



UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA
CENTRO DE ENERGIAS ALTERNATIVAS E RENOVÁVEIS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENERGIAS RENOVÁVEIS



JOSÉ RAMON NUNES FERREIRA

**TÉCNICAS DE MODULAÇÃO PARA REDUÇÃO
DA TENSÃO DE MODO COMUM EM SISTEMAS
FOTOVOLTAICOS CONECTADOS À REDE**

JOÃO PESSOA - PB
2021

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENERGIAS RENOVÁVEIS
MESTRADO ACADÊMICO**

JOSÉ RAMON NUNES FERREIRA

**TÉCNICAS DE MODULAÇÃO PARA REDUÇÃO DA TENSÃO DE MODO
COMUM EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CONECTADOS À REDE**

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

Orientador

Prof. Dr. Márcio Rodrigo de Araújo Souza

Prof. Dr. Alberto Soto Lock (*In Memoriam*)

Coorientador

Prof. Dr. Darlan Alexandria Fernandes

**JOÃO PESSOA - PB
2021**



ATA DE DEFESA DE DISSERTAÇÃO

ATA nº 70 da Sessão de Defesa Dissertação do Mestrado Acadêmico do Programa de Pós-Graduação em Energias Renováveis do Centro de Energias Alternativas e Renováveis, Universidade Federal da Paraíba.

Ao vigésimo sexto dia do mês de fevereiro de dois mil e vinte e um foi instalada a Banca de Defesa de Dissertação do Mestrado Acadêmico do Programa de Pós-Graduação em Energias Renováveis do Centro de Energias Alternativas em Home Office, via Google Meet (meet.google.com/eta-mshd-uzh) a que se submeteu a defesa pública de JOSE RAMON NUNES FERREIRA, matrícula 20181009004, com o título “**TÉCNICAS DE MODULAÇÃO PARA REDUÇÃO DA TENSÃO DE MODO COMUM EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CONECTADOS À REDE**”. A Comissão Examinadora esteve constituída pelos professores: MARCIO RODRIGO DE ARAUJO SOUZA (UFPB), DARLAN ALEXANDRIA FERNANDES (UFPB), MARCAL ROSAS F LIMA FILHO (UFPB) e ANDRES ORTIZ SALAZAR (UFRN). Concluídos os trabalhos de apresentação e arguição, o(a) candidato(a) foi **Aprovado** pela Comissão Examinadora. E, para constar, foi lavrada a presente ata, assinada pelos membros da Comissão.

Observações: A dissertação foi aprovada e o candidato terá que realizar todas as correções sugeridas pela banca tanto no texto escrito como as apresentadas durante a defesa.

Membros da Banca Examinadora:

Prof. Dr. Marcio Rodrigo De Araújo Souza
Orientador

Prof. Dr. Darlan Alexandria Fernandes
Co Orientador(a)

Prof. Dr. Marçal Rosas F Lima Filho
Examinador(a) Interno(a)

Profa. Dr. Andres Ortiz Salazar
Examinador(a) Externo(a)

F383t Ferreira, José Ramon Nunes.

Técnicas de modulação para redução da Tensão de Modo Comum em sistemas fotovoltaicos conectados à rede / José Ramon Nunes Ferreira. - João Pessoa, 2021.

69 f. : il.

Orientação: Márcio Rodrigo de Araújo Souza, Alberto Soto Lock.

Coorientação: Darlan Alexandria Fernandes.
Dissertação (Mestrado) - UFPB/CEAR.

1. Sistemas fotovoltaicos. 2. Tensão de Mod
Interferências Eletromagnéticas. 4. Modulação - vetores
espaciais. 5. Controle de Ciclo Único. I. Souza, Márcio
Rodrigo de Araújo. II. Lock, Alberto Soto. III.
Fernandes, Darlan Alexandria. IV. Título.

UFPB/BC

CDU 620.

JOSÉ RAMON NUNES FERREIRA

**TÉCNICAS DE MODULAÇÃO PARA REDUÇÃO DA TENSÃO DE MODO
COMUM EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CONECTADOS À REDE**

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

APROVADA em 26 de fevereiro de 2021.

Prof. Dr. Márcio Rodrigo de Araújo Souza

UFPB

Orientador(a)
Prof. Dr. Márcio Rodrigo de Araújo Souza

**JOÃO PESSOA - PB
2021**

AGRADECIMENTOS

Em especial, ao professor Dr. Darlan Alexandria Fernandes, por se dedicar integralmente na orientação do trabalho e pela total atenção e motivação que tem transpassado nessa jornada.

Ao Professor Dr. Alberto Soto Lock (*In Memoriam*) pelo grande apoio, dedicação e orientação na pesquisa em desenvolvimento.

Aos amigos Francisco Brasil e Ewerton Queiroz pelo companheirismo, o que fortalece a nossa amizade.

À família, a base.

À Deus, por tudo.

RESUMO

A pesquisa propõe investigar a técnica de modulação com o Controle de Ciclo Único (*One Cycle Control – OCC*) aplicado a inversores trifásicos, com foco na redução da Tensão de Modo Comum (CMV – *Common Mode Voltage*) em sistemas fotovoltaicos conectados à rede. O método proposto é explicado pela sua modelagem matemática, sendo compilado numa planta de sistema fotovoltaico (processado no *software* Matlab dedicado para simulações), com capacidade de geração de potência de 3kW, composto por uma matriz de placas fotovoltaicas (arranjo *PV*) e um inversor de tensão trifásico. Os resultados de simulação da técnica OCC são comparados com resultados da técnica SVPWM já despargida na literatura. A Tensão de Modo Comum é considerada um problema em sistemas elétricos. Seu surgimento ocorre por Interferências Eletromagnéticas - EMI (*Electromagnetic Interference*) geralmente provocadas por cargas não lineares conectadas à rede elétrica. Dispositivos eletrônicos que operam com valores de tensão nominal baixos são mais susceptíveis à CMV. Em sistemas conectados à rede, a CMV causa complicações no fornecimento da tensão gerada pelo arranjo *PV*, transmitindo para rede harmônicos de corrente. O controlador OCC possui característica relevante na perspectiva da redução da Tensão de Modo Comum em sistemas fotovoltaicos conectados à rede apontando, dessa forma, melhorias na qualidade do sinal de tensão de saída produzida por esses sistemas.

Palavras-Chave: Tensão de Modo Comum, Interferências Eletromagnéticas, SVPWM, OCC, Sistemas fotovoltaicos.

ABSTRACT

The research proposes to investigate the modulation technique with the One-Cycle Control (OCC) applied to three-phase inverters, with a focus on reducing the Common Mode Voltage (CMV) in photovoltaic systems connected to the grid. The proposed method is explained by its mathematical modeling, being compiled in a photovoltaic system plant (processed in the dedicated Matlab software for simulations), with a power generation capacity of 3kW, composed of a matrix of photovoltaic plates and an inverter. of three-phase voltage. The simulation results of the OCC technique are compared with results of the SVPWM technique already published in the literature. The Common Mode Voltage is considered a problem in electrical systems. Its emergence occurs by Electromagnetic Interference - EMI usually caused by non-linear loads connected to the electrical network. Electronic devices that operate with low nominal voltage values are more susceptible to CMV. In systems connected to the grid, CMV causes complications in supplying the voltage generated by the PV array, transmitting harmonic currents to the grid. The OCC controller has a relevant characteristic in the perspective of reducing the Common Mode Voltage in photovoltaic systems connected to the grid, thus pointing out improvements in the quality of the output voltage signal produced by these systems.

Keywords: Common Mode Voltage, Electromagnetic Interference, PWM methods, Photovoltaic Systems.

LISTA DE SIGLAS

PV – *PhotoVoltaic*

CC – Corrente Contínua

CA – Corrente Alternada

RLC – Resistivo, Indutivo e Capacitivo

OCC – *One Cycle Control* (Controle de Ciclo Único)

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

SVPWM – *Space Vector PWM* (Vetor Espacial PWM)

CMV – *Common Mode Voltage* (Tensão de Modo Comum)

CMC – *Common Mode Current* (Corrente de Modo Comum)

EMI – *Electromagnetic Interference* (Interferência Eletromagnética)

Hz – Hertz

V – Volt

W - Watt

GWh – Giga Watt Hora

PFC - *Power Factor Correction* (Fator de Correção de Potência)

UPF – *Unit Power Factor* (Fator de Potência Unitário)

RES – *Renewable Energy System* (Sistema de Energias Renováveis)

GCI – *Grid Connected Inverter* (Inversor Conectado à Rede)

FC – *Fuel Cell* (Células a Combustível)

WECS – *Wind Energy Conversion System* (Sistemas de Conversão de Energia Eólica)

VC – *Vector Control* (Controle Vetorial)

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

PSC – *Positive Sequence Current* (Corrente de Sequência Positiva)

NSC – *Negative Sequence Current* (Corrente de Sequência Negativa)

IPT- *Invert Park Transform* (Transformação Inversa de Parque)

GCI – *Grid Connected Inverter* (Inversor Conectado à Rede)

DPWM - *Discontinuous PWM*

RCMVPWM - *Reduction Common Mode Voltage PWM*

AZSPWM - *Active Zero State PWM*

NSPWM - *Next State PWM*

HPWM - *Hybrid PWM*

MOSFET - *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* (transistor de efeito de campo de semiconductor de óxido metálico)

IGBT - *Insulated Gate Bipolar Transistor* (Transistor Bipolar de Porta Isolada)

GTO - *Gate Turn-Off Thyristor* (Tiristor de Desligamento de Gatilho)

Imaginação é mais importante que conhecimento.
Albert Einstein

LISTA DE QUADROS

Figura 1 – Distorções harmônicas do sinal de tensão.....	19
Figura 2 – Matriz Elétrica Mundial em 2018	23
Figura 3– Matriz Elétrica no Brasil em 2019	24
Figura 4 – Potencial de geração de energia solar fotovoltaica no Brasil.....	25
Figura 5 – Sistemas de energias conectados à rede	26
Figura 6 – Estrutura esquemática de um sistema fotovoltaico conectado à rede	27
Figura 7 – Caixa de junção para painel fotovoltaico	29
Figura 8 – Diagrama de blocos de um sistema fotovoltaico conectado à rede.....	30
Figura 9 – Configurações de sistemas fotovoltaicos conectados à rede.....	31
Figura 10 – Circuito de MOSFET de potência.....	34
Figura 11 – Combinação de MOSFET e TBJ	35
Figura 12 – Representação e características elétricas do IGBT	35
Figura 13 – Falsas transições na saída – efeito EMI	37
Figura 14 – Sinais de modo diferencial (desejados, funcionais) e sinais de modo comum (perdas, dispersão).....	38
Figura 15 – Acoplamento em modo diferencial	38
Figura 16 – Acoplamento em modo comum	39
Figura 17 – Características de sinal de modo comum	40
Figura 18 – Referência trifásica.....	43
Figura 19 – Diagrama de vetor espacial para dois níveis	45
Figura 20 – A posição dos interruptores durante oito topologias.....	46
Figura 21 - Princípio de cálculo de tempo para SVPWM no setor I.....	47
Figura 22 – Diagrama clássico do núcleo do OCC	49
Figura 23 – Inversor de tensão conectado à rede trifásica.....	50
Figura 24 – Controle proposto para utilização da técnica OCC	51
Figura 25 – Modelagem do ciclo de comutação equivalente médio	51
Figura 26 – Núcleo de OCC bipolar para sistemas trifásicos.....	53
Figura 27. (a) Sistema clássico com OCC (<i>hardware-OCC</i>). (b) Formas de onda associadas. (c) OCC com microprocessador DSP (<i>software-OCC</i>). (d) Formas de onda associadas.	54

Figura 28. Pulsos de disparo (a) De acordo com (ABAD et al., 2010). (b) De acordo com Smedley (2004)	57
Figura 29 – Configuração do arranjo PV.....	58
Figura 30 - Visão geral do sistema fotovoltaico conectado à rede.....	60
Figura 31 – a) Tensões de fase na carga com a técnica SVPWM. b) Correntes de fase na carga com a técnica SVPWM. c) CMC entre a carga e o barramento CC.....	62
Figura 32 – a) Tensões de fase na carga com a técnica SVPWM. b) Correntes de fase na carga com a técnica SVPWM. c) CMC entre a carga e o barramento CC.....	63
Figura 33 – a) Tensões de fase na carga com a técnica OCC. b) Correntes de fase na carga com a técnica OCC. c) CMC entre a carga e o barramento CC	64
Figura 34 – a) Tensões de fase na carga com a técnica OCC. b) Correntes de fase na carga com a técnica OCC. c) CMC entre a carga e o barramento CC	65
Figura 33 - Análise espectral para SVPWM	66
Figura 34 - Análise Espectral para OCC	66

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Possíveis modos de operação do chaveamento do inversor trifásico	46
Tabela 2 – Duração de tempo do vetor para cada setor	48

LISTA DE GRÁFICOS

Gráfico 1- Tensão de saída do Arranjo PV.....	58
Gráfico 2- Potência máxima e corrente máxima do arranjo <i>PV</i>	59
Gráfico 3- (a) Potência gerada pelo Arranjo <i>PV</i> . (b)Regime transitório da saída controlada do inversor	61

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO GERAL.....	17
1.1	MOTIVAÇÃO DA PESQUISA.....	19
1.2	OBJETIVOS.....	20
1.2.1	Objetivo Geral.....	20
1.2.2	Objetivos Específicos.....	20
1.3	METODOLOGIA.....	21
1.4	ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO.....	21
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA.....	23
2.1	SISTEMAS CONECTADOS À REDE.....	26
2.1.1	Sistemas fotovoltaicos conectados à rede.....	27
2.1.2	Dispositivos eletrônicos de chaveamento.....	33
2.2	INTERFERÊNCIAS ELETROMAGNÉTICAS.....	36
2.2.1	Modos de acoplamentos.....	37
2.2.2	Técnicas para mitigação da EMI.....	41
3	MODULAÇÃO POR VETORES ESPACIAIS.....	43
3.1	A TÉCNICA DE MODULAÇÃO SVPWM.....	43
3.1.1	Cálculo do Vetor de Referência.....	44
3.1.2	Cálculo do período do vetor no setor.....	46
4	A TÉCNICA DE MODULAÇÃO OCC.....	49
4.1	MODULAÇÃO OCC PARA SISTEMAS TRIFÁSICOS.....	50
4.1.1	Método de controle proposto.....	50
4.1.2	Abordagem da Lógica OCC na comparação de <i>hardware</i> e <i>software</i>	53
4.1.3	Implementação da Técnica PWM-OCC.....	55
5	RESULTADOS E DISCUSSÃO.....	57
5.1	CONFIGURAÇÃO DO ARRANJO PV.....	58
5.2	ESTRUTURA E COMPONENTES DO SISTEMA FOTOVOLTAICO CONECTADO À REDE.....	59
6	CONCLUSÕES.....	67
6.1	PROPOSTA PARA TRABALHOS FUTUROS.....	67
	REFERÊNCIAS.....	68

1 INTRODUÇÃO GERAL

Atualmente, fazer do uso sustentável de fontes de energia torna-se uma necessidade mundial, uma vez que os combustíveis fósseis e os recursos petrolíferos estão diminuindo continuamente, especialmente devido ao seu uso extensivo em sistemas elétricos (CRISTEA et al., 2020). As fontes de energias renováveis tornaram-se cruciais para geração de energia elétrica inclusive na questão ambiental, sob a ótica da estimativa de escassez futura das fontes de energia tradicionais.

Dentre os desafios enfrentados pela sociedade, cita-se a atenuação do aquecimento global por meio da redução da emissão de carbono na atmosfera, além da necessidade de fácil acesso de energia para todos os seres humanos. Nesse contexto, o aumento da demanda pelo consumo de energia elétrica contribui para a necessidade do avanço em pesquisas relacionadas à busca por novas fontes de energias, assim como também por novas técnicas de transformação da energia disponível no meio em que vivemos, em eletricidade. Algumas dessas tecnologias são pertinentes, sobretudo na perspectiva da sustentabilidade, por focarem em fontes de energia limpas e renováveis.

Destaca-se a energia solar como o recurso natural mais abundante da Terra. Fonte de energia limpa, fácil acessibilidade, segura, inesgotável e considerada uma das fontes renováveis mais utilizadas globalmente para geração de eletricidade. Dado o rápido crescimento e os altos investimentos, o mercado fotovoltaico *PV* (do inglês *PhotoVoltaic*) é um dos mais disputados em todo o mundo (SAMPAIO; GONZÁLEZ, 2017).

Em comparação com as fontes de geração de energia não renováveis, a tecnologia fotovoltaica não contribui para danos ambientais que aquelas fontes causam durante a geração de eletricidade, como mudanças climáticas, aquecimento global, poluição do ar, chuva ácida dentre outros. Além disso, outra vantagem é que a energia solar não precisa ser extraída, refinada ou transportada para o local de geração, uma vez que este pode estar próximo da carga (SAMPAIO; GONZÁLEZ, 2017). Essa técnica impacta positivamente na rede de distribuição energia elétrica, pois contribui para fragmentação e descentralização das fontes de energia.

Sob a ótica da sustentabilidade, o aproveitamento da energia solar a partir de sua radiação é relevante, visto que a luminosidade do sol está disponível por toda parte de forma ilimitada. Além disso, sua captação depende principalmente da exposição de dispositivos à essa luminosidade, para que ocorra a transformação da energia, com a consequente geração de

potência elétrica.

Apesar de o método de conversão da irradiação solar em energia elétrica ter sido pesquisado a partir do século XIX, essa técnica foi demonstrada por Einstein no início do século XX com a teoria do Efeito Fotoelétrico, contribuindo para o avanço de tecnologias utilizadas nos dias de hoje. O primeiro uso de células fotovoltaicas para geração de corrente elétrica ocorreu em 1958 para alimentar o satélite *Vanguard*, da NASA (GOMES; JUSTINO, 2017). Posteriormente a esse acontecimento, o uso de painéis fotovoltaicos se tornou comum em satélites e sondas espaciais.

No contexto da integração com o sistema elétrico, as fontes de energia renováveis são conectadas à rede de distribuição de energia elétrica por meio de conversores de tensão, sendo transformado, na maioria das vezes de tensão contínua CC (Corrente Contínua) para a rede de tensão alternada Ca (Corrente Alternada). Esses dispositivos são essenciais para o funcionamento adequado da rede de distribuição, pois atuam como sincronizadores interligando fontes de energia distintas.

Com a incorporação de fontes de Geração Distribuída (GD) ao Sistema Elétrico de Potência (SEP) e a diversificação dos consumidores deste sistema, surge a necessidade de tecnologia com fluxo de potência bidirecional, com controladores locais, capacidade de gerenciamento, monitoramento e autoconfiguração. Este sistema deverá promover a gestão racional dos múltiplos micro geradores de geração de energia para o sistema com o uso de recursos de tecnologia de informação e comunicação (WELBERT ALVES RODRIGUES et al., 2015).

O fluxo de potência bidirecional em sistemas conectados à rede só é possível com a aplicação de sistemas de informação e controles específicos para sincronizar a tensão da fonte de geração de eletricidade com a rede de distribuição. Normalmente, o controle da malha de sincronização de fase - PLL (do inglês *Phase Loop-Locked*) é utilizado para determinar a frequência e o ângulo de referência da tensão no ponto de acoplamento comum - PCC (do inglês *Common Coupling Point*) (PATEL et al., 2016), ocorrendo dessa forma o emparelhamento e a sincronização entre fases da tensão da fonte de energia conectada à rede de distribuição.

Em síntese, converter sinais de tensão das fontes de energia de modo que haja compatibilidade com os sinais de tensão da rede, requer o processamento das técnicas e controles citados anteriormente. Nesta perspectiva, a eletrônica de potência se destaca por permitir o uso de dispositivos eletrônicos de chaveamento de alta frequência utilizados nos conversores de tensão que podem ser controlados sob o comando de algoritmos dedicados.

Os sistemas de geração distribuída trazem consideráveis vantagens para o equilíbrio de

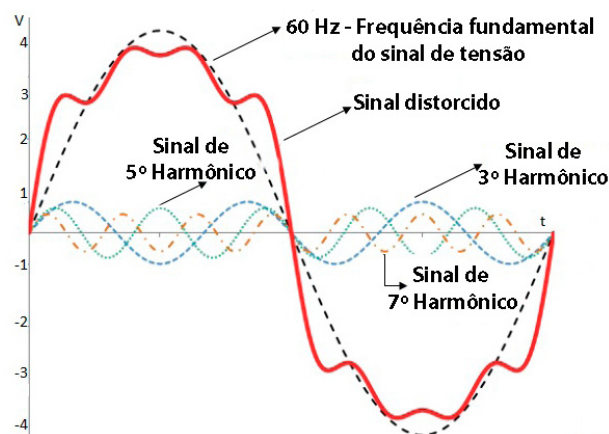
uma malha de distribuição de energia elétrica num país ou região, sobretudo na perspectiva da descentralização, fragmentação e diversificação das fontes de energias. No entanto, com o fluxo de potência bidirecional dos sistemas interligados pode haver também a transmissão de interferências eletromagnéticas e harmônicos de tensão, que na maioria das vezes são indesejáveis. Essas interferências acontecem principalmente devido às cargas e dispositivos não-lineares, em operação, conectados à rede.

1.1 MOTIVAÇÃO DA PESQUISA

A tecnologia e seu rápido avanço contribui para o desenvolvimento da sociedade, gerando novos tipos de consumidores. As últimas décadas foram marcadas pelo domínio da eletrônica e equipamentos elétricos estão sendo constantemente substituídos por outros que possuem mais eletrônica embarcada (cargas de comportamento não-lineares), tornando os equipamentos mais modernos, leves, compactos e econômicos. Essa mudança possibilitou na melhoria na eficiência dos equipamentos, bem como no maior controle de seu uso, o que proporciona maior conforto e comodidade para o usuário.

No entanto, Sistemas Elétricos de Potência apresentam dinâmicas complexas relacionadas a cargas não-lineares, distúrbios e ressonância resultantes de harmônicos presentes nas linhas de transmissão e/ou até mesmo relacionadas a falhas decorrentes da operação incorreta de equipamentos. A má qualidade de energia elétrica num sistema de distribuição pode causar danos irreversíveis aos dispositivos interconectados, além da diminuição da vida útil desses equipamentos. Todavia, há eventos de características elétricas emitindo harmônicos de tensão e corrente provocando variações e distorções no sinal. A Figura 1 exemplifica um sinal de tensão alternada distorcido sob a influência de vários harmônicos.

Figura 1 – Distorções harmônicas do sinal de tensão



Fonte: Adaptado de Elprocus (2018)

É relevante destacar que as EMI causadas pela alta frequência de comutação de semicondutores de potência em inversores fotovoltaicos conectados à rede sem transformador têm efeitos adversos na vida útil das células *PV* e na confiabilidade dos equipamentos eletrônicos (KRAIEM; HAMOUDA; SLAMA, 2020). Esse evento propicia a incidência da tensão de modo comum na rede elétrica, provenientes da geração de capacitâncias parasitas e correntes de vazamento.

A CMV dá origem à corrente de modo comum o que leva a vários problemas em sistemas elétricos, como em indústrias que podem levar ao mau funcionamento de máquinas (FAN YUE; WHEELER; CLARE, 2008). Além disso, Nguyen e Lee (2012) observaram em sua pesquisa que a principal causa de falha em motores e rolamentos é devido aos efeitos provocados pela CMV.

Nesse sentido, a presente pesquisa encontra os rumos e a motivação na simulação de técnicas de modulação eficientes para mitigação da CMV em inversores de tensão trifásicos conectados à rede, uma vez que é pertinente considerar que esses conversores de tensão são equipamentos eletrônicos não-lineares por possuírem dispositivos de chaveamento.

1.2 OBJETIVOS

1.2.1 Objetivo Geral

Analisar a redução dos níveis de tensão de modo comum (CMV) em uma planta virtual de sistema fotovoltaico conectado à rede trifásica utilizando as técnicas de modulação OCC proposta e SVPWM.

1.2.2 Objetivos Específicos

- Elaborar planta do sistema fotovoltaico com inversor de tensão trifásico conectado à rede no software Matlab dedicado para simulações;
- Abordar a modelagem matemática da técnica de modulação SVPWM;
- Abordar a modelagem matemática da técnica de modulação OCC;
- Aplicar o controle OCC na planta desenvolvida;
- Realizar simulações no software Matlab e comparar com os resultados do controle SVPWM descrito na literatura.

1.3 METODOLOGIA

A metodologia a ser utilizada se dará pela análise, por meio de simulação em laboratório virtual, da saída da tensão gerada pelo inversor de tensão trifásico conectado à rede (adotado para o projeto) com a aplicação da técnica de modulação OCC. A partir das simulações a serem realizadas e nos métodos adotados, serão discutidas, comparadas e analisadas as técnicas de modulação. A particularidade de cada técnica poderá ser determinante para definir os meios mais eficientes para redução da CMV em sistemas fotovoltaicos conectados à rede.

No que diz respeito a metodologia, destaca-se como elemento propulsor da discussão da pesquisa a simulação dos métodos de controle aplicados à PWM. Os métodos propostos para simulação deverão ser aplicados no estágio da conversão da tensão contínua para tensão alternada (CC/CA) do inversor. Os dispositivos de chaveamento (componentes eletrônicos que compõe o inversor) irão agir diretamente na manipulação da tensão, transformando o sinal contínuo em onda senoidal. A técnica utilizada no projeto é a OCC, no entanto, terá como base comparativa resultados obtidos pela técnica SVPWM na mitigação da CMV.

A essência da pesquisa envolve estratégias de cunho lógico, onde a principal ferramenta para eliminação da CMV está em soluções baseadas no desenvolvimento de algoritmos. Esse artifício pode ser utilizado em protótipos reais e possui como principal vantagem o baixo custo por ser uma ferramenta não palpável e suscetível de alterações e *upgrades* com foco na melhoria dos resultados.

1.4 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

O Capítulo 2 esclarecerá ao leitor, com fundamentos teóricos, as características e especificações dos sistemas conectados à rede, mediante exposição do histórico de geração de energias renováveis global e nacional, além de definições de subsistemas e dispositivos que compõem a estrutura física e lógica desses sistemas. Ademais, este capítulo explana de forma breve as pesquisas relacionadas ao tema proposto na literatura científica. Problemas usuais de interferências na rede, bem como elementos causadores de harmônicos de corrente também serão abordados nesse conteúdo. Conjuntamente a isso, serão discutidos controles e técnicas de modulação para mitigação de tais perturbações.

O Capítulo 3 exporá a modelagem matemática de modulação por vetores espaciais, inclusive da técnica de modulação SVPWM e suas particularidades, apontando as principais vantagens e desvantagens de sua utilização em sistemas fotovoltaicos conectados à rede.

Já no Capítulo 4, será explanada a modelagem proposta da técnica de modulação OCC.

Esse conteúdo detalhará, minuciosamente, a proposta do projeto e suas especificações no contexto da mitigação da CMV em sistemas fotovoltaicos conectados à rede. As formas de onda da CMV e CMC serão apresentadas.

No Capítulo 5 serão expostos e discutidos os resultados de simulação e suas respectivas discussões utilizando como base comparativa os resultados obtidos na simulação com a aplicação da técnica SVPWM.

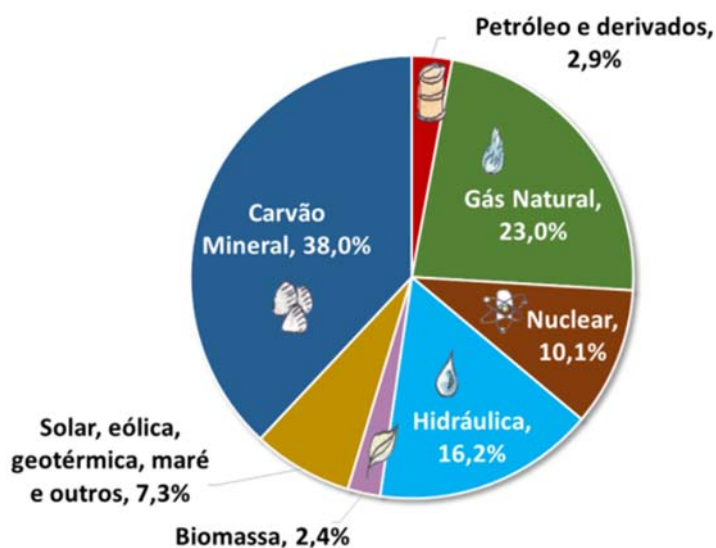
No Capítulo 6 serão apresentadas as conclusões do projeto e sugestões para novos trabalhos utilizando a técnica de modulação OCC.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Em um passado recente, o desenvolvimento social e econômico dos países não oportunizava a utilização de fontes de energias limpas e renováveis como uma alternativa na matriz energética global. Mesmo em dias atuais, ainda há forte tendência pelo uso de energia não renovável. Em 2016, a população mundial consumiu 96,6 Mbbl/d (milhões de barris de petróleo por dia), com crescimento decenal de 12,6% (MINISTÉRIO DE MINAS E ENERGIA, 2017). No entanto, com o crescimento populacional global acelerado e a expansão do consumismo, necessariamente, mudou essa perspectiva, emergindo um conceito que hoje é evidente e essencial: a sustentabilidade. É notório que nos dias de hoje a população deve se comportar de modo sustentável em todos os aspectos.

Sob o contexto da geração de eletricidade, a matriz elétrica global em 2018 gerou 25,9% de energia a partir da utilização de fontes renováveis, dos quais 16,2% provêm da fonte de hidrelétricas e 9,7% são gerados por fontes de usinas fotovoltaicas, eólicas, biomassas, dentre outras. A Figura 2 exibe o gráfico fracionário da matriz elétrica mundial mapeada no ano de 2018.

Figura 2 – Matriz Elétrica Mundial em 2018



Fonte: (INTERNATIONAL ENERGY AGENCY, 2018)

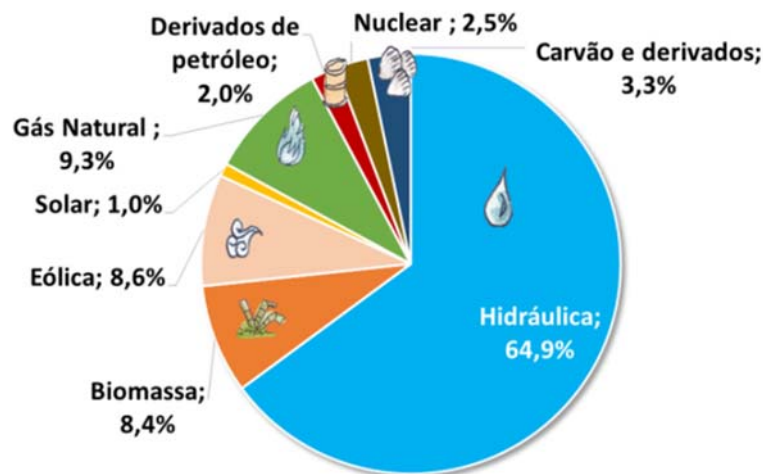
Destaca-se também que existem países onde suas matrizes energéticas são dependentes de fonte de energia única. Isso ocorre por diversos fatores, desde influências climáticas a políticas públicas estabelecidas em cada região. A África do Sul é um exemplo de país onde o Carvão Mineral ocupa 93% de sua matriz para geração de energia elétrica. No Uzbequistão, o

Gás Natural responde por mais de 80% de sua matriz energética. No Paraguai, a fonte de energia Hidráulica, gerada por usinas hidrelétricas, representa 100% da sua matriz elétrica (MME, 2017).

O Brasil é um país de dimensões continentais com diversas fontes de energias renováveis. Essas fontes são favorecidas por ser um país de clima tropical e naturalmente ser detentor de recursos naturais em larga escala. A alta concentração de recursos hídricos, bem como a qualidade do fluxo laminar dos ventos neste país favorece para seu potencial de geração de energia advindas de fontes hidráulicas e eólicas. Além disso, este país apresenta uma matriz energética menos poluente entre os grandes consumidores globais de energia, sendo uma nação com elevada participação de fontes renováveis (IEA, 2018).

A Figura 3 apresenta o gráfico fracionário da matriz elétrica brasileira tendo como referência o ano base de 2019. Observa-se que a energia gerada a partir de fonte hidráulica no Brasil corresponde a mais de 60% de toda energia produzida. Outras fontes de energias renováveis, como a solar e eólica que juntas geram um percentual de 9,6 do total de energia gerada.

Figura 3– Matriz Elétrica no Brasil em 2019



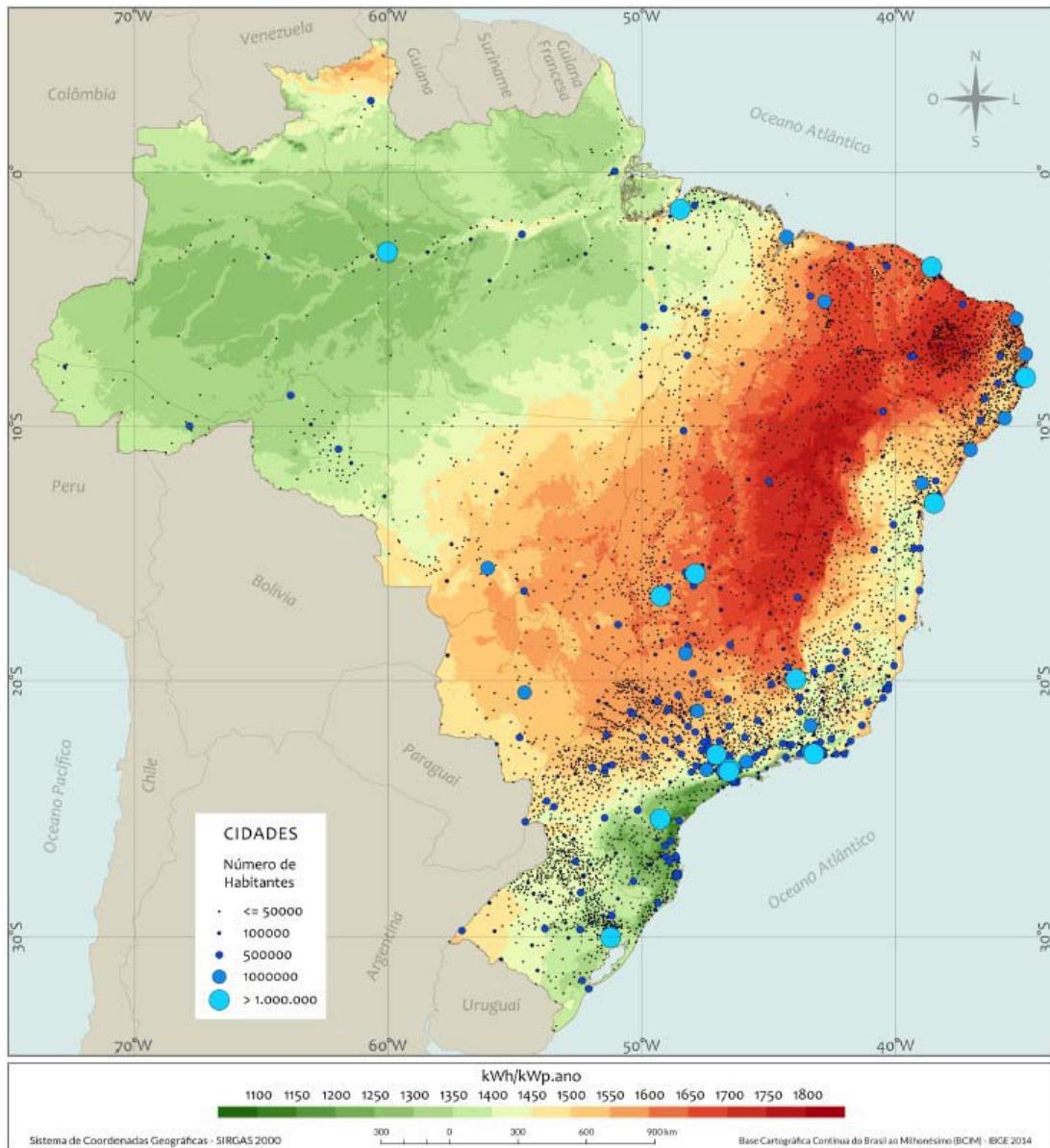
Fonte: (EPE, 2020)

Ademais, geograficamente o Brasil possui regiões onde a irradiação solar é relevante para geração de energia. O Nordeste Brasileiro (NEB) possui uma característica peculiar em boa parte de sua área, uma vez que distingue das demais regiões do Brasil. Por atingir índices médios anuais de radiação solar mais altos, a região citada tem maior potencial para geração de energia elétrica por meio de sistemas fotovoltaicos. Estudos apontam que o recurso de energia solar na região Nordeste do Brasil é superior ao da maioria dos países europeus com um

mercado de energia solar bem estabelecido, embora a energia solar represente uma fração mínima da matriz elétrica nacional (MARTINS et al., 2019).

A Figura 4 exibe a concentração de radiação solar no Brasil (FINGER, 2019). Nota-se que boa parte da área com índices de maior potencial de energia fotovoltaica está concentrada na região nordeste, com destaque para a Bahia, Piauí, Ceará e Paraíba.

Figura 4 – Potencial de geração de energia solar fotovoltaica no Brasil



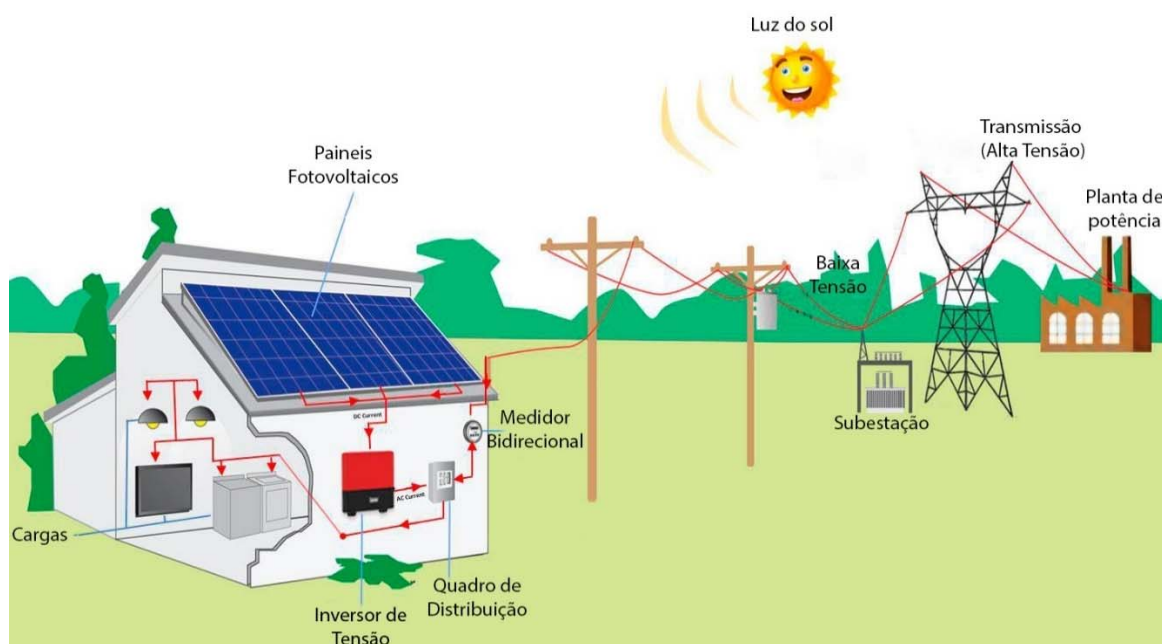
Em síntese, considerando que boa parte da energia elétrica gerada no Brasil é produzida por fontes renováveis, tendo como maior percentual de geração as fontes hidráulicas, solar, eólica e biomassa, além do crescente avanço das técnicas no âmbito de energias renováveis com foco em sistemas fotovoltaicos, surge a necessidade de aperfeiçoamento em estratégias de

Toumi et al. (2020), em sua pesquisa classifica os Filtros Ativos de Potência – APFs (do inglês *Active Power Filter*) em dois tipos: APFs de derivação em paralelo e série. Os Filtros ativos quando conectados em paralelo à rede, injetam uma corrente elétrica que é igual em amplitude à corrente harmônica a ser suprimida, mas com fase oposta. Já os filtros ativos quando conectados à rede em série, geralmente são concatenados por meio de um transformador demandando uma tensão harmônica tal que, quando adicionado à tensão da rede, produza uma forma de onda de tensão semelhante a senoidal no ponto de conexão.

2.1.1 Sistemas fotovoltaicos conectados à rede

As energias renováveis atingem um patamar relevante nos sistemas elétricos e são cada vez mais necessárias para garantir a sustentabilidade nas matrizes energéticas e elétricas atuais e futuras. A energia fotovoltaica é uma opção interessante para geração de eletricidade dentre todas as fontes de energia renováveis, uma vez que é fonte limpa, renovável e ilimitada de energia (JANA; SAHA; DAS BHATTACHARYA, 2017). Os sistemas fotovoltaicos conectados à rede (PV) atraem constantemente a atenção da indústria e da academia como um meio de fornecer uma alternativa (limpa e renovável) à geração de combustível fóssil convencional. A Figura 6 ilustra claramente o arranjo básico de um sistema fotovoltaico conectado à rede.

Figura 6 – Estrutura esquemática de um sistema fotovoltaico conectado à rede



Fonte: Adaptado de MPSolar (2018)

Os sistemas *PV* conectados à rede são essencialmente compostos por matrizes de células

fotovoltaicas, interligadas à rede de energia elétrica por meio de um circuito de condicionamento de energia que inclui um conversor CC/CA (HASSAINE; BENGOURINA, 2020). Esses sistemas podem ser instalados em vários tipos de ambientes, sem necessariamente ocupar uma área suplementar. Além disso, podem ser implantados próximo dos consumidores devido ao baixo ruído, além de as emissões de carbono geradas serem consideravelmente menores do que pelo processo de transformação de energia a partir de combustíveis fósseis (RIBEIRO; AROUCA; COELHO, 2016). Para haver a geração de potência elétrica e o compartilhamento com a rede, o sistema fotovoltaico é composto por vários componentes:

2.1.1.1 Arranjo PV

O conjunto de painéis solares fotovoltaicos ou arranjos PV, constituem de uma matriz de placas fotovoltaicas dispostas em série, paralelo ou mista com a função de gerar tensão elétrica a partir da irradiação solar por meio do efeito fotoelétrico. Os arranjos PV são projetados e fabricados para serem utilizados em ambiente externo, sob sol, chuva e outros agentes climáticos, devendo operar satisfatoriamente nestas condições por períodos acima de 25 anos. Sistemas solares fotovoltaicos podem ter a dupla função de gerar eletricidade e funcionar como elemento arquitetônico na cobertura de telhados, paredes, fachadas ou janelas (RÜTHER, 2004).

A geração de potência de um arranjo PV, na qual é transmitida para o conversor CC/CA é variável no decorrer do dia, pois a irradiação não é contínua devido a fatores naturais, ocasionando geração de valores de tensão e corrente não controlados. Isso pode ser um problema para o conversor, pois este pode não estar configurado para receber picos de tensão e corrente dentro de sua margem de segurança de operação. Além disso, o sistema pode se tornar ineficiente por não estar aproveitando seguramente a potência máxima gerada pelo agrupamento matricial de placas fotovoltaicas.

2.1.1.2 Caixa de junção

A caixa de junção de um painel fotovoltaico é a interface entre as células condutoras deste painel e os cabos elétricos. Geralmente são instaladas na parte traseira de cada painel PV. A maioria das caixas de junção fotovoltaicas possuem diodos de proteção ou diodos de *by-pass*, com a função de manter o fluxo de energia unidirecional, evitando dessa forma que a potência elétrica retorne aos painéis na ausência da radiação solar. Os diodos de proteção evitam também os efeitos causados por pontos quentes e sombreamentos, que afetam diretamente o

desempenho do módulo fotovoltaico.

Figura 7 – Caixa de junção para painel fotovoltaico



Fonte: (MAGIDEAL, 2021)

É relevante destacar que o ponto quente advém quando há um defeito de fabricação ou um conjunto de células dispostas em série está parcialmente sombreada, o que é o caso mais comum e mais perigoso em sistemas conectados à rede, onde o número de módulos em série é elevado. Nesse caso, vale salientar também que o dimensionamento adequado do arranjo PV e do número de inversores num sistema fotovoltaico é essencial para evitar problemas de aquecimento principalmente em caixas de junção.

2.1.1.3 Inversor de tensão trifásico fotovoltaico conectado à rede

Nas últimas décadas, os inversores de tensão para aplicação em sistemas fotovoltaicos conectados à rede evoluíram expressivamente por possuir alta diversidade, além de ser consideradas uma das tecnologias de maior avanço no seu desenvolvimento para os sistemas atuais de energia eletrônica e de eficiência energética, considerando a viabilidade do custo de fabricação, simplicidade na estrutura, tamanho reduzido, baixo peso e alta confiabilidade.

A eficiência na conversão de energia, peso, tamanho e custo são fatores críticos quando os sistemas fotovoltaicos são avaliados para instalações. Dessa forma, os circuitos conversores CC/CA totalmente eletrônicos, inclusive os que não possuem transformador como isolamento galvânica, geralmente são favoráveis por apresentar uma boa relação custo-eficiência.

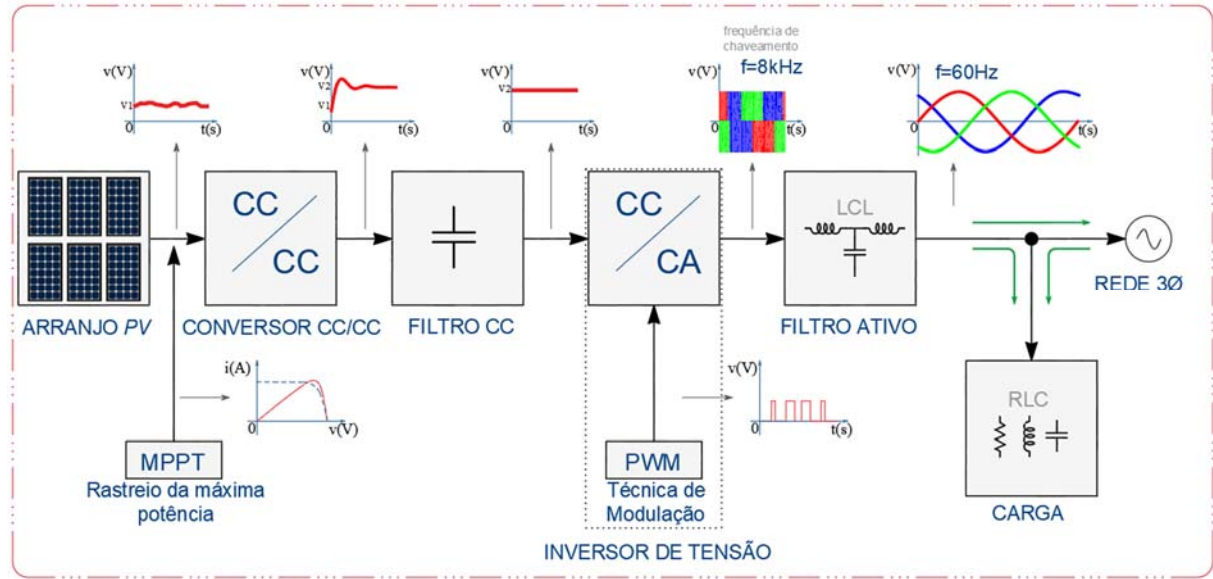
O desenvolvimento de configurações modernas, compactas e eletrônicas tem facilitado significativamente na instalação do inversor. Estes fatores influenciam no custo de sua

produção. Desta forma, o aumento do número de sistemas fotovoltaicos conectados à rede instalados nos últimos anos deve-se principalmente à forte tendência decrescente do custo desses sistemas, bem como na consolidação de políticas e subsídios concedidos pelos governos a esses tipos de tecnologias (JANA; SAHA; DAS BHATTACHARYA, 2017).

No entanto, estudos apontam que inversores conectados à rede possuem características de não-linearidade, uma vez que dispositivos eletrônicos de potência (exemplo: IGBT, MOSFETS) utilizados na composição dos inversores apresentam frequência de chaveamento elevada, o que afeta a qualidade da fonte de alimentação (TONG; LI; ZHOU, 2016). De modo geral, o inversor de tensão é um dos componentes essenciais que conecta o arranjo PV com a rede. Outrossim, é a interface decisiva entre o sistema fotovoltaico e a rede elétrica, de modo que a dinâmica e a operação estável do inversor são criticamente importantes no sistema de geração fotovoltaica.

A Figura 8 apresenta o diagrama de blocos básico, circunstanciando os estágios dos níveis tensão em um sistema fotovoltaico onde um inversor de tensão trifásico, conecta um arranjo PV a uma rede de energia elétrica trifásica.

Figura 8 – Diagrama de blocos de um sistema fotovoltaico conectado à rede



Fonte: Próprio Autor

Convém observar que a alta frequência de comutação destaca uma relevante vantagem na estruturação do sinal senoidal na saída da tensão sem exigir um superdimensionamento de componentes dos Filtros Ativos de Potência para alcançar o sinal de saída satisfatório.

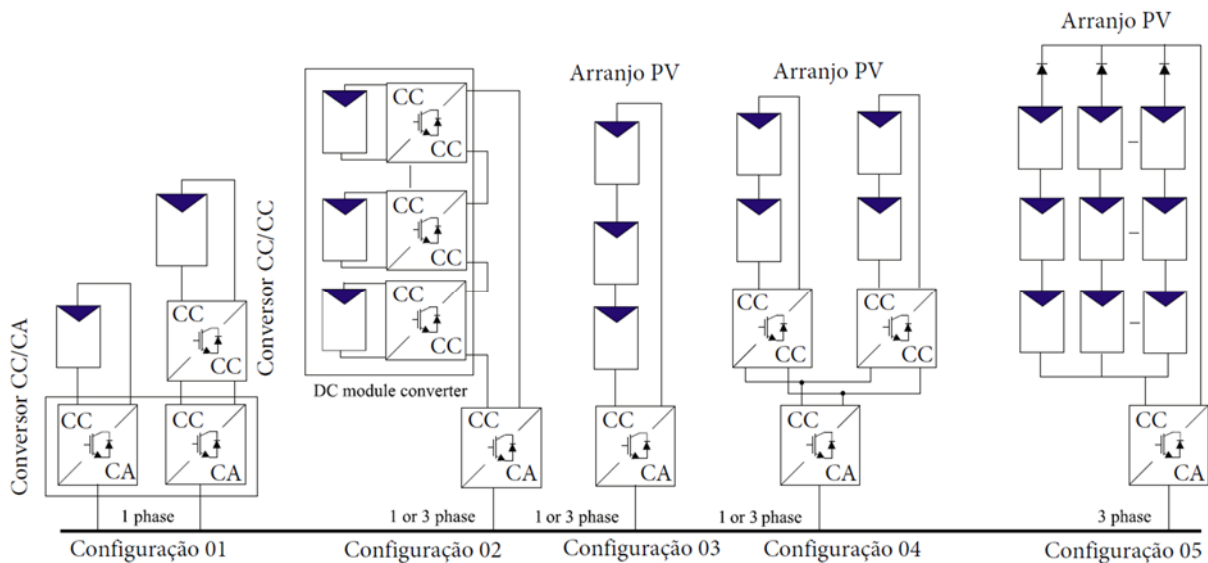
A baixa distorção de corrente de linha e o elevado fator de potência são características importantes em inversores de tensão conectados à rede. Normalmente, são controlados de modo

a gerar a corrente de saída em fase com a tensão da rede para alcançar a potência máxima de saída ativa, minimizando a potência de saída reativa (PATEL et al., 2016). Para Tong (2016), o inversor de tensão conectado à rede deve ser capaz de transferir de forma eficiente a quantidade máxima de energia fotovoltaica produzida pelo arranjo PV para a rede elétrica e para as cargas.

2.1.1.4 Configurações de arranjos PV

A análise de configuração dos arranjos PV é essencial, sobretudo, na perspectiva de viabilidade técnica e econômica do sistema. Vargas et al.(2020), em sua pesquisa aborda cinco principais configurações para organizar os sistemas fotovoltaicos conectados à rede. Cada configuração consiste numa matriz de módulos fotovoltaicos conectados em série e/ou paralelo usando conversores CC/CC e conversores CC/CA para conexão com a rede elétrica.

Figura 9 – Configurações de sistemas fotovoltaicos conectados à rede



Fonte: Adaptado de Vargas et al (2020)

A configuração 01 apresenta soluções flexíveis para sistemas com baixos níveis de potência. Este tipo de configuração consiste em um módulo fotovoltaico conectado a um conversor CC/CC, além de um painel fotovoltaico conectado à apenas um inversor (CC/CA). O uso de um único módulo PV ligado diretamente ao inversor elimina as perdas dissipadas por incompatibilidade, devido a atuação do conversor *boost*. A configuração 02 é semelhante a anterior, mas com a interligação dos conversores CC/CC em série, entretanto, nota-se que cada painel fotovoltaico é interligado a um único conversor.

As configurações 01 e 02 apresentam vantagens por permitir a detecção de falhas no

sistema facilmente, no entanto, o custo por Watt de geração é alto e a geração é da ordem de centenas de Watts.

Na configuração 03, vários módulos fotovoltaicos são conectados em série a um único inversor. Pode ser considerado como uma derivada da configuração 05, mas em menor escala. Este é de 1 a 3% mais eficiente do que a configuração 05 porque o MPPT é realizado separadamente em cada *string* de módulos fotovoltaicos.

Por outro lado, a configuração 04 pode ser considerada como um híbrido entre a configuração 05 e 03, pois pode operar com altos níveis de potência com baixo custo e apenas um único inversor central. Nesta topologia vários Módulos fotovoltaicos são conectados a um conversor DC/DC, o que permite que cada string de módulos fotovoltaicos tenha seu próprio MPPT. A saída de todos os conversores CC/CC é conectada a um inversor CA comum que está conectado à rede elétrica (VARGAS GIL et al., 2020).

Na configuração 05, um número expressivo de células fotovoltaicas são conectadas em série e/ou paralelo a um único inversor central que é responsável por transformar a corrente contínua em corrente alternada, sincronizando com a rede e controlando a injeção de energia. Esta configuração é a que tem menor custo disponível, no entanto, há algumas desvantagens, como a interligação entre os módulos fotovoltaicos. Outros problemas incluem o inversor exigindo cabos CC de alta tensão, a grande quantidade de harmônicos na corrente de saída, baixa eficiência devido ao uso de um único MPPT para todos os módulos fotovoltaicos e perdas de incompatibilidade devido às diferenças físicas dos módulos fotovoltaicos. Este tipo de inversor opera com potência nominal superior a 30 kW (VARGAS GIL et al., 2020).

2.1.1.5 Medidor bidirecional

A medição da energia consumida pela carga ou gerada pelo sistema *on-grid* é realizada pelo medidor bidirecional, que é um dispositivo utilizado para monitorar e medir o fluxo de energia bidirecional, a entrada e saída de eletricidade entre o sistema de geração de energia para a rede elétrica.

Sendo assim, quando o sistema fotovoltaico gera mais energia do que a demandada pela instalação consumidora, essa potência gerada excedente é injetada na rede de distribuição de energia, que por sua vez deve passar pelo instrumento de medição. Esse equipamento registra as seguintes medições: energia consumida pela carga advinda da rede de energia elétrica da concessionária (em kWh) e a energia injetada na rede (em kWh), essa gerada pelo sistema fotovoltaico.

2.1.1.6 Barramento de ponto comum com a rede elétrica

Nas instalações solares fotovoltaicas, o arranjo fotovoltaico é conectado ao sistema inversor que por sua vez cria uma interface com a rede elétrica convencional por um ponto físico comum entre o sistema fotovoltaico, a carga (consumidor) e a rede de energia elétrica fornecida pela concessionária. Em síntese, é uma rede de energia elétrica que interliga os centros de carga e os fornecedores de energia. Esse nó favorecerá à carga como acesso a dois sistemas geradores de potência (sistema PV e rede de energia pela concessionária).

2.1.2 Dispositivos eletrônicos de chaveamento

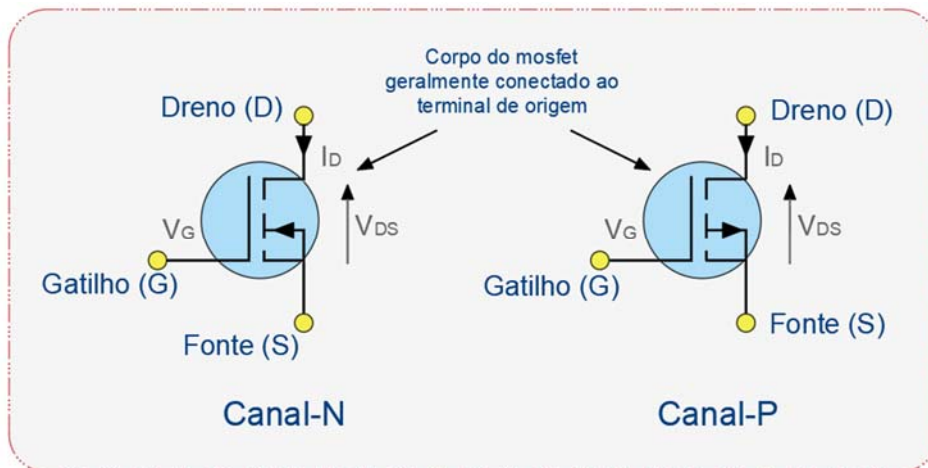
Nos últimos anos, os mecanismos de geração de ruído de chaveamento dos dispositivos de potência têm sido investigados em diversas literaturas. Por um lado, verifica-se que o grande ruído de chaveamento é induzido quando o dispositivo de potência é ligado em alta velocidade, e uma variedade de estruturas de melhoria foram aplicadas para suprimir o ruído de ativação. Por outro lado, a influência das características de desligamento dos dispositivos de potência no ruído de chaveamento demonstra que melhorar a controlabilidade dv/dt também pode reduzir o ruído de desligamento. Os trabalhos anteriores enfocam o ruído de chaveamento proveniente dos processos de ON-OFF (TONG et al., 2019).

2.1.2.1 MOSFETs

MOSFETs de potência são dispositivos eletrônicos de chaveamento controlados por tensão e seu funcionamento exige apenas uma pequena corrente de entrada. A velocidade de chaveamento é muito alta e os tempos de chaveamento são da ordem de nanosegundos (RASHID, 1999). Nesse sentido, esses dispositivos são adequados para algumas aplicações em conversores CC/CA, por possuir alta frequência de chaveamento. Os MOSFETs são amplamente utilizados em retificadores de ponte completa, como equipamentos eletrônicos para uso residencial, motores industriais e alguns inversores solares (TONG et al., 2019). Nesse contexto, os MOSFETs de potência têm relevante ascendência nas aplicações em conversores de alta frequência e baixa potência.

A Figura 10 exhibe as características elétricas desse dispositivo de chaveamento.

Figura 10 – Circuito de MOSFET de potência.



Fonte: Adaptado de Rashid (1999)

Onde:

V_{DS} = Tensão entre os terminais D e S;

I_D = Corrente no terminal D

V_G = Tensão no terminal G.

Os dispositivos MOSFETs não têm os problemas do fenômeno de ruptura secundária como os TBJs (Transistor Bipolar de Junção). No entanto, os MOSFETs têm os problemas de descarga eletrostática e necessitam de cuidados especiais no manuseio (RASHID, 1999) é uma particularidade desvantajosa que vulnerabiliza o uso do componente eletrônico.

2.1.2.2 IGBT

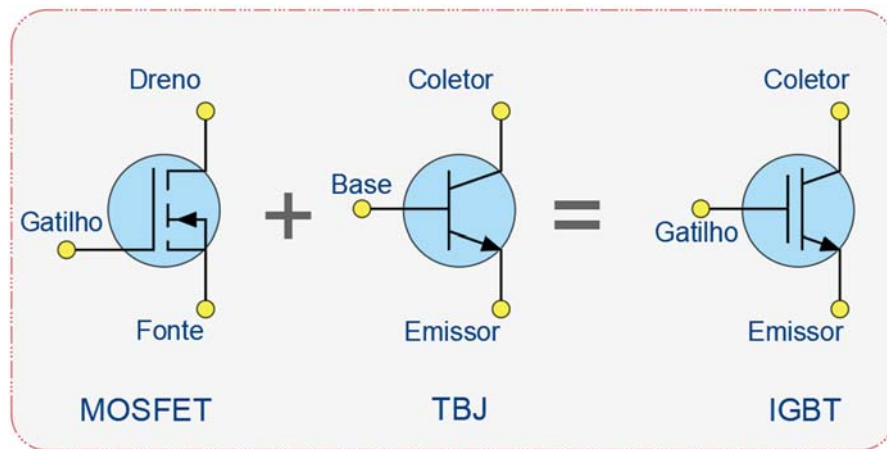
O transistor bipolar de porta isolada – IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) pode ser usado em vários tipos de aplicações na eletrônica, incluindo transformação de novas energias, veículos elétricos, controle de tensão de equipamentos, dentre outros. A operação estável e confiável do IGBT é fundamental para garantir o funcionamento adequado dos equipamentos. Um fator preponderante que leva a falhas dos IGBTs afetando a sua confiabilidade é a temperatura da junção durante a comutação (SHAO et al., 2020).

A determinação precisa das perdas de energia em dispositivos semicondutores é importante para projeto ideal e confiável de um conversor de energia. A perda de comutação é um componente importante da perda total do dispositivo em um IGBT em um inversor de fonte de tensão (DAS; NARAYANAN; TIWARI, 2018). O IGBT é o componente central mais caro no interior do conversor, porém, é um dos mais vulneráveis a falhas. Os erros que ocorrem num sistema eletrônico de potência são principalmente devido à temperatura excessiva do IGBT

(SHAO et al., 2020).

O IGBT combina as vantagens dos TBJs e MOSFETs, tem impedância de entrada elevada, como os MOSFETs, e baixas perdas em condução, como os TBJs. Mas não há o problema de ruptura secundária, como nos TBJs. Devido ao projeto e à estrutura da pastilha a resistência equivalente do dreno para a fonte (source) é controlada para comportar-se como a de um TBJ. (RASHID, 1999) Para melhor entendimento, a Figura 11 exhibe a ilustração da combinação dos componentes eletrônicos.

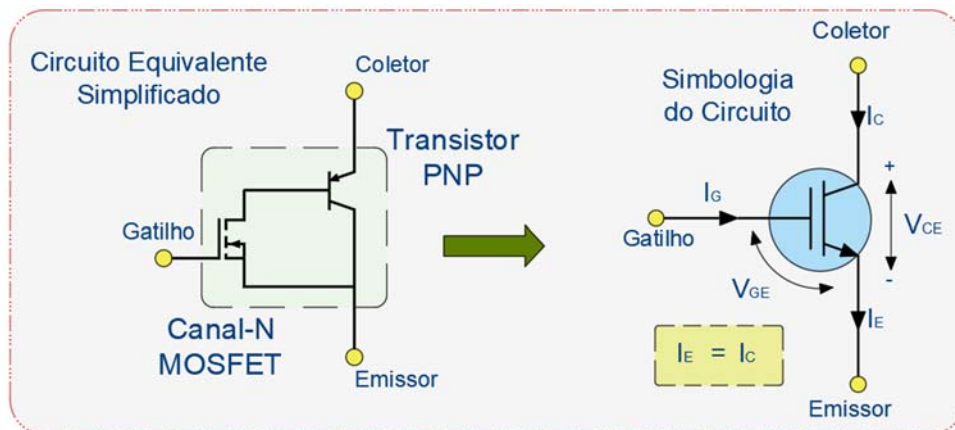
Figura 11 – Combinação de MOSFET e TBJ



Fonte: Próprio Autor

A representação simbólica e as características elétricas de um IGBT são mostradas na Figura 12. Em sua arquitetura, o componente possui três terminais: coletor, emissor e Gatilho. Ao invés de dreno, fonte e Gatilho em comparação com o MOSFET, apesar de seus parâmetros a simbologia serem similares.

Figura 12 – Representação e características elétricas do IGBT



Fonte: Próprio Autor

Onde:

V_{CE} = Tensão entre o terminal Coletor e o terminal Emissor;

V_{GE} = Tensão entre o Gatilho e o terminal Emissor;

I_C = Corrente no terminal Coletor;

I_G = Corrente no Gatilho;

I_E = Corrente no terminal Emissor.

Em geral, a especificação de corrente para um IGBT pode ser de até 400 A e 1200 V, com frequência de chaveamento de até 20 kHz. Os IGBTs estão encontrando crescentes aplicações em média potência, tais como acionamentos de motores CC e CA, fontes de alimentação, relés de estado sólido e contactores (RASHID, 1999).

2.2 INTERFERÊNCIAS ELETROMAGNÉTICAS

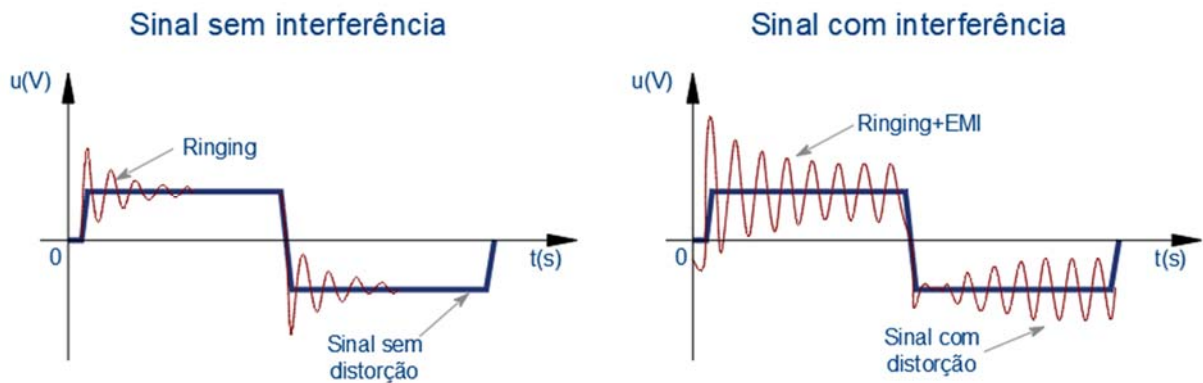
A energia elétrica quando utilizada com a forma de onda senoidal em cargas de características lineares não apresentam grandes problemas. Porém, com a disseminação do uso de equipamentos eletrônicos que na maioria das vezes necessitam de tensões contínuas para operar, surge a necessidade de se utilizar conversores de energia, sejam eles fontes lineares ou fontes chaveadas, para fornecer as correntes CC ou CA que tais equipamentos exigem (LIZ, 2003).

Os equipamentos compostos de dispositivos eletrônicos de chaveamento de frequências elevadas são bastante utilizados e difundidos na tecnologia atual (fontes chaveadas, inversores de tensão), por possuir vantagens consideráveis e necessárias como por exemplo volume e peso reduzidos. No entanto, esses equipamentos apresentam características não-lineares, gerando uma elevada quantidade de interferências e de componentes harmônicos para a rede de distribuição.

As Interferências Eletromagnéticas são distúrbios que causam resposta indesejável a qualquer equipamento e que podem ser geradas por centelhamento nas escovas de motores, chaveamento de circuitos de potência, acionamentos de cargas indutivas e resistivas, acionamentos de relés, chaves, disjuntores, lâmpadas fluorescentes, aquecedores, ignições automotivas, descargas atmosféricas e mesmo as descargas eletrostáticas entre pessoas e equipamentos, aparelhos de micro ondas, equipamentos de comunicação móvel, dentre outros. Tudo isto pode provocar alterações causando sobretensão, subtensão e picos, transientes (CASSIOLATO, 2013).

A Figura 13 mostra a variação no sinal de saída provocado pelos efeitos da EMI

Figura 13 – Falsas transições na saída – efeito EMI



Fonte: Adaptado de Cassiolato (2013)

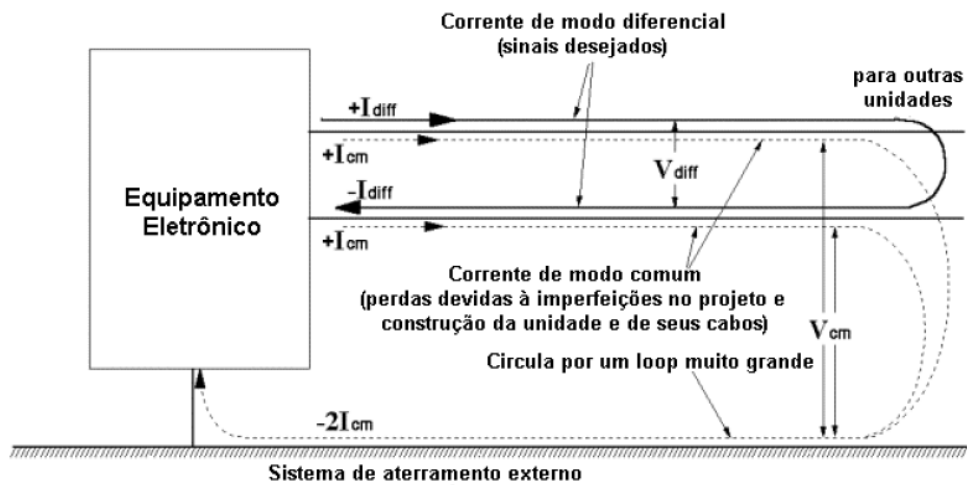
Os efeitos das interferências podem ser minimizados através do isolamento do meio de transmissão, no caso dos meios guiados, por blindagem, por meio do recurso a técnicas de transmissão balanceadas, por filtragem ou de técnicas de cancelamento. Em alguns casos é possível identificar a fonte geradora do sinal e simplesmente eliminá-la ou atenuar a potência do sinal emitido (MOREIRA, 2019)

2.2.1 Modos de acoplamentos

Os efeitos da EMI podem ser compreendidos quando são destacados alguns conceitos. As definições de acoplamentos em modo diferencial, modo comum e modo irradiado via antena se aplicam ao acoplamento de emissões e de interferência.

A Figura 14 mostra que nos sinais de modo diferencial, a corrente sai por um condutor (fase), retorna por outro (neutro), e esses dois condutores têm uma tensão diferencial entre eles. (LIZ, 2003). Da mesma forma, nota-se que as Correntes de Modo Comum percorrem na mesma direção e sentido em dois cabos distintos, retornando para o equipamento eletrônico pelo sistema de aterramento externo.

Figura 14 – Sinais de modo diferencial (desejados, funcionais) e sinais de modo comum (perdas, dispersão)

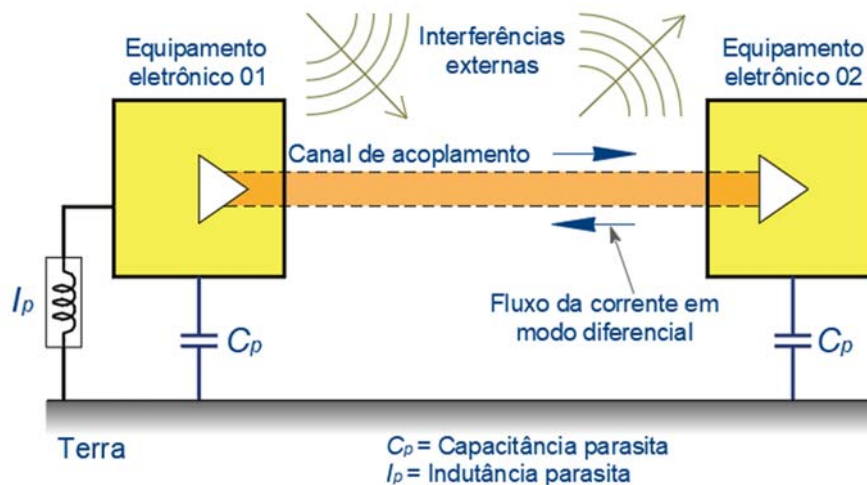


Fonte: (LIZ, 2003)

2.2.1.1 Modo Diferencial

Em quase todas as situações, o sinal desejado é produzido em modo diferencial. Para Liz (2003), o sinal em modo diferencial pode também ser denominado de modo normal ou modo longitudinal. Ele é caracterizado por correntes circulando pelos condutores fase e neutro com uma diferença de fase de 180°. A Figura 15 ilustra o comportamento da corrente em modo diferencial no entre o acoplamento de dois equipamentos eletrônicos. Nota-se que o fluxo da corrente é bidirecional e portanto, um sinal desejável.

Figura 15 – Acoplamento em modo diferencial

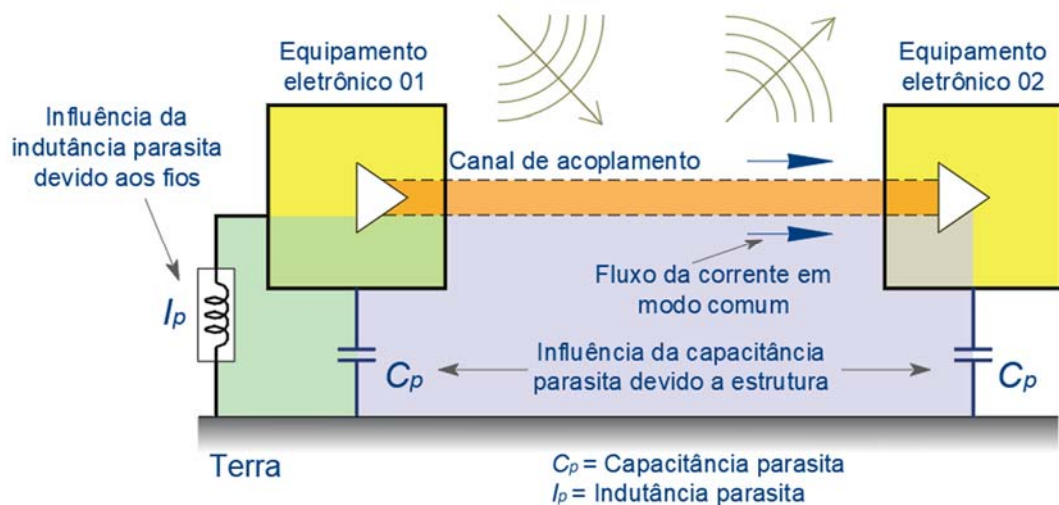


Fonte: Adaptado de Liz (2003)

2.2.1.2 Modo Comum

As capacitâncias parasitas e indutâncias associadas (Figura 16) com a fiação e gabinete de cada equipamento são partes integrantes do circuito de acoplamento de modo comum e têm um papel importante na determinação da distribuição da amplitude e espectro das correntes de modo comum. Estas impedâncias estão dispersas e não fazem parte do equipamento em nível de componentes e por isto que é difícil de se controlar seus efeitos. (CASSIOLATO, 2013)

Figura 16 – Acoplamento em modo comum



Fonte: Adaptado de Liz (2003)

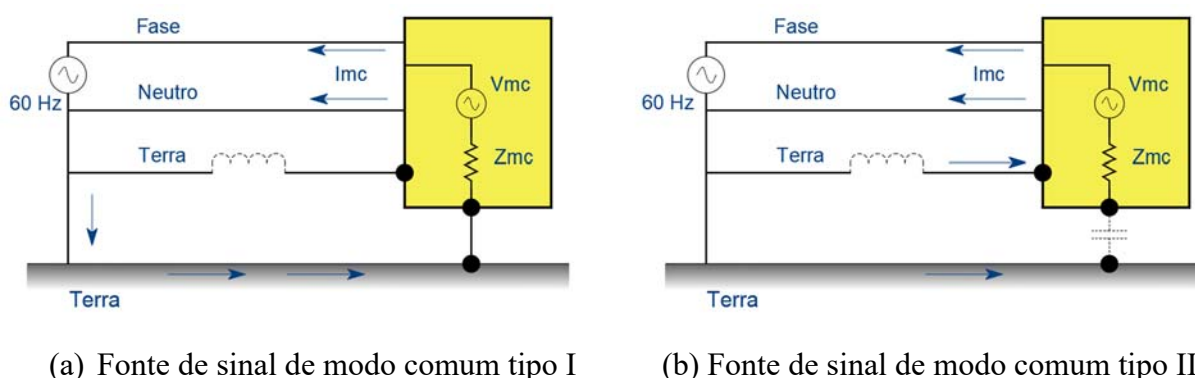
Lock et al., (2016) em seu trabalho afirmam que a CMV é ocasionada principalmente por EMI e normalmente são provocadas por influências externas como transmissores de rádio e TV, luzes fluorescentes, equipamentos de potência, motores, dentre outros. Essas interferências geralmente atuam em uma faixa de frequência acima de 100 kHz. Tecnicamente, uma tensão de modo comum é a metade da soma vetorial das tensões de cada condutor de um circuito balanceado para o aterramento local ou comum (MAXININTEGRATED, 2003). As EMI também provêm de algumas fontes naturais, como radiação cósmica, radiação solar e trovoadas, entre outros.

A CMV é sempre um problema, uma vez que pode originar corrente de modo comum, que é prejudicial a muitos sistemas elétricos, com harmônicos de tensão poluindo a rede. Em aplicações industriais, esta corrente pode causar erros no equipamento de controle. Em *Data Centers*, pode provocar falhas em computadores, sistemas de armazenamento, e fontes de alimentação. Em redes elétricas, pode ocasionar disparos falsos de relés, vazamento de correntes e redução da vida útil de equipamentos (LOCK et al., 2016). O autor também destaca

que a CMV é ocasionada principalmente por interferências eletromagnéticas.

A corrente de modo comum é caracterizada por correntes circulando pelos condutores fase e neutro com uma diferença de fase de 0° , ou seja, as correntes estão em fase. Este modo de propagação está ilustrado nas figuras: Figura 17(a) e Figura 17(b). Existem duas subcategorias de sinais de modo comum, denominadas de modo I e modo II. No modo I, a fonte de sinal de modo comum é referenciada à carcaça, que por sua vez está aterrada no plano de terra.

Figura 17 – Características de sinal de modo comum



(a) Fonte de sinal de modo comum tipo I

(b) Fonte de sinal de modo comum tipo II

Fonte: Adaptado de Liz (2003)

A impedância do plano de terra é muito menor do que a impedância referente à indutância do fio terra. Conseqüentemente, o caminho da corrente de retorno é através do plano de terra. Na grande maioria dos casos, a interferência de modo comum tipo I circulando em cabos é a causa de problemas de emissão radiada. Isto porque a grande área de malha criada pelo caminho da corrente de modo comum torna esta malha uma fonte eficiente para radiação das emissões. Por outro lado, as correntes de modo diferencial fecham uma malha de área pequena – o produto entre o comprimento do cabo e a separação entre os condutores.

O sinal de modo comum tipo II ocorre tipicamente quando a carcaça está isolada do plano de terra. Quando a carcaça é isolada do plano de referência, uma capacitância parasita (na ordem de dezenas de pF) surge em série com o caminho de retorno da corrente através do plano de terra. Esta capacitância gera uma alta impedância, que faz com que a impedância do fio terra seja a menor neste caso, e é pelo fio terra que grande parte da corrente de retorno circula (LIZ, 2003). A área de malha pela qual o sinal de modo comum tipo II circula é muito menor do que a área referente ao sinal de modo comum tipo I, e assim gera menos problemas de emissões radiadas. Em sistemas reais, ambos os modos estão presentes.

2.2.2 Técnicas para mitigação da EMI

Há forte preocupação nas pesquisas em solucionar problemas que interferem negativamente na qualidade da energia gerada por arranjos PV. Um desses gargalos está na redução de EMI, que indiretamente age de forma bidirecional na rede elétrica, tendo como uma das consequências, a redução da vida útil dos equipamentos conectados. Estratégias são utilizadas para redução de EMI em inversores de tensão, mas para um funcionamento efetivo do sistema, é importante também a escolha da técnica de modulação que emita quantidade reduzida de sinais de modo comum.

Dabour et al. (2018) assegura, em sua pesquisa, a hipótese de que todas as técnicas de modulação por largura de pulso (PWM) disponíveis, empregadas em diferentes topologias de conversor matricial (MC), geralmente geram tensão de modo comum de comutação (CMV), o que apresenta inúmeras questões operacionais em acionamentos elétricos.

Firouzjaee e Zare (2010), afirma que uma das características inerentes às técnicas PWM é a geração da CMV, que é definida como a tensão entre o neutro da saída do inversor e o aterramento, estimulado sobretudo, pela necessidade de alta frequência de chaveamento dos dispositivos semicondutores. Nesta perspectiva, a aplicação de técnicas PWM para redução dos níveis de CMV em sistemas trifásicos conectados à rede sem isolamento galvânica tem sido um tema relevante na literatura. Hou et al (2013), investigou experimentalmente o desempenho da aplicação de técnicas PWM trifásicas, com a fonte de geração de energia fotovoltaica interligada à rede. Salienta-se, portanto, que em tais aplicações a corrente de vazamento pelo aterramento (CMC) deve ser consideravelmente menor do que 1 (um) Ampère, valor difícil de obter em sistemas conectados diretamente na rede (sem transformador).

Além dos métodos convencionais de PWM, como o SVPWM (*Space Vector PWM*) e DPWM (*Discontinuous PWM*), foram desenvolvidas outras variações de métodos PWM com emissão de tensão de modo comum reduzidas – RCMVPWM (*Reduction Common Mode Voltage PWM*), são considerados como exemplo AZSPWM (*Active Zero State PWM*) e NSPWM (*Next State PWM*). Os métodos RCMVPWM testados pela pesquisa apontam que a CMV e a CMC é significativamente menor do que os métodos convencionais. Em particular, NSPWM produz o melhor desempenho, incluindo a corrente de fuga reduzida pelo aterramento, e perdas reduzidas de comutação (HOU et al., 2013).

Das estratégias de controle existentes na literatura que apresentam robustez, simplicidade em sua estrutura e apresentam resultados satisfatórios, destaca-se o OCC como um método universal para controlar módulos de potência monofásicos ou trifásicos por meio

de dispositivos semicondutores de potência (MOSFET, IGBT ou GTO) utilizados principalmente em inversores conectados à rede, filtros ativos de potência, retificadores, dentre outros. Esse controle tem também como vantagens velocidade elevada, simplicidade, estabilidade e adaptabilidade universal. Devido a isso vantagens OCC indicam bom desempenho, menor custo e alta confiabilidade (SMEDLEY; TAOTAO JIN, 2004).

Smedley e Taotao (2004) apontaram em seus estudos que a técnica OCC é um método universal para controlar módulos de potência trifásicos por meio de dispositivos semicondutores de potência utilizados principalmente em inversores conectados à rede. O controle OCC tem as vantagens de velocidade elevada, simplicidade em sua estrutura, estabilidade no processamento dos dados e adaptabilidade universal.

Leite, Salazar e Carvalho (2017), propuseram em sua pesquisa a implementação do OCC para rastrear o MPPT de um arranjo *PV* em conversores DC/DC. O estudo concluiu que a técnica de modulação OCC propicia ao sistema uma rápida resposta dinâmica atingindo o erro de regime permanente nulo quando o sistema é exposto às perturbações. Foi observado também que essa técnica foi capaz de eliminar o efeito das variações de radiação solar quase que instantaneamente.

A técnica OCC é utilizada também em pesquisas relacionadas a desequilíbrios de tensão Lock, et al (2015) propõe um retificador com OCC que utiliza um controle de resistência de entrada para configurar o barramento de tensão contínua e alcançar um fator de potência unitário (LOCK et al., 2015). Essa estratégia tem sido uma solução proeminente e adequada para melhorar a qualidade da energia com a ajuda de retificadores trifásicos. Bento et al (2018) propôs um método de controle generalizado com base tanto na técnica OCC quanto na estratégia de modulação por largura de pulso híbrida – HPWM (*Hybrid PWM*). O estudo aponta para melhoria do desempenho do sistema enquanto fornece distorção harmônica total (THD) de corrente muito baixa.

3 MODULAÇÃO POR VETORES ESPACIAIS

A modulação por vetores espaciais, também conhecida como *Space Vector Modulation* (SVM), é mais utilizada para controles de modulação em inversores de tensão. Este tipo de modulação apresenta algumas características importantes, pois permite otimizar e reduzir o número de comutações, as perdas nos semicondutores de chaveamento, mitigação da tensão de modo comum, redução da distorção harmônica total e ondulação de tensão nos capacitores (WU, BIN, 2017). A *exibe seis dispositivos eletrônicos de chaveamento.*

exibe seis dispositivos eletrônicos de chaveamento.

Cabe observar também que, para os inversores de tensão trifásicos as grandezas elétricas da CMV (v_{cm}) podem ser medidas entre o ponto neutro e o aterramento (v_{n0}). Assim, pode-se concluir que:

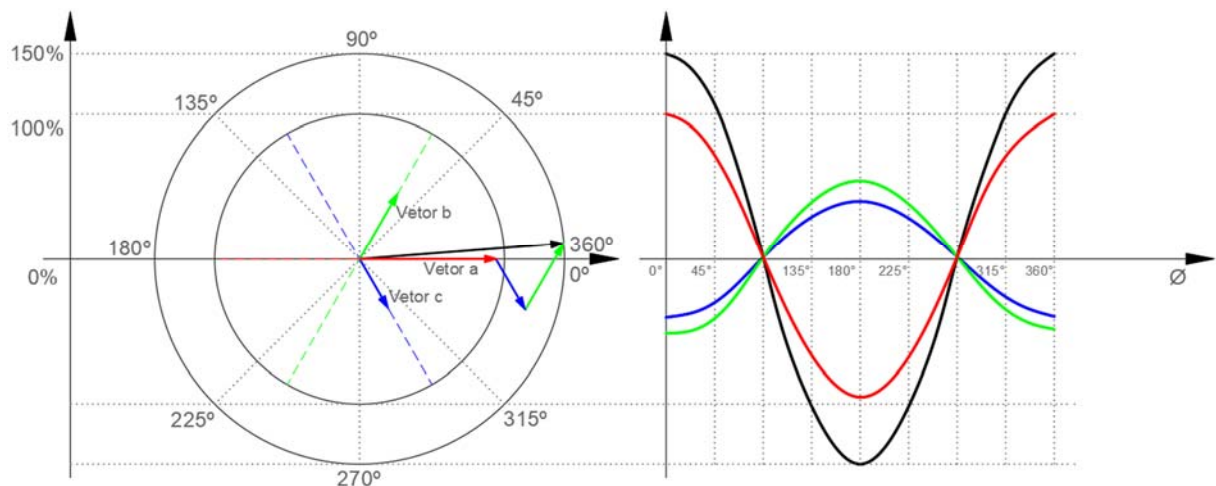
$$v_{cm} = v_{n0} \quad (01)$$

Na modulação vetorial, cinco etapas de implementação podem ser identificadas, sendo elas: 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 (PINHEIRO et al., 2002).

3.1 A TÉCNICA DE MODULAÇÃO SVPWM

O processo de modulação por largura de pulso por vetores espaciais surge quando se baseia numa referência trifásica denominada onda fundamental (Figura 18), a qual pode ser obtida de um sinal de tensão ou corrente, no controle do processo (RIBEIRO et al., 2018).

Figura 18 – Referência trifásica



Fonte: Próprio Autor

Nessa perspectiva, a maior diferença de outros métodos PWM é que o SVPWM usa vetores como referência de modo que a sua variação angular determina a largura de pulso. Isso dá a vantagem de uma melhor visão geral do sistema (JANA; SAHA; DAS BHATTACHARYA, 2017).

3.1.1 Cálculo do Vetor de Referência

Presumindo-se que o sistema trifásico seja equilibrado, tem-se:

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0 \quad (02)$$

As equações das tensões de fase instantânea são dadas por:

$$v_a = V \sin(\theta t) \quad (03)$$

$$v_b = V \sin\left(\theta t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (04)$$

$$v_c = V \sin\left(\theta t + \frac{4\pi}{3}\right) \quad (05)$$

Quando as tensões trifásicas são aplicadas a uma carga CA (exemplo: motor trifásico), um fluxo rotativo é criado. Esse fluxo é representado como um vetor de tensão girante. A magnitude e o ângulo deste vetor podem ser calculados de acordo com a transformação de Clark, a partir do vetor de referência no plano Complexo. Nesse caso, o vetor espacial é definido como:

$$V_{ref} = V_x + jV_y = \frac{2}{3}(v_a + av_b + a^2v_c) \quad (06)$$

$$\text{Onde, } a = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (07)$$

A magnitude e o ângulo (determinando em qual setor o vetor de referência está) do vetor de referência são:

$$|V_{ref}| = \sqrt{V_x^2 + V_y^2}, \text{ sendo que: } \theta = \tan^{-1}\left(\frac{V_y}{V_x}\right) \quad (08)$$

A tensão de referência pode então ser expressa como:

$$V_x + jV_y = \frac{2}{3}(v_a + e^{j\frac{2\pi}{3}}v_b + e^{-j\frac{2\pi}{3}}v_c) \quad (09)$$

Substituindo os valores de mudança de fase para v_a , v_b e v_c , tem-se:

$$V_x + jV_y = \frac{2}{3}\left(v_a + \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right)v_b + \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right)v_c\right) + \frac{2}{3}\left(\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right)v_b - \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right)v_c\right) \quad (10)$$

Os vetores de tensão nos eixos x e y podem ser descritos como:

$$\begin{bmatrix} V_x \\ V_y \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (11)$$

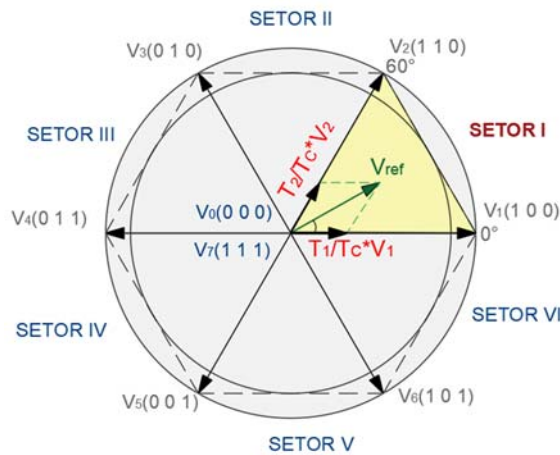
Ou seja:

$$V_x = \frac{2}{3} \left(v_a - \frac{v_b}{2} - \frac{v_c}{2} \right) \quad (12)$$

$$V_y = \frac{2}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} v_b - \frac{\sqrt{3}}{2} v_c \right) = \frac{(v_b - v_c)}{\sqrt{3}} \quad (13)$$

A combinação dos três estados de comutação fornece oito possíveis vetores de tensão espacial (000, 001, 010, 011, 100, 101, 110, 111). Os vetores espaciais formam a estrutura de um hexágono com 6 setores distintos, cada um abrangendo 60 graus no espaço. Em qualquer instante, o inversor pode produzir apenas um vetor espacial. No SVPWM um conjunto de três vetores (dois ativos e um zero) pode ser selecionado para sintetizar a tensão desejada em cada período de comutação.

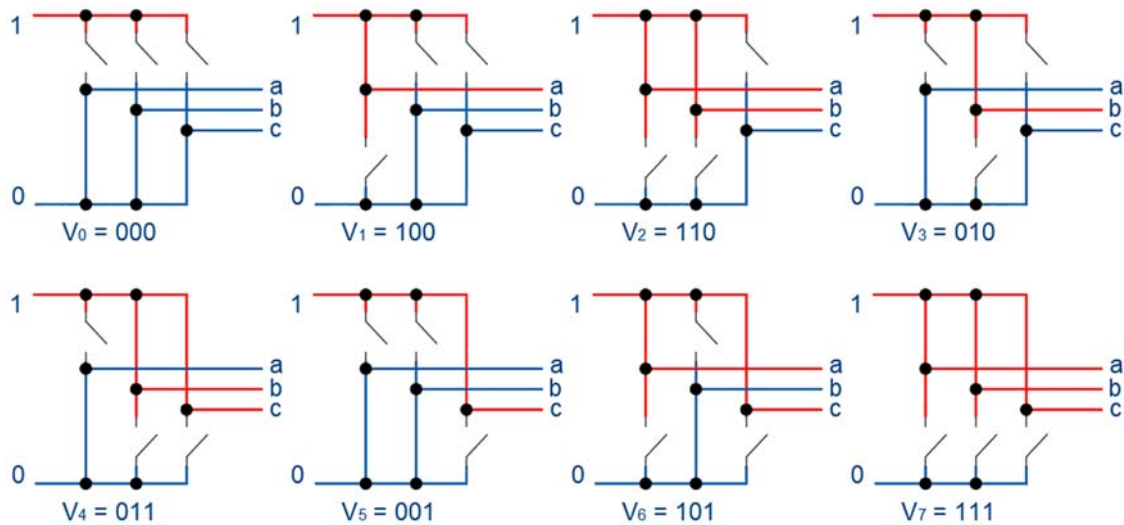
Figura 19 – Diagrama de vetor espacial para dois níveis



Fonte: Próprio Autor

Dos oito vetores, seis (estados 1-6) produzem uma tensão de saída diferente de zero e são conhecidas como vetores de tensão ativa e os dois vetores remanescentes (estados 0 e 7) produzem saída de tensão zero (quando a carga está em curto através dos transistores superior ou inferior) e são conhecidos como vetores zero de tensão. Vários estados de comutação possíveis são mostrados na Figura 20.

Figura 20 – A posição dos interruptores durante oito topologias



Fonte: Próprio Autor

Cada um dos vetores espaciais representam as seis etapas de tensão desenvolvidas pelo inversor, além dos dois vetores V_0 (0 0 0) e V_7 (1 1 1) localizadas na origem. As oito etapas possíveis têm valores de tensão de linha apresentadas na Tabela 1.

Tabela 1 – Possíveis modos de operação do chaveamento do inversor trifásico

Vetor Espacial	Dispositivos ativos	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}
$V_0(000)$	S_2, S_4, S_6	0	0	0
$V_1(100)$	S_1, S_4, S_6	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$
$V_2(110)$	S_1, S_3, S_6	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$
$V_3(010)$	S_3, S_2, S_6	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$
$V_4(011)$	S_2, S_3, S_5	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
$V_5(001)$	S_2, S_4, S_5	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$
$V_6(101)$	S_1, S_4, S_5	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
$V_7(111)$	S_1, S_3, S_5	0	0	0

Fonte: Adaptado de Krishna (2012)

3.1.2 Cálculo do período do vetor no setor

Tendo calculado V_{ref} (06) e seu ângulo de referência, é possível calcular o período de duração de cada vetor V_1-V_6 .

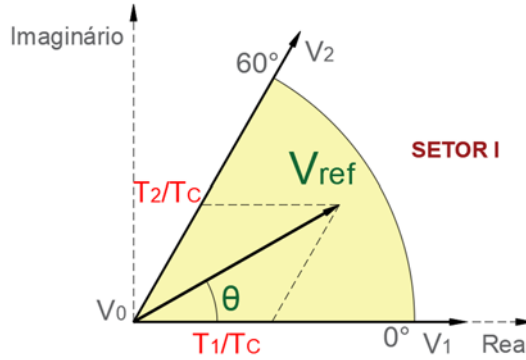
Analisando o Setor I (de 0 até $\frac{\pi}{3}$) da Figura 21, o vetor de referência V_{ref} pode ser encontrado por meio de dois vetores ativos (V_1 e V_2) e um vetor nulo (V_0). Logo, V_{ref} em termos de tempo de duração (dado que T_0 é o período de duração do vetor V_0 , T_1 é o período de duração do vetor V_1 , T_2 é o período de duração do vetor V_2 e T_c é o período de comutação do vetor V_{ref} no Setor I), pode ser considerado como:

$$V_{ref} \cdot T_c = (V_0 \cdot T_0 + V_1 \cdot T_1 + V_2 \cdot T_2) \quad (14)$$

Assim:

$$V_{ref} = \left(V_0 \frac{T_0}{T_c} + V_1 \frac{T_1}{T_c} + V_2 \frac{T_2}{T_c} \right) \quad (15)$$

Figura 21 - Princípio de cálculo de tempo para SVPWM no setor I



Fonte: Próprio Autor

Considerando que o período de comutação T_c para a conclusão do ciclo (no Setor I) é dado pela equação:

$$T_c = T_0 + T_1 + T_2 \quad (16)$$

A posição de V_{ref} , V_0 , V_1 e V_2 pode ser descrita, em sua magnitude e ângulo pelas seguintes expressões:

$$V_{ref} = V_{ref} r^{j\theta}, V_0 = 0, V_1 = \frac{2}{3} V_{DC}, V_2 = \frac{2}{3} V_{DC} e^{j\frac{\pi}{3}} \quad (17)$$

Substituindo (17) em (14), tem-se:

$$T_c \cdot V_{ref} \cdot \begin{pmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{pmatrix} = 0 + T_1 \cdot \frac{2}{3} V_{DC} \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} + T_2 \cdot \frac{2}{3} V_{DC} \cdot \begin{pmatrix} \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \quad (18)$$

Subdividindo a equação (18) em partes real e imaginária, e simplificando o cálculo para cada período, tem-se:

$$\text{Parte real: } T_c \cdot V_{ref} \cdot \cos(\theta) = T_1 \cdot \frac{2}{3} V_{DC} + T_2 \cdot \frac{1}{3} V_{DC}$$

$$\text{Parte Imaginária: } T_c \cdot V_{ref} \cdot \sin(\theta) = T_2 \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} V_{DC}$$

T_1 e T_2 são dados por:

$$T_1 = T_c \cdot \frac{\sqrt{3} \cdot V_{ref}}{V_{DC}} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) = T_c \cdot a \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \quad (19)$$

$$T_2 = T_c \cdot \frac{\sqrt{3} \cdot V_{ref}}{V_{DC}} \cdot \sin(\theta) = T_c \cdot a \cdot \sin(\theta), \quad 0 < \theta < \frac{\pi}{3} \quad (20)$$

Considerando $a = \frac{\sqrt{3} \cdot V_{ref}}{V_{DC}}$

O cálculo geral para os períodos dos demais setores é dado por:

$$T_1 = T_c \cdot a \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta + \frac{n-1}{3} \cdot \pi\right) = T_c \cdot a \left[\sin\left(\frac{n}{3}\pi\right) \cos(\theta) - \cos\left(\frac{n}{3}\pi\right) \sin(\theta)\right] \quad (21)$$

$$T_2 = T_c \cdot a \cdot \sin\left(\theta - \frac{n-1}{3} \pi\right) = T_c \cdot a \left[\cos(\theta) \sin\left(\frac{n-1}{3} \pi\right) + \sin(\theta) \cos\left(\frac{n-1}{3} \pi\right)\right] \quad (22)$$

Reorganizando a equação (16) tem-se:

$$T_0 = T_c - T_1 - T_2 \quad (23)$$

Dado n como o número do setor ($n = 1,2,3,4,5,6$) os cálculos para o tempo de duração em cada setor podem ser demonstrados pela tabela abaixo.

Tabela 2 – Duração de tempo do vetor para cada setor

Setor	Período de duração		T_0
	T_1	T_2	
1	$T_c \cdot a \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)$	$T_c \cdot a \cdot \sin(\theta)$	$T_c - T_1 - T_2$
2	$T_c \cdot a \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{3} - \theta\right)$	$T_c \cdot a \cdot \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)$	$T_c - T_1 - T_2$
3	$T_c \cdot a \cdot \sin(\pi - \theta)$	$T_c \cdot a \cdot \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$	$T_c - T_1 - T_2$
4	$T_c \cdot a \cdot \sin\left(\frac{4\pi}{3} - \theta\right)$	$T_c \cdot a \cdot \sin(\theta - \pi)$	$T_c - T_1 - T_2$
5	$T_c \cdot a \cdot \sin\left(\frac{5\pi}{3} - \theta\right)$	$T_c \cdot a \cdot \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right)$	$T_c - T_1 - T_2$
6	$T_c \cdot a \cdot \sin(2\pi - \theta)$	$T_c \cdot a \cdot \sin\left(\theta - \frac{5\pi}{3}\right)$	$T_c - T_1 - T_2$

Fonte: Adaptado de Krishna (2012)

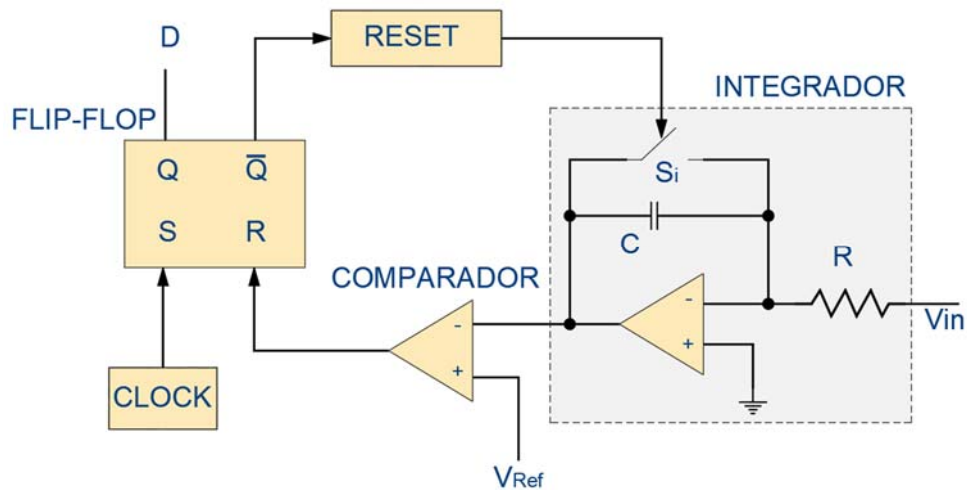
4 A TÉCNICA DE MODULAÇÃO OCC

A modulação por meio do OCC é um método de controle não linear que tem resposta transitória rápida e bom desempenho de rastreamento. Sob o ponto de vista das características do OCC, Patel et al.(2016) apresenta as vantagens dessa técnica de modulação:

- Circuito simples composto por um integrador com *reset* junto com alguns componentes lineares e lógicos para perceber o controle;
- Resposta dinâmica rápida, uma vez que o laço de corrente interno está embutido no modulador PWM, de modo a tê-la na velocidade de um ciclo de comutação. Conseqüentemente, a operação com baixa Distorção Harmônica Total – THD (do inglês *Total Harmonic Distortion*) de corrente de linha;
- Operação robusta e estável;
- EMI de baixa condução;

A Figura 22 exibe a estrutura do núcleo do sistema de modulação OCC.

Figura 22 – Diagrama clássico do núcleo do OCC



Fonte: Próprio Autor

Onde:

T_S = Período de comutação;

D = Razão cíclica (*Duty cycle*);

R e C = Valores do resistor e capacitor do integrador, respectivamente;

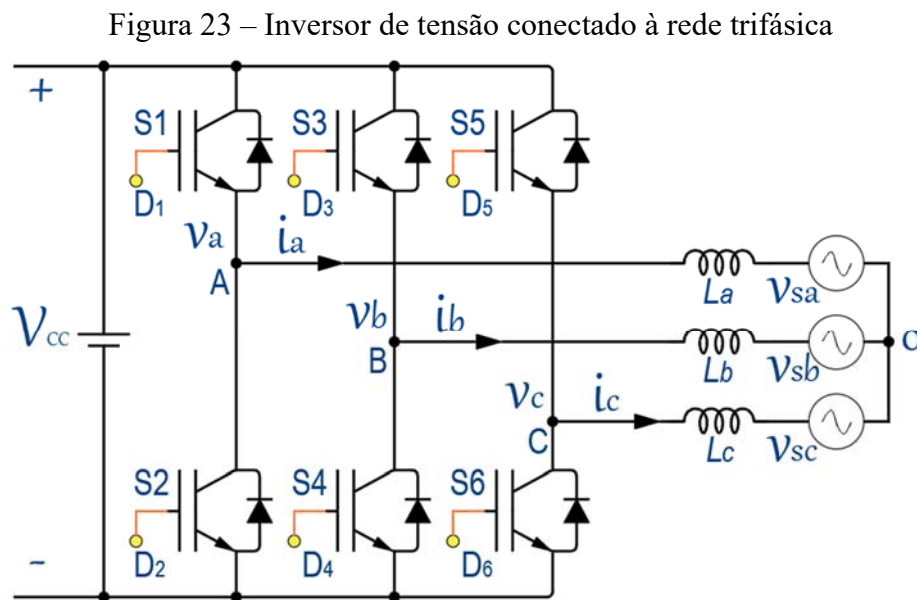
V_{Ref} = Tensão de referência;

V_{in} = Tensão de entrada do modulador.

Seu princípio de funcionamento se dá pela comparação da tensão de entrada V_{in} integrada com a tensão de referência V_{Ref} . O resultado dessa comparação é processado num multivibrador biestável FLIP FLOP, gerando dessa forma a razão cíclica D , além de iniciar o estado de comutação da chave S_i em cada período de comutação T_S .

4.1 MODULAÇÃO OCC PARA SISTEMAS TRIFÁSICOS

A Figura 23 ilustra a topologia clássica de um inversor de tensão trifásico (com 6 IGBTs) conectado à rede, onde V_{CC} representa a tensão da fonte CC, enquanto v_a , v_b e v_c são as fases das tensões conectadas com a rede v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} .

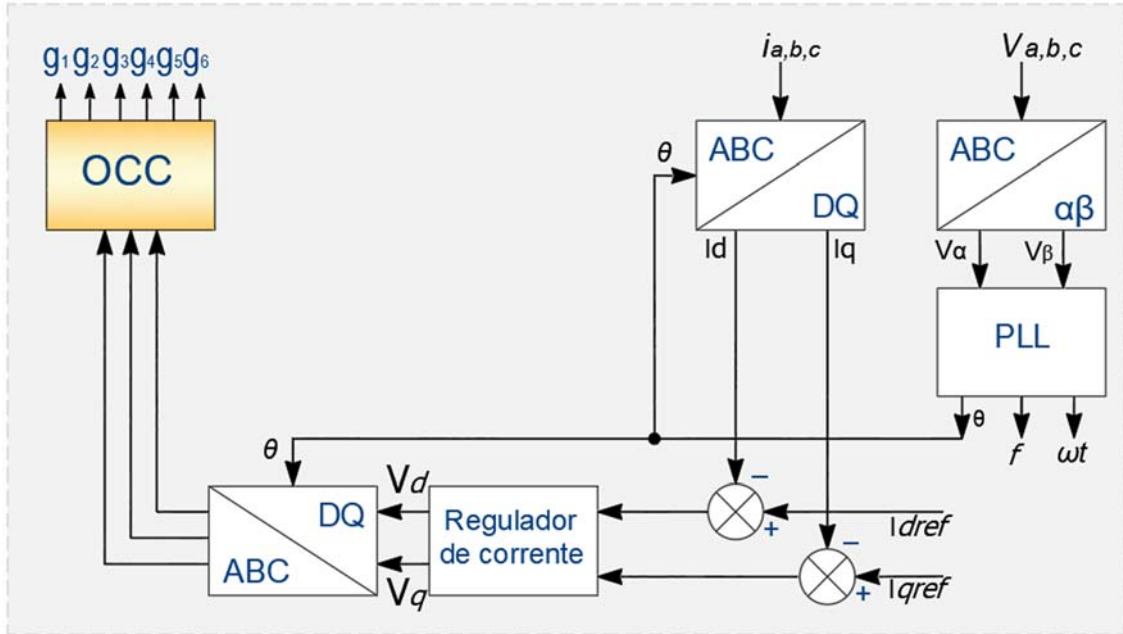


Fonte: Próprio Autor

4.1.1 Método de controle proposto

As correntes das fases i_a , i_b e i_c são variáveis fundamentais para o controle da técnica de modulação OCC. O uso das transformações de *Clark* e *Park*, no sistema proposto, reduz as formas de onda trifásicas a componentes ortogonais, a partir dos quais os ângulos de fase podem ser calculados diretamente.

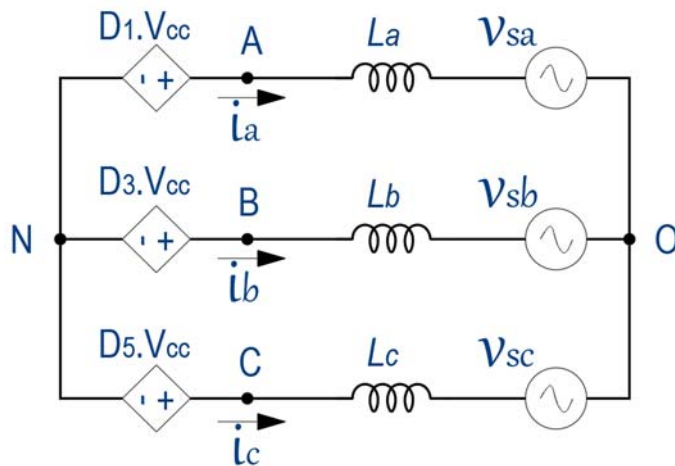
Figura 24 – Controle proposto para utilização da técnica OCC



Fonte: Próprio Autor

Supondo que a frequência de comutação seja muito maior do que a frequência da linha de tensão (Figura 23), pela Lei de *Kirchhoff*, o circuito é equivalente às três fontes de tensão controlada por tensão e seu modelo de ciclo de comutação equivalente médio pode ser derivado, conforme ilustra a Figura 25.

Figura 25 – Modelagem do ciclo de comutação equivalente médio



Fonte: Próprio Autor

Nesta figura, D_1 , D_3 e D_5 são as razões cíclicas para os IGBTs S_1 , S_3 e S_5 , respectivamente. Detalhadamente, a relação das tensões de entrada e saída compõe a seguinte expressão:

$$\begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} D_1 \\ D_3 \\ D_5 \end{bmatrix} = \frac{1}{V_{CC}} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (24)$$

É possível gerar as razões cíclicas e aplicá-las em todas as correntes trifásicas com o Controle de Ciclo Único. Neste caso, cada chave é controlada na frequência de comutação, que regula cada corrente de fase para seguir sua tensão de fase correspondente. Assim:

$$\begin{cases} D_1 = K_1 + \frac{v_{sa}}{V_{CC}} \\ D_3 = K_1 + \frac{v_{sb}}{V_{CC}} \\ D_5 = K_1 + \frac{v_{sc}}{V_{CC}} \end{cases} \quad (25)$$

Onde K_1 é uma constante.

Se a finalidade é definir controles para que o projeto do inversor de tensão trifásico se aproxime do fator de potência unitário, o objetivo do controle é manter as correntes de saída (deste inversor) em fase com as tensões da rede. Neste caso, pela Lei de *Ohm*:

$$v_g = R_s \cdot i_g, \text{ sendo } g = a, b, c \quad (26)$$

Substituindo (26) em (25) tem-se:

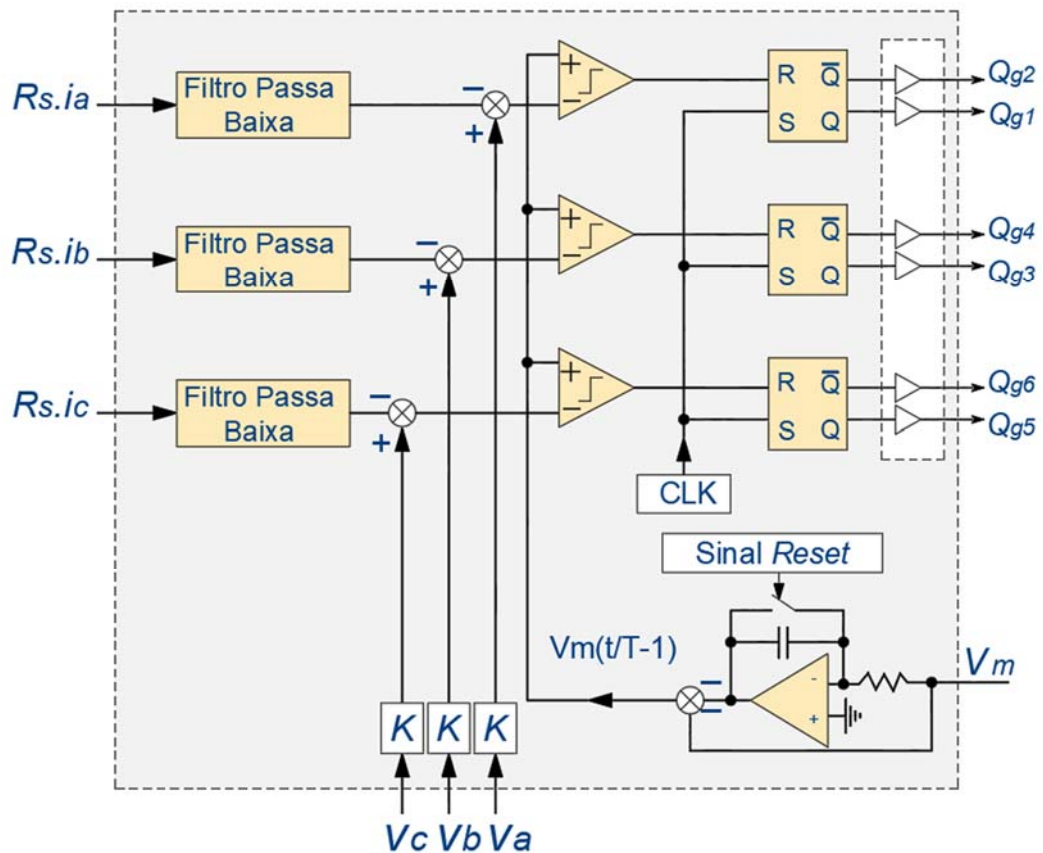
$$\begin{cases} K v_{sa} - R_s \cdot i_a = V_m \left(\frac{D_1}{K_1} - 1 \right) \\ K v_{sb} - R_s \cdot i_b = V_m \left(\frac{D_3}{K_1} - 1 \right) \\ K v_{sc} - R_s \cdot i_c = V_m \left(\frac{D_5}{K_1} - 1 \right) \end{cases} \quad (27)$$

Nesse caso, K e V_m também são introduzidos como constantes e determinam o limite superior e o valor real da corrente de fase, respectivamente. R_s é a resistência de detecção de corrente. Por conveniência, K_1 é adotado um valor de 0,5. A representação do circuito OCC para sistemas trifásicos é apresentada na Figura 25. Em cada ciclo de comutação, todas as correntes trifásicas são detectadas para gerar razões cíclicas para todos os interruptores; portanto eles seguem suas tensões correspondentes. A condição de $i_a + i_b + i_c = 0$ para o algoritmo de controle não é necessário, embora seja automaticamente satisfeito num único inversor.

Pesquisas indicam duas estruturas distintas principais para técnica de modulação OCC: sem grampeamento, também conhecida como OCC bipolar, e OCC com grampeamento, que é conhecido também como OCC vetorial (LOCK, A. S., 2011). A Figura 26 ilustra a estrutura do

OCC bipolar para sistemas trifásicos.

Figura 26 – Núcleo de OCC bipolar para sistemas trifásicos



Fonte: Adaptado de Lock, A. S. (2011)

Neste caso, cada uma das fases do circuito é controlada independentemente, assim como também a corrente de cada fase é filtrada, por meio de um filtro passa-baixas para obter o valor médio (R_s sendo a resistência do sensor de corrente) esta resistência é necessária para compará-la com a tensão da portadora.

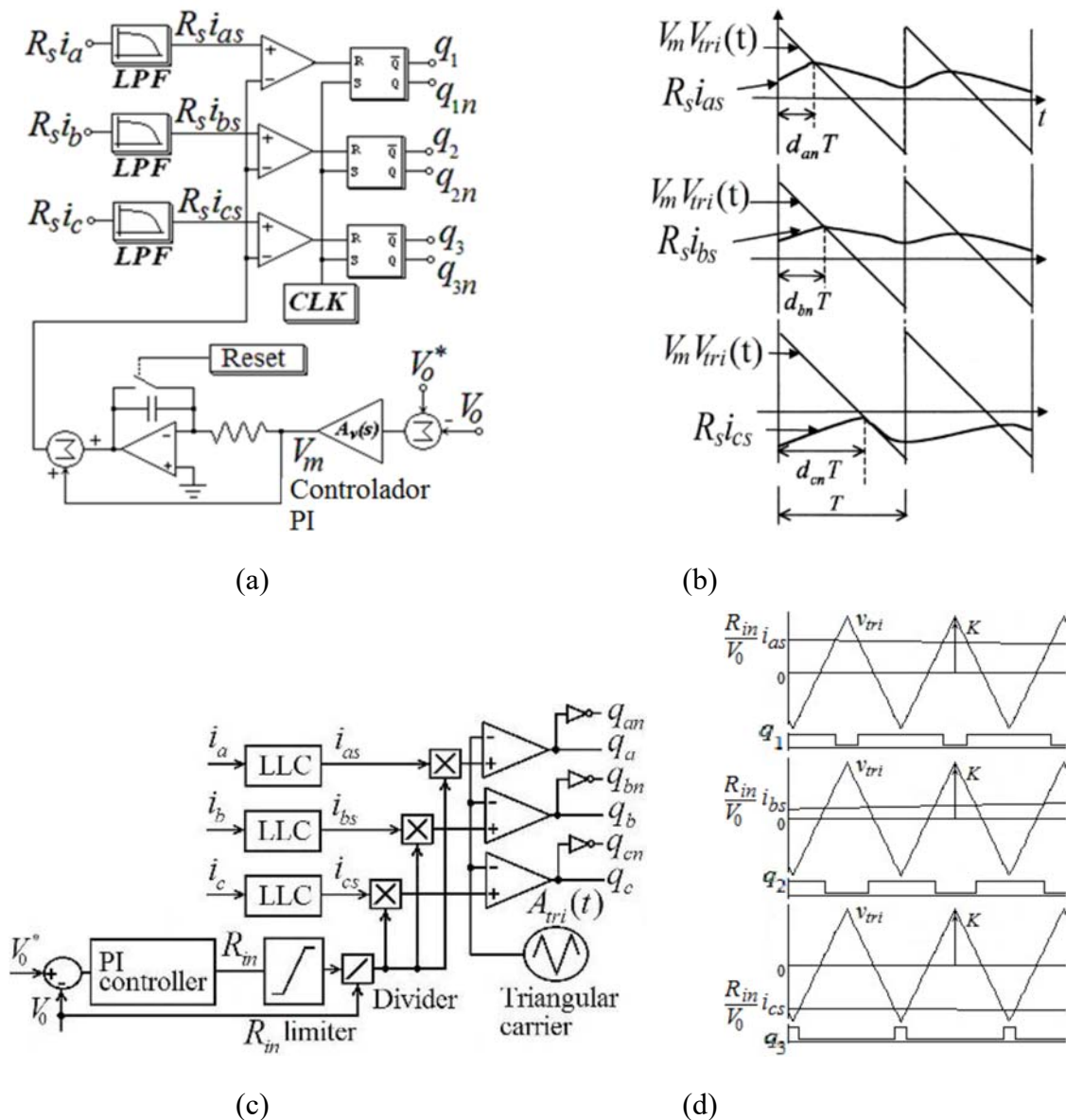
4.1.2 Abordagem da Lógica OCC na comparação de *hardware* e *software*

Estudos apresentados na literatura discutem a mitigação dos efeitos da CMV, com propostas de soluções classificadas em *hardware* e soluções algorítmicas. As soluções propostas por meio físico (*hardware*) requerem um maior número de dispositivos eletrônicos de chaveamento ou filtros passivos robustos. Nas propostas de soluções por algoritmos, há uma significativa redução de elementos, no entanto, requer dispositivos controladores com capacidade de processamento elevadas.

Um Controle de Ciclo Único indica um controle em um ciclo de comutação, que é um princípio referente à sua elevada resposta dinâmica. No entanto, a lógica do OCC como uma

técnica de *hardware* Figura 27(a), Figura 27 (b), para o cálculo da potência OCC é limitado a apenas duas operações aritméticas: soma e subtração. Assim, a lógica do OCC como uma técnica desenvolvida em *software*, Figura 27 (c), propõe melhorar o Controle de Ciclo Único em microprocessadores DSP (*Digital Signal Processor*) que possuem capacidade de cálculo de operações aritméticas e outras lógicas embutidas, como temporizadores PWM, conversores A/D e comparadores lógicos e aritméticos.

Figura 27. (a) Sistema clássico com OCC (*hardware-OCC*). (b) Formas de onda associadas. (c) OCC com microprocessador DSP (*software-OCC*). (d) Formas de onda associadas.



A lógica do OCC em *software* funciona como um modulador PWM, Figura 27(d), que para gerar pulsos de disparo, compara a corrente de fase média com a portadora e o sistema de controle para o modulador, semelhante ao *hardware* - OCC. Além disso, ao contrário do *hardware* - OCC, o *software* - OCC tem a facilidade de implementar suas operações de controle

programando o microprocessador DSP e seus dispositivos embarcados.

4.1.3 Implementação da Técnica PWM-OCC

A Figura 27(c) mostra um diagrama de blocos de *software*-OCC. Para calcular a corrente média, não é recomendado o uso de um controle integrativo puro, pois na prática apresenta problemas de saturação. Neste sentido, utilizou-se como método de cálculo da média um compensador *lead-lag* (LLC), logo:

$$\frac{I_{gs}(s)}{I_s(s)} = G_0 \frac{(1 + s\tau_1)}{(1 + s\tau_2)} \quad (28)$$

Sendo G_0 um ganho, τ_1 , τ_2 são constantes de compensação de avanço e atraso, $I_g(s)$ e $I_{gs}(s)$ correspondem a corrente de fase e corrente média no domínio de frequência. A ideia principal da equação (28) é calcular a média sem atrasos indesejados no ângulo de fase. Por outro lado, como em uma rede retificadora PFC, a corrente deve seguir a tensão de entrada e deve estar em fase com ela. Além disso, a tensão do barramento CC deve ser controlada em um determinado valor. Para satisfazer essas duas condições, uma resistência de entrada R_{in} vista da rede pode ser assumida. Então,

$$R_{in}i_{gs} = -\frac{V_0}{2}(1 - 2d_{gn}), \quad (29)$$

Onde V_0 é a tensão do barramento CC, e i_{gs} é a média das fases atuais. Além disso, como um retificador PFC é um retificador quase ideal, tem-se:

$$v_{sg} = R_{in}i_g, \quad (30)$$

Onde,

$$R_{in} = K_p(V_0^* - V_0) + K_i \int (V_0^* - V_0) dt, \quad (31)$$

V_0^* é referência de tensão do barramento CC, K_p , K_i são constantes PI proporcional e integrativa, respectivamente. De acordo com (HONG-SEOK SONG; IN-WON JOO; KWANGHEE NAM, 2003) e (BO YIN et al., 2008) R_{in} é uma resistência emulada de malha fechada, o que significa não apenas que uma resistência de entrada vista da rede pode ser assumida, mas que essa resistência pode ser controlada.

R_{in} é baseada no conceito de resistência livre de perda, uma vez que transfere toda a energia da entrada para a porta de saída e R_{in} não dissipa energia. Além disso, a antiga equação evidencia que a resistência de entrada R_{in} controla a potência de saída ativa, P_0 , já que a potência de saída depende de V_0 . Também é evidente que esta potência é transferida da porta de entrada, uma vez que a potência de entrada ativa, P_0 , depende de R_{in} , isto é, $P_0 = 3i_g^2 R_{in}$.

Portanto, R_{in} controla indiretamente o fator de potência visto da rede, pois a resistência de entrada controla a potência ativa média P , a potência reativa média Q e a potência aparente média S . Neste caso, elas são relacionadas pela expressão $S = \sqrt{P^2 + Q^2}$. Então, se a potência ativa P é definida para um nível elevado (próximo a S), a potência reativa média Q deve estar próxima de zero. Por outro lado, de (HONG-SEOK SONG; KWANGHEE NAM, 1999), tem-se:

$$R_{in} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} = -\frac{V_0}{2} \begin{bmatrix} (1 - 2d_{an}) \\ (1 - 2d_{bn}) \\ (1 - 2d_{cn}) \end{bmatrix} \quad (32)$$

Embora a equação acima relacione a razão cíclica média com a corrente média e represente o conceito de OCC (TIITINEN; SURANDRA, 2002), ela não representa completamente o modulador de OCC proposto. Nesse sentido, uma melhor maneira de expressar o modulador PWM-OCC é encontrado quando um comutador de fase é acionado. Assim,

$$q_{gn} = \begin{cases} 1, & \text{quando } i_{gs}R_{in} \geq V_0A_{tri}(t) \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (33)$$

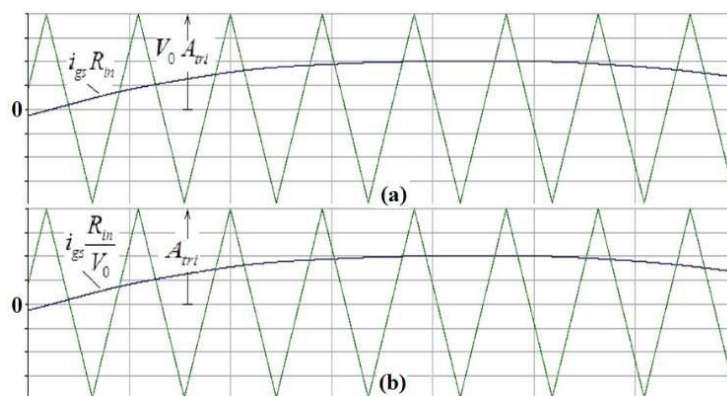
Onde $A_{tri}(t)$ é amplitude fixa, forma de onda de portadora triangular geral. Entretanto, a expressão $V_0A_{tri}(t)$ denota uma portadora de amplitude variável. No entanto, como em um DSP, uma mudança na amplitude da portadora provoca uma mudança na frequência de chaveamento. Para gerar os mesmos pulsos de disparo do que em OCC de *hardware*, a amplitude de modulação pode ser variada de acordo como se a amplitude da portadora estivesse variando. Isto é, como $V_0 > 0$, da equação anterior,

$$q_{gn} = \begin{cases} 1, & \text{quando } \frac{i_{gs}R_{in}}{V_0} \geq A_{tri}(t) \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (34)$$

Esta expressão constitui a expressão mais adequada para a implementação no DSP, uma vez que mantém a amplitude da portadora fixa. Entretanto, a Figura 28(a) evidencia graficamente como os pulsos de condução são gerados, quando V_0 controla a amplitude da portadora (ABAD et al., 2010)

A Figura 28(b) expõe como os pulsos de condução são gerados no *software-OCC*, quando a amplitude da portadora é fixa e a amplitude de modulação varia, (CHEN; SMEDLEY, 2004). Note que na Figura 28(a) e na Figura 28(b), a largura de pulso é a mesma.

Figura 28. Pulsos de disparo (a) De acordo com (ABAD et al., 2010). (b) De acordo com Smedley (2004)



Fonte: (CHEN; SMEDLEY, 2004).

5 RESULTADOS E DISCUSSÃO

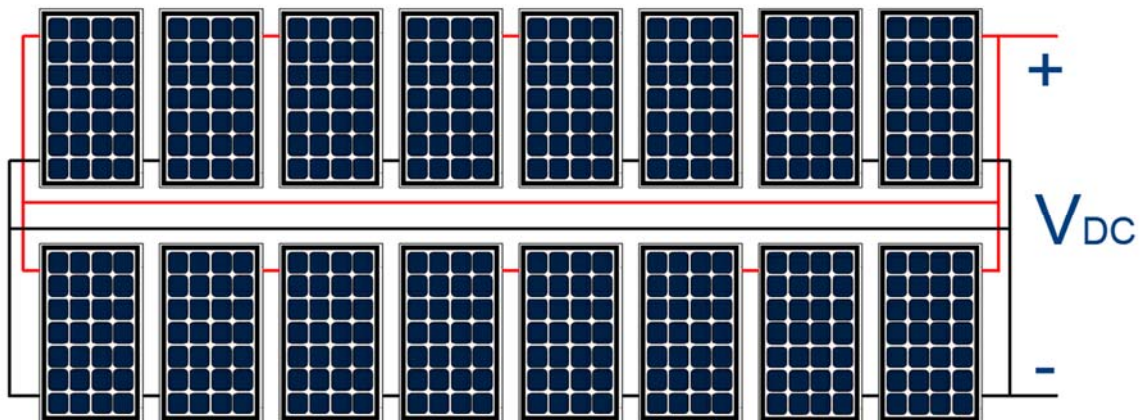
Inicialmente, cabe considerar que para as simulações apresentadas nesse trabalho foram definidos os seguintes critérios:

- A frequência das tensões da rede simulado é de 60 Hz;
- Todas as cargas não lineares citadas no projeto são trifásicas usuais em cada rede elétrica, como por exemplo motores, fontes chaveadas, dentre outras;
- Não foram consideradas influências externas (descargas atmosféricas, frequências de rádio, dentre outras) para simulação da CMV ou CMC no projeto;
- Para sincronização do sistema com a rede, foi utilizado nas simulações o controle PLL trifásico;
- Não foram consideradas especificações de *hardware* no que diz respeito a limitações da capacidade de processamento da lógica de controle;
- Considerou-se uma faixa de tempo de 250 milissegundos para as simulações das técnicas citadas neste trabalho.

5.1 CONFIGURAÇÃO DO ARRANJO PV

Para a simulação do sistema fotovoltaico conectado à rede em estudo, foi considerado um arranjo PV com módulos da marca Kyocera Solar. De acordo com a especificação do fabricante, cada módulo é capaz de gerar potência elétrica de 325 W, sob a tensão (em circuito aberto) de 50 V. Dimensionou-se uma matriz de 2 x 8 módulos, sendo 2 *Strings* paralelas contendo em cada *String* 8 módulos fotovoltaicos em série (Figura 29).

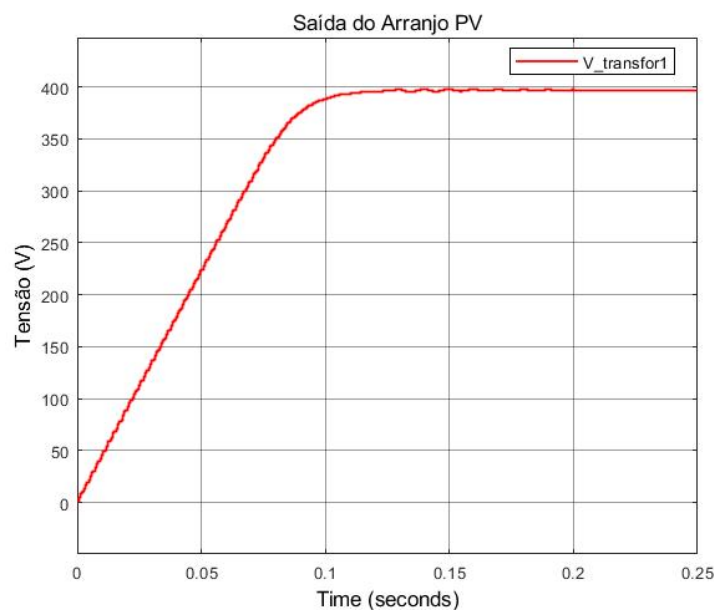
Figura 29 – Configuração do arranjo PV



Fonte: Próprio Autor.

Sendo assim, o conjunto de módulos fotovoltaicos da Figura 29 gera uma tensão contínua máxima de 400 V e corrente de 8 A, conforme ilustrado no Gráfico 1.

Gráfico 1- Tensão de saída do Arranjo PV



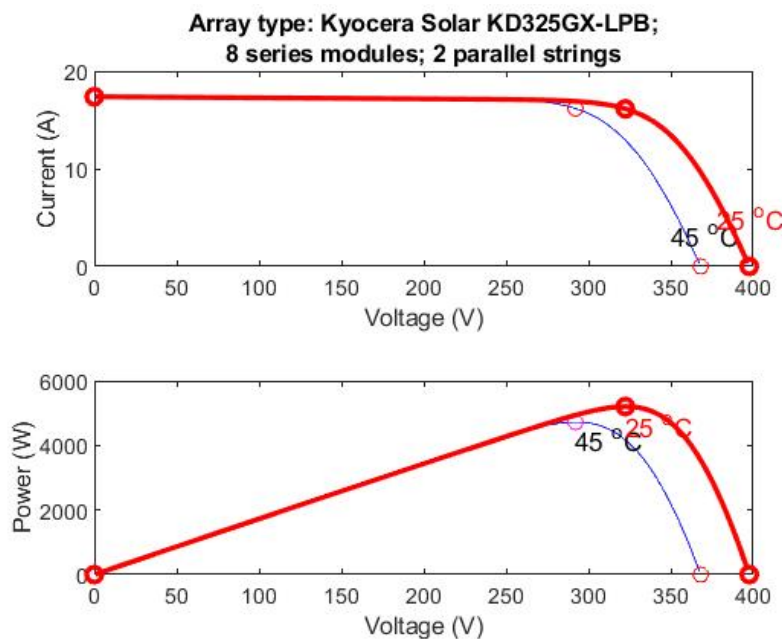
Fonte: Próprio Autor.

Por haver dados precisos das características técnicas dos módulos fotovoltaicos dimensionados para pesquisa, a simulação virtual tende a se aproximar, em vários aspectos, da realidade. O Gráfico 1 mostra que nos primeiros 150 milissegundos, a tensão gerada pelo arranjo *PV* é crescente, devendo atingir o ponto máximo de geração em 400V.

Os módulos fotovoltaicos são susceptíveis a variações de temperatura externa, influenciando diretamente na geração de potência elétrica. Para efeito de cálculos no projeto, adotou-se a temperatura média de 25°C para simulação, considerando também a ausência de sombreamento ou qualquer outro tipo de interferência natural que venha ocorrer em um ambiente de instalação do arranjo *PV*.

O Gráfico 2 ilustra a variação da corrente e potência do arranjo *PV* para as temperaturas de 25°C e 45°C. Nota-se que o conjunto de módulos perde eficiência na geração da potência elétrica quando há aumento de temperatura.

Gráfico 2- Potência máxima e corrente máxima do arranjo *PV*



Fonte: Próprio Autor.

5.2 ESTRUTURA E COMPONENTES DO SISTEMA FOTOVOLTAICO CONECTADO À REDE

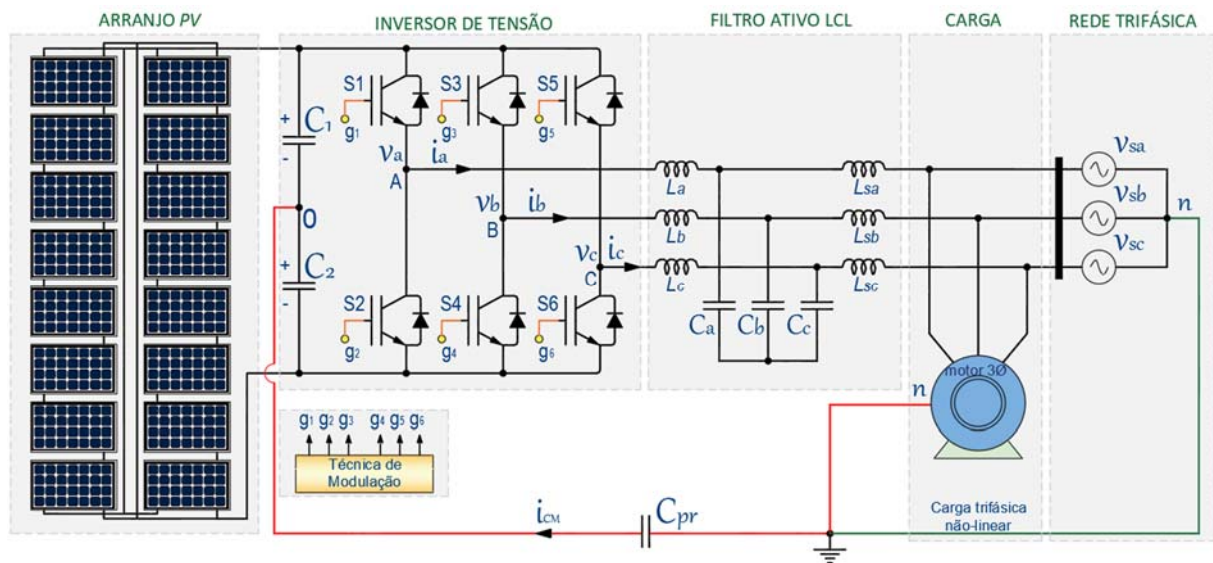
As técnicas de modulação SVPWM e OCC são simuladas em um circuito gerador de potência elétrica conectado à rede por meio de um inversor de tensão, interligando uma fonte de energia limpa a um sistema de distribuição. O inversor de tensão apresentado na simulação utiliza 6 dispositivos de chaveamento IGBTs com capacidade de operação em tensões de até

1000 V e corrente máxima de 150 A, podendo atingir uma frequência de chaveamento de até 15 kHz. Cada par de IGBT (S1-S2, S3-S4 e S5-S6) modula o sinal do arranjo PV para cada fase das tensões (v_a , v_b e v_c).

Verificou-se nas pesquisas que a topologia do filtro na configuração LCL (indutivo-capacitivo-indutivo) é amplamente utilizado em sistemas conectados à rede, sobretudo, por serem menos volumosos e reduzirem os transitórios da conexão com a rede de distribuição. Nesta perspectiva, foi adotado o filtro citado para o circuito da simulação.

A Figura 30 apresenta os componentes principais para um sistema fotovoltaico conectado à rede. Uma carga indutiva (motor) é utilizada para simulação. A carcaça da carga está diretamente conectada ao aterramento. A linha destacada na cor em vermelho indica para o percurso da capacitância parasita e da CMC provocada pela não-linearidade da carga e dos dispositivos de chaveamento do inversor.

Figura 30 - Visão geral do sistema fotovoltaico conectado à rede



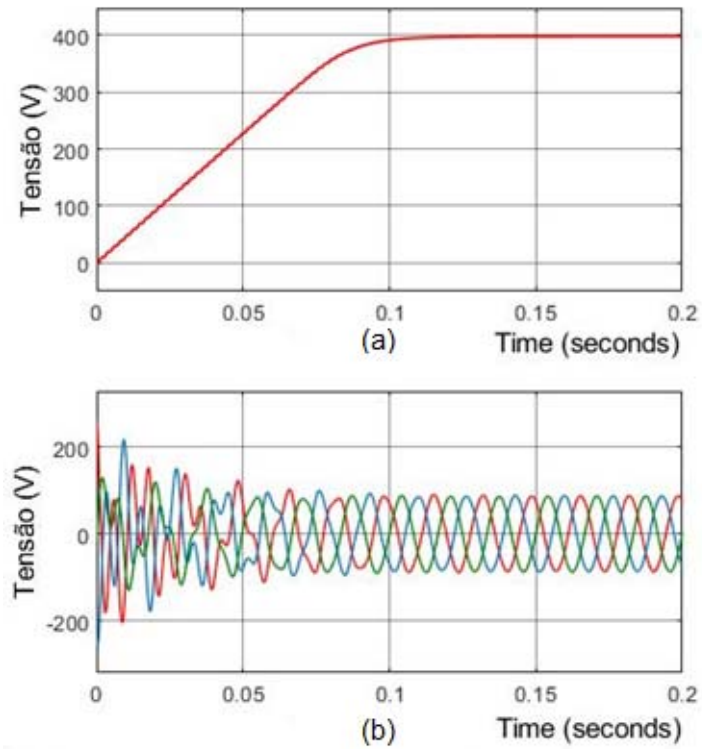
Fonte: Próprio Autor.

Todas as simulações realizadas com as técnicas de modulação, obedeceram às modelagens abordadas nos Capítulos 4 e 5 deste trabalho. Ademais, para manter a padronização e a comparação igualitária entre as técnicas, durante a simulação foi mantida a mesma frequência da portadora (sinal triangular) para as duas técnicas.

A princípio, cumpre ressaltar que os módulos fotovoltaicos utilizados na simulação possuem características elétricas muito próximas ao módulo fabricado. Dessa forma a simulação se aproxima substancialmente de resultados reais. Sendo assim, há uma fração de tempo em que o sistema fotovoltaico necessita para atingir o seu ponto máximo de potência.

O Gráfico 3 (b) exibe o período transitório (de 0s a 0,1s) da saída trifásica do inversor de tensão, enquanto há o ganho de potência gerado pelo arranjo PV (Gráfico 3 (a)).

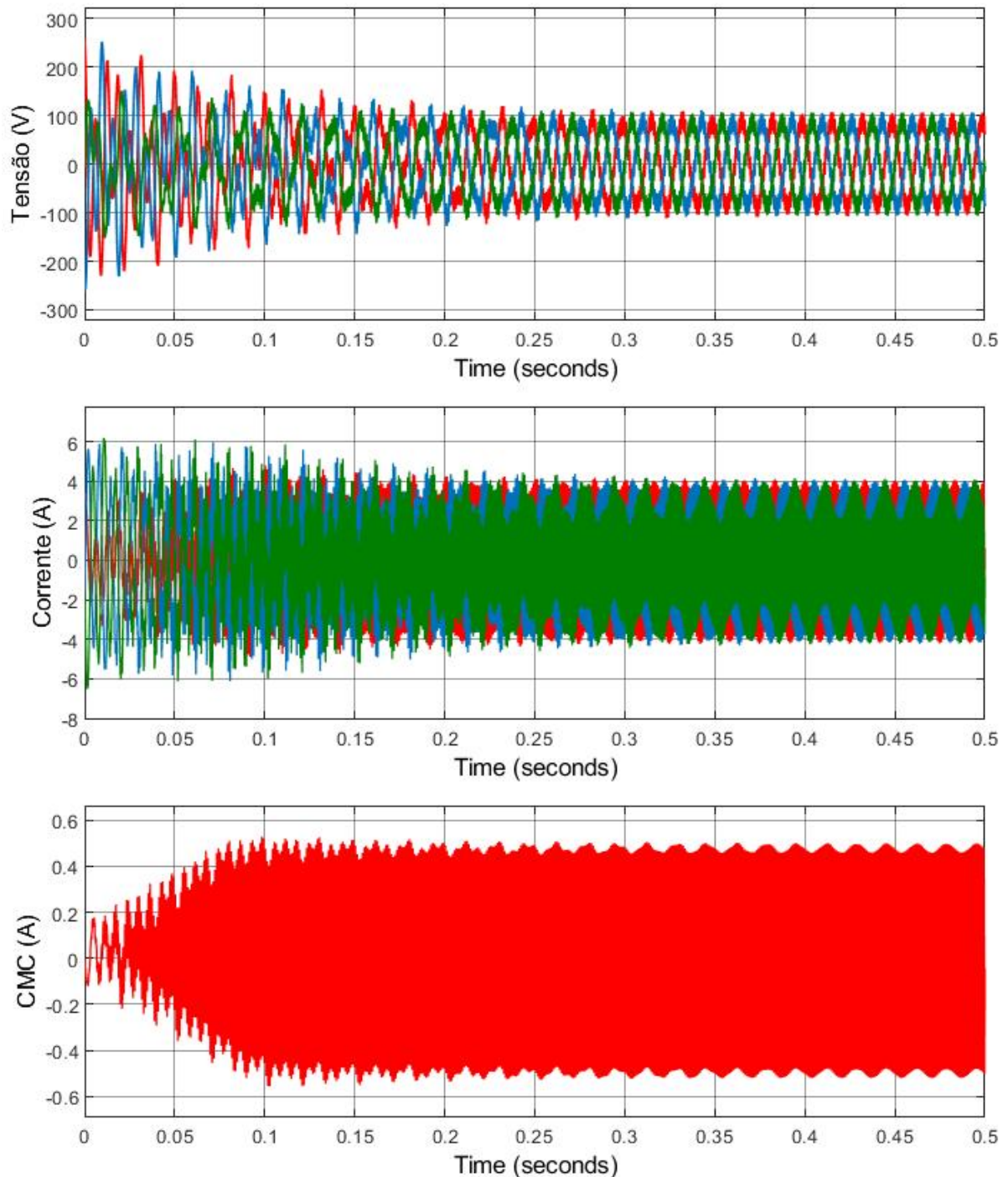
Gráfico 3- (a) Potência gerada pelo Arranjo PV. (b)Regime transitório da saída controlada do inversor



Fonte: Próprio Autor.

A Figura 31 apresenta a simulação das tensões de fase sobre a carga com a técnica de modulação SVPWM, com a frequência de chaveamento do modulador de 10k Hz.

Figura 31 – a) Tensões de fase na carga com a técnica SVPWM. b) Correntes de fase na carga com a técnica SVPWM. c) CMC entre a carga e o barramento CC



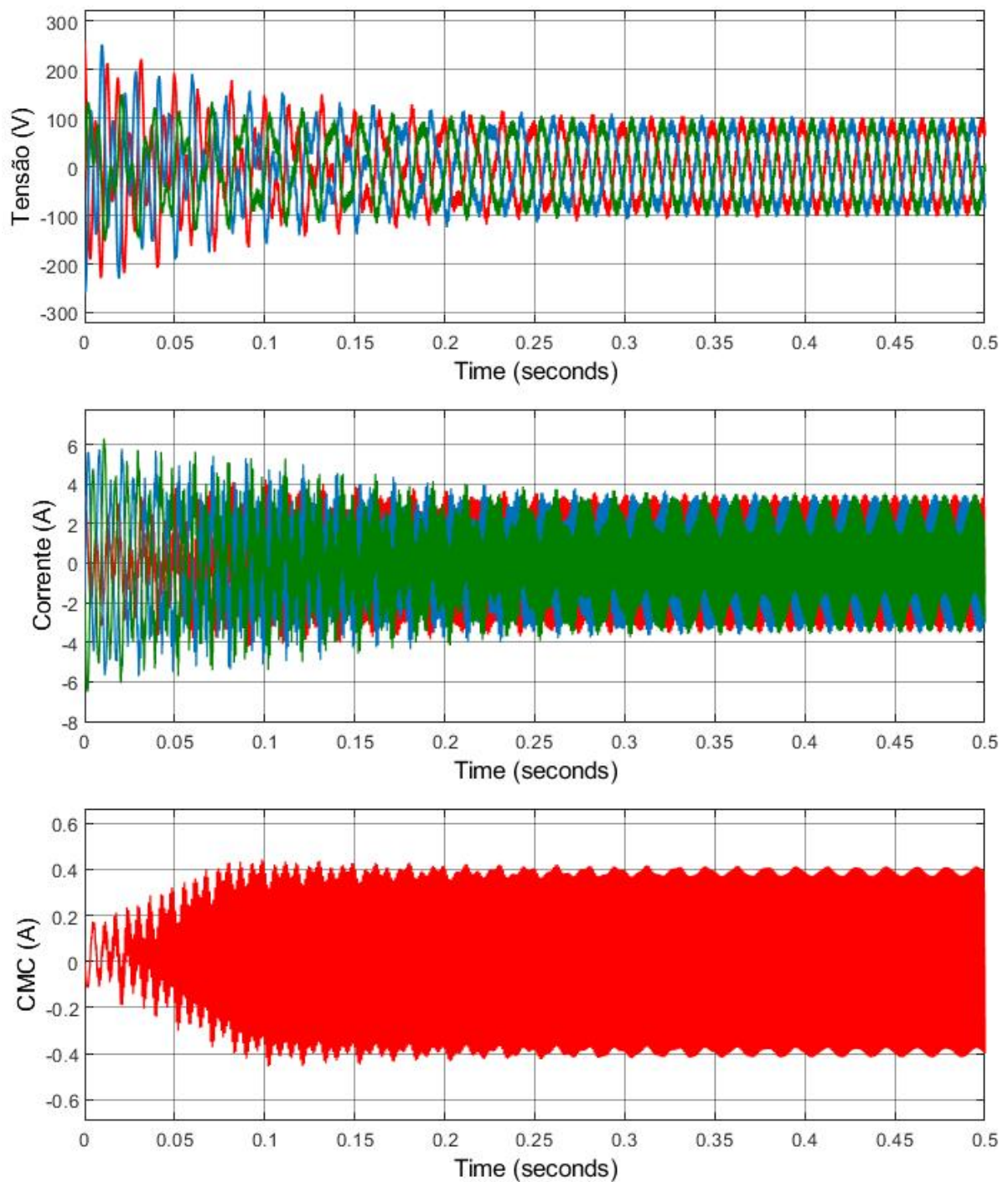
Fonte: Próprio Autor.

Figura 31(c) destaca o resultado da simulação (com a técnica SVPWM) da corrente de modo comum entre a carcaça do motor e o barramento CC percorrendo pelo aterramento. Pelo

gráfico nota-se uma amplitude aproximada de 0,5 A e elevada distorção harmônica. Na perspectiva de danos ao sistema, a depender da carga instalada, considera-se o valor da CMC prejudicial para dispositivos conectados à rede.

A Figura 32 apresenta a simulação das tensões de fase sobre a carga com a técnica de modulação SVPWM, com a frequência de chaveamento do modulador de 15k Hz. Observa-se uma tímida redução do nível da CMC.

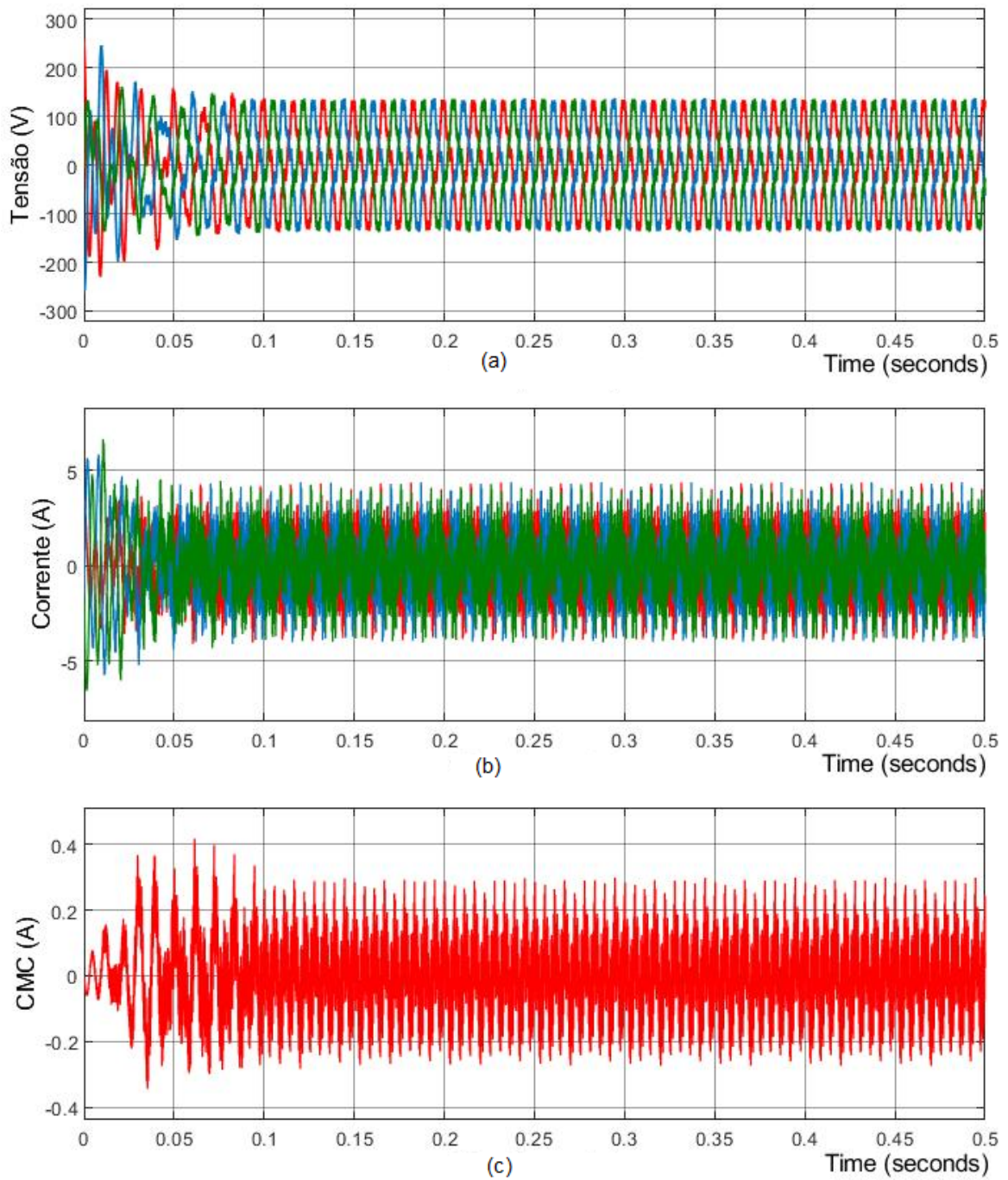
Figura 32 – a) Tensões de fase na carga com a técnica SVPWM. b) Correntes de fase na carga com a técnica SVPWM. c) CMC entre a carga e o barramento CC



Fonte: Próprio Autor.

A Figura 33 apresenta a simulação das tensões de fase sobre a carga com a técnica de modulação OCC, com a frequência de chaveamento do modulador de 10k Hz.

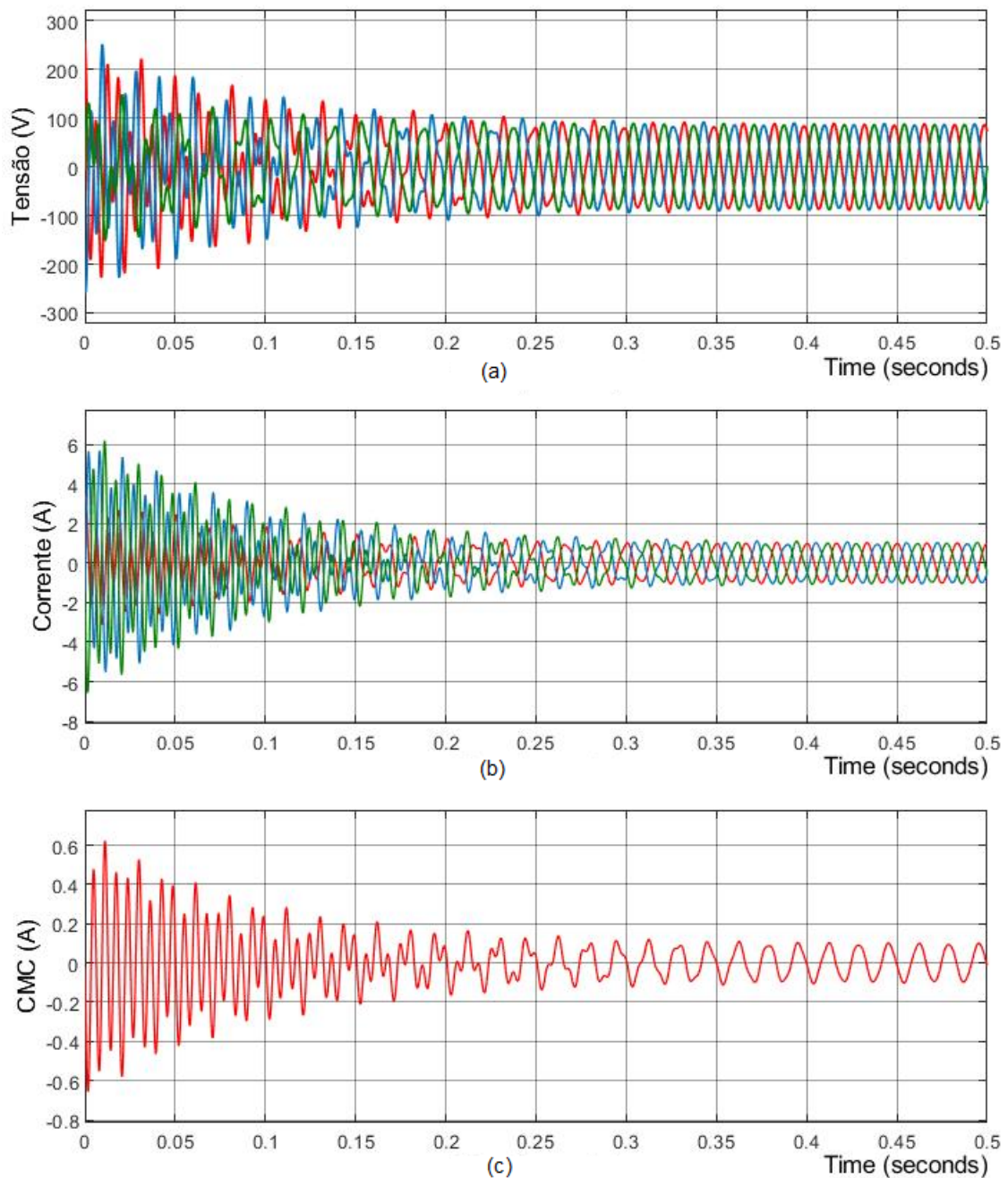
Figura 33 – a) Tensões de fase na carga com a técnica OCC. b) Correntes de fase na carga com a técnica OCC. c) CMC entre a carga e o barramento CC



Fonte: Próprio Autor.

A Figura 34 apresenta a simulação das tensões de fase sobre a carga com a técnica de modulação OCC, com a frequência de chaveamento do modulador de 15k Hz. Observa-se que A Figura 34(c) expõe o resultado da simulação da CMC entre a carga e o barramento CC. O gráfico exibe uma amplitude aproximada de 0,1 A e distorção harmônica reduzida. Verifica-se, dessa forma que o nível de amplitude da CMC utilizando o controlador OCC em comparação com a técnica SVPWM tem uma redução considerável.

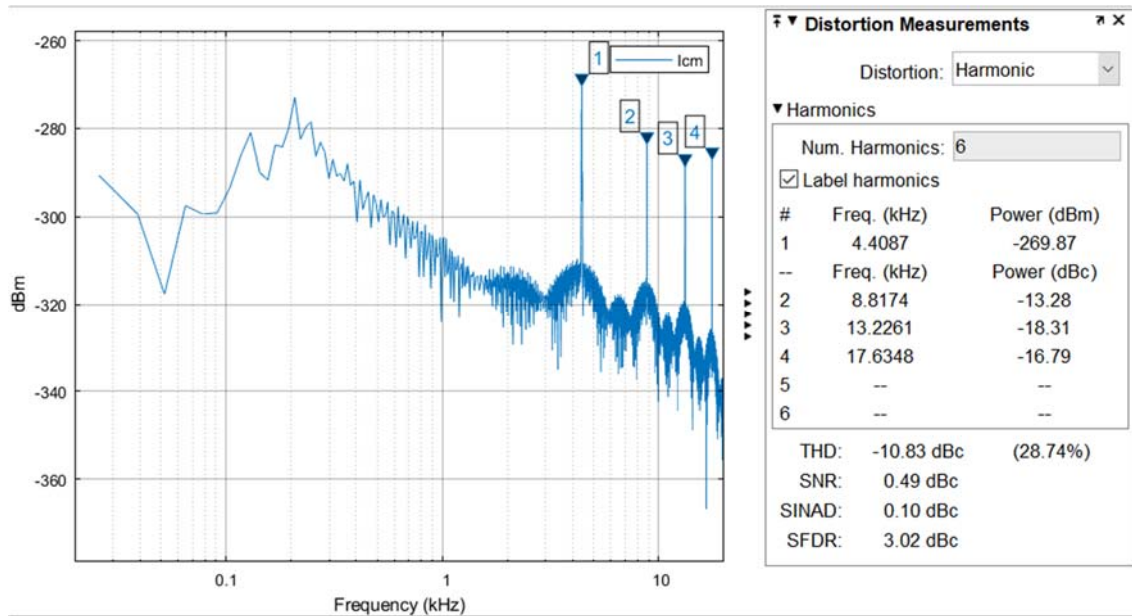
Figura 34 – a) Tensões de fase na carga com a técnica OCC. b) Correntes de fase na carga com a técnica OCC. c) CMC entre a carga e o barramento CC



Fonte: Próprio Autor.

A análise espectral (Figura 35) simulada na técnica de modulação SVPWM confirma o número elevado de distorções harmônicas quando se trata de cargas não-lineares conectadas à rede, apresentando o THD de 28,74%.

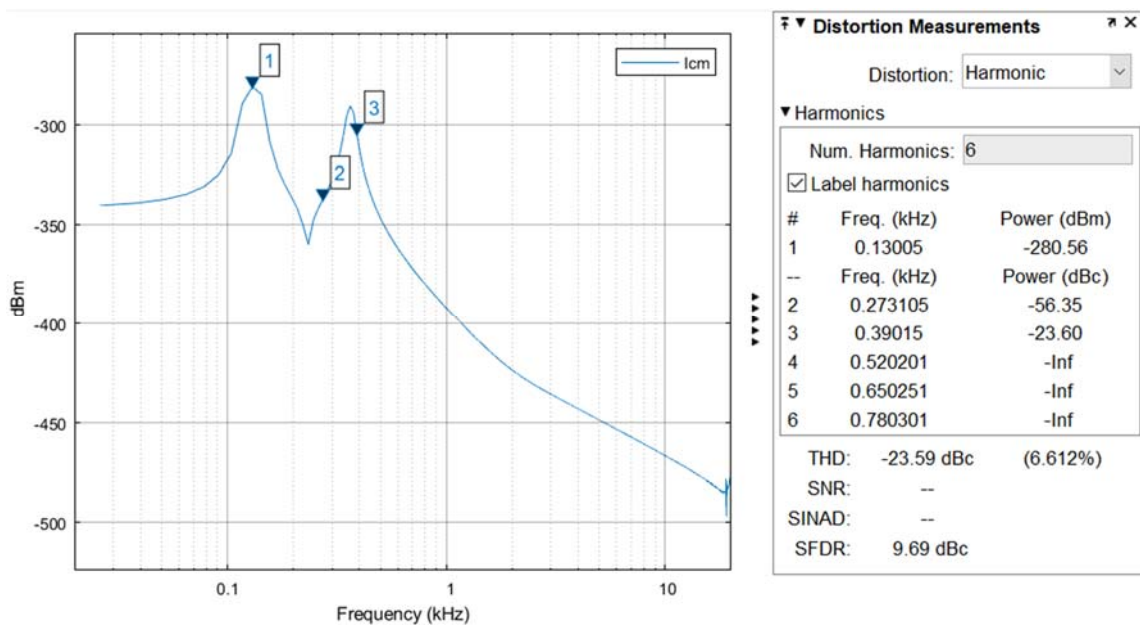
Figura 35 - Análise espectral para SVPWM



Fonte: Próprio Autor.

Para a técnica OCC (nas mesmas condições) a análise espectral expõe um número reduzido de harmônicos, com o THD de 6,612%.

Figura 36 - Análise Espectral para OCC



Fonte: Próprio Autor.

6 CONCLUSÕES

A presente pesquisa realizou simulações das técnicas de modulação SVPWM e OCC na perspectiva da mitigação da CMV em sistemas fotovoltaicos conectados à rede. Com base nas análises e discussões realizadas nesse estudo, conclui-se que o aumento de cargas não-lineares influencia diretamente no aumento da CMC por propagar o elevado número de capacitâncias parasitas, elemento principal causador da emissão da corrente de modo comum.

A duas estratégias discutidas nesse estudo apresentaram resultados aceitáveis, especificamente na redução da CMC em sistemas conectados à rede. No entanto, a técnica OCC desenvolve resultados superiores comparando com a técnica SVPWM. Nota-se que, enquanto essa técnica emite uma THD de 28,74%, nas mesmas condições do sistema a técnica OCC emite um THD de apenas 6,612%, isso significa um número 4 vezes menor de injeção de harmônicos na rede.

A técnica de modulação OCC proposta no trabalho mitiga substancialmente a emissão de CMC no sistema, reduzindo sobretudo o número de harmônicos injetados na rede. Ficou demonstrado também que a técnica citada não exige uma frequência elevada na portadora (sinal triangular) para obtenção de resultados satisfatórios na saída da tensão trifásica do inversor. Isso mostra grande vantagem em relação as demais técnicas, uma vez que o OCC possui um algoritmo de programação mais simples (em comparação com algoritmos das demais técnicas de modulação), sendo que dessa forma necessitará de um *hardware* de regular capacidade de processamento, o que reflete em baixo custo de aquisição do microcontrolador.

Do ponto de vista da aplicação da estratégia OCC na prática como uma técnica de modulação utilizada em inversores de tensão para sistemas fotovoltaicos conectados à rede, a pesquisa indica que pode trazer uma relação custo-benefício interessante, uma vez que a simulação apontou para uma técnica que demonstra simplicidade, estabilidade, além de necessitar de poucos dispositivos para leitura de variáveis na planta (sensores) e atuadores no sistema.

6.1 PROPOSTA PARA TRABALHOS FUTUROS

- Utilizar algoritmo da técnica OCC em experimentos com inversores de tensão trifásicos;
- Aplicar a técnica OCC como proposta de controle em sistemas de segurança (por exemplo: veicular) em substituição às tradicionais técnicas de modulação por largura de pulso;

REFERÊNCIAS

- ABAD, G. et al. Direct Power Control of Doubly-Fed-Induction-Generator-Based Wind Turbines Under Unbalanced Grid Voltage. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 25, n. 2, p. 442–452, fev. 2010. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5200535/>>.
- AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A. Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. IA-20, n. 3, p. 625–630, maio 1984. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/4504460/>>.
- BENTO, A. A. M. et al. Hybrid one-cycle control technique for three-phase power factor control. **IET Power Electronics**, v. 11, n. 3, p. 484–490, mar. 2018. Disponível em: <<https://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1049/iet-pel.2016.0357>>.
- BO YIN et al. An Output-Power-Control Strategy for a Three-Phase PWM Rectifier Under Unbalanced Supply Conditions. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 5, p. 2140–2151, maio 2008. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/4455581/>>.
- CASSIOLATO, C. EMI – Interferência Eletromagnética. 2013. Disponível em: <http://centralmat.com.br/Dicas/Mais/EMI_Interferencia_Eletromagnetica.pdf>.
- CHEN, Y.; SMEDLEY, K. M. A Cost-Effective Single-Stage Inverter With Maximum Power Point Tracking. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 19, n. 5, p. 1289–1294, set. 2004. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/1331490/>>.
- CRISTEA, C. et al. Economic assessment of grid-connected residential solar photovoltaic systems introduced under Romania’s new regulation. **Renewable Energy**, v. 162, p. 13–29, dez. 2020. Disponível em: <<https://doi.org/10.1016/j.renene.2020.07.130>>.
- DABOUR, S. M. et al. Common-mode voltage reduction for space vector modulated three- to five-phase indirect matrix converter. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, v. 95, p. 266–274, fev. 2018. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1016/j.ijepes.2017.08.020>>.
- DAS, S. C.; NARAYANAN, G.; TIWARI, A. Experimental study on the influence of junction temperature on the relationship between IGBT switching energy loss and device current. **Microelectronics Reliability**, v. 80, n. July 2017, p. 134–143, jan. 2018. Disponível em: <<https://doi.org/10.1016/j.microrel.2017.11.023>>.
- EPE. **Balanco Energético Nacional**. Disponível em: <<https://www.epe.gov.br/pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/balanco-energetico-nacional-interativo>>.
- FAN YUE; WHEELER, P. W.; CLARE, J. C. Common-mode voltage in matrix converters. In: 4th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2008), 538 CP, **Anais...IEE**, 2008. Disponível em: <https://digital-library.theiet.org/content/conferences/10.1049/cp_20080572>.
- FINGER, S. **Mapa Solar do Brasil**. Disponível em: <<https://solarfinger.com.br/mapa-solar->

brasil/>. Acesso em: 21 abr. 2019.

FIROUZJAEI, J. A.; ZARE, D. F. **Redemption strategies of shaft and common mode voltages in adjustable speed drive systems**. 2010. 2010.

GOMES, M.; JUSTINO, G. **ENERGIA SOLAR E O PRÊMIO NOBEL DE EINSTEIN**. Disponível em: <<http://greenbras.com/energia-solar/energia-fotovoltaica/energia-solar-e-o-premio-nobel-de-einstein/>>.

HASSAINE, L.; BENGOURINA, M. R. Control technique for single phase inverter photovoltaic system connected to the grid. **Energy Reports**, v. 6, n. September, p. 200–208, fev. 2020. Disponível em: <<https://doi.org/10.1016/j.egy.2019.10.038>>.

HONG-SEOK SONG; IN-WON JOO; KWANGHEE NAM. Source voltage sensorless estimation scheme for pwm rectifiers under unbalanced conditions. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 50, n. 6, p. 1238–1245, dez. 2003. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/1254630/>>.

HONG-SEOK SONG; KWANGHEE NAM. Dual current control scheme for PWM converter under unbalanced input voltage conditions. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 46, n. 5, p. 953–959, 1999. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/793344/>>.

HOU, C.-C. et al. Common-Mode Voltage Reduction Pulsewidth Modulation Techniques for Three-Phase Grid-Connected Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 4, p. 1971–1979, abr. 2013. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6190755/>>.

IEA. **Total energy supply**. Disponível em: <[https://www.iea.org/data-and-statistics?country=WORLD&fuel=Energy supply&indicator=TPESbySource](https://www.iea.org/data-and-statistics?country=WORLD&fuel=Energy%20supply&indicator=TPESbySource)>. Acesso em: 5 jan. 2021.

JANA, J.; SAHA, H.; DAS BHATTACHARYA, K. A review of inverter topologies for single-phase grid-connected photovoltaic systems. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 72, n. October 2016, p. 1256–1270, 2017. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1016/j.rser.2016.10.049>>.

KRAIEM, S.; HAMOUDA, M.; SLAMA, J. B. H. Conducted EMI mitigation in transformerless PV inverters based on intrinsic MOSFET parameters. **Microelectronics Reliability**, v. 114, n. Cm, p. 113876, nov. 2020. Disponível em: <<https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0026271420305370>>.

KRISHNA, R. **Space Vector Pulse Width Modulation for Three-Level Converters - a LabVIEW Implementation Påbyggnadsprogrammet till civilingenjörsexamen i elektroteknik Converters - a LabVIEW Implementation**. 2012. 2012.

LEITE, A. C. Q. B.; SALAZAR, A. O.; CARVALHO, J. T. Maximum Power Point Tracker Based Digital One Cycle Control Applied in PV Systems. **Renewable Energy and Power Quality Journal**, v. 1, n. 15, p. 239–244, abr. 2017. Disponível em: <<http://www.icrepq.com/icrepq17/282-17-leite.pdf>>.

LIZ, M. B. D. E. **Contribuição para a redução da interferência eletromagnética em fontes chaveadas**. 2003. 2003.

LOCK, A. S. et al. An OCC-APF control strategy for unbalanced grid conditions. In: 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), May, **Anais...IEEE**, mar. 2015. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7104573/>>.

LOCK, A. S. et al. An APF-OCC Strategy for Common-Mode Current Rejection. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 52, n. 6, p. 4935–4945, nov. 2016. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7539350/>>.

MARTINS, F. R. et al. Data generated by evaluating the seasonal variability and trend analysis of the solar energy resource in the Northeastern Brazilian region. **Data in Brief**, v. 26, p. 104529, out. 2019. Disponível em: <<https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S2352340919308844>>.

MME. Indicadores de Energia no Mundo. **Ministério de Minas e Energia**, p. 42, 2017.

MOREIRA, J. C. Alguns aspectos que condicionam o desempenho dos sistemas de transmissão. p. 4–6, 2019.

NGUYEN, T. D.; LEE, H.-H. Modulation Strategies to Reduce Common-Mode Voltage for Indirect Matrix Converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 1, p. 129–140, jan. 2012. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5746525/>>.

PATEL, P. et al. Comparative analysis of one-cycle control and conventional control methods for 3- \emptyset grid connected inverter. In: 2016 International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT), **Anais...IEEE**, mar. 2016. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7755116/>>.

PEREIRA, E. et al. **Atlas brasileiro de energia solar**. [s.l.] Universidade Federal de São Paulo, 2017.

RASHID, M. H. **Eletrônica de potência. Circuitos, dispositivos e aplicações**. Second Ed. ed. [s.l.: s.n.]

RIBEIRO, A. E. D.; AROUCA, M. C.; COELHO, D. M. Electric energy generation from small-scale solar and wind power in Brazil: The influence of location, area and shape. **Renewable Energy**, v. 85, p. 554–563, jan. 2016. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1016/j.renene.2015.06.071>>.

RIBEIRO, J. M. et al. Modulação Vetorial Espacial. In: [s.l.: s.n.]

RÜTHER, R. **Edifícios solares fotovoltaicos: o potencial da geração solar fotovoltaica integrada a edificações urbanas e interligada à rede elétrica pública no Brasil**. Primeira E ed. [s.l.: s.n.]

SAMPAIO, P. G. V.; GONZÁLEZ, M. O. A. Photovoltaic solar energy: Conceptual framework. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 74, n. June 2016, p. 590–601, jul. 2017. Disponível em: <<https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S1364032117303076>>.

SHAO, L. et al. Research on IGBT junction temperature model based on united-parameters. **Energy Reports**, v. 6, p. 1416–1423, dez. 2020. Disponível em: <<https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S2352484720314311>>.

SMEDLEY, K.; TAOTAO JIN. One-cycle control and its applications in power quality control and renewable power generation. In: IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2005, **Anais...IEEE**, 2004. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/1489340/>>.

TIITINEN, P.; SURANDRA, M. The next generation motor control method, DTC direct torque control. In: Proceedings of International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth, **Anais...IEEE**, 2002. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/537279/>>.

TONG, X. et al. Analysis and optimization of the switching noise for Super-junction

MOSFET in full bridge converter system. **Solid-State Electronics**, v. 161, n. January, p. 107638, nov. 2019. Disponível em: <<https://doi.org/10.1016/j.sse.2019.107638>>.

TONG, Y.-N.; LI, C.-L.; ZHOU, F. Synchronization control of single-phase full bridge photovoltaic grid-connected inverter. **Optik**, v. 127, n. 4, p. 1724–1728, fev. 2016. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1016/j.ijleo.2015.11.059>>.

TOUMI, T. et al. Robust control of series active power filters for power quality enhancement in distribution grids: Simulation and experimental validation. **ISA Transactions**, v. 107, n. xxxx, p. 350–359, dez. 2020. Disponível em: <<https://doi.org/10.1016/j.isatra.2020.07.024>>.

VARGAS GIL, G. M. et al. Photovoltaic energy in South America: Current state and grid regulation for large-scale and distributed photovoltaic systems. **Renewable Energy**, v. 162, p. 1307–1320, dez. 2020. Disponível em: <<https://doi.org/10.1016/j.renene.2020.08.022>>.

WELBERT ALVES RODRIGUES et al. Aplicação do Transformador de Estado Sólido em Sistemas de Distribuição. In: Anais do VI Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos, January, **Anais...2015**. Disponível em: <<http://www.swge.inf.br/proceedings/paper/?P=SBSE2016-0398>>.

WU, BIN, and M. N. **High-power converters and AC drives**. [s.l.: s.n.]