

UNIVERSIDADE FEDERAL DE VIÇOSA
CENTRO DE CIÊNCIAS EXATAS E TECNOLÓGICAS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

THIAGO MARQUES DE SOUZA

**COMPARAÇÃO ENTRE A TÉCNICA DE CONTROLE
PROPORCIONAL-INTEGRAL E A BASEADA EM PASSIVIDADE
APLICADAS A UM INVERSOR TRIFÁSICO**

VIÇOSA
2014

THIAGO MARQUES DE SOUZA

**COMPARAÇÃO ENTRE A TÉCNICA DE CONTROLE
PROPORCIONAL-INTEGRAL E A BASEADA EM PASSIVIDADE
APLICADAS A UM INVERSOR TRIFÁSICO**

Monografia apresentada ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Exatas e Tecnológicas da Universidade Federal de Viçosa, para a obtenção dos créditos da disciplina ELT 490 – Monografia e Seminário e cumprimento do requisito parcial para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. José Tarcísio Resende.

VIÇOSA
2014

THIAGO MARQUES DE SOUZA

**COMPARAÇÃO ENTRE A TÉCNICA DE CONTROLE
PROPORCIONAL-INTEGRAL E A BASEADA EM PASSIVIDADE
APLICADAS A UM INVERSOR TRIFÁSICO**

Monografia apresentada ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Exatas e Tecnológicas da Universidade Federal de Viçosa, para a obtenção dos créditos da disciplina ELT 490 – Monografia e Seminário e cumprimento do requisito parcial para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 18 de junho de 2014.

COMISSÃO EXAMINADORA

Prof. Dr. José Tarcísio de Resende - Orientador
Universidade Federal de Viçosa

Prof. Dr. Denilson Eduardo Rodrigues - Membro
Universidade Federal de Viçosa

Engenheiro André Luis Carvalho Mendes - Membro
Universidade Federal de Viçosa

***“A mente que se abre a uma nova ideia
jamais voltará ao seu tamanho original.”***

Albert Einstein

À minha família e aos meus amigos.

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus por ser a luz da minha vida e por me conceder a sabedoria, o entusiasmo e a força necessária para que eu pudesse concluir este trabalho. Por cuidar da minha vida nos momentos de fraqueza e dificuldade. Obrigado também Senhor pela Tua divina misericórdia, por fazer de mim um filho amado e nunca ter desistido de mim nos momentos de rebeldia.

Agradeço imensamente aos meus pais Elpidio e Maria Neide e aos meus irmãos Guilherme e Thais pelo amor, carinho e confiança que sempre depositaram em mim. Eu sou reflexo do amor colhido de vocês.

Aos amigos da Engenharia Elétrica UFV, em especial aos “Vida Loka Tb Ama”, pela amizade, companheirismo e incentivo ao desenvolvimento dos meus trabalhos. Vocês por muitas vezes foram a força que me fez superar cada obstáculo e são a família que eu escolhi.

Aos amigos do futebol, do Volt Full D, do Alambique de LyΩhms, do São José FC, da LUVE e da A.A.A.E.-UFV pelo carinho, incentivo e torcida.

Aos amigos do Ministério Universidades Renovadas (MUR), que tanto rezaram por mim e me ajudaram a seguir firme na caminhada buscando a santidade.

Aos amigos da Gerência de Especialistas em Sistemas Elétricos de Potência (GESEP), em especial Allan Fagner, que sempre me incentivou e ajudou tornando mais fácil a superação de cada obstáculo.

Ao professor José Tarcísio de Resende por me orientar e acreditar no meu trabalho.

Ao professor Heverton Augusto Pereira por me dar a oportunidade de fazer parte do GESEP, pelo entusiasmo fornecido durante as pesquisas e por incentivar o meu crescimento pessoal e profissional. Será sempre uma referência de sucesso em minha vida.

Encerro agradecendo a FAPEMIG pelo incentivo e apoio financeiro concedido e à UFV pelo ensino de qualidade e por me acolher tão bem.

Resumo

O inversor trifásico é um conversor estático de potência com ampla aplicação em sistemas industriais, como no controle da velocidade de motores de indução trifásicos (MIT) e no suprimento de energia elétrica. Ele converte uma tensão contínua em uma tensão alternada com frequência e amplitude controladas para uma determinada aplicação. Por se tratar de um conversor chaveado, ele cria problemas relacionados à qualidade da energia elétrica, como, por exemplo, a proliferação de harmônicos na rede elétrica. Devido à sua crescente utilização nos sistemas de geração distribuída (GD), que conecta fontes independentes de energia ao sistema elétrico de potência (SEP), certa atenção hoje é voltada para o estudo desse conversor. Nesse contexto, este trabalho visa comparar duas topologias de controle aplicadas ao inversor trifásico, que conecta uma fonte de tensão controlada à rede elétrica. Tal fonte de tensão simula um barramento c.c. com tensão controlada. A primeira técnica apresentada é o tradicional controlador linear do tipo proporcional-integral (PI), cuja escolha se deve ao fato de ser uma técnica bastante desenvolvida na literatura. A segunda técnica consiste em um controle não linear baseado em passividade ou PBC (do inglês, *Passivity-Based Control*), o qual visa controlar um processo de forma que ele armazene a menor quantidade de energia possível. Tal técnica se baseia em funções de energia e é utilizada para projetar controladores para diversos sistemas físicos que podem ser escritos através das equações de Euler-Lagrange (EL). Para analisar o desempenho do conversor c.c.-c.a. para as técnicas de controle estudadas, foram realizadas simulações em ambiente *Matlab/Simulink*. Nas simulações, perturbações como um afundamento momentâneo de tensão (AMT) equilibrado e poluição harmônica na rede foram aplicadas ao sistema elétrico e suas respostas foram analisadas. Os resultados revelam que os controladores baseados em passividade foram robustos às perturbações simuladas, sendo o desempenho do controlador PBC-AI superior em alguns pontos ao tradicional controlador PI.

Abstract

The three-phase inverter is a static power with wide application in industrial systems, as in the velocity control of motors of three-phase induction and the supply of electric energy. It converts a continuous voltage to a.c. voltage with frequency and controlled amplitude for a determined application. Since it is a switched converter, it creates problems related to electrical energy quality, for instance, the proliferation of harmonics in the power grid. Due to its increasing use in the systems of distributed generation (DG), which connects dependent energy to electrical source to the power electrical system (PES), nowadays there are many studies concerning this converter. In this context, this work aims to compare two topologies of control applied to the three-phase inverter that connects a controlled voltage source by the power grid. This voltage source simulates a bus c.c. with controlled voltage. The first technique presented is the traditional linear controller of the type proportional-integral (PI), which was chosen because its technique is very developed in the literature. The second technique consists in a non-linear control based on passivity or PBC (*Passivity-Based Control*), which directs to control a process in a way it lays up the lowest quantity of power possible. This technique is based on power functions and it is used to project controllers for various physical systems that can be written by Euler-Lagrange (EL) equations. For analyzing the performance of the converter c.c-c.a to the control techniques studied, it was done simulations in *Matlab/Simulink* environment. In the simulations, disturbances like momentary voltage sags (MTS) balanced and harmonic pollution in the network were applied to the electrical system and its answers were analyzed. The results showed that the controllers based on passivity was robust to the simulated perturbations, once the performance of the PBC-AI controller is better that the traditional PI controller.

Sumário

1	INTRODUÇÃO.....	14
1.1	Geração Distribuída e Fontes Alternativas.....	14
1.2	Objetivos.....	16
1.3	Organização do Trabalho.....	17
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	18
2.1	Estrutura do Sistema.....	18
2.2	Projeto do Filtro LCL.....	19
2.3	Circuito de Sincronismo.....	21
2.4	Modulação por Largura de Pulso.....	23
2.5	Modelagem do Inversor Trifásico.....	27
2.5	Topologias de Controle.....	29
2.5.1	Controle Linear do Inversor PWM.....	30
2.5.2	Controle Não-Linear do Inversor PWM.....	33
2.5.2.1	Projeto do Controlador PBC.....	33
2.5.2.2	Controlador IDA-PBC.....	36
3	MATERIAIS E MÉTODOS.....	41
3.1	Parâmetros da Simulação.....	41
3.2	Ressonância do Filtro LCL e Cálculo do Parâmetro r	42
3.3	Dinâmica do Sistema.....	42
3.4	Cálculo das Resistências de Amortecimento.....	44
4	RESULTADOS E DISCUSSÕES.....	46
4.1	Análise e Determinação dos Ganhos para os Controladores Baseados em Passividade.....	46
4.2	Operação Normal do SEP.....	47
4.3	Comportamento do Conversor Perante um Afundamento Momentâneo de Tensão Equilibrado.....	49
4.4	Comportamento do Conversor no Caso de Poluição Harmônica na Rede Elétrica.....	52
5	CONCLUSÕES.....	55
	PROPOSTAS DE CONTINUIDADE.....	56
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	57

APÊNDICE A: REPRESENTAÇÃO VETORIAL DAS GRANDEZAS TRIFÁSICAS	60
A.1 Fazor Espacial.....	60
A.2 Transformações de Coordenadas.....	61

Lista de Figuras

Figura 1 - Geração distribuída.	15
Figura 2 - Estrutura do sistema simulado.	18
Figura 3 - Diagrama de blocos de um SOGI [2].	22
Figura 4 - Diagrama da estrutura da DSOGI-PLL [2].	23
Figura 5 - Rede trifásica chaveada [22].	25
Figura 6 - Espaço vetorial dos fasores espaciais [2].	25
Figura 7 - Diagrama de blocos do SVPWM.	27
Figura 8 – Ilustração do sistema elétrico.	27
Figura 9 - Malha de controle do subsistema de eixo direto.	31
Figura 10 - Malha de controle do subsistema de eixo em quadratura.	31
Figura 11 - Malhas do controle PI do inversor.	32
Figura 12 - Diagrama de blocos do controle PBC.	36
Figura 13 - Diagrama de blocos do controle IDA-PBC.	40
Figura 14 - Atenuação de corrente do filtro LCL.	42
Figura 15 - Corrente de eixo direto e em quadratura para o controlador PBC.	46
Figura 16 - Corrente de eixo direto e em quadratura para o controlador IDA-PBC.	47
Figura 17 - Corrente de eixo direto e em quadratura para o controlador PBC-AI.	47
Figura 18 – Dinâmica do eixo direto na resposta ao degrau.	48
Figura 19 - Dinâmica do eixo em quadratura na resposta ao degrau.	48
Figura 20 - Potência ativa na operação normal do SEP.	49
Figura 21 - Potência reativa na operação normal do SEP.	49
Figura 22 - Perfil do AMT.	50
Figura 23 – Dinâmica do eixo direto na ocorrência de um AMT.	50
Figura 24 – Dinâmica do eixo em quadratura na ocorrência de um AMT.	50
Figura 25 - Potência ativa na ocorrência de um AMT.	51
Figura 26 - Potência reativa na ocorrência de um AMT.	51
Figura 27 – Distorção harmônica na tensão da rede elétrica.	52
Figura 28 - Correntes injetadas pelos conversores (a) PI (b) PBC (c) IDA-PBC (d) PBC-AI.	53
Figura 29 – Espectros das correntes.	53
Figura 30 - Sistemas de coordenadas.	61

Lista de Tabelas

Tabela 1 - Parâmetros do sistema elétrico.	41
Tabela 2 - Componentes harmônicas inseridas na tensão da rede elétrica.	41
Tabela 3 - Ganhos usados na simulação 1.	45
Tabela 4 - Ganhos usados na simulação 2.	45
Tabela 5 - Ganhos usados na simulação 3.	45

1 INTRODUÇÃO

1.1 Geração Distribuída e Fontes Alternativas

A energia elétrica é um ingrediente fundamental para o desenvolvimento da sociedade moderna e seu fornecimento tem um impacto direto na situação econômica e social das nações. Tal diagnóstico explica os motivos pelos quais as fontes primárias dessa energia estão se tornando escassas e cada vez mais caras [1].

Tradicionalmente a energia elétrica é gerada em grandes usinas, geralmente distantes dos centros de cargas, e levada até as unidades consumidoras através de linhas de transmissão e de distribuição. Com isso, além dos custos operacionais relacionados com a geração, os custos de manutenção das linhas de transmissão e de distribuição também são incorporados ao valor das tarifas pagas pelos consumidores [2].

Outro ponto muito importante quando se fala da geração de energia elétrica está relacionado aos tipos convencionais de usinas geradoras, como, por exemplo: as hidrelétricas, as termoelétricas e as nucleares. Todas elas com sérios problemas ambientais e/ou de implantação.

Diante desse tradicional panorama do setor energético, a instalação de pequenas e médias centrais geradoras juntas aos centros de cargas ou dentro deles, conhecida como geração distribuída ou dispersa (GD), tem ganhado muita atenção nos últimos anos [3] [4]. Na Figura 1 está ilustrada essa nova proposta de conexão de fontes independentes ao sistema elétrico de potência (SEP), o qual passa a operar como várias microrredes (do inglês, *Micro Grids*) independentes e/ou inteligentes (do inglês, *Smart Grids*) com um fluxo de potência bidirecional [2].

Como pode ser observado na Figura 1, o conceito de GD permite a integração tanto de fontes renováveis como também de não renováveis ao SEP e são inúmeros os benefícios que justificam a escolha por tal modalidade. Entre eles, estão [2], [5], [6]:

- Redução dos custos operacionais;
- Aumento da eficiência energética global;
- Redução das perdas nas linhas de transmissão;

- Melhora no perfil de tensão do SEP;
- Melhora os índices de qualidade da energia;
- Aumenta a confiabilidade e segurança do SEP;
- Alivia as linhas de transmissão e o sistema de distribuição;
- Adiamento de investimentos em expansão dos sistemas de transmissão e distribuição;
- Aproveitamento de recursos renováveis locais;
- Redução na emissão de poluentes e degradação ambiental;
- Diversificação da matriz energética.

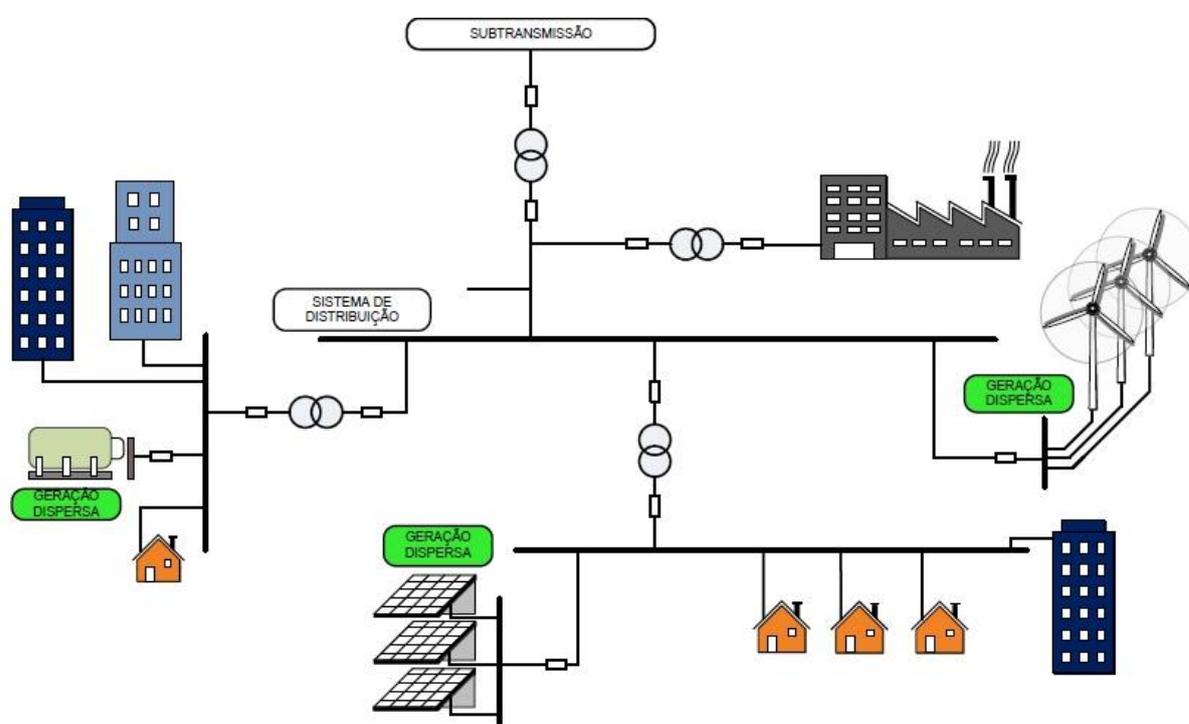


Figura 1 - Geração distribuída.

A geração distribuída de energia elétrica com fontes renováveis e alternativas tem recebido muita atenção em diversos países, que buscam ampliar e diversificar suas matrizes energéticas, priorizando e incentivando o uso de fontes geradoras de energia limpa, dentre as quais, o maior destaque é da geração eólica e solar, que são as mais utilizadas em todo o mundo.

O Brasil vive um momento ímpar nesse processo de diversificação de sua matriz energética. Com a entrada em vigor da Resolução Normativa 482 da ANEEL, as

distribuidoras estão adequando seus sistemas para tratar do acesso da microgeração e minigeração distribuídas com potência instalada menor ou igual a 100 quilowatts (kW) e entre 101 kW e 1 megawatts (MW), respectivamente, que utilizem fontes de geração renováveis ou com elevada eficiência energética, isto é, com base em energia hidráulica, solar, eólica, biomassa ou cogeração qualificada [7].

Como exposto anteriormente, o uso da GD em baixa tensão traz inúmeros benefícios para os usuários e para o sistema de fornecimento de energia elétrica dos países que fazem uso dessa modalidade de geração. Porém, questões relacionadas ao perfil de tensão devem ser levadas em consideração, principalmente devido à existência de inversores PWM (do inglês, *Pulse Width Modulation*), que injetam componentes harmônicas na rede elétrica. Além disso, deve-se assegurar que os inversores não operem em situações de ilhamento, onde o sistema de GD passa a alimentar cargas elétricas isoladas do restante do SEP [2].

Diversos trabalhos encontrados na literatura estudam técnicas para reduzir a distorção harmônica na corrente injetada por inversores PWM, que é a unidade básica da GD. A maioria deles propõe projetos de filtros [8], estudo de novas técnicas de sincronismo [9] ou novas técnicas de modulação PWM [10], considerando, na maioria das vezes, uma rede elétrica ideal, cuja tensão é livre de distorções harmônicas.

Ao mesmo tempo, devido ao crescente desenvolvimento dos microcontroladores e microprocessadores, vários outros trabalhos são voltados para o controle dos inversores PWM [2], [5], [11], e [12], propondo diversas estratégias de controle, que abrangem tanto controladores lineares quanto não lineares.

1.2 Objetivos

Neste contexto, este trabalho tem como objetivo modelar e controlar as correntes injetadas por um inversor PWM utilizado para a conexão de uma fonte de tensão controlada, que emula um barramento c.c. controlado, a uma rede de 220 volts (V) de tensão pertencente a um sistema de 20kW implementado em ambiente *Matlab/Simulink*.

Em especial, será proposta uma comparação entre duas técnicas de controle para o inversor PWM: a primeira delas usando o tradicional controle linear do tipo proporcional-integral (PI) e a outra uma recente topologia de controle não linear baseada em passividade, denominada frequentemente de PBC (do inglês, *Passivity-Based Control*).

O desempenho dessas técnicas será avaliado tanto para um regime normal de operação quanto para perturbações do sistema, como, por exemplo: os afundamentos momentâneos de tensão equilibrados e a condição de poluição harmônica na rede elétrica.

1.3 Organização do Trabalho

A organização desse trabalho é feita em 5 capítulos. No primeiro deles, é apresentado uma contextualização das aplicações dos conversores e os objetivos do trabalho.

O segundo capítulo apresenta a revisão bibliográfica de todos os elementos que compõem o sistema elétrico simulado e das topologias de controle usadas nos conversores.

No capítulo 3, são apresentados os valores dos principais parâmetros utilizados na simulação. Além disso, é feita uma verificação de algumas considerações feitas ao longo da modelagem dos elementos do sistema.

O capítulo 4 apresenta os resultados e discussões a respeito tanto da operação normal do sistema quanto de seu comportamento diante de perturbações, como: afundamentos momentâneos de tensão e poluição harmônica da rede elétrica.

No capítulo 5 são apresentadas as conclusões do trabalho e no 6 são listadas algumas propostas de continuidade.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 Estrutura do Sistema

O sistema estudado nesse trabalho está ilustrado na Figura 2. Nela, V_{dc} é uma fonte de tensão controlada que simula o nível de tensão de um barramento c.c. controlado, muito comum na conexão de fontes alternativas de energia à rede elétrica, como no caso da geração solar fotovoltaica e eólica. Quando em operação, uma corrente I_{dc} flui em direção ao inversor trifásico.

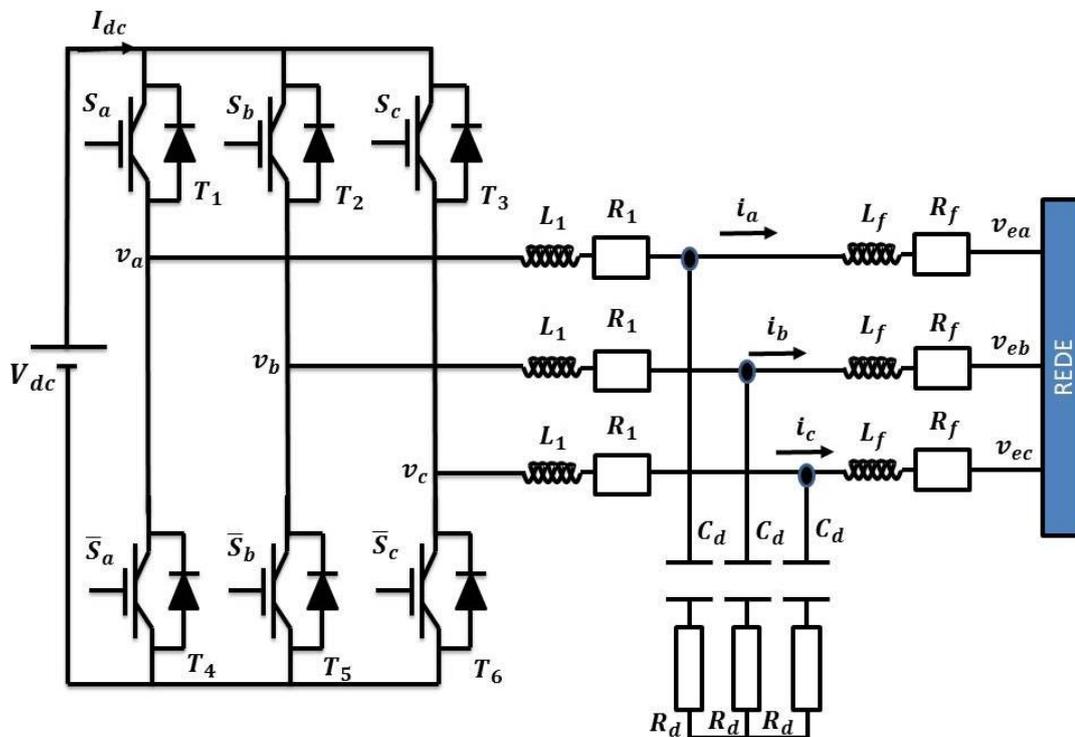


Figura 2 - Estrutura do sistema simulado.

O inversor trifásico é constituído pelo conjunto de seis chaves semicondutoras IGBT's T1 – T6 (do inglês, *Insulated Gate Bipolar Transistor*). Essas chaves são acionadas pelos sinais S e \bar{S} , onde S é o sinal para as chaves superiores e \bar{S} para as inferiores. Tanto S quanto \bar{S} assumem apenas os valores 0 ou 1, sendo o valor 1 indicador que a chave está fechada e 0 para a chave aberta. O estado de cada chave é determinado pelo sinal da modulação por largura de pulso.

É através do chaveamento controlado das chaves semicondutoras que o inversor é capaz de sintetizar uma tensão trifásica com amplitude e frequência controladas a partir de uma tensão contínua. Aqui, a tensão trifásica na saída do inversor é representada pelas grandezas v_a , v_b e v_c , onde cada uma dessas tensões equivale a uma fase no sistema de coordenadas naturais ou coordenadas abc.

Na ilustração da rede elétrica, os parâmetros de corrente são representados por i_a , i_b e i_c , enquanto os de tensão são dados nas formas v_{ea} , v_{eb} e v_{ec} .

Devido ao chaveamento dos dispositivos semicondutores do inversor, harmônicos de ordem elevada são injetados na rede elétrica a qual o inversor está conectado. A poluição da rede elétrica pelos harmônicos afeta diretamente a qualidade de sua energia e o desempenho do sistema elétrico, gerando perdas tanto para os consumidores quanto para as empresas fornecedoras.

Uma possível solução para evitar a poluição harmônica da rede elétrica é a utilização do filtro passivo de topologia LCL. Tal filtro atua de forma a reduzir os harmônicos gerados pelo chaveamento presente no inversor trifásico, preservando a rede. Com isso, o filtro LCL se torna um componente fundamental a ser aplicado no sistema elétrico aqui estudado.

Como pode ser visto na Figura 2, a estrutura do filtro LCL é formada pelo simples arranjo de dois indutores (L_1 e L_f) em série e um capacitor (C_d) em derivação entre eles. Em série com esse capacitor, usa-se um resistor de amortecimento (R_d) que minimiza o pico de ressonância do filtro.

Os indutores (L_1 e L_f) e suas respectivas resistências internas (R_1 e R_f) são parâmetros do filtro LCL, assim também como o capacitor C_d em derivação e a resistência de amortecimento R_d .

2.2 Projeto do Filtro LCL

O correto dimensionamento do filtro LCL é capaz de atenuar os harmônicos múltiplos da frequência de chaveamento aplicada no inversor e está diretamente relacionado com a escolha de seus parâmetros, que estarão presentes nos cálculos dos ganhos dos controladores.

Uma dificuldade que se observa no projeto do filtro LCL é justamente a escolha de seus parâmetros, uma vez que uma boa escolha é fundamental para o bom funcionamento da estratégia de controle. Neste trabalho, a escolha dos parâmetros do filtro LCL se baseia na

referência [13], o qual leva em consideração a potência ativa nominal do inversor (P_n), a tensão de linha eficaz do filtro (E), a frequência da rede (f_n) e a frequência de chaveamento (f_s).

Desse modo, os parâmetros do filtro serão normalizados de acordo com os valores bases descritos em (1) e (2).

$$Z_b = \frac{E^2}{P_n} \quad (1)$$

$$C_b = \frac{1}{\omega_n Z_b} \quad (2)$$

De acordo com [13], alguns limites são impostos aos parâmetros do filtro LCL a fim de melhor seu desempenho, como por exemplo:

- O valor do capacitor C_d está limitado pela potência reativa máxima que circula no sistema (geralmente menor que 5%);
- A frequência de ressonância deve permanecer dentro de uma faixa que não crie problemas de ressonância nas mais baixas e nas mais altas frequências ($10 f_n \leq f_{res} \leq 0,5 f_s$);
- O valor de R_d deve ser calculado de forma que o amortecimento passivo não seja muito baixo, para evitar oscilação, e as perdas não sejam muito altas a fim de não reduzir a eficiência.

O valor do indutor L_1 do lado do inversor é calculado de acordo com a máxima corrente de ripple (i_{ripple}) admissível no sistema, como representado em (3).

$$L_1 = \frac{E}{2\sqrt{6}f_s i_{ripple}} \quad (3)$$

Uma vez calculado o valor do indutor L_1 , determina-se o valor do indutor L_f do lado da rede a partir do parâmetro r , que relaciona essas duas indutâncias.

$$L_f = rL_1 \quad (4)$$

O parâmetro r é calculado a partir da atenuação de corrente do filtro dada por (5), dos parâmetros L_1 e C_b já calculados e do parâmetro x ($x \leq 5\%$), que nada mais é do que o limite de potência reativa citado anteriormente.

$$\frac{i_g(h_s)}{i(h_s)} = \frac{1}{|1 + r(ax)|} \quad (5)$$

onde $a = L_1 C_b \omega_s^2$, sendo ω_s a frequência angular de chaveamento.

Segundo [13], por questões práticas, o valor da atenuação de corrente geralmente é adotado como 20%.

Outro parâmetro que também é calculado a partir do limite de potência reativa x no sistema é o capacitor C_d em derivação do filtro.

$$C_d = x C_b \quad (6)$$

O valor da frequência de ressonância f_{res} é obtido através de (7), sendo imprescindível observar se ela está dentro da faixa que não provoca problemas de ressonância ($10 f_n \leq f_{res} \leq 0.5 f_s$).

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_f}{L_1 L_f C_f}} \quad (7)$$

Por fim, o valor do resistor de amortecimento R_d geralmente é definido como sendo o dobro da impedância do capacitor C_d na frequência de ressonância f_{res} [13].

2.3 Circuito de Sincronismo

A conexão de conversores estáticos ao sistema elétrico de potência (SEP) exige o sincronismo das correntes e tensões sintetizadas nos conversores com as grandezas da rede elétrica. Como essa é uma prática que vem se tornando cada vez mais comum, existe a preocupação e estímulo em torná-la cada vez mais eficiente e segura [9].

Para sincronizar o conversor com a rede elétrica, são usados sinais de referência de frequência e fase provenientes de medições de tensões e/ou correntes no ponto de acoplamento comum entre o conversor e a rede.

Na maioria das vezes, os sinais de referência apresentam erros devido a algumas perturbações, como, por exemplo, a presença de componentes harmônicas geradas pelo próprio conversor e o desequilíbrio nas tensões trifásicas da rede elétrica. Com isso, a capacidade de rejeitar distúrbios indesejados, juntamente com o custo e a simplicidade de implementação são fatores que devem ser levados em consideração no momento da escolha do circuito de sincronismo a ser utilizado [14].

Devido aos resultados apresentados na literatura e que serão discutidos mais adiante na seção 2.5, este trabalho opta por investigar circuitos de sincronismo que fazem uso do sistema de coordenadas síncrono, também conhecido como sistema de coordenadas $dq0$.

Existem na literatura várias propostas de estruturas de sincronização, sendo a maior parte dos estudos voltados para o desenvolvimento de estruturas baseadas em circuitos PLL (do inglês, *Phase-locked loop*), como por exemplo: SRF-PLL [15], DDSRF-PLL [16], PSF-PLL [17], SSI-PLL [18] e DSOGI-PLL [19].

De acordo com os estudos realizados em [20], que compara o desempenho das topologias de PLL citadas acima em relação à rejeição de harmônicos, robustez perante desbalanço, detecção de sequência positiva e simplicidade estrutural, verifica-se a superioridade da DSOGI-PLL (do inglês, *Double Second Order Generalized Integrator Phase-Locked Loop*), justificando seu uso neste trabalho.

A DSOGI-PLL baseia-se no Integrador Generalizado de Segunda Ordem (SOGI) utilizado para filtrar e gerar sinais em quadratura. Esses sinais são utilizados como entrada de um detector de sequência positiva e negativa baseado no método das componentes simétricas instantâneas em coordenadas $\alpha\beta$. O esquema do SOGI é apresentado na Figura 3.

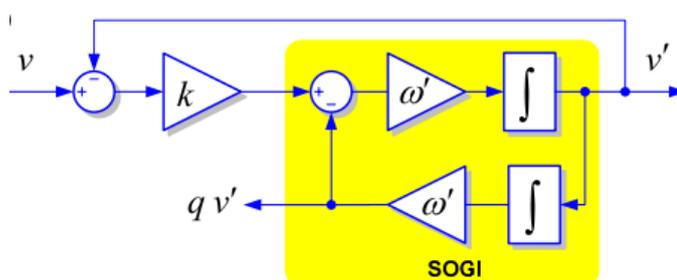


Figura 3 - Diagrama de blocos de um SOGI [2].

O fator de amortecimento está diretamente relacionado com o valor do ganho k . Segundo [19], uma resposta criticamente amortecida pode ser obtida quando $k = \sqrt{2}$. Esta

escolha resulta em resultados interessantes para o tempo de estabilização e limitação de sobre sinal. Como características importantes do SOGI, podem-se citar:

- Se ω' e k forem apropriadamente escolhidos, v' será praticamente senoidal e igual a componente fundamental de v ;
- O sinal qv' será a versão de fase em quadratura do sinal v (90° atrasado), que é muito útil na detecção das componentes simétricas de sistemas trifásicas;
- A utilização do SOGI atenua os harmônicos.

Após os sinais terem sido filtrados pelo SOGI, os mesmos podem ser utilizados na detecção das componentes de sequência positiva e negativa da tensão medida. De posse das componentes de sequência nas coordenadas $\alpha\beta$, as mesmas são referenciadas nas coordenadas dq e uma SRF-PLL (do inglês, *Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop*) fornece o ângulo $\rho(t)$ da transformação. O diagrama de blocos da estrutura completa da DSOGI-PLL é apresentado na Figura 4.

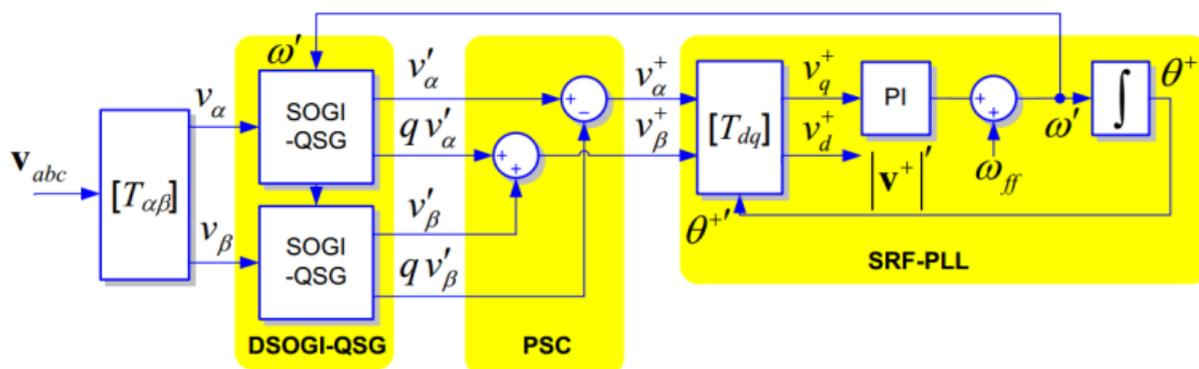


Figura 4 - Diagrama da estrutura da DSOGI-PLL [2].

2.4 Modulação por Largura de Pulso

O controle dos conversores é feito através de topologias de modulação, que podem ser: AM (do inglês, *Amplitude Modulation*), FM (do inglês, *Frequency Modulation*) ou PWM (do inglês, *Pulse Width Modulation*).

A conversão de energia c.c.-c.a. dos inversores pode ser feita através da modulação PWM, seja ela do tipo senoidal, histerese, modulação vetorial, modulação ótima ou modulação aleatória.

Dentre esses tipos de modulação, a modulação vetorial ou SVPWM (do inglês, *Space Vector Pulse Width Modulation*) proposta por [21] vem ganhando destaque nas estratégias de controle atuais, principalmente no controle do chaveamento dos interruptores semicondutores de conversores estáticos trifásicos. Tal popularidade se deve as importantes características desse tipo de modulação, as quais se podem citar [22], [23]:

- Otimiza o chaveamento dos semicondutores;
- Alto aproveitamento do elo c.c.;
- Baixa distorção harmônica;
- Faixa de operação linear estendida;
- Operação na faixa de sobremodulação;
- Adequada para a implementação digital.

Para entender a ideia do funcionamento da SVPWM, considere o circuito do conversor da Figura 5. Assumindo o terminal negativo de V_{dc} como referência e que duas chaves do mesmo braço nunca fecharão simultaneamente, pode-se observar que as tensões nos terminais do conversor podem assumir apenas dois valores ($+V_{dc}$ ou zero) para a chave superior ou inferior fechada, respectivamente, através das oito combinações de chaveamento possíveis. Tal fato caracteriza esse conversor como sendo de dois níveis.

A partir das tensões de referência em cada fase, podem-se construir fasores espaciais (*Apêndice A.1*) de tensão no plano $\alpha\beta$ que modelam o conversor. Contudo, esses fasores podem ocupar apenas posições do plano $\alpha\beta$ que obedecem as condições de operação indicadas na Figura 6.

Observando os fasores de chaveamento da Figura 6, pode-se notar que existem dois estados que apresentam fasores nulos (\vec{V}_{000} e \vec{V}_{111}). Segundo [24], estes dois estados são fundamentais para reduzir a ondulação da corrente c.a. fornecida pelos conversores.

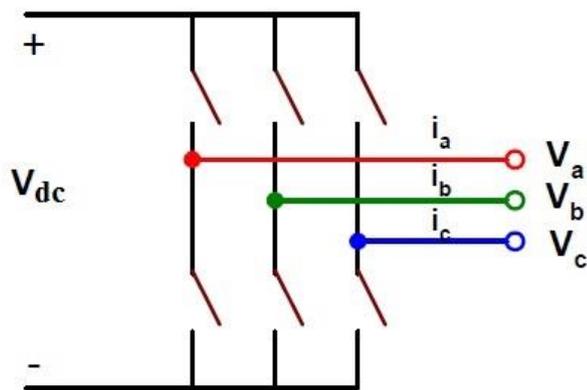


Figura 5 - Rede trifásica chaveada [22].

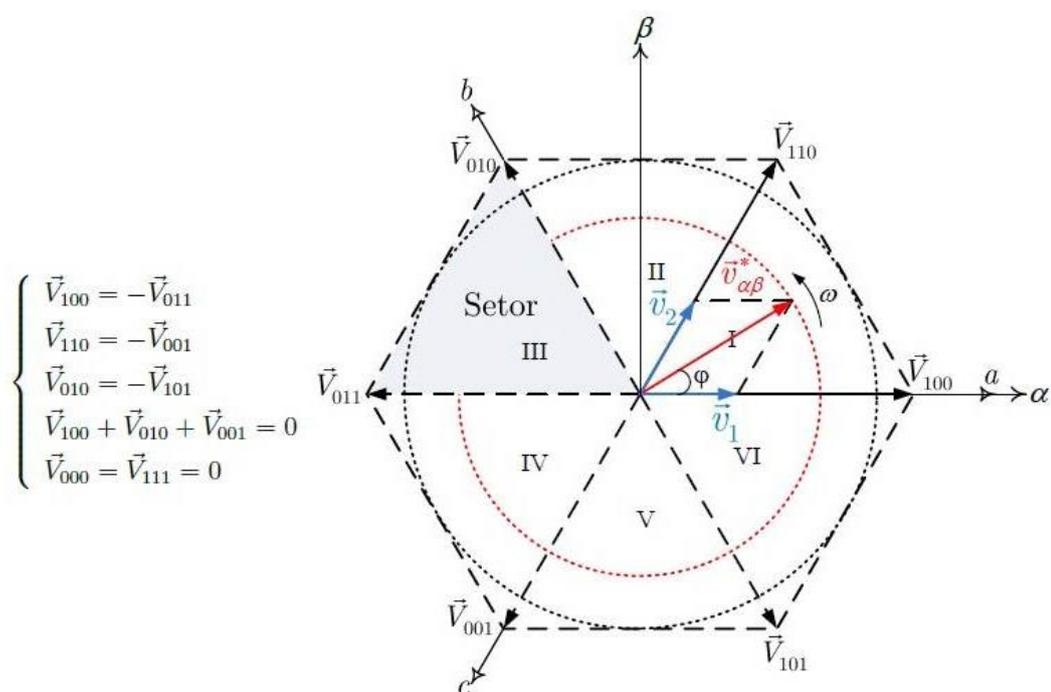


Figura 6 - Espaço vetorial dos fasores espaciais [2].

Os fasores de chaveamento dividem a Figura 6 em seis setores idênticos, as quais podem ser totalmente ocupadas pelo fasor de referência de tensão na saída do conversor $\vec{v}_{\alpha\beta}^*$. Tal fasor de referência $\vec{v}_{\alpha\beta}^*$ corresponde a uma combinação linear de todos os fasores de chaveamento e determina a sequência de chaveamento do conversor.

Em resumo, a modulação vetorial pode ser descrita em quatro etapas. Na primeira etapa, os sinais de referência de cada fase são mapeados no plano $\alpha\beta$, sendo representado pelo fasor de referência $\vec{v}_{\alpha\beta}^*$. Na segunda etapa, são selecionados os fasores de chaveamento para sintetizam $\vec{v}_{\alpha\beta}^*$ para um ciclo de chaveamento. Na terceira etapa, é calculado o tempo de

duração do chaveamento de cada fasor. Na última etapa, os fasores de chaveamento selecionados são sequenciados e enviados ao componente de chaveamento [22], [25].

Na região de operação linear, a aplicação da modulação vetorial é capaz de sintetizar na saída do inversor uma tensão máxima de [2]:

$$V_{max,SVPWM} = \frac{\sqrt{3}}{3} V_{dc} \quad (8)$$

Onde V_{dc} é a tensão c.c.

Caso fosse utilizada a modulação senoidal ou SPWM (do inglês, *Sinusoidal Pulse Width Modulation*), que apresenta uma estrutura de fácil implementação, a máxima tensão de saída do conversor seria [24].

$$V_{max,SPWM} = \frac{V_{dc}}{2} \quad (9)$$

Comparando (8) e (9), pode-se notar que a modulação vetorial proporciona um ganho de aproximadamente 15% na componente fundamental da tensão máxima de saída do conversor em relação à modulação senoidal.

Além disso, considerando que a amplitude máxima da componente fundamental da onda quadrada de saída do conversor seja $\vec{V}_{quad} = 2V_{dc}/\pi$ [26] e que o índice de modulação seja dado por:

$$m = \frac{\vec{v}_{\alpha\beta}^*}{\vec{V}_{quad}} \quad (10)$$

O máximo índice de modulação possível na região linear para a modulação vetorial é de 0,9069 e de apenas 0,7855 para a modulação senoidal [26], comprovando que a modulação vetorial explora melhor o nível de tensão c.c.

Devido às vantagens apresentadas, neste trabalho será utilizada a modulação vetorial ou SVPWM. No entanto, ela foi implementada de maneira alternativa através de uma alteração nos seus sinais de referência, os quais foram adicionados um sinal de sequência zero a fim de aumentar a liberdade na regulação de tensão do barramento c.c.

Na Figura 7 está ilustrada a forma como foi realizada a modulação vetorial neste trabalho, assumindo que o sinal de referência é obtido através do teste da menor magnitude entre os sinais de referência, porém normalizado por 1/2 [23], [25].

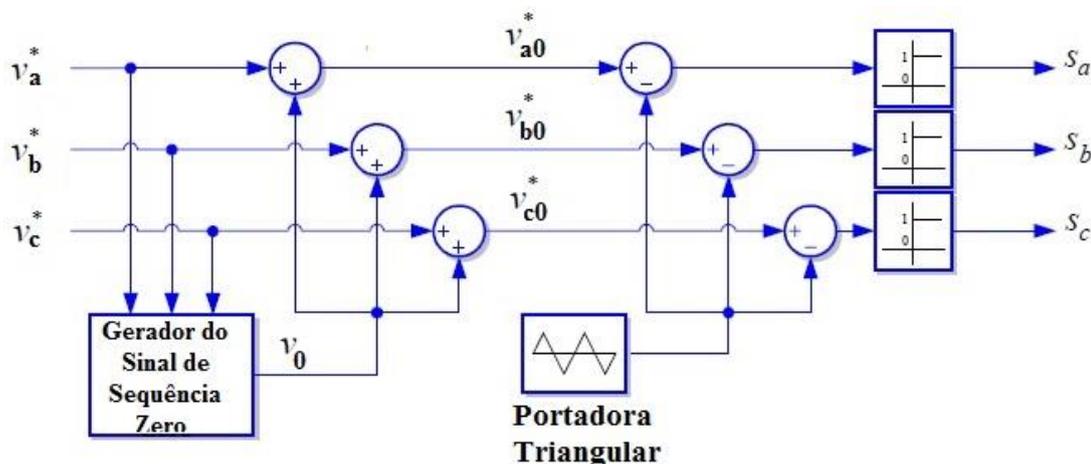


Figura 7 - Diagrama de blocos do SVPWM.

2.5 Modelagem do Inversor Trifásico

Na Figura 8 é feita uma nova representação para o sistema elétrico estudado neste trabalho.

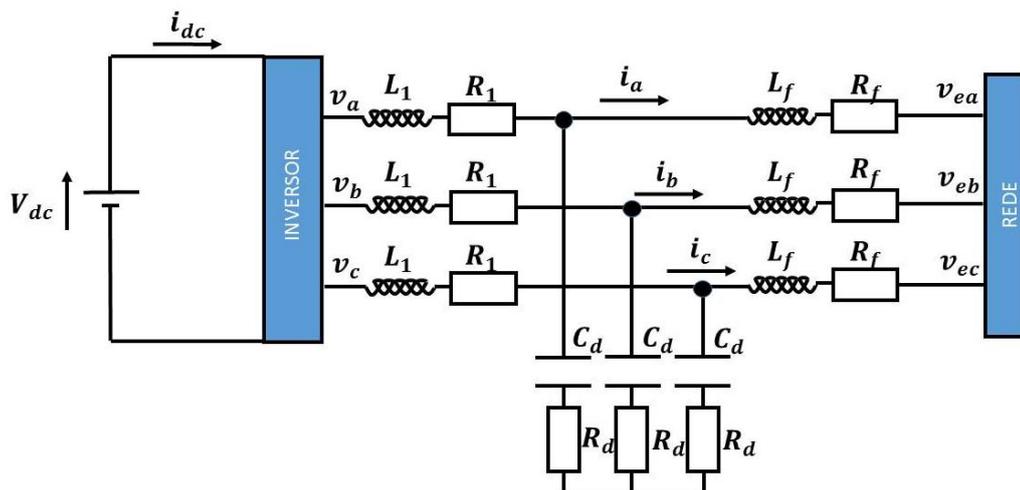


Figura 8 – Ilustração do sistema elétrico.

No intuito de desenvolver um modelo matemático para a dinâmica desse inversor, são feitas algumas considerações.

- O sistema trifásico está equilibrado;
- É considerada apenas a dinâmica da componente fundamental;

- O capacitor C_d do filtro LCL é considerado um circuito aberto na frequência fundamental.

De posse das considerações feitas e considerando $L = L_1 + L_f$ e $R = R_1 + R_f$, podem-se escrever as seguintes relações para cada uma das fases do inversor em coordenadas naturais.

$$\begin{cases} L \frac{di_a(t)}{dt} + Ri_a(t) - v_a(t) + v_{ea}(t) = 0 \\ L \frac{di_b(t)}{dt} + Ri_b(t) - v_b(t) + v_{eb}(t) = 0 \\ L \frac{di_c(t)}{dt} + Ri_c(t) - v_c(t) + v_{ec}(t) = 0 \end{cases} \quad (11)$$

Onde $i_a(t)$, $i_b(t)$ e $i_c(t)$ são as correntes instantâneas em Amperes que fluem nos terminais do inversor; $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_c(t)$ são as tensões instantâneas em Volts sintetizadas nos terminais do inversor e $v_{ea}(t)$, $v_{eb}(t)$ e $v_{ec}(t)$ são as tensões instantâneas em Volts no ponto de acoplamento com a rede elétrica.

Vale ressaltar que a tensão trifásica na saída do inversor é proveniente da interação da função de chaveamento de cada fase (S_a, S_b e S_c) com o nível de tensão contínua, de forma que $v_a(t) = S_a V_{dc}$, $v_b(t) = S_b V_{dc}$ e $v_c(t) = S_c V_{dc}$.

Agora, será inserido o conceito de fasor espacial na modelagem do inversor trifásico, frequentemente chamado na literatura de vetor espacial.

Somando-se as três relações presentes em (11), porém multiplicadas por $(\frac{2}{3}) e^{j0}$, $(\frac{2}{3}) e^{j\frac{2\pi}{3}}$ e $(\frac{2}{3}) e^{j\frac{4\pi}{3}}$, respectivamente, pode-se reescrever o sistema de equações dinâmicas que modelam o inversor na forma compacta dos fasores espaciais.

$$L \frac{d\vec{i}}{dt} + R \vec{i} - \vec{v} + \vec{V} = 0 \quad (12)$$

Onde \vec{i} , \vec{v} e \vec{V} são os fasores espaciais de corrente, tensão nos terminais do inversor e tensão na conexão com a rede elétrica, respectivamente.

Com a presença da constante $(\frac{2}{3})$ junto aos termos exponenciais, foi possível assegurar a invariância em amplitude dos fasores espaciais, ou seja, eles terão a mesma amplitude das grandezas elétricas de fase.

Uma mudança do sistema de coordenadas natural ou abc para o sistema de coordenadas síncrono ou $dq0$ é feita através da transformada de Park (Apêndice A.2) e permite expressar as grandezas de um circuito trifásico equilibrado em um sistema de coordenadas girantes, que pode ser sincronizado com a frequência da rede elétrica (f_n).

A grande vantagem dessa mudança de coordenadas é que as grandezas do circuito trifásico na frequência de sincronismo, que a princípio são alternadas no sistema abc , apresentam valores constantes quando o sistema está em regime permanente. Tal fato proporciona algumas facilidades para o projeto dos controladores [2], [5].

Assim, com a intenção de facilitar o projeto dos controladores que será discutido mais adiante neste trabalho, foi usada a transformada de Park para referenciar o conjunto de equações que modelam o inversor em coordenadas naturais presente em (11) num sistema de coordenadas síncrono.

O resultado dessa mudança de coordenadas é apresentado em (13), onde se observa um acoplamento cruzado entre as equações do eixo direto (d) e em quadratura (q).

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} + Ri_d - Lw_n i_q - v_d + V_d = 0 \\ L \frac{di_q}{dt} + Ri_q + Lw_n i_d - v_q + V_q = 0 \end{cases} \quad (13)$$

2.5 Topologias de Controle

Na abordagem do controle das correntes de saída de um conversor c.c.-c.a. existem diversos tipos de controladores de corrente, podendo citar: os lineares, os não lineares, por histerese, preditivos e os baseados em inteligência artificial (*Lógica Fuzzy*).

Dentre essas tantas topologias possíveis, este trabalho aborda os controladores lineares e os não lineares a fim de realizar uma comparação entre o desempenho dos mesmos.

A escolha pelo controlador linear proporcional-integral (PI) se deve ao fato de ser uma técnica bastante desenvolvida na literatura e por apresentar resposta satisfatória no sistema de coordenadas síncrono, uma vez que ele consegue proporcionar erro nulo em sistemas cujo valor de regime final é constante [2], [5]. A necessidade desse sistema de controle de um circuito de sincronismo foi atendida com a implementação da DSOGI-PLL realizada na Seção 2.3.

A topologia de controle não linear escolhida foi a baseada em passividade ou PBC (do inglês, *Passivity-Based Control*), que visa controlar a planta de forma que ela armazene a menor quantidade de energia possível [27]. Tal topologia vem ganhando atenção em estudos mais recentes, englobando o estudo dos inversores trifásicos [11], [12].

2.5.1 Controle Linear do Inversor PWM

De acordo com o modelo do inversor trifásico desenvolvido na *Seção 2.4*, a dinâmica do subsistema de eixo direto (d) pode ser escrita no sistema de coordenadas síncrono como:

$$R i_d + L \frac{di_d}{dt} = v_d + L \omega_n i_q - V_d \quad (14)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (14), obtém-se a seguinte equação complexa.

$$(R + L s) i_d(s) = v_d(s) + L \omega_n i_q(s) - V_d(s) \quad (15)$$

Compensando o termo $L \omega_n i_q(s) - V_d(s)$ através de uma ação *feed-forward*, é possível obter a função de transferência de primeira ordem entre a corrente e a tensão do subsistema de eixo direto [28].

$$\frac{i_d(s)}{v_d(s)} = \frac{1}{R + L s} \quad (16)$$

Através de uma análise semelhante, obtém-se também a função de transferência para o subsistema de eixo em quadratura (q).

$$\frac{i_q(s)}{v_q(s)} = \frac{1}{R + L s} \quad (17)$$

As malhas de controle de eixo d e q são apresentadas na Figura 9 e na Figura 10, respectivamente, onde se observa que os dois subsistemas apresentam a mesma função de transferência, de modo que os ganhos dos controladores sejam os mesmos.

No intuito de eliminar os erros em regime foi usado o controlador PI, cuja função de transferência é dada por:

$$G_{PI} = K_{p,PI} \frac{S + \frac{K_{i,PI}}{K_{p,PI}}}{S} \quad (18)$$

Onde $K_{i,PI}$ e $K_{p,PI}$ são os ganhos integral e proporcional do controlador PI, respectivamente.

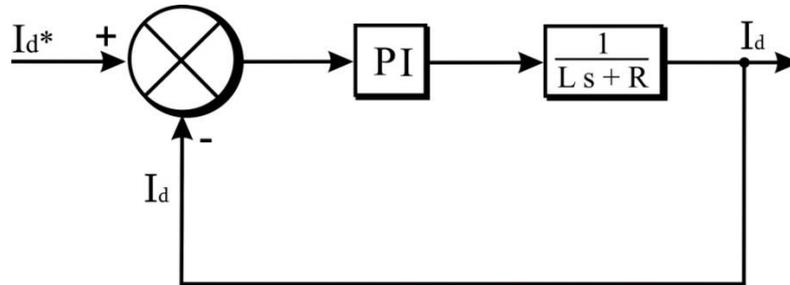


Figura 9 - Malha de controle do subsistema de eixo direto.

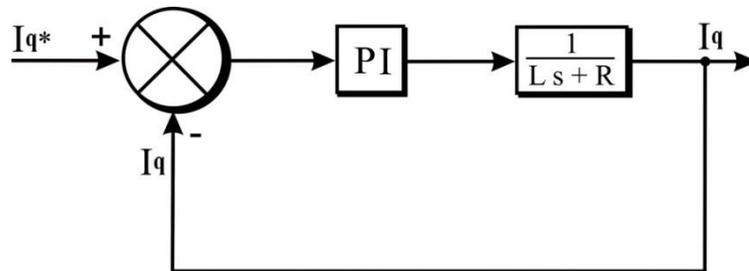


Figura 10 - Malha de controle do subsistema de eixo em quadratura.

Analisando o diagrama de blocos da Figura 9, pode-se observar que a função de transferência (FT) em malha aberta do subsistema de eixo direto pode ser dada por:

$$FT_{aberta} = \frac{K_{p,PI}}{LS} \left(\frac{S + \frac{K_{i,PI}}{K_{p,PI}}}{S + \frac{R}{L}} \right) \quad (19)$$

Observando (19), pode-se notar que o polo da planta ($S = -R/L$) está muito próximo da origem, uma vez que o valor de R é reduzido. Tal fato prejudica a resposta dinâmica da corrente do conversor, apresentando uma queda na magnitude e na fase a partir de uma baixa frequência.

Uma solução para esse entrave corresponde em eliminar o polo da planta através do zero do controlador ($S = -K_{i,PI}/K_{p,PI}$) de modo que a função de transferência da planta se reduza a:

$$FT_{aberta} = \frac{K_{p,PI}}{LS} \quad (20)$$

Dessa forma, a FT em malha fechada é dada por:

$$FT_{fechada} = \frac{1}{1 + \tau S} \quad (21)$$

Onde $\tau = K_{p,PI}/L$ é a constante de tempo do sistema de malha fechada.

Seja f_c a frequência do polo de malha fechada desejado e que $\tau = 1/2\pi f_c$, o ganho proporcional e integral do controlador PI podem ser dados, respectivamente, por:

$$K_{p,PI} = 2\pi f_c L \quad (22)$$

$$K_{i,PI} = 2\pi f_c R \quad (23)$$

Como mencionado anteriormente, esses mesmos ganhos serão usados tanto no controlador da malha do eixo direto como no da malha em quadratura.

Vale ressaltar que a escolha de f_c deve ser feita de forma a garantir uma resposta rápida da planta e uma boa filtragem do sinal de corrente. Geralmente, esse valor é limitado a um décimo da frequência de chaveamento f_s [2].

A estrutura completa do controle PI do inversor trifásico está ilustrada na Figura 11.

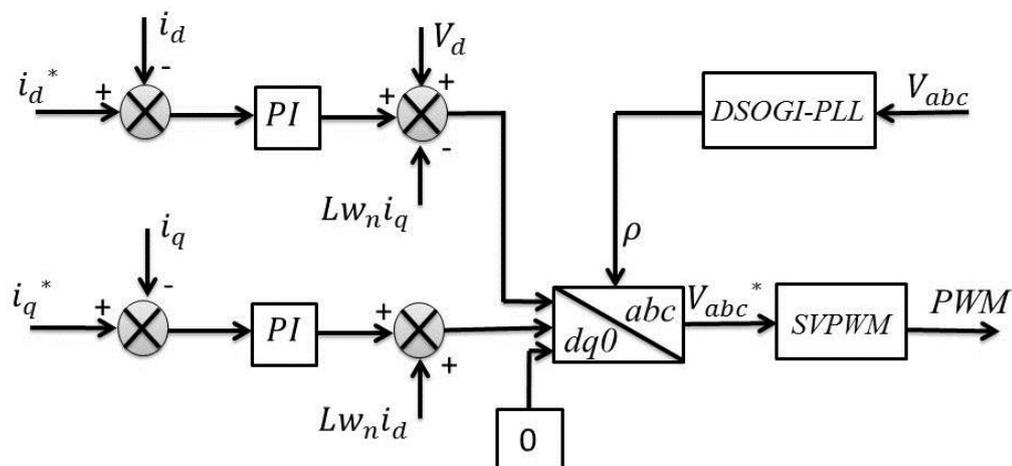


Figura 11 - Malhas do controle PI do inversor.

2.5.2 Controle Não-Linear do Inversor PWM

Em aplicações práticas, percebe-se que a maioria dos sistemas apresenta um comportamento não linear, permitindo que eles trabalhem dentro de uma larga faixa de operação. Tal situação dificulta a utilização de modelos lineares, os quais necessitam de uma linearização dos sistemas em torno de um ponto de operação, podendo ter sua resposta comprometida caso opere fora desse ponto de operação. Com isso, uma grande atenção hoje é voltada para o estudo e desenvolvimento de modelos de controle não lineares.

Dentre as várias topologias de controle não linear existentes, será utilizado neste trabalho o controle baseado em passividade (PBC). Tal técnica, que se baseia em funções de energia, é utilizada para projetar controladores para diversos sistemas físicos que podem ser escritos através das equações de Euler-Lagrange (EL) e busca estabilizar e controlar o sistema através de uma função de armazenamento de energia que tenda assintoticamente a um ponto mínimo de equilíbrio [29].

Em [30] é apresentada a técnica IDA-PBC (do inglês, *Interconnection and Damping Assignment Passivity-based Control*), que amplia as ideias do PBC aplicado a sistemas descritos pelas equações EL para uma maior classe de sistemas. Tais sistemas necessitam da modelagem da energia total e podem ser descritos por PCH (do inglês, *Port-Controlled Hamiltonian*), que abrangem também os sistemas EL.

Seja por meio da modelagem através das equações EL ou da descrição por PCH, o PBC aparece em aplicações diversas, como, por exemplo: conversores back-to-back [31], [32], motores elétricos [33], inversores [34], [35], [36], dentre outras aplicações.

Neste trabalho foi realizado o projeto dos controladores a partir das duas formas possíveis de se representar o sistema, primeiro através do modelo EL e depois usando o modelo PCH. Em ambas as formas, o projeto do controlador baseado em passividade consiste em modificar a estrutura dissipativa do sistema, alterando a coenergia em malha fechada através de um elemento de amortecimento [37].

2.5.2.1 Projeto do Controlador PBC

O modelo EL de um sistema é dado por:

$$D\dot{Z} + RZ + JZ = U \quad (24)$$

Onde D é a matriz diagonal, que representa os elementos armazenadores de energia do sistema, $J = -J^T$ é a matriz anti-simétrica, que representa a interconexão do sistema e $R = R^T$ é a matriz simétrica formada pelos elementos dissipadores de energia. Z é o vetor de estados do sistema e U o das estradas do sistema.

Considerando que os estados do sistema são dados por $Z = [i_d \quad i_q]^T$ e que as entradas são $U = [(v_d - V_d) \quad (v_q - V_q)]^T$, pode-se reescrever o modelo do inversor trifásico presente em (13) através do modelo EL usando as matrizes:

$$D = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix}; J = \begin{bmatrix} 0 & -L\omega_n \\ L\omega_n & 0 \end{bmatrix}; R = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \quad (25)$$

Seja o vetor de erro médio dinâmico dado por $\tilde{Z}(t) = Z(t) - Z_0$, que pode ser escrito em sua forma matricial como:

$$Z(t) = \begin{bmatrix} i_d(t) - i_d^* \\ i_q(t) - i_q^* \end{bmatrix} \quad (26)$$

Onde $Z_0 = [i_d^* \quad i_q^*]^T$ é o vetor de referência.

Fazendo-se uso desse vetor de erro, a equação do erro médio dinâmico do inversor pode ser escrita da seguinte maneira:

$$D\dot{\tilde{Z}} + R\tilde{Z} = U - (D\dot{Z}_0 + JZ + RZ_0) \quad (27)$$

O elemento de amortecimento usado nesse trabalho, geralmente denominado resistência de amortecimento (R_a), foi conectado em série com os indutores do filtro LCL de forma que se possa escrever:

$$R_d\tilde{Z} = (R + R_a)\tilde{Z} \quad (28)$$

A resistência de amortecimento R_a é um parâmetro do controlador e sua única restrição é que seja estritamente positivo. Além disso, ela pode ser escrita através de sua forma matricial.

$$R_a = \begin{bmatrix} R_{ad} & 0 \\ 0 & R_{aq} \end{bmatrix} \quad (29)$$

A inserção desse termo no sistema modifica a equação do erro médio dinâmico, que pode agora ser escrita como:

$$D\dot{\tilde{Z}} + R_a\tilde{Z} = U - (D\dot{Z}_0 + JZ + RZ_0 + R_a\tilde{Z}) \quad (30)$$

Um ajuste na energia pode ser feito de forma a se obter:

$$U = D\dot{Z}_0 + JZ + RZ_0 + R_a\tilde{Z} \quad (31)$$

Com isso, a equação de erro dinâmico do sistema será:

$$D\dot{\tilde{Z}} + R_a\tilde{Z} = 0 \quad (32)$$

Considerando que a energia armazenada no sistema seja dada por:

$$H(t) = \frac{1}{2}Z^T DZ \quad (33)$$

Pode-se escrever a energia associada ao erro do sistema como:

$$H_a(t) = \frac{1}{2}\tilde{Z}^T D\tilde{Z} > 0; \forall \tilde{Z} \neq 0 \quad (34)$$

Tomando a equação $H_a(t)$ como uma candidata de Lyapunov e derivando-a no tempo, obtém-se:

$$\dot{H}_a(t) = -\tilde{Z}^T R_a\tilde{Z} = -\tilde{Z}^T (R + R_a)\tilde{Z} \leq -\alpha H_a(t) < 0, \quad \forall \tilde{Z} \neq 0 \quad (35)$$

Onde α é uma constante estritamente positiva.

Analisando (35), percebe-se que a variação da energia armazenada associada ao erro é sempre negativa e está diretamente relacionada com a resistência de amortecimento R_a . Logo, de acordo com o teorema de estabilidade de Lyapunov, trata-se de um sistema assintoticamente estável no ponto de equilíbrio desejado Z_0 [38].

Em vista de ter uma energia armazenada em regime nula, ou seja, $D\dot{Z}_0 = 0$, e também garantir a estabilidade do sistema, o controle baseado em passividade deve satisfazer a equação matricial a seguir:

$$U = JZ + RZ_0 + R_a\tilde{Z} \quad (36)$$

Desolvendo a equação matricial e realizando algumas manipulações matemática, obtêm-se os valores de referência que serão enviados ao inversor trifásico PWM.

$$\begin{cases} v_d^* = V_d - L\omega_n i_q + R i_d^* + R_{ad}(i_d^* - i_d) \\ v_q^* = V_q + L\omega_n i_d + R i_q^* + R_{aq}(i_q^* - i_q) \end{cases} \quad (37)$$

O diagrama de blocos do controle PBC está ilustrado na Figura 12.

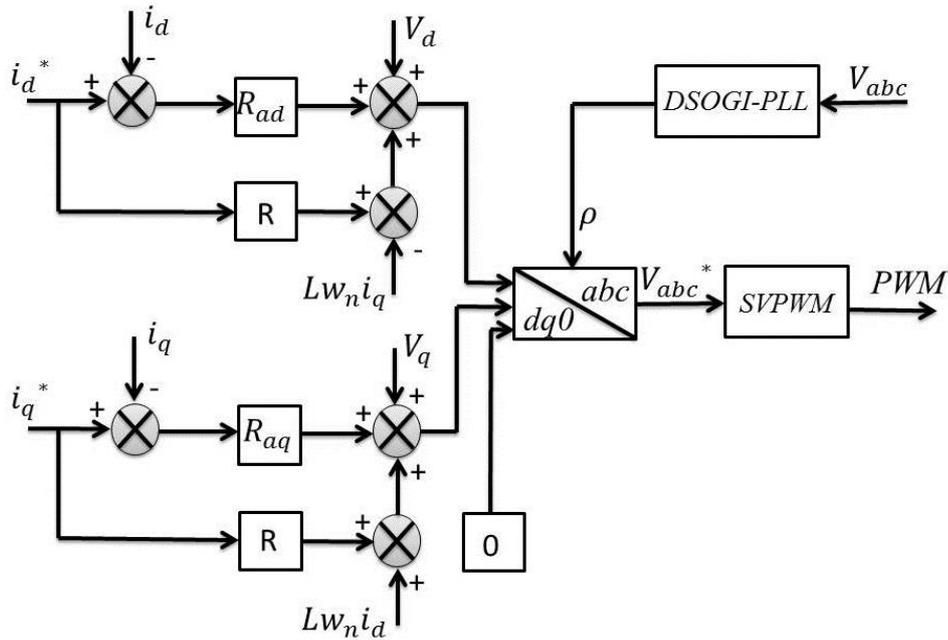


Figura 12 - Diagrama de blocos do controle PBC.

2.5.2.2 Controlador IDA-PBC

O modelo PCH de um sistema é dado por:

$$\begin{cases} \frac{dz}{dt} = [J(z) - R(z)] \frac{\partial H(z)}{\partial z} + gu \\ y = g^T \frac{\partial H(z)}{\partial z} \end{cases} \quad (38)$$

Onde z representa as variáveis de energia e $H(z)$ a energia total armazenada. $J(z) = -J^T(z)$ e $R(z) = R^T(z) \geq 0$ são a interconexão e o amortecimento natural do sistema, respectivamente. As variáveis u e y representam as entradas e as saídas, respectivamente, e seu produto tem unidade de potência.

Apesar de apresentar uma modelagem matemática aparentemente complexa, o projeto do controlador IDA-PBC resulta em equações simples, diminuindo o esforço matemático e

computacional. Além disso, a prova de estabilidade garante o correto funcionamento do controlador ao longo de toda a faixa de operação [39].

Considere o vetor de estados como sendo $z = [Li_d \quad Li_q]^T$ e o de entrada como $u = [V_d \quad V_q \quad V_{dc}]^T$.

A energia total armazenada no sistema é dada por:

$$H(z) = \frac{1}{2} z^T M^{-1} z \Rightarrow \frac{\partial H(z)}{\partial z} = M^{-1} z = [i_d \quad i_q]^T \quad (39)$$

Onde $M = \text{diag}[L \quad L]$.

Escrevendo o modelo do inversor trifásico presente em (13) através do modelo PCH, obtêm-se as matrizes:

$$g = \begin{bmatrix} -1 & 0 & S_d \\ 0 & -1 & S_q \end{bmatrix}; J = \begin{bmatrix} 0 & L\omega_n \\ -L\omega_n & 0 \end{bmatrix}; R = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \quad (40)$$

O projeto do controlador IDA-PBC será feito através de duas proposições, a primeira delas sobre a estabilidade do sistema e a segunda sobre a determinação da lei de controle [40].

Proposição 1 (Estabilidade): *Considere um sistema PCH escrito em sua forma canônica (38) e um vetor de erro médio dinâmico igual a $\tilde{z}(t) = z(t) - z_0$, sendo a energia associada ao erro do sistema dada por $H_d(\tilde{z}) > 0$.*

Suponha que J_a e R_a satisfazendo as relações a seguir:

$$J_d(\tilde{z}) = J(\tilde{z}) + J_a = -J_d^T(\tilde{z}) \quad (41)$$

$$R_d(\tilde{z}) = R(\tilde{z}) + R_a = R_d^T(\tilde{z}) > 0 \quad (42)$$

Se o sistema puder ser escrito na equação dinâmica do erro presente em (43), ele será assintoticamente estável no ponto de equilíbrio desejado z_0 .

$$\frac{d\tilde{z}}{dt} = [J_d(\tilde{z}) - R_d(\tilde{z})] \frac{\partial H_d(\tilde{z})}{\partial \tilde{z}} \quad (43)$$

Prova: Derrivando a função de energia associada ao erro do sistema em relação ao tempo H_d e aplicando a equação dinâmica do erro (43), pode-se verificar que:

$$\frac{dH_d(\tilde{z})}{dt} = \frac{\partial H_d(\tilde{z})^T}{\partial \tilde{z}} \frac{d\tilde{z}}{dt} = \frac{\partial H_d(\tilde{z})^T}{\partial \tilde{z}} [J_d(\tilde{z}) - R_d(\tilde{z})] \frac{\partial H_d(\tilde{z})}{\partial \tilde{z}} \quad (44)$$

Como visto anteriormente a matriz $J_d(\tilde{z})$ é antissimétrica, de forma que se torna fácil verificar que:

$$\frac{\partial H_d(\tilde{z})^T}{\partial \tilde{z}} J_d(\tilde{z}) \frac{\partial H_d(\tilde{z})}{\partial \tilde{z}} = 0 \quad (45)$$

Com isso, pode-se reescrever (44) da maneira a seguir:

$$\frac{dH_d(\tilde{z})}{dt} = - \frac{\partial H(\tilde{z})^T}{\partial \tilde{z}} R_d(\tilde{z}) \frac{\partial H(\tilde{z})}{\partial \tilde{z}} < 0, \quad \forall \tilde{z} \neq 0 \quad (46)$$

Observando (46), nota-se que a variação da energia associada ao erro é sempre negativa e também está relacionada com a resistência de amortecimento R_a , cuja forma matricial foi apresentada anteriormente. Assim, de acordo com o teorema da estabilidade de Lyapunov, verifica-se novamente que o sistema é mesmo assintoticamente estável no ponto de equilíbrio desejado z_0 [38].

Proposição 2 (Lei de Controle): *Considere novamente o sistema PCH escrito em sua forma canônica (38) com J_a e R_a satisfazendo as relações (41) (42), respectivamente.*

Considerando que as relações a seguir são obedecidas:

$$J(\tilde{z} + z_0) = J(\tilde{z}) + J(z_0) \quad (47)$$

$$H(z) = \frac{1}{2} z^T M^{-1} z, H_d(\tilde{z}) = \frac{1}{2} \tilde{z}^T M^{-1} \tilde{z} \quad (48)$$

O sistema só poderá ser escrito na forma da equação dinâmica do erro (43), se a condição a seguir for alcançada:

$$gu = [J_a - R_a]M^{-1}\tilde{z} - [J(\tilde{z}) - R(\tilde{z})]M^{-1}z_0 - [J(z_0) - R(z_0)]M^{-1}\tilde{z}_0 \quad (49)$$

Prova: Considerando o vetor de erro médio dinâmico $\tilde{z}(t) = z(t) - z_0$, a forma canônica do sistema PCH (38) pode ser reescrita como:

$$\frac{d\tilde{z}}{dt} = [J(\tilde{z} + z_0) - R(\tilde{z} + z_0)]M^{-1}(\tilde{z} + z_0) + g(\tilde{z} + z_0)u - \frac{dz_0}{dt} \quad (50)$$

Analisando (38) no estado de equilíbrio desejado z_0 , obtém-se que:

$$\frac{dz_0}{dt} = [J(z_0) - R(z_0)]M^{-1}z_0 + g(z_0)u \quad (51)$$

Utilizando (51) e obedecendo as considerações propostas, a relação presente em (50) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\begin{aligned} \frac{d\tilde{z}}{dt} = & [J_d(\tilde{z}) - R_d(\tilde{z})]M^{-1}\tilde{z} - [J_a - R_a]M^{-1}\tilde{z} + [J(\tilde{z}) - R(\tilde{z})]M^{-1}z_0 + [J(z_0) \\ & - R(z_0)]M^{-1}\tilde{z} + g(\tilde{z} + z_0)u - g(z_0)u \end{aligned} \quad (52)$$

Considerando um termo K qualquer, cujo valor seja dado por:

$$\begin{aligned} K = & -[J_a - R_a]M^{-1}\tilde{z} + [J(\tilde{z}) - R(\tilde{z})]M^{-1}z_0 + [J(z_0) - R(z_0)]M^{-1}\tilde{z} \\ & + g(\tilde{z} + z_0)u - g(z_0)u \end{aligned} \quad (53)$$

Pode-se reescrever a relação presente em (50) como:

$$\frac{d\tilde{z}}{dt} = [J_d(\tilde{z}) - R_d(\tilde{z})]M^{-1}\tilde{z} + K \quad (54)$$

Analisando a relação (54), percebe-se que ela diferencia da relação que assegura a estabilidade (43) apenas pelo termo K .

Assim, tomando o termo K como sendo zero, o controle IDA-PBC deve satisfazer a equação matricial a seguir:

$$gu = [J_a - R_a]M^{-1}\tilde{z} - [J(\tilde{z}) - R(\tilde{z})]M^{-1}z_0 - [J(z_0) - R(z_0)]M^{-1}\tilde{z} \quad (55)$$

Considerando a matriz J_a como sendo uma matriz nula, a lei de controle para o controlador IDA-PBC é obtida desolvendo a equação matricial (55) e realizando algumas manipulações matemáticas. Fazendo isso, obtém-se os valores de referência que serão enviados pelo controlador IDA-PBC ao inversor trifásico PWM.

Observando os valores de referência calculados em (37) e (56), percebe-se que eles só diferem pela corrente que multiplica R , gerando uma diferença bastante sutil no controle e que será avaliada mais adiante.

$$\begin{cases} v_d^* = V_d - L\omega_n i_q + R i_d + R_{ad}(i_d^* - i_d) \\ v_q^* = V_q + L\omega_n i_d + R i_q + R_{aq}(i_q^* - i_q) \end{cases} \quad (56)$$

O diagrama de blocos do controle IDA-PBC está ilustrado na Figura 13.

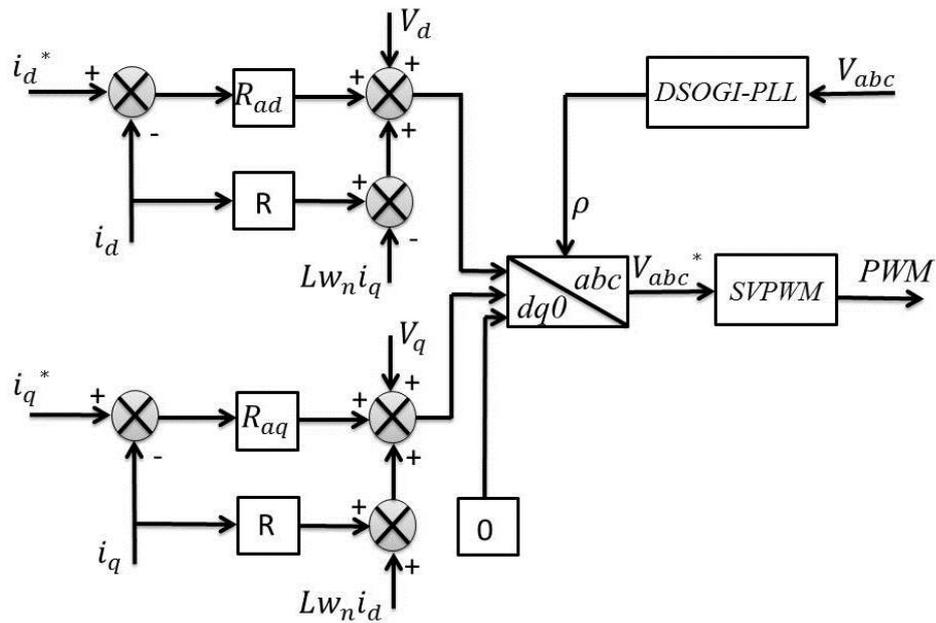


Figura 13 - Diagrama de blocos do controle IDA-PBC.

3 MATERIAIS E MÉTODOS

3.1 Parâmetros da Simulação

No intuito de facilitar a verificação dos parâmetros construtivos do sistema elétrico simulado, foi criada a Tabela 1 com todos os parâmetros e seus respectivos valores.

Tabela 1 - Parâmetros do sistema elétrico.

<i>Parâmetro</i>	<i>Valor</i>
Fonte de tensão controlada (V_{dc})	460 V
Tensão de linha eficaz no ponto de conexão (E)	220 V
Frequência da rede elétrica (f_n)	60 Hz
Potência nominal do conversor (P_n)	20 kW
Frequência de chaveamento dos IGBT's (f_s)	9 kHz
Indutor do filtro LCL do lado do conversor (L_1)	3,90 mH
Indutor do filtro LCL do lado da rede elétrica (L_f)	37,53 μ H
Resistência do indutor L_1 (R_1)	100 m Ω
Resistência do indutor L_f (R_f)	100 m Ω
Capacitor em derivação do filtro LCL (C_d)	54,81 μ F
Resistência de amortecimento do filtro LCL (R_d)	1,65 Ω
Frequência do polo de malha fechada (f_c)	500 Hz

Neste trabalho, as distorções harmônicas individuais inseridas na rede elétrica estão presentes na Tabela 2. Tais valores são apresentados em [41], onde se encontram os valores de referência tanto para as distorções totais quanto para as individuais, que regulamentam os projetos elétricos em termos de qualidade de energia elétrica.

Tabela 2 - Componentes harmônicas inseridas na tensão da rede elétrica.

<i>Ordem Harmônica</i>	<i>Distorção Harmônica Individual de Tensão (%) - $E \leq 1kV$</i>
5	7,5
7	6,5
11	4,5
17	2,5
19	2,0

3.2 Ressonância do Filtro LCL e Cálculo do Parâmetro r

Neste ponto, foi observado se a frequência de ressonância f_{res} do filtro LCL está ou não dentro da faixa que não gera problemas nas mais baixas e nas mais altas frequências ($10 f_n \leq f_{res} \leq 0,5 f_s$).

Usando a relação (7) apresentada na Seção 2.2, foi possível calcular a frequência de ressonância do filtro, cujo valor é de 3,53 kHz. Assim, pode-se verificar que essa frequência está localizada no interior do intervalo permitido, não interferindo negativamente na resposta do filtro para as mais baixas e as mais altas frequências.

A determinação do parâmetro r para fins de projeto do filtro LCL foi realizada por meio da análise gráfica da atenuação de corrente do filtro mostrada na Figura 14. Através dessa curva e respeitando o valor estipulado para a atenuação de corrente (20%), pode-se observar que o correto valor de r para o cálculo dos parâmetros do filtro é de 0,00967.

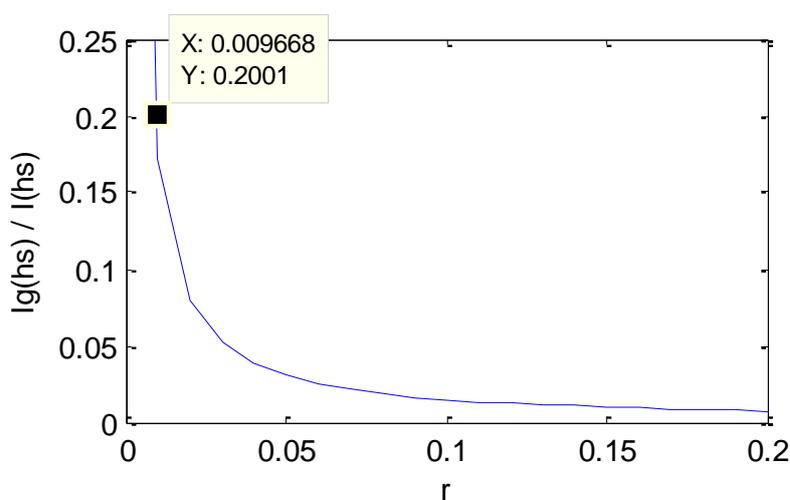


Figura 14 - Atenuação de corrente do filtro LCL.

3.3 Dinâmica do Sistema

Neste ponto, serão analisadas as dinâmicas dos sistemas após a inserção dos controladores discutidos ao longo desse trabalho. Para isso, será aplicada a lei de comando de cada um dos controladores no modelo desenvolvido em coordenadas $dq0$ presente em (13).

No controle baseado em passividade (PBC), modelado através das equações EL, a lei de comando é dada na forma como está presente em (37). De posse das relações (13) e (37), e

realizando algumas manipulações matemática, verifica-se que a dinâmica do sistema nos eixos d e q são representadas por:

$$\begin{cases} \frac{i_d(s)}{i_d^*(s)} = \frac{R + R_{ad}}{LS + (R + R_{ad})} \\ \frac{i_q(s)}{i_q^*(s)} = \frac{R + R_{aq}}{LS + (R + R_{aq})} \end{cases} \quad (57)$$

De modo semelhante, foi realizada essa mesma análise para o controlador IDA-PBC, cuja lei de comando esta presente em (56). Tal análise resulta em:

$$\begin{cases} \frac{i_d(s)}{i_d^*(s)} = \frac{R_{ad}}{LS + R_{ad}} \\ \frac{i_q(s)}{i_q^*(s)} = \frac{R_{aq}}{LS + R_{aq}} \end{cases} \quad (58)$$

Analisando as malhas de controle do controlador PI presentes na Figura 9 e na Figura 10, verifica-se que a FT de malha fechada sem o cancelamento do zero feito na *Seção 2.5* é dada por:

$$\begin{cases} \frac{i_d(s)}{i_d^*(s)} = \frac{K_{p,PI}S + K_{i,PI}}{LS^2 + (R + K_{p,PI})S + K_{i,PI}} \\ \frac{i_q(s)}{i_q^*(s)} = \frac{K_{p,PI}S + K_{i,PI}}{LS^2 + (R + K_{p,PI})S + K_{i,PI}} \end{cases} \quad (59)$$

Considere agora que, em vez do controlador proporcional-integral usado anteriormente para controlar o sistema, seja usado um controlador apenas proporcional (P), cuja função de transferência é dada apenas pelo ganho proporcional $G_P = K_{p,P}$.

Tomando novamente como referência as malhas de controle nos eixos d e q presentes na Figura 9 e na Figura 10, respectivamente, e considerando o uso do controlador P em vez de um PI, podem-se obter as seguintes funções de transferência em malha fechada para cada um desses eixos.

$$\begin{cases} \frac{i_d(s)}{i_d^*(s)} = \frac{K_{p,P}}{LS + (R + K_{p,P})} \\ \frac{i_q(s)}{i_q^*(s)} = \frac{K_P}{LS + (R + K_{p,P})} \end{cases} \quad (60)$$

A fim de verificar e anular os possíveis erros em regime do controlador baseado em passividade foi inserida uma ação integral na lei de comando do mesmo, o qual será especificado aqui por PBC-AI por causa da ação integral. Essa modificação foi realizada apenas para o controlar modelado através das equações EL, cujo comando é agora dado por:

$$\begin{cases} v_d^* = V_d + Ri_d^* + R_{ad}(i_d^* - i_d) - L\omega_n i_q + K_d \int (i_d^* - i_d) dt \\ v_q^* = V_q + Ri_q^* + R_{aq}(i_q^* - i_q) + L\omega_n i_d + K_q \int (i_q^* - i_q) dt \end{cases} \quad (61)$$

De forma semelhante ao que foi feito anteriormente para o controlador PBC, a substituição de (61) em (13) leva à obtenção das dinâmicas das correntes de eixo direto e em quadratura do controlador PBC-AI representadas por:

$$\begin{cases} \frac{i_d(s)}{i_d^*(s)} = \frac{(R + R_{ad})S + K_d}{LS^2 + (R + R_{ad})S + K_d} \\ \frac{i_q(s)}{i_q^*(s)} = \frac{(R + R_{aq})S + K_q}{LS^2 + (R + R_{aq})S + K_q} \end{cases} \quad (62)$$

Considerando que os valores de R_{ad} , R_{aq} , K_d , K_q , $K_{p,PI}$, $K_{i,PI}$ e $K_{p,P}$ são muito maiores do que o valor de R , é possível desprezar R sem provocar alterações significativas na dinâmica do sistema. Com isso, verifica-se uma semelhança muito grande tanto entre os controladores PBC, IDA-PBC e P como entre os controladores PBC-AI e PI. Tal semelhança pode ainda ser aumentada caso se faça alguns ajustes, como:

- Para os controladores PBC, IDA-PBC e P.

$$R_{ad} = R_{aq} = K_{p,P} \quad (63)$$

- Para os controladores PBC-AI e PI.

$$\begin{cases} R_{ad} = R_{aq} = K_{p,PI} \\ K_d = K_q = K_{i,PI} \end{cases} \quad (64)$$

3.4 Cálculo das Resistências de Amortecimento

Uma dificuldade encontrada no projeto de controladores em geral é a determinação de seus ganhos. No caso das técnicas baseadas em passividade, não existe na literatura uma

forma clara de calcular os ganhos diretamente, propondo apenas um ajuste através de tentativa e erro. Já para técnicas de controle mais tradicionais e desenvolvidas em termos de estudos, como a PI e também a P, existem algumas técnicas mais elaboradas do cálculo em si dos ganhos ou propostas de ajuste oriundas da prática.

Diante dessa dificuldade e da semelhança discutida anteriormente entre os tipos de controladores, foram propostas simulações das técnicas de controle baseadas em passividade para as quais as resistências de amortecimento foram tomadas como sendo valores característicos dos ganhos dos tradicionais controladores P e PI, como, por exemplo: iguais valores, dez vezes maiores e dez vezes menores. Dessa forma, uma análise da aplicação desses ganhos às técnicas baseadas em passividade foi feita através das três situações apresentadas na Tabela 3, Tabela 4 e Tabela 5

Tabela 3 - Ganhos usados na simulação 1.

Técnica	Ganhos
PBC e IDA-PBC	$R_{ad} = R_{aq} = 10K_{p,P}$
PBC-AI	$R_{ad} = R_{aq} = 10K_{p,PI}$
	$K_d = K_q = 10K_{i,PI}$

Tabela 4 - Ganhos usados na simulação 2.

Técnica	Ganhos
PBC e IDA-PBC	$R_{ad} = R_{aq} = K_{p,P}$
PBC-AI	$R_{ad} = R_{aq} = K_{p,PI}$
	$K_d = K_q = K_{i,PI}$

Tabela 5 - Ganhos usados na simulação 3.

Técnica	Ganhos
PBC e IDA-PBC	$R_{ad} = R_{aq} = K_{p,P}/10$
PBC-AI	$R_{ad} = R_{aq} = K_{p,PI}/10$
	$K_d = K_q = K_{i,PI}/10$

Vale ressaltar que o cálculo do ganho do controlador P foi realizado através da técnica de alocação de polos, a qual é aplicada também na referência [28]. Sendo f_c a frequência do polo de malha fechada, o ganho do controlador P é dado por:

$$K_p = 2\pi f_c L - R \quad (65)$$

4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Os resultados serão divididos em três partes. A primeira delas será destinada à operação normal do SEP, a segunda para a ocorrência de um afundamento momentâneo de tensão equilibrado e a terceira para a situação de poluição harmônica na rede elétrica. Porém, antes será feito a determinação dos ganhos dos controladores baseados em passividade.

4.1 Análise e Determinação dos Ganhos para os Controladores Baseados em Passividade

As respostas dos controladores PBC, IDA-PBC e PBC-AI usando os ganhos propostos na Tabela 3, Tabela 4 e Tabela 5 estão presentes na Figura 15, Figura 16 e Figura 17, respectivamente.

Observando a Figura 15 e a Figura 16, nota-se que as respostas para os controladores PBC e IDA-PBC são muito parecidas, confirmando a análise da dinâmica feita anteriormente. Na Figura 17 é possível ver que a ação integral aplicada ao controle baseado em passividade (PBC-AI) foi capaz de eliminar o erro em regime, gerando uma grande melhoria para essa técnica.

Além disso, pode-se observar que todos os controladores apresentaram sua melhor resposta na simulação 2 (Sim.02), na qual foi usado os ganhos presentes na Tabela 4. Assim, esses foram os ganhos usados na obtenção dos resultados.

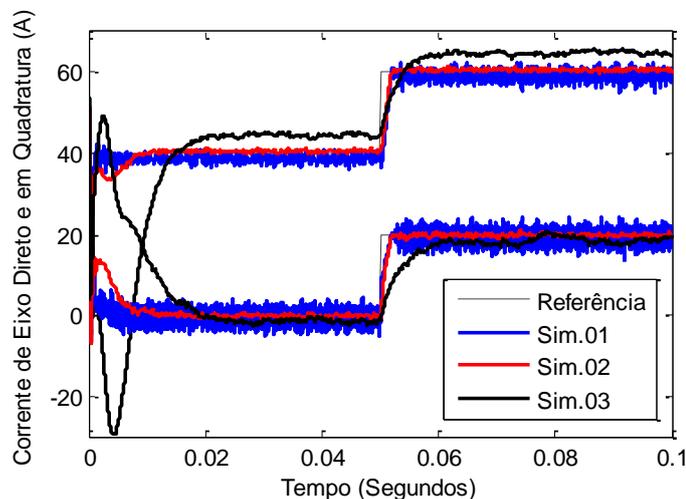


Figura 15 - Corrente de eixo direto e em quadratura para o controlador PBC.

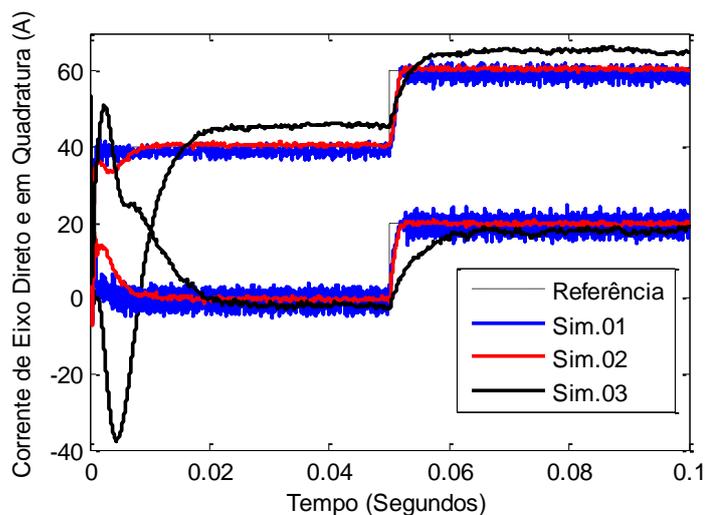


Figura 16 - Corrente de eixo direto e em quadratura para o controlador IDA-PBC.

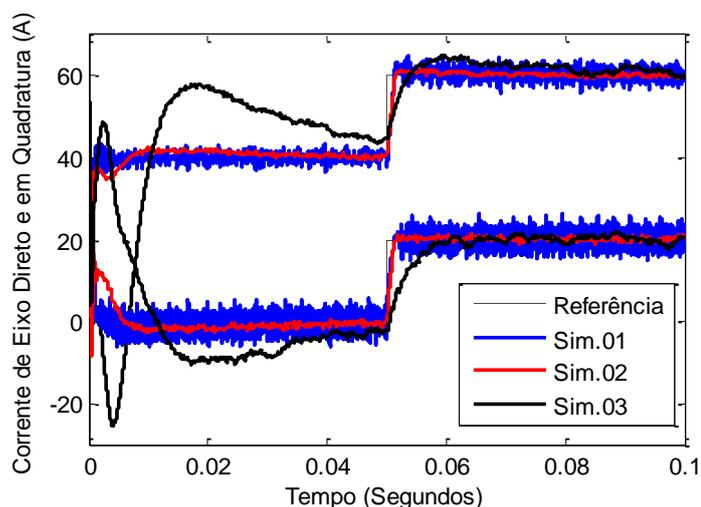


Figura 17 - Corrente de eixo direto e em quadratura para o controlador PBC-AI.

4.2 Operação Normal do SEP

A operação normal do SEP ocorre quando o mesmo está livre de qualquer tipo de perturbação. Para essa situação, foi analisada a resposta do conversor para uma entrada em degrau na referência de corrente de eixo direto, cujo valor foi calculado a partir da tensão e da potência nominal.

As respostas dos controladores ao degrau estão presentes na Figura 18 e na Figura 19. Analisando essas figuras, pode-se notar que os controladores PBC e IDA-PBC apresentam dinâmicas parecidas, assim também como acontece para os controladores PI e PBC-AI, confirmando a discussão feita na Seção 3.3 para valores de R_{ad} e R_{aq} muito maiores que o de R .

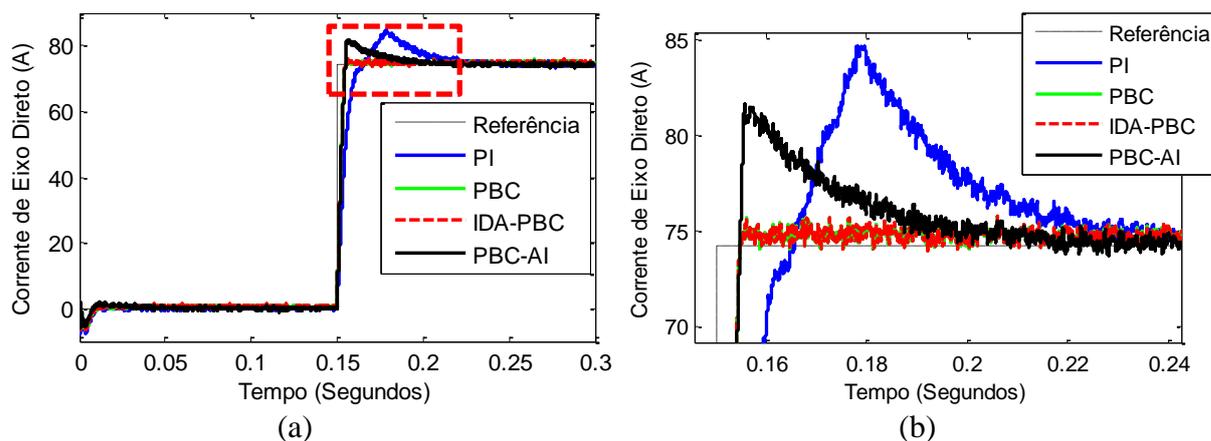


Figura 18 – Dinâmica do eixo direto na resposta ao degrau.

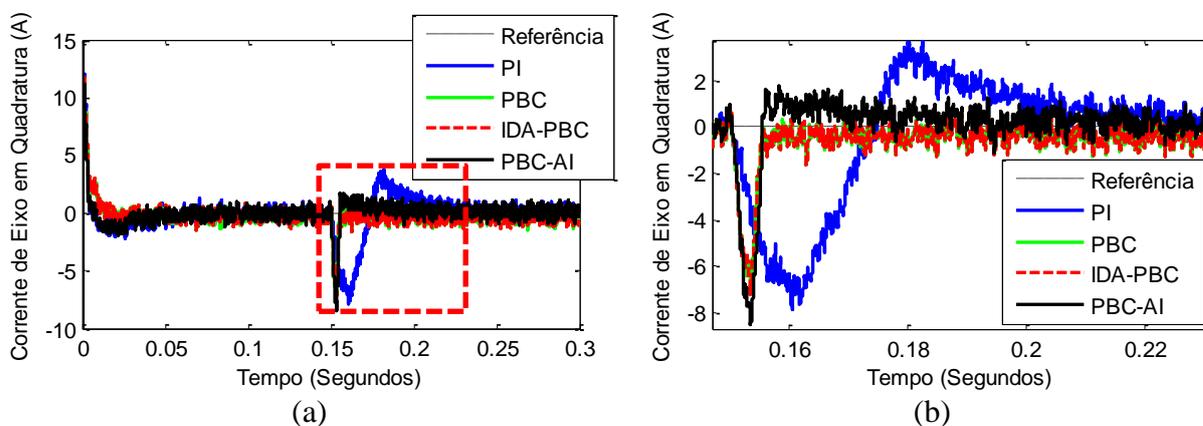


Figura 19 - Dinâmica do eixo em quadratura na resposta ao degrau.

Além disso, nota-se que, tanto para o eixo direto quanto para o em quadratura, os controladores foram capazes de seguir a referência da malha de controle com resposta transitória satisfatória, observando que as topologias PBC, IDA-PBC e PBC-AI apresentaram dinâmicas mais rápidas e com menor sobre sinal do que a do controlador PI. Por outro lado, ao contrário do erro em regime permanente ocorrido nas técnicas PBC e IDA-PBC, as técnicas PI e PBC-AI se mostraram capazes de anular tal erro.

A potência ativa e a reativa do SEP estão presentes na Figura 20 e na Figura 21, respectivamente. Observando essas figuras, em especial a Figura 20 (b) e a Figura 21(b), nota-se que os controladores PBC e IDA-PBC injetaram tanto uma potência ativa como reativa no sistema um pouco maior do que a nominal, fato que se deve ao erro em regime nas malhas de correntes dos mesmos. Já para os controladores PI e PBC-AI, as potências injetadas no sistema foram as nominais, uma vez que eles não apresentaram erro em regime nas malhas de correntes.

Por outro lado, os controladores PI e PBC-AI provocaram sobre sinais tanto na potência ativa como na reativa do sistema, enquanto os controladores PBC e IDA-PBC apresentaram somente na potência reativa.

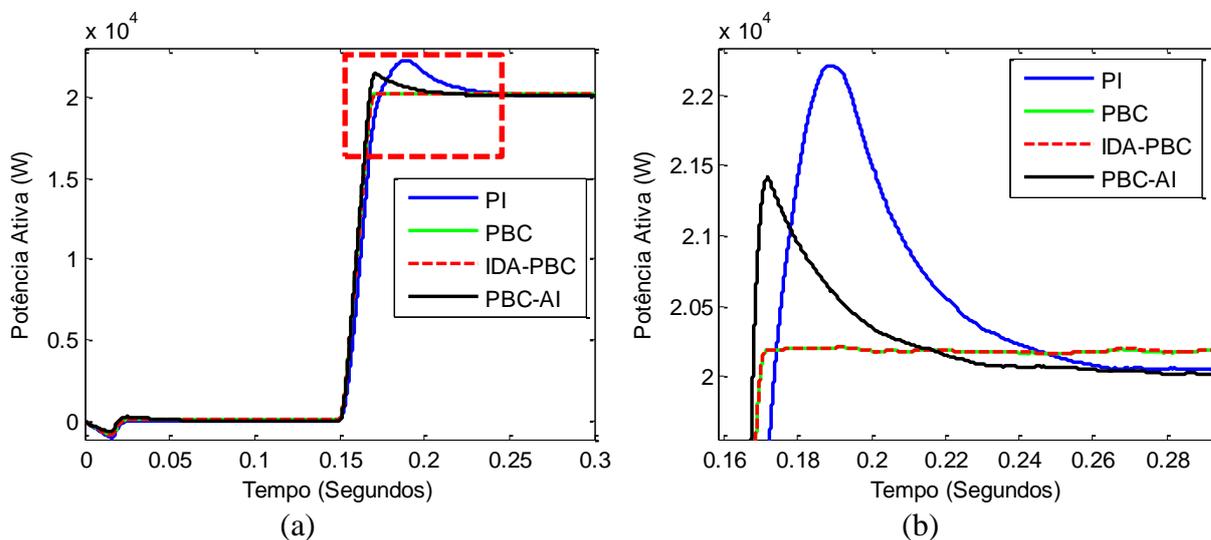


Figura 20 - Potência ativa na operação normal do SEP.

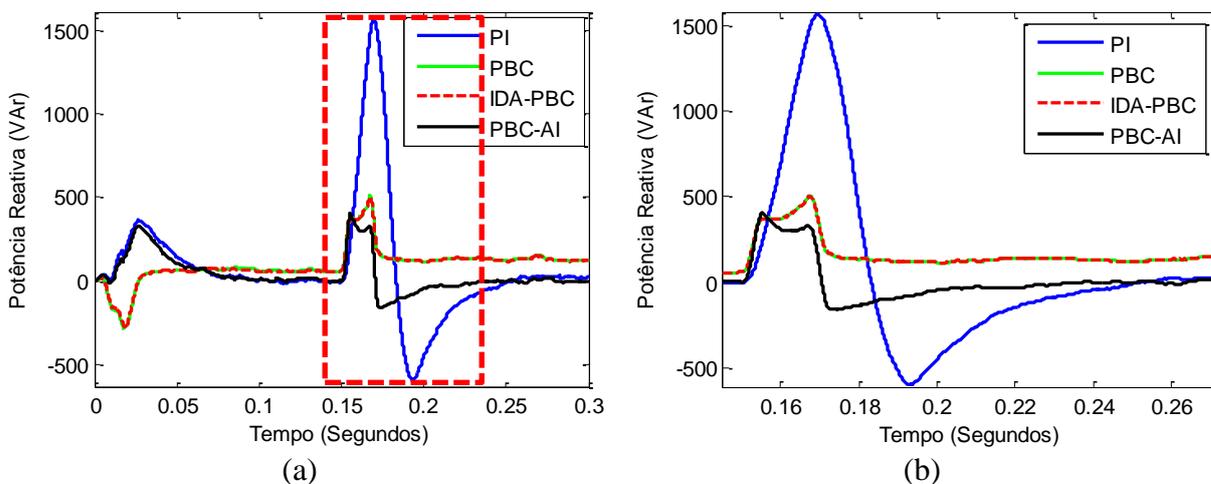


Figura 21 - Potência reativa na operação normal do SEP.

4.3 Comportamento do Conversor Perante um Afundamento Momentâneo de Tensão Equilibrado

O afundamento momentâneo de tensão (AMT) é caracterizado pelo desvio significativo no valor eficaz da tensão cuja duração deve ser superior ou igual a um ciclo e menor ou igual a três segundos. Nesse tipo de afundamento, a tensão pode variar entre 0,1 e 0,9 pu em relação à tensão de referência [41]. O perfil do AMT utilizado neste trabalho está ilustrado na Figura 22.

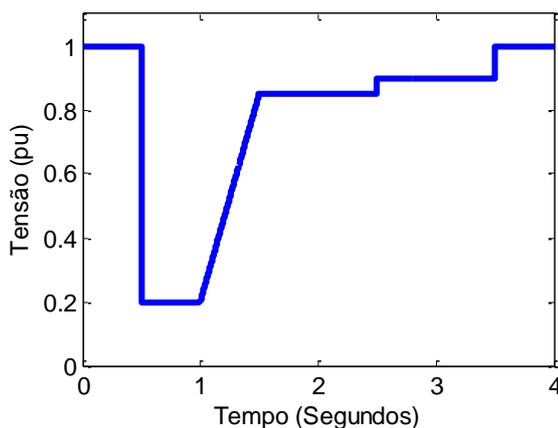


Figura 22 - Perfil do AMT.

Tal perfil é um requisito da suportabilidade máxima para aerogeradores diante desse tipo de perturbação e foi determinado pela Operação Nacional de Sistemas (ONS).

As respostas dos controladores diante da ocorrência de um AMT no tempo 0,5 segundo são mostradas na Figura 23 e na Figura 24.

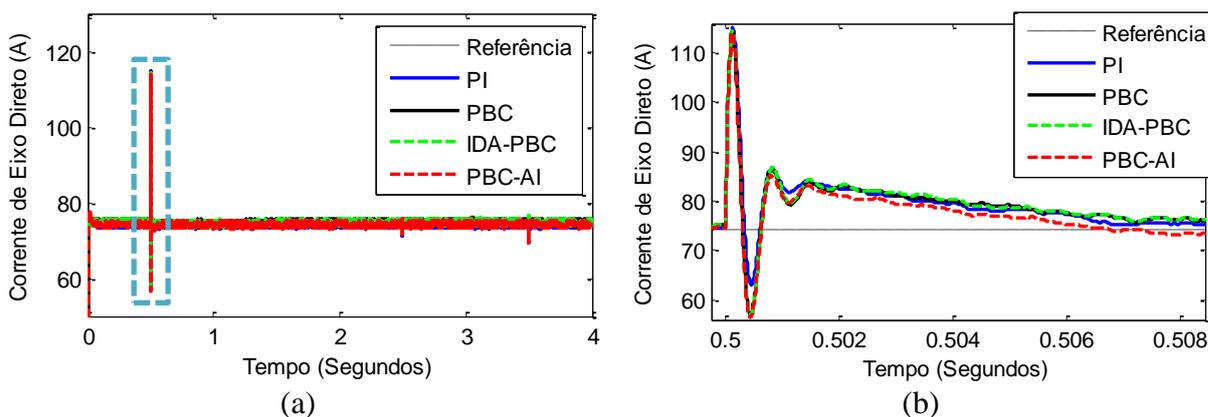


Figura 23 – Dinâmica do eixo direto na ocorrência de um AMT.

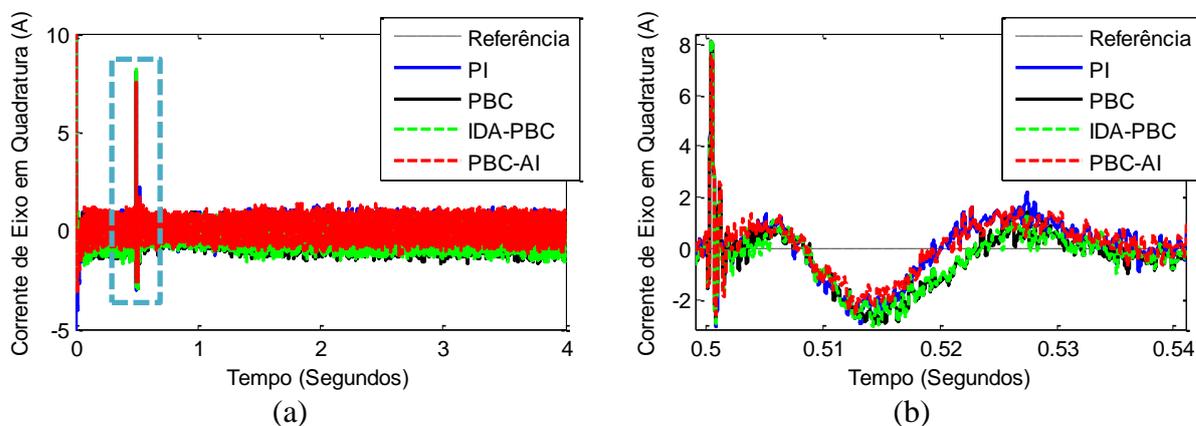


Figura 24 – Dinâmica do eixo em quadratura na ocorrência de um AMT.

Analisando a Figura 23 e a Figura 24, pode-se verificar que as quatro topologias de controle conseguiram controlar as correntes injetadas na rede elétrica e apresentaram uma dinâmica muito parecida tanto para o eixo direto quanto para o eixo em quadratura.

A Figura 23 (B) mostra que todos os controladores apresentaram comportamento oscilatório durante a recuperação ao AMT, que é uma característica indesejável para um sistema de controle.

Se tratando das velocidades das respostas dos controladores perante o AMT, todas as técnicas se mostraram igualmente rápidas.

A potência ativa e a reativa injetada na rede elétrica no momento da ocorrência do AMT estão mostradas na Figura 25 e na Figura 26, respectivamente.

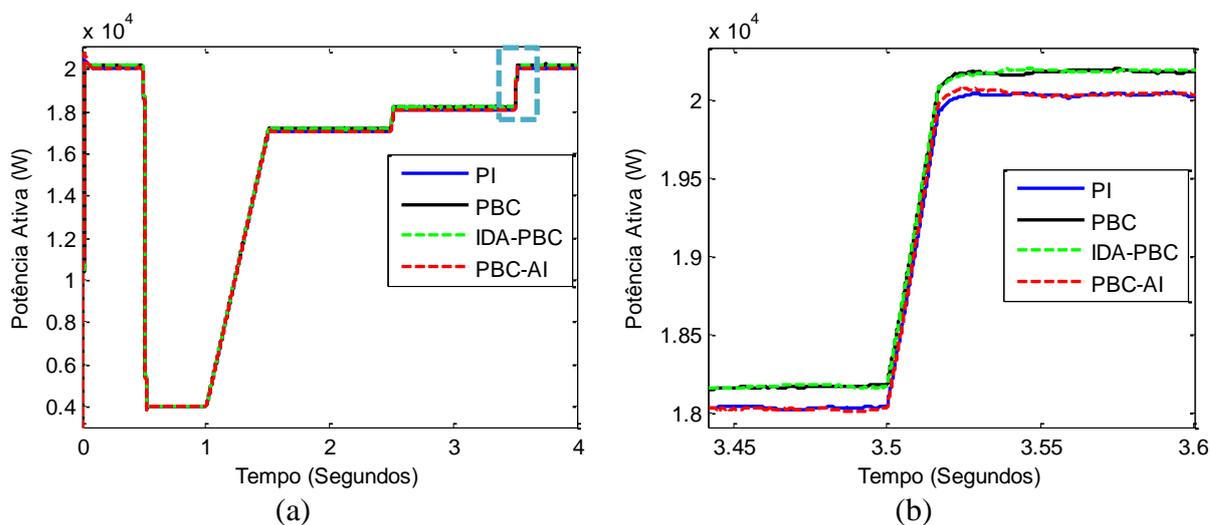


Figura 25 - Potência ativa na ocorrência de um AMT.

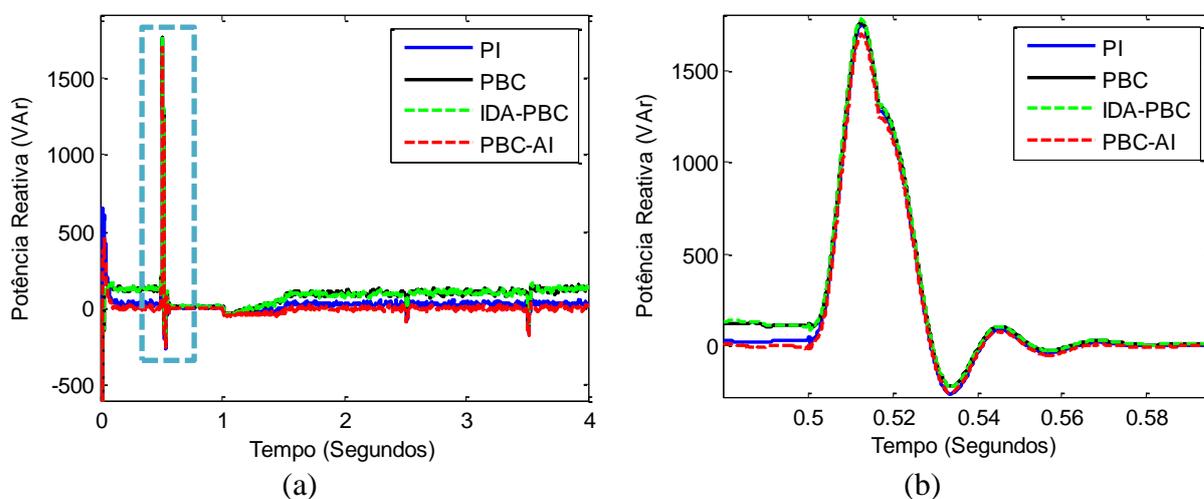


Figura 26 - Potência reativa na ocorrência de um AMT.

Observando a Figura 25 (B), nota-se que os controladores PBC e IDA-PBC injetam cerca de 200 W além da potência nominal, fato que se deve ao erro em regime permanente observado nas malhas de corrente.

Em relação à potência reativa representada na Figura 26, em especial na parte (b), nota-se que ocorre um pico de potência de aproximadamente 1,8 kVAr no início do AMT para todas as técnicas de controle. No entanto, em regime permanente, apenas as técnicas PI e PBC-AI conseguem anular essa potência, permanecendo as outras técnicas injetando cerca de 200 VAr na rede elétrica.

4.4 Comportamento do Conversor no Caso de Poluição Harmônica na Rede Elétrica

As distorções harmônicas são fenômenos associados com as deformações nas formas de onda das tensões e correntes em relação à onda senoidal na frequência fundamental.

Na Figura 27 está ilustrada uma distorção harmônica na tensão da rede elétrica no instante 0,5 segundo. Tal poluição harmônica foi gerada através dos valores máximos permitidos para as distorções individuais de cada harmônica ímpar não múltiplo de 3, cujos valores foram apresentados na Tabela 2.

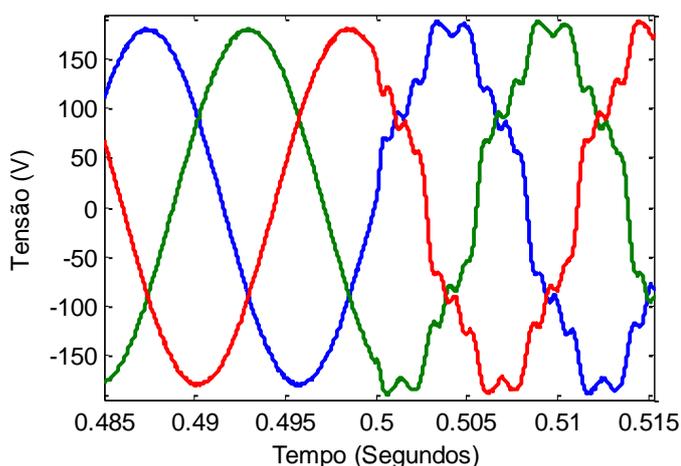


Figura 27 – Distorção harmônica na tensão da rede elétrica.

Na presença dessas distorções harmônicas na rede elétrica, as correntes injetadas pelos conversores sofrem também algumas perturbações como mostra a Figura 28.

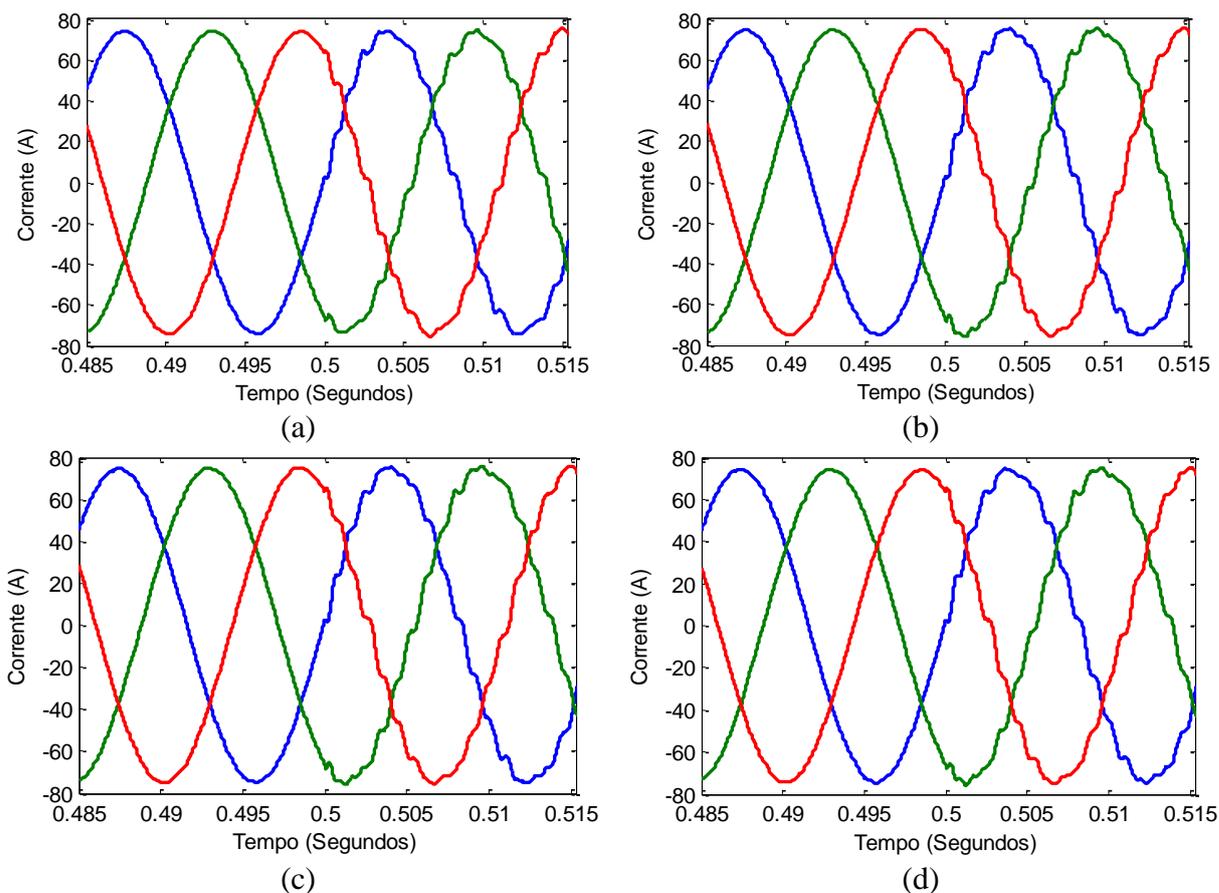


Figura 28 - Correntes injetadas pelos conversores (a) PI (b) PBC (c) IDA-PBC (d) PBC-AI.

Para avaliar o desempenho dos controladores, foi realizada a análise espectral das correntes injetadas pelos conversores. Os resultados estão ilustrados na Figura 29.

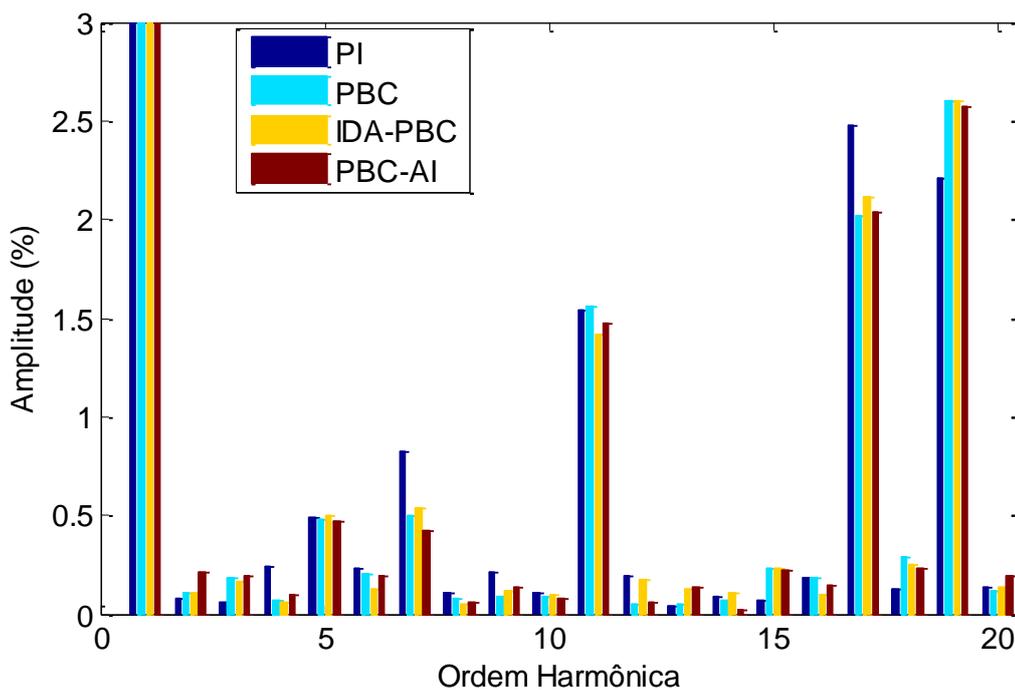


Figura 29 – Espectros das correntes.

Em relação à distorção harmônica em cada componente individual, pode-se notar a partir da Figura 29 que, para qualquer ordem harmônica diferente da principal, essa porcentagem se mantém inferior a 3%, independentemente da técnica de controle utilizada. No entanto, mesmo sendo os espectros bastante parecidos, ocorrem algumas diferenças mais visíveis de acordo com a ordem harmônica, como, por exemplo, para as ordens harmônicas 4, 7 e 17, as distorções são mais efetivas na técnica de controle PI do que nas técnicas baseadas em passividade, as quais apresentam distorções bem parecidas.

5 CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou a modelagem do conversor c.c.–c.a. e a comparação entre duas técnicas de controle aplicadas ao mesmo, uma linear e a outra não linear. Essa última foi modelada tanto através das equações EL quanto da descrição PCH, que amplia as ideias do PBC.

De acordo com os resultados, a resposta do controlador baseado em passividade foi a mesma tanto para o modelagem através das equações EL quanto da descrição PCH, confirmando a condição discutida na *Seção 3.3*, onde essa situação foi prevista para a condição na qual R_{ad} e R_{aq} são muito maiores do que R .

Fazendo um comparativo entre as respostas da técnica de controle PI com a baseada em passividade com os ganhos de um controlador proporcional (P), pode-se notar que as duas foram capazes de controlar a corrente injetada pelo conversor, embora a técnica PBC não tenha conseguido eliminar os erros em regime permanente na referência de corrente. Tal fato é característico dos controladores P, justificando a proximidade da resposta em malha fechada entre os controladores PBC e P discutida na *Seção 3.3*.

No entanto, através da ação integral inserida no comando do controlador baseado em passividade PBC-AI foi possível eliminar o erro em regime permanente da mesma forma como é feito pelo controlador PI. Além disso, o controlador PBC-AI apresentou uma resposta mais rápida e com menor sobressinal do que a do controlador PI.

Assim, conclui-se que o PBC-AI é robusto para o tipo de controle discutido nesse trabalho e apresenta características parecidas com a do controlador PI. Além disso, pode-se verificar que seus ganhos podem ser inicialmente calculados como sendo os ganhos de um controlador PI.

PROPOSTAS DE CONTINUIDADE

Dentre as várias propostas de continuidade, pode-se citar:

- Substituir a fonte de tensão controlada por um barramento c.c. alimentado por uma fonte de geração de energia, que pode ser a solar fotovoltaica a qual o nível de tensão já é compatível;
- Implementar uma malha de controle externa para o controle da tensão no barramento c.c. e das potências ativa e reativa, e que calcule as referências de corrente para a malha interna;
- Analisar o comportamento dos controladores PBC perante outras perturbações, como, por exemplo, a variação da radiação solar caso se use a geração solar fotovoltaica;
- Avaliar os controlares PBC através de testes experimentais.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] A. G. Expósito, A. J. Conejo e C. Cañizares, *Sistemas de Energia Elétrica*, Rio de Janeiro: LCT, 2011, p. 2.
- [2] P. M. Almeida, *Modelagem e Controle de Conversores Estáticos Fonte de Tensão utilizados em Sistemas de Geração Fotovoltaicos Conectados à Rede Elétrica de Distribuição*, Juiz de Fora, 2011.
- [3] ANEEL, “Geração Distribuída,” Agência Nacional de Energia Elétrica, 2014.
- [4] CEMIG, “Tecnologia de Geração Distribuída,” Companhia Energética de Minas Gerais, 2014.
- [5] M. . G. Villalva, *Conversor Eletrônico de Potência Trifásico para Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica*, Campinas, 2010.
- [6] N. P. Barsil, *Apostila de Co-Geração*, 2005.
- [7] ANEEL, “Resolução Normativa Nº 482,” Agência Nacional de Energia Elétrica, 2012.
- [8] B. Badrzadeh e M. Gupta, “Practical Experiences and Mitigation Methods of Harmonics in Wind Power Plants,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, pp. 2279-2289, 2013.
- [9] C. M. Pimenta, H. A. Pereira, S. Y. Liu, G. A. Mendonça e S. R. Silva, “Aggregated inverters wind farm harmonic propagation analysis,” em *XIX Congresso Brasileiro de Automática*, Campina Grande, 2012.
- [10] D. Patel, R. Varma, R. Seethapathy e M. Dang, “Impact of wind turbine generators on network resonance and harmonic distortion,” em *23 Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, 2010.
- [11] K. Mu, X. Ma, X. Mu e D. Zhu, “A New Nonlinear Control Strategy for Three-Phase Photovoltaic Grid-Connected Inverter,” 2011.
- [12] X. Mu, J. Wang, H. Xiang, Y. Ma e D. Yang, “Study on a Nonlinear Control Strategy for Three-Phase Voltage Sources PWM DC/AC Inverter Based on PCH Model”.
- [13] M. Liserre, F. Blaabjerg e S. Hansen, “Design and Control of an LCL-Filter Based Three-Phase Active Rectifier,” *IEEE*, pp. Pag. 299-307, 2001.
- [14] D. Yazdani, A. Bakhshai e P. K. Jain, “Grid synchronization techniques for converter interfaced distributed generation systems.,” *Proceedings of Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 2007-2014, 2009.
- [15] V. Kaura e V. Blasko, “Operation of a Phase Locked Loop System Under Distorted Utility Conditions,” *IEEE Transactions on Industry applications*, pp. 58 - 63, January/February 1997.
- [16] P. Rodríguez, J. Pou, J. Bergas, J. I. Candela, R. P. Burgos e D. Boroyevich, “Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL for Power Converters Control,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 584 - 592, March 2007.
- [17] X. Yuan, W. Merk, H. Stmmler e J. Allmeling, “Stationary-Frame Generalized Integrators for Current Control of Active Power Filters With Zero Steady-State Error for Current Harmonics of Concern Under Unbalanced and Distorted Operating Conditions,”

- IEEE Transactions On Industry Applications*, pp. 523 - 532, MARCH/APRIL 2002.
- [18] R. I. Bojoi, G. Griva, V. Bostan, M. Guerriero, F. Farina e F. Profumo, "Current Control Strategy for Power Conditioners Using Sinusoidal Signal Integrators in Synchronous Reference Frame," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 1402 - 1412, NOVEMBER 2005.
- [19] P. Rodríguez, R. Teodorescu, I. Candela, A. V. Timbus, M. Liserre e F. Blaabjerg, "New Positive-sequence Voltage Detector for Grid Synchronization of Power Converters under Faulty Grid Conditions," *Proceedings of Power Electronics*, pp. 1 - 7, June 2006.
- [20] L. R. Limongi, R. Bojoi, C. Pica, F. Profumo e A. Tenconi, "Analysis and Comparison of Phase Locked Loop Techniques for Grid Utility Applications," *Power Conversion Conference - Nagoya*, pp. 674 - 681, 2007.
- [21] H. V. d. Broeck, H. Skudelny e G. Stanke, *Analysis and Realization of a Pulse Width Modulator Based on Voltage Space Vectors*, IEEE Conference of Industrial Application, 1986, pp. 244-251.
- [22] N. P. Filho, *Técnicas de modulação por largura de pulso vetorial para inversores fonte de tensão*, Itajubá: Universidade Federal de Itajubá, 2007.
- [23] A. M. Hava, R. J. Kerman e T. A. Lipo, "Simple Analytical and Graphical Methods for Carrier-Based PWM-VSI Drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, January 1999.
- [24] S. Buso e P. Mattavelli, *Digital Control in Power Electronics*, Morgan & Claypool, 2006.
- [25] P. Rodríguez, *Aportaciones a los Acondicionadores Activos de Corriente en Derivación para Redes Trifásicas de Cuatro Hilos*, Universidade Politècnica da Catalunya, Barcelona., 2005.
- [26] B. K. Bose, *Modern Power Electronics and AC Drives*, Prentice Hall PTR, 2002.
- [27] R. Ortega, A. Loría, P. J. Nicklasson e H. Sira Ramírez, *Passivity based Control of Euler Lagrange Systems: Mechanical, Electrical and Electromechanical Applications*, Springer-Verlag, 1998.
- [28] C. V. d. Souza, "Projeto e Desenvolvimento de Fonte Regenerativa para Testes de Transformadores de Potência," Belo Horizonte, 2011.
- [29] R. Ortega, A. J. Van der Schaft, I. Mareels e B. Maschke, "Putting Energy Back in Control," *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 21, pp. 18-33, 2001.
- [30] R. Ortega, A. Van der Schaft, B. Maschke e G. Escobar, "Interconnection and Damping Assignment," *Automatic.*, vol. 38, pp. 585-596, 2002.
- [31] A. F. Cupertino e S. I. Seleme Júnior, "A Grid-Connected Photovoltaic System with a Maximum Power Point Tracker using Passivity-Based Control applied in a Boost Converter.," Novembro 2012.
- [32] A. F. Cupertino, *Uma Contribuição ao Estudo do Aerogerador Síncrono a Imãs Permanente Conectado a Rede Elétrica.*, Viçosa: UFV, 2013.
- [33] V. Petrovic, R. Ortega e A. M. Stankovic, "Interconnection and Damping Assignment Approach to Control of Synchronous Motors.," *IEEE Control Systems Technology Magazine*, vol. 9, pp. 811-820, 2001.
- [34] A. Timbus, M. Liserre, R. Teodorescu, P. Rodríguez e F. Blaabjerg, "Evaluation of current controllers for distributed power generation systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 654-664, 2009.
- [35] M. P. Kazmierkowski e L. Malesani, "Current Control Techniques for Three-Phase

- Voltage-Source PWM Converters: A Survey,” *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 45, pp. 691-703, 1998.
- [36] T. M. d. Souza, A. F. Cupertino e H. A. Pereira, *Controle de um Inversor Trifásico Utilizado Técnica Baseada em Passividade para operação em Sistemas Fotovoltaicos.*, Recife, 2014.
- [37] J. Wang, P. Xia e J. Zhang, *Nonlinear control of three-phase boost-type PWM rectifiers.*, China, 2008, pp. 299-302.
- [38] Z. Dazhong, *Linear System Theory*, Beijing, 2002, pp. 222-229.
- [39] L. T. Soares, C. M. Pimenta, S. I. Seleme Jr., M. M. Stopa e S. R. Silva, “Controle Baseado em Passividade de Um Sistema de Geração de Energia Eólica com Gerdor Síncrono a Imãs Permanentes e Conversor Pleno.” pp. 2773 -2779, 2-6 Setembro 2012.
- [40] H. Yu, Z. Zou e S. Yu, “Speed Regulation of PMSM Based on Port-Controlled Hamiltonian Systems and PI Control Principle,” *International Conference on Automation and Logistics*, p. 6, 2009.
- [41] ANEEL, “Procedimentos De Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Nacional (PRODIST). Módulo 8 - Qualidade de Energia Elétrica.” 2010.

APÊNDICE A: REPRESENTAÇÃO VETORIAL DAS GRANDEZAS TRIFÁSICAS

A.1 Fasor Espacial

O fasor espacial ou vetor espacial é um número complexo utilizado para representar grandezas que variam senoidalmente no tempo. Eles são capazes de representar as grandezas instantâneas através de suas informações de amplitude, ângulo de fase e frequência.

Considere um sistema trifásico equilibrado, cujas tensões são dadas por:

$$\begin{cases} v_a(t) = \hat{V} \cos(\omega t + \theta_0) \\ v_b(t) = \hat{V} \cos\left(\omega t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_c(t) = \hat{V} \cos\left(\omega t + \theta_0 - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

Somando-se as três relações presentes em (A.1), porém multiplicadas por $\left(\frac{2}{3}\right) e^{j0}$, $\left(\frac{2}{3}\right) e^{j\frac{2\pi}{3}}$ e $\left(\frac{2}{3}\right) e^{j\frac{4\pi}{3}}$, respectivamente, e considerando a relação de Euler ($\cos \varphi = \frac{e^{j\varphi} + e^{-j\varphi}}{2}$), podem-se substituir essas relações por um único fasor espacial de tensão \vec{v} :

$$\vec{v} = \hat{V} e^{j(\omega t + \theta_0)} \quad (\text{A.2})$$

Vale ressaltar que o fasor espacial presente em (A.2) apresenta a mesma amplitude das tensões equilibradas presentes em (A.1), fato esse garantido pelo multiplicador $2/3$.

As componentes α e β das tensões equilibradas podem ser obtidas projetando o fasor espacial nos eixos ortogonais α e β , respectivamente, como ilustrado na Figura 30. Dessa forma, obtém-se $\vec{v} = v_{\alpha\beta} = v_\alpha + jv_\beta$ e que as componentes α e β das tensões são dadas por:

$$\begin{cases} v_\alpha = \hat{V} \cos(\omega t + \theta_0) \\ v_\beta = \hat{V} \sin(\omega t + \theta_0) \end{cases} \quad (\text{A.3})$$

A transformação $\alpha\beta$ para dq é definida por:

$$v_{dq} = v_d + jv_q = v_{\alpha\beta} e^{-j\rho(t)} = (v_\alpha + jv_\beta) e^{-j\rho(t)} \quad (\text{A.4})$$

A multiplicação de $v_{\alpha\beta}$ por $e^{-j\rho(t)}$ é equivalente a um deslocamento de fase em $\vec{v}(t)$ do ângulo de ρ . O ângulo $\rho(t)$ pode ser escolhido arbitrariamente. Entretanto, se por exemplo, $\vec{v}(t) = \hat{v}e^{j(\omega t + \theta_0)}$, e escolhendo-se $\rho(t)$ igual à ωt resulta no seguinte fasor espacial.

$$v_d + jv_q = \hat{v}e^{j(\omega t + \theta_0)}e^{-j\omega t} = \hat{v}e^{j\theta_0} \quad (\text{A.5})$$

A grandesa presente em (A.5) não é variante no tempo, ou seja, v_d e v_q são grandezas estacionárias, como pode ser visto também na Figura 30.

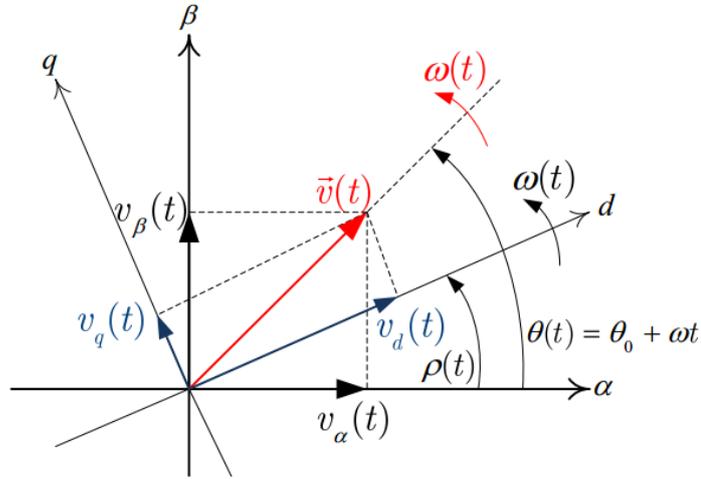


Figura 30 - Sistemas de coordenadas.

A.2 Transformações de Coordenadas

Transformação ABC/ $\alpha\beta 0$ (Transformada de Clark):

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ 0 & 1/\sqrt{3} & -1/\sqrt{3} \\ 1/3 & 1/3 & 1/3 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$

Transformação ABC/ dq0 (Transformada de Park):

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.7})$$