

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO  
CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA**



**TESE DE DOUTORADO**

**Conversores de Potência para Sistemas Fotovoltaicos  
Conectados à Rede Elétrica sem Transformador**

Kleber Carneiro de Oliveira

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO**  
**CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**Conversores de Potência para Sistemas  
Fotovoltaicos Conectados à Rede Elétrica  
sem Transformador**

por

**KLEBER CARNEIRO DE OLIVEIRA**

Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco como parte dos requisitos para obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

**ORIENTADOR: Marcelo Cabral Cavalcanti, D.Sc.**

Recife, Fevereiro de 2012.

Catálogo na fonte  
Bibliotecária Margareth Malta, CRB-4 / 1198

O48c

Oliveira, Kleber Carneiro de.

Conversores de potência para sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica sem transformador / Kleber Carneiro de Oliveira. - Recife: O Autor, 2012.

xviii, 125 folhas, il., gráfs., tabs.

Orientador: Prof. D.Sc. Marcelo Cabral Cavalcanti.

Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2012.

Inclui Referências Bibliográficas.

1. Engenharia Elétrica. 2. Conversor multinível. 3. Conversão CA/CA. 4. Conversores de potência modulados por largura de pulso. 5. Sistemas fotovoltaicos. I. Cavalcanti, Marcelo Cabral. (Orientador). II. Título.

UFPE

621.3 CDD (22. ed.)

BCTG/2012-286



Universidade Federal de Pernambuco  
*Pós-Graduação em Engenharia Elétrica*

PARECER DA COMISSÃO EXAMINADORA DE DEFESA DE  
TESE DE DOUTORADO

# KLEBER CARNEIRO DE OLIVEIRA

TÍTULO

**“CONVERSORES DE POTÊNCIA PARA SISTEMAS FOTOVOLTAICOS  
CONECTADOS À REDE ELÉTRICA SEM TRANSFORMADOR”**

A comissão examinadora composta pelos professores: MARCELO CABRAL CAVALCANTI, DEE/UFPE; FRANCISCO DE ASSIS DOS SANTOS NEVES, DEE/UFPE; SELEME ISAAC SELEME JÚNIOR, DEE/UFMG; EUZELI CIPRIANO DOS SANTOS JÚNIOR, DEE/UCG e RICARDO LÚCIO DE ARAÚJO RIBEIRO, DEE/UFRN, sob a presidência do primeiro, consideram o candidato **KLEBER CARNEIRO DE OLIVEIRA APROVADO**.

Recife, 23 de fevereiro de 2012.

---

**CECILIO JOSÉ LINS PIMENTEL**  
Coordenador do PPGEE

---

**MARCELO CABRAL CAVALCANTI**  
Orientador e Membro Titular Interno

---

**EUZELI CIPRIANO DOS SANTOS  
JÚNIOR**  
Membro Titular Externo

---

**FRANCISCO DE ASSIS DOS SANTOS NEVES**  
Membro Titular Interno

---

**RICARDO LÚCIO DE ARAÚJO RIBEIRO**  
Membro Titular Externo

---

**SELEME ISAAC SELEME JÚNIOR**  
Membro Titular Externo

À meus avós.

# AGRADECIMENTOS

Primeiramente à Deus por ter finalizado essa etapa da minha vida. A minha esposa Paula, pelo apoio e por me acompanhar desde que iniciei meu doutorado. A meus pais pela criação e pelas condições que foram me dadas. Ao Gepae, que foi onde comecei em 2005 ainda na graduação com a iniciação científica até o término deste doutorado. A meu orientador Marcelo por ter acreditado em mim, pela paciência, conselho e ajuda técnica que me foi dada. Ao professor Francisco Neves pelas conversas, apoio e ajuda técnica. A Alexandre pela amizade e ajuda técnica na construção do experimento. A Gustavo e Fabrício pela amizade e ajuda técnica. E a todos os membros do Gepae que de alguma forma contribuíram para a realização dessa tese.

Ao Projeto Erasmus Mundus que me deu a oportunidade de estudar na Universidade do Minho em Portugal, onde fiz doutorado sanduíche. Ao professor João Luiz Afonso da Universidade do Minho pela recepção, apoio, ajuda técnica e conselhos que foram de grande valia para o melhoramento da tese. Aos amigos portugueses Domingos, Helber, Lameirão, Gabriel pelas conversas e ajuda técnica.

Enfim, agradeço a todos aqueles que de alguma maneira contribuíram para o término da mesma.

KLEBER CARNEIRO DE OLIVEIRA

*Universidade Federal de Pernambuco*

*24 de Fevereiro de 2012*

Resumo da Tese apresentada à UFPE como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica

**CONVERSORES DE POTÊNCIA PARA SISTEMAS  
FOTOVOLTAICOS CONECTADOS À REDE ELÉTRICA  
SEM TRANSFORMADOR  
Kleber Carneiro de Oliveira**

Fevereiro/2012

**Orientador:** Marcelo Cabral Cavalcanti, D.Sc.

**Área de Concentração:** Processamento de Energia

**Palavras-chaves:** Conversor Multinível, Conversão CA/CA, Conversores de Potência Modulados por Largura de Pulso, Sistemas fotovoltaicos

**Número de páginas:** 125

Este trabalho tem por objetivo estudar topologias de conversores para conexão de módulos fotovoltaicos à rede elétrica sem o uso de transformadores. Uma revisão bibliográfica das possíveis topologias aplicadas a sistemas fotovoltaicos sem transformador é realizada. Baseado nesta revisão, é feito um estudo comparativo entre as diferentes possibilidades. Técnicas de modulação por largura de pulsos são propostas para inversores de dois e três níveis aplicados a sistemas fotovoltaicos sem transformador, evitando-se qualquer modificação na topologia do conversor ou inclusão de hardwares adicionais. Além disso, um controle independente dos módulos fotovoltaicos é realizado, com o objetivo de se obter uma maior eficiência no sistema fotovoltaico baseado no inversor de três níveis usando a técnica de modulação proposta. Adicionalmente, o sistema fotovoltaico é projetado para trabalhar também com a função extra de filtro ativo paralelo, compensando, localmente, harmônicos de corrente e potência reativa.

Abstract of Thesis presented to UFPE as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor in Electrical Engineering

**POWER CONVERTERS FOR PHOTOVOLTAIC  
SYSTEMS TO UTILITY GRID TRANSFORMERLESS  
INTERCONNECTION**

**Kleber Carneiro de Oliveira**

February/2012

**Supervisor:** Marcelo Cabral Cavalcanti, D.Sc.

**Area of Concentration:** Energy Processing

**Keywords:** Multilevel Converter, AC/AC Power Conversion, Pulse Width Modulated Power Converters, Photovoltaic Systems

**Number of pages:** 125

The objective of this work is the study of converter topologies for connecting photovoltaic modules to the grid without transformers. A review of the possible topologies applied in transformerless photovoltaic systems is carried out. In light of this review, it is made a comparative study among the different possibilities. Pulse-width modulation techniques are proposed for two and three-level inverters in transformerless photovoltaic systems, avoiding any change in the converter topology or any additional hardware. Moreover, an independent control of the photovoltaic modules is performed using the proposed modulation technique for three-level inverter, in order to increase the system's efficiency. Additionally, the system is redesigned to include an extra function of shunt active filter, compensating current harmonics and reactive power.



# CONTEÚDO

<b>LISTA DE FIGURAS</b>	<b>xi</b>
<b>LISTA DE TABELAS</b>	<b>xvi</b>
<b>LISTA DE NOMENCLATURAS E SÍMBOLOS</b>	<b>xvii</b>
<b>1 INTRODUÇÃO</b>	<b>1</b>
<b>1.1 Classificação dos Sistemas Fotovoltaicos</b> . . . . .	2
1.1.1 Número de Estágios . . . . .	3
1.1.2 Utilização de Transformador . . . . .	5
<b>1.2 Sistemas sem Transformador</b> . . . . .	6
<b>1.3 Conversores Multiníveis</b> . . . . .	8
<b>1.4 Filtro Ativo</b> . . . . .	9
<b>1.5 Objetivos da Tese</b> . . . . .	10
<b>1.6 Síntese dos Capítulos</b> . . . . .	10
<b>2 AVALIAÇÃO DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS MONOFÁSICOS SEM TRANSFORMADOR</b>	<b>12</b>
<b>2.1 Modelo da Tensão de Modo Comum em Sistemas Monofásicos</b> . . . . .	13
<b>2.2 Inversores em Ponte Completa</b> . . . . .	16
<b>2.3 Ponte Completa com Chave Extra no Lado CC - H5</b> . . . . .	20
<b>2.4 Ponte Completa com Chaves Extras no Lado CA - HERIC</b> . . . . .	23
<b>2.5 Ponte Completa com Bypass no Lado CC - FB-DC</b> . . . . .	25
<b>2.6 Ponte Completa com Conexão no Neutro - REFU</b> . . . . .	28
<b>2.7 Comparação dos inversores monofásicos sem transformador</b> . . . . .	30

2.8	Conclusão	31
<b>3</b>	<b>AVALIAÇÃO DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS TRIFÁSICOS SEM TRANSFORMADOR</b>	<b>33</b>
3.1	Modelo da Tensão de Modo Comum em Sistemas Trifásicos	34
3.2	Inversor em Ponte Completa	36
3.3	Inversor em Ponte Completa com Capacitor Dividido	40
3.4	Uma Nova Técnica de Modulação para Eliminar a Corrente de Dispersão nos Inversores Trifásicos em Ponte Completa	43
3.5	Comparação Baseada na Eficiência do Sistema	46
3.6	Inversores Multinível	49
3.6.1	Inversor com Ponto Neutro Grampeado	50
3.6.2	Inversor com Capacitor Flutuante	52
3.6.3	Inversor em Cascata	53
3.6.4	Comparação das topologias multinível	54
3.7	Inversor com Ponto Neutro Grampeado	55
3.7.1	Modulação Senoidal	56
3.7.2	Modulação com Eliminação Seletiva de Harmônicos	56
3.8	Modulação Vetorial	56
3.8.1	Modulação com os Três Vetores mais Próximos da Referência	57
3.8.2	Modulação com os Três Vetores Virtuais mais Próximos da Referência	59
3.8.3	Uma Nova Técnica de Modulação para Eliminar a Corrente de Dispersão nos Inversores Trifásicos com Ponto Neutro Grampeado	60
3.9	Comparação de Inversores Trifásicos sem Transformador	64
3.10	Conclusão	65
<b>4</b>	<b>CONTROLE DO SISTEMA FOTOVOLTAICO</b>	<b>67</b>
4.1	Modulação com os Três Vetores Virtuais mais Próximos da Referência	68
4.2	Balanceamento das Tensões do Barramento	73
4.3	Módulos Fotovoltaicos	78
4.3.1	Características elétricas dos módulos fotovoltaicos	78
4.3.2	Circuito simplificado de uma célula solar	80

4.3.3	Corrente de curto-circuito e tensão de circuito aberto . . . . .	81
4.3.4	Ponto de Máxima Potência . . . . .	82
4.3.5	Técnica MPPT . . . . .	83
<b>4.4</b>	<b>Balanceamento das Tensões do Barramento Usando a Técnica com Vetores Médios . . . . .</b>	<b>89</b>
<b>4.5</b>	<b>Conclusão . . . . .</b>	<b>93</b>
<b>5</b>	<b>FILTRO ATIVO . . . . .</b>	<b>95</b>
<b>5.1</b>	<b>Filtro Ativo de Potência . . . . .</b>	<b>95</b>
5.1.1	Teoria PQ . . . . .	96
5.1.2	Sistema de Controle . . . . .	99
<b>5.2</b>	<b>Resultados de simulação . . . . .</b>	<b>102</b>
<b>5.3</b>	<b>Montagem do NPC . . . . .</b>	<b>105</b>
5.3.1	Placa de Condicionamento de Sinais . . . . .	106
5.3.2	Placa de Comando . . . . .	110
5.3.3	Placa de Conversão Digital-Analógica . . . . .	110
5.3.4	Driver e Módulo IGBT . . . . .	111
<b>5.4</b>	<b>Resultados Experimentais . . . . .</b>	<b>111</b>
<b>5.5</b>	<b>Conclusão . . . . .</b>	<b>113</b>
<b>6</b>	<b>CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS . . . . .</b>	<b>114</b>
<b>6.1</b>	<b>Conclusões . . . . .</b>	<b>114</b>
<b>6.2</b>	<b>Trabalhos Futuros . . . . .</b>	<b>116</b>
<b>6.3</b>	<b>Publicações do Autor Associadas à Tese . . . . .</b>	<b>117</b>
6.3.1	Publicações em Periódicos Nacionais/Internacionais . . . . .	117
6.3.2	Publicações em Congressos, Conferências e Simpósios Nacionais e Internacionais . . . . .	118
	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS . . . . .</b>	<b>119</b>

# LISTA DE FIGURAS

1.1	Tecnologias dos inversores para sistemas PV. . . . .	4
1.2	Configurações de sistemas centralizados. . . . .	5
1.3	Classificação dos sistemas com transformadores. . . . .	6
1.4	Inversor PV sem transformador conectado à rede. . . . .	7
2.1	Sistema monofásico com transformador. . . . .	13
2.2	Sistema monofásico sem transformador. . . . .	14
2.3	Modelo do inversor monofásico. . . . .	14
2.4	Modelo do inversor monofásico considerando as tensões de modo comum e diferencial. . . . .	15
2.5	Modelo simplificado do inversor monofásico. . . . .	16
2.6	Ponte completa monofásica conectando o sistema PV à rede elétrica. . . . .	17
2.7	Sistema usado na simulação com inversor em ponte completa. . . . .	18
2.8	Tensão e corrente de dispersão no inversor em ponte completa com chaveamento bipolar. . . . .	18
2.9	Tensão e corrente de dispersão no inversor em ponte completa com chaveamento unipolar. . . . .	19
2.10	Tensão e corrente de dispersão no inversor em ponte completa com chaveamento híbrido. . . . .	19
2.11	Ponte completa com chave extra no lado CC (H5) conectando o sistema PV à rede elétrica. . . . .	20
2.12	H5 - Semiciclo positivo de $v_g$ . . . . .	21
2.13	H5 - Semiciclo negativo de $v_g$ . . . . .	21
2.14	Sistema usado na simulação com inversor em ponte completa com chave extra (H5). . . . .	22

2.15	Tensão e corrente de dispersão no inversor em ponte completa com chave extra (H5). . . . .	22
2.16	Ponte completa com chaves extras no lado CA (HERIC) conectando o sistema PV à rede elétrica. . . . .	23
2.17	HERIC - Semiciclo positivo de $v_g$ . . . . .	24
2.18	HERIC - Semiciclo negativo de $v_g$ . . . . .	24
2.19	Tensão e corrente de dispersão no inversor em ponte completa com chaves extras no lado CA (HERIC). . . . .	25
2.20	Ponte completa com bypass no lado CC (FB-DC) conectando o sistema PV à rede elétrica. . . . .	25
2.21	FB-DC - Semiciclo positivo de $v_g$ . . . . .	26
2.22	FB-DC - Semiciclo negativo de $v_g$ . . . . .	27
2.23	Tensão e corrente de dispersão no inversor em ponte completa com bypass no lado CC (FB-DC). . . . .	27
2.24	Ponte completa com conexão no neutro (REFU) conectando o sistema PV à rede elétrica. . . . .	28
2.25	REFU - Semiciclo positivo de $v_g$ . . . . .	29
2.26	REFU - Semiciclo negativo de $v_g$ . . . . .	29
2.27	Tensão e corrente de dispersão no inversor em ponte completa com conexão no neutro (REFU). . . . .	30
3.1	Sistema trifásico sem transformador. . . . .	34
3.2	Modelo do inversor trifásico. . . . .	34
3.3	Modelo trifásico considerando as tensões de modo comum e diferencial entre as fases A e B. . . . .	35
3.4	Modelo simplificado do inversor trifásico considerando as fases A e B. . . . .	36
3.5	Diagrama usado na simulação para o inversor de dois níveis. . . . .	37
3.6	Vetores espaciais para a tensão de saída de inversores trifásicos. . . . .	38
3.7	Padrão de chaveamento e tensão de modo comum usando o SVPWM. . . . .	38
3.8	Amplitude máxima das tensões de fase do SVPWM. . . . .	38
3.9	Resultados simulados da tensão e corrente de dispersão usando o SVPWM. . . . .	39
3.10	Diagrama usado na plataforma experimental para o inversor de dois níveis. . . . .	39
3.11	Resultados experimentais da tensão e corrente de dispersão usando o SVPWM. . . . .	40

3.12	Diagrama usado na simulação para o inversor de dois níveis com o barramento dividido considerando a indutância entre o barramento cc e o neutro da rede. . . . .	41
3.13	Diagrama usado na simulação para o inversor de dois níveis com o barramento dividido. . . . .	41
3.14	Resultados simulados da tensão e corrente de dispersão sem indutância na conexão de neutro. . . . .	42
3.15	Resultados simulados da tensão e corrente de dispersão com conexão de neutro ( $L=10\mu H$ ). . . . .	42
3.16	Padrão de chaveamento e tensão de modo comum usando o PWM proposto (vetores ímpares). . . . .	43
3.17	Amplitude máxima das tensões de fase utilizando apenas os vetores ímpares. . . . .	44
3.18	Resultados simulados da tensão e corrente de dispersão usando o PWM proposto (vetores ímpares). . . . .	44
3.19	Resultados experimentais da tensão e corrente de dispersão usando o PWM proposto (vetores ímpares). . . . .	45
3.20	Esquema da mudança de padrões de pulso alternando a utilização entre os vetores pares e os ímpares. . . . .	46
3.21	Tensão de modo comum durante um período da fundamental usando vetores ímpares ou pares dependendo da posição do vetor de referência. . . . .	46
3.22	Classificação dos conversores multinível. . . . .	50
3.23	Inversor NPC monofásico conectando o sistema PV à rede elétrica. . . . .	51
3.24	Inversor NPC trifásico conectando o sistema PV à rede elétrica. . . . .	51
3.25	Inversor FC monofásico conectando o sistema PV à rede elétrica. . . . .	52
3.26	Inversor FC trifásico conectando o sistema PV à rede elétrica. . . . .	52
3.27	Inversor cascata monofásico conectando o sistema PV à rede elétrica. . . . .	53
3.28	Inversor cascata trifásico conectando o sistema PV à rede elétrica. . . . .	54
3.29	Classificação das estratégias de controle para o inversor NPC trifásico. . . . .	55
3.30	Diagrama vetorial de 3 níveis. . . . .	57
3.31	Diagrama do espaço vetorial para o setor I na técnica NTV. . . . .	59
3.32	Diagrama do espaço vetorial para o setor I na técnica NTVSV. . . . .	60
3.33	Resultados simulados da tensão e corrente de dispersão usando o NTVSV. . . . .	61

3.34	Espaço vetorial utilizando os vetores médios mais próximos da referência e o vetor nulo. . . . .	62
3.35	Espaço vetorial utilizando os vetores médios defasados de $60^\circ$ . . . . .	62
3.36	Resultados simulados da tensão e corrente de dispersão usando o PWM proposto (vetores médios e nulo). . . . .	63
3.37	Representação dos tempos de aplicação dos vetores (em cinza escuro) para a técnica 3MV60, com $m = 0,4$ e $\theta = 40^\circ$ . . . . .	64
3.38	Espaço vetorial utilizando os vetores médios defasados de $120^\circ$ . . . . .	64
4.1	Inversor trifásico NPC de três níveis conectado a uma carga RL. . . . .	69
4.2	Setor da técnica SVPWM. . . . .	70
4.3	Diagrama do espaço vetorial virtual para o setor I. . . . .	71
4.4	Estrutura do controle do balanceamento. . . . .	75
4.5	$d_{ap}$ e $d_{an}$ em função de $\theta$ . . . . .	75
4.6	Fluxograma. . . . .	77
4.7	Controle das tensões individuais do barramento. . . . .	77
4.8	Circuito equivalente de uma célula solar. . . . .	78
4.9	Circuito simplificado da célula solar. . . . .	80
4.10	Curva da corrente em função da tensão para um módulo PV. . . . .	81
4.11	Curva da potência em função da tensão para uma célula solar. . . . .	82
4.12	Fluxograma da técnica condutância incremental. . . . .	84
4.13	Exemplo do método IC. . . . .	85
4.14	Estrutura do controle do balanceamento. . . . .	86
4.15	Controle do barramento CC com módulos PV. . . . .	87
4.16	Tensão e corrente da fase $a$ da técnica NTV. . . . .	87
4.17	Controle usando um MPPT. . . . .	88
4.18	Controle usando dois MPPTs. . . . .	88
4.19	Tensão de modo-comum e corrente parasita da técnica NTVSV. . . . .	89
4.20	Tensão no barramento superior $V_{C1}$ . . . . .	90
4.21	Diagrama de blocos para o controle da tensão do barramento. . . . .	90
4.22	Controle das tensões do barramento utilizando a técnica MSV. . . . .	92
4.23	Tensão e corrente da fase $a$ utilizando a técnica PWM utilizando $MSV$ . . . . .	93

4.24	Tensão modo comum e corrente parasita utilizando a técnica <i>MSV</i> . . . . .	93
5.1	Esquema unifilar de um sistema elétrico. . . . .	96
5.2	Esquema unifilar de um sistema elétrico com FAP. . . . .	96
5.3	Diagrama em bloco do sistema de controle. . . . .	101
5.4	Formas de onda das técnicas (a) IPD PWM e (b) POD PWM. . . . .	103
5.5	Inversor NPC com carga linear utilizando a técnica IPD PWM. . . . .	104
5.6	Inversor NPC com carga não-linear utilizando a técnica IPD PWM. . . . .	104
5.7	Módulo SKM 50GB63D. . . . .	105
5.8	Ligações dos módulos em série. . . . .	106
5.9	Placa de condicionamento de sinais. . . . .	106
5.10	Esquemático do sensor Hall LA100-P. . . . .	107
5.11	Sensor Hall LA100-P. . . . .	108
5.12	Esquemático do sensor Hall LV25-P. . . . .	109
5.13	Sensor Hall LV25-P. . . . .	109
5.14	Placa de aquisição de tensão. . . . .	110
5.15	Placa de Comando dos IGBTs. . . . .	110
5.16	Driver. . . . .	111
5.17	Tensão da rede e correntes para uma carga linear. . . . .	112
5.18	Tensão da rede e correntes para uma carga não-linear. . . . .	112



# LISTA DE TABELAS

2.1	Comparação de inversores monofásicos sem transformador . . . . .	31
3.1	Correspondência do vetor com a tensão de modo comum . . . . .	37
3.2	Perdas para o inversor em ponte completa trifásica. . . . .	48
3.3	Comparação de eficiência para os conversores. . . . .	48
3.4	Comparação do número de dispositivos utilizados nas topologias básicas de inversores multinível trifásicos . . . . .	55
3.5	Correspondência do vetor com a tensão de modo comum em um inversor de três níveis para os primeiros $150^\circ$ . . . . .	58
3.6	Relação entre vetores e subvetores. . . . .	59
3.7	Comparação de inversores trifásicos sem transformadores . . . . .	65
4.1	Princípio de funcionamento do inversor de três níveis . . . . .	69
4.2	Seleção de vetores para cada região . . . . .	72
5.1	Parâmetros de simulação. . . . .	102

# Nomenclatura

<i>2MV1Z</i>	<i>Two Medium Vector and One Zero</i> - PWM Vetorial utilizando dois vetores médios e um nulo
<i>3MV</i>	<i>Médium Vector</i> - PWM Vetorial utilizando 3 vetores médios
<i>CA</i>	Corrente alternada
<i>CC</i>	Corrente contínua
<i>DSP</i>	<i>Digital Signal Processor</i> - Processador Digital de Sinais
<i>FAP</i>	Filtro Ativo de Potência
<i>FB – DC</i>	Ponte Completa com Bypass no Lado CC
<i>FB – SC</i>	Full-Bridge Split-Capacitor - Ponte Completa com Capacitor Dividido
<i>FC</i>	<i>Flying Capacitor</i> - Capacitor flutuante
<i>H5</i>	Ponte Completa com Chave Extra no Lado CC
<i>HERIC</i>	Ponte Completa com Chaves Extras no Lado CA
<i>HFT</i>	<i>High Frequency Transformer</i> - Transformador de alta frequência
<i>IPDPWM</i>	<i>In-Phase Disposition PWM</i> - PWM com portadoras em fase
<i>LFT</i>	<i>Low Frequency Transformer</i> - Transformador de baixa frequência
<i>MCRPWM</i>	<i>Modified Carrier Redistribution PWM</i> - PWM com portadoras em fase
<i>MPP</i>	<i>Maximum Power Point</i> - Ponto de máxima potência
<i>MPPT</i>	<i>Maximum Power Point Tracking</i> - Rastreamento do ponto de máxima potência
<i>MSVPWM</i>	<i>Medium Space Vector PWM</i> - PWM Vetorial utilizando as técnica PWM dos 3MV e 2MV1Z
<i>NPC</i>	<i>Neutral-Point Clamped</i> - Ponto Neutro Grampeado
<i>NTV</i>	<i>Nearest Three Vectors</i> - Três Vetores mais Próximos

<i>NTVSV</i>	<i>Nearest Three Virtual Space Vector</i> - PWM Vetorial utilizando os Três Vetores Virtuais mais Próximos
<i>PODPWM</i>	<i>Alternative Phase Opposition Disposition PWM</i> - WM com portadoras com as fases deslocadas
<i>PSPWM</i>	<i>Phase-Shifted PWM</i> - PWM com portadoras com as fases deslocadas
<i>PV</i>	<i>Photovoltaic</i> - Fotovoltaico
<i>PWM</i>	<i>Pulse Width Modulation</i> - Modulação por largura de pulso
<i>REFU</i>	Ponte Completa com Conexão no Neutro
<i>RSPWM</i>	<i>Remote State PWM</i> - PWM vetorial utilizando os vetores pares ou ímpares
<i>SHEPWM</i>	<i>Selective Harmonics Elimination PWM</i> - PWM com Eliminação Seletiva de Harmônicos
<i>SPWM</i>	<i>Sinusoidal PWM</i> - PWM Senoidal
<i>STRPWM</i>	<i>Saw-Tooth Rotation PWM</i> - PWM com portadoras em fase
<i>SVPWM</i>	<i>Space Vector PWM</i> - PWM Vetorial
<i>SVPWM</i>	<i>Space Vector PWM</i> - PWM Vetorial
<i>THD</i>	<i>Total Harmonic Distortion</i> - Distorção Harmônica Total
ADC	<i>Analog-Digital Converter</i> - Conversor Analógico-Digital
DAC	<i>Digital-Analog Converter</i> - Conversor Digital-Analógico
IGBT	<i>Insulated gate bipolar transistor</i>



# 1 | INTRODUÇÃO

O incentivo do governo em vários países do mundo tem contribuído para o crescente uso da geração de energia a partir de fontes renováveis nas últimas décadas. Dentre estas fontes, a energia solar fotovoltaica (Photovoltaic - PV) tem se destacado no cenário mundial como uma das fontes com maior crescimento em potência instalada. Muitos dos sistemas PV são instalações monofásicas [1][2][3]. Em sistemas monofásicos, existe uma potência em corrente alternada (CA) pulsante na saída do inversor, enquanto que a saída de corrente contínua (CC) é constante. Capacitores grandes CC são necessários e isso faz com que diminua a vida útil e a confiabilidade do sistema. Em sistemas trifásicos, existe uma potência CA constante na saída do inversor e pequenos capacitores podem ser usados, melhorando o custo-benefício e o tempo de vida dos sistemas [4]. Grande parte das instalações é de pequeno porte e em algumas regiões a energia PV é usada em sistemas isolados, como por exemplo, na irrigação. Em outras, a energia solar PV é usada como fonte auxiliar ligada diretamente à rede elétrica, com ou sem transformador para isolamento [5].

Apesar da energia solar PV estar cada vez mais presente entre os consumidores, o custo dos módulos continua muito elevado, aumentando o custo global do sistema. Sendo assim, acrescentar funcionalidades ao conversor PV aumenta pouco o custo global do sistema [6]. Com o aumento do número de consumidores conectados à rede elétrica usando cargas não-lineares, cada vez mais se faz necessário tomar medidas que busquem melhorar a qualidade da energia entregue aos mesmos. Para se obter um melhor efeito na compensação de

harmônicos e da potência reativa é possível utilizar conversores descentralizados [7]. Devido ao caráter descentralizado da geração da energia solar PV, os conversores ligados à rede elétrica são muito adequados para serem usados como filtros ativos e compensadores de potência reativa.

## 1.1 Classificação dos Sistemas Fotovoltaicos

Os sistemas PV foram classificados em quatro categorias segundo [8]. Neste trabalho o sistema de conversão pode ser classificado quanto:

- À forma como um conjunto de módulos PV é conectado à rede elétrica: Segundo essa classificação, têm-se sistemas centralizados e descentralizados [6][9];
- Número de estágios no processamento da energia: Com um ou dois estágios de conexão;
- Utilização de transformador: Na frequência da rede ou em alta frequência ou sem transformador.

A conversão mais usada é baseada em inversores centralizados, que são conectados a um grande número de módulos (Fig. 1.1(a)). Os módulos são divididos em conexões em série, chamadas *string*, para gerar tensão suficientemente alta (vários kilovolts) para evitar uma amplificação adicional. Esse grupo de módulos conectados em série é conectado em paralelo com outros grupos a fim de alcançar um nível alto de potência [8] [10]. Isto resulta em algumas limitações como a necessidade de cabos de alta tensão entre os módulos PV e o inversor, perdas de potência devido a um rastreamento do ponto de máxima potência (*Maximum Power Point Tracking* - MPPT) centralizado, perdas devido a uma má combinação entre os módulos e perdas nos diodos de bloqueio. Além disso, o estágio de conexão à rede elétrica é usualmente comutado na frequência da rede através de tiristores, o que envolve correntes com muitos harmônicos e uma pobre qualidade de energia.

Outra forma de conversão consiste em conexões série e módulos CA. O sistema com módulos PV série conectados ao inversor, mostrado na Fig. 1.1(b), é uma versão reduzida do

inversor centralizado, onde uma única conexão série dos módulos PV é feita com o inversor. O módulo CA é a integração do inversor e dos módulos PV em um único dispositivo. Isso diminui as perdas devido a má combinação entre os módulos, desde que haja somente poucos módulos, assim como melhora o ajuste entre os módulos e o inversor com MPPTs individuais. Isso inclui a possibilidade de fácil ampliação do sistema devido à sua estrutura modular. Por outro lado, a necessidade de amplificação de tensão pode reduzir a eficiência global e aumentar o preço por watt, por causa da maior complexidade das topologias.

O inversor com vários grupos de módulos em série está descrito na Fig. 1.1(c) e tem perspectiva de grande desenvolvimento, onde diversos módulos em série são conectados com seu próprio conversor CC/CC e estes conversores a um inversor comum. Essa característica é benéfica quando comparada com os sistemas centralizados, desde que cada grupo de módulo em série possa ser controlado individualmente. Finalmente, o sistema inversor-células CA (Figura 1.1(d)) é o caso onde um módulo PV é conectado ao inversor. O principal desafio é desenvolver um inversor que possa amplificar tensões muito pequenas dos módulos para um nível adequado à conexão com a rede elétrica e, ao mesmo tempo, com alta eficiência.

### 1.1.1 Número de Estágios

O sistema PV pode ser conectado à rede elétrica por um ou mais estágios de conversão. Isso dependerá da relação entre a tensão de saída CA e a tensão total do arranjo PV. O inversor da Fig. 1.2(a) que faz a interface dos módulos PV com a rede elétrica tem duas tarefas principais: fazer com que o módulo PV opere sempre no seu ponto de máxima potência (*Maximum Power Point* - MPP) e injetar corrente senoidal na rede elétrica [8]. Essa é uma configuração típica de um inversor centralizado e é a topologia que apresenta melhor rendimento. Contudo, ela apresenta algumas desvantagens: o inversor deve ser projetado para suportar alta potência, o que leva a componentes de potência maior e, portanto, mais caros; só pode ser usada quando existem vários módulos PV conectados em série com tensão suficientemente alta para possibilitar a conexão com a rede; não há uma isolação elétrica entre os módulos e a rede. Sem isolação elétrica, há o risco de choque elétrico devido à corrente que poderá fluir na capacitância parasita entre os módulos e a terra. Esta corrente

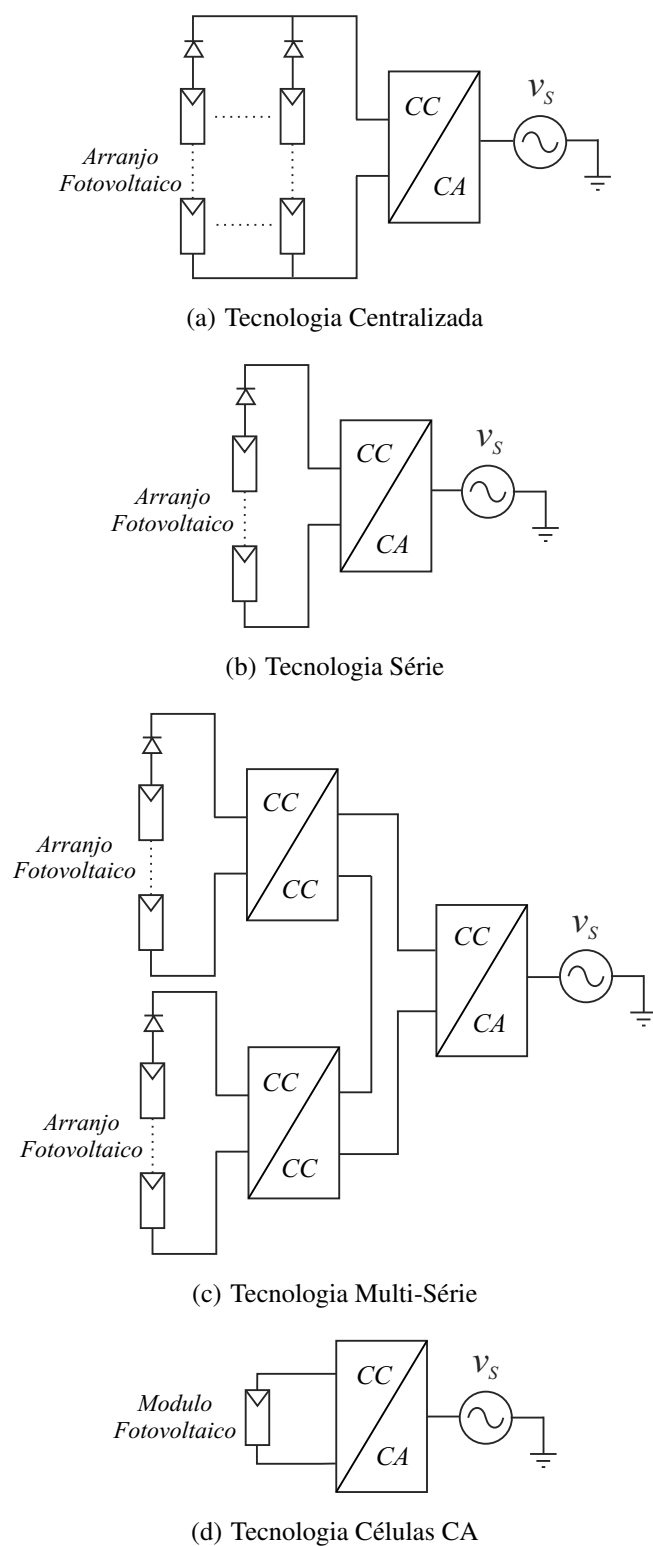


Figura 1.1: Tecnologias dos inversores para sistemas PV.

circula devido à alta frequência de chaveamento do inversor [9].

A Figura 1.2(b) é um conversor de dois estágios. O conversor CC/CC agora tem como



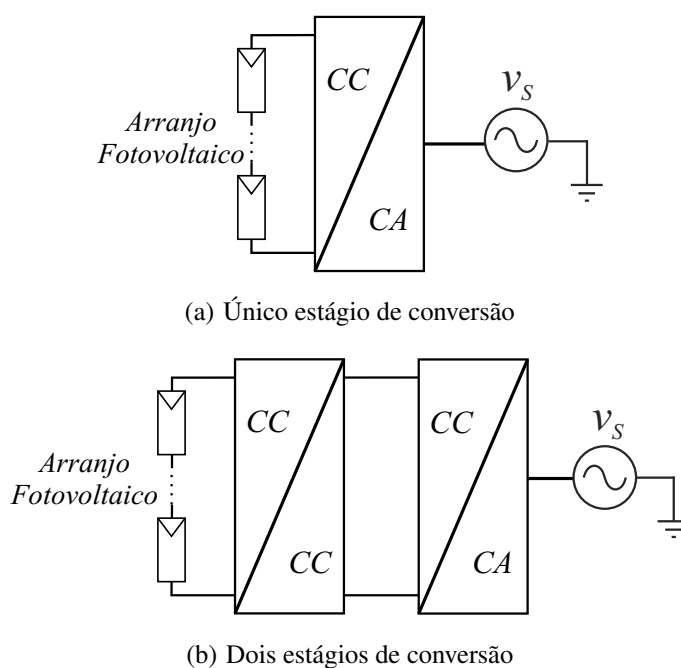


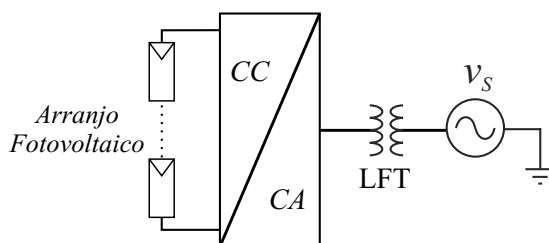
Figura 1.2: Configurações de sistemas centralizados.

função o MPPT e, possivelmente, a função de amplificação de tensão. Uma vez que a meta dos inversores PV é injetar corrente senoidal na rede elétrica, eles são controlados como fonte de corrente. Se um conversor CC/CC com isolamento elétrico é usado, os problemas de choque elétrico e correntes de dispersão são minimizados. O desacoplamento da energia entre os módulos PV e a rede pode ser realizado usando-se um capacitor eletrolítico. Ele deve ser tão pequeno quanto possível e preferivelmente ser substituído por capacitores de filme. O capacitor pode estar localizado em paralelo entre os módulos PV e o conversor CC/CC ou entre o conversor CC/CC e o inversor ou, ainda, em ambos.

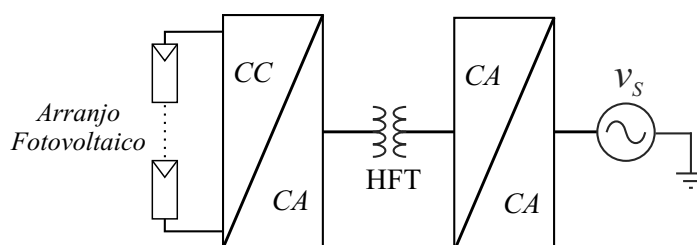
### 1.1.2 Utilização de Transformador

Alguns sistemas podem usar um transformador na frequência da rede (*Low Frequency Transformer* - LFT, Fig. 1.3(a)), alguns usam transformadores em alta frequência (*High Frequency Transformer* - HFT, Fig. 1.3(b)) com um conversor CC/CC ou um inversor. E há outros sistemas que não usam transformadores. Um transformador na frequência da rede é visto como um componente não desejável, que aumenta o tamanho, o peso e o preço do sistema. Os sistemas modernos tendem a usar transformadores de alta frequência ou

não usar transformadores. Contudo, é difícil conseguir a amplificação da tensão para a conexão à rede sem um transformador quando a tensão de entrada está com valor baixo. O transformador pode não ser usado quando a tensão é suficientemente alta para conectar diretamente o sistema à rede elétrica.



(a) Transformador na frequência da rede



(b) Transformador de alta frequência

Figura 1.3: Classificação dos sistemas com transformadores.

## 1.2 Sistemas sem Transformador

Muitas das topologias para sistemas PV conectados à rede têm um transformador que ajusta a entrada de tensão CC para o inversor e isola os módulos PV da rede. O transformador pode ser usado na frequência da rede ou em alta frequência, mas os transformadores na frequência da rede são grandes e pesados, agregando um maior custo e diminuindo a eficiência global do sistema. Os transformadores em alta frequência são usados em sistemas PV com alguns estágios, diminuindo a eficiência e tornando o sistema mais complexo [11][12][13].

Topologias sem transformador (Fig. 1.4) geralmente têm menor custo, tamanho e peso do que topologias com transformador. Entretanto, devido à ausência de isolamento galvânica existe a necessidade de considerar a capacitância parasita dos módulos PV. A capacitância

parasita é proveniente da grande superfície dos módulos PV, onde os eletrodos se encontram entre os módulos PV e a terra [13][14]. Esta capacitância varia entre  $100 - 400pF$  entre um único módulo PV e a terra, porém ela pode alcançar valores da ordem de  $200nF/kWp$  em ambientes úmidos ou nos dias de chuva [14]. Assim, é necessário aterrar a estrutura PV com a finalidade de reduzir a capacitância parasita. De acordo com a norma NEC [15] o sistema de aterramento de módulos PV não é exigido se o arranjo tem uma tensão abaixo de  $50V$ .

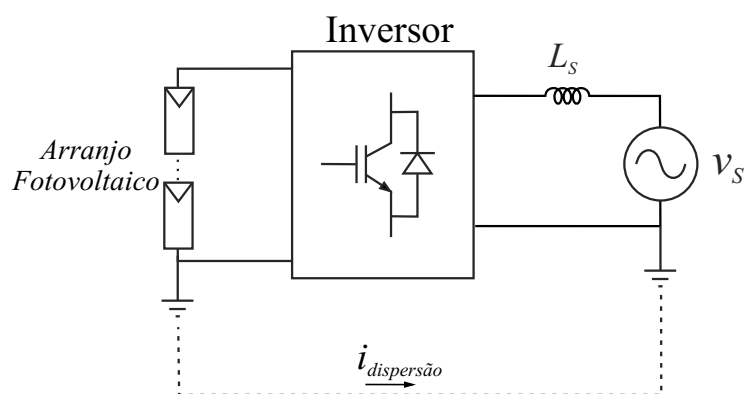


Figura 1.4: Inversor PV sem transformador conectado à rede.

Devido a esta capacitância e dependendo da topologia do inversor e da estratégia de chaveamento, flutuações do potencial entre os módulos PV e a terra podem aparecer [13][16]. Estas flutuações causam o aparecimento de uma corrente de dispersão capacitiva e esta corrente pode causar distorção na corrente da rede, perdas no sistema e problemas de compatibilidade eletromagnética [13]. Essa corrente aumenta com o aumento da área da superfície do arranjo PV [14] e também das condições ambientais e da estrutura dos módulos [11].

Quando não existe isolamento galvânica entre o sistema PV e a rede elétrica (Fig. 1.4), cria-se um um circuito ressonante entre a terra e os módulos PV (se o sistema for aterrado). Este circuito ressonante inclui a capacitância parasita, o filtro de saída do inversor, o inversor e a impedância da rede. Esta ressonância aumenta a corrente de dispersão através da capacitância parasita dos módulos e conseqüentemente, esta corrente pode alcançar níveis elevados [16]. Como a corrente de dispersão está sobreposta à corrente de linha, inversores sem transformador têm o seu conteúdo harmônico aumentando quando comparado a

inversores com transformador. Portanto, o comportamento das correntes de dispersão é uma característica muito importante em aplicações PV sem transformador.

Em sistemas PV sem transformador que usam a conexão entre o neutro da rede e o ponto central do barramento CC, as correntes de dispersão têm níveis muito baixos porque o potencial entre os módulos PV e a terra é constante. Contudo, a conexão entre o neutro e o ponto central do barramento CC é não ideal e uma pequena indutância tem que ser considerada [4]. Esta indutância é suficiente para fazer o potencial oscilar com alta frequência e as correntes de dispersão aumentam, tendo valores maiores que os recomendados em normas internacionais. Sem conexão de neutro, altas correntes também aparecem com a modulação por largura de pulso (*Pulse-Width-Modulation* - PWM) convencional e inversores trifásicos não são viáveis para aplicações PV sem transformador. Por isso é necessário estudar técnicas PWM que minimizem ou eliminem essa corrente de dispersão.

### 1.3 Conversores Multiníveis

Conversor multinível é um termo genérico aplicado para conversores de potência com topologias capazes de sintetizar várias tensões, por meio da conexão série de dispositivos ativos de três ou mais níveis de tensão CC [17]. As estruturas multiníveis foram desenvolvidas a partir de conversores de três níveis [18]. Pelo incremento do número de níveis no inversor, as tensões de saída têm mais degraus, aproximando-se de uma forma de onda senoidal, o que reduz a distorção harmônica [19].

As características dos inversores multiníveis são:

- Tensão de saída com baixas distorções e baixo  $dv/dt$ ;
- Corrente de entrada com baixa distorção harmônica;
- Baixa tensão de modo comum;
- Operação com baixa frequência de chaveamento;

- Valores nominais de tensão nas chaves são apenas uma fração da tensão total do conversor.

Em sistemas onde módulos PV conectados em série são ligados a um inversor convencional de dois níveis, a ocorrência de sombras parciais e a diferença entre os módulos leva a uma redução da potência gerada [20][21]. Para superar estes problemas, a conexão dos módulos à rede pode ser feita usando um conversor multinível [14][22][23]. O conversor multinível aumenta a eficiência obtida dos módulos, reduz o estresse de tensão nos dispositivos e gera uma menor distorção harmônica na tensão de saída [22].

## **1.4 Filtro Ativo**

O impacto ambiental resultante dos gases liberados pela utilização de recursos energéticos fósseis impulsiona a procura e aproveitamento de novas fontes de energia não poluentes bem como um aumento da eficiência energética de processos, equipamentos e instalações. Além da necessidade do aumento da eficiência na utilização da energia elétrica, tem-se simultaneamente assistido a uma preocupação crescente com aspectos relacionados com a sua qualidade. A proliferação de conversores eletrônicos de potência e de outras cargas não-lineares tem provocado um aumento das distorções nas correntes e tensões da rede elétrica. Este fato origina problemas graves, com custos econômicos elevados sobretudo para a indústria, que têm a ver principalmente com o mau funcionamento dos equipamentos ligados à rede elétrica.

Para resolver esses problemas de distorção de correntes com diferentes cargas são utilizados filtros ativos de potência (FAP). O FAP permite compensar o fator de potência e compensar harmônicos simultaneamente, adaptando-se instantaneamente às variações da carga.

O FAP além do trabalho de compensação de harmônicos e fator de potência, permite injetar energia proveniente de fontes alternativas na rede elétrica sem agregar grande custo ao sistema. Neste trabalho foi considerado o uso da energia solar PV.

## 1.5 Objetivos da Tese

Este trabalho tem o objetivo de estudar conversores para conectar os módulos PV à rede elétrica usando topologias sem transformador. As principais contribuições desse trabalho são:

- Revisão bibliográfica das topologias aplicadas a sistemas PV sem transformador. Em função dessa revisão, é feito um estudo comparativo entre as diferentes possibilidades.
- Proposta de técnicas de modulação para uso com topologias convencionais de inversores de dois e três níveis. Com a modificação das técnicas de modulação, essas topologias podem ser aplicadas em estruturas sem transformador, evitando-se qualquer modificação no conversor e não havendo a necessidade de qualquer hardware adicional a fim de diminuir as correntes de dispersão.
- Controle independente dos módulos PV para se obter uma maior eficiência usando a técnica de modulação proposta para o inversor de três níveis.
- Estudo e desenvolvimento de uma topologia que assuma funções de FAP, com compensação de harmônicos de corrente e de potência reativa. Além da compensação dos problemas de qualidade de energia, a topologia servirá de interface entre o arranjo PV e a rede elétrica.

## 1.6 Síntese dos Capítulos

O trabalho é organizado nos seguintes capítulos:

- Capítulo 2 - São abordados os sistemas PV sem transformador conectados à rede monofásica. O estudo das correntes de dispersão através da capacitância parasita dos módulos PV e das técnicas de modulação convencionais aplicadas aos inversores monofásicos leva à comparação entre topologias específicas para a redução das correntes de dispersão em sistemas sem transformador. Os inversores multiníveis monofásicos, devido às características de aumentar a potência obtida dos módulos,

reduzir o estresse de tensão nos dispositivos e gerar uma menor distorção harmônica na tensão de saída, também são estudados nesse capítulo.

- Capítulo 3 - São abordados os sistemas PV sem transformador conectados à rede trifásica. O estudo das correntes de dispersão através da capacitância parasita dos módulos PV e das técnicas de modulação convencionais aplicadas aos inversores de dois e três níveis leva à proposta de novas técnicas de modulação. Com as novas técnicas, mostra-se a redução das correntes de dispersão em sistemas sem transformador.
- Capítulo 4 - Nesse capítulo, mostra-se a possibilidade de controle independente dos módulos PV para se obter uma maior eficiência através de uma técnica de perturbação dos ciclos de trabalho do inversor. É mostrado também, o balanceamento das tensões do barramento através de novas técnicas de modulação utilizando de dois conjuntos de 12 painéis conectados em série dispostos no Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco.
- Capítulo 5 - A função de FAP é utilizada como um recurso adicional ao sistema global sem grande aumento de custo. É realizado o estudo de uma topologia que assuma funções de compensação de harmônicos e da potência reativa. A topologia serve de interface entre o arranjo PV e a rede elétrica. O inversor usado como FAP monofásico é estudado através do uso da teoria p-q, a qual foi inicialmente definida com exclusividade para sistemas trifásicos, mas é possível considerar um sistema monofásico como parte de um sistema trifásico balanceado.
- Capítulo 6 - Nesse capítulo apresentam-se as conclusões obtidas, bem como a proposta para trabalhos futuros.

# 2

## **AVALIAÇÃO DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS MONOFÁSICOS SEM TRANSFORMADOR**

Com o aumento do consumo de energia, os sistemas PV começam a ter uma maior visibilidade no mercado de energia elétrica. Contudo os altos preços dos módulos PV ainda são uma barreira para o maior uso desses sistemas. Tal barreira se torna cada vez menor, principalmente com as novas tecnologias desenvolvidas, que visam o aumento do rendimento dos módulos PV [8].

Os módulos podem ser usados isoladamente ou conectados à rede elétrica [5]. Muitas topologias de sistemas PV possuem um transformador que ajusta a tensão CC de entrada para o inversor e isola os módulos da rede elétrica. Podem-se utilizar transformadores na frequência da rede elétrica ou em alta frequência, mas o transformador na frequência da rede tem grande tamanho e peso. O transformador de alta frequência é usado em sistema PV com alguns estágios, diminuindo a eficiência e tornando o sistema mais complexo [4][12][13].

Para aplicações de baixa potência é possível remover o transformador, com o intuito de reduzir perdas, custo e tamanho. A falta da conexão galvânica entre a rede elétrica e os módulos PV faz surgir uma corrente de dispersão devido à capacitância parasita dos módulos. Estas correntes aumentam a interferência eletromagnética, harmônicos injetados na rede elétrica e perdas. A amplitude e o espectro da corrente de dispersão dependem da topologia, da estratégia de modulação e do circuito ressonante formado pelos componentes



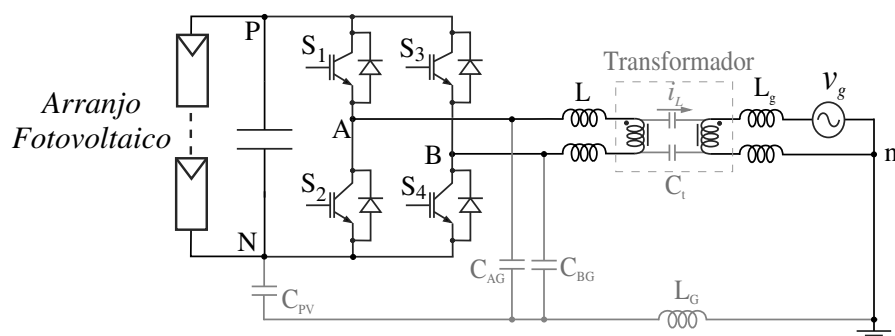


Figura 2.1: Sistema monofásico com transformador.

do sistema [13][24]. Neste capítulo será abordado o problema da corrente de dispersão em sistemas PV sem transformador monofásicos. Topologias propostas na literatura são estudadas e avaliadas juntamente com suas técnicas de modulação.

## 2.1 Modelo da Tensão de Modo Comum em Sistemas Monofásicos

Como pode ser visto na Fig. 2.1, a corrente de dispersão ( $i_L$ ) pode fluir através da capacitância parasita do transformador ( $C_t$ ). Essa capacitância está na ordem de centenas de  $pF$  e exibe alta impedância para baixas e médias frequências. Como consequência, as correntes de dispersão associadas à baixa e média frequências da tensão de modo comum ( $V_{CM}$ ) serão fortemente reduzidas e nas frequências mais elevadas, elas podem ser filtradas pelo filtro de interferência eletromagnética [4].

Quando não existe um transformador na topologia (Fig. 2.2), cria-se uma conexão entre a terra e os módulos PV, podendo aparecer uma corrente de dispersão elevada. Com o aumento da corrente de dispersão, as perdas no sistema e a interferência eletromagnética aumentam [13].

Sem transformador, um circuito ressonante é criado se o módulo PV é aterrado [4][12]. Esse circuito ressonante inclui a capacitância parasita ( $C_{PV}$ ), a indutância do filtro ( $L$ ), a capacitância parasita das fases inversor ( $C_{AG}$  e  $C_{BG}$ ), a indutância da rede elétrica ( $L_g$ ) e a indutância entre a conexão de terra do inversor e da rede elétrica ( $L_G$ ). O valor da capacitância do arranjo PV depende das condições atmosféricas, variando de  $nF$  a  $\mu F$

[13][24]. Desta forma, a corrente de dispersão pode chegar a valores elevados em sistemas PV sem transformador. Portanto, modelar e analisar o comportamento da corrente de dispersão se torna um assunto importante.

O modelo do sistema PV monofásico considerando o inversor como uma onda chaveada em alta frequência é mostrado na Fig. 2.3.

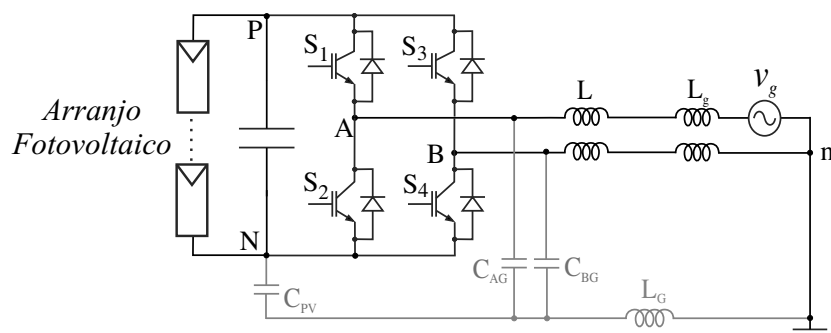


Figura 2.2: Sistema monofásico sem transformador.

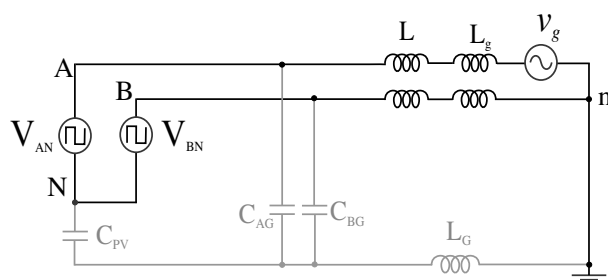


Figura 2.3: Modelo do inversor monofásico.

A tensão de modo comum ( $V_{CM-AB}$ ) e a tensão de modo diferencial ( $V_{DM-AB}$ ) podem ser definidas como descrito em [12]:

$$V_{CM-AB} = \frac{V_{AN} + V_{BN}}{2} \quad (2.1)$$

$$V_{DM-AB} = V_{AN} - V_{BN}, \quad (2.2)$$

onde  $V_{AN}$  e  $V_{BN}$  são as tensões entre a saída do inversor e o terminal negativo do arranjo PV. Das equações (2.1) e (2.2), as tensões  $V_{AN}$  e  $V_{BN}$  podem ser escritas em função de  $V_{CM-AB}$

e  $V_{DM-AB}$ :

$$V_{AN} = \frac{V_{DM-AB}}{2} + V_{CM-AB} \quad (2.3)$$

$$V_{BN} = -\frac{V_{DM-AB}}{2} + V_{CM-AB}. \quad (2.4)$$

Através das equações anteriores pode-se desenhar o circuito para o modelo da tensão de modo comum (Fig. 2.4).

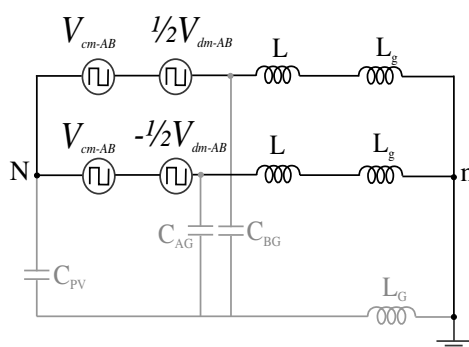


Figura 2.4: Modelo do inversor monofásico considerando as tensões de modo comum e diferencial.

Como o circuito é linear, pode-se considerar os efeitos das tensões de modo-comum e das tensões de modo-diferencial em separado. Como as tensões de modo-diferencial não contribuem para a corrente de dispersão, o circuito de modo-comum pode ser usado para avaliar essa corrente.

Na maioria das vezes as saídas do inversor são fisicamente idênticas, então pode-se assumir que as capacitâncias parasitas do inversor são idênticas. Quando comparadas com  $C_{PV}$ , as capacitâncias parasitas da saída do inversor  $C_{AG}$  e  $C_{BG}$  possuem baixo valor (na escala de dezenas a centenas de  $pF$ ) e podem ser negligenciadas, como no circuito mostrado na Fig. 2.5.

Pode ser observado do modelo na Fig. 2.5 que a corrente de dispersão pode ser atenuada ou eliminada pelo controle da tensão de modo comum.

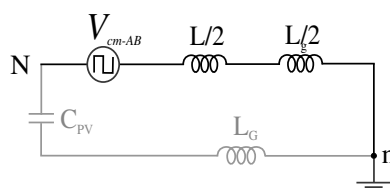


Figura 2.5: Modelo simplificado do inversor monofásico.

## 2.2 Inversores em Ponte Completa

Algumas possibilidades de inversores monofásicos aplicados a sistemas PV são discutidas a seguir. As três primeiras são baseadas no inversor em ponte completa, onde existe apenas uma diferença no modo em que o inversor é controlado. Outras possibilidades usam o inversor ponte completa com chaves extras para melhorar o desempenho do sistema em relação à corrente de dispersão. As simulações foram feitas com auxílio do *software* Matlab®/Simulink. Toda a simulação foi baseada nos valores reais disponíveis em laboratório. Sendo assim a frequência de chaveamento foi ajustada para  $10\text{kHz}$  e o arranjo PV foi simulado como uma fonte CC de  $60\text{ V}$  ( $V_{dc}$ ). As indutâncias do filtro e da rede são  $L = 1\text{mH}$  e  $L_g = 0,8\text{mH}$ , respectivamente. A rede elétrica tem uma frequência de  $60\text{Hz}$  e uma amplitude de  $18\text{ V}$  de pico devido ao baixo valor da tensão do barramento CC. A capacitância parasita  $C_{PV}$  dos módulos foi modelada como uma capacitância entre os terminais do arranjo PV e a terra. Essa capacitância é igual a  $220\text{nF}$  e a resistência de terra é igual a  $10,75\Omega$ .

Várias topologias de sistemas PV usam a estrutura básica dos inversores em ponte completa. A Fig. 2.6 mostra o sistema monofásico em ponte completa, que é a topologia mais simples e a mais usada em sistemas PV. A técnica mais usada para controlar as chaves é o PWM seno-triângulo, onde utiliza-se uma onda triangular de alta frequência e uma ou duas ondas senoidais na frequência da rede [11].

No chaveamento bipolar, utiliza-se uma onda triangular de alta frequência em comparação com uma onda senoidal na frequência da rede [25]. As chaves  $(S_a, \bar{S}_b)$  e  $(S_b, \bar{S}_a)$  são tratadas como pares de chaves. Um dos dois pares está sempre ligado. Portanto,  $(S_a, \bar{S}_b)$  e  $(S_b, \bar{S}_a)$  são chaveados de forma complementar em alta frequência. Nesse tipo de PWM

não existem estados com tensão nula na saída.

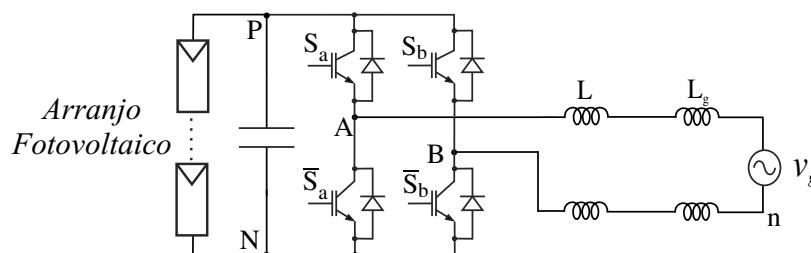


Figura 2.6: Ponte completa monofásica conectando o sistema PV à rede elétrica.

No chaveamento unipolar, utiliza-se uma onda triangular de alta frequência em comparação com duas ondas senoidais deslocadas de  $180^\circ$  na frequência da rede [25]. Os braços A e B são chaveados em alta frequência e existem dois estados com tensão nula na saída:  $S_a$  e  $S_b$  ligadas ou  $\bar{S}_a$  e  $\bar{S}_b$  ligadas. Os estados de tensão nula podem ser explorados para melhorar a forma de onda da tensão de saída.

No chaveamento híbrido, o braço A é chaveado na frequência da rede e o braço B é chaveado em alta frequência [26]. Existem dois estados com tensão nula na saída:  $S_a$  e  $S_b$  ligadas ou  $\bar{S}_a$  e  $\bar{S}_b$  ligadas, de forma similar ao que acontece no chaveamento unipolar. Com esse tipo de modulação é possível reduzir perdas de chaveamento.

Os resultados de simulação para o inversor em ponte completa (Fig. 2.7) operando com chaveamentos bipolar, unipolar e híbrido são mostrados nas figuras 2.8, 2.9 e 2.10, respectivamente.

Com o uso do chaveamento bipolar fica claro que o fato de trabalhar com  $(S_a, \bar{S}_b)$  e  $(S_b, \bar{S}_a)$  sendo tratadas como pares de chaves faz com a tensão de modo comum seja constante ( $V_{CM-AB} = \frac{V_{PV}}{2}$ ), usando (2.1). Devido ao fato desta tensão ser constante faz com que não ocorra variação da tensão de dispersão ( $v_L$ ) em alta frequência, evitando ressonâncias com o capacitor parasita, fazendo com que a corrente de dispersão seja nula. Entretanto, essa técnica não é desejável para sistemas PV sem transformador devido à baixa eficiência.

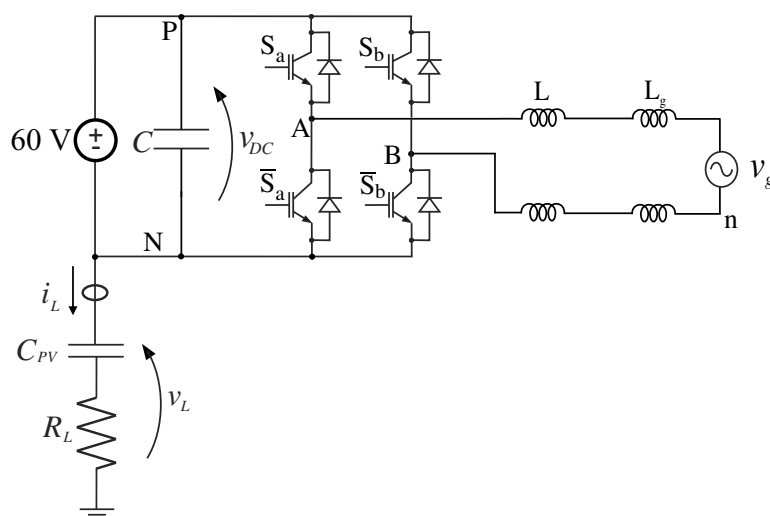


Figura 2.7: Sistema usado na simulação com inversor em ponte completa.

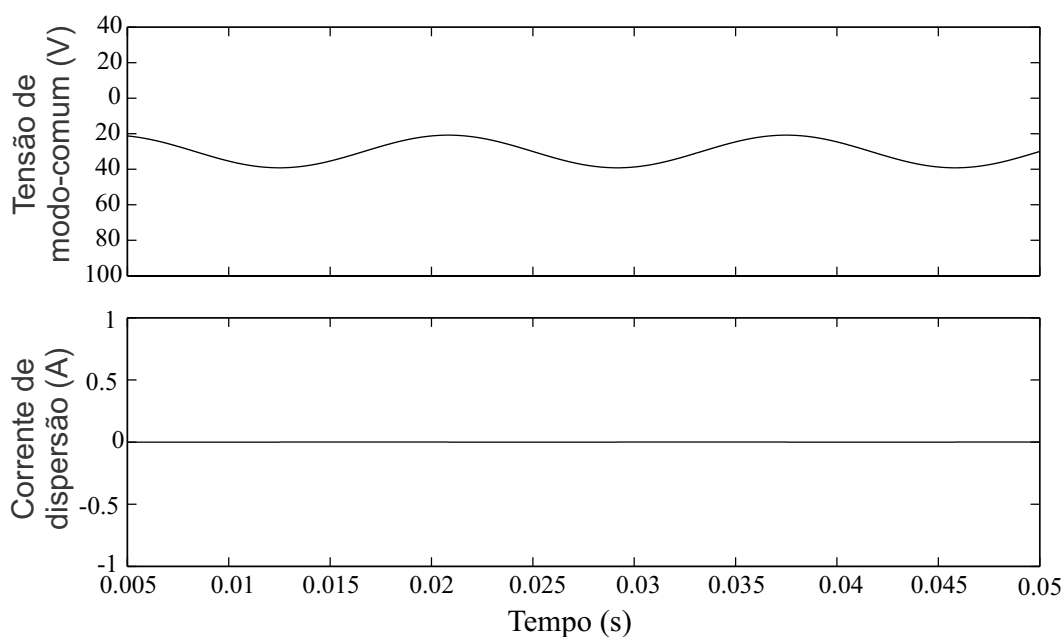


Figura 2.8: Tensão e corrente de dispersão no inversor em ponte completa com chaveamento bipolar.

Com chaveamento unipolar ou híbrido, a tensão de modo comum varia em alta frequência alternando entre os valores  $\frac{V_{PV}}{2}$  e 0, causando ressonâncias no circuito e tendo altas correntes de dispersão como mostrado nas Figs 2.9 e 2.10. Portanto, essa topologia devido aos chaveamentos unipolar e híbrido não é desejável para sistemas PV sem transformador.

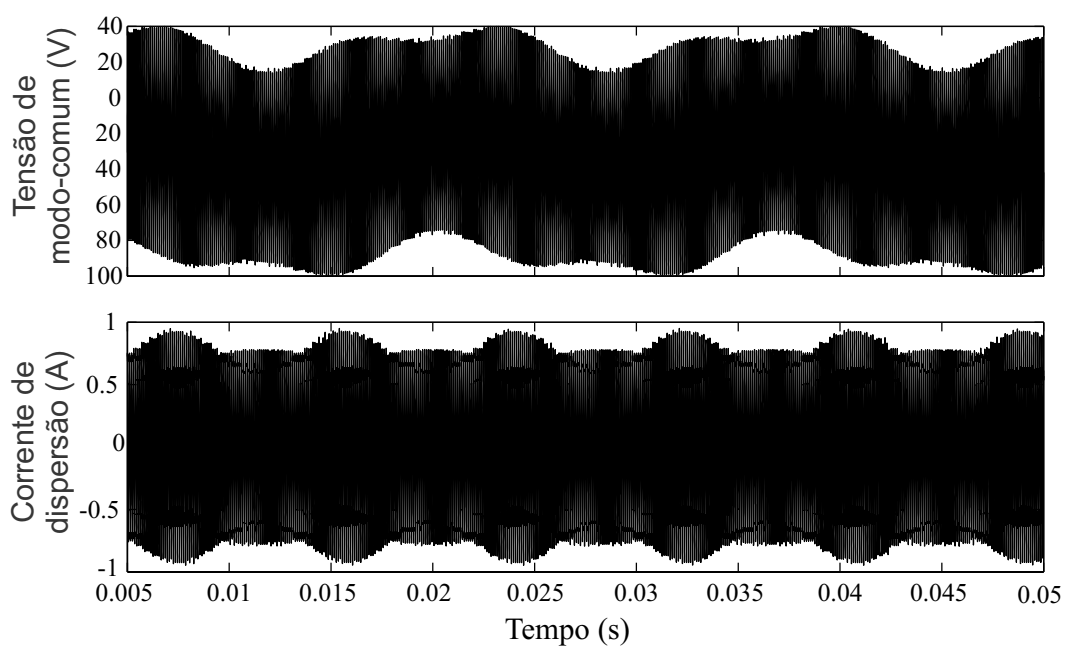


Figura 2.9: Tensão e corrente de dispersão no inversor em ponte completa com chaveamento unipolar.

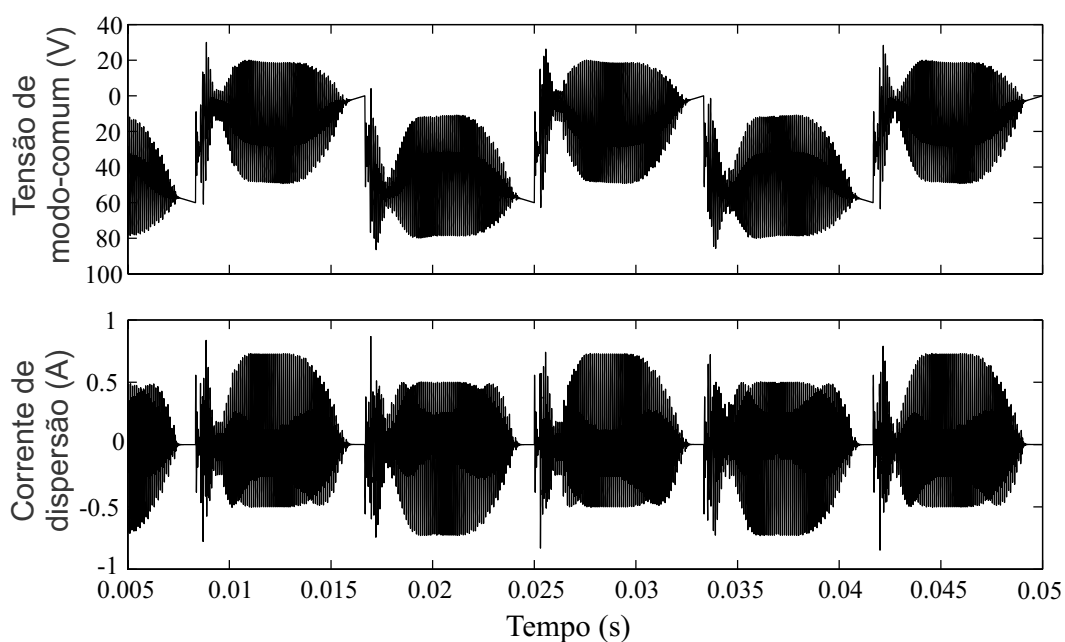


Figura 2.10: Tensão e corrente de dispersão no inversor em ponte completa com chaveamento híbrido.

Nas próximas seções são discutidos os inversores em ponte completa com chaves adicionais para resolver o problema da corrente de dispersão em sistemas PV monofásicos sem transformador.

## 2.3 Ponte Completa com Chave Extra no Lado CC - H5

A Fig. 2.11 mostra o sistema monofásico em ponte completa com uma chave extra no barramento CC (conhecido como H5) para desacoplar os módulos PV da rede durante o estado de tensão nula na saída [27]. O sistema é controlado para ter a corrente na saída do inversor em fase com a tensão da rede de modo a não existir potência reativa no sistema.

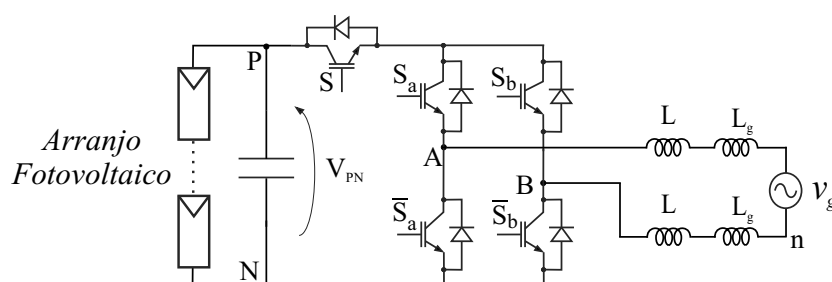


Figura 2.11: Ponte completa com chave extra no lado CC (H5) conectando o sistema PV à rede elétrica.

A operação do circuito pode ser dividida em duas etapas. Na primeira etapa, a tensão da rede é positiva e dois estados são possíveis:

- $S_a$ ,  $\bar{S}_b$  e  $S$  estão ligadas e a tensão  $V_{PN}$  é aplicada na saída do inversor (Fig. 2.12(a));
- Apenas  $S_a$  está ligada com a corrente circulando também pelo diodo em paralelo com  $S_b$  e tensão nula é aplicada na saída (Fig. 2.12(b)).

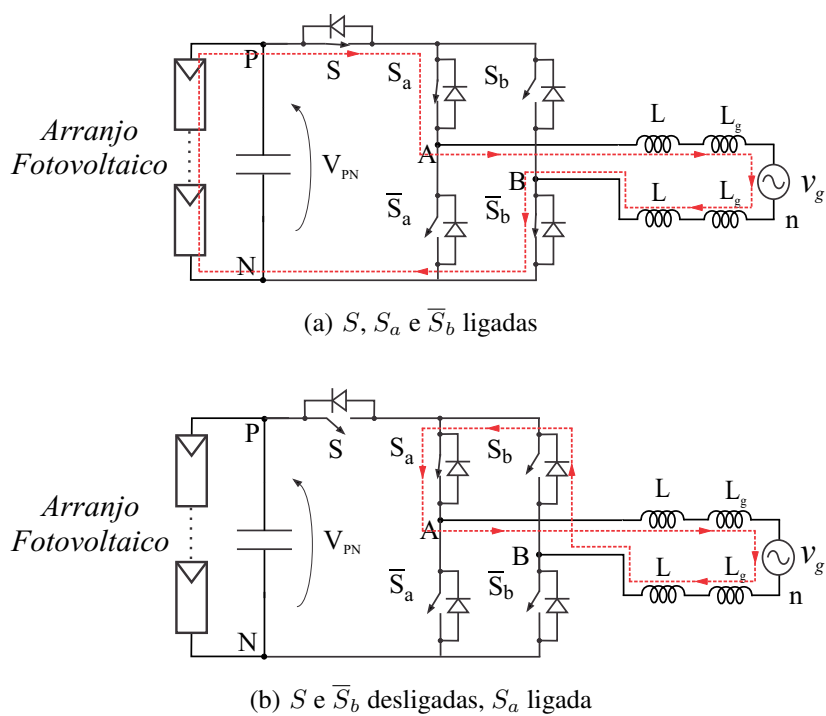
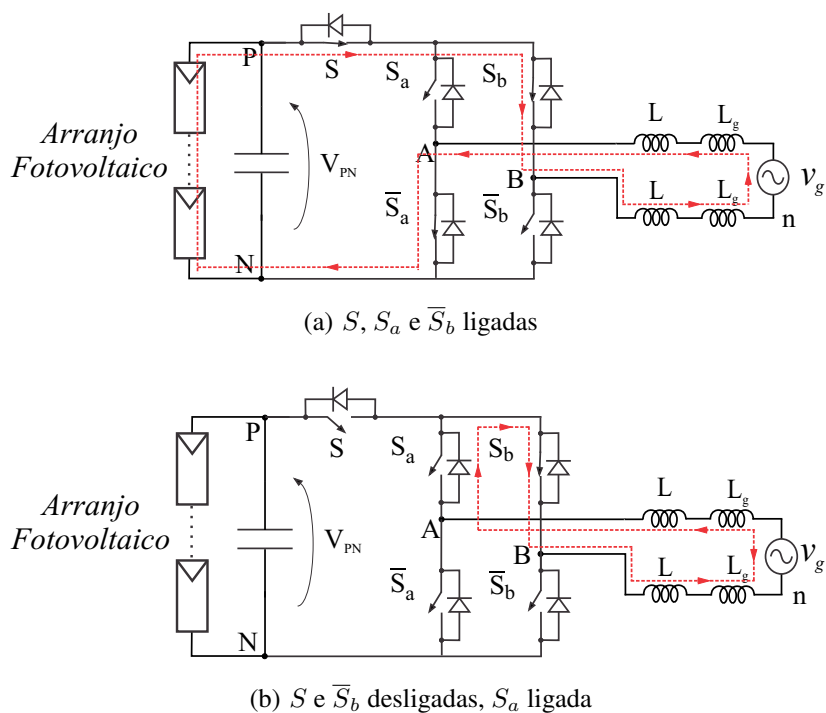
Portanto, com a tensão da rede positiva  $\bar{S}_b$  e  $S$  são chaveadas em alta frequência e  $S_a$  é chaveada na frequência da rede.

Na segunda etapa, a tensão da rede é negativa e dois estados são possíveis:

- $S_b$ ,  $\bar{S}_a$  e  $S$  estão ligadas e a tensão  $-V_{PN}$  é aplicada na saída do inversor (Fig.2.13(a));
- Apenas  $S_b$  está ligada com a corrente circulando também pelo diodo em paralelo com  $S_a$  e tensão nula é aplicada na saída (Fig.2.13(b)).

Portanto, com a tensão da rede negativa  $\bar{S}_a$  e  $S$  são chaveadas em alta frequência e  $S_b$  é chaveada na frequência da rede.



Figura 2.12: H5 - Semiciclo positivo de  $v_g$ Figura 2.13: H5 - Semiciclo negativo de  $v_g$ 

Os resultados de simulação para os inversor em ponte completa com chave extra (Fig. 2.14) são mostrados na Fig. 2.15. Este inversor foi desenvolvido com o intuito de eliminar a

variação em alta frequência da tensão de modo comum. Para conseguir eliminar esta tensão em alta frequência da tensão de modo comum é necessário fazer com que sempre que se for usar a tensão nula na saída do inversor, a chave  $S$  seja desligada isolando o arranjo PV da rede elétrica. Como essa topologia possui baixa corrente de dispersão ela pode ser usada em sistemas PV sem transformador.

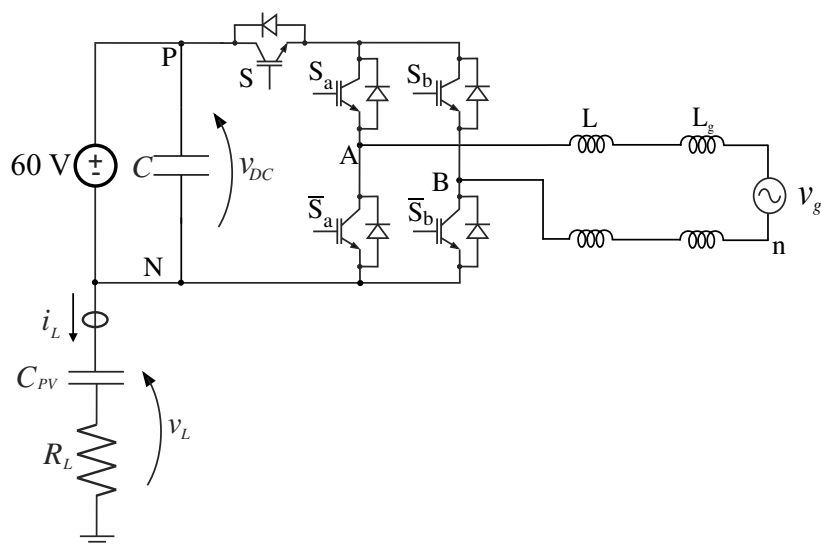


Figura 2.14: Sistema usado na simulação com inversor em ponte completa com chave extra (H5).

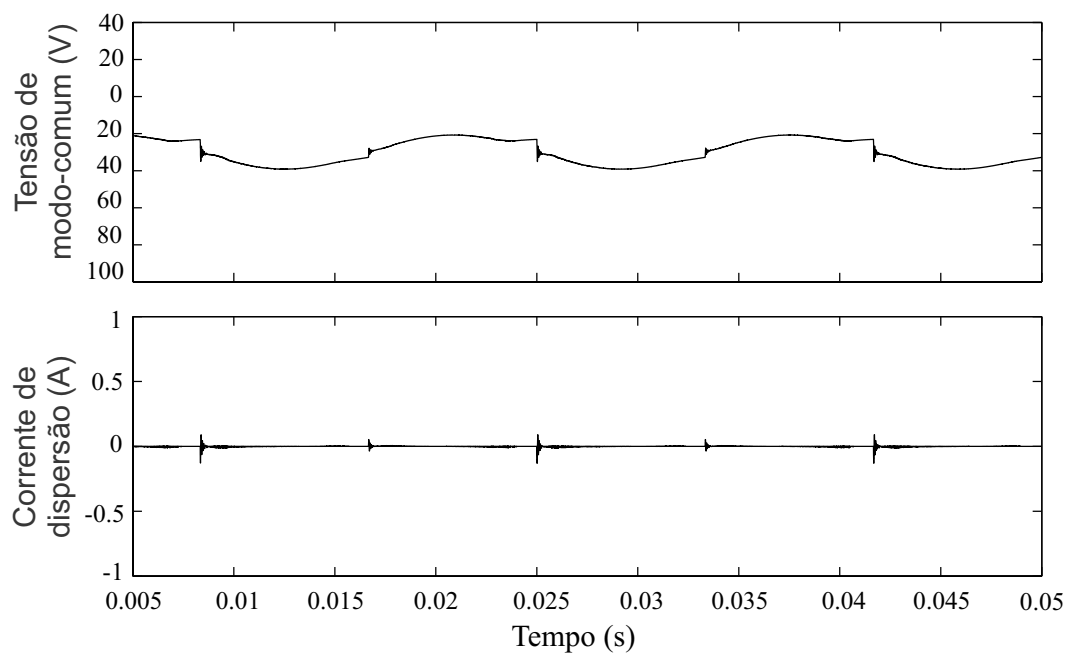


Figura 2.15: Tensão e corrente de dispersão no inversor em ponte completa com chave extra (H5).

## 2.4 Ponte Completa com Chaves Extras no Lado CA - HERIC

A Fig. 2.16 mostra o sistema monofásico em ponte completa com duas chaves extras no lado CA [28]. O sistema é controlado para ter a corrente na saída do inversor em fase com a tensão da rede.

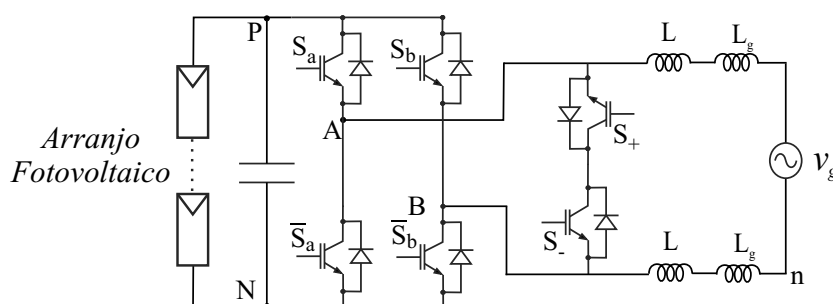


Figura 2.16: Ponte completa com chaves extras no lado CA (HERIC) conectando o sistema PV à rede elétrica.

A operação do circuito pode ser dividida em duas etapas. Na primeira etapa, a tensão da rede é positiva e dois estados são possíveis:

- $S_a$ ,  $\bar{S}_b$  e  $S_+$  estão ligadas e a tensão  $V_{PN}$  é aplicada na saída do inversor (Fig. 2.17(a));
- Apenas  $S_+$  está ligada com a corrente circulando também pelo diodo em paralelo com  $S_-$  e tensão nula é aplicada na saída (Fig. 2.17(b)).

Portanto, com a tensão da rede positiva  $S_a$  e  $\bar{S}_b$  são chaveadas em alta frequência e  $S_+$  é chaveada na frequência da rede.

Na segunda etapa, a tensão da rede é negativa e dois estados são possíveis:

- $S_b$ ,  $\bar{S}_a$  e  $S_-$  estão ligadas e a tensão  $-V_{PN}$  é aplicada na saída do inversor (Fig. 2.18(a));
- Apenas  $S_-$  está ligada com a corrente circulando também pelo diodo em paralelo com  $S_+$  e tensão nula é aplicada na saída (Fig. 2.18(b)).

Portanto, com a tensão da rede negativa  $\bar{S}_a$  e  $S_b$  são chaveadas em alta frequência e  $S_-$  é chaveada na frequência da rede. Essa topologia possui baixa corrente de dispersão, o que permite que ela seja usada em PV sem transformador.

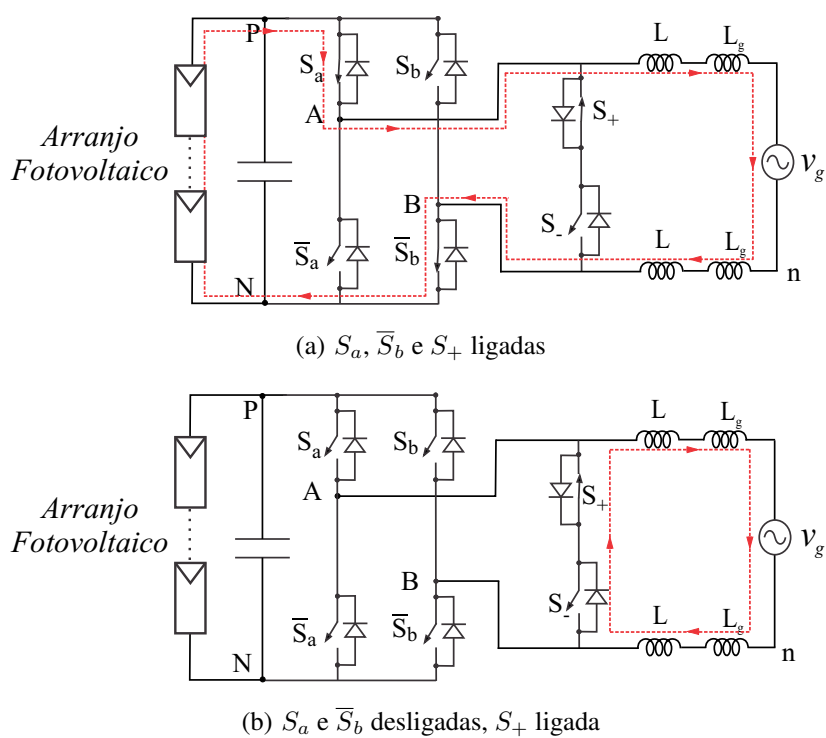


Figura 2.17: HERIC - Semiciclo positivo de  $v_g$

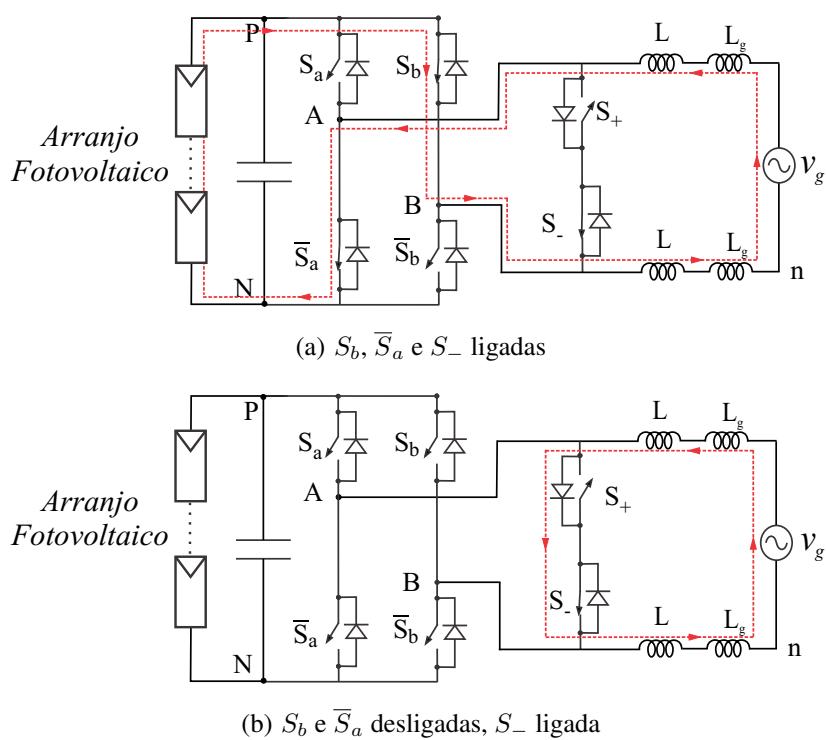


Figura 2.18: HERIC - Semiciclo negativo de  $v_g$

Um sistema similar ao mostrado na Fig. 2.14 foi simulado para o inversor HERIC, com

os resultados sendo apresentados na Fig. 2.19.

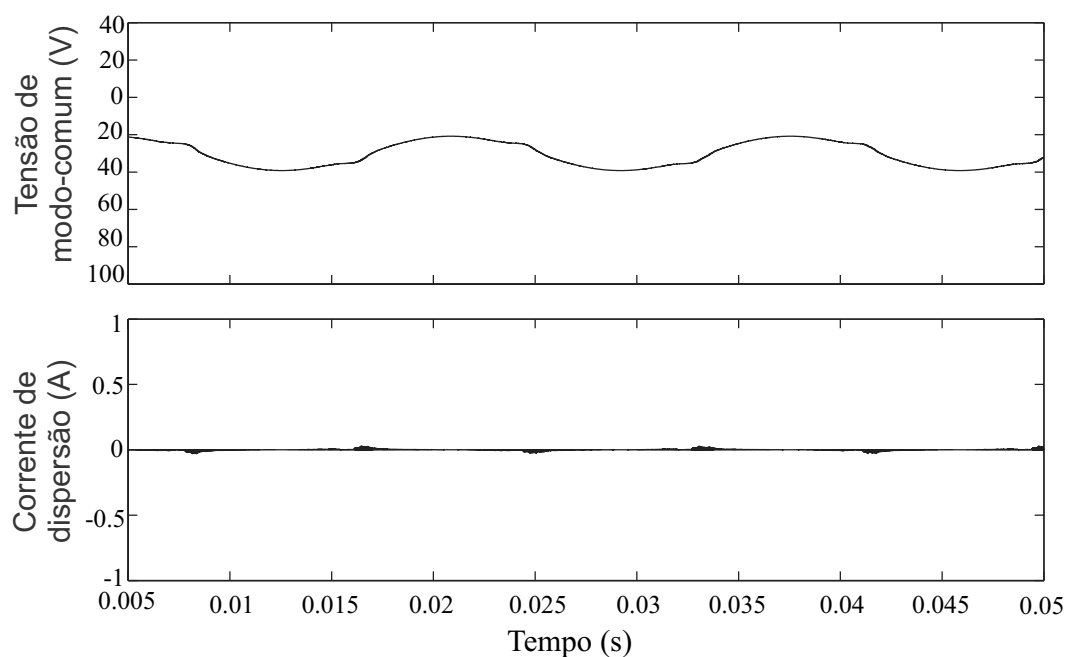


Figura 2.19: Tensão e corrente de dispersão no inversor em ponte completa com chaves extras no lado CA (HERIC).

## 2.5 Ponte Completa com Bypass no Lado CC - FB-DC

A Fig. 2.20 mostra o sistema monofásico em ponte completa com Bypass no Lado CC [29]. O sistema é controlado para ter a corrente na saída do inversor em fase com a tensão da rede.

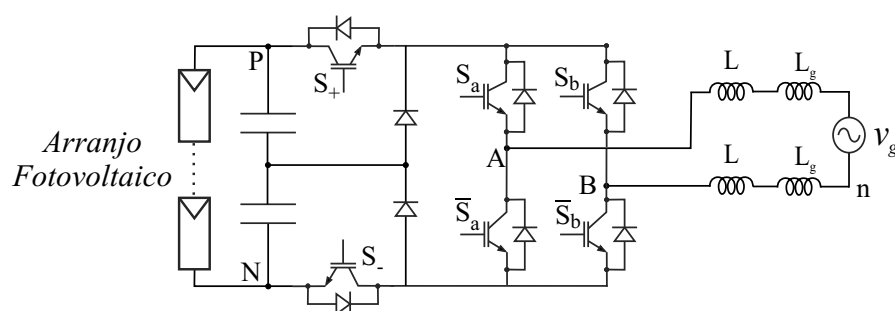


Figura 2.20: Ponte completa com bypass no lado CC (FB-DC) conectando o sistema PV à rede elétrica.

A operação do circuito pode ser dividida em duas etapas. Na primeira etapa, a tensão da rede é positiva e dois estados são possíveis:

- a)  $S_a$ ,  $\bar{S}_b$ ,  $S_+$  e  $S_-$  estão ligadas e a tensão  $V_{PN}$  é aplicada na saída do inversor (Fig. 2.21(a));
- b) Apenas  $S_a$  e  $\bar{S}_b$  estão ligadas com a corrente circulando também pelos diodos de bypass e tensão nula é aplicada na saída (Fig. 2.21(b)).

Portanto, com a tensão da rede positiva  $S_+$  e  $S_-$  são chaveadas em alta frequência e  $S_a$  e  $\bar{S}_b$  são chaveadas na frequência da rede.

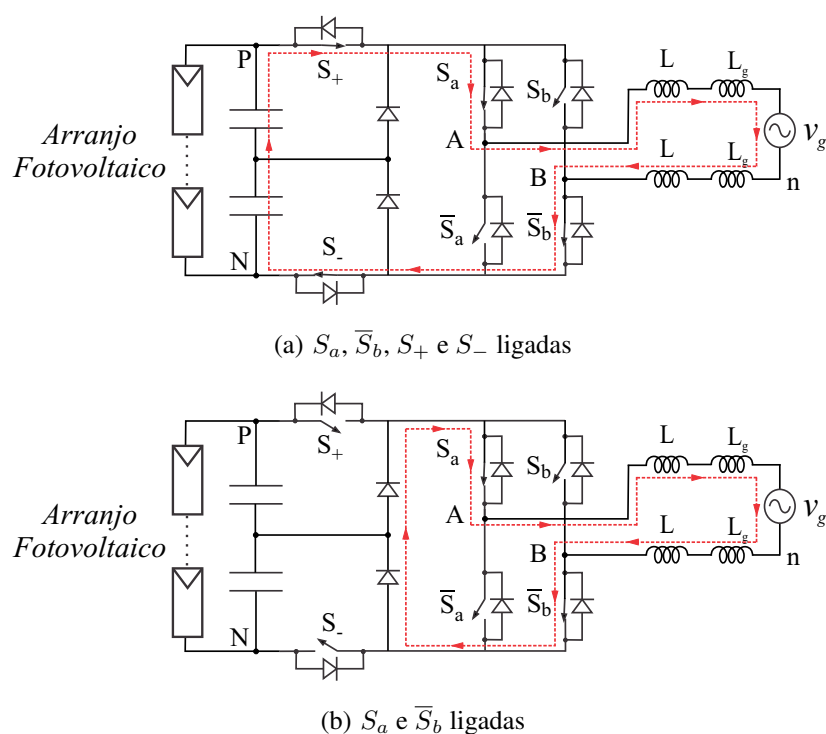


Figura 2.21: FB-DC - Semiciclo positivo de  $v_g$

Na segunda etapa, a tensão da rede é negativa e dois estados são possíveis:

- a)  $S_b$ ,  $\bar{S}_a$ ,  $S_+$  e  $S_-$  estão ligadas e a tensão  $-V_{PN}$  é aplicada na saída do inversor (Fig. 2.22(a));
- b) Apenas  $S_b$  e  $\bar{S}_a$  estão ligadas com a corrente circulando também pelos diodos de bypass e tensão nula é aplicada na saída (Fig. 2.22(b)).

Portanto, com a tensão da rede negativa  $S_+$  e  $S_-$  são chaveadas em alta frequência e  $S_b$  e  $\bar{S}_a$  são chaveadas na frequência da rede. Essa topologia também possui baixa corrente de dispersão o que permite que ela seja usada em sistemas PV sem transformador.

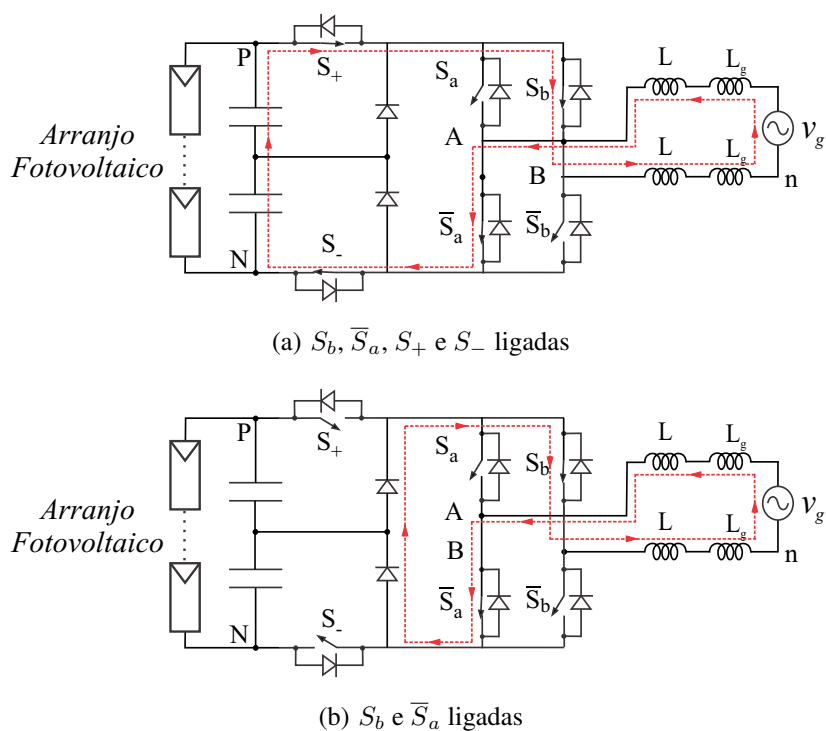


Figura 2.22: FB-DC - Semiciclo negativo de  $v_g$

Um sistema similar ao mostrado na Fig. 2.14 foi simulado para o inversor FB-DC, com os resultados sendo apresentados na Fig. 2.23.

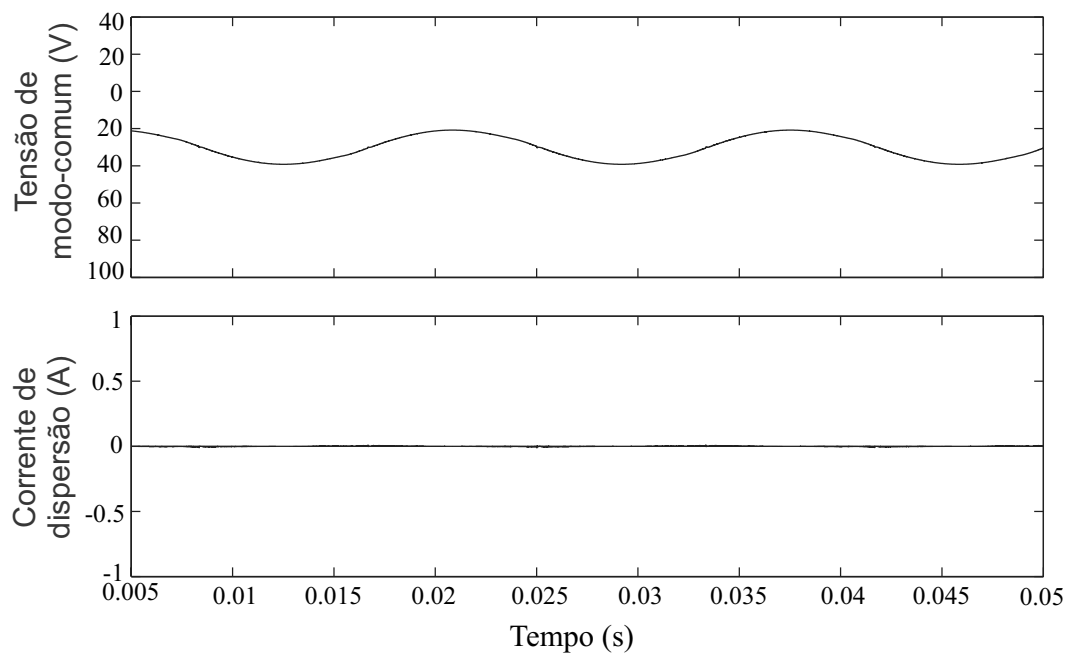


Figura 2.23: Tensão e corrente de dispersão no inversor em ponte completa com bypass no lado CC (FB-DC).

## 2.6 Ponte Completa com Conexão no Neutro - REFU

A Fig. 2.24 mostra o sistema monofásico em ponte completa com conexão no neutro [30]. O sistema é controlado para ter a corrente na saída do inversor em fase com a tensão da rede.

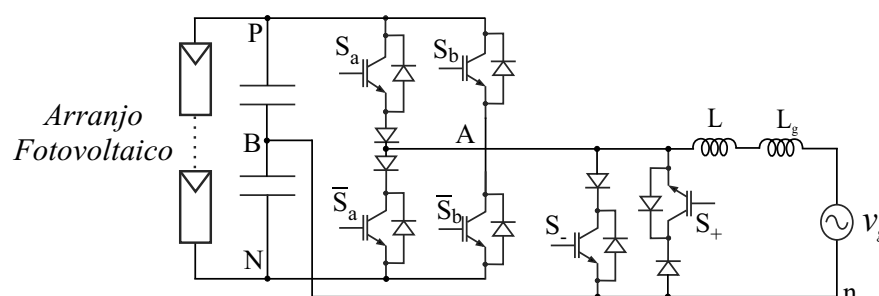


Figura 2.24: Ponte completa com conexão no neutro (REFU) conectando o sistema PV à rede elétrica.

A operação do circuito pode ser dividida em duas etapas. Na primeira etapa, a tensão da rede é positiva e dois estados são possíveis:

- $S_a$ , e  $S_+$  estão ligadas e a tensão  $V_{PN}/2$  é aplicada na saída do inversor (Fig. 2.25(a));
- Apenas  $S_+$  está ligada com a corrente circulando também pelo diodo em série com  $S_+$  e tensão nula é aplicada na saída (Fig. 2.25(b)).

Portanto, com a tensão da rede positiva  $S_a$  é chaveada em alta frequência e  $S_+$  é chaveada na frequência da rede.

Na segunda etapa, a tensão da rede é negativa e dois estados são possíveis:

- $\bar{S}_a$  e  $S_-$  estão ligadas e a tensão  $-V_{PN}/2$  é aplicada na saída do inversor (Fig. 2.26(a));
- Apenas  $S_-$  está ligada com a corrente circulando também pelo diodo em série com  $S_-$  e tensão nula é aplicada na saída (Fig. 2.26(b)).

Portanto, com a tensão da rede negativa  $\bar{S}_a$  é chaveada em alta frequência e  $S_-$  é chaveada na frequência da rede. As chaves  $S_b$  e  $\bar{S}_b$  só são utilizadas quando a tensão do arranjo PV é menor do que a tensão da rede. Neste caso, existem dois conversores CC-CC elevadores de tensão (não mostrados na Fig. 2.24) que trabalham em conjunto com as chaves.



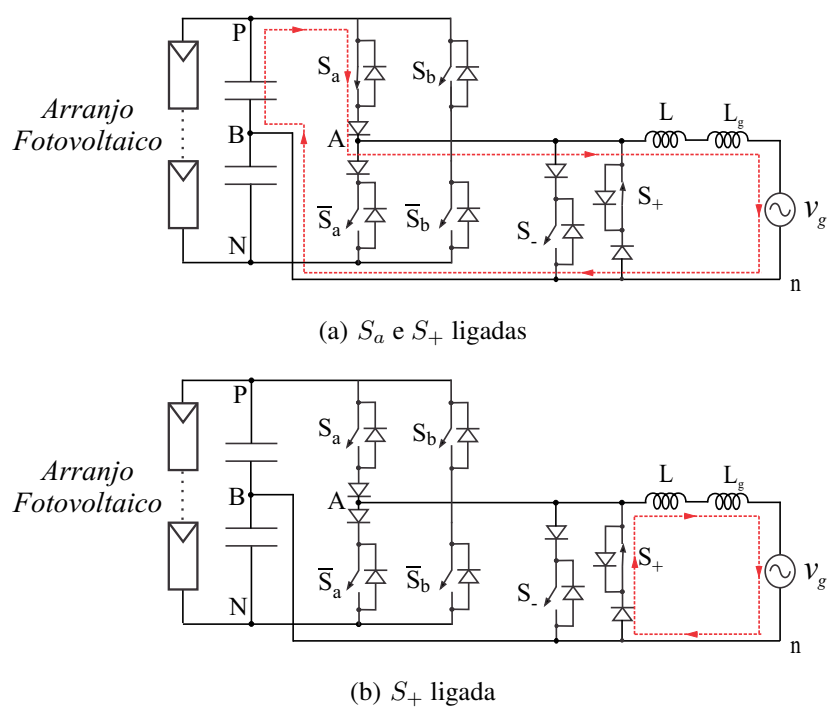


Figura 2.25: REFU - Semiciclo positivo de  $v_g$

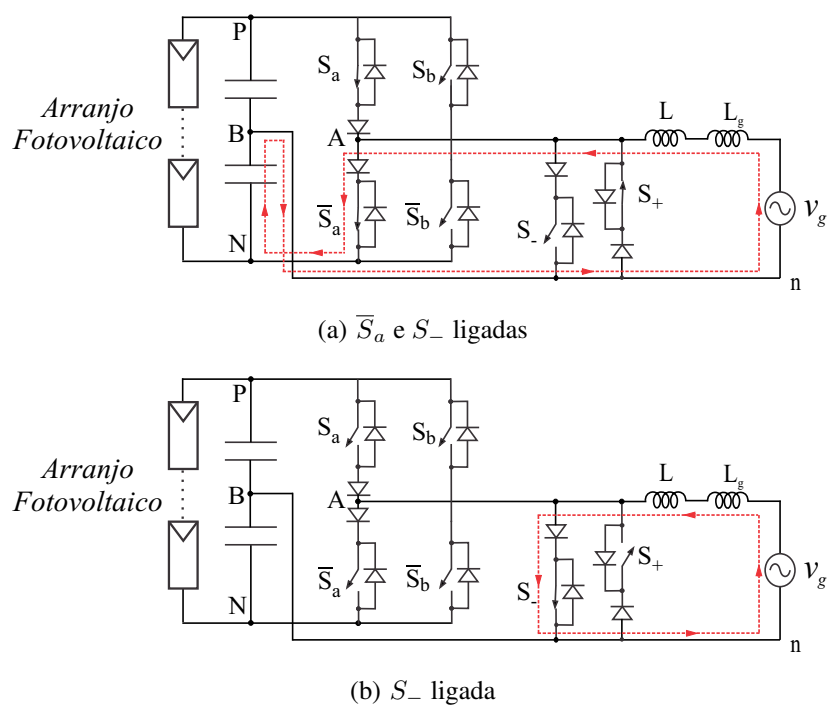


Figura 2.26: REFU - Semiciclo negativo de  $v_g$

Um sistema similar ao mostrado na Fig. 2.14 foi simulado para o inversor REFU, com os resultados sendo apresentados na Fig. 2.27.

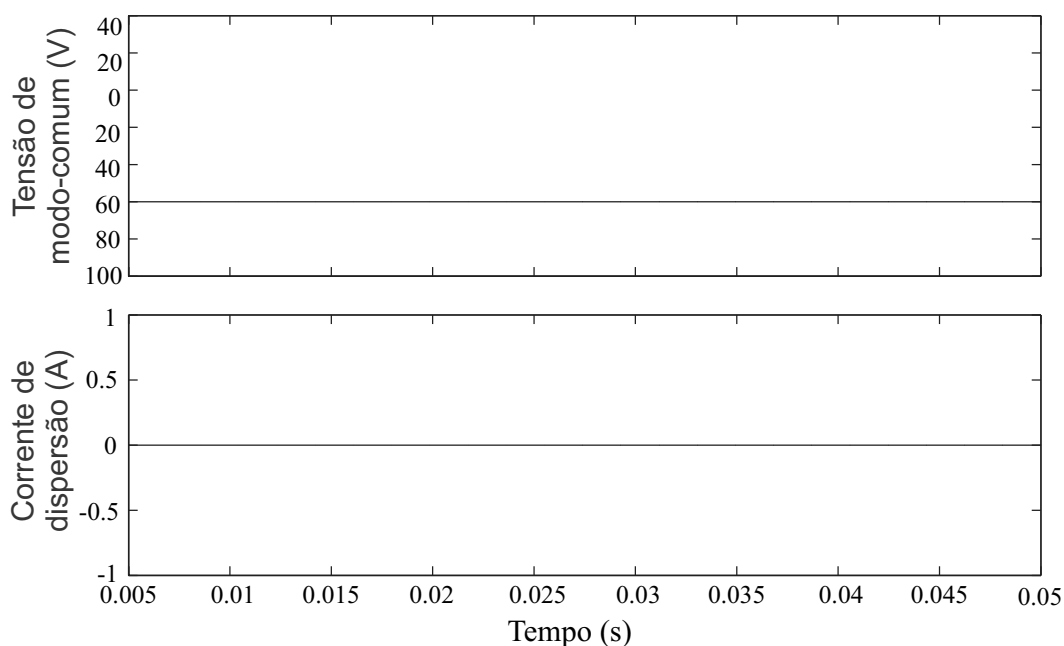


Figura 2.27: Tensão e corrente de dispersão no inversor em ponte completa com conexão no neutro (REFU).

## 2.7 Comparação dos inversores monofásicos sem transformador

Uma comparação entre as sete possibilidades de inversores monofásicos aplicados a sistemas PV é mostrada na Tabela 2.1. No *ripple* (ondulação) de chaveamento na corrente, indica-se se ele é da ordem da frequência de chaveamento (1x) ou se é o dobro da frequência de chaveamento (2x). Sendo o dobro, a necessidade de filtragem é menor. Quando a tensão no filtro de saída do inversor é unipolar, isto indica menos perdas no núcleo do indutor. A tensão de dispersão é a tensão sobre a impedância formada pelo capacitor parasita do arranjo PV e a resistência de terra e determina se há a circulação de correntes de dispersão elevadas. No chaveamento bipolar, a tensão de modo comum é constante, causando uma tensão de dispersão senoidal na frequência da rede. Nos chaveamentos unipolar e híbrido, a tensão de dispersão tem componentes na frequência de chaveamento, sendo que no híbrido existe ainda uma variação em onda quadrada na frequência da rede. Em ambos os casos, as componentes de alta frequência causam ressonância com a capacitância parasita dos módulos PV e existe a circulação de correntes de dispersão com valores elevados. Nas topologias com chaves adicionais, a tensão de dispersão varia na frequência da rede ou é constante, mantendo a corrente de dispersão em níveis baixos.

Tabela 2.1: Comparação de inversores monofásicos sem transformador

Topologias	Ponte completa			Ponte completa com chaves adicionais			
	Bipolar	Unipolar	Híbrido	H5	HERIC	FB-DC	REFU
<b>Parâmetros</b>							
<b>Ripple corrente</b>	2x	1x	1x	1x	1x	1x	1x
<b>Tensão no filtro</b>	bipolar	unipolar	unipolar	unipolar	unipolar	unipolar	unipolar
<b>Freq Tensão dispersão</b>	rede	chav.	chav.	rede	rede	rede	CC
<b>Corrente dispersão</b>	baixa	alta	alta	baixa	baixa	baixa	baixa

Considerando sistemas sem transformador, o aspecto mais importante é a corrente de dispersão devido a problemas de distorção na corrente da rede, perdas no sistema e compatibilidade eletromagnética. Assim, pode-se eliminar o inversor em ponte completa com chaveamentos unipolar e híbrido e afirmar que existe a possibilidade de uso do inversor em ponte completa com chaveamento bipolar ou das topologias com chaves adicionais.

As topologias H5, HERIC, FB-DC e REFU convertem os dois níveis do inversor ponte completa em um inversor de três níveis. O estado de tensão nula na saída é conseguido pelo curto-circuito da rede usando chaves superiores ou inferiores da ponte (H5) ou usando bypass CA (HERIC ou REFU) ou bypass CC (FB-DC). H5 e HERIC isolam os módulos PV da rede durante a tensão nula enquanto FB-DC e REFU grampeiam o neutro ao ponto central do barramento CC. HERIC e REFU usam bypass CA, mas HERIC usa duas chaves em série e REFU usa duas chaves em anti-paralelo. Portanto, as perdas de condução no bypass CA são menores para a topologia REFU. H5 e REFU têm eficiência um pouco maior porque eles têm apenas uma chave trabalhando em alta frequência enquanto HERIC e FB-DC têm duas.

## 2.8 Conclusão

Nesse capítulo foi estudado o modelo da tensão de modo comum em sistemas monofásicos. Sem transformador, a capacitância parasita dos módulos PV pode permitir a circulação de uma corrente de dispersão em níveis acima do permitido em normas internacionais. Portanto, um ponto importante no uso de topologias sem transformador para conexão do sistema PV à rede elétrica está em diminuir a corrente de dispersão que passa

através do capacitor parasita existente entre o arranjo PV e a terra. Isto pode ser conseguido fazendo com que a tensão sobre a impedância parasita torne-se constante ou que varie em baixa frequência, eliminando ressonâncias em alta frequência.

Algumas topologias que podem ser aplicadas em sistemas PV foram testadas e avaliadas. Técnicas de PWM também foram avaliadas para as topologias estudadas com o objetivo de diminuir a corrente de dispersão e tentar garantir uma tensão de modo comum constante ou que varie em baixa frequência.

# 3

## AVALIAÇÃO DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS TRIFÁSICOS SEM TRANSFORMADOR

A maioria das instalações PV monofásicas é de baixa potência atingindo até 5-6 kW de pico. No sistema monofásico há uma potência CA pulsada na saída do inversor e por isso existe a necessidade de capacitores CC grandes. Em sistemas trifásicos há uma saída de potência praticamente constante, significando que não exigem capacitores grandes, melhorando o custo, a confiabilidade e a vida útil do sistema global.

Fazendo uma análise similar à utilizada no capítulo 2, é possível encontrar a melhor topologia para sistemas trifásicos tendo como base de comparação a tensão de modo comum e a corrente de dispersão. Desta forma, inicialmente, é mostrado o modelo da tensão de modo comum para sistemas trifásicos e, em seguida, apresenta-se uma comparação entre algumas topologias.

Em sistemas PV ligados a um inversor em ponte completa, a ocorrência de sombras parciais e a diferença física entre os módulos pode levar à redução da potência gerada. Para superar este problema, a conexão dos módulos à rede pode ser feita usando inversores multinível, que são estudados, simulados e comparados com respeito a utilização das estratégias PWM propostas e das existentes na literatura.

### 3.1 Modelo da Tensão de Modo Comum em Sistemas Trifásicos

A topologia do sistema PV trifásico e o modelo considerando o inversor como uma onda chaveada em alta frequência são mostrados nas Figs. 3.1 e 3.2, respectivamente.

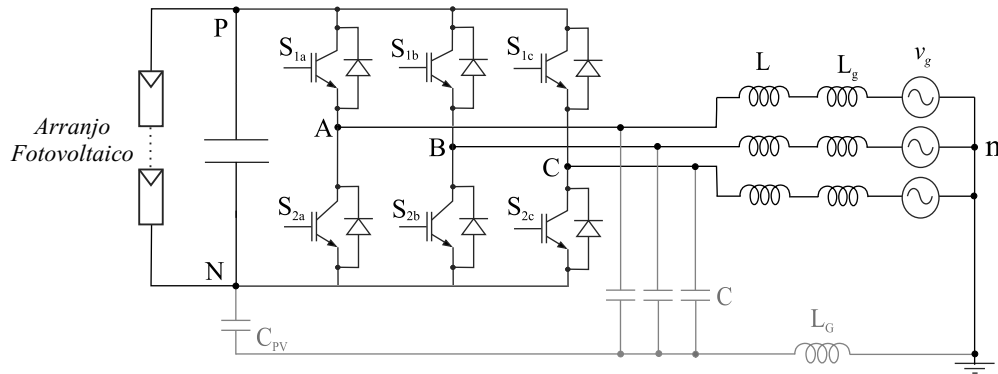


Figura 3.1: Sistema trifásico sem transformador.

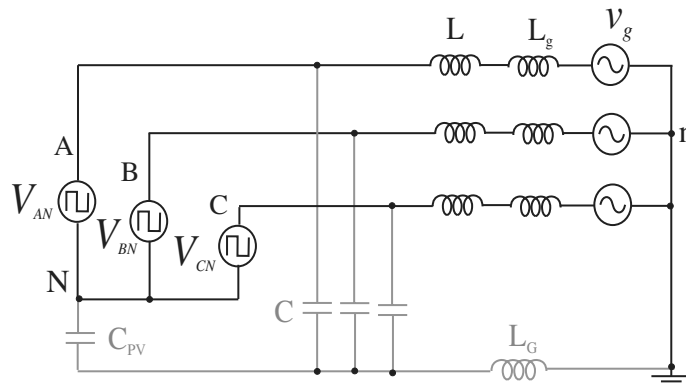


Figura 3.2: Modelo do inversor trifásico.

Em caso de sistemas trifásicos sem conexão do neutro entre o ponto central do barramento e a rede, a tensão de modo comum ( $V_{CM-AB}$ ) e a tensão de modo diferencial ( $V_{DM-AB}$ ) para as fases A-B podem ser definidas como:

$$V_{CM-AB} = \frac{V_{AN} + V_{BN}}{2} \quad (3.1)$$

$$V_{DM-AB} = V_{AN} - V_{BN}, \quad (3.2)$$

onde  $V_{AN}$  e  $V_{BN}$  são tensões entre a saída do inversor e o terminal negativo do arranjo PV. Das equações (3.1) e (3.2) é possível deduzir as tensões nas saídas do inversor em relação ao ponto negativo  $N$ :

$$V_{AN} = \frac{V_{DM-AB}}{2} + V_{CM-AB} \quad (3.3)$$

$$V_{BN} = -\frac{V_{DM-AB}}{2} + V_{CM-AB} \quad (3.4)$$

De acordo com as equações anteriores, pode-se desenhar o circuito para o modelo da tensão de modo comum (Fig. 3.3). Considerando que as capacitâncias parasitas do inversor, as indutâncias do filtro e as indutâncias da rede elétrica são idênticas, o modelo pode ser simplificado como mostrado na Fig. 3.4.

Na maioria das vezes, as saídas do inversor são fisicamente idênticas. Então, pode-se assumir que as capacitâncias parasitas do inversor são idênticas. Quando comparadas com  $C_{PV}$ , as capacitâncias parasitas da saída do inversor  $C_{AG}$  e  $C_{BG}$  possuem baixo valor (de dezenas a centenas de  $pF$ ) e podem ser negligenciadas do circuito mostrado na Fig. 3.4.

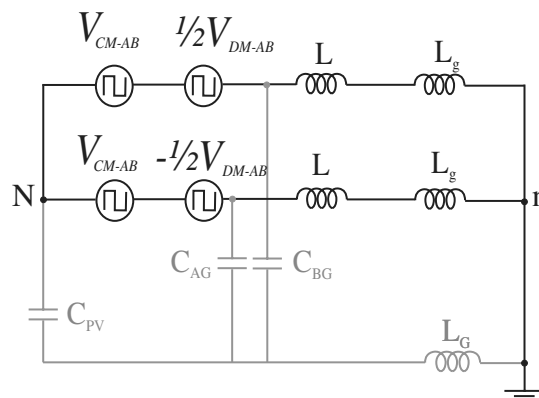


Figura 3.3: Modelo trifásico considerando as tensões de modo comum e diferencial entre as fases A e B.

Pode ser observado do modelo na Fig. 3.4 que a corrente de dispersão pode ser atenuada ou eliminada pelo controle da tensão de modo comum. Portanto, em um sistema balanceado, a tensão de modo diferencial não contribui para as correntes de dispersão no sistema PV. A tensão de modo comum total pode ser calculada como:

$$\begin{aligned}
 V_{CM3\phi} &= \frac{V_{CM-AB} + V_{CM-BC} + V_{CM-CA}}{3} \\
 &= \frac{V_{AN} + V_{BN} + V_{CN}}{3}
 \end{aligned} \tag{3.5}$$

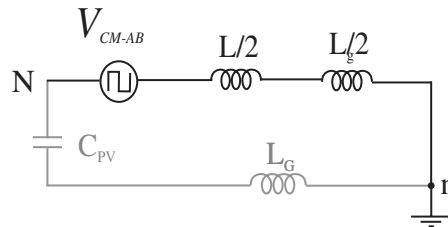


Figura 3.4: Modelo simplificado do inversor trifásico considerando as fases A e B.

## 3.2 Inversor em Ponte Completa

Algumas possibilidades de inversores trifásicos aplicados a sistemas PV são discutidas a seguir e foram simuladas através do *software* Matlab®/Simulink. A frequência de chaveamento foi ajustada para  $10kHz$  e o arranjo PV foi simulado como uma fonte CC de  $650V$  ( $V_{dc}$ ). As indutâncias do filtro são  $L = 1,8mH$  e a resistência da rede tem um valor de  $R = 0,5\Omega$ . A capacitância parasita entre os módulos e a terra é  $C_{PV}$  de  $220nF$  e a resistência de terra é igual a  $10,75\Omega$ . O valor eficaz da tensão da rede elétrica foi fixado em  $V_s = 110V$  e a frequência da rede elétrica  $f$  adotada é  $60Hz$ . A Fig. 3.5 mostra o diagrama utilizado para a simulação do inversor em ponte completa.

O *Space Vector PWM* (SVPWM) é geralmente usado para controlar a tensão de saída de inversores trifásicos. Existem oito vetores, sendo seis ativos ( $V_1, V_2, V_3, V_4, V_5$  e  $V_6$ ) e dois nulos ( $V_0$  e  $V_7$ ). São os vetores ativos que delimitam o plano, que é dividido em seis setores (Fig. 3.6). Os vetores ativos e nulos definem a localização do vetor de referência e sua amplitude.

A Tabela 3.1 apresenta as oito possibilidades das chaves do inversor e a tensão de modo comum por elas geradas para o inversor trifásico, usando (3.5). Como pode ser visto na Tabela 3.1, usando o SVPWM, a tensão de modo comum será mudada sempre que um



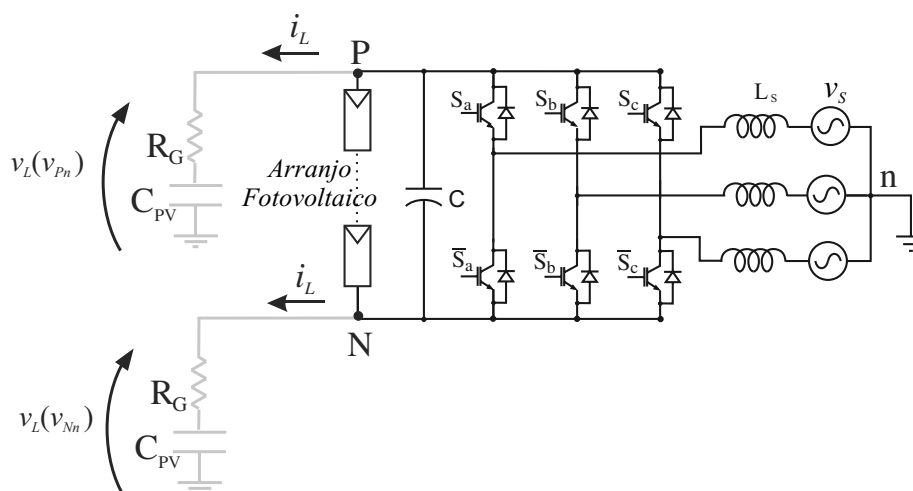


Figura 3.5: Diagrama usado na simulação para o inversor de dois níveis.

novo vetor é usado. Por exemplo, no setor I, o SVPWM usa os dois vetores nulos e os vetores  $V_1$  e  $V_2$ . Portanto, a tensão de modo comum assume quatro valores:  $0$ ,  $\frac{V_{PN}}{3}$ ,  $\frac{2 \cdot V_{PN}}{3}$  e  $V_{PN}$ , como mostrado na Tabela 3.1. Se o padrão é definido de modo a reduzir o número de chaveamentos, o SVPWM tem dois chaveamentos (disparo de uma chave e bloqueio da outra chave do mesmo braço) em cada mudança de vetor, totalizando seis a cada  $T_s$  (Fig. 3.7). A tensão do ponto central do barramento CC é intencionalmente modulada para aumentar a tensão no lado CA de tal modo que existem componentes de terceiro harmônico da fundamental. A máxima amplitude das tensões de fase é  $V_{PN}/\sqrt{3}$  na região linear (Fig. 3.8), onde a componente da frequência fundamental na tensão de saída varia linearmente com o ganho de tensão.

Tabela 3.1: Correspondência do vetor com a tensão de modo comum

$S_a$	$S_b$	$S_c$	Vetor	$V_{CM}$
0	0	0	$V_0$	0
1	0	0	$V_1$	$\frac{V_{PN}}{3}$
1	1	0	$V_2$	$\frac{2 \cdot V_{PN}}{3}$
0	1	0	$V_3$	$\frac{V_{PN}}{3}$
0	1	1	$V_4$	$\frac{2 \cdot V_{PN}}{3}$
0	0	1	$V_5$	$\frac{V_{PN}}{3}$
1	0	1	$V_6$	$\frac{2 \cdot V_{PN}}{3}$
1	1	1	$V_7$	$V_{PN}$

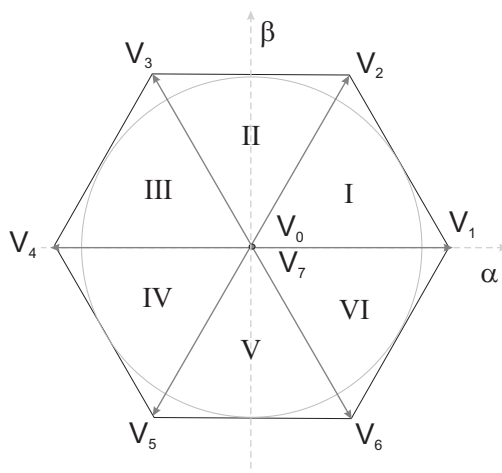


Figura 3.6: Vetores espaciais para a tensão de saída de inversores trifásicos.

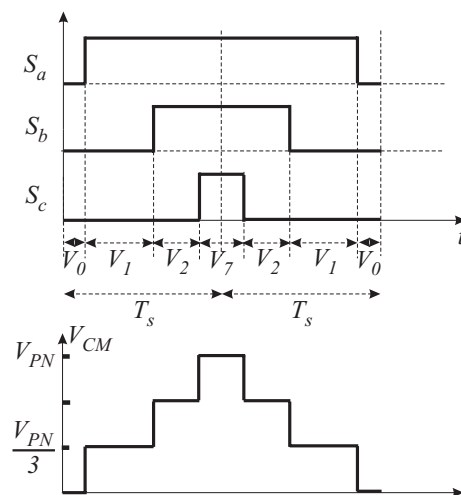


Figura 3.7: Padrão de chaveamento e tensão de modo comum usando o SVPWM.

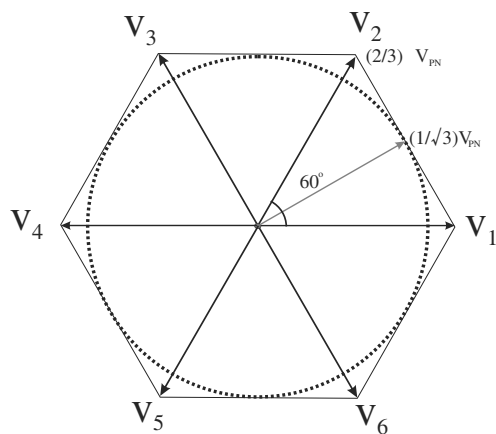


Figura 3.8: Amplitude máxima das tensões de fase do SVPWM.

As simulações foram feitas usando o diagrama trifásico mostrado na Fig. 3.5. Os resultados da Fig. 3.9 mostram que o inversor trifásico utilizando SVPWM não é adequado para uso em sistemas PV sem transformador devido a grande variação da tensão de modo-comum e, conseqüentemente, da corrente de dispersão. Um experimento do sistema também foi implementado (Fig. 3.10), com o controle sendo executado pelo DSP TMS320F2812 da Texas Instruments utilizando os seguintes parâmetros:  $L = 11,4mH$ ,  $R = 16\Omega$ ,  $C = 2,35mF$ ,  $C_{PV} = 220nF$ ,  $R_G = 7,5\Omega$ , tempo morto  $t_d = 3,5\mu s$ , frequência fundamental  $f = 60Hz$ , índice de modulação  $m = 0,5$  e uma fonte constante ( $V_{PN} = 120V$ ) no barramento CC.

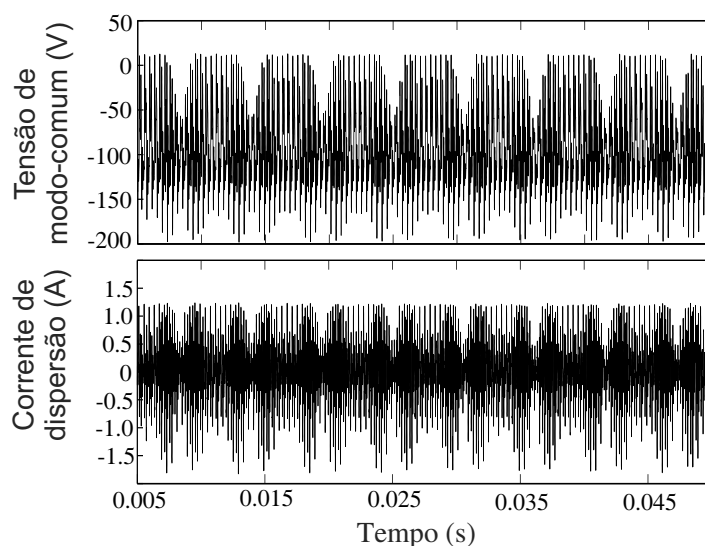


Figura 3.9: Resultados simulados da tensão e corrente de dispersão usando o SVPWM.

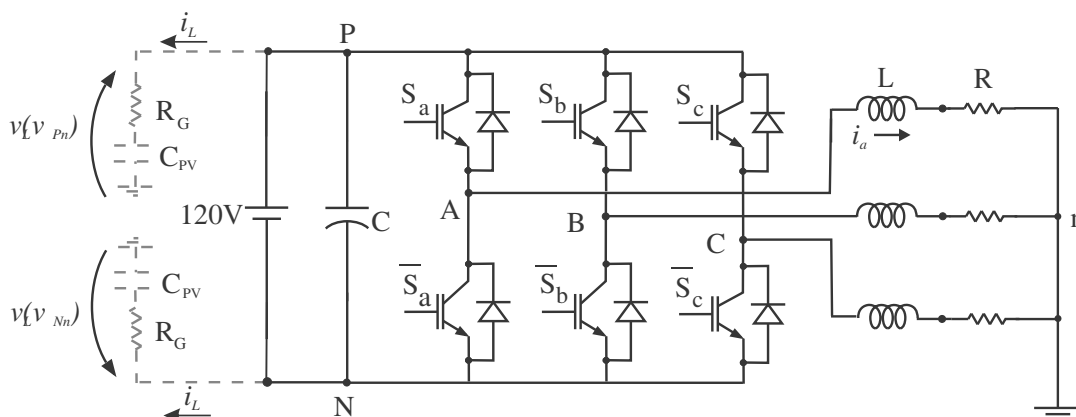


Figura 3.10: Diagrama usado na plataforma experimental para o inversor de dois níveis.

O tempo morto inserido nas chaves do inversor é fundamental para que se tenha uma proteção contra curto-circuito no barramento CC. A indutância da carga é o equivalente do ramo série do filtro  $L_f = 1,8mH$  mais a indutância da carga  $L_c = 9,6mH$ . Pode ser visto na Fig. 3.11 que com o SVPWM a corrente de dispersão tem valor elevado, apresentando resultados similares na simulação e experimento, mostrando que as suposições teóricas usadas na simulação são válidas.

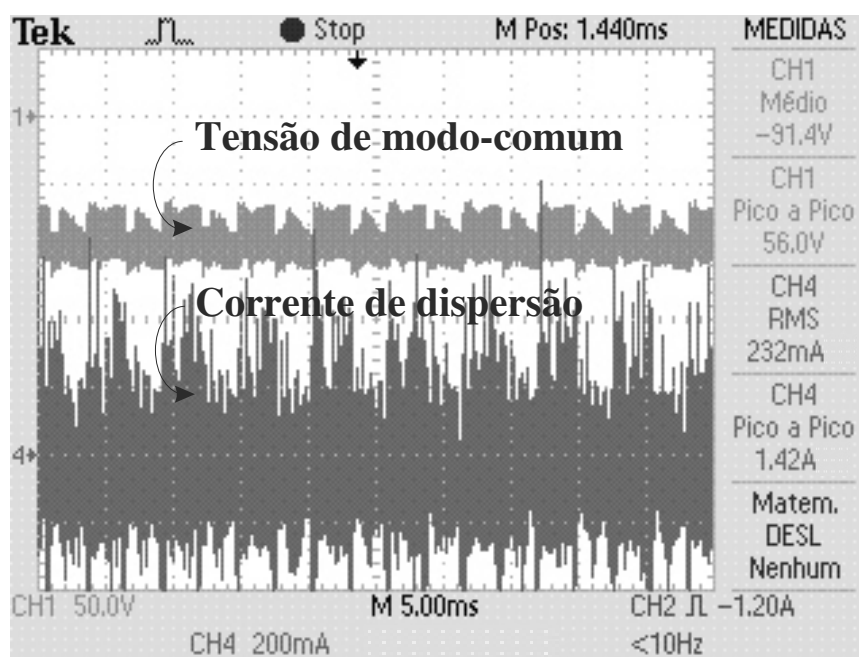


Figura 3.11: Resultados experimentais da tensão e corrente de dispersão usando o SVPWM.

### 3.3 Inversor em Ponte Completa com Capacitor Dividido

Em sistemas PV sem transformador que usam a conexão entre o neutro da rede e o ponto central do barramento CC, as correntes de dispersão têm níveis muito baixos porque o potencial entre os módulos PV e a terra é constante se esta conexão é ideal. Entretanto, a conexão não é ideal e uma pequena indutância entre o ponto central do barramento CC e o neutro da rede deve ser considerada [4] (Fig. 3.12). Essa indutância é suficiente para fazer a tensão oscilar em alta frequência e aumentar a corrente de dispersão. Essa corrente pode alcançar um valor maior do que os valores recomendados na norma alemã VDE 0126 dependendo da configuração do sistema. A Fig. 3.13 mostra o diagrama utilizado para

simular o inversor ponte completa trifásica com capacitor dividido e conexão ideal.

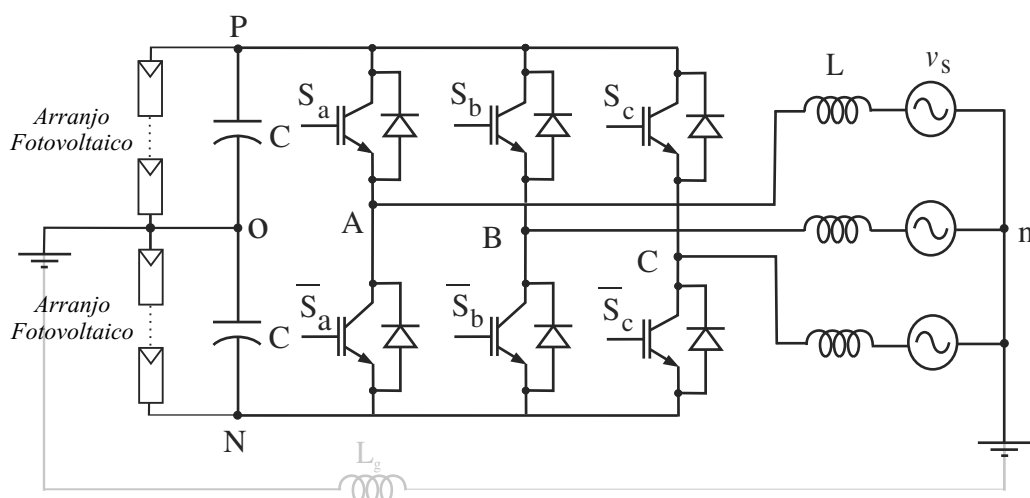


Figura 3.12: Diagrama usado na simulação para o inversor de dois níveis com o barramento dividido considerando a indutância entre o barramento cc e o neutro da rede.

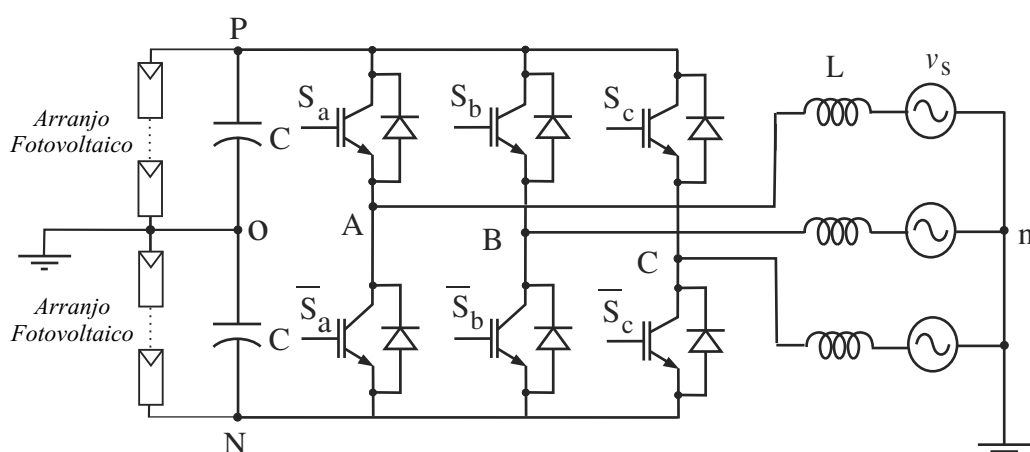


Figura 3.13: Diagrama usado na simulação para o inversor de dois níveis com o barramento dividido.

Na Fig. 3.14 mostra-se que a tensão de modo comum permanece constante e por isso a corrente de dispersão é praticamente nula. Contudo, como já foi dito, é necessário considerar uma indutância e por isso uma indutância  $L_g$  de  $10\mu H$  foi adicionada para mostrar a sua influência sobre a tensão de modo comum e corrente de dispersão. Baseado nos resultados de simulação com uma pequena indutância de  $10\mu H$  (Fig. 3.15), uma tensão de modo comum com alta frequência aparece no sistema. Essa tensão faz com que apareça uma corrente de dispersão elevada. Portanto, em condições reais esta topologia pode não ser adequada para

sistemas PV sem transformador. Nesta topologia, a conexão entre a rede e o ponto central do barramento faz com que a máxima amplitude das tensões de fase seja  $V_{PN}/2$  na região linear.

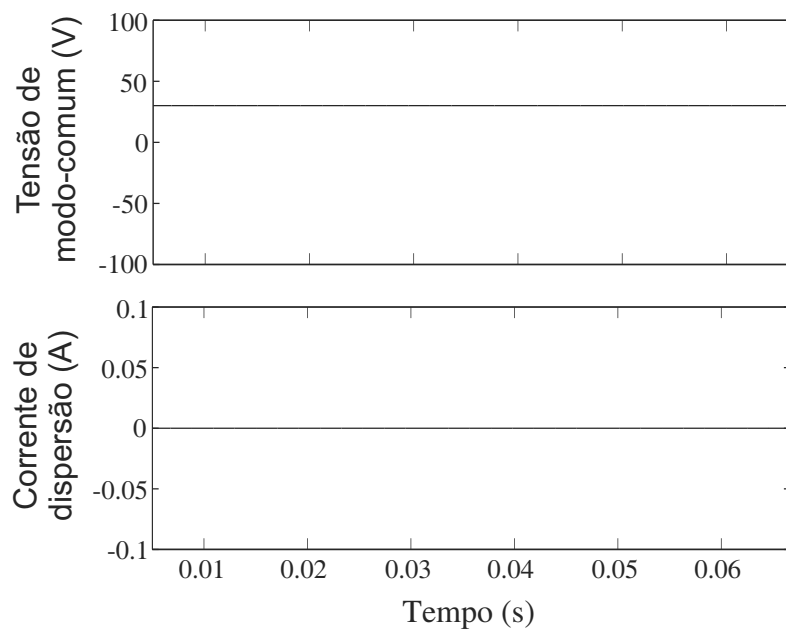


Figura 3.14: Resultados simulados da tensão e corrente de dispersão sem indutância na conexão de neutro.

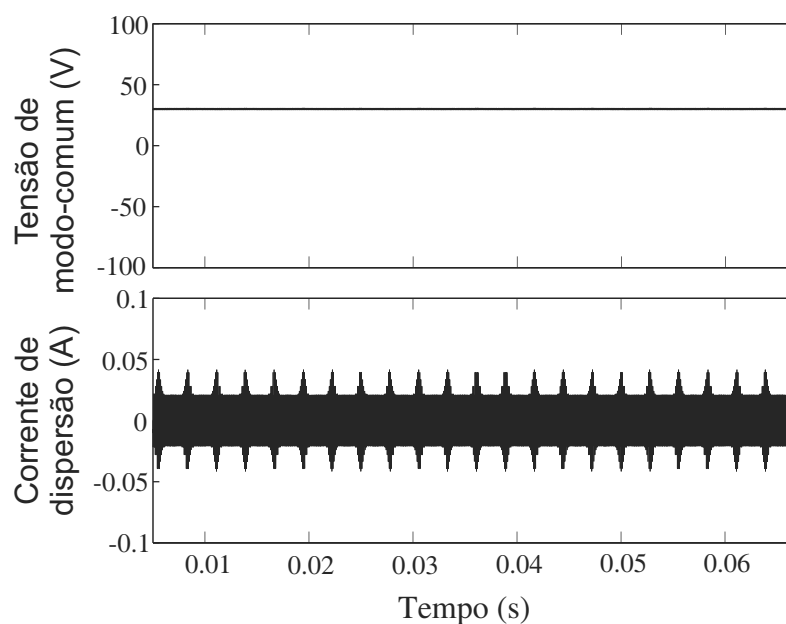


Figura 3.15: Resultados simulados da tensão e corrente de dispersão com conexão de neutro ( $L=10\mu H$ ).

### 3.4 Uma Nova Técnica de Modulação para Eliminar a Corrente de Dispersão nos Inversores Trifásicos em Ponte Completa

Baseado no modelo de tensão de modo comum, uma nova técnica de modulação foi proposta para eliminar a corrente de dispersão em inversores ponte completa. A técnica proposta consiste em eliminar as componentes de alta frequência da tensão de modo comum utilizando apenas os vetores ativos ímpares (*Remote State PWM - RSPWM1*) ou pares (*RSPWM2*) para compor o vetor de referência [31][32]. Inicialmente, essa técnica foi proposta no acionamento de motores elétricos [33]. Portanto, os vetores  $V_1$ ,  $V_3$  e  $V_5$  são usados no caso da escolha dos vetores ímpares e os vetores  $V_2$ ,  $V_4$  e  $V_6$  são usados no caso da escolha dos vetores pares.

O padrão de chaveamento e a tensão de modo comum para a técnica proposta (*RSPWM1*) no setor I são mostrados na Fig. 3.16. O PWM proposto apresenta dois chaveamentos em cada mudança de vetor e o padrão para reduzir o número de chaveamentos (máximo de oito por período de chaveamento) é usado. A máxima amplitude das tensões de fase é  $V_{PN}/3$ , que é 57,7% da amplitude que pode ser obtida com o SVPWM (Fig. 3.17). Contudo, aplicar o PWM proposto é a condição que garante que a corrente de dispersão tenha um valor muito baixo.

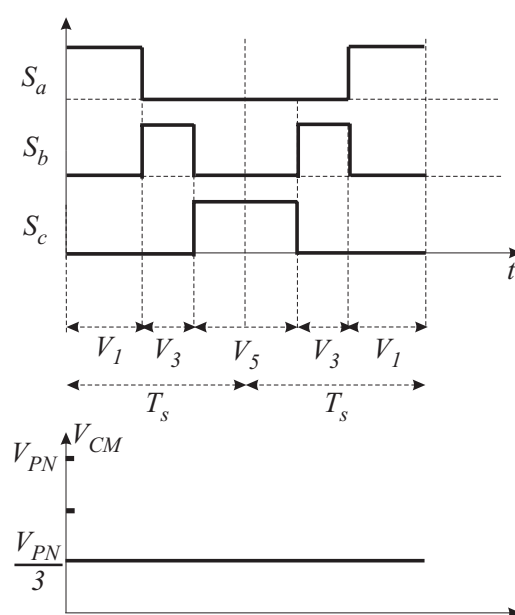


Figura 3.16: Padrão de chaveamento e tensão de modo comum usando o PWM proposto (vetores ímpares).

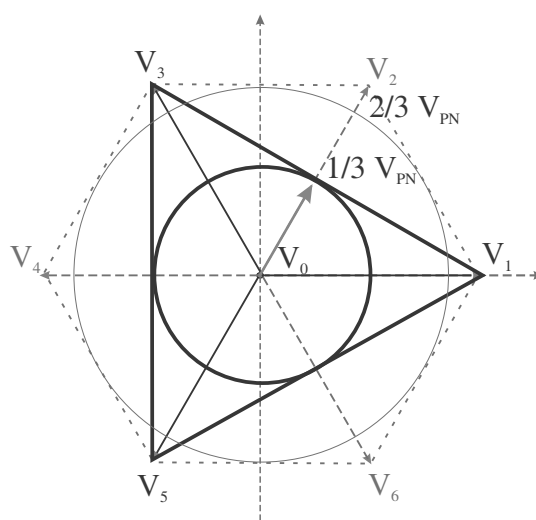


Figura 3.17: Amplitude máxima das tensões de fase utilizando apenas os vetores ímpares.

As simulações foram feitas usando o diagrama trifásico mostrado na Fig. 3.5. Os resultados da Fig. 3.18 mostram que apenas usando o PWM proposto, a ponte completa trifásica é adequada para uso em sistemas PV sem transformador. A técnica também foi implementada na plataforma experimental com os componentes do circuito sendo os mesmos usados para o SVPWM. Pode ser visto na Fig. 3.19 que com o PWM proposto a corrente de dispersão tem valor baixo, apresentando resultados similares na simulação e experimento.

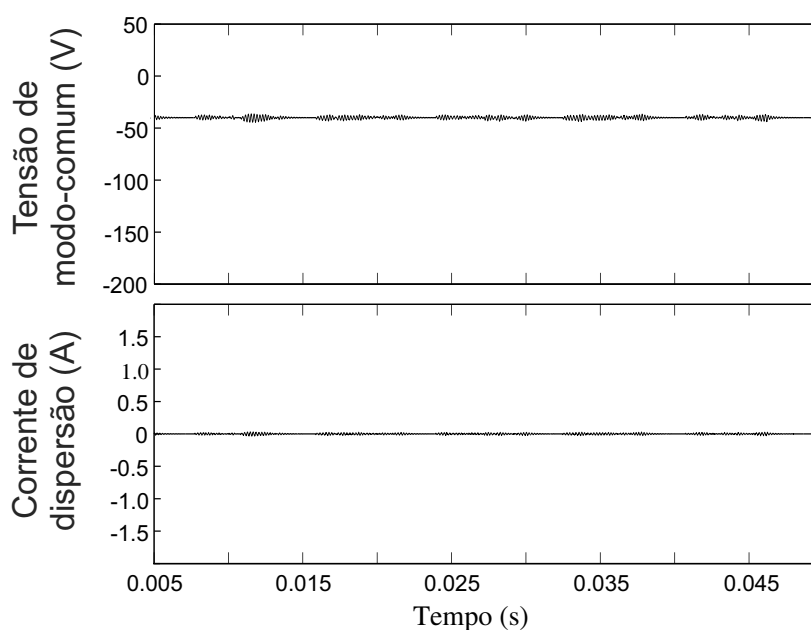


Figura 3.18: Resultados simulados da tensão e corrente de dispersão usando o PWM proposto (vetores ímpares).



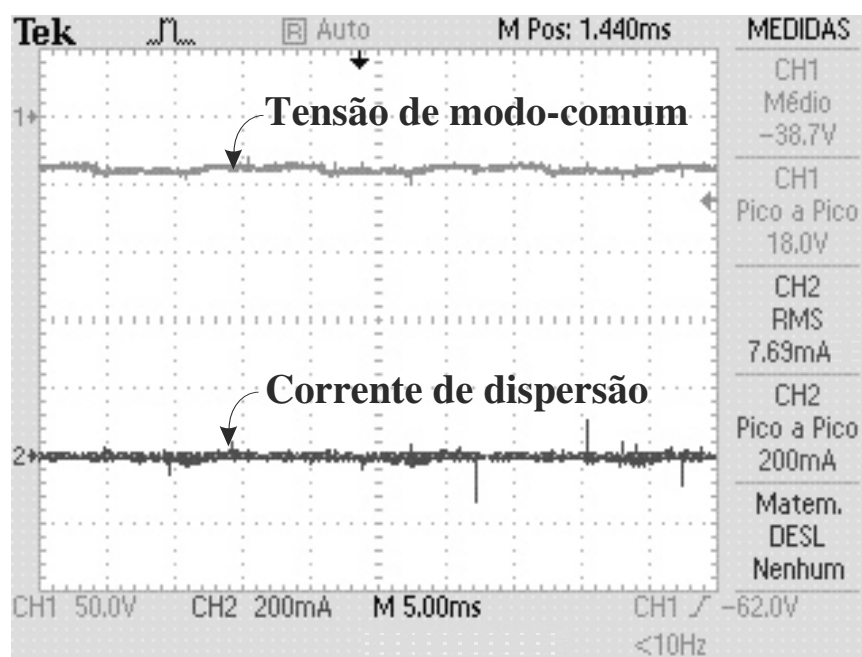


Figura 3.19: Resultados experimentais da tensão e corrente de dispersão usando o PWM proposto (vetores ímpares).

Um outro padrão usando vetores ativos ímpares (RSPWM1) ou pares (RSPWM2) dependendo da posição do vetor de referência pode ser aplicado. Por exemplo, os vetores  $V_1$ ,  $V_3$  e  $V_5$  são usados entre  $-30^\circ$  e  $30^\circ$  (últimos  $30^\circ$  do setor VI e primeiros  $30^\circ$  do setor I). Os vetores  $V_2$ ,  $V_4$  e  $V_6$  são usados entre  $30^\circ$  e  $90^\circ$  (últimos  $30^\circ$  do setor I e primeiros  $30^\circ$  do setor II) como mostrado na Fig. 3.20. Portanto, o primeiro vetor a ser usado é sempre o mais próximo à referência. Usando este padrão, a máxima amplitude das tensões de fase é  $2V_{PN}/(3\sqrt{3})$ , que é 15,5% maior que a amplitude que pode ser obtida com o RSPWM1 (usando apenas os vetores ímpares para compor a referência) ou RSPWM2 (usando apenas os vetores pares para compor a referência). Para a técnica usando vetores ímpares ou pares dependendo da posição do vetor de referência, a tensão de modo comum durante um período da fundamental é mostrada na Fig. 3.21. Durante as transições entre os dois níveis da tensão de modo comum, existem algumas flutuações na tensão de dispersão causadas pelos componentes do sistema. Essas flutuações podem causar o aparecimento de correntes de dispersão. Portanto, as técnicas que usam sempre vetores ativos ímpares ou sempre vetores ativos pares são melhores em relação à eliminação das correntes de dispersão.

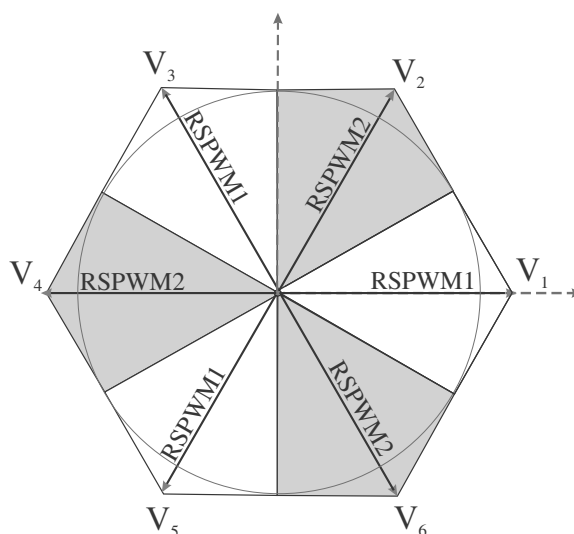


Figura 3.20: Esquema da mudança de padrões de pulso alternando a utilização entre os vetores pares e os ímpares.

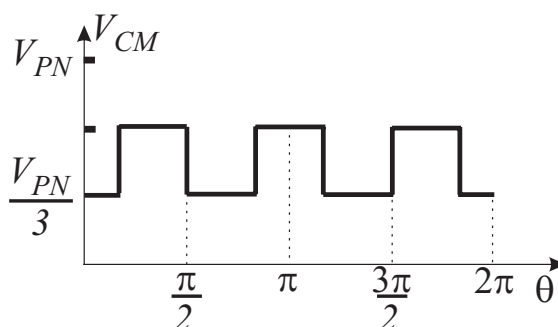


Figura 3.21: Tensão de modo comum durante um período da fundamental usando vetores ímpares ou pares dependendo da posição do vetor de referência.

### 3.5 Comparação Baseada na Eficiência do Sistema

A seguir, um estudo simplificado de perdas é apresentado e a metodologia é usada para comparar diferentes técnicas PWM para sistemas PV conectados à rede sem transformador. As perdas produzidas nos dispositivos semicondutores consistem principalmente em perdas de condução e perdas de chaveamento. A técnica é baseada na seguinte metodologia [6]:

1. Constrói-se uma tabela de perdas a partir dos resultados obtidos nos *data sheets*;
2. Geram-se equações de perdas;

3. Introdz-se esse modelo em programas de simulação para o conversor;
4. Calculam-se as perdas para um ciclo completo de operação.

Essa metodologia permite comparar perdas de conversores por simulação. As perdas de condução para uma chave ou um diodo podem ser calculadas como:

$$E_C = U_C \cdot I_C \cdot t_C, \quad (3.6)$$

onde  $E_C$  é a energia de condução,  $U_C$  é a tensão de condução,  $I_C$  é a corrente do coletor, e  $t_C$  é o tempo de condução.

A uma dada temperatura, a relação entre  $U_C$  e  $I_C$  é usualmente caracterizada por uma equação linear

$$U_C = a_C + b_C \cdot I_C, \quad (3.7)$$

onde  $a_C$  e  $b_C$  sã os coeficientes do ajuste da curva de dados obtidos dos *data sheets*.

As perdas de chaveamento ocorrem no disparo e bloqueio dos dispositivos e podem ser calculadas por [6]

$$E_{SW} = a + b \cdot I_C + c \cdot I_C^2, \quad (3.8)$$

onde a, b e c sã os coeficientes do ajuste da curva de dados obtidos dos *data sheets* e  $E_{SW}$  é a energia de perdas de chaveamento.

As eficiências do inversor em ponte completa trifásica a 3 fios foram calculadas dos modelos descritos. Os dispositivos sã IGBT e diodos com valores nominais de 600V e 15A. Os detalhes do cálculo de perdas para o inversor sã mostrados na Tabela 3.2. O inversor usando SVPWM apresenta a melhor eficiência (94%) quando comparado ao inversor usando o RSPWM1 (92,2%). Isto é esperado desde que apenas dois chaveamentos sã usados em cada mudança de vetor no SVPWM. Contudo, apenas um estágio é usado no processo de conversão quando o RSPWM1 é usado. Usando o SVPWM em sistemas PV

sem transformador, uma topologia de dois estágios ou um transformador na frequência da rede é normalmente usado. Como um transformador na frequência da rede tem tamanho e peso grandes, uma topologia de dois estágios usando SVPWM é comparada à topologia de um estágio usando a técnica proposta. As diferenças entre as eficiências de topologias de dois estágios são significativas quando se muda o conversor CC-CC. Na Tabela 3.3 casos hipotéticos são considerados com conversores CC-CC tendo eficiências variando de 96% a 98%, chamados, respectivamente, de CC-CC 1, CC-CC 2 e CC-CC 3. A eficiência global apresentaria uma variação de 90,2% a 92,1%. Portanto, o sistema PV sem transformador usando apenas um inversor com o RSPWM1 apresenta uma eficiência maior (92,2%). Outra vantagem do uso da técnica RSPWM1 é que o sistema PV tem um número mínimo de componentes, diminuindo o custo e a complexidade do sistema.

Tabela 3.2: Perdas para o inversor em ponte completa trifásica.

Perdas	Perdas de condução		Perdas de chaveamento	
	IGBT	Diodo	Disparo	Bloqueio
Modulação				
SVPWM	0.6 W	0.1 W	1.9 W	6.0 W
Proposto	0.6 W	0.1 W	2.6 W	8.0 W

Tabela 3.3: Comparação de eficiência para os conversores.

Topologia	Dois estágios			Um estágio
	CC-CC 1	CC-CC 2	CC-CC 3	PWM proposto
Eficiência				
CC-CC	96%	97%	98%	-
Inversor	94.0%	94.0%	94.0%	92.2%
Global	90.2%	91.2%	92.1%	92.2%

Entretanto, em sistemas onde módulos PV conectados em série são conectados a um inversor convencional de dois níveis, a ocorrência de sombras parciais e a diferença entre os módulos leva a uma redução da potência gerada [20][21]. Para amenizar estes problemas, a conexão dos módulos à rede pode ser feita usando um conversor multinível [22][14][23].

### 3.6 Inversores Multinível

O termo multinível foi introduzido por Nabae et al. [18] e suas estruturas foram desenvolvidas a partir de inversores de três níveis. Esses inversores têm a capacidade de operar em altos níveis de tensão e potência utilizando dispositivos com baixas tensões nominais, e possuem conteúdo harmônico reduzido das formas de onda de saída, quando comparadas com as formas de onda obtidas com os inversores de dois níveis.

Nestas topologias, à medida que o número de níveis aumenta, a taxa de distorção harmônica total (*Total Harmonic Distortion - THD*) da tensão de saída diminui. Entretanto, o número de dispositivos de potência também aumenta, aumentando a complexidade e o custo do sistema.

As vantagens do inversor multinível podem ser descritas como segue:

1. Os esforços de tensão nos dispositivos em inversores multinível são apenas uma fração da tensão total do inversor. Isto permite o uso de dispositivos com baixa tensão, que têm melhor desempenho do que os dispositivos de alta tensão.
2. A tensão é sintetizada em degraus menores com baixo  $dv/dt$ . No inversor de dois níveis, as grandes mudanças em níveis de tensão na alta frequência podem causar interferência eletromagnética.
3. Os dispositivos semicondutores impõem um limite na tensão dos inversores convencionais que conduzem altas correntes no projeto do sistema, limitando a potência e aumentando as perdas.
4. Os harmônicos de tensão e de corrente são significativamente reduzidos. Modulações foram propostas para sintetizar tensão com baixa frequência de chaveamento. Este é um critério importante se dispositivos de potência são usados.
5. O uso em alta tensão que melhora a capacidade e o desempenho em termos de harmônicos e reduz a necessidade do transformador. A redução substancial no custo, tamanho, peso e perdas é possível pela retirada dos transformadores.

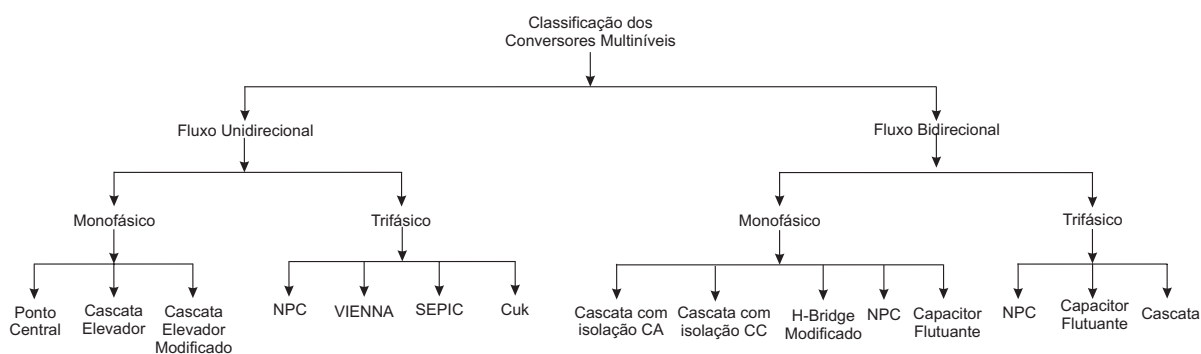


Figura 3.22: Classificação dos conversores multinível.

Uma classificação dos conversores multinível pode ser realizada de acordo com o número de fases e a capacidade do fluxo de potência, como mostrada na Fig. 3.22. A primeira categoria consiste em conversores multinível monofásicos e trifásicos com fluxo de potência unidirecional. Conversores monofásicos e trifásicos com fluxo de potência bidirecional formam a segunda categoria [17].

Nas topologias com fluxo bidirecional de potência, tem-se três estruturas básicas. São elas:

1. Ponto neutro grampeado (Neutral Point-Clamped - NPC) [18];
2. Capacitor flutuante (Flying capacitor - FC) [34];
3. Conversores cascata com fonte de tensão CC separadas (Series H-Brigde) [34].

### 3.6.1 Inversor com Ponto Neutro Grampeado

Inicialmente foi introduzido um inversor multinível utilizando diodos de grampeamento, com a proposta de três níveis [18], que mais tarde foi chamado de inversor NPC. As tensões de saída desta topologia apresentam um menor conteúdo harmônico, possibilitando a utilização de dispositivos semicondutores com a metade do limite de tensão dos dispositivos utilizados nas topologias de dois níveis.

O inversor NPC vem se tornando uma realidade na área de inversores PV, sendo o seu uso cada vez mais frequente. A Fig. 3.23 mostra um inversor NPC fazendo a conexão entre o arranjo PV e a rede elétrica.

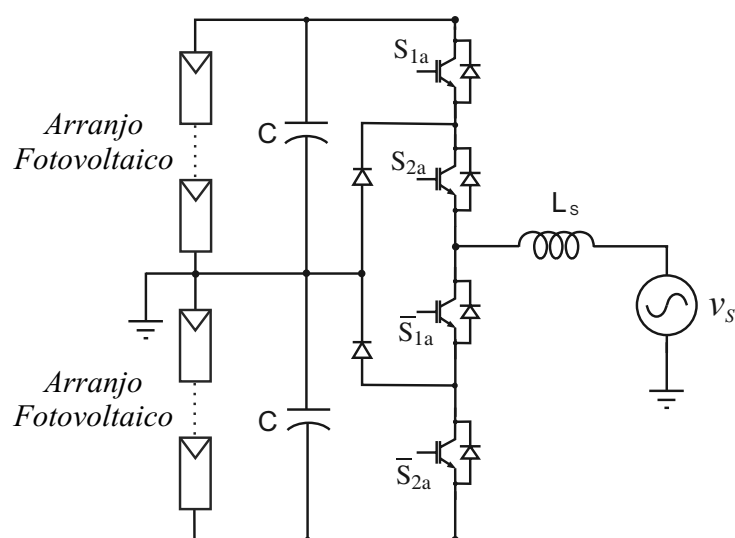


Figura 3.23: Inversor NPC monofásico conectando o sistema PV à rede elétrica.

O conversor NPC trifásico de três níveis pode funcionar como inversor, transferindo energia da fonte de tensão CC para o lado CA, ou como retificador, transferindo energia do lado CA para o CC. Esta propriedade, a reversibilidade, em geral presente em outros conversores multinível, exige que os dois circuitos ligados ao conversor sejam capazes de fornecer e/ou receber essa energia.

Essa topologia apresenta bons resultados em sistemas PV trifásicos sem transformador (Fig. 3.24). Cada braço é controlado individualmente como seria feito no caso de um inversor monofásico de três níveis. Desse modo a corrente de saída é sempre sincronizada com sua própria tensão de fase [11][35].

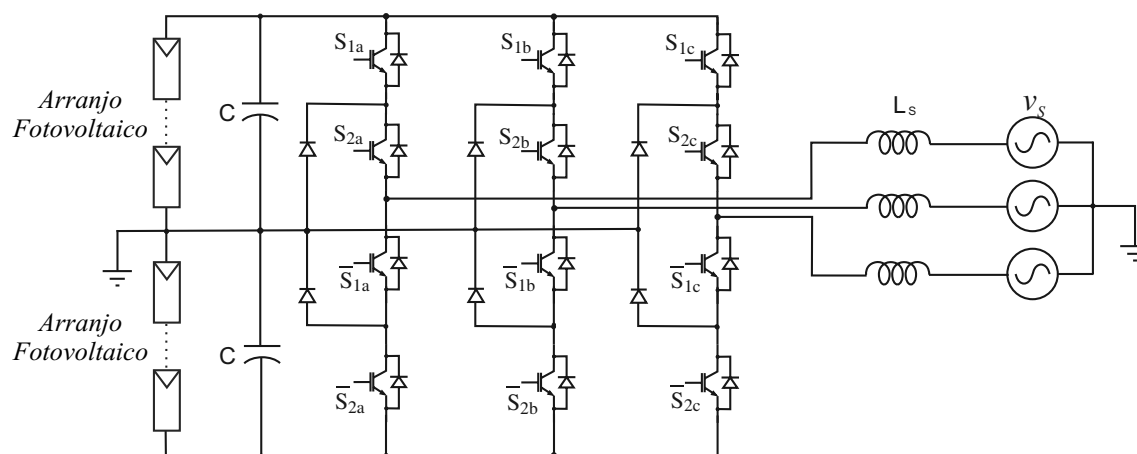


Figura 3.24: Inversor NPC trifásico conectando o sistema PV à rede elétrica.

### 3.6.2 Inversor com Capacitor Flutuante

A topologia FC tem características similares à topologia NPC, pois a única diferença é que ela utiliza capacitores e não diodos para grampear a tensão. Uma característica importante na operação deste inversor é a relação estável de tensão de  $V_{PV1}/V_{C1} = V_{PV2}/V_{C2} = 1$ . Portanto técnicas de controle são necessárias para assegurar que a corrente média no capacitor  $C_2$  seja igual a zero. Isto exclui algumas soluções de controle que variem a razão de trabalho das chaves [36]. Essa topologia pode ser aplicada em sistemas monofásicos (Fig. 3.25) e trifásicos (Fig. 3.26).

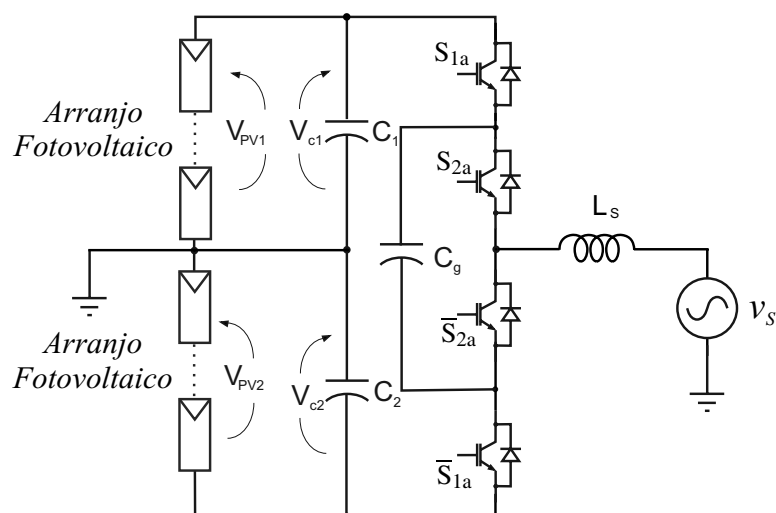


Figura 3.25: Inversor FC monofásico conectando o sistema PV à rede elétrica.

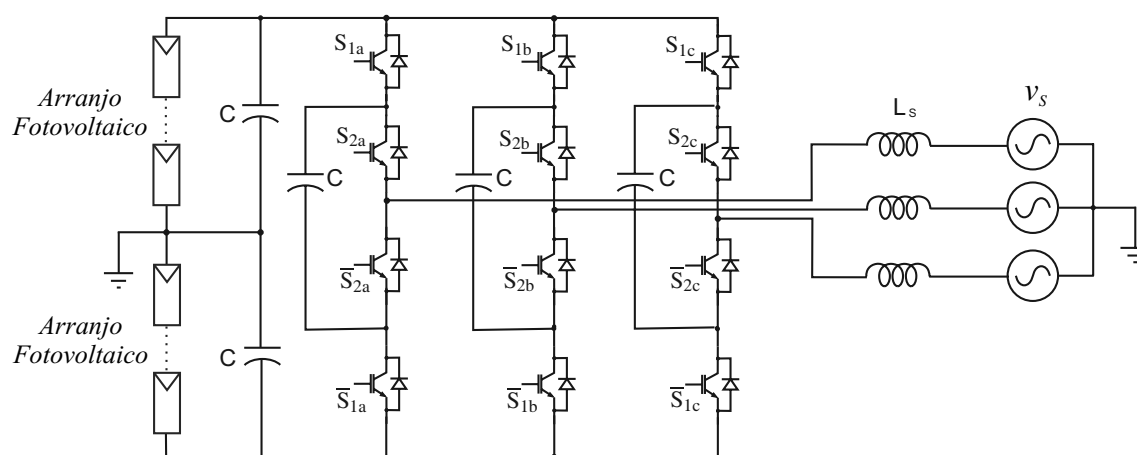


Figura 3.26: Inversor FC trifásico conectando o sistema PV à rede elétrica.



Ao contrário da topologia NPC, o inversor FC possui estados de comutação redundantes para sintetizar a tensão de fase, ou seja, alguns vetores de tensão de fase podem ser sintetizados por mais de um estado de comutação [37]. Contudo, além da dificuldade do balanceamento da tensão dos capacitores em aplicações com transferência de potência ativa, existe a necessidade de um grande número de capacitores.

### 3.6.3 Inversor em Cascata

Essa topologia consiste em dois ou mais conversores monofásicos em ponte completa com suas saídas CA conectadas em série. Desta maneira cada conversor cria três níveis diferentes de tensão. A grande vantagem dessa topologia é a característica modular [36]. Essa topologia pode ser aplicada em sistemas monofásicos (Fig. 3.27) e trifásicos (Fig. 3.28).

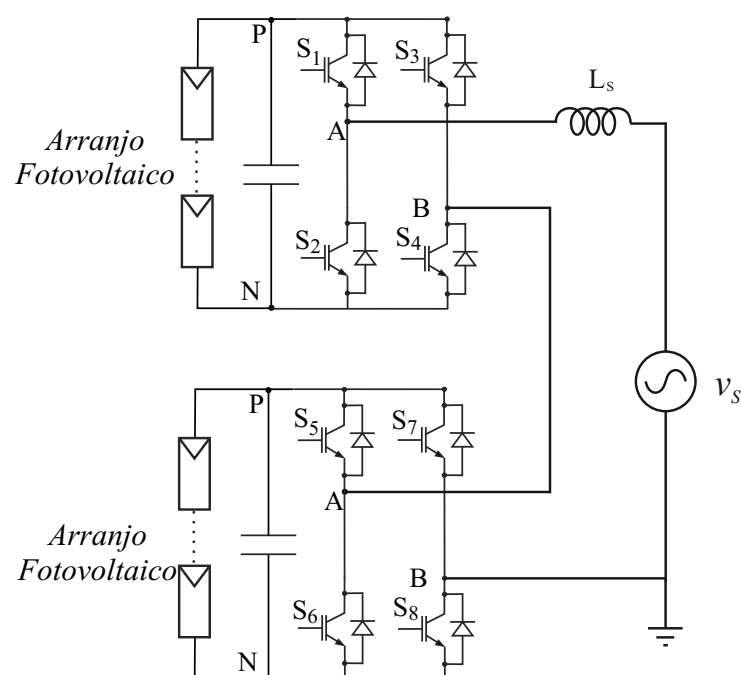


Figura 3.27: Inversor cascata monofásico conectando o sistema PV à rede elétrica.

Esta topologia tem sido utilizada para aplicações em alta potência, como por exemplo, na compensação estática de reativos, pois não requer a utilização de diodos e/ou capacitores de grampeamento e também porque não ocorre o problema de desbalanceamento das fontes

de tensão [37]. A tensão de fase de saída é obtida somando-se a tensão de saída de cada módulo:

$$v_a(t) = v_{a1}(t) + v_{a2}(t) + \dots + v_{an}(t) \quad (3.9)$$

Se as fontes de tensão de todos os módulos são iguais, então o número de níveis é dado por:

$$m = 1 + 2 \cdot n \quad (3.10)$$

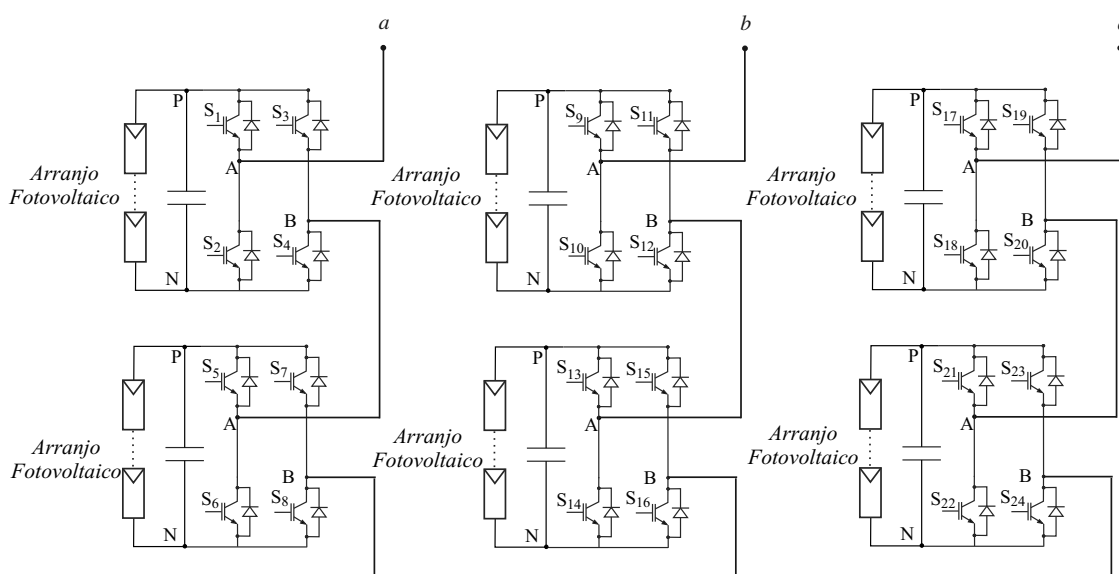


Figura 3.28: Inversor cascata trifásico conectando o sistema PV à rede elétrica.

### 3.6.4 Comparação das topologias multinível

Considerando as três estruturas básicas de conversores multinível (NPC, FC e Cascata), uma comparação em relação ao número de componentes é mostrada na Tabela 3.4, onde  $m$  é o número de níveis.

O inversor FC não pode ter a tensão balanceada para a conversão de potência que envolve somente a potência reativa. Assim, ele não é adequado para a compensação de potência reativa. As topologias NPC e Cascata têm um bom papel na compensação de harmônicos e da potência reativa, mas o inversor multinível Cascata é o mais adequado para compensação

de potência reativa e harmônicos da rede elétrica, desde que cada unidade do inversor em ponte possa balancear sua tensão CC sem exigir fontes adicionais isoladas de energia [19].

Devido à dificuldade do balanceamento da tensão dos capacitores em aplicações com transferência de potência ativa e à necessidade de um grande número de capacitores, a topologia FC normalmente não é usada em aplicações PV. O inversor Cascata é normalmente usado na literatura para aplicações PV [38][39][40][41]. Entretanto, a topologia NPC também deve ser considerada devido à sua simplicidade. Ela apresenta um menor número de dispositivos ativos por arranjo PV que a topologia em cascata, conforme discutido em [22].

Tabela 3.4: Comparação do número de dispositivos utilizados nas topologias básicas de inversores multinível trifásicos

Tipos de Inversor	NPC	FC	Cascata
Chaves Principais	$6(m - 1)$	$6(m - 1)$	$6(m - 1)$
Diodos Principais	$6(m - 1)$	$6(m - 1)$	$6(m - 1)$
Diodos de Grampeamento	$3(m - 1)(m - 2)$	0	0
Capacitores do Barramento CC	$(m - 1)$	$(m - 1)$	$3(m - 1)/2$
Capacitores de Grampeamento	0	$3(m - 1)(m - 2)/2$	0

### 3.7 Inversor com Ponto Neutro Grampeado

As estratégias de controle usadas pelo inversor NPC trifásico podem ser classificadas de acordo com a frequência de chaveamento (Fig. 3.29).

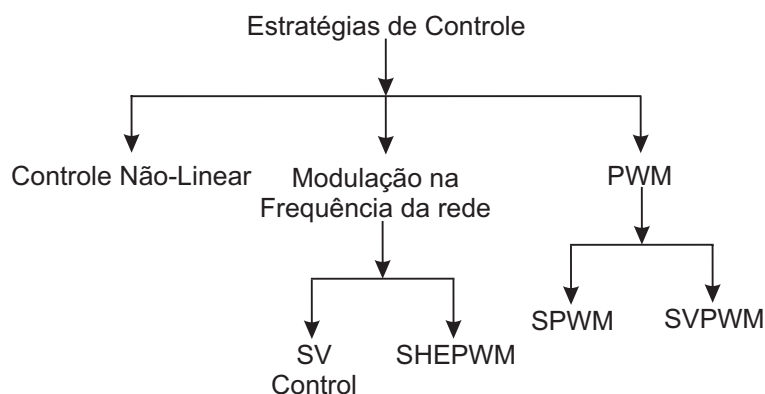


Figura 3.29: Classificação das estratégias de controle para o inversor NPC trifásico.

O bom desempenho das estratégias de controle que usam o PWM fazem com que seu uso seja cada vez mais frequente. Entre as técnicas PWM existentes pode-se citar três principais:

1. PWM senoidal (SPWM)
2. PWM com eliminação seletiva de harmônicos (SHEPWM - *Selective Harmonics Elimination PWM*)
3. PWM vetorial (SVPWM - *Space Vector PWM*)

### 3.7.1 Modulação Senoidal

O SPWM baseia-se na comparação da onda senoidal com um sinal de controle de alta frequência. Inversores multiníveis podem operar com baixo índice da modulação em diversas aplicações perdendo um ou mais níveis para fornecer o valor exigido da tensão. Isto pode afetar negativamente a qualidade da tensão gerada. A técnica da rotação da portadora no SPWM diminui este problema pelo uso balanceado dos dispositivos ativos e pela variação da frequência para manter a qualidade da tensão gerada.

### 3.7.2 Modulação com Eliminação Seletiva de Harmônicos

O SHEPWM minimiza a distorção harmônica e consegue uma amplitude ajustável da componente fundamental. Em geral, harmônicos de baixa frequência são escolhidos para eliminação pela seleção correta dos ângulos entre inversores diferentes. As componentes de alta frequência podem ser eliminadas pelo filtro.

## 3.8 Modulação Vetorial

O SVPWM pode ser facilmente estendida para todos os inversores multiníveis. O SVPWM é geralmente usado para controlar a tensão na saída do inversor de três níveis e existem 27 combinações possíveis de tensão como mostrado na Fig. 3.30. As combinações são compostas de seis vetores longos ( $V_1, V_2, V_3, V_4, V_5$  e  $V_6$ ), seis vetores médios ( $V_8,$

$V_9, V_{10}, V_{11}, V_{12}$  e  $V_{13}$ ), seis vetores pequenos ( $V_{15}, V_{16}, V_{17}, V_{18}, V_{19}$  e  $V_{20}$ ) com duas possibilidades para cada um e três vetores nulos ( $V_0, V_7$  e  $V_{14}$ ) de tensão.

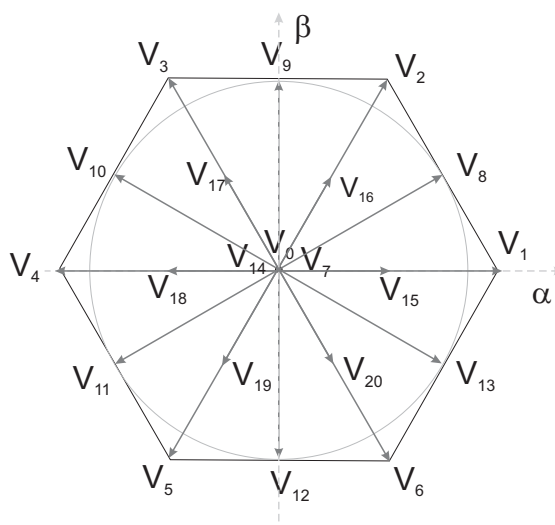


Figura 3.30: Diagrama vetorial de 3 níveis.

Da mesma forma que já foi discutido para o inversor em ponte completa com capacitor dividido, o inversor NPC utilizando a técnica SVPWM só é adequado para sistemas PV sem transformador se a conexão entre a rede elétrica e o ponto central do barramento CC é ideal. Entretanto, a conexão não é ideal e uma pequena indutância deve ser considerada, levando ao aumento da corrente de dispersão. Sem a conexão ideal, o PWM usado em inversores NPC faz com que apareça uma corrente de dispersão que deve ser considerada. As simulações foram feitas com Matlab®/Simulink. A frequência de chaveamento foi ajustada para  $10kHz$  e o arranjo PV foi simulado como uma fonte CC de  $60V$  ( $V_{dc}$ ). As indutâncias do filtro são  $L = 1,8mH$ . A capacitância parasita entre os módulos e a terra foi modelada como uma capacitância  $C_{PV}$  de  $220nF$  e a resistência de terra é igual a  $10,75\Omega$ . A Tabela 3.5 apresenta alguns dos 27 vetores possíveis e a tensão de modo comum por eles gerados para o inversor NPC trifásico, usando (3.5).

### 3.8.1 Modulação com os Três Vetores mais Próximos da Referência

Essa técnica é chamada de modulação com os três vetores mais próximos (NTV - *Nearest Three Vectors*) da referência. Essa técnica é uma ótima solução na síntese do vetor tensão,

possuindo as seguintes características: boa utilização do barramento CC, baixa ondulação (*ripple*) de corrente e fácil implementação em processadores digitais de sinais (DSP).

Tabela 3.5: Correspondência do vetor com a tensão de modo comum em um inversor de três níveis para os primeiros 150°.

$S_{1a}$	$S_{2a}$	$S_{1b}$	$S_{2b}$	$S_{1c}$	$S_{2c}$	Vector	$V_{CM}$
0	0	0	0	0	0	$V_0$	0
1	1	0	0	0	0	$V_1$	$V_{PN}/3$
1	1	1	1	0	0	$V_2$	$2V_{PN}/3$
0	0	1	1	0	0	$V_3$	$V_{PN}/3$
1	1	1	1	1	1	$V_7$	$V_{PN}$
1	1	0	1	0	0	$V_8$	$V_{PN}/2$
0	1	1	1	0	0	$V_9$	$V_{PN}/2$
0	0	1	1	0	1	$V_{10}$	$V_{PN}/2$
0	1	0	1	0	1	$V_{14}$	$V_{PN}/2$
0	1	0	0	0	0	$V_{15}$	$V_{PN}/6$
1	1	0	1	0	1	$V_{15}$	$2V_{PN}/3$
0	1	0	1	0	0	$V_{16}$	$V_{PN}/3$
1	1	1	1	0	1	$V_{16}$	$5V_{PN}/6$
0	0	0	1	0	0	$V_{17}$	$V_{PN}/6$
0	1	1	1	0	1	$V_{17}$	$2V_{PN}/3$

Contudo, quando o número de níveis aumenta, os estados redundantes das chaves e a complexidade na seleção dos vetores aumentam. Os três vetores adjacentes podem sintetizar o vetor tensão de referência por meio do cálculo dos seus tempos de aplicação:

$$V_{ref} = \frac{T_j \cdot V_j + T_{j+1} \cdot V_{j+1} + T_{j+2} \cdot V_{j+2}}{T}, \quad (3.11)$$

onde  $V_{ref}$  é a tensão de referência,  $V_j$ ,  $V_{j+1}$  e  $V_{j+2}$  são os três vetores mais próximos da tensão de referência,  $T_j$ ,  $T_{j+1}$  e  $T_{j+2}$  são os tempos de aplicação dos vetores  $V_j$ ,  $V_{j+1}$  e  $V_{j+2}$ , respectivamente e  $T$  ( $T = T_j + T_{j+1} + T_{j+2}$ ) é o tempo total de aplicação dos vetores.

A Fig. 3.31 mostra como é dividido cada setor para conversores de três níveis, onde  $V_L$  representa os vetores grandes,  $V_M$  representa o vetor médio,  $V_S$  representa os vetores pequenos e  $V_0$  representa os vetores nulos.

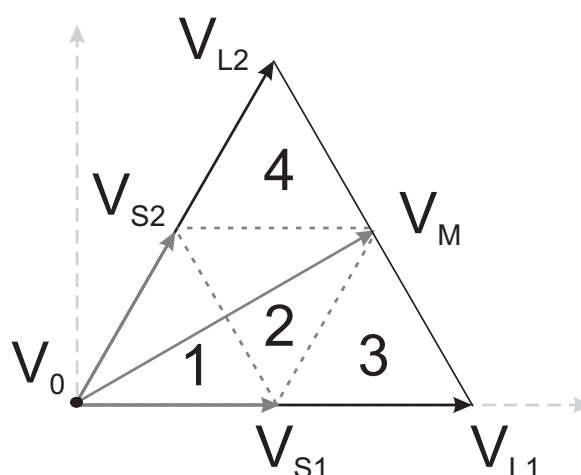


Figura 3.31: Diagrama do espaço vetorial para o setor I na técnica NTV.

Como pode ser visto na Fig. 3.31 um setor se divide em 4 setores menores, aqui chamado de subsetores. Cada subsetor possui três vetores localizados no vértice do triângulo que o limita. A Tabela 3.6 abaixo mostra quais os vetores que pertencem a cada subsetor:

Tabela 3.6: Relação entre vetores e subsetores.

Subsetor	Vetores
1	$V_0, V_{S1}$ e $V_{S2}$
2	$V_M, V_{S1}$ e $V_{S2}$
3	$V_M, V_{S1}$ e $V_{L1}$
4	$V_M, V_{S2}$ e $V_{L2}$

### 3.8.2 Modulação com os Três Vetores Virtuais mais Próximos da Referência

Como visto em [42], a corrente média no ponto central do barramento CC em um período de chaveamento deve ser zero para evitar uma variação na tensão deste ponto. Para isso, deve-se usar uma combinação apropriada dos estados de chaveamento dos vetores pequenos a fim de atingir esse objetivo. Contudo, isso só é possível quando o índice de modulação é baixo quando se trabalha com baixo fator de potência. Isso acontece devido ao fato de que a corrente no ponto central introduzida pelos vetores médios é insuficiente para compensar as correntes introduzidas pelos vetores pequenos. Uma possibilidade para diminuir este problema é a técnica que utiliza os três vetores virtuais mais próximos (NTVSV - *Nearest*





três níveis. A técnica proposta consiste em usar apenas os vetores médios e o vetor nulo  $V_{14}$  para compor o vetor tensão de referência (*two medium vector and one zero PWM - 2MV1Z*). A Fig. 3.34 mostra o espaço vetorial utilizado os vetores médios mais próximos e um vetor nulo. Portanto, na região entre os vetores  $V_8$  e  $V_9$ , os vetores  $V_8$ ,  $V_9$  e  $V_{14}$  são usados. Contudo, a tensão de referência  $V_{ref}$  pode assumir qualquer valor entre 0 e  $\frac{V_{PN}}{2}$  devido à utilização do vetor nulo.

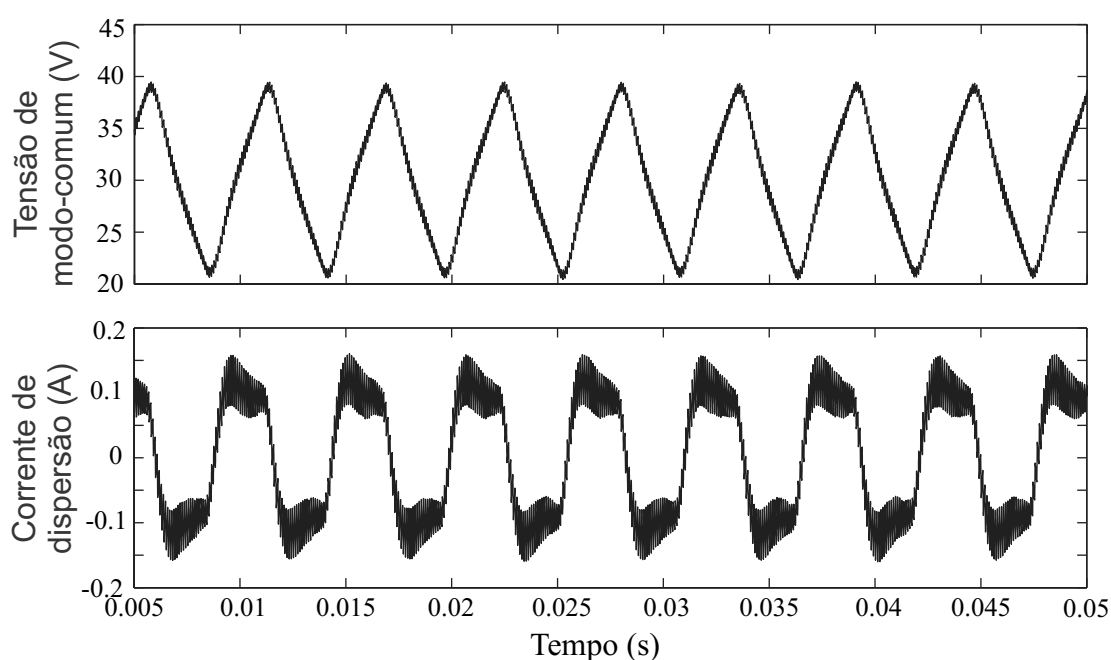


Figura 3.33: Resultados simulados da tensão e corrente de dispersão usando o NTVSV.

Outra opção é usar sempre os três vetores médios mais próximos para compor a tensão de referência  $V_{ref}$  (*Médium Vector 60 - 3MV60*). Considerando a região I, os vetores  $V_8$ ,  $V_9$  e  $V_{10}$  seriam usados neste caso. De qualquer forma, a tensão de modo comum sempre assume o mesmo valor  $V_{PN}/2$ . A Fig. 3.35 mostra o espaço vetorial utilizado para os vetores médios defasados de  $60^\circ$ .

Para inversores de três níveis, o PWM proposto pode ser aplicado com uma amplitude máxima da tensão de fase igual a  $V_{PN}/2$ , resultando em 86,6% da amplitude das tensões que podem ser obtidas com o SVPWM ( $V_{PN}/\sqrt{3}$ ). Portanto, usar o PWM proposto para inversores de três níveis garante correntes de dispersão muito baixas com um ganho de 50% na amplitude das tensões em relação aos inversores de dois níveis que usam a técnica

proposta (Equação 3.12).

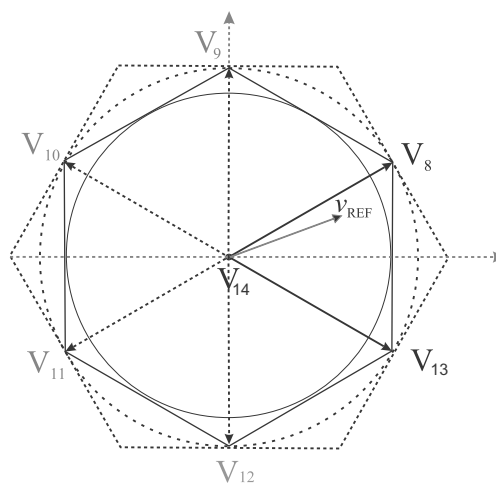


Figura 3.34: Espaço vetorial utilizando os vetores médios mais próximos da referência e o vetor nulo.

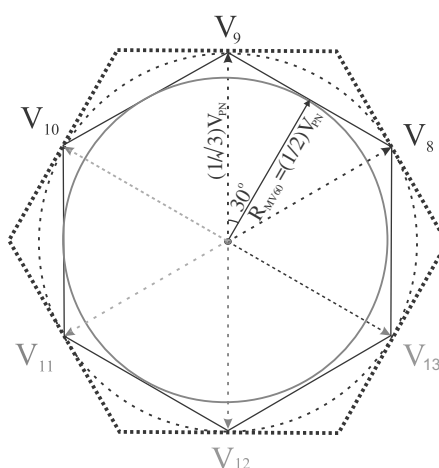


Figura 3.35: Espaço vetorial utilizando os vetores médios defasados de \$60^\circ\$.

$$R_{MV60} = \frac{V_{PN} \cos 30}{\sqrt{3}} = \frac{V_{PN}}{2}. \quad (3.12)$$

É importante mencionar que aumentando o número de níveis com o PWM proposto a máxima amplitude de tensão também aumenta, mas o maior ganho ocorre quando existe a mudança de dois para três níveis. Existem outras combinações que garantem uma tensão de modo comum constante usando vetores grandes e pequenos, mas neste caso a máxima amplitude das tensões de saída será menor que a máxima amplitude das tensões usando a técnica com vetores médios se tensões de fase senoidais são desejadas. Os resultados

na Fig. 3.36 mostram que apenas usando o PWM proposto, os inversores NPC de três níveis são adequados de acordo com as normas internacionais [43] para sistemas PV sem transformador.

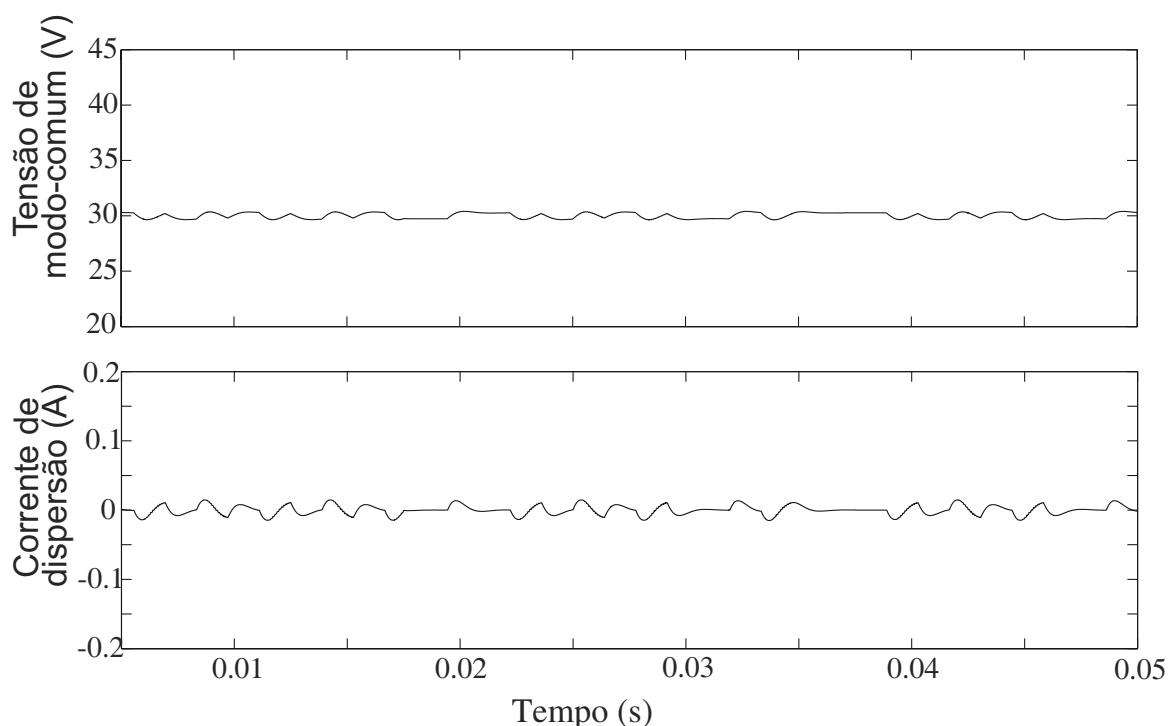


Figura 3.36: Resultados simulados da tensão e corrente de dispersão usando o PWM proposto (vetores médios e nulo).

A sintetização mínima da amplitude da tensão para esta configuração não pode ser nula devido aos tempos de aplicação dos pulsos nas chaves respeitar um período de chaveamento  $T_s$  constante. Dessa forma, não é possível distribuir o tempo dos vetores para uma tensão de referencia menor que  $\frac{V_{PN}}{2\sqrt{3}}$ , que apresenta o tempo total de aplicação dos pulsos igualmente dividido entre os vetores extremos ( $V_{12}$  e  $V_8$  para o primeiro setor do 3MV60). Quando a tensão de referencia é menor, tempos de aplicação de pulsos negativos aparecerão, como pode ser visto na Fig. 3.37, para um  $m = 0,4$ . Então para resolver este problema, uma nova configuração foi criada, substituindo o vetor intermediário pelo seu complementar formando o padrão dos três vetores médios defasados de  $120^\circ$  (3MV120). Neste padrão, mostrado na Fig. 3.38, a tensão máxima que se pode sintetizar é igual a metade da total obtida pelo 3MV60. A união do 3MV60 com o 3MV120 é chamada de 3MV e permite que toda a região

do plano vetorial utilizando vetores médios seja usado de forma correta.

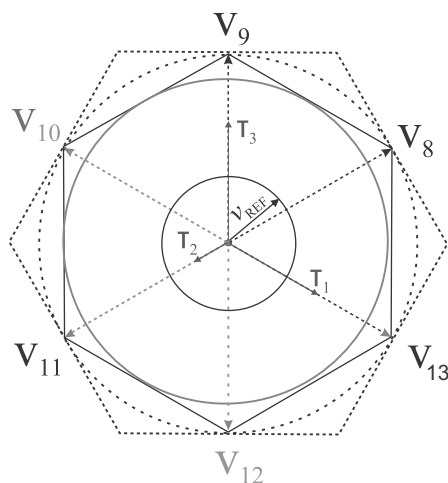


Figura 3.37: Representação dos tempos de aplicação dos vetores (em cinza escuro) para a técnica 3MV60, com  $m = 0,4$  e  $\theta = 40^\circ$ .

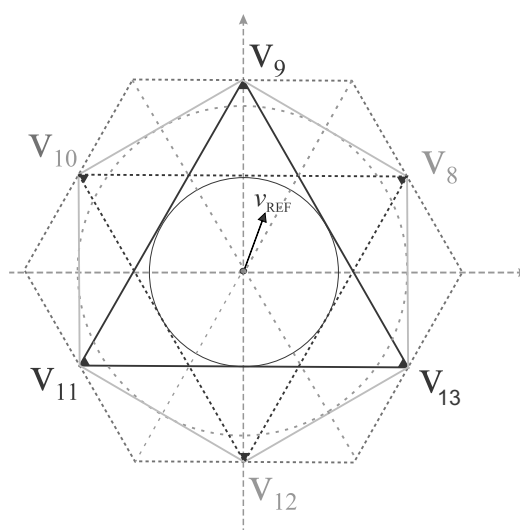


Figura 3.38: Espaço vetorial utilizando os vetores médios defasados de  $120^\circ$ .

### 3.9 Comparação de Inversores Trifásicos sem Transformador

Nesta seção, os inversores trifásicos sem transformador são comparados. A comparação é baseada no número de chaves e diodos auxiliares, tensão nominal dos dispositivos, máxima amplitude das tensões de saída, tensões de modo-comum e correntes de dispersão. A comparação é mostrada na Tabela 3.7. Em termos de dispositivos de potência, pode ser

dito que o inversor NPC de três níveis precisa do dobro de chaves e seis diodos extras em relação ao inversor em ponte completa de dois níveis. Entretanto, as chaves do inversor NPC têm metade da tensão nominal quando comparado ao inversor em ponte completa. Usando o PWM proposto para o inversor NPC de três níveis garante-se um ganho de 50% da máxima amplitude de tensão em relação ao inversor em ponte completa. Portanto, como o aspecto mais importante para sistemas PV sem transformador é a corrente de dispersão, os inversores ponte completa e NPC só são adequados quando as técnicas propostas são aplicadas. Usando SVPWM, as tensões nos terminais dos módulos PV variam em diferentes níveis com a frequência de chaveamento, gerando altas correntes de dispersão.

Tabela 3.7: Comparação de inversores trifásicos sem transformadores

Topologias Modulação Parametros	Ponte completa		NPC	
	SVPWM	Proposto	SVPWM	Proposto
<b>Chaves</b>	6	6	12	12
<b>Diodos de By-pass</b>	0	0	6	6
<b>Tensão nas chaves</b>	$V_{PN}$	$V_{PN}$	$\frac{V_{PN}}{2}$	$\frac{V_{PN}}{2}$
<b>Amplitude da tensão</b>	$\frac{V_{PN}}{\sqrt{3}}$	$\frac{V_{PN}}{3}$	$\frac{V_{PN}}{\sqrt{3}}$	$\frac{V_{PN}}{2}$
<b>Tensão de modo comum</b>	variável	constante	variável	constante
<b>Corrente de dispersão</b>	alta	baixa	alta	baixa

A busca por inversores PV com maior eficiência resultou em uma grande variedade de novas topologias sem transformador derivadas do inversor em ponte completa. Para sistemas trifásicos, a tendência é usar três inversores monofásicos controlados independentemente, como por exemplo 3xH5. Portanto, estas estruturas precisam ser comparadas com a estrutura NPC com vetores médios proposta neste trabalho.

### 3.10 Conclusão

Nesse capítulo, a corrente de dispersão em sistemas PV trifásicos sem transformador conectados à rede elétrica foi estudada. Sem transformador, a capacitância parasita dos módulos pode permitir a circulação de uma corrente de dispersão em níveis acima do

permitido em normas internacionais. Novas técnicas de modulação desenvolvidas para uso em sistemas PV sem transformador conectados à rede elétrica trifásica foram propostas. As técnicas garantem tensão de modo-comum constante, melhorando o comportamento dos inversores em ponte completa e com ponto neutro grampeado em termos da corrente de dispersão sem qualquer circuito adicional. O comportamento das técnicas propostas foi validado com o protótipo de um inversor em ponte completa. Usar a modulação proposta para inversores de três níveis garante correntes de dispersão muito baixas com um ganho de 50% na máxima amplitude das tensões de saída em relação aos inversores em ponte completa (dois níveis) que usam a modulação proposta. Portanto, a técnica proposta é especialmente adequada se inversores com ponto neutro grampeado de três níveis são usados. Por isso, no próximo capítulo é feito um estudo sobre a implementação do sistema PV usando a topologia com ponto neutro grampeado sendo controlada pela técnica de modulação proposta.

# 4

## CONTROLE DO SISTEMA FOTOVOLTAICO

O controle das tensões dos capacitores no inversor NPC é uma das tarefas mais importantes a ser realizada e o balanceamento das tensões depende das correntes injetadas no ponto central [39]. Essas correntes são resultantes do processo de modulação e das componentes de fase das correntes, o que pode incluir componentes CC ou harmônicos. As correntes com harmônicos geram *ripple* no ponto central e a amplitude pode ser caracterizada em função dos capacitores do barramento CC. Em geral, as técnicas de modulação tentam balancear as tensões por meio do controle a partir da redundância de vetores pequenos [42] ou pela adição de sequência zero. Algumas dessas técnicas também abordam o problema do pulso de curta duração para o disparo das chaves ou minimizam as perdas de chaveamento. Dois problemas distintos associados à tensão do ponto central dos inversores NPC de três níveis podem ser identificados:

1. Com índices de modulação elevados, um *ripple* de baixa frequência (três vezes a frequência da fundamental) ocorre na tensão do ponto central. Embora as técnicas de balanceamento possam ser usadas para reduzir este *ripple*, existem limitações na quantidade máxima de redução. Este problema parece ser inerente à topologia.
2. O desequilíbrio na tensão do ponto central pode aparecer devido a uma variedade de fatores que incluem imperfeições dos componentes, transitórios e desequilíbrios. Embora as tensões do barramento CC sejam estáveis, mesmo que a corrente média do

ponto central seja nula, isto não garante que as duas tensões do barramento CC sejam iguais.

O segundo problema, balaceamento das tensões, é estudado neste capítulo. No inversor NPC o problema de desbalanceamento das tensões dos capacitores do barramento existe. Para resolver esse problema várias técnicas PWM foram propostas na literatura [39][42]-[48], eliminando assim a necessidade de aumentar a capacitância do barramento CC para minimizar a oscilação de tensão. Dentre as técnicas propostas na literatura, a modulação que baseia-se na técnica dos três vetores virtuais mais próximos (NTVSV) da referência é capaz de controlar a corrente do ponto central para índices de modulação elevados e baixo fator de potência [44]. Essa técnica foi usada para obter um ajuste ótimo dos módulos PV pelo uso de um MPPT para cada arranjo PV composto de quatro módulos em série [22]. No total, foram empregados doze módulos em um inversor NPC de três níveis. Entretanto, neste sistema há a necessidade do uso de transformador, levando geralmente a maiores custo, tamanho e peso do que os sistemas sem transformador. Portanto, neste capítulo o inversor NPC usando a técnica dos vetores médios é comparado com o inversor NPC usando a técnica NTVSV, sendo que ambos são controlados de forma a obter o melhor aproveitamento dos módulos PV.

#### **4.1 Modulação com os Três Vetores Virtuais mais Próximos da Referência**

O inversor NPC trifásico de três níveis (Fig. 4.1) tem 27 estados de chaveamento ( $C_i$ , onde  $i = a, b, c$ ) correspondendo a todas as combinações de conexões de cada fase para um ponto no barramento (Tabela 4.1).

Os estados de chaveamento definem 19 vetores: vetor nulo (três estados possíveis), seis vetores pequenos (cada um com dois estados possíveis), seis vetores médios e seis vetores grandes.



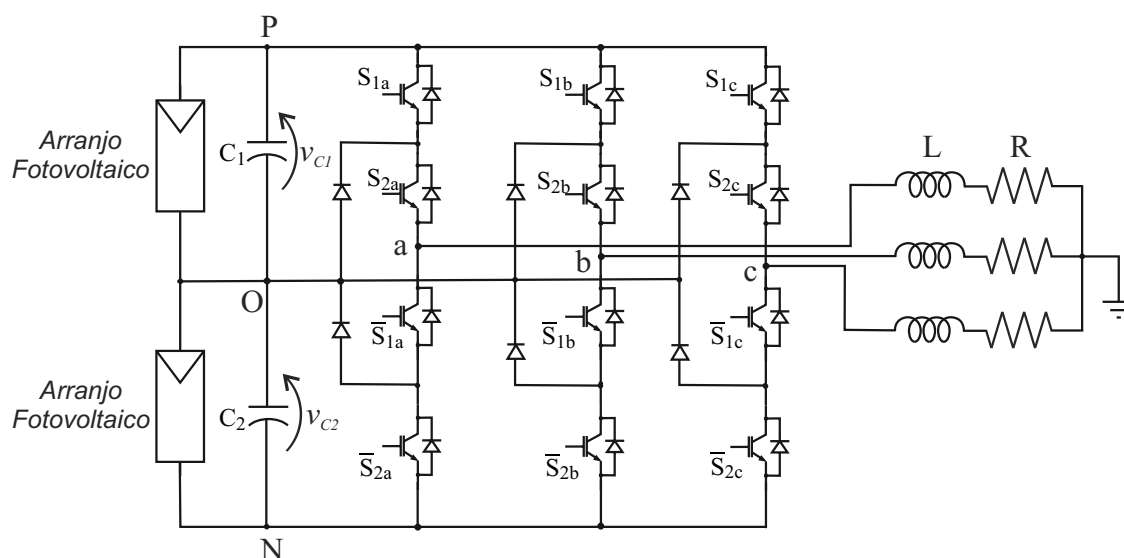


Figura 4.1: Inversor trifásico NPC de três níveis conectado a uma carga RL.

Tabela 4.1: Princípio de funcionamento do inversor de três níveis

$C_i$	$S_{1i}$	$S_{2i}$	$\bar{S}_{1i}$	$\bar{S}_{2i}$	$V_{io}$
1	1	1	0	0	$\frac{V_{dc}}{2}$
0	0	1	1	0	0
-1	0	0	1	1	$-\frac{V_{dc}}{2}$

No PWM convencional, o vetor tensão de referência ( $V_{ref} = m \cdot e^{i\theta}$ ) é sintetizado em cada período de chaveamento ( $T_s$ ) pela sequência dos três vetores mais próximos. Por exemplo, se  $V_{ref}$  está no setor I e no subsetor 3 (Fig. 4.2), então os três vetores mais próximos serão  $V_{S1}$ ,  $V_{L1}$  e  $V_M$ , ou ainda, se  $V_{ref}$  estiver no subsetor 2, os três vetores mais próximos seriam  $V_{S1}$ ,  $V_{S2}$  e  $V_M$ . Por analogia, pode-se achar os três vetores mais próximos de cada subsetor, notando-se que os três vetores mais próximos são sempre os vértices do triângulo de cada subsetor. Contudo, nem todos os vetores afetam a tensão do ponto central (ponto  $o$ ). Os vetores grandes não afetam o balanceamento da tensão, pois eles conectam as correntes de fase à parte positiva (ponto  $p$ ) ou negativa (ponto  $n$ ) do barramento CC e assim o ponto  $o$  não é afetado. Os vetores médios conectam uma das correntes de fase ao ponto central, fazendo com que a variação do potencial deste ponto dependa em parte das condições de carga. Assim, eles são responsáveis pelo desbalanceamento do ponto central.

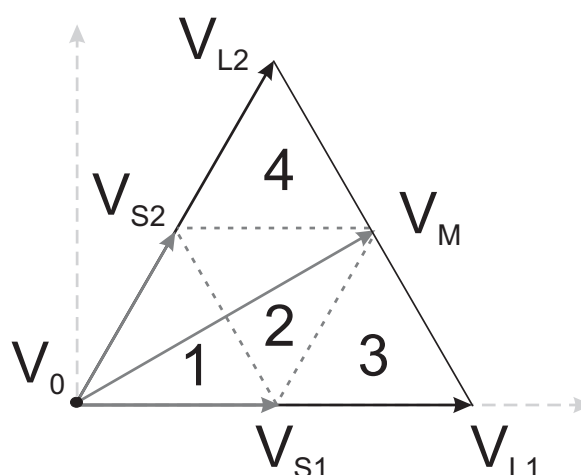


Figura 4.2: Setor da técnica SVPWM.

Os vetores pequenos vêm em pares e cada par gera a mesma tensão fase-fase. Um vetor pequeno que conecte correntes de uma fase ao ponto central sem mudar o sinal da corrente é referido como um vetor pequeno positivo. O outro vetor pequeno, conectando a corrente de fase com sinal negativo é chamado de vetor pequeno negativo. A maioria dos esquemas de balanceamento da tensão do ponto central usa a modulação vetorial, contando com algumas manipulações dos pares de vetores pequenos, onde a duração relativa dos vetores pequenos positivos e negativos é usualmente ajustada com o propósito de compensar o erro no ponto central. Sempre que um vetor pode ser gerado por um ou mais estados de chaveamento, uma seleção adicional de estados de chaveamento ou uma combinação dos estados de chaveamento tem que ser feita. Isto serve para os vetores pequenos e nulos.

Como é visto em [42], a corrente média  $i_o$  em um período  $T_s$  deve ser zero para evitar uma variação na tensão do ponto central. Para isso, deve-se usar uma combinação apropriada dos estados de chaveamento dos vetores pequenos a fim de atingir esse objetivo. Contudo, para baixo fator de potência geralmente isso só é possível quando o índice de modulação ( $m$ ) é pequeno. Isso acontece devido ao fato da corrente para o ponto central introduzida pelos vetores médios ser insuficiente para compensar as correntes introduzidas pelos vetores pequenos. Para executar o controle completo da tensão do ponto central, um ajuste dos novos vetores virtuais é definido como uma combinação linear dos vetores correspondentes para certos estados de chaveamento [22]. O diagrama dos novos vetores virtuais ( $V_{Z0}$ ,  $V_{ZSi}$ ,

$V_{ZM}$  e  $V_{ZLi}$ ) é mostrado na Fig. 4.3.

O controle da tensão do ponto central é feito a partir das seguintes considerações:

1.  $V_{Z0}$  é obtido a partir do vetor nulo  $V_0$ , tendo  $i_o$  igual a zero;
2.  $V_{ZSi}$  são obtidos de uma combinação de dois estados de chaveamento, tendo o mesmo  $i_o$ , mas de sinal oposto. Por exemplo, se o vetor  $V_{ZS1}$  é selecionado por um período  $\Delta t$ , os estados de chaveamento  $[0 \ -1 \ -1]$  e  $[1 \ 0 \ 0]$  serão ativos por  $(\frac{\Delta t}{2})$  cada. Portanto, o  $i_o$  médio em um  $\Delta t$  será  $\frac{(1/2) \cdot \Delta t \cdot i_a + (1/2) \cdot \Delta t \cdot (-i_a)}{\Delta t} = 0$ ;
3.  $V_{ZMi}$  são obtidos da combinação equivalente de três estados de chaveamento, tendo  $i_o$  composto por  $i_a + i_b + i_c = 0$ . Por exemplo, se o vetor  $V_{ZM1}$  é selecionado por um período de tempo  $\Delta t$ , os estados de chaveamento  $[0 \ -1 \ -1]$ ,  $[1 \ 0 \ -1]$  e  $[1 \ 1 \ 0]$  serão ativos por  $\frac{\Delta t}{3}$  cada. Portanto,  $i_o$  médio em um  $\Delta t$  será  $\frac{(1/3) \cdot \Delta t \cdot i_a + (1/3) \cdot \Delta t \cdot i_b + (1/3) \cdot \Delta t \cdot i_c}{\Delta t} = 0$ ;
4.  $V_{ZLi}$  são obtidos dos estados de chaveamento que definem  $V_{Li}$ , tendo todos  $i_o$  igual a zero.

A síntese do vetor de referência a cada  $T_s$  é realizada usando os três vetores virtuais mais próximos. Isso define cinco pequenas regiões triangulares no diagrama da Fig. 4.3. A Tabela 4.2 especifica os vetores virtuais selecionados nos subsetores (1 a 5) onde  $V_{ref}$  se encontra.

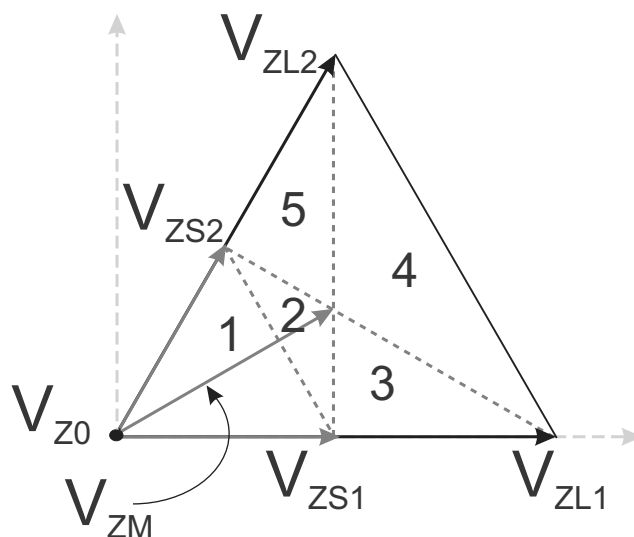


Figura 4.3: Diagrama do espaço vetorial virtual para o setor I.

Tabela 4.2: Seleção de vetores para cada região

Região	VSV selecionados
1	$V_{Z0}, V_{ZS1}, V_{ZS2}$
2	$V_{ZS1}, V_{ZS2}, V_{ZM}$
3	$V_{ZS1}, V_{ZM}, V_{ZL1}$
4	$V_{ZL1}, V_{ZM}, V_{ZL2}$
5	$V_{ZS2}, V_{ZM}, V_{ZL2}$

A razão de trabalho de cada vetor selecionado em cada  $T_s$  é calculado como segue:

$$\overrightarrow{V_{ref}} = d_{VV1} \cdot \overrightarrow{VV_1} + d_{VV2} \cdot \overrightarrow{VV_2} + d_{VV3} \cdot \overrightarrow{VV_3} \quad (4.1)$$

$$d_{VV1} + d_{VV2} + d_{VV3} = 1, \quad (4.2)$$

$$0 \leq d_{VVj} \leq 1$$

onde  $VV_j$  corresponde ao  $j$ -ésimo vetor virtual selecionado ( $j = 1, 2, 3$ ).

As razões correspondentes aos diferentes estados de chaveamento podem então ser calculadas. Para o primeiro sextante:

$$\begin{aligned} d_{ooo} &= d_{VZ0} \\ d_{ppm} &= d_{VZL2} \\ d_{poo} &= \frac{d_{VZS1}}{2} \\ d_{pon} &= \frac{d_{VZM}}{3} \\ d_{oon} &= \frac{d_{VZS2}}{2} \\ d_{onn} &= \frac{d_{VZS1}}{2} + \frac{d_{VZM}}{3} \\ d_{pmn} &= d_{VZL1} \\ d_{ppo} &= \frac{d_{VZS2}}{2} + \frac{d_{VZM}}{3}, \end{aligned} \quad (4.3)$$

onde  $d_{xyz}$  significa a razão do tempo de aplicação em que a fase  $a$  está conectada ao ponto  $x$  do barramento, a fase  $b$  está conectada ao ponto  $y$  do barramento e a fase  $c$  está conectada ao ponto  $z$  do barramento.

Na prática a implementação dessa técnica de modulação requer apenas o cálculo independente das razões  $d_{ap}$ ,  $d_{bp}$ ,  $d_{cp}$ ,  $d_{an}$ ,  $d_{bn}$  e  $d_{cn}$  como a soma das razões apropriadas calculadas em (4.3). Para o primeiro sextante,  $d_{ap}$  é calculado como segue:

$$d_{ap} = d_{poo} + d_{pnn} + d_{ppn} + d_{pon} + d_{ppo}. \quad (4.4)$$

Foi mostrado em [44] que o padrão de  $d_{ap}$  pode ser escrito como:

$$\begin{aligned} 0 &\leq \theta < \frac{2\pi}{3} \rightarrow d_{ap} = m \cdot \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \\ \frac{2\pi}{3} &\leq \theta < \frac{4\pi}{3} \rightarrow d_{ap} = 0 \\ \frac{4\pi}{3} &\leq \theta < 2\pi \rightarrow d_{ap} = m \cdot \cos\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right). \end{aligned} \quad (4.5)$$

$$(4.6)$$

A expressão para  $d_{an}$  é a mesma de  $d_{ap}$ , mas deslocada de  $180^\circ$ . As expressões para as fases  $b$  e  $c$  são similares, mas deslocadas de  $120^\circ$  e  $240^\circ$ , respectivamente.

É importante destacar que os vetores virtuais pequenos ( $V_{ZS}$ ), médios ( $V_{ZM}$ ) e grandes ( $V_{ZL}$ ) possuem as seguintes amplitudes:

$$\begin{aligned} V_{ZS} &= \frac{V_{PN}}{\sqrt{3}} \\ V_{ZM} &= \frac{2 \cdot V_{PN}}{3} \\ V_{ZL} &= \frac{V_{PN}}{3} \end{aligned}$$

## 4.2 Balanceamento das Tensões do Barramento

Um dos problemas em inversores NPC é o balanceamento das tensões dos capacitores do barramento. Muitos estudos tentaram resolver o problema de balanceamento do inversor NPC trifásico e esses estudos concluíram que, para índices de modulação elevados ( $m = V_{LL1}/V_{dc}$ , onde  $V_{LL1}$  é o pico da tensão fase-fase de saída da frequência fundamental e  $m \in [0,1]$  para a região linear), o balanceamento não é possível a menos que um hardware adicional seja usado, especialmente quando o número de níveis aumenta. Os limites para

funcionamento da tensão balanceada dos capacitores dos inversores NPC foram definidos em [49]. Em [50] foi desenvolvido um controle em malha fechada capaz de garantir o balanceamento dos capacitores para inversores multiníveis para todas as condições de funcionamento sem a necessidade de um hardware adicional. Neste trabalho, é feito este estudo para o inversor NPC de três níveis.

As fases  $a$ ,  $b$  e  $c$  são conectadas a um dos pontos do barramento ( $n$ ,  $o$ ,  $p$ ) durante o chaveamento. A condição de balanceamento dos capacitores é:

$$v_{C1} = v_{C2}. \quad (4.7)$$

A corrente  $i_o$  é que faz o papel do balanceamento dos capacitores. Parte dessa corrente flui para o capacitor superior e outra parte vai para o capacitor inferior do barramento CC (Fig. 4.1). Isso causa variação das tensões parciais do barramento CC:

$$dv_{C1} = -dv_{C2} = \frac{1}{2 \cdot C} \cdot i_o \cdot dt. \quad (4.8)$$

Graças a essa propriedade, pode-se extrair/injetar a corrente  $i_o$  para forçar que as tensões parciais associadas ao barramento CC alcancem a condição desejada (4.7).

A Figura 4.4 mostra a estrutura do controle do balanceamento com malha fechada. As tensões dos capacitores do barramento são medidas e a diferença de tensão entre elas é subtraída da diferença das tensões de referência. Essa diferença segue para um PI, dando origem ao desbalanceamento correspondente ( $p_o$ ). A variável  $p_o$  indica que o controle requer um esforço para extrair ou injetar corrente no ponto central ( $i_o$ ) do barramento com o intuito de balancear as tensões. Essa informação junto com o índice de modulação  $m$  e o ângulo  $\theta$  geram razões de trabalho da conexão dos diferentes níveis do barramento. A variável  $d_{xo}$  é chamada de razão da fase  $x$  para o ponto central do barramento, onde  $x \in a, b, c$  e os valores das razões podem ser obtidas com qualquer base de modulação como uma função de  $m$  e  $\theta$ . As razões  $d_{ap}$  e  $d_{an}$  são mostradas na Fig. 4.5 com índice de modulação igual a  $m = 0,75$ , onde  $d_{an}$  é defasado de  $180^\circ$  de  $d_{ap}$ . As razões para as fases  $b$  e  $c$  são as mesmas, mas com uma defasagem de  $120^\circ$  e  $240^\circ$  respectivamente.

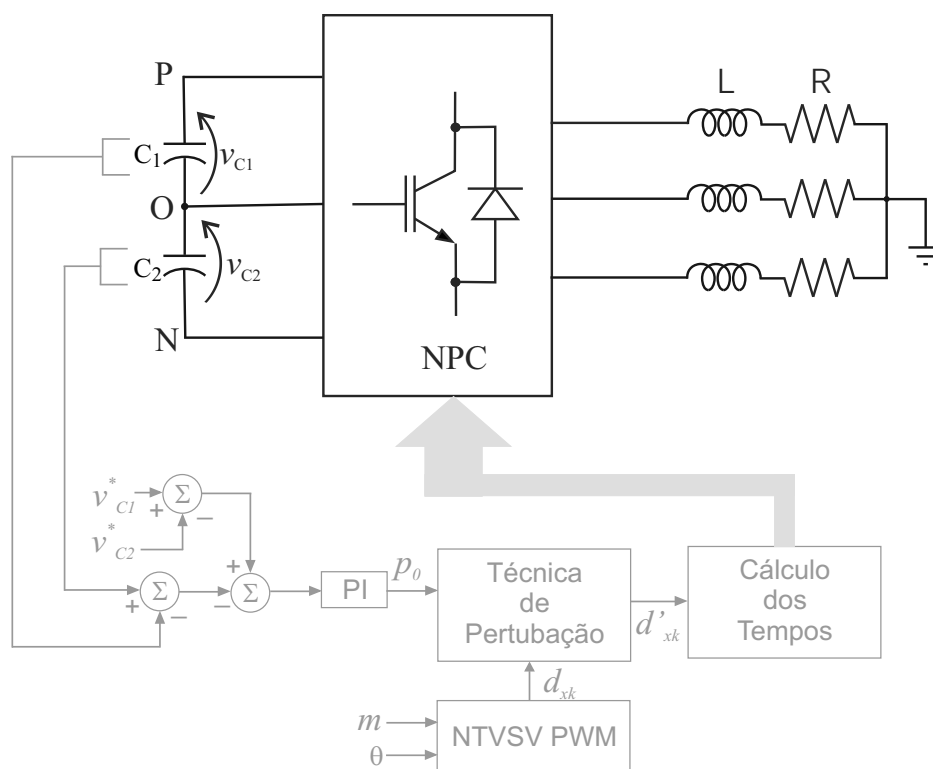


Figura 4.4: Estrutura do controle do balanceamento.

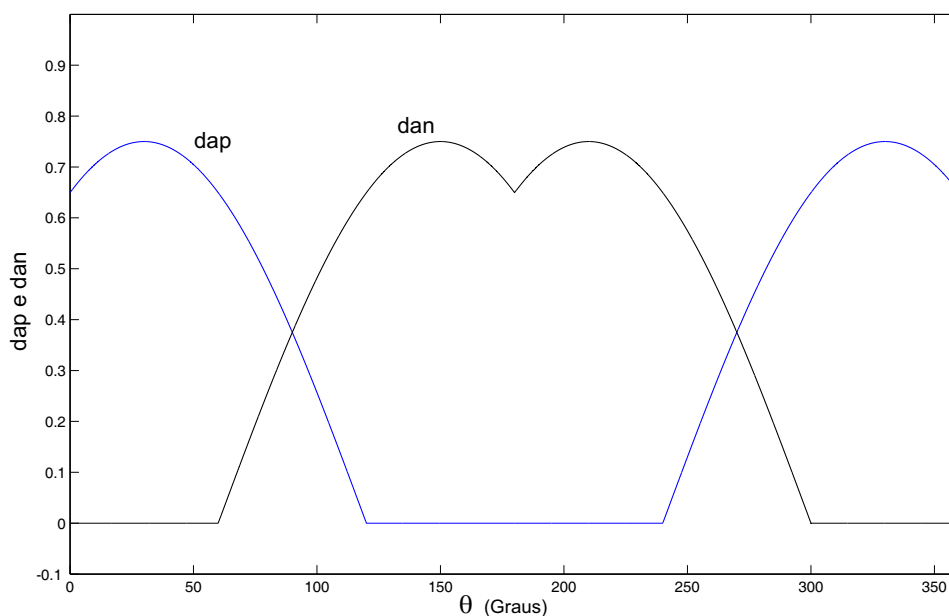


Figura 4.5:  $d_{ap}$  e  $d_{an}$  em função de  $\theta$ .

Uma corrente adicional de valor médio  $\Delta d_{x0} \cdot i_x$  é extraída ou injetada no ponto central do barramento corresponde à razão de trabalho que sofre uma perturbação para definir se a

corrente será injetada ou extraída no ponto central de acordo com a seguinte equação:

$$d'_{xo} = d_{xo} + \Delta d_{xo}. \quad (4.9)$$

Desta forma, precisa-se modificar a menor fase adicionada da razão da fase  $x$  para então verificar a condição necessária:

$$\sum_{k=1}^3 d_{xk} = 1. \quad (4.10)$$

Há vários esquemas possíveis de perturbação, mas em [50] o esquema de perturbação descrito a seguir se mostrou como o mais eficiente quando comparado aos outros dois estudados. No esquema de perturbação escolhido, a variável  $p_o$  representa um *offset* nas razões de trabalho das fases das tensões. Isso irá produzir um *offset* nas razões  $d_{xn}$ ,  $d_{xo}$  e  $d_{xp}$ . Esse sinal será aplicado dependendo da direção do fluxo de potência. O valor da potência liberada pelo conversor ( $pot$ ) pode ser estimado pela medição das correntes de fase e tensão dos capacitores e pelas informações das razões de trabalho das fases.

O fluxograma da Figura 4.6 descreve o esquema de perturbação para a fase  $x$ , assumindo que  $i_a + i_b + i_c = 0$ . Inicialmente um *offset* é produzido para perturbar as razões de trabalho, em seguida é analisado o efeito que essa perturbação causa na razões de trabalho.

Para comprovar a eficiência da técnica, uma simulação foi realizada utilizando um barramento com tensão constante de  $380V$ . A indutância da saída do inversor possui o valor de  $L = 11,4mH$  conectada em série com uma resistência de  $R = 16\Omega$ . A Fig. 4.7 mostra as tensões do capacitores do barramento controladas com o esquema de perturbação apresentado. Para provar que o controle das tensões do barramento pode ser feito para diferentes referências, as tensões de referência para os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  foram de  $200V$  e  $180V$ , respectivamente, durante metade do período de simulação. Em seguida as tensões de referência foram mudadas, com as tensões de referência dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  passando a ser  $180V$  e  $200V$ , respectivamente. As tensões medidas seguem as respectivas referências, o que mostra um bom funcionamento do controle com o esquema de perturbação apresentado.



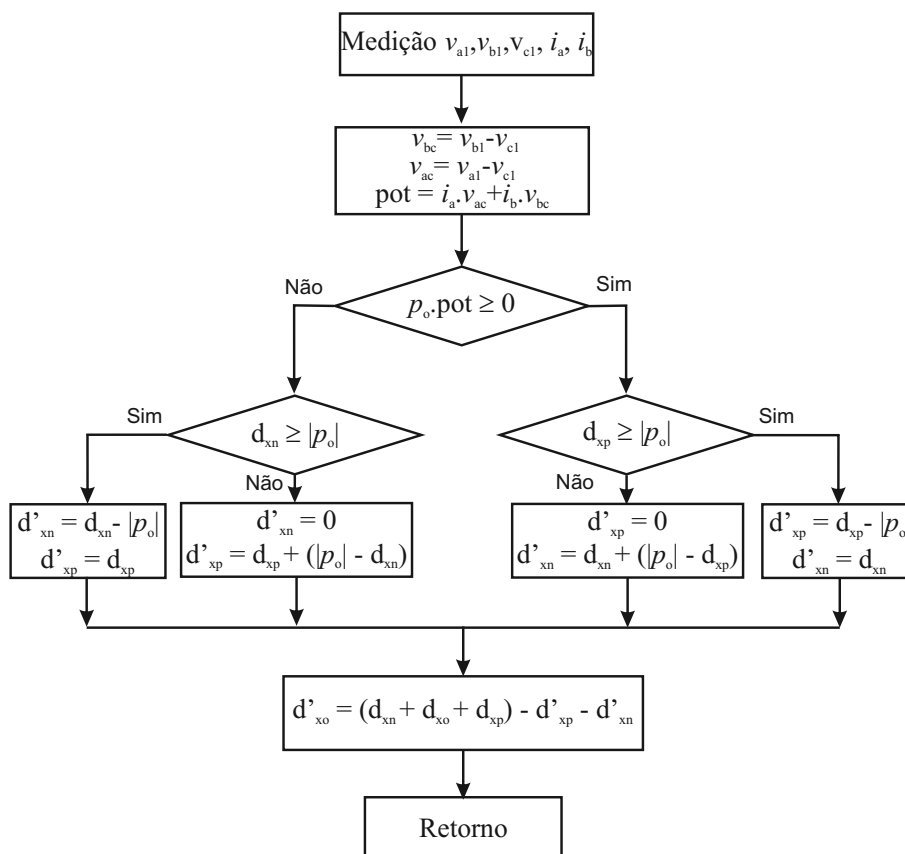


Figura 4.6: Fluxograma.

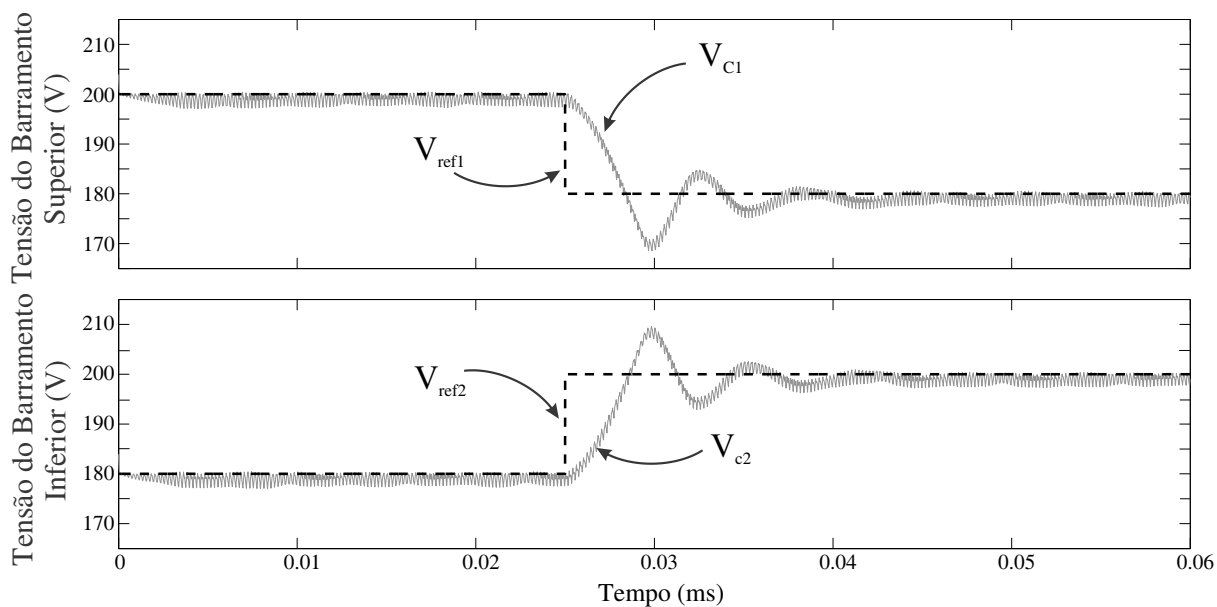


Figura 4.7: Controle das tensões individuais do barramento.

### 4.3 Módulos Fotovoltaicos

O controle independente das tensões dos capacitores pode ser realizado em sistemas PV, fazendo com que o controle de cada conjunto de módulos possua o seu próprio MPPT, melhorando a eficiência.

#### 4.3.1 Características elétricas dos módulos fotovoltaicos

O comportamento de uma célula solar pode ser descrito por elementos de circuitos elétricos. Essa alternativa é especialmente útil quando se trata de estudar o comportamento de muitas células conectadas em série e paralelo, como ocorre em um módulo fotovoltaico.

O circuito da Figura 4.8 é constituído por um diodo ideal (de corrente de saturação  $I_{sat}$  e fator de idealização  $A$ ), e por uma corrente fotogerada  $I_g$ . Este circuito tem o comportamento elétrico de igual a de uma célula solar. No modelo é mais completo, pois considera-se as resistências em série ( $R_S$ ) e em paralelo ( $R_P$ ) [51].

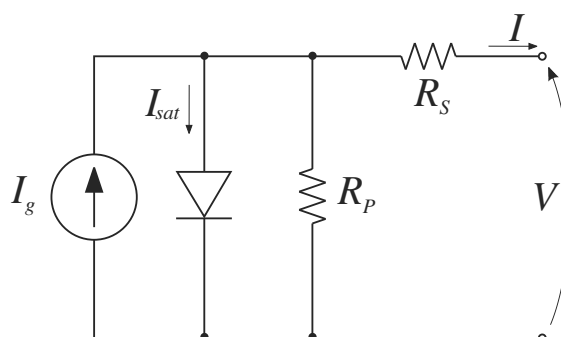


Figura 4.8: Circuito equivalente de uma célula solar.

A resistência em série encontra-se, na realidade, distribuída na superfície e contatos metálicos da célula. A resistência em paralelo é idealmente infinita, porém para células reais, eventuais defeitos na junção, imperfeições dos cristais e correntes de fuga a tornam finita.

Desta forma, considerando as resistências, a célula solar será representada da seguinte

forma [52]:

$$I = I_g - I_{sat} \cdot \left[ \exp \frac{q \cdot (V + I \cdot R_S)}{A \cdot k \cdot T} - 1 \right] - \frac{V + I \cdot R_S}{R_P}, \quad (4.11)$$

onde:

- V - Tensão de saída da célula solar;
- I - Corrente de saída da célula solar;
- $I_g$  - Corrente de fotogeração;
- $I_{sat}$  - Corrente reversa de saturação;
- q - Carga do elétron;
- A - Fator ideal da junção p-n;
- k - Constante de Boltzmann;
- T - Temperatura (K);
- $R_S$  - Resistência em série;
- $R_P$  - Resistência em paralelo.

Quando a resistência em paralelo é suficientemente pequena, ela reduz a tensão de circuito aberto ( $V_{oc}$ ) e o fator de forma ( $FF$ ), sem afetar a corrente de curto-circuito ( $I_{sc}$ ) [52].  $FF$  é o quociente entre o produto da corrente ( $I_M$ ) pela tensão ( $V_M$ ) no ponto de máxima potência (MPP) e o produto de  $I_{sc}$  por  $V_{oc}$ .

$$FF = \frac{I_M \cdot V_M}{I_{sc} \cdot V_{oc}}. \quad (4.12)$$

O fator de forma ( $FF$ ) é uma grandeza que expressa o quanto a curva característica IV se aproxima de um retângulo. Quanto maior  $FF$ , maior é a potência de saída para os mesmos valores de  $I_{sc}$  e  $V_{oc}$ . Uma alta resistência em série reduz  $FF$  e  $I_{sc}$ , sem afetar  $V_{oc}$ .

### 4.3.2 Circuito simplificado de uma célula solar

Usualmente a resistência em paralelo é muito grande e a resistência em série é muito pequena [51]. Portanto, as resistências podem ser desprezadas para simplificar a análise (Figura 4.9). Neste caso, a célula solar pode ser representada de acordo com a equação a seguir [53][54][55]:

$$I = I_g - I_{sat} \left[ \exp\left(\frac{q}{A \cdot k \cdot T} V\right) - 1 \right]. \quad (4.13)$$

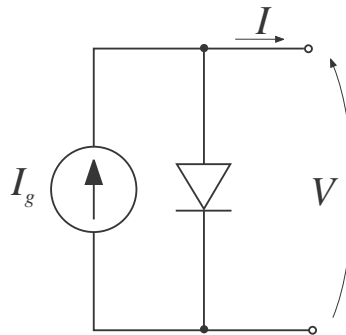


Figura 4.9: Circuito simplificado da célula solar.

As correntes  $I_g$  e  $I_{sat}$  variam com a temperatura e a irradiância de acordo com as seguintes equações [51]:

$$I_{sat} = I_{or} \cdot \left[\frac{T}{T_r}\right]^3 \cdot \exp\left(\frac{q \cdot E_g}{k \cdot A} \cdot \left[\frac{1}{T_r} - \frac{1}{T}\right]\right), \quad (4.14)$$

$$I_g = [I_{sc} + k_i \cdot (T - T_r)] \cdot \frac{S}{1000}, \quad (4.15)$$

onde:

- $T_r$  - Temperatura de referência da célula;
- $I_{or}$  - Corrente reversa de saturação a temperatura  $T_r$ ;
- $E_g$  - Energia da banda do semiconductor usado na célula;

- $k_i$  - Coeficiente de temperatura da corrente de curto-circuito;
- $S$  - Irradiância solar em  $W/m^2$ .

#### 4.3.3 Corrente de curto-circuito e tensão de circuito aberto

Como se pode observar na equação (4.13), o maior valor de corrente é obtido para a condição de curto-circuito,  $V = 0$  [52]. Assim, segundo a equação (4.13),  $I_{sc}$  é dada por:

$$I_{sc} \equiv I(V = 0) = I_g \quad (4.16)$$

Se a célula encontra-se em circuito aberto ( $I = 0$ ), ela se autopolarizará com uma certa tensão, que é a maior que se pode suportar na região de geração [52]. Assim, segundo a equação (4.13),  $V_{oc}$  é dada por:

$$V_{oc} \equiv V(I = 0) = \frac{AkT}{q} \ln\left[\frac{I_g}{I_{sat}} + 1\right] \quad (4.17)$$

Na Figura 4.10 é mostrada uma curva da corrente em função da tensão para um módulo PV.

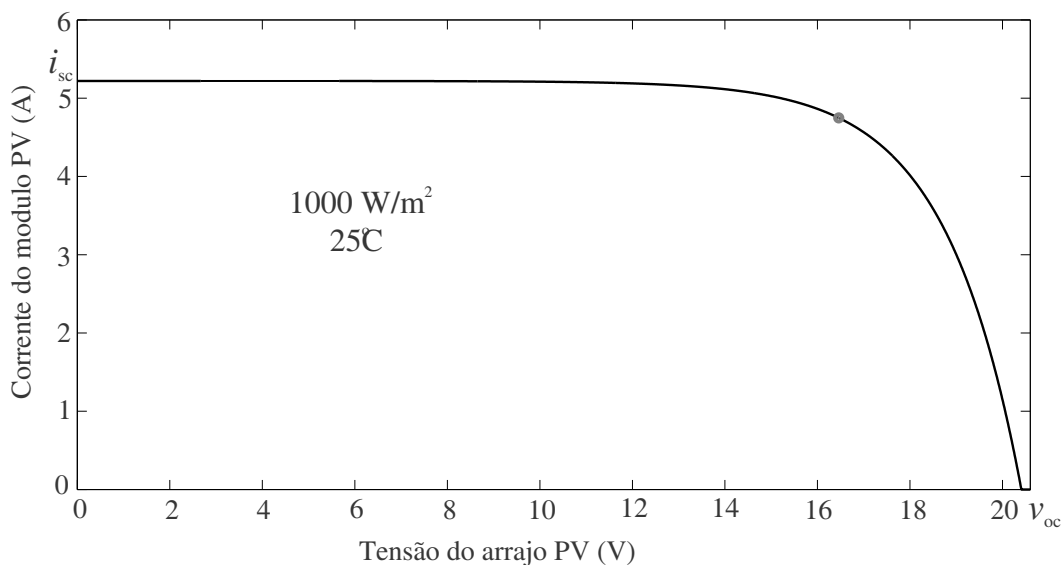


Figura 4.10: Curva da corrente em função da tensão para um módulo PV.

#### 4.3.4 Ponto de Máxima Potência

A região entre  $I_{sc}$  e  $V_{oc}$  na Figura 4.10 corresponde à região de funcionamento da célula como gerador [52]. A potência entregue a carga é dada pelo produto  $P = IV$  e existirá um ponto de funcionamento ( $I_M, V_M$ ) para o qual a potência entregue será máxima (MPP - Figura 4.11). Os valores de  $I_M$  e  $V_M$  podem ser obtidos a partir de:

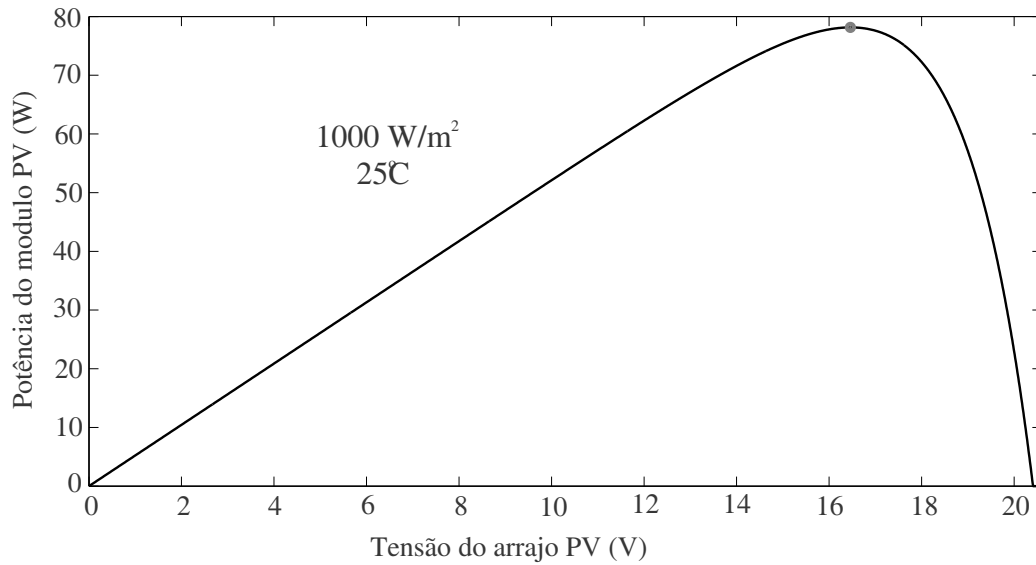


Figura 4.11: Curva da potência em função da tensão para uma célula solar.

$$\frac{dP}{dV} = 0 \quad (4.18)$$

Esta equação também pode ser escrita das seguintes formas:

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = I_M + V_M \frac{dI}{dV} = 0 \quad (4.19)$$

$$\left[ \frac{dI}{dV} \right]_M = -\frac{I_M}{V_M} \quad (4.20)$$

Esta última equação representa a condição geral do MPP e, quando aplicada a uma célula

descrita pela equação (4.13), resulta em:

$$I_M = \frac{I_g + I_{sat}}{1 + \frac{AkT}{qV_M}} \quad (4.21)$$

Para os valores usuais das células solares práticas, estas fórmulas predizem os valores de  $I_M$  próximos a  $I_g$  e valores de  $V_M$  próximos a  $V_{oc}$ . Por esta razão, o MPP se situa no topo da curva característica, como se indica na Figura 4.11.

O sistema PV estudado possui 24 módulos (2 conjuntos de 12 módulos conectados em série) podendo gerar  $1,9kW$  com uma irradiância de  $1000W/m^2$  e temperatura de  $25^\circ C$ . Cada módulo gera uma potência máxima média de  $79 W$  com tensão e corrente de  $16,5V$  e  $4,8A$ , respectivamente. Os módulos têm tensão de circuito aberto de  $20,8V$  e corrente de curto-circuito de  $5,2A$ . Essas características são mostradas nas figuras 4.10 e 4.11.

#### 4.3.5 Técnica MPPT

A técnica MPPT escolhida foi a técnica condutância incremental (Fig. 4.12) que de acordo com [5] é a melhor técnica para as diversas condições de temperatura e irradiância estudadas. Foram escolhidos o incremento ( $\Delta V$ ) de  $1.0 V$  e o tempo de amostragem de  $20 ms$  para garantir tempo suficiente da tensão seguir sua referência.

Neste método MPPT a curva característica da potência em função da tensão é usada [56]. Essa técnica diminui o problema com oscilação e é de fácil implementação. A técnica condutância incremental é largamente usada em sistemas fotovoltaicos [56][58]. A equação do MPP é:

$$\frac{dP}{dV} = 0 \quad (4.22)$$

Desta forma, de acordo com a equação (4.22), o ponto da tensão na curva do arranjo fotovoltaico pode ser ajustado para rastrear  $V_{MPP}$ . A equação (4.22) pode também ser escrita

como:

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} = 0 \quad (4.23)$$

Então, o arranjo fotovoltaico pode ser ajustado rapidamente para  $V_{MPP}$  pela medição da condutância incremental e da condutância instantânea do arranjo ( $dI/dV$  e  $I/V$ , respectivamente). Nesse método, (4.23) é usado como índice da operação do rastreamento do ponto de máxima potência. Quando  $dP/dV < 0$ , diminuir a tensão de referência força  $dP/dV$  a se aproximar de zero e quando  $dP/dV > 0$ , aumentar a tensão de referência força  $dP/dV$  a se aproximar do zero. Quando  $dP/dV = 0$ , a tensão de referência não precisa de qualquer mudança. O fluxograma é mostrado na Figura 4.12. Na técnica condutância incremental, usa-se um passo fixo ( $\Delta V$ ) para incrementar a tensão de referência.

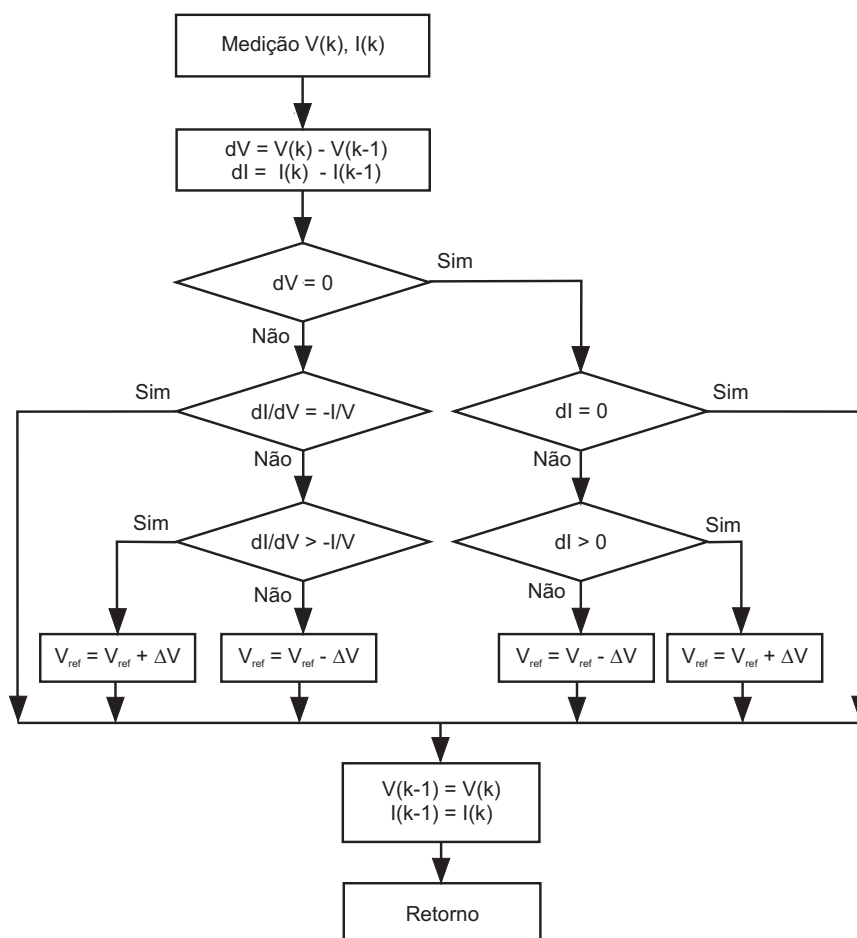


Figura 4.12: Fluxograma da técnica condutância incremental.



A Figura 4.13 mostra um exemplo da técnica condutância incremental. Quando o ponto medido está a esquerda do MPP, devemos incrementar a tensão de referência, pois  $\frac{dP}{dV} > 0$ . Assim, se este ponto estive a direita do MPP, ou seja,  $\frac{dP}{dV} < 0$ , deve-se decrementar a tensão de referência.

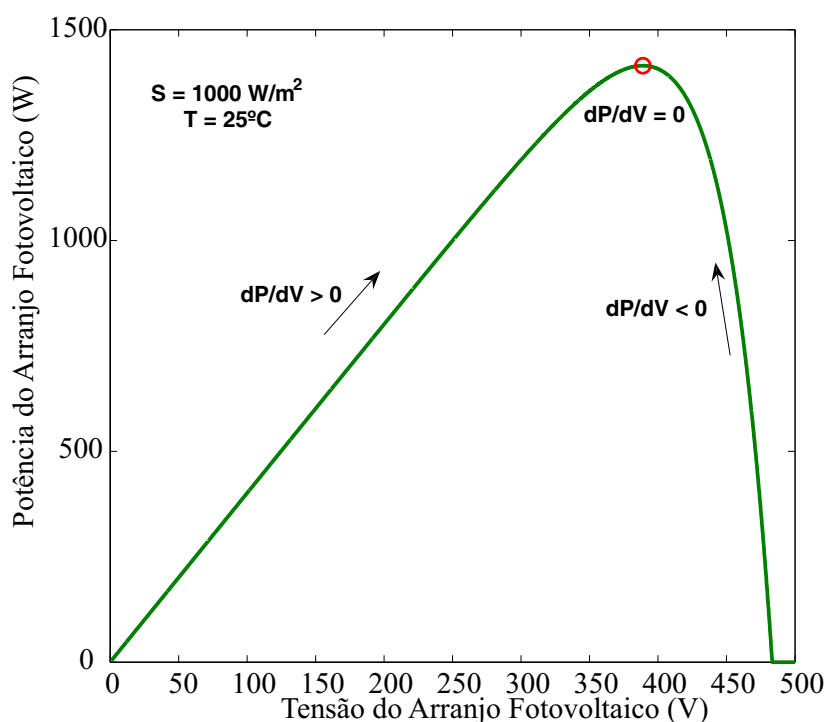


Figura 4.13: Exemplo do método IC.

Com a integração dos módulos PV, uma malha de controle da tensão total do barramento e uma malha de controle da diferença entre as tensões dos capacitores são adicionadas ao sistema. As referências de tensão agora são dadas pela técnica MPPT de cada conjunto.

É através dessa malha de controle da tensão total do barramento que se pode extrair a informação do índice de modulação  $m$ . Isso é realizado pela diferença entre as somas das tensões de referência e a soma das tensões medidas do barramento. Esta informação é enviada a um PI com uma saturação entre 0 e 1, que é a faixa permitida para  $m$  na região linear. O diagrama do controle completo é mostrado na Fig. 4.14.

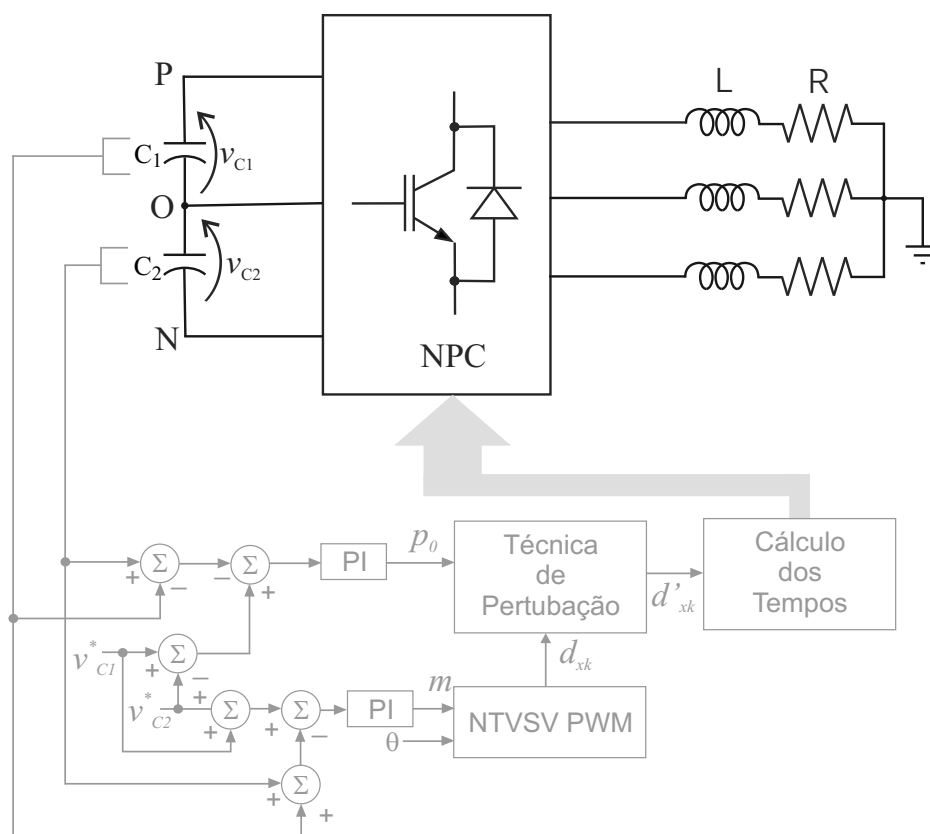


Figura 4.14: Estrutura do controle do balanceamento.

Para as mesmas condições da simulação anterior e com as referências de tensão do barramento sendo geradas pelo MPPT, a Fig. 4.15 mostra a tensão dos capacitores do barramento e suas referências. A figura 4.16 mostra a tensão de fase  $V_{ao}$  e a corrente da fase  $a$ , respectivamente. As tensões  $V_{bo}$  e  $V_{co}$  são defasadas de  $V_{ao}$  de  $120^\circ$  e  $240^\circ$ , respectivamente.

Não havendo MPPT separados haveria uma menor eficiência do sistema, pois existiria uma única referência para os dois conjuntos. Por exemplo, supondo que os dois conjuntos em série de módulos estejam com irradiâncias diferentes devido a um sombreamento parcial, o primeiro com  $1000W/m^2$  e o segundo com  $850W/m^2$ , o primeiro teria a tensão no MPP ( $V_{MPP}$ ) de  $197,6V$  e o segundo teria um  $V_{MPP}$  de  $194,7V$ . Com um único controle MPPT, a tensão  $V_{MPP}$  global estaria recebendo influencia do conjunto com menor tensão e o segundo conjunto deve ser curto-circuitado com seu diodo de *bypass* para que a eficiência não caia. Isto levaria a  $V_{MPP}$  para o verdadeiro ponto de maior potência do primeiro conjunto e não para um ponto de máximo que englobaria o segundo conjunto. Neste caso, incluir

o segundo conjunto apresentaria uma potência inferior à potência obtida com apenas o primeiro conjunto.

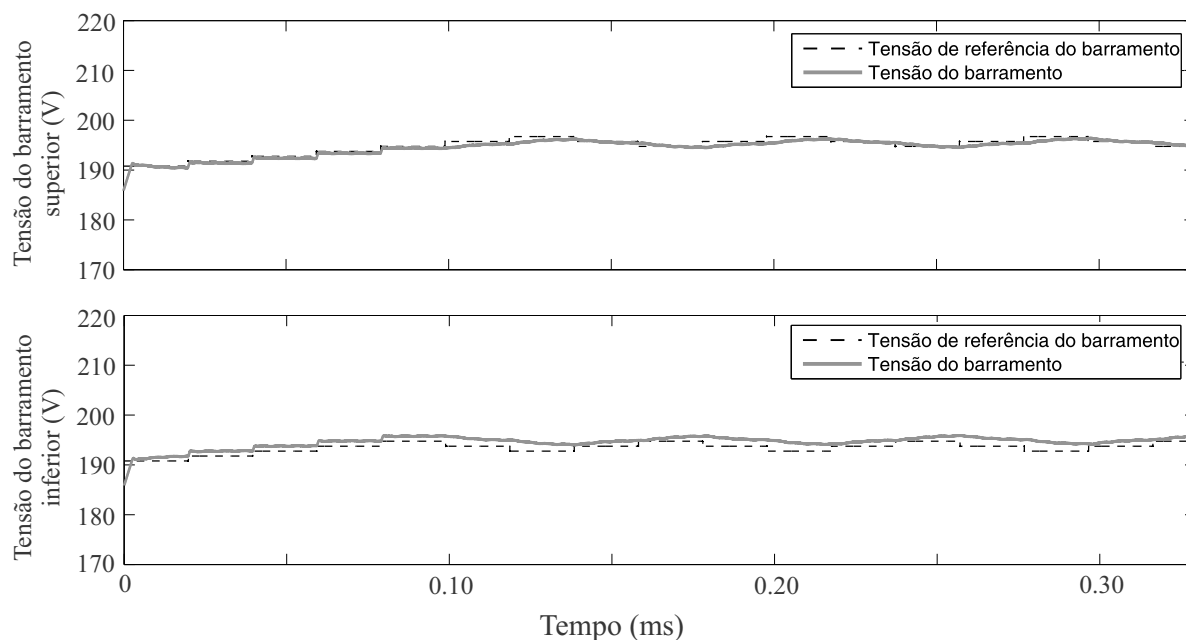


Figura 4.15: Controle do barramento CC com módulos PV.

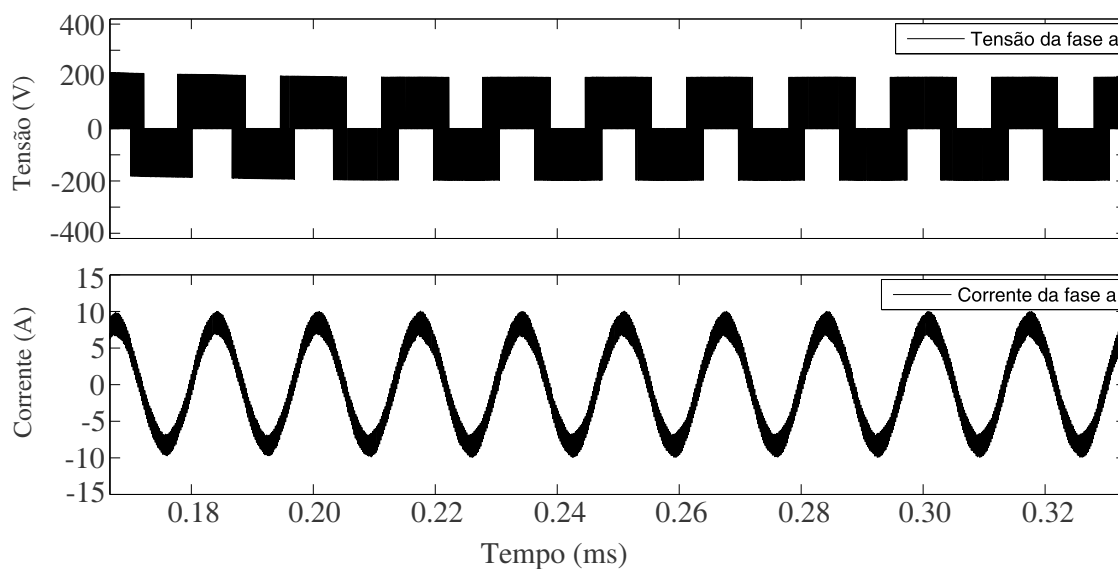


Figura 4.16: Tensão e corrente da fase *a* da técnica NTV.

Já utilizando um controle com dois MPPTs separados, a eficiência de cada conjunto estaria ligada à eficiência do método MPPT usado, descrevendo melhor a realidade. Ainda existirão perdas devido ao conjunto com menor  $V_{MPP}$ , contudo menores quando comparadas

a um único MPPT para o arranjo inteiro. As figuras 4.17 e 4.18 mostram o controle usando um MPPT e dois MPPTs para o arranjo, respectivamente. Nota-se que para um único MPPT usado para o arranjo, a tensão do barramento oscila entre 382 e 384V (Fig. 4.17), enquanto utilizando-se dois MPPTs a tensão vai para o valor 392V (Fig. 4.18), que é a aproximadamente a soma das duas tensões dos conjuntos para as irradiâncias de  $1000W/m^2$  ( $V_{MPP} = 197,6V$ ) e  $850W/m^2$  ( $V_{MPP} = 194,7V$ ).

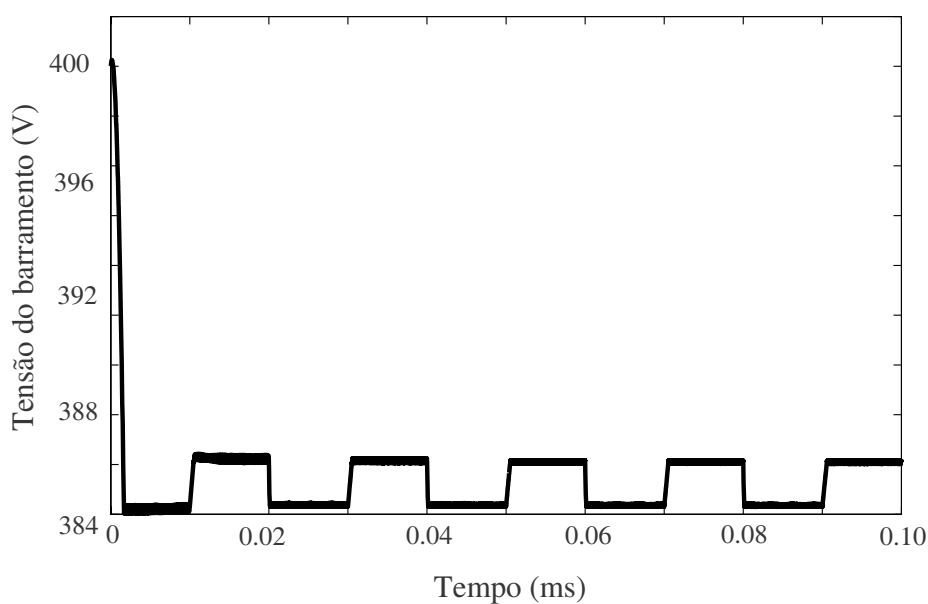


Figura 4.17: Controle usando um MPPT.

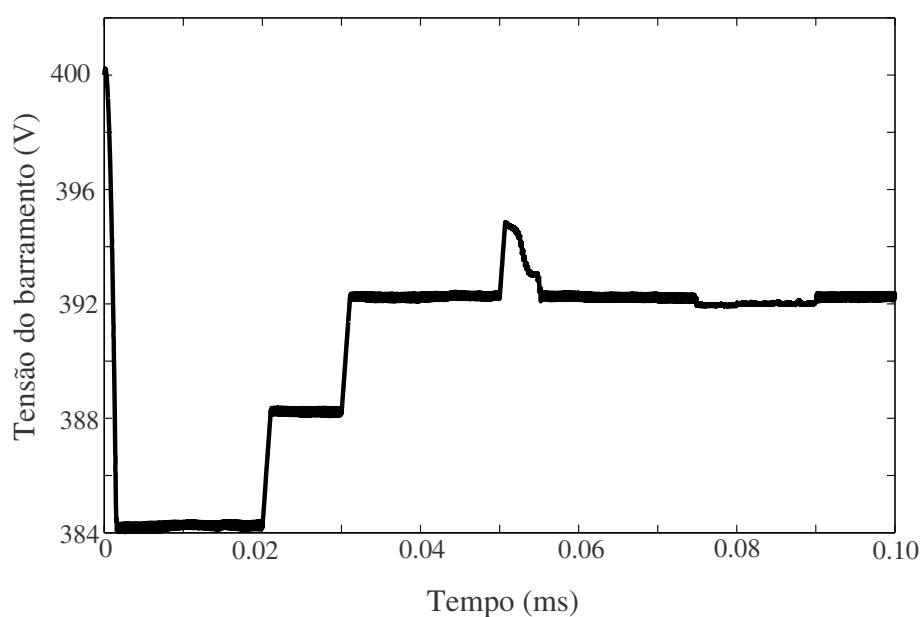


Figura 4.18: Controle usando dois MPPTs.

Apesar dos bons resultados mostrados anteriormente o ponto de maior importância em topologias sem transformador concentra-se em diminuir a corrente de dispersão para sistemas PV. Como é mostrado na Fig. 4.19, a tensão de modo comum possui grandes oscilações fazendo com que a corrente de dispersão seja maior do que a permitida pelos padrões internacionais. Logo, a técnica NTVSV não é adequada para sistemas PV sem transformador devido à corrente de dispersão apresentar valores acima dos padrões.

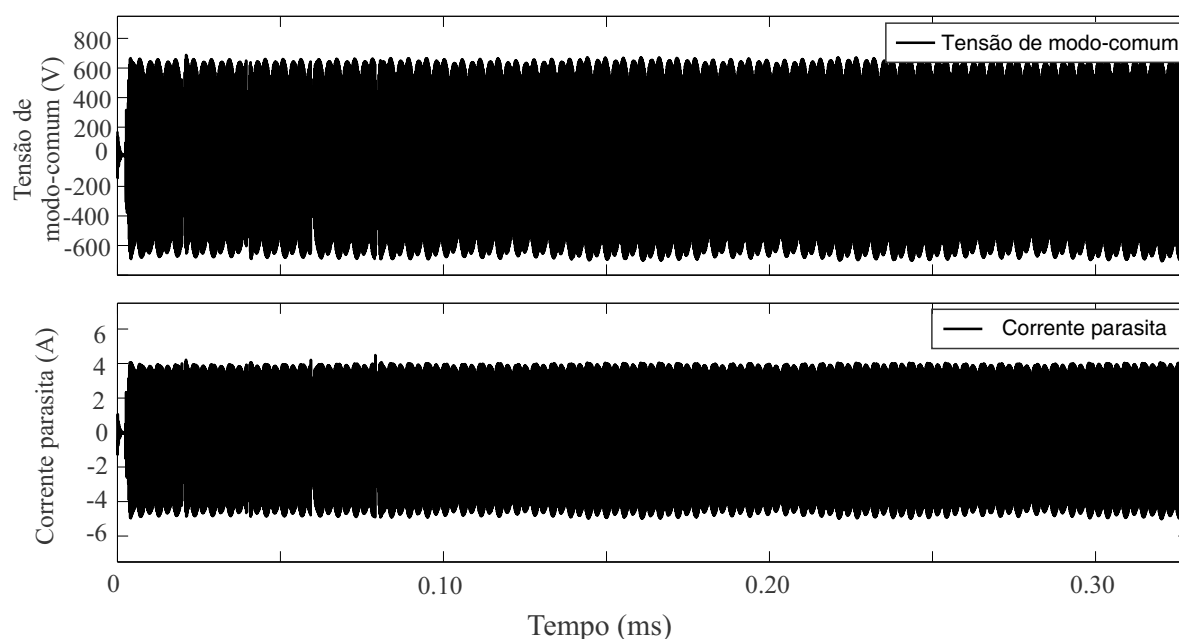


Figura 4.19: Tensão de modo-comum e corrente parasita da técnica NTVSV.

#### 4.4 Balanceamento das Tensões do Barramento Usando a Técnica com Vetores Médios

Analisando as técnicas propostas descritas no capítulo 3, ou seja, usando três vetores médios (3MV) e usando dois vetores médios e um nulo (2MV1Z) foi notado que elas se comportam de maneira oposta na tensão do barramento. A figura 4.20 mostra que a cada  $60^\circ$  sempre haverá uma técnica que tende a aumentar (ou a reduzir) a amplitude da tensão do barramento.

Utilizando-se deste comportamento é possível manter  $V_{C1}$  no ponto em que se deseja e assim fazer o balanceamento da tensão barramento com a combinação das técnicas utilizando

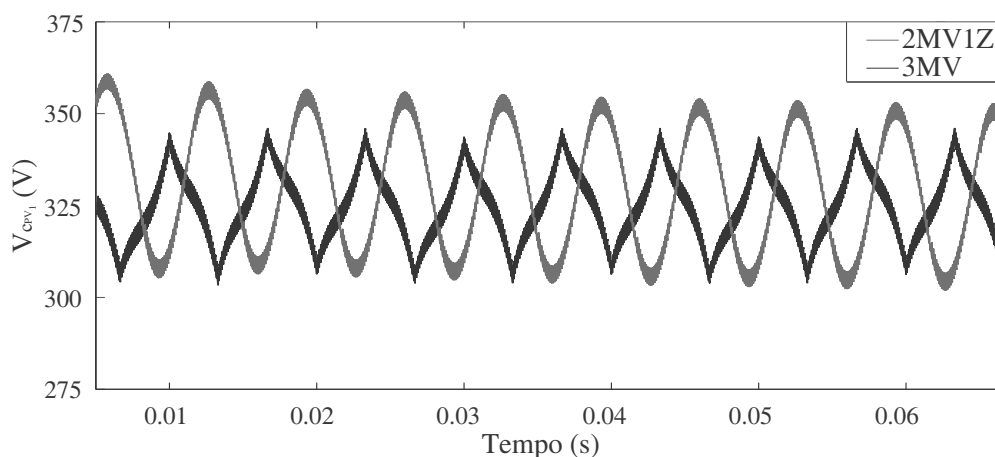


Figura 4.20: Tensão no barramento superior  $V_{C1}$ .

três vetores médios e dois vetores médios e um nulo. A Figura 4.21 mostra o diagrama de controle da tensão do barramento usando a combinação das duas ondas (3MV e 2MV1Z), que recebeu o nome MSV (Medium-SV).

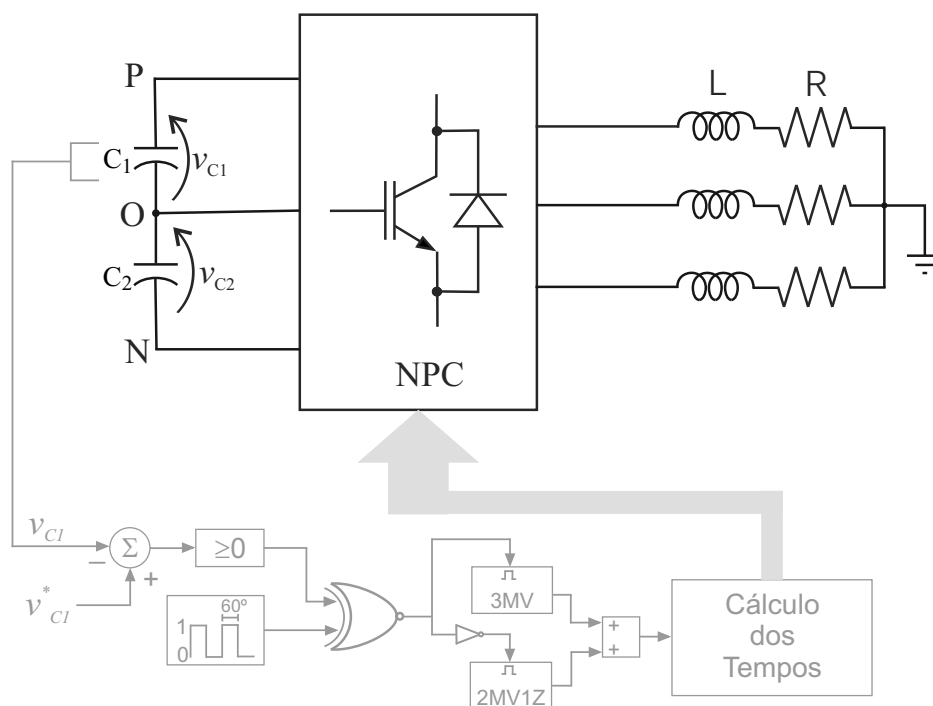


Figura 4.21: Diagrama de blocos para o controle da tensão do barramento.

A porta lógica XNOR terá duas entradas. Uma entrada virá de um pulso que é mudado a cada  $60^\circ$  de 1 ou 0. A outra entrada vem da comparação da tensão de referência do barramento superior com a tensão medida do barramento superior. Desta forma é possível

habilitar uma das técnicas 3MV ou 2MV1Z. Em seguida são realizados os cálculos dos tempos e os pulsos são gerados.

Usando a técnica que utiliza três vetores (*MSV*), pode-se obter resultados semelhantes com relação ao controle de tensão total do barramento CC, apresentando um melhor resultado com relação à corrente de dispersão e a tensão de modo comum. Quando se utiliza os vetores médios é sabido que eles ligam diretamente a carga ao ponto central do barramento. Desta forma a corrente injetada ou extraída depende da condição da corrente da carga, contribuindo para o carregamento ou descarregamento das tensões dos capacitores do barramento.

O cálculo dos tempos das aplicações dos vetores, seja para a técnica utilizando três vetores médios, como para a técnica que utiliza dois vetores médios e um nulo, é realizado de acordo com [59], descrito a seguir.

$$X = A^{-1} \cdot B, \quad (4.24)$$

onde  $X$  é a matriz das razões de trabalho dos três vetores utilizados,  $A$  é a matriz composta pelas componentes do vetores em componentes  $dq$  e  $B$  é a matriz das tensões de referência em referencial  $dq$ . Vale salientar que para compor as matrizes foi necessário inserir uma equação que garante que a soma dos ciclos de trabalho seja igual a 1 ( $d_x + d_y + d_z = 1$ ). As matrizes são:

$$A = \begin{bmatrix} v_{xd} & v_{yd} & v_{zd} \\ v_{xq} & v_{yq} & v_{zq} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}, X = \begin{bmatrix} d_x \\ d_y \\ d_z \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} v_d^* \\ v_q^* \\ 1 \end{bmatrix}$$

A inversa da matriz  $A$  é escrita como.

$$A^{-1} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{yq} - v_{zq} & v_{zd} - v_{yd} & v_{yd} \cdot v_{zq} - v_{zd} \cdot v_{yq} \\ v_{zq} - v_{xq} & v_{xd} - v_{zd} & v_{zd} \cdot v_{xq} - v_{xd} \cdot v_{zq} \\ v_{xq} - v_{yq} & v_{yd} - v_{xd} & v_{xd} \cdot v_{yq} - v_{xq} \cdot v_{yd} \end{bmatrix},$$

onde

$$\Delta = v_{yd} \cdot v_{zq} - v_{zd} \cdot v_{yq} + v_{zd} \cdot v_{xq} - v_{xd} \cdot v_{zq} + v_{xd} \cdot v_{yq} - v_{xq} \cdot v_{yd}$$

O cálculos dos tempos é a resolução da equação (4.24). Em seguida, ambas as informações são enviadas para o PWM de onde são mandados os pulsos para o inversor NPC.

Para mostrar a eficácia do controle do barramento de tensão, foi simulada a técnica *MSV* utilizando os arranjos PV. A figura 4.22 mostra o comportamento das tensões do barramento utilizando a técnica *MSV* utilizando a referência de tensão gerada pelo MPPT.

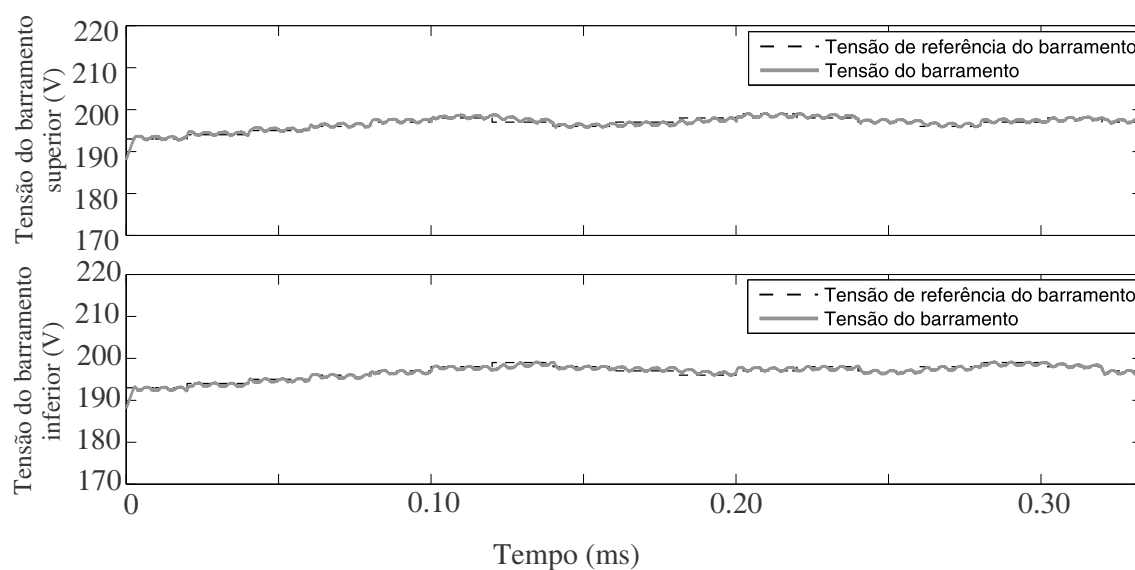


Figura 4.22: Controle das tensões do barramento utilizando a técnica MSV .

A Fig. 4.23 mostra a tensão da fase *a* e as correntes de fase para a técnica PWM proposta.

O grande desafio da técnica PWM proposta é fazer com que a tensão de modo comum fique constante e diminua a corrente de dispersão para níveis permitidos. E como pode ser visto na Fig. 4.24 a técnica PWM proposta 3MV cumpre esse requisito adequadamente mostrando que podem ser utilizadas para sistemas PV sem transformador. Para a tensão de modo comum a tensão de referência foi mudada de acordo com a Fig. 4.22 mostrando que mesmo com essa variação de tensão do barramento a tensão de modo comum permanece constante para o nível de tensão do barramento CC naquele instante.



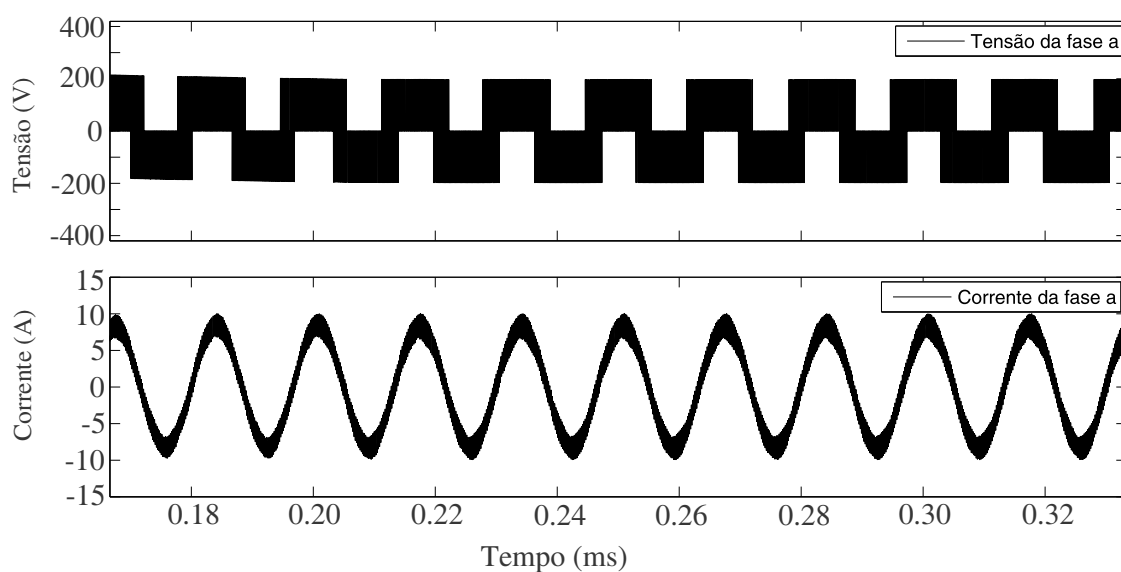


Figura 4.23: Tensão e corrente da fase *a* utilizando a técnica PWM utilizando *MSV*.

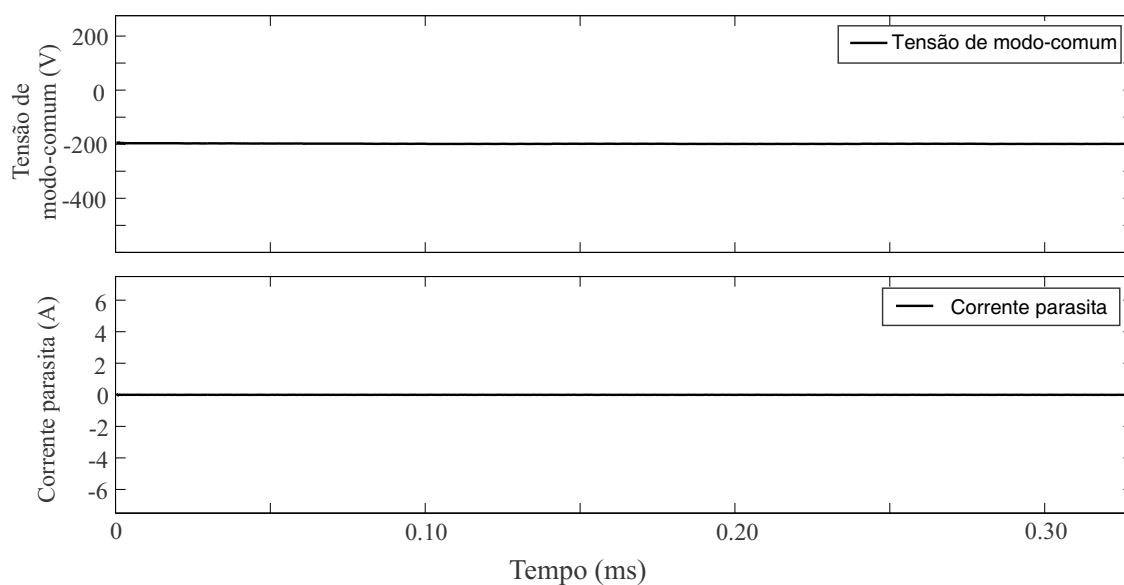


Figura 4.24: Tensão modo comum e corrente parasita utilizando a técnica *MSV*.

## 4.5 Conclusão

Esse capítulo mostra um sistema PV com seu controle do barramento dividido em dois sub-arranjos PV, cada um com seu controle MPPT. O controle do barramento para todas as técnicas PWM apresentaram um bom desempenho, mas a técnica NTVSV mostrou um melhor controle sobre as correntes de fase. Contudo o desafio deste capítulo era controlar

individualmente cada sub-arranjo PV e ainda diminuir as oscilações da tensão de modo comum e fazer com que a corrente de dispersão fique dentro dos padrões permitidos e a técnica PWM proposta utilizando vetores médios apresenta bons resultados quando comparados com a técnica NTVSV, fazendo com que ela se torne aplicável em sistemas PV sem transformador.

# 5

## FILTRO ATIVO

Neste capítulo é estudada a topologia NPC aplicada em sistemas PV com função adicional de filtro ativo. O inversor NPC tem as características de reduzir o estresse de tensão nos dispositivos e gerar uma menor distorção harmônica na tensão de saída quando comparado ao inversor em ponte completa.

### 5.1 Filtro Ativo de Potência

Esta seção trata do estudo e desenvolvimento de uma topologia NPC monofásica que assuma funções de compensação de harmônicos e da potência reativa, além de interface entre o sistema PV e a rede elétrica. A Fig. 5.1 mostra um diagrama unifilar de um sistema elétrico com uma carga não-linear o que faz com que a corrente deixe de ser senoidal.

Os filtros passivos apresentam desvantagens em relação aos filtros ativos por filtrarem apenas as frequências as quais eles foram previamente sintonizados e precisarem ser frequentemente sobredimensionados. Assim, o FAP compensa harmônicos das instalações de forma mais eficaz em relação à utilização dos filtros passivos [60]. A Fig. 5.2 mostra um diagrama unifilar de um sistema elétrico operando com o FAP. Os harmônicos da corrente da carga não-linear e a potência reativa de ambas as cargas são compensados.

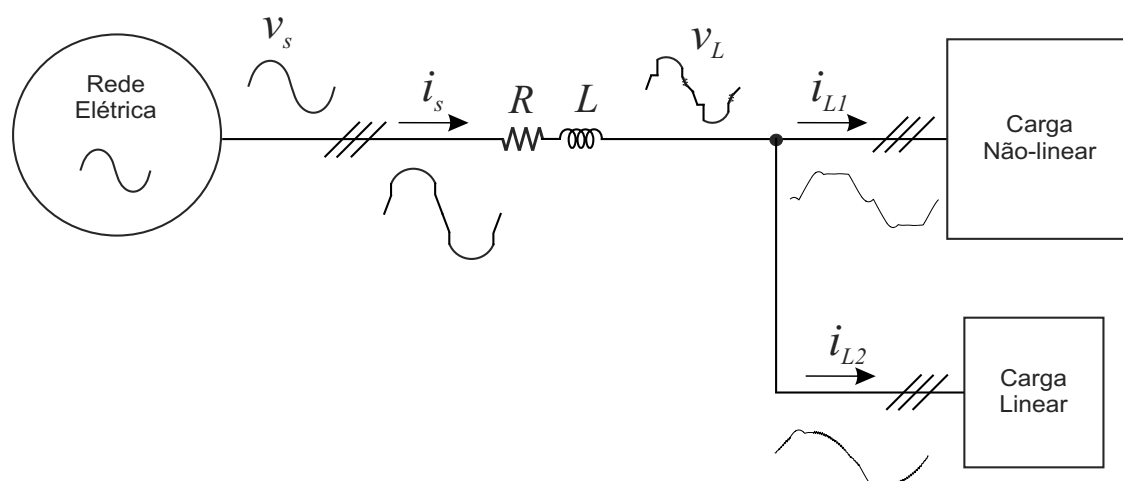


Figura 5.1: Esquema unifilar de um sistema elétrico.

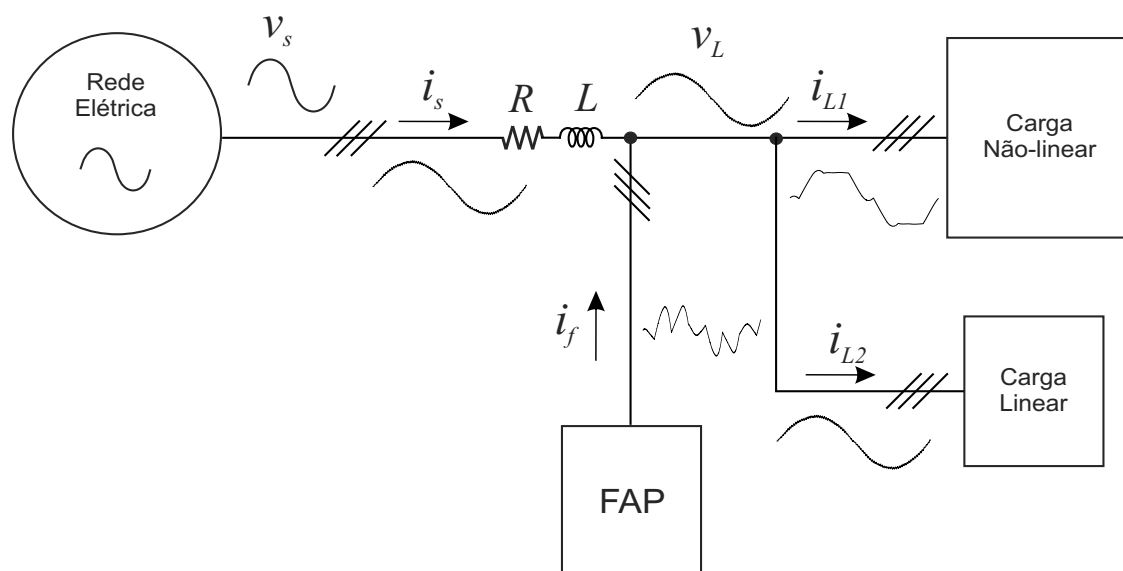


Figura 5.2: Esquema unifilar de um sistema elétrico com FAP.

### 5.1.1 Teoria PQ

A teoria das potências ativas e reativas instantâneas ou, simplesmente Teoria *pq* foi proposta por Akagi em 1983 [61][62] para o controle dos FAPs. Essa teoria foi desenvolvida inicialmente para sistema trifásicos e faz a transformação de um sistema de referência estacionário de coordenadas  $a-b-c$ , para um sistema de coordenadas  $\alpha-\beta-0$ . Tal transformação é conhecida como a transformada de Clarke, que produz um sistema de referência também estacionário, onde as coordenadas  $\alpha-\beta$  são ortogonais entre si e a

coordenada 0 corresponde à componente de sequência zero.

A transformada de Clark é aplicada nas tensões das fases e nas correntes da carga, é dada por:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

Esta transformação tem a vantagem de permitir separar as componentes de sequência zero presentes nas tensões e nas correntes ( $v_0$  e  $i_0$ ).

A potência trifásica instantânea nos eixos  $a$ - $b$ - $c$  é calculada como segue:

$$p_3 = p_a + p_b + p_c \quad (5.3)$$

$$= v_a \cdot i_a + v_b \cdot i_b + v_c \cdot i_c \quad (5.4)$$

Nos eixos  $\alpha$ - $\beta$ -0 a potência trifásica instantânea é dada por:

$$p_3 = v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta + v_0 \cdot i_0 \quad (5.5)$$

Essa potência pode ser separada em duas componentes:

$$p_3 = p + p_0 \quad (5.6)$$

onde:

$$p = v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta \quad (5.7)$$

$$p_0 = v_0 \cdot i_0 \quad (5.8)$$

A componente  $p$  corresponde a potência real instantânea e a componente  $p_0$  corresponde à potência instantânea de sequência zero. A potência  $q$  corresponde a potência imaginária instantânea:

$$q = -v_\beta \cdot i_\alpha + v_\alpha \cdot i_\beta \quad (5.9)$$

Com as tensões e correntes determinadas nas coordenadas  $\alpha$ - $\beta$ -0, pode-se calcular a potência real ( $p$ ), a potência imaginária instantânea ( $q$ ) e potência de sequência zero ( $p_0$ ) de forma matricial:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \\ p_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta & 0 \\ -v_\beta & v_\alpha & 0 \\ 0 & 0 & v_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

A potência instantânea trifásica ( $p_3$ ) corresponde à soma da potência real instantânea ( $p$ ) e da potência de sequência zero ( $p_0$ ). A potência de sequência zero apenas existe quando se está perante um sistema que contenha tensão e corrente de sequência zero. Assim, se alguma destas grandezas elétricas não tiver componente de sequência zero, a potência instantânea trifásica ( $p_3$ ) é numericamente igual à potência real instantânea ( $p$ ).

A potência imaginária instantânea ( $q$ ) pode ser entendida como uma potência que flui entres as fases no sistema elétrico, não havendo fluxo de potência trifásica entre a fonte e a carga.

A potência imaginária instantânea nos eixos  $a$ - $b$ - $c$  é calculada como segue:

$$q = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left( v_a - \frac{v_b}{2} + \frac{v_c}{2} \right) \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot (i_b - i_c) - \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot (v_b - v_c) \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left( i_a - \frac{i_b}{2} + \frac{i_c}{2} \right) \quad (5.11)$$

$$q = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot [(v_a - v_b) \cdot i_c + (v_b - v_c) \cdot i_a + (v_c - v_a) \cdot i_b] \quad (5.12)$$

Nos eixos  $\alpha$ - $\beta$ -0 a potência imaginária instantânea é dada por:

$$q = -v_\beta \cdot i_\alpha + v_\alpha \cdot i_\beta \quad (5.13)$$

A potência  $q$  difere da potência reativa trifásica convencional, uma vez que nela todos os harmônicos de tensão e corrente também são considerados. Verifica-se que as componentes  $p$  e  $q$  não dependem da componente de sequência zero das tensões e correntes. Apenas das

componentes  $\alpha$  e  $\beta$ . Desta forma as potências podem ser escritas como segue:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

### 5.1.2 Sistema de Controle

É possível dividir as potências do referencial  $\alpha$ - $\beta$ -0 em seus valores médios e alternados, tendo cada uma o seguinte significado [60]:

- $\bar{p}$  - É o valor médio da potência real instantânea. É a energia média por unidade de tempo que é transferida de forma equilibrada da fonte para a carga.
- $\tilde{p}$  - É o valor alternado da potência real instantânea. É a energia trocada entre a fonte e a carga. Esta parcela deve ser compensada por não haver transferência entre a fonte e a carga.
- $q$  - Potência imaginária instantânea. Não corresponde a nenhuma troca ou transferência de energia entre a fonte e a carga. Essa parcela ainda pode dar origem a correntes não desejadas. Sendo assim, deve ser compensada. Essa potência ainda pode ser dividida em duas componentes, contínua,  $\bar{q}$  e alternada,  $\tilde{q}$ . Em alguns casos em que não haja distorção ou desequilíbrio na fonte,  $\bar{q}$  corresponderá à  $q$ .
- $\bar{p}_0$  - É o valor médio da potência instantânea de sequência zero. É a energia por unidade de tempo transferida da fonte para carga através das componentes de sequência zero de tensão e corrente nas coordenadas  $\alpha$ - $\beta$ -0.
- $\tilde{p}_0$  - É o valor alternado da potência instantânea de sequência zero. É a energia por unidade de tempo trocada entre a fonte e a carga através das componentes de sequência zero de tensão e corrente nas coordenadas  $\alpha$ - $\beta$ -0.

Assim, as potências a serem compensadas são:

$$p_x = \tilde{p} - \bar{p}_0 \quad (5.15)$$

$$q_x = q \quad (5.16)$$

Na prática é desejável compensar todas as potências, fazendo com que apenas  $\bar{p}$  seja entregue à carga pela fonte.

O controle do barramento CC tenta manter o nível da tensão do(s) capacitor(es) nos níveis adequados fazendo com que o FAP trabalhe corretamente.

Os cálculos da teoria  $pq$  permitem um método simples para ajustar e regular essa tensão. Para o controle das tensões do barramento CC do NPC é necessário o cálculo de duas potências de regulação ( $p_{reg}$ ). Como o barramento CC encontra-se dividido, é necessário regular a tensão dos dois capacitores do barramento. Então deve-se carregar o capacitor superior no semi-ciclo positivo da tensão da rede, quando ele pode absorver energia da fonte e para carregar o capacitor inferior do barramento, deve-se esperar o semi-ciclo negativo da tensão da rede.

O valor de  $p_{reg}$  pode ser obtido através de um controlador proporcional  $K_p$ . Desta forma:

$$p_{reg_x} = K_p \cdot (v_{ref} - V_{dc_x}), \quad (5.17)$$

onde:

- $p_{reg}$  - É a potência de regulação;
- $K_p$  - Ganho proporcional;
- $v_{ref}$  - Tensão de referência;
- $x = 1$ -Para o barramento superior e 2-Para o barramento inferior.

É importante ressaltar que o  $p_{reg_1}$  só existirá no semi-ciclo positivo da rede e o  $p_{reg_2}$  no semi-ciclo negativo. Assim, o  $p_{reg}$  assume um valor diferente a cada semi-ciclo da tensão da rede.

$$p_{reg} = p_{reg_1} + p_{reg_2} \quad (5.18)$$

Essa potência de regulação,  $p_{reg}$ , é incluída com sinal negativo no valor da potência real instantânea a ser compensada, assim  $p_x$  é:

$$p_x = \tilde{p} - \bar{p}_0 - p_{reg} \quad (5.19)$$



Procedendo a partir do ponto de que apenas  $\bar{p}$  é entregue a carga, como dito anteriormente, pode calcular as correntes de compensação a partir das inversas das equações (5.8) e (5.14):

$$i_{c0}^* = i_0 = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot (i_a + i_b + i_c) \quad (5.20)$$

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{p} - \bar{p}_0 - p_{reg} \\ q_x \end{bmatrix} \quad (5.21)$$

Nestas expressões,  $p_x$ ,  $q_x$  e  $p_{0x}$  são as potências que se deseja compensar permitindo assim seleccionar o valor a compensar ( $p_0$ ,  $\bar{p}_0$  e  $\tilde{p}_0$  ou mesmo uma parcela dessas potências). Para o sistema monofásico utilizado neste capítulo, algumas adaptações foram realizadas para evitar redundâncias. A tensão da rede é medida e transformada nas tensões  $\alpha$  e  $\beta$ , onde a tensão  $v_\alpha$  é a tensão medida da rede e a tensão  $v_\beta$  é a tensão medida da rede deslocada de  $90^\circ$ . O mesmo acontece para a corrente medida da carga. Outra alteração foi a desconsideração da potência de sequência zero,  $p_0$ , por ser um sistema monofásico. O diagrama contendo as alterações anteriores é mostrado na Fig. 5.3.

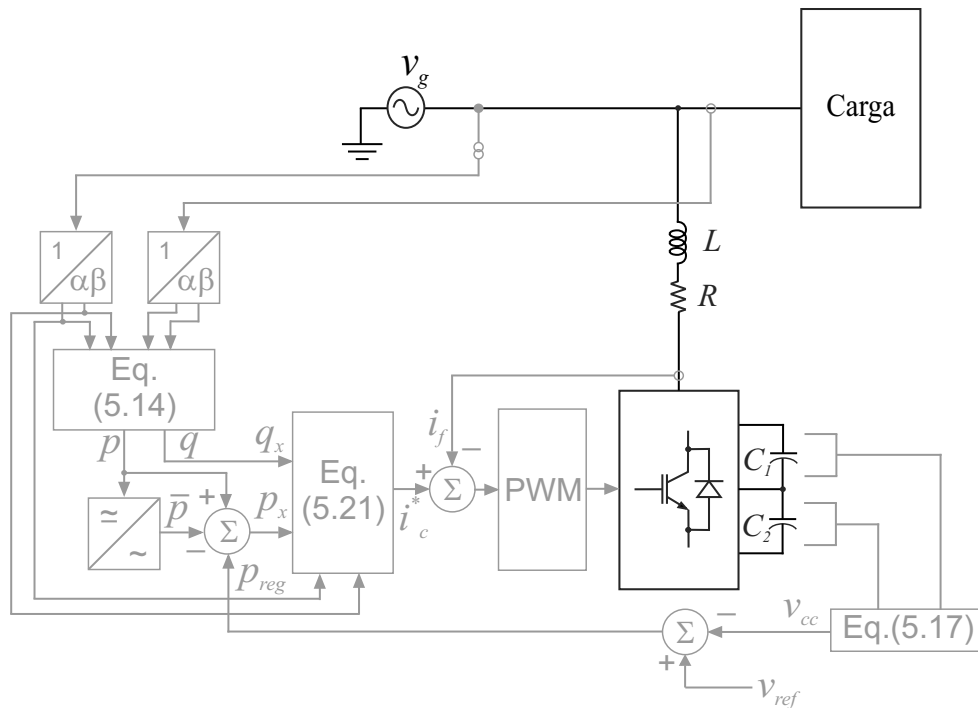


Figura 5.3: Diagrama em bloco do sistema de controle.

## 5.2 Resultados de simulação

O estudo de topologia para uma interface otimizada de painéis solares com a rede elétrica permite adicionar funcionalidades como FAP, tendo em vista o pouco custo para o sistema global, amenizando assim os distúrbios que são gerados em toda a rede, compensando harmônicos e potência reativa e minimizando problemas como da corrente de dispersão e da tensão de modo comum quando usando em sistemas sem transformadores.

As características do sistema estão resumidas na Tabela 5.1.

Tabela 5.1: Parâmetros de simulação.

Descrição	Parâmetros	Valores
Frequência de chaveamento	$f_{ch}$	$4kHz$
Frequência fundamental	$f$	$50Hz$
Amplitude da Rede elétrica	$V_S$	$230V$
Resistência de carga	$R_L$	$5\Omega$
Capacitor da carga	$C_L$	$640\mu F$
Indutância da entrada da carga	$L_L$	$1mH$
Indutância da rede	$L_S$	$1mH$
Indutância do filtro	$L_F$	$1mH$
Capacitância do barramento CC	$C_1$ e $C_2$	$4,7mF$
Tensão do barramento CC	$V_{CC}$	$700V$

A tensão e a frequência foram escolhidas são respectivamente,  $230V$  e  $50 Hz$  devido ao sistema elétrico europeu, no qual foi realizado o experimento, que será mostrado mais adiante neste capítulo.

Foram realizadas simulações para dois tipos diferentes de carga. A primeira simulação foi realizada com uma carga linear composta de resistência  $5\Omega$  e de uma indutância  $1mH$  conectadas em série. A segunda carga utilizada na simulação possui características não-lineares e é composta por uma indutância de  $1mH$  na entrada de um retificador a diodos da carga, na saída do retificador e cuja saída está conectado um capacitor de  $640\mu F$  em paralelo com uma resistência de  $5\Omega$ .

A fim de comparar o comportamento das correntes de saída do filtro e o equilíbrio das

tensões do barramento CC, foram realizadas duas simulações com inversor NPC monofásico para as duas de técnicas PWM a seguir:

- PWM com portadoras em fase (In-Phase Disposition PWM - IPD PWM) Fig. 5.4 (a);
- PWM com portadoras com as fases deslocadas (Alternative Phase Opposition Disposition PWM - POD PWM) Fig. 5.4 (b).

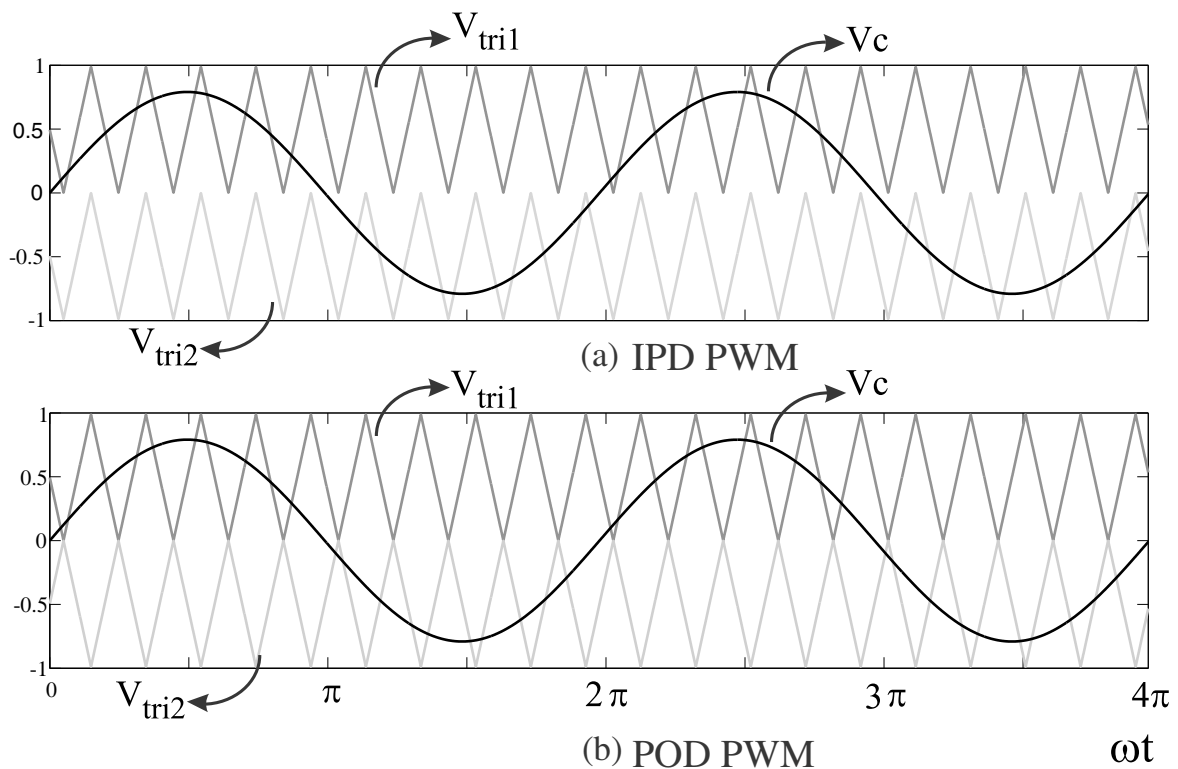


Figura 5.4: Formas de onda das técnicas (a) IPD PWM e (b) POD PWM.

Uma vez que a técnica IPD PWM apresentou melhores resultados quando comparada com a técnica POD PWM com relação ao THD da corrente da rede, a técnica IPD PWM foi simulada com o inversor NPC. As correntes da rede elétrica, do FAP e da carga são mostradas nas Figs. 5.5 e 5.6, respectivamente, para as cargas linear e não-linear.

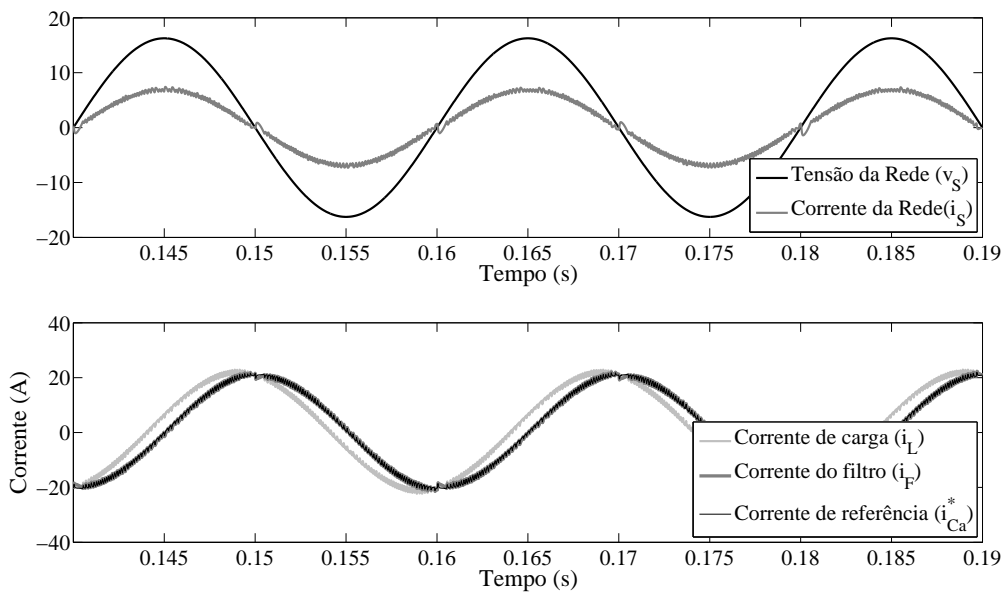


Figura 5.5: Inversor NPC com carga linear utilizando a técnica IPD PWM.

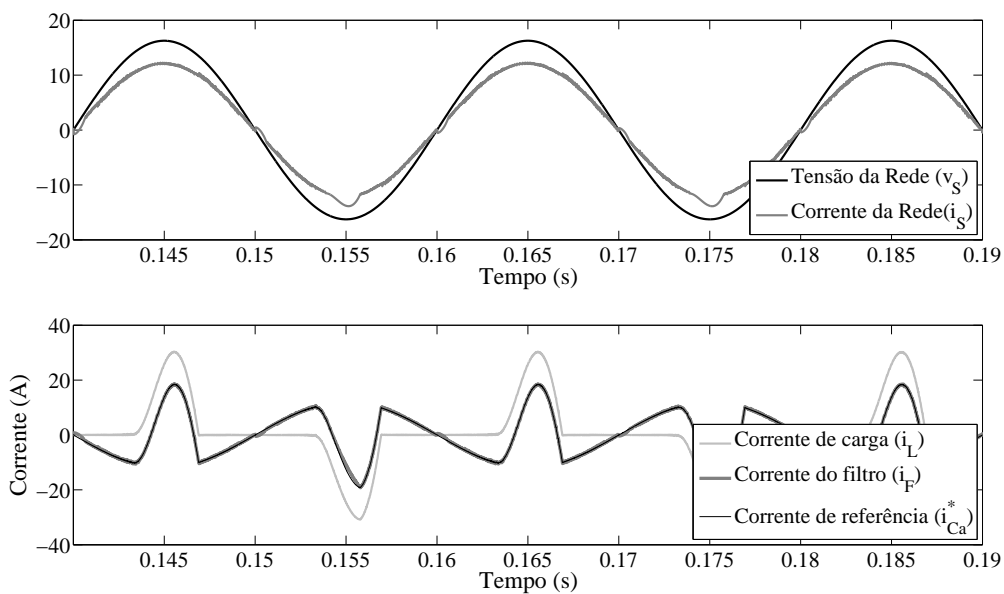


Figura 5.6: Inversor NPC com carga não-linear utilizando a técnica IPD PWM.

### 5.3 Montagem do NPC

Simulações foram realizadas para dar uma ideia das grandezas de tensão e corrente do NPC para que fossem escolhidos os componentes adequados. Uma vez a simulação estando pronta, deve-se procurar os módulos para a construção do braço do NPC monofásico. Foram usados dois módulos já disponíveis em laboratório, cada um com duas chaves e seus respectivos diodos em anti-paralelo com ponto central do braço. O módulo escolhido foi o SKM 50GB63D da Semikron cujas características estão descritas em [63] (Fig. 5.7).

Em seguida, foram escolhidos os *drives* de acordo com a configuração do módulo. Contudo, cada *driver* não aciona um módulo isolado, pois para fazer um braço do NPC, a disposição dos módulos teve que ser mudada para se adequar ao inversor. Para o braço do NPC, a disposição foi a mostrada na Fig. 5.8.

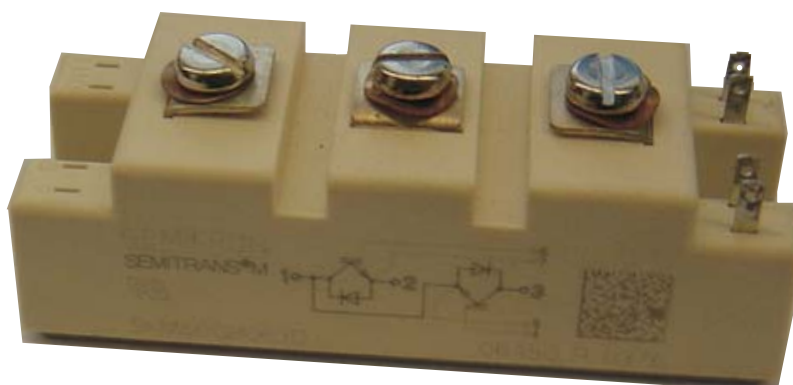


Figura 5.7: Módulo SKM 50GB63D.

O ponto 3 do módulo 1 faz a ligação com a parte superior do barramento CC e o ponto 2 do módulo 2, faz a ligação com a parte inferior do barramento CC. Entre os pontos 2 do módulo 1 e 3 do módulo 2, encontra-se a ligação com a rede elétrica. Os pontos 1 de ambos os módulos fazem a ligação com os diodos de grampeamento e entre esses diodos encontra-se o ponto central do barramento CC, o qual é ligado ao terra do sistema. Os diodos escolhidos foram do tipo DSEP30-12AR da IXYS, cujas características se encontram em [64].

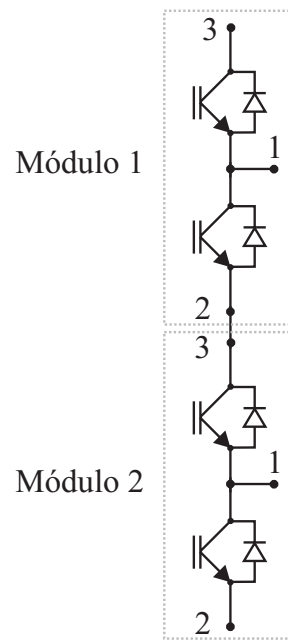


Figura 5.8: Ligações dos módulos em série.

### 5.3.1 Placa de Condicionamento de Sinais

É através da placa de condicionamento de sinais (Fig. 5.9) que as grandezas elétricas medidas de tensão e corrente são transformadas em sinais adequados ao nível de tensão do conversor analógico-digital do processador digital de sinais (Digital Signal Processor - DSP).

A placa de condicionamento de sinais recebe os sinais de medição de tensão da placa de medição de tensão, que será explicada a seguir, além de receber as grandezas de 3 sensores Hall de corrente.

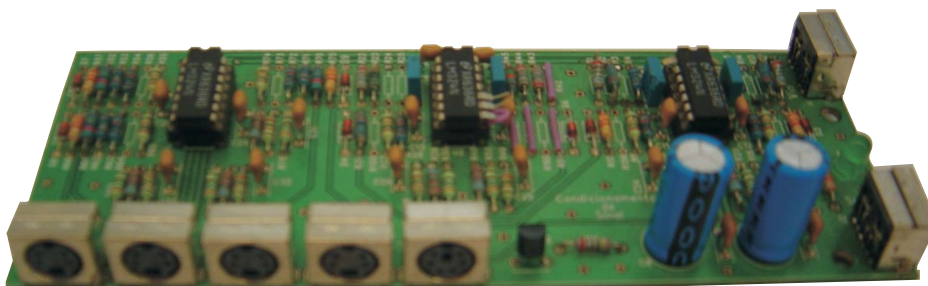


Figura 5.9: Placa de condicionamento de sinais.

As grandezas enviadas da placa de medição de tensão possuem um filtro para cada uma

das duas tensões CC medidas e um ganho mais um *offset* para cada uma das duas tensões senoidais medidas, de forma que a tensão de saída será

$$V_0 = -G \cdot V_i + V_{offset}, \quad (5.22)$$

onde:

- $V_0$  é a tensão de saída de 0 a 3V;
- $V_i$  é a tensão de entrada medida sobre a resistência de medição;
- $V_{offset}$  é o valor que deve ser somado a tensão para que a tensão de saída possa sempre ser positiva;
- $G$  é o ganho do circuito.

Para o caso dessa montagem,  $G = -2$  e  $V_{offset} = 1,5$  V, resultando na seguinte equação:

$$V_0 = -2 \cdot V_i + 1,5 \quad (5.23)$$

Foi utilizado o sensor de efeito Hall LA100-P da LEM, que tem a capacidade de leitura de correntes até 100A (rms), o que para as necessidades deste projeto são suficientes. Este sensor possui uma razão de conversão de 1:2000, ou seja, a corrente secundária máxima é de 50mA e é alimentado com uma tensão de 15V. As Figs. 5.10 e 5.11 mostram o esquema de ligação e a foto do sensor Hall.

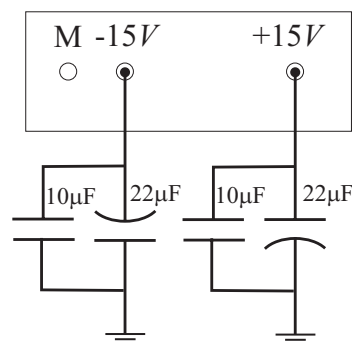


Figura 5.10: Esquemático do sensor Hall LA100-P.

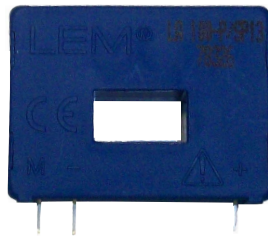


Figura 5.11: Sensor Hall LA100-P.

Este sensor apresenta uma corrente na saída proporcional à resistência de medição ( $R_M$ ), que deve ser escolhida de acordo com o nível de tensão desejado. Como a corrente máxima no secundário é de 50mA, calcula-se  $R_M$  como:

$$R_M = \frac{V_M}{I_{SN}}, \quad (5.24)$$

onde:

- $R_M$  é a resistência de medição;
- $V_M$  é a tensão máxima desejada no terminal M;
- $I_{SN}$  é a corrente nominal no secundário do sensor.

Para este projeto, foi utilizada resistência de medição de  $10\Omega$  junto à placa de condicionamento de sinais.

Para medição das tensões do sistema foi utilizado o sensor Hall de tensão LV25-P, que possui uma razão de conversão de 2500:1000 e é alimentado com uma tensão de 15V. Este sensor possui uma corrente nominal no primário de 10mA. Sendo assim as resistências de medição são escolhidas com base nesta corrente e na tensão máxima que se pretende medir. O esquema das ligações e uma foto do sensor são mostrados nas Figs. 5.12 e 5.13.

Para calcular os valores das resistências  $R_1$  e  $R_M$  faz-se:

$$R_1 = \frac{V_{Max}}{I_{PN}} \quad (5.25)$$

$$R_M = \frac{V_M}{I_{SN}}, \quad (5.26)$$

onde:



- $R_1$  é a resistência que adequa o nível de tensão ao de corrente medida;
- $V_{Max}$  é a tensão máxima que será medida pelos terminais;
- $R_M$  é a resistência de medição para o nível de tensão adequado;
- $V_M$  é a tensão medida nos terminais do sensor;
- $I_{PN}$  e  $I_{SN}$  são as correntes nominais dos lados primário e secundário do sensor Hall.

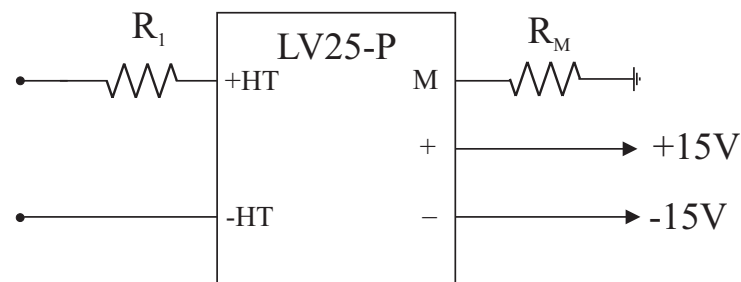


Figura 5.12: Esquemático do sensor Hall LV25-P.



Figura 5.13: Sensor Hall LV25-P.

No caso deste projeto para a tensão do barramento CC estipulou-se uma tensão máxima de 500V e para tensões senoidais estipulou-se uma tensão máxima de 440V. Assim, os valores de  $R_M$  para as tensões CC foram de  $50k\Omega$  e para as tensões senoidais foram de  $44k\Omega$ . As resistências  $R_1$  para os sensores Hall de tensão encontram-se na placa de condicionamento de sinais. Os sensores Hall de medição de tensão e as resistências de medição são colocadas na mesma placa de aquisição de tensão, com quatro medições possíveis, como mostrados na Fig. 5.14.

### 5.3.2 Placa de Comando

A placa de comando (Fig. 5.15) é quem habilita/desabilita o FAP. Esta placa adequa os níveis de tensão do DSP (0 a 3V) para o nível de tensão da placa de *Driver* (0 a 15V).



Figura 5.14: Placa de aquisição de tensão.

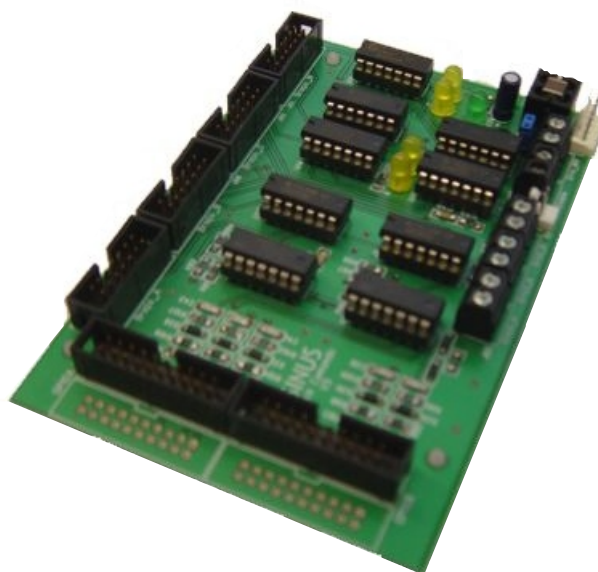


Figura 5.15: Placa de Comando dos IGBTs.

### 5.3.3 Placa de Conversão Digital-Analógica

É utilizado um conversor digital-analógico (Digital-Analog Converter - DAC) para efetuar a conversão das grandezas de tensão, correntes e corrente de referência, calculadas pelo DSP. O sinal resultante da corrente de referência é enviado ao controle do FAP.

### 5.3.4 Driver e Módulo IGBT

A placa de *Driver* (Fig. 5.16) é quem faz a interface do sistema de controle e o circuito de *drivers* dos IGBTs (*Insulated gate bipolar transistor*). Esta tem a função de isolar o circuito de comando do circuito de potência, possibilitando assim, trabalhar em segurança, pois problemas existentes no circuito de potência não se propagam até o circuito de comando.



Figura 5.16: Driver.

## 5.4 Resultados Experimentais

Para comprovar os resultados da topologia NPC com função de FAP foi realizado um protótipo experimental. As condições do experimento são as mesmas da Tabela 5.1 com exceção da tensão da rede que foi de 115V. As duas condições de carga também são as mesmas.

A Fig. 5.17 apresenta os resultados para uma carga linear RL, antes e durante o funcionamento do FAP. Na Fig. 5.17(a) o FAP está desligado, a corrente da rede ( $i_s$ ) encontra-se atrasada  $90^\circ$  em relação a tensão da rede elétrica ( $v_s$ ). A amplitude da corrente de referência ( $i_f^*$ ) é próxima da amplitude da corrente da carga ( $i_c$ ) pois a maior parte da corrente é indutiva e deve ser compensada. Na Fig. 5.17(b) o FAP está ligado e a corrente da rede ( $i_s$ ) tem sua amplitude reduzida e se encontra em fase com a tensão da rede elétrica ( $v_s$ ). A corrente ( $i_f$ ) segue a sua corrente de referência ( $i_f^*$ ).

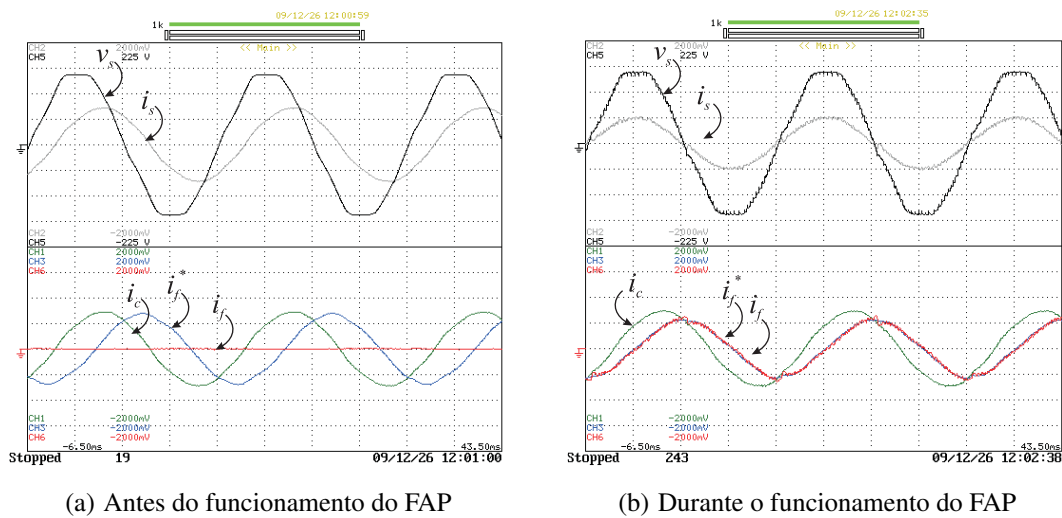


Figura 5.17: Tensão da rede e correntes para uma carga linear.

A Fig. 5.18 mostra o resultado antes e durante o funcionamento do FAP para uma carga não-linear composta de um retificador monofásico. A Fig. 5.18(a) apresenta as formas de onda das correntes para o FAP estando desligado. A corrente da rede ( $i_s$ ) se mostra distorcida mas em fase com a tensão da rede elétrica ( $v_s$ ). Quando o FAP é ligado (Fig. 5.18(b)) a corrente da rede ( $i_s$ ) passa a ser senoidal. A corrente ( $i_f$ ) passa a seguir a corrente de referência ( $i_f^*$ ) compensando assim os harmônicos indesejados.

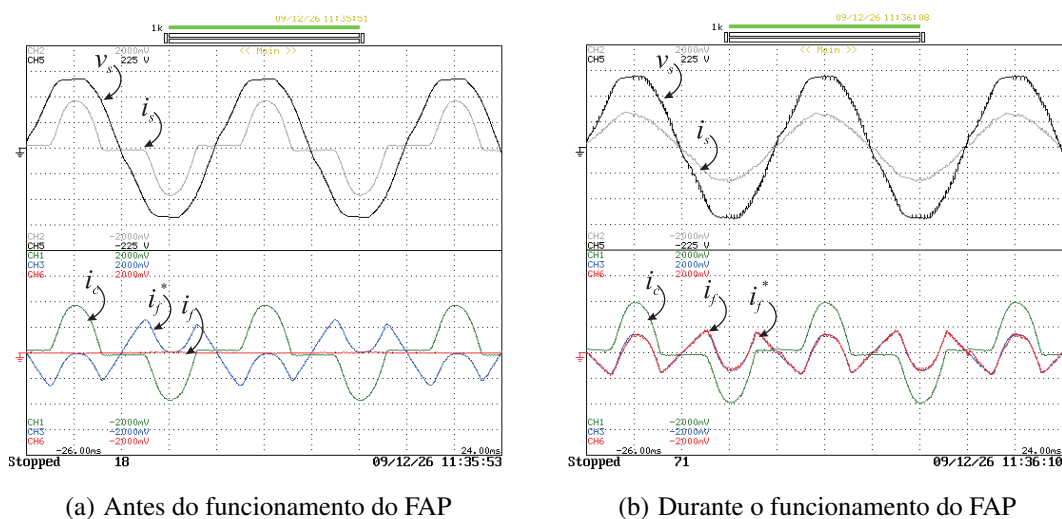


Figura 5.18: Tensão da rede e correntes para uma carga não-linear.

## 5.5 Conclusão

Neste capítulo apresenta-se o estudo da teoria  $pq$  proposta por Akagi e uma topologia que assume as funções de compensação de harmônicos e da potência reativa, além da injeção da energia gerada a partir do sistema PV. O inversor multinível NPC foi testado através de simulações e experimentos. As simulações foram realizadas com duas condições de carga para comparar o desempenho da topologia NPC. Os resultados da topologia NPC com função de FAP usando um protótipo experimental comprovam os resultados obtidos em simulação.

# 6 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho apresenta uma revisão e uma avaliação comparativa dos inversores aplicados a sistemas PV sem transformador conectados à rede elétrica, servindo como base para selecionar o circuito adequado para esta aplicação. As correntes de dispersão que ocorrem devido ao chaveamento do inversor podem ser maiores que as correntes recomendadas em normas internacionais, inibindo assim a utilização dos circuitos estudados nesta aplicação. Por isso, são propostas técnicas de modulação específicas para inversores multinível em sistemas PV sem transformador.

## 6.1 Conclusões

No capítulo 2, foi feita uma avaliação das fontes de geração de correntes de dispersão nos sistemas PV, servindo para selecionar as características desejáveis para o chaveamento dos circuitos. Para esse estudo, topologias diferentes foram testadas, de modo que se observasse a importância na escolha do chaveamento em relação às correntes de dispersão. Para isto o efeito da tensão de modo comum nas correntes foi analisado para sistemas monofásicos.

As principais características de inversores representativos para sistemas monofásicos são resumidas. Embora nos aspectos examinados, não se faça uma comparação direta do custo e das correntes de dispersão, existem dois itens considerados importantes em relação ao custo e a produção dessas correntes: número de componentes e tipo de chaveamento. O

primeiro item está relacionado principalmente ao custo, enquanto o último está relacionado principalmente às correntes.

No capítulo 3 foi realizado um estudo parecido com o estudo do capítulo 2, mas para sistemas trifásicos. Foi observado que os resultados das correntes de dispersão obtidos no Matlab/Simulink são muito próximos dos dados obtidos experimentalmente para o inversor trifásico de dois níveis, o que indica que a simulação das topologias deve sempre ser usada para uma primeira análise. Este procedimento é vantajoso em relação à construção do inversor completo, já que alguns circuitos diferentes podem ser testados sob as condições específicas de chaveamento em que o inversor vai ser utilizado, tendo um melhor custo-benefício na montagem desejada.

Neste capítulo foram introduzidos os inversores multiníveis, apresentando suas características e topologias básicas. O objetivo é oferecer uma visão geral dos inversores, indicando alguns que não têm boas características em termos de quantidade de componentes. Assim, por exemplo os inversores com capacitor flutuante têm a necessidade de um grande número de capacitores, além da dificuldade no balanceamento da tensão nesses capacitores e por isso esta topologia normalmente não é usada em aplicações PV.

É possível fazer uma abordagem diferente das técnicas de chaveamento existentes, em que se faz uma modulação que mantém a tensão de modo comum constante. Com essa abordagem, foram propostas técnicas com diminuição das correntes de dispersão para inversores de dois e três níveis. As técnicas para inversores de três níveis são adaptadas das técnicas para inversores de dois níveis e aplicadas ao inversor NPC, sendo mais adequadas devido ao melhor aproveitamento da tensão do barramento CC.

No capítulo 4, também foi apresentada a possibilidade de controle independente dos módulos PV em sistemas com inversores NPC trifásicos. A técnica de modulação com os três vetores virtuais mais próximos da referência foi revisada e então aplicada ao inversor NPC, para investigar o ganho na obtenção de energia dos módulos PV. A inclusão do controle dos capacitores no barramento CC é muito importante neste tipo de estrutura e podem ocorrer grandes diferenças neste controle a partir da modulação escolhida.

Como a redução da corrente de dispersão nos inversores para sistemas PV sem transformador é o fator mais importante neste tipo de aplicação, a técnica de modulação concebida para o inversor NPC trifásico é testada para a otimização do controle dos módulos PV em sistemas sem transformador. A aplicação da estratégia de modulação com correntes de dispersão reduzidas para inversores trifásicos contribui para a redução de custo e aumento da eficiência do sistema global, já que não há a necessidade de uso de transformadores.

No capítulo 5 também foram abordados os filtros ativos de potência em inversores multiníveis. Todo o sistema de controle foi descrito e simulações foram apresentadas para a escolha da melhor topologia. Resultados experimentais comprovaram o bom funcionamento do inversor NPC com função de filtro ativo.

## **6.2 Trabalhos Futuros**

É importante continuar o estudo baseado nas topologias de inversores, de modo a se fazer a concepção de novos circuitos para que eles exibam melhor eficiência. Para isso, a redução das perdas no disparo e no bloqueio das chaves dos circuitos tornam-se condições muito importantes.

As topologias monofásicas propostas na literatura apresentam alta eficiência e devem ser estudadas mais detalhadamente, de modo que as mesmas possam ser adaptadas para sistemas trifásicos através de um projeto mais elaborado. É interessante também, uma pesquisa das topologias que fazem uso de três inversores monofásicos aplicados a sistemas trifásicos. Nestas topologias, existe apenas uma pequena diminuição de eficiência do sistema trifásico em relação ao sistema monofásico.

Um estudo mais detalhado das perdas associado a estas topologias também parece apropriado, tendo em vista que em aplicações PV o custo total do sistema e a eficiência são aspectos muito importantes. Com isso, surge também uma outra possibilidade de estudo, que é a avaliação de eficiência das técnicas de modulação propostas em comparação com outras topologias adaptadas para sistemas trifásicos. Assim, a modulação trifásica proposta não é necessariamente a solução com menores perdas para os sistemas PV sem transformador



conectados à rede elétrica.

A partir do que foi discutido, as principais atividades propostas são:

- Ampliação da revisão bibliográfica das topologias aplicadas a sistemas PV sem transformador. Em função dessa revisão, será feito um estudo comparativo mais detalhado entre as diferentes possibilidades para sistemas monofásicos e trifásicos, com maior ênfase para estruturas trifásicas.
- Adaptação de topologias existentes em sistemas monofásicos para aplicação em sistemas trifásicos sem transformador.
- O controle do inversor trifásico adaptado para que o mesmo trabalhe também com função de filtro ativo, com compensação de harmônicos de corrente e potência reativa.
- Obtenção de resultados experimentais para o inversor NPC trifásico com função adicional de filtro ativo.

### 6.3 Publicações do Autor Associadas à Tese

A seguir são listadas as publicações associadas à tese que foram desenvolvidas pelo autor durante o período do seu doutorado (2007 a 2012).

#### 6.3.1 Publicações em Periódicos Nacionais/Internacionais

1. M. C. Cavalcanti, A. M. Farias, **K. C. Oliveira** and F. A. S. Neves, J. L. Afonso. *Eliminating Leakage Currents in Neutral Point Clamped Inverters for Photovoltaic Systems*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 1, pp. 435-443, Janeiro, 2012. D.O.I.: 10.1109/TIE.2011.2138671
2. M. C. Cavalcanti, **K. C. Oliveira**, A. M. Farias, F. A. S. Neves, G.M.S. Azevedo, F. C. Camboim. *Modulation Techniques to Eliminate Leakage Currents in Transformerless Three-Phase Photovoltaic Systems*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no. 4, pp. 1360 -1368, Abril, 2010. D.O.I.: 0.1109/TIE.2009.2029511

### 6.3.2 Publicações em Congressos, Conferências e Simpósios Nacionais e Internacionais

1. **K. C. Oliveira**, M. C. Cavalcanti, J. L. Afonso, A. M. Farias, F. A. S. Neves. *Transformerless photovoltaic systems using neutral point clamped multilevel inverters*. Proc. 2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2010, Bari, Itália, Julho de 2010, pp.1131-1136. D.O.I.: 10.1109/ISIE.2010.5636559
  
2. A. M. Farias, **K. C. Oliveira**, M. C. Cavalcanti, F. A. S. Neves. *Modulation for three-phase transformerless neutral point clamped inverter in photovoltaic systems*. Proc. Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, COBEP 2011, Natal, Brasil, Setembro de 2011, pp. 850 -857. D.O.I.: 10.1109/COBEP.2011.6085175

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, and A. Timbus, “Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 5, pp. 1398–1409, Oct. 2006.
- [2] M. Liserre, A. Pigazo, A. Dell’Aquila, and V. Moreno, “An anti-islanding method for single-phase inverters based on a grid voltage sensorless control,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 5, pp. 1418–1426, Oct. 2006.
- [3] G. Martins, J. Pomilio, S. Buso, and G. Spiazzi, “Three-phase low-frequency commutation inverter for renewable energy systems,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 5, pp. 1522–1528, Oct. 2006.
- [4] T. Kerekes, R. Teodorescu, and M. Liserre, “Common mode voltage in case of transformerless pv inverters connected to the grid,” *Proc. IEEE Intern. Symp. on Ind. Electron. - ISIE 2008*, June/July 2008.
- [5] K. C. de Oliveira, “Avaliação da conversão da energia fotovoltaica em sistemas isolados,” Dissertação de Mestrado, UFPE, Março 2007.
- [6] M. C. Cavalcanti, G. M. S. Azevedo, B. A. Amaral, K. C. Oliveira, F. A. S. Neves, and Z. D. Lins, “Efficiency evaluation in grid connected photovoltaic energy conversion systems,” *Power Electron. Spec. Conf. - PESC 2005*, pp. 269–275, June 2005.
- [7] M. Meinhardt, G. Cramer, B. Burger, and P. Zacharias, “Multi-string-converter with reduced specific costs and enhanced functionality,” *Solar Energy*, vol. 69, no. 6, pp. 217–227, July 2001.

- [8] S. Kjaer, J. Pedersen, and F. Blaabjerg, "A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 5, pp. 1292 – 1306, September/October 2005.
- [9] B. Lindgren, "Topology for decentralized solar energy inverters with a low voltage ac-bus," *European Conference on Power Electronics and Applications*, 1999.
- [10] S. Kjaer, J. Pedersen, and F. Blaabjerg, "Power inverter topologies for photovoltaic modules - a review," in *Indu. App. Conference, 2002. 37th Conference Record of the IAS Annual Meeting.*, vol. 2, 2002, pp. 782 – 788.
- [11] T. Kerekes, R. Teodorescu, and U. Borup, "Transformerless photovoltaic inverters connected to the grid," *Applied Power Electron. Conf. - APEX 2007*, pp. 1733 – 1737, February 2007.
- [12] E. Gubía, P. Sanchis, A. Ursúa, J. López, and L. Marroyo, "Ground currents in single-phase transformerless photovoltaic systems," *Progress in photovoltaics: Research and Applications*, vol. 15, no. 7, pp. 629–650, November 2007.
- [13] O. López, R. Teodorescu, F. Freijedo, and J. Doval-Gandoy, "Eliminating ground current in a transformerless photovoltaic application," *Power Engineering Soc. General Meeting - PES 2007*, pp. 1–5, June 2007.
- [14] R. Gonzalez, J. L. P. Sanchis, and L. Marroyo, "Transformerless inverters for single-phase photovoltaic systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 2, pp. 693–697, March 2007.
- [15] I. National Fire Protection Association, "National electrical code," 2002.
- [16] J. M. A. Myrzik and M. Calais, "String and module integrated inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems - a review," *IEEE PowerTech Conference*, pp. 23–26, June 2003.
- [17] A. Pandey, B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, and D. P. Kothari, "A review of multilevel power converters," *IE(I) Journal-EL*, vol. 86, pp. 220–231, March 2006.

- [18] N. Nabae, A. I. Takahashi, and H. Akagi, "A new neutral-point-clamped pwm inverter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-17, no. 5, pp. 518–523, Sept/Oct 1981.
- [19] J. Rodriguez, J.-S. Lai, and F. Z. Peng, "Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 4, pp. 724 – 738, August 2002.
- [20] M. García, J. M. Maruri, L. Marroyo, E. Lorenzo, and M. Pérez, "Partial shadowing, mppt performance and inverter configurations: observations at tracking pv plants," *Progress in photovoltaics: Research and Applications*, vol. 16, no. 6, pp. 529–536, September 2008.
- [21] P. Sanchis, J. López, A. Ursúa, E. Gubía, and L. Marroyo, "On the testing, characterization, and evaluation of pv inverters and dynamic mppt performance under real varying operating conditions," *Progress in photovoltaics: Research and Applications*, vol. 15, no. 6, pp. 541–556, September 2007.
- [22] S. Busquets-Monge, J. Rocabert, P. Rodriguez, S. Alepuz, and J. Bordonau, "Multilevel diode-clamped converter for photovoltaic generators with independent voltage control of each solar array," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 7, pp. 2713–2723, July 2008.
- [23] S. Daher, J. Schmid, and F. Antunes, "Multilevel inverter topologies for stand-alone pv systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 7, pp. 2703–2712, July 2008.
- [24] O. Lopez, R. Teodorescu, and J. Doval-Gandoy, "Multilevel transformerless topologies for single-phase grid-connected converters," *Ann. Conf. of the Ind. Electron. Soc. - IECON 2006*, pp. 5191–5196, November 2006.
- [25] N. Mohan, U. T., and R. P.W., "Appl. and design power electron. converters," Master's thesis, John Wiley Sons, 2003.
- [26] R.-S. L. and N. K.D.T., "A pwm method for reduction of switching loss in a full-bridge inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 10, no. 3, pp. 326–332, May 1995.

- [27] M. e. a. Victor, “Us patent application,” Master’s thesis, Pub.No: US2005/0286281 A1, 29.Dec.2005.
- [28] H. e. a. Schmid, “Us patent application,” Master’s thesis, Pub.No: US2006/7046534, 16.May.2006.
- [29] S. e. a. Gonzalez, “International patent application,” Master’s thesis, Pub.No: WO2008015298, 02.July.2007.
- [30] J. Hantschel, “German patent application,” Master’s thesis, Pub.No: DE102006010694 A11, 20.Sep.2007.
- [31] M. Cavalcanti, K. de Oliveira, A. de Farias, F. Neves, G. Azevedo, and F. Camboim, “Modulation techniques to eliminate leakage currents in transformerless three-phase photovoltaic systems,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 4, pp. 1360 –1368, april 2010.
- [32] K. Oliveira, M. Cavalcanti, J. Afonso, A. Farias, and F. Neves, “Transformerless photovoltaic systems using neutral point clamped multilevel inverters,” in *Proc. IEEE Intern. Symp. on Ind. Electron. - ISIE 2010*, july 2010, pp. 1131 –1136.
- [33] E. Un and A. Hava, “Performance analysis and comparison of reduced common mode voltage pwm and standard pwm techniques for three-phase voltage source inverters,” in *Proc. Appl. Power Electron. Conf. and Expo. - APEC 2006.*, march 2006, p. 7 pp.
- [34] J.-S. Lai and F. Z. Peng, “Multilevel converters-a new breed of power converters,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, no. 3, pp. 509 –517, may/jun 1996.
- [35] T. Kerekes, R. Teodorescu, C. Klumpner, M. Sumner, D. Floricau, and P. Rodríguez, “Evaluation of three-phase transformerless photovoltaic inverter topologies,” *EPE*, pp. 1–10, September 2007.
- [36] M. Calais, V. G. Agelidis, and M. Meinhardt, “Multilevel converters for single-phase grid connected photovoltaic systems: An overview,” *Solar Energy*, vol. 66, no. 5, pp. 325–335, 1999.

- [37] C. Rech, H. A. Gründling, H. L. Hey, H. Pinheiro, and J. R. Pinheiro, “Uma metodologia de projeto generalizada para inversores multiníveis híbridos,” *Revista controle & automação*, vol. 15, no. 2, pp. 190–201, April, May e June 2004.
- [38] F. Kang, S. Park, S. Cho, C. Kim, and T. Ise, “Multilevel pwm inverters suitable for the use of stand-alone photovoltaic power systems,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 20, no. 4, pp. 906–915, December 2005.
- [39] O. Alonso, L. Marroyo, P. Sanchis, E. Gubia, and A. Guerrero, “Analysis of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped inverters with svpwm modulation,” in *Ann. Conf. of the Ind. Electron. Soc. - IECON 2002*, vol. 2, nov. 2002, pp. 920 – 925 vol.2.
- [40] J. J. Negroni, F. Guinjoan, C. Meza, D. Biel, and P. Sanchis, “Energy-sampled data modeling of a cascade h-bridge multilevel converter for grid-connected pv systems,” *IEEE Intern. Power Electron. Conf. - IPEC 2006*, pp. 1–6, 2006.
- [41] H. Ertl, J. Kolar, and F. Zach, “A novel multicell dc-ac converter for applications in renewable energy systems,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 5, pp. 1048–1057, October 2002.
- [42] N. Celanovic and D. Boroyevich, “A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source pwm inverters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 2, no. 15, pp. 242–249, March 2000.
- [43] “Ieee standard for interconnecting distributed resources with electric power systems,” *IEEE Std 1547-2003*, pp. 01 –16, 2003.
- [44] S. Busquets-Monge, J. Bordonau, D. Boroyevich, and S. Somavilla, “The nearest three virtual space vector pwm - a modulation for the comprehensive neutral-point balancing in the three-level npc inverter,” *Power Electronics Letters, IEEE*, vol. 2, no. 1, pp. 11–15, March 2004.
- [45] H. Zhang, A. Von Jouanne, S. Dai, A. Wallace, and F. Wang, “Multilevel inverter

- modulation schemes to eliminate common-mode voltages,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 36, no. 6, pp. 1645–1653, Nov/Dec 2000.
- [46] H. du Toit Mouton, “Natural balancing of three-level neutral-point-clamped pwm inverters,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 5, pp. 1017–1025, October 2002.
- [47] Y. Ounejjar and K. Al-Haddad, “New line currents and neutral point balancing technique of three-level three-phase npc converter,” *Proc. IEEE Intern. Symp. on Ind. Electron. - ISIE 2006*, pp. 1436–1441, 2006.
- [48] A. Gupta and A. Khambadkone, “A simple space vector pwm scheme to operate a three-level npc inverter at high modulation index including overmodulation region, with neutral point balancing,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 43, no. 3, pp. 751–760, May/June 2007.
- [49] M. Marchesoni and P. Tenca, “Theoretical and practical limits in multilevel mpc inverters with passive front ends,” *Proc. European Conf. on Power Electron. and Appl.*, 2001.
- [50] S. Busquets-Monge, S. Alepuz, J. Bordonau, and J. Peracaula, “Voltage balancing control of diode-clamped multilevel converters with passive front-ends,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 4, pp. 1751–1758, July 2008.
- [51] G. Yu, Y. Jung, J. Choi, I. Choy, J. Song, and G. Kim, “A novel two-mode mppt control algorithm based on comparative study of existing algorithms,” in *Proc. IEEE Photo. Spec. Conf. - PVSC 2002.*, may 2002, pp. 1531 – 1534.
- [52] G. L. Araujo, *Electricidad Solar Fotovoltaica: Sistemas Fotovoltaicos Autônomos*, 1985.
- [53] C. Hua and C. Shen, “Comparative study of peak power tracking techniques for solar storage system,” in *Proc. Appl. Power Electron. Conf. and Expo. - APEC 1998*, vol. 2, feb 1998, pp. 679 –685.
- [54] M. Park, B.-T. Kim, and I.-K. Yu, “A novel simulation method for pv power generation systems using real weather conditions,” in *Proc. IEEE Intern. Symp. on Ind. Electron. - ISIE 2001*, vol. 1, 2001, pp. 526 –530.



- [55] Y.-C. Kuo, T.-J. Liang, and J.-F. Chen, "A high-efficiency single-phase three-wire photovoltaic energy conversion system," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 50, no. 1, pp. 116 – 122, feb 2003.
- [56] K. Hussein, I. Muta, T. Hoshino, and M. Osakada, "Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions," *IEE Proc. Generation, Transmission and Distribution*, vol. 142, no. 1, pp. 59 –64, jan 1995.
- [57] A. Brambilla, "New approach to photovoltaic arrays maximum power point tracking," *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 632–637, 1998.
- [58] T.-Y. Kim, H.-G. Ahn, S. K. Park, and Y.-K. Lee, "A novel maximum power point tracking control for photovoltaic power system under rapidly changing solar radiation," in *Proc. IEEE Intern. Symp. on Ind. Electron. - ISIE 2001*, vol. 2, 2001, pp. 1011–1014.
- [59] L. Malesani, P. Tomasin, and V. Toigo, "Space vector control and current harmonics in quasi-resonant soft-switching pwm conversion," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, no. 2, pp. 269–278, Mar/Apr 1996.
- [60] J. L. Afonso, "Filtro activo paralelo com controlo digital para melhoria da qualidade de energia eléctrica," Ph.D. dissertation, Universidade do Minho, Novembro 2000.
- [61] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, "Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-20, no. 3, pp. 625 –630, may 1984.
- [62] ———, "Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits," *Intern. Power Electron. Conf. - IPEC 1983*, pp. 1375–1983, 1983.
- [63] *DataSheet SKM 50GB063D*, Semikron.
- [64] *DataSheet DSEP30-12AR*, IXYS.