



**UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA  
CENTRO DE ENERGIAS ALTERNATIVAS E RENOVÁVEIS  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA DE ENERGIAS RENOVÁVEIS  
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENERGIAS RENOVÁVEIS**



**FRANCISCO CARLOS LEITE BRASIL**

**CONTROLADOR DE CARGAS DESBALANCEADAS EM  
SISTEMA DE GERAÇÃO FOTOVOLTAICA CONECTADO  
À REDE TRIFÁSICA DE DISTRIBUIÇÃO**

**JOÃO PESSOA - PB  
2021**

**PPGER / MESTRADO ACADÊMICO**

**FRANCISCO CARLOS LEITE BRASIL**

**CONTROLADOR DE CARGAS DESBALANCEADAS EM SISTEMA DE  
GERAÇÃO FOTOVOLTAICA CONECTADO À REDE TRIFÁSICA DE  
DISTRIBUIÇÃO**

Dissertação apresentada à Universidade Federal da Paraíba, como parte das exigências do Programa de Pós-Graduação em Energias Renováveis da Universidade Federal da Paraíba, área de sistemas de energias renováveis, para a obtenção do título de Mestre.

Orientador

Prof. Dr. José Maurício Alves de Matos Gurgel

Alberto Soto Lock (*In memoriam*)

Coorientador

Prof. Dr. Darlan Alexandria Fernandes

**JOÃO PESSOA - PB**

**2021**

**Catálogo na publicação**  
**Seção de Catalogação e Classificação**

B823c Brasil, Francisco Carlos Leite.

Controlador de cargas desbalanceadas em sistema de geração fotovoltaica conectado à rede trifásica de distribuição / Francisco Carlos Leite Brasil. - João Pessoa, 2021.

85 f. : il.

Orientação: José Maurício Alves de Matos Gurgel.

Coorientação: Darlan Alexandria Fernandes.

Dissertação (Mestrado) - UFPB/CEAR.

1. Inversor. 2. Controle. 3. Cargas desbalanceadas. 4. One Cycle Control (OCC). 5. Sistema fotovoltaico. 6. Phase-Locked Loop (PLL). 7. Simulador PSCAD/EMTDC. I. Gurgel, José Maurício Alves de Matos. II. Fernandes, Darlan Alexandria. III. Título.

UFPB/BC

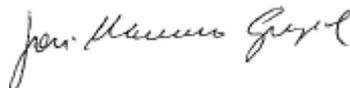
CDU 621.314.572(043)

**FRANCISCO CARLOS LEITE BRASIL**

**CONTROLADOR DE CARGAS DESBALANCEADAS EM SISTEMA DE  
GERAÇÃO FOTOVOLTAICA CONECTADO À REDE TRIFÁSICA DE  
DISTRIBUIÇÃO**

Dissertação apresentada à Universidade Federal da Paraíba, como parte das exigências do Programa de Pós-Graduação em Energias Renováveis da Universidade Federal da Paraíba, área de sistemas de energias renováveis, para a obtenção do título de Mestre.

APROVADA em 25/02/2021.



Prof. Dr. José Maurício Alves de Matos Gurgel  
Orientador



Prof. Dr. Darlan Alexandria Fernandes  
Co Orientador



Prof. Dr. Marcio Rodrigo de Araújo Souza  
Examinador Interno



Prof. Dr. Andres Ortiz Salazar  
Examinador Externo

**JOÃO PESSOA - PB  
2021**

Dedico este trabalho a toda a minha família, em especial a minha esposa e meu filho, e também aos Professores orientadores: Alberto Look (*in memoriam*); Darlan Alexandria Fernandes e José Maurício A. M. Gurgel, bem como aos colegas de turma que deram todo o apoio necessário para atingir esse objetivo.

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço a Deus por ter me proporcionado uma segunda oportunidade de vida, após um milagre alcançado com o tratamento de saúde. Agradeço a minha família, em especial minha esposa Maria Da Guia e meu filho Lucas Brasil, que sempre me apoiaram incondicionalmente com muito amor e carinho. E também a minha Mãe Alice Brasil e todos os meus irmãos e irmãs que deram toda a força necessária para superar as dificuldades. Aos meus colegas de mestrado Ramon Nunes e Ewerton Brasil que estiveram sempre ao meu lado durante todo o programa. E também agradecer ao meu Professor orientador Alberto Soto Lock (*In memoriam*) que foi base e motivação para a concretização desse sonho, bem como ao Professor José Maurício A. M. Gurgel que substituiu o Professor Alberto após o seu falecimento. E, por fim, ao Professor Darlan Alexandria Fernandes, que deu todo o suporte para a conclusão final desse trabalho.

## RESUMO

Este trabalho consiste de uma estratégia de controle para cargas desbalanceadas, baseado num sistema constituído de um *Phase-Locked Loop* - PLL trifásico proposto, um controle de potência e a técnica *One Cycle Control* - OCC. Tal estratégia tem como metodologia o controle da potência, a partir da resistência de entrada e a componente de sequência positiva da corrente de carga. Utiliza-se o PLL trifásico para rastreamento da fase e frequência, e o modulador OCC a partir do OCC convencional. O sistema de controle foi implementado em ambiente de simulação através do software PSCAD/EMTDC, com as seguintes características técnicas: potência nominal de 1 kVA; tensão nominal de 220 V; indutância da linha igual a 0,2 mH; carga RL (50  $\Omega$  e 2 mH) e frequência de 60 Hz. Como forma de avaliar o desempenho do sistema, foram realizadas diversas simulações com a implementação de eventos de perturbações na rede, verificando o seu comportamento durante o regime transitório e estacionário. Em tal trabalho, pretende-se atingir as seguintes metas: 1) implementar a técnica OCC como parte do sistema de controle; 2) obter correntes de carga contínua e simétricas durante eventos de perturbações na rede com níveis de distorções de harmônicos dentro dos limites regulatórios, e 3) manter a potência ativa e reativa constantes na carga durante o regime transitório e estacionário quando da ocorrência de eventos de perturbações na rede.

**Palavras-Chave:** Inversor. Controle. Cargas Desbalanceadas. *One Cycle Control*. Sistema fotovoltaico. PLL. Simulador PSCAD/EMTDC.

## ABSTRACT

This work consists of a control strategy for unbalanced loads, based on a system consisting of a proposed three-phase Phase-Locked Loop - PLL, a power control and the One Cycle Control - OCC technique. Such a strategy has as methodology the control of power, from the input resistance and the positive sequence component of the load current. The three-phase PLL is used to track the phase and frequency, and the OCC modulator from the conventional OCC. The control system was implemented in a simulation environment using the PSCAD / EMTDC software, with the following technical characteristics: nominal power of 1 kVA; rated voltage of 220 V; line inductance equal to 0,2 mH; RL load (50  $\Omega$  and 2 mH) and frequency of 60 Hz. As a way of evaluating the performance of the system, several simulations were carried out with the implementation of disturbance events in the network, verifying its behavior during the transient and stationary regime. In such work, it is intended to achieve the following goals: 1) to implement the OCC technique as part of the control system; 2) obtain symmetrical and continuous load currents during disturbance events in the network with harmonic distortion levels within the regulatory limits, and 3) maintain the active and reactive power constant in the load during the transient and stationary regime when the occurrence of network disturbances.

**Keywords:** Inverter. Control. Loads unbalances. One-cycle control technique. Photovoltaico Sistem. PLL. PSCAD/EMTDC Simulator.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1- Matriz Elétrica .....	16
Figura 2- Número de Micro e Minigeradores. ....	18
Figura 3- Projeções de número de micro geradores. ....	19
Figura 4- Redução do Preço de Células de Silício (Em US\$/W). ....	19
Figura 5- Sistema fotovoltaico autônomo. ....	20
Figura 6-Diagrama simplificado do sistema fotovoltaico conectado à rede. ....	22
Figura 7-Elementos do sistema fotovoltaico conectado à rede. ....	22
Figura 8- Conversor CC/CC do tipo Boost. ....	23
Figura 9- Conversor CC/CC tipo Buck-Boost.....	23
Figura 10- Conversor CC/CC tipo Buck-Boost.....	23
Figura 11- Sistema fotovoltaico conectado à rede com dois estágios de conversão .....	26
Figura 12- Sistema fotovoltaico conectado à rede com um estágio de conversão. ....	26
Figura 13-Topologias de Conversão em Sistema Centralizado.....	29
Figura 14-Topologias de Conversão em Sistema Descentralizado. ....	30
Figura 15- Classificação dos Inversores.....	31
Figura 16- Controle de tensão no inversor. ....	33
Figura 17- Ponte completa inversor monofásico.....	34
Figura 18- Formas de onda da tensão de saída de um conversor CC/CA de ponte completa. .....	35
Figura 19- Diagrama inversor monofásico.....	37
Figura 20- Sobreposição dos sinais de referência senoidal e triangular.....	37
Figura 21-Tensão de saída do inversor modulado por SPWM de dois níveis.....	37
Figura 22- Conversor trifásico de três braços e três fios. ....	38
Figura 23- Comparação entre referências e triangular no conversor trifásico. ....	38
Figura 24- Tensão de saída do inversor trifásico.....	38
Figura 25- Tensões de saída em coordenadas $\alpha\beta$ . ....	40
Figura 26- Conversor Buck com modulação PWM .....	43
Figura 27- comportamento transitório no conversor Buck utilizando PWM convencional	43
Figura 28- Diagrama de Bloco do OCC .....	44
Figura 29- Formas de onda do modulador OCC. (a) sinal de entrada $x(t)$ , (b) sinal de saída do integrador $v_{int}$ , (c) trem de pulsos de clock, (d) sinal de controle modulado e (e).....	45

Figura 30- Sistemas de coordenadas abc, $\alpha\beta$ e dq .....	45
Figura 31- Decomposição de um sistema abc em $\alpha\beta$ e dq .....	46
Figura 32- controle no sistema dq .....	51
Figura 33- Controle no sistema $\alpha\beta$ . .....	52
Figura 34- Diagrama de blocos do controlador PR não ideal.....	52
Figura 35- Controle por histerese. ....	53
Figura 36- Principais Topologias de Filtros Adaptativos.....	54
Figura 37- Diagrama esquemática do controle DPC .....	55
Figura 38- Seleção de setor para o método DPC.....	57
Figura 39- Diagrama de blocos do controle OCC.....	58
Figura 40- Sinais em dois ciclos de operação do controlador OCC.....	59
Figura 42 - OCC trifásico .....	60
Figura 43- Diagrama de bloco simplificado do sistema de controle proposto.....	62
Figura 44- Diagrama do sistema conectado à rede.....	63
Figura 45- Sistema de controle proposto .....	63
Figura 46 - Diagrama lógico de controle do ângulo $\theta_\beta$ de fase .....	67
Figura 47- Ângulo $\theta_\beta$ em avanço .....	67
Figura 48- Ângulo $\theta_\beta$ em atraso .....	68
Figura 49- Diagrama de blocos do VCO.....	69
Figura 50 - Correntes e tensões de carga no instante inicial ( $T_0$ ).....	72
Figura 51- Potências instantâneas e tensões e correntes de carga após falha na fase “a” ....	73
Figura 52- Modulação OCC com Injeção de 3º harmônico .....	74
Figura 53- Sincronismo entre tensão e corrente na carga.....	75
Figura 54- Comportamento da frequência angular durante o transitório de carga.....	75
Figura 55 - Espectro de harmônico de corrente na carga durante a falha de fase .....	76
Figura 56- Resultados de simulações com diferentes condições de controle.....	85
Figura 57- Espectro de harmônico de corrente na carga do modelo comparativo .....	85

## **LISTA DE TABELAS**

Tabela 1- Estados de condução do inversor. ....	39
Tabela 2- Sequências de comutação. ....	42
Tabela 3- Distorções de harmônicas de corrente de carga durante a falha de fase .....	77
Tabela 4- Parâmetros do protótipo do sistema de controle .....	77
Tabela 5- Comparativo de distorção de harmônicas .....	78

## LISTA DE ABREVIATURAS

ANEEL – Agência Nacional de Energia Elétrica

CA - Corrente Alternada

CC - Corrente Contínua

CR - Controle Repetitivo

CSP - *Concentrated Solar Power* (Concentrador de energia solar)

DCM - *Discontinuous Conduction Mode* (Modo de Condução Descontínua)

DSFRC - *Double Synchronous Reference Frame Control*

DPC – *Direct Power Control* (Controle de Potência Direto )

DSP - *Digital Signal Processors* (Processador Digital de Sinal)

EMC - *Electromagnetic Compatibility* (Compatibilidade Eletromecânica)

EPE – Empresa de Pesquisa Energética

ESP – Extrator de Sequencia Positiva

GD – Geração Distribuída

GTO - *Gate Turn-Off Switch*

HCC - *Hysteresis Current Control* (Controle de Corrente por Histerese)

IGBT – *Insolated Gate Bipolar Transistor* (Transistores Bipolar de Porta Isolada)

IEA – Instituto de Estudos Avançados

MOSFET - *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* (Transistor de Efeito de Campo Metal – Óxido)

OCC - *One-Cycle Control* (Controle de Um Ciclo)

PAC - Ponto de Acoplamento Comum

PCH - Pequena Central Hidroelétrica

PLL - *Phase-Locked Loop* (Laços de sincronização de fases)

PI - Proporcional Integral

PWM - *Pulse Width Modulation* (Modulação por Largura de Pulso)

PR - Pproporcional-Ressonante

PV – Photovoltaic (Fotovoltaico)

REN – Resolução Normativa

RMS - *Root Mean Square* (Raiz do Valor Quadrático Médio)

SCR - *Silicon Controlled Retifier* (Retificador Controlador de Silício)

SPWM - *Simusoidal Pulse Width Modulation* (Modulação por Largura de Pulso Senoidal)

SVPWM - *Space Vector Pulse Width Modulation* (Modulação por Largura de Pulso por

SRFC - *Synchronous Reference Frame Control*

TBJ - *Transistor Bipolar Junction* (Transistor bipolar de junção)

TIP - Transformação Inversa de Park

THD - *Total Harmonic Distortion* (Distorção Harmônica Total)

VSI – *Voltage Source Inverter* (Inversor de Fonte de Tensão)

Vetores Espaciais)

VSC - *Voltage Source Converter* (Conversor de Fonte de Tensão)

VCO- *Voltage Controlled Oscillator* (Oscilador Controlado por Tensão)

## SUMÁRIO

<b>1. INTRODUÇÃO .....</b>	<b>16</b>
<b>1.1 SISTEMA DE GERAÇÃO FOTOVOLTAICA .....</b>	<b>20</b>
1.1.1 Sistema Autônomo .....	20
1.1.2 Sistema Conectados à Rede (Híbrido) .....	22
<b>1.2 OBJETIVOS .....</b>	<b>24</b>
1.2.1 Objetivo Geral .....	24
1.2.2 Objetivos Específicos .....	24
<b>1.3 SÍNTESE DOS CAPÍTULOS.....</b>	<b>24</b>
<b>2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA.....</b>	<b>25</b>
<b>2.1 INVERSORES FOTOVOLTAICOS.....</b>	<b>25</b>
2.1.1 Dispositivos Semicondutores.....	27
2.1.2 Classificação dos sistemas fotovoltaicos quanto a topologia dos conversores .....	28
2.1.2.1 Sistema fotovoltaico centralizado .....	28
2.1.2.2 Sistema fotovoltaico descentralizado.....	30
2.1.3 Classificação dos Inversores .....	31
<b>2.2 INVERSORES PWM.....</b>	<b>32</b>
<b>2.3 MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO SENOIDAL.....</b>	<b>36</b>
<b>2.4 MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO POR VETOR ESPACIAL.....</b>	<b>39</b>
<b>2.5 MUDULAÇÃO OCC .....</b>	<b>42</b>
<b>2.6 SISTEMAS DE COORDENADA abc, <math>\alpha\beta</math> e dq.....</b>	<b>45</b>
2.6.1 Transformada de Clark .....	46
2.6.2 Transformada de Park.....	47
2.6.3 Aplicabilidade das transformadas nos controles .....	48
<b>3 MÉTODOS DE CONTROLE DE INVERSOR CONECTADO À REDE... 50</b>	<b>50</b>
3.1 CONTROLE DE CORRENTE NO SISTEMA dq.....	50
3.2 CONTROLE PROPORCIONAL RESSONANTE NO SISTEMA $\alpha\beta$ .....	51
3.3 CONTROLE DE CORRENTE POR HISTERESE .....	53
3.4 CONTROLE RESSONANTE ADAPTATIVO .....	54
3.6 CONTROLE DE UM CICLO - OCC.....	57
<b>4 SISTEMA DE CONTROLE PROPOSTO.....</b>	<b>61</b>
<b>4.1 PLL TRIFÁSICO PROPOSTO .....</b>	<b>64</b>
4.1.1 Bloco extrator de sequência positiva (ESP).....	64

4.1.2	<b>Bloco PLL digital</b> .....	66
4.2	<b>OCC MODIFICADO</b> .....	69
4.2.1	<b>Modulador OCC trifásico</b> .....	69
4.2.2	<b>Bloco TIP</b> .....	70
4.2.3	<b>Controle de Potência Ativa</b> .....	71
5	<b>SIMULAÇÕES E DISCUSSÃO DOS RESULTADOS</b> .....	72
5.1	<b>COMPARAÇÕES DE RESULTADOS</b> .....	77
6	<b>CONCLUSÕES</b> .....	79
6.2	<b>TRABALHOS FUTUROS</b> .....	80
7	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b> .....	81
8	<b>APÊNDICE A</b> .....	85

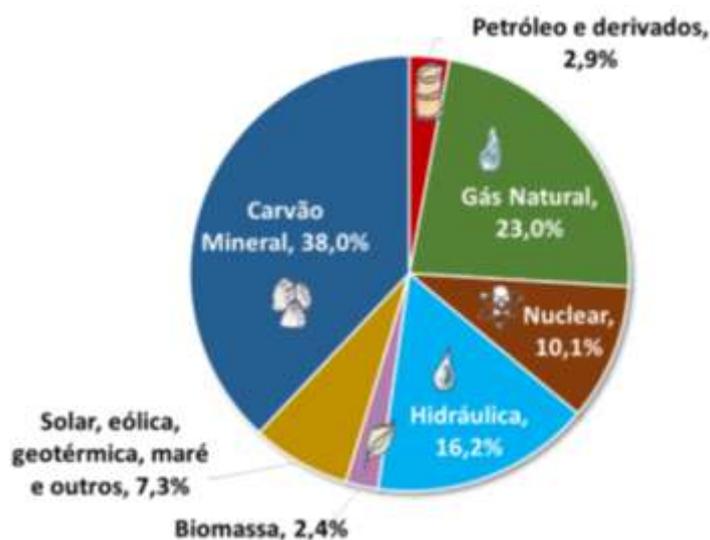
## 1. INTRODUÇÃO

A utilização de fontes de energia tradicionais a base de combustíveis fósseis ainda representa maior parcela em termos de produção de energia elétrica mundial, cerca de 71% (EPE,2020). Mesmo com aumento de forma exponencial nas últimas décadas, as fontes renováveis de geração de energia elétrica no mundo contribuem com aproximadamente um quinto da produção, sendo que a hidroeletricidade detém participação significativa (IEA, 2020).

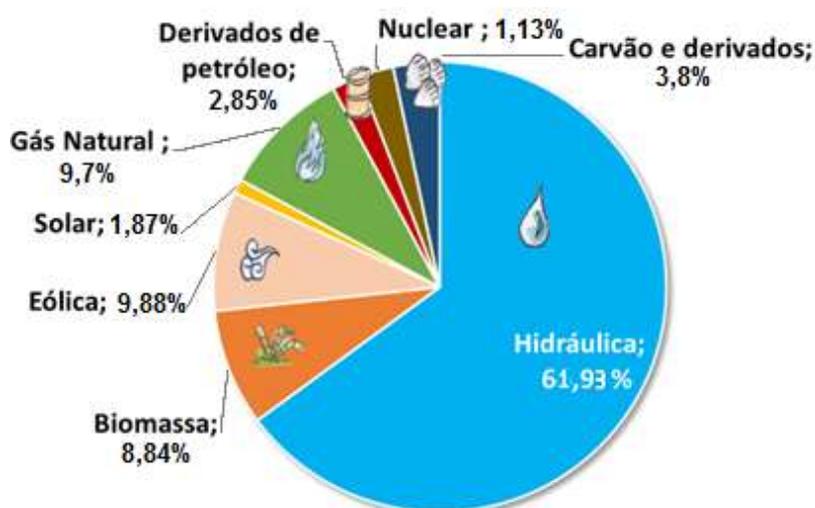
O Brasil apresenta uma matriz elétrica predominantemente hidráulica, representando 61,93% (ANEEL, 2021).

Figura 1- Matriz Elétrica

(a) Mundial



(b) Brasileira



Fonte: Própria a partir de dados da ANEEL (2021) disponível em: <https://www.aneel.gov.br/siga>.

No entanto, essa dependência hidráulica já foi bem maior, chegando a atingir cerca de 86% até o final da década de 90 (TOMASQUIM et. al. 2007). A mudança iniciou a partir do início da década de 2000, quando o Brasil passou por uma fase de estagnação econômica, associada a necessidade de um racionamento de energia elétrica devido a problemas hídricos, bem como restrições em expansão por cuidado ambiental no tocante a expansão de grandes hidroelétricas, o que provocou diversas mudanças no modelo adotado pelo setor elétrico (GOMES, 2007). Como alternativa imediata, o país passou a utilizar principalmente a energia termoelétrica a óleo diesel, como complementação à sua principal fonte de geração. Esta operação muitas vezes é questionada devido aos custos e impactos ambientais relacionados à geração termoelétrica, porém é um recurso disponível, e que ainda deve ser utilizado para manutenção da segurança no atendimento (TOLMASQUIM, 2016).

Para garantir a segurança de suprimento de energia elétrica a partir de uma contratação eficiente de energia e realizar programas de universalização no fornecimento de energia elétrica, foi desenvolvido um novo regime de comercialização de energia, baseado nos instrumentos de leilão de eletricidade, associado também ao processo de planejamento de longo prazo (FERREIRA, 2009).

A política de leilões de energia possibilitou a expansão da matriz elétrica brasileira com o incentivo às fontes renováveis de energia, principalmente: biomassa, eólica e solar, através de programas de subsídios, como o ProInfa (Programa de Incentivo às Fontes Alternativas de Energia Elétrica), que em sua primeira fase fomentou as fontes eólica, biomassa, e Pequenas Centrais Hidroelétricas (PCHs). O ProInfa exige a nacionalização de 60% dos custos de construção dos projetos e possibilita maior inserção de pequenos produtores de energia, o que contribui para a diversificação dos agentes do setor (JANNUZZI et al., 2012).

Na perspectiva do desenvolvimento de fontes renováveis, atrelada a necessidade de implantação de um modelo que tem como base a Geração Distribuída (GD), nesses últimos anos, tem-se destacado o aproveitamento da energia solar, recurso que o Brasil possui grande potencial para geração de energia elétrica, contando com níveis de irradiação solar em todo território nacional, superiores aos de países do hemisfério norte (MARTINS et al., 2007), que possuem a maior parte da capacidade instalada de energia solar no mundo (REN21, 2017).

Desde de 2012, quando entrou em vigor a Resolução Normativa ANEEL nº 482/2012 (ANEEL, 2012), estabelecendo assim o marco regulatório em GD no país, o consumidor brasileiro pode gerar sua própria energia elétrica a partir de fontes renováveis

ou cogeração qualificada, e inclusive fornecer o excedente para a rede de distribuição de sua localidade. Trata-se da micro e da minigeração distribuídas de energia elétrica, inovações que podem aliar economia financeira, consciência socioambiental e autossustentabilidade. A respectiva Resolução Normativa ANEEL nº 482/2012, define Micro e Mini Geração Distribuída, como sendo:

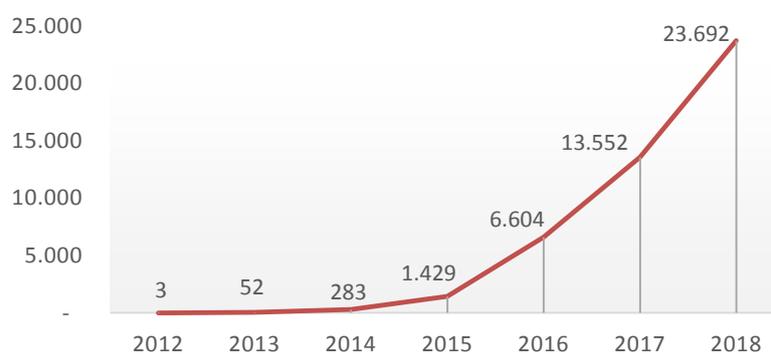
“I - microgeração distribuída: central geradora de energia elétrica, com potência instalada menor ou igual a 75 kW e que utilize cogeração qualificada, conforme regulamentação da ANEEL, ou fontes renováveis de energia elétrica, conectada na rede de distribuição por meio de instalações de unidades consumidoras; (Redação dada pela REN ANEEL 687, de 24.11.2015.).

II - minigeração distribuída: central geradora de energia elétrica, com potência instalada superior a 75 kW e menor ou igual a 5MW e que utilize cogeração qualificada, conforme regulamentação da ANEEL, ou fontes renováveis de energia elétrica, conectada na rede de distribuição por meio de instalações de unidades consumidoras; (Redação dada pela REN ANEEL 786, de 17.10.2017).”

No entanto, após mais de uma década da implantação do programa de expansão de fontes alternativas de energia, e mesmo com a consolidação do marco regulatório em GD, o cenário atual do Brasil indica um baixo aproveitamento do seu potencial, principalmente solar, atingindo apenas 1,87%, enquanto eólico com 9,88% (ANEEL, 2021) da matriz elétrica do País.

Entretanto, conforme apresentado na Figura 2, o número de consumidores com micro ou minigeração distribuída, a partir de 2015 vem registrando uma taxa de crescimento acima de 100% /ano.

Figura 2– Número de Micro e Minigeradores.



Fonte: Própria a partir de dados da ANEEL (2018).

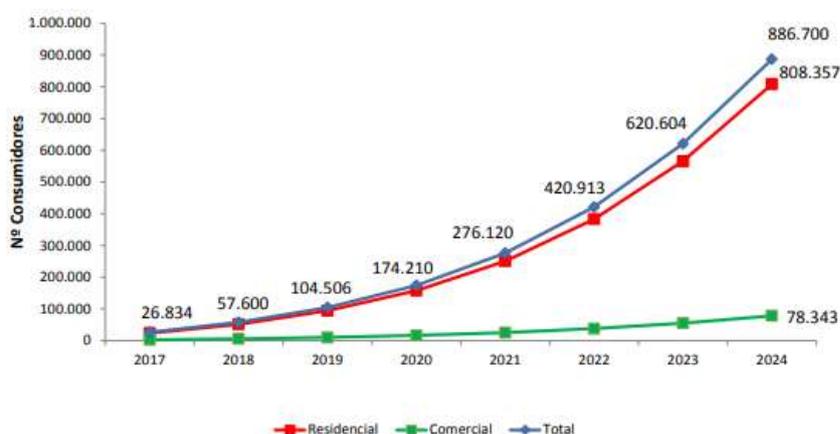
Por outro lado, do número de consumidores que possuem fontes geradores instalados no Brasil, cerca de 99% utilizam fontes solar fotovoltaica. Deste total, a

participação dos consumidores residenciais representa 79,5% e comercial 15% (ANEEL, 2018).

De acordo com as projeções para o horizonte 2017-2024 (ANEEL, 2018), apresentado na Figura 3, ao final de 2024 teremos um total de 886.700 consumidores com fontes geradores instalados.

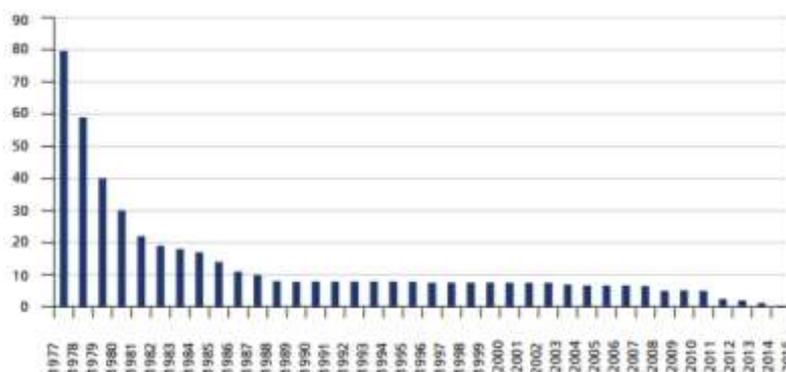
Dois fatores têm contribuído para essa evolução do número de instalações de mini e micro geração distribuída nos últimos anos e a tendência para os próximos anos: a curva crescente de valores do custo cobrado pela energia por parte das distribuidoras de energia, bem como a redução dos preços para implantações de mini e microgeração distribuída, principalmente através dos sistemas de geração fotovoltaica (Figura 4).

Figura 3- Projeções de número de micro geradores.



Fonte: Própria a partir de Nota Técnica nº 0056/2017-SRD/ANEEL, de 24/05/2017

Figura 4– Redução do Preço de Células de Silício (Em US\$/W).



Fonte: Adaptado de Diamandis (2014).

Com os avanços tecnológicos recentes na área de semicondutores e o aumento da produção de células solares, contribuíram com a redução no preço de sistemas

fotovoltaicos, conforme mostrado na Figura 4, no qual se pode observar que o valor por Watt de energia produzido caiu de US\$ 79,67 para US\$ 0,36 em menos de quarenta anos (DIAMANDIS, 2014).

## 1.1 SISTEMA DE GERAÇÃO FOTOVOLTAICA

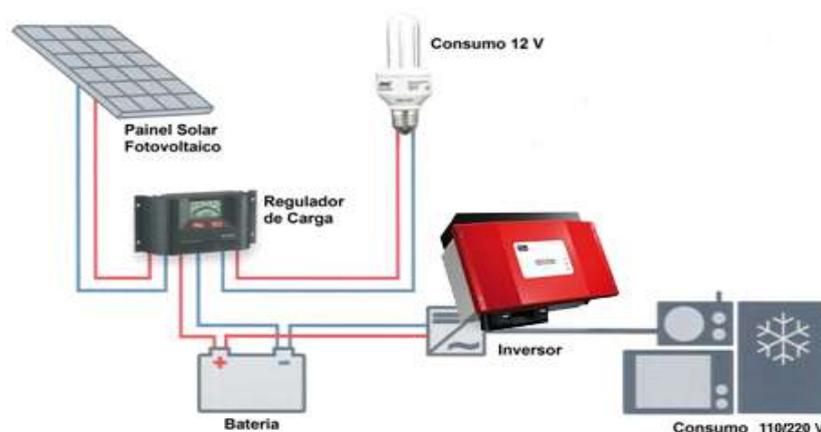
A energia solar fotovoltaica é caracterizada pela produção de corrente elétrica através da captação direta da luz solar. Essa corrente é coletada e processada por dispositivos controladores e conversores, podendo ser armazenada por baterias ou utilizada diretamente em sistemas conectados à rede elétrica, caracterizando assim dois tipos de sistemas de geração fotovoltaicos: o sistema isolados ou também conhecido como sistema autônomo e o sistema conectado à rede, podendo ser chamado também de sistema híbrido (VILLALVA, 2013).

### 1.1.1 Sistema Autônomo

Os sistemas fotovoltaicos autônomos são aqueles utilizados principalmente em locais onde não existe o atendimento por rede elétrica. Também são chamados de sistemas isolados e podem ser empregados em áreas rurais substituindo os geradores movidos a diesel, diminuindo assim a poluição e o ruído.

Basicamente os equipamentos que compõem um sistema fotovoltaico autônomo são: módulo ou painel solar e o inversor de tensão. Em algumas aplicações exigem-se baterias e o controlador de carga, cuja função principal é prolongar a vida útil da bateria, protegendo-a contra sobrecarga ou descargas excessivas (Figura 5).

Figura 5- Sistema fotovoltaico autônomo.



Fonte: (VILLALVA, 2013)

O sistema autônomo apresentado anteriormente levou em consideração o armazenamento de energia, portanto, a utilização de baterias e controladores de carga e o seus dimensionamentos são de acordo com os métodos e equações a seguir (VILLALVA, 2013):

#### I. Método da insolação

É o método utilizado quando se tem a informação sobre a energia do sol disponível diariamente no local da instalação, que podem ser encontradas em mapas solarimétricos ou através de alguma ferramenta computacional.

$$E_P = E_S \cdot A_M \cdot \eta_M \quad (1.1)$$

sendo,  $E_P$  é a energia produzida pelo módulo diariamente [Wh];  $E_S$  é a insolação diária [Wh/m<sup>2</sup>/dia];  $A_M$  é a área da superfície do módulo[m<sup>2</sup>] e  $\eta_M$  é a eficiência do módulo.

#### II. Dimensionamento das baterias

Consiste em determinar os tipos, a quantidade e a forma de disposição das baterias que serão utilizadas no sistema.

$$N_{BS} = \frac{V_{BANCO}}{V_{BAT}} \quad (1.2)$$

sendo,  $N_{BS}$  é o número de baterias ligadas em série;  $V_{BANCO}$  é a tensão do banco de baterias [V] e  $V_{BAT}$  é a tensão da bateria utilizada [V].

$$C_{BANCO} = \frac{E_A}{V_{BANCO}} \quad (1.3)$$

sendo,  $C_{BANCO}$  é a capacidade do banco de baterias em ampère-hora [Ah];  $E_A$  é a energia armazenada no banco de baterias [Wh] e  $V_{BANCO}$  é a tensão do banco de baterias [V].

$$E_A = \frac{E_C}{P_D} \quad (1.4)$$

sendo,  $E_A$  a energia armazenada no banco de baterias [Wh];  $E_C$  é a energia consumida [Wh] e  $P_D$  é a profundidade de descarga permitida.

O levantamento da energia consumida ( $E_C$ ) é feito multiplicando-se a potência em Watts de cada equipamento pelo tempo em horas em que o mesmo fica em uso.

$$N_{BP} = \frac{C_{BANCO}}{C_{BAT}} \quad (1.5)$$

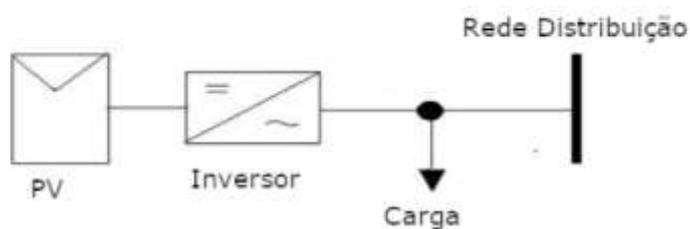
sendo,  $N_{BP}$  é o número de conjuntos de baterias ligados em paralelo;  $C_{BANCO}$  é a capacidade do banco de baterias em ampère-hora[Ah] e  $C_{BAT}$  é a capacidade de carga de cada bateria em ampère-hora [Ah].

### 1.1.2 Sistema Conectados à Rede (Híbrido)

O sistema fotovoltaico híbrido, diferentemente do sistema autônomo, não há elementos de armazenamentos de energia (baterias) e funciona em paralelo ao sistema convencional de fornecimento (rede elétrica de distribuição) pertencentes às concessionárias distribuidoras de energia, gerando energia para suprir as cargas e ou fornecendo diretamente à rede elétrica de distribuição. Seu principal objetivo é gerar a eletricidade para reduzir, ou até eliminar o consumo de energia proveniente das redes de distribuição, e ainda, ter a possibilidade de gerar excedentes de energia, e ser utilizada posteriormente por sistema de compensação junto a distribuidora de energia.

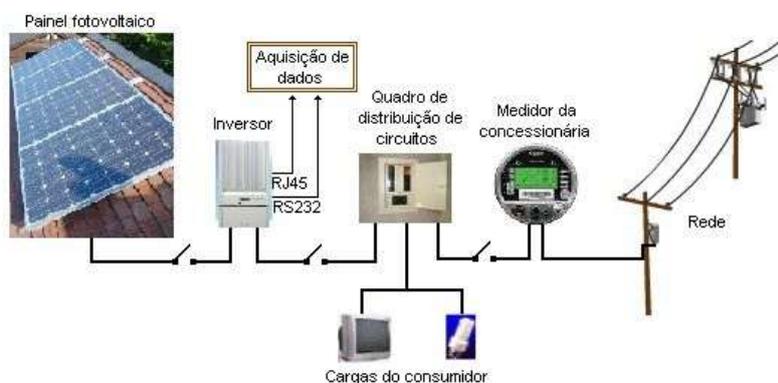
Na Figura 6 é mostrado um esquema simplificado de um sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica, e a Figura 7 apresenta os principais elementos que compõe tal sistema.

Figura 6-Diagrama simplificado do sistema fotovoltaico conectado à rede.



Fonte: Própria.

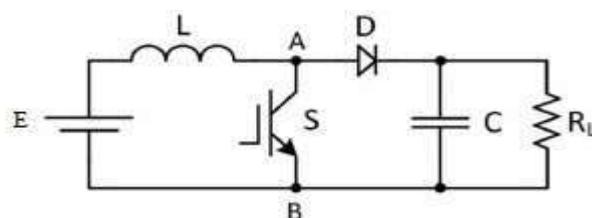
Figura 7-Elementos do sistema fotovoltaico conectado à rede.



Fonte: <https://www.solenerg.com.br/curso-de-projetista-de-sistemas-de-energia-solar-fotovoltaica-em-setembro2013/>

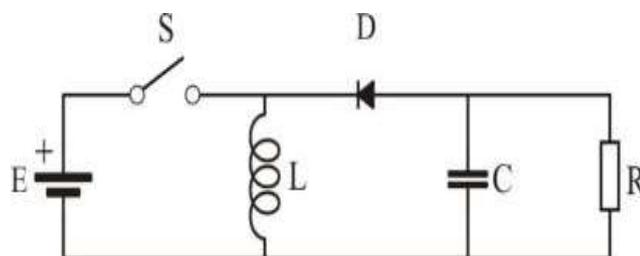
O dimensionamento do sistema fotovoltaico híbrido é realizado da mesma maneira que a do sistema autônomo, e possui como principais elementos as células ou módulos fotovoltaicos, agrupados em arranjos, e os inversores de corrente contínua para corrente alternada (CC/CA) que conectam esses módulos à rede elétrica de distribuição. No entanto, podem ser utilizados outros equipamentos em algumas topologias como a inclusão de conversores CC/CC, geralmente do tipo *Boost* (elevador de tensão), *Buck-Boost* (abaixador-elevador de tensão) ou *Push-Pull* (elevador de tensão), conforme Figuras 8, 9 e 10, respectivamente.

Figura 8- Conversor CC/CC do tipo Boost.



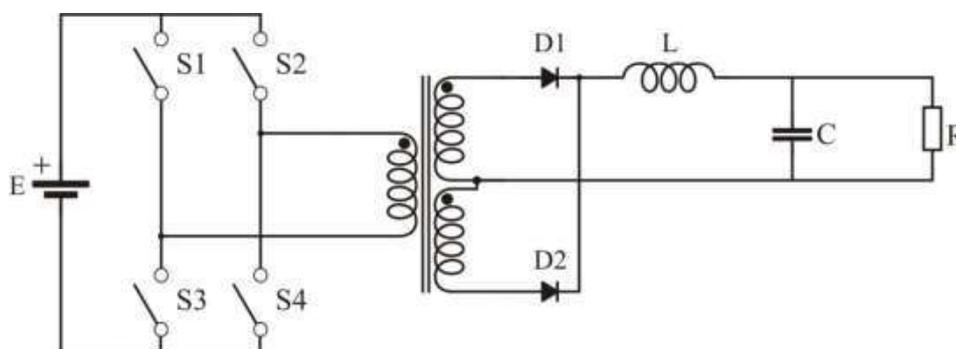
Fonte: Própria.

Figura 9- Conversor CC/CC tipo Buck-Boost.



Fonte: Própria.

Figura 10- Conversor CC/CC tipo Buck-Boost.



Fonte: Própria.

## 1.2 OBJETIVOS

### 1.2.1 Objetivo Geral

Desenvolver um sistema de controle de cargas desbalanceadas em sistema de geração fotovoltaica conectado à rede trifásica de distribuição com uso da técnica OCC (One Cycle Control).

### 1.2.2 Objetivos Específicos

Como objetivos específicos, podem ser apontados os seguintes pontos:

- a) Implementar a técnica OCC como parte do sistema de controle.
- b) Implementar em ambiente de simular através do *software* PSCAD/EMTDC, específico de análise de transitórios eletromagnéticos em sistemas de potência, o método proposto de controle no estado estacionário e transitório, através de perturbações na rede.
- c) Obter correntes de carga contínua e simétricas durante eventos de perturbações na rede com níveis de distorções de harmônicos dentro dos limites regulatórios.
- d) Manter a potência ativa e reativa constantes na carga durante o regime transitório e estacionário quando da ocorrência de eventos de perturbações na rede.

## 1.3 SÍNTESE DOS CAPÍTULOS

Esta dissertação está estruturada em 06 capítulos. O Capítulo 2 descreve a fundamentação teórica dos inversores PWM; as técnicas de modulação PWM; sistemas de coordenadas abc,  $\alpha\beta$  e dq (eixo direto e em quadratura) e suas transformadas.

O capítulo 3 são apresentados os principais métodos de controle de inversores conectados à rede.

O Capítulo 4 é apresentado o sistema de controle proposto fazendo uso da técnica OCC para controle do inversor trifásico para sistema fotovoltaico conectado à rede com carga desbalanceada utilizando a técnica de controle OCC.

O Capítulo 5 traz os resultados e discussões de simulações com a implementação do método proposto de controle, considerando situações de atendimento de cargas desbalanceadas no sistema, em regime transitório e estacionário.

Por último, no Capítulo 6 são apresentadas as conclusões, bem como oportunidades de aprimoramento e trabalhos futuros.

## 2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

A Eletrônica de potência tem contribuído no desenvolvimento tecnológico em várias áreas de pesquisa, em especial para a exploração em larga escala de energia “limpas”, tais como: solar, eólica e células combustíveis (BOSE, 1990). Em ambas as fontes de geração de energia, o princípio ou processo de geração envolve a necessidade de transformação de energia CC para energia CA, através do uso dos chamados conversores de energia. E tudo isso está sendo possível em razão da rápida evolução dos semicondutores de potência, topologias de conversores, técnicas PWM, métodos analíticos e de simulação, métodos de estimação e controle, avanço nas capacidades de processamento dos computadores pessoais, processadores digitais e controle de *software* e *hardware* (AKAGI, 1997).

Em sistemas de energia a transferência de potência elétrica de uma fonte para uma carga pode ser controlada pela variação da tensão de alimentação (com o uso de um transformador variável) ou pela inserção de um regulador (como uma chave). Os dispositivos semicondutores utilizados como chaves têm a vantagem do porte pequeno, do custo baixo, da eficiência e da utilização para o controle automático da potência.

A eficiência de um sistema fotovoltaico conectado à rede convencional depende, em grande parte, das perdas do inversor CC/CA que são intrínsecas à sua operação, topologia e a capacidade do controle para realizar a conversão de energia proveniente dos painéis fotovoltaicos em energia elétrica. Os aspectos que devem ser observados no inversor são: a operação no ponto de máxima potência, o rendimento, o controle da potência injetada à rede, o melhoramento do fator de potência, a redução da distorção harmônica e o comportamento do sistema diante de perturbações na rede (CARRASCAL, et. al., 2012).

Neste capítulo, serão apresentadas as referências teóricas dos inversores fotovoltaicos e tipos de sistemas fotovoltaicos; inversores PWM; modulação por largura de pulso senoidal (SPWM - *Sinusoidal Pulse Width Modulation*); modulação por largura de pulso por vetor espacial (SVPWM- *Space Vector Pulse Width Modulation*), modulação OCC e os sistemas de coordenadas abc,  $\alpha\beta$  e dq,

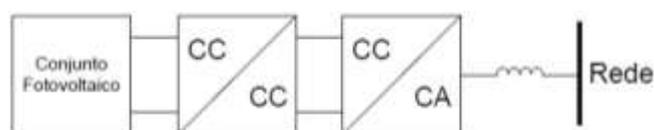
### 2.1 INVERSORES FOTOVOLTAICOS

Os sistemas de geração de energia fotovoltaica (*photovoltaic* – PV) por serem unidirecionais e apresentarem o princípio de geração de energia em corrente contínua -

CC, torna-se necessário utilizar estágios de conversão para processar e condicionar a energia antes da mesma ser usada para alimentar cargas residenciais, comerciais e industriais, que em sua maioria funcionam em corrente alternada – CA.

Existem várias topologias de conversores utilizadas para o condicionamento da energia oriunda dos sistemas PV, e uma das classificações podem ser quanto ao número de estágios de processamento, como sendo de um ou dois estágios. A topologia adequada vai depender principalmente da relação entre a tensão CA de saída desejada e a tensão total do arranjo PV. Nos processos com dupla conversão conforme mostrado na Figura 11, o primeiro estágio é constituído por conversores CC/CC, enquanto que o segundo estágio é composto por um conversor CC/CA, usualmente chamado de inversor.

Figura 11- Sistema fotovoltaico conectado à rede com dois estágios de conversão

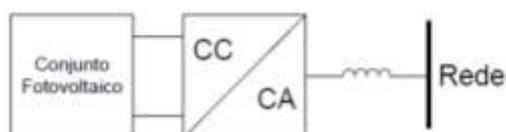


Fonte: (ALMEIDA, 2011).

O conversor CC/CC (*boost*) é responsável por elevar o nível de tensão CC, oferecendo condições para a extração da máxima potência dos painéis solares. O segundo estágio de conversão CC/CA realiza a conexão com a rede. Uma das vantagens deste tipo de configuração é que por meio da utilização de conversores CC/CC isolados, chamados de *flyback*, é possível obter isolamento elétrico entre os painéis e a rede elétrica (BLAABJERG, 2006).

Já nos processos de condicionamento de um único estágio, conforme mostrado na Figura 12, é empregado somente um conversor CC/CA (ALMEIDA, 2011).

Figura 12- Sistema fotovoltaico conectado à rede com um estágio de conversão.



Fonte: (ALMEIDA, 2011).

Os conversores de um estágio apresentam a vantagem de reduzir a complexidade e o número de componentes do sistema, conseqüentemente, aumentando a eficiência devido a minimização das perdas por chaveamento. Por outro lado, este tipo de sistema obriga que a isolamento entre o conjunto PV e a rede elétrica esteja localizada na saída do

conversor CC/CA através de um transformador de isolamento. Em comparação com a isolamento oferecida por um conversor CC/CC *flyback*, estes transformadores isoladores do lado CA, por operarem na frequência da rede, são mais pesados e volumosos, logo, aumentam o custo de instalação (BLAABJERG, 2006).

O tipo de topologia mais adequado quanto aos estágios de conversores nos sistemas PV conectados à rede, está diretamente relacionado a quantidade de módulos PV e os seus arranjos de ligação do sistema pretendido. Assim, o sistema de conversão pode ser classificado quanto a forma como um conjunto de módulos PV é conectado à rede elétrica. Segundo essa classificação, têm-se sistemas centralizados e sistemas descentralizados (CAVALCANTI, 2016).

### 2.1.1 Dispositivos Semicondutores

Os inversores modernos utilizam chaves eletrônicas de estado sólido e o seu desenvolvimento está diretamente ligado a evolução da eletrônica de potência, em termos de componentes a base especialmente de semicondutores, quanto a topologia de seus circuitos de potência e controle. Enquanto que os primeiros inversores usados em sistemas PV eram meras adaptações de circuitos existentes, passou-se a serem desenvolvidos levando em consideração a complexidade e as exigências de sua aplicação específica. Com esse desenvolvimento, alcançou-se baixos custos de fabricação e eficiências que podem chegar até próximo de 99% em alguns inversores para conexão à rede (TEODORESCU et. al., 2011).

Existem vários tipos de dispositivos semicondutores de potência capazes de realizar a conversão de potência contínua em potência alternada. Basicamente, os inversores podem ser classificados em dois tipos segundo seus elementos de chaveamento: os tiristores ou os transistores. Os tiristores são aqueles componentes semicondutores com dois estados estáveis cujo funcionamento está baseado na realimentação regenerativa de uma junção PNPN. Existem vários tipos de tiristores, sendo que os mais utilizados são: o *Silicon Controlled Rectifier* – SCR (retificador controlador de silício) e o tiristor com bloqueio por porta GTO (*Gate Turn-Off Switch*). Os transistores são dispositivos semicondutores baseados na junção PNP ou NPN, com capacidade para trabalhar em três zonas: corte, saturação e ativa. Existem diversos tipos de transistores dependendo da classe de semicondutor empregado em sua fabricação, da técnica de fabricação e do desenho construtivo (CRUZ, 2009).

O IGBT - *Insulated Gate Bipolar Transistor* (transistor bipolar de porta isolada) é um dispositivo semiconductor que reúne as características de tecnologia unipolar (MOSFET- *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*), no comando, e de tecnologia dos *transistor bipolar junction* (TBJ), na condução (AHMED, 2000). Os TBJs apresentam como característica principal baixas quedas de tensão de condução e suportam maiores tensões e correntes, enquanto que o MOSFET tem o diferencial em termos de tempos de comutação bem menor, por serem comandados por tensão, resultando num consumo reduzido da corrente durante a comutação e ausência do consumo durante a condução, enquanto os TBJs são comandados por corrente. Por outro lado, comparativamente com os TBJs, as tensões e as correntes máximas de funcionamento dos MOSFETs são mais baixas e as quedas de tensão de condução são mais altas (BARBI, 2006).

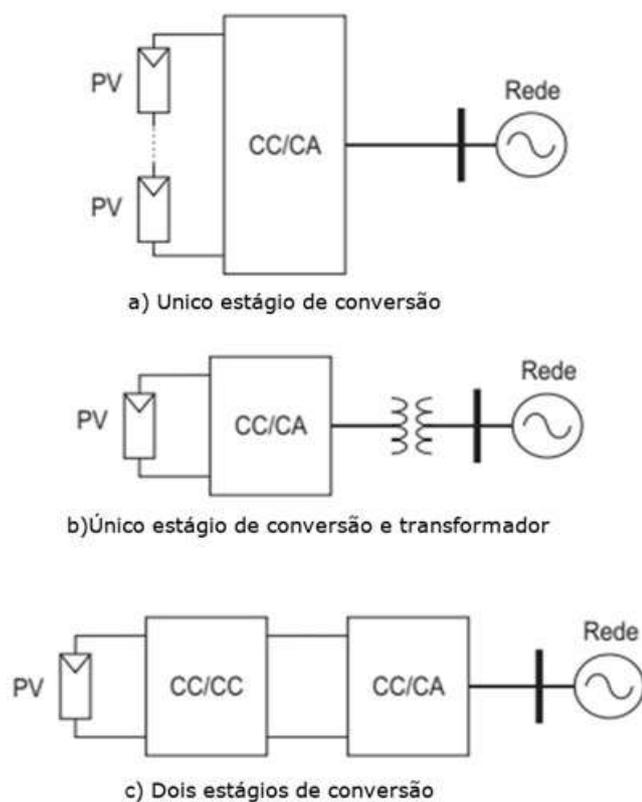
## **2.1.2 Classificação dos sistemas fotovoltaicos quanto a topologia dos conversores**

### **2.1.2.1 Sistema fotovoltaico centralizado**

Quando se tem um arranjo de sistema de geração de energia fotovoltaica constituído de mais de um conjunto de módulos PV, pode-se optar em ligá-los a um único sistema de conversão (conversor CC/CA ou CC/CC/CA) caracterizando um sistema centralizado. Para essa situação, a Figura 13 apresenta 03 possíveis topologias.

A primeira topologia (Figura 14a)) apresenta vários módulos PV em série, enquanto que nas demais têm-se apenas um. Essa representação é apenas para mostrar a necessidade de ter uma grande quantidade de módulos PV em série na primeira topologia uma tensão no barramento CC do conversor relativamente alta, de forma a possibilitar o fluxo de potência para a rede elétrica. Essa é a topologia que apresenta melhor rendimento. No entanto, apresenta algumas desvantagens: o risco de choque elétrico por não existir isolamento elétrico entre a rede e os módulos PV, e correntes de fuga podem fluir devido a capacitância relativamente alta que surge entre os módulos PV e a terra, e a alta frequência de chaveamento do inversor (LINDGREN, 1999).

Figura 13-Topologias de Conversão em Sistema Centralizado.



Fonte: Adaptado de Lindgren (1999).

Quando o arranjo PV não disponibiliza um valor de tensão adequado, um transformador pode ser usado para adequar os níveis de tensão na saída do conversor com o da rede, permitindo assim o fluxo de potência para a rede (Figura 13b). Nesse tipo de topologia, o risco do choque elétrico e a corrente de fuga são minimizados, no entanto tem-se o aumento das perdas no sistema, volume e peso do conversor, acarretando em maior custo.

Uma solução para fugir das desvantagens das topologias mostradas nas Figuras 13a) e 13b), é uma topologia formada por 02 estágios de conversores, conforme Figura 13c). O primeiro estágio de conversão permite elevar a tensão do barramento CC do inversor (conversor CC/CA) possibilitando sua conexão direta com a rede elétrica. Se um conversor CC/CC com isolamento elétrico é usado, os problemas de choque elétrico e correntes de fuga são minimizados. O transformador usado no conversor CC/CC é de alta frequência, logo seu peso, volume e custo são bastante reduzidos em relação à topologia anterior (LINDGREN, 1999).

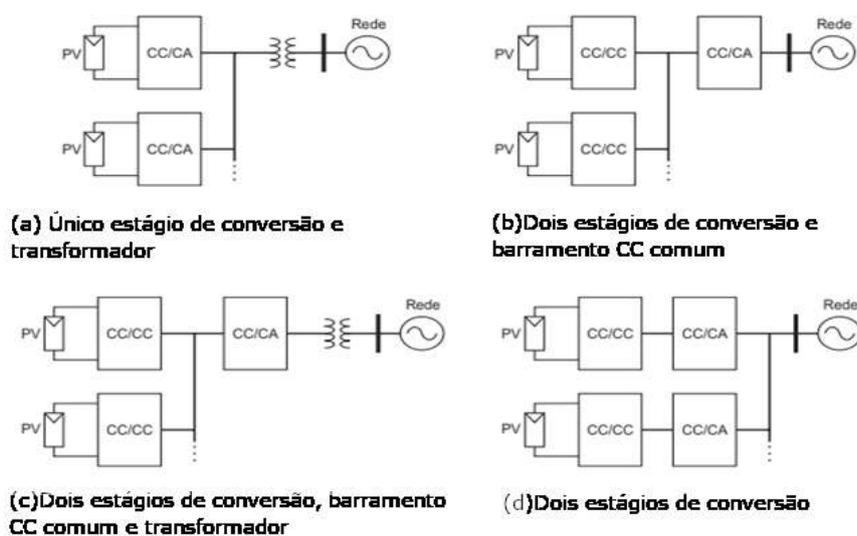
### 2.1.2.2 Sistema fotovoltaico descentralizado

Uma outra alternativa de arranjo muito utilizado, segundo Lindgren (1999), em sistemas fotovoltaicos é constituído pela conexão de cada módulo ou pequeno grupo de módulos a um conversor e esses conversores conectados diretamente a rede ou a um segundo estágio de conversão, caracterizando assim uma configuração descentralizada ou modular. Essa configuração é mais tolerante a falha, uma vez que o sistema ainda opera se um conversor falhar, mas tem como desvantagens o alto custo e a pequena eficiência.

A Figura 14 mostra as possíveis topologias para sistemas de conversão descentralizados. A Figura 14(a) apresenta uma topologia com um único estágio de conversão. Nessa topologia, tem-se tensão baixa na entrada dos conversores, logo a tensão sintetizada na saída de cada um deles também será, sendo necessário um transformador para conexão à rede elétrica. De acordo com Lindgren (1999), essa configuração com um barramento CA de baixa tensão é a recomendada por reduzir custos e apresentar boa eficiência e segurança, além de tolerância a falha e sombreamento.

A topologia mostrada na Figura 14(b) usa conversores CC/CC no primeiro estágio para criar um barramento CC comum com tensão suficientemente alta para permitir a transferência de energia pelo inversor do segundo estágio. No entanto, apresenta risco de falha no inversor comprometendo toda a geração PV, assim como a necessidade de se ter isolamento elétrico no conversor CC/CC para evitar riscos de choque elétrico e correntes de fuga (LINDGREN, 1999).

Figura 14-Topologias de Conversão em Sistema Descentralizado.



Fonte: Adaptado de Lindgren (1999).

Uma alternativa melhorada da topologia apresentada na Figura 14(b) é a implementação de um transformador de acoplamento à rede, conforme mostrada na Figura 14(c). Dessa forma, o sistema se torna menos dependente da tensão de entrada do conversor CC/CC, mas apresenta uma perda ligeiramente superiores em relação a topologia da Figura 13(b).

Por último, a Figura 14(d) mostra uma topologia equivalente a configuração centralizada mostrada na Figura 14(c). Porém, apenas um módulo PV ou poucos módulos são conectados a cada conversor CC/CC e CC/CA de forma a obter as características de tolerância a falha e sombreamento.

### 2.1.3 Classificação dos Inversores

Dependendo do princípio de funcionamento, tais dispositivos se dividem em dois grandes grupos: comutados pela rede (comutação natural) e autocomutados (comutação forçada). A Figura 15 mostra uma divisão dos inversores segundo seus princípios de operação. Os inversores autocomutados podem funcionar como fonte de tensão e fonte de corrente enquanto que os inversores comutados pela rede somente como fonte de corrente. Os inversores autocomutados podem ser utilizados em aplicações fotovoltaicas isoladas da rede ou conectados à rede, enquanto que os inversores comutados pela rede somente podem ser utilizados em aplicações conectadas à rede (CRUZ, 2009).

Figura 15- Classificação dos Inversores.



Fonte: própria.

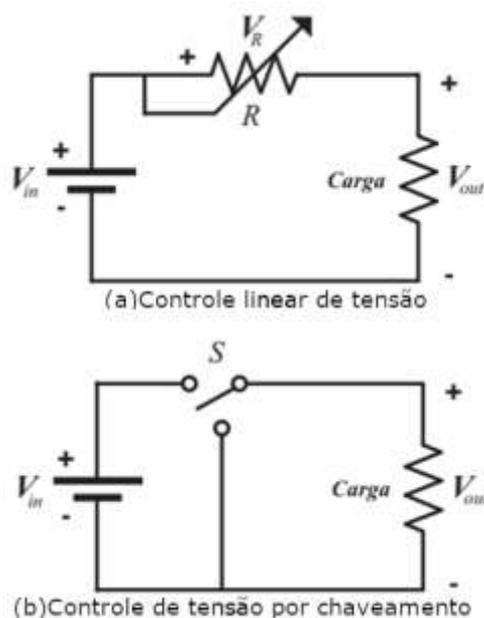
Nos inversores autocomutados, os elementos de chaveamento são semicondutores que podem ser postos em condução ou em corte em qualquer instante do ciclo por meio de um terminal de controle. Os inversores autocomutados podem operar independentemente, sendo ativados unicamente por uma fonte de potência na entrada. Esse tipo de inversor pode ser conectado à rede já que é capaz de sincronizar sua tensão alternada de saída com a tensão da rede elétrica. Esses dispositivos operam em PWM - *Pulse Width Modulation* (modulação por largura de pulso), e normalmente comutam em alta frequência, sendo que o sinal de saída é senoidal, de baixo conteúdo harmônico e alto fator de potência. Os inversores comutados pela rede são pontes retificadoras baseados em tiristores e só podem funcionar quando a tensão alternada da rede está presente. Esses inversores operam normalmente com baixo fator de potência e apresentam um alto nível de distorção harmônica em seu sinal de saída. A partir do surgimento de novos dispositivos de chaveamento, a utilização de inversor a tiristor foi reduzida a aplicação em dispositivos de alta potência (GOETZBERGER & HOFFMANN, 2005).

## 2.2 INVERSORES PWM

Em todo sistema de energia, seja ele contínuo ou alternado, existe a interligação entre fonte geradora e carga, e também a necessidade de se controlar o fluxo de potência gerado no sistema através de controle de tensão. Para tanto, torna-se necessário o emprego de dispositivo específico para realizar tal tarefa, através de controle linear da tensão gerada pela fonte para a carga.

No caso do controle de tensão ser linear, como mostrado na Figura 16(a), um dispositivo série é colocado entre a fonte CC de entrada e a carga. A utilização deste dispositivo, o qual pode ser modelado por uma resistência variável, tem como inconveniente as elevadas perdas de energia no elemento série (POMILIO, 1998). Uma maneira de evitar tal inconveniente é a utilização de chaves como mostrado na Figura 16(b), as quais se caracterizam como uma maneira eficiente na manobra de determinadas quantidades de energia.

Figura 16- Controle de tensão no inversor.



Fonte: adaptado de Bacon (2011).

Considerando tais chaves ideais, as perdas de energia podem ser consideradas nulas, pois quando estas estão fechadas não possuem tensão sobre as mesmas e quando estão abertas suas correntes são nulas. Levando-se em conta a característica de armazenadores de energia presentes na maioria das aplicações, a própria carga pode atuar como filtro passa-baixa, extraindo os valores médios das tensões instantâneas aplicadas através das chaves.

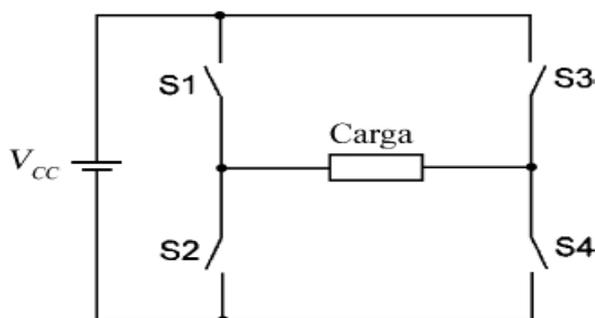
Em várias aplicações em sistemas de energia, tal como em acionamento de máquinas CA, faz-se necessário um estágio de conversão CC para CA, nas quais são usados inversores chaveados, onde estes possibilitam controle na magnitude e frequência do sinal alternado gerado. Tais inversores são designados VSI - *Voltage Source Inverter*, pelo fato destes poderem ser tratados como inversor fonte de tensão, considerando que sua tensão de entrada é CC.

Para a obtenção da tensão contínua na entrada do inversor, a tensão da rede elétrica deve ser retificada e filtrada. Tal retificação pode ser feita através de diodos ou também por conversores chaveados. Essa tensão contínua pode ser mantida constante ou então pode variar sua magnitude durante o funcionamento do inversor. Da mesma forma, a frequência fundamental da tensão gerada pelo inversor pode ser constante ou variável. Levando-se em conta basicamente o controle desses parâmetros (tensão e frequência), os inversores de tensão podem ser classificados como: inversores modulados por largura de

pulso, inversores de onda quadrada ou inversores monofásicos com cancelamento de tensão (MOHAM; UNDELAND; ROBBINS, 1989).

Na Figura 17 é apresentada a configuração de um conversor CC/CA de ponte completa para um inversor monofásico, utilizando-se de 04 chaves ao invés de uma como apresentado na Figura 16(b).

Figura 17- Ponte completa inversor monofásico.

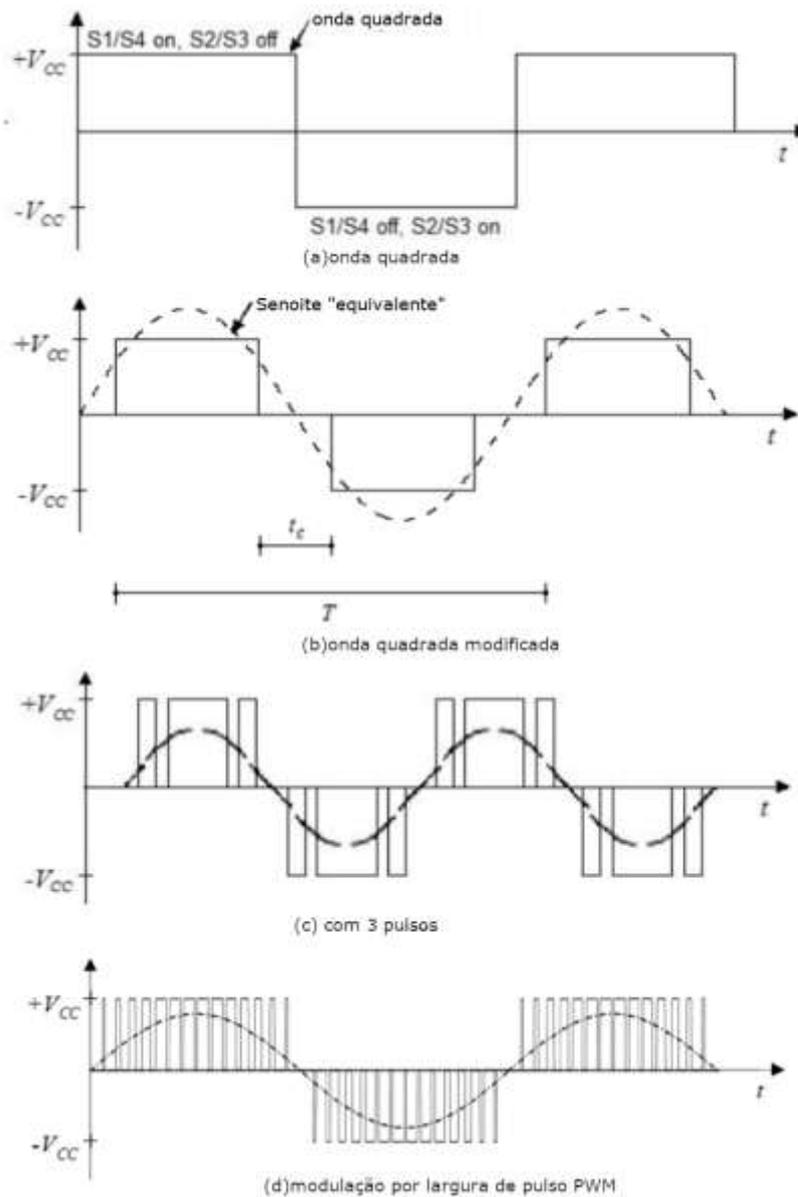


Fonte: Adaptado de Cepel (2014).

A forma e a combinação de acionamento das chaves resulta em diversas estratégias de funcionamento do inversor, definindo também o sinal de tensão resultante na sua saída. Na Figura 18 são apresentadas as possíveis formas de onda da tensão de saída de um conversor CC/CA de ponte completa.

No caso de acionamento das chaves aos pares e de forma alternada e sincronizada (S1 e S4, S2 e S3) numa frequência de 60 Hz, o sinal de tensão de saída do conversor será uma onda quadrada como mostrado na Figura 18(a).

Figura 18- Formas de onda da tensão de saída de um conversor CC/CA de ponte completa.



Fonte: Adaptado de Cepel (2014).

Para uma mesma tensão de entrada, o conversor de onda completa produz uma saída com o dobro da amplitude do conversor de meia ponte, variando de  $-V_{CC}$  a  $+V_{CC}$  (Figura 18(b)).

Em sendo acionadas as chaves não de forma simultânea, mas defasadas de um determinado ângulo (tempo), a resultante será uma onda quadrada modificada (Figura 18 (b)). O valor eficaz da componente fundamental (60 Hz) da tensão de saída da onda quadrada modificada é dada, pela equação (2.1).

$$V_{rms} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{CC} \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot t_c}{T}\right) \quad (2.1)$$

sendo,  $V_{rms}$  (V) é a tensão eficaz da componente fundamental;  $V_{cc}$  (V) é a tensão CC da entrada;  $T$ (s) é o período da senoide ( $1/60$ ) e  $t_c$  (s) é o período de bloqueio (intervalo entre os pulsos - tempo com tensão zero), cuja variação permite o controle da tensão de saída (ver Figura 18(b)).

Essas duas estratégias que resultam em forma de onda quadrada ou quadrada modificada, conhecido como inversores tipo monopulso geram alto nível de distorção harmônica na saída, requerendo portanto filtros complexos e caros, e portanto tem aplicações muito restritas (CEPEL, 2014). Por outro lado, a redução de harmônica está associado a alteração na estratégia de chaveamento com o aumento do número de pulsos a cada semiciclo, tornando o sinal de saída mais próximo de uma senoide, conforme mostrado na Figura 18(b) com 3 pulsos e Figura 18(c) com 14 pulsos por semiciclo.

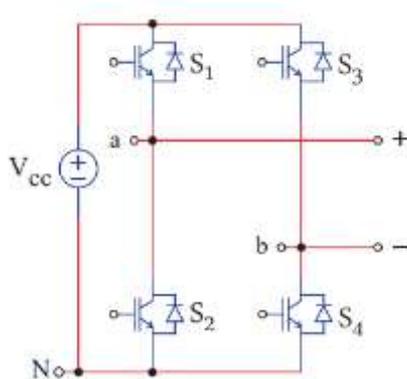
Existem várias formas de controlar o chaveamento de um conversor através da técnica PWM, no intuito de buscar um chaveamento padrão. Entre as técnicas de modulação por largura de pulso amplamente empregadas, destacam-se principalmente: modulação por largura de pulso senoidal - SPWM e a modulação por largura de pulso por vetores espaciais – SVPWM.

### 2.3 MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO SENOIDAL

A modulação SPWM aplicada nos conversores CC/CA de inversores tem como princípio o acionamento dos dispositivo de chaveamento a uma frequência constante e ciclo de trabalho (razão entre o tempo de condução e o período) variável ao longo do semiciclo, proporcionalmente ao valor instantâneo de um sinal de referência. A largura de pulso é proporcional a amplitude da senoide de referência, os pulsos vão se alargando conforme o valor instantâneo da referência aumenta (SKVARENINA, 2001).

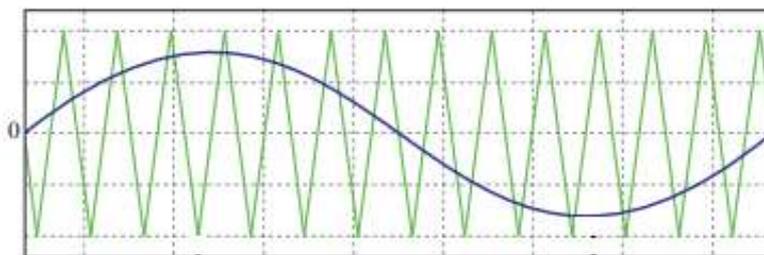
Conforme Guedes (2015) a modulação SPWM pode ser implementada em dois ou três níveis. Na modulação de dois níveis (Figura 19) as chaves semicondutoras S1 e S4 são acionadas pelo mesmo comando, acontecendo de forma semelhante para S2 e S3. As chaves S1 e S3 são acionadas através do comando resultante pela comparação entre a referência e a triangular, como representada na Figura 20. Em relação às chaves S2 e S3, o comando de acionamento é dado através do sinal de complemento dos comandos de S1 e S4. Assim, a tensão  $V_{aN}$  terá a amplitude oposta em relação à  $V_{bN}$ , cuja amplitude de tensão de saída  $V_{ab}=V_{aN}-V_{bN}$ , variando entre  $V_{cc}$  e  $-V_{cc}$ . A Figura 21 representa a tensão de saída, em vermelho, definida por  $V_o$ , sobreposta da respectiva onda senoidal comparada, em azul, de uma SPWM de dois níveis (BACON, 2011).

Figura 19- Diagrama inversor monofásico.



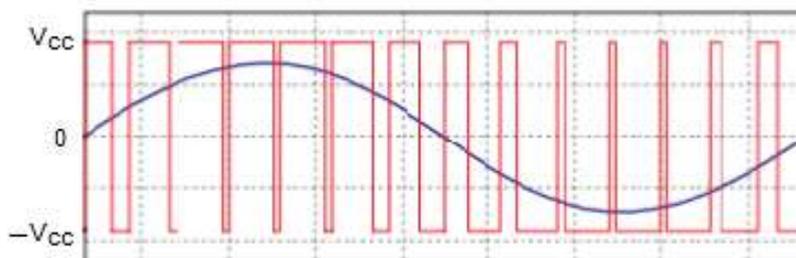
Fonte: (BACON, 2001).

Figura 20- Sobreposição dos sinais de referência senoidal e triangular.



Fonte: (BACON, 2001).

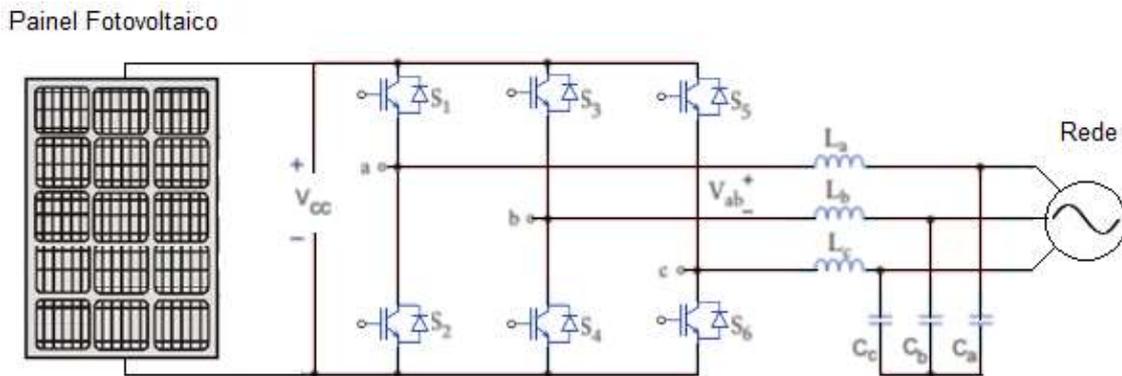
Figura 21- Tensão de saída do inversor modulado por SPWM de dois níveis.



Fonte: (BACON, 2001).

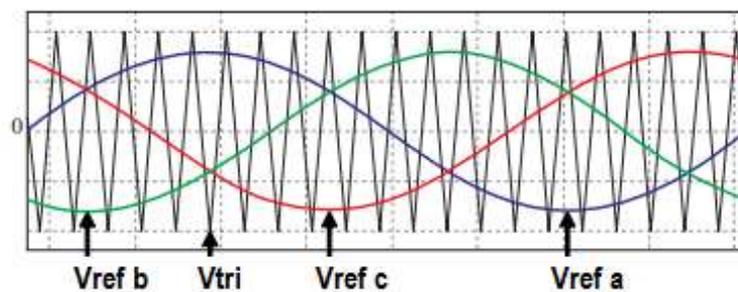
Na modulação de três níveis aplicado a um conversor trifásico, conforme representado na Figura 22, segundo Bacon (2011) é baseado em três comparadores de forma separada, a partir de três formas de onda de referência defasadas em  $120^\circ$  ( $V_{ref,a}$ ;  $V_{ref,b}$  e  $V_{ref,c}$  com um sinal triangular  $V_{tri}$ , conforme representado pela Figura 23, para gerar o sinal de comando das chaves respectivamente: S1 e S2; S3 e S4 e S5 e S6. A Figura 24 representa a tensão de saída  $V_{ab}$  do inversor trifásico juntamente com sua componente fundamental definida em verde.

Figura 22- Conversor trifásico de três braços e três fios.



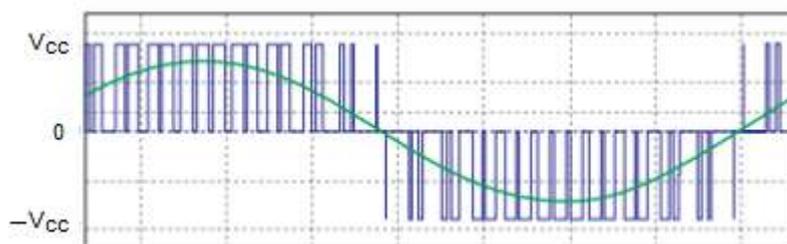
Fonte: Própria.

Figura 23- Comparação entre referências e triangular no conversor trifásico.



Fonte: (BACON, 2001).

Figura 24- Tensão de saída do inversor trifásico.



Fonte: (BACON, 2001).

As frequências de chaveamento operam na faixa de 10-100 kHz, de forma que a compatibilidade eletromagnética (EMC – *Electromagnetic Compatibility*) deve ser considerada no projeto do equipamento, visando evitar interferências, o que inclui itens como blindagem, filtragem e aterramento.

## 2.4 MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO POR VETOR ESPACIAL

A modulação SVPWM é muito utilizada no controle de inversores PWM, a qual possui algumas características importantes, tais como: número reduzido de comutações das chaves de potência, baixo nível de conteúdo harmônico das tensões de saída e índice de modulação mais elevado quando comparado com a técnica SPWM (BATISTA, 2006). Este tipo de modulação foi inicialmente utilizada em inversores trifásicos com três braços, sendo posteriormente aplicada em conversores estáticos CA/CA trifásicos e monofásicos, e em outras topologias de inversores trifásicos (PINHEIRO at al., 2002). Neste trabalho, a modulação SVPWM é aplicada ao conversor CC/CA trifásico mostrado na Figura 22.

Segundo Pinheiro at al.(2002), esse tipo de modulação pode ser implementada em 5 etapas: determinação dos vetores de comutação; identificação dos planos de separação e setores; identificação dos planos limites; obtenção dos tempos de comutação dos vetores e definição da sequência de comutação.

Considerando que os pares de chaves S1 -S2, S3 -S4 e S5 -S6 do inversor da Figura 22 são comandados de forma complementar, oito possíveis estados de condução do inversor são obtidos, conforme apresentado na Tabela 1.

Tabela 1- Estados de condução do inversor.

S <sub>1</sub>	S <sub>3</sub>	S <sub>5</sub>	v <sub>a0</sub> '	v <sub>b0</sub> '	v <sub>c0</sub> '	v <sub>ab</sub> '	v <sub>bc</sub> '	v <sub>ca</sub> '	Vetores
0	0	0	0	0	0	0	0	0	V <sub>0</sub>
0	0	1	0	0	1	0	-1	1	V <sub>1</sub>
0	1	0	0	1	0	-1	1	0	V <sub>2</sub>
0	1	1	0	1	1	-1	0	1	V <sub>3</sub>
1	0	0	1	0	0	1	0	-1	V <sub>4</sub>
1	0	1	1	0	1	1	-1	0	V <sub>5</sub>
1	1	0	1	1	0	0	1	-1	V <sub>6</sub>
1	1	1	1	1	1	0	0	0	V <sub>7</sub>

Fonte: adaptado de PINHEIRO at al. (2002).

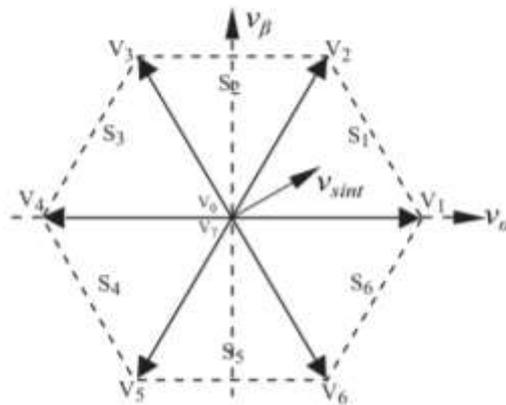
A partir da lei de Kirchhoff para análise das tensões de saída do inversor, é possível verificar a dependência linear entre as tensões  $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$  e  $V_{ca}$  onde estas tensões podem ser representadas por um espaço de tensão bidimensional no eixo de coordenadas abc (PINHEIRO at al., 2002). A transformação do sistema de eixos de coordenadas abc em um sistema de eixos de coordenadas  $\alpha\beta$  é dada por:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

sendo,  $v_\alpha$  e  $v_\beta$  são as componentes de tensão nas coordenadas  $\alpha\beta$ , e  $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$  e  $V_{ca}$  representam as tensões de fase no sistema de coordenadas abc.

Aplicando-se a transformação (2.2) nos oito possíveis vetores de comutação mostrados na Tabela 2, obtém-se um novo sistema de coordenadas, conforme mostra a Figura 25.

Figura 25- Tensões de saída em coordenadas  $\alpha\beta$ .



Fonte: (PINHEIRO et al., 2002)

Considerando  $v_{sint}$  o vetor que representa a tensão a ser produzida pelo inversor, é possível definir, neste novo espaço de tensões, seis setores diferentes, onde em cada um destes setores existem dois vetores de comutação não nulos próximos ao vetor  $v_{sint}$ . As equações (2.3), (2.4) e (2.5) definem os três planos de separação dos seis setores no sistema de coordenadas  $\alpha\beta$ .

$$PS_1 \therefore v_\beta + \sqrt{3}v_\alpha = 0 \quad (2.3)$$

$$PS_2 \therefore v_\beta - \sqrt{3}v_\alpha = 0 \quad (2.4)$$

$$PS_3 \therefore v_\beta = 0 \quad (2.5)$$

sendo,  $PS_1$ ,  $PS_2$  e  $PS_3$  são os planos de separação dos seis setores no sistema  $\alpha\beta$ , enquanto  $v_\alpha$  e  $v_\beta$  são as componentes de tensões no sistema de coordenadas  $\alpha\beta$ .

A possibilidade de sintetização de tensão pelo inversor é definida através dos planos limites (PINHEIRO et al., 2002). As equações (2.6), (2.7), (2.8), (2.9), (2.10) e (2.11) apresentam os planos limites para os setores 1, 2, 3, 4, 5 e 6, respectivamente.

$$PL_1 \therefore v_\beta + \sqrt{3}v_\alpha - \sqrt{2} = 0 \quad (2.6)$$

$$PL_2 \therefore v_\beta - \frac{\sqrt{2}}{2} = 0 \quad (2.7)$$

$$PL_3 \therefore v_\beta - \sqrt{3}v_\alpha - \sqrt{2} = 0 \quad (2.8)$$

$$PL_4 \therefore v_\beta + \sqrt{3}v_\alpha + \sqrt{2} = 0 \quad (2.9)$$

$$PL_5 \therefore v_\beta + \frac{\sqrt{2}}{2} = 0 \quad (2.10)$$

$$PL_6 \therefore v_\beta - \sqrt{3}v_\alpha + \sqrt{2} = 0 \quad (2.11)$$

sendo,  $PL_1, PL_2, PL_3, PL_4, PL_5$  e  $PL_6$  representam os Planos Limites para os 6 setores, enquanto  $v_\alpha$  e  $v_\beta$  são as componentes de tensões no sistema de coordenadas  $\alpha\beta$ .

Conforme o setor de localização do vetor  $v_{sint}$ , é necessário obter o tempo de aplicação de cada vetor de comutação em período de comutação  $T_s$ . Considerando a localização do vetor  $v_{sint}$  no setor 1, e que a sequência de vetores utilizados na comutação pode ser  $v_0, v_1, v_2, v_7, v_2, v_1, v_0$ , ou  $v_1, v_2, v_7, v_2, v_1$ , a duração total de aplicação de cada vetor de comutação em período  $T_s$  é denominada por  $\Delta t_1, \Delta t_2$  e  $\Delta t_0$ . O tempo de aplicação de cada vetor de comutação é obtido através de (2.12).

$$v_1\Delta t_1 + v_2\Delta t_2 + (v_0 \text{ ou } v_7)\Delta t_0 = v_{sint} T_s \quad (2.12)$$

$$\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_0 = T_s \quad (2.13)$$

sendo,  $\Delta t_0, \Delta t_1, \Delta t_2$  são os tempos de aplicação de cada vetor de comutação, e  $T_s$  é o período de comutação das chaves do conversor.

Como  $v_0$  e  $v_7$  são vetores nulos, sendo assim a equação (2.12) pode ser reescrita como:

$$[v_1 \ v_2] \cdot [\Delta t_1 \ \Delta t_2]^T = v_{sint} T_s \quad (2.14)$$

Como os vetores  $v_1$  e  $v_2$  são linearmente independentes, as durações  $\Delta t_1$  e  $\Delta t_2$  podem obtidas por:

$$\begin{bmatrix} \Delta T_1 \\ \Delta T_2 \end{bmatrix} = M_1 \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} T_s \therefore M_1 = [v_1 \ v_2]^{-1} \quad (2.15)$$

sendo,  $v_\alpha$  e  $v_\beta$  são as componentes do vetor de comando  $v_{sint}$ , e  $M_1$  é a matriz de decomposição associada ao Setor 1. Já a duração dos vetores nulos é obtida através da equação (2.15).

$$\Delta T_0 = T_s - \Delta T_1 - \Delta T_2 \quad (2.16)$$

Conforme apresentado, duas possíveis sequências de comutação podem ser utilizadas sendo elas a sequência simétrica e sequência de comutação reduzida (PINHEIRO et al. 2002). Na sequência simétrica, os três braços do inversor comutam em alta frequência, resultando em uma baixa THD - *Total Harmonic Distortion* (Distorção de Harmônica Total) nas tensões de saída devido à simetria do padrão PWM gerado. A sequência de comutação reduzida mantém um braço diferente do inversor sem comutar em cada setor, a tabela 2 mostra as duas sequências de comutação.

Tabela 2- Sequências de comutação.

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

Fonte: (PINHEIRO et al., 2002)

## 2.5 MUDULAÇÃO OCC

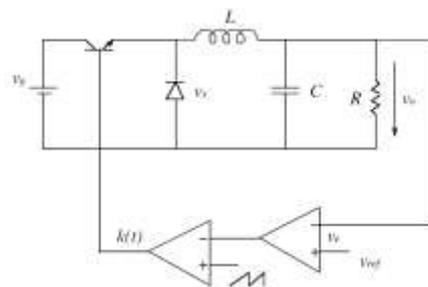
A modulação do Controle de Um Ciclo (One Cycle Control - OCC), segundo Smedley e Cuk (1991) é um exemplo de técnica de controle não-linear dos conversores chaveados, que tem sido bastante utilizado com o intuito de melhorar a resposta dinâmica do sistema, rejeição de perturbações, aumentar sua margem de estabilidade, etc. Essa técnica possui a vantagem de ser de natureza pulsada e não-linear e alcança, com apenas um ciclo de clock, o estado de controle desejado de tensão e corrente. Segundo (SMEDLEY; CUK, 1991) essa técnica provê resposta dinâmica rápida e boa rejeição de perturbações na entrada e é uma forma adequada a ser utilizada em conversores que utilizam modulação por largura de pulso (PWM).

Suponha um conversor Buck mostrado na Figura 26, no PWM convencional a saída é obtida a partir da comparação entre o sinal de referência de controle com um sinal triangular ou dente-de-serra. O sinal de ciclo de trabalho é obtido através da equação:

$$D = \alpha \cdot (v_{ref} - v_0) \quad (2.17)$$

sendo,  $D$  é o ciclo de trabalho,  $\alpha$  é uma constante,  $v_{ref}$  é a tensão de referência de controle e  $v_0$  é a tensão de saída do conversor.

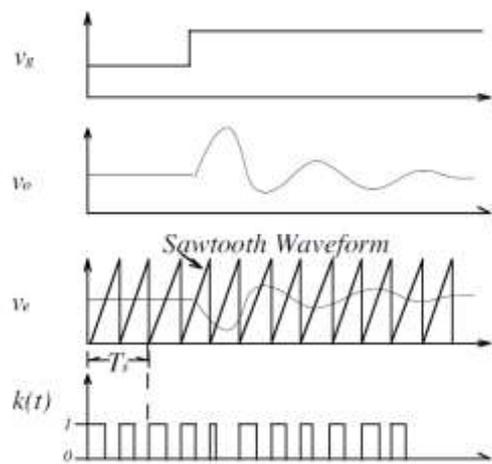
Figura 26- Conversor Buck com modulação PWM



Fonte: (SMEDLEY; CUK, 1991)

Considere uma tensão de perturbação do tipo degrau positivo na entrada do conversor Buck, o PWM convencional não consegue ver essa mudança instantaneamente. Portanto, a tensão de saída apresenta um período transitório entre a mudança da entrada e o regime permanente da saída, conforme mostrado na Figura 27.

Figura 27- comportamento transitório no conversor Buck utilizando PWM convencional

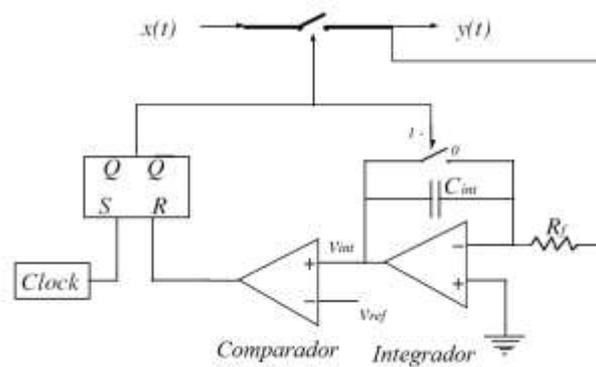


Fonte: (SMEDLEY; CUK, 1991)

O sinal de realimentação  $v_e$  é comparado com a referência  $v_{ref}$ , e o sinal de erro é amplificado para controlar o ciclo de trabalho do conversor. Dessa forma, a saída sempre é influenciada pelas perturbações na entrada.

O OCC tem como principal característica o controle da amplitude de uma portadora e não da variável de controle, como na técnica PWM. A Figura 28 apresenta a estrutura básica do OCC.

Figura 28- Diagrama de Bloco do OCC



Fonte: (SMEDLEY; CUK, 1991)

O clock determina o período  $T_S$  de comutação do conversor, onde  $T_S = T_{on} + T_{off}$ . O período  $T_{on}$  é o tempo que o conversor permanece com a chave ligada e o período  $T_{off}$ , o tempo que o conversor permanece com a chave desligada. Da Figura 28, pode-se observar que a comutação da chave permite ou bloqueia o sinal de entrada  $x(t)$ , assim o modulador entrega o sinal da entrada na saída  $y(t)$ , dado por:

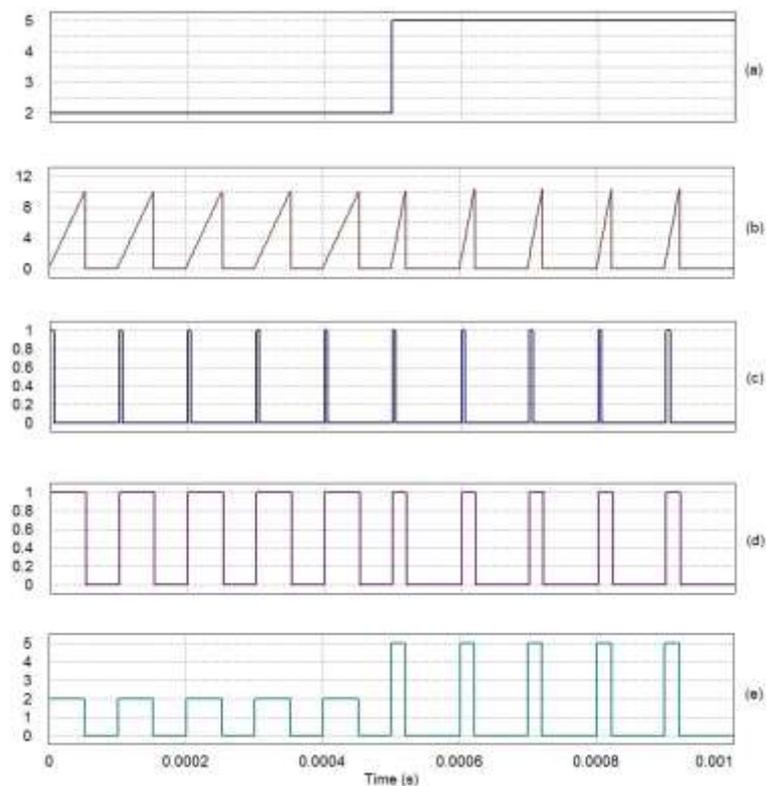
$$y(t) = \begin{cases} x(t), & 0 \leq t \leq T_{on} \\ 0, & T_{on} \leq t \leq T_S \end{cases} \quad (2.18)$$

Durante um período de chaveamento o valor médio de  $y(t)$  é calculado por:

$$\bar{y} = \frac{1}{T_S} \int y(t) dt = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_{on}} x(t) dt \quad (2.19)$$

Para o correto funcionamento, a frequência do clock deverá ser muito maior que a frequência do sinal de entrada  $x(t)$  e da referência  $v_{ref}(t)$ . A tensão na saída  $y(t)$  será integrada pelo circuito integrador, produzindo o sinal  $v_{int}(t)$ . Quando  $v_{int}(t)$  atingir o valor de  $v_{ref}(t)$ , o comparador comutará sua saída de 1 para 0, fazendo com que o flip-flop SR tenha sua saída Q igual a 0 e a saída Q igual a 1, fazendo o reset do integrador e permanecendo nesse estado até o próximo pulso de clock, onde se iniciará uma nova integração (Figura 29).

Figura 29- Formas de onda do modulador OCC. (a) sinal de entrada  $x(t)$ , (b) sinal de saída do integrador  $v_{int}$ , (c) trem de pulsos de clock, (d) sinal de controle modulado e (e) sinal de saída  $y(t)$ .

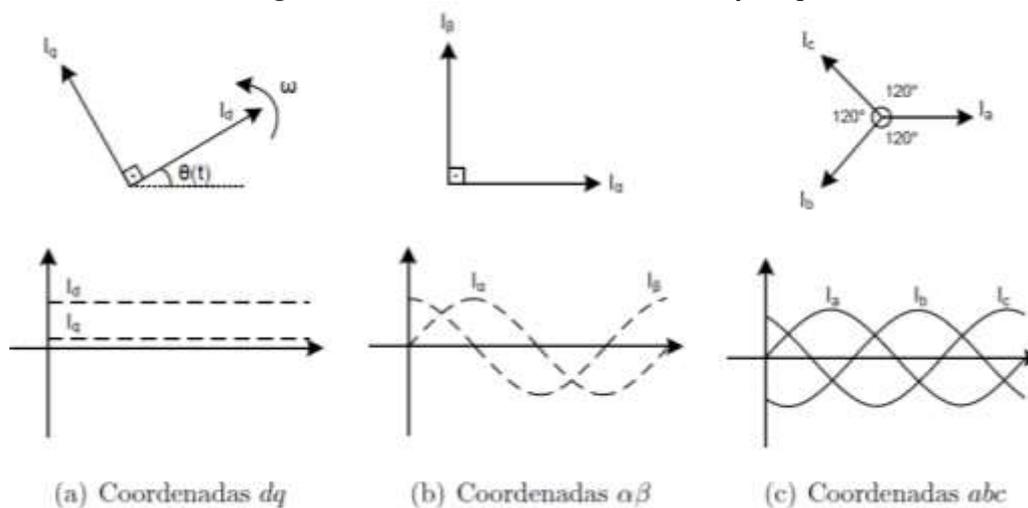


Fonte: Própria

## 2.6 SISTEMAS DE COORDENADA $abc$ , $\alpha\beta$ e $dq$

A implementação da estratégia de controle para um inversor trifásico pode ser realizada em três diferentes sistemas de coordenadas conforme mostrado na Figura 30 (KATIRAEI, 2008).

Figura 30- Sistemas de coordenadas  $abc$ ,  $\alpha\beta$  e  $dq$



Fonte: (KATIRAEI, 2008)

A representação dos sistemas trifásicos em coordenadas  $\alpha\beta$  e dq passa pelos processos de transformações conhecidos como Transformadas de Clarke e Park.

### 2.6.1 Transformada de Clark

Esse tipo de transformada é também chamada transformada  $\alpha\beta 0$  que permite a representação de um sistema trifásico em um sistema com três sinais em quadratura, em que um sinal corresponde a sequência zero (KATIRAEI, 2008), e é definida por:

$$v_{\alpha\beta 0} = T_{\alpha\beta 0} v_{abc} \quad (2.20)$$

sendo,  $v_{abc}$  são as tensões trifásica nas coordenadas abc,  $T_{\alpha\beta 0}$  matriz de transformação e  $v_{\alpha\beta 0}$  são tensões trifásica nas coordenadas  $\alpha\beta 0$ .

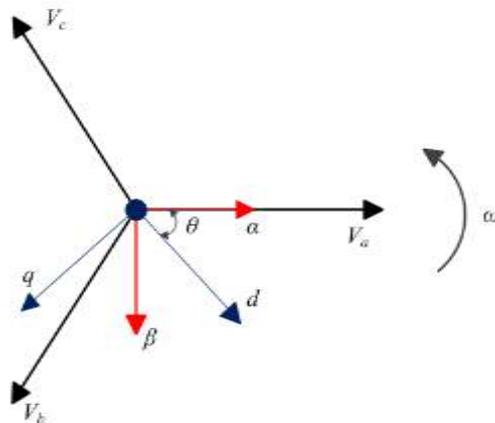
A matriz de transformação, segundo Katiraei (2008) é dada por:

$$T_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Considerando as tensões  $v_{abc}$ , conforme Figura 31 tem-se:

$$v_{abc} = \begin{bmatrix} V \sin(\omega t + \theta) \\ V \sin(\omega t - \frac{2\mu}{3} + \theta) \\ V \sin(\omega t + \frac{2\mu}{3} + \theta) \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Figura 31- Decomposição de um sistema abc em  $\alpha\beta$  e dq



(KATIRAEI, 2008)

Obtêm-se os seguintes valores de tensões após transformação:

$$v_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} V \sin(\omega t + \theta) \\ V \cos(\omega t + \theta) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Considerando um sistema equilibrado o componente  $v_\alpha$  está em fase com a fase “a” do sistema abc, e o componente  $v_\beta$  está em quadratura de  $v_\alpha$  e  $v_0 = 0$ . Desta forma, as componentes de tensões  $v_{abc}$  são obtidas a partir da transformada inversa  $T_{\alpha\beta 0}$ :

$$v_{abc} = T_{\alpha\beta 0}^{-1} v_{\alpha\beta 0} \quad (2.24)$$

sendo,

$$T_{\alpha\beta 0}^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} T_{\alpha\beta 0}^T \quad (2.25)$$

Para um sistema simétrico  $T_{\alpha\beta 0}$  é reduzido para:

$$T_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Desta forma, os valores  $v_{abc}$  e  $v_{\alpha\beta}$  são calculados a partir de:

$$v_{abc} = T_{\alpha\beta} v_{\alpha\beta} \quad (2.27)$$

### 2.6.2 Transformada de Park

A transformada de Park permite a representação de um sistema trifásico equilibrado em um sistema de dois vetores ortogonais dq de valor constante que giram de acordo com a frequência do sinal a ser transformado conforme mostrado na Figura 31 (KATIRAEI, 2008).

Para um sinal em sistema de referência  $\alpha\beta$  a transformação dq é dada por:

$$v_{dq} = P_{\alpha\beta dq} v_{\alpha\beta} \quad (2.28)$$

sendo,  $v_{dq}$  são as tensões transformadas,  $P_{\alpha\beta dq}$  matriz de transformação de  $\alpha\beta$  para dq e  $v_{\alpha\beta}$  são as tensões em referência de  $\alpha\beta$ . E a matriz de transformação é dada por:

$$T_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

Para a obtenção das coordenadas  $\alpha\beta$  a partir de um sinal em coordenadas dq basta inverter a matriz de transformada  $P_{\alpha\beta dq}$  e multiplicar pelo vetor  $v_{dq}$  (KATIRAEI, 2008).

$$v_{\alpha\beta} = T_{\alpha\beta dq}^{-1} v_{dq} \quad (2.30)$$

sendo,

$$P_{\alpha\beta dq}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\text{sen}(\omega t) \\ \text{sen}(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

### 2.6.3 Aplicabilidade das transformadas nos controles

- i. Referência síncrona (controle dq): devido à dificuldade de rastreamento de sinais senoidais em relação a sinais constantes aplica-se a transformação de Park em variáveis trifásicas como a tensão e a corrente da rede, afim de realizar a projeção destas variáveis trifásicas no plano dq. Este controle utiliza o módulo de transformação de coordenadas abc / dq para transformar as correntes e tensões trifásicas da rede (coordenadas abc - Figura 30(c)) para um sistema de coordenadas que gira em sincronia com a tensão de rede (coordenadas dq - Figura 30(a)). A consequência disto é que os valores das variáveis de controle tornam-se constantes. Qualquer desvio na tensão da rede e/ou na corrente da rede será refletido nas componentes d e q. Dessa forma, a utilização de controladores do tipo PI (Proporcional Integrador) torna-se viável e mais prática, uma vez que estes controladores possuem um desempenho satisfatório na regulação de variáveis constantes. A desvantagem desta estratégia de controle está no fato de que controladores PI possuem pouca capacidade para compensar harmônicos. Como as correntes injetadas pelo inversor devem estar sincronizadas com a tensão da rede, a técnica PLL é incluída nessa estrutura de controle. O PLL também fornece o ângulo de fase da tensão, necessário para as transformações de Park.
- ii. Referência estacionária (controle  $\alpha\beta$ ): outra forma de implementação do controle pode ser realizada no sistema de coordenadas estacionário, conhecido como controle  $\alpha\beta$ . Neste caso, as variáveis de controle são transformadas no sistema de coordenadas abc para o sistema de coordenadas  $\alpha\beta$ . As componentes resultantes desta transformação de coordenadas são senoidais, conforme pode ser visualizado na Figura 30 (b). Como o controlador do tipo PI não possui bom desempenho na remoção do erro de regime permanente de sinais variantes com o tempo, outros tipos de controladores são considerados. O controlador do tipo PR (proporcional-ressonante) ganhou notoriedade devido a sua capacidade de eliminar o erro de regime permanente de sinais senoidais, como é o caso do controle  $\alpha\beta$ . Em paralelo

com o controlador PR, compensadores harmônicos podem ser implementados afim de melhorar a qualidade da corrente injetada.

- iii. Referência natural (controle abc): a ideia do controle em coordenadas abc, ou simplesmente controle abc, é ter três controladores individuais para cada fase da corrente da rede. No entanto, as diferentes formas de se conectar um sistema trifásico (estrela com neutro isolado ou não, delta, etc.) são questões que devem ser consideradas no projeto do controlador. Controladores como o PI, PR, controlador *dead-beat*, o controlador repetitivo, etc. podem ser adotados no controle de corrente em coordenadas abc.

### 3 MÉTODOS DE CONTROLE DE INVERSOR CONECTADO À REDE

Para que os sistemas fotovoltaicos conectados à rede operem de acordo os requisitos de qualidade, operação e segurança segundo as recomendações presentes em IEEE-929-2000, assim como os padrões normativos definidos pela ANEEL – Agência Nacional de Energia Elétrica, e normas técnicas das distribuidoras de energia do Brasil, torna-se necessário um efetivo controle desse sistema. Nesse cenário, os algoritmos de sincronização e controle dos conversores eletrônicos, usados para processar a energia elétrica gerada nas fontes alternativas de energia atuam tem fundamental papel.

Segundo Blaabjerg et al.(2006) os sistemas de controle dos conversores fonte de tensão (VSC - *Voltage Source Converter*) conectados à rede elétrica podem ter seus objetivos divididos em dois grupos:

- **Controle das grandezas CC** (entrada do conversor): potência ativa da fonte primária de energia PV e proteção contra falha CC;
- **Controle das grandezas CA** (saída do conversor): sincronização; controle da potência ativa injetada no sistema CA; controle do fluxo de potência reativa entre o inversor e a rede elétrica; controle da tensão do barramento CC (através do controle da potência ativa injetada na rede); redução da distorção de harmônica das tensões e correntes sintetizadas nos terminais CA e proteção contra falhas CA.

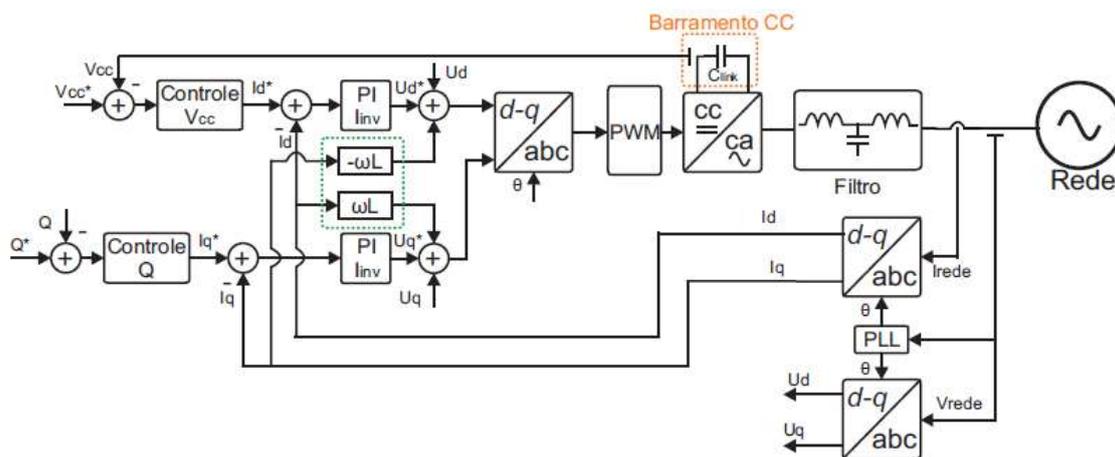
Várias técnicas de controle para sistemas conectados à rede já foram propostas e amplamente estudadas. Entre as técnicas de controles, a mais difundidas consistem em duas malhas em cascata. Uma controla a corrente injetada na rede pelo inversor enquanto que a malha externa, mais lenta, controla a tensão no barramento CC do inversor estático (e conseqüentemente o fluxo da potência ativa) e o fluxo da potência reativa injetada no sistema elétrico (KATIRAEI, 2008; TIMBUS, 2009).

#### 3.1 CONTROLE DE CORRENTE NO SISTEMA dq

O controle no sistema dq ou SRFC (*Synchronous Reference Frame Control*), tem sido amplamente estudado e aplicado ao controle de corrente em sistemas de energia renovável conectados à rede elétrica (YAZDANI & DASH, 2009; TWINING & HOLMES, 2003). Entretanto apresenta desvantagem de possuir acoplamento entre os eixos dq, e ter dinâmica lenta (BLAABJERG, 2006).

Uma forma de minimizar essa desvantagem, e portanto aumentar o desempenho de tal método, se aplica a compensação *feedforward* de tensão e a realimentação de estados. Porém, tal medida não é suficiente para sistemas trifásicos desbalanceados e com presença de componentes de sequência negativa. Nesse caso, é necessário a aplicação do DSFRC (*Double Synchronous Reference Frame Control*), que significa fazer outra transformação dq para a primeira harmônica de sequência negativa a compensar, resultando na duplicação do controle de sequência positiva de acordo com a Figura 32 (MACHADO, 2016). Essa duplicação do controle interfere na estratégia convencional de desacoplamento das correntes de eixo direto e em quadratura, e motivando a aplicação de outras técnicas como a qual realiza a realimentação de estados com a corrente de referência e ao invés da corrente medida (ZOU, LIU, DUAN, & LI, 2014).

Figura 32- controle no sistema dq



Fonte: (MACHADO, 2016)

De acordo com Machado (2016), para que esse tipo de controle elimine interferência das harmônicas de tensão da rede, e bom desempenho de resposta para condições de operação em redes desbalanceadas, vai exigir um esforço computacional muito significativo, tornando-o pouco viável a sua implementação.

### 3.2 CONTROLE PROPORCIONAL RESSONANTE NO SISTEMA $\alpha\beta$

O controlador PR (Proporcional + Ressonante) o qual soma uma ação proporcional com uma ação ressonante, provoca um alto ganho na frequência sintonizada (60 Hz). A parte ressonante do controlador PR pode ser vista como um integrador de sinais alternados, apresentados em (TEODORESCU et al., 2006). A função de transferência do controlador PR é representada pela Equação (3.1) (TEODORESCU et al., 2006; BLAABJERG, 2004), e uma estrutura geral de controle

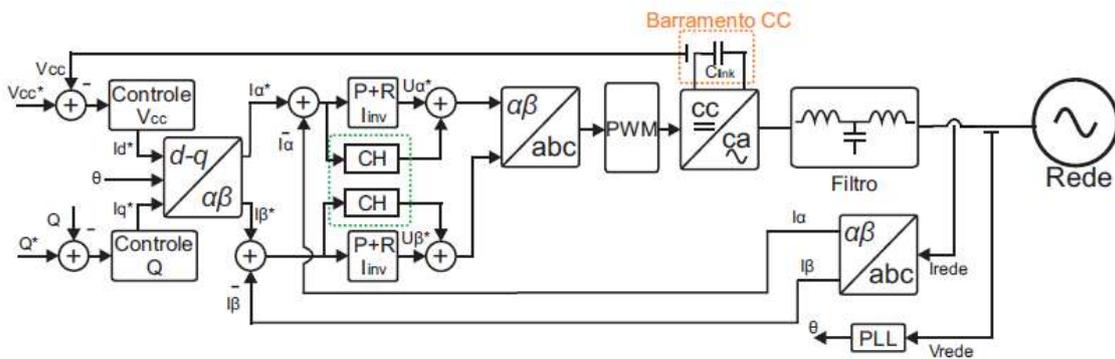
para sistemas monofásicos ou trifásicos e com possibilidade de compensação de reativos, é apresentada na Figura 29, onde os blocos CH referem-se a "Compensador de Harmônicas".

$$\frac{Y(s)}{E(s)} = k_p + \frac{2k_i s}{s^2 + \omega^2} \tag{3.1}$$

sendo,  $k_p$  e  $k_i$  as constantes de proporcionalidade e integral do controlador.

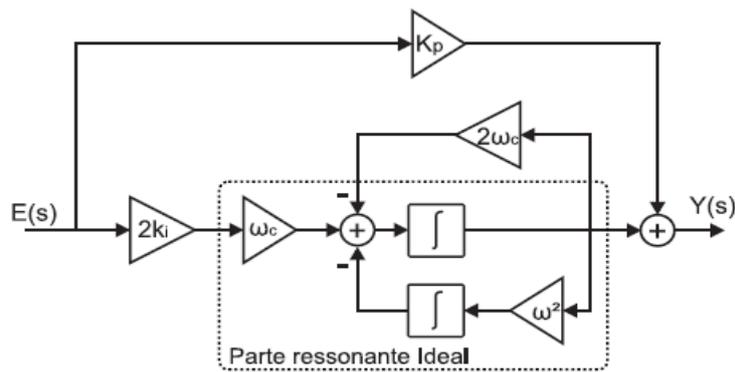
A equação (3.1) corresponde ao controlador PR ideal (Figura 33), o qual produz um ganho infinito na frequência  $\omega$  e sua implementação digital em processadores de ponto fixo torna-se inadequada, além de que pode gerar problemas de estabilidade (TEODORESCU et al., 2006).

Figura 33- Controle no sistema  $\alpha\beta$ .



Fonte: (Machado, 2016)

Figura 34- Diagrama de blocos do controlador PR não ideal.



Fonte: (Machado, 2016)

Portanto, na prática sugere-se implementar o controlador PR amortecido conforme a função de transferência da equação (3.2), a qual pode ser decomposta no diagrama de blocos apresentado na Figura 34.

$$\frac{Y(s)}{E(s)} = k_p + \frac{2k_i(\omega_c s + \omega_c^2)}{s^2 + 2\omega_c s + (\omega_c^2 + \omega^2)} \approx k_p + \frac{2k_i\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_c^2}; \omega_c = \omega\zeta \tag{3.2}$$

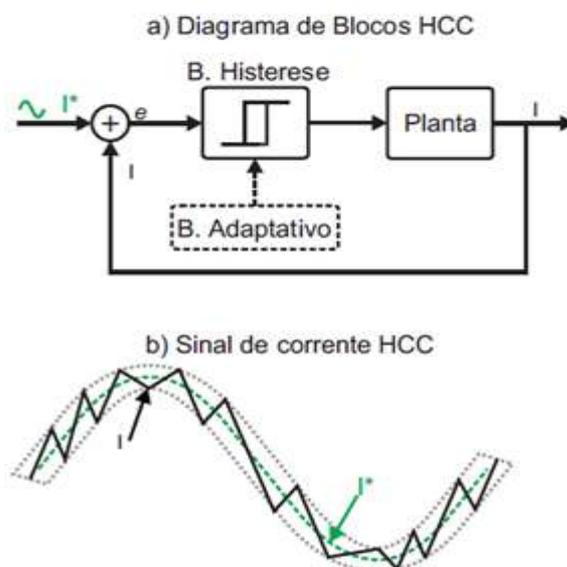
sendo,  $\omega_c$  a frequência de corte e  $\zeta$  o fator de amortecimento.

Para a compensação de correntes harmônicas (necessária para cumprir as normas internacionais), simplesmente deve-se adicionar em paralelo com o controlador PR outros compensadores iguais sintonizados nas frequências que irão ser compensadas. A adição de novos compensadores de harmônicas teoricamente não afeta a dinâmica do controlador PR da fundamental, o que representa uma vantagem interessante deste tipo de controladores.

### 3.3 CONTROLE DE CORRENTE POR HISTERESE

O controle de corrente por histerese ou HCC - *Hysteresis Current Control* é uma das estratégias mais simples, onde a corrente alternada é controlada para mantê-la dentro de um limite superior e um inferior, ou banda de histerese, entorno de um sinal de corrente senoidal de referência, conforme as Figuras 35a) e 35b). A saída deste controlador é diretamente os estados das chaves, o qual significa que não há modulação PWM (MONFARED & GOLESTAN, 2012). Como consequência, a frequência de comutação não é constante, fato que dificulta o projeto do filtro de saída e torna-se uma das maiores desvantagens desta técnica. Uma frequência de comutação constante pode ser obtida, ajustando de forma adaptativa a banda de histerese, porém sua implementação pode requerer um aumento significativo dos circuitos analógicos (HO, CHEUNG, & CHUNG, 2009). Recentemente, com o uso de processadores com maior capacidade computacional, implementações adaptativas totalmente digitais deste controlador têm sido realizadas (DAVOODNEZHAD, HOLMES, & MCGRATH, 2014).

Figura 35-Controlle por histerese.



Fonte: Adaptado de Machado (2016)

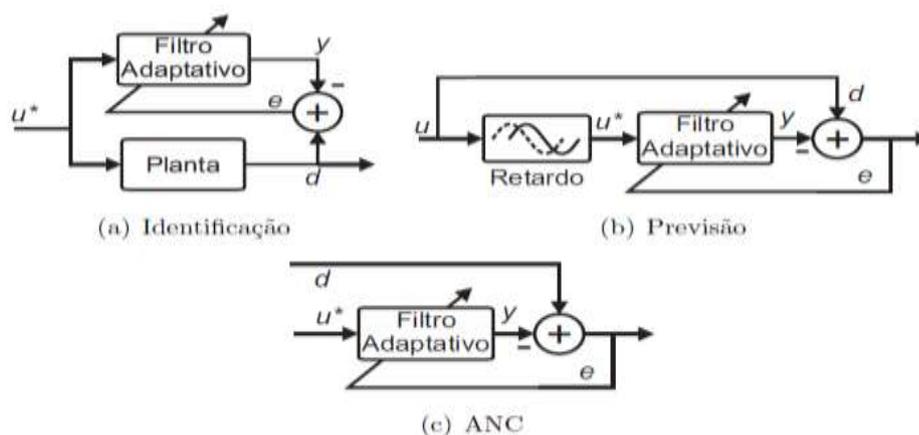
### 3.4 CONTROLE RESSONANTE ADAPTATIVO

Pequenos desvios da frequência nominal causam a operação dos controladores ressonantes em regiões de baixo ganho, fato que provoca o aumento do erro em regime permanente e um pobre desempenho em relação à rejeição harmônica do sistema. Uma primeira solução para amenizar este problema, consiste em utilizar controle ressonante amortecidos, como o sugerido anteriormente na equação (3.2), desta forma pode-se ajustar a largura de banda de cada uma das ressonâncias adicionadas na malha de controle. Entretanto, técnicas mais sofisticadas baseadas no controle adaptativo podem ser utilizadas, as quais fundamentam-se principalmente no projeto de filtros digitais adaptativos ou no Controle Repetitivo – CR (MACHADO, 2016).

A principal desvantagem do amortecimento passivo são as perdas adicionais devidas aos resistores que cumprem com a função de amortecimento. Por outro lado, as técnicas de amortecimento ativo podem apresentar problemas de estabilidade devido a que a frequência de ressonância dos filtros de alta ordem, dependem da impedância equivalente da rede; efeito que se torna especialmente crítico em redes muito radiais, que possuem uma alta impedância equivalente devido a sua baixa capacidade de curto circuito (MACHADO, 2016).

As técnicas de filtragem adaptativas estão fundamentadas no uso de algoritmos recursivos junto com métodos estatísticos e de otimização que tem o objetivo minimizar um sinal de erro ( $e$ ) através da modificação on-line dos seus próprios parâmetros. Este sinal de erro, normalmente é definido como a diferença entre um sinal de referência ( $d$ ) e a saída do filtro adaptativo ( $y$ ). Na Figura 36 são ilustradas diferentes topologias dos filtros adaptativos, as quais basicamente determinam o tipo de aplicação do filtro.

Figura 36- Principais Topologias de Filtros Adaptativos.

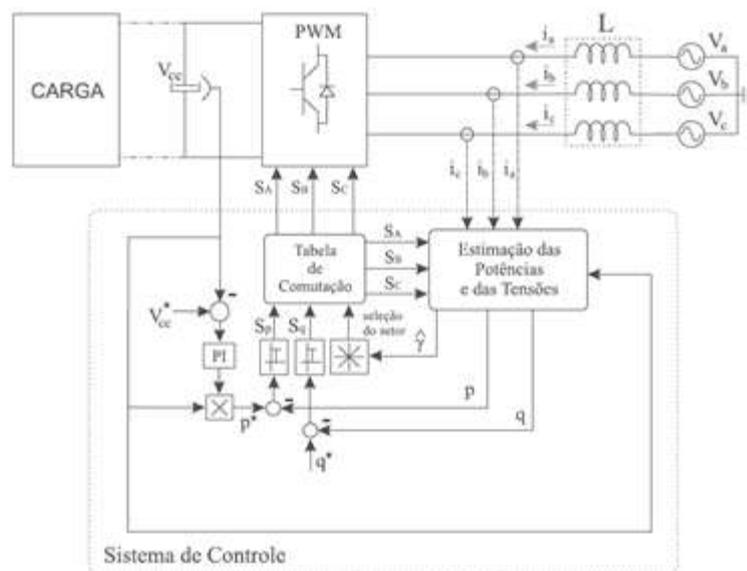


Fonte: (MACHADO, 2016).

### 3.5 CONTROLE DE POTÊNCIA DIRETA

A técnica de controle de potência direta ou DPC - Direct Power Control foi apresentada inicialmente em Ohnishi (1991) e aprimorada por Nogushi et al. (1996). Este método possibilita alcançar fator de potência unitário através do controle direto das malhas de potências ativa e reativa sem fazer uso de sensores de tensão na rede. Também não usa malhas internas de controle de corrente e nem bloco para modulação PWM, pois a comutação das chaves do conversor são com base em uma tabela de comutação baseada nos erros instantâneos entre as grandezas estimadas de potência ativa e reativa (Tonin, 2014). Para a implementação dessa técnica é fundamental que se faça a correta e rápida estimativa das potências (NOGUSHI et al. 1996). A Figura 37 representa o diagrama esquemático do método.

Figura 37- Diagrama esquemática do controle DPC



Fonte: (NOGUSHI et al. 1996).

Os principais componentes do sistema são: medidores de correntes de linha, um bloco estimativa das potências e tensões, dois controladores de histerese para a potências ativa e reativa, que fornece os sinais digitais de  $S_p$  e  $S_q$  e  $\hat{\gamma}$  que representa a posição angular do vetor de tensão estimado, bem como o bloco que contém a tabela para seleção dos estados de comutação das chaves do conversor.

Os valores estimados das potências ativa e reativa são obtidos pelas equações (3.3) e (3.4). A primeira parcela das equações representa a potência sobre o filtro indutivo e a segunda parcela é o que é absorvida pelo retificador.

$$p = L \left( \frac{di_a}{dt} i_a + \frac{di_b}{dt} i_b + \frac{di_c}{dt} i_c \right) + V_{cc}(s_a i_a + s_b i_b + s_c i_c) \quad (3.3)$$

$$q = \frac{1}{\sqrt{3}} \left[ 3L \left( \frac{di_a}{dt} i_c - \frac{di_c}{dt} i_a \right) - V_{cc}(s_a(i_b - i_c) - s_b(i_c - i_a) - s_c(i_a - i_b)) \right] \quad (3.4)$$

onde,  $i_a, i_b, i_c$  são as correntes de linha da rede; e  $s_a, s_b, s_c$  representam sinais digitais de comutação das chaves do conversor e  $L$  a indutância do filtro.

De acordo com estas equações, as potências variam conforme os estados de comutação do conversor e dos valores de indutância e de correntes de linha. Considerando a tensão do barramento CC constante, na maior parte da operação, a estimativa das potências é diretamente proporcional às correntes medidas.

Para o sincronismo com a rede devem ser estimadas também as tensões de linha do conversor, sendo importante que estas sejam estimadas corretamente sobre condições de desbalanceamento e no caso destas sofrerem distorções devido a harmônicos. Essa estimativa deve ser levado em conta tanto a componente fundamental, como também as componentes harmônicas e as de sequência negativas. Desta forma as tensões de linha são estimadas em coordenadas  $\alpha\beta$ , a partir da teoria das potências instantâneas conforme equação (3.5) (AKAGI; KANAZAWA; NABAE, 1983).

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_\alpha \\ \hat{v}_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{i_\alpha^2 + i_\beta^2} \begin{bmatrix} i_\alpha & -i_\beta \\ i_\beta & i_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Onde,  $\hat{v}_\alpha, \hat{v}_\beta$  são as tensões estimadas de linha em coordenadas  $\alpha\beta$  e  $i_\alpha, i_\beta$  são as correntes de linha e  $p$  e  $q$  são as potências ativa e reativa instantânea.

Após calculado a estimativa das tensões, calcula-se o ângulo estimado entre elas  $\hat{\gamma}$  através da equação:

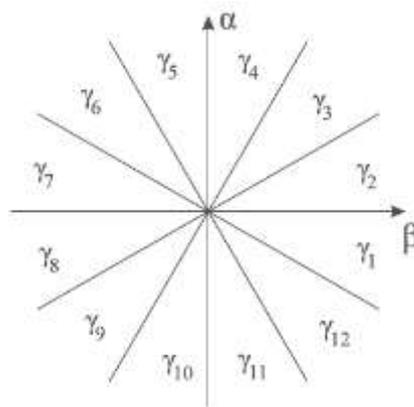
$$\hat{\gamma} = \arctan \left( \frac{\hat{v}_\alpha}{\hat{v}_\beta} \right) \quad (3.6)$$

E para encontrar o setor onde o vetor das tensões vai se encontrar, conforme mostrado na Figura 40, é utilizado a equação:

$$(n - 2) \frac{\pi}{6} \leq \gamma_n < (n - 1) \frac{\pi}{6} \quad (3.7)$$

onde,  $n$  representa o setor em que o vetor de tensão  $\gamma_n$  se encontra, o qual pode variar de 1 a 12, conforme Figura 38.

Figura 38- Seleção de setor para o método DPC



Fonte: (NOGUSHI et al., 1996).

Após ter sido determinado o setor e o valor digital de comparação dos controladores de histerese, forma-se uma tabela de comutação a qual determinará cada estado de comutação das chaves do conversor  $s_a, s_b, s_c$  (NOGUSHI et al., 1996).

Para possibilitar um controle preciso das potências instantâneas ativa e reativa e o erro ficar somente limitado pela banda de histerese, torna-se necessário que a frequência de amostragem seja superior a da comutação.

Este método possui algumas desvantagens tais como: requer elevados valores de indutância para o filtro da linha; elevada frequência de amostragem; a estimativa das potências depende dos estados de comutação das chaves do conversor, desta forma devem ser evitados os cálculos das potências e tensões no momento da comutação das chaves.

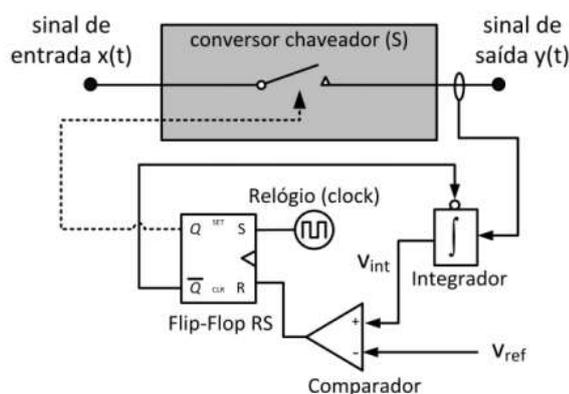
### 3.6 CONTROLE DE UM CICLO - OCC

A teoria do Controle OCC foi proposto por K. M. Smedley e publicada em Smedley e Cuk (1991), já destacada na Seção 2.5. Segundo Cuk (1991), a técnica de controle de ciclo único é um método de controle não linear que atinge o controle dinâmico instantâneo do valor médio de uma variável de comutação. Para tanto, torna-se necessário apenas um ciclo de comutação para o valor médio da variável de comutação chegar a um novo estado de equilíbrio depois de um transitório (CUK, 1991). A principal característica da técnica OCC é o controle realizado através da amplitude de uma portadora e não da variável de controle, como é comumente feito por outras técnicas como utilizadas PWM, fazendo com que o controle de um ciclo elimina totalmente as perturbações do sistema, o que não ocorre com controladores baseados em PWM (NETO, 2016).

O diagrama de blocos de um controlador OCC (Figura 39) é constituído de um integrador com *reset*, um comparador, um *flip-flop* RS, e um oscilador para gerar o sinal de relógio (*clock*).

Outra característica importante do controle OCC é que o mesmo se mantém preservado quando o conversor opera sob modo de condução descontínuo (DCM- *Discontinuous Conduction Mode*), desde que o tempo de “*reset*” do integrador seja menor do que o tempo de descarga do indutor. Esta técnica proporciona rápida resposta dinâmica, boa estabilidade, excelente rejeição de perturbação e desempenho robusto (LOCK, 2010).

Figura 39- Diagrama de blocos do controle OCC.



Fonte: (NETO, 2016)

Conforme diagrama de blocos do OCC apresentado na Figura 36, tem-se que a chave S funciona com período de chaveamento constante  $T_S$  determinado pelo relógio. A operação de abertura e fechamento se dá nos intervalos de tempos  $T_{on}$  e  $T_{off}$  respectivamente. O chaveamento recorta o sinal de entrada  $x(t)$ , e disponibiliza na saída o sinal  $y(t)$ . O sinal  $y(t)$  pode ser descrito como a seguinte função:

$$y(t) = \begin{cases} x(t), & 0 \leq t \leq T_{on} \\ 0, & T_{on} \leq t \leq T_S \end{cases} \quad (3.8)$$

Durante um período de chaveamento o valor médio de  $y(t)$  é calculado por:

$$\bar{y} = \frac{1}{T_S} \int y(t) dt = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_{on}} x(t) dt \quad (3.9)$$

Onde,  $T_S$  é o período de chaveamento,  $x(t)$  é o sinal de entrada e  $y(t)$  é o sinal de saída.

Seja o ciclo de trabalho da chave definido por  $\delta = T_{on}/T_S$ , e considerando o valor de  $x(t)$  constante e igual a  $X$  durante todo o período de chaveamento, o valor médio  $\bar{y}$  é:

$$\bar{y} = \frac{T_{on}}{T_S} X = \delta X \quad (3.10)$$

Para uma frequência do relógio muito maior que frequência do sinal de entrada  $x(t)$  e do sinal de referência  $V_{ref}(t)$ , ou seja, considerando que estes sinais podem ser constantes durante um período do sinal do oscilador, tem-se  $x(t) = X$  e  $V_{ref}(t) = V_{ref}$ . Aplicando na entrada Set do *flip-flop* RS o sinal do relógio, e no instante em que *clock* assume o valor “1”, a saída Q assume nível lógico “1”, fechando a chave S, e Q assume nível lógico “0”, zerando o integrador. A constante de tempo do integrador é igual ao período de chaveamento  $T_s$ , e a integral da saída  $y(t)$  é comparada com o sinal de referência  $V_{ref}(t)$ . No instante em que a saída do integrador e a referência se igualam, tem-se:

$$\frac{1}{T_s} \int y(t) dt = V_{ref}(t) \quad (3.11)$$

a entrada *Reset* do *flip-flop* assume nível lógico “1”, fazendo Q assumir o nível lógico “0”, abrindo a chave, e Q assumindo o nível lógico “1”, levando a saída do integrador a zero. O ciclo se repete no instante em que o *clock* assume novamente nível lógico “1”. Desta forma, o valor médio do sinal de saída vai ser exatamente igual à tensão de referência em cada ciclo, considerando que  $T_s$  é constante.

Para  $y(t) = X$  no intervalo  $0 \leq t \leq T_{on}$  e resolvendo a equação (3.11), tem-se que:

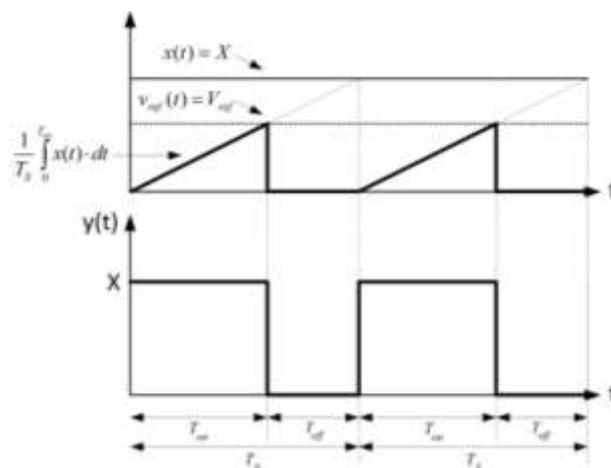
$$\frac{T_{on}}{T_s} X = V_{ref} \Rightarrow \delta X = V_{ref} \Rightarrow \bar{y} = V_{ref} \quad (3.12)$$

onde,  $V_{ref}$  é a sinal de tensão de referência e  $\bar{y}$  é a média do sinal de saída do controle.

A equação (3.12) representa que a cada período de chaveamento o controlador de ciclo único modula o ciclo de trabalho  $\delta$  da chave S de modo que o valor médio do sinal de saída  $\bar{y}$  seja igual ao valor médio do sinal de referência  $V_{ref}$ .

A Figura 40 mostra os sinais do controlador de ciclo único em dois ciclos de operação.

Figura 40- Sinais em dois ciclos de operação do controlador OCC.

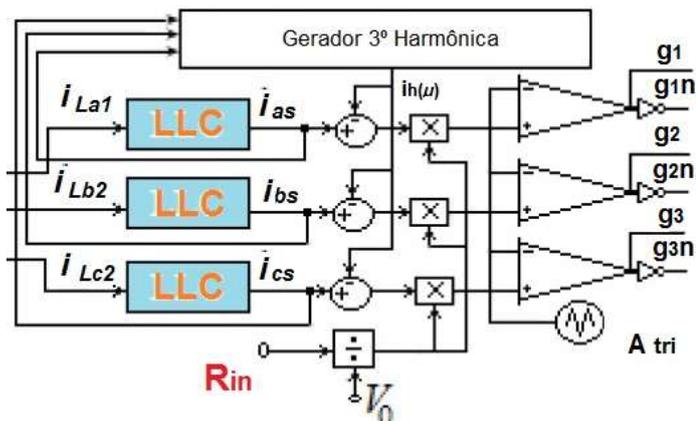


Fonte: (POMÍLIO, 1998)

### 3.6.1 Implementação do OCC trifásico

Como alternativa do sistema proposto a ser implementado no capítulo 4, foi realizada uma adaptação dos conhecimentos para o sistema implementado com o sistema trifásico. A figura 42 representa o módulo OCC trifásico implementado, a partir da adaptação do OCC tradicional representado na figura 39.

Figura 41 - OCC trifásico



Fonte: Própria.

O OCC trifásico é composto por componentes de correntes trifásicas de carga ( $I_{La1}$ ;  $I_{La2}$ ;  $I_{La3}$ ) que são compensadas por um compensador avanço-atraso (lead-leg) representado pelo bloco LLC, e somadas a injeção de 3ª harmônica. São utilizados também uma portadora triangular  $A_{tri}$  e um controlador de resistência de entrada  $R_{in}$  que representa um controle de potência ativa, bem como um comparador, cuja saída representam pulsos de disparo ( $q_1/q_{1n}$ ;  $q_2/q_{2n}$ ;  $q_3/q_{3n}$ ) para o inversor.

## 4 SISTEMA DE CONTROLE PROPOSTO

Neste capítulo será apresentada a metodologia utilizada para o projeto de um controle trifásico de cargas desbalanceadas em sistemas de geração fotovoltaica conectado à rede de distribuição, utilizando o método OCC.

A conexão dos painéis fotovoltaicos à rede é realizada convencionalmente por meio de um inversor PWM, chaveado com a estratégia SVPWM. Uma das principais desvantagem dessa técnica é fornecer harmônico para a rede no processo de chaveamento dos dispositivos semicondutores (IGBTs). Entretanto, conforme visto no item 2.4 existem diversos métodos de se controlar os conversores de energia no sistema fotovoltaicos conectados à rede, como por exemplo: controle de corrente em coordenadas dq, controle PR em coordenadas  $\alpha\beta$ , controle por histerese; controle ressonante adaptativos. Os três primeiros fazem uso da técnica de modulação PWM, enquanto que o controle de corrente por histerese e o ressonante adaptativo não.

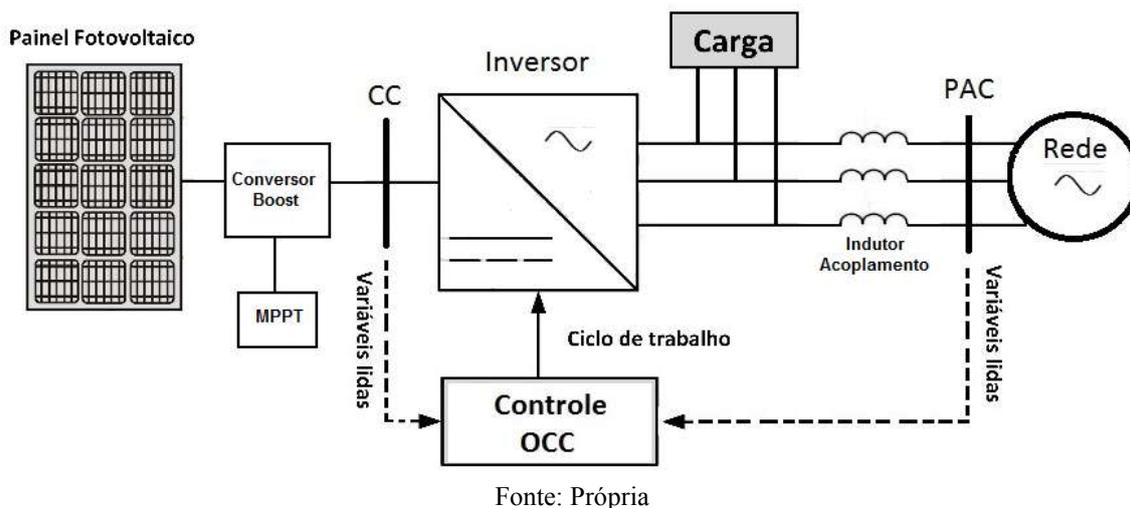
Foi visto também para cada um dos métodos de controle as estratégia de controle utilizadas, bem como as vantagens e desvantagens na sua implementação para as situações de desequilíbrio na rede. O método de controle de corrente em coordenadas dq exige um esforço computacional muito significativo, tornando-o pouco viável a sua implementação. Já o método de controle PR apresenta a necessidade de implementar outros filtros compensadores de harmônicas, o que torna o sistema mais pesados e de maior custo. Para o controle de corrente por histerese, embora a saída deste controlador é diretamente os estados das chaves, o qual significa que não há modulação PWM, mas tem a desvantagem de não ter frequência de comutação constante, fato que dificulta o projeto do filtro de saída, e para compensar exige a implementação de vários circuitos analógicos. Enquanto que o método de controle através do filtros ressonantes adaptativos utilizam filtros digitais ou controle repetitivo, assim com filtros ativos com objetivo de amortecer a ressonância do filtro LCL ou LLCL, que é uma das desvantagem do método, pois tais amortecedores podem gerar problemas de estabilidade devido a que a frequência de ressonância dos filtros de alta ordem.

Diante o exposto, esse trabalho utiliza a técnica de controle OCC, apresentada na Seção 3.6. Essa técnica substitui a modulação PWM, utilizada em diversos métodos de controle tradicionais. Como já visto antes, o OCC apresenta algumas vantagens como, por exemplo, resposta dinâmica rápida e boa rejeição de perturbações na entrada, o que

torna um diferencial comparado aos métodos tradicionais, principalmente em condições de perturbações na rede.

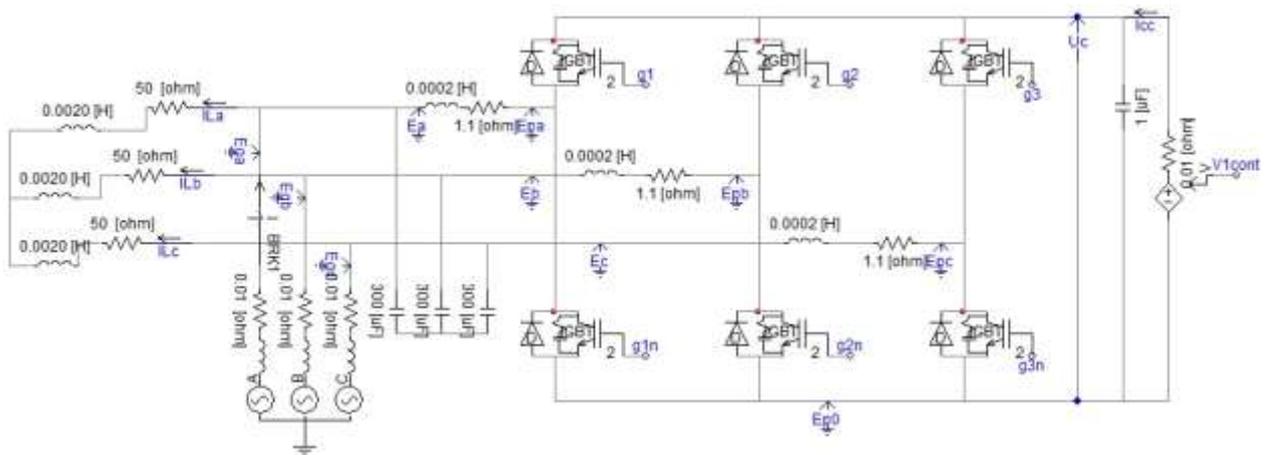
Esse controle feito pelo OCC associado com um algoritmo baseado nos conceitos de potência instantânea do ponto de acoplamento comum - PAC entre a rede e o inversor, e a potência instantânea referenciada no barramento CC (Figura 43) são aplicados em um controlador digital.

Figura 42- Diagrama de bloco simplificado do sistema de controle proposto.



Em um sistema conectado à rede (Figura 44) a conexão dos painéis fotovoltaicos é realizada convencionalmente por meio de retificador conectado à rede, chaveado com a estratégia SVPWM. Uma das principais desvantagens dessa técnica é fornecer harmônico para a rede no processo de chaveamento dos dispositivos semicondutores (IGBTs). Entretanto, existem diversos métodos de se controlar os conversores de energia no sistema fotovoltaico conectado à rede a depender do objetivo principal que se pretende atingir.

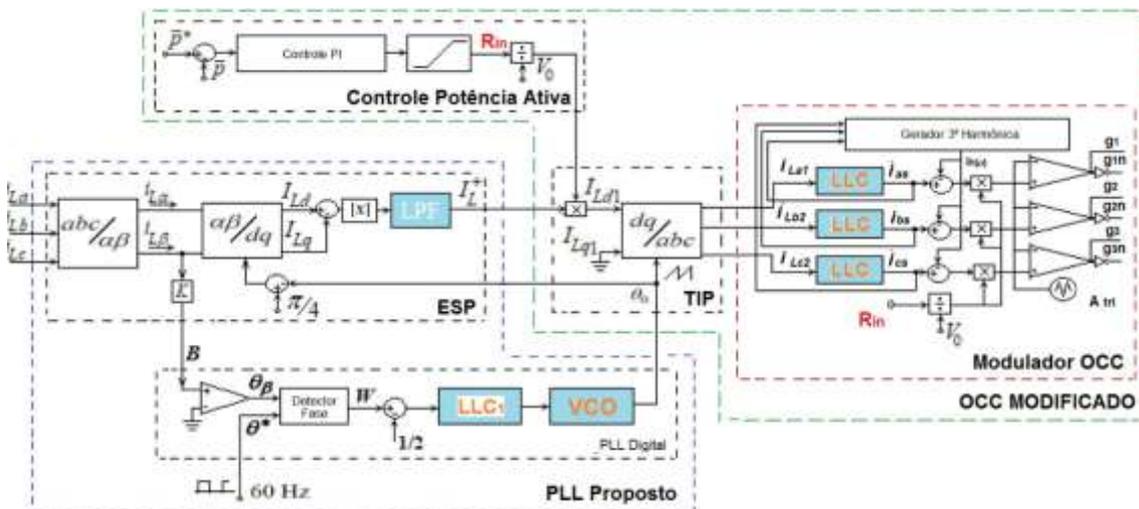
Figura 43-Diagrama do sistema conectado à rede.



Fonte: Própria

O método proposto nesse trabalho é baseado no OCC, que em condições de desequilíbrio de tensão, garante uma boa resposta tanto em regime transitório como estacionário. O sistema de controle proposto é apresentado na Figura 45, que consiste em um sistema integrado formado por um PLL trifásico proposto e um modulador OCC modificado, que em caso de desequilíbrio de fase, seja por uma falha de uma fase da rede ou por desbalanço de carga, ambos garantem a mesma sincronização antes e depois do desequilíbrio, e depois a mesma potência ativa.

Figura 44- Sistema de controle proposto



Fonte: Própria

## 4.1 PLL TRIFÁSICO PROPOSTO

De acordo com o teorema de Fortescue, todo sistema de corrente em desequilíbrio pode ser expresso como uma soma de um componente de corrente de sequência positiva (CSP), um componente de corrente de sequência negativa (CSN) e um de corrente de sequência zero (CSZ). Somente o CSP é considerado aqui para permitir alta resposta dinâmica. Considerando um sistema balanceado, existirá apenas CSP, já componente CSN aparecerá apenas eventualmente em caso de desequilíbrio da rede. Enquanto isso, o CSZ é nula, tendo em vista que os neutros da rede e do sistema fotovoltaico não estão conectados no mesmo ponto. Em condições normais de operação da rede, o PLL emite ao sistema uma forma de onda com um ângulo idêntico ao da forma de onda dente de serra, gerando uma tensão trifásica sincronizado com a grade.

O PLL trifásico fornece ao sistema fase e frequência para gerar uma tensão trifásica para alimentar a carga local ou para sincronizar essa tensão com a rede, mesmo em caso de queda de fase. O PLL consiste em um extrator de sequência positiva –ESP, e um PLL digital convencional.

### 4.1.1 Bloco extrator de sequência positiva (ESP)

O ESP é importante quando a carga é desequilibrada e a corrente de sequência negativa está presente para extrair as componentes de sequência positiva, considerando que a corrente trifásica da carga é a soma das correntes de sequência positiva e negativa, tem-se:

$$\begin{bmatrix} I_{La} \\ I_{Lb} \\ I_{Lc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_L^+ \sin(\omega t + \phi^+) + I_L^- \sin(\omega t + \phi^-) \\ I_L^+ \sin\left(\omega t + \phi^+ + \frac{2\pi}{3}\right) + I_L^- \sin\left(\omega t + \phi^- - \frac{2\pi}{3}\right) \\ I_L^+ \sin\left(\omega t + \phi^+ + \frac{2\pi}{3}\right) - I_L^- \sin\left(\omega t + \phi^- + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

sendo,  $I_{La}, I_{Lb}, I_{Lc}$  as correntes de fase a, b e c da carga;  $I_L^+, I_L^-$  representam a amplitude da corrente de sequência positiva e negativa e  $\phi^+, \phi^-$  são os ângulo de fase da corrente de sequência positiva e negativa.

A extração da componente de sequência positiva da corrente de carga  $I_L^+$  é necessário para estabilizar a rede em caso de eventual desbalanço da rede provocado por uma perda de fase, e com isso o sistema de controle garante apenas componentes de sequência positiva na carga.

Aplicando a transformada de Park na equação (4.1), direta e quadratura - dq, as correntes de carga são dadas por:

$$\begin{bmatrix} I_{Ld} \\ I_{Lq} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L^+ \sin(\omega t + \phi^+) + I_L^- \sin(\omega t + \phi^-) \\ I_L^+ \sin(\omega t + \phi^+) - I_L^- \sin(\omega t + \phi^-) \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

sendo,  $\theta$  é o ângulo de transformação de Park,  $I_{Ld}$  e  $I_{Lq}$  são as componentes de corrente de carga no sistema dq.

Considerando em (4.2)  $\theta = \omega t$ , e fazendo as manipulações, resulta em:

$$\begin{bmatrix} I_{Ld} \\ I_{Lq} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} I_L^+ \cos\phi^+ + I_L^- \cos\phi^- \\ I_L^+ \sin\phi^+ - I_L^- \sin\phi^- \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

adotando  $\theta = \pi/4 - \phi^-$  e adicionando as componentes de carga d e q, obtém-se os valores de:

$$I_{Ld} + I_{Lq} = 2 \frac{\sqrt{3}}{3} I_L^+ \sin(\phi^+ + \phi^-) \quad (4.4)$$

Assim, para obter a amplitude do ESP, as correntes de carga d e q devem ser adicionadas, retificadas e calculadas, e depois multiplicadas por  $2 \frac{\sqrt{3}}{3}$  para obter o valor de pico.

Outra função do ESP é fornecer ao PLL digital um sinal de rastreamento, que retoma a tensão trifásica da rede, ou apenas duas das fases, quando da perda de uma das fases. Desta forma, componentes bifásicos da corrente de carga podem ser expressas como:

$$\begin{bmatrix} I_{L\alpha} \\ I_{L\beta} \\ I_{L\gamma} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & 1 \\ 0 & 2\sqrt{3} & -2\sqrt{3} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{La} \\ I_{Lb} \\ I_{Lc} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

sendo,  $I_{La}; I_{L\beta}$  são as correntes no eixo  $\alpha\beta$ ;  $I_{L\gamma}$  é a componente homopolar e  $I_{La}, I_{Lb}, I_{Lc}$  são as correntes de fase a, b e c da carga.

Considerando que os neutros da rede e do sistema fotovoltaico não estão conectados, logo a soma das correntes trifásicas é nula:

$$I_{La} + I_{Lb} + I_{Lc} = 0 \quad (4.6)$$

combinando (4.5) com (4.6), e considerando  $I_{L\gamma}=0$ , resulta em:

$$\begin{bmatrix} I_{L\alpha} \\ I_{L\beta} \\ I_{L\gamma} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 3 & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{3} & 2\sqrt{3} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{La} \\ I_{Lb} \\ I_{Lc} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

isolando  $I_{L\beta}$  em (4.7), obtém-se:

$$I_{L\beta} = \frac{\sqrt{3}}{3}(I_{Lb} + 2I_{Lc}) \quad (4.8)$$

Desta forma, se houver uma falha na fase “a” não haverá nenhum efeito para o sistema, pois independe dessa corrente. E se a falha ocorrer na fase “b” as correntes remanescentes “a” e “c” mantêm a sincronização com a rede, conforme combinação de (4.6) e (4.8):

$$I_{L\beta} = \frac{\sqrt{3}}{3}(-I_{La} + I_{Lc}) \quad (4.9)$$

Assim como, se a corrente da fase “c” estiver ausente, as correntes “a” e “b” mantêm a sincronização com a rede, combinando (4.6) e (4.9), resulta em:

$$I_{L\beta} = -\frac{\sqrt{3}}{3}(2I_{La} + I_{Lb}) \quad (4.10)$$

Portanto,  $I_{L\beta}$  sempre retornará a tensão trifásica da rede em condições de falha de uma das fases, ou em caso de desequilíbrio de uma das fases.

A saída do bloco PLL proposto é uma forma de onda de dente de serra, que funciona como referência de ângulo para um bloco de transformação inversa de Park - TIP do modulador OCC modificado, para formas de ondas senoidais de fase para inseri-las no modulador OCC.

#### 4.1.2 Bloco PLL digital

Este bloco é formado por um compensador de avanço e atraso (LLC1), um detector de fase e um oscilador controlado por tensão (VCO).

##### i. LLC1

No presente trabalho é usado o compensador lead-lag (LLC) como método de cálculo de média das correntes de carga dado por:

$$\frac{I_{gs}(s)}{I_g(s)} = G_0 \frac{(1+s\tau_1)}{(1+s\tau_2)} \quad (4.11)$$

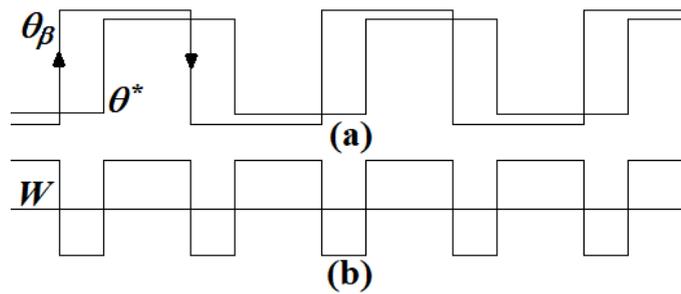
sendo,  $I_{gs}(s)$  é a corrente média de fase,  $I_g(s)$  a corrente de fase,  $G_0$  representa o ganho e  $\tau_1$  e  $\tau_2$  são as constantes do compensador LCC.

A ideia principal da equação (4.11) é calcular a média  $I_g$  sem atrasos no ângulo de fase, quando de perturbações na rede.

##### ii. Detector de Fase

O detector de fase é usado com os seguintes objetivos: 1) discriminar entre um ângulo de fase de avanço e atraso. 2) controlar o VCO para emitir uma forma de onda na base de tempo na frequência da rede.



Figura 47- Ângulo  $\theta_\beta$  em atraso

Fonte: Própria

No entanto, como resultado da mesma operação lógica não pode ter dois resultados diferentes, para corrigir este problema, é adicionado um circuito sequencial (com flip-flops FF<sub>1</sub> e FF<sub>2</sub> acionado na borda ascendente do relógio), conforme mostrado na Figura 46. Neste sentido, quando  $\theta_\beta$  avança  $\theta^*$ , na borda ascendente de FF<sub>1</sub> relógio (Figura 46),  $\theta_\beta = 1$ , e como  $\theta^* = 1$ ,  $D_1 = 1$ ,  $Q_1 = 1$ . Da mesma maneira, quando  $\theta_\beta$  atrasa em relação a  $\theta^*$ , na borda ascendente do relógio FF<sub>1</sub> (Figura 46),  $\theta_\beta = 1$ , e como  $\theta^* = 0$ ,  $D_1 = 0$ ,  $Q_1 = 0$ , então  $Y = \overline{\theta^*}$  para fazer  $W = \theta^*$  no último caso, e fazer  $W = \theta^*$  no anterior. No entanto, como  $Q_1 = \theta^*$  na borda ascendente de FF<sub>1</sub> relógio,  $Y = \overline{Q_1}$ .

Da mesma forma, quando  $\theta_\beta$  avança  $\theta^*$ , na borda descendente de FF<sub>1</sub> clock (borda ascendente do relógio FF<sub>2</sub>), Figura 46,  $\theta_\beta = 0$  e  $\theta^* = 0$ , então  $D_2 = 0$  e  $Q_2 = 0$ . Da mesma forma, quando  $\theta_\beta$  atrasa em relação a  $\theta^*$ , na borda descendente do relógio FF<sub>2</sub>, Figura 46,  $\theta_\beta = 0$  e  $\theta^* = 1$ , então  $D_2 = 1$ ,  $Q_2 = 1$ , então  $Y = \theta^*$  para fazer  $W = \theta_\beta \oplus \theta^*$  no último caso, e  $\theta_\beta \otimes \theta^*$  no anterior. No entanto, como  $Q_2 = \theta^*$  na borda ascendente do relógio FF<sub>2</sub>,  $Y = Q_2$ . Então,  $Y$  é dado por:

$$Y = \theta_\beta \overline{Q_1} + \overline{\theta_\beta} Q_2 \quad (4.12)$$

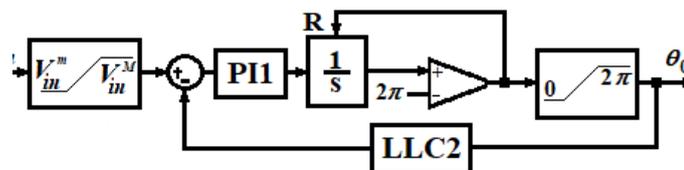
### iii. VCO

O VCO constitui o núcleo do sistema PLL. Este oscilador fornece ao PLL uma forma de onda dente de serra entre 0 e  $2\pi$  radianos, em aproximadamente 60 Hz, para sincronizar o PLL com a rede. Normalmente, a implementação do VCO analógico consistia em um circuito oscilador com uma frequência de saída controlada por uma tensão de entrada. Quanto melhor a qualidade do oscilador, melhor será o VCO.

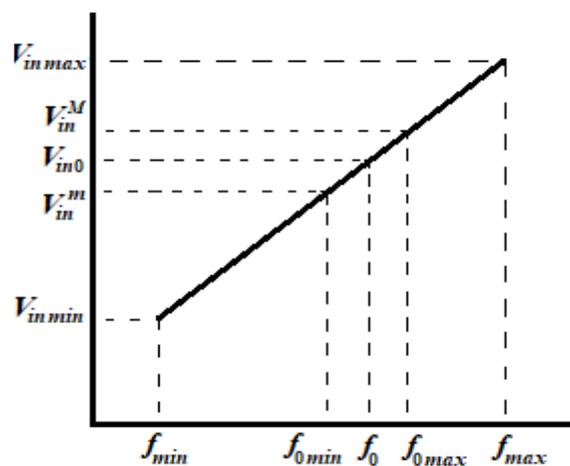
O circuito do VCO representado na Figura 49 deve satisfazer os seguintes requisitos.

- Estabilidade da frequência em relação às mudanças de tensão, temperatura, etc.
- Método simples para ajustar a frequência de saída.

Figura 48- Diagrama de blocos do VCO.



(a)



(b)

Fonte: Própria

## 4.2 OCC MODIFICADO

Este bloco é constituído do modulador OCC trifásico adaptado com injeção de componentes de terceira harmônica para tornar a forma de onda do modulador mais próxima de uma senoide, um bloco TIP (Transformada Inversa de Park), e um controlador de potência ativa.

### 4.2.1 Modulador OCC trifásico

Neste bloco os sinais de entrada que representam as componentes de corrente trifásico, vêm do bloco TIP, que contribui com o controle de potência ativa na carga. Neste modulador, componentes de correntes de 3º harmônico de carga são criadas a partir de uma corrente de referência  $i_g^*$  dado por:

$$\begin{cases} i_a^* = i_{an} + i_h(0,5) \\ i_b^* = i_{bn} + i_h(0,5) \\ i_c^* = i_{cn} + i_h(0,5) \end{cases} \quad (4.13)$$

sendo,  $i_a^*$ ,  $i_b^*$  e  $i_c^*$  são as correntes de referência de fase;  $i_{an}$ ,  $i_{bn}$  e  $i_{cn}$  representam as correntes normalizadas (sendo  $|ign| \leq 1$ ), enquanto que  $i_h(\mu)$  corresponde a corrente de modo comum dado por:

$$i_h(\mu) = -[(1 - 2\mu) + \mu i_{max} + (1 - \mu)i_{min}], \quad (4.14)$$

sendo,  $\mu$  é um parâmetro que varia na faixa de  $0 < \mu \leq 1$ ;  $i_{max} = \max\{i_{an}, i_{bn}, i_{cn}\}$ ,  $i_{min} = \min\{i_{an}, i_{bn}, i_{cn}\}$ .

Considerando o parâmetro  $\mu = 0,5$ , na equação 4.14, tem-se:  $i_h(0,5) = -(i_{max} + i_{min})$  provocando a injeção de 3ª harmônica. Esta técnica reduz as distorções na forma de onda modulada em 15,5%.

#### 4.2.2 Bloco TIP

O bloco TIP cria a configuração de corrente de carga trifásica quando a corrente de carga q,  $I_{Lq1}$ , é nula, enquanto a componente do eixo d,  $I_{Ld1}$ , é proporcional ao produto de  $I_L^+$  pela saída do controlador  $R_{in}$ , logo tem-se:

$$\begin{cases} I_{Lq1} = 0 \\ I_{Ld1} = \frac{I_L^+ R_{in}}{V_0} \end{cases} \quad (4.15)$$

sendo,  $I_{Lq1}$  e  $I_{Ld1}$  são as componentes de correntes de carga no sistema de coordenadas dq;  $I_L^+$  corresponde a corrente de carga de sequência positiva;  $R_{in}$  resistência interna representando o controlador de potência e  $V_0$  é a tensão de referência no barramento CC.

Essa configuração é útil para alcançar o fator de potência unitário, devido a influência do controlador  $R_{in}$  que proporciona o aumento da potência ativa, enquanto o outro componente CC  $I_{Lq1}$  é nulo para obter fator de potência unitário visto da rede. Nesse caso, a configuração trifásica é dada por:

$$\begin{cases} i_{La1} = I_{Ld1} \sin \omega t \\ i_{Lb1} = I_{Ld1} \sin(\omega t - 120^\circ) \\ i_{Lc1} = I_{Ld1} \sin(\omega t + 120^\circ) \end{cases} \quad (4.16)$$

sendo,  $i_{La1}$ ,  $i_{Lb1}$  e  $i_{Lc1}$  são as componentes de corrente de carga de fase;  $I_{Ld1}$  a componente de corrente de carga em quadratura no sistema de coordenada dq e  $\omega t = \theta_0$  que representa a saída do bloco VCO do PLL Trifásico.

### 4.2.3 Controle de Potência Ativa

O controle de potência ativo é útil em caso de queda de uma fase, para manter a mesma potência na carga, antes e depois da falha, ou em operação normal, para lidar com o potência de carga. Do lado CA (Fig. 40) a potência instantânea pode ser definida como:

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{L\alpha} & V_{L\beta} \\ -V_{L\beta} & V_{L\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{L\alpha} \\ I_{L\beta} \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

sendo,  $P$  a potência ativa;  $Q$  a potência reativa;  $V_{L\alpha}$ ;  $V_{L\beta}$  são as componentes de tensões ortogonais no plano  $\alpha\beta$ ; e  $I_{L\alpha}$ ;  $I_{L\beta}$  são as componentes de correntes ortogonais no plano  $\alpha\beta$ . Além disso, a potência instantânea pode ser descrita como:

$$\begin{cases} P = \bar{p} + p \\ Q = \bar{q} + q \end{cases} \quad (4.18)$$

sendo,  $P$  e  $Q$  as potências ativa e reativa instantânea;  $p$  e  $q$  as componentes potência ativa e reativa CA;  $\bar{p}$ ;  $\bar{q}$  as componentes potência ativa e reativa CC. Logo, o controlador de potência do lado CC é representado por:

$$R_{in} = K_{P1}(\bar{p}^* - \bar{p}) + K_{I1} \int (\bar{p}^* - \bar{p}) dt \quad (4.19)$$

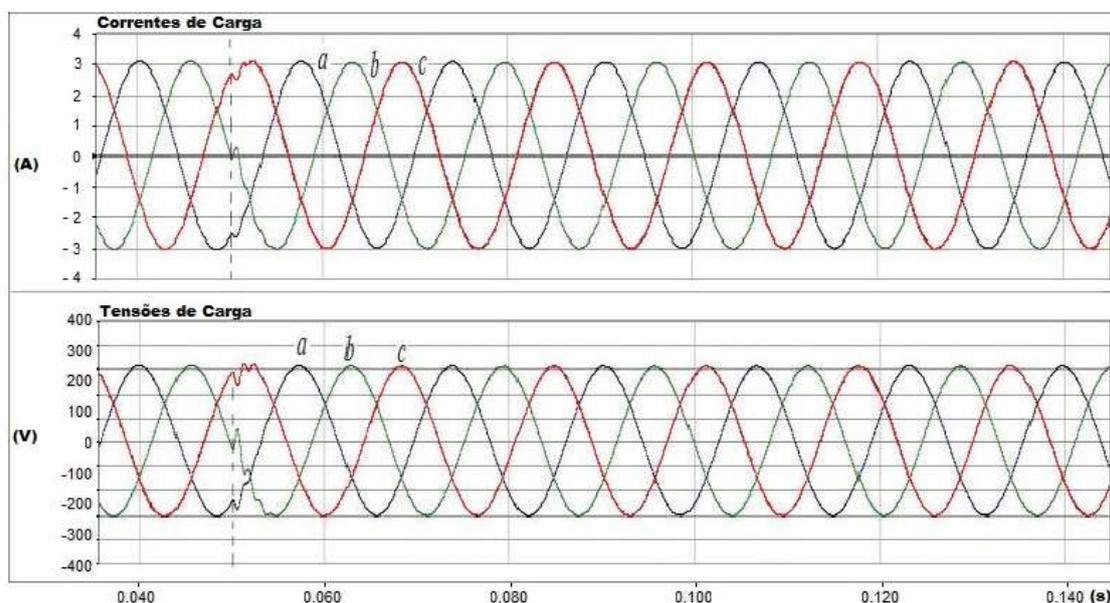
sendo,  $\bar{p}^*$  a potência ativa de referência do lado CC e  $K_{P1}$  e  $K_{I1}$  as constantes do controle proporcional e Integral (PI).

## 5 SIMULAÇÕES E DISCUSSÃO DOS RESULTADOS

Para verificar o desempenho operacional do sistema proposto de controle, fazendo uso da técnica de controle OCC, foi implementado e testado por meio de simulações no PSCAD/EMTDC em condições de operacionalização em regime estacionário e transitório um protótipo com os seguintes parâmetros: potência nominal de 1 kVA, tensão nominal de 220 V; indutância da linha igual a 0,2 mH, carga RL (50  $\Omega$  e 2 mH) e frequência de 60 Hz. O sistema de controle foi verificado tanto no estado estacionário quanto no estado transitório durante a sua entrada em operação no instante inicial  $T_0=0,05$  s, seguido de uma falha na rede representada pela saída de operação da fase “a” em um instante seguinte  $T_1=0,150$  s, sendo reestabelecida no instante  $T_2=0,250$  s. Os resultados desses eventos são apresentados nas Figuras 50 a 55.

A Figura 50 mostra as tensões e correntes na carga no instante inicial ( $T_0$ ) quando da entrada em operação do sistema proposto, e observa-se que tanto as correntes quanto as tensões apresentam uma transição suave, sem *overshoot*. Além disso, pode-se observar também a continuidade das tensões e correntes da carga antes e depois da entrada do sistema de forma simétricas.

Figura 49 - Correntes e tensões de carga no instante inicial ( $T_0$ )

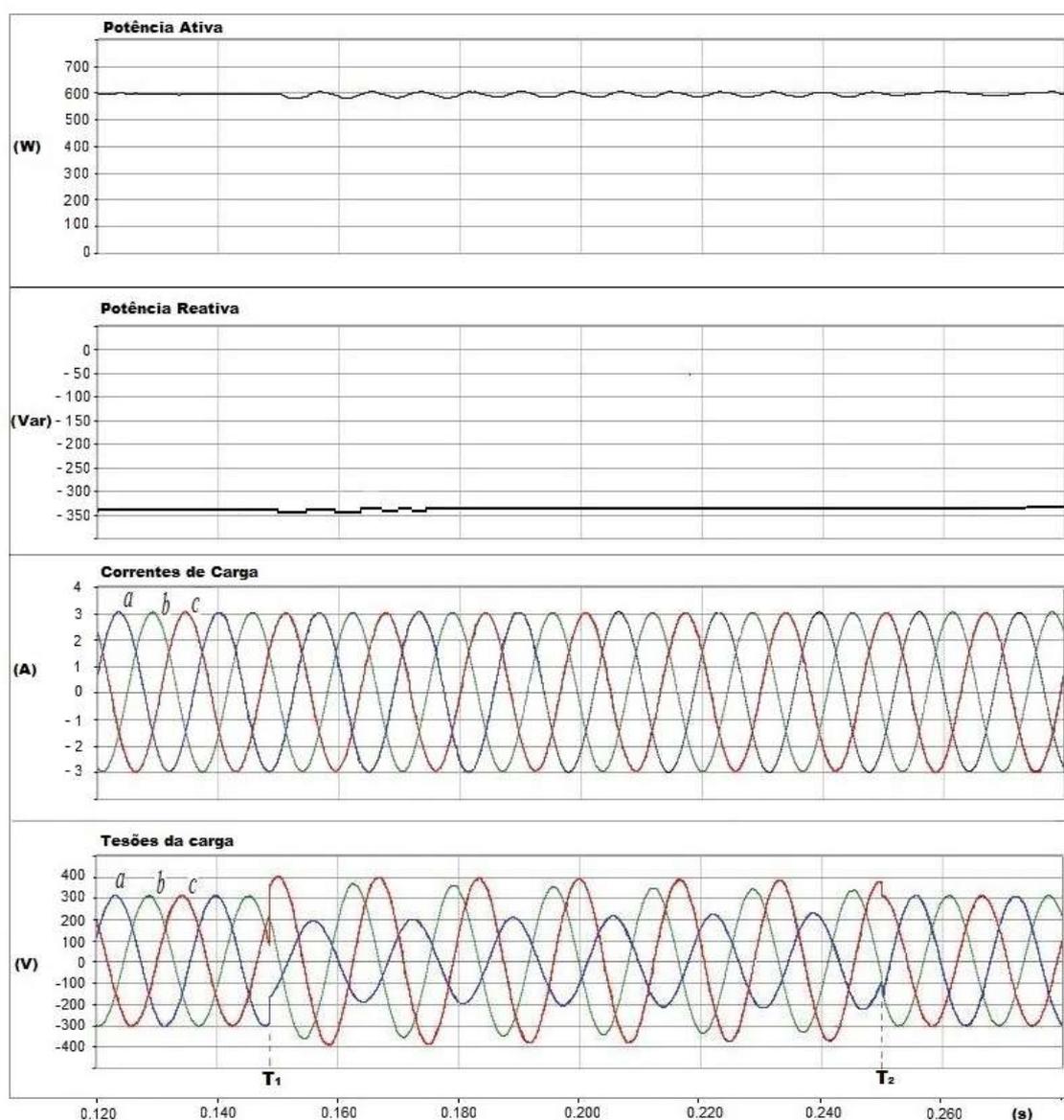


Fonte: Própria

A Figura 51 mostra o comportamento das potências instantâneas ativa e reativa, tensões e correntes na carga, durante o período de falha da fase “a” entre os instantes  $T_1$  e  $T_2$ . Por estes gráficos, têm-se que a potência ativa, logo após a falha na fase “a”, apresenta uma pequena variação ondulatória, mas consegue se estabilizar instantes depois

tornando-se constante, enquanto que a potência reativa é praticamente constante todo o período transitório. Isto se deve ao controlador  $R_{in}$ , apresentado na equação (4.19) que possibilita valores constantes da potência ativa. Note-se aqui, que a potência reativa não sofre grande variação, pois os valores médios de ambas as potências ativa ( $P$ ) e reativa ( $Q$ ), estão relacionados pela potência aparente ( $S$ ) dado por  $S = \sqrt{P^2 + Q^2}$ . E outro fato importante é o da continuidade das correntes de carga durante o transitório de forma senoidais e simétricas, mesmo diante do desbalanceamento das tensões motivadas pela falha na fase “a”, onde se observa que uma subtensão de aproximadamente de 33% na fase “a” e sobretensão na mesma proporção nas fases “b” e “c”.

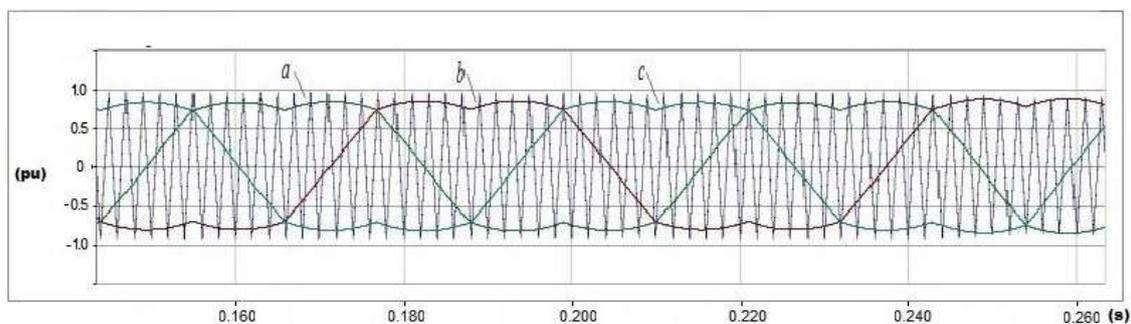
Figura 50-Potências instantâneas e tensões e correntes de carga após falha na fase “a”



Fonte: Própria

A Figura 52 apresenta as correntes trifásicas com injeção de 3ª harmônica na saída do compensador LLC, e a portadora triangular, representando assim a modulação OCC. O efeito da injeção de terceiro harmônico nesse caso contribui para deixar a forma de onda das correntes mais próxima da senoide.

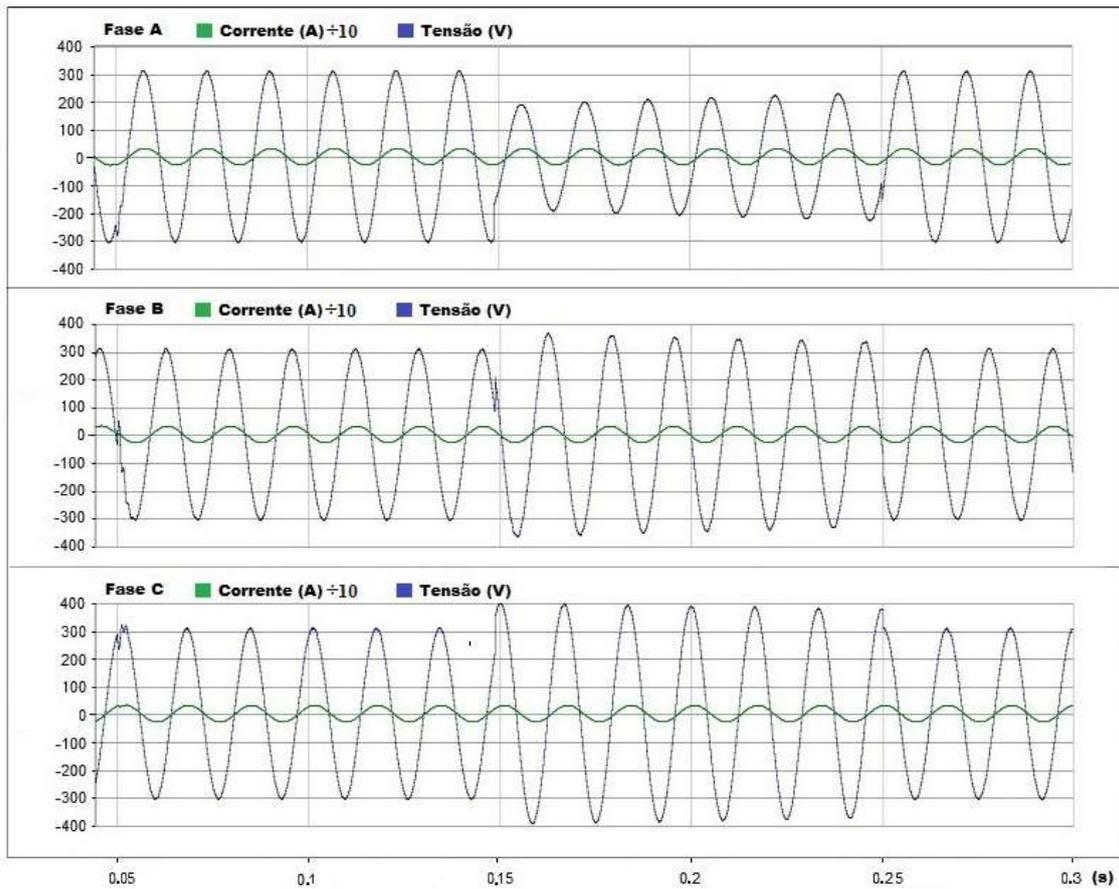
Figura 51- Modulação OCC com Injeção de 3º harmônico



Fonte: Própria

A Figura 53 mostra as tensões e correntes por fase na carga durante os eventos de entrada em operação do sistema de controle, bem como nos instantes antes e depois da ocorrência de falta de fase “a” e seu reestabelecimento, destacando principalmente os comportamentos transitórios. Nesse caso, o fato a ser destacado é o sincronismo em todas as três fases entre tensão e corrente.

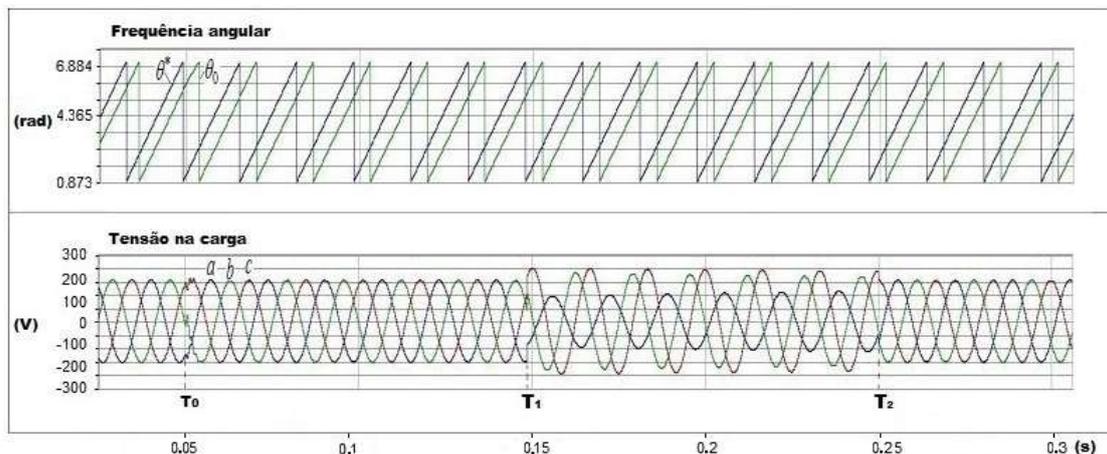
Figura 52- Sincronismo entre tensão e corrente na carga



Fonte: Própria

A Figura 54 apresenta as frequências angulares de referência ( $\theta^*$ ) e a da saída do bloco VCO ( $\theta_0$ ) que forma o PLL trifásico, bem como as tensões de carga. Observa-se um ótimo desempenho da frequência angular ( $\theta_0$ ), bem como a frequência das tensões de carga, pois não sofrem nenhuma variação durante os eventos de perturbações devido à falha de fase e a seu reestabelecimento.

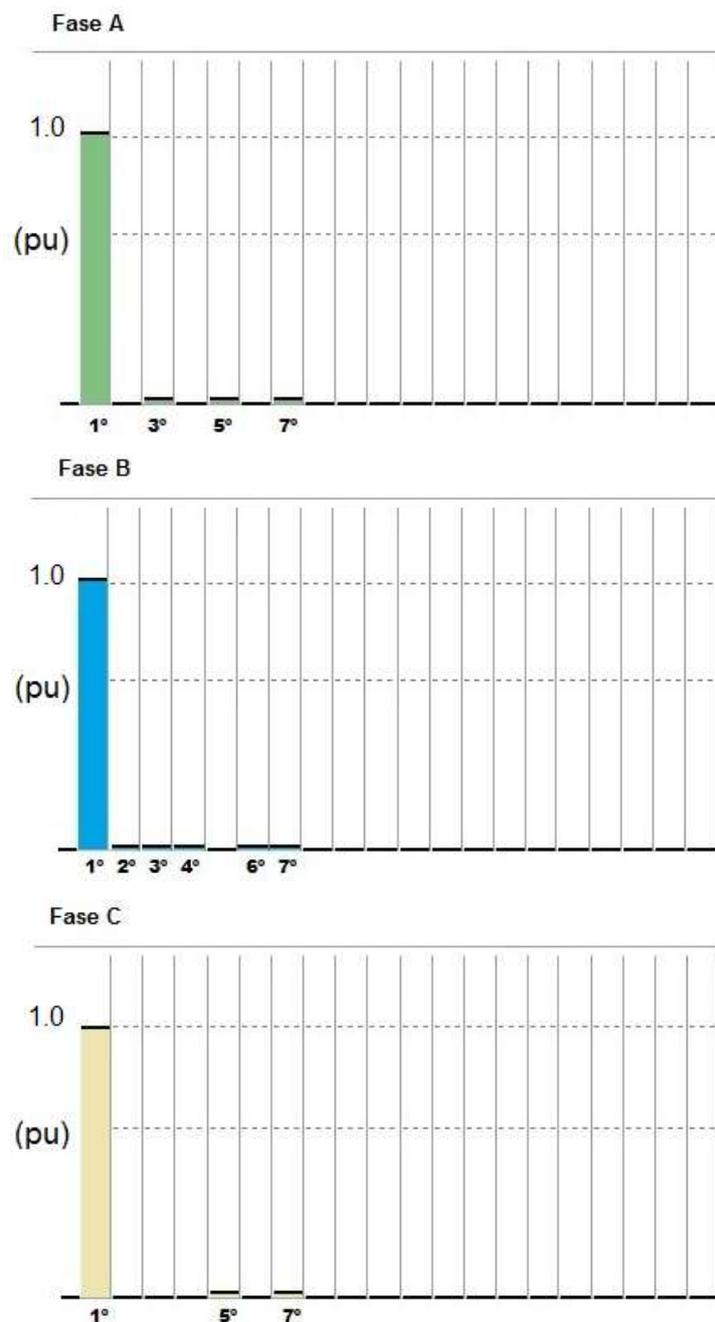
Figura 53- Comportamento da frequência angular durante o transitório de carga



Fonte: Própria

Já a Figura 55, tem-se o comportamento dos espectros harmônicos de corrente por fase na carga, e na Tabela 3 são apresentados os valores de distorções de harmônicas (THD) em cada fase durante o evento de falha da fase “a”. De acordo com esses resultados, tem-se que tais valores estão bem abaixo do limite máximo de 6% conforme estabelece o ONS- Operador nacional do Sistema.

Figura 54 - Espectro de harmônico de corrente na carga durante a falha de fase



Fonte: Própria

Tabela 3- Distorções de harmônicas de corrente de carga durante a falha de fase

<b>Fase</b>	<b>THD (%)</b>
A	2,37
B	1,94
C	1,60

Fonte: Própria

## 5.1 COMPARAÇÕES DE RESULTADOS

Devido ao fato da técnica de controle OCC aplicado a sistemas fotovoltaicos trifásicos em redes desbalanceadas ser bastante recente, e principalmente na inexistência de algum trabalho com semelhança ao sistema proposto nesta pesquisa, optou-se por fazer uma análise comparativa de resultados tomando como referência o artigo publicado por Shang (2010), que contempla resultados de simulações de um sistema de controle com base na técnica de controle de potência direta em sistemas fotovoltaico conectado à rede em condições desbalanceadas. Tal simulação possui condições semelhantes às utilizadas por esta pesquisa, principalmente sobre os aspectos de comportamento transitórios do sistema quando da falha de uma fase, bem como os objetivos a serem atingidos.

Na simulação apresentada em Shang (2010), o trabalho apresenta resultados de um protótipo cujos parâmetros são mostrados na Tabela 4.

Tabela 4- Parâmetros do protótipo do sistema de controle

<b>Parâmetros</b>	<b>Unidades</b>
Potência nominal	1 kVA
Indutância de linha	6 mH
Tensão CC	250 V
Frequência da rede	60 Hz
Frequência de chaveamento	2.5 kHz

Fonte: adaptado de Shang (2010)

Os resultados das simulações realizadas em Shang (2010) estão apresentados no APÊNDICE A, contemplando os resultados de simulações das 04 condições por ele proposto: a) controle normal de potência direta; b) obtenção de correntes de carga senoidais e simétricas; c) eliminação de ondulações de potência reativa; d) eliminação das ondulações de potência ativa. A Figura 56(a) que representa os resultados do controle normal de potência direta, apresentam resultados satisfatórios em relação às potências ativa e reativa, havendo portanto a compensação das mesmas, e permanecem

praticamente constante durante o período transitório com a saída da fase “a”. No entanto, as correntes de carga embora sejam simétricas, possuem ondulações durante o período de perturbação da rede. Já a Figura 56(b) apresenta ondulações significativas tanto na potência ativa como reativa, mas as correntes na carga são obtidas de forma senoidais e simétricas. Em 56(c) observa-se que não há compensação da potência ativa, somente na potência reativa, e com correntes de carga simétricas e senoidais. E por último, a Figura 56(d) mostra já uma compensação apenas da potência ativa, permanecendo as correntes de carga senoidais e simétricas.

Comparando esses resultados obtidos na simulação apresentada em SHANG (2010), tem-se que os resultados de simulação do sistema de controle proposto nesse trabalho com a técnica de OCC, em geral, apresenta resultados mais satisfatórios. Enquanto que o sistema proposto em SHANG (2010) não consegue atender simultaneamente a todos os objetivos desejados, ou seja: compensação de potência ativa e reativa sem ondulações significativas, bem como a continuidade de corrente na carga de forma simétrica e senoidais durante os eventos de falha de fase na rede, o sistema proposto com a técnica OCC consegue, e com resultados mais consistentes. A exemplo disso, conforme Tabela 5, tem-se que no sistema proposto por SHANG (2010), na melhor condição para as correntes de carga durante o período de falha da fase “a” (Figura 57 - c) apresentam distorções de harmônicas bem superiores aos valores obtidos no sistema de controle com a técnica OCC.

Tabela 5- Comparativo de distorção de harmônicas

<b>TÉCNICA DE CONTROLE</b>	<b>THD (%)</b>
Sistema proposto com a técnica de controle OCC	1,60
Sistema com a técnica de compensação de potência em SHANG(2010)	5,72

Fonte: Própria

## 6 CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou um sistema de controle de inversor conectado à rede em condições de cargas desbalanceadas, tendo como base a técnica de OCC, que relaciona a resistência de entrada para controlar a potência ativa instantânea e a componente de sequência positiva da corrente de carga. Para garantir o alcance do regime permanente após os transitórios na rede, que provoca algum desbalanceamento de tensão, foi implementado um PLL trifásico a partir de um PLL convencional e um extrator de sequência positiva das componentes de corrente da rede, que fornece uma fase e frequência. Com uso da técnica OCC convencional, e com injeção de componentes de terceira harmônica, obtém-se as formas de onda do modulador OCC, que por sua vez contribui para a obtenção de correntes com formas de onda senoidais e simétricas na saída do inversor, mesmo durante os períodos transitórios.

Com a técnica OCC, o controle se dá através da amplitude de uma portadora e não da variável de controle, como é realizado nas técnicas PWM, bastante utilizado em sistemas de controle. Com isso, a técnica OCC apresenta um tempo de resposta ao sistema mais rápido do que os sistemas convencionais.

Pelos resultados obtidos nas simulações, o sistema proposto tem sido bastante eficiente, apresentando resultados muito satisfatórios, principalmente em relação a resposta estacionária antes e depois da perda de uma das fases, e também em regime transitório durante essas perturbações. A exemplo disso, destaca-se os resultados em relação às correntes de carga, que mesmo durante as perturbações na rede, advindas de eventos tais como falha de fase e após o seu reestabelecimento, permanecem de forma contínuas, simétricas e sem ondulações. Apresentam também valores de distorções harmônicas bem inferiores aos valores limites estabelecidos pelas normas. Também destaca-se o comportamento da potência ativa que se mantém praticamente constante, apresentando apenas algumas pequenas ondulações durante os eventos que provocam mudanças súbitas das tensões, acarretando em desbalanceamentos das mesmas na rede. Em relação a potência reativa, durante os eventos transitórios praticamente não sofre qualquer alteração, permanecendo constante e sem ondulações.

Foi realizado comparações dos resultados do sistema proposto nesse trabalho com um sistema de controle que utiliza a técnica de compensação de potência ativa. E como resultado, considerando as semelhanças dos objetivos dos modelos propostos, observou-se que o sistema de controle com a técnica de OCC apresenta um desempenho melhor,

tendo em vista que esse sistema consegue atingir os principais objetivos propostos nesse trabalho de forma integral e simultânea, enquanto que o outro sistema apenas parcialmente.

## **6.2 TRABALHOS FUTUROS**

- ✓ Implementar de forma digital parcialmente o sistema proposto, de modo a embarcar todas as operações lógicas e aritméticas.
- ✓ Realizar em laboratório experimento para comprovar os resultados de simulações.
- ✓ Estender a técnica apresentada nesse trabalho para sistemas eólicos que operam em conexão com a rede de distribuição de energia.

## 7 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- AKAGI, H. Utility Applications of Power Electronics in Japan. *International Conference on Industrial Electronics- IECON'97*. p. 409-416, 1997.
- AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A. Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits. In: *Proceedings JIEE IPEC- Tokyo, 1983.*,v.5, p. 1375. ISSN.
- ALMEIDA, P. M. Modelagem e Controle de Conversores Fonte de Tensão Utilizados em Sistema de Geração Fotovoltaica Conectado à Rede Elétrica de Distribuição. Juiz de Fora, ES,2001.
- AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA (ANEEL) - *Resolução Normativa da Aneel 482 de 2012*. Disponível em: <http://www2.aneel.gov.br/cedoc/ren2012482.pdf>. Acessado em 11/01/2019.
- AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA (ANEEL). Disponível em: <http://www.aneel.gov.br/outorgas/geracao/>. Acessado em: 20/12/2018.
- AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA (ANEEL). Disponível em: <https://www.aneel.gov.br/siga>. Acessado em: 25/02/2021.
- AHMED, A. *Eletrônica de Potência*, Prentice Hall, São Paulo.2000.
- BACON, V. D. Análise Comparativa das Técnicas SPWM e SVM Aplicadas a um Inversor de Tensão Trifásico. *UNOPAR Cient. Exatas Tecnol*, v. 10, n. 1, p. 5-14, 2011.
- BARBI, I. *Eletrônica de Potência*, 6ª ed., ed. do Autor. Florianópolis, 2006.
- BATISTA, F. Modulação Vetorial Aplicada a Retificadores Trifásicos PWM Unidirecionais. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2006.
- BLAABJERG, F. T. "Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 53, n. 5, pp. 1398-1409, 2006.
- BOSE, B. K. Recent Advances in Power Electronics. *International Conference on Industrial- IECON'90*, pp. p. 829-838, november de 1990.
- CRUZ, I. Fundamentos, dimensionado y aplicaciones de la energia solar fotovoltaica – Inversores conectados a red y autónomos. v. 1. cap. 11, 2009.
- CRUZ, I. Fundamentos, dimensionado y aplicaciones de la energia solar fotovoltaica – Inversores conectados a red y autónomos. v. 1. cap. 11, 2009.
- CUK, K. M. Dynamics of One-Cycle Controlled Cuk. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 634-639, 1995.
- DAVOODNEZHAD, R., HOLMES, D. G., & MCGRATH, B. P. Hysteresis Current Controller for Current Regulation of Grid Connected PV Inverters. In: *Power Electronics*

for Distributed Generation Systems (PEDG), 2014 IEEE 5th International Symposium on. [S.l.: s.n.], 2014. p. 24-27.

DIAMANDIS, P. *Solar energy revolution: a massive opportunity*. New York: Forbes, Sept.. Disponível em: <https://www.forbes.com/sites/peterdiamandis/2014/09/02/solar-energy-revolution-a-massive-opportunity/#56994e866c90>. Acessado em: 15/12/2020.

EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA - EPE. *Relatório Síntese do Balanço Energético Nacional 2019*. Disponível em: <http://www.epe.gov.br/pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/Balanco-Energetico-Nacional-2020>. Acessado em: 07/01/2021.

FERREIRA JR., W. O setor elétrico brasileiro: questões para uma agenda. In: GIAMBIAGI, F.; DE BARROS, O. (Eds.). **Brasil pós-crise: agenda para a próxima década**. [s.l.] Elsevier, 2009. p. 344.

GOETZBERGER, A., & HOFFMANN, V. U. *Photovoltaic solar energy generation*. Springer, Alemanha, 2005.

GOMES, V. J. F. **O meio ambiente e o risco de apagão no Brasil**. II Seminário Internacional - Reestruturação e Regulação do Setor de Energia Elétrica e Gás Natural. 2007, Rio de Janeiro: GESEL - UFRJ, 2007. 8 p.

GONZALEZ-ESPIN, F., GARCERA, G., PATRAO, I., & FIGUERES, E. Adaptive Control System for Three-Phase Photovoltaic Inverters Working in a Polluted and Variable Frequency Electric Grid. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 10, p. 4248-4261, 2012.

*Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. 1. ed. Wiley-IEEE Press. ISBN 978-0470057513, 2011.

HO, C. N., CHEUNG, V. S., & CHUNG, H. S. Constant-frequency hysteresis current control of grid-connected VSI without bandwidth control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 11, p. 2484-2495, 2009.

IEA - Instituto de Estudos Avançados. Disponível em: <https://www.epe.gov.br/pt/abcdenergia/matriz-energetica-e-eletrica>. Acessado em: 07/01/2021.

JANNUZZI, G. DE M. et al. **Além de grandes hidroelétricas: Políticas para fontes renováveis de energia elétrica no Brasil**. [s.l.] WWF, 2012. Disponível em: [http://d3nehc6yl9qzo4.cloudfront.net/downloads/alem\\_de\\_grandes\\_hidreletricas\\_sumario\\_para\\_tomadores\\_de\\_decisao.pdf](http://d3nehc6yl9qzo4.cloudfront.net/downloads/alem_de_grandes_hidreletricas_sumario_para_tomadores_de_decisao.pdf). Acessado em: 23 de maio. 2019.

KATIRAEI, F. e.. *Microgrids Management - Control and Operation Aspects of Microgrids*. may/june 2008. *IEEE Power & Energy Magazine*.  
KALOGIROU, S. A., *Solar energy engineering: processes and systems*. 1ª edição. Academic Press. Elsevier.EUA.2009.

KULKA, A. *Sensorless Digital Control of Grid Connected Three Phase Converters for Renewable Sources*. Tese (Doutorado) — Norwegian University of Science and Technology.

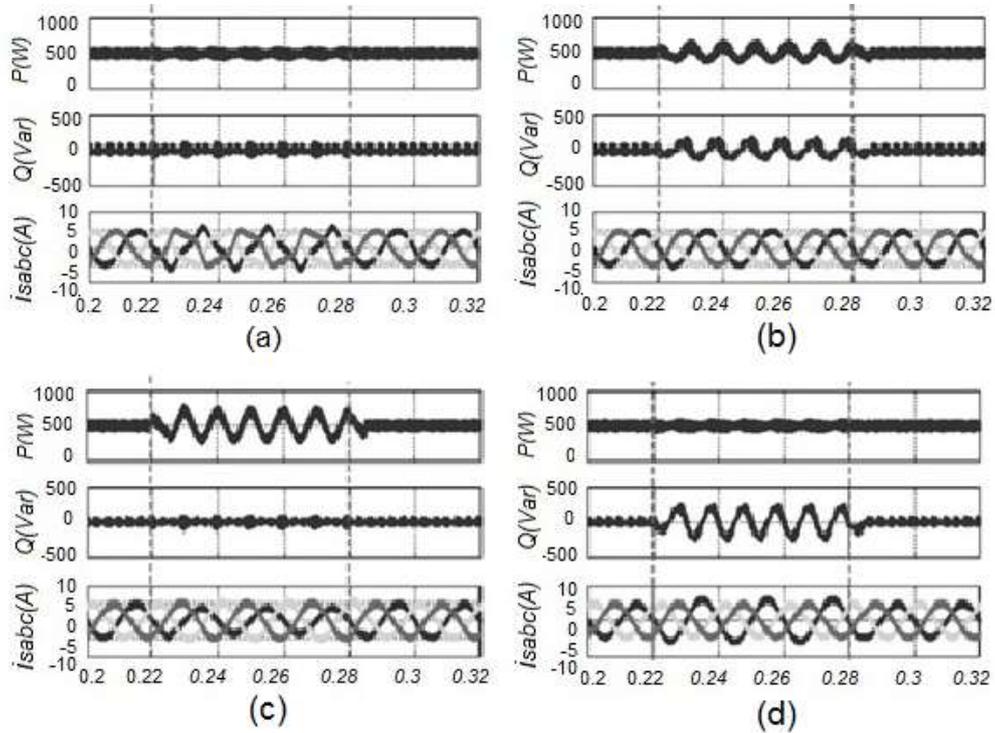
- LINDGREN, B. Topology for decentralized solar energy inverters with a low voltage. *European Conference on Power Electronics and Applications*, 1999.
- MARTINS, F. R., PEREIRA, E. B., ABREU, S.L. “Satellite-derived solar resource maps for Brazil under SWERA project”, *Solar Energy*, v. 81, pp. 517–528, Set. 2007.
- LOCK, A. S., SILVA, E. R. C., & ELBULUK, M. E. One Cycle-Control method for obtaining discontinuous PWM strategies to control a three-phase rectifier. In *Industry Applications (INDUSCON). 9th IEEE/IAS International Conference on* (pp. 1-6), 2010.
- CAVALCANTI, M. C., G. M. Efficiency Evaluation in Grid Connected Photovoltaic Energy. *Power Electronics Specialists Conference, PESC '05. IEEE*, pp. 269- 275.
- MACHADO, S. D. Uma proposta de controle com alta capacidade de rejeição harmônica para inversores monofásicos conectados à rede elétrica através de amortecido para sistemas de energia renovável. *Dissertação Mestrado. DEE- Universidade Londrina-PR*, 2016.
- MONFARED, M., & GOLESTAN, S. Control strategies for single-phase grid integration of small-scale renewable energy sources: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Elsevier, v. 16, n. 7, p. 4982{4993, 2012.
- NETO, J. T., SALAZAR, A. O., LOCK, A. S. One cycle control based maximum power point tracker applied in photovoltaic systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 14, ed. 2, p. 602-609, 2016.
- NETO, J. T. Controle de Um Ciclo Aplicado em Sistemas Fotovoltaicos Autônomos em um Microgrid de Corrente Contínua. *Tese Doutorado. Natal, RN*, 2016.
- NEWMAN, M. J., & HOLMES, D. G. Delta operator digital performance inverter applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 18, n. 1 II, p. 447{454, 2003.
- NOGUCHI, T. et al. Direct power control of pwm converter without power-source voltage sensors. In: *Conference Record of the 1996 IEEE Industry Applications Conference and the Thisty-First IAS Annual Meeting.*, 1996. v.2, p.941-946. ISSN 0197-2618.
- OHNISHI, T. Three phase pwm converter/inverter by means of instantaneous active and reactive power control. In: *Industrial Electronics, Control and Instrumentation*, 1991. *Proceedings. IECON 91.*, 1991, v. 1, p:819-824, ISSN.
- PINHEIRO, e. a.. Modulação Space Vector para Inversores Alimentados em Tensão: Uma Abordagem Unificada. *Congresso Brasileiro de Automática*, 14., Anais... 2002, p.787-794.
- POMILIO. J.A. *Eletrônica de potência. Campinas: UNICVAMP*, 1998.
- REN21, 2. <http://ww> “Energias Renováveis 2016”. Disponível em: [http://www.ren21.net/wpcontent/uploads/2016/10/REN21\\_GSR2016\\_KeyFindings\\_po\\_01.pdf](http://www.ren21.net/wpcontent/uploads/2016/10/REN21_GSR2016_KeyFindings_po_01.pdf). Acessado em:14/01/2019.

- SHANG, L., Hu, J. "Sliding-mode-based direct power control of grid-connected voltage-sourced inverters under unbalanced network conditions," IET Power Electronics., Vol. 4, Iss. 5, pp. 570–579 579 doi: 10.1049/iet-pel.2010.0160, ISSN 1755-4535, 2010.
- SMEDLEY, K. M.; CUK, S. One-cycle control of switching converters. In: Power Electronics Specialists Conference, 1991. PESC '91 Record., 22nd Annual IEEE. [S.l.: s.n.],p. 888–896, 1991.
- TEODORESCU, e. a. Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems. 1. ed. Wiley-IEEE Press. ISBN 978-0470057513, 2011.
- TEODORESCU, R., & BLAABJERG, F. Proportional-resonant controllers. A new breed of controllers suitable for grid-connected voltage-source converters. In: The 9th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipments. Brasov: p. 9-14, 2004.
- TEODORESCU, R., BLAABJERG, F., LISERRE, M., & LOH, P. C. Proportional-Resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. In: Electric Power Applications, IEE Proceedings. [S.l.: s.n.], 2006. v. 153, n. 5, p.
- TIMBUS, A. e. Evaluation of current controllers for distributed power generationsystems. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, v. 24, n. 3, p. 654 - 664.
- TOMASQUIM, M. T.; GUERREIRO, A.; GORINI, R. Matriz energética brasileira: uma perspectiva. **Novos Estud.-SEBRAP**, São Paulo, n. 79, nov. 2007. ISSN 1980-5473. Disponível em: [http://www.scielo.br/scielo.php?script=sci\\_arttext&pid=S0101-33002007000300003&lng=pt&tlng=pt](http://www.scielo.br/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S0101-33002007000300003&lng=pt&tlng=pt). Acessado em: 07/10/2020.
- TONIN, R. G. Controle de corrente aplicados a conversores PWM conectados à rede elétrica sem sensores de tensão CA utilizando observadores de correntes por modo deslizantes. Dissertação Mestrado. DEE- Universidade Federal de Santa Maria-RS, 2014.
- TOLMASQUIM, M. T. (coord). **Energia Termelétrica: Gás Natural, Biomassa, Carvão, Nuclear**. EPE: Rio de Janeiro, 2016.
- TWINING, E., & HOLMES, D. G. Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an LCL input Electronics, 2003, v. 18, n. 3, p. 888-895.
- VILLALVA, M. G. Energia solar fotovoltaica.:Ed. Saraiva.V.2.p. 25-38,2013.
- YAZDANI, A., & DASH, P. P. A control methodology and characterization of dynamics for a photovoltaic (PV) system interfaced with a distribution network. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2009, v. 24, n. 3, p. 1538{1551.
- ZOU, C., LIU, B., DUAN, S., & LI, R. Inand Delay Optimization of Grid-Connected Inverters with LCL Filter. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2014, v. 3203, n. c, p. 1{1.

## 8 APÊNDICE A

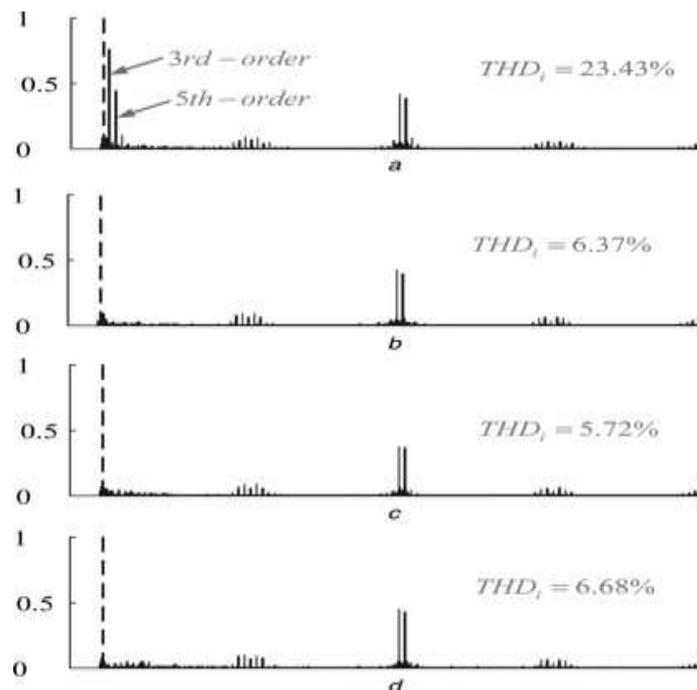
Segue os gráficos com os resultados das simulações apresentadas em Shang (2010).

Figura 55- Resultados de simulações com diferentes condições de controle



Fonte: (SHANG, 2010)

Figura 56- Espectro de harmônico de corrente na carga do modelo comparativo



Fonte: (SHANG, 2010)