

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

EDMAR FERREIRA COTA

**COMPARAÇÃO ENTRE TÉCNICAS DE CONTROLE PARA ANÁLISE
DA OPERAÇÃO DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CONECTADOS À
REDE DURANTE AFUNDAMENTOS DESEQUILIBRADOS DE
TENSÃO**

VIÇOSA
2014

EDMAR FERREIRA COTA

**COMPARAÇÃO ENTRE TÉCNICAS DE CONTROLE PARA ANÁLISE
DA OPERAÇÃO DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CONECTADOS À
REDE DURANTE AFUNDAMENTOS DESEQUILIBRADOS DE
TENSÃO**

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 de Resende.

EDMAR FERREIRA COTA

**COMPARAÇÃO ENTRE TÉCNICAS DE CONTROLE PARA ANÁLISE
DA OPERAÇÃO DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CONECTADOS À
REDE DURANTE AFUNDAMENTOS DESEQUILIBRADOS DE
TENSÃO**

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 19 de maio de 2014.

COMISSÃO EXAMINADORA

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

Prof. Dr. André Gomes Tôrres – Membro externo
Universidade Federal de Viçosa

Prof. Eng. Allan Fagner Cupertino – Membro externo
Universidade Federal de Minas Gerais

“Tudo o que a sua mão encontrar para fazer, faça-o com todo o seu coração”.

Jesus de Nazaré

“O sucesso é ir de fracasso em fracasso sem perder entusiasmo”.

Winston Churchill

A Deus, a minha família, mestres e amigos.

Agradecimentos

Acima de tudo e acima de todos, Deus. Ao Senhor toda minha gratidão pela conclusão deste trabalho. Graças ao seu infinito amor que consigo completar mais este desafio. Na minha fraqueza, Ele é a minha força, na minha ignorância, Ele me abençoa com sua sabedoria e na minha dureza, Ele me mostra sua serenidade. Nunca poderei ser capaz de ser digno de tantas bênçãos, pois o Senhor se manifestou durante toda minha vida de diversas formas. Senhor simplesmente reconheço minha pequenez, sem ti nada sou e sempre que me exaltar, por favor me rebaixe e me traga para perto de ti.

Em segundo lugar tenho que agradecer a grande bênção que Deus colocou em minha vida desde que nasci, minha família. Cuidando de mim desde pequeno, minha família tem o meu mais puro amor. Ao meu pai José Eustáquio Venâncio Cota e a minha mãe Sílvia Maura Ferreira Cota, agradeço por sempre me incentivarem em um caminho correto, por me corrigirem quando me desviava para aquilo que não é bom e por sempre se manterem ao meu lado. Chego onde estou por causa de vocês, desculpe por qualquer vergonha, vocês são meus maiores amigos. Não posso me esquecer da minha flor Flaviana Santos Moreira, que cuida de mim com seu carinho, amizade e doçura. Minha flor, você é muito importante para mim.

Devo agradecer ainda a todos meus professores e mestres da UFV, além de todas as escolas e instituições por onde passei. Com vocês muito aprendi e cresci, reconheço ter chegado até aqui pelos seus ensinamentos e como um aprendiz eterno que serei nesta vida, recebam o meu muito obrigado por tudo que aprendi. Sem diminuir meus outros mestres, queria dar um agradecimento especial ao meu orientador José Tarcísio de Resende e ao professor Tarcísio de Assunção Pizziolo, que muito me ensinaram e abriram portas para meu desenvolvimento.

Tenho que agradecer ainda a Gerência de Especialistas em Sistemas Elétricos de Potência (GESEP), pois foi por meio dessa que consegui finalizar esse trabalho. A todos que já fizeram parte desse grupo, ou ainda fazem, minha gratidão, sempre me senti confortável com seus integrantes e nunca deixei de receber auxílio de todos.

Um agradecimento especial para dois integrantes Heverton Augusto Pereira e Allan Fagner Cupertino. O primeiro, líder do GESEP, me aceitou no grupo e sempre quis me incentivar a buscar algo a mais. O segundo, além de ter sido um grande amigo durante toda a graduação, foi uma das pessoas que mais aprendi. Vocês dois são os principais responsáveis pela conclusão desse trabalho e humildemente recebam meu reconhecimento.

Agradeço ainda a todos meus companheiros do curso de Engenharia Elétrica na UFV. Juntos passamos por muitos empecilhos e a amizade de vocês será algo que levarei por toda minha vida. Não posso me esquecer dos amigos da república Josaglândia e Brooklyn pela parceria, pelos outros amigos da UFV e de Viçosa, de João Monlevade minha cidade natal, das equipes de futebol Alambique LyΩhms e Volt Full D, além de todos aqueles que me ajudaram de alguma maneira.

A todos que passaram por minha vida e deixaram marcas positivas, meu muito obrigado e como disse Isaac Newton “se cheguei até aqui foi porque me apoiei no ombro dos gigantes”.

Resumo

Atualmente com a expansão de fontes renováveis para geração de eletricidade, a fim de diversificar e aumentar a matriz energética com menores danos ambientais, tem feito com que a geração por arranjos fotovoltaicos ganhe força. A conexão desses arranjos à rede elétrica é feita por meio de inversores, que podem sofrer danos devido aos distúrbios presentes no sistema elétrico. Dentre estes distúrbios, os afundamentos momentâneos de tensão apresentam uma incidência considerável e não podem deixar de serem analisados. Quando o afundamento de tensão é desequilibrado, as correntes que fluem para rede se tornam distorcidas, apresentando componentes de sequência negativa e zero, sendo essa última em caso de existência de um neutro. As estratégias de controle convencionais utilizadas em um inversor são geralmente implementadas em referencial síncrono e tipicamente consideram que a tensão no ponto de conexão comum é equilibrada. Desta forma durante um distúrbio desequilibrado, as componentes de corrente de sequência negativa não são compensadas, o que pode ocasionar transitórios e desbalanços nas correntes que fluem para a rede, que em um cenário mais crítico podem danificar o inversor. Assim esse trabalho, com o auxílio do programa *Matlab/Simulink* vem propor um comparativo entre uma estratégia de controle convencional com quatro estratégias distintas que compensam a corrente de sequência negativa injetada na rede durante afundamentos desequilibrados. Essas estratégias também foram comparadas durante variações da radiação incidente em arranjos fotovoltaicos, verificando o desempenho das estratégias de controle para mudanças no ponto de operação do arranjo. As técnicas implementadas apresentaram robustez perante aos afundamentos desequilibrados de tensão e uma baixa influência na operação do sistema em regime permanente.

Abstract

Today, there is an expansion of renewable sources for electricity generation. This expansion aim to diversify and increase the energy matrix with less environmental impact, so the generation of electricity by photovoltaic arrays has grown. The solar arrays are connect to the grid by inverters. The inverters can damage if existing electrical system faults. Among these faults, the voltage sag is a very habitual and it should be analyzed. When the voltage sag is unbalanced, the currents that flow to the grid become distorted and they present components of negative sequence and zero if there is a neutral connection. The conventional control strategies used for inverter control are in synchronous reference and they consider the voltage in common connection point balanced. So during an unbalanced disturbance, the components of negative sequence current are not compensated. They can cause transient and unbalances in currents flowing in the grid, which in a more critical situation may damage the inverter. Thus, this dissertation with the help of *Matlab/Simulink* proposes a comparison between a conventional control strategy with four different control strategies for compensate the negative sequence current injected in the grid during unbalanced sags. Another comparison of these strategies was to variations in shading on photovoltaic arrays, checking the performance of the control strategies to changes in the operating point of the arrangement. The techniques implemented showed robustness against the unbalanced voltage sags and low influence on the operation of the system in steady state.

Sumário

1. INTRODUÇÃO	13
1.1 CENÁRIO DA ENERGIA FOTOVOLTAICA NO MUNDO E NO BRASIL	13
1.2 AFUNDAMENTOS DESEQUILIBRADOS.....	14
1.3 OBJETIVO GERAL E MOTIVAÇÃO	16
1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	16
2. MODELAGEM DO SISTEMA DE GERAÇÃO FOTOVOLTAICO	17
2.1 CONJUNTO FOTOVOLTAICO CONECTADO À REDE.....	17
2.2 MODELOS DE UM ARRANJO FOTOVOLTAICO.....	19
2.3 MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO COM CONTROLE VETORIAL (SVPWM).....	21
2.4 FILTRO LCL.....	22
2.5 DINÂMICA DO LADO C.A. DO INVERSOR PARA REDE DESEQUILIBRADA	23
2.6 POTÊNCIA INSTANTÂNEA PARA REDE DESEQUILIBRADA.....	25
2.7 DINÂMICA DO BARRAMENTO C.C. PARA REDE DESEQUILIBRADA.....	27
3. CONTROLE DO SISTEMA DE GERAÇÃO FOTOVOLTAICO	29
3.1 CIRCUITO DE SINCRONISMO (PLL).....	29
3.2 ESTRATÉGIAS DE CONTROLE	30
3.2.1 Controle das Correntes de Eixo dq Utilizando Estratégia Convencional (CONV)	30
3.2.2 Controle das Correntes de Eixo dq por um Controlador Proporcional-Integral-Ressonante (PIR) ...	32
3.2.3 Controle das Correntes de Eixo dq Utilizando um Filtro Corta-Faixa (FCF).....	33
3.2.4 Controle das Correntes de Eixo dq pela Decomposição Baseada por Sinais Medidos (DSM)	34
3.2.5 Controle das Correntes de Eixo dq Utilizando a Decomposição Baseada por Sinais de Referência e Erro (DSRE).....	35
3.3 CONTROLE DE TENSÃO NO BARRAMENTO C.C.	36
3.4 SEGUIDOR DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA (MPPT)	38
4. RESULTADOS E SIMULAÇÕES.....	40
4.1 VARIÇÃO DA RADIAÇÃO SOLAR	41
4.2 AFUNDAMENTOS BIFÁSICOS.....	43
4.3 AFUNDAMENTOS MONOFÁSICOS	46
5. CONCLUSÃO E PROPOSTAS DE CONTINUIDADE.....	50
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	51
APÊNDICE A: REPRESENTAÇÃO DE GRANDEZAS TRIFÁSICAS POR MEIO DE UM FASOR ESPACIAL	54

Lista de Figuras

Figura 1 – Evolução da potência gerada por sistemas fotovoltaicos no mundo [4], [5].	13
Figura 2 – Inversor trifásico de dois níveis [17].	17
Figura 3 – Conjunto fotovoltaico conectado à rede por meio de um inversor.	18
Figura 4 – Célula solar com adição das resistências parasitas.	19
Figura 5 – Curvas características de um painel fotovoltaico para diferentes radiações incidentes.	20
Figura 6 – Algoritmo para determinar os valores das resistências parasitas.	21
Figura 7 – Implementação do SVPWM.	22
Figura 8 – Circuito de Sincronismo DSOGI-PLL.	30
Figura 9 – Visão Geral das Malhas de Controle.	31
Figura 10 – Controle da corrente de sequência positiva de eixo direto e quadratura por estratégia convencional.	31
Figura 11 – Diagrama de Blocos do controlador ressonante.	33
Figura 12 – Diagrama de Bode do controlador PIR.	33
Figura 13 – Desacoplamento das correntes de sequência negativa e positiva de eixo direto e quadratura utilizando um filtro corta-faixa.	34
Figura 14 – Desacoplamento das correntes de sequência negativa e positiva de eixo direto e quadratura utilizando a decomposição baseada por sinais medidos.	35
Figura 15 – Desacoplamento das correntes de sequência positiva de eixo direto utilizando a decomposição baseada por referência e sinal de erro.	36
Figura 16 – Controle de tensão do barramento c.c.	37
Figura 17 - Algoritmo de condutância incremental.	39
Figura 18 – Radiação incidente no painel solar e potência reativa injetada na rede.	41
Figura 19 – Potência real injetada na rede para sombreamento no painel.	42
Figura 20 – Tensão do barramento c.c. para sombreamento no painel.	42
Figura 21 – Tensão na rede para afundamento bifásico.	43
Figura 22 – Tensão do barramento c.c. para afundamento bifásico e ação do MPPT.	44
Figura 23 – Potência real injetada na rede para afundamento bifásico.	45
Figura 24 – Potência reativa injetada na rede para afundamento bifásico.	45
Figura 25 – Correntes de eixo dq para afundamento bifásico.	46
Figura 26 – Correntes de eixo dq de sequência negativa para afundamento bifásico.	46
Figura 27 – Tensão do barramento c.c. para afundamento monofásico e ação do MPPT.	47
Figura 28 – Potência real injetada na rede para afundamento monofásico.	48
Figura 29 – Potência reativa injetada na rede para afundamento monofásico.	48
Figura 30 – Correntes de eixo dq para afundamento monofásico.	49
Figura 31 – Correntes de eixo dq de sequência negativa para afundamento monofásico.	49
Figura 32 – Fasor Espacial.	54

Lista de Tabelas

Tabela 1 – Classificação da VTCD [15].	15
Tabela 2 – Dados do Painel Fotovoltaico.....	40
Tabela 3 – Dados do Barramento c.c., Inversor, Filtro LCL e da Rede	40

1. Introdução

1.1 Cenário da Energia Fotovoltaica no Mundo e no Brasil

No mundo atual há um aumento populacional e os recursos naturais são cada vez mais agredidos. Com impactos ambientais cada vez mais nítidos e previsões menos estimulantes, a produção de energia por fontes renováveis chama a atenção. No setor elétrico uma dessas fontes que vem despertando o interesse e o investimento de diversos países é a energia solar, que pode ser aproveitada para gerar eletricidade através de arranjos fotovoltaicos [1], [2], [3].

A Figura 1 mostra o potencial energético fotovoltaico instalado no mundo. Nota-se que desde o início do século XXI há um crescimento vertiginoso do setor, com a geração de quase 130 GW em 2013. Nesse cenário de desenvolvimento é dado um destaque para a Europa, que detém mais da metade da potência gerada por sistemas fotovoltaicos no mundo [4]. Dentre os países europeus deve-se ainda dar um destaque a Alemanha, que possui 44% da potência gerada por painéis fotovoltaicos na Europa [4]. Outro país que merece destaque, porém fora do bloco europeu é a China, que vem aumentando largamente sua produção a cada ano e bateu o recorde na instalação anual de painéis fotovoltaicos em 2013 com 12 GW [5].



Figura 1 – Evolução da potência gerada por sistemas fotovoltaicos no mundo [4], [5].

No Brasil a energia elétrica gerada por painéis fotovoltaicos ainda se encontra nos primórdios do desenvolvimento. Dos 3.108 empreendimentos em operação no país, que totalizam 134.735.128 KW de potência gerada, somente 86 são de energia fotovoltaica conectada à rede, que geram um total de 10.203 KW de potência [6]. Contudo empresas do

setor elétrico como Cemig e a Chesf já investem na geração fotovoltaica, com pesquisas, levantamento de dados e construção de centrais solares ou híbridas para testes [7], [8].

Mesmo ainda sem uma grande participação no sistema de geração elétrica do Brasil, o país já começa a criar normas e programas para o incentivo da geração de eletricidade por painéis fotovoltaicos. Desde a criação do Programa de Incentivo a Fontes Alternativas (PROINFA) em 2002, que foi instituído com o objetivo de aumentar a participação da energia elétrica produzida por empreendimentos concebidos com base em fontes alternativas, o número de centrais geradoras solar fotovoltaicas vem crescendo.

Baseadas na Audiência Pública 42/2011, a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) aprovou duas Resoluções Normativas, a RN 481 e 482 [9]. A primeira estipula descontos de 80% nas Tarifas de Uso do Sistema de Transmissão (TUST) e Distribuição (TUSD) para empreendimentos em energia solar até 30 MW que entrarem em operação até o final de 2017. Para empreendimentos após essa data, os descontos serão de 50% [10].

Já a segunda estabelece as condições gerais para o acesso de microgeração (menor ou igual a 100 KW) e minigeração (entre 100 KW e 1 MW) conectada aos sistemas de distribuição de energia elétrica. Com essa resolução o consumidor de energia elétrica que produzir mais energia do que consome, pode enviar o excedente de energia à rede e ganhar crédito da concessionária, válidos até 36 meses [11]. Esse tipo de sistema é utilizado em diversos países, como Alemanha, Dinamarca, Japão, Canadá, Itália e 44 estados americanos [2].

Neste contexto, a energia elétrica proveniente de arranjos fotovoltaicos ganha certo destaque, pois sua produção de energia é em menor potência e pode ser instalada mais facilmente em casas, prédios e outros tipos de residência se comparada a outras fontes de energia. Além disso, devido ao Brasil ser um país tropical, com elevada incidência de sol durante boa parte do ano, principalmente nas regiões norte e nordeste do país, pode fazer com que a instalação de energia fotovoltaica seja rentável para o consumidor.

Para se conectar um arranjo fotovoltaico à rede elétrica, se faz necessário o uso de um inversor, que converte a corrente contínua gerada pelos painéis em corrente alternada. Contudo à rede elétrica é susceptível a faltas, como por exemplo afundamentos de tensão, sendo os desequilibrados os mais comuns [12]. Assim essas faltas representam um perigo para o bom funcionamento do inversor, pois podem danificá-lo e fazer a desconexão da geração fotovoltaica da rede.

1.2 Afundamentos Desequilibrados

A Qualidade de Energia Elétrica (QEE) nas redes é caracterizada pela ausência de anomalias durante a transmissão e distribuição da energia elétrica. Essas anomalias podem ser descritas por variações de amplitude, frequência ou forma de onda dos sinais de tensão. Como exemplo de faltas na rede elétrica pode-se citar subtensões, picos de energia, *blackout*, surtos, ruídos, entre outros. Essas faltas podem ser extremamente danosas aos consumidores e as fontes geradoras de eletricidade, podendo causar danos materiais, financeiros e pessoais [13], [14], [15].

Dentre os distúrbios na rede existentes, um que ocorre com determinada frequência é a Variação de Tensão de Curta Duração (VTCD). Ela pode ser caracterizada por uma variação no valor eficaz da tensão da rede e sua classificação segundo a ANEEL pode ser encontrada em [15], como mostra a Tabela 1.

Tabela 1 – Classificação da VTCD [15].

Classificação	Duração do Evento	Amplitude da tensão (valor eficaz) em relação a tensão nominal
Interrupção Momentânea de Tensão	inferior ou igual a 3 segundos	inferior a 0,1 pu
Afundamento Momentânea de Tensão	superior ou igual a 1 ciclo e inferior ou igual a 3 segundos	superior ou igual a 0,1 pu e inferior ou igual a 0,9 pu
Elevação Momentânea de Tensão	superior ou igual a 1 ciclo e inferior ou igual a 3 segundos	superior ou igual a 1,1 pu
Interrupção Temporária de Tensão	superior a 3 ciclos e inferior ou igual 1 a minuto	inferior a 0,1 pu
Afundamento Temporária de Tensão	superior a 3 ciclos e inferior ou igual 1 a minuto	superior ou igual a 0,1 pu e inferior ou igual a 0,9 pu
Elevação Temporária de Tensão	superior a 3 ciclos e inferior ou igual 1 a minuto	superior ou igual a 1,1 pu

O Afundamento Momentâneo de Tensão (AMT) é o que ocorre com maior frequência e afeta mais a QEE. Dentre as causas de AMT tem-se chaveamento de cargas pesadas, partidas de motores, curto-circuito em um ponto de fornecimento de energia, descargas atmosféricas, entre outros [13].

O grau de severidade de um AMT pode também ser caracterizado por seis parâmetros: amplitude da tensão residual, tempo de duração, ângulo de deslocamento da fase, ponto na forma da onda onde se inicia o afundamento, nível de desequilíbrio trifásico gerado e recuperação da tensão [13].

Já a classificação do AMT é dada quatro classes: afundamentos monofásicos ou fase-terra (FT), afundamentos bifásicos ou fase-fase (FF), afundamentos trifásicos ou fase-fase-fase (FFF) e por último fase-fase-terra (FFT). As faltas FFF são equilibradas e mais severas, contudo as faltas FT, FF e FFT que são desequilibradas, ocorrem com maior frequência [14].

Como os afundamentos desequilibrados ocorrem com maior frequência e podem ser danosos a inversores que conectam sistemas fotovoltaicos à rede, é interessante que os mesmos possam estar preparados para operar nessas situações. Isso pode ser alcançado com técnicas de controle mais robustas, que levem em consideração os distúrbios assimétricos na rede quando

os mesmos ocorrem. Com essas técnicas de controle mais robusto é possível fazer com que o arranjo fotovoltaico continue gerando energia para rede durante um AMT, sem se desconectar.

1.3 Objetivo Geral e Motivação

O objetivo principal desse trabalho é simular e comparar 4 técnicas de controle de inversores PWM para operação de um sistema fotovoltaico durante afundamentos desequilibrados. Essas técnicas propõem de maneiras distintas compensar a corrente de sequência negativa injetada na rede e serão confrontadas com a estratégia de controle convencional, que desconsidera a dinâmica da corrente de sequência negativa.

As estruturas apresentadas são comparadas durante afundamentos de tensão monofásicos e bifásicos. Além disso, é avaliado o comportamento das técnicas durante variações na incidência de radiação solar no arranjo fotovoltaico.

Já a motivação para esse trabalho vem do grande salto que as energias renováveis tiveram nas últimas décadas, em substituição a energia proveniente de combustíveis fósseis. Além disso, energias com menor impacto ambiental começam a despertar maior interesse entre os países e nesse cenário a energia fotovoltaica, juntamente com outras energias renováveis aparece em destaque.

Muitas pesquisas para geração fotovoltaica vêm sendo feitas e um dos desafios é a inserção dessa fonte na matriz energética. Como dito anteriormente, um dos principais problemas nas redes é o AMT desequilibrado, que podem ser muito danosos a geração fotovoltaica, sendo capaz de danificar inversores que conectam o arranjo à rede e até interromper a geração do sistema.

1.4 Organização do Trabalho

Esse trabalho foi dividido em 5 capítulos. O primeiro capítulo apresentou uma pequena introdução. Já o segundo capítulo apresenta toda a modelagem da conexão do painel fotovoltaico à rede, bem como os componentes e estruturas necessárias para essa conexão.

O terceiro capítulo apresenta as técnicas de controle analisadas nesse trabalho e o projeto dos controladores. Prosseguindo, o quarto capítulo mostra os resultados obtidos, sendo o quinto e último capítulo utilizado para conclusão e propostas de continuidade.

2. Modelagem do Sistema de Geração Fotovoltaico

Neste capítulo será mostrado como um arranjo de painéis fotovoltaicos deve ser conectado à rede, o princípio de funcionamento de um painel fotovoltaico, a técnica de chaveamento de inversores SVPWM, o filtro LCL e as equações que descrevem as dinâmicas do lado de corrente alternada (c.a.) e de corrente contínua (c.c.) do inversor.

2.1 Conjunto Fotovoltaico Conectado à Rede

A geração por meio dos painéis fotovoltaicos é em corrente contínua, logo para conectar o conjunto fotovoltaico na rede elétrica alternada é necessário o uso de um inversor, que transforme a tensão contínua do arranjo fotovoltaico em tensão alternada. A topologia do inversor trifásico estudado neste trabalho, consiste em uma montagem de dois níveis e é constituído de seis chaves semicondutoras, como mostra a Figura 2.

As chaves em cada braço do inversor funcionam de maneira complementar. Isso é necessário para se evitar que uma das fases fique em curto-circuito e danifique o barramento c.c. Na prática sempre antes de uma chave passar do estado aberto para o fechado, a sua complementar deve passar para o estado aberto, assim existe um pequeno intervalo de tempo denominado tempo morto (do inglês, *dead time*) em que ambas as chaves de um braço ficam abertas, evitando assim que um erro no tempo de comutação entre uma das chaves gere um curto no painel [16].

Normalmente a função de chave utilizada nos inversores é feita por Transistores Bipolares de Porta Isolada (do inglês, *Insulated Gate Bipolar Transistor - IGBT*), uma vez que o mesmo é um dispositivo de chaveamento robusto, com baixa queda de tensão no estado ligado, boas características de chaveamento e pode ser encontrado em uma vasta gama de valores de tensão e corrente. Contudo outros dispositivos podem ser utilizados para chaveamento como o Transistor de Efeito de Campo de Óxido Metálico Semicondutor (do inglês, *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor - MOSFET*) ou um tiristor [16].

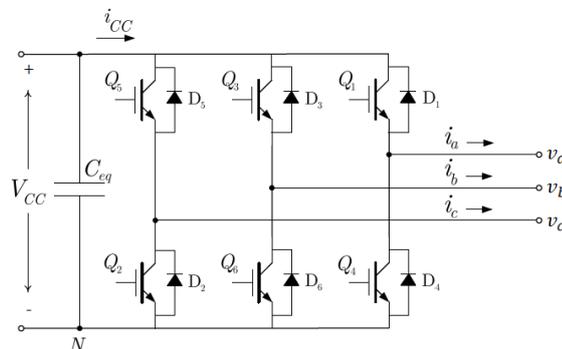


Figura 2 – Inversor trifásico de dois níveis [17].

A saída do inversor é conectada a um filtro passa-baixas, com a intenção de reduzir os harmônicos causados devido à ação de chaveamento dos conversores. Um filtro indutivo pode ser suficiente para reduzir os harmônicos de corrente próximo da frequência de chaveamento, uma vez que o indutor possui a característica de permitir a passagem de correntes em menor

frequência e bloquear a passagem de correntes em maior frequência, contudo é necessário um valor elevado de indutância, aumentando o volume e o preço do filtro [18].

Uma alternativa é utilizar uma topologia alternativa, como o filtro LCL, onde um capacitor é ligado em derivação entre dois indutores. O valor de capacitância é projetado de forma que apresente baixa impedância para harmônicos de ordem elevada, enquanto tenderá a ter uma impedância maior na frequência fundamental da rede. Uma observação é que deve-se tentar deixar o fator de potência do filtro próximo do unitário, no intuito de que o mesmo não absorva um valor considerável de potência reativa do inversor. Deve-se também considerar a frequência de ressonância do filtro, para que a mesma esteja entre a frequência fundamental da rede e a frequência de chaveamento do inversor [19], [20].

A Figura 3 ilustra o diagrama do conjunto fotovoltaico conectado à rede elétrica por meio do inversor e do filtro LCL. Nessa figura ainda é representado a estrutura geral das malhas de controle das estratégias que serão descritas nesse trabalho. Todas técnicas possuem duas malhas em cascata, uma mais interna e rápida que controlará as correntes em referencial síncrono (dq) injetadas na rede, além de outra externa e mais lenta que controla a tensão do barramento c.c.

Uma observação é que o controle das correntes injetadas na rede em referencial síncrono é vantajoso, uma vez que as correntes adquirem um valor constante em regime permanente, o que facilita a ação dos controladores, diferentemente do controle em referencial abc , onde as correntes oscilam em referencial síncrono, prejudicando o desempenho da malha de controle.

Além disso, a malha externa recebe um sinal de um algoritmo de MPPT (do inglês, *Maximum Power Point Tracking*), que busca extrair sempre a máxima potência possível do arranjo fotovoltaico. Para a conexão do sistema à rede é utilizada uma estrutura de sincronismo baseada no integrador generalizado de segunda ordem denominada de DSOGI-PLL (do inglês, *Double Second Order Generalized Integrator Phase-Locked Loop*) [21], com a finalidade de fazer o controle no referencial síncrono.

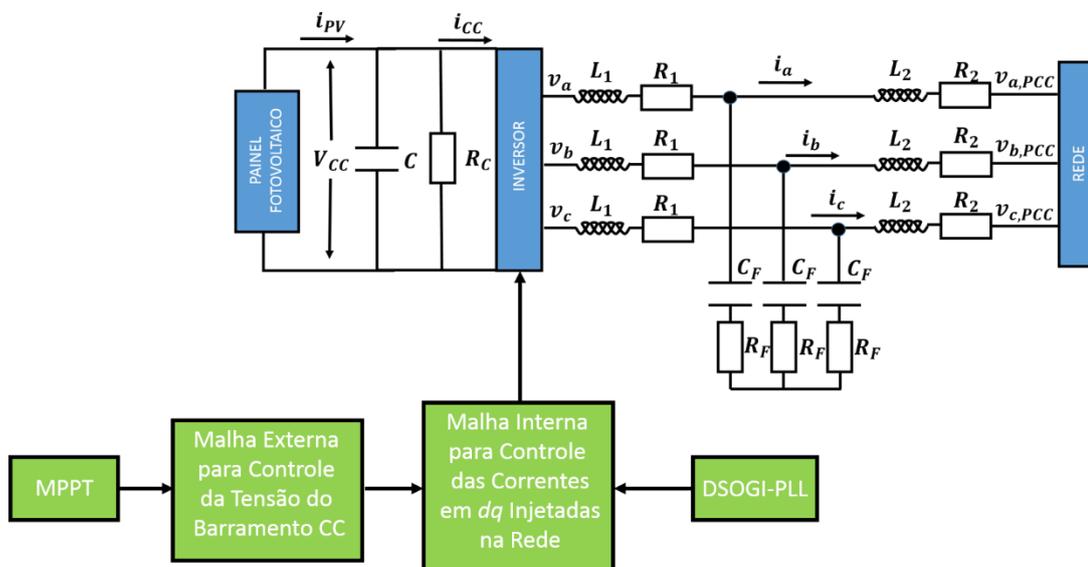


Figura 3 – Conjunto fotovoltaico conectado à rede por meio de um inversor.

2.2 Modelos de um Arranjo Fotovoltaico

O modelo da célula solar empregado nesse trabalho é representado pela Figura 4. Este é constituído por uma fonte de corrente contínua em paralelo com um diodo, além das resistências parasitas R_S e R_P . A resistência série R_S representa a resistência entre os contatos elétricos com a célula e entre as células, enquanto que a resistência paralelo R_P modela a corrente de fuga entre as camadas tipo n e p [22].

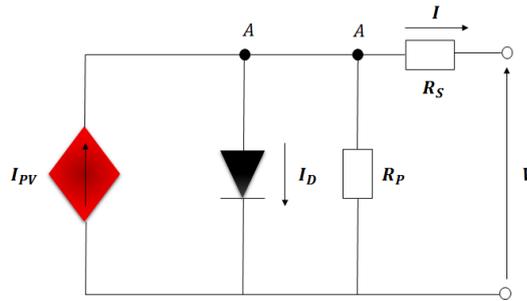


Figura 4 – Célula solar com adição das resistências parasitas.

Em um painel solar diversas dessas células podem ser ligadas em série e em paralelo. Além disso, os painéis solares também podem ser associados formando um arranjo fotovoltaico. A equação que descreve o modelo de um arranjo fotovoltaico é dada pela relação (1).

$$I = I_{PV} - I_D - \frac{V + \frac{N_{SS}}{N_{PP}} R_S I}{\frac{N_{SS}}{N_{PP}} R_P} = I_{PV} N_{PP} - I_R N_{PP} \left[e^{\left(\frac{N_{SS} R_S I + V}{\eta V_T N_{SS} N_S} \right)} - 1 \right] - \frac{V + \frac{N_{SS}}{N_{PP}} R_S I}{\frac{N_{SS}}{N_{PP}} R_P} \quad (1)$$

$$V_T = \frac{kT}{q} \quad (2)$$

Para as relações (1) e (2) tem-se:

- I é a corrente nos terminais do arranjo (A);
- I_{PV} é a corrente gerada pela incidência da luz solar (A);
- I_D é a corrente do diodo (A);
- I_R é a corrente de saturação reversa do diodo (A);
- q é a carga do elétron ($1,602 \times 10^{-19}$ C);
- V é a tensão no terminal do arranjo (V);
- η é uma constante que expressa o grau de idealidade do diodo (valor típico entre 1 e 1,5, sendo que quanto mais próximo de 1, maior a idealidade do diodo);
- V_T é a tensão térmica (V);
- k é a constante de Boltzman ($1,38 \times 10^{-23}$ J/K);
- T é a temperatura na célula (K);
- N_P é o número de células em paralelo;
- N_S é o número de células em série;
- N_{PP} é o número de painéis em paralelo;
- N_{SS} é o número de painéis em série.

A corrente gerada nos terminais de um painel depende da corrente de saturação reversa de um painel I_R e da corrente gerada por um painel devido à radiação incidente I_{PV} . Essas duas variáveis podem ser determinadas por (3) e (4) respectivamente.

$$I_R = \frac{I_{sc,n} + K_I \Delta T}{e^{[(V_{oc,n} + K_V \Delta T) / (\eta V_{T,n} N_S)]}} \quad (3)$$

$$I_{PV} = (I_{PV,n} N_P + K_I \Delta T) \frac{G}{G_n} \quad (4)$$

Sendo:

- $I_{PV,n}$ é a corrente nominal gerada por um painel solar (A);
- $I_{sc,n}$ é a corrente de curto-circuito nominal (A);
- $V_{oc,n}$ é a tensão de circuito aberto nominal (V);
- ΔT é a temperatura momentânea em Kelvin do painel menos a temperatura nominal de 298,15 K;
- K_I é o coeficiente de temperatura de curto-circuito (A/K);
- K_V é o coeficiente de temperatura de circuito-aberto (V/K);
- G é a irradiação da célula (W/m^2);
- G_n é a irradiação nominal da célula ($1000 W/m^2$).

Ainda para determinar I_{PV} é necessário saber seu valor nominal ($I_{PV,n}$) para uma célula solar, que pode ser obtida fechando-se um curto-circuito nos terminais da célula. A relação (5) determina $I_{PV,n}$.

$$I_{PV,n} = \frac{R_P + R_S}{R_P} I_{sc,n} \quad (5)$$

As curvas da corrente terminal por tensão terminal e potência terminal por tensão terminal na saída de um painel fotovoltaico são mostradas na Figura 5. Nessa figura percebe-se que existe um determinado valor de corrente e tensão terminais que geram a máxima potência do painel. Tem-se ainda que anterior a esse ponto a variação de tensão não causa mudança significativa na corrente do painel e posterior a esse ponto uma pequena variação de tensão causa uma grande mudança na corrente. Os formatos dessas curvas são ainda afetados pela temperatura do painel e pela radiação que o mesmo recebe [23], [24].

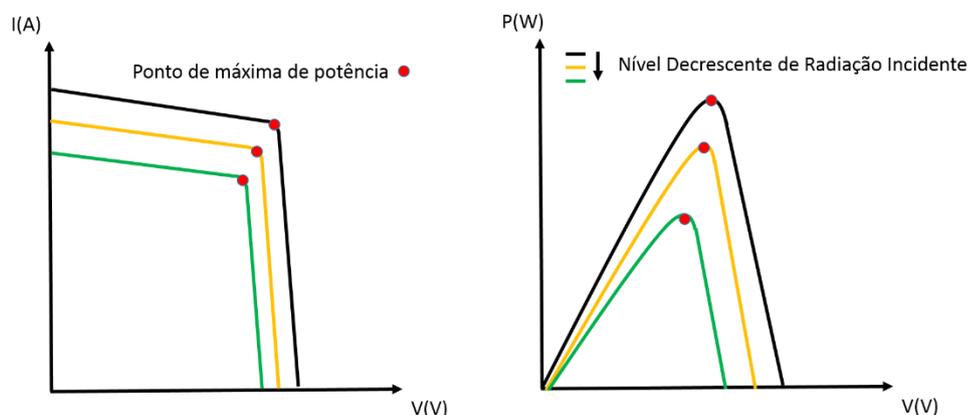


Figura 5 – Curvas características de um painel fotovoltaico para diferentes radiações incidentes.

Para se ajustar os valores das resistências parasitas, é necessário um algoritmo baseado no fato de que somente um par de valores para R_S e R_P faz com que a potência máxima calculada na curva de corrente por tensão na saída do painel ($P_{m,máx}$), seja igual a potência máxima experimental ($P_{e,máx}$) obtida pelo *datasheet* do painel, ou seja, $P_{m,máx} = P_{e,máx}$ [22], [25], [26].

Através da igualdade anterior e da equação (1) para um painel, é possível obter (6). Para maiores detalhes ver [22].

$$R_P = \frac{V_{mp}(V_{mp} + I_{mp}R_S)}{V_{mp}I_{pv} - V_{mp}I_R \left[e^{\left(\frac{V_{mp} + I_{mp}R_S}{\eta V_T}\right)} - 1 \right] - P_{max_e}} \quad (6)$$

Por (6) é visto que para qualquer valor de R_S há somente um valor de R_P que fará com que a curva $I \times V$ do painel cruze o ponto $\{V_{mp}, I_{mp}\}$ que são a tensão e a corrente de máxima potência. Assim o valor de R_S deve ser incrementado variando conseqüentemente o valor de R_P , através de um processo iterativo. A Figura 6 mostra o fluxograma do processo iterativo [22], [27].

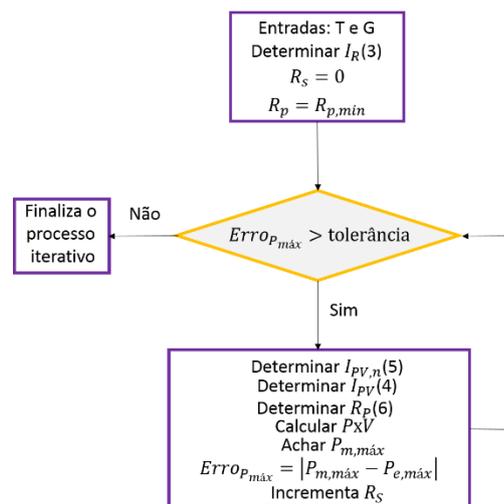


Figura 6 – Algoritmo para determinar os valores das resistências parasitas.

2.3 Modulação por Largura de Pulso com Controle Vetorial (SVPWM)

A modulação por largura de pulso ou PWM (*Pulse Width Modulation*) é uma técnica para controlar as correntes e tensões na saída dos conversores estáticos. Uma técnica muito simples de ser aplicada é a modulação por largura de pulso senoidal ou SPWM (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*), em que os sinais de referência são comparados com uma onda triangular de alta frequência.

Contudo uma técnica que vem ganhando espaço, sendo utilizada neste trabalho é a modulação vetorial ou SVPWM (*Space Vector Pulse Width Modulation*), que otimiza o chaveamento dos semicondutores, aumentando seu fator de utilização e proporcionando tensões com amplitudes mais elevadas na saída do inversor [28].

A técnica de modulação SVPWM é intimamente relacionada com fasores espaciais, onde a tensão sintetizada na saída inversor é representada por um fasor. Além disso, para cada estado de condução das chaves, um vetor espacial é associado no plano complexo, existindo ao total 8 posições fixas para o vetor, sendo duas nulas, ou seja, não sintetizam tensão alguma [29], [30].

Na sua implementação mais tradicional, o SVPWM detecta a posição do fasor da tensão a sintetizar no plano complexo e seleciona quatro vetores para construí-lo, utilizando-se dos dois vetores adjacentes à tensão que se deseja obter e os dois vetores nulos. Isto permite chavear um dispositivo semiconductor por vez, além de reduzir a ondulação na corrente de saída [29]. Tem-se ainda que dentro de sua região de operação linear, o SVPWM consegue sintetizar na saída do inversor uma tensão máxima em amplitude de [31]:

$$|\vec{v}_{m\acute{a}x}^*| = \frac{\sqrt{3}}{3} V_{cc} \quad (7)$$

Em que V_{cc} representa a tensão do barramento c.c. Isso indica que a estratégia de controle do inversor SVPWM proporciona um ganho de 15% na componente fundamental da tensão máxima de saída de comparada com a estratégia SPWM que é de $V_{cc}/2$ [31].

Neste trabalho, a implementação do SVPWM foi feita de uma outra forma, realizando o cálculo da componente de sequência zero a ser adicionada ao sinal de referência. Segundo [32] e [33], a tensão de sequência zero para esta técnica é obtida através do teste da menor magnitude entre os três sinais de referência escalonados por 0,5. O diagrama de blocos desta estrutura é apresentado na Figura 7.

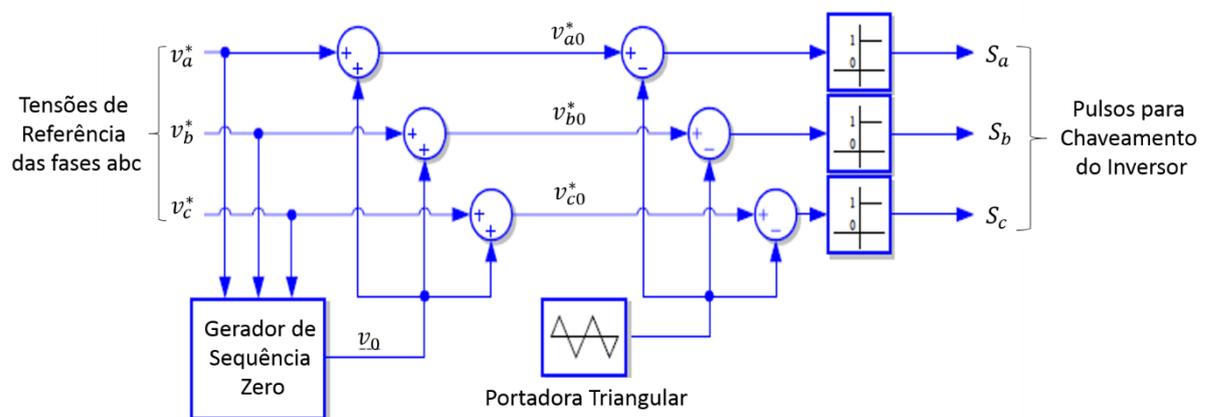


Figura 7 – Implementação do SVPWM.

2.4 Filtro LCL

Como dito anteriormente o filtro *LCL* é um filtro passa-baixas que atenua os harmônicos múltiplos da frequência de chaveamento do inversor, como foi apresentado na Figura 3. A escolha dos parâmetros do filtro é importante, uma vez que os ganhos dos controladores são baseados nos valores de capacitância e indutância do filtro. Esses valores apresentam as seguintes limitações [19]:

- A capacitância fica limitada pela potência reativa máxima do sistema, que deve ser menor que 5%;
- A indutância deve ser limitada para reduzir a queda de tensão durante a operação;
- A frequência de ressonância do filtro deve ser maior que 10 vezes a frequência fundamental da rede ($10f_n$) e menor que metade da frequência de chaveamento do inversor ($\frac{1}{2}f_s$), para que assim não haja problema de ressonância nas baixas e altas frequências;
- O valor da resistência em série com o capacitor (R_F), deve ser escolhido de tal maneira que amenize o pico de ressonância do filtro, sem aumentar demasiadamente as perdas em baixa frequência e diminuir consideravelmente a atenuação em altas frequências, sendo típico usar como valor de resistência a metade do valor da impedância do capacitor na frequência de ressonância.

Os detalhes do projeto do filtro LCL podem ser encontrados em qualquer uma das seguintes referências [19], [34] e [35].

2.5 Dinâmica do Lado c.a. do Inversor para Rede Desequilibrada

Desprezando os harmônicos gerados pelo inversor e considerando que os capacitores do filtro apresentam uma baixa impedância na frequência da rede, podendo assim considerá-los como um curto nessa situação, tem-se que a dinâmica do lado CA do inversor pode ser escrita por (8).

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = -R_{eq}i_a + v_a - v_{a,PCC} \\ L \frac{di_b}{dt} = -R_{eq}i_b + v_b - v_{b,PCC} \\ L \frac{di_c}{dt} = -R_{eq}i_c + v_c - v_{c,PCC} \end{cases} \quad (8)$$

Para a equação (8), tem-se que:

- i_a, i_b e i_c são as correntes em cada fase (A);
- v_a, v_b e v_c são as tensões em cada fase na saída do inversor (V);
- $v_{a,PCC}, v_{b,PCC}$ e $v_{c,PCC}$ são as tensões em cada fase no ponto de conexão comum (PCC) com a rede (V);
- L é a indutância do filtro passa-baixas (H);
- R_{eq} é a resistência do filtro passa-baixas somada a resistência que simboliza as perdas no inversor (Ω).

As correntes e tensões trifásicas em (8) podem ser escritas em função de fasores espaciais. O fasor espacial é um único fasor que possui as características e representa as três fases, simplificando a representação fasorial. Além disso, os fasores espaciais podem ser decompostos em duas componentes perpendiculares, sendo uma real denominada α e outra complexa denominada β (coordenadas estacionárias), sendo essa transformação denominada de

transformada de *Clarke*, ver o apêndice A.1. Em (9) é mostrado a equação (8) em função dos fasores espaciais resultantes $\vec{i}_{\alpha\beta}$, $\vec{v}_{\alpha\beta}$ e $\vec{v}_{\alpha\beta,PCC}$.

$$L \frac{d\vec{i}_{\alpha\beta}}{dt} = -R_{eq}\vec{i}_{\alpha\beta} + \vec{v}_{\alpha\beta} - \vec{v}_{\alpha\beta,PCC} \quad (9)$$

Considerando que à rede possa estar desequilibrada, as tensões das três fases na rede podem não ter a mesma amplitude e/ou estarem defasadas 120° . Assim considerando que as tensões no PCC estejam desequilibradas, as mesmas podem ser escritas em função de um termo de sequência positiva, outro de sequência negativa e um de sequência zero. No presente trabalho a componente de sequência zero não será considerada pelo fato da topologia do inversor utilizada não sintetizar o neutro. Assim tem-se que a tensão no ponto de conexão comum (PCC) pode ser escrita por (10).

$$\begin{cases} v_{a,PCC} = V_{PCC}^+ \cos(\omega t + \theta_V^+) + V_{PCC}^- \cos(\omega t + \theta_V^-) \\ v_{b,PCC} = V_{PCC}^+ \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \theta_V^+\right) + V_{PCC}^- \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \theta_V^-\right) \\ v_{c,PCC} = V_{PCC}^+ \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \theta_V^+\right) + V_{PCC}^- \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \theta_V^-\right) \end{cases} \quad (10)$$

Utilizando novamente o conceito de fasor espacial introduzido por Kovacs e a transformada de *Clarke*, tem-se que as tensões das três fases no PCC são dadas por:

$$\vec{v}_{\alpha\beta,PCC} = \vec{v}_{\alpha\beta,PCC}^+ + \vec{v}_{\alpha\beta,PCC}^- = V_{PCC}^+ e^{j(\omega t + \theta_V^+)} + V_{PCC}^- e^{-j(\omega t + \theta_V^-)} \quad (11)$$

Pela relação (11) percebe-se que o fasor espacial resultante terá duas partes, uma devida as componentes de sequência positiva (\vec{v}_{PCC}^+) e outra devido as componentes de sequência negativa (\vec{v}_{PCC}^-). Assim enquanto \vec{v}_{PCC}^+ gira no sentido anti-horário, \vec{v}_{PCC}^- gira em sentido horário [17]. O mesmo raciocínio pode ser aplicado para a corrente que é injetada na rede e para tensão na saída do inversor, considerando novamente apenas a frequência fundamental.

Os fasores espaciais em coordenadas estacionárias podem também ser representados em coordenadas de eixo direto e quadratura (coordenadas síncronas), aplicando-se a transformada de *Park*, como mostrado no apêndice A.1. Assim multiplicando todos os termos em (9) por $e^{j\rho} e^{-j\rho}$, sendo $\rho = \omega t$ e expandindo a derivada dessa equação consegue-se:

$$\begin{aligned} L \left(e^{j\omega t} \frac{d\vec{i}_{dq}^+}{dt} + j\omega e^{j\omega t} \vec{i}_{dq}^+ + e^{-j\omega t} \frac{d\vec{i}_{dq}^-}{dt} - j\omega e^{-j\omega t} \vec{i}_{dq}^- \right) = -R_{eq} (e^{j\omega t} \vec{i}_{dq}^+ + e^{-j\omega t} \vec{i}_{dq}^-) \\ + (e^{j\omega t} \vec{v}_{dq}^+ + e^{-j\omega t} \vec{v}_{dq}^-) - (e^{j\omega t} \vec{v}_{dq,PCC}^+ + e^{-j\omega t} \vec{v}_{dq,PCC}^-) \end{aligned} \quad (12)$$

Sendo $\vec{i}_{dq}^+ = e^{-j\rho} \vec{i}_{\alpha\beta}^+$, $\vec{i}_{dq}^- = e^{-j\rho} \vec{i}_{\alpha\beta}^-$, $\vec{v}_{dq}^+ = e^{-j\rho} \vec{v}_{\alpha\beta}^+$, $\vec{v}_{dq}^- = e^{-j\rho} \vec{v}_{\alpha\beta}^-$, $v_{dq,PCC}^+ = e^{-j\rho} \vec{v}_{\alpha\beta,PCC}^+$ e $v_{dq,PCC}^- = e^{-j\rho} \vec{v}_{\alpha\beta,PCC}^-$.

Se cada termo da relação (12) for multiplicado por $e^{-j\omega t}$, obtém-se (13), em que os termos $e^{j\omega t}$ que multiplicavam os termos de sequência positiva se cancelam, o que faz com que essas componentes adquiram um comportamento estacionário, enquanto que as componentes de sequência negativa ficam multiplicadas por $e^{-2j\omega t}$, ou seja, oscilam em um frequência igual

a 2ω . Agora caso cada termo da relação (12) for multiplicado por $e^{j\omega t}$, ocorre exatamente o inverso, ou seja, as componentes de sequência negativa adquirem um carácter estacionário, enquanto que as de sequência positiva oscilam a 2ω .

$$L \left(\frac{d\vec{i}_{dq}^+}{dt} + e^{-2j\omega t} \frac{d\vec{i}_{dq}^-}{dt} \right) = L(j\omega e^{-2j\omega t} \vec{i}_{dq}^- - j\omega \vec{i}_{dq}^+) - R_{eq}(\vec{i}_{dq}^+ + e^{-2j\omega t} \vec{i}_{dq}^-) + (\vec{v}_{dq}^+ + e^{-2j\omega t} \vec{v}_{dq}^-) - (\vec{v}_{dq,PCC}^+ + e^{-2j\omega t} \vec{v}_{dq,PCC}^-) \quad (13)$$

Retirando as componentes de sequência negativa em (13), além de dividir a mesma em termos reais e complexos, tem-se de posse a relação (14). O mesmo raciocínio pode ser aplicado para quando as componentes de sequência negativa são constantes e de sequência positiva oscilam, filtrando nesse caso as componentes de sequência positiva e obtendo (15).

$$\begin{cases} \frac{di_d^+}{dt} = \omega i_q^+ - \frac{R_{eq}}{L} i_d^+ + \frac{v_d^+}{L} - \frac{v_{d,PCC}^+}{L} \\ \frac{di_q^+}{dt} = -\omega i_d^+ - \frac{R_{eq}}{L} i_q^+ + \frac{v_q^+}{L} - \frac{v_{q,PCC}^+}{L} \end{cases} \quad (14)$$

$$\begin{cases} \frac{di_d^-}{dt} = -\omega i_q^- - \frac{R_{eq}}{L} i_d^- + \frac{v_d^-}{L} - \frac{v_{d,PCC}^-}{L} \\ \frac{di_q^-}{dt} = \omega i_d^- - \frac{R_{eq}}{L} i_q^- + \frac{v_q^-}{L} - \frac{v_{q,PCC}^-}{L} \end{cases} \quad (15)$$

A equação (14) é denominada de subsistema de sequência positiva, enquanto que (15) é denominada de subsistema de sequência negativa. Em ambos os subsistemas todos termos adquirem carácter estacionário, ou seja, as componentes de eixo direto e quadratura assumem valores constantes.

É interessante ainda notar que se as tensões na saída do inversor forem equilibradas, o que equivale a $v_d^- = v_q^- = 0$, as correntes de sequência negativa irão depender somente do desequilíbrio da rede dado por $v_{d,PCC}^-$ e $v_{q,PCC}^-$. Além disso, se o inversor gerar tensões de sequência negativa idênticas a de sequência negativa da rede, ou seja, $v_d^- = v_{d,PCC}^-$ e $v_q^- = v_{q,PCC}^-$, a equação diferencial ordinária (EDO) descrita em (15) irá se resumir a uma EDO de primeira ordem homogênea, desprezando os termos de acoplamento entre as correntes. Assim as mesmas tenderão para zero em regime permanente [17], [36].

2.6 Potência Instantânea para Rede Desequilibrada

A potência aparente injetada na rede pode ser calculada por (16), sendo $\vec{i}_{\alpha\beta}^*$ o conjugado do fasor espacial da corrente.

$$S_{PCC} = \frac{3}{2} \vec{v}_{\alpha\beta,PCC} \vec{i}_{\alpha\beta}^* \quad (16)$$

Aplicando a transformada de *Park* em (16) e separando a expressão resultante em uma parte real e outra complexa, obtém-se as potências ativa e reativa em coordenadas *dq*:

$$\begin{cases} P_{PCC} = \frac{3}{2}(v_{d,PCC}i_d + v_{q,PCC}i_q) \\ Q_{PCC} = \frac{3}{2}(v_{q,PCC}i_d - v_{d,PCC}i_q) \end{cases} \quad (17)$$

Como as tensões e correntes que fluem para rede possuem componentes de sequência positiva e negativa, o que se observa é que as potências ativa e reativa no PCC possuem uma componente contínua (\bar{P}_{PCC} e \bar{Q}_{PCC}) e uma componente oscilante (\tilde{P}_{PCC} e \tilde{Q}_{PCC}) como mostra (18) e (19).

$$P_{PCC} = \bar{P}_{PCC} + \tilde{P}_{PCC} \quad (18)$$

$$Q_{PCC} = \bar{Q}_{PCC} + \tilde{Q}_{PCC} \quad (19)$$

As parcelas constantes das potências são mostradas em (20) e (21), sendo devido as interações entre as componentes de mesma sequência.

$$\bar{P}_{PCC} = \frac{3}{2}(v_{d,PCC}^+i_d^+ + v_{q,PCC}^+i_q^+ + v_{d,PCC}^-i_d^- + v_{q,PCC}^-i_q^-) \quad (20)$$

$$\bar{Q}_{PCC} = \frac{3}{2}(v_{q,PCC}^+i_d^+ - v_{d,PCC}^+i_q^+ - v_{q,PCC}^-i_d^- + v_{d,PCC}^-i_q^-) \quad (21)$$

Já as parcelas alternadas das potências estão em (22) e (23) e ocorrem devido a interação que há entre as componentes de sequência positiva com negativa que ocorre em redes desequilibradas.

$$\tilde{P}_{PCC} = P_{2\omega a} \cos(2\omega t) + P_{2\omega b} \sin(2\omega t) \quad (22)$$

$$\tilde{Q}_{PCC} = Q_{2\omega a} \cos(2\omega t) + Q_{2\omega b} \sin(2\omega t) \quad (23)$$

Sendo:

$$P_{2\omega a} = \frac{3}{2}(v_{d,PCC}^+i_d^- + v_{q,PCC}^+i_q^- + v_{d,PCC}^-i_d^+ + v_{q,PCC}^-i_q^+) \quad (24)$$

$$P_{2\omega b} = \frac{3}{2}(v_{q,PCC}^-i_d^+ - v_{d,PCC}^-i_q^+ - v_{q,PCC}^+i_d^- + v_{d,PCC}^+i_q^-) \quad (25)$$

$$Q_{2\omega a} = \frac{3}{2}(-v_{q,PCC}^-i_d^+ + v_{d,PCC}^-i_q^+ + v_{q,PCC}^+i_d^- - v_{d,PCC}^+i_q^-) \quad (26)$$

$$Q_{2\omega b} = \frac{3}{2}(v_{d,PCC}^-i_d^+ + v_{q,PCC}^-i_q^+ + v_{d,PCC}^+i_d^- + v_{q,PCC}^+i_q^-) \quad (27)$$

Observando as equações (24), (25), (26) e (27), nota-se que $P_{2\omega a}$ e $Q_{2\omega b}$ são resultados da multiplicação de termos de sequências distintas, mas de mesmo eixo, enquanto que $P_{2\omega b}$ e $Q_{2\omega a}$ são resultados da multiplicação entre termos de sequências distintas e eixos distintos.

2.7 Dinâmica do Barramento c.c. para Rede Desequilibrada

A dinâmica do barramento c.c. pode ser obtida através do princípio da conservação de energia nos terminais do capacitor do barramento c.c. Para os terminais de saída e entrada do inversor pode-se considerar que o fluxo de potência ativa que sai do barramento c.c. é igual a potência ativa após o inversor (P). Essa última pode ser representada da seguinte maneira:

$$P = P_{PCC} + P_R + P_L \quad (28)$$

Com P_R sendo a potência ativa gasta nas perdas do inversor e resistência dos indutores, P_L a potência ativa instantânea nos terminais dos indutores e P_{PCC} é a potência ativa que flui para à rede. Pode-se considerar que $P_R \approx 0$, pelo fato da resistência dos indutores serem pequenas e idem as perdas no inversor. Já o termo P_{PCC} é dado pelas expressões em (18), (20), (22), (24) e (25). Por fim o termo P_L irá possuir um termo constante e outro oscilante como P_{PCC} , dado por (29) [17], [36].

$$P_L = \bar{P}_L + \tilde{P}_L = \frac{3}{2}(v_{\alpha,L}i_\alpha + v_{\beta,L}i_\beta) \quad (29)$$

Em que $v_{\alpha,L}$ e $v_{\beta,L}$ são as decomposições do fasor espacial tensão nos indutores nos eixos α e β , enquanto i_α e i_β também são as decomposições do fasor espacial corrente que flui para à rede nos eixos α e β .

Sabendo que a tensão instantânea nos terminais de um indutor é dada por $L \frac{di_L}{dt}$, sendo i_L a corrente que atravessa o indutor, e aplicando a transformada de *Park* em (29) é possível reescrever a mesma como:

$$P_L = \frac{3L}{4} \left[\left(\frac{di_d^{+2}}{dt} + \frac{di_q^{+2}}{dt} \right) + \left(\frac{di_d^{-2}}{dt} + \frac{di_q^{-2}}{dt} \right) \right] \quad (30)$$

$$+ 3\omega L [(i_d^+ i_q^- - i_d^- i_q^+) \cos(2\omega t) - (i_d^+ i_d^- - i_q^+ i_q^-) \sin(2\omega t)]$$

De posse dos valores de P_L e P_{PCC} , tem-se que a potência ativa na saída do inversor é dada por duas componentes constantes (\bar{P}^+ e \bar{P}^-) e duas componentes alternadas ($P_a \cos(2\omega t)$ e $P_b \sin(2\omega t)$), como mostra (31):

$$P = \bar{P} + \tilde{P} = \bar{P}^+ + \bar{P}^- + P_a \cos(2\omega t) + P_b \sin(2\omega t) \quad (31)$$

A componente \bar{P}^+ é a parcela média de potência devido as grandezas de sequência positiva e \bar{P}^- é a potência média devido as grandezas de sequência negativa:

$$\bar{P}^+ = \frac{3}{2}(v_{d,PCC}^+ i_d^+ + v_{q,PCC}^+ i_q^+) + \frac{3L}{4} \left(\frac{di_d^{+2}}{dt} + \frac{di_q^{+2}}{dt} \right) \quad (32)$$

$$\bar{P}^- = \frac{3}{2}(v_{d,PCC}^- i_d^- + v_{q,PCC}^- i_q^-) + \frac{3L}{4} \left(\frac{di_d^{-2}}{dt} + \frac{di_q^{-2}}{dt} \right) \quad (33)$$

Já as parcelas oscilantes são devidas as interações entre as componentes de sequência positiva e negativa, sendo que essas potências oscilam com o dobro da frequência da rede (2ω):

$$P_a = \frac{3}{2} [(v_{d,PCC}^+ i_{q}^- + v_{q,PCC}^+ i_{d}^- + v_{d,PCC}^- i_{d}^+ + v_{q,PCC}^- i_{q}^+) + 2\omega L (i_{d}^+ i_{q}^- - i_{q}^+ i_{d}^-)] \quad (34)$$

$$P_b = \frac{3}{2} [(v_{q,PCC}^- i_{d}^+ - v_{d,PCC}^- i_{q}^+ - v_{q,PCC}^+ i_{d}^- + v_{d,PCC}^+ i_{q}^-) - 2\omega L (i_{d}^+ i_{d}^- - i_{q}^+ i_{q}^-)] \quad (35)$$

Utilizando o princípio da conservação de energia no barramento c.c. e tendo que o mesmo se encontra a uma determinada tensão v_{CC} , tem que a potência fornecida pelo conjunto do painel fotovoltaico (P_{PV}) é igual a potência absorvida pelo banco de capacitores do barramento c.c. ($\frac{1}{2}C \frac{dv_{CC}^2}{dt}$), mais as perdas pela passagem de corrente pelo capacitor mostradas aqui pela resistência R_C ($\frac{v_{CC}^2}{R_C}$) e pela potência entregue ao inversor (P), como mostra (36):

$$\frac{1}{2}C \frac{dv_{CC}^2}{dt} = P_{PV} - \frac{v_{CC}^2}{R_C} - P \quad (36)$$

Substituindo (31) em (36):

$$\frac{dv_{CC}^2}{dt} = \frac{2}{C} \left\{ P_{PV} - \frac{v_{CC}^2}{R_P} - [\bar{P}^+ + \bar{P}^- + P_a \cos(2\omega t) + P_b \sin(2\omega t)] \right\} \quad (37)$$

Observando a EDO em (37), tem-se que o termo v_{CC}^2 está relacionado com termos constantes e termos oscilantes com o dobro da frequência da rede. Logo v_{CC}^2 possuirá um valor médio e oscilações em torno desse valor com o dobro da frequência da rede, desde que exista componentes de sequência negativa. Na falta dessas componentes, os termos oscilantes reduzem a zero e a tensão do barramento c.c. se torna constante.

Assim considerando que $v_{CC}^2 = y_0 + 2y_1 \cos(2\omega t) + 2y_2 \sin(2\omega t)$, pode-se dividir a expressão (37) em três termos [36]:

$$\begin{cases} \frac{dy_0}{dt} = \frac{2}{C} \left(P_{PV} - \frac{y_0}{R_P} - \bar{P}^+ - \bar{P}^- \right) \\ \frac{dy_1}{dt} = -\frac{2}{C} y_1 + 2\omega y_2 - \frac{P_a}{C} \\ \frac{dy_2}{dt} = -\frac{2}{C} y_2 - 2\omega y_1 - \frac{P_b}{C} \end{cases} \quad (38)$$

Essa última expressão demonstra o comportamento dinâmico da tensão no barramento c.c. ao quadrado quando as tensões e correntes no lado alternado do inversor possuem componentes de sequência positiva e negativa.

3. Controle do Sistema de Geração Fotovoltaico

No Capítulo 2 foram descritos os componentes que interligam o painel fotovoltaico à rede elétrica e as equações do lado c.a. e c.c. do inversor. Através dessas equações obtidas anteriormente, é possível fazer o controle das correntes que fluem para a rede e da tensão do barramento c.c.

Assim nesse capítulo será mostrado:

- O circuito de sincronismo que permitirá que os controles sejam feitos no referencial síncrono;
- As diferenças nas malhas de controle das correntes em dq para as 5 estratégias descritas neste trabalho;
- A malha de controle da tensão do barramento c.c. comum a todas as estratégias;
- O algoritmo do ponto de máxima potência para permitir que o conjunto fotovoltaico opere sempre com a maior eficiência possível.

3.1 Circuito de Sincronismo (PLL)

Para a obtenção das componentes dq da tensão e da corrente na rede é necessária a determinação em tempo real do ângulo do fasor espacial de tensão, necessário para o cálculo da transformada de *Park*. Uma estrutura que é muito empregado para essa função é o PLL (*Phase-Locked Loop*).

Dentre os vários tipos de circuitos PLL existentes, foi escolhido para esse trabalho o DSOGI-PLL (do inglês, *Double Second Order Generalized Integrator Phase-Locked Loop*) por ser capaz de rejeitar vários distúrbios indesejados como harmônicos e desequilíbrios de tensão, podendo desacoplar as variáveis em componentes de sequência positiva e negativa [21], [37], [39]. Na Figura 8 é mostrada a estrutura completa do DSOGI-PLL.

Observando essa figura, percebe-se que a tensão trifásica no PCC ($v_{abc,PCC}$) sofre uma transformada de *Clarke* e é representada em $\alpha\beta$. Após isso a representação em $\alpha\beta$ passa pelos circuitos SOGI (do inglês, *Second Order Generalized Integrator*) que filtram e determinam os valores de fase ($dv_{\alpha,PCC}$ e $dv_{\beta,PCC}$) e quadratura ($qv_{\alpha,PCC}$ e $qv_{\beta,PCC}$) para $v_{\alpha,PCC}$ e $v_{\beta,PCC}$ [21], [38].

Esses sinais são utilizados como entrada de um detector de sequência positiva e negativa baseado no método das componentes simétricas instantâneas em coordenadas $\alpha\beta$, que determina $v_{\alpha,PCC}^+$, $v_{\alpha,PCC}^-$, $v_{\beta,PCC}^+$ e $v_{\beta,PCC}^-$, fazendo um desacoplamento entre o fasor espacial da tensão de componente positiva e negativa [21], [38].

Por fim há um circuito SRF-PLL (do inglês, *Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop*) que fornece o ângulo ρ do fasor espacial para a componente da tensão de sequência positiva, enquanto pode-se adotar $-\rho$ para o ângulo espacial da componente de sequência negativa. Esses dois ângulos serão úteis para aplicar a transformada de *Park* para todas variáveis do modelo do painel fotovoltaico conectado à rede e passá-lo para o referencial dq [21], [38].

Tem-se ainda que o circuito SRF-PLL trabalha no intuito de cancelar a componente de quadratura da tensão da rede, fazendo com que o fasor espacial da mesma seja igual a sua componente de eixo direto. Ainda tem-se que o termo ω_{ff} contém o valor da frequência da rede e foi incluído para acelerar o processo para determinação do ângulo do fasor espacial. Maiores detalhes sobre a implementação do DSOGI-PLL podem ser encontrados em [21], [38].

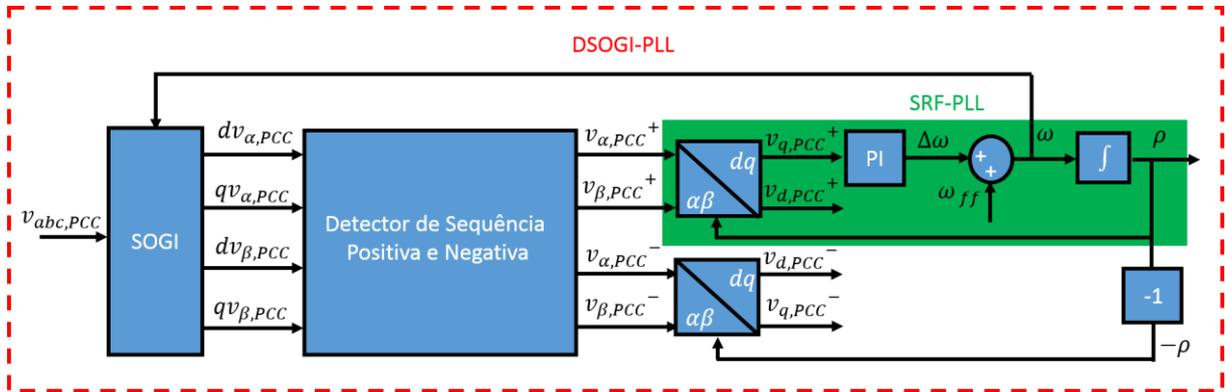


Figura 8 – Circuito de Sincronismo DSOGI-PLL.

3.2 Estratégias de Controle

Como já dito anteriormente as estratégias de controle possuem uma malha interna para as correntes injetadas na rede, além de uma malha externa de tensão do barramento c.c. recebendo um sinal de um algoritmo de MPPT, que por sua vez faz com que o arranjo fotovoltaico injete na rede a maior potência possível como mostra a **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

A partir da subseção seguinte serão descritas as diferenças entre as cinco técnicas de controle comparadas nesse trabalho, com a observação de que a malha externa é idêntica para todas as técnicas de controle, bem como a utilização do MPPT e do DSOGI-PLL. As diferenças estão na malha interna de controle das correntes em referencial síncrono, sendo que essas diferenças estão focadas em como compensar as correntes de sequência negativa.

3.2.1 Controle das Correntes de Eixo dq Utilizando Estratégia Convencional (CONV)

Analisando (14) percebe-se que existe um acoplamento entre as correntes de eixo de direto e quadratura para o subsistema de sequência positiva dadas pelos fatores $\omega \tilde{l}_q^+$ e $\omega \tilde{l}_d^+$. Assim, é possível através de uma ação de *feedforward* fazer o desacoplamento entre as correntes em *dq* e compensar os efeitos na corrente devido a tensão no PCC, fazendo com que o controle seja mais robusto a desequilíbrios na rede [17], [29], [40]. A Figura 10 mostra o controle das correntes de sequência positiva em *dq*.

Para a Figura 10 tem-se que $[T_{\alpha\beta}^+]$ é a transformada de *Clarke*, $[T_{dq}^+]$ é a transformada de *Park*, $[T_{\alpha\beta}^+]^{-1}$ é a transformada inversa de *Clarke*, $[T_{dq}^+]^{-1}$ é a transformada inversa de *Park*, i_d^{+*} é a referência da corrente de eixo direto, i_q^{+*} é a referência da corrente em quadratura, $C_i(s)$ é o controlador e S_{abc} é o sinal de saída para o inversor.

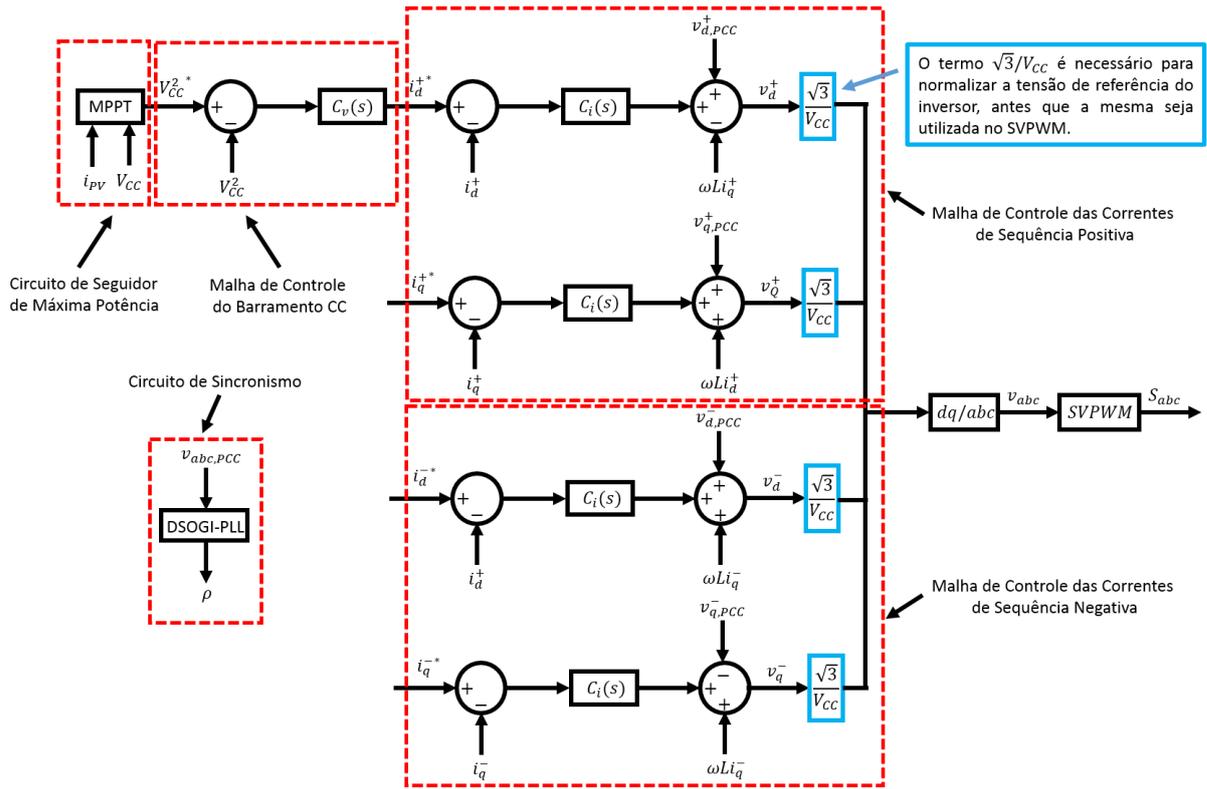


Figura 9 – Visão Geral das Malhas de Controle.

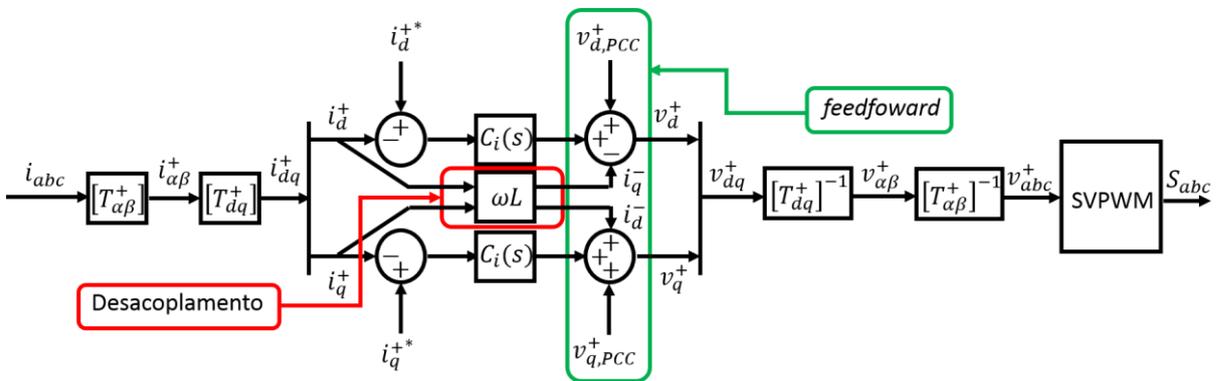


Figura 10 – Controle da corrente de sequência positiva de eixo direto e quadratura por estratégia convencional.

Tendo ainda que $C_i(s)$ é um controlador PI com ganho proporcional k_p e ganho integral k_i , a função de transferência em malha aberta do sistema feita as ações de desacoplamento e *feedforward* é dada por (39). Tanto a função de transferência de malha aberta, quanto o controlador, são idênticos para o controle de \tilde{i}_q^+ e \tilde{i}_d^+ .

$$F(s)_{ma} = \frac{k_p s + k_i/k_p}{Ls^2 + R/L} \quad (39)$$

Observando a função de transferência de malha aberta, nota-se que o polo do sistema fica perto da origem $s = -R/L$, devido ao baixo valor da resistência na saída do conversor. Isso implica que a amplitude e a fase da planta diminuem desde frequências mais baixas, prejudicando a dinâmica do controlador. Para isso é necessário cancelar o polo da planta com seu zero, fazendo $R/L = k_i/k_p$.

Além disso, em (40) é mostrado a função de malha fechada de 1ª ordem com constante de tempo $\tau = L/k_p$ para \vec{i}_q^+ e \vec{i}_d^+ .

$$F(s)_{mf} = \frac{\vec{i}_d^+}{\vec{i}_{d,ref}^+} = \frac{\vec{i}_q^+}{\vec{i}_{q,ref}^+} = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (40)$$

Logo utilizando o valor de τ e tendo a relação $k_i/k_p = R/L$ para cancelar o polo como zero de malha aberta, os ganhos k_i e k_p são dados por:

$$k_p = \frac{L}{\tau} \quad e \quad k_i = \frac{R}{\tau} \quad (41)$$

Na prática o valor de $1/\tau$ é adotado como no máximo 10 vezes menor que a frequência de chaveamento, para garantir uma resposta rápida da planta e uma boa filtragem do sinal de corrente [39].

A estratégia de controle convencional não faz o controle das correntes de sequência negativa, sua malha interna é composta apenas do controle das correntes de sequência positiva em referencial síncrono, como já mostrado na Figura 10. A ausência de controle das correntes de sequência negativa é prejudicial perante algum distúrbio na rede que gere as mesmas, pois elas apareceram como oscilações nas correntes de sequência positiva, dificultando a atuação do controle PI.

Isso ocorre devido o fasor espacial em dq das correntes de sequência positiva girar em sentido contrário ao fasor espacial em dq das correntes de sequência negativa. Logo em ambos fasores apareçam uma componente oscilatória devido a influência da corrente de sequência oposta.

Nas próximas seções serão analisadas as 4 estratégias que irão propor de maneiras distintas compensar as correntes de sequência negativa e desacoplá-las das correntes de sequência positiva.

3.2.2 Controle das Correntes de Eixo dq por um Controlador Proporcional-Integral-Ressonante (PIR)

Essa estratégia também não possui uma malha independente para o controle das correntes de sequência negativa, contudo ao invés de utilizar um controlador PI, a mesma utilizará um controlador PIR (proporcional-integral-ressonante). Esse controlador possui em paralelo com o controlador PI, um controlador ressonante que dá um ganho elevado em uma determinada frequência, como mostra a Figura 11.

O controlador PIR é descrito por (42), onde K_r é ganho do controlador ressonante, ω é a frequência de interesse que terá um ganho elevado e ω_T ajusta o grau de seletividade do controlador [42].

$$PIR(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + \frac{2K_r\omega}{s^2 + 2\omega s + \omega_T} \quad (42)$$

Assim com controlador PIR é possível compensar as oscilações com o dobro da frequência da rede através da ação ressonante. Para isso, ω foi ajustado com o dobro da frequência da rede, ω_T assumiu o valor de 5 Hz com base na Figura 12 (a), para que a largura de banda não fosse muito estreita e nem muito larga. Já o valor de K_r foi escolhido para dar um ganho suficiente ao controlador ressonante, para que o mesmo compense as oscilações com dobro da frequência da rede, como mostrado na Figura 12 (b).

Logo é interessante observar nessa estratégia, que mesmo sem uma malha de controle que atue diretamente nas correntes \vec{i}_d^- e \vec{i}_q^- , as mesmas são compensadas pela ação ressonante do controlador, pois diferentemente do controlador PI, o controlador PIR possui um pico de ressonância exatamente nas oscilações em 120 Hz presentes em \vec{i}_d^+ e \vec{i}_q^+ . Isso faz com que as correntes em dq sejam sinais constantes em regime permanente e mais fáceis de controlar mesmo na presença de correntes de sequência negativa.

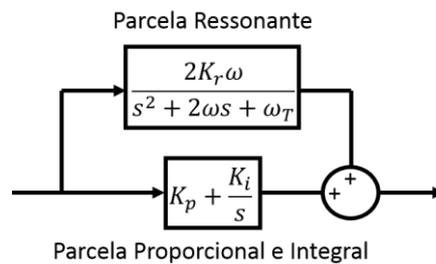


Figura 11 – Diagrama de Blocos do controlador ressonante.

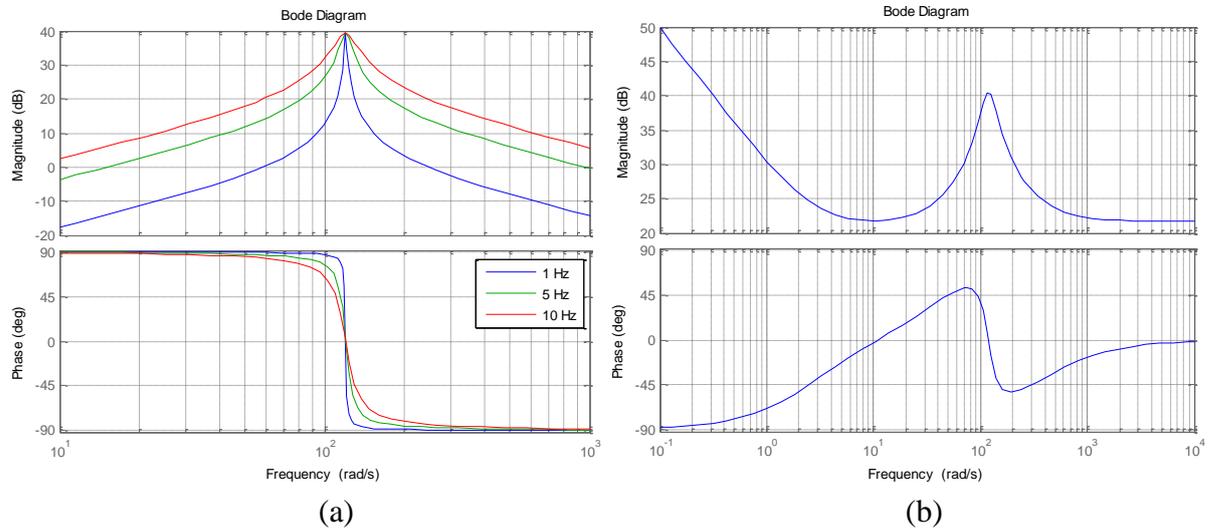


Figura 12 – Diagrama de Bode do controlador PIR.

3.2.3 Controle das Correntes de Eixo dq Utilizando um Filtro Corta-Faixa (FCF)

A partir dessa estratégia, todas possuem uma malha para o controle da corrente de sequência positiva e outra para o controle da corrente de sequência negativa. O controle dessas correntes é semelhante ao mostrado para as correntes de sequência positiva, sendo as funções de transferência de malha aberta e fechada descritas por (39) e (40), idênticas para o controle

das correntes de sequência negativa. Além disso, o ganhos k_i e k_p também podem ser determinados pela relação (41).

A principal diferença entre o controle das correntes de sequência negativa, para com o controle das correntes de sequência positiva se dá entre as equações (14) e (15), pois o acoplamento existente entre $\omega \vec{i}_q^+$ e $\omega \vec{i}_d^+$ na primeira equação possui sinal inverso do acoplamento entre $\omega \vec{i}_q^-$ e $\omega \vec{i}_d^-$ na segunda equação. Logo na malha de controle para \vec{i}_q^- e \vec{i}_d^- a ação de *feedforward* possui um sinal trocado se comparada a malha da Figura 10.

Uma vez que há uma malha que controle as correntes de sequência positiva e outra que controle as correntes de sequências negativa, as mesmas devem ser desacopladas. Logo uma opção é fazer com que as mesmas passem por um filtro corta-faixa centrado no dobro da frequência da rede como mostrado na Figura 13, onde o filtro corta-faixa é representado por F_{CF} . Uma observação é a inclusão de um filtro corta-faixa modifica parcialmente a função de transferência da malha de controle, contudo essa modificação foi desprezada para determinação dos ganhos dos controladores. Detalhes sobre o projeto do filtro podem ser encontrados em [17].

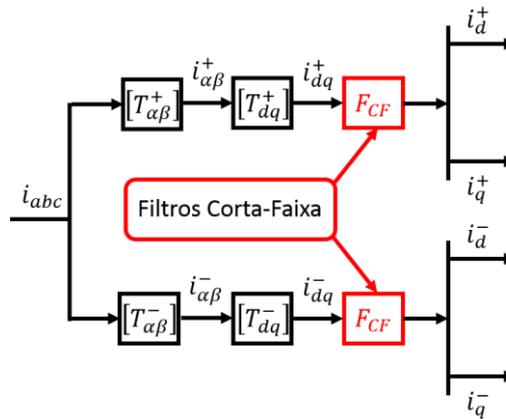


Figura 13 – Desacoplamento das correntes de sequência negativa e positiva de eixo direto e quadratura utilizando um filtro corta-faixa.

3.2.4 Controle das Correntes de Eixo dq pela Decomposição Baseada por Sinais Medidos (DSM)

Como já dito anteriormente as correntes \vec{i}_q^- e \vec{i}_d^- aparecem nas correntes \vec{i}_q^+ e \vec{i}_d^+ como oscilações com o dobro da frequência da rede e vice-versa quando há um desequilíbrio na rede. Assim caso \vec{i}_{dq}^- passe por uma transformada de Park que a referencie no fasor espacial \vec{i}_{dq}^+ e seja subtraída desse último, é possível fazer com que as oscilações presentes \vec{i}_{dq}^+ se anulem. De uma forma mais direta é possível cancelar as oscilações em \vec{i}_{dq}^+ devido a \vec{i}_{dq}^- , subtraindo o valor dessas oscilações em \vec{i}_{dq}^+ . O inverso é válido para cancelar a influência de \vec{i}_{dq}^+ em \vec{i}_{dq}^- [34]. A Figura 14 demonstra como esse desacoplamento é feito.

As correntes dq de sequência positiva passam por uma transformada de Park para $\rho = -2\omega t$, representada por $[T_{dq}^{-2}]$, onde ω é a frequência da rede e t é o tempo. Já as correntes em

dq de sequência negativa passam por uma transformada de *Park* com $\rho = 2\omega t$, representada por $[T_{dq}^{+2}]$.

Além disso, os sinais das correntes \vec{i}_{dq}^+ e \vec{i}_{dq}^- antes de sofrerem as transformada de *Park* designadas por $[T_{dq}^{-2}]$ e $[T_{dq}^{+2}]$ respectivamente, passam por um filtro passa-baixas de primeira ordem, com frequência de corte $\omega/\sqrt{2}$ [34], representado na Figura 14 por F_{PB} . Isso é feito pelo fato de que as oscilações a 2ω presentes em \vec{i}_{dq}^+ devido a \vec{i}_{dq}^- , não sejam subtraídas das correntes de sequência negativa, tornando-a nula. O inverso também é válido para as correntes de sequência positiva [34].

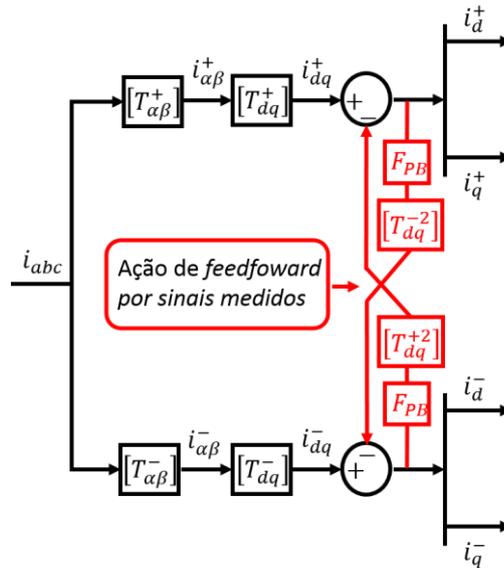


Figura 14 – Desacoplamento das correntes de sequência negativa e positiva de eixo direto e quadratura utilizando a decomposição baseada por sinais medidos.

3.2.5 Controle das Correntes de Eixo dq Utilizando a Decomposição Baseada por Sinais de Referência e Erro (DSRE)

Essa é uma técnica que também faz o controle independente das correntes de sequência positiva e negativa, sendo que para fazer o desacoplamento entre \vec{i}_{dq}^+ e \vec{i}_{dq}^- essa estratégia usa a mesma ideia da estratégia anterior DSM, ou seja, faz uso das transformadas de *Park* $[T_{dq}^{-2}]$ e $[T_{dq}^{+2}]$. Contudo invés dos sinais \vec{i}_{dq}^+ e \vec{i}_{dq}^- passarem por $[T_{dq}^{-2}]$ e $[T_{dq}^{+2}]$ respectivamente, são os sinais $\vec{i}_d^* + \Delta\vec{i}_d^+$, $\vec{i}_q^* + \Delta\vec{i}_q^+$, $\vec{i}_d^- + \Delta\vec{i}_d^-$ e $\vec{i}_q^- + \Delta\vec{i}_q^-$ que sofrem essas transformadas como mostrado na Figura 15. Todas variáveis com * indicam sinais de referência e com Δ sinais de erro.

Uma peculiaridade entre as estratégias DSM e DSRE, é que na primeira a ação de *feedforward* para desacoplamento das correntes é feito pelos sinais medidos, sendo que teoricamente essa estratégia funciona bem desde que os controladores PI consigam controlar com precisão os sinais contínuos, livres de oscilações de \vec{i}_{dq}^+ e \vec{i}_{dq}^- . Contudo caso exista uma diferença entre os sinais medidos e os sinais de referência, provocando um erro, a estratégia DSM não conseguirá eliminar completamente essas oscilações. Já a estratégia DSRE, utiliza o erro das correntes na ação de *feedforward*, possibilitando o cancelamento das oscilações em \vec{i}_{dq}^+

e \vec{i}_{dq}^- , mesmo quando os sinais medidos e os sinais de referência apresentam certa diferença [34].

Assim a estratégia DSRE faz o desacoplamento das correntes de sequência positiva e negativa utilizando os sinais de referência e erro das mesmas. Além disso os sinais de erro devem passar por um filtro passa-baixas de primeira ordem com frequência de corte $\omega/\sqrt{2}$ pelos mesmos motivos já descritos na estratégia anterior [34].

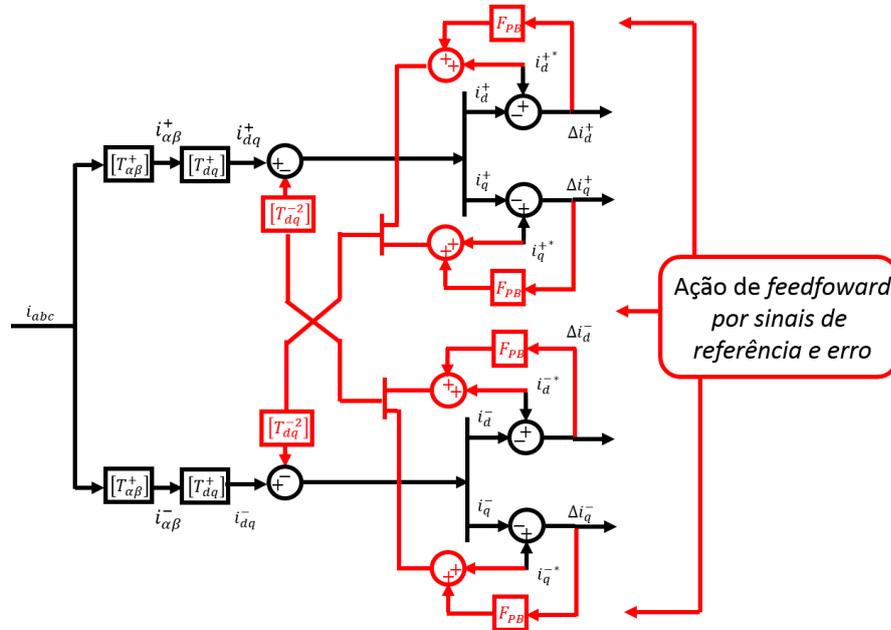


Figura 15 – Desacoplamento das correntes de sequência positiva de eixo direto utilizando a decomposição baseada por referência e sinal de erro.

3.3 Controle de Tensão no Barramento c.c.

Em (38) o comportamento dinâmico da tensão no barramento c.c. ao quadrado é dividido em três expressões, uma para o valor médio da tensão ao quadrado (y_0) e duas para as oscilações da tensão ao quadrado (y_1 e y_2) na presença de correntes de sequência positiva e negativa no lado c.a. do inversor. Considerando apenas a expressão para o valor médio da tensão no barramento c.c. e substituindo \bar{P}^+ pela expressão dada em (32), consegue-se:

$$\frac{dy_0}{dt} = \frac{2}{C} \left\{ P_{PV} - \frac{y_0}{R_p} - \frac{3}{2} \left[(v_{d,PCC}^+ i_d^+ + v_{q,PCC}^+ i_q^+) + \frac{3L}{4} \left(\frac{di_d^{+2}}{dt} + \frac{di_q^{+2}}{dt} \right) \right] - \bar{P}^- \right\} \quad (43)$$

Linearizando a relação (43), obtém-se uma parcela em regime permanente e uma parcela devido as pequenas perturbações. Trabalhando com essa última parcela, desprezando o produto entre pequenas perturbações, considerando que a tensão de sequência positiva na rede não varia ($\Delta v_{d,PCC}^+ = \Delta v_{q,PCC}^+ = 0$), que a rede opera próxima do fator de potência unitário ($v_{q,PCC}^+ = i_q^+ = 0$), desprezando ainda a variação da potência devido as componentes de sequência negativa ($\bar{P}^- = 0$) e aplicando-se a transformada de Laplace, é possível obter a relação (44). Mais detalhes em [17].

$$\Delta y_0(s) \left(s + \frac{2}{R_p C} \right) = \frac{1}{C} [2\Delta P_{PV}(s) - 3\Delta i_d^+(s)(v_{d,PCC}^+ + Ls i_d^+(s))] \quad (44)$$

Sendo que todos os termos com Δx significam a variação do x durante o processo de linearização.

Considerando que o valor da resistência R_p é elevado e portanto as perdas no capacitor são praticamente nulas, tem-se que a potência do painel (P_{PV}) é igual a potência do barramento c.c. que vai em direção ao inversor (P_{CC}) e portanto tem-se que a corrente $i_d^+ = \frac{3}{2} \left(\frac{P_{PV}}{v_{d,PCC}^+} \right)$. Substituindo essas afirmações em (44) e fazendo algumas manipulações algébricas chega-se a:

$$\begin{cases} \frac{\Delta y_0(s)}{\Delta i_d^+(s)} = -\frac{3v_{d,PCC}^+}{C} \frac{1 + s\tau_V}{s} \\ \tau_V = \frac{2}{3} \frac{LP_{PV}}{v_{d,PCC}^+{}^2} \end{cases} \quad (45)$$

De posse da equação dinâmica do barramento C.C. dada em (45) e acrescentando um controlador de tensão a malha externa do controle de corrente, pode-se fazer o controle da tensão do próprio barramento como mostrado na Figura 16.

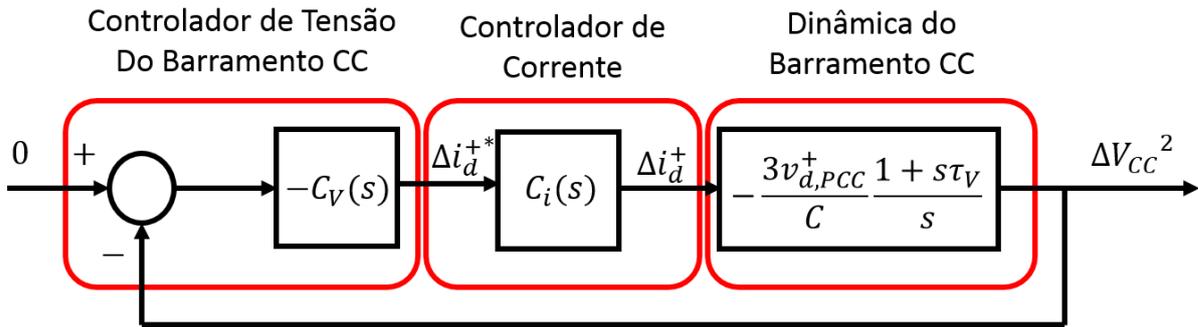


Figura 16 – Controle de tensão do barramento c.c.

O compensador mostrado na Figura 16 é dado por (46) e o mesmo se encontra com sinal negativo para compensar o sinal negativo da dinâmica do barramento c.c. Além disso, o mesmo possui uma parcela integradora afim de filtrar os harmônicos de alta ordem e cancelar o erro em regime permanente da tensão no barramento c.c.

$$C_V(s) = \frac{C}{3v_{d,PCC}^+} \frac{K_V(s)}{s} \quad (46)$$

O termo $K_V(s)$ do controlador de tensão deve ser projetado para que a função de malha aberta do controle na Figura 16 cruze o eixo de $0db$ com uma inclinação de no máximo $-20 db/dec$ na frequência de corte do controlador ($\omega_{C,V}$) e que a fase de malha aberta seja maior -180° para garantir a estabilidade da planta. Isso deve ser feito por dois fatos [39]:

- O controlador de corrente $C_i(s)$ possui uma fase negativa para altas frequências o que pode reduzir a margem de fase;
- Dependendo de P_{PV} , o termo τ_V pode assumir valores negativos.

Para a primeira consideração de projeto basta fazer com que $K_v(s)$ seja igual a $\omega_{c,V}^2$, onde $\omega_{c,V} \approx 1/(10\omega_{c,I})$, ou seja, que a frequência de corte da malha externa de tensão seja aproximadamente dez vezes menor que a frequência de corte da malha interna de corrente. Assim a dinâmica da malha interna é suficientemente rápida e esta pode ser considerada um ganho unitário sem atraso de fase [17].

Já para a segunda consideração que é mais dependente da potência que flui dos painéis para o conversor, o controlador deve ser projetado para o caso mais crítico, que é quando o conversor opera como retificador, consumindo potência nominal e fazendo com que o sistema tenha a menor margem de fase possível. Para solucionar esse fato utiliza-se um filtro em avanço de fase que garanta um valor para a mesma em torno de 45° na frequência de corte da malha de tensão [17].

Além disso, será aplicado ao controlador descrito por (46) com o filtro em avanço de fase a técnica de integração condicional *anti-windup*. Essa técnica permite que o integrador do controlador descrito em (46) deixe de integrar o erro, quando na saída da malha de tensão o sinal estiver saturado (*windup*) [41], [42].

Isso é interessante, pois uma vez que o sinal na saída da malha sature, o termo da ação integral pode crescer demasiadamente, dificultando a resposta do controlador. Além disso, a malha de controle fechada, comporta-se durante a saturação como uma malha aberta, uma vez que o sinal emitido pelo controlador acima da saturação não é utilizado para realimentação da própria malha. Maiores detalhes sobre essa técnica podem ser encontrados em [41], [42].

3.4 Seguidor do Ponto de Máxima Potência (MPPT)

O seguidor do ponto de máxima potência, conhecido como MPPT consiste em um algoritmo que busca manter o arranjo fotovoltaico entregando a máxima potência possível ao sistema, mesmo com variações de temperatura ou dos níveis de irradiação. Foi usado o algoritmo de condutância incremental, pois dentre as técnicas baseadas no princípio da perturbação e observação, este é o que garante uma melhor resposta às variações da incidência da radiação solar [17], [43].

O modo operacional deste algoritmo sustenta-se no fato de que o único ponto em que a derivada da curva de potência assume o valor nulo é exatamente o ponto de máxima potência. Ainda pode-se analisar a curva de corrente pela tensão do painel e verificar o valor da variação da condutância do mesmo. Esses dois raciocínios são mostrados em (47).

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial P_{PV}}{\partial v_{CC}} = 0 \\ \frac{\partial P_{PV}}{\partial v_{CC}} > 0 \\ \frac{\partial P_{PV}}{\partial v_{CC}} < 0 \end{array} \right\} \leftrightarrow \left\{ \begin{array}{l} \frac{\Delta i_{PV}}{\Delta v_{CC}} = -\frac{i_{PV}}{v_{CC}} \rightarrow \text{no ponto de máxima potência (MPP)} \\ \frac{\Delta i_{PV}}{\Delta v_{CC}} > -\frac{i_{PV}}{v_{CC}} \rightarrow \text{à direita do MPP} \\ \frac{\Delta i_{PV}}{\Delta v_{CC}} < -\frac{i_{PV}}{v_{CC}} \rightarrow \text{à esquerda do MPP} \end{array} \right. \quad (47)$$

Sendo P_{PV} a potência do painel fotovoltaico, i_{PV} a corrente do painel fotovoltaico e v_{CC} é a tensão no barramento c.c. Baseado em (47), percebe-se que o ponto de máxima potência pode ser

seguido na comparação da condutância instantânea e a condutância incremental $\left(\frac{\Delta I_{PV}}{\Delta v_{CC}}\right)$. A Figura 17 mostra como é o funcionamento do algoritmo do MPPT.

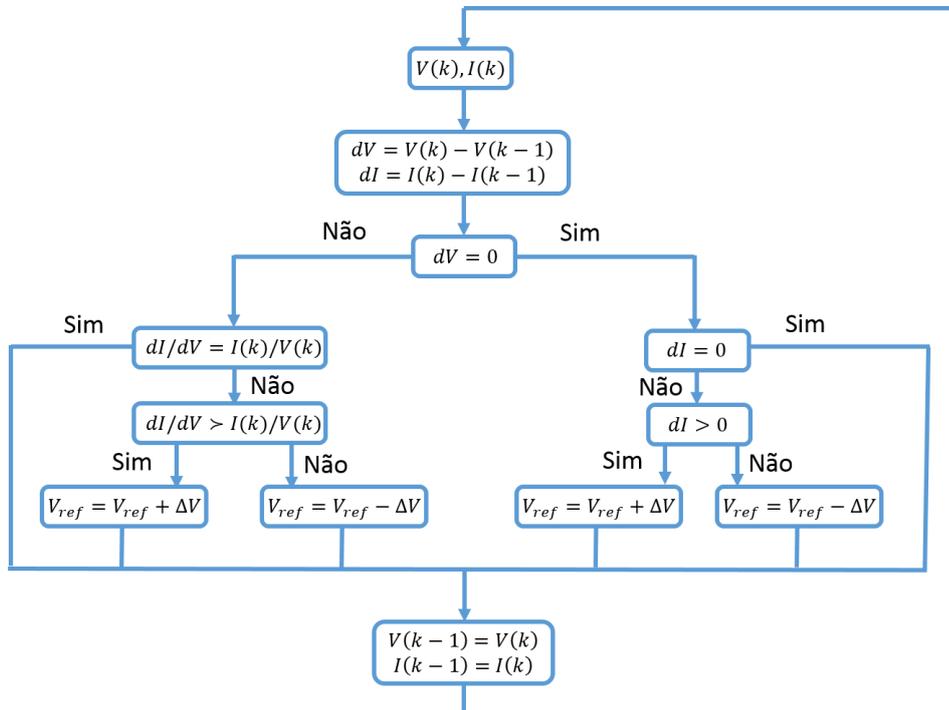


Figura 17 - Algoritmo de condutância incremental.

4. Resultados e Simulações

Os resultados deste trabalho foram divididos em três partes. Na primeira parte foram feitas variações na incidência da radiação solar sobre o arranjo, implicando na variação da potência gerada pelo painel. Na segunda parte foram feitos afundamentos de tensão bifásicos na rede e na terceira e última parte afundamentos monofásicos na rede. Em todas as partes foram feitas comparativos entre as 5 técnicas de controle descritas anteriormente. Para a realização das simulações foi utilizado o *software Matlab/Simulink*.

Os dados do arranjo solar adotado nesse trabalho se encontram na Tabela 2, enquanto que os dados do barramento c.c., inversor, filtro LCL e da rede se encontram na Tabela 3.

Tabela 2 – Dados do Painel Fotovoltaico.

Dados	Valores	Dados	Valores
$I_{sc,n}$	8,5 A	N_s	60
$V_{oc,n}$	37,5 V	N_p	1
K_I	0,0043 mA/K	N_{ss}	16
K_V	-0.313 mV/K	N_{pp}	5
V_{mp}	31,29 V	R_p	379,0234 Ω
I_{mp}	7,99 A	R_s	0,1739 Ω
P_m	250 W	η	1,05

Tabela 3 – Dados do Barramento c.c., Inversor, Filtro LCL e da Rede

Dados	Valores	Dados	Valores
Frequência de Chaveamento do Inversor	9 kHz	Capacitância do Filtro	3 mF
Potência do Inversor	20 kW	Resistência de cada Indutância do Filtro	0,01 Ω
Tensão do Barramento c.c.	500 V	Resistência em Série com Capacitor do Filtro	2,7 Ω
Capacitância do Barramento c.c.	54,8 μ F	Tensão de Linha no Ponto de Conexão Comum	220 V
Indutância do Filtro do Lado do Inversor	0,1 mH	Nível de Curto-Circuito	250 kVA
Indutância do Filtro do Lado da Rede	3,9 mH	Relação X/R da rede	14,2

4.1 Variação da Radiação Solar

Nesta primeira parte a radiação solar do painel foi variada nos instantes de 2, 4 e 6 segundos, fazendo com que a densidade de potência do painel caísse de 1000 W/m^2 para 800 W/m^2 , 600 W/m^2 e 400 W/m^2 respectivamente, como visto na Figura 18 (a). Ainda nessa figura, porém na parte (b) é visualizada a potência reativa injetada na rede pelo arranjo fotovoltaico através das cinco técnicas de controle. O que se percebe é que para todas as estratégias a potência reativa se situa em torno de zero.

Agora na Figura 18 (c) é dado um melhor detalhe para a potência reativa em torno de 2s, onde ocorre a primeira queda de radiação. O que se nota é que no início do sombreamento, a potência reativa oscila em torno do valor nulo para todas as estratégias de controle, contudo a que apresenta uma oscilação com maior amplitude é a técnica FCF, mesmo assim pequena não chegando a 0,2 kVar. Esse perfil das oscilações é semelhante nos instantes de 4 e 6 segundos, onde também ocorrem variações na radiação.

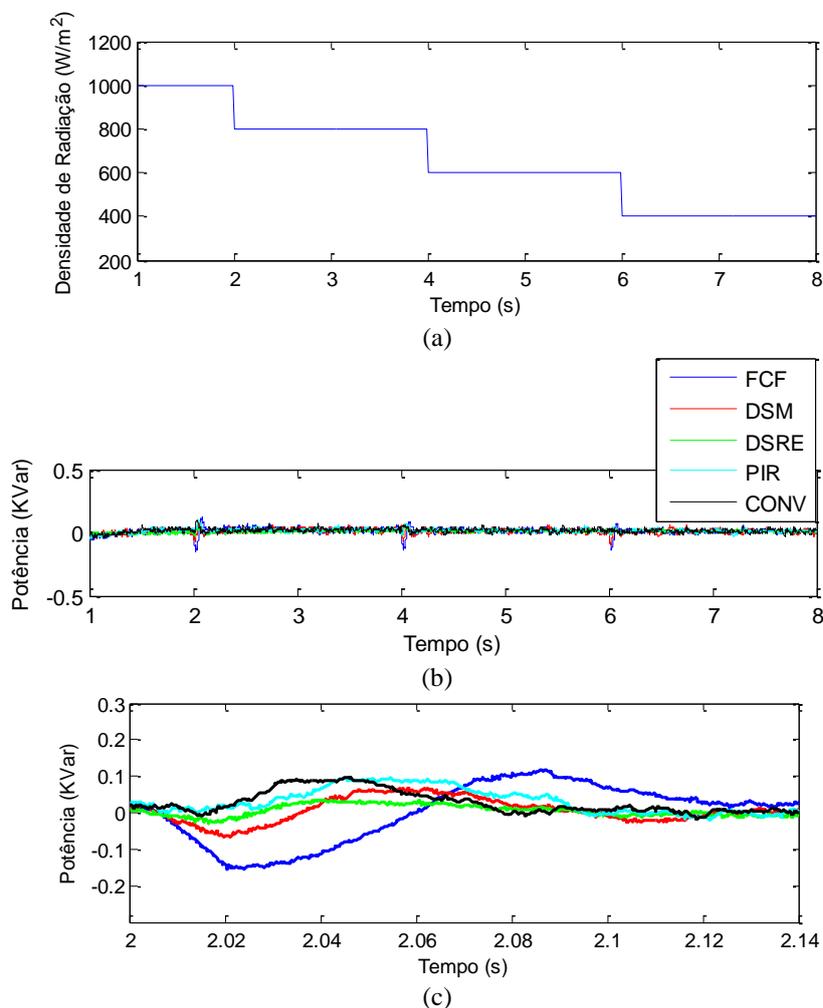


Figura 18 – Radiação incidente no painel solar e potência reativa injetada na rede.

Analisando a Figura 19 (a), a mesma mostra a potência real injetada na rede, devido às quedas na radiação solar. Ainda analisando essa figura, porém na parte (b), foi dado um *zoom* entre os instantes de 1,98 e 2,4 segundos para a potência real, para visualizar melhor o que acontece a cada variação da radiação. O que se vê é que as estratégias FCF e DSM apresentam

um sobre-sinal maior que as outras técnicas. Esse comportamento se repete nos instantes de 4s e 6s, em que ocorrem outras variações de radiação.

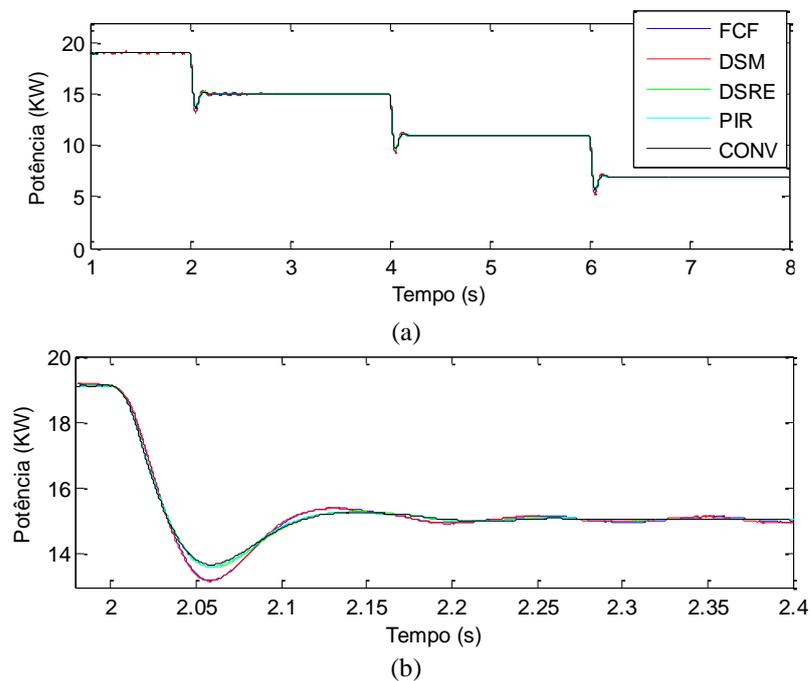


Figura 19 – Potência real injetada na rede para sombreamento no painel.

Agora na Figura 20 (a) é mostrado a tensão no barramento c.c. A cada variação da radiação a tensão oscila e diminuí, sendo que o valor da tensão estabiliza para o valor que extrai a maior potência do painel. Além disso, é visto novamente na Figura 20 (b) que as estratégias FCF e DSM possuem um sobressinal maior se comparadas as outras técnicas.

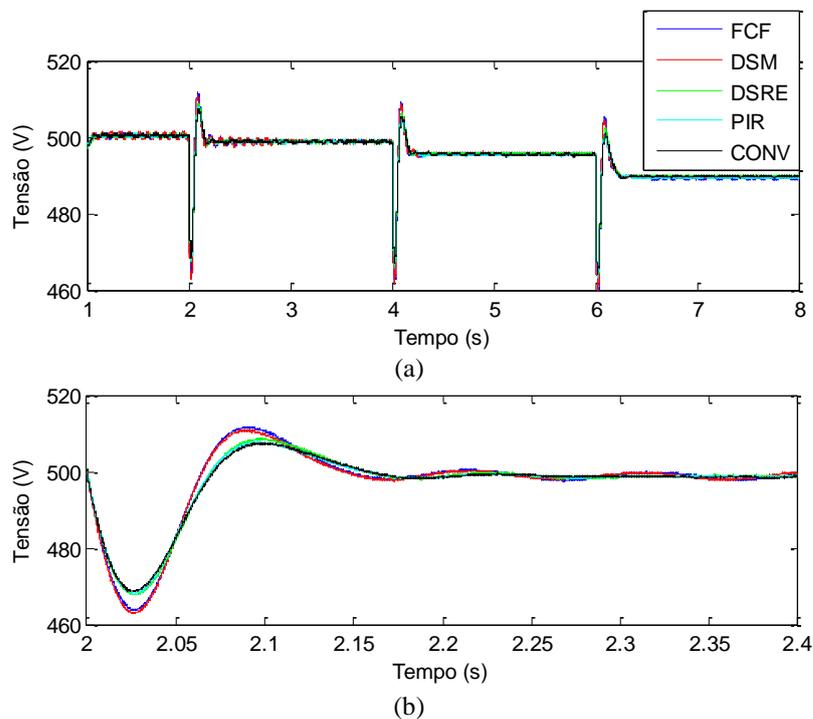


Figura 20 – Tensão do barramento c.c. para sombreamento no painel.

4.2 Afundamentos Bifásicos

Para essa parte foram feitos afundamentos nas fases *a* e *b* da rede idênticos, sendo que entre 2, e 3 segundos aconteceu um afundamento para 20% do valor nominal da tensão na rede, entre 3 a 4,5 segundos o afundamento vai para 85%, de 4,5 a 5,5 segundos o afundamento se torna 95%, normalizando todas as tensões na rede à partir de 5,5 segundos. Isso pode ser visualizado na Figura 21. Note que as formas de onda das fases *a* e *b* variam igualmente, enquanto que a fase *c* permanece constante. Esse perfil de afundamento foi retirado da curva de suportabilidade a subtensões decorrentes de faltas na rede básica para geradores eólicos [44].

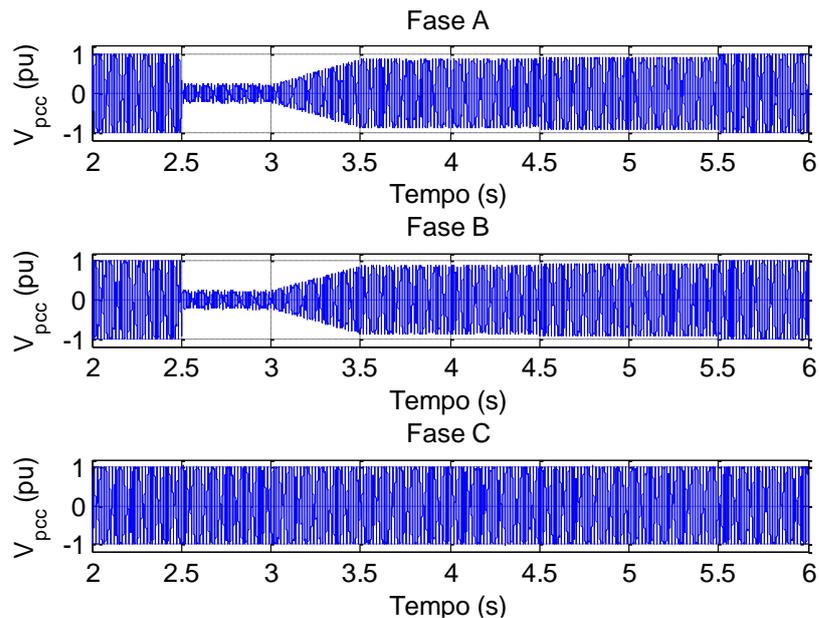


Figura 21 – Tensão na rede para afundamento bifásico.

Na Figura 22 (a) é mostrado o comportamento da tensão no barramento c.c. para o afundamento bifásico mostrado na Figura 21. Todas as 5 estratégias de controle funcionam de maneira semelhante, com a elevação da tensão durante o afundamento de 20% para valores em torno de 575 V. Isso ocorre pelo fato de a potência enviada à rede diminuir durante o afundamento, logo a energia extraída do painel fotovoltaico faz com que o capacitor carregue mais e aumente sua tensão.

Depois a tensão decai gradualmente durante os afundamentos menos abruptos de 85% e 95% devido a descarga do capacitor. No instante 5,5 segundos a tensão na rede volta ao normal, contudo a tensão do barramento c.c. diminuiu a valores próximos de 440 V, recuperando o valor nominal de 500 V em apenas 6,5 segundos. Na Figura 22 (b) é dado um *zoom* nesse instante e o que se percebe é uma atuação ligeiramente mais rápida do controle DSRE comparada as outras técnicas.

Ainda fazendo a análise Figura 22, porém na parte (c), é possível perceber o MPPT atuando durante todo o afundamento. Quando o afundamento para 20% ocorre, o MPPT tenta abaixar a tensão do barramento para tentar manter o fluxo de potência constante. Esse valor fica em torno de 450 V que é o ponto de saturação do MPPT. Terminado os desequilíbrios entre as fases, como dito anteriormente o capacitor continua a descarregar. Uma vez que o valor da tensão no barramento c.c. se torna menor que o valor nominal, o MPPT começa a elevar seu

sinal de tensão e quando o valor desse sinal cruza com o valor instantâneo da tensão no barramento, o MPPT junto com o controle de tensão, conseguem fazer com que a tensão volte ao seu valor nominal. A título de informação a frequência de amostragem do MPPT foi de 512 Hz e o passo de incremento de 0,1 V, além de que as curvas contidas na Figura 22 parte (c) são para a estratégia de controle PIR.

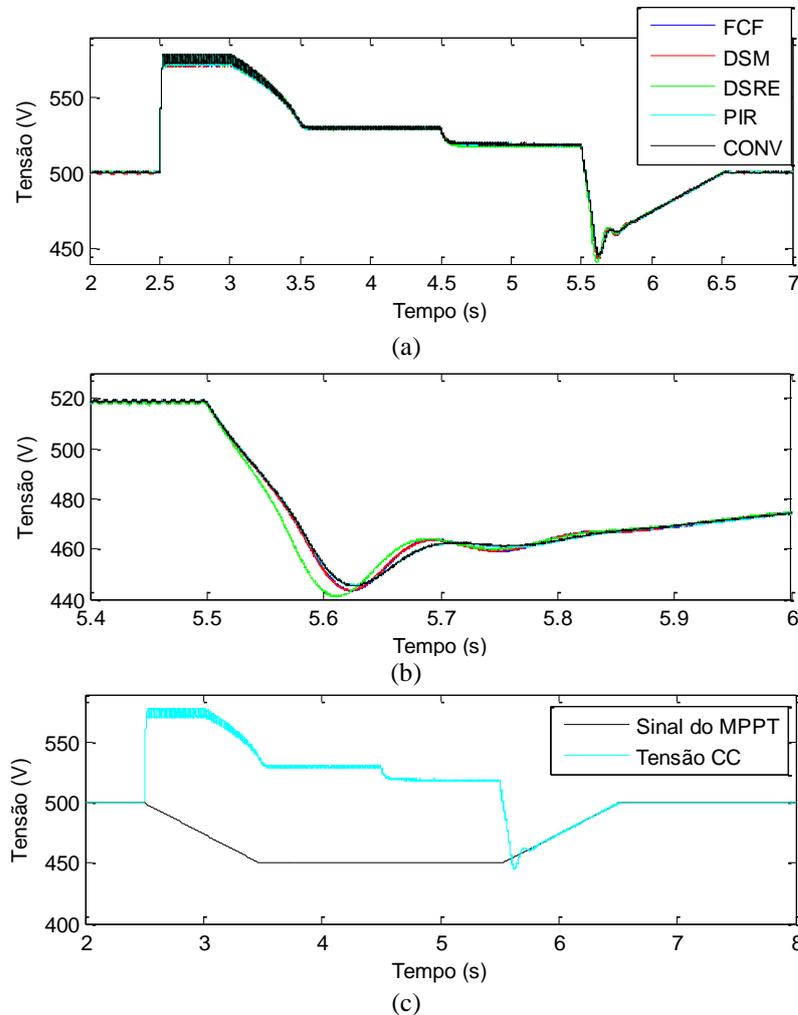


Figura 22 – Tensão do barramento c.c. para afundamento bifásico e ação do MPPT.

Observando a Figura 23 (a) nota-se que a potência real injetada na rede sofre uma drástica queda durante o afundamento para 20%, conseguindo se recuperar a medida que o afundamento se torna menor, apresentando uma última oscilação quando a tensão na rede retorna para seu valor nominal. Uma observação melhor durante o intervalo de 2,5 e 3 segundos na Figura 23 (b), mostra que durante o afundamento de 20%, a estratégia convencional que negligência as correntes de sequência negativa fornecem uma potência menor à rede se comparada as demais estratégias.

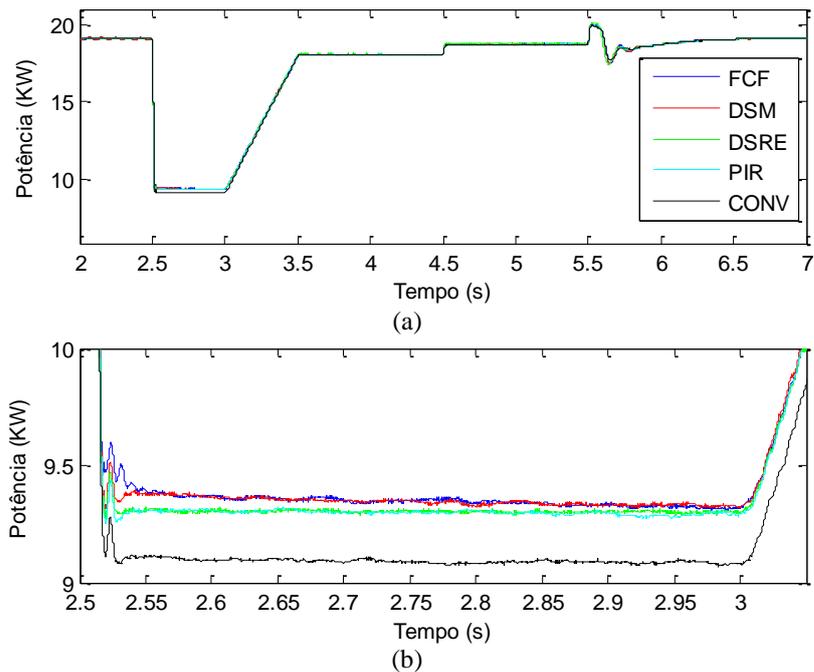


Figura 23 – Potência real injetada na rede para afundamento bifásico.

Já quanto a potência reativa mostrada na Figura 24 (a), todos os controles a mantiveram próxima do valor nulo, apresentando uma grande oscilação de aproximadamente 1,5 kVar no início do afundamento para 20%. Na Figura 24 (b) é mostrado Um maior detalhe nessa oscilação, sendo possível perceber que a mesma é formada por dois picos. Todas estratégias apresentam comportamento semelhante nesses picos, com exceção da técnica FCF que apresenta uma menor amplitude no primeiro pico, contudo sua potência reativa tarda mais em se tornar nula.

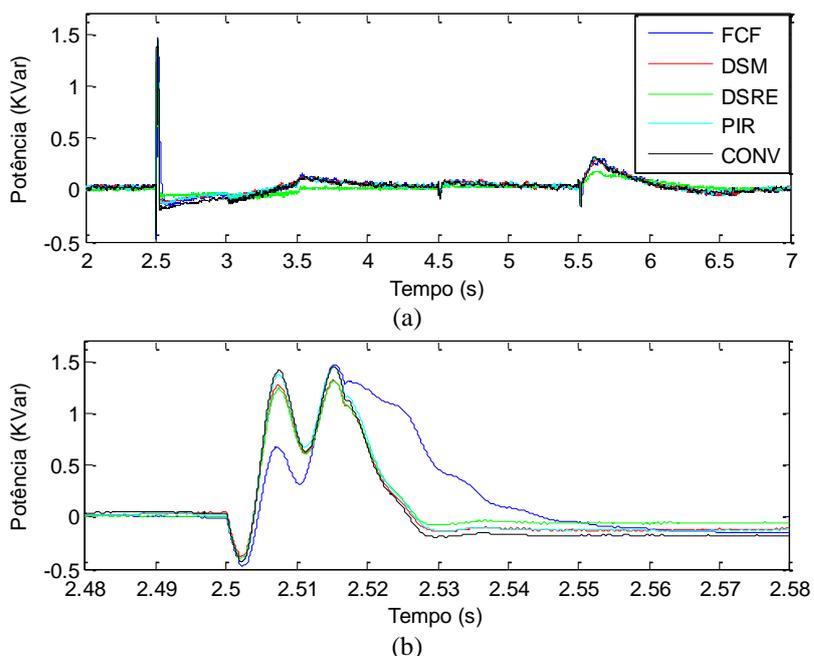


Figura 24 – Potência reativa injetada na rede para afundamento bifásico.

Na Figura 25 é onde se consegue ver que as correntes de eixo direto e quadratura oscilam mais em amplitude no controle convencional do que os controles que tentam compensar as correntes de sequência negativa. Essa observação é mais nítida durante o afundamento para 20%, em que as oscilações maiores do controle convencional mostram a influência das correntes de sequência negativas geradas durante o desequilíbrio. É devido a esse fator, que Figura 23 a potência real do controle convencional decaiu mais se comparada as outras estratégias de controle.

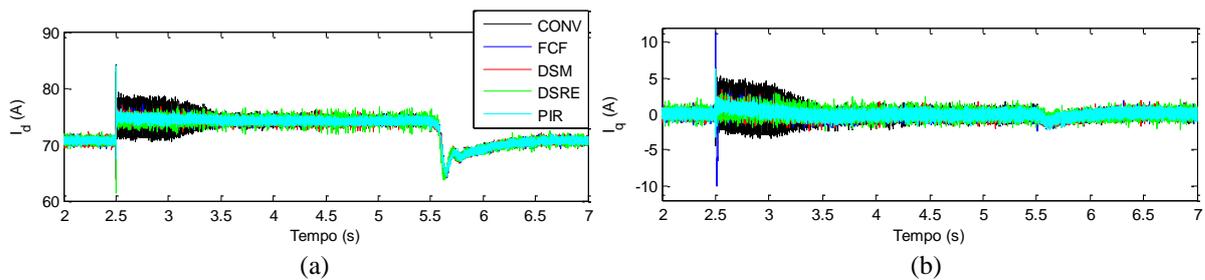


Figura 25 – Correntes de eixo dq para afundamento bifásico.

Por fim na Figura 26 é visto o comportamento das correntes de eixo direto e quadratura para sequência negativa. Mais uma vez o controle convencional apresenta um comportamento diferenciado se comparado as demais técnicas, principalmente durante o afundamento mais severo de 20%, onde i_d^- oscila em torno de 2,5 A e i_q^- em -2 A. Assim percebe-se que o controle das correntes de sequência negativa desenvolvidos nas outras estratégias, conseguem manter as correntes de sequência negativa sempre em torno de zero durante todo o afundamento da rede.

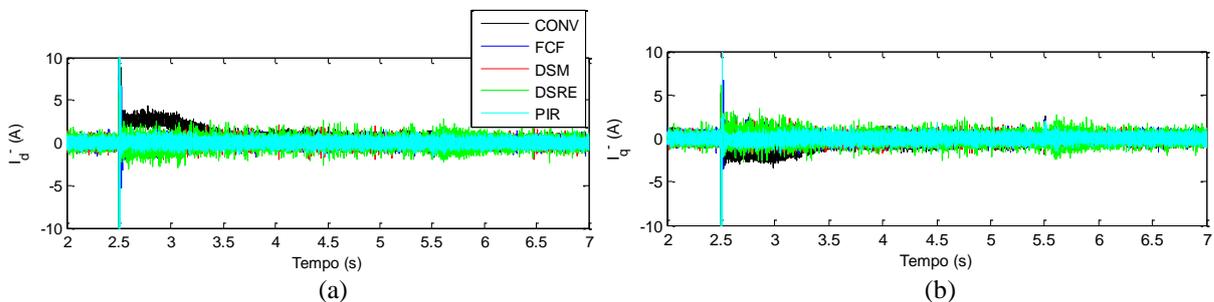


Figura 26 – Correntes de eixo dq de sequência negativa para afundamento bifásico.

4.3 Afundamentos Monofásicos

Nessa última etapa foram feitos afundamentos de tensão na fase a , mantendo as fases b e c constantes. Os afundamentos feitos na fase a foram idênticos ao que essa mesma fase sofreu durante a segunda parte dos resultados, ou seja, dos afundamentos bifásicos. Assim entre 2,5 e 3 segundos aconteceu um afundamento para 20% do valor nominal da tensão na rede, entre 3 a 4,5 segundos o afundamento vai para 85%, de 4,5 a 5,5 segundos o afundamento se torna 95%, normalizando a fase a à partir de 5,5 segundos.

A Figura 27 (a) mostra o comportamento da tensão no barramento c.c. Percebe-se que a tensão do barramento c.c. para afundamento monofásico se comporta de maneira semelhante ao afundamento bifásico, contudo a mesma consegue se recuperar mais rapidamente por volta de 5,5 segundos, contra 6,5 do afundamento bifásico. O valor da elevação da tensão no afundamento de 20% entre os instantes de 2,5 e 3 segundos chega a aproximados 550 V, valor

menor que os 575 V do afundamento bifásico. É visto ainda nessa figura que no instante 4,5 segundos, quando o afundamento de 95% se inicia, a estratégia DSRE consegue atuar antes se comparada as demais estratégias.

Observando agora o funcionamento do MPPT na Figura 27 (b) para estratégia de controle PIR, tem-se novamente que com o início do afundamento de 20% o MPPT tenta abaixar a tensão do barramento c.c. para manter o fluxo de potência constante, saturando em 450 V, ainda quando ocorre o afundamento de 85%. Após o fim desse afundamento, o capacitor descarrega até ficar com tensão abaixo dos 500 V nominais, sendo que o MPPT atua fazendo a tensão do barramento voltar ao seu valor nominal.

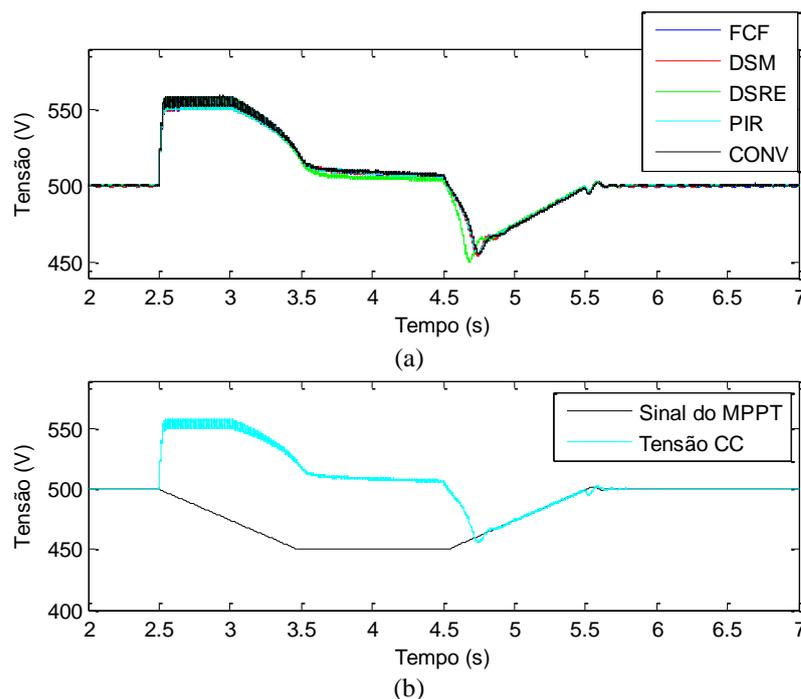


Figura 27 – Tensão do barramento c.c. para afundamento monofásico e ação do MPPT.

Já na Figura 28 (a) é mostrado o comportamento da potência real injetada na rede. Quando o afundamento de 20% a potência decai a um valor próximo de 14,5 KW, sendo que em 3,5 segundos a potência volta praticamente a seu valor nominal, apresentando oscilações em torno de 4,5 e 5,5 segundos que são os instantes em que terminam os afundamentos de 85% e 95%.

Além disso, é visto ainda na Figura 28 (b) que nos instantes de 2,5 e 3 segundos a potência injetada pela técnica convencional novamente foi menor do que as outras estratégias de controle. Outra observação é que finalizado os afundamentos, Figura 28 (c), a estratégia FCF apresentou uma pequena oscilação de amplitude 2 KW, como mostrado nos instantes entre 6,5 e 7 segundos.

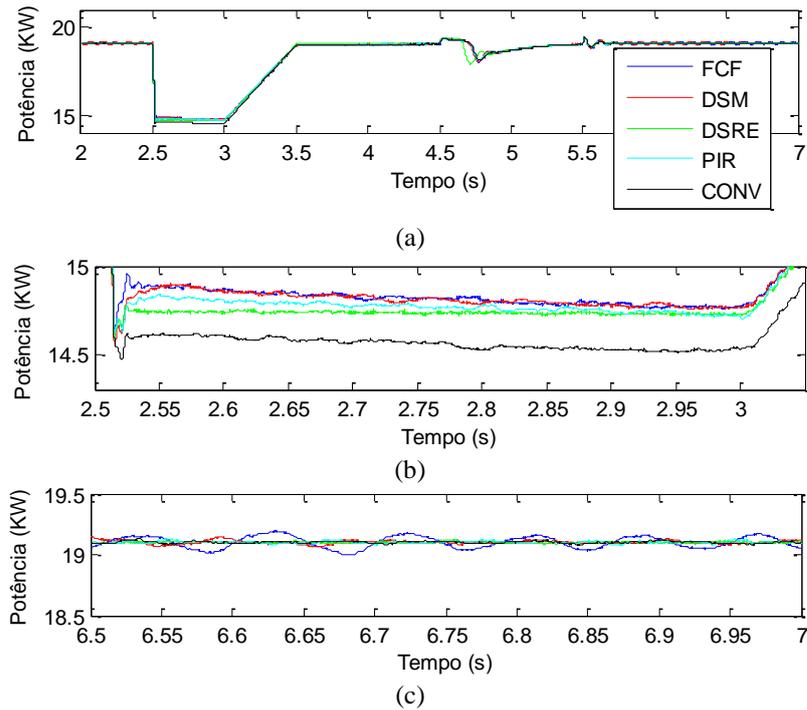


Figura 28 – Potência real injetada na rede para afundamento monofásico.

Para a potência reativa mostrada na Figura 29 (a), todos os controles a mantiveram novamente próxima do valor nulo, com uma oscilação de aproximadamente 1kVAr no início do afundamento para 20%. Ainda por volta de 4,5 e 5,5 segundos que são os instantes em que terminam os afundamentos de 85% e 95% como mostra a Figura 29 (b), existem oscilações menores. Um maior detalhe na oscilação de aproximadamente 1kVAr, mostra que a estratégia FCF tem um primeiro pico de potência reativa menor, contudo demora mais para estabilizar seu valor em torno de 0, como aconteceu no afundamento bifásico.

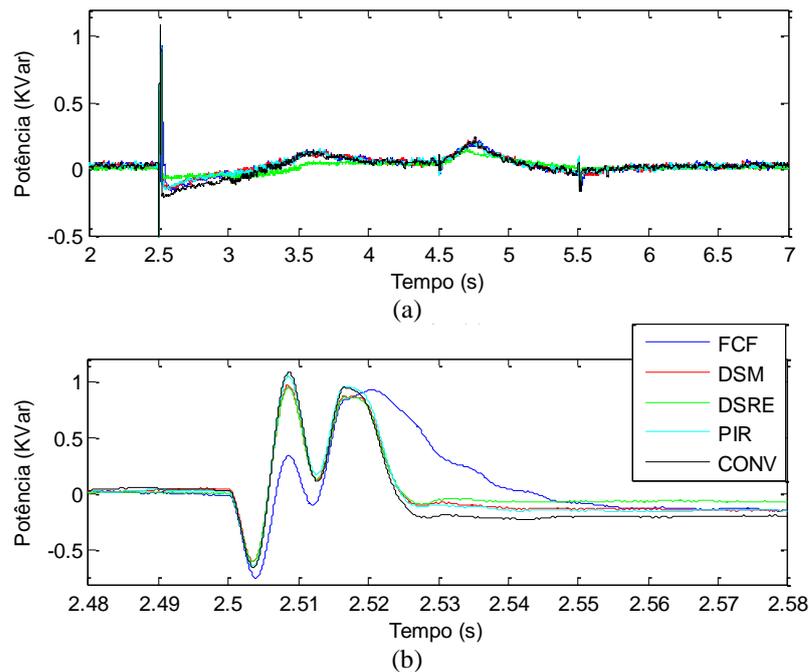


Figura 29 – Potência reativa injetada na rede para afundamento monofásico.

Na Figura 30 se encontra as correntes injetadas na rede nos eixos dq , enquanto que na Figura 31 estão as correntes de injetadas na rede nos eixos dq de sequência negativa. É possível observar em ambas um caráter diferenciado para a estratégia de controle convencional perante as demais técnicas, uma vez que a mesma não compensa as correntes de sequência negativa.

Assim durante o afundamento de 20% as correntes em dq para a estratégia convencional apresentam uma oscilação maior, ocasionada pelo fato de que i_d^- oscilar em torno de 3 A, ou seja, a mesma foi refletida nas correntes em dq de sequência positiva. Logo novamente é explicado o fato de na Figura 28, a potência real injetada na rede pelo arranjo utilizando a estratégia convencional estar abaixo das demais durante o afundamento de 20%.

Uma última observação é que a corrente i_q^- permaneceu próxima de zero para todas as estratégias, diferentemente do ocorrido durante o afundamento bifásico. Isso pode ser justificado, pelo fato do afundamento monofásico ser mais brando e portanto o valor de i_q^- injetada na rede ter sido menor.

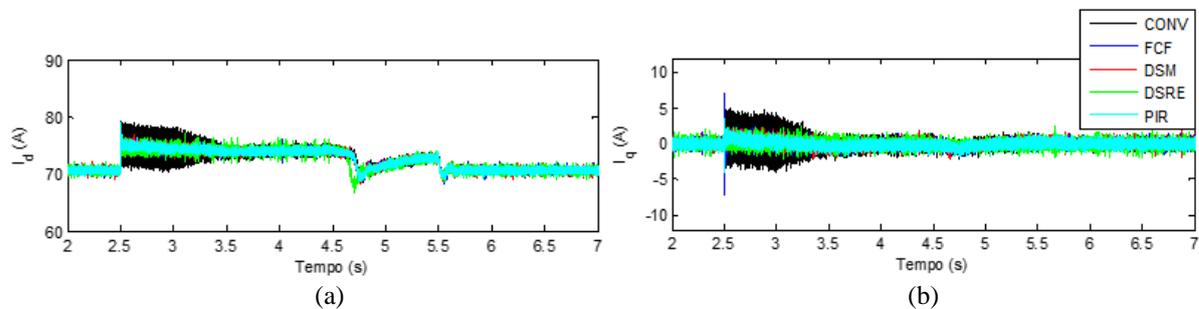


Figura 30 – Correntes de eixo dq para afundamento monofásico.

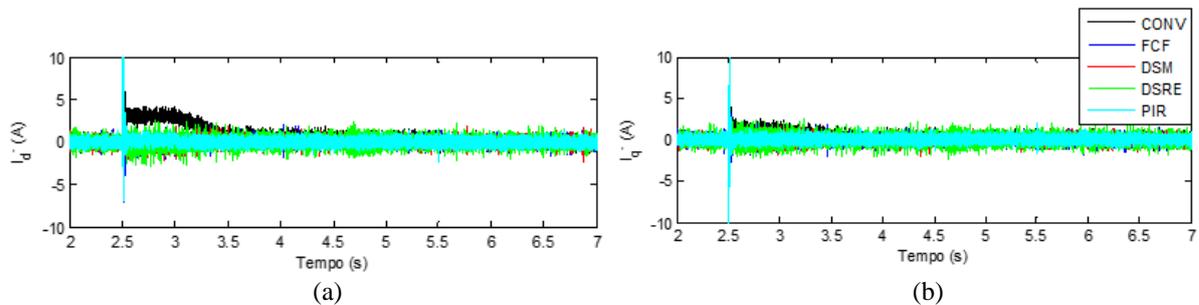


Figura 31 – Correntes de eixo dq de sequência negativa para afundamento monofásico.

5. *Conclusão e Propostas de Continuidade*

As conclusões mostradas nesse trabalho vão de encontro aos resultados obtidos durante as simulações. Assim para os resultados com variação da radiação solar incidente no painel, todas estratégias tiveram desempenho semelhantes, conseguindo através da atuação do MPPT extrair a potência máxima do arranjo para cada valor de radiação. Contudo foi visto que as estratégias FCF e DSM apresentaram sobressinais maiores se comparadas as outras técnicas, durante sombreamento.

Já para os resultados de afundamentos bifásico e monofásico, foi observada uma redução na potência ativa injetada na rede durante os afundamentos, associado com o aumento na tensão do barramento c.c. A potência reativa se manteve em torno de zero, com uma oscilação maior no início do afundamento de 20%.

Ainda para os afundamentos bifásico e monofásico, a estratégia convencional apresentou o pior desempenho, devido ao fato de não compensar as correntes de sequência negativa. Além disso, a estratégia DSRE apresentou um desempenho melhor, conseguindo atuar mais rapidamente, enquanto a estratégia FCF apresentou uma pequena oscilação na potência real injetada na rede depois do término do afundamento.

Assim dentre as estratégias comparadas nesse trabalho, deve-se dar um destaque para as técnicas DSRE e PIR. A primeira conseguiu apresentar um desempenho melhor que as outras, principalmente durante o afundamento monofásico. Já a segunda conseguiu resultados muito próximos da primeira e apresenta a grande vantagem da simplicidade, uma vez que não possui uma malha de controle que controla as correntes de sequência negativa. Deve-se ainda salientar a importância de se compensar a corrente de sequência negativa durante afundamentos desequilibrados, pois é possível compensá-las durante as faltas desbalanceadas da rede e injetar um maior nível de potência ativa.

Como propostas de continuidade tem-se:

- Verificação dos resultados obtidos em uma bancada experimental;
- Implementação de novas estratégias de controle para a tensão do barramento c.c.;
- Verificação das estratégias para outros tipos de geração;
- Avaliar o desempenho das técnicas em uma plataforma computacional mais profissional, como o *software* PLECS, que permite a análise térmica e das perdas por chaveamento.

Referências Bibliográficas

1. COMISSÃO EUROPÉIA - ALTENER/GREENPRO. **Energia Fotovoltaica - Manual sobre Tecnologias, Projecto e Instalação**. [S.l.]. 2004.
2. SCHUCH, L. **Energia Solar Fotovoltaica: Oportunidades e Desafios**. UFSM: [s.n.].
3. TIBA, C. et al. **Atlas Solarimétrico do Brasil**. UFPE: [s.n.], 2000.
4. EPIA - European Photovoltaic Industry Association. **Global Market Outlook For Photovoltaics**. [S.l.]. 2013-2017.
5. [HTTP://EXAME.ABRIL.COM.BR/ECONOMIA/NOTICIAS/CHINA-BATE-RECORDE-MUNDIAL-DE-INSTALACAO-DE-ENERGIA-SOLAR](http://EXAME.ABRIL.COM.BR/ECONOMIA/NOTICIAS/CHINA-BATE-RECORDE-MUNDIAL-DE-INSTALACAO-DE-ENERGIA-SOLAR). Acesso em: 03 maio 2014.
6. [HTTP://WWW.ANEEL.GOV.BR/APLICACOES/CAPACIDADEBRASIL/CAPACIDADEBRASIL.CFM](http://WWW.ANEEL.GOV.BR/APLICACOES/CAPACIDADEBRASIL/CAPACIDADEBRASIL.CFM). Acesso em: 28 mar. 2014.
7. [HTTP://WWW.CHESF.GOV.BR/PORTAL/PAGE/PORTAL/CHESF_PORTAL/PAGINAS/SISTEMA_CHESF/SISTEMA_CHESF_FONTES_RENOVAVEIS/CONTAINER_FONTES_RENOVAVEIS?P_NAME=8A2EEABD3BE5D002E0430A803301D002](http://WWW.CHESF.GOV.BR/PORTAL/PAGE/PORTAL/CHESF_PORTAL/PAGINAS/SISTEMA_CHESF/SISTEMA_CHESF_FONTES_RENOVAVEIS/CONTAINER_FONTES_RENOVAVEIS?P_NAME=8A2EEABD3BE5D002E0430A803301D002). Acesso em: 19 abr. 2014.
8. [HTTP://WWW.CEMIG.COM.BR/PT-BR/A_CEMIG_E_O_FUTURO/INOVACAO/ALTERNATIVAS_ENERGETICAS/PAGINAS/ENERGIA_SOLAR.ASPX](http://WWW.CEMIG.COM.BR/PT-BR/A_CEMIG_E_O_FUTURO/INOVACAO/ALTERNATIVAS_ENERGETICAS/PAGINAS/ENERGIA_SOLAR.ASPX). Acesso em: 19 abr. 2014.
9. ANEEL. **Audiência Pública 42**. [S.l.]. 2011.
10. ANEEL. **Resolução Normativa 481**. [S.l.]. 17/04/2012.
11. ANEEL. **Resolução Normativa 482**. [S.l.]. 17/04/2012.
12. FELIPE DIAS DE OLIVEIRA, L. M. V. S. S. M. S. B. J. C. F. **Monitoramento e Análise da Qualidade de Energia Elétrica**. UFMG. Belo Horizonte.
13. MAIA, R. M. **Características das Variações de Tensão de Curta Duração e seus Impactos na Indústria Alimentícia**. UFMG. Belo Horizonte. 2011. (Dissertação de Mestrado).
14. FONSECA, V. R. D. C.; SILVA, S. R. **Caracterização do Afundamento de Tensão para Avaliação de seu Impacto em Acionamentos a Velocidade Variável CA**. UFMG.
15. ANEEL. **Módulo 8 da Qualidade de Energia Elétrica do Procedimento de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST)**. [S.l.].
16. MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power Electronics: Converters, Applications and Design**. [S.l.]: John Wiley & Sons Inc., 1995.

17. ALMEIDA, P. M. D. **Modelagem e Controle de Conversores Fonte de Tensão Utilizados em Sistemas de Geração Fotovoltaicos Conectados à Rede Elétrica de Distribuição**. UFJF. Juiz de Fora: [s.n.], 2011. (Dissertação de Mestrado).
18. GABE, I. J. **Contribuição ao Controle de Inversores PWM Alimentados em Tensão Conectados à Rede Através de Filtro-LCL**. UFSM. Santa Maria: [s.n.], 2008. (Dissertação de Mestrado).
19. SOUSA, C. V. D. **Projeto de uma Bancada de Testes para Avaliação do Carregamento de Transformadores Trifásicos de Potência Utilizando Conversores Estáticos**. UFMG. Belo Horizonte: [s.n.], 2007. (Dissertação de Mestrado).
20. LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; DELL'AQUILA, A. Step-by-step design procedure for a grid-connected three-phase PWM voltage source converter. **International Journal of Electronics**, 2007.
21. RODRIGUEZ, P. et al. **Grid Synchronization of Power Converters Using Multiple Second Order Generalized Integrators**. [S.l.]: [s.n.], 2008.
22. VILLALVA, M. G. **Conversor Eletrônico de Potência Trifásico para Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica**. UNICAMP. Campinas: [s.n.], 2010. (Tese de Doutorado).
23. SOUZA, M. H. D. et al. **Comparison of Solar Panel Models for Grid Integrations Studies: Harmonics and Voltage Disturbances**. UFV. Viçosa: [s.n.], 2012.
24. GTES; CEPOL-CRESESB. **Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos**. Rio de Janeiro: PRC-PRODEEM, 2004.
25. VILLALVA, M. G.; FILHO, E. R. **Input-Controlled Buck Converter for Photovoltaic Applications: Modeling and Design**. UNICAMP: [s.n.].
26. VILLALVA, M. G.; GAZOLI, J. R.; FILHO, E. R. Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 1, p. 1198-1208, March 2009.
27. VILLALVA, M. G.; GAZOLI, J. R.; FILHO, E. R. **Analysis and simulation of the P&O MPPT algorithm using a linearized photovoltaic array model**. 10th Brazilian Power Electronics Conference, COBEP. . . 2009. p. .
28. HAVA, A. M.; KERKMAN, R. J.; LIPO, T. A. Simple Analytical and Graphical Methods for Carrier-Based PWM-VSI Drives. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 14, 1999.
29. BUSO, S.; MATTAVELLI, P. **Digital Control in Power Electronics**. [S.l.]: Morgan & Claypool, 2006.
30. SOARES, L. T. F. **Contribuição ao Controle de um Conversor Reversível Aplicado a um Aerogerador Síncrono de ímãs Permanentes**. UFMG. Belo Horizonte: [s.n.], 2012. (Dissertação de Mestrado).
31. FILHO, N. P. **Técnicas de Modulação por Largura de Pulso Vetorial para Inversores Fonte de Tensão**. UNIFEI. Itajubá: [s.n.], 2007. (Tese de Doutorado).

32. HAVA, A.; LIPO, T. A. **Simple analytical and graphical methods for carrier based PWM VSI**. [S.l.]: IEEE Transactionson Power Eletronics, 1999.
33. RODRÍGUEZ, P. **Aportaciones a los Acondicionadores Activos de Corriente en Derivación para Redes Trifásicas de Cuatro Hilos**. Universidade Politécnica da Catalúnia. Barcelona: [s.n.], 2005. (Tese de Doutorado).
34. TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRÍGUEZ, P. **Grid Converters for Photovoltaic and Wind**. [S.l.]: John Wiley and Sons, 2011.
35. LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. **Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier**. [S.l.]: [s.n.], 2005.
36. YAZDANI, A.; IRAVANI, R. **A Unified Dynamic Model and Control for the Voltage-Sourced Converter Under Unbalanced Grid Conditions**. [S.l.]: [s.n.], 2006.
37. LIMONGI, L. R. et al. Analysis and Comparison of Phase Locked Loop Techniques for Grid Utility Applications. **Power Conversion Conference - Nagoya**, 2007. 674 - 681.
38. RODRÍGUEZ, P. et al. Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL for Power Converters Control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, March 2007. 584 - 592.
39. YAZDANI, A.; IRAVANI, R. **Voltage-Sourced Converters in Power Systems - Modeling, Control, and Applications**. [S.l.]: [s.n.], 2010.
40. MATOS, F. F. **Uma Discussão sobre Suportabilidade Frente a Afundamentos de Tensão de Sistemas Eólicos com Gerador Síncrono a Imãs Permanentes**. UFMG. Belo Horizonte: [s.n.], 2012. (Dissertação de Mestrado).
41. SOARES, C. E. et al. **Técnica Anti-Windup para Controladores P+Ressonantes Aplicados a Inversores de Tensão Monofásicos com Filtro LC na Saída**. Bonito - MS. 2010.
42. NETO, A. H. **Técnicas Anti-Windup em Estruturas de Controle PID, RST e GPC**. UFSC. Florianópolis. 2005. (Tese de Mestrado).
43. MALTA, A. L. **Comparação de Algoritmos de Máxima Potência em Sistemas Fotovoltaicos como Carregador de Baterias**. UFV. Viçosa: [s.n.], 2013. (Dissertação de Graduação).
44. ONS - Operador Nacional do Sistema Elétrico. **Submódulo 3.6 - Requisitos técnicos mínimos para Conexão à Rede Básica**. [S.l.].
45. RODRÍGUEZ, P. et al. New Positive-sequence Voltage Detector for Grid Synchronization of Power Converters under Faulty Grid Conditions. **Proceedings of Power Electronics**, June 2006. 1 - 7.
46. YUAN, X. et al. 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**, MARCH/APRIL 2002. 523 - 532.

Apêndice A: Representação de Grandezas Trifásicas por Meio de um Fasor Espacial

A.1 Transformada de Clarke

O fasor é uma representação em um vetor de fase que pode ser dada a uma grandeza senoidal, com uma determinada fase inicial, amplitude e frequência invariantes no tempo. Assim uma função senoidal pode ser determinada através de um simples vetor que oscila na frequência da função senoidal entre os valores máximo e mínimo de sua amplitude.

O fasor espacial pode ainda ser decomposto em dois eixos perpendiculares estacionários α e β , sendo α a projeção da parte real do fasor espacial e β da parte imaginária, como mostrado na Figura 32. Logo as grandezas trifásicas que eram representadas por três termos podem ser representadas por apenas dois, sendo isso feito pela transformada de *Clarke*.

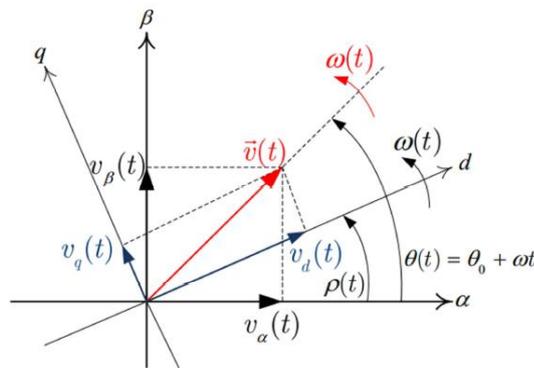


Figura 32 – Fasor Espacial.

A transformada de *Clarke* pode ser obtida matricialmente por:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta}] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (48)$$

Ainda caso o fasor espacial obtido for por meio de componentes de sequência negativa, a matriz da transformada de *Clarke* se altera:

$$\begin{bmatrix} \cos 0 & \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\frac{2\pi}{3} \\ \sin 0 & \sin\left(-\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\frac{2\pi}{3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (49)$$

A.2 Transformada de Park

Depois que o fasor espacial for decomposto nos dois eixos estacionários $\alpha\beta$, é possível fazer uma nova decomposição só que agora em dois eixos perpendiculares girantes d e q . A esse procedimento se dá o nome de transformada de *Park*. A Figura 32 ilustra o fasor espacial nas coordenadas dq .

A transformada de *Park* pode ser obtida matricialmente por:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = [T_{dq}] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \rho & -\text{sen } \rho \\ -\text{sen } \rho & \cos \rho \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (50)$$

Sendo ρ é o ângulo em o eixo d a cada instante, sendo que o eixo q se encontra defasado em 90° . Assim se o valor ρ variar no tempo na mesma frequência de giro do fasor espacial, que por sinal é a frequência das funções senoidais trifásicas, é possível fazer com que as projeções dos fasores nos eixos d e q se tornem constantes no tempo, o que não acontecia com as decomposições nos eixos α e β . Ainda se ρ for exatamente o ângulo momentâneo do fasor espacial, é possível fazer com que a componente em d seja exatamente o fasor espacial, enquanto que a componente em q será nula.

A transformada de *Park* é equivalente a multiplicar o grandeza em $\alpha\beta$ por $e^{-j\rho}$. Ainda se a grandeza trifásica possuir componentes negativas as mesmas para serem decompostas em dq podem utilizar da mesma matriz para transformada de *Park*, contudo com $\rho = \omega t + \theta^-$, onde θ^- é o ângulo da fase inicial da grandeza de sequência negativa da fase a . Procedendo dessa maneira a componente em quadratura será nula e a de eixo direto será igual a amplitude do fasor espacial.