

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS  
ESCOLA DE ENGENHARIA



PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

---

**Projeto e análise de sistemas  
fotovoltaicos  
com enfoque na compatibilidade  
eletromagnética**

---

*Aluno:*  
Philippe César Teixeira  
PEREIRA

*Professor Orientador:*  
Helder DE PAULA

Belo Horizonte  
Junho 2016

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS  
ESCOLA DE ENGENHARIA

---

**Projeto e análise de sistemas  
fotovoltaicos  
com enfoque na compatibilidade  
eletromagnética**

---

Dissertação submetida à banca examinadora designada  
pelo colegiado do Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas  
Gerais, como parte dos requisitos necessários à obtenção  
do grau de Mestre em Engenharia Elétrica

*Aluno:*  
Philippe César Teixeira  
PEREIRA

*Orientador:*  
Helder DE PAULA

Belo Horizonte  
Junho 2016

P436p

Pereira, Philipe César Teixeira.

Projeto e análise de sistemas fotovoltaicos com enfoque na compatibilidade eletromagnética [manuscrito] / Philipe César Teixeira Pereira. – 2016.  
200 f., enc.: il.

Orientador: Helder de Paula.

Dissertação (mestrado) Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia.

Anexos: f. 184-193.

Bibliografia: f. 194-200.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Geração de energia fotovoltaica - Teses. 3. Interferência eletromagnética - Teses. I. Paula, Helder de.  
II. Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia.  
III. Título.

CDU: 621.3(043)

## Agradecimentos

Primeiramente, agradeço a Deus, que muito nos ama e que nos enviou seu Único Filho para nos salvar.

Ao meu orientador, professor Helder, pela paciência e pelo apoio.

A todos aqueles que têm me acompanhado ao longo desses anos de estudos e dedicação.

## Resumo

Sistemas de geração fotovoltaica têm se difundido nos últimos anos, especialmente devido à sua versatilidade, às reduções de custos promovidas pela produção em escala, aos avanços tecnológicos que têm levado a um aumento na eficiência de conversão das células e aos incentivos para o uso de fontes renováveis. Entretanto, o estágio de conversão necessário para injetar a energia gerada envolve o uso de dispositivos eletrônicos cujo processo de chaveamento pode gerar formas de tensão e correntes com conteúdo espectral de alta frequência, que interagem com outros componentes do sistema, eventualmente produzindo efeitos indesejáveis, relacionados com interferência eletromagnética conduzida, destacando-se a circulação de correntes de modo-comum. Esse trabalho propõe investigar as diferentes particularidades do sistema que propiciam a ocorrência desses fenômenos e como mitigar seus efeitos, focando sistemas de geração conectados à rede, que podem ser instalados sobre prédios comerciais, escolas e residências.

## **Abstract**

Photovoltaic power systems have been widely spread in the last years, especially for their versatility, the price reductions provided by production scale, the advances in the solar panels conversion efficiency and the incentives for use of renewable sources of energy. However, the power conversion stage necessary to inject the generated power into the grid involves the use of electronic devices whose switching process may generate voltage and current waveforms with a high frequency spectral content that interacts with other system components, frequently producing unexpected and undesirable effects, related with electromagnetic interferences, mainly the common-mode current flow. This work proposes to investigate the different particularities of the system which propitiate the occurrence of these phenomena and how to mitigate their effects, focusing grid-connected PV systems usually installed in commercial buildings, schools and residential installations.

# Sumário

<b>1</b>	<b>Introdução Geral</b>	<b>13</b>
1.1	Considerações iniciais sobre a geração fotovoltaica . . . . .	13
1.2	Microgeração e minigeração distribuída . . . . .	13
1.3	Aspectos técnicos . . . . .	14
1.4	Questões relacionadas à compatibilidade eletromagnética . . . . .	15
1.5	Objetivos dessa dissertação . . . . .	16
1.6	Contextualização do trabalho . . . . .	17
<b>2</b>	<b>Modelagem do Sistema Fotovoltaico para Estudos de Alta Frequência</b>	<b>19</b>
2.1	Considerações iniciais . . . . .	19
2.2	Conteúdo espectral da forma de onda na saída da ponte inversora . . . . .	19
2.3	Fenômenos que alteram as características dos componentes em altas frequências	21
2.3.1	Propriedades do materiais . . . . .	21
2.3.2	Efeito pelicular e de proximidade . . . . .	21
2.4	Circuito elétrico equivalente . . . . .	21
2.4.1	Redes lineares invariantes no tempo . . . . .	22
2.4.2	Elementos parasitas . . . . .	23
2.4.3	Valor limiar dos parâmetros parasitas . . . . .	23
2.5	Modelagem do transformador . . . . .	24
2.5.1	Modelagem geométrica simplificada . . . . .	27
2.5.2	Modelagem matemática a partir da resposta em frequência . . . . .	31
2.5.3	Modelagem geométrica avançada . . . . .	37
2.5.4	Tabela das metodologias de modelagem de transformadores . . . . .	38
2.5.5	Escolha do modelo mais apropriado . . . . .	38
2.6	Transformador de aterramento . . . . .	39
2.7	Conversor . . . . .	42
2.7.1	Filtro do barramento de tensão contínua . . . . .	43
2.7.2	Ponte inversora . . . . .	45
2.7.3	Filtro CA . . . . .	47
2.7.4	Filtro de Modo-Comum . . . . .	47
2.7.5	Seleção do modelo adequado . . . . .	48
2.7.6	Aquisição dos valores dos parâmetros do modelo através de medições . . . . .	49
2.8	Cabeamento . . . . .	52
2.8.1	Cabeamento bifásico . . . . .	53
2.8.2	Cabeamento trifásico . . . . .	54
2.9	Painéis . . . . .	55
2.9.1	Capacitância para a terra . . . . .	56
2.10	Rede . . . . .	56
2.11	Aplicação das metodologias de modelagem aos componentes da instalação fotovoltaica deste projeto . . . . .	58

2.11.1	Modelo do transformador blindado . . . . .	58
2.11.2	Modelo do conversor . . . . .	59
2.12	Circuito completo da modelagem . . . . .	63
2.13	Conclusão . . . . .	64
<b>3</b>	<b>Possibilidades de Conexão do Aterramento da instalação Fotovoltaica</b>	<b>66</b>
3.1	Considerações iniciais . . . . .	66
3.2	Aterramento de proteção . . . . .	66
3.3	Aterramento funcional . . . . .	68
3.3.1	Aterramento funcional no contexto da geração distribuída . . . . .	70
3.3.2	Conexão do neutro em inversores para geração fotovoltaica . . . . .	74
3.3.3	Aterramento efetivo do sistema de geração fotovoltaica . . . . .	74
3.3.4	Transformador de aterramento . . . . .	75
3.3.5	Casos em que se faz necessário o aterramento ativo . . . . .	76
3.3.6	Recomendações quanto à forma de se proceder com o aterramento . . . . .	78
3.3.7	Corrosão Galvânica . . . . .	79
3.4	Simulações . . . . .	79
3.4.1	Descrição do sistema de geração . . . . .	79
3.4.2	Conexões para o aterramento de proteção . . . . .	82
3.4.3	Análise do aterramento funcional . . . . .	96
3.5	Conclusão . . . . .	108
<b>4</b>	<b>Estudo Comparativo de Estratégias PWM para a Redução das Grandezas de Modo-Comum</b>	<b>111</b>
4.1	Considerações iniciais . . . . .	111
4.2	Representação do circuito de modo-comum de uma instalação fotovoltaica . . . . .	111
4.3	Características das modulações PWM . . . . .	114
4.3.1	Implementação escalar . . . . .	115
4.3.2	Implementação vetorial . . . . .	116
4.3.3	Figuras de mérito . . . . .	122
4.4	Diferentes técnicas de modulações PWM com vistas à redução da corrente de modo comum injetada no sistema . . . . .	123
4.4.1	PWM senoidal - S-PWM . . . . .	123
4.4.2	PWM com injeção de terceiro harmônico - THI-PWM . . . . .	124
4.4.3	PWM vetorial - SV-PWM . . . . .	124
4.4.4	PWM do estado zero ativo - AZS-PWM . . . . .	127
4.4.5	PWM com estado remoto - RS-PWM . . . . .	129
4.4.6	PWM descontínuo - D-PWM . . . . .	133
4.4.7	PWM de estado próximo - NS-PWM . . . . .	134
4.5	Simulações Computacionais . . . . .	136
4.5.1	Circuito a ser simulado . . . . .	137
4.6	Resultados e discussões . . . . .	137
4.6.1	Avaliação sob o prisma da compatibilidade eletromagnética . . . . .	137
4.6.2	Avaliação da linearidade da tensão de saída e chaveamentos num ciclo . . . . .	138
4.6.3	Avaliação quanto à complexidade da implementação . . . . .	139
4.7	Outras estratégias de modulação PWM . . . . .	139
4.8	Conclusão . . . . .	139

<b>5</b>	<b>Modelagem do Transformador Eletrônico</b>	<b>142</b>
5.1	Considerações iniciais . . . . .	142
5.2	Apresentação do transformador eletrônico . . . . .	142
5.2.1	Topologias dos conversores CC/CC isolados . . . . .	143
5.2.2	Isolação galvânica e acoplamentos capacitivos . . . . .	146
5.3	Modelagem do transformador eletrônico . . . . .	154
5.3.1	Transformador de alta frequência . . . . .	154
5.3.2	O conversor e seus componentes . . . . .	161
5.4	Determinação dos parâmetros do modelo . . . . .	166
5.4.1	Valores típicos . . . . .	166
5.4.2	A partir da geometria do dispositivo . . . . .	166
5.4.3	A partir de medições . . . . .	167
5.5	Aplicação da metodologia de medição proposta para um conversor CC/CC iso- lado do tipo ponte completa . . . . .	167
5.5.1	Simplificação da metodologia a partir do agrupamento de capacitâncias . . . . .	169
5.5.2	Simplificação da metodologia a partir do desmembramento do conversor CC-CC-CA . . . . .	170
5.6	Conclusão . . . . .	173
<b>6</b>	<b>Conclusão</b>	<b>175</b>
	<b>Apêndice</b>	<b>178</b>
<b>A</b>	<b>Determinação das durações dos estados das chaves para diferentes métodos PWM a partir tensão que se deseja sintetizar</b>	<b>179</b>
A.1	Usando somente os vetores ativos que limitam o setor . . . . .	179
A.2	Usando somente os vetores ativos com uma mesma tensão de modo comum . . . . .	180
A.2.1	Utilizando-se os vetores ímpares . . . . .	180
A.2.2	Utilizando-se os vetores pares . . . . .	181
A.3	Usando somente os três vetores ativos mais próximos . . . . .	181
<b>B</b>	<b>Formulário matemático</b>	<b>183</b>
B.1	Espectro de um trem de pulsos retangulares e trapezoidais . . . . .	183
B.1.1	Trem de pulsos retangulares . . . . .	183
B.1.2	Trem de pulsos trapezoidais . . . . .	184
B.1.3	Perfis do espectros calculados . . . . .	186
B.2	Matrizes diagonalizáveis pela transformação de Fortescue . . . . .	186
B.2.1	Três fases . . . . .	186
B.2.2	Duas fases . . . . .	188

# Lista de Figuras

2.1	Forma de onda PWM e seu espectro - valores em $kV$ ; $f_c = 6kHz$ ; $V_{DC} = 708V$ .	20
2.2	A representação por circuito pode eventualmente esconder (ou intencionalmente desprezar) inúmeros fenômenos que ocorrem no circuito, como acoplamento capacitivos e indutivos. . . . .	23
2.3	Modelo do trafo para baixas frequência, da ordem daquela de operação da rede.	24
2.4	Modelo do trafo para baixas frequência, com a representação dos efeitos da saturação. . . . .	25
2.5	Modelo do transformador trifásico ligado em conexão $\Delta - Y$ obtido a partir da associação dos modelos monofásicos de baixa frequência. . . . .	25
2.6	Visão do corte transversal às espiras do enrolamento, mostrando os acoplamentos capacitivos existentes. . . . .	27
2.7	Acoplamentos capacitivos dentro do transformador. . . . .	28
2.8	Posição das capacitâncias a serem inseridas no modelo de baixa frequência para a representação dos diversos acoplamentos. . . . .	29
2.9	Modelo pi-capacitivo. . . . .	30
2.10	Modelo generalizado de um transformador com todos os possíveis acoplamentos capacitivos. Na tabela 2.2 estão indicados quais dessas capacitâncias são consideradas em cada um dos modelos descritos em diferentes referências bibliográficas.	30
2.11	O modelo pi-capacitivo que foi apresentado em 2.9 pode ser simplificado em estudos que envolvam altas frequências. . . . .	32
2.12	Características de um transformador blindado. . . . .	32
2.13	Arranjo experimental para medição da impedância de curto-circuito. . . . .	33
2.14	Curva típica do valor da impedância de curto-circuito. . . . .	34
2.15	Processo de modelagem pelo método matemático [34]. . . . .	35
2.16	As tensão induzidas em cabos trifásicos devido à incidência de descargas atmosféricas geralmente estão em fase e possuem a mesma magnitude. . . . .	35
2.17	Representação de um quadripolo. . . . .	35
2.18	Medições para obtenção das impedâncias da matriz do quadripolo. . . . .	36
2.19	Célula pi de impedâncias equivalente ao quadripolo representativo do transformador. . . . .	36
2.20	Circuito equivalente do transformador de aterramento. . . . .	39
2.21	Circuito equivalente do transformador de aterramento, no domínio modal. . . . .	41
2.22	Comparação entre os diferentes estágios que compõe dos acionamentos elétricos por chaves eletrônicas e a geração fotovoltaica. . . . .	42
2.23	Modelo genérica de um capacitor. . . . .	43
2.24	Modelo do capacitor eletrolítico . . . . .	44
2.25	Modelo generalizado de uma chave com transistor IGBT associada em anti-paralelo com um diodo. Na tabela 2.4 estão indicados quais desses elementos parasitas são considerados em cada um dos modelos descritos em diferentes referências. . . . .	46

2.26	Modelo generalizado do diodo de grampeamento. Na tabela 2.5 estão indicados quais desses elementos parasitas são considerados em cada um dos modelos descritos em diferentes referências. . . . .	47
2.27	Circuito equivalente do filtro de modo-comum. . . . .	48
2.28	Modelo do filtro de modo-comum com a inclusão dos elementos parasitas [60]. . . . .	49
2.29	Modelo completo do conversor dois níveis. Os blocos representativos das chaves, dos capacitores e dos filtros encontram-se detalhados nas figuras 2.25, 2.23, 2.24 e 2.28, respectivamente. . . . .	50
2.30	Pontos de medição para a determinação das diferentes capacitâncias do inversor. . . . .	51
2.31	Grafo equivalente dos pontos de medição do conversor com os terminais do barramento CC curto-circuitados. . . . .	52
2.32	Ilustração do efeito da influência da corrente de uma fase em outra no valor da tensão com relação ao terra. . . . .	53
2.33	Modelo de uma célula solar inserida em um painel fotovoltaico. . . . .	56
2.34	Modelo linear da rede trifásica à qual a unidade de geração fotovoltaica está conectada. . . . .	57
2.35	Representação de um trecho de uma rede de distribuição de energia elétrica. . . . .	57
2.36	Impedância equivalente da rede. . . . .	57
2.37	Interior do inversor Jema ST-15 . . . . .	60
2.38	Diagrama elétrico do inversor fotovoltaico Jema ST-15. . . . .	61
2.39	Posição dos diferentes componentes do inversor fotovoltaico Jema ST-15 e conexões existentes. . . . .	62
2.40	Circuito completo da modelagem implementado em PSCAD. . . . .	63
2.41	Visão detalhada dos blocos destacados na figura 2.40. . . . .	64
3.1	Circulação de correntes de modo comum pela instalação fotovoltaica. . . . .	67
3.2	Capacitância parasita das partes ativas do módulo fotovoltaico para o terra. . . . .	69
3.3	Circuito elétrico de um inversor trifásico, com destaque aos pontos cuja conexão ao terra será avaliada. . . . .	71
3.4	Sistema de geração com uma máquina síncrona ilhada devido à ocorrência de uma falta. . . . .	71
3.5	Diagrama fasorial das tensões de fase antes e depois da falta. . . . .	72
3.6	Sistema de geração com um inversor ilhado devido à ocorrência de uma falta. . . . .	73
3.7	Diagrama fasorial das tensões de fase antes e depois da falta, no caso de GD com inversor. . . . .	73
3.8	Instalação de um trafo de aterramento no lado em delta de um transformador. . . . .	75
3.9	Efeito acumulativo da tensão dos terminais da fonte fotovoltaica para o terra, em função da associação de vários módulos em série. . . . .	77
3.10	Diagrama da usina fotovoltaica. . . . .	81
3.11	Conexões possíveis entre os diferentes pontos de aterramento e os condutores de retorno. . . . .	82
3.12	Pontos em que serão efetuadas as medições de tensão e corrente no sistema simulado. . . . .	83
3.13	Tensão no polo positivo da fonte fotovoltaica para a terra (casos I). . . . .	85
3.14	Corrente total pelas capacitâncias parasitas das placas (casos I e II). . . . .	86
3.15	Tensão no centro da estrela do filtro para a terra (casos I e II). . . . .	87
3.16	Tensão no condutor de retorno do cabo CC para a terra (casos I e II, terminal 1). . . . .	87
3.17	Tensão no condutor de retorno do cabo CA para a terra (caso II, terminal 1). . . . .	88
3.18	Corrente pelo condutor de retorno do cabo CA (caso II). . . . .	88
3.19	Tensão do polo positivo da fonte fotovoltaica para a terra (caso VIII). . . . .	89

3.20	Corrente total pelas capacitâncias parasitas das placas (caso VIII).	90
3.21	Tensão no centro da estrela do filtro para a terra (caso VIII).	90
3.22	Tensão no condutor de retorno do cabo CC (caso VIII).	91
3.23	Tensão no condutor de retorno do cabo CA para a terra (caso VIII).	91
3.24	Corrente pelo condutor de retorno do cabo CA (caso VIII).	92
3.25	Tensão do polo positivo da fonte fotovoltaica para a terra (casos III).	92
3.26	Corrente total pelas capacitâncias parasitas das placas (casos III e VII).	93
3.27	Tensão no centro da estrela do filtro para a terra (casos III).	93
3.28	Tensão no condutor de retorno do cabo CC para a terra (casos III).	94
3.29	Tensão no condutor de retorno do cabo CA para a terra (casos III, IV, V e VII).	95
3.30	Corrente pelo condutor de retorno do cabo CA (casos III).	95
3.31	Circuito elétrico do sistema de geração a ser simulado. As linhas pontilhadas em verde e amarelo representam os condutores PE.	96
3.32	Sistema de geração com a inclusão do transformador de aterramento.	97
3.33	Tensão do polo positivo da fonte fotovoltaica para a terra: (a) sem o TA; (b) com o TA.	97
3.34	Corrente total pelas capacitâncias parasitas das placas: (a) sem o TA; (b) com o TA.	98
3.35	Corrente de neutro do trafo de aterramento.	99
3.36	Aterramento funcional do polo negativo de um string de módulo fotovoltaicos, com destaque para as correntes que circulam pelo condutor de terra.	99
3.37	Tensão do polo positivo da fonte fotovoltaica para a terra: (a) fonte flutuante; (b) fonte aterrada no pólo negativo.	100
3.38	Corrente total pelo aterramento da fonte fotovoltaica: (a) fonte flutuante; (b) fonte aterrada no pólo negativo.	100
3.39	Circuito do sistema de geração simulado, com a conexão entre conexão do ponto médio do barramento CC ao terra destacada com a linha pontilhada.	101
3.40	Tensão do polo positivo da fonte fotovoltaica para a terra: (a) neutro flutuante; (b) neutro aterrado.	102
3.41	Corrente total pelas capacitâncias parasitas das placas: (a) neutro flutuante; (b) neutro aterrado.	103
3.42	Corrente de neutro do trafo de aterramento: (a) neutro flutuante; (b) neutro aterrado.	104
3.43	Corrente do ponto médio do barramento CC para o terra.	104
3.44	Circuito do sistema de geração simulado, com a conexão entre conexão do ponto médio do barramento CC ao centro da estrela do filtro capacitivo destacada com a linha pontilhada.	105
3.45	Tensão do polo positivo da fonte fotovoltaica para a terra: (a) neutro flutuante; (b) neutros conectados.	105
3.46	Corrente total pelas capacitâncias parasitas das placas: (a) neutro flutuante; (b) neutros conectados.	106
3.47	Corrente de neutro do trafo de aterramento: (a) neutro flutuante; (b) neutros conectados.	106
3.48	Corrente do ponto médio do barramento CC para o centro da estrela do filtro capacitivo.	107
4.1	Sistema de geração fotovoltaico a ser modelado e analisado.	111
4.2	Modelagem didática do sistema de geração fotovoltaica com inversor trifásico de dois níveis.	112
4.3	Circuito equivalente para o modo-comum do sistema considerado.	113

4.4	Princípio da modulação PWM a partir da comparação de um sinal de referência com a onda portadora. A área em verde claro do gráfico da direita aproximadamente igual à área amarela menos a vermelha. . . . .	115
4.5	Diagrama de blocos para os estados das chaves do PWM a partir da abordagem escalar. . . . .	116
4.6	Circuito de modo diferencial do sistema de geração fotovoltaica. . . . .	117
4.7	Representação no plano complexo dos vetores espaciais associados aos estados das chaves da ponte inversora. . . . .	119
4.8	Princípio do PWM, visto pela abordagem vetorial. O vetor laranja no gráfico inferior é obtido como a média temporal dos vetores representados nos gráficos superiores. . . . .	120
4.9	Divisão do hexágono de estados em seis setores. Na esquerda, a divisão do tipo 'A'; na direita, a divisão do tipo 'B'. . . . .	121
4.10	Exemplo da síntese de um vetor localizado no setor A-I com o emprego dos vetores $\vec{V}_1$ e $\vec{V}_2$ . . . . .	122
4.11	Diagrama de blocos para os estados das chaves da modulação S-PWM. . . . .	123
4.12	Padrão da tensão de modo comum para a modulação S-PWM. . . . .	124
4.13	Diagrama de blocos para os estados das chaves da modulação THI-PWM. . . . .	125
4.14	Síntese de vetor de tensão no setor A-II através da modulação SV-PWM. Os vetores relativos aos estados inativos 0 e 7, ainda que presentes, não estão representados. . . . .	125
4.15	Diagrama de blocos para os estados das chaves da modulação SV-PWM. . . . .	126
4.16	Estado de cada uma das chaves ao longo de um período de chaveamento para a modulação SV-PWM no setor A-I. . . . .	127
4.17	Diagrama de blocos para os estados das chaves da modulação AZS-PWM. . . . .	129
4.18	Síntese do vetor de tensão através das modulações AZS-PWM-1 e AZS-PWM-2. . . . .	129
4.19	Síntese do vetor de tensão através da modulação AZS-PWM-3. . . . .	130
4.20	Síntese do vetor de tensão através das modulações RS-PWM-1 e RS-PWM-2A. . . . .	132
4.21	Síntese do vetor de tensão através da modulação RS-PWM-2B. . . . .	132
4.22	Diagrama de blocos para os estados das chaves da modulação NS-PWM. . . . .	135
4.23	Síntese do vetor de tensão através da modulação NS-PWM. . . . .	136
5.1	Conversor flyback. . . . .	143
5.2	Conversor <i>forward</i> . . . . .	144
5.3	Conversor <i>2-switch forward</i> . . . . .	144
5.4	Conversor meia-ponte. . . . .	145
5.5	Conversor com ponte completa. . . . .	145
5.6	Conversor com ponte completa - retificador a 4 diodos. . . . .	146
5.7	Conversor com ponte completa - retificador controlado. . . . .	146
5.8	Circuito com o secundário isolado. Os níveis de tensão com relação ao terra dos nós do secundário não podem ser calculados. . . . .	147
5.9	Circuito com o secundário isolado, mas acoplado capacitivamente com o outro circuito. Neste caso, pode-se computar o valor das tensões dos nós do secundário para o terra. . . . .	147
5.10	Modelo do transformador monofásico, onde a sua indutância de dispersão $L_l$ e as capacitâncias parasitas $C_t$ entre os enrolamentos são levadas em conta. . . . .	148
5.11	Modelo do transformador monofásico com acoplamento capacitivo - Domínio das fases. . . . .	150
5.12	Modelo do transformador monofásico com acoplamento capacitivo - Domínio modal. . . . .	150

5.13	Modelo do transformador monofásico quando se despreza os acoplamentos capacitivos - Domínio modal. . . . .	151
5.14	Resposta em frequência do modelo de um transformador de alta frequência visto do primário com os terminais do secundário em curto [92]. . . . .	152
5.15	Classificação dos distúrbios eletromagnéticos em função da frequência [94]. . . . .	152
5.16	Espectro das perturbações que se propagam pelos conversores eletrônicos de potência (ignorou-se as perturbações oriundas dos circuitos de controle). . . . .	153
5.17	Frequências e envoltórias dos espectros de um trem de pulsos PWM com tempos de subida e descida de $300ns$ (azul) e $1200ns$ (vermelho). Amplitude de $175V_{dc}$ [95].	154
5.18	Ilustração da estrutura de um transformador planar [97]. . . . .	155
5.19	Representação tridimensional do transformador planar [98]. . . . .	155
5.20	Modelo para altas frequências de um transformador convencional. . . . .	156
5.21	Modelo para a análise de fenômenos de modo-comum para um sistema de geração fotovoltaico que conta com um conversor CC-CC e uma ponte inversora [29]. . . . .	157
5.22	Modelo para o transformador de alta frequência do conversor CC-CC da Figura 5.21; à direita mostra-se o modelo de um transformador com blindagem eletrostática [29]. . . . .	157
5.23	Modelo do transformador de alta frequência [30]. . . . .	158
5.24	Modelo do transformador de alta frequência com uma camada de blindagem eletrostática [30]. . . . .	158
5.25	Modelo do transformador de alta frequência com três camadas de blindagem eletrostática [30]. . . . .	159
5.26	Modelo para altas frequências do transformador AF blindado. . . . .	159
5.27	Modelo do transformador de alta frequência com a simples inclusão das capacitâncias [98]. . . . .	160
5.28	Inclusão das capacitâncias parasitas do transformador planar no modelo do conversor CC-CC [97]. . . . .	160
5.29	Associação de sistemas magnético e eletrostático para um transformador de dois enrolamentos [100]. . . . .	161
5.30	Representação, com seis capacitâncias, de um transformador de alta frequência monofásico [101]. . . . .	162
5.31	Representação de um MOSFET (a) e diferentes modelos que reproduzem o comportamento do dispositivo. . . . .	163
5.32	Elementos parasitas no conversor (em vermelho). . . . .	163
5.33	Distribuição de cargas para um diodo nos estados de condução e corte. . . . .	164
5.34	Recuperação reversa em diodos de potência. . . . .	164
5.35	Processo de retificação na presença de indutâncias em série com os diodos. . . . .	165
5.36	Oscilações na tensão na saída do retificador (curva verde). . . . .	165
5.37	Circuito do conversor CC-CC-CA isolado. . . . .	168
5.38	Acoplamentos capacitivos entre os terminais de algumas chaves a serem considerados para a determinação dos parâmetros do conversor. . . . .	168
5.39	Acoplamentos capacitivos para o terra a serem considerados para a determinação dos parâmetros do conversor. . . . .	169
5.40	Acoplamentos capacitivos do transformador para a determinação dos parâmetros do conversor. . . . .	169
5.41	Grafo equivalente do circuito do conversor, com as capacitâncias parasitas inclusas.	170
5.42	A variação de tensão nas capacitâncias parasitas do barramento CC são muito parecidas, uma vez que a capacitância $C_{DC}$ é muito grande. . . . .	170
5.43	Grafo equivalente do circuito do conversor, com as capacitâncias parasitas incluídas, no caso em que os nós ‘P’, ‘N’ e ‘M’ foram curto-circuitados. . . . .	171

---

5.44	Grafo equivalente do circuito do inversor monofásico, com as capacitâncias parasitas inclusas. . . . .	172
5.45	Grafo equivalente do circuito do conjunto retificador-inversor trifásico, com as capacitâncias parasitas inclusas. . . . .	173
B.1	Formas de onda do trem de pulsos retangulares e sua derivada. . . . .	183
B.2	Formas de onda do trem de pulsos trapezoidais e suas duas primeiras derivadas. . . . .	185

# Lista de Tabelas

2.1	Importância de se considerar certos fenômenos na modelagem do transformador em função da faixa de frequência estudada [23]. . . . .	26
2.2	Modelos encontrados na literatura que levam em conta os acoplamentos capacitivos. . . . .	31
2.3	Metodologias de modelagem de transformadores de potência. [34] . . . . .	38
2.4	Modelos encontrados na literatura para a chave com transistor IGBT associada em anti-paralelo com um diodo representada na figura 2.25. . . . .	46
2.5	Modelos encontrados na literatura para o diodo de grampeamento representado na figura 2.26. . . . .	47
2.6	Estudos sobre filtros passivos a serem instalados na saída das pontes inversoras. . . . .	47
2.7	Capacitância resultante que é obtida ao se fazer uma medição. . . . .	49
2.8	Valores típicos das capacitâncias para o terra da fonte de potência fotovoltaica. . . . .	56
2.9	Valores típicos da resistência e indutância da rede encontrados na literatura. . . . .	58
2.10	Parâmetros do transformador . . . . .	58
2.11	Valores medidos da impedância série equivalente vista dos terminais do primário e do secundário para o neutro. . . . .	58
2.12	Valores medidos da impedância série equivalente vista dos terminais do primário para o secundário. . . . .	59
2.13	Valores considerados para os elementos do modelo pi. . . . .	59
2.14	Dados nominais do inversor da Jema ST-15 . . . . .	59
2.15	Valores medidos da impedância série equivalente vista dos terminais do conversor. . . . .	61
2.16	Valores das capacitâncias do modelo que melhor se ajustam às medições. . . . .	61
2.17	Valores medidos para impedância série dos indutores. . . . .	62
2.18	Valores obtidos na ficha técnica do filtro de modo comum utilizado no inversor. . . . .	63
3.1	Diferenças entre o aterramento de proteção e o funcional. . . . .	70
3.2	Parâmetros do sistema a ser simulado. . . . .	82
3.3	Estado das chaves para cada um dos casos a ser simulado. . . . .	83
3.4	Grandezas a serem monitoradas nas simulações. . . . .	84
3.5	Valores das correntes parasitas que fluem pelas placas: (a) sem o TA; (b) com o TA. . . . .	98
3.6	Valores das correntes que fluem pelo aterramento da fonte fotovoltaica: (a) fonte flutuante; (b) fonte aterrada no polo negativo. . . . .	101
3.7	Valores das correntes parasitas que fluem pelas placas: (a) neutro flutuante; (b) neutro aterrado. . . . .	102
3.8	Valores das correntes parasitas que fluem pelas placas: (a) neutro flutuante; (b) neutros conectados. . . . .	103
4.1	Valor do vetor espacial para cada uma das 8 possíveis combinações dos estados das chaves. . . . .	118
4.2	Divisão em setores a partir do intervalo que contém o argumento do vetor espacial. . . . .	120
4.3	Sequência de estados na modulação SV-PWM. . . . .	127

---

4.4	Seleção da portadora em função do setor do vetor espacial para a modulação AZS-PWM. . . . .	128
4.5	Sequência de estados nas modulações AZS-PWM. . . . .	130
4.6	Seleção da portadora e função lógica das portas em função do setor do vetor espacial para a modulação RS-PWM. . . . .	131
4.7	Sequência de estados nas modulações RSPWM. . . . .	133
4.8	Sequência de estados nas modulações D-PWM. . . . .	134
4.9	Valor da partição do estado zero $\zeta_0$ para as modulações PWM descontínuas. . .	134
4.10	Seleção da portadora em função do setor do vetor espacial para a modulação NS-PWM. . . . .	135
4.11	Sequência de estados na modulação NS-PWM. . . . .	136
4.12	Valor da corrente eficaz que flui pelo terra para diferentes modulações. . . . .	137
4.13	Valor de pico da corrente que flui pelo terra para diferentes modulações. . . . .	138
4.14	Comparação entre as diferentes estratégias de chaveamento PWM. . . . .	138
4.15	Comparação entre as diferentes estratégias de chaveamento PWM. . . . .	139
5.1	Faixa típica de potências dos conversores CC/CC isolados. . . . .	145
5.2	Valores típicos encontrados na literatura para os elementos parasitas do transformador. . . . .	166
5.3	Capacitâncias equivalentes medidas entre dois pontos do circuito inversor monofásico da entrada do transformador. . . . .	172



# Capítulo 1

## Introdução Geral

Num mundo cada vez mais necessitado de energia elétrica e onde as fontes convencionais, tais como os combustíveis fósseis, estão cada vez mais limitados, a geração de eletricidade a partir da energia solar ganha destaque. Além de se tratar de uma fonte de energia renovável<sup>1</sup>, ela está disponível em todo o planeta, principalmente nas regiões tropicais, como é o caso do Brasil.

Dentre as possíveis formas de se converter a energia do sol em eletricidade, a geração fotovoltaica desponta no mundo atual devido às recentes reduções nos custos de fabricação dos painéis, à elevação na eficiência de conversão dos módulos comercialmente disponíveis e à forma direta como essa energia é convertida em eletricidade, sem a necessidade de dispositivos com peças móveis, o que reduz os custos com manutenção.

### 1.1 Considerações iniciais sobre a geração fotovoltaica

As células fotovoltaicas são dispositivos em estado sólido, constituídas de materiais semicondutores e que apresentam em seus terminais uma diferença de potencial quando sobre elas incide radiação eletromagnética com um dado comprimento de onda. Essa diferença de potencial faz com que haja a circulação de corrente quando conectada a um circuito externo, havendo assim transferência de potência.

O rendimento desse processo de conversão pode chegar a até 45% [1] dependendo da tecnologia empregada na fabricação da célula fotovoltaica. Para aquelas disponíveis comercialmente, são encontrados módulos cuja eficiência varia na faixa de 10% a 20% [2]. O resto da energia da radiação incidente sobre a célula ou é refletida ou atravessa diretamente a célula (isso ocorre principalmente nos módulos do tipo vidro-vidro, utilizados na cobertura de estufas) ou é absorvida, conduzindo a uma elevação da temperatura do módulo.

Com a produção em massa desses painéis, os recentes avanços tecnológicos na fabricação e a elevação nos custos de outras formas de geração de eletricidade, a geração fotovoltaica começa a se tornar aos poucos mais competitiva, aumentando sua participação na matriz elétrica de vários países, principalmente onde o preço da eletricidade é elevado e as taxas de juros são reduzidas, como na Alemanha, no Japão e nos Estados Unidos.

### 1.2 Microgeração e minigeração distribuída

Originalmente, os sistemas elétricos eram organizados num esquema radial, como numa árvore onde a raiz eram os centros geradores de alta potência, que irrigavam e os galhos e ramos, sendo

---

<sup>1</sup>um recurso é considerado renovável quando sua disponibilidade na natureza é garantida por processos naturais a uma taxa equivalente ou maior que o consumo humano.

estes os sistemas de transmissão e distribuição, até as folhas, que representam os consumidores finais.

Entretanto, o desenvolvimento de novas formas de geração a baixa potência, como o solar fotovoltaico, os ciclos combinados de cogeração, o processamento dos gases oriundos da biodigestão, a queima de resíduos orgânicos (e.g. palha da cana), a geração a partir de pequenas centrais hidrelétricas (PCHs), dentre outras, promoveram uma mudança na topologia desses sistemas: ao invés de um fluxo de potência unidirecional das fontes em direção aos consumidores, tem-se que o próprio consumidor pode produzir parte da energia por ele consumida e, eventualmente, suprir o sistema com seu excedente de geração, havendo, portanto, uma bidirecionalidade no fluxo de potência.

Esse nova modalidade de produção de eletricidade, conhecida como geração distribuída, apresenta inúmeras vantagens:

- alívio na demanda dos grandes centros produtores;
- aumento da confiabilidade do sistema, uma vez que os produtores locais podem eventualmente abastecer seus centros de consumo na eventual perda das fontes principais;
- redução nas perdas técnicas de transmissão, uma vez que somente uma parte da potência consumida localmente provém dos longínquos centros de produção.

Entretanto, essa nova topologia do sistema impõe novos desafios, dentre eles:

- maior complexidade nos estudos de estabilidade do sistema frente a contingências;
- maior complexidade nos estudos de coordenação dos dispositivos de proteção;
- particularmente no caso da geração fotovoltaica e das células à combustível, uma preocupação com a qualidade da energia injetada na rede, uma vez que a interface entre a geração e a rede é feita por dispositivos que envolvem eletrônica de potência, havendo portanto a injeção de componentes harmônicas de corrente.

No Brasil, as resoluções normativas  $N^{\circ}$  482 de 2012 e  $N^{\circ}$  687 de 2015 da ANEEL estabelece as condições gerais para o acesso de microgeração e minigeração distribuída aos sistemas de distribuição de energia elétrica [3], enquanto o módulo 3 dos Procedimentos de Distribuição (PRODIST) da ANEEL dá as diretrizes técnicas e normativas do acesso à rede de distribuição pelos acessantes [4].

A partir da edição dessa resolução normativa, houve um aumento significativo dos pedidos de acesso aos sistemas de distribuição por parte de consumidores que desejavam reduzir os valores na tarifa de energia, produzindo eles próprios sua energia elétrica e, havendo um excedente produzido, injetando-o na rede de distribuição.

### 1.3 Aspectos técnicos

Assim como mencionado anteriormente, a geração distribuída fotovoltaica introduz inúmeros obstáculos técnicos a serem superados. Tais dificuldades devem ser levadas em conta pelo projetista do sistema de geração a fim de evitar possíveis perturbações na rede, elevar a extração de potência da instalação e zelar pela durabilidade dos equipamentos constituintes.

Os módulos fotovoltaicos apresentam em seus terminais uma tensão contínua cujo valor é da ordem das dezenas de volts, enquanto que as redes de distribuição operam com tensão alternada trifásica de 220 ou 380 volts, havendo, portanto, a necessidade de condicionar a energia elétrica gerada de modo que ela seja devidamente injetada no sistema. Esse condicionamento geralmente

é feito por conversores compostos por dispositivos eletrônicos de potência cuja operação deve ser especificada de modo que as unidades de geração operem com máxima eficiência.

A associação de inúmeros módulos fotovoltaicos e a forma como eles estão interligados devem seguir alguns critérios para que estes operem de maneira adequada e que as correntes e tensões nos terminais dos arranjos sejam compatíveis com os limites ditados pelos cabos, inversores e dispositivos de proteção.

A forma de onda na saída dos conversores deve atender a certos requisitos técnicos, tais como sincronismo com a rede, limitações da composição espectral harmônica e fator de potência, de modo a reduzir perdas e assegurar a estabilidade [5]. Caso haja uma desconexão da rede local com o resto do sistema elétrico, os conversores devem detectar esse ilhamento, desconectar o sistema da rede e religá-lo somente quando houver o religamento da rede principal [5].

Assim, existem inúmeros trabalhos que se ocupam desses diferentes aspectos técnicos da geração fotovoltaica, tais como a topologia dos conversores [6], as técnicas de controle [7], a extração do máximo de potência do sistema de geração [8, 9], a integração com a rede de distribuição [10], recomendações gerais de instalação presentes em normas técnicas [11–14], dentre outros, mas pouca atenção é dada às questões de compatibilidade eletromagnética, mais precisamente aos fenômenos de interferência conduzida. O presente trabalho tem como meta elucidar as principais questões pertinentes a esse tema.

## 1.4 Questões relacionadas à compatibilidade eletromagnética

A composição espectral das formas de onda dos inversores trifásicos operando com as estratégias de modulação convencionais (SPWM, SVPWM, etc.) faz com que haja componentes de sequência zero de tensão que induzem correntes que circulam pelos caminhos de terra (cabo neutro, quando presente, e aterramento das massas), cujos circuitos são fechados pelas capacitâncias parasitas que existem dos componentes do sistema para o terra, tais como:

- capacitância distribuída dos cabos para o terra;
- dos dispositivos de chaveamento para os dissipadores de calor dos conversores;
- dos enrolamentos para o núcleo dos transformadores;
- da armação metálica dos módulos para a região ativa das células.

Tais correntes, de alta frequência, interferem em outros dispositivos, tais como os de proteção do sistema (levando às suas atuações de maneira intempestiva) e os de comunicação, além de introduzir perdas suplementares, sendo estas perturbações propagadas galvanicamente pelo sistema (i.e., através dos próprios condutores do sistema de conversão). Além das componentes de modo comum, a injeção de outras componentes harmônicas na rede pode interferir em outros equipamentos que estejam conectados nas imediações [5].

A circulação dessas correntes poderia ser mitigada inserindo-se um transformador na interface do sistema de geração com a terra [15]. Entretanto, as pequenas instalações fotovoltaicas que estão gradativamente acessando os sistemas de distribuição não contam com tais transformadores (topologia *transformerless*) de modo a reduzir os custos, perdas e volumes da instalação. Essa alteração na topologia do circuito conversor impacta diretamente os problemas de compatibilidade eletromagnética.

A forma como é feita o cabeamento do sistema também deve ser levada em conta, evitando-se a formação de laços com uma área considerável, o que levaria à indução de tensões e circulação de correntes quando na presença de fontes perturbadoras, o que pode ocasionar danos aos componentes do sistema.

Além disso, em sistemas onde o comprimento dos cabos é da mesma ordem de grandeza dos comprimentos característicos associados às frequências de chaveamento dos conversores, não se pode descartar a possibilidade da existência de sobretensões transitórias oriundas de múltiplas reflexões entre os dispositivos de chaveamento e os componentes a jusante do sistema [16].

Assim sendo, a introdução de filtros, cabos blindados ou trançados, blindagens, pontos de aterramento e dispositivos de proteção deve ser analisada em detalhes de modo a contribuir com a operação do sistema, sem elevar o preço total da instalação.

## 1.5 Objetivos dessa dissertação

Esta introdução tem como objetivo mostrar as particularidades da geração fotovoltaica de modo a lançar as bases do estudo a ser desenvolvido. Nos capítulos que se seguem, serão tratadas as questões de compatibilidade eletromagnética conduzida em sistemas fotovoltaicos conectados à rede, com especial atenção à identificação e caracterização das correntes de terra decorrentes do processo de condicionamento da energia produzida, sendo este o objetivo principal do presente estudo.

Para se atingir tal meta, o trabalho foi estruturado da seguinte maneira:

### Capítulo 2: Modelagem do Sistema Fotovoltaico para Estudos de Alta Frequência

Este capítulo compreende a análise das células fotovoltaicas e dos conversores empregados no condicionamento da energia, além da sua devida modelagem para estudos de alta frequência. Os modelos encontrados na literatura para a representação destes componentes serão expostos em detalhes, de modo que se encontre o modelo mais apropriado para se desenvolver os estudos computacionais.

### Capítulo 3: Possibilidades de Conexão do Aterramento da instalação Fotovoltaica

Uma vez de posse de modelos satisfatórios para o estudo pretendido, faz-se uma série de simulações com o objetivo de avaliar a circulação das correntes pela terra, bem como caracterizar como essa circulação é influenciada pelas diferentes maneiras com que se pode aterrar o sistema.

As formas como os componentes da instalação são aterrados são divididas em duas categorias: o aterramento que visa a equipotencialização das massas, com o objetivo de evitar riscos associados a choques elétricos e formação de arcos, chamado de *aterramento protetivo*, e aquele que tem como objetivo alterar a operação da usina em si, modificando os níveis de tensão e corrente dos componentes ativos, chamado de *aterramento funcional*.

As diferentes maneiras de se efetuar esses aterramentos são mostradas e sua influência na circulação das correntes de terra, bem como as alterações de outras grandezas, são monitoradas e explicitadas.

### Capítulo 4: Estudo Comparativo de Estratégias PWM para a Redução das Grandezas de Modo-Comum

Após a análise dos pontos de aterramento, é apresentado um estudo sobre como a circulação de corrente pelo terra pode ser modificada ao se alterar os padrões de chaveamento do inversor, ou seja, como se pode mitigar os problemas de interferência eletromagnética conduzida através do controle das chaves do sistema de condicionamento.

O problema da circulação de correntes pelo circuito de modo comum será reapresentado a partir de um modelo simples, porém como solução analítica, o que possibilitará identificar o mecanismo que induz a circulação dessas correntes: a variação de tensão no circuito de modo comum, que ocorre ao se mudar certas configurações das chaves.

Uma vez apresentado esse modelo teórico, serão apresentados os principais padrões de modulação por largura de pulso para sistemas de conversão trifásicos. Os níveis de corrente de terra gerados serão comparados e as vantagens e desvantagens de cada método serão mencionados.

## Capítulo 5: Modelagem do Transformador Eletrônico

Um enfoque especial é dado neste trabalho a um tipo de conversor conhecido na literatura com o nome de transformador eletrônico [17], que consiste na associação de um inversor que chaveia em alta frequência alimentando um transformador que por sua vez supre um retificador, ou seja, um conversor CC-CC que possui uma etapa intermediária com tensão e corrente alternadas. Tal conversor é utilizado em certas aplicações em que se deseja elevar ou reduzir o nível de tensão (o que pode ser obtido com o transformador), porém tem-se uma restrição quanto ao volume e a massa da instalação (o inversor trabalha com uma frequência elevada, e.g.  $10^5 Hz$ , de modo a se utilizar um transformador mais compacto). A modelagem realizada no capítulo 2 será estendida para este conversor, sendo os resultados analisados e comparados.

## Capítulo 6: Conclusões Finais

Por fim, será feita apresentada uma conclusão do estudo, recapitulando os conceitos principais apresentados nos capítulos que a precedente e indicando possíveis continuções para o trabalho realizado.

## 1.6 Contextualização do trabalho

Esta dissertação foi elaborada no contexto do projeto de pesquisa e desenvolvimento (P&D) intitulado “Chamada 013/2011 da ANEEL - Arranjos técnicos e comerciais para inserção da geração solar fotovoltaica na matriz energética brasileira - PD-0047-0060/2011”, num convênio COELBA-UFMG, que conta com uma usina solar fotovoltaica construída sobre o prédio da Escola de Engenharia, chamada de Usina Experimental TESLA. As diversas simulações computacionais apresentadas neste trabalho, partindo da modelagem dos equipamentos, se basearam essencialmente na configuração e composição proposta para essa usina, servindo assim como o exemplo a ser seguido e analisado. Mais informações sobre o empreendimento e o projeto de pesquisa podem ser obtidas nos documentos [18–20].



# Capítulo 2

## Modelagem do Sistema Fotovoltaico para Estudos de Alta Frequência

### 2.1 Considerações iniciais

Modelos são uma aproximação, representação ou idealização de aspectos relacionados à estrutura, comportamento ou operação de um processo, conceito ou sistema no mundo real [21]. Obter-se um modelo apropriado para um determinado estudo é fundamental para que os resultados obtidos sejam próximos àquilo que acontece na realidade.

O condicionamento da energia elétrica gerada por painéis fotovoltaicos envolve um processo de chaveamento que produz no sistema componentes de tensão e corrente de alta frequência, de modo que tais excitações acabam por induzir fenômenos que muitas vezes não são possíveis de serem reproduzidos por certos modelos. Assim, faz-se necessário um estudo apropriado a fim de se obter um modelo capaz de considerar tais fenômenos.

Essa parte do trabalho inicia-se pela caracterização das tensões e correntes de alta frequência produzidas nos sistemas que utilizam chaves eletrônicas. Em seguida, serão apresentados os principais fenômenos de alta frequência que acabam por influenciar o comportamento do sistema em foco, justificando a necessidade do emprego de uma modelagem mais sofisticada. Finalmente, serão apresentados os modelos de transformadores, conversores, cabos e painéis que são utilizados em instalações de geração de energia elétrica fotovoltaica para fins de estudo de compatibilidade eletromagnética.

### 2.2 Conteúdo espectral da forma de onda na saída da ponte inversora

O processo de chaveamento empregado por um inversor de tensão (VSI) na síntese de uma potência elétrica alternada faz com que as ondas de tensão e corrente resultantes possuam um conteúdo harmônico considerável. Tais formas de onda podem variar significativamente em função da estratégia de modulação empregada, sendo que, no caso da modulação SPWM (ilustrada na figura 2.1), o espectro é composto pelos seguintes grupos de frequência:

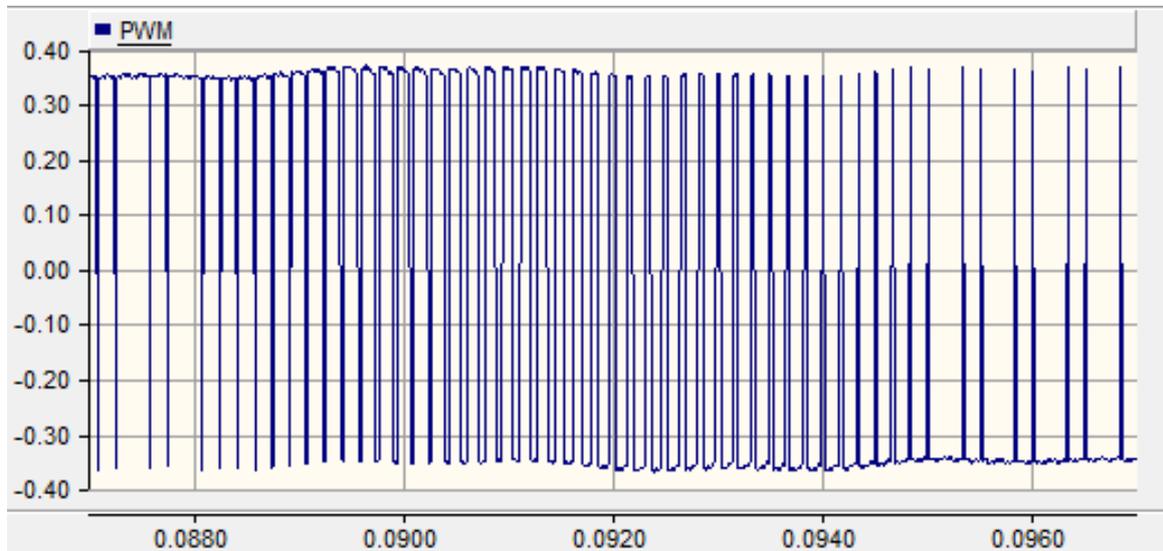
1. Harmônicos de baixa frequência<sup>1</sup>: são as componentes cuja frequência são os primeiros múltiplos da frequência fundamental ( $3f_0, 5f_0, 7f_0, \dots$ );
2. Harmônicos da portadora<sup>2</sup>: são as componentes cuja frequência é múltipla da frequência de chaveamento ( $f_c, 2f_c, 3f_c, \dots$ );

---

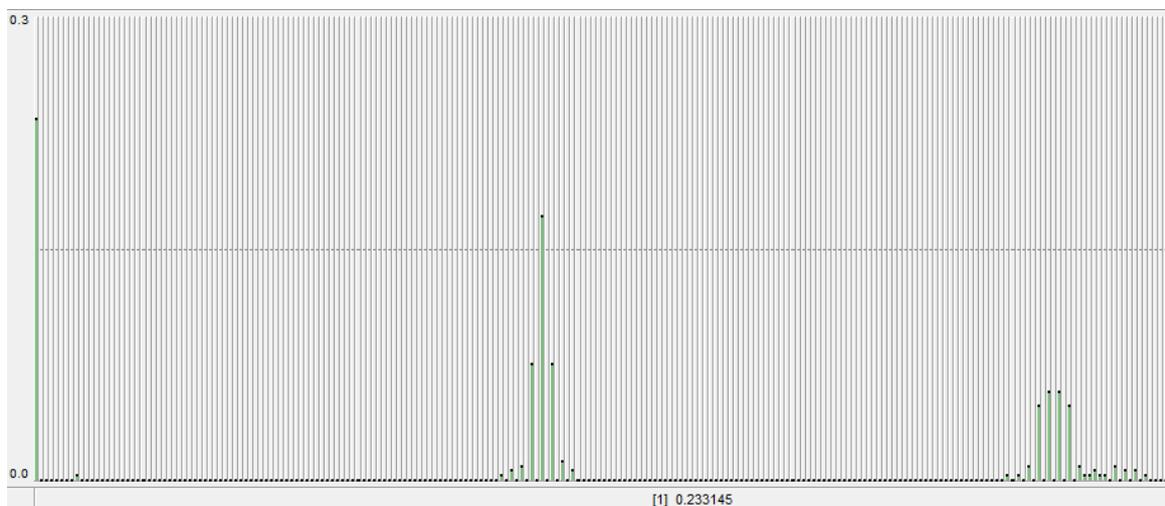
<sup>1</sup>em inglês, *baseband harmonics*

<sup>2</sup>em inglês, *carrier harmonics*

3. Harmônicos da banda lateral<sup>3</sup>: são as componentes cuja frequência é próxima dos múltiplos da frequência de chaveamento ( $\approx f_c, \approx 2f_c, \approx 3f_c, \dots$ );
4. Harmônicos de chaveamento<sup>4</sup>: são as componentes cuja frequência está relacionada com o tempo de subida e descida das chaves, o que caracteriza sua forma trapezoidal (na seção B.1 demonstra-se que as componentes espectrais relacionadas às rampas de tensão são significativas até a frequência  $f = \frac{1}{\pi t_r}$ , onde  $t_r$  é o tempo de subida da chave).



(a)



(b)

Figura 2.1: Forma de onda PWM e seu espectro - valores em  $kV$ ;  $f_c = 6kHz$ ;  $V_{DC} = 708V$ .

As componentes de alta frequência das formas de onda geradas pela ponte inversora podem excitar diferentes elementos parasitas do sistema, participando assim de fenômenos que não são observados nesses componentes quando são submetidos a estímulos de baixas frequências.

<sup>3</sup>em inglês, *sideband harmonics*

<sup>4</sup>em inglês, *switching harmonics*

## 2.3 Fenômenos que alteram as características dos componentes em altas frequências

### 2.3.1 Propriedades dos materiais

Em estudos que envolvem o comportamento elétrico dos materiais, três propriedades são extensivamente utilizadas:

1. condutividade elétrica ( $\sigma$ );
2. permissividade elétrica ( $\epsilon$ );
3. permeabilidade elétrica ( $\mu$ ).

Na maioria dos estudos e modelagens, tais propriedades dos materiais são consideradas constantes com a frequência. Entretanto, diferentes fenômenos microscópicos contribuem para a composição dos valores desse parâmetro, sendo que em alguns deles podem se tornar mais relevantes em certas faixas de frequência.

Não somente o valor de tais grandezas varia com a frequência, mas tem-se também que o comportamento do material pode mudar: materiais dielétricos e ferromagnéticos que, em condições ideais, deveriam atuar simplesmente como armazenadores de energia na forma de campos elétrico e magnético, acabam também dissipando calor, levando a uma perda de potência e a uma elevação da temperatura do sistema, num fenômeno genericamente denominado *histerese* (magnética ou dielétrica). A relação entre a energia armazenada e a dissipada (representada pela *tangente de perdas* do material) pode variar consideravelmente ao longo do espectro de frequências dependendo do material em questão.

### 2.3.2 Efeito pelicular e de proximidade

Dois fenômenos que também devem ser levados em conta no estudo da circulação de correntes de alta frequência são o efeito pelicular e o de proximidade.

O efeito pelicular é a alteração na distribuição da corrente que atravessa a seção de um condutor em função de sua frequência, sendo que, à medida que esta aumenta, há uma tendência de que a corrente circule pela superfície externa do condutor (vindo daí o nome do efeito). Uma vez que a corrente se concentra numa área mais restrita da seção do condutor, há como consequência um aumento da resistência efetiva do mesmo. Tal efeito pode ser significativo mesmo em frequências relativamente baixas, tais como a frequência da rede; por essa razão que alguns cabos de linhas aéreas são constituídos de materiais que são bons condutores elétricos nas coroas mais externas (onde a corrente efetivamente circula), tal como o alumínio, e por materiais com condutividade elétrica não tão elevada nas coroas internas, tal como o aço (que neste caso confere melhores propriedades mecânicas ao cabo).

Já o efeito de proximidade, é similar ao efeito pelicular, porém se aplica a condutores de circuitos distintos porém próximos uns dos outros. Neste fenômeno também aparece a tendência de as correntes circularem mais próximas a uma das superfícies do condutor, numa tendência de que os fluxos que passam em cada condutor se distancie o máximo um do outro.

## 2.4 Circuito elétrico equivalente

Assim como foi mencionado no início deste capítulo, modelagem é uma idealização da realidade feita com o intuito de melhor compreender seu comportamento. No caso de sistemas elétricos,

muito frequentemente se emprega o modelo de circuitos elétricos compostos por elementos discretos, tais como resistores, capacitores e indutores. Tal estratégia de modelagem (que encontra aplicações até mesmo nos estudos de condução calor) possui várias vantagens, dentre as quais destacam-se:

- nessa concepção, trabalha-se com grandezas escalares obtidas por meio da integração de campos de vetores ao longo de um volume, superfície ou linha. Como exemplos, tem-se a tensão elétrica (integral de linha do campo elétrico), a corrente elétrica numa dada direção (integral de superfície do vetor densidade de corrente) e a carga elétrica (integral de volume da densidade de carga). O uso de tais grandezas facilita a resolução de problemas reduzindo o número de dimensões do sistema a ser modelizado: quanto resolve-se circuitos elétricos, não se trabalha com os valores do campo elétrico e nem da densidade de corrente num dado ponto do meio (problema tridimensional), mas sim com a tensão e a corrente num ponto do circuito (problema unidimensional);
- facilidade na manipulação e na resolução do problema: a representação com um circuito elétrico de um sistema complexo faz com que este seja representado por um grafo composto por nós (pontos que estão em um mesmo potencial) e arestas (elementos que ligam pontos de diferentes potenciais). É simples do ponto de vista computacional guardar informações sobre um grafo (através de uma matriz, por exemplo); a resolução desse sistema geralmente remete à resolução de um sistema de equações (algébricas ou diferenciais).

Assim como será visto na seção 2.5.2, alguns modelos para certos componentes fazem com que se obtenha valores para a tensão ou corrente que não representam uma grandeza física real existente no sistema, não havendo portanto uma correspondência física com a realidade. Neste caso o modelo pode estar simplesmente tentando garantir que as relações matemáticas entre a tensão e a corrente nos terminais do elemento sejam satisfeitas.

Dentre as limitações da modelagem por circuito, pode-se mencionar que o uso das grandezas escalares integrais pode esconder eventuais variações na distribuição dos campos vetoriais a elas associados. Um exemplo disso foi apresentado na seção 2.3.2 com o efeito pelicular: quando se trabalha com um modelo de circuito, não se é capaz de determinar a distribuição de corrente ao longo do condutor, pois este fora reduzido a um elemento unidimensional. Neste caso, pode-se até modelar o condutor de modo que a corrente em seus terminais seja próxima àquela que seria medida na realidade, levando-se em conta tais fenômenos (como será visto na seção 2.8); porém, não se obteria ao final da simulação a distribuição do vetor densidade de corrente ao longo da seção transversal. Outro exemplo é quando interessa-se ao estudo da distribuição da tensão elétrica em cada bobina de um enrolamento de um reator ou transformador para a avaliação do estresse elétrico ao qual tais componentes são submetidos: alguns modelos simplesmente não contemplam as variações espaciais no valor da tensão em cada um dos pontos, o que pode esconder o fato de que, apesar de a tensão nos terminais ser adequada, no interior do elemento existam pontos onde a isolação é mais solicitada.

### 2.4.1 Redes lineares invariantes no tempo

As relações de tensão e corrente que definem um elemento discreto que possui  $n$  terminais podem ser representadas a partir da matriz de admitância do elemento:

$$\begin{pmatrix} I_1(s) \\ \dots \\ I_n(s) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11}(s) & \dots & Y_{1n}(s) \\ \dots & \dots & \dots \\ Y_{n1}(s) & \dots & Y_{nn}(s) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1(s) \\ \dots \\ V_n(s) \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

onde  $I_i(s)$ ,  $i \in 1, \dots, n$  é a transformada de Laplace da corrente em cada um dos terminais,  $V_j(s)$ ,  $j \in \{1, \dots, n\}$  é transformada de Laplace da tensão medida em relação ao terra em cada

terminal. No caso de um transformador trifásico com ligação delta-estrela, por exemplo, a matriz que representa o trafo teria  $n = 7$  linhas e colunas.

Vale ressaltar que a matriz de admitâncias não é a única forma de representar essas relações entre a tensão e a corrente dos terminais. O inverso dessa matriz é a matriz de impedâncias, podendo ser igualmente utilizada em certos estudos. Na análise de linhas de transmissão, é comum o uso de matrizes que relacionam vetores compostos tanto por tensões quanto correntes (o que implica em matrizes contendo grandezas com dimensão tanto de impedância como admitância, ou mesmo grandezas adimensionais).

Em alguns casos, a matriz possui certas simetrias que permitem que possam ser diagonalizadas pela transformação de Fortescue, de modo que o circuito possa ser analisado por suas componentes modais ou invés de suas fases, o que eventualmente pode facilitar o estudo.

### 2.4.2 Elementos parasitas

Apesar da representação por circuito facilitar a modelagem, implica necessariamente em certas simplificações. No mundo real, as interações eletromagnéticas entre correntes, cargas elétricas e campos ocorrem entre todos os pontos do sistema, sendo designadas como *acoplamentos indutivos e capacitivos* (algumas dessas interações podem ser contempladas no modelo, assim como ilustrado na figura 2.2). Do ponto de vista prático, não é interessante tentar representar todas essas interações no sistema simulado: perder-se-ia certas vantagens da representação por circuito, como a simplicidade na resolução analítica ou numérica do problema. Uma representação tão completa implicaria em elevado custo computacional e eventualmente traria poucas variações nos resultados obtidos, uma vez que vários desses fenômenos não contribuem significativamente para os mesmos.

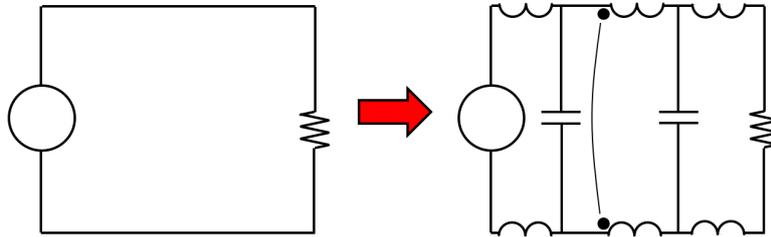


Figura 2.2: A representação por circuito pode eventualmente esconder (ou intencionalmente desprezar) inúmeros fenômenos que ocorrem no circuito, como acoplamento capacitivos e indutivos.

Assim, faz-se necessário definir valores limites para os parâmetros do circuito a partir dos quais certos fenômenos não serão levados em conta.

### 2.4.3 Valor limiar dos parâmetros parasitas

O fato de se trabalhar com formas de onda com um conteúdo espectral de alta frequência considerável conduz a uma situação onde até mesmo os menores comprimentos de cabos ou trilhas podem possuir uma indutância não desprezível e dois condutores separados um do outro por um isolante podem possuir uma capacitância não negligenciável. Tais elementos parasitas serão ativados quando atravessados pelas correntes ou tensões de alta frequência, influenciando significativamente o comportamento do circuito.

Um maneira de avaliar se um dado valor de capacitância ou indutância deve ser representado no circuito do sistema em análise é apresentado em [15]. No estudo, define-se os valores de frequência  $f_b$ , potência  $S_b$  e tensão  $V_b$  de base e deles calcula-se as capacitância  $C_b$  e indutâncias  $L_b$  de base do sistema a partir das seguintes equações:

$$C_b = \frac{1}{2\pi f_b Z_b} = \frac{S_b}{2\pi f_b V_b^2} \tag{2.2}$$

$$L_b = \frac{Z_b}{2\pi f_b} = \frac{V_b^2}{2\pi f_b S_b} \tag{2.3}$$

Uma vez de posse de tais valores, estipula-se que capacitância ou indutância menores que 5% do seu valor de base devem ser negligenciadas e sua representação no modelo pode ser removida sem perda significativa de exatidão [15].

A escolha dos valores de base deve ser feita a partir das grandezas que caracterizam o sistema estudado. No caso da potência e da tensão de base, devem ser utilizadas, respectivamente, a potência nominal da instalação fotovoltaica e a tensão de linha da rede onde o gerador será conectado. Já no caso da frequência de base, a escolha deve considerar o valor máximo da faixa de frequência que o estudo irá abordar. Assim como indicado na seção 2.2, a maior parte do conteúdo espectral das formas de onda trapezoidais obtidas por chaveamento está abaixo da frequência  $\frac{1}{\pi t_r}$ , onde  $t_r$  é o tempo de subida do pulso. Assim, tal frequência poderia ser considerada a de base para o estudo, sendo que os fenômenos ocorridos para frequência menores estariam sendo automaticamente contemplados.

$$f_b = \frac{1}{\pi t_r} \tag{2.4}$$

Como exemplo, toma-se os valores  $t_r = 100ns$ ,  $S_b = 100kVA$  e  $V_b = 1,0kV$ , para os quais obtém-se,  $f_b = 3,18MHz$ ,  $C_b = 5,0nF$  and  $L_b = 0,5\mu H$ . Assim, os valores limiares para as capacitâncias e indutâncias a serem incluídas na modelagem são:

$$C_{th} = 250pF, L_{th} = 25nH \tag{2.5}$$

## 2.5 Modelagem do transformador

Para estudos em regime permanente e operação em baixa frequência, o transformador é geralmente representado a partir de seu modelo clássico, indicado na figura 2.3. Nele, pode-se distinguir as impedâncias de dispersão do primário e do secundário  $Z_p$  e  $Z_s$  (associação série das resistências dos enrolamentos com as indutâncias de dispersão) e a impedância de magnetização  $Z_m$  (representando as perdas no ferro e a corrente necessária ao estabelecimento do campo magnético no trafo). Modelos mais exatos levam em conta os efeitos da saturação do ferro produzidos pela aplicação de níveis de tensão elevados nos terminais do trafo, o que produziria em seu núcleo um fluxo magnético menor do que aquele previsto no regime de operação linear do material magnético. Essa não-linearidade está ilustrada no modelo da figura 2.4.

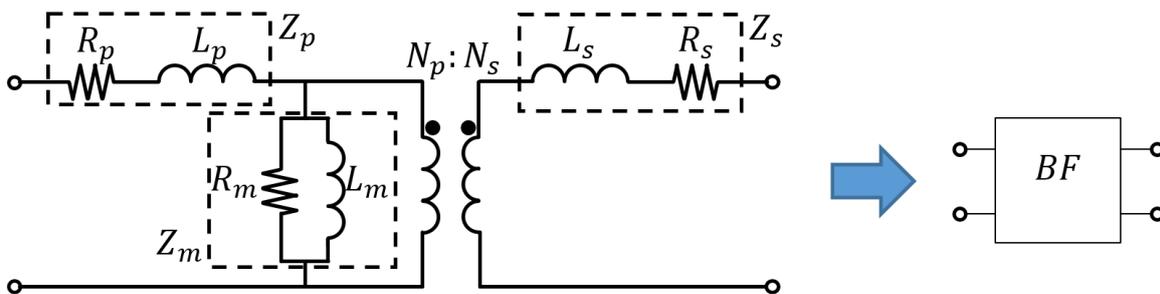


Figura 2.3: Modelo do trafo para baixas frequência, da ordem daquela de operação da rede.

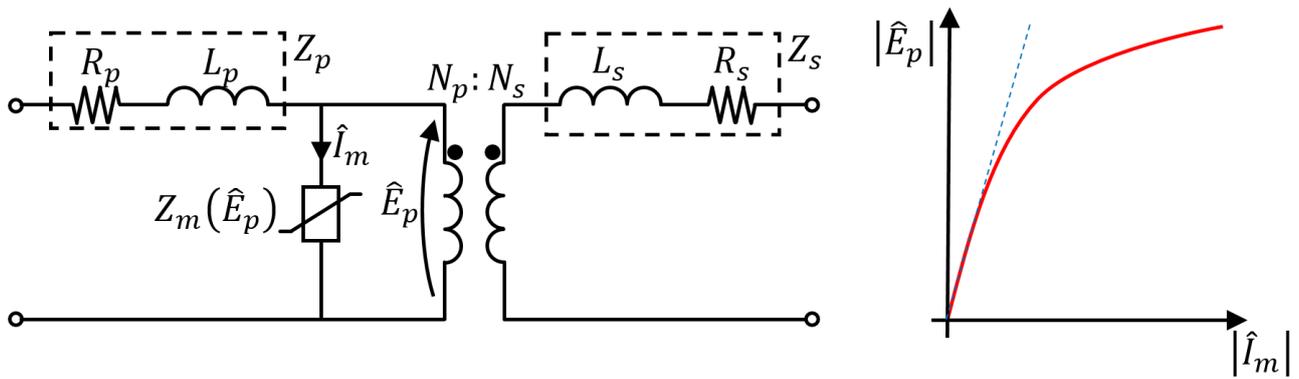


Figura 2.4: Modelo do trafo para baixas frequências, com a representação dos efeitos da saturação.

Em sistemas de geração de distribuída de pequeno porte, eventualmente podem ser encontrados transformadores monofásicos; contudo, o mais comum na maioria dos sistemas de potência é o uso de transformadores trifásicos. Neste caso, o modelo seria o mesmo que o de um banco de três transformadores monofásicos<sup>5</sup>, assim como ilustrado na figura 2.5.

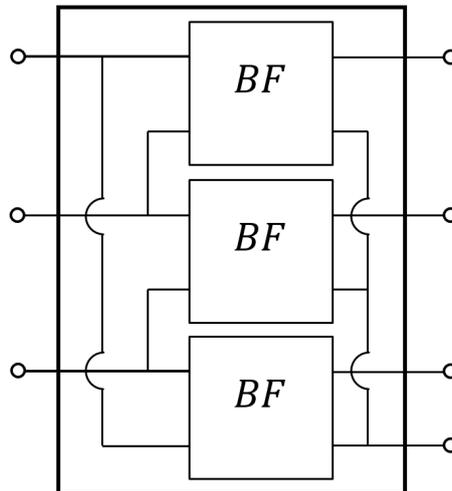


Figura 2.5: Modelo do transformador trifásico ligado em conexão  $\Delta - Y$  obtido a partir da associação dos modelos monofásicos de baixa frequência.

Quando se trabalha com frequências elevadas, a modelagem deve levar em conta outros efeitos que não são contemplados por este modelo, dentre os quais pode-se citar como exemplos o acoplamento capacitivo entre os enrolamentos do primário e secundário (importante para os estudos de transferências de surtos<sup>6</sup>) e a variação da resistência dos enrolamentos com a frequência (o que já era previsto pelo exposto na seção 2.3.2). Considerar tais fenômenos no modelo é de grande importância não somente para os estudos de eletrônica de potência, mas também para estudos de sistemas de potência, tais como a análise de regimes transitórios, a propagação de surtos em redes de distribuição de energia elétrica, detecção de descargas parciais e de curtos-circuitos entre os enrolamentos, dentre outras aplicações. A tabela 2.1 mostra quais

<sup>5</sup>A diferença entre a representação entre um banco de três transformadores monofásicos e um transformador trifásico é que, no caso monofásico, a impedância de sequência zero é igual a impedância de curto-circuito de cada um dos transformadores do banco, enquanto que no caso trifásico o acoplamento magnético entre fases faz com que a impedância de sequência zero seja diferente numericamente, de acordo com a configuração do núcleo (envolvido ou envolvente) [22].

<sup>6</sup>em inglês, *surge transfer*.

efeitos devem ser levados em conta pelos modelos para cada faixa de frequência dos fenômenos a serem estudados.

Tabela 2.1: Importância de se considerar certos fenômenos na modelagem do transformador em função da faixa de frequência estudada [23].

Fenômeno	Grupo I	Grupo II	Grupo III	Grupo IV
Faixa de frequência	$0,1Hz - 3kHz$	$50/60Hz - 20kHz$	$10kHz - 3MHz$	$100kHz - 50MHz$
Designação da forma de onda	oscilação de baixa frequência	transitório de frente lenta	transitório de frente rápida	transitório de frente muito rápida
Impedância de curto-circuito	muito importante	muito importante	importante apenas para transferências de surtos	desprezível
Saturação	muito importante	muito importante para energização do trafo	desprezível	desprezível
Perdas no cobre dependentes da frequência	muito importante	importante	desprezível	desprezível
Perdas no ferro (histerese e Foucault)	muito importante para ressonância	importante apenas para energização do trafo	desprezível	desprezível
Acoplamento capacitivo	desprezível	importante apenas para transferências de surtos	muito importante para transferências de surtos	muito importante para transferências de surtos

Neste contexto, são encontradas na literatura diversas modelagens para transformadores de potência, cada uma delas com vantagens e desvantagens; as mesmas podem ser classificadas em dois grupos, tal como se apresenta a seguir:

- Modelagem física:

Nesta abordagem, o modelo final obtido pode ser interpretado como uma combinação dos efeitos físicos que foram contemplados durante o estudo, de modo que cada componente representa um fenômeno em si. O modelo para baixas frequências do transformador que foi apresentado na figura 2.3 é um exemplo dessa abordagem, pois cada um dos elementos do modelo representa um fenômeno físico bem definido: as resistências do primário e do secundário  $R_p$  e  $R_s$ , por exemplo, representam a resistência elétrica dos condutores dos enrolamentos, sendo que tais valores podem ser obtidos via medição direta com um ohmímetro. Já as indutâncias do primário e secundário  $L_p$  e  $L_s$  representam o fluxo magnético produzido por um dos enrolamentos que não é concatenado com outro enrolamento, ou seja, tais indutâncias representam a dispersão do fluxo. Os modelos físicos são geralmente obtidos a partir da idealização de certos aspectos construtivos dos trafos, ou seja, a partir de sua geometria e dos materiais empregados na sua construção. Assim como será visto nas próximas seções, a modelagem física pode ser dividida em dois grupos: modelagem geométrica simplificada e avançada;

- Modelagem matemática:

Neste caso, o modelo final obtido tem como objetivo satisfazer matematicamente as relações de tensão e corrente que são esperadas nos terminais do elemento a ser modelado. Os componentes utilizados não possuem fenômeno físico correspondente. Os modelos matemáticos são geralmente obtidos a partir das medições de resposta em frequência do equipamento para cada um dos seus terminais.

Seguindo esta classificação, serão apresentados os principais modelos utilizados no estudo de transformadores.

## 2.5.1 Modelagem geométrica simplificada

A modelagem geométrica simplificada<sup>7</sup> é uma das formas como pode ser feita a modelagem física, possuindo a característica de que cada um dos fenômenos que se quer levar em conta seja aproximado e representado no modelo de uma forma simples; o intuito é de se obter um objeto de estudo que seja fácil de ser implementado computacionalmente e que seus parâmetros possam ser obtidos sem muita dificuldade. Nesse tipo de modelagem, cada fenômeno físico que se quer levar em conta é considerado com a adição de alguns poucos elementos (geralmente um elemento concentrado).

### 2.5.1.1 Capacitâncias parasitas entre espiras

Uma vez que os fios de cobre que compõem as espiras são revestidos de um esmalte isolante, pode-se afirmar que existem capacitâncias entre todas as espiras de cada um dos enrolamentos e destas para todas as demais partes condutoras do transformador, tais como o núcleo de ferro e tanque (sendo que estes, geralmente, estão solidamente conectados ao terra do sistema)<sup>8</sup>. A figura 2.6 ilustra esse efeito.

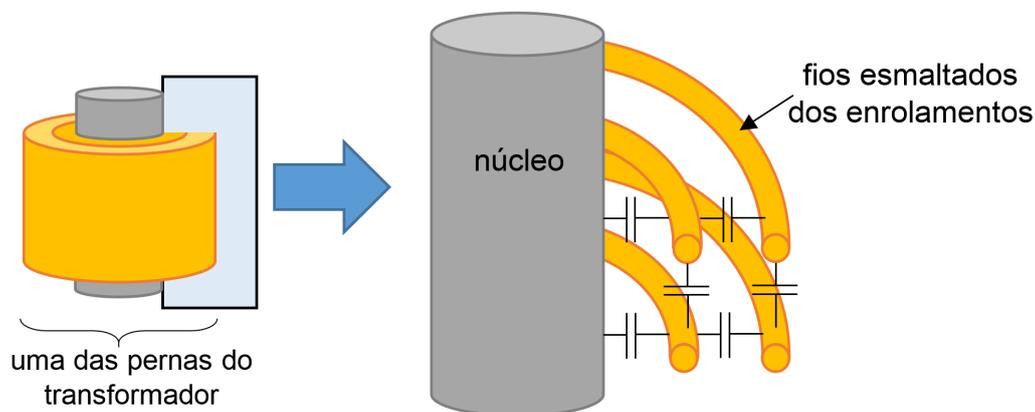


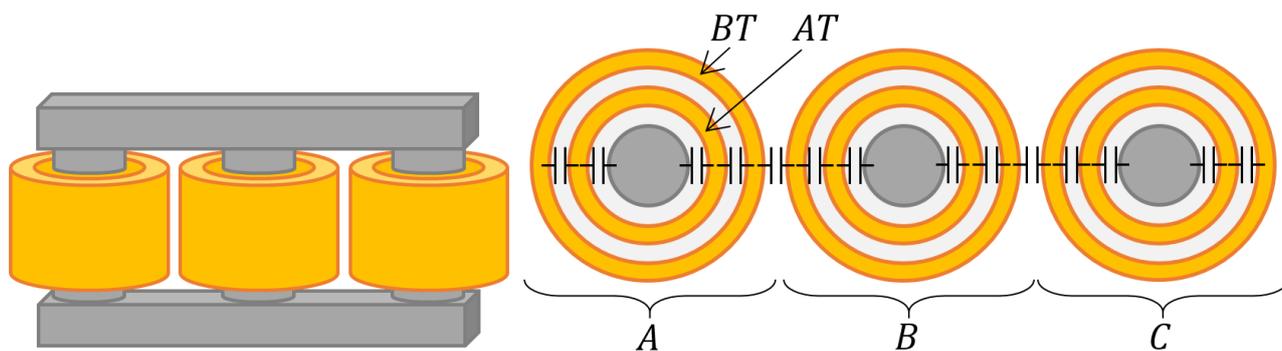
Figura 2.6: Visão do corte transversal às espiras do enrolamento, mostrando os acoplamentos capacitivos existentes.

Geralmente os transformadores possuem mais de um enrolamento (e eventualmente mais de uma fase), sendo que neste caso os acoplamentos capacitivos existentes podem envolver espiras de enrolamentos diferentes, criando caminhos de circulação de correntes de alta frequência através do trafo. A figura 2.7 ilustra as capacitâncias parasitas que podem existir num transformador trifásico.

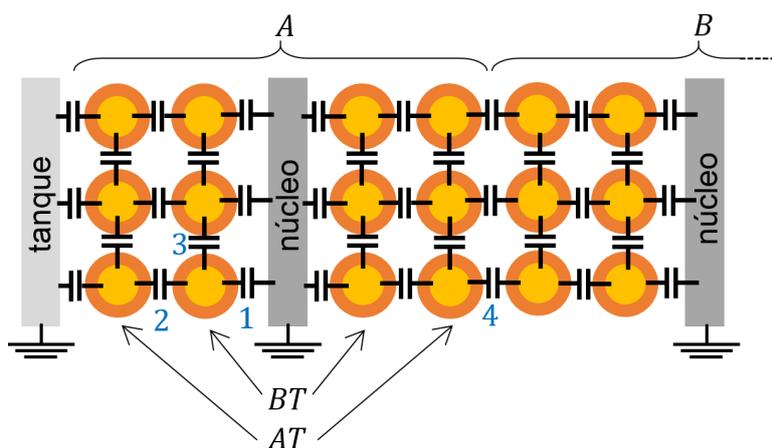
Os números indicados na figura 2.7(c) representam capacitâncias que se situam:

<sup>7</sup>em alguns textos, essa modelagem é chamada de *gray box*.

<sup>8</sup>esse fenômeno não é restrito aos transformadores, sendo esse raciocínio aplicável a quaisquer máquinas elétricas que possuam bobinas, tais como reatores e motores elétricos.



(a) Transformador de núcleo envolvido de três pernas. (b) Corte transversal no plano das espiras, exagerando-se as distâncias entre os enrolamentos de modo a evidenciar as capacitâncias existentes.



(c) Corte transversal no plano da seção das espiras, com a indicação das capacitâncias existentes entre espiras.

Figura 2.7: Acoplamentos capacitivos dentro do transformador.

1. Entre os enrolamentos e o terra;
2. Entre os enrolamentos do primário e do secundário de uma mesma fase;
3. Entre uma espira e outra de um mesmo enrolamento;
4. Entre os enrolamentos de uma fase para os de outra fase.

Se o estudo for conduzido com o máximo de rigor e detalhamento possíveis, o modelo final a ser obtido levaria em conta todas as capacitâncias existentes entre todas as espiras, ou pelo menos entre uma espira e aquelas que estão próximas a ela. Contudo, o princípio da modelagem simplificada consiste justamente em aproximar esse comportamento pela inserção do menor número possível de componentes (a abordagem que leva em conta os todos os detalhes do equipamento será apresentada na seção 2.5.3).

Assim, ao invés de representar cada uma das espiras e indicar as capacitâncias entre elas, inclui-se num modelo de base somente algumas capacitâncias equivalentes entre determinados pontos. Tal simplificação é feita com o intuito de reduzir a complexidade do modelo, o que é interessante por minimizar o esforço computacional envolvido nas simulações.

Os pares de nós do circuito onde serão inseridas as capacitâncias são escolhidos de modo que as tensões e as correntes associadas representem de modo conveniente o efeito a ser considerado. A figura 2.8 mostra o modelo em baixa frequência de um dos enrolamentos de um transformador e as capacitâncias que foram adicionadas entre diferente pontos nos modelos encontrados na literatura.

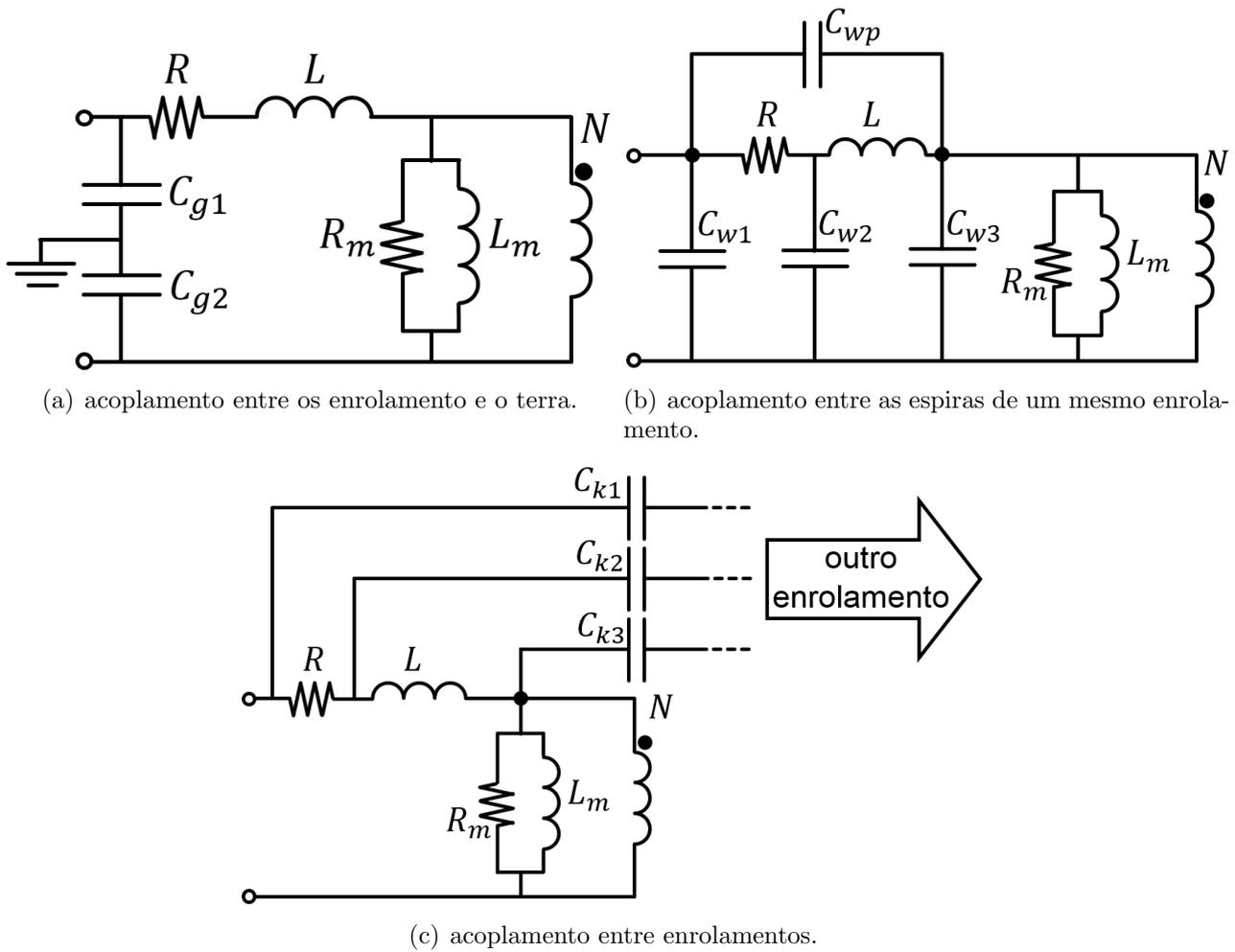


Figura 2.8: Posição das capacitâncias a serem inseridas no modelo de baixa frequência para a representação dos diversos acoplamentos.

Como exemplo, tem-se que um dos modelos mais simples encontrado na literatura e que é muito usado no estudo de propagação de surtos em sistemas de potência é o *modelo pi-capacitivo*, que consiste basicamente em associar ao modelo de baixas frequências três capacitâncias: uma entre os terminais do primário, outra entre os do secundário e uma terceira entre o primário e o secundário, assim como ilustrado na figura 2.9(a). O modelo pi-capacitivo pode ser facilmente implementado mesmo nos simuladores em que o modelo de baixa frequência já se encontra disponível na plataforma de simulação (como é o caso no PSCAD), assim como ilustrado na figura 2.9(b).

Nas plataformas de simulação em que o modelo de transformador ideal está disponível, pode-se inserir elementos em nós intermediários uma vez que tem-se acesso à todos os nós, o que permite a implementação de algumas variações do modelo da figura 2.9. A figura 2.10 combina todas as capacitâncias que já tinham sido mostradas nas figuras 2.8 de modo a formar um modelo generalizado que contemple todas os acoplamentos capacitivos possíveis, enquanto que a tabela 2.2 indica em quais trabalhos as variações de modelo foram estudadas.

Vale ressaltar que no modelo de baixa frequência há uma resistência em série com a indutância de dispersão para cada enrolamento e que normalmente a ordem em que uma ou outra aparece no modelo normalmente não importa, com exceção do caso onde há a inserção de uma capacitância  $C_{w2}$ , justamente no nó existente entre os dois elementos (modelo tratado em [27]). Isto ocorre pois, neste caso, ao se inverter a ordem dos dois elementos, haverá uma diferença, de comportamento tendo em vista que o indutor apresenta uma grande impedância

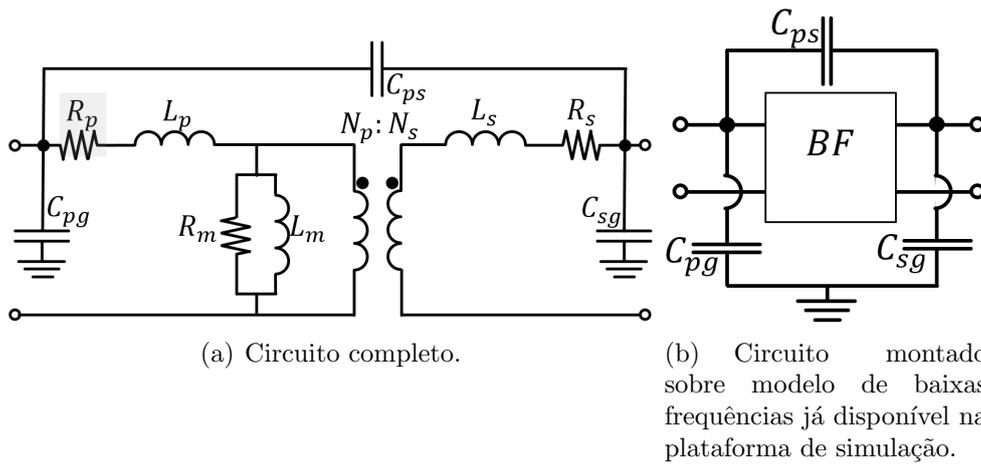


Figura 2.9: Modelo pi-capacitivo.

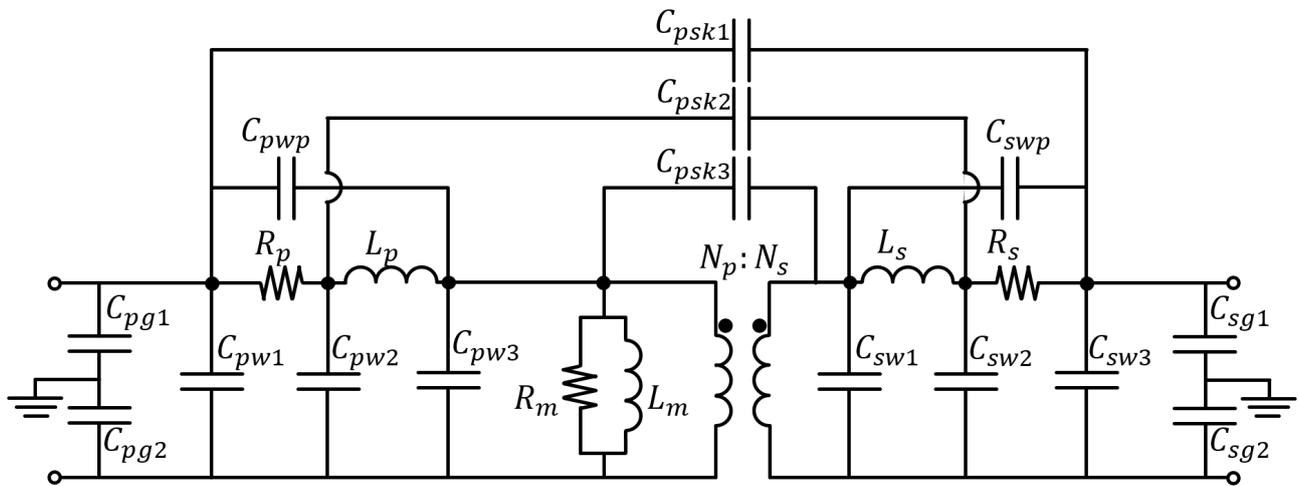


Figura 2.10: Modelo generalizado de um transformador com todos os possíveis acoplamentos capacitivos. Na tabela 2.2 estão indicados quais dessas capacitâncias são consideradas em cada um dos modelos descritos em diferentes referências bibliográficas.

em altas frequências, o que reduziria a sensivelmente a influência da capacitância parasita no modelo.

O fato de a indutância de dispersão apresentar um valor considerável de impedância quando a excitação é de frequência elevada, permite que em alguns estudos o modelo em baixa frequência seja simplesmente ignorado, como se essa indutância fosse um terminal em aberto, assim como ilustrado na figura 2.11. O efeito pelicular colabora ainda mais para a elevação da impedância dos enrolamentos do transformador, de modo que pode-se afirmar que as perturbações de frequência elevada somente passam do primário para o secundário de um trafo através dos acoplamentos capacitivos.

O modelo da célula pi da figura 2.11 é empregado nos estudos de transitórios eletromagnéticos que ocorrem na operação de sistemas elétricos de potência, tais como aqueles provocados pelo chaveamento de circuitos ou entrada de banco de capacitores [31], no estudo da propagação de surtos de tensão produzidos por descargas atmosféricas, que são fenômenos que envolvem formas de onda com frente rápida (e conseqüentemente conteúdo espectral de frequência elevada). Vale ressaltar que existem modelos mais apurados para o tratamento de tais fenômenos, assim como será discutido mais adiante.

Tabela 2.2: Modelos encontrados na literatura que levam em conta os acoplamentos capacitivos.

Ref.	Capacitâncias incluídas									Informações sobre o modelo	
	para o terra		entre espiras				entre enrolamentos			Base BF	tipo de trafo
	$C_{g1}$	$C_{g2}$	$C_{wp}$	$C_{w1}$	$C_{w2}$	$C_{w3}$	$C_{k1}$	$C_{k2}$	$C_{k3}$		
[24]	•	•		•			•			S	BF
[23]	2	○	○		•		•		•	N	BF
	3	○	○	•	•		•		•	N	BF
	4	○	○		•		•			S	BF
[25]	•	•		•			•			S	BF
[26]	•						•			S	BF
[27]					•			•		N	AF
[28]			•			•			•	N	AF
[29]		•					•			S	AF, blindado
[30]				•			•			S	AF, blindado

Notas:

- As casas marcadas com o símbolo ‘○’ indicam que a capacitância foi mencionada mas não aparece no modelo;
- A coluna ‘base BF’ informa se o modelo pode ou não ser implementado sobre um modelo de baixa frequência já existente, como ilustrado na figura 2.9;
- ‘BF’ são transformadores que operam em baixa frequência (a mesma da rede,  $f = 50Hz$  ou  $60Hz$ ) e ‘AF’ são transformadores de alta frequência (geralmente utilizados em eletrônica de potência,  $\log_{10} f \approx 4 - 5$ );
- No caso dos transformadores blindados, o acoplamento capacitivo entre enrolamentos  $C_k$  foi representado na forma de duas capacitâncias em série com o ponto central aterrado, assim como será ilustrado na figura 2.12.

### 2.5.1.2 Efeito da blindagem eletrostática

Existem certas aplicações onde os acoplamentos capacitivos do primário para o secundário são indesejados, sendo que neste caso recomenda-se o uso de transformadores blindados eletrostaticamente. Essa blindagem é composta de um material condutor e se localiza entre os enrolamentos do primário e do secundário de cada uma das fases dos transformadores, assim como ilustrado na figura 2.12(a). Inserindo a blindagem entre os enrolamentos e aterrando-a, tem-se que o acoplamento capacitivo do primário para o secundário é dividido em dois e interrompe-se o caminho de circulação da corrente de modo comum, separando-o em dois laços, um antes do transformador e outro após [29,30]. A figura 2.12 ilustra as capacitâncias parasitas entre os enrolamentos de um transformador com e sem a blindagem eletrostática.

## 2.5.2 Modelagem matemática a partir da resposta em frequência

A modelagem matemática<sup>9</sup> consiste em ignorar os detalhes internos do elemento modelado e trabalhá-lo no modelo somente com as relações de tensão e corrente em seus terminais, assim

<sup>9</sup>em alguns textos, essa modelagem é chamada de *black box*.

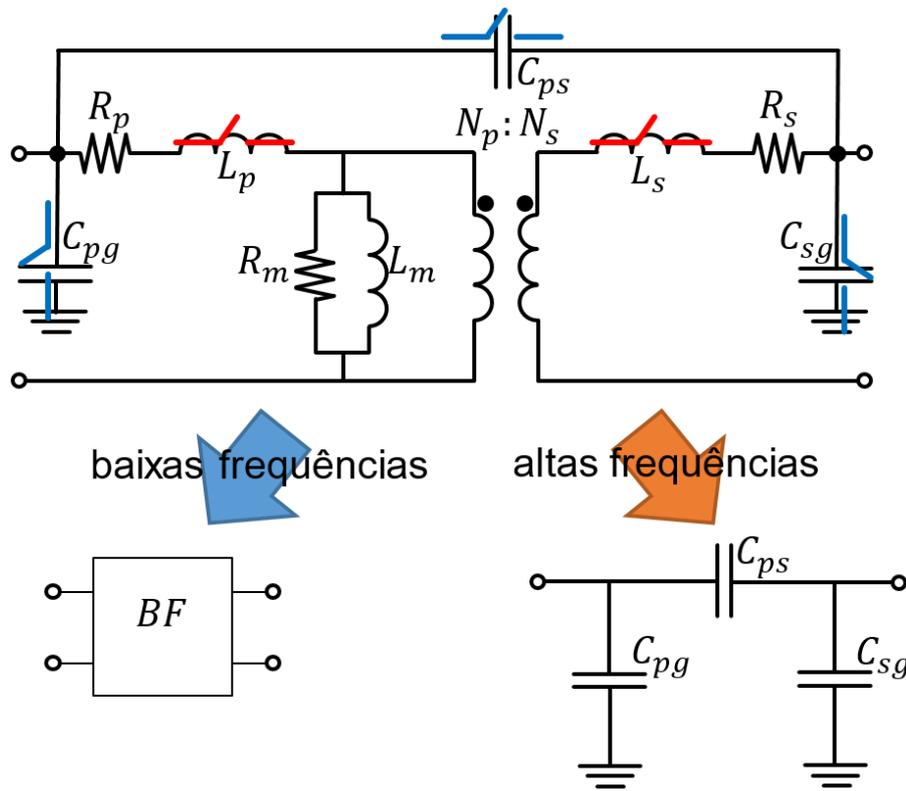


Figura 2.11: O modelo pi-capacitivo que foi apresentado em 2.9 pode ser simplificado em estudos que envolvam altas frequências.

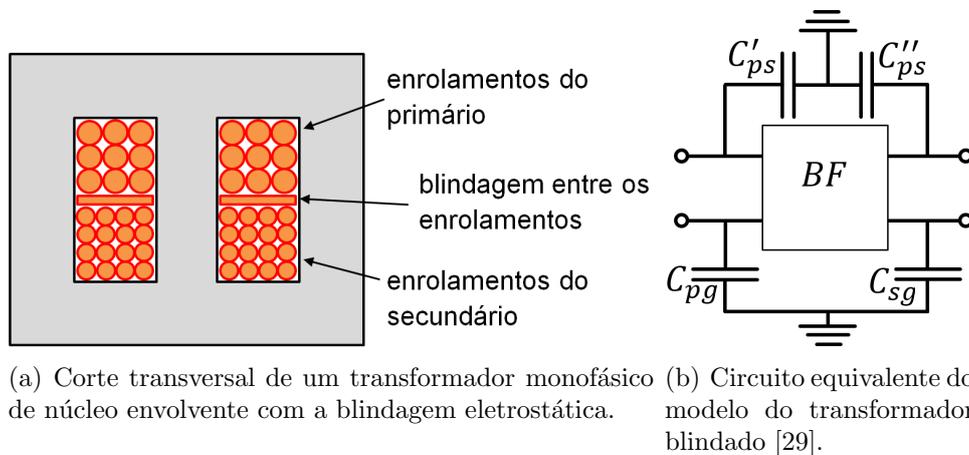


Figura 2.12: Características de um transformador blindado.

como foi proposto 2.4.1. Tais relações entre as tensões e correntes podem ser obtidas através de medições e o modelo pode ser incorporado na ferramenta computacional de simulação de diversas maneiras (seja diretamente através de um bloco próprio que permita incluir as matrizes de admitância ou impedância, seja transformando as relações de tensão em corrente em redes RLC entre os diferentes nós do circuito). Nesse caso, a acurácia e a largura de banda dependem unicamente das medições e dos instrumentos nelas utilizadas.

As medições para se obter as relações entre tensões e correntes no terminais podem ser feitas trabalhando-se com um ampla faixa de frequência de modo a contemplar toda uma gama de fenômenos a serem levados em conta. A análise da resposta do componente para cada uma das

frequências analisadas<sup>10</sup> é de extrema utilidade, pois permite determinar o comportamento do circuito para diferentes excitações, evidenciando as características do componente (capacitivo ou indutivo) e os pontos especiais de operação (pontos de ressonância do equipamento).

### 2.5.2.1 Procedimentos para se efetuar as medições

Em geral, determina-se o comportamento em frequência de um dado equipamento através da medição da impedância vista entre dois de seus terminais, podendo os demais terminais estarem flutuando, ligados uns aos outros ou aterrados. A medição de impedância baseia-se geralmente na aplicação de um sinal de tensão senoidal de referência de uma dada frequência entre dois pontos e medição do módulo e defasagem da corrente produzida por esta tensão. Ao se repetir o procedimento para diferentes frequências, obtém-se uma função  $Z(\omega)$  para o dado par de terminais.

Um exemplo de arranjo de medição é ilustrado na figura 2.13 para a medição da impedância de curto-circuito  $Z_{cc}$ , que em alguns modelos é igual a soma da impedância dos enrolamentos do primário com a impedância do secundário referida no primário, ou seja:

$$Z_{cc}(\omega) = Z_p(\omega) + \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2 Z_s(\omega) \quad (2.6)$$

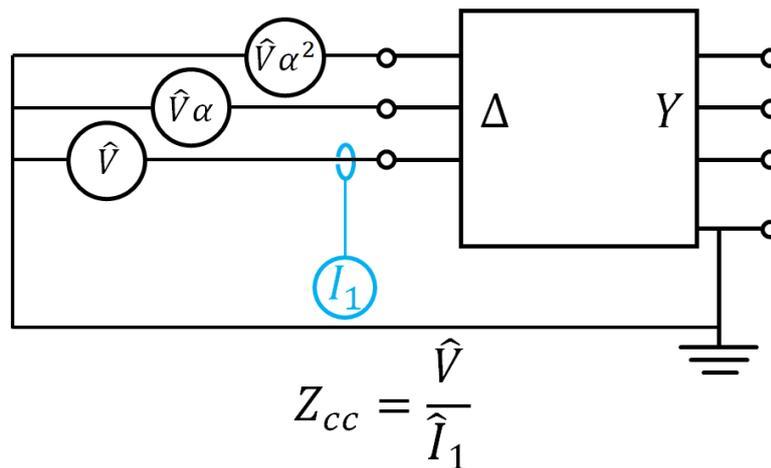


Figura 2.13: Arranjo experimental para medição da impedância de curto-circuito.

### 2.5.2.2 Curvas típicas da resposta em frequência de um transformador e ressonâncias

A curva da figura 2.14 ilustra o comportamento típico da impedância de curto-circuito de um transformador de potência. Nela observa-se que o comportamento do transformador pode ser dividido em três regiões em função da faixa de frequência do estudo:

#### 1. Região indutiva:

para baixas frequências, os acoplamentos capacitivos são fracos e o transformador tem um comportamento preponderantemente indutivo. Devido ao efeito pelicular e de proximidade sobre as espiras, há uma diferença entre o comportamento real do equipamento e aquele que seria previsto para um circuito RL ideal cujos parâmetros foram obtidos na frequência da rede;

<sup>10</sup>em inglês, *Frequency Response Analysis*, FRA.

## 2. Região de múltiplas ressonâncias:

Nessa faixa intermediária de frequências, as interações entre as indutâncias e capacitâncias geram vários pontos de ressonância. A proximidade entre tais pontos justifica o uso de equipamentos de medição que sejam capazes de varrer uma faixa bem discretizada de frequências;

## 3. Região capacitiva:

Finalmente, em altas frequências os enrolamentos já bloqueiam as correntes de alta frequência que tem adentrar nas bobinas, de modo que se há transferência de correntes para o secundário isso se dá pelos acoplamentos capacitivos.

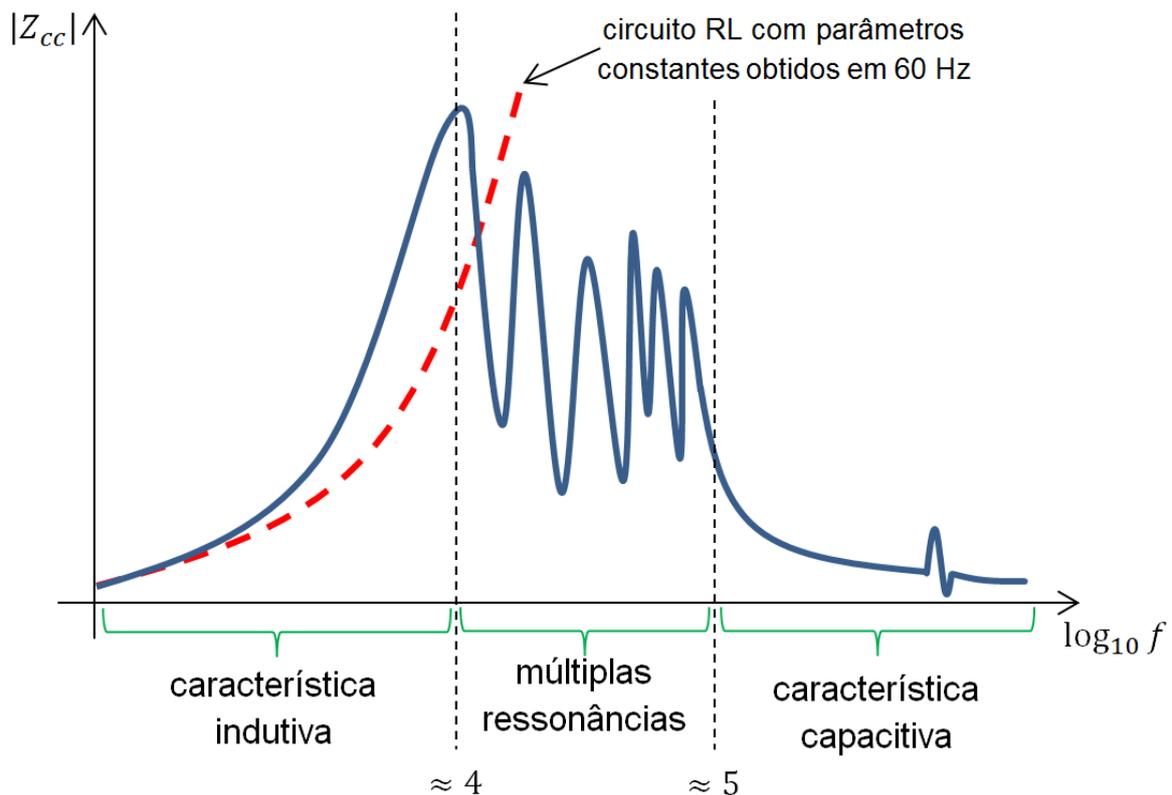


Figura 2.14: Curva típica do valor da impedância de curto-circuito.

### 2.5.2.3 Ajuste vetorial, apassivação e síntese do circuito com elementos discretos

A transformação dos dados numéricos da medição numa expressão analítica pode ser feito pelo método de ajuste vetorial<sup>11</sup>, descrito em [32]. A estabilidade do comportamento do modelo analítico pode ser garantida por um processo de apassivação do modelo [33].

Uma vez que não linearidades são mais difíceis de serem tratadas nas modelagens, tanto do ponto de vista analítico quanto numérico, às vezes é interessante forçar uma linearização do comportamento do sistema através da interpolação da resposta em frequência com a síntese do circuito com elementos discretos lineares RLC com resposta em frequência similar. Ainda que tal processo sempre esteja associado com um erro de interpolação, os ganhos em simplicidade podem justificar a aproximação. Esse processo está esquematizado na figura 2.15.

<sup>11</sup>em inglês, *Vector fitting*.

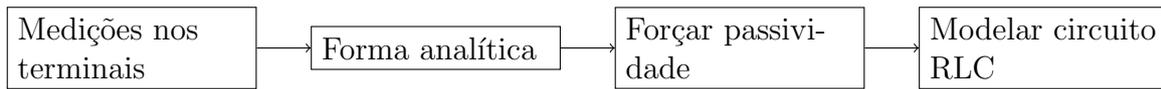


Figura 2.15: Processo de modelagem pelo método matemático [34].

### 2.5.2.4 Modelo pi obtido a partir do quadripolo

Existem alguns fenômenos que atuam nos transformadores de uma maneira particular, com todos os terminais de um dado lado (alta ou baixa tensão) estando submetidos a uma mesma excitação, caracterizada como de sequência zero. Um exemplo desse fenômeno são as descargas atmosféricas: dado que as distâncias do ponto de incidência até os cabos onde haverá a indução de tensões é muito maior que a distância entre as fases de tais cabos, pode-se considerar que as perturbações são iguais em todas as fases, assim como ilustrado na figura 2.16.

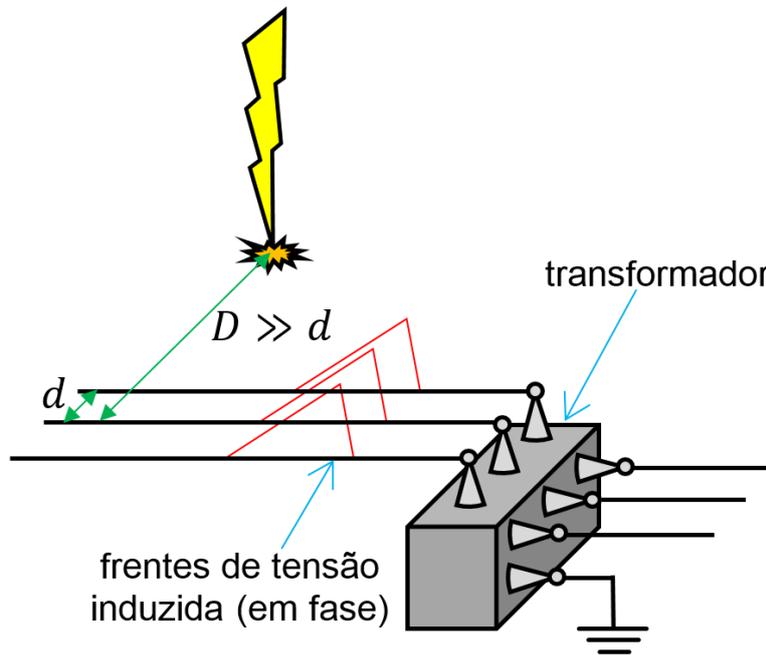


Figura 2.16: As tensão induzidas em cabos trifásicos devido à incidência de descargas atmosféricas geralmente estão em fase e possuem a mesma magnitude.

Se a magnitude e a defasagem das ondas de tensão são as mesmas, o sistema se comporta com se estivesse com seus terminais curto-circuitados. Assim, ao invés de se trabalhar com 6 terminais (3 para cada lado do trafo), considera-se somente 2 terminais. Essa simplificação permite modelar o equipamento como se fosse um *quadripolo*, que nada mais é que uma rede com quatro terminais estando estes associados em pares, sendo que as tensões são aplicadas em cada um dos pares e a corrente que entra num dos terminais deve retornar pelo outro do mesmo par, assim como ilustrado na figura 2.17.

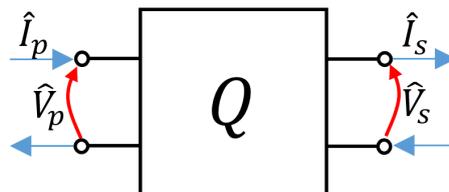


Figura 2.17: Representação de um quadripolo.

Devido ao fato de o comportamento do quadripolo depender somente das tensões entre terminais e de que as correntes por par de terminais serem de mesma magnitude, pode-se representá-lo não por uma matriz 4 por 4, assim como seria esperado pelo exposto em 2.4.1, mas sim por uma matriz de impedâncias 2 por 2, escrita na forma:

$$\begin{pmatrix} \hat{V}_p \\ \hat{V}_s \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11}(\omega) & Z_{12}(\omega) \\ Z_{21}(\omega) & Z_{22}(\omega) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{I}_p \\ \hat{I}_s \end{pmatrix} \quad (2.7)$$

As impedâncias  $Z_{11}(\omega)$ ,  $Z_{22}(\omega)$  e  $Z_{12}(\omega) = Z_{21}(\omega)$  podem ser obtidas por medições feitas no transformador com um de seus lados tendo os terminais curto-circuitados, assim como ilustrado na figura 2.18.

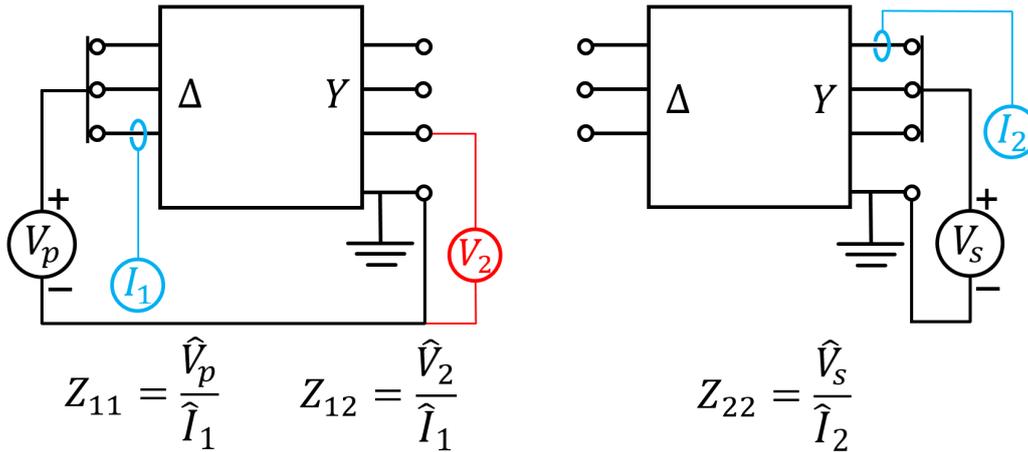


Figura 2.18: Medições para obtenção das impedâncias da matriz do quadripolo.

Uma vez de posse do valor das impedâncias da matriz, é interessante se obter uma rede de impedâncias concentradas cujo comportamento é equivalente ao do quadripolo, sendo que nesse caso será escolhida como rede uma célula pi composta por três impedâncias,  $Z_1(\omega)$ ,  $Z_2(\omega)$  e  $Z_3(\omega)$ , assim como ilustrado na figura 2.19.

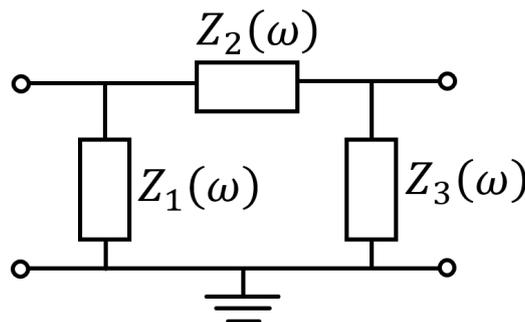


Figura 2.19: Célula pi de impedâncias equivalente ao quadripolo representativo do transformador.

As relações entre as impedâncias medidas e aquelas da célula pi são dadas pelas equações:

$$a = \frac{Z_{11}}{Z_{12}} - 1 \quad (2.8)$$

$$b = \frac{Z_{22}}{Z_{12}} - 1 \quad (2.9)$$

$$Z_2 = \frac{a(b+1) + b}{a+1} Z_{11} \quad (2.10)$$

$$Z_1 = \frac{Z_2}{b} \quad (2.11)$$

$$Z_3 = \frac{Z_2}{a} \quad (2.12)$$

Finalmente, a partir dos valores de  $Z_1$ ,  $Z_2$  e  $Z_3$  para diferentes frequências, determina-se um circuito linear que aproxima o comportamento de cada impedância.

Essa metodologia possui a vantagem de precisar de um número reduzido de medições para se obter um modelo, tendo sido aplicada em [35] para estudos de transferência de surtos em transformadores de distribuição. Outra situação em que pode ser interessante a utilização de tais modelos são os casos onde necessita-se representar os caminhos de circulação de corrente de modo-comum, como é o caso de sistemas de acionamento PWM onde a ponte inversora gera formas de onda com componente homopolar não nula; tal abordagem foi aplicada em [36] para a modelagem de um transformador utilizado na alimentação de inversor alimentando um motor de indução.

### 2.5.3 Modelagem geométrica avançada

Finalmente, pode-se obter um modelo de um transformador a partir de seus detalhes construtivos, tais como as suas dimensões e materiais empregados. Tal abordagem, que será neste texto denominada modelagem geométrica avançada<sup>12</sup>, é de elevada complexidade e sua implementação nem sempre é possível, tendo em vista que os detalhes construtivos de um dado transformador não são geralmente disponibilizados pelos seus fabricantes. Uma vez que dois transformadores com valores similares de tensão e potência nominais podem ser construídos de maneiras completamente distintas, os modelos obtidos podem diferir significativamente, assim como o comportamento apresentado durante a simulação.

Para se obter uma rede de elementos concentrados que represente o transformador, primeiramente é preciso decompor seus componentes em elementos menores. Os parâmetros dos elementos do modelo podem ser obtidos de diferentes métodos, sendo que existem basicamente duas estratégias:

- Determinação a partir de expressões analíticas;
- Cálculo numérico pelo método dos elementos finitos.

No primeiro caso, a decomposição inclui também certa idealização da geometria do elemento [25, 37]. Por exemplo, cada espira do enrolamento pode ser representada como uma espira perfeitamente circular (cuja expressão da indutância própria é bem conhecida), cada uma das chapas que compõem o núcleo pode ser considerada como uma peça retangular (cuja expressão da relutância é bem conhecida) e assim por diante.

Já na abordagem por elementos finitos, o transformador é estudado a partir de sua decomposição em pequenos domínios onde os campos elétricos e magnéticos são aproximados por funções polinomiais.

<sup>12</sup>em alguns textos, essa modelagem é chamada de *white box*.

A acurácia e a largura da banda de frequência que o modelo contempla dependem do número de elementos utilizados na discretização do equipamento (uma vez que o equipamento tem um tamanho físico determinado, ao se elevar o número de elementos haverá uma redução da dimensão representativa de cada elemento; em outras palavras, cada elemento estará representando uma porção menor da realidade). Além disso, o método utilizado para o cálculo dos parâmetros pode influenciar no comportamento do modelo (quando se utiliza fórmulas analíticas, comumente faz-se aproximações quanto à geometria dos elementos, como, por exemplo, considerar espiras perfeitamente circulares, o que pode gerar imprecisões). Em geral, o método dos elementos finitos minimiza os erros nos cálculos dos parâmetros, uma vez que existem alguns programas de cálculo que já são diretamente integrados ao desenho CAD de projeto do transformador.

Uma das vantagens da modelagem geométrica avançada é que a rede de circuito obtida para a simulação pode representar bem o comportamento do transformador na faixa de frequências das múltiplas ressonâncias, ilustrado na figura 2.14. O fato de o modelo contar com vários elementos armazenadores de energia (capacitores e indutores) faz com que o modelo naturalmente conte com inúmeros pontos de ressonância (o que não acontece com a modelagem geométrica simplificada descrita na seção 2.5.1, uma vez que lá limita-se ao máximo o número de elementos parasitas do modelo através de seu agrupamento).

#### 2.5.4 Tabela das metodologias de modelagem de transformadores

A tabela 2.3 resume as metodologias apresentadas para a modelagem em alta frequência de transformadores de potência.

Tabela 2.3: Metodologias de modelagem de transformadores de potência. [34]

Modelos	Geométrico simplificado	Matemático	Geométrico avançado
Precisão possível	média - alta	média - alta	baixa - média
Largura possível da faixa de frequência	média	alta	baixa - média
Fonte dos dados do modelo	medições, simulações simples, informações elétricas básicas	medições	design, geometria, simulação
Complexidade das medições	baixa	alta	-
O que representa cada parte do modelo	pólos, resíduos, elementos concentrados	pólos, resíduos, elementos concentrados	elementos concentrados
Complexidade do modelo	baixa - média	média	alta
Tempo de cômputo	baixa - média	baixa - média	alta

#### 2.5.5 Escolha do modelo mais apropriado

Uma vez que foram descritas diferentes metodologias para se obter modelos do transformador para análise de seu comportamento em alta frequência, faz-se necessário escolher qual delas seria a mais apropriada para ser aplicada aos equipamentos que serão utilizados neste trabalho.

A modelagem geométrica do transformador usualmente requer um nível muito elevado de detalhamento (que só estaria disponível com a colaboração do fabricante do equipamento) e

um esforço computacional muito elevado, o que faz com que não seja uma boa opção tendo em vista que o ganho em exatidão é modesto e que o modelo se torna muito sensível às eventuais diferenças existentes entre o projetado e o real. Já a modelagem matemática possui a desvantagem de precisar de instrumentos de medição muito sofisticados para que se possa obter um modelo que trabalhe com uma ampla faixa de frequência, o que não estaria num primeiro momento à disposição. Além disso, o modelo obtido não poderia ser interpretado fisicamente, fazendo com que fosse pouco intuitivo.

A abordagem geométrica simplificada é amplamente utilizada e o modelo obtido costuma apresentar um nível de exatidão bastante satisfatório, conforme relatado nas referências indicadas na tabela 2.2. Tendo em vista que tal metodologia requer tão somente a obtenção de certos parâmetros através de medições simples (sendo que alguns desses parâmetros podem até mesmo já terem sido obtidos durante ensaios especiais conduzidos pelo fabricante [38]), ela é a que melhor convém às necessidades do projeto levando em consideração os meios disponíveis, sendo portanto aplicada no estudo de caso deste trabalho, conforme será indicado na seção 2.11.1.

## 2.6 Transformador de aterramento

Será apresentada a seguir uma análise do funcionamento do transformador de aterramento do tipo zig-zag a partir de seu circuito elétrico equivalente, que está indicado na Figura 2.20.

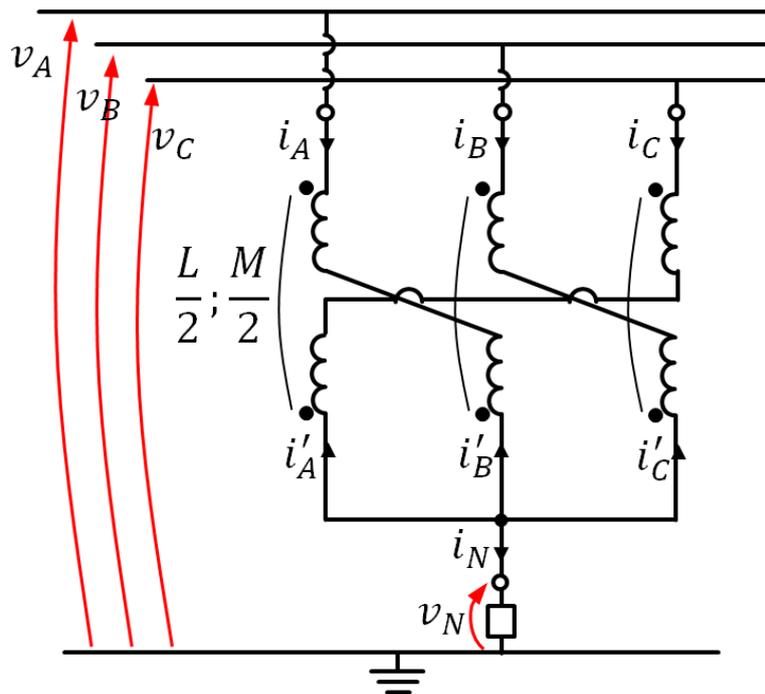


Figura 2.20: Circuito equivalente do transformador de aterramento.

A relação entre as correntes em cada um dos terminais dos enrolamentos é dada pelas equações:

$$i_{A'} = -i_C \tag{2.13}$$

$$i_{B'} = -i_A \tag{2.14}$$

$$i_{C'} = -i_B \tag{2.15}$$

Essas equações podem ser escritas na forma matricial:

$$\begin{pmatrix} i_{A'} \\ i_{B'} \\ i_{C'} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{pmatrix} \quad (2.16)$$

A lei dos nós implica na seguinte equação:

$$i_N + i_{A'} + i_{B'} + i_{C'} = 0 \quad (2.17)$$

$$i_N = - \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{A'} \\ i_{B'} \\ i_{C'} \end{pmatrix} \quad (2.18)$$

A lei das malhas aplicada em cada uma das fases do transformador resulta nas seguintes equações:

$$v_A = \frac{L}{2} \frac{d}{dt} i_A + \frac{M}{2} \frac{d}{dt} i_{A'} - \left( \frac{L}{2} \frac{d}{dt} i_{B'} + \frac{M}{2} \frac{d}{dt} i_B \right) + v_N \quad (2.19)$$

$$v_B = \frac{L}{2} \frac{d}{dt} i_B + \frac{M}{2} \frac{d}{dt} i_{B'} - \left( \frac{L}{2} \frac{d}{dt} i_{C'} + \frac{M}{2} \frac{d}{dt} i_C \right) + v_N \quad (2.20)$$

$$v_C = \frac{L}{2} \frac{d}{dt} i_C + \frac{M}{2} \frac{d}{dt} i_{C'} - \left( \frac{L}{2} \frac{d}{dt} i_{A'} + \frac{M}{2} \frac{d}{dt} i_A \right) + v_N \quad (2.21)$$

Agrupando estas equações na forma matricial, tem-se:

$$\begin{pmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} L & -M & 0 \\ 0 & L & -M \\ -M & 0 & L \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{pmatrix} + \frac{1}{2} \begin{pmatrix} L & -M & 0 \\ 0 & L & -M \\ -M & 0 & L \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{A'} \\ i_{B'} \\ i_{C'} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} v_N \quad (2.22)$$

Substituindo a relação ( 2.16) em ( 2.18) e ( 2.22), pode-se obter:

$$\begin{pmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 2L & -M & -M \\ -M & 2L & -M \\ -M & -M & 2L \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} v_N \quad (2.23)$$

$$i_N = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{pmatrix} \quad (2.24)$$

Introduzindo as grandezas modais no lugar das de fase, através das matrizes de transformação das componentes simétricas, tem-se:

$$\begin{pmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{pmatrix} = \mathbf{T} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_0 \end{pmatrix}; \quad \begin{pmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{pmatrix} = \mathbf{T} \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_0 \end{pmatrix} \quad (2.25)$$

$$\mathbf{T} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ \alpha^2 & \alpha & 1 \\ \alpha & \alpha^2 & 1 \end{pmatrix} \quad (2.26)$$

Obtém-se então:

$$\mathbf{T} \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_0 \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 2L & -M & -M \\ -M & 2L & -M \\ -M & -M & 2L \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \mathbf{T} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} v_N \quad (2.27)$$

$$i_N = (1 \ 1 \ 1) \mathbf{T} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_0 \end{pmatrix} \quad (2.28)$$

Multiplicando a equação ( 2.27) por  $\mathbf{T}^{-1}$  e resolvendo o produto de matrizes na equação ( 2.28), tem-se:

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_0 \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} L + \frac{M}{2} & 0 & 0 \\ 0 & L + \frac{M}{2} & 0 \\ 0 & 0 & L - M \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} v_N \quad (2.29)$$

$$i_N = 3i_0 \quad (2.30)$$

Dado que a indutância própria das bobinas reflete simultaneamente os efeitos do fluxo magnético concatenado e do fluxo disperso, tem-se que  $L = L_l + M$ , onde  $L_l$  é a indutância de dispersão. Assim:

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_0 \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} L_l + \frac{3}{2}M & 0 & 0 \\ 0 & L_l + \frac{3}{2}M & 0 \\ 0 & 0 & L_l \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} v_N \quad (2.31)$$

Ao se analisar as equações obtidas após a transformação modal e ao se fazer o processo inverso daquele realizado até este ponto (ou seja, obtendo-se o circuito a partir das equações), chega-se à representação do transformador de aterramento no domínio modal, ilustrada na Figura 2.21.

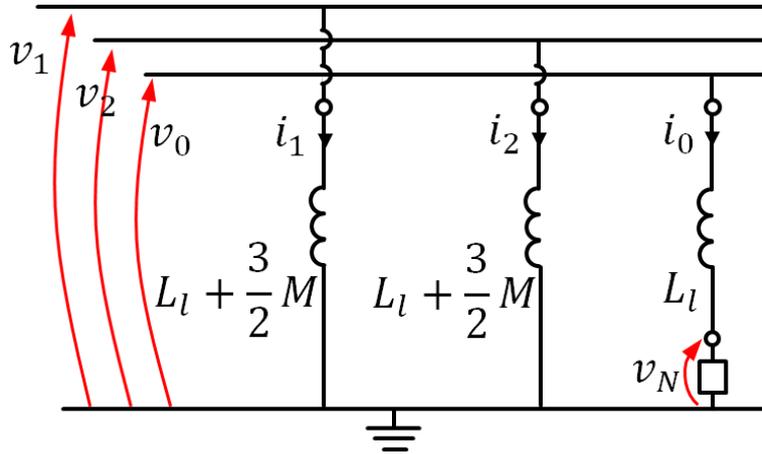


Figura 2.21: Circuito equivalente do transformador de aterramento, no domínio modal.

Analisando o circuito equivalente obtido, vê-se que nos ramos de sequência positiva e negativa o transformador de aterramento é representado como indutâncias em derivação de valor  $L_l + \frac{3}{2}M$ , enquanto que no ramo de sequência zero esta indutância vale  $L_l$ . Em geral, constrói-se o transformador de modo a se obter  $M \gg L_l$  (acoplamento magnético elevado entre as bobinas, baixa dispersão), o que quer dizer que as indutâncias em derivação dos modos diferenciais possuem impedância elevada (se comportando quase como circuitos em aberto), enquanto aquela de modo comum possui impedância reduzida (como se fosse um curto).

Conclui-se assim que o transformador de aterramento interfere minimamente no circuito de modo diferencial (drenando somente a corrente necessária à sua magnetização), mas oferecendo um caminho de baixa impedância para a circulação de correntes de modo comum.

## 2.7 Conversor

O conversor compreende todo o sistema que converte a tensão elétrica contínua proveniente das células solares em tensão alternada. Ele é geralmente constituído por um sistema que ajusta o nível de tensão contínua (para que este seja compatível com o nível de tensão da rede quanto para extrair a maior potência possível dos painéis), por um filtro (que mantém constante o fluxo de potência ao longo do barramento de tensão contínua) e por um sistema de chaveamento que converte a tensão contínua em alternada. No caso de instalações de geração fotovoltaica, quase sempre há um filtro na interface do inversor com a rede, de modo que a tensão na saída do conversor cumpra com os requisitos de qualidade de energia.

Os sistemas de acionamento de motores elétricos utilizados atualmente também se valem de dispositivos de eletrônica de potência para produzirem as formas de onda de tensão (ou corrente) que são necessárias ao controle de velocidade e torque. As semelhanças entre esses dois tipos de sistemas estão indicadas na figura 2.22. Observa-se que em ambos os conversores há a necessidade de um filtro de tensão contínua e de uma ponte inversora, sendo que os vários estudos existentes de modelagem de conversores para acionamentos elétricos serão aproveitados para o estudo de conversores utilizados na geração fotovoltaica, razão pela qual foram citados ao longo deste trabalho.

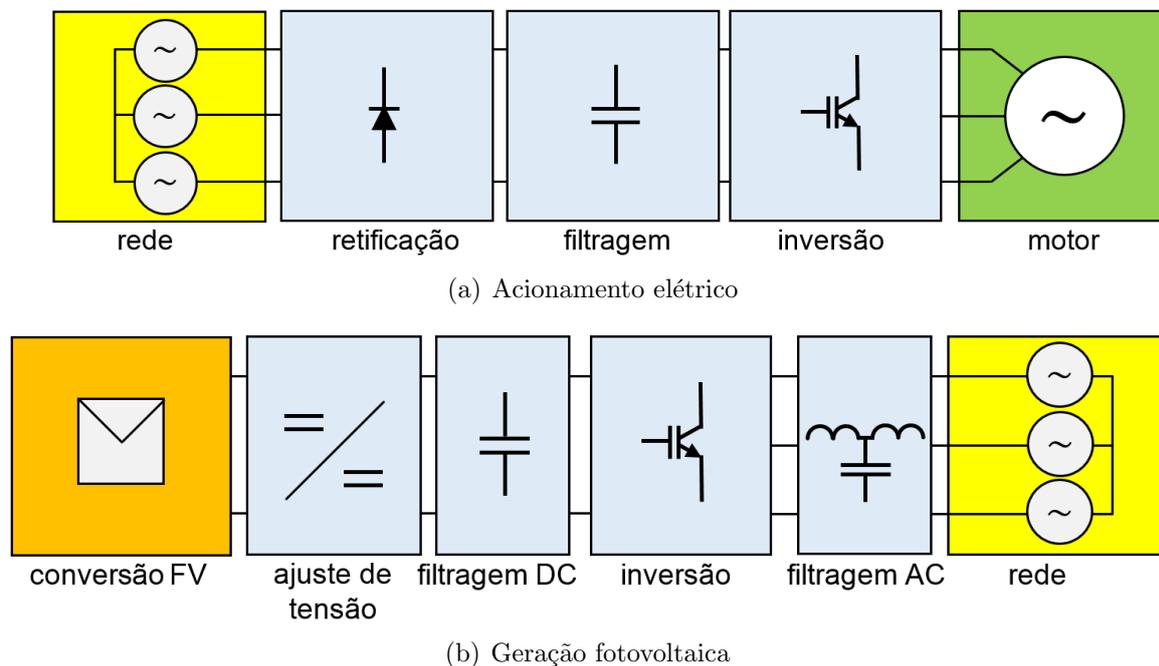


Figura 2.22: Comparação entre os diferentes estágios que compõem dos acionamentos elétricos por chaves eletrônicas e a geração fotovoltaica.

Assim como será discutido a seguir, os principais elementos parasitas cujo comportamento se torna relevante para os estudos em alta frequência são:

- as capacitâncias parasitas dos componentes (e.g., chaves eletrônicas) vista a partir de seus terminais;
- as capacitâncias dos componentes e das trilhas da placa para o terra;

- as resistências e as indutâncias equivalentes em série dos capacitores.

As capacitâncias entre os terminais dos diodos e dos transistores e a resistência série dos capacitores são parâmetros que dependem dos aspectos construtivos do componente (geometria construtiva, materiais empregados, etc.), sendo que os fabricantes geralmente disponibilizam tais valores nas fichas técnicas (*datasheets*) de seus produtos.

As capacitâncias parasitas que se formam entre os diferentes pontos do conversor para o terra são fortemente dependentes da disposição dos componentes dentro do inversor, ou seja, do posicionamento dos elementos ao longo da placa, da distância destes para o dissipador de calor ou para a carcaça.

Uma vez que a disposição das trilhas sobre um conversor varia de um modelo para outro, as capacitâncias desses pontos para o terra compõem um conjunto de parâmetros que é particular de cada inversor estudado. Por esta razão, propõe-se que no presente trabalho tais valores sejam obtidos através de medições realizadas no conversor de fato empregado no projeto, assim como será explicado na seção 2.7.6.

### 2.7.1 Filtro do barramento de tensão contínua

Os conversores CC/CC, por operarem por chaveamento, na maioria das vezes não geram em suas saídas formas de onda de tensão perfeitamente contínuas, sendo portanto necessária a inserção de um filtro, geralmente capacitivo, de modo a assegurar que a ponte inversora tenha em sua entrada um nível de tensão aproximadamente constante.

Analisando a relação de tensão e corrente no capacitor, tem-se:

$$\frac{i_C}{C} = \frac{dv}{dt}$$

Se o valor da capacitância  $C$  for suficientemente grande ( $C \rightarrow \infty$ ), tem-se que:

$$\frac{dv}{dt} = 0 \rightarrow v = V_0$$

ou seja, se o capacitor utilizado possuir uma capacitância relativamente elevada, ele conseguirá manter em seus terminais um tensão aproximadamente constante, o que permitiria até mesmo considerar todo o sistema a montante (painéis fotovoltaicos e conversor CC/CC) como uma fonte de tensão contínua. Entretanto, essa condição é extremamente idealizada, sendo que na verdade sempre serão observadas oscilações na tensão, que eventualmente podem influenciar no comportamento do sistema.

#### 2.7.1.1 Modelagem dos capacitores

O modelo genérico de um capacitor é apresentado na figura 2.23, onde observa-se que além da capacitância  $C_s$ , estão indicados outros dois elementos parasitas, que são descritos a seguir:

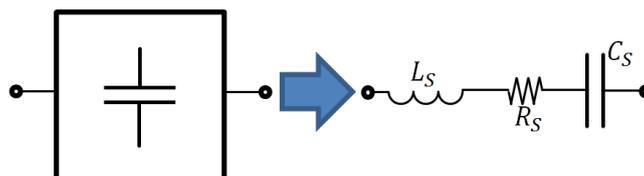


Figura 2.23: Modelo genérica de um capacitor.

- Resistência equivalente série  $R_s$  (ESR<sup>13</sup>):  
representa as perdas no dielétrico do capacitor que estão relacionadas à histerese dielétrica do material. Seu valor está tipicamente na faixa que vai de 0,1 a 10mΩ [39];
- Indutância equivalente série  $L_s$  (ESL):  
representa a indutância do capacitor devido à sua geometria e características construtivas. Seu valor está tipicamente na faixa que vai de 5 a 400nF [39].

A resistência ESR tem como efeito indesejado a dissipação de calor dentro do capacitor e a conseqüente elevação em sua temperatura, o que pode por sua vez conduzir a variações de outros parâmetros. Já a indutância ESL provoca o aumento da impedância do capacitor e conseqüente restrição na circulação de corrente a partir de certo valor de frequência.

A frequência em que a impedância série do circuito do modelo do capacitor é mínima (frequência de ressonância) é dada pela expressão:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}} \quad (2.32)$$

Como regra prática, deve se evitar utilizar um capacitor numa frequência maior que um quinto de sua frequência de ressonância [39].

### 2.7.1.2 Modelo dos capacitores eletrolíticos

Os capacitores eletrolíticos possuem valores de capacitância muito acima que aqueles dos capacitores de mesmo tamanho e peso que utilizam outras tecnologias de fabricação. Por esta razão, eles são muito utilizados como filtro de tensão na saída dos conversores CC/CC e na entrada dos inversores. O modelo do capacitor eletrolítico é apresentado na figura 2.24.

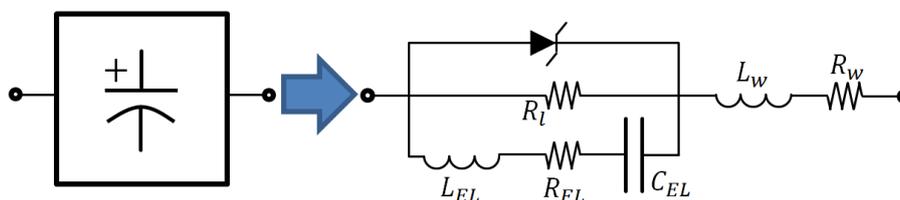


Figura 2.24: Modelo do capacitor eletrolítico

Em comparação com o modelo apresentado na figura 2.23, este modelo possui algumas diferenças, que são explicitadas a seguir:

- Resistência de fuga  $R_l$ :  
Representa as cargas que atravessam o dielétrico devido ao fato de que a condutividade do material não é totalmente desprezível;
- Diodo zener:  
Representa o comportamento do capacitor eletrolítico de ser polarizado, ou seja, de não se poder aplicar uma tensão reversa sobre seus terminais com o risco de haver uma grande circulação de corrente reversa capaz de danificar irreversivelmente o componente;
- Resistência  $R_w$  e indutância  $L_w$  dos conectores.

<sup>13</sup>em inglês, *equivalente series resistance*.

Uma das desvantagens do capacitor eletrolítico é sua indutância série elevada (variando entre 30 e 100nF [40]), o que faz com que sua frequência de ressonância  $f_0$  seja mais baixa. A operação do conversor CC/CC provoca flutuações no nível de tensão dos capacitores do filtro, sendo que tais flutuações podem ter componentes espectrais com frequências da mesma ordem de grandeza de  $f_0$  a depender da frequência de chaveamento do conversor. É por este motivo que geralmente associa-se um capacitor de outra tecnologia (geralmente cerâmicos, por possuírem uma indutância série reduzida) em paralelo com os capacitores eletrolíticos.

### 2.7.1.3 Resistores de balanceamento e capacitância parasita do ponto central do barramento CC

Devido ao fato de que as capacitâncias dos capacitores eletrolíticos tipicamente variam em torno de 10% com relação ao nominal, ao serem associados em série é possível que a distribuição de tensão não seja igual em cada um deles, o que eventualmente poderia levar a uma situação em que um deles estaria em sobretensão. É por isso que se aconselha que tais capacitores em série sejam postos em paralelo com resistores de balanceamento, que asseguram uma divisão igual de tensão entre os componentes.

Em [41–44] é indicado que existe uma capacitância parasita entre o ponto médio do barramento CC e o terra que deve ser levada em conta no modelo. No caso do conversor de topologia três níveis, tal capacitância estará em paralelo com as capacitâncias parasitas dos diodos de grameamento [43, 45].

## 2.7.2 Ponte inversora

A ponte inversora trifásica é a parte mais importante do conversor uma vez que ela é a responsável por sintetizar a forma da onda de tensão que, após a devida filtragem, será injetada na rede. Essa síntese se dá através de um processo de chaveamento que envolve dispositivos semicondutores de potência, tais como IGBT's e diodos. Assim sendo, serão apresentados a seguir os fenômenos que ocorrem em tais chaves eletrônicas e os modelos encontrados na literatura.

### 2.7.2.1 Fenômenos de alta frequência que ocorrem nas chaves

Os dispositivos eletrônicos de chaveamento geralmente alternam entre dois estados: ou está em corte e a corrente que passa por ele é aproximadamente nula, ou está em condução e a queda de tensão através dele é muito baixa. Alguns simuladores, tais como o PSCAD, simulam tal comportamento através de uma resistência cujo valor ora é muito elevado (corte), ora é muito reduzido (condução)<sup>14</sup>. Contudo, este modelo é extremamente simplificado e ignora vários fenômenos que se produzem no interior do dispositivo.

Quando a chave está em corte, há a formação de uma camada onde são acumuladas cargas elétricas ao longo do material semicondutor, sendo que este acúmulo é similar ao que ocorre nos capacitores. Ao se passar para o estado de condução, tais cargas são remanejadas de modo a se desfazer essa camada e dar passagem para a circulação de corrente. Durante esse processo a tensão nos terminais pode variar de diferentes maneiras em função das características do dispositivo, levando a regimes transitórios de tensão.

De modo geral, os fenômenos frequentemente considerados nos estudos de compatibilidade eletromagnética são [46]:

- transitórios de ligamento e desligamento;

---

<sup>14</sup>esse modelo possui a vantagem de utilizar elementos lineares, fazendo com que o processo de resolução numérica seja mais simples.

- capacitância entre os terminais quando em corte;
- recuperação reversa nos diodos [47].

Em algumas plataformas computacionais, tais como o PSpice, existem modelos já implementados de chaves eletrônicas que levam em conta estes fenômenos. Outros modelos ainda mais sofisticados para diodos de potência [48], IGBT e MOSFET [49] são encontrados na literatura, porém a complexidade dos circuitos equivalentes não se traduz em melhora significativa da análise das interferências produzidas [46]. Por esta razão, este estudo limitará a modelagem à simples introdução de alguns elementos parasitas entre os terminais de uma chave ideal.

### 2.7.2.2 Modelos dos dispositivos de chaveamento

Atualmente a maioria dos conversores de potência utilizam um IGBT associado em anti-paralelo com um diodo como chave eletrônica (sendo que neste caso ela conduz em ambos sentidos, porém só bloqueia tensões diretas <sup>15</sup>). O modelo generalizado dessa associação é apresentado na figura 2.25, enquanto que a tabela 2.4 indica quais dos elementos do modelo são levados em conta em diferentes estudos.

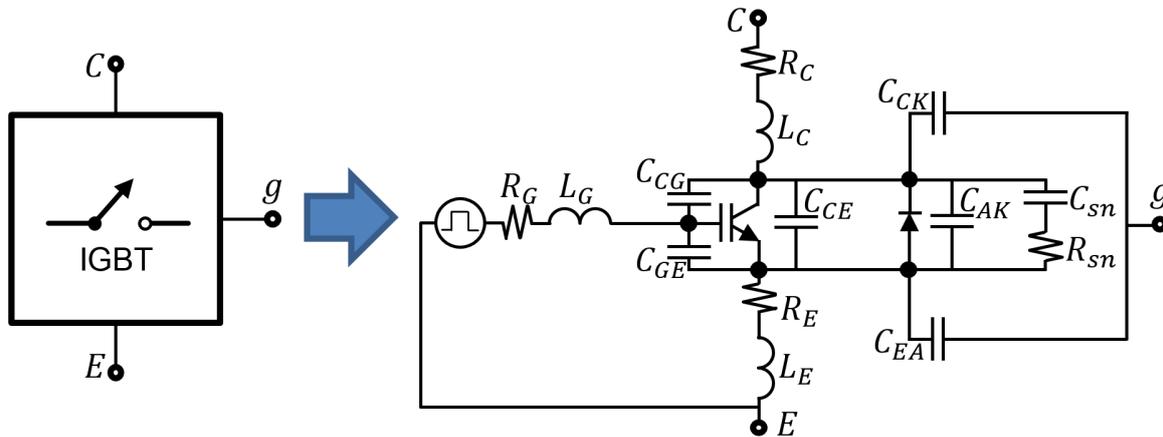


Figura 2.25: Modelo generalizado de uma chave com transistor IGBT associada em anti-paralelo com um diodo. Na tabela 2.4 estão indicados quais desses elementos parasitas são considerados em cada um dos modelos descritos em diferentes referências.

Tabela 2.4: Modelos encontrados na literatura para a chave com transistor IGBT associada em anti-paralelo com um diodo representada na figura 2.25.

	impedância série dos terminais						cap. do IGBT e do diodo				cap. p/ o terra		snubber	
	$R_C$	$L_C$	$R_E$	$L_E$	$R_G$	$L_G$	$C_{CG}$	$C_{GE}$	$C_{CE}$	$C_{AK}$	$C_{CK}^{16}$	$C_{EA}^{17}$	$R_{sn}$	$C_{sn}$
[40, 46]		•		•	•						•			
[50]		•		•					•					
[51]		•		•	•		•	•	•	•				
[52]				•							•			
[53]	•	•	•	•	•	•					•	•		

<sup>15</sup>em inglês, *bidirectional-carrying, forward-blocking*.

<sup>16</sup>capacitância resultante da associação em paralelo das capacitâncias do coletor do IGBT e do catodo do diodo para o terra (representado pelo dissipador de calor).

<sup>17</sup>capacitância resultante da associação em paralelo das capacitâncias do emissor do IGBT e do anodo do diodo para o terra (representado pelo dissipador de calor).

No caso de o conversor utilizar um conversor três níveis, pode ser necessário também representar os elementos parasitas dos diodos de grampeamento, assim como está ilustrado na figura 2.26.

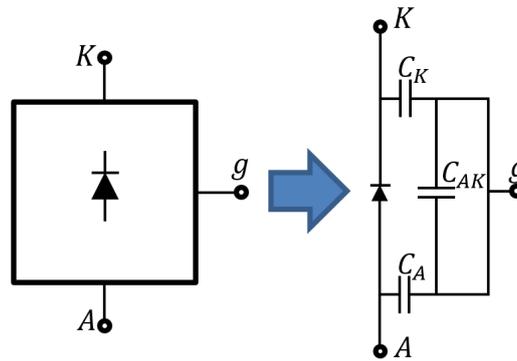


Figura 2.26: Modelo generalizado do diodo de grampeamento. Na tabela 2.5 estão indicados quais desses elementos parasitas são considerados em cada um dos modelos descritos em diferentes referências.

Tabela 2.5: Modelos encontrados na literatura para o diodo de grampeamento representado na figura 2.26.

	$C_{AK}$	$C_K$	$C_A$
[45]		•	
[42]			•
[43]		•	

### 2.7.3 Filtro CA

Os filtros utilizados nas saídas das pontes inversoras são geralmente a associação de elementos passivos, lineares (resistências, indutâncias e capacitâncias) ou não (diodos), sendo que os valores dos parâmetros e a topologia utilizada podem variar em função de diversos fatores, tais como a velocidade do tempo de subida da chave ou o comprimento dos cabos utilizados na conexão da instalação. Na tabela 2.6 estão indicadas referências onde as principais topologias são descritas e os métodos de dimensionamento são detalhados.

Tabela 2.6: Estudos sobre filtros passivos a serem instalados na saída das pontes inversoras.

Filtro	Referência
L	[54]
LC	[54]
LCL	[54]
RC	[55]
L-RC	[29, 56–58]
L//R-C	[55]
LCD	[59]

### 2.7.4 Filtro de Modo-Comum

A injeção de correntes de modo-comum na rede provoca efeitos indesejados, o que faz com que a maioria das normas referentes ao acesso ao sistema de distribuição por geradores que

utilizam conversores estáticos limitem o valor dessa corrente. Por esta a razão, a maioria dos inversores fotovoltaicos comerciais disponíveis contêm um filtro de modo-comum, que consiste essencialmente em três enrolamentos compartilhando um mesmo núcleo magnético. O circuito de um filtro de modo-comum ideal é ilustrado na figura 2.27.

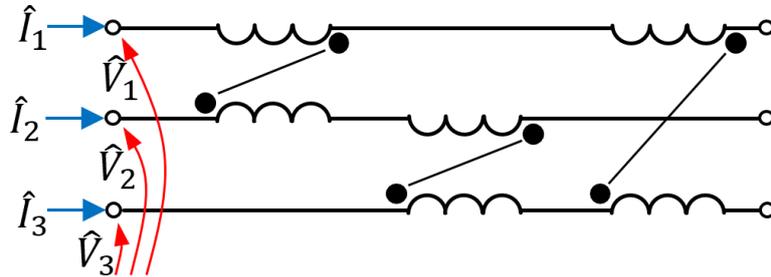


Figura 2.27: Circuito equivalente do filtro de modo-comum.

As relações entre as tensões de fase e a corrente em cada um dos enrolamentos são dadas na equação matricial a seguir:

$$\begin{pmatrix} \hat{V}_A \\ \hat{V}_B \\ \hat{V}_C \end{pmatrix} = j\omega \begin{pmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{I}_A \\ \hat{I}_B \\ \hat{I}_C \end{pmatrix} \quad (2.33)$$

onde  $L$  é a indutância própria de cada uma das bobinas e  $M$  é a indutância mútua entre as bobinas (neste caso supõe-se que o filtro é perfeitamente simétrico entre as fases). Aplicando a transformação de Fortescue em 2.33 (os detalhes dos cálculos são obtidos a partir das relações apresentadas na seção B.2.1) obtém-se:

$$\begin{pmatrix} \hat{V}_1 \\ \hat{V}_2 \\ \hat{V}_0 \end{pmatrix} = j\omega \begin{pmatrix} L - M & 0 & 0 \\ 0 & L - M & 0 \\ 0 & 0 & L + 2M \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{I}_1 \\ \hat{I}_2 \\ \hat{I}_0 \end{pmatrix} \quad (2.34)$$

Dado que a indutância própria das bobinas reflete os efeitos do fluxo magnético concatenado com o fluxo disperso, tem-se que  $L = L_l + M$ , onde  $L_l$  é a indutância de dispersão. Assim:

$$\begin{pmatrix} \hat{V}_1 \\ \hat{V}_2 \\ \hat{V}_0 \end{pmatrix} = j\omega \begin{pmatrix} L_l & 0 & 0 \\ 0 & L_l & 0 \\ 0 & 0 & L_l + 3M \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{I}_1 \\ \hat{I}_2 \\ \hat{I}_0 \end{pmatrix} \quad (2.35)$$

Pode-se observar que as correntes de sequência zero enxergam uma impedância igual à  $j\omega(L_l + 3M)$ , valor muito elevado em comparação à impedância  $j\omega L_l$  vista pelas correntes de modo diferencial, o que demonstra o princípio de funcionamento do filtro.

Os enrolamentos do filtro de modo-comum, assim como os enrolamentos do transformador, também possuem elementos parasitas, como por exemplo a capacitância entre as espiras. A figura 2.28 apresenta um modelo para o filtro que leva em conta esses efeitos.

### 2.7.5 Seleção do modelo adequado

Agrupando os modelos apresentados anteriormente, obtém-se o modelo da figura 2.29.

A maior parte dos estudos apresentados indica que as capacitâncias parasitas são os elementos mais importantes para a modelagem em alta frequência, uma vez que elas se apresentam como um caminho de baixa impedância nos conversores para as componentes espectrais de alta frequência. Uma grande atenção deve ser dada às capacitâncias para o terra do sistema, que no

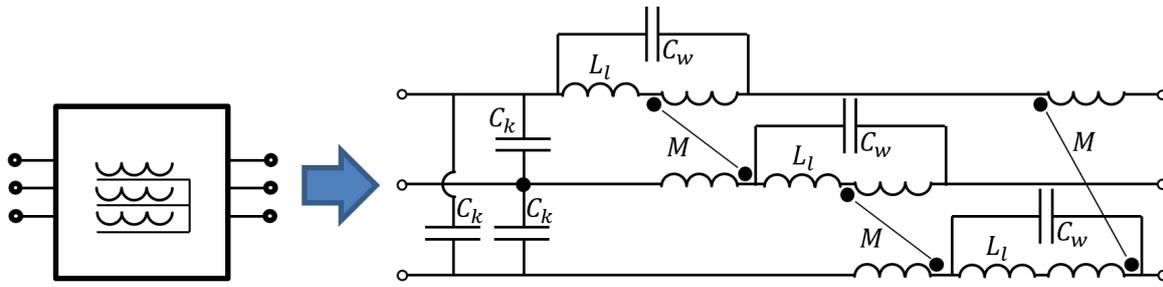


Figura 2.28: Modelo do filtro de modo-comum com a inclusão dos elementos parasitas [60].

inversor é representado pela sua carcaça e pelo dissipador de calor que está sempre próximo aos dispositivos de chaveamento, uma vez que são elas que fecham o caminho para a circulação de correntes de modo-comum, juntamente às capacitâncias parasitas de outras componentes (tais como os painéis solares e os cabos).

A seguir, será apresentada uma metodologia para a obtenção das capacitâncias parasitas do inversor ao terra.

### 2.7.6 Aquisição dos valores dos parâmetros do modelo através de medições

A aquisição dos valores das capacitâncias parasitas descritas acima pode ser feita a partir de medições entre diferentes pontos do conversor. De maneira genérica, ao se associar as capacitâncias parasitas dos componentes constituintes do sistema, tem-se que o conversor pode ser modelado assim como ilustrado na figura 2.30. A tabela 2.7 mostra a combinação das capacitâncias que seriam medidas ao se tomar os pontos de medição correspondentes.

Tabela 2.7: Capacitância resultante que é obtida ao se fazer uma medição.

	P	M	N	F	G	Valor medido
1	+	-	-	-	-	$C_+ + C_{DC} + C_S$
2	-	+	-	-	-	$C_- + C_{DC} + C_S$
3	-	-	+	-	-	$C_N + 2C_{DC}$
4	-	-	-	+	-	$C_F + 2C_S$
5	+	-	$O_1$	$O_1$	$O_1$	$(C_{DC} + C_+ + C_S) // (C_{DC} + C_- + C_S)$
6	$O_1$	$O_1$	+	$O_1$	-	$C_N + (2C_{DC}) // (C_N + C_+ + C_F)$
7	$O_1$	$O_1$	-	+	-	$C_F + (2C_S) // (2C_{DC} + C_+ + C_-)$
8	+	+	+	+	-	$C_F + C_+ + C_- + C_N$
9	+	+	+	-	-	$2C_S + C_+ + C_- + C_N$
10	$O_1$	$O_1$	$O_1$	+	-	$C_F + (2C_S) // (C_N + C_+ + C_-)$
11	-	-	-	+	$O_1$	$2C_S + C_F // (C_+ + C_- + C_N)$
12	+	+	+	$O_1$	-	$C_+ + C_- + C_N + (2C_S) // C_F$

Notas:

- A letra ' $O_x$ ' indica um nó flutuante (i.e. cujo valor de tensão não é determinado *a priori* durante a medição), sendo que aqueles com um mesmo número ' $x$ ' estão curto-circuitados.
- O operador ' $//$ ' associa a dois dados valores o produto dividido pela soma<sup>18</sup>.

<sup>18</sup>o uso da notação com barras paralelas não quer dizer que os capacitores estejam em paralelo, pelo contrário, isso indica que eles estão em série. Se estivessem em paralelo, o valor equivalente da associação seria obtido pela soma das capacitância.

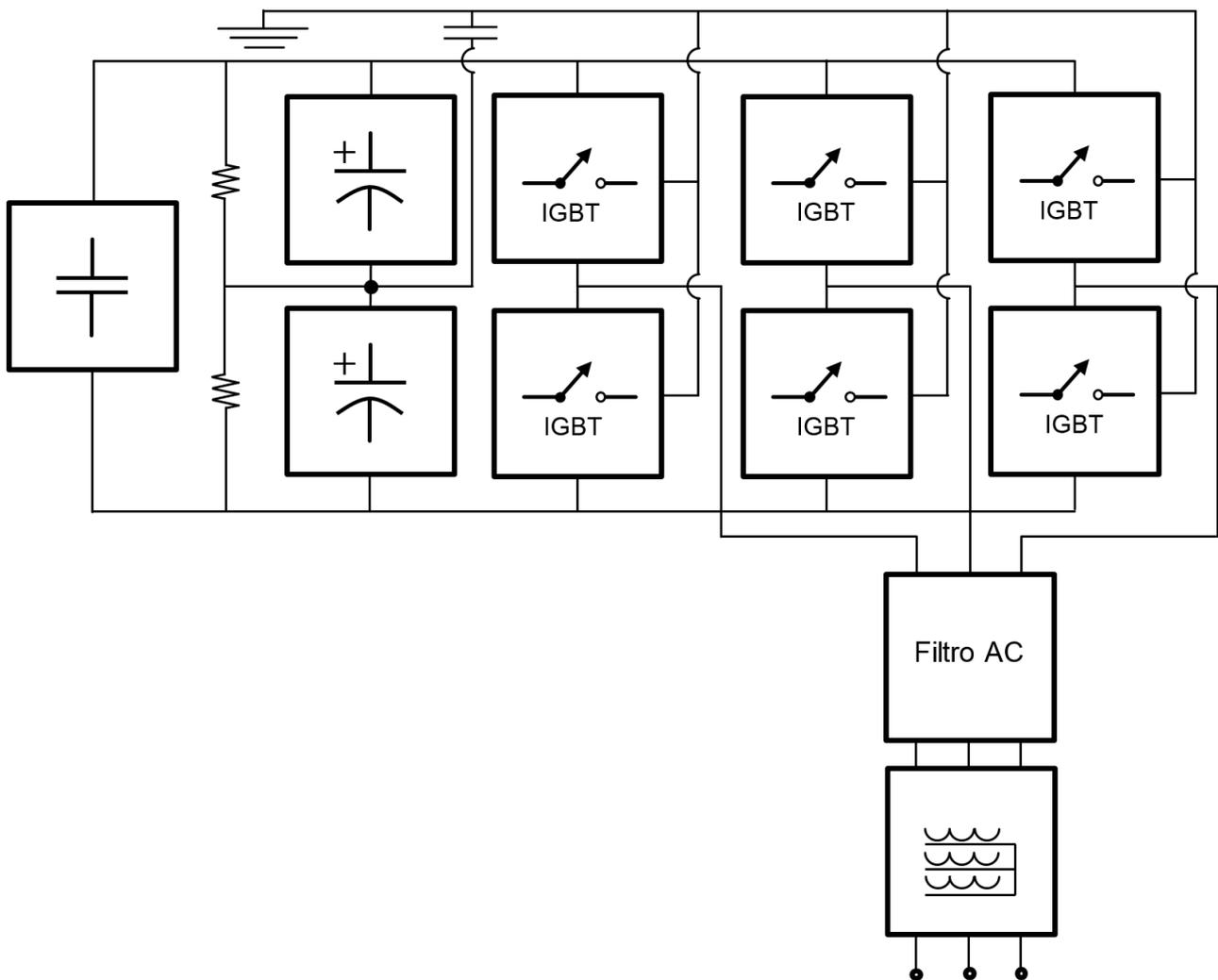


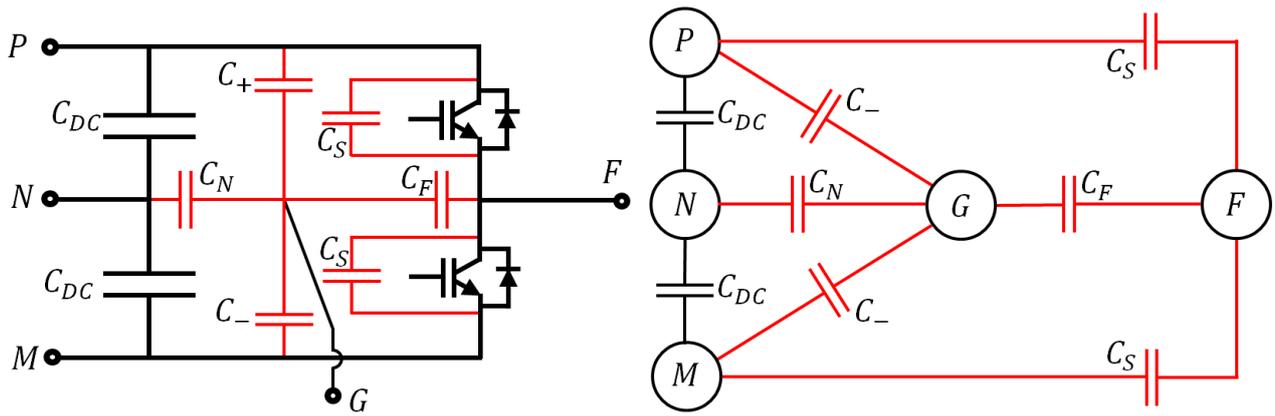
Figura 2.29: Modelo completo do conversor dois níveis. Os blocos representativos das chaves, dos capacitores e dos filtros encontram-se detalhados nas figuras 2.25, 2.23, 2.24 e 2.28, respectivamente.

### 2.7.6.1 Restrições impostas pelos capacitores eletrolíticos

Assim como mencionado na seção 2.7.1, os capacitores do barramento CC, responsáveis por manter um certo nível de tensão na entrada da ponte inversora, devem possuir um elevado valor de capacitância, o que na maioria dos casos conduz o projetista a escolher capacitores do tipo eletrolíticos. Contudo, eles têm como desvantagem a restrição de não poderem ser polarizados reversamente, o que não permite que sejam utilizados, por exemplo, em aplicações que envolvam tensões ou correntes alternadas (tais como as aplicações da eletrotécnica, como correção de fator de potência ou partida de motores de indução monofásicos). Mesmo uma tensão reversa de poucos volts já pode ser suficiente para causar danos irreversíveis ao dispositivo.

Uma vez dito isso, ao se medir as capacitâncias parasitas do conversor estando os capacitores eletrolíticos conectados, emergem dois problemas:

1. Ao se tentar medir capacitâncias da ordem de nano ou até mesmo picofarads, a presença de um componente com uma capacitância da ordem das centenas de microfarads ofusca tais valores a serem medidos. Assim como indicado na tabela 2.7, algumas medições envolvem a associação de capacitâncias em série ou em paralelo, de modo que eventualmente estar-se-á somando ou multiplicando valores de ordem de grandeza muito diferentes, sendo que não será completamente possível separar qual é o valor efetivamente medido para uma



(a) Capacitâncias equivalentes entre os diferentes nós do sistema

(b) Grafo equivalente

Figura 2.30: Pontos de medição para a determinação das diferentes capacitâncias do inversor.

dada capacitância dos erros de medição intrínsecos ao processo;

2. Ao se impor que não se deve aplicar tensões reversas aos capacitores eletrolíticos, algumas das medições propostas na tabela 2.7 não ficam permitidas.

Por esses motivos, é interessante, caso seja possível, que se desconecte do conversor os capacitores do barramento CC durante as medições. Em alguns casos isso pode ser feito facilmente, como por exemplo quando os capacitores são conectados no seus terminais através de um conector ou quando este está parafusado.

### 2.7.6.2 Restrições impostas devido às conexões do conversor

Caso não seja possível desconectar os capacitores do barramento CC (seja por não se ter acesso fácil ao ponto onde está parafusado, seja porque está soldado sobre a placa), tem-se duas possibilidades:

1. Escolher as medições da tabela 2.7 que não implicariam na aplicação de uma tensão reversa nos capacitores;
2. Curto-circuitar os terminais do capacitor, o que garante que não haverá tensão reversa. Todavia, isso reduz o número de nós do sistema e, conseqüentemente, o número de medições possíveis.

A primeira opção permite que se tenha mais nós disponíveis para a medição, o que permitiria que os valores de  $C_+$ ,  $C_-$  e  $C_N$  fossem obtidos de maneira distinta (ao se curto-circuitar os nós ‘P’, ‘M’ e ‘N’, força-se a associação em paralelo de tais capacitâncias, de modo que as medições possíveis retornarão sempre o valor da soma delas). Contudo, não se resolveria o problema da interferência dos capacitores eletrolíticos sobre os resultados medidos.

A segunda opção pode ser considerada pois, assim como foi demonstrado em [61], não há diferença do ponto de vista numérico em se associar as capacitâncias parasitas para o terra em qualquer um dos pontos do barramento CC ou em reparti-la em uma ou mais capacitâncias.

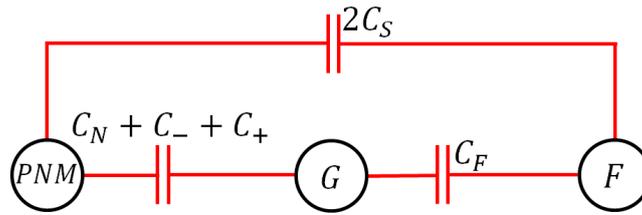


Figura 2.31: Grafo equivalente dos pontos de medição do conversor com os terminais do barramento CC curto-circuitados.

## 2.8 Cabeamento

As variações da corrente ao longo de um sistema de cabeamento devem-se às capacitâncias distribuídas ao longo dos condutores e às correntes de fuga através de sua isolamento, enquanto que as quedas de tensão são provocadas pelas resistências e indutâncias (sejam estas próprias ou mútuas). Estes fenômenos podem ser descritos pelas equações 2.36 e 2.37, respectivamente.

$$\frac{d\hat{I}_i}{dx} = -(g_i + j\omega c_i)\hat{V}_i - \sum_{k \neq i} (g_{ik} + j\omega c_{ik})(\hat{V}_i - \hat{V}_k) \quad (2.36)$$

$$\frac{d\hat{V}_i}{dx} = -(r_i + j\omega l_i)\hat{I}_i - \sum_{k \neq i} j\omega m_{ik}\hat{I}_k \quad (2.37)$$

onde  $g_i$  é a condutância lineica para o terra da fase  $i$ ,  $c_i$  é a capacitância lineica para o terra da fase  $i$ ,  $r_i$  é a resistência lineica própria do condutor da fase  $i$ ,  $l_i$  é a indutância lineica própria do condutor da fase  $i$ ,  $g_{ik}$  é a condutância lineica entre as fases  $i$  e  $k$ ,  $c_{ik}$  é a capacitância lineica entre as fases  $i$  e  $k$ ,  $m_{ik}$  é a indutância lineica mútua entre as fases  $i$  e  $k$ .

Essas equações também podem ser escritas introduzindo as definições de impedâncias e admitâncias próprias e mútuas:

$$g_i + j\omega c_i = y_i \quad (2.38)$$

$$g_{ik} + j\omega c_{ik} = y_{ik} \quad (2.39)$$

$$r_i + j\omega l_i = z_i \quad (2.40)$$

$$j\omega m_{ik} = z_{ik} \quad (2.41)$$

Obtendo-se assim:

$$\frac{d\hat{I}_i}{dx} = -y_i\hat{V}_i - \sum_{k \neq i} y_{ik}(\hat{V}_i - \hat{V}_k) \quad (2.42)$$

$$\frac{d\hat{V}_i}{dx} = -z_i\hat{I}_i - \sum_{k \neq i} z_{ik}\hat{I}_k \quad (2.43)$$

onde  $y_i$  é a admitância lineica para o terra da fase  $i$ ,  $z_i$  é a impedância lineica própria do condutor da fase  $i$ ,  $y_{ik}$  é a admitância lineica entre as fases  $i$  e  $k$  e  $z_{ik}$  é a impedância lineica mútua entre as fases  $i$  e  $k$ .

Nas equações 2.42 e 2.43, a impedância mútua  $z_{ik}$  não foi definida *a priori* como sendo um número imaginário puro, assim como foi suposto na equação 2.41, o que faz refletir sobre a possibilidade dessa grandeza possuir uma parte real e o qual seria a interpretação de tal grandeza.

Em sistemas reais o terra possui uma condutividade finita, assim também como seria de se esperar para as blindagens dos cabos (ainda que as blindagens sejam geralmente aterradas, elas não o são em todos os pontos, sendo que é de se prever que existam pontos onde o nível de tensão da blindagem com relação ao terra seja diferente de zero) e, assim como foi primeiramente demonstrado em [62], o efeito de tais resistências introduz um termo resistivo (chamado de termo de correção de Carson) na relação existente entre as correntes de uma fase com a queda de tensão em outra fase. Poder-se-ia chamar esse termo, a parte real de  $z_{ik}$ , de “resistência lineica mútua entre as fases  $i$  e  $k$ ” ( $r_{ik}$ ), porém ele seria totalmente desprovido de interpretação física, tanto que ele seria incluído nas equações somente do ponto de vista matemático.

Uma maneira pouco intuitiva de se dar uma interpretação física a essa resistência é pensar que a tensão numa dada fase é dada com relação ao “terra principal” do sistema, o ponto onde se definiu como sendo o referencial  $0V$ . A circulação de correntes em todas as outras fases acabam contribuindo para a corrente de modo comum do sistema, que retorna pelo terra, pelas blindagens e pelas armações, sendo que estas, por sua vez, são mantidas a um certo nível de tensão da fase em questão, de modo que ao se aplicar a lei das malhas em todo o cabeamento, a impedância dessas camadas intermediárias e do terra intervém nas equações [63].

A figura 2.32 ilustra o efeito da resistência do terra e das camadas aterradas sobre a impedância mútua de um condutor. A soma das correntes das fases  $\sum_k I_k$  compõe a corrente de modo comum, sendo que uma parcela  $a_g$  retorna pelo terra enquanto que outra parcela  $a_{sd}$  retorna pela blindagem, provocando assim quedas de tensão (uma vez que tais camadas possuem resistividades não-nulas  $\rho_g$  e  $\rho_{sd}$ , respectivamente). Tem-se assim uma variação no nível de tensão num dado ponto do condutor com relação ao ponto de referência, sendo que cada uma das correntes das outras fases tem uma parcela de contribuição nessa variação, o que justifica o valor não-nulo da resistência mútua.

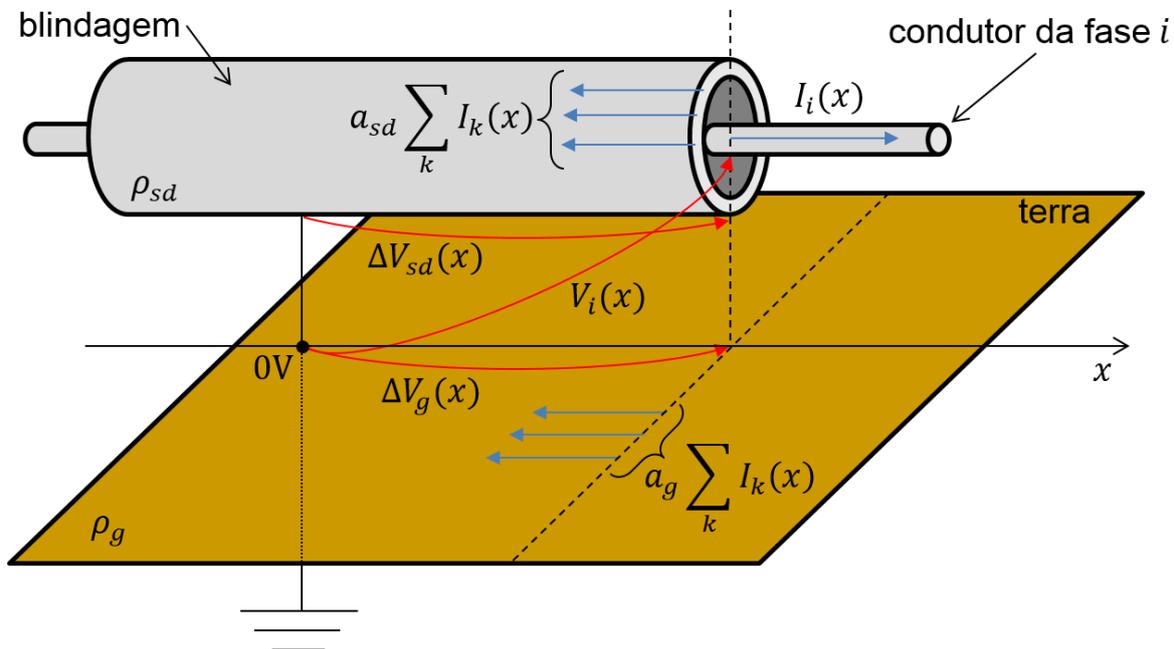


Figura 2.32: Ilustração do efeito da influência da corrente de uma fase em outra no valor da tensão com relação ao terra.

### 2.8.1 Cabeamento bifásico

Há três casos onde pode-se encontrar cabos com duas fases em sistemas fotovoltaicos:

1. nos cabos que transmitem da potência contínua desde os painéis até os inversores;

2. em sistemas de geração monofásicos;
3. em sistemas de geração trifásicos compostos pela associação de grupos de três geradores monofásicos.

Desprezando as condutâncias entre os cabos e destes para o terra e escrevendo as equações 2.36 e 2.37 para  $(i, j) \in \{P; M\}^2$ , obtém-se:

$$\frac{d}{dx} \begin{pmatrix} \hat{I}_P \\ \hat{I}_M \end{pmatrix} = -j\omega \begin{pmatrix} c_P + c_{PM} & -c_{PM} \\ -c_{PM} & c_M + c_{PM} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{V}_P \\ \hat{V}_M \end{pmatrix} \quad (2.44)$$

$$\frac{d}{dx} \begin{pmatrix} \hat{V}_P \\ \hat{V}_M \end{pmatrix} = - \left[ \begin{pmatrix} r_P & r_{PM} \\ r_{PM} & r_M \end{pmatrix} + j\omega \begin{pmatrix} l_P & m_{PM} \\ m_{PM} & l_M \end{pmatrix} \right] \begin{pmatrix} \hat{I}_P \\ \hat{I}_M \end{pmatrix} \quad (2.45)$$

Supondo que os cabos são continuamente transpostos, o que confere ao sistema uma simetria no valor de seus parâmetros, tem-se que:

$$c_T = c_P = c_M \quad (2.46)$$

$$c_K = c_{PM} = c_{PM} \quad (2.47)$$

$$r = r_P = r_M \quad (2.48)$$

$$r_K = r_{PM} = r_{PM} \quad (2.49)$$

$$l = l_P = l_M \quad (2.50)$$

$$m = m_{PM} = m_{PM} \quad (2.51)$$

Substituindo tais relação nas equações matricias, obtém-se:

$$\frac{d}{dx} \begin{pmatrix} \hat{I}_P \\ \hat{I}_M \end{pmatrix} = -j\omega \begin{pmatrix} c_T + c_K & -c_K \\ -c_K & c_T + c_K \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{V}_P \\ \hat{V}_M \end{pmatrix} \quad (2.52)$$

$$\frac{d}{dx} \begin{pmatrix} \hat{V}_P \\ \hat{V}_M \end{pmatrix} = - \left[ \begin{pmatrix} r & r_K \\ r_K & r \end{pmatrix} + j\omega \begin{pmatrix} l & m \\ m & l \end{pmatrix} \right] \begin{pmatrix} \hat{I}_P \\ \hat{I}_M \end{pmatrix} \quad (2.53)$$

Aplicando a transformação de Fortescue nessas equações (os detalhes dos cálculos são obtidos a partir das relação apresentadas na seção B.2.2) obtém-se:

$$\frac{d}{dx} \begin{pmatrix} \hat{I}_C \\ \hat{I}_D \end{pmatrix} = -j\omega \begin{pmatrix} c_T & 0 \\ 0 & c_T + 2c_K \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{V}_C \\ \hat{V}_D \end{pmatrix} \quad (2.54)$$

$$\frac{d}{dx} \begin{pmatrix} \hat{V}_C \\ \hat{V}_D \end{pmatrix} = - \left[ \begin{pmatrix} r + r_K & 0 \\ 0 & r - r_K \end{pmatrix} + j\omega \begin{pmatrix} l + m & 0 \\ 0 & l - m \end{pmatrix} \right] \begin{pmatrix} \hat{I}_C \\ \hat{I}_D \end{pmatrix} \quad (2.55)$$

## 2.8.2 Cabeamento trifásico

Encontram-se cabos com três fases em sistemas fotovoltaicos em sistemas de geração trifásicos.

Desprezando as condutâncias entre os cabos e destes para o terra e escrevendo as equações 2.36 e 2.37 para  $(i, j) \in \{A; B; C\}^2$ , obtém-se:

$$\frac{d}{dx} \begin{pmatrix} \hat{I}_A \\ \hat{I}_B \\ \hat{I}_C \end{pmatrix} = -j\omega \begin{pmatrix} c_A + c_{AB} + c_{AC} & -c_{AB} & -c_{AC} \\ -c_{AB} & c_B + c_{AB} + c_{BC} & -c_{BC} \\ -c_{AC} & -c_{BC} & c_C + c_{AC} + c_{BC} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{V}_A \\ \hat{V}_B \\ \hat{V}_C \end{pmatrix} \quad (2.56)$$

$$\frac{d}{dx} \begin{pmatrix} \hat{V}_A \\ \hat{V}_B \\ \hat{V}_C \end{pmatrix} = - \left[ \begin{pmatrix} r_A & r_{AB} & r_{AC} \\ r_{AB} & r_B & r_{BC} \\ r_{AC} & r_{BC} & r_C \end{pmatrix} + j\omega \begin{pmatrix} l_A & m_{AB} & m_{AC} \\ m_{AB} & l_B & m_{BC} \\ m_{AC} & m_{BC} & l_C \end{pmatrix} \right] \begin{pmatrix} \hat{I}_A \\ \hat{I}_B \\ \hat{I}_C \end{pmatrix} \quad (2.57)$$

Supondo que os cabos são continuamente transpostos, o que confere ao sistema uma simetria no valor de seus parâmetros, tem-se que:

$$c_T = c_A = c_B = c_C \quad (2.58)$$

$$c_K = c_{AB} = c_{AC} = c_{BC} \quad (2.59)$$

$$r = r_A = r_B = r_C \quad (2.60)$$

$$r_K = r_{AB} = r_{AC} = r_{BC} \quad (2.61)$$

$$l = l_A = l_B = l_C \quad (2.62)$$

$$m = m_{AB} = m_{AC} = m_{BC} \quad (2.63)$$

Substituindo tais relação nas equações matricias, obtem-se:

$$\frac{d}{dx} \begin{pmatrix} \hat{I}_A \\ \hat{I}_B \\ \hat{I}_C \end{pmatrix} = -j\omega \begin{pmatrix} c_T + 2c_K & -c_K & -c_K \\ -c_K & c_T + 2c_K & -c_K \\ -c_K & -c_K & c_T + 2c_K \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{V}_A \\ \hat{V}_B \\ \hat{V}_C \end{pmatrix} \quad (2.64)$$

$$\frac{d}{dx} \begin{pmatrix} \hat{V}_A \\ \hat{V}_B \\ \hat{V}_C \end{pmatrix} = - \left[ \begin{pmatrix} r & r_K & r_K \\ r_K & r & r_K \\ r_K & r_K & r \end{pmatrix} + j\omega \begin{pmatrix} l & m & m \\ m & l & m \\ m & m & l \end{pmatrix} \right] \begin{pmatrix} \hat{I}_A \\ \hat{I}_B \\ \hat{I}_C \end{pmatrix} \quad (2.65)$$

Aplicando a transformação de Fortescue nessas equações (os detalhes dos cálculos são obtidos a partir das relações apresentadas na seção B.2.1) obtem-se:

$$\frac{d}{dx} \begin{pmatrix} \hat{I}_1 \\ \hat{I}_2 \\ \hat{I}_0 \end{pmatrix} = -j\omega \begin{pmatrix} c_T + 3c_K & 0 & 0 \\ 0 & c_T + 3c_K & 0 \\ 0 & 0 & c_T \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{V}_1 \\ \hat{V}_2 \\ \hat{V}_0 \end{pmatrix} \quad (2.66)$$

$$\frac{d}{dx} \begin{pmatrix} \hat{V}_1 \\ \hat{V}_2 \\ \hat{V}_0 \end{pmatrix} = - \left[ \begin{pmatrix} r - r_K & 0 & 0 \\ 0 & r - r_K & 0 \\ 0 & 0 & r + 2r_K \end{pmatrix} + j\omega \begin{pmatrix} l - m & 0 & 0 \\ 0 & l - m & 0 \\ 0 & 0 & l + 2m \end{pmatrix} \right] \begin{pmatrix} \hat{I}_1 \\ \hat{I}_2 \\ \hat{I}_0 \end{pmatrix} \quad (2.67)$$

O trabalho [16] apresenta uma maneira de se representar os circuitos obtidos a partir dessas equações matriciais em elementos discretos lineares de circuito, sendo portanto de grande utilidade para a simulação numérica de sistemas de elétricos. O trabalho supracitado mostra o uso dessa metodologia para cabeamentos trifásicos, enquanto que em [64] essa mesma técnica é aplicada para cabeamentos bipolares.

## 2.9 Painéis

Os painéis fotovoltaicos são uma associação de dezenas células, sendo que estas são compostas de um material semicondutor que é depositado sobre a superfície de um substrato e encapsulado por um material transparente, geralmente um vidro. Esse conjunto é geralmente envolvido por uma carcaça metálica que lhe confere proteção mecânica.

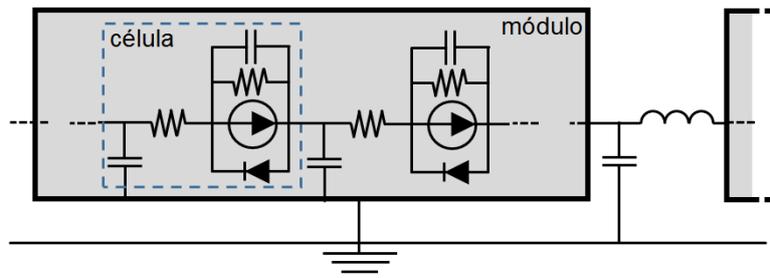


Figura 2.33: Modelo de uma célula solar inserida em um painel fotovoltaico.

### 2.9.1 Capacitância para a terra

Em [61], é mostrado que a distribuição dessas capacitâncias entre os terminais positivo ou negativo da fonte de potência fotovoltaica não mudam o valor da corrente de fuga resultante, de modo que toda a capacitância parasita do sistema pode ser modelada em um só elemento (usualmente conectado no pólo negativo). A tabela 2.8 indica valores típicos para essa capacitância, encontrados na literatura para diferentes tipos de painéis fotovoltaicos.

Tabela 2.8: Valores típicos das capacitâncias para o terra da fonte de potência fotovoltaica.

Referência	Valor	Tipo de módulo e condições	Método
[65]	$1nF/m^2$	módulo vidro-vidro, sem carcaça	Estimado
	$5nF/m^2$	módulo vidro-vidro, carcaça de alumínio	Estimado
	$50nF/m^2$	módulos de filme-fino, substrato flexível sobre superfície metálica	Estimado
[66]	$2.7 - 10nF/kW$	módulo vidro-vidro, sem carcaça	Medição
	$10 - 80nF/kW$	módulo vidro-vidro, carcaça de alumínio	Medição
	$300 - 500nF/kW$	módulos de filme-fino, substrato flexível sobre superfície metálica	Medição
[67]	$50 - 150nF/kW$	módulo vidro-vidro, silício cristalino	Medição
	$1\mu F/kW$	módulos de filme-fino, substrato metálico	Medição

## 2.10 Rede

A rede elétrica onde a unidade de geração fotovoltaica está conectada também deve ser modelada a fim de que se obtenha uma análise completa do comportamento do sistema. O modelo que geralmente é utilizado na maioria dos estudos está indicado na figura 2.34, sendo que ele nada mais é que o equivalente Thévenin da rede elétrica para cada uma das fases, ou seja, um gerador cuja tensão é aquela que seria medida com os terminais em aberto (corrente nula) em série com uma impedância que represente a regulação em tensão causada pela circulação de correntes pela rede.

O valor da tensão do gerador pode ser facilmente obtido via medição. Já o valor da impedância série a ser incluída no modelo é um pouco mais difícil de ser obtido. Matematicamente, tal impedância deve representar a relação tensão/corrente vista entre um dos terminais do ponto de conexão da rede e o terra quando a fonte de tensão for curto-circuitada. Fisicamente, ela representa a associação entre todas as impedâncias que existem entre o ponto de conexão do sistema de geração e o barramento de controle de tensão da rede local (cujo valor é mantido

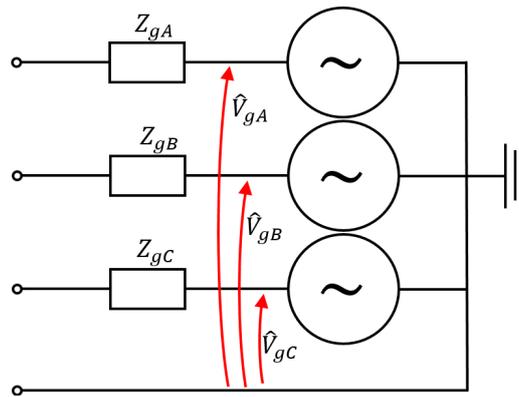


Figura 2.34: Modelo linear da rede trifásica à qual a unidade de geração fotovoltaica está conectada.

constante, seja por meio da atuação de um LTC, de um gerador ou condensador síncrono ou de um compensador estático). A figura 2.35 ilustra quais são os componentes normalmente encontrados a montante do ponto de conexão comum ao longo da rede de distribuição.

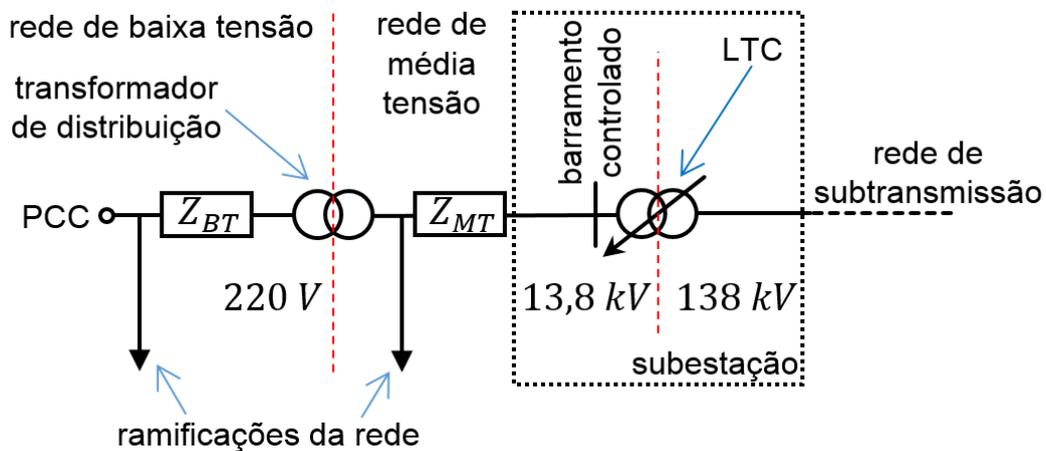


Figura 2.35: Representação de um trecho de uma rede de distribuição de energia elétrica.

A existência de uma rede extremamente ramificada entre o ponto de conexão da unidade geração fotovoltaica e o barramento de controle da subestação local faz com que seja difícil obter um modelo preciso para a rede de distribuição. Variações na carga atendida por esta rede podem levar a alterações no nível de tensão a jusante do barramento controlado, o que consequentemente alterará a tensão vista no PCC.

Os modelos encontrados na literatura representam a impedância da rede como uma simples associação série de uma resistência com uma indutância, assim como ilustrado na figura 2.36. Os valores típicos utilizados estão indicados na tabela 2.9.

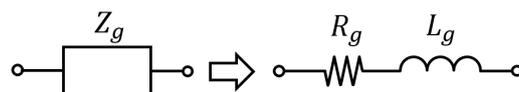


Figura 2.36: Impedância equivalente da rede.

Tabela 2.9: Valores típicos da resistência e indutância da rede encontrados na literatura.

Referência	Potência da unidade geradora (kW)	fases	$V_{FN}(V)$	$f(Hz)$	$R_g(\Omega)$	$L_g(\mu H)$
[68]	2,0	1	220,0	50	0,5	3,18
[69]	2,0	3	220,0	50	0,5	50,0
[70]	16,0	3	110,0	60	0,0	1,8

## 2.11 Aplicação das metodologias de modelagem aos componentes da instalação fotovoltaica deste projeto

### 2.11.1 Modelo do transformador blindado

No caso do estudo deste projeto, a inserção de um transformador dedicado veio da necessidade de compatibilizar as tensões da saída do inversor com a da rede<sup>19</sup>. Contudo, a presença do transformador operando na frequência da rede na saída dos inversores pode ser interessante do ponto de vista operacional, sendo que em [12] são apresentadas algumas razões que justificam a instalação de transformadores dedicados em sistemas de geração distribuída. As características do transformador empregado neste projeto encontram-se na tabela 2.10.

Tabela 2.10: Parâmetros do transformador

Transformador trifásico a seco	
$S_{nom}$ (kVA)	40
$V_{pri}$ (V)	400 $\Delta$
$V_{sec}$ (V)	220/127 Y, neutro acessível
Núcleo	envolvido
Classe de isolamento (kV)	0,6
Blindado eletrostaticamente	

#### 2.11.1.1 Medições realizadas a fim de se determinar os parâmetros do modelo

Para se efetuar as medições, foi utilizado um medidor RLC Agilent 4263B, capaz de medir a impedância vista a partir de dois terminais nas frequências de 100Hz, 120Hz, 1kHz, 10kHz, 20kHz e 100kHz. Os valores obtidos na medições estão indicados nas tabelas 2.11 e 2.12.

Tabela 2.11: Valores medidos da impedância série equivalente vista dos terminais do primário e do secundário para o neutro.

Primário para o neutro			Secundário para o neutro		
f (Hz)	$R_s(\Omega)$	$C_s(nF)$	f (Hz)	$R_s(\Omega)$	$L_s(\mu H)$
100	$6,8612 \cdot 10^4$	8,7738	100	$7,1620 \cdot 10^{-2}$	36,800
120	9344,8	6,7549	120	$7,2060 \cdot 10^{-2}$	36,600
$1 \cdot 10^3$	128,66	6,6426	$1 \cdot 10^3$	$1,0125 \cdot 10^{-1}$	31,600
$1 \cdot 10^4$	15,026	6,5916	$1 \cdot 10^4$	$3,7247 \cdot 10^{-1}$	22,590
$2 \cdot 10^4$	8,8831	6,5768	$2 \cdot 10^4$	$5,3005 \cdot 10^{-1}$	20,741
$1 \cdot 10^5$	2,7898	6,5710	$1 \cdot 10^5$	1,3559	19,422

<sup>19</sup>as tensões de linha nas redes de baixa tensão da Europa e de algumas regiões do Brasil variam de 380 a 415V (220 a 240 V tensão fase-neutro), enquanto que a da rede de baixa tensão da CEMIG é de 220 V (127 V fase-neutro).

Tabela 2.12: Valores medidos da impedância série equivalente vista dos terminais do primário para o secundário.

Primário para o secundário		
f (Hz)	$R_s(\Omega)$	$C_s(nF)$
100	-	-
120	$9,1930 \cdot 10^3$	6,4345
$1 \cdot 10^3$	215,61	6,7297
$1 \cdot 10^4$	15,463	6,5970
$2 \cdot 10^4$	9,4930	6,5916
$1 \cdot 10^5$	4,5461	6,9699

Assim, calculando os valores dos elementos parasitas que melhor se ajustam às impedâncias medidas, obtiveram-se as valores indicados na tabela 2.13, com os quais pode-se montar um modelo pi do transformador (assim como indicado na figura 2.12(b)).

Tabela 2.13: Valores considerados para os elementos do modelo pi.

Elemento do modelo	Valores
$C_{pg}$	$6,578nF$
$L_{sg}$	$30,454\mu H$
$C'_{ps} = C''_{ps}$	$3,354nF$

## 2.11.2 Modelo do conversor

A usina solar deste projeto contará com três inversores desenvolvidos especialmente para geração fotovoltaica, sendo que a modelagem de um deles, o inversor Jema ST-15, será apresentada a seguir<sup>20</sup>.

### 2.11.2.1 Dados de placa e do manual

Os dados de placa do inversor são apresentados na tabela 2.14:

Tabela 2.14: Dados nominais do inversor da Jema ST-15

Inversor # 3			
Entrada		Saída	
Portas	2	Conexão	3-NPE 400/230 V
$P_{AC,max}(VA)$	15750	$f(Hz)$	50/60
$I_{SC,max}(A)$	21/21	$I_{AC,max}(A)$	22,7
$V_{CC,min}(V)$	250	$V_{AC,min}(V)$	374/216
$V_{CC,max}(V)$	950	$V_{AC,max}(V)$	440/254
$V_{CC,mpp}(V)$	250-850	$\cos(\phi)$	0,80-1
Topologia		sem transformador	
$\eta_{max}(\%)$	98,3	$\eta_{EU}(\%)$	97,6

No manual do produto, o inversor é descrito contendo:

- dois conversores CC/CC com entradas independentes, sendo responsáveis por ajustar a tensão de entrada proveniente dos módulos à tensão do barramento CC;

<sup>20</sup>no instante de redação deste texto, somente um inversor já se encontrava no laboratório, razão pela não será feita por hora a modelagem dos dois demais inversores.

- ponte inversora com dispositivos de chaveamento IGBT;
- filtro LC para se reduzir o valor da taxa de distorção da corrente sintetizada a ser injetada na rede.

Além desses componentes, no manual também se menciona a existência de unidades de controle e de dispositivos de proteção. O método de modulação utilizado é o SVPWM (*Space Vector Pulse Width Modulation*, que será descrito mais detalhadamente na seção 4.4.3).

### 2.11.2.2 Análise do interior do inversor

Uma vez que para a modelagem do conversor necessita-se de mais informações do que aquelas que foram descritas acima, procedeu-se com a abertura do equipamento para a análise de cada um de seus componentes. Uma foto do inversor sem sua tampa frontal é indicada na figura 2.37.

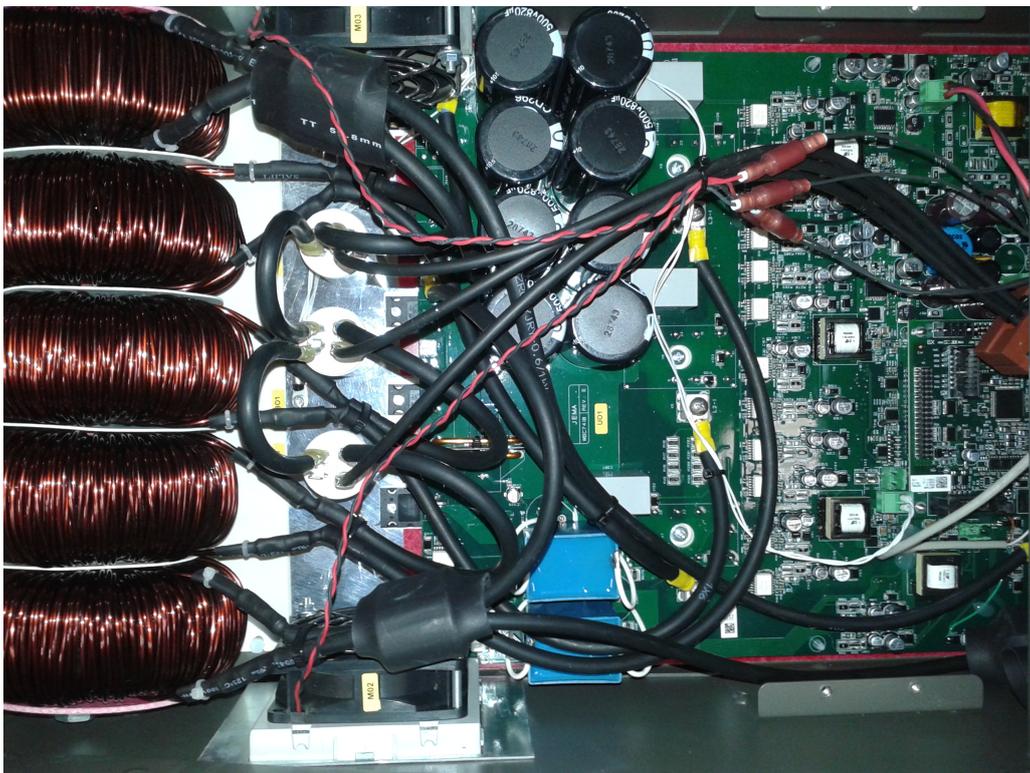


Figura 2.37: Interior do inversor Jema ST-15

A partir de uma análise preliminar, pôde-se identificar a maior parte dos componentes constituintes do equipamento, de modo que se torna possível então se determinar o diagrama elétrico ilustrado na figura 2.38.

Através de medições da continuidade entre dois terminais com um multímetro convencional, pode-se também identificar os pontos que estão interligados por trilhas por debaixo da placa dos componentes, o que permitiu elaborar a figura 2.39. Nela, os pontos vermelhos indicam o lugar onde os terminais de certos componentes foram soldados, havendo portanto uma protuberância sobre a placa coberto por uma camada de verniz. Ao se remover parte de verniz através de uma leve raspagem consegue-se ter acesso a cada um dos pontos do circuito.

### 2.11.2.3 Medições

De forma a realizar as medições definidas na tabela 2.7, utilizou-se uma ponte RLC Agilent 4263B, a mesma que fora empregada na determinação do modelo do transformador na

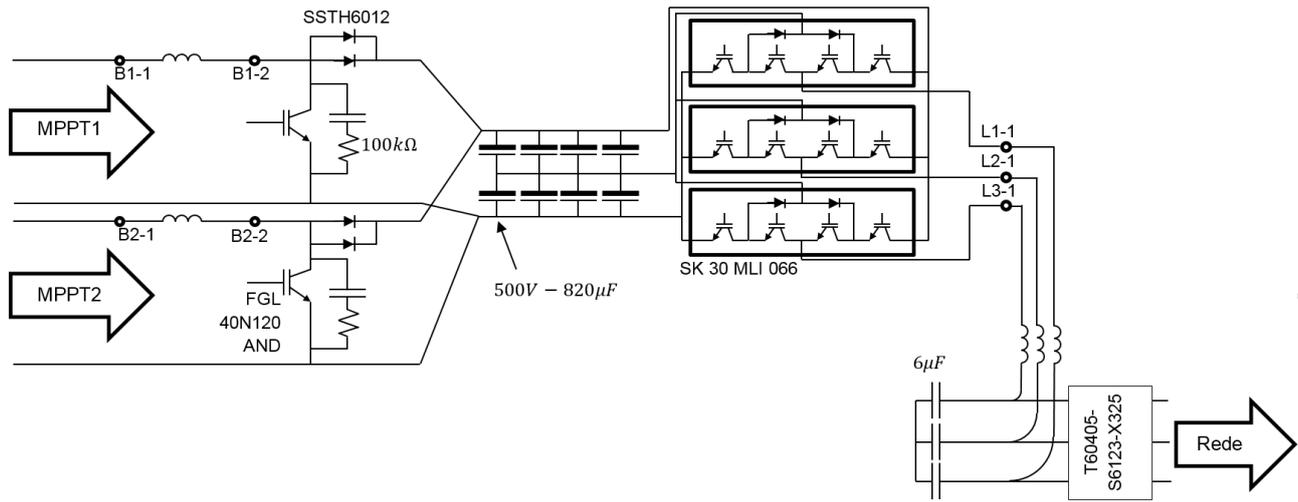


Figura 2.38: Diagrama elétrico do inversor fotovoltaico Jema ST-15.

seção 2.11.1. Os resultados da impedância RC série equivalente medida estão indicados na tabela 2.15.

Tabela 2.15: Valores medidos da impedância série equivalente vista dos terminais do conversor.

f (Hz)	(NPM)G - F		(NPM) - FG		(NPM)F - G	
	$R_s(\Omega)$	$C_s(F)$	$R_s(\Omega)$	$C_s(F)$	$R_s(\Omega)$	$C_s(F)$
100	$2,268 \cdot 10^2$	$2,681 \cdot 10^{-3}$	$2,270 \cdot 10^2$	$4,017 \cdot 10^{-3}$	$8,772 \cdot 10^{-12}$	$1,111 \cdot 10^{-8}$
$1 \cdot 10^3$	$2,309 \cdot 10^2$	$1,974 \cdot 10^{-5}$	$2,315 \cdot 10^2$	$3,939 \cdot 10^{-5}$	25,06	$1,108 \cdot 10^{-8}$
$1 \cdot 10^4$	$2,090 \cdot 10^2$	$2,490 \cdot 10^{-7}$	$2,248 \cdot 10^2$	$5,306 \cdot 10^{-7}$	14,88	$1,120 \cdot 10^{-8}$
$2 \cdot 10^4$	$1,629 \cdot 10^2$	$7,513 \cdot 10^{-8}$	$2,148 \cdot 10^2$	$1,383 \cdot 10^{-7}$	11,96	$1,162 \cdot 10^{-8}$
$1 \cdot 10^5$	46,67	$-1,483 \cdot 10^{-8}$	$1,009 \cdot 10^2$	$1,457 \cdot 10^{-8}$	12,67	$-1,774 \cdot 10^{-8}$

Neste caso, será considerada a capacitância que melhor se ajusta à impedância medida na faixa de frequência que vai de  $10kHz$  a  $100kHz$ , uma vez que é nessa faixa que a maior parte do conteúdo espectral da forma PWM sintetizada pelo conversor estará localizada.

Ao se aplicar as fórmulas da tabela 2.7, obtem-se os valores de capacitância indicados na tabela 2.16.

Tabela 2.16: Valores das capacitâncias do modelo que melhor se ajustam às medições.

Capacitância do modelo	Valor (nF)
$C_S$	10,25
$C_F$	50,51
$C_+ + C_- + C_N$	174,35

#### 2.11.2.4 Indutores do filtro e do conversor boost

Durante as medições das capacitâncias parasitas, aproveitou-se para medir também os valores das indutâncias dos 5 indutores do conversor (3 para o filtro LC da saída e 2 para os conversores boost, assim como fora ilustrado na figura 2.38). Constatou-se que eles possuem valores de indutância muito parecidos, sendo que os mesmos estão indicados na tabela 2.17 junto com a resistência série medida (que se eleva em função da frequência devido ao efeito pelicular).

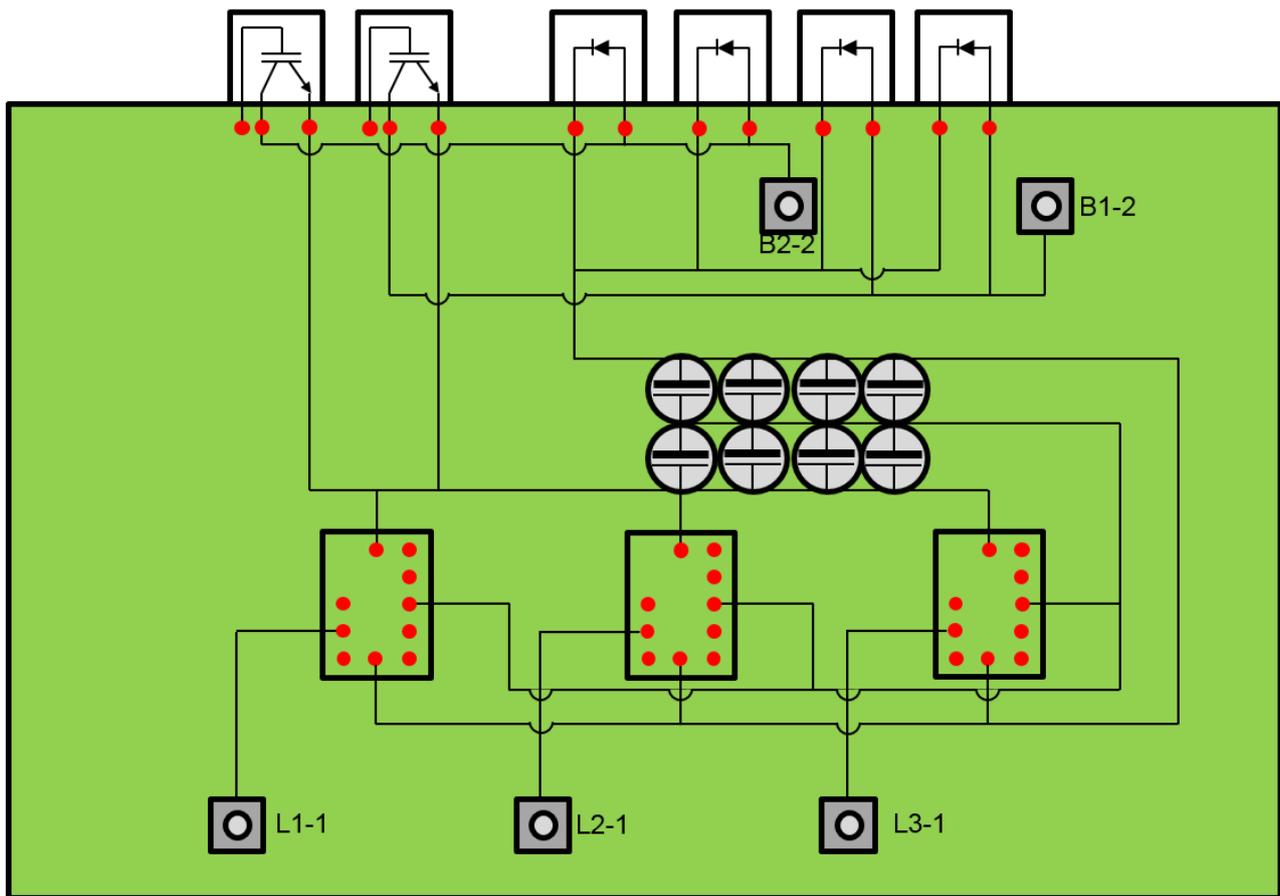


Figura 2.39: Posição dos diferentes componentes do inversor fotovoltaico Jema ST-15 e conexões existentes.

Tabela 2.17: Valores medidos para impedância série dos indutores.

$f$ (Hz)	$R_s$ ( $m\Omega$ )	$L_s$ ( $m\mu$ )
100	27,6	0,9981
$1 \cdot 10^3$	39,88	0,9948
$1 \cdot 10^4$	452,69	0,9889
$2 \cdot 10^4$	761,29	0,9901
$1 \cdot 10^5$	5081,1	1,1677

### 2.11.2.5 Filtro de modo-comum

O filtro de modo-comum instalado após o filtro LC é o T60405-S6123-X325, fabricado pela VAC, sendo que suas características estão descritas na tabela 2.18.

Tabela 2.18: Valores obtidos na ficha técnica do filtro de modo comum utilizado no inversor.

T60405-S6123-X325	
L (10 kHz)	1,97mH
L (100 kHz)	1,28mH
$L_l$ (100 kHz)	6,7 $\mu$ H
$C_w$	9pF
$C_k$	6pF
frequência de ressonância	2MHz

## 2.12 Circuito completo da modelagem

A figura 2.40 mostra o circuito completo da usina fotovoltaica estudada neste projeto, sendo constituído pela combinação dos modelos que foram obtidos a partir das discussões das seções anteriores. Ele foi implementado nos simuladores PSCAD e Simulink MatLab, sendo que foi nesta última plataforma que serão feitos os estudos de compatibilidade eletromagnética do projeto. Os blocos que foram destacados em vermelho são detalhados nas figuras 2.41(a) e 2.41(b).

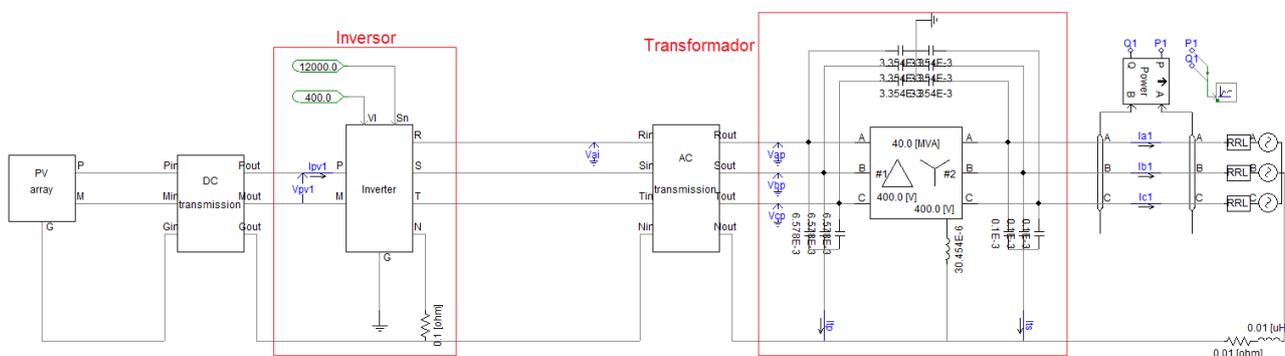
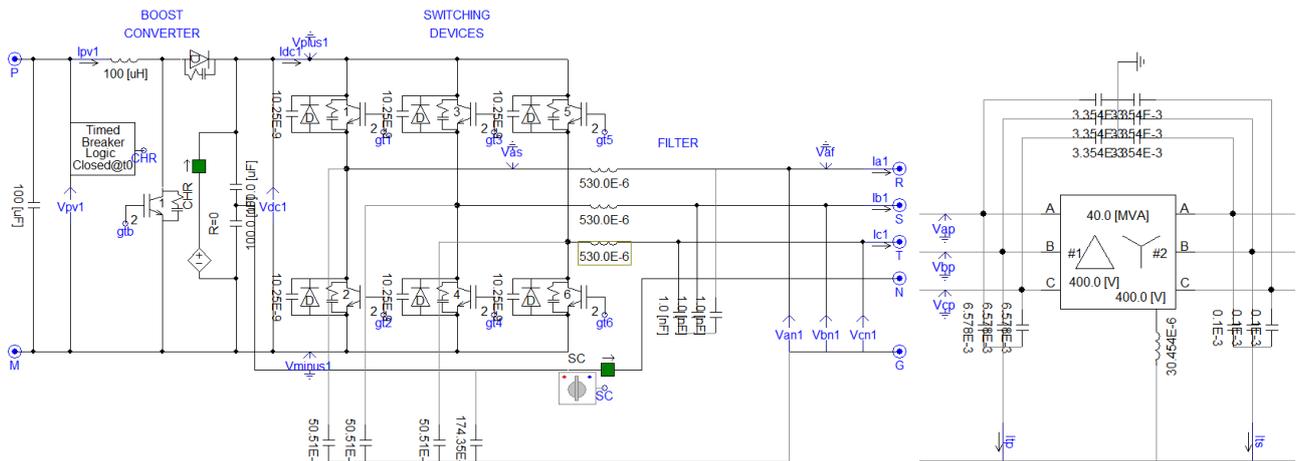


Figura 2.40: Circuito completo da modelagem implementado em PSCAD.



(a) Circuito do inversor, onde na parte inferior estão inseridas as capacitâncias parasitas do modelo.

(b) Circuito do transformador construído sobre o modelo em baixas frequências já existente no PSCAD.

Figura 2.41: Visão detalhada dos blocos destacados na figura 2.40.

## 2.13 Conclusão

Este capítulo teve como objetivo apresentar as principais metodologias de modelagem de inversores e de transformadores para estudos que envolvem ondas de tensão e corrente com componentes de frequências elevadas, mais precisamente em sistemas de condicionamento de energia fotovoltaica que se valem de dispositivos eletrônicos de potência. Foram também apresentadas metodologias para a obtenção dos parâmetros dos modelos a partir de medições.



# Capítulo 3

## Possibilidades de Conexão do Aterramento da instalação Fotovoltaica

### 3.1 Considerações iniciais

O capítulo precedente introduziu alguns aspectos a serem considerados na modelagem de sistemas que envolvem eletrônica de potência no condicionamento da energia fotovoltaica. A aplicação desses conceitos servirá de base para obter-se os modelos que permitirão a análise dos fenômenos de compatibilidade eletromagnética conduzida que serão abordados nos capítulos a seguir.

O fato de o conversor valer-se de um processo de chaveamento para gerar a tensão alternada a partir da tensão contínua da fonte primária fotovoltaica faz com que seja introduzido no sistema componentes de alta frequência que podem mudar consideravelmente o comportamento do sistema.

Com o recente desenvolvimento da tecnologia de semicondutores, são disponíveis hoje comercialmente dispositivos eletrônicos de potência capazes de chavear centenas de volts em apenas dezenas de nanossegundos. Assim como foi indicado na equação 2.4, formas de onda com tempos de subida e descida muito curtos são caracterizados por um espectro que contém componentes cuja frequência é muito elevada, ativando os elementos parasitas do sistema, sendo que os modelos para os principais equipamentos elétricos presentes nos sistemas de geração fotovoltaica foram apresentados no capítulo 2.

Assim, o objetivo desta parte do trabalho será identificar a ocorrência de tais fenômenos de alta frequência em sistemas que envolvem dispositivos eletrônicos na geração fotovoltaica. Isso será feito através da aplicação dos modelos apresentados anteriormente em plataformas computacionais. Uma vez identificado tais fenômenos, será discutida a possibilidade de que tais interações entre a fonte fotovoltaica e o circuito do conversor venham eventualmente provocar danos aos componentes da unidade geradora.

Neste contexto, será efetuada uma investigação sobre a distribuição das tensões e correntes de modo comum nos pontos mais relevantes da instalação fotovoltaica, através de um estudo de casos computacional envolvendo diversas possibilidades de conexão e aterramento dos seus equipamentos. A partir dos resultados obtidos, importantes conclusões sobre a operação do sistema e recomendações quanto a aspectos práticos da instalação da usina serão obtidas.

### 3.2 Aterramento de proteção

Nos estudos de acionamentos elétricos com inversores, a presença das correntes de terra está relacionada a diversos problemas, tais como a atuação indevida de dispositivos de proteção e

as interferências em outros dispositivos.

Isso também ocorre no caso de sistemas de geração fotovoltaica, sendo que o fenômeno da circulação de correntes de modo comum se dá principalmente pelo fato de que há uma capacitância parasita entre a parte ativa dos módulos fotovoltaicos e as suas carcaças. Uma vez que tais peças metálicas devem ser devidamente aterradas por questões de segurança, fecha-se um o circuito de modo comum, estabelecendo-se assim a circulação de correntes de deslocamento. O fluxo de correntes em toda a instalação fotovoltaica, isto é, envolvendo todos os equipamentos que a constituem, manifesta-se tal como ilustrado na Figura 3.1.

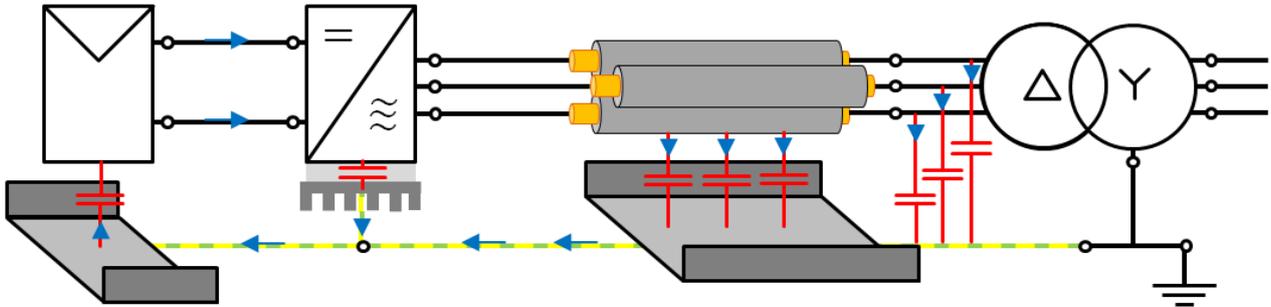


Figura 3.1: Circulação de correntes de modo comum pela instalação fotovoltaica.

O valor de tais capacitâncias parasitas depende essencialmente da geometria do módulo fotovoltaico, sendo que há relatos na literatura de que há também uma dependência de outros fatores, tais como umidade, condições climáticas do local e presença de poeira ou sais cobrindo o painel [71]. Em particular, os módulos de filme fino apresentam valores elevados para essa capacitância devido ao fato de que neles há somente uma fina separação entre a parte ativa e o meio externo [72].

A circulação de correntes de terra pelo circuito de modo comum pode ser confundida com a corrente que circula pelo terra nas condições de falta, de modo que os sistemas de proteção diferencial convencionais podem acabar atuando indevidamente ao detectarem essa corrente que inerentemente flui pelas placas. Alguns inversores contam com unidades de monitoramento de corrente residual (*residual-current monitoring unit*, RCMU) que utilizam diferentes estratégias para distinguir essas correntes que são induzidas por mecanismos diferentes [61].

Além dessas capacitâncias parasitas, há outros fatores que influenciam a circulação de corrente pelo circuito de modo comum, dentre os quais podem ser citados:

- A presença de isolamento galvânica entre o lado CC e o CA da instalação. No caso em que há um transformador trifásico operando na frequência da rede entre a rede e o inversor, as diferentes conexões do transformador (delta, estrela aterrada ou não) podem alterar o circuito de modo comum;
- A presença de outros acoplamentos capacitivos entre os condutores ativos do sistema e a terra, entre os quais se destacam:
  - As capacitâncias distribuídas ao longo dos cabos da fonte fotovoltaica;
  - Os acoplamentos capacitivos entre os dispositivos eletrônicos do inversor e seus dissipadores de calor e invólucros;
  - As capacitâncias distribuídas ao longo dos cabos instalados entre a saída do inversor e o ponto de conexão comum (PCC).
- As diferentes possibilidades de conexão tanto do ponto médio do barramento CC quanto do centro da estrela capacitiva do filtro diferencial;

- A possibilidade de aterramento de um dos condutores ativos da fonte fotovoltaica, nos casos em que isso for possível;
- As características do filtro de modo comum instalado depois da ponte inversora.

Além da circulação de corrente pela terra, as tensões de modo comum induzidas pelo chaveamento da ponte inversora fazem com que haja oscilações ou um deslocamento no valor da tensão dos terminais da fonte fotovoltaica com relação à terra. Uma vez que alguns painéis são particularmente susceptíveis à degradação induzida por tensão (*potential induced degradation*, PID), é importante analisar se existe a possibilidade da ocorrência desse fenômeno.

### 3.3 Aterramento funcional

Um dos pontos fundamentais a ser considerado no que tange os estudos de compatibilidade eletromagnética é o aterramento dos equipamentos que compõem o sistema.

Foi mencionado anteriormente que há uma circulação de corrente pelos caminhos de terra que é induzida pelas rápidas variações da tensão de modo-comum gerada pelos circuitos do sistema de condicionamento da energia produzida pelos módulos fotovoltaicos.

Assim sendo, o aterramento de um componente pode alterar de maneira significativa o padrão de circulação do fluxo das correntes, de modo que se faz necessária uma análise dos efeitos decorrentes da mudança de configuração das conexões de aterramento.

Neste contexto, o objetivo deste capítulo é o de efetuar uma investigação sobre como tais correntes de modo-comum são alteradas para cada mudança nos pontos de aterramento e nas conexões do neutro. Isso será feito através de uma revisão bibliográfica preliminar e de uma série de estudos de casos computacionais envolvendo diversas possibilidades de conexões e aterramentos dos equipamentos, com ênfase no aterramento ativo dos polos das *strings*, no aterramento do neutro do filtro de saída do inversor e na conexão deste mesmo ponto ao ponto médio do barramento CC do conversor. A partir dos resultados obtidos, importantes conclusões sobre a operação do sistema e recomendações quanto a aspectos práticos da instalação da usina serão obtidas.

Neste ponto, dois conceitos fundamentais acerca de estudos de proteção e compatibilidade eletromagnética devem ser introduzidos para que a investigação proposta possa ser apresentada com êxito, o que é feito na sequência.

Designa-se o aterramento de proteção<sup>1</sup> como sendo a conexão que é estabelecida entre o terra e as massas dos equipamentos.

Exige-se que todas as partes condutivas expostas sejam solidamente aterradas por questões de segurança e proteção contra choques elétricos. Uma das consequências desta exigência nos sistemas de geração fotovoltaica é o estabelecimento de um caminho de baixa impedância para a circulação de correntes de modo-comum através do acoplamento capacitivo entre as carcaças dos módulos (que devem ser aterradas) e sua parte ativa. Assim como ilustrado na Figura 3.2, caso não houvesse essa conexão entre os condutores expostos das placas e o terra (o que equivaleria a abrir a chave da figura), haveria somente uma capacitância residual de baixíssimo valor entre essas duas partes ( $C_{fg}$ ), associada em série com a capacitância parasita mencionada ( $C_f$ ), havendo portanto a formação de um caminho de impedância tão elevada que as correntes resultantes seriam desprezíveis.

Designa-se o aterramento funcional<sup>2</sup> como o aterramento de um ponto (do sistema, da instalação ou de um equipamento) destinado a outros fins que não a proteção contra choques

---

<sup>1</sup>Em inglês, *Protective Earthing*, notado PE.

<sup>2</sup>Em inglês, *Functional Earthing*, notado FE.

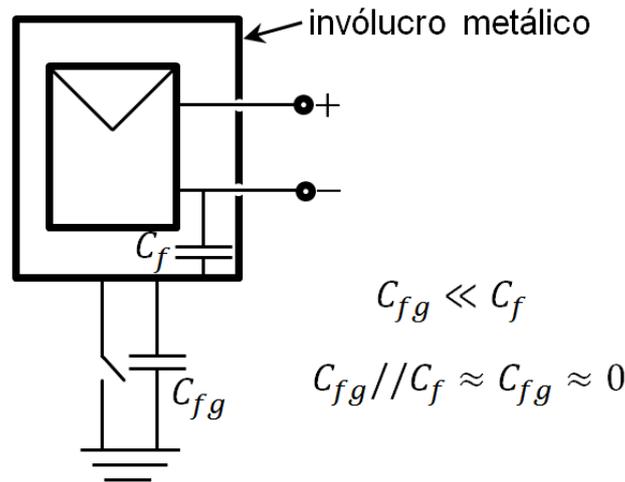


Figura 3.2: Capacitância parasita das partes ativas do módulo fotovoltaico para o terra.

elétricos [73]. A equipotencialização de um condutor através de seu aterramento é geralmente feita em dois contextos:

- para a transmissão de sinais nos sistemas de comunicação;
- para o cumprimento de requisitos de compatibilidade eletromagnética.

Uma vez que o aterramento de proteção diz respeito aos condutores expostos não vivos do sistema (e.g., invólucros metálicos dos módulos fotovoltaicos), o aterramento funcional geralmente envolve as partes vivas do sistema (e.g., os terminais positivo e negativo dos módulos fotovoltaicos).

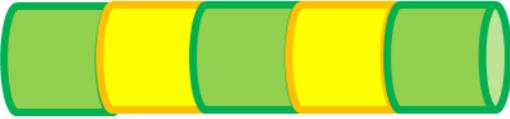
Enquanto que a equipotencialização das massas é uma exigência de segurança, o aterramento de um dado condutor vivo do sistema pode ou não ser feito a depender de inúmeros fatores, sendo que nas próximas seções serão enumerados quais são os pontos usualmente aterrados em sistemas de geração fotovoltaica e qual a finalidade em se estabelecer tal conexão. A Tabela 3.1 compara as principais características entre esses dois tipos de aterramento.

Assim, enquanto a seção 3.2 apresentou os diferentes pontos de aterramento de proteção e suas implicações nas questões de compatibilidade eletromagnética, nesta pretende-se estender a análise para também incluir as inúmeras possibilidades de aterramentos funcionais.

Além dessas conexões para o terra do sistema, há também a possibilidade de conexão entre os diferentes pontos de neutro, ou seja, dos pontos do sistema onde, por razões de simetria, espera-se que o potencial seja nulo (embora em alguns casos não seja). Alguns desses pontos estão indicados na Figura 3.3 e a relação completa é apresentada a seguir:

- Ponto médio do *string* obtido da associação em série dos módulos fotovoltaicos, quando houver<sup>3</sup>;
- Ponto médio do barramento CC (divisor capacitivo do filtro de entrada da ponte inversora), indicada na figura pelo ponto  $N_1$ ;
- Centro da estrela do filtro capacitivo na saída do inversor, indicada na figura pelo ponto  $N_2$ ;
- Neutro do transformador de aterramento (caso houver);
- Centro da conexão em estrela de um dos lados do transformador de isolamento (caso houver).

Tabela 3.1: Diferenças entre o aterramento de proteção e o funcional.

Aterramento de proteção PE	Aterramento funcional FE
É inerente ao sistema (não tem como ser removido);	É opcional no sistema, podendo ser incluído ou não com um dado propósito;
Constitui as partes condutivas expostas, não sendo vivo em condições normais (pode-se tornar vivo em condições de falta/falha de isolamento);	É uma parte viva do sistema [73], podendo portanto estar sujeita a um nível de tensão ou estar conduzindo correntes em condições normais de funcionamento;
Em geral, deve ser aterrado diretamente (tensão com relação ao terra deve ser próxima de zero);	Pode ser aterrada diretamente ou através de uma impedância (o nível de tensão não precisa ser necessariamente zero);
Condutor pode ser isolado (condutor de equipotencialização) ou não (carcaça dos equipamentos);	Condutor geralmente é isolado;
Quando o condutor é isolado, a norma brasileira exige que a isolação seja nas cores verde e amarelo [73]; 	Nos casos em que o aterramento funcional se confunde com o neutro, a norma brasileira exige que a isolação seja na cor azul claro [73]; 
Pode eventualmente ser tocado por alguém;	Deve-se sempre evitar o contato;
As correntes neste condutor são oriundas de acoplamentos capacitivos e/ou indutivos indesejados, além de cargas eletrostáticas.	Este condutor é dimensionado para ser o caminho de retorno apropriado para correntes de sequência zero (oriundas do desequilíbrio de fases ou de harmônicas, por exemplo).

Antes de analisar os efeitos resultantes do estabelecimento dessas ligações através de um estudo de casos computacionais, será feita a seguir a apresentação de alguns conceitos teóricos relacionados ao aterramento de unidades geradoras de energia.

### 3.3.1 Aterramento funcional no contexto da geração distribuída

A ligação à terra de um condutor vivo sistema, tal como o neutro, possibilita [73]:

- Definir e estabilizar a tensão da instalação com relação ao terra durante seu funcionamento;
- Limitar as sobretensões de manobra, das descargas atmosféricas e de contatos acidentais com linhas de tensão mais elevada;
- Fornecer um caminho de retorno da corrente de curto-circuito monofásica ou bifásica à terra.

No caso em particular de sistema de geração distribuída de energia elétrica que utiliza máquinas elétricas rotativas, tem-se que o aterramento cumpre um papel fundamental na

<sup>3</sup>No caso da usina fotovoltaica Tesla, objeto de estudo deste trabalho, um dos inversores será suprido por uma string com um número ímpar de módulos, sendo que neste caso não há um ponto médio.

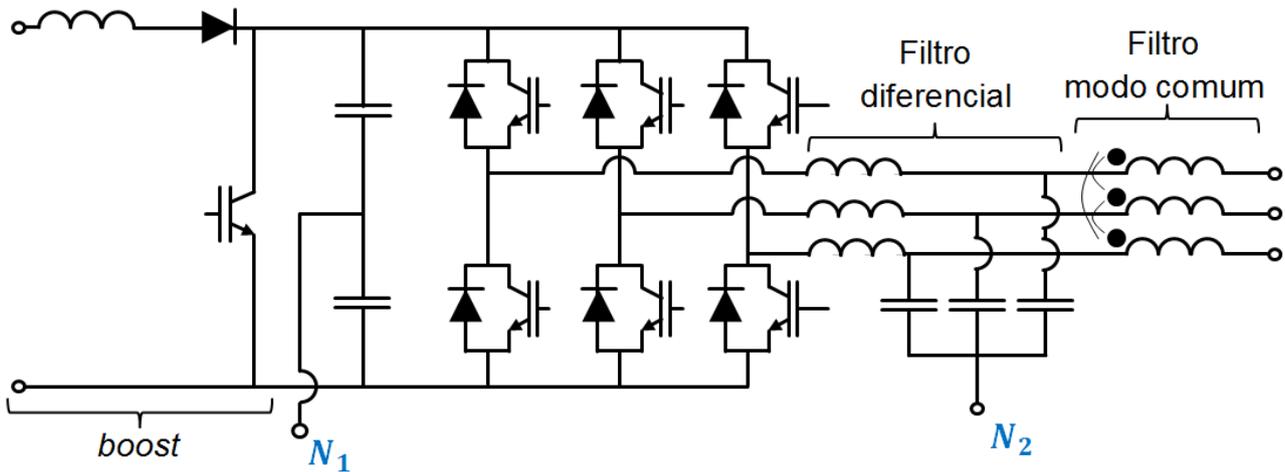


Figura 3.3: Circuito elétrico de um inversor trifásico, com destaque aos pontos cuja conexão ao terra será avaliada.

proteção do sistema contra sobretensões temporárias<sup>4</sup> causadas por faltas para o terra.

Como exemplo, será feita a seguir a análise de uma falta para a terra do sistema da Figura 3.4. Nele, a ocorrência da falta fez com que o disjuntor ‘A’ do alimentador na subestação da distribuidora fosse aberto, o que levaria ao ilhamento de algumas cargas e do sistema de geração, sendo que este, por sua vez, conta com um gerador síncrono.

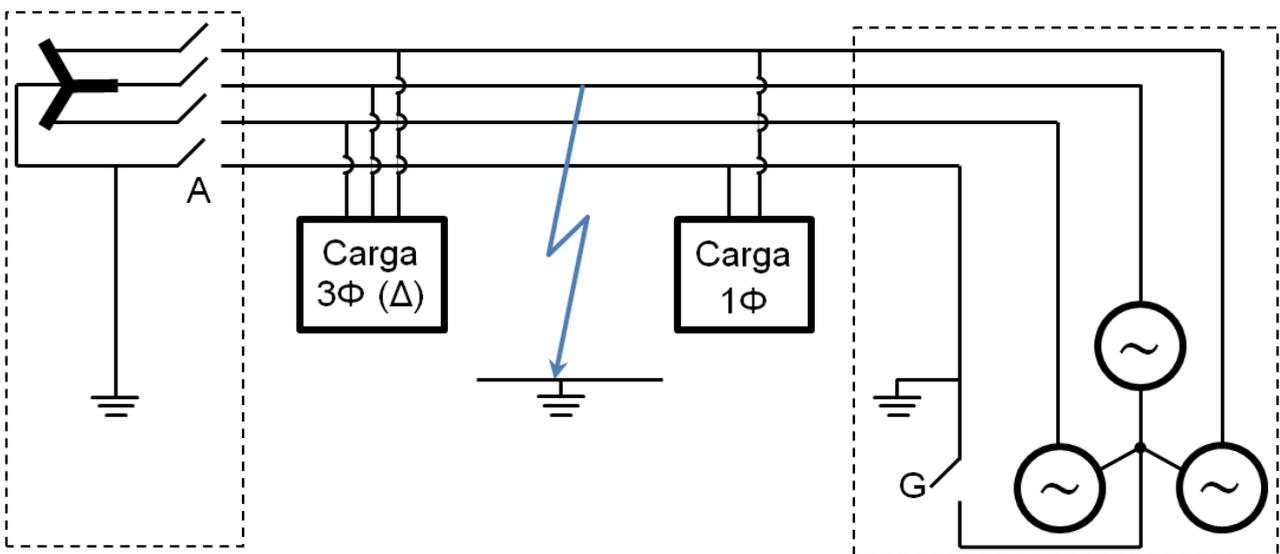


Figura 3.4: Sistema de geração com uma máquina síncrona ilhada devido à ocorrência de uma falta.

Se o neutro do gerador estiver isolado (chave ‘G’ aberta), a circulação de corrente será reduzida, provavelmente não sendo suficiente para sensibilizar a proteção de sobrecorrente do gerador em tempo hábil, de modo que o sistema continuaria a operar por um certo período mesmo com a falta. Entretanto, a fase onde ocorreu a falta passa a ser a nova referência de tensão do sistema, o que faz com que haja o deslocamento do potencial do neutro, isto é, a

<sup>4</sup>Em inglês, *temporary overvoltage*, notado TOV. Diferentemente das sobretensões transitórias (em inglês, *transient overvoltage*), que são impulsos e oscilações supersíncronas, duram menos de um ciclo e são causados por chaveamento em manobras e descargas atmosféricas, as sobretensões temporárias podem durar vários ciclos e são geralmente causados por fenômenos tais como a rejeição de carga e a ferorrressonância.

tensão dos condutores de neutro com relação ao terra será diferente de zero. O diagrama fasorial da Figura 3.5 ilustra essa situação.

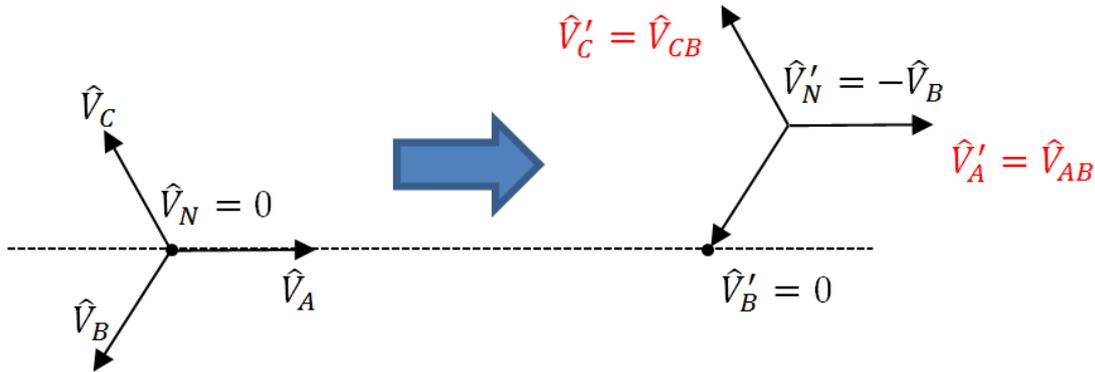


Figura 3.5: Diagrama fasorial das tensões de fase antes e depois da falta.

Assim, as cargas do sistema que utilizam o neutro (e.g., monofásicas FN) estarão submetidas a um nível de tensão muito elevado (multiplicado por um fator que pode chegar a  $\sqrt{3}$ ) podendo assim ser severamente danificadas. Este fenômeno que causa uma sobretensão temporária durante as faltas para a terra é chamado de deslocamento da tensão de neutro<sup>5</sup>.

Se a chave ‘G’ estivesse fechada (ou seja, se o gerador estivesse solidamente aterrado), o nível de tensão dos condutores de neutro quase não se alteraria ao ocorrer a falta, de modo que a sobretensão seria bem menor. Ou seja, o aterramento do gerador fez com que o problema de sobretensão fosse mitigado.

O padrão IEEE considera que um sistema está “efetivamente aterrado” quando a sobretensão temporária no caso de uma falta para a terra não ultrapassa 38,6% [74], e na prática isso pode ser obtido ao se cumprir com os critérios para a reatância e resistência de sequência zero dados pelas equações 3.1 [75]:

$$\frac{X_0}{X_1} < 3; \frac{R_0}{X_1} < 1 \quad (3.1)$$

Considere agora uma outra situação, em que no lugar do gerador síncrono houvesse um inversor solar fotovoltaico conectado à rede.

Os inversores comerciais devem ser certificados, sendo que a norma UL 1741 [76] é amplamente aceita em todo mundo como referência dos critérios que devem ser cumpridos pelo equipamento. Nela, está indicado que o inversor deve satisfazer as exigências do padrão IEEE 1547, que diz respeito à geração distribuída. Por sua vez, este padrão indica que é não permitido que os geradores tenham “regulação ativa de tensão no ponto de conexão com a rede”, o que é interpretado pela maioria dos fabricantes que os inversores não devem se comportar como fontes de tensão constante. Portanto, a maioria dos sistemas de controle é projetada para que eles funcionem como fontes de corrente constante<sup>6</sup>.

Assim, tem-se que ao se modelar o sistema com um inversor no lugar da máquina síncrona, este será incluído como uma fonte de corrente trifásica, assim como ilustrado na Figura 3.6.

Durante a ocorrência da falta, o inversor não tem os meios de manter a tensão entre fases, de modo que a tensão na fase onde ocorreu a falta será o produto da corrente injetada na rede

<sup>5</sup>Em inglês, *derived neutral shift*.

<sup>6</sup>Uma situação de exceção ocorre quando há uma variação súbita da carga alimentada pelo inversor, conduzindo a uma saturação do controle de corrente e fazendo com que a razão cíclica do PWM atinja seu valor máximo (sobremodulação), sendo que neste caso tem-se na saída uma onda quadrada modificada (“seis pulsos”). Nessas condições, a tensão na saída do inversor possui um valor bastante elevado e o sistema se comporta como uma fonte de tensão constante. Entretanto, tal situação é facilmente detectável pelo controle do inversor, podendo-se, assim, evitar a operação em tal situação.

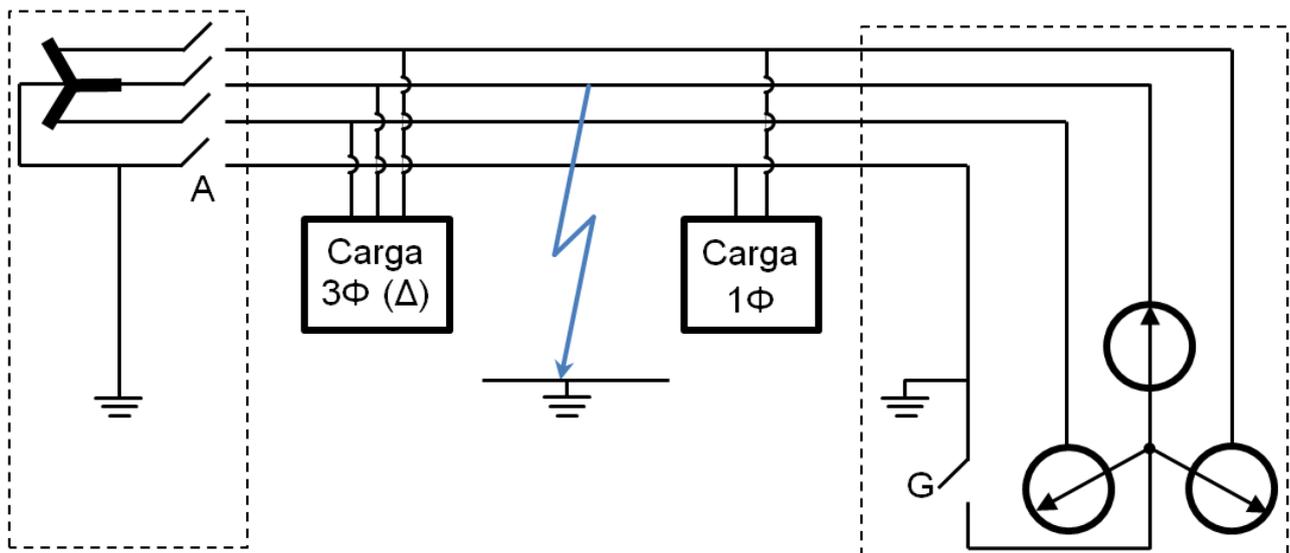


Figura 3.6: Sistema de geração com um inversor ilhado devido à ocorrência de uma falta.

pela associação das impedâncias das cargas conectadas da fase para o terra, podendo assim variar em cada caso. O diagrama fasorial está indicado na Figura 3.7.

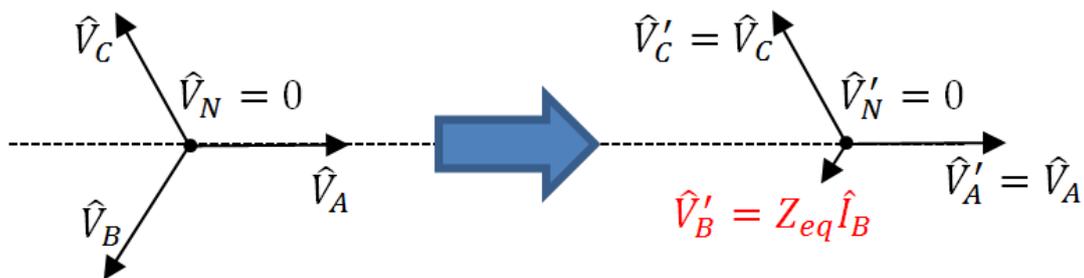


Figura 3.7: Diagrama fasorial das tensões de fase antes e depois da falta, no caso de GD com inversor.

Assim, no caso de sistemas de geração ou estocagem que utilizam inversores para efetuar a conexão com a rede, ao ocorrer uma falta para a terra, não é de se esperar que ocorra o fenômeno de deslocamento da tensão de neutro. Contudo, mesmo sem essa variação do potencial do neutro, observou-se em simulações e testes que há sim a ocorrência de sobretensões temporárias, porém causadas por outros mecanismos, sendo que o principal deles é baixa relação entre a carga e a geração: simulações mostram que quanto menores as cargas que continuam sendo alimentadas pelo inversor ilhado, maior é a sobretensão observada nos momentos que se seguem à desconexão do alimentador [77]. Outros fenômenos que provocam tais sobretensões (principalmente nos instantes iniciais da falta, antes da atuação do disjuntor do alimentador) são a elevação do potencial de terra (devido à circulação de uma elevada corrente pela terra) e a indução magnética de correntes nos condutores que não estão em falta pela corrente do condutor que está.

As simulações e testes também indicam que, ao contrário do que acontece com as máquinas rotativas, a sobretensão não é mitigada ao se efetuar o aterramento efetivo do neutro do sistema de geração [77]. Assim, foram desenvolvidas outras soluções para atenuar esse problema em sistema de geração com inversores; isso, porém, não constitui o escopo do presente trabalho.

Desta maneira, conclui-se que não se pode contar com o aterramento efetivo para mitigar as sobretensões temporárias em sistemas de geração que utilizam conversores estáticos, pois estas, quando ocorrem, estão associadas a outros mecanismos que não a deslocamento da tensão de

neutro. Dito de outra maneira, caso se planeje aterrar o neutro de um sistema de geração fotovoltaico, isso deve ser feito por alguma razão que não seja evitar os danos associados às sobretensões temporárias.

### 3.3.2 Conexão do neutro em inversores para geração fotovoltaica

Uma vez que os inversores são projetados para operarem como fontes de corrente constante (assim como explicado na seção precedente) e que, no caso de inversores trifásicos, estipula-se que essas fontes funcionem de forma balanceada, é de se esperar que a soma das correntes será igual a zero em todos os instantes de tempo em condições normais de operação. Assim, não há necessidade de um condutor de neutro em tais conversores, razão pela qual a maioria dos inversores comerciais existentes no mercado nem mesmo possui terminais que permitam acessar esse ponto [78].

Na maioria dos casos, não há conexão entre o neutro do inversor e o neutro do transformador de isolamento; porém, nos casos em que tal conexão existe, insere-se um resistor em série com a finalidade de se limitar a corrente que passa por esse condutor.

De fato, o principal motivo pelo qual não se estabelece uma sólida ligação com o neutro do inversor se deve ao fato de que a ponte inversora induz uma tensão de modo-comum que acaba por desbalancear as fases a cada período de chaveamento, tendo como resultado a circulação indesejada de correntes.

Assim, essa conexão do condutor do neutro induz a circulação de correntes que pode comprometer o desempenho do inversor no que concerne o nível de distorção harmônica das correntes em sua saída, podendo fazer com que o inversor deixe de cumprir com as exigências impostas pelas normas de certificação, tal como a UL 1741 [76]. Tal inconveniente faz com a maioria dos fabricantes não tenha interesse em disponibilizar um terminal do neutro do inversor que possa ser eventualmente aterrado.

Nos poucos casos onde o terminal de neutro é disponível, o mesmo pode ser obtido a partir do centro da estrela do transformador de isolamento instalado na saída da ponte inversora dentro do mesmo invólucro do conversor.

### 3.3.3 Aterramento efetivo do sistema de geração fotovoltaica

Algumas distribuidoras de energia elétrica exigem que os sistemas de geração com inversores sejam efetivamente aterrados [79], para fins de coordenação da proteção de sobrecorrente; porém, nestes casos, elas eventualmente propõem valores para a impedância de sequência zero diferentes daqueles definidos pela equação (1). Isso se deve ao fato de que as máquinas rotativas possuem reatância de sequência positiva  $X_1$  relativamente elevada (uma vez que ela é constituída de inúmeras bobinas que envolvem materiais ferromagnéticos, o que faz com que sua indutância seja considerável) ao passo que a reatância dos inversores é praticamente nula (somente a indutância do filtro e a de dispersão do transformador de isolamento contribuem para o valor de  $X_1$ ) de modo que é praticamente inviável cumprir com o requisito do padrão IEEE 142 [75].

Assim como mencionado na seção precedente, os inversores disponíveis comercialmente raramente possuem um terminal de neutro que possa ser aterrado, de modo que a recomendação é que o aterramento efetivo se dê no transformador que faz a interface entre o sistema de geração e a rede de distribuição:

1. Com um transformador  $\Delta Y$ , com o delta voltado para o(s) inversor(es), pode-se aterrar apropriadamente o neutro da estrela, que está voltada para a rede;

2. Com o mesmo transformador  $\Delta Y$ , também com o delta voltado para o(s) inversor(es), pode-se deixar o neutro da estrela flutuante e se instalar um transformador de aterramento, de onde partiria o terminal de neutro a ser aterrado (o funcionamento do trafo de aterramento será detalhado na próxima seção).

É de grande importância a determinação do valor da impedância de aterramento, pois é ela que determinará o valor da corrente que fluirá pelo transformador (de potência no primeiro caso, de aterramento no segundo) tanto na ocorrência de faltas quanto na presença de desequilíbrios e harmônicas, ou seja, limitar essa corrente permite reduzir perdas e o desgaste dos equipamentos.

### 3.3.4 Transformador de aterramento

Existem diferentes métodos de se proteger os sistemas elétricos durante a ocorrência de uma falta para a terra, sendo que se pode afirmar que existem duas estratégias principais que direcionam os estudos de proteção:

- Aterra-se os neutros dos lados em estrela dos transformadores do sistema; assim, a ocorrência de uma falta para o terra fará com que haja a circulação de uma corrente de valor elevada, sensibilizando a proteção de sobrecorrente;
- Mantem-se os condutores de neutro isolados; dessa forma, a ocorrência de uma falta para o terra fará com que haja uma elevação na tensão nas demais fases, sensibilizando a proteção de sobretensão.

No caso em que são adotados esquemas de proteção do primeiro tipo, existem situações onde não se é possível aterrar um dado trecho do circuito devido ao fato de que a ligação do lado do transformador está em delta. Quando isso ocorre, é comum a instalação de um transformador de aterramento, que é um equipamento instalado em derivação e que disponibiliza um ponto de neutro a ser aterrado a partir do sistema a três fios, assim como ilustrado na Figura 3.8.

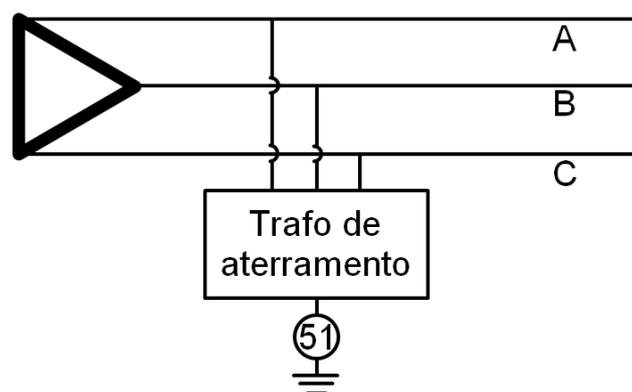


Figura 3.8: Instalação de um trafo de aterramento no lado em delta de um transformador.

Em geral, o transformador de aterramento apresenta duas possíveis construções:

- Um transformador de potência trifásico convencional com dois enrolamentos, sendo que um deles é ligado em delta (com todos os terminais em aberto) e o outro em estrela com o neutro disponível;
- Um transformador de potência trifásico com somente um enrolamento, porém com derivações em seus pontos centrais para cada uma das fases, o que permite fazer a conexão em zig-zag.

No caso da usina fotovoltaica que será comissionada no âmbito deste trabalho, os inversores produzem em sua saída tensões numa faixa que não inclui o nível de tensão da rede de distribuição local. Portanto, é necessária a instalação de um transformador abaixador para compatibilizar o nível de tensão, sendo que ele será ligado em delta para a usina e em estrela para a rede. Uma vez que haverá 130 metros de cabo entre este trafo e os inversores, uma falta para a terra nesse trecho não sensibilizaria a proteção de sobrecorrente, o que justifica a instalação do transformador de aterramento (o mesmo será instalado na subestação do prédio da escola de engenharia, próximo ao trafo abaixador).

A modelagem do transformador de aterramento, bem como a explicação sobre a forma como ele funciona, foram apresentadas na seção 2.6.

### 3.3.5 Casos em que se faz necessário o aterramento ativo

A maioria dos pontos de aterramento mencionados nas seções precedentes está localizada no sistema de conversão da usina fotovoltaica (inversor, transformadores, etc.); porém, é possível que se aterre um dado condutor da fonte de energia fotovoltaica, constituído das associações de vários módulos. A priori, qualquer condutor poderia ser designado para ser aterrado, porém geralmente se escolhe um dos terminais do string (ou o polo positivo ou o negativo) ou seu ponto médio (caso houver um número par de módulos associados em série).

Além do simples estabelecimento dessa conexão, outras modificações no sistema podem vir a ser necessárias, de modo que este cumpra com requisitos de desempenho, segurança e proteção estabelecidos em normas e manuais de fabricantes.

Na sequência são apresentadas as situações onde o aterramento de um dos condutores ativos da fonte fotovoltaica pode se mostrar necessário.

#### 3.3.5.1 Imposição normativa

Assim como será detalhado na seção 3.3.6, as normas vigentes em alguns países impõem que se faça o aterramento da fonte fotovoltaica, sendo que a principal justificativa para isso é a proteção do sistema contra faltas. Contudo, os painéis fotovoltaicos possuem uma característica muito peculiar com relação à corrente máxima observada na ocorrência de um curto-circuito: tal corrente não é muito maior que aquela observada em condições normais, o que eventualmente não levaria à atuação dos sistemas de proteção de sobrecorrente usuais.

#### 3.3.5.2 Limitação da tensão com relação ao terra

A tensão dos condutores ativos da fonte de potência fotovoltaica pode atingir valores significativos quando inúmeros módulos são associados em série, assim como ilustrado na Figura 3.9.

Assim, pode-se recomendar o aterramento do ponto médio da fonte de tensão fotovoltaica, de modo que a tensão de isolamento a ser considerada nesses casos será metade da tensão entre os dois terminais do string da associação em série [80].

#### 3.3.5.3 Limitação das oscilações da tensão nos módulos

Assim como foi mencionado nas seções anteriores, o sistema de conversão de energia provoca uma oscilação da tensão dos painéis, que por sua vez induz uma circulação de correntes pelo circuito de aterramento através das capacitâncias parasitas para a terra dos módulos fotovoltaicos.

Ainda que a circulação de corrente seja reduzida com a inserção de uma isolação galvânica entre o lado CC e CA, o aterramento de um dos condutores da fonte estabiliza tais oscilações,

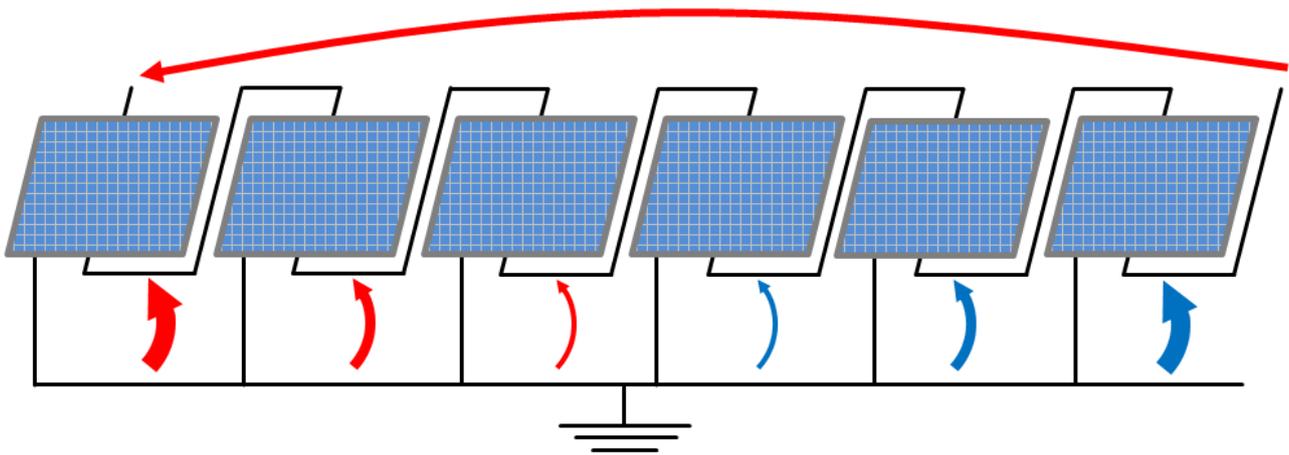


Figura 3.9: Efeito acumulativo da tensão dos terminais da fonte fotovoltaica para o terra, em função da associação de vários módulos em série.

fixando o potencial das placas num dado patamar, de modo que se espera uma redução no valor de tais correntes parásitas.

#### 3.3.5.4 Estabelecimento uma dada polaridade para evitar a degradação dos módulos

Quando a unidade de geração é composta por módulos que utilizam certas tecnologias na sua construção, pode haver problemas de degradação causados pela aplicação por tempo prolongado dessas tensões. Tais problemas são genericamente designados como degradação induzida por tensão (PID) e seus efeitos podem ser reversíveis ou não.

Dentre essas tecnologias susceptíveis à PID, pode-se destacar:

- Módulos de filme-fino (em inglês, *thin-film modules*): Esse tipo de módulo fotovoltaico possui uma camada de um óxido transparente condutor (TCO), geralmente óxido de estanho ( $\text{SnO}_2$ ), entre a camada ativa da célula e o vidro encapsulante. Esse óxido, além de fazer o contato ôhmico com o semicondutor, funciona como camada anti-refletiva. Com a aplicação de uma tensão negativa com relação ao terra na camada ativa, pode haver uma migração de íons sódio do vidro para o TCO, o que provoca sua corrosão de forma irreversível e leva à queda na eficiência do módulo. Tal processo pode ser evitado com o aterramento de um dos polos do arranjo fotovoltaico:
  - Células construídas sobre um substrato semicondutor do tipo n requerem que o polo negativo do arranjo fotovoltaico seja aterrado;
  - Já as células construídas sobre um substrato semicondutor do tipo p requerem o aterramento do polo positivo do arranjo.
- Módulos com contato traseiro: Os módulos fabricados com essa tecnologia possuem contatos ôhmicos para a extração da energia produzida pela célula abaixo da camada ativa, o que faz com que ela possua uma eficiência mais elevada. Constatou-se, entretanto, que a aplicação de uma tensão positiva com relação ao terra na camada ativa induz cargas no encapsulante que, ao se acumularem, reduzem essa eficiência. A tal fenômeno deu-se o nome efeito de polarização, sendo seus efeitos reversíveis através da aplicação de uma tensão negativa na célula ou, dependendo da intensidade dessa tensão, tem-se que a própria luz ultravioleta do Sol seria capaz de arrancar esses elétrons acumulados.

Assim, dependendo do sistema em questão, o aterramento de um polo para evitar as oscilações de tensão dos terminais pode vir a ser necessário.

### 3.3.6 Recomendações quanto à forma de se proceder com o aterramento

A seguir serão apresentadas algumas recomendações provenientes de normas e manuais de fabricantes para se efetuar o aterramento de um condutor ativo da fonte de potência fotovoltaica, sendo que, ao serem seguidas, poderão ser evitados eventuais problemas de proteção e assegurado o bom desempenho da instalação.

#### 3.3.6.1 NEC-2014

O National Electrical Code (NFPA70) é a principal referência normativa para instalações elétricas nos Estados Unidos, sendo que o mesmo tem uma seção que trata de instalações fotovoltaicas (artigo 690) e outra que se dedica aos sistemas de aterramento (artigo 250).

Antes da edição de 2005 desta norma, o artigo 690.41 exigia que todos os sistemas fotovoltaicos tivessem pelo menos um dos condutores do circuito CC aterrado caso a tensão fosse maior que 50 V. A partir da edição de 2005 houve a inserção do artigo 690.35, que lista as exigências para que o sistema possa ter o circuito da fonte fotovoltaica não aterrado.

No caso em que o aterramento for efetuado, há algumas exigências quanto à forma como isso deve ser feito (indicadas nas seções 690.43, 690.45 e 690.46), havendo essencialmente detalhes sobre essa conexão (e.g., o correto dimensionamento dos cabos), sempre se reportando ao artigo 250.

#### 3.3.6.2 IEC 60364-7

A única exigência mencionada na norma IEC 60364-7-712 para se poder efetuar o aterramento da fonte fotovoltaica é que haja uma isolação entre os circuitos CC e CA, isolação esta que pode obtida, por exemplo, pela inserção de um transformador.

Observa-se que a diferença entre o NEC, que tem aplicação principalmente nos Estados Unidos, e a norma da IEC, com mais influência na Europa, reflete as distinções entre os desenvolvimentos das tecnologias de geração fotovoltaica. A presença de transformadores de isolamento em sistemas de geração fotovoltaica era exigida por quase todas as normas reguladoras locais, uma vez que ele confere isolação galvânica, entre outras vantagens. Contudo, para se reduzir os custos dos sistemas de conversão (além de ganhos em eficiência e menor peso e volume de equipamento), iniciou-se principalmente na Alemanha uma tendência ao desenvolvimento de inversores sem transformador (transformerless, TL), que acabou por influenciar mudanças das normas reguladoras para que estas aceitassem tais equipamentos, sendo que hoje há uma presença cada vez maior desse tipo de conversor [81].

Seguindo a norma IEC, entende-se o aterramento é opcional, mas caso ele seja feito por qualquer que seja o motivo, deve-se inserir um transformador. Em outras palavras, uma vez que o aterramento de qualquer condutor do circuito CC não é obrigatório, tal norma permite a existência de sistemas *transformerless*.

Por outro lado, o NEC impõe, desde as suas primeiras edições, que a fonte fotovoltaica deve ser aterrada, o que implica forçosamente na inserção de um transformador. Isso gerou, nos Estados Unidos, uma certa reserva com relação à tecnologia transformerless quando esta começou a despontar na Europa, tanto que, até o ano de 2012, a maioria dos sistemas de geração fotovoltaica nos Estados Unidos possui transformadores de isolamento [82]. Porém, com a revisão do NEC, que permite que os sistemas não sejam aterrados, o país acompanha o mundo nessa tendência.

### 3.3.6.3 Manuais de fabricantes

Alguns fabricantes de conversores e painéis fotovoltaicos eventualmente incluem outras recomendações para se efetuar esse aterramento, como por exemplo a inserção de impedâncias para se limitar o valor da corrente que circula pelo condutor, além de conectores apropriados.

### 3.3.7 Corrosão Galvânica

Para qualquer tipo de instalação em que há equipamentos constituídos de metais diferentes em contato, prevê-se a possibilidade de ocorrer a corrosão eletroquímica de tais componentes.

Além dessa situação, há também o caso da corrosão induzida pela circulação de correntes contínuas através do terra, sendo que esta condição é bem documentada em sistema de tração elétrica, onde os trilhos sobre os quais o veículo se desloca são utilizados como caminho de retorno para as correntes que o alimentam. As normas EN-50162-2004 e EN-50122-2 estipulam medidas protetivas para se evitar danos aos equipamentos.

Alguns estudos afirmam que existe a possibilidade de haver essa corrosão quando há uma componente contínua na corrente que circula pelo terra, sendo que em [83] os autores indicam que essa corrente passa pela resistência de isolamento do circuito CC (as correntes estimadas no referido estudo mostraram-se significativas apenas para grandes fazendas solares, que se espalham por uma grande área e que trabalham com níveis elevados de tensão). Já em [84], o autor aponta a possibilidade de o inversor, com sua estratégia de chaveamento, ser o eventual responsável pela indução dessas correntes contínuas, propondo métodos de controle que mitigariam esse problema.

Assim, para se averiguar se há a possibilidade de ocorrer corrosão devido à operação da usina, o estudo computacional irá medir a componente CC das correntes que fluírem pelo terra do sistema. Quanto à possibilidade de circulação de corrente pela resistência de isolamento, esta não será avaliada nas simulações, visto que o modelo de cabos utilizado não contempla a condutância através de sua isolamento (seu valor é muito variável para cada tipo de cobertura e isolamento e muda a medida que sofre desgastes com o tempo, de modo que, mesmo se tal parâmetro fosse incluído no modelo, os resultados seriam inconclusivos).

## 3.4 Simulações

A seguir, será apresentado um estudo da ocorrência de tais fenômenos aplicado à usina fotovoltaica que será comissionada no âmbito deste trabalho.

### 3.4.1 Descrição do sistema de geração

A Usina Experimental Fotovoltaica TESLA é o objeto da parceria da Companhia de Eletricidade do Estado da Bahia (Coelba) com o Laboratório TESLA da Universidade Federal de Minas Gerais, para a implantação de uma usina fotovoltaica sobre o telhado do prédio da Escola de Engenharia. A potência nominal da usina será de 36 kW e ela compreenderá 154 módulos fotovoltaicos e 3 inversores responsáveis pelo condicionamento e injeção na rede da energia elétrica gerada.

Para os estudos que se seguem, somente um dos inversores será analisado, sendo que os resultados obtidos podem ser estendidos para a operação da usina inteira a partir do princípio da superposição.

Uma descrição em detalhes da instalação pode ser encontrada no relatório descrito da usina que foi produzido para o projeto [19] sendo que serão mencionadas neste texto somente as informações pertinentes aos estudos que se seguem.

O diagrama do sistema a ser estudado está indicado na Figura 3.10, sendo que ele é composto essencialmente por quatro blocos:

1. Fonte fotovoltaica: conjunto de 57 módulos fotovoltaicos associados em 3 arranjos em série de 19 módulos. Eles serão interligados por cabos  $6mm^2$ . A equipotencialização das carcaças será feita com a conexão de cabos de  $4mm^2$ ;
2. Inversor: responsável pelo condicionamento da energia elétrica, composto por:
  - Um conversor *boost*, responsável por ajustar o nível de tensão da fonte fotovoltaica de modo a se extrair o máximo de potência;
  - Uma ponte inversora trifásica dois níveis;
  - Dois filtros, um de modo diferencial (LC) e outro de modo comum.
3. Cabos de 130 metros entre os inversores e a subestação onde será conectada a usina;
4. Um transformador trifásico operando na frequência da rede e responsável por fazer o ajuste do nível de tensão e um transformador de aterramento, ambos a serem instalados na subestação do prédio da Escola de Engenharia.

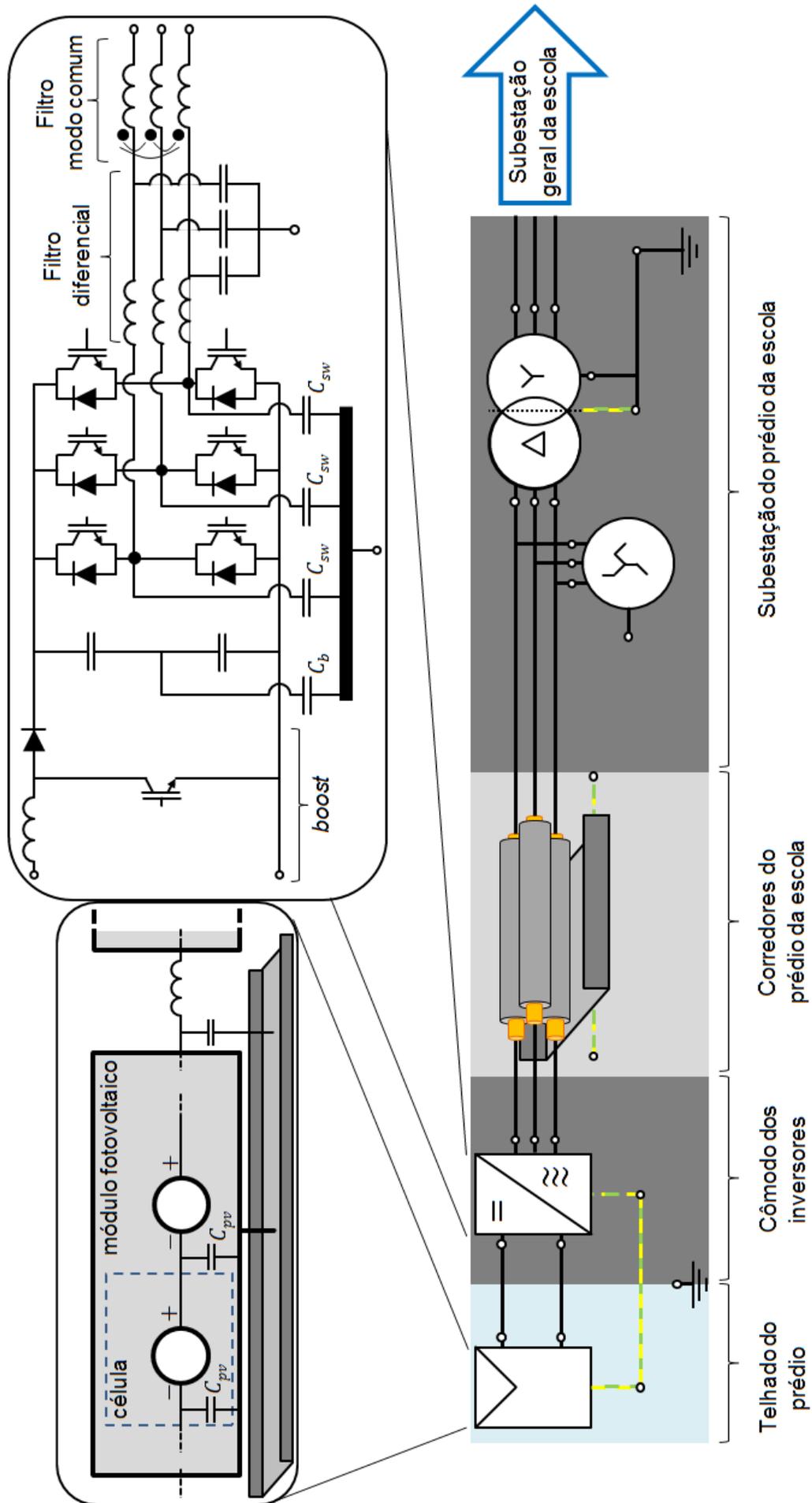


Figura 3.10: Diagrama da usina fotovoltaica.

Os parâmetros do sistema de geração estão indicados na Tabela 3.2.

Tabela 3.2: Parâmetros do sistema a ser simulado.

Parâmetro	Notação	Valor
Tensão na saída da fonte fotovoltaica	$V_s$	612V
Tensão do barramento CC	$V_{dc}$	800 V
Tensão eficaz na saída do inversor	$V_{inv}$	$400V_{ef}$
Tensão de linha da rede	$V_l$	$220V_{ef}$
Potência nominal	$P$	14,0kW
Frequência de chaveamento	$f_{sw}$	6,00kHz

Um conjunto de simulações foi proposto de modo a se avaliar o impacto causado ao se estabelecer diferentes conexões entre os condutores de retorno e os pontos de aterramento.

Assim como ilustrado na Figura 3.10, existem diferentes pontos de conexão do sistema com a malha de aterramento do prédio, bem como diferentes elementos que podem ser utilizados para conduzir as correntes de retorno induzidas pelas tensões de modo comum.

Uma vez determinadas quais configurações do sistema serão simuladas, deve-se avaliar quais são as grandezas (tensões e correntes) cujo monitoramento é pertinente. Na sequência, um segundo conjunto de simulações é proposto de modo a avaliar o impacto causado ao se efetuar o aterramento funcional de diferentes pontos da fonte fotovoltaica.

Nos resultados a seguir, os gráficos das figuras foram elaborados exatamente para o mesmo intervalo de tempo, salvo menção contrária, de forma a facilitar sua comparação direta. A janela de tempo é de 0,5ms (o que equivale a 0,03T ou 3T<sub>s</sub>,  $T = \frac{1}{f}$  e  $T_s = \frac{1}{f_{sw}}$ ). Quando forem mostrados valores eficazes e médios, estes são tomados ao longo de um período igual ao um ciclo da rede T.

### 3.4.2 Conexões para o aterramento de proteção

A Figura 3.11 ilustra as diferentes possibilidades de conexão dos pontos de aterramento e os condutores de retorno através de três chaves que podem assumir diferentes estados (aberta ou fechada) indicam que há uma conexão entre tais elementos. A abertura da chave A indica que não haveria a necessidade de um ponto de aterramento próximo às placas e aos inversores. A bandeja entre os pontos B e C representa qualquer tipo de caminho condutivo para possíveis correntes de retorno, podendo ser um quarto condutor, a blindagem concêntrica de um cabo tripolar, um eletroduto metálico ou uma bandeja metálica de fato.

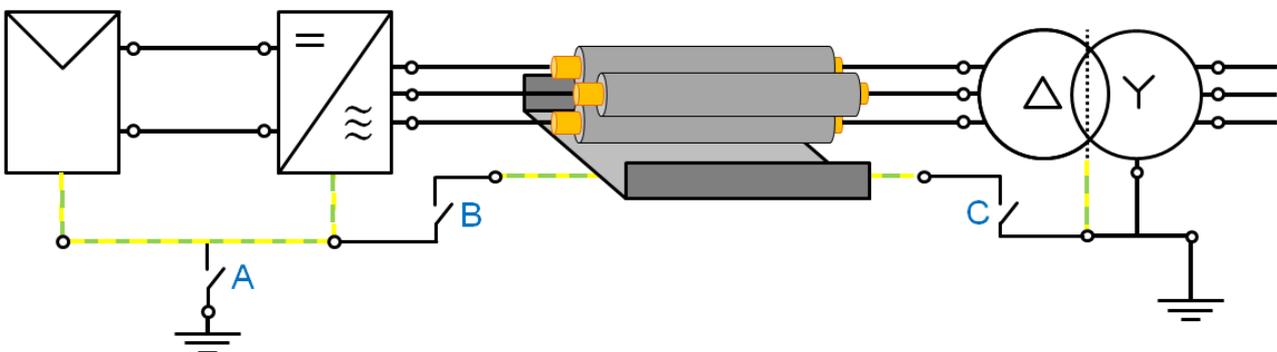


Figura 3.11: Conexões possíveis entre os diferentes pontos de aterramento e os condutores de retorno.

A Tabela 3.3 indica as 8 possíveis configurações dessas três chaves, sendo que a letra ‘A’ indica que a chave estará aberta e ‘F’ que ela estará fechada.

Tabela 3.3: Estado das chaves para cada um dos casos a ser simulado.

	Chave A	Chave B	Chave C
I	A	A	A
II	A	F	A
III	F	F	F
IV	F	A	F
V	F	F	A
VI	A	A	F
VII	F	A	A
VIII	A	F	F

Durante a análise dos resultados, alguns desses casos apresentarão valores de tensão e corrente que por certos motivos não podem ser tolerados, de modo que tais casos serão desconsiderados, o que reduzirá o número de configurações a serem estudadas.

### 3.4.2.1 Grandezas a serem monitoradas

A Figura 3.12 indica os pontos onde serão medidas as correntes e tensões, bem como a nomenclatura de tais grandezas.

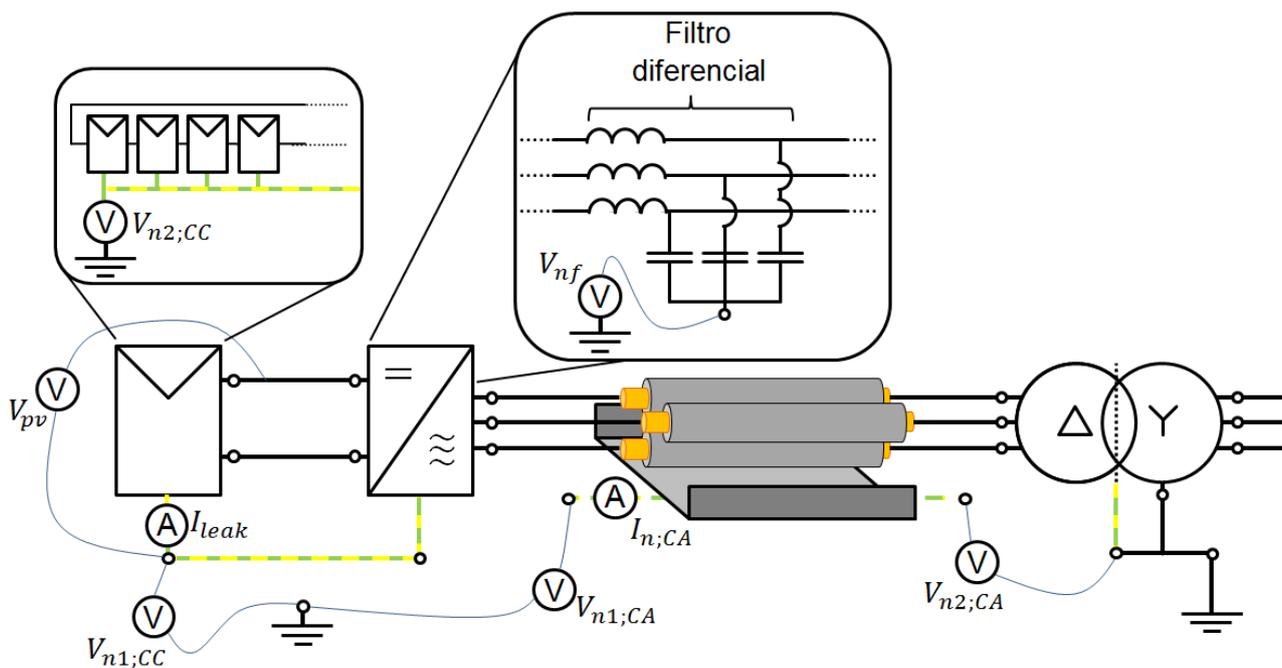


Figura 3.12: Pontos em que serão efetuadas as medições de tensão e corrente no sistema simulado.

Ao total serão obtidas oito grandezas, essencialmente relacionadas com os fenômenos que ocorrem no circuito de modo comum do sistema, tal como resumido na Tabela 3.4:

Tabela 3.4: Grandezas a serem monitoradas nas simulações.

Nomenclatura	Grandeza	Descrição / Justificativa
$V_{pv}$	Tensão do polo positivo da fonte fotovoltaica para a terra	Algumas tecnologias de células fotovoltaicas podem sofrer degradação em função da magnitude da tensão entre seus elementos ativos e sua carcaça ( $V_{pv}$ ); assim, o valor de tal grandeza pode indicar a severidade de tal fenômeno.
$I_{leak}$	Corrente total pelas capacitâncias parasitas das placas	As rápidas variações de tensão geradas pela ponte inversora no circuito de modo comum induz a circulação de correntes pelas capacitâncias das placas, que fluem pelo circuito de aterramento e causam interferência eletromagnética.
$I_{n;CA}$	Corrente pelo condutor de retorno do cabeamento CA	Corrente que circula pelo condutor de retorno do cabeamento CA (bandeja, blindagem, etc.), o qual corresponde a um trecho do circuito de retorno como um todo.
$V_{nf}$	Tensão no centro da estrela do filtro capacitivo para a terra	Em alguns casos, a tensão do centro da estrela do filtro capacitivo acompanha as variações da tensão de modo comum, eventualmente atingindo valores suficientemente elevados para comprometer a isolamento entre componentes do filtro.
$V_{n1;CC}$	Tensão entre o condutor de retorno e a terra - terminal 1	Tensão medida de uma das extremidades do condutor de retorno da fonte fotovoltaica para a terra, tomada no ponto próximo ao inversor. Valores elevados podem implicar em preocupações quanto a proteção elétrica.
$V_{n2;CC}$	Tensão entre o condutor de retorno e a terra - terminal 2	Idem, mas medida na extremidade oposta ao inversor.
$V_{n1;CA}$	Tensão entre o condutor de retorno do cabeamento CA e a terra - terminal 1	Tensão medida de uma das extremidades do condutor de retorno do cabeamento CA para a terra, tomada no ponto próximo ao inversor.
$V_{n2;CA}$	Tensão entre o condutor de retorno do cabeamento CA e a terra - terminal 2	Idem, mas medida na extremidade mais próxima do transformador.

### 3.4.2.2 Condutor de retorno do lado CC isolados

Nas simulações I, II e VI, tanto a carcaça dos módulos fotovoltaicos como a do inversor encontra-se ligada condutivamente ao condutor de retorno do cabo CC, embora este último não se encontre aterrado. Na simulação I, o condutor de retorno dos cabos CA não é utilizado (o mesmo encontra-se isolado uma vez que ambas as extremidades estão em aberto), enquanto que nas simulações II e VI tal condutor está aterrado somente em uma das extremidades.

#### 3.4.2.2.1 Variação da tensão nos terminais dos módulos

A Figura 3.13 apresenta o gráfico com o valor da tensão do terminal positivo do módulo na extremidade de um dos strings com relação à sua carcaça para o caso I (os casos II e VI apresentaram valores bastante similares ao obtidos no caso I, sendo omitidos).

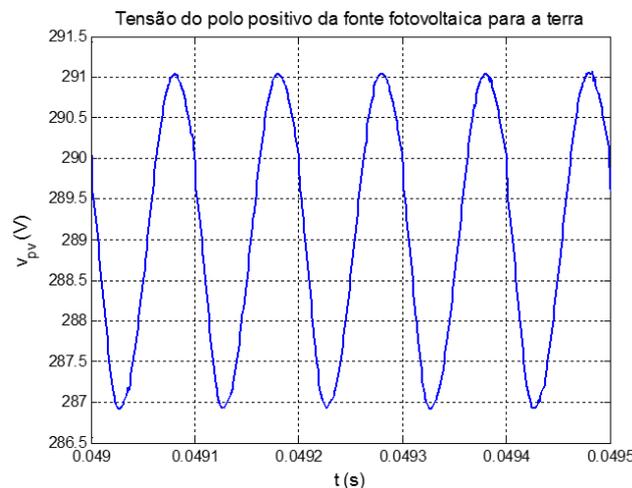


Figura 3.13: Tensão no polo positivo da fonte fotovoltaica para a terra (casos I).

Assim como foi mencionado na Tabela 3.4, o nível de tensão dos terminais das placas com relação às suas carcaças está diretamente relacionado com a intensidade de certos fenômenos que degradam os painéis fotovoltaicos.

Observa-se, para os três casos, que há uma pequena oscilação no valor da tensão no terminal positivo da fonte (valor pico-a-pico de aproximadamente 2 V), em torno de um valor médio de 289 V.

Essas formas de onda indicam que a operação do inversor conduziu a um pequeno deslocamento do valor médio com relação àquele que era esperado (315,4 V, que é a metade da tensão entre os dois terminais da fonte, havendo, portanto, um desvio de 8%). Tal diferença se dá em função das quedas de tensão nos condutores de retorno.

Dessa forma, quanto às oscilações observadas, tem-se que elas não deslocam o nível de tensão a patamares muito maiores do que a tensão média, de modo que uma eventual aceleração do processo de deterioração dos painéis não é esperada.

#### 3.4.2.2.2 Fluxo de corrente pelas capacitâncias parasitas das placas

A Figura 3.14 apresenta os gráficos obtidos na simulação com o valor da corrente que circula pelas capacitâncias parasitas das placas (o gráfico do caso VI foi omitido por ser similar ao caso I).

Para esses três casos, a intensidade das correntes será bem menor do que aquela que será observada para os demais cinco casos (a serem mostrados nos itens posteriores). Isso se deve ao fato de que o circuito de modo comum foi restrito àquele formado pelos caminhos de retorno

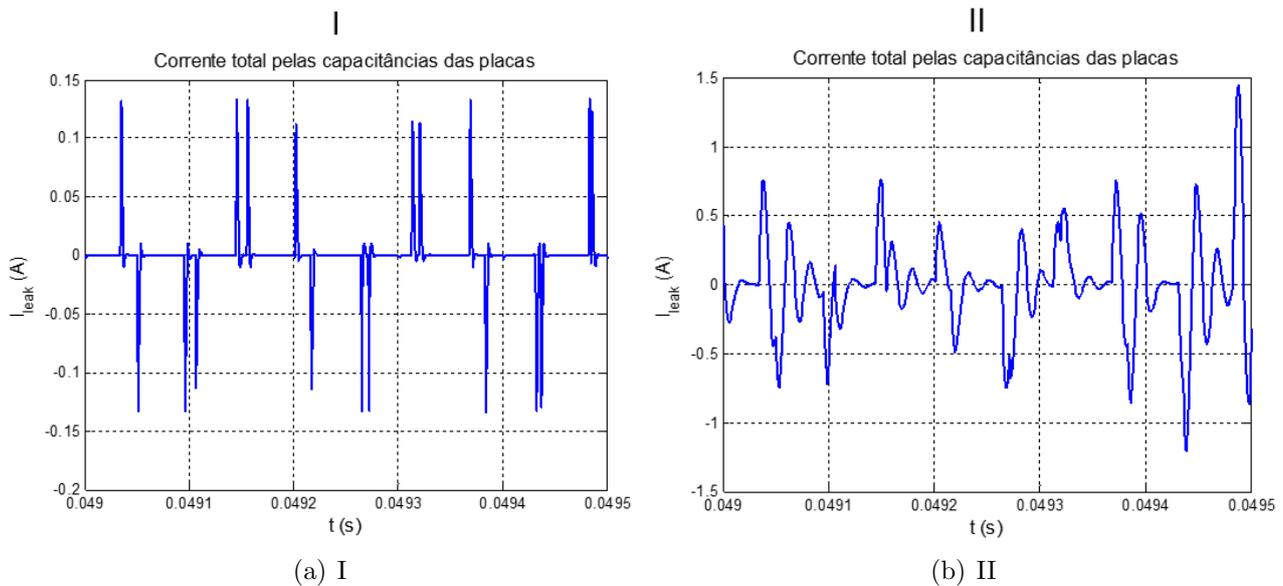


Figura 3.14: Corrente total pelas capacitâncias parasitas das placas (casos I e II).

do lado CC, compreendendo tão somente as capacitâncias parasitas das placas e aquelas do inversor (no caso II, há também a inclusão das capacitâncias distribuídas do cabeamento CA, razão pela qual a corrente neste caso foi um pouco maior).

Essas correntes que circulam pelas capacitâncias das placas fluem pelo aterramento do sistema, de forma que podem causar interferência eletromagnética, sendo que seus efeitos serão tais maiores quanto forem as intensidades das correntes.

A análise espectral das correntes que circulam pelo condutor de retorno do cabeamento CC revela que seu conteúdo harmônico se situa principalmente na faixa das dezenas de kHz ( $10^4 Hz$ ), estando, portanto, associado ao comprimento característico das dezenas de quilômetros ( $10^4 m$ ), dimensão essa muito superior à dos equipamentos que compõe a instalação, o que permite concluir que os fenômenos de interferência são de natureza essencialmente condutiva, não sendo esperados fenômenos de interferência irradiada ao longo dos cabos.

#### 3.4.2.2.3 Tensão no centro da estrela do filtro capacitivo

A Figura 3.15 mostra a tensão no centro da estrela capacitiva do filtro de modo diferencial (o gráfico do caso VI foi omitido por ser similar ao caso I).

Observa-se que esse nível de tensão é bastante similar ao padrão de tensão de modo comum produzido pelo inversor. No caso da simulação II, o perfil da tensão é um pouco diferente dos outros dois casos devido à inclusão da capacitância dos cabos CA no circuito de modo comum.

O fato da tensão no neutro da estrela do filtro atingir níveis de aproximadamente 500 V indica que se deve ter uma atenção especial com relação à isolamento e à disposição dos elementos dentro do equipamento durante a fase de projeto do inversor, de modo que se minimizem os riscos associados às falhas de isolamento e formação de arcos.

#### 3.4.2.2.4 Tensão do condutor de retorno CC com relação ao terra

Uma vez que o condutor de retorno do lado CC está isolado, há uma diferença de potencial das carcaças dos módulos e do inversor com relação à terra, conforme ilustrado nos gráficos da Figura 3.16 (os gráficos do caso VI foi omitido por ser similar ao caso I, e as tensões no terminal 2  $V_{n2;CC}$  foram omitidas por serem similares ao do terminal 1):

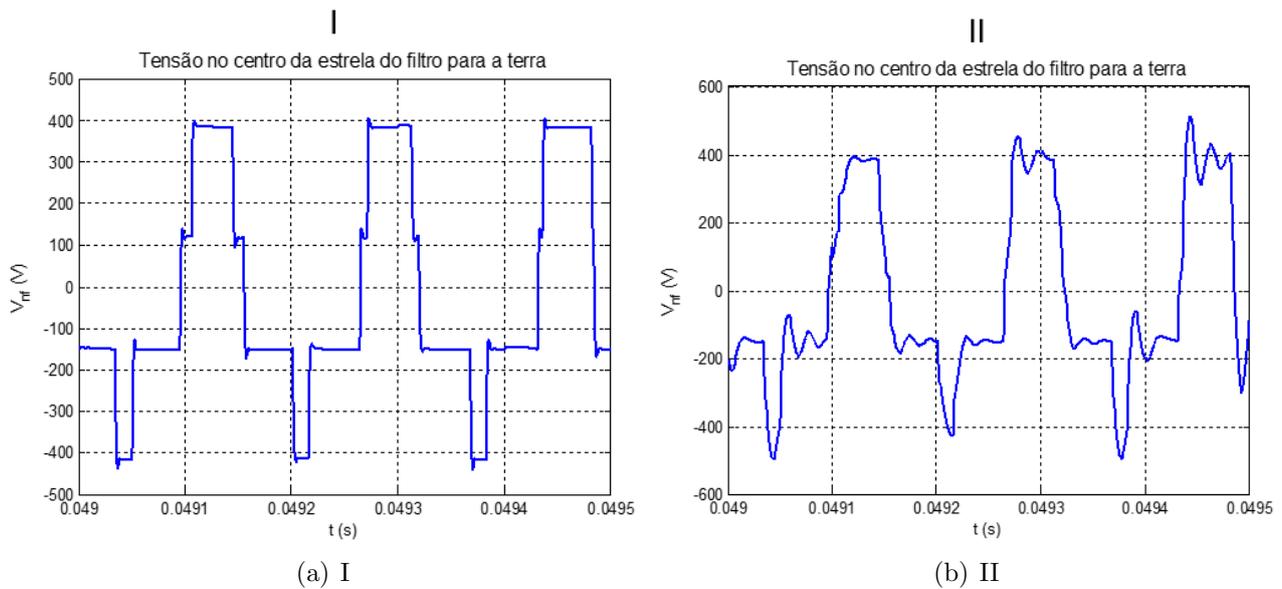


Figura 3.15: Tensão no centro da estrela do filtro para a terra (casos I e II).

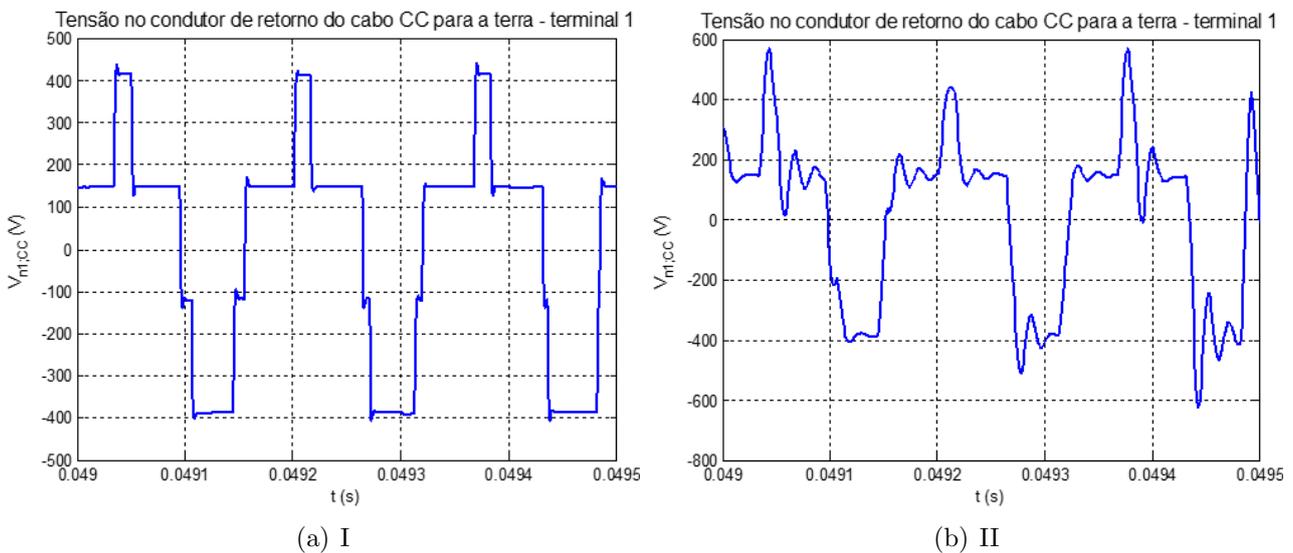


Figura 3.16: Tensão no condutor de retorno do cabo CC para a terra (casos I e II, terminal 1).

Mais uma vez observa-se uma similaridade entre as ondas de tensão e o padrão de tensão de modo comum produzido pelo inversor, assim como foi observado para a tensão no centro do filtro capacitivo.

Como se trata da tensão das massas dos equipamentos da usina (carcaças dos módulos e do inversor) e do condutor de retorno (calha, duto metálico, etc.), sua intensidade não pode atingir valores tão elevados quanto aqueles apresentados no gráfico, uma vez que há um risco associado a choques e à formação de arcos elétricos.

### 3.4.2.2.5 Tensão do condutor de retorno CA com relação à terra

No caso I, o condutor de retorno do cabeamento CA não é utilizado, estando seus dois terminais em aberto, o que faz com que sua tensão para a terra seja igual à zero. Já no caso VI, somente a extremidade próxima do transformador está aterrada, o que impõe uma tensão nula ao longo deste condutor.

Já no caso II, esse condutor de retorno do lado CA está conectado ao condutor de retorno do

lado CC, de modo que a tensão em seus terminais é bastante similar àquela que foi observada anteriormente, conforme ilustrado nos gráficos da Figura 3.17 (a tensões no terminal 2  $V_{n2;CC}$  foi omitida por ser similar ao do terminal 1). Portanto, aqui cabem os mesmos comentários do item anterior com relação a proteção e segurança.



Figura 3.17: Tensão no condutor de retorno do cabo CA para a terra (caso II, terminal 1).

### 3.4.2.2.6 Corrente pelo condutor de retorno do cabo CA

O gráfico da Figura 3.18 mostra a corrente pelo condutor de retorno CA obtida para as condições da simulação II (no caso da simulação I o cabo CA não é utilizado, enquanto no caso VI ele está aterrado pelo lado da subestação, não sendo excitado pela fonte de tensão de modo comum do inversor, o que faz com que a corrente medida seja zero).

Ao se analisar as correntes pelas capacitâncias parasitas das placas, observou-se que o perfil de corrente dos casos I e VI era diferente daquele observado em II, sendo que tal diferença se deve exatamente por essa parcela a mais que está ilustrado no gráfico a seguir.

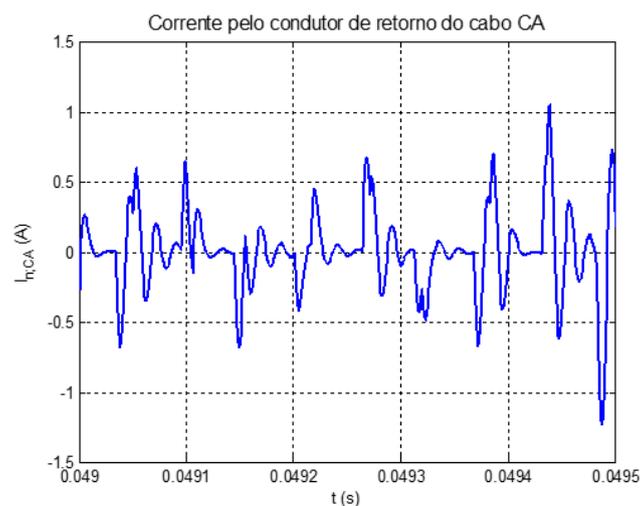


Figura 3.18: Corrente pelo condutor de retorno do cabo CA (caso II).

### 3.4.2.3 Todos os condutores de retorno aterrados somente através do aterramento da subestação

Na simulação VIII, os condutores de retorno estão condutivamente conectados (chaves B e C fechadas) e há somente um ponto de aterramento, que é aquele próximo ao transformador (chave A aberta). Expresso de outra maneira, há somente um caminho de retorno para as correntes de modo comum e este é composto do condutor de retorno das placas conectadas com aquele de retorno do cabeamento CA.

#### 3.4.2.3.1 Variação da tensão nos terminais dos módulos

A Figura 3.19 apresenta o gráfico com o valor da tensão do terminal positivo do módulo na extremidade de um dos strings com relação à sua carcaça. VIII

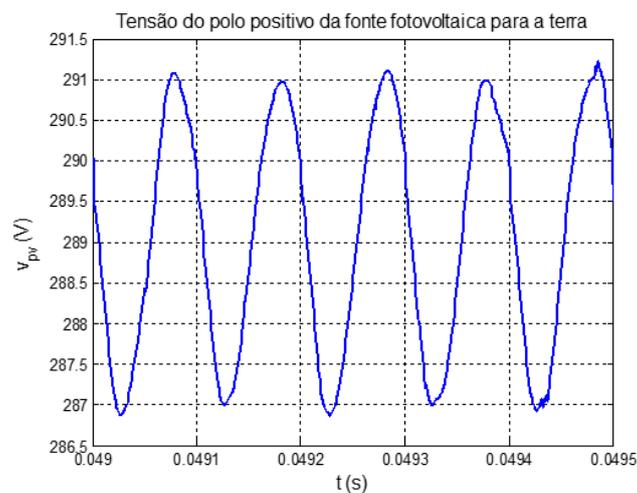


Figura 3.19: Tensão do polo positivo da fonte fotovoltaica para a terra (caso VIII).

Observa-se que há uma pequena oscilação no valor da tensão no terminal positivo da fonte (valor pico-a-pico de aproximadamente 2,5 V), um pouco maior do que aquela que foi observada para o caso onde os condutores de retorno estavam isolados. O valor médio da tensão não se alterou significativamente com relação aos casos anteriores, ficando em de 288,9 V.

Assim sendo, pode-se chegar à mesma conclusão obtida para os casos I, II e VI, de que, ainda que as oscilações apresentem amplitudes um pouco maiores, elas não deslocam o nível de tensão para um patamar muito distante do valor esperado para a tensão do polo; nenhuma deterioração das placas induzida por potencial é, portanto, esperada.

#### 3.4.2.3.2 Fluxo de corrente pelas capacitâncias parasitas das placas

A Figura 3.20 apresenta o gráfico com o valor da corrente que circula pelas capacitâncias parasitas das placas.

A intensidade das correntes nesse caso estará entre as maiores que foram observadas em comparação com as demais simulações propostas (na sequência haverá outros três casos onde as correntes atingiram níveis similares). Isso se deve ao fato de que o circuito de modo comum desta vez inclui todos os caminhos de retorno possíveis: as capacitâncias parasitas das placas, as dos componentes do inversor, as distribuídas do cabo e as do enrolamento do primário do transformador, de modo que elas estão todas em paralelo contribuindo para a circulação de uma corrente total elevada (assim como ilustrado na Figura 3.1).

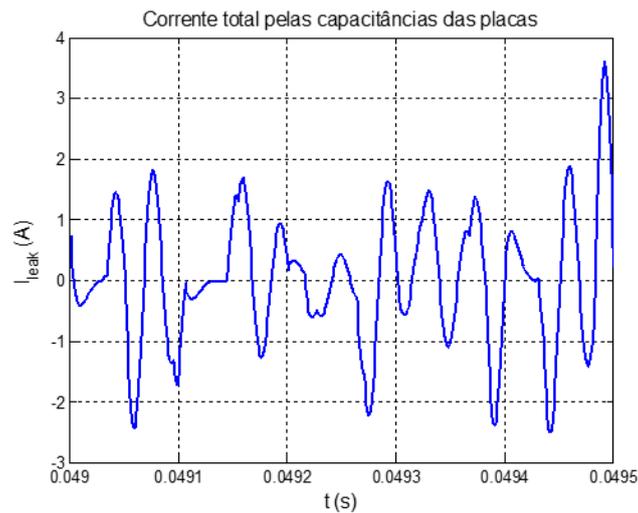


Figura 3.20: Corrente total pelas capacitâncias parasitas das placas (caso VIII).

### 3.4.2.3.3 Tensão no centro da estrela do filtro capacitivo

A Figura 3.21 mostra a tensão no centro da estrela capacitiva do filtro diferencial.

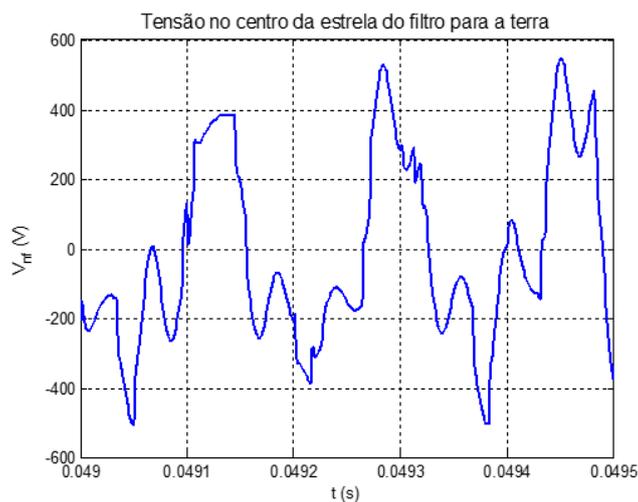


Figura 3.21: Tensão no centro da estrela do filtro para a terra (caso VIII).

Observa-se que esse nível de tensão é relativamente similar ao padrão de tensão de modo comum produzido pelo inversor, porém desta vez o nível de distorção foi maior do que aquele observado para o caso da simulação II, uma vez que neste caso houve a inclusão de mais elementos ao circuito de modo comum.

### 3.4.2.3.4 Tensão do condutor de retorno CC com relação à terra

Uma vez que o condutor de retorno do lado CC não está aterrado em um ponto próximo que lhe seja próximo, há uma diferença de potencial das carcaças dos módulos e do inversor com relação à terra, conforme ilustrado na Figura 3.22.

Desta vez não houve uma similaridade entre a forma de tensão nos condutores e o padrão de tensão de modo comum, assim como havia sido observado para os casos I, II e VI. Os níveis de tensão também são menores que os observados anteriormente, contudo eles ainda atingem valores elevados para um condutor que ficará exposto, o que está associado a um risco de choques e à formação de arcos.

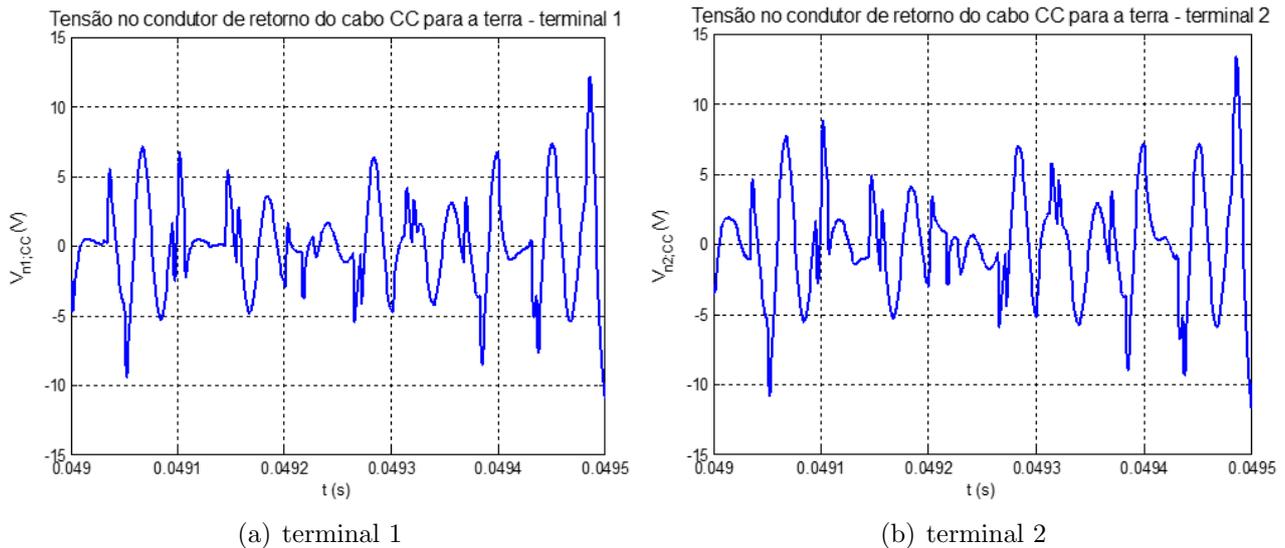


Figura 3.22: Tensão no condutor de retorno do cabo CC (caso VIII).

### 3.4.2.3.5 Tensão do condutor de retorno CA com relação à terra

A tensão numa das extremidades do cabo CA será a mesma do condutor de retorno do lado CC, uma vez que eles estão conectados, enquanto que na outra extremidade a tensão será igual a zero (devido ao fato de estar solidamente aterrada), assim como ilustrado nos gráficos da Figura 3.23.

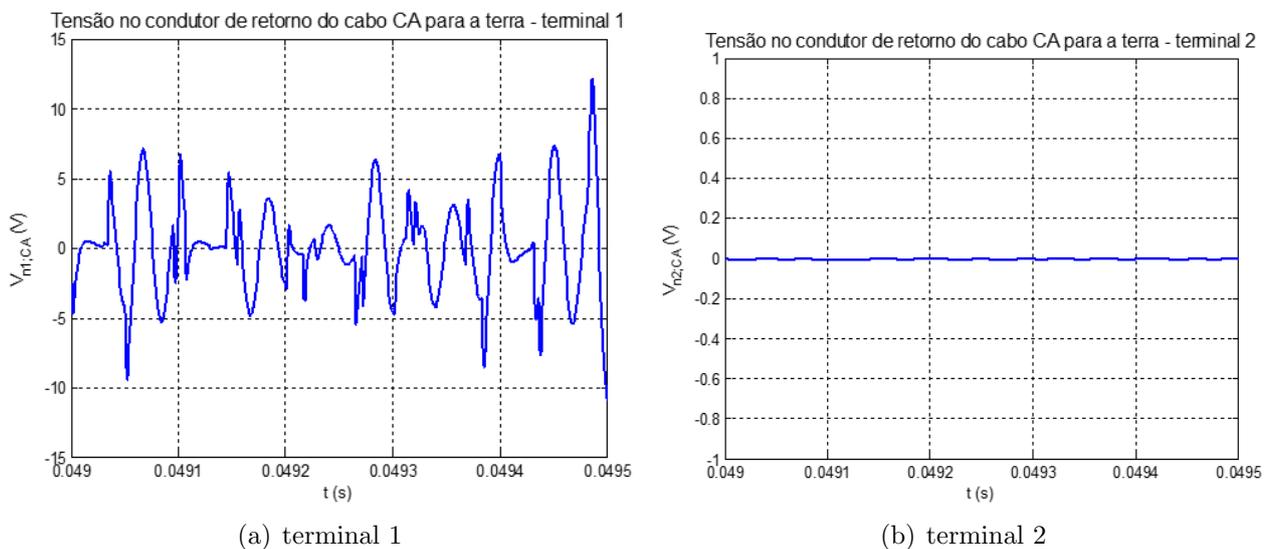


Figura 3.23: Tensão no condutor de retorno do cabo CA para a terra (caso VIII).

### 3.4.2.3.6 Corrente pelo condutor de retorno do cabo CA

A diferença observada para a corrente que circula pelas capacitâncias das placas nos casos I e VI e aquela obtida para este caso (VIII) se deve à contribuição da corrente que circula pelo condutor de retorno do cabeamento CA, que é apresentada no gráfico da Figura 3.24.

Conclui-se assim que ao se inserir no circuito de modo comum as capacitâncias relativas ao cabo e ao transformador que há um acréscimo considerável na corrente que circula pelos caminhos de retorno.

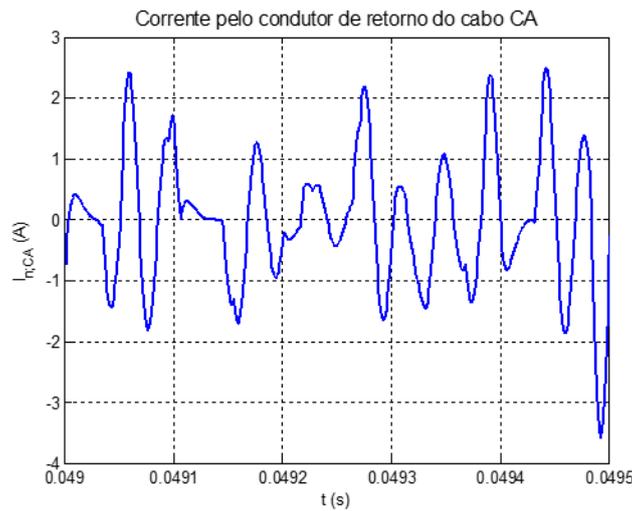


Figura 3.24: Corrente pelo condutor de retorno do cabo CA (caso VIII).

### 3.4.2.4 Condutores aterrados em dois pontos distintos

Nas simulações III, IV, V e VII, os condutores de retorno do lado CC estão conectados a um ponto de aterramento localizado próximo aos painéis e aos inversores, enquanto que o transformador está aterrado no ponto de aterramento da subestação do prédio da escola, supondo-se assim que tais pontos estão no mesmo potencial de referência.

Na simulação VII, o condutor de retorno dos cabos CA não é utilizado. Nas de número IV e V, tal condutor é aterrado somente em uma extremidade, enquanto que na III ele é aterrado nas duas extremidades.

#### 3.4.2.4.1 Variação da tensão nos terminais dos módulos

A Figura 3.25 apresenta o gráfico com o valor da tensão do terminal positivo do módulo na extremidade de um dos strings com relação à sua carcaça para o caso III (os casos IV, V e VII foram omitidos pois os resultados são similares ao caso III).

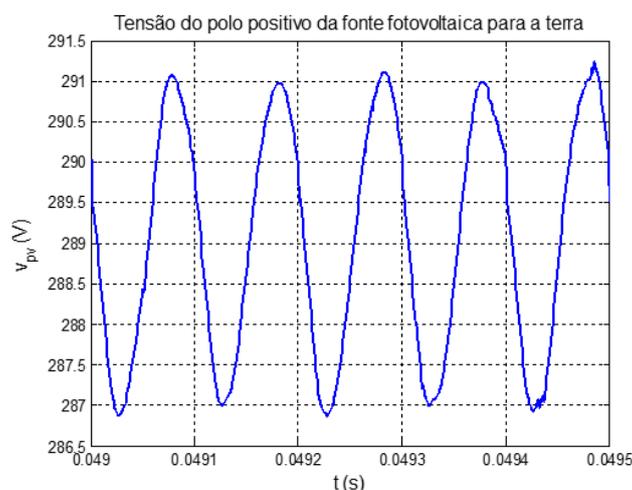


Figura 3.25: Tensão do polo positivo da fonte fotovoltaica para a terra (casos III).

Os valores das tensões nos terminais são bastante similares àqueles observados para o caso VIII, de modo que as conclusões que lá foram obtidas podem ser estendidas para estes casos.

### 3.4.2.4.2 Fluxo de corrente pelas capacitâncias parasitas das placas

A Figura 3.26 apresenta os gráficos com o valor da corrente que circula pelas capacitâncias parasitas das placas (os casos IV e V foram omitidos por serem similares ao caso III).

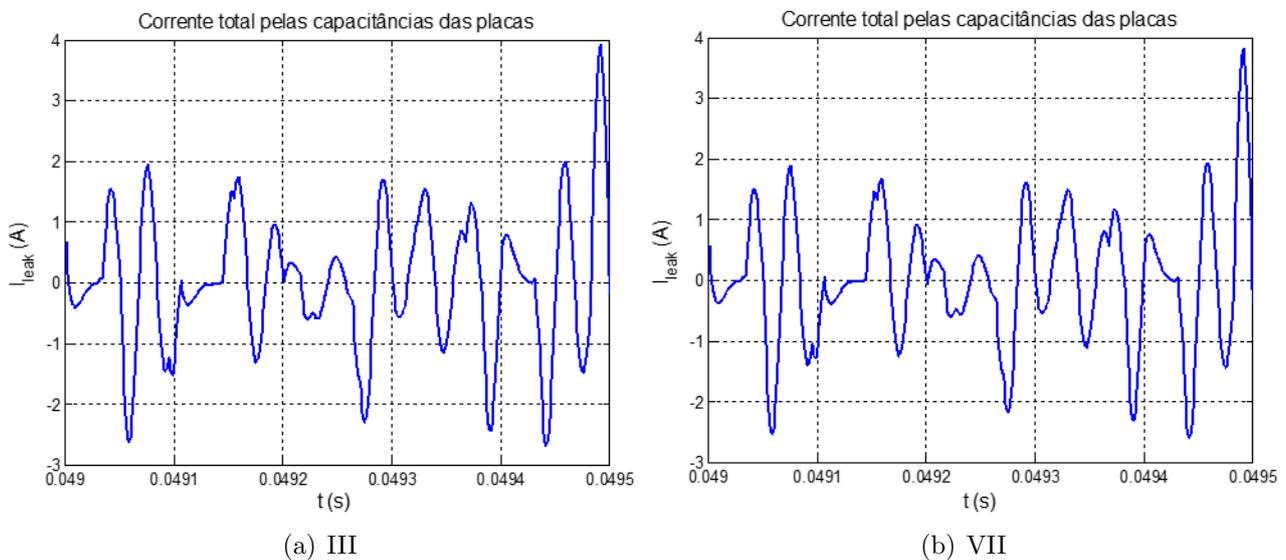


Figura 3.26: Corrente total pelas capacitâncias parasitas das placas (casos III e VII).

Para os casos III, IV e V, a corrente que circula pelas placas atingiu valores similares àqueles que foram observados em VIII e, assim como foi mencionado para esse caso, tais valores foram os maiores observados. Já no caso VII as correntes medidas foram de uma intensidade menor, justamente devido ao fato de que não houve a contribuição das correntes que circulavam pelo condutor de retorno do cabeamento CA.

### 3.4.2.4.3 Tensão no centro da estrela do filtro capacitivo

O gráfico da Figura 3.27 mostram a tensão no centro do filtro capacitivo (os casos IV, V e VII foram omitidos pois os resultados foram similares àqueles do caso III).

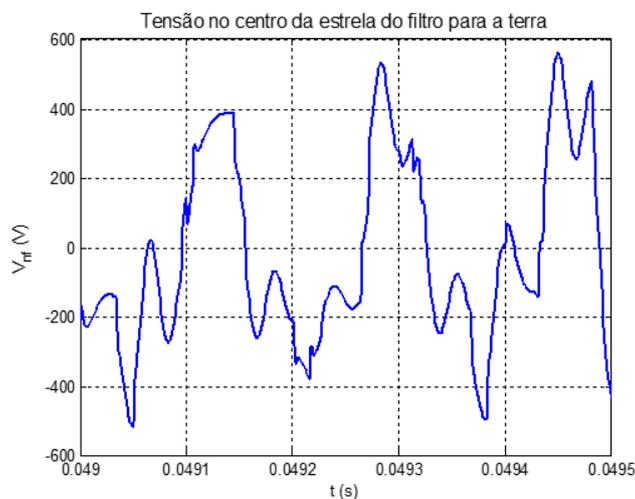


Figura 3.27: Tensão no centro da estrela do filtro para a terra (casos III).

Para todos os quatro casos, observa-se mais uma vez que esse nível de tensão é relativamente similar ao padrão de tensão de modo comum produzido pelo inversor, porém também com um nível de distorção maior do que aquele observado para o caso da simulação II.

### 3.4.2.4.4 Tensão do condutor de retorno CC com relação à terra

Os gráficos da Figura 3.28 apresentam os níveis de tensão em cada uma das extremidades do condutor de retorno do cabeamento CC.

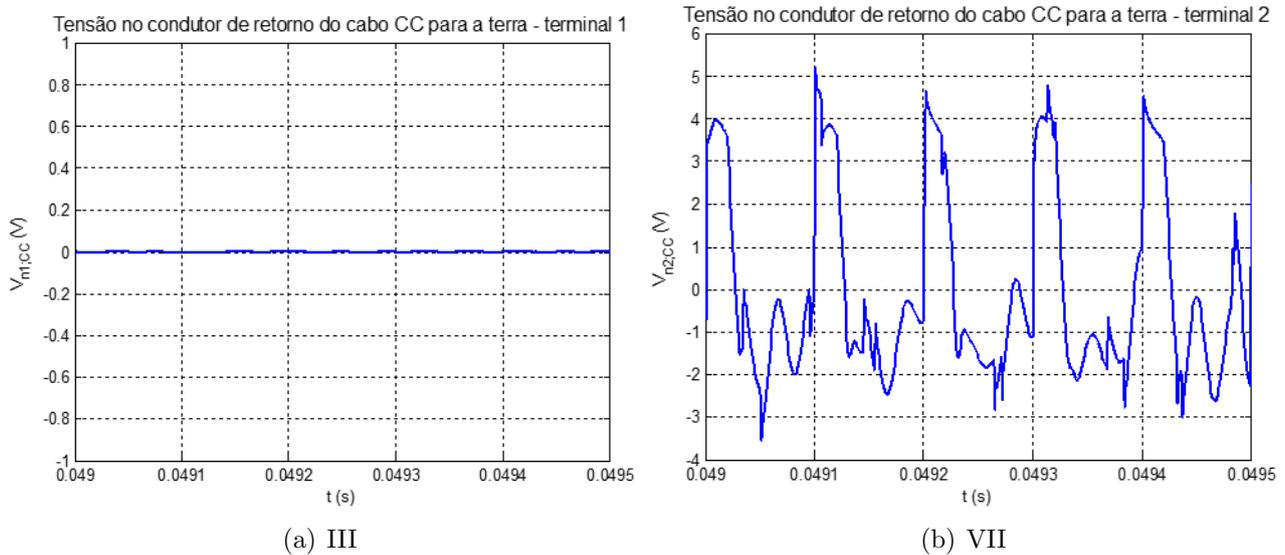


Figura 3.28: Tensão no condutor de retorno do cabo CC para a terra (casos III).

Uma vez que o condutor de retorno do lado CC está aterrado em uma de suas extremidades, a tensão em um dos seus terminais é zero, enquanto que no outro terminal ela terá uma pequena variação. Se comparada com a onda de tensão medida para os casos anteriores, conclui-se que sua intensidade é bem menor, o que é interessante uma vez que se trata de condutores que estarão expostos, sujeitos ao contato elétrico, de modo que se recomenda que se aterre o condutor de retorno do lado CC no ponto que lhe é próximo.

### 3.4.2.4.5 Tensão do condutor de retorno CA com relação ao terra

Os gráficos da Figura 3.29 apresentam os níveis de tensão em cada uma das extremidades do condutor de retorno do cabeamento CA (no caso III em ambos terminais, no caso IV no terminal 2 e no V no terminal 1 os valores de tensão observados foram nulos, sendo que tais gráficos foram omitidos. Já o nível de tensão no terminal 2 do caso V foi similar ao caso IV, enquanto que a tensão no terminal 2 do caso VII foi similar à observada no terminal 1, sendo tais gráficos também foram omitidos).

No caso III, ao se aterrar ambas as extremidades do condutor de retorno do cabeamento CA, o nível de tensão nesses pontos será igual à zero.

Para os casos IV e V, a tensão na extremidade aterrada será igual zero e na não aterrada será de aproximadamente uma dezena de volts.

Já no caso em que o cabo está isolado, os níveis de tensão atingirão valores relativamente elevados, da mesma ordem de grandeza da tensão de modo comum medida no centro do filtro capacitivo.

### 3.4.2.4.6 Corrente pelo condutor de retorno do cabo CA

O gráfico da Figura 3.30 apresentam a intensidade da corrente que circula pelo condutor de retorno do cabeamento CA (as correntes nos casos IV e VII foram nulas, e a corrente no caso V foi similar àquela observada em III, sendo que tais gráficos foram omitidos).

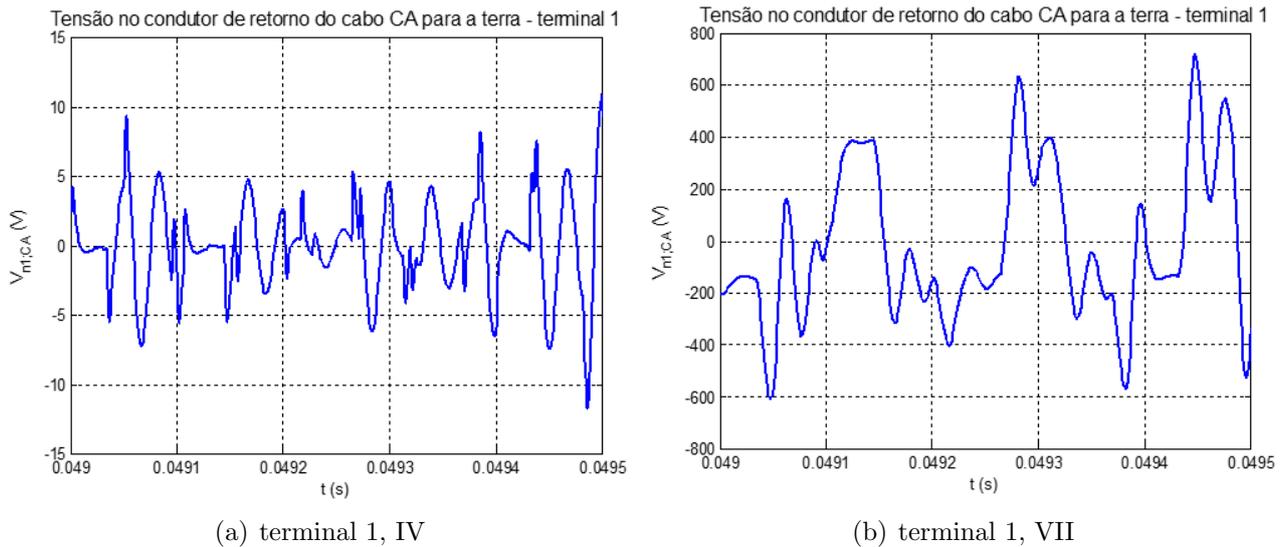


Figura 3.29: Tensão no condutor de retorno do cabo CA para a terra (casos III, IV, V e VII).

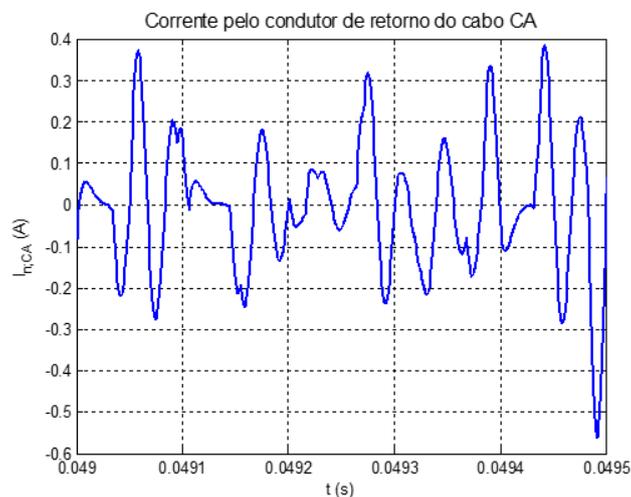


Figura 3.30: Corrente pelo condutor de retorno do cabo CA (casos III).

Quando o condutor de retorno do cabeamento CA está isolado (caso VII) ou somente aterrado para o lado do transformador (caso IV), a corrente que por ele circula é nula. Já nos casos em que ele é aterrado em ambos os pontos (caso III) ou em que ele é aterrado no lado do inversor (caso V) há uma circulação de corrente.

### 3.4.2.5 Resultados e comentários

A partir dos resultados acima obtidos pode-se concluir que:

- A variação de tensão nos terminais das placas não sofre variações significativas ao longo do tempo, ou seja, não é substancialmente deslocada de seu valor médio esperado devido à operação do sistema de condicionamento. Dessa forma, se as placas são susceptíveis a algum tipo de degradação por tensão, não será a operação que acelerará este processo;
- Ao se deixar o condutor de retorno CC isolado (casos I, II e VI) ou aterrado somente através do condutor de retorno do cabeamento CA (caso VIII) seus níveis de tensão com relação à terra atingirão valores elevados e, por se tratar de condutores elétricos expostos (calha, duto metálico, etc.), eles podem conduzir a situações de risco para a proteção

pessoal e da instalação. Assim, aconselha-se que se aterre solidamente tal condutor em um ponto que esteja próximo aos inversores ou às placas;

- A circulação de corrente pelo condutor de retorno do cabo CA pode ser reduzida ao se aterrar somente a sua extremidade que fica próxima ao transformador, deixando-se a extremidade próxima ao inversor em aberto.

Com base nessas conclusões, tem-se que:

1. A variação de tensão nos terminais das placas não difere significativamente entre os diferentes casos simulados, de modo que não se pode através desse critério avaliar qual das configurações seria mais vantajosa para a operação do sistema;
2. Quanto à tensão nos terminais dos condutores de retorno, vê-se que as configurações I, II, VI, VII e VIII não são favoráveis uma vez que os níveis de tensões observados apontam para um possível risco de choque e formação de arcos, o que comprometeria a segurança da instalação;
3. Dentre as configurações restantes (III, IV e V), deve-se escolher aquela que está associada à menor circulação de correntes pelo circuito de modo comum. A Figura 3.30 indica que ao se deixar o terminal do condutor de retorno do cabeamento CA que está próximo do inversor em aberto (que seria equivalente a abrir a chave 'B' na Figura 3.11), a intensidade da corrente que circula por este condutor seria aproximadamente nula. Assim, a configuração IV é a mais recomendada.

### 3.4.3 Análise do aterramento funcional

A partir da análise do resultados que foi feita na seção 3.4.2, pode-se eleger uma dada configuração que seria mais apropriada para o sistema de aterramento de proteção da usina fotovoltaica.

Consirando os valores medidos para a corrente de terra e a análise feita na seção 3.4.2.5, bem como as questões que envolvem a segurança instalação, o arranjo IV da tabela 3.3 seria o mais adequado, sendo representado na figura 3.31.

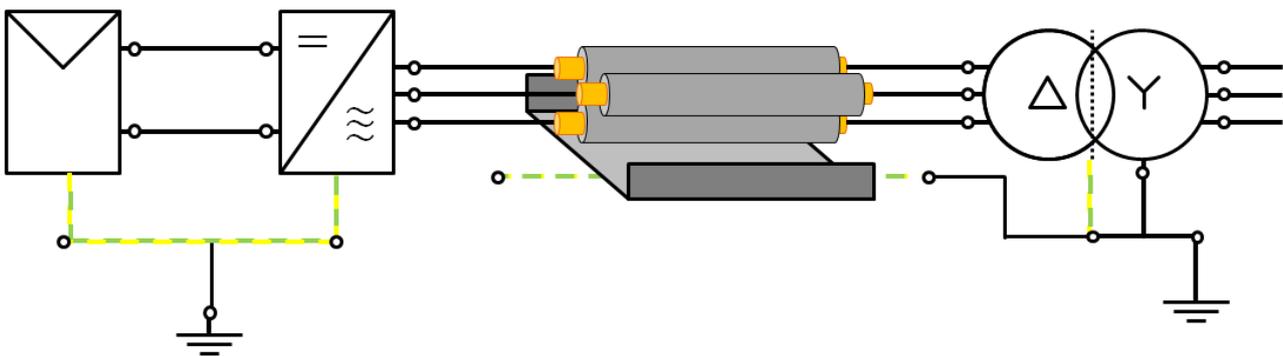


Figura 3.31: Circuito elétrico do sistema de geração a ser simulado. As linhas pontilhadas em verde e amarelo representam os condutores PE.

Assim, a partir desse sistema, algumas alterações que envolvem o aterramento funcional do sistema serão propostas, propondo-se assim os casos que serão investigados nos sub-itens a seguir.

### 3.4.3.1 Inserção do transformador de aterramento

Assim como foi mencionado na seção 3.3.4, a usina fotovoltaica a ser comissionada no âmbito do deste trabalho contará com um transformador de aterramento; contudo, o mesmo será instalado entre o inversor e o transformador de potência, junto aos terminais do último (nas recomendações encontradas na literatura [79, 85], geralmente o transformador é instalado voltado para a rede para se efetuar o aterramento efetivo da instalação, assim como foi explicado na seção 3.3.3).

Com a inclusão do trafo de aterramento (que no que se segue será notado como TA), o sistema ficará conforme indicada na Figura 3.32.

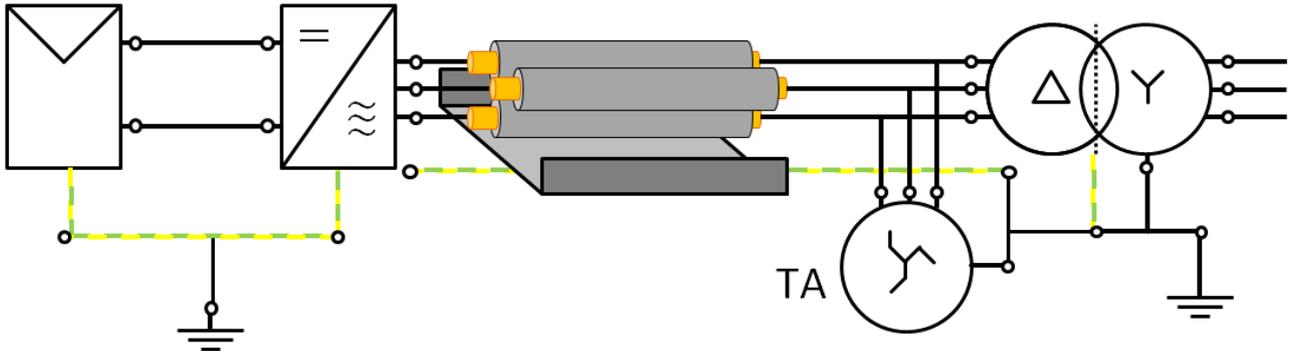


Figura 3.32: Sistema de geração com a inclusão do transformador de aterramento.

Dentre as grandezas a serem monitoradas, será incluída a corrente que flui pelo neutro do TA (que é igual à soma das correntes de fase subtraída da parcela necessária à magnetização).

Os resultados da simulação serão comparados com aqueles obtidos para o sistema sem a inclusão deste equipamento (já apresentados previamente).

#### 3.4.3.1.1 Variação da tensão nos terminais dos módulos em relação à terra

A Figura 3.33 apresenta os gráficos da tensão do terminal positivo do módulo na extremidade de um dos strings com relação à sua carcaça aterrada.

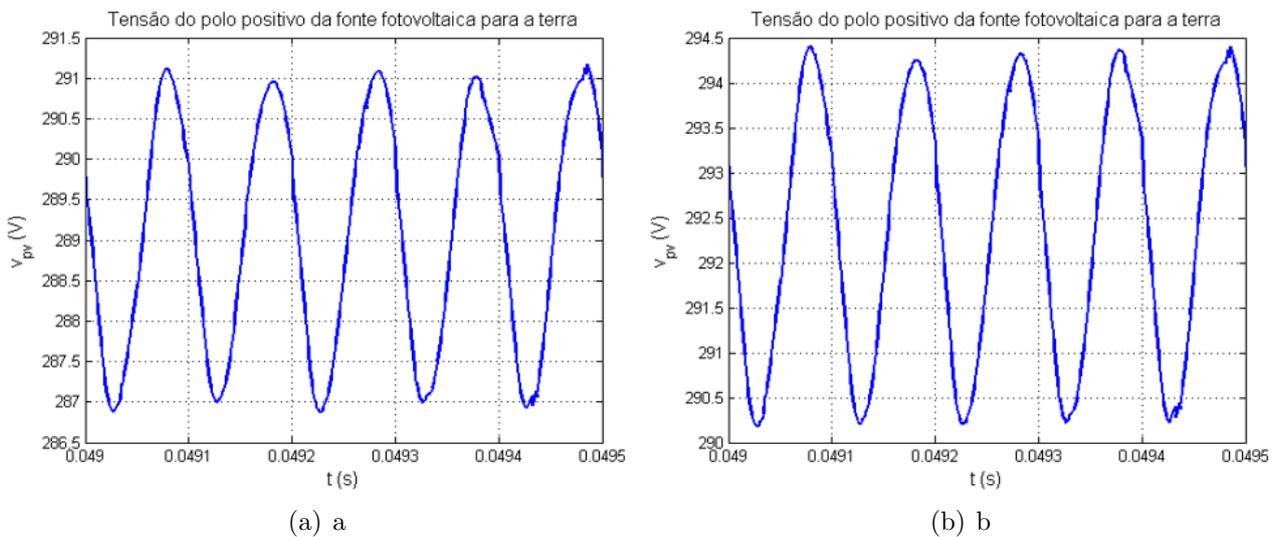


Figura 3.33: Tensão do polo positivo da fonte fotovoltaica para a terra: (a) sem o TA; (b) com o TA.

### 3.4.3.1.2 Fluxo de corrente pelas capacitâncias parasitas das placas

A Figura 3.34 apresenta os gráficos da corrente que circula pelas capacitâncias parasitas das placas. Tal corrente é a combinação das parcelas de corrente que derivam de todas as placas e se somam no condutor de aterramento, tal como mostra a Figura 3.1.

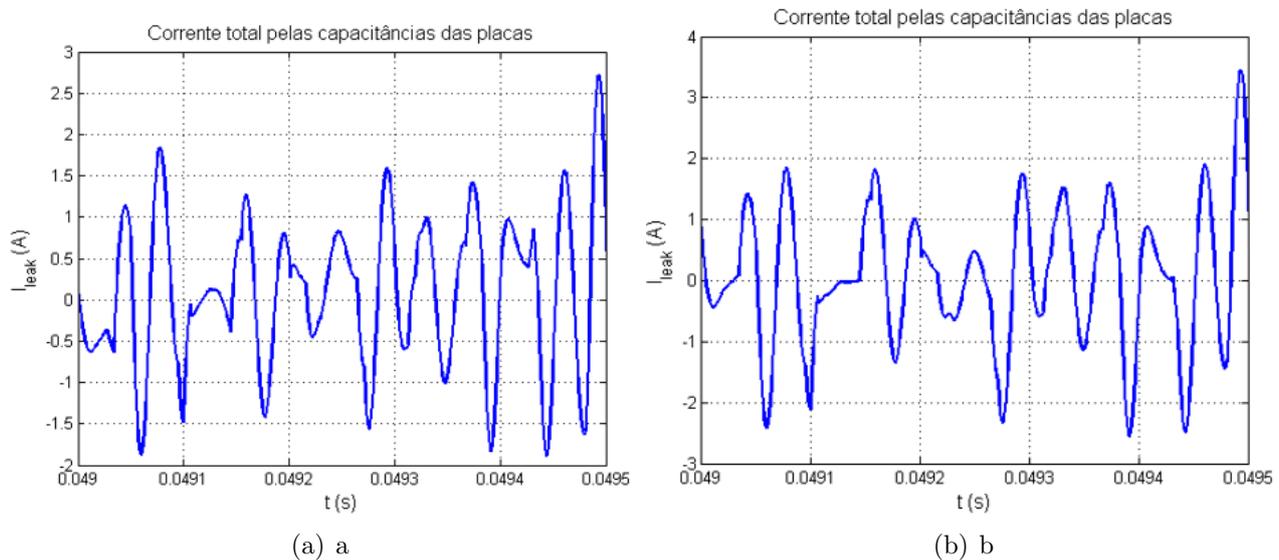


Figura 3.34: Corrente total pelas capacitâncias parasitas das placas: (a) sem o TA; (b) com o TA.

A Tabela 3.4 indica o valor eficaz e o valor médio da corrente parasita flui pelo aterramento das placas.

Tabela 3.5: Valores das correntes parasitas que fluem pelas placas: (a) sem o TA; (b) com o TA.

Corrente	(a)	(b)
Valor eficaz ( $A_{ef}$ )	0,87	1,00
Valor médio (A)	0,0	0,0

### 3.4.3.1.3 Corrente através do neutro do trafo de aterramento

A Figura 3.35 apresenta o gráfico da corrente que circula pelo neutro do transformador de aterramento.

### 3.4.3.1.4 Comentários

A tensão nos terminais das placas sofreu uma pequena alteração, tendo sido deslocada de alguns volts (estes pequenos deslocamentos foram frequentemente observados nos estudos de caso, não sendo portanto um fato que se deva chamar a atenção), enquanto que a amplitude das oscilações se manteve praticamente a mesma.

Com relações às correntes parasitas que passam pelas placas, estas tiveram um acréscimo, tanto em valor de pico (o que pode ser observado pelos gráficos da Figura 3.34) quanto em valor eficaz (Tabela 3.5), que pode ser explicado pela circulação de correntes de modo-comum que agora também se dá pelo transformador de aterramento.



Figura 3.35: Corrente de neutro do trafo de aterramento.

### 3.4.3.2 Aterramento de um dos condutores da fonte fotovoltaica

No estudo computacional a seguir, os polos negativos de cada um dos três strings da fonte de tensão fotovoltaica serão aterrados solidamente. Vale ressaltar que, ainda que não haja a inserção de uma resistência de aterramento, sempre haverá uma pequena impedância inerente aos cabos que fazem essa conexão, sendo que esta foi levada em conta nas simulações que se seguem, assim como ilustrado na Figura 3.36.

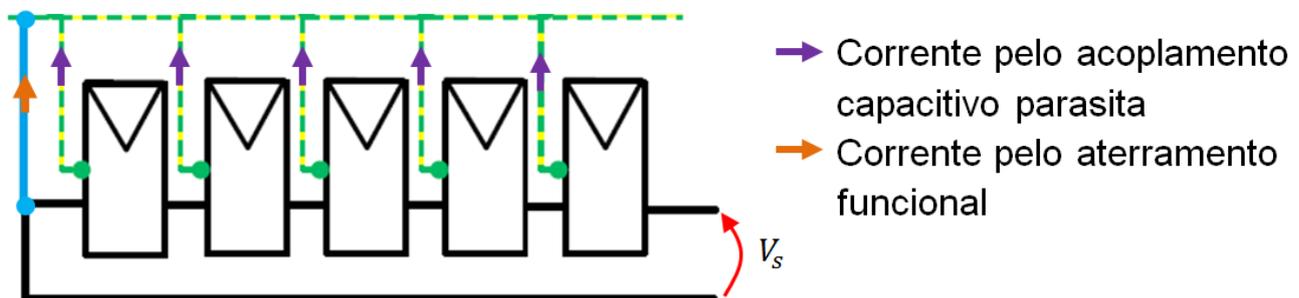


Figura 3.36: Aterramento funcional do polo negativo de um string de módulo fotovoltaicos, com destaque para as correntes que circulam pelo condutor de terra.

Em todas as simulações feitas até aqui, media-se o valor das correntes que fluíam das capacitâncias parasitas das placas até o terra. Agora, essas correntes serão acrescidas da corrente que fluem pelo caminho condutivo.

Nesta simulação, porém houve a necessidade de se remover o transformador de aterramento: durante as simulações, foi observada circulação de uma corrente anormalmente elevada pelo condutor de aterramento das placas (assim como um comportamento inapropriado de todo o sistema de conversão), o que indica que a inclusão do TA junto com o aterramento funcional da fonte fotovoltaica levou à formação de um circuito de baixíssima impedância para as correntes de modo-comum (isso está de acordo com o que foi equacionado na seção 2.6). Assim, fica a recomendação de que não se pode aterrar um dos condutores do circuito CC quando houver um transformador de aterramento alocado entre o inversor e transformador de potência (essa ressalva é feita pois pode-se conectar o TA do lado voltado para a rede).

Como consequência, os resultados da simulação a seguir serão comparados com aqueles obtidos para o sistema sem a inclusão do TA (que já foram apresentados na seção 3.4.3.1).

### 3.4.3.2.1 Variação da tensão nos terminais dos módulos

A Figura 3.37 apresenta os gráficos da tensão do terminal positivo do módulo na extremidade de um dos strings com relação à sua carcaça aterrada.

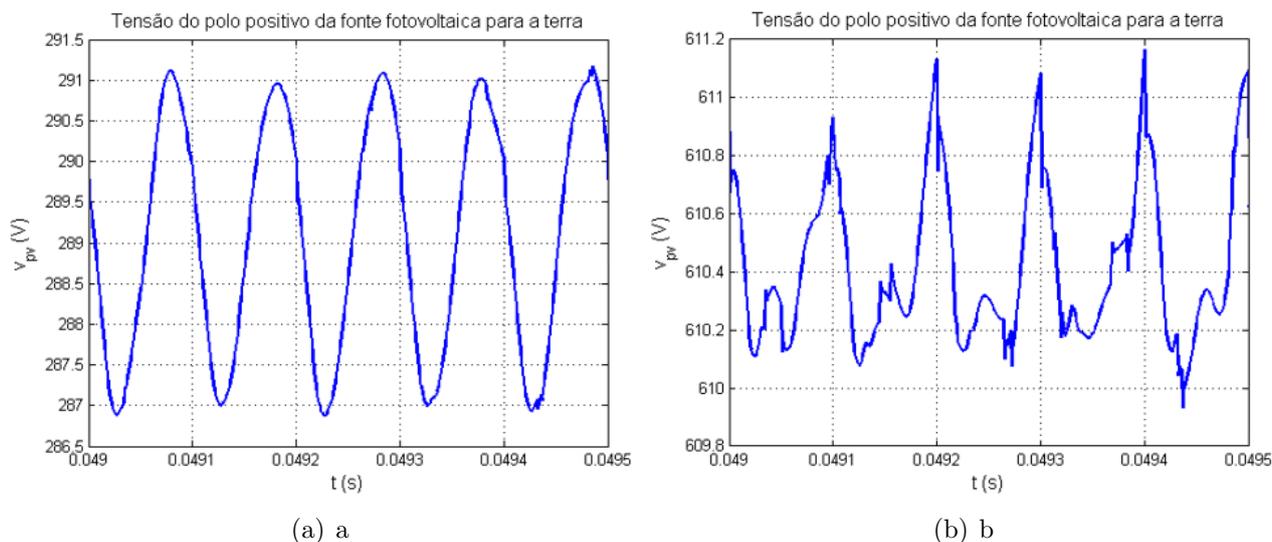


Figura 3.37: Tensão do polo positivo da fonte fotovoltaica para a terra: (a) fonte flutuante; (b) fonte aterrada no pólo negativo.

### 3.4.3.2.2 Fluxo de corrente pelas capacitâncias parasitas das placas e pelo aterramento da fonte

A Figura 3.38 apresenta os gráficos da corrente que circula pelo aterramento da fonte fotovoltaica (no caso onde o polo foi aterrado, essa corrente compreende aquela que flui pelas capacitâncias parasitas das placas e também aquela que flui pelo caminho condutivo do aterramento funcional, assim como ilustrado na Figura 3.36).

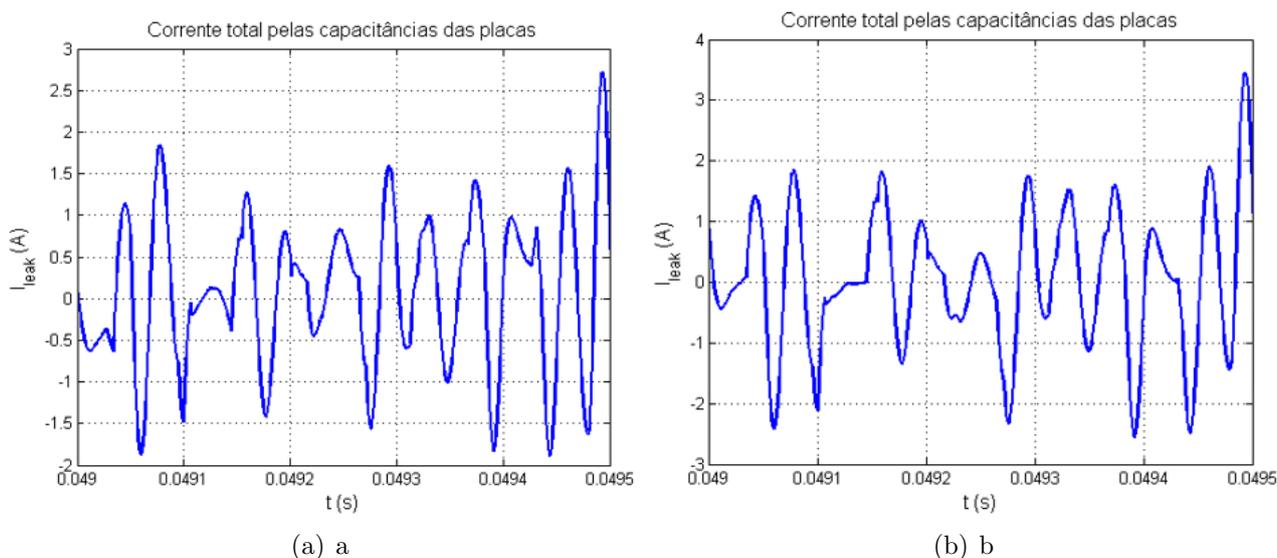


Figura 3.38: Corrente total pelo aterramento da fonte fotovoltaica: (a) fonte flutuante; (b) fonte aterrada no pólo negativo.

A Tabela 3.6 indica o valor eficaz e o valor médio das correntes mostradas nos gráficos da Figura 3.38.

Tabela 3.6: Valores das correntes que fluem pelo aterramento da fonte fotovoltaica: (a) fonte flutuante; (b) fonte aterrada no polo negativo.

Corrente	(a)	(b)
Valor eficaz ( $A_{ef}$ )	0,87	0,92
Valor médio ( $A$ )	$\approx 0,0$	$\approx 0,0$

### 3.4.3.2.3 Comentários

A tensão nos terminais dos módulos sofreu uma grande variação, tanto quanto ao seu valor médio (que foi deslocado significativamente, o que já era esperado uma vez que ao se muda a referência de tensão ao longo do circuito CC ao se aterrar um de seus condutores) quanto na amplitude de sua oscilação (uma vez que a tensão de um dos condutores - aquele que foi aterrado - não sofre oscilações, a tensão de todos os demais passa a oscilar menos).

Quanto ao valor da corrente, esta sofre uma variação, tendo os seus valores eficaz e de pico aumentados. Isso pode ser explicado pelo fato de que, se por um lado as oscilações de tensão ao longo dos módulos sofrem uma redução, o que tem como consequência a diminuição da corrente pelas capacitâncias parasitas, por outro há a inclusão de um caminho condutivo de baixa impedância do circuito CC para o terra, sendo que, ao se combinar esse efeitos, tem-se como resultado uma singela variação positiva no valor das correntes.

### 3.4.3.3 Aterramento do ponto médio do barramento CC

Algumas configurações de sistema de geração fotovoltaica apresentam o ponto médio do barramento CC solidamente aterrado, assim como ilustrado na figura 3.39, sendo que esta possibilidade será estudada no que se segue.

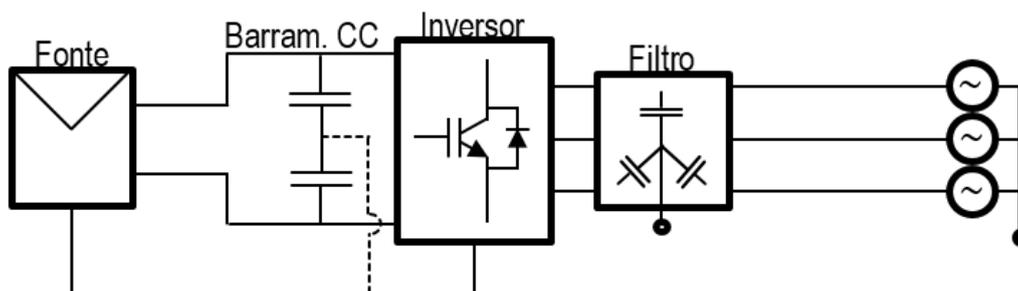


Figura 3.39: Circuito do sistema de geração simulado, com a conexão entre conexão do ponto médio do barramento CC ao terra destacada com a linha pontilhada.

#### 3.4.3.3.1 Variação da tensão nos terminais dos módulos

A Figura 3.40 apresenta dois gráficos da tensão do terminal positivo do módulo na extremidade de um dos strings com relação à sua carcaça aterrada.

#### 3.4.3.3.2 Fluxo de corrente pelas capacitâncias parasitas das placas

A Figura 3.41 apresenta dois gráficos da corrente que circula pelas capacitâncias parasitas das placas.

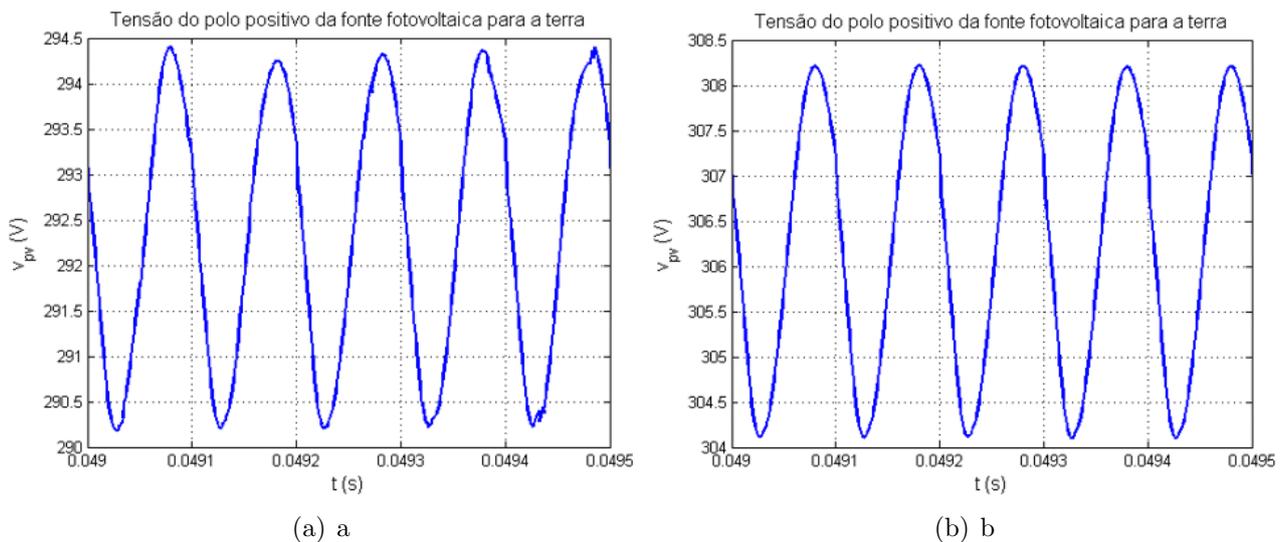


Figura 3.40: Tensão do polo positivo da fonte fotovoltaica para a terra: (a) neutro flutuante; (b) neutro aterrado.

A Tabela 3.7 indica o valor eficaz e o valor médio da corrente parasita flui pelo aterramento das placas.

Tabela 3.7: Valores das correntes parasitas que fluem pelas placas: (a) neutro flutuante; (b) neutro aterrado.

Corrente	(a)	(b)
Valor eficaz ( $A_{ef}$ )	0,87	0,06
Valor médio ( $A$ )	0,0	0,0

### 3.4.3.3.3 Corrente através do neutro do trafo de aterramento

A Figura 3.42 apresenta o gráfico da corrente que circula pelo neutro do transformador de aterramento.

### 3.4.3.3.4 Corrente através do aterramento do ponto médio do barramento CC

A Figura 3.43 apresenta o gráfico da corrente que circula pela conexão do ponto médio do barramento CC ao terra.

### 3.4.3.3.5 Comentários

A tensão nos terminais das placas sofreu uma pequena alteração, tendo sido deslocada de alguns volts (o que também ocorreu no estudo de caso descrito na seção 3.4.3.1, enquanto que a amplitude das oscilações se manteve praticamente a mesma.

Com relações às correntes parasitas que fluem pelas placas, estas foram reduzidas significativamente, embora essa diminuição tenha ocorrido com a inclusão de um novo caminho de circulação para as correntes de modo comum (entre ponto médio do barramento CC ao terra), por onde circula uma corrente de valor considerável.

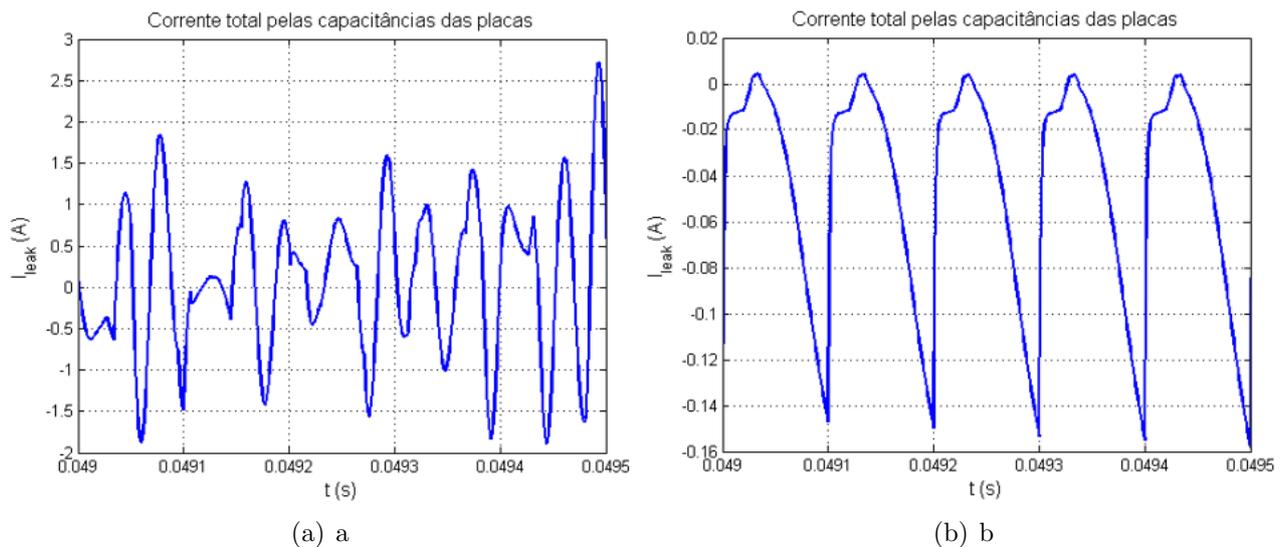


Figura 3.41: Corrente total pelas capacitâncias parasitas das placas: (a) neutro flutuante; (b) neutro aterrado.

### 3.4.3.4 Conexão do ponto médio do barramento CC com o centro da estrela do filtro capacitivo

O problema de circulação de correntes de modo-comum pode também ser observado em sistema de acionamentos elétricos supridos por inversores. A estabilização da tensão do lado CC pode ser feita pela conexão do ponto médio do barramento CC com o centro da estrela dos capacitores que compõem o filtro passivo na saída do inversor. Entretanto, deve-se atentar para os níveis de corrente que circularão pelos equipamentos (cabos e capacitores) ao se implementar tal conexão.

Assim como para o caso do aterramento do condutor ativo da fonte, um conjunto de simulações foi executado para se avaliar os impactos da conexão do ponto médio do barramento CC com o centro da estrela capacitiva do filtro.

#### 3.4.3.4.1 Variação da tensão nos terminais dos módulos

A Figura 3.45 apresenta os gráficos da tensão do terminal positivo do módulo na extremidade de um dos strings com relação à sua carcaça.

#### 3.4.3.4.2 Fluxo de corrente pelas capacitâncias parasitas das placas

A Figura 3.46 apresenta os gráficos da corrente que circula pelas capacitâncias parasitas das placas.

A Tabela 3.8 indica o valor eficaz e o valor médio da corrente parasita fluí pelo aterramento das placas.

Tabela 3.8: Valores das correntes parasitas que fluem pelas placas: (a) neutro flutuante; (b) neutros conectados.

Corrente	(a)	(b)
Valor eficaz ( $A_{ef}$ )	0,87	0,31
Valor médio (A)	0,0	0,0

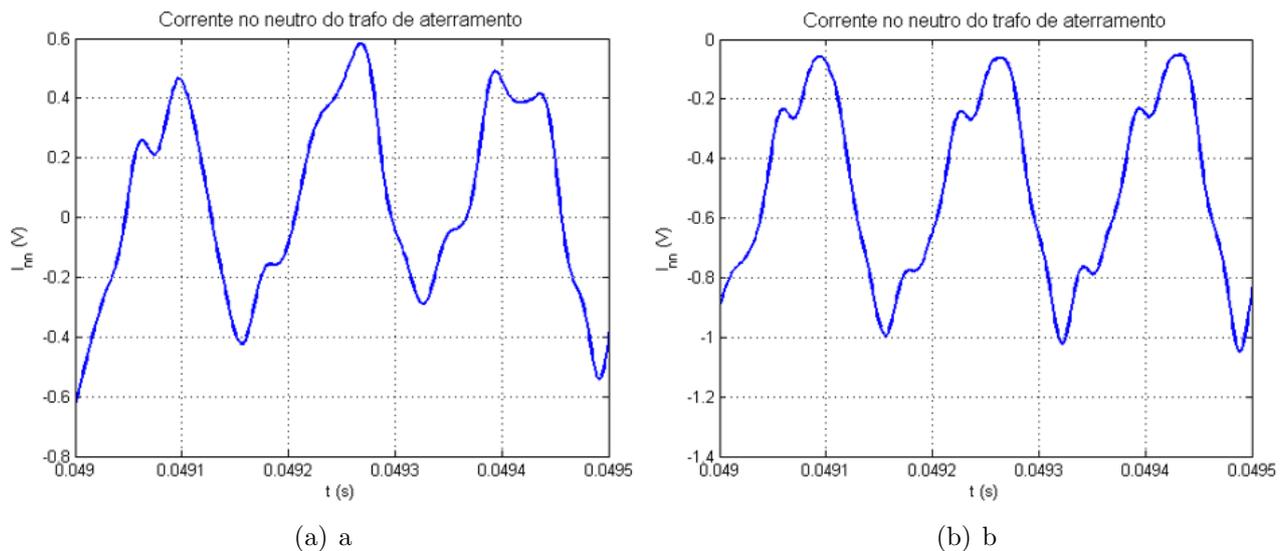


Figura 3.42: Corrente de neutro do trafo de aterramento: (a) neutro flutuante; (b) neutro aterrado.

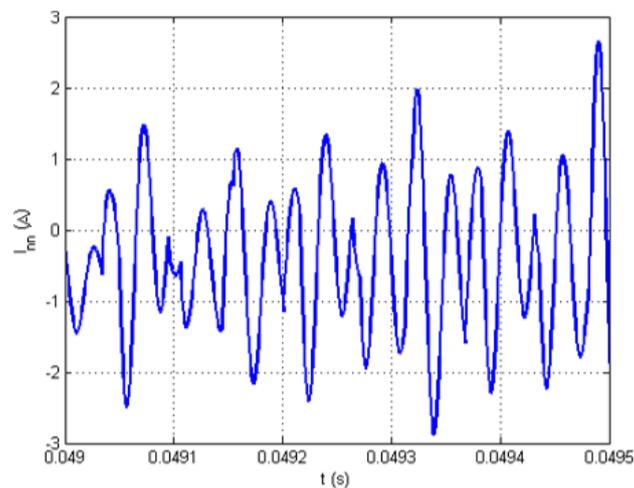


Figura 3.43: Corrente do ponto médio do barramento CC para o terra.

#### 3.4.3.4.3 Corrente através do neutro do trafo de aterramento

A Figura 3.47 apresenta o gráfico da corrente que circula pelo neutro do transformador de aterramento.

#### 3.4.3.4.4 Corrente através da conexão do ponto médio do barramento CC e o centro da estrela do filtro capacitivo

A Figura 3.48 apresenta o gráfico da corrente que circula pela conexão do ponto médio do barramento CC para o centro da estrela do filtro capacitivo.

#### 3.4.3.4.5 Comentários

A corrente que circula pelo condutor de conexão entre os dois pontos de neutro pode atingir valores proibitivos, de modo que se deve inserir uma resistência de valor adequado neste ponto para limitar essas correntes a valores que possam ser suportados pelos condutores.

Quanto à circulação de correntes pelas capacitâncias parasitas das placas, essas tiveram uma

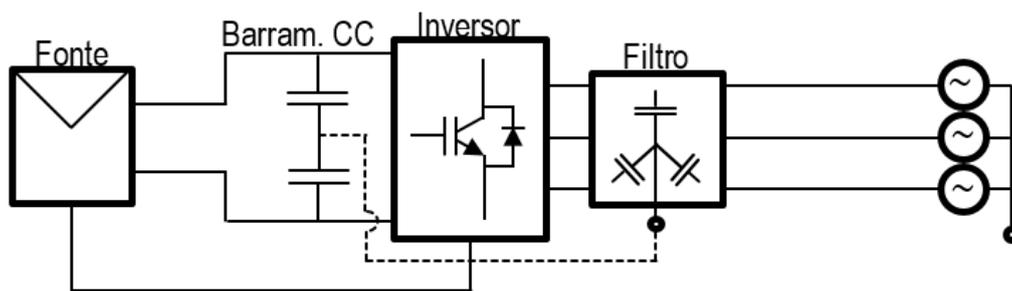


Figura 3.44: Circuito do sistema de geração simulado, com a conexão entre conexão do ponto médio do barramento CC ao centro da estrela do filtro capacitivo destacada com a linha pontilhada.

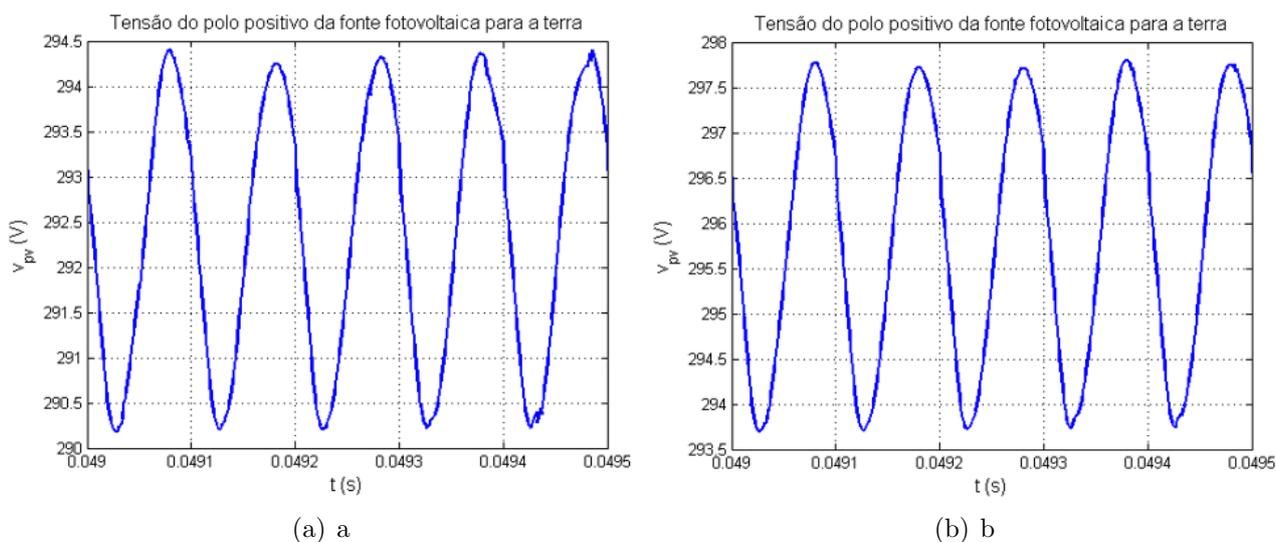


Figura 3.45: Tensão do polo positivo da fonte fotovoltaica para a terra: (a) neutro flutuante; (b) neutros conectados.

sensível redução, sendo que, ao contrário do caso da seção 3.4.3.3, não houve a inclusão de um novo caminho para as correntes de terra. Essa redução nas correntes é interessante do ponto de vista da interferência eletromagnética, o que pode eventualmente justificar o estabelecimento dessa conexão entre os neutros.

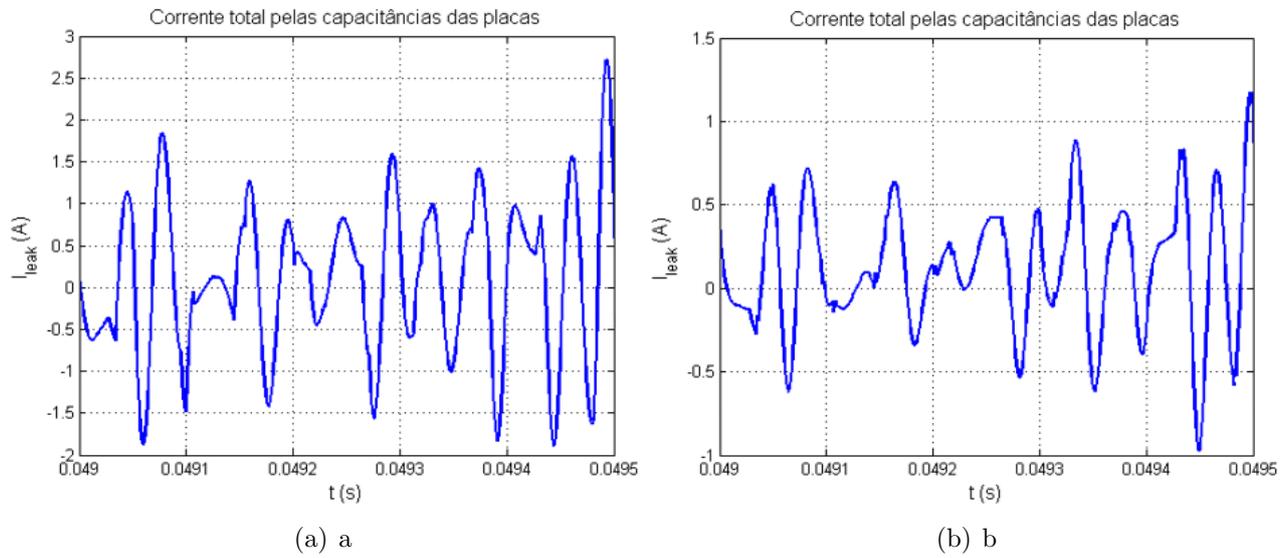


Figura 3.46: Corrente total pelas capacitâncias parasitas das placas: (a) neutro flutuante; (b) neutros conectados.

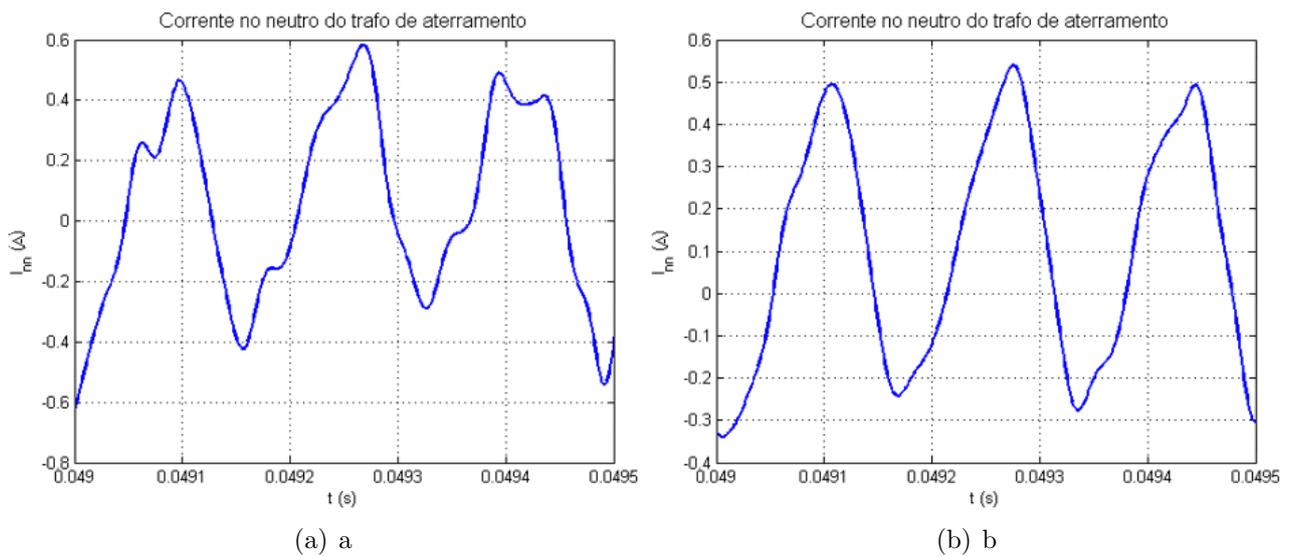


Figura 3.47: Corrente de neutro do trafo de aterramento: (a) neutro flutuante; (b) neutros conectados.

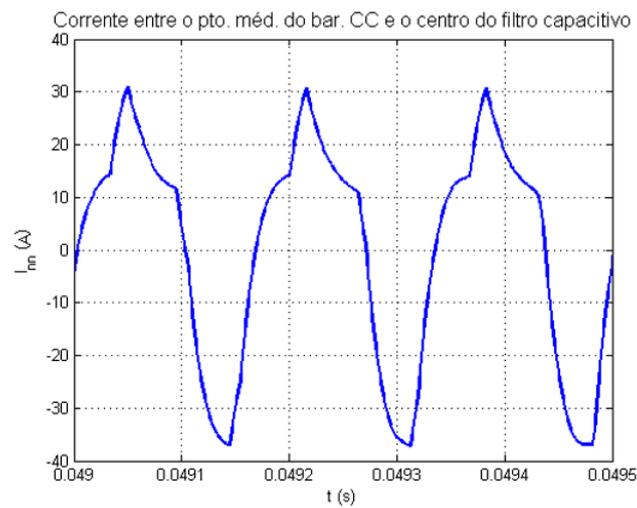


Figura 3.48: Corrente do ponto médio do barramento CC para o centro da estrela do filtro capacitivo.

### 3.5 Conclusão

Conclui-se que a necessidade da inserção de um estágio de conversão de energia elétrica nas instalações de geração fotovoltaica, com a presença de conversores de frequência, resulta na geração de fenômenos de interferência eletromagnética conduzida ao longo dos circuitos elétricos da instalação.

Tais fenômenos estão relacionados essencialmente aos rápidos tempos de subida e descida das chaves empregadas nos conversores. Os elevados  $dv/dt$ 's da tensão de modo comum sintetizada pela ponte inversora excitam as capacitâncias parasitas distribuídas ao longo do sistema, induzindo a circulação de correntes de alta frequência pelos caminhos de retorno pela terra (os estudos apresentados aqui analisaram sistemas de conversão trifásicos, porém os mesmo fenômenos ocorrem em sistemas monofásicos).

Assim, faz-se necessária uma análise dos efeitos decorrentes de tais fenômenos ao se instalar uma usina fotovoltaica conectada à rede de distribuição, de modo a avaliar quais os possíveis impactos negativos na operação dos equipamentos ou a interferência sobre dispositivos internos ao sistema ou que se encontram nas proximidades.

Dentre as diferentes possibilidades de conexão dos condutores que compõe o circuito de aterramento do sistema de geração, deve-se atentar para o comportamento de certas grandezas, tais como a tensão nos terminais das placas, que está associada a alguns fenômenos de degradação, a tensão nos condutores de retorno, que deve ser limitada de modo a não implicar em problemas de segurança para a instalação, e a corrente pelos condutores de retorno, associada a problemas de interferência eletromagnética conduzida.

Nas condições do estudo e a partir do observado nas simulações, prevê-se que a variação de tensão nos terminais das placas não será significativa, assim também como não é de se esperar que haja um deslocamento do valor médio dessa tensão.

Quanto às recomendações, deve-se destacar:

- Deve-se aterrar solidamente as massas e condutores de retorno dos equipamentos, tanto do circuito CC quanto do CA, de modo a prevenir a ocorrência de choques elétricos e formação de arcos;
- O condutor de retorno do cabeamento CA não precisa ser aterrado em ambas extremidades. No caso estudado, uma redução significativa nas correntes de terra foi obtida aterra-se somente a extremidade voltada para rede.

Com relação ao aterramento funcional de certos pontos da instalação, conclui-se que se pode modificar sensivelmente o comportamento de certas grandezas, tais como a tensão nos terminais das placas (que está diretamente relacionada com outros fenômenos, como por exemplo a degradação induzida por tensão) e a corrente que flui pelo terra (que além de já possuir uma componente significativa associada às correntes parasitas das capacitâncias dos módulos, passará a incluir também com aquelas que circulam pelo caminho condutivo do aterramento funcional).

Outros pontos que merecem destaque são:

- Não se deve aterrar um dos condutores do circuito CC quando houver um trafo de aterramento no circuito CA do primário do transformador de isolamento devido ao fato de que tal equipamento oferece um caminho de baixa impedância para a circulação das correntes de modo-comum;
- O aterramento de um dos condutores do circuito CC influencia a tensão nos terminais das placas, tanto deslocando o valor médio das tensões nos condutores quanto reduzindo

suas oscilações. Porém, é estabelecido um caminho condutivo para as correntes de modo comum no sistema, de modo que pode haver uma elevação na circulação de correntes pelo terra;

- A conexão do ponto médio do barramento CC ao terra do sistema é uma maneira bastante eficaz de se reduzir a circulação de corrente de modo comum pelas placas, uma vez que tal medida estabiliza as oscilações de tensão nos terminais; porém, tal conexão cria um novo caminho condutivo para circulação de correntes para o terra;
- A conexão entre o ponto médio do barramento CC e neutro do filtro capacitivo em estrela faz com que haja a circulação de uma corrente considerável pelo condutor de ligação, sendo necessária a inserção de uma resistência para limitá-la a valores aceitáveis. Ao contrário do que foi feito na conexão do ponto médio do barramento CC ao terra, desta vez não há um acréscimo na corrente que passa pelo circuito de modo-comum, o que é vantajoso;
- O valor médio das corrente que fluem pelo terra foi nulo em todas as simulações, o que indica que a corrosão dos equipamentos da usina não será acelerada pela sua operação em condições normais.

As configurações que apresentaram os melhores resultados no que diz respeito à intensidade das correntes de modo comum foram aquelas em que se aterrou o ponto médio do barramento CC (item 3.4.3.3) e no caso onde esta conexão foi feita com o filtro capacitivo (item 3.4.3.3). Na primeira, a redução foi mais significativa, havendo, contudo, a formação de um novo laço de circulação para tais correntes. Na segunda configuração, não há esta nova conexão para a terra, porém há a circulação de uma corrente de valor elevado no condutor de conexão que foi efetuada.

Com relação aos problemas associados à degradação induzida por tensão, somente com o aterramento de um dos condutores do circuito CC é que há uma mudança significativa no valor médio das tensões aplicadas na parte ativa dos módulos fotovoltaicos, de modo que a ocorrência desse fenômeno de corrosão pode ser mitigada efetuando-se tal ligação. Para todos os demais casos, os valores médios de tensão nas placas não variaram significativamente.

Vale lembrar, entretanto, que não são somente as questões de compatibilidade eletromagnética que devem intervir no projeto do aterramento da instalação, sendo que, assim como foi discutido na introdução deste capítulo, muitas questões associadas à proteção também devem ser levadas em conta. As simulações efetuadas foram feitas para a operação em regime permanente, sendo que a operação nos instantes transitórios e na ocorrência de contingências (tais como faltas) também devem ser levadas em conta no projeto da instalação.



# Capítulo 4

## Estudo Comparativo de Estratégias PWM para a Redução das Grandezas de Modo-Comum

### 4.1 Considerações iniciais

Neste contexto, o objetivo do estudo reportado neste documento é o de mostrar como modificações nas sequências de chaveamento da ponte inversora podem reduzir este fenômeno, e, conseqüentemente, os indesejados efeitos decorrentes.

É importante ressaltar que a presente análise se limita ao estudo de conversores de dois níveis que empreguem como estratégia de chaveamento a modulação por largura de pulso; para conversores de três ou mais níveis e para outras filosofias de chaveamento, há uma extensa literatura que pode ser consultada, caso seja de interesse do leitor.

### 4.2 Representação do circuito de modo-comum de uma instalação fotovoltaica

Neste item será feita a modelagem simplificada do circuito elétrico equivalente de um sistema de geração fotovoltaica conectado à rede elétrica. Tal sistema compreenderá uma associação de painéis solares e um inversor trifásico (Figura 4.1), sendo que este, por sua vez, consistirá de uma ponte inversora trifásica de dois níveis e um filtro passivo na saída.

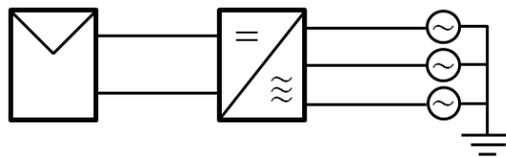


Figura 4.1: Sistema de geração fotovoltaico a ser modelado e analisado.

Neste trabalho, os painéis solares foram modelados como fontes de tensão constante ideais<sup>1</sup>, divididas em dois elementos, cada um com metade da tensão do barramento CC. No ponto médio do gerador foi incluída uma capacitância para a terra representando o acoplamento capacitivo entre a parte ativa dos módulos fotovoltaicos e suas carcaças, as quais são aterradas, por questões de segurança. Nesta representação didática e simplificada, tem-se ainda que o

---

<sup>1</sup>Ainda que este não seja o modelo mais sofisticado para as células fotovoltaicas, neste caso ele é o mais apropriado, por questões didáticas.

filtro passivo na saída da ponte inversora foi considerado puramente indutivo e as impedâncias associadas aos cabeamentos foram desprezadas, obtendo-se o circuito ilustrado na Figura 4.2.

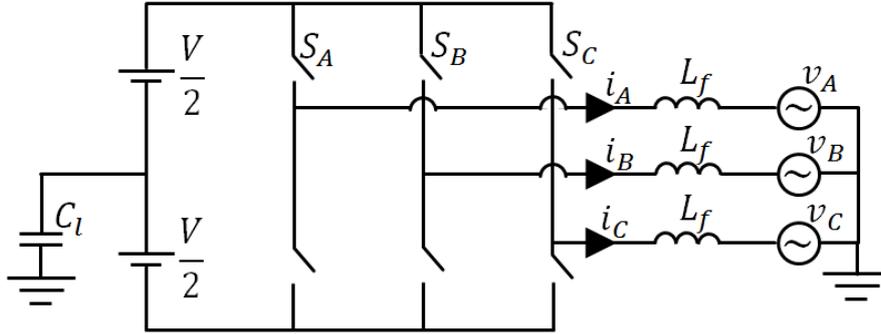


Figura 4.2: Modelagem didática do sistema de geração fotovoltaica com inversor trifásico de dois níveis.

As variáveis  $S_i \in \{-1; 1\}$ ,  $i \in \{A; B; C\}$  representam os estados das chaves de cada uma das meia-pontes. A corrente que circula pelo terra através das capacitâncias parasitas das placas é dada por:

$$C_l \frac{dv_n}{dt} = -i_A - i_B - i_C \quad (4.1)$$

onde  $v_n$  é o nível de tensão do ponto médio da fonte com relação ao terra. A queda de tensão em cada um dos indutores do filtro é igual a:

$$L_f \frac{di_A}{dt} = v_n + \frac{V}{2} S_A - v_A \quad (4.2)$$

$$L_f \frac{di_B}{dt} = v_n + \frac{V}{2} S_B - v_B \quad (4.3)$$

$$L_f \frac{di_C}{dt} = v_n + \frac{V}{2} S_C - v_C \quad (4.4)$$

Agrupando estas equações na forma matricial, tem-se:

$$L_f \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} v_N - \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{pmatrix} + \frac{V}{2} \begin{pmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{pmatrix} \quad (4.5)$$

$$C_l \frac{dv_N}{dt} = - \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{pmatrix} \quad (4.6)$$

Introduzindo as grandezas modais no lugar das de fase, através das matrizes de transformação das componentes simétricas, tem-se:

$$\begin{pmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{pmatrix} = \mathbf{T} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_0 \end{pmatrix}; \begin{pmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{pmatrix} = \mathbf{T} \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_0 \end{pmatrix}; \begin{pmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{pmatrix} = \mathbf{T} \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_0 \end{pmatrix} \quad (4.7)$$

$$\mathbf{T} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ \alpha^2 & \alpha & 1 \\ \alpha & \alpha^2 & 1 \end{pmatrix} \quad (4.8)$$

Obtém-se então:

$$L_f \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \mathbf{T} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} v_N - \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \mathbf{T} \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_0 \end{pmatrix} + \frac{V}{2} \mathbf{T} \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_0 \end{pmatrix} \quad (4.9)$$

$$C_l \frac{dv_N}{dt} = - (1 \ 1 \ 1) \mathbf{T} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_0 \end{pmatrix} \quad (4.10)$$

Multiplicando a equação ( 4.9) por  $\mathbf{T}^t - \mathbf{1}$  e resolvendo o produto de matrizes na equação ( 4.10), tem-se:

$$L_f \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} v_N - \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_0 \end{pmatrix} + \frac{V}{2} \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_0 \end{pmatrix} \quad (4.11)$$

$$C_l \frac{dv_N}{dt} = -3i_0 \quad (4.12)$$

Em seguida, selecionando-se somente as grandezas de modo-comum da equação ( 4.11), obtém-se a equação ( 4.13), que, assim como a expressão dada por ( 4.12), pode ser obtida ao se resolver o circuito da Figura 4.3:

$$L_f \frac{di_0}{dt} = v_N - v_0 + \frac{V}{2} S_0 \quad (4.13)$$

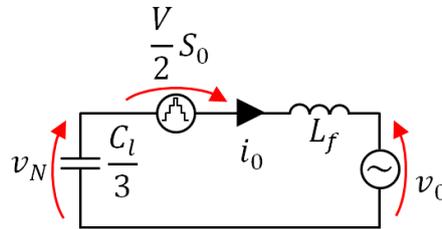


Figura 4.3: Circuito equivalente para o modo-comum do sistema considerado.

As grandezas de modo-comum são obtidas a partir da média das grandezas de fase:

$$\begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_0 \end{pmatrix} = \mathbf{T}^{-1} \begin{pmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{pmatrix}; \mathbf{T}^{-1} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \quad (4.14)$$

$$S_0 = \frac{S_A + S_B + S_C}{3}; v_0 = \frac{v_A + v_B + v_C}{3} \quad (4.15)$$

Onde  $x$  representa uma grandeza trifásica qualquer (tensão, corrente, estado das chaves, etc.).

Se a rede impõe uma tensão senoidal trifásica simétrica e equilibrada, a média das tensões é nula ( $v_0 = 0$ ). Logo:

$$v_N = L_f \frac{di_0}{dt} - \frac{V}{2} S_0 \quad (4.16)$$

Substituindo a equação ( 4.16) na equação ( 4.12), tem-se:

$$\frac{d}{dt} \left[ L_f \frac{d}{dt} i_0 - \frac{V}{2} S_0 \right] = -\frac{i_0}{\frac{C_l}{3}} \quad (4.17)$$

$$\frac{d^2}{dt^2} i_0 + \frac{i_0}{L_f \frac{C_l}{3}} = \frac{1}{L_f} \frac{V}{2} \frac{d}{dt} S_0 \quad (4.18)$$

Sabendo que a corrente de modo-comum  $i_0$  é aquela que circula pelas capacitâncias parasitas dos módulos e pelo aterramento do sistema, observa-se que ela obedece a uma dinâmica de segunda ordem, com frequência de ressonância equivalente a  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_f \frac{C_l}{3}}}$ , e que ela é excitada pelas variações da tensão de modo comum, expressas na equação pelo termo  $\frac{d}{dt} S_0$ .

Ainda que o modelo utilizado no estudo tenha sido bastante simplificado, tem-se que o mesmo é capaz de ilustrar o princípio básico da circulação de correntes pelo circuito de modo-comum nos sistemas de geração fotovoltaica. O emprego de modelos mais sofisticados traria resultados mais condizentes com o que se esperaria observar em um sistema real; todavia, os aspectos mais relevantes para os propósitos desta análise foram demonstrados anteriormente e encontram-se destacados na sequência:

- O circuito de modo-comum se fecha pelas capacitâncias parasitas da fonte fotovoltaica para à terra, sendo que é devido à presença delas que há a circulação de corrente (uma vez que outras capacitâncias não foram representadas nessa análise preliminar). O valor da capacitância associada às placas depende da geometria e construção dos painéis, sendo, portanto, um dado intrínseco do modelo. Ainda que esta não seja a única capacitância parasita do sistema (há também a dos cabos e também de outros componentes), ela é de valor mais significativo;
- Não basta que a tensão de modo-comum tenha um valor reduzido para que se evite a circulação das correntes, uma vez que esta depende das variações nos níveis de tensão, e não de seu valor absoluto;
- O modelo simplificado considerado continua a ter validade (ainda que limitada) mesmo que o sistema englobe outros elementos (filtro RLC na entrada da ponte e na saída do inversor, conversor CC/CC na entrada do inversor, etc); contudo, o mesmo torna-se incorreto caso um transformador seja empregado na conexão do sistema de geração com a rede, estando tal transformador conectado em delta para o lado do inversor. Neste caso, o circuito de modo-comum estaria aberto pelo lado da rede, o que reduziria sensivelmente a intensidade da circulação de correntes.

Uma vez explicitados tais princípios, pode-se prosseguir com o estudo pretendido, cujo foco reside na investigação de possíveis estratégias de chaveamento do inversor (ou seja, como devem ser controladas as variáveis  $S_A$ ,  $S_B$  e  $S_C$ ) de modo a se injetar energia na rede mas evitando-se que a variável  $S_0$  induza a circulação das correntes de modo-comum de intensidades elevadas.

### 4.3 Características das modulações PWM

Existem uma infinidade de maneiras de se operar os estados das chaves  $S_A$ ,  $S_B$  e  $S_C$  de modo a sintetizar ondas de tensão ao possuam uma componente fundamental com a frequência da rede. Dentre essas possibilidades, a modulação por largura de pulso (Pulse Width Modulation - PWM) é uma das mais utilizadas devido às suas inúmeras vantagens.

Nos sub-itens a seguir serão apresentados dois métodos que permitem a síntese de ondas de tensão a partir da modulação PWM: a abordagem escalar e a abordagem vetorial.

### 4.3.1 Implementação escalar

A abordagem geralmente utilizada para sintetizar uma forma de onda PWM é através da comparação de um sinal de referência com uma onda triangular de frequência elevada (chamada de portadora). Tal abordagem será designada no que se segue como implementação escalar e se baseia no princípio ilustrado na Figura 4.4.

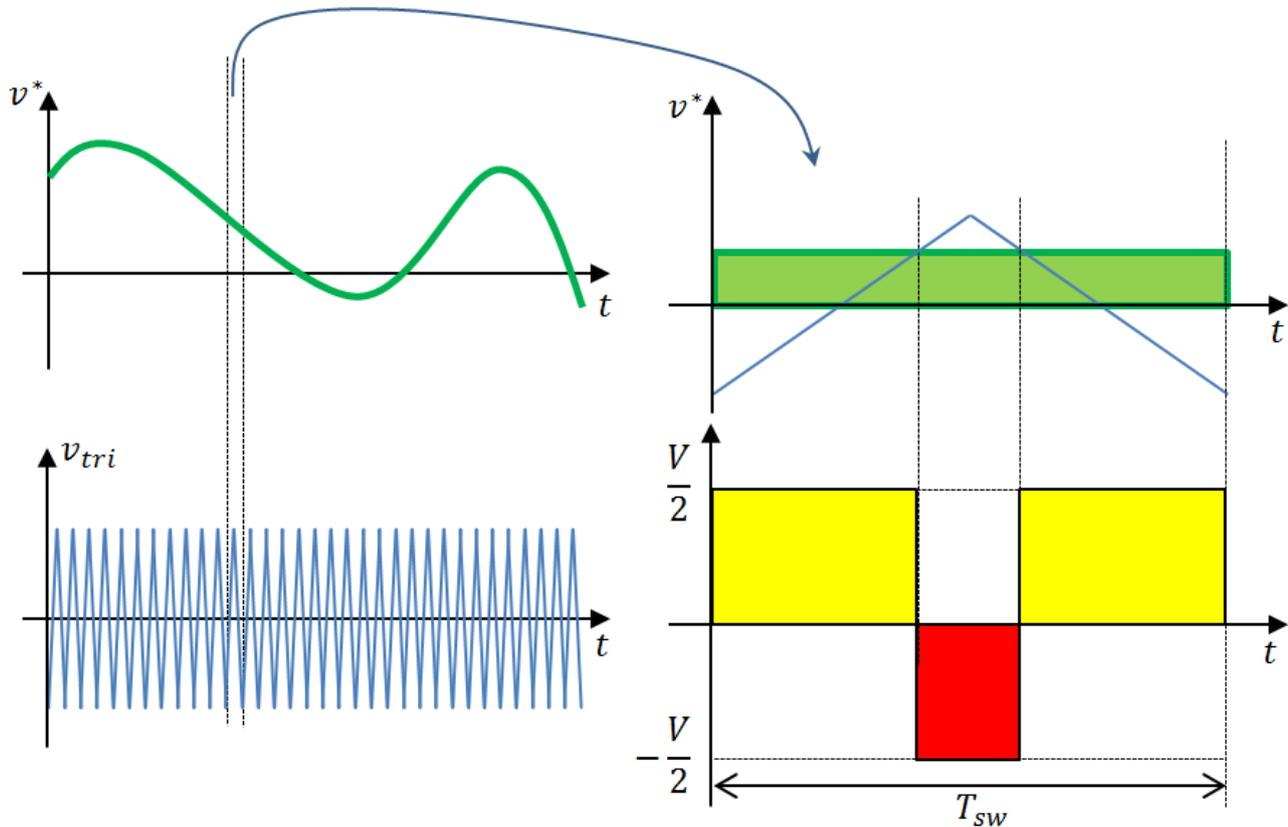


Figura 4.4: Princípio da modulação PWM a partir da comparação de um sinal de referência com a onda portadora. A área em verde claro do gráfico da direita é aproximadamente igual à área amarela menos a vermelha.

Pode-se notar que se a frequência da onda portadora for suficientemente elevada, o período de chaveamento será tão pequeno que a onda de referência permanecerá quase constante ao longo desse espaço de tempo (o que é ilustrado na Figura 4.4 como o retângulo verde do gráfico da direita). Uma vez que se dispõe somente de uma fonte de tensão constante (níveis de tensão  $-\frac{V}{2}$  e  $\frac{V}{2}$ ), não é possível reproduzir exatamente essa onda de tensão quase constante; todavia, é possível sintetizar uma onda cuja integral ao longo do período seja aproximadamente igual, o que é ilustrado na Figura 4.4 pela equivalência em volts-segundos da área verde com a área amarela subtraída da vermelha. Ao se aplicar um filtro passa-baixa na onda de tensão obtida, consegue-se reproduzir com uma boa aproximação o sinal de referência  $v^*$ . No caso da síntese de ondas senoidais trifásicas, esse processo de comparação se dá com três ondas de referência senoidais, cada uma delas defasada de  $120^\circ$  uma da outra.

Se aos sinais de referência dessas ondas senoidais forem somadas uma tensão de referência comum (uma componente de sequência zero), as tensões de linha da onda sintetizada não serão alteradas desde que o sistema não opere em sobremodulação (i.e., com a condição de que a onda de tensão de referência modificada não seja em nenhum instante de tempo maior que o valor máximo da portadora). Dito de outra maneira, a adição de uma componente de modo comum nos sinais de referência não alteram as tensões de modo diferencial na saída da ponte inversora. Além disso, não se define *a priori* qual é a defasagem da onda portadora, de modo

que este é mais um grau de liberdade sobre o qual se pode trabalhar para se obter diferentes saídas na ponte inversora. Finalmente, ao se definir a operação de duas das três chaves da ponte, a terceira pode eventualmente assumir um estado que seja uma função dos estados das duas primeiras.

Assim, tem-se que a implementação escalar pode ser feita controlando-se as chaves:

- Através dos sinais de referências acrescidos ou não de uma tensão de referência de modo comum;
- Mudando-se a defasagem da onda triangular portadora;
- Condicionando o estado de uma das chaves ao estado das demais.

O gerador dos sinais para as chaves pode ser representado da maneira mais genérica possível pelo diagrama de blocos da Figura 4.5.

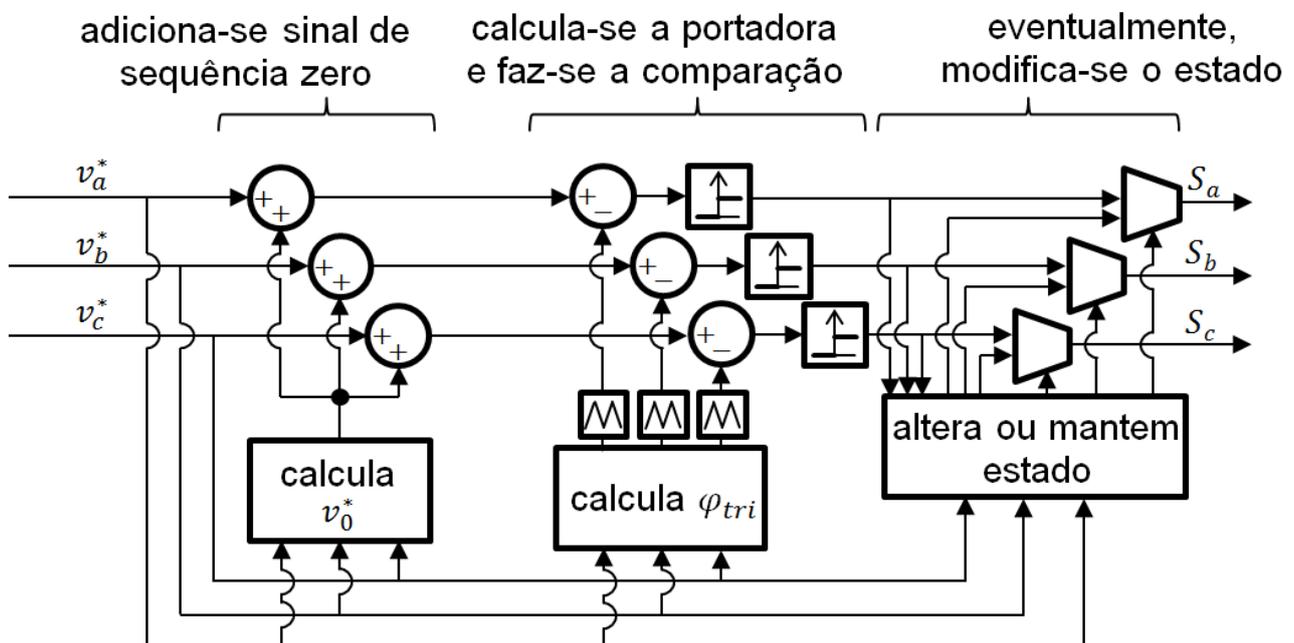


Figura 4.5: Diagrama de blocos para os estados das chaves do PWM a partir da abordagem escalar.

Vale ressaltar que, assim como será apresentado na seção 4.4, nem todas as estratégias de modulação utilizam todos esses blocos, tornando mais simples o diagrama correspondente.

### 4.3.2 Implementação vetorial

Selecionando-se somente as grandezas de seqüência positiva e negativa da equação matricial ( 4.11), tem-se:

$$L_f \frac{d}{dt} i_1 = \frac{V}{2} S_1 - v_1 \tag{4.19}$$

$$L_f \frac{d}{dt} i_2 = \frac{V}{2} S_2 - v_2 \tag{4.20}$$

Analisando as equações acima, percebe-se que elas possuem uma certa similaridade, de modo que nesse caso pode-se trabalhar com o vetor espacial de tensão<sup>2</sup>:

$$\vec{x} = \frac{2}{3} (x_A + x_B\alpha + x_C\alpha^2) \quad (4.21)$$

$$x_1 = \frac{1}{2}\vec{x} \quad (4.22)$$

$$x_2 = \frac{1}{2}\vec{x}^\dagger \quad (4.23)$$

Onde  $x$  representa uma grandeza trifásica qualquer (tensão, corrente, estado das chaves, etc.) e  $x^\dagger$  é o complexo conjugado da grandeza  $x$ . Assim, tem-se que as equações (4.19) e (4.20) podem ser unificadas numa só expressão:

$$L_f \frac{d\vec{i}}{dt} = \frac{V}{2}\vec{S} - \vec{v} \quad (4.24)$$

A equação nos remete a um circuito bastante estudado em sistemas de potência: o de duas fontes de tensão interligadas através de uma indutância havendo transferência de potência de uma para a outra, assim como ilustrado na Figura 4.6.

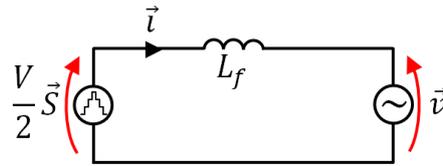


Figura 4.6: Circuito de modo diferencial do sistema de geração fotovoltaica.

Assim como se supôs para a análise do circuito de modo comum, estipula-se que a rede imponha uma tensão senoidal simétrica e equilibrada de valor eficaz de linha igual a  $V_{ef}$ . Neste caso, o vetor espacial  $\vec{v}$  das tensões de rede é um número complexo cuja expressão é dada por:

$$\begin{aligned} \vec{v} &= \frac{2}{3} (v_A + v_B\alpha + v_C\alpha^2) \\ &= \frac{2}{3} \left[ \frac{V_{ef}}{\sqrt{3}}\sqrt{2} \cos(\omega_g t) + \frac{V_{ef}}{\sqrt{3}}\sqrt{2} \cos\left(\omega_g t - \frac{2\pi}{3}\right) \alpha + \frac{V_{ef}}{\sqrt{3}}\sqrt{2} \cos\left(\omega_g t + \frac{2\pi}{3}\right) \alpha^2 \right] \\ &= \frac{2\sqrt{2}V_{ef}}{3\sqrt{3}} \left[ \frac{e^{j(\omega_g t)} + e^{-j(\omega_g t)}}{2} + \frac{e^{j(\omega_g t - \frac{2\pi}{3})} + e^{-j(\omega_g t - \frac{2\pi}{3})}}{2} e^{j\frac{2\pi}{3}} + \frac{e^{j(\omega_g t + \frac{2\pi}{3})} + e^{-j(\omega_g t + \frac{2\pi}{3})}}{2} e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right] \\ &= \frac{\sqrt{2}V_{ef}}{3\sqrt{3}} \left[ e^{j(\omega_g t)} + e^{-j(\omega_g t)} + e^{j(\omega_g t)} + e^{-j(\omega_g t - \frac{4\pi}{3})} + e^{j(\omega_g t)} + e^{-j(\omega_g t + \frac{4\pi}{3})} \right] \\ &= \frac{\sqrt{2}V_{ef}}{3\sqrt{3}} \left[ 3e^{j(\omega_g t)} + e^{-j(\omega_g t)} \underbrace{\left(1 + e^{j\frac{4\pi}{3}} + e^{-j\frac{4\pi}{3}}\right)}_0 \right] \\ &= \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} V_{ef} e^{j\omega_g t} \end{aligned}$$

<sup>2</sup>O fato de as grandezas de sequência positiva serem iguais aos complexos conjugados das grandezas de sequência negativa faz com que as equações sejam redundantes, redundância essa que é eliminada com a introdução do vetor espacial.

Ou seja, a rede impõe um vetor espacial de tensão que possui módulo constante e gira com a frequência da rede. Para que haja uma transferência constante de potência entre o sistema de geração e a rede, deseja-se que o inversor também sintetize em sua saída ondas de tensão cujo vetor espacial associado tenha módulo constante e gire com a frequência da rede, porém com uma certa defasagem. Seja  $\vec{v}^*$  este vetor que se deseja obter na saída da ponte inversora, dado pela expressão:

$$\vec{v}^* = V^* e^{j(\omega_g t + \phi^*)} \quad (4.25)$$

Em regime permanente, almeja-se que o inversor injete na rede uma potência ativa igual a:

$$P = \frac{V_{ef}}{\omega L_f} \left( \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} V^* \right) \sin \phi^* \quad (4.26)$$

E uma potência reativa igual a:

$$Q = \frac{V_{ef}}{\omega L_f} \left[ V_{ef} - \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} V^* \cos \phi^* \right] \quad (4.27)$$

O controle do inversor determina então quanta potência ativa é possível se extrair dos módulos fotovoltaicos e quanta potência reativa o mesmo irá injetar (ou drenar) da rede, determinando-se assim os valores de  $V^*$  e  $\phi^*$ .

Na saída da ponte inversora, entretanto, não se pode obter uma tensão qualquer, mas somente aquelas obtidas a partir dos estados das três chaves, de modo a compor o vetor  $\frac{V}{2} \vec{S}$ . A Tabela 4.1 indica as 8 possíveis combinações de estados das chaves e os vetores espaciais associados que são sintetizados.

Tabela 4.1: Valor do vetor espacial para cada uma das 8 possíveis combinações dos estados das chaves.

	$S_A$	$S_B$	$S_C$	$\vec{S} = \frac{2}{3} (S_A + S_B \alpha + S_C \alpha^2)$	$\frac{V}{2} \vec{S}$	$S_0 = \frac{1}{3} (S_A + S_B + S_C)$
$\vec{V}_0$	-1	-1	-1	0	0	-1
$\vec{V}_1$	+1	-1	-1	$\frac{4}{3}$	$\frac{2}{3} V$	$-\frac{1}{3}$
$\vec{V}_2$	+1	+1	-1	$\frac{4}{3} e^{j\frac{\pi}{3}}$	$\frac{2}{3} V e^{j\frac{\pi}{3}}$	$\frac{1}{3}$
$\vec{V}_3$	-1	+1	-1	$\frac{4}{3} e^{j\frac{2\pi}{3}}$	$\frac{2}{3} V e^{j\frac{2\pi}{3}}$	$-\frac{1}{3}$
$\vec{V}_4$	-1	+1	+1	$-\frac{4}{3}$	$-\frac{2}{3} V$	$\frac{1}{3}$
$\vec{V}_5$	-1	-1	+1	$\frac{4}{3} e^{j\frac{4\pi}{3}}$	$\frac{2}{3} V e^{j\frac{4\pi}{3}}$	$-\frac{1}{3}$
$\vec{V}_6$	+1	-1	+1	$\frac{4}{3} e^{j\frac{5\pi}{3}}$	$\frac{2}{3} V e^{j\frac{5\pi}{3}}$	$\frac{1}{3}$
$\vec{V}_7$	+1	+1	+1	0	0	1

A Figura 4.7 ilustra a posição de cada um desses vetores no plano complexo. Vê-se que para um mesmo estado de chaveamento só se tem 7 possibilidades de vetores espaciais a serem formados na saída da ponte (os vetores  $\vec{V}_0$  e  $\vec{V}_7$ , ainda que formados por combinações distintas de estados das chaves, são idênticos). Os vetores de  $\vec{V}_1$  a  $\vec{V}_6$  são chamados de ativos pelo fato de serem não nulos, enquanto que os vetores  $\vec{V}_0$  e  $\vec{V}_7$  são chamados de inativos. Num primeiro momento, poder-se-ia então afirmar que não é possível sintetizar um vetor espacial qualquer  $\vec{v}^*$ , uma vez que se está limitado a essas 7 opções.

Entretanto, é neste ponto que entra em cena o princípio do PWM: se ao longo de um dado período de tempo  $T_s w$ , cuja duração seja pequena, as chaves forem alternadas entre diferentes estados, em média a saída do inversor estará num estado dado pela composição dos vetores utilizados, ponderados pela duração em que o vetor esteve em cada estado. Tal princípio encontra-se ilustrado na Figura 4.8.

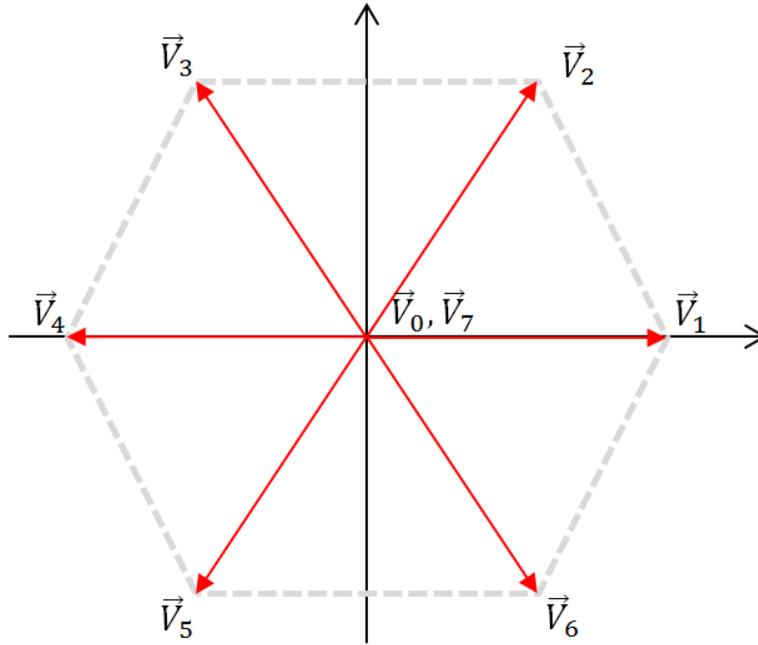


Figura 4.7: Representação no plano complexo dos vetores espaciais associados aos estados das chaves da ponte inversora.

Conclui-se assim que a modulação por largura de pulso permite que a ponte trifásica sintetize em sua saída uma quantidade infinita de vetores a partir da combinação de sete vetores fundamentais. Contudo, a duração de cada estado das chaves deve satisfazer as seguintes equações:

$$\vec{v}^* = \frac{\sum_{i=0}^7 t_i \vec{V}_i}{T_{sw}} \quad (4.28)$$

$$T_{sw} = \sum_{i=0}^7 t_i \quad (4.29)$$

Esse sistema tem três equações: duas provenientes da igualdade em ( 4.28), (uma vez que se trata de uma relação com números complexos, há parte real e imaginária) e mais a equação ( 4.29), com oito incógnitas (de  $t_0$  a  $t_7$ ). Isso indica que esse sistema de equações é subdeterminado, havendo portanto infinitas soluções que o satisfazem. Isso quer dizer que não somente pode-se sintetizar infinitos vetores como cada um deles pode ser sintetizado de infinitas maneiras.

#### 4.3.2.1 Setores do hexágono de estados

Assim como será visto na seção 4.4, a grande maioria das estratégias de modulação impõe algumas regras para a escolha dos vetores que são utilizados para a síntese de um dado vetor  $\vec{v}^*$ . Essas restrições se baseiam geralmente na localização do vetor dentro do hexágono de estados definido pelos vetores ativos. A Figura 4.9 mostra duas possíveis maneiras de se dividir o hexágono de estados em diferentes setores.

Matematicamente, pode-se determinar o setor onde se encontra um dado vetor  $\vec{v}^*$  a partir do valor do seu argumento  $\angle \vec{v}^*$ , avaliando-se em qual intervalo definido pelos ângulos  $\theta_{inf}$  e  $\theta_{sup}$  ele se localiza.

$$\theta_{inf} \leq \angle \vec{v}^* < \theta_{sup} \quad (4.30)$$

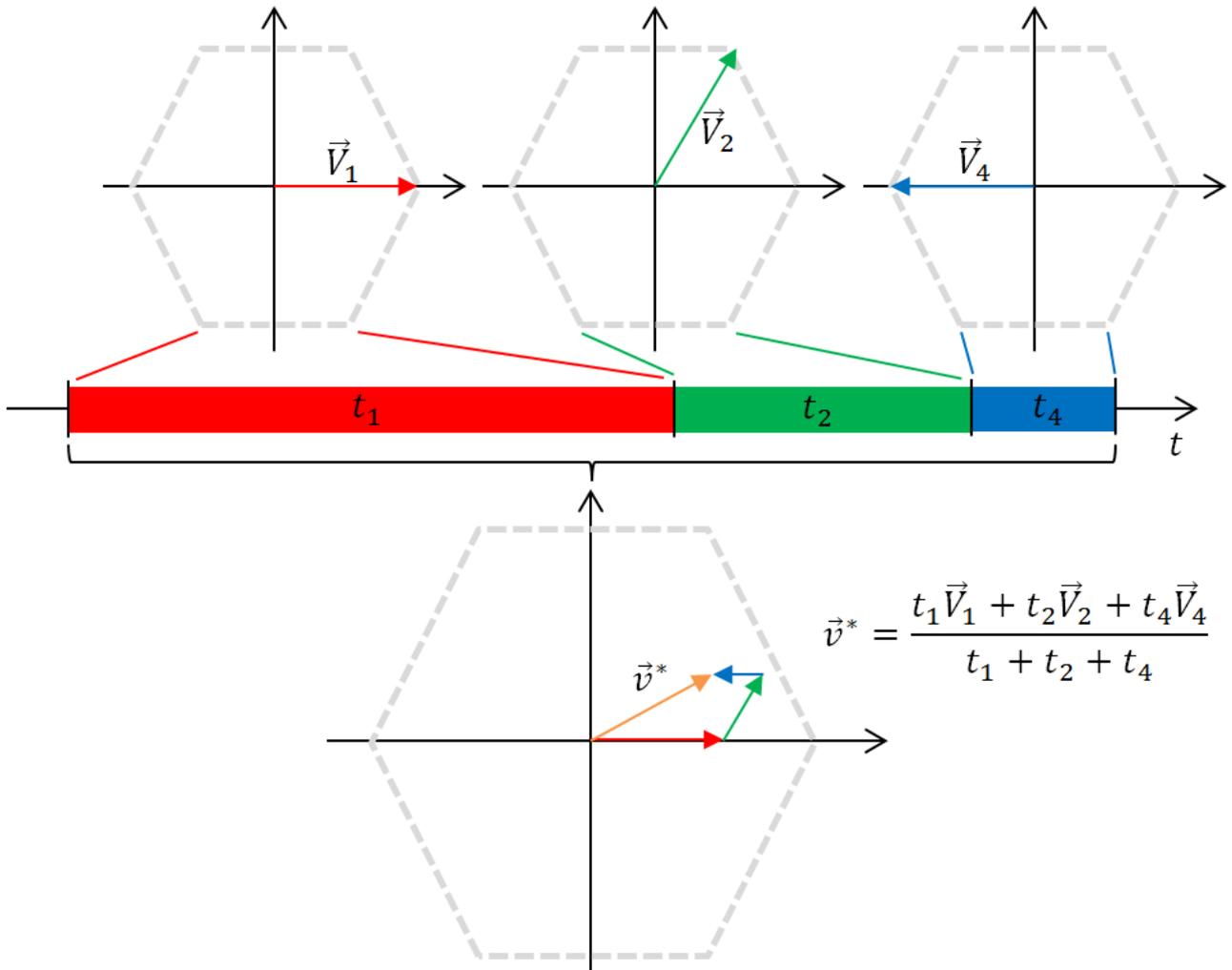


Figura 4.8: Princípio do PWM, visto pela abordagem vetorial. O vetor laranja no gráfico inferior é obtido como a média temporal dos vetores representados nos gráficos superiores.

A Tabela 4.2 indica o setor onde se localiza o vetor espacial em função das extremidades do intervalo que contém o seu argumento.

Tabela 4.2: Divisão em setores a partir do intervalo que contém o argumento do vetor espacial.

$\theta_{inf}$	0	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{6}$	$\pi$	$\frac{7\pi}{6}$	$\frac{4\pi}{3}$	$\frac{3\pi}{2}$	$\frac{5\pi}{3}$	$\frac{11\pi}{6}$
$\theta_{sup}$	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{6}$	$\pi$	$\frac{7\pi}{6}$	$\frac{4\pi}{3}$	$\frac{3\pi}{2}$	$\frac{5\pi}{3}$	$\frac{11\pi}{6}$	$2\pi$
A	I	II		III		IV		V		VI		
B	I	II	III		IV	V		VI		I		

Uma vez determinado em qual setor se localiza o vetor espacial de tensão, estipula-se quais dos vetores  $\vec{V}_i$  podem ser empregados na sua síntese. Uma regra muito comum, mas que não é a única, é utilizar como vetores ativos na síntese de um vetor localizado num setor do tipo A, somente aqueles que delimitam este setor. Por exemplo, se o vetor  $\vec{v}^*$  se localiza no setor A-I, utiliza-se uma combinação dos vetores ativos  $\vec{V}_1$  e  $\vec{V}_2$ , assim como ilustrado na Figura 4.10.

Matematicamente, tem-se que:

$$t_3 = t_4 = t_5 = t_6 = 0 \tag{4.31}$$

A equação ( 4.28) fica na forma:

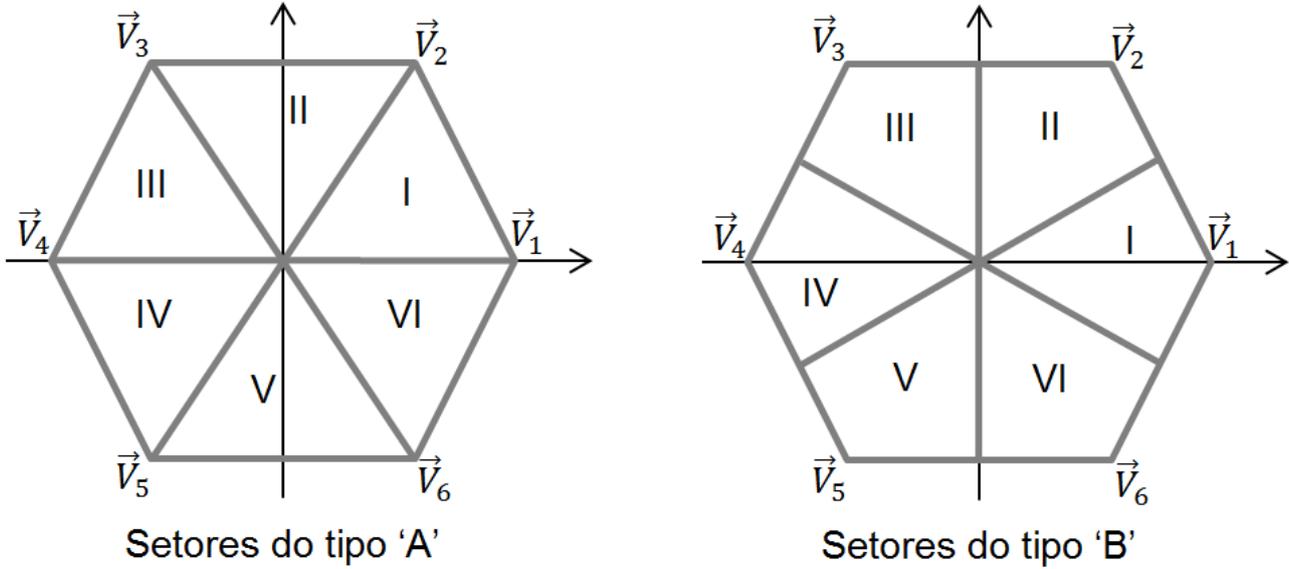


Figura 4.9: Divisão do hexágono de estados em seis setores. Na esquerda, a divisão do tipo ‘A’; na direita, a divisão do tipo ‘B’.

$$\vec{v}^* = \frac{t_1 \vec{V}_1 + t_2 \vec{V}_2}{T_{sw}} \quad (4.32)$$

Uma vez que  $\vec{V}_1$  e  $\vec{V}_2$  são linearmente independentes, a equação ( 4.32) determina de maneira unívoca os valores de  $t_1$  e  $t_2$ . Observa-se que esta regra não impôs nenhuma restrição quanto aos valores de  $t_0$  e  $t_7$ , mas sabe-se pela equação ( 4.29) que a seguinte igualdade deve ser satisfeita:

$$\underbrace{t_1 + t_2}_{\text{vetores ativos}} + \underbrace{t_0 + t_7}_{\text{vetores inativos}} = T_{sw} \quad (4.33)$$

Assim, ainda que esta regra seja capaz de determinar as durações dos vetores ativos ( $t_1$  a  $t_6$ ), não se fixou a duração dos vetores inativos, embora o valor da soma  $t_0 + t_7$  seja conhecido.

#### 4.3.2.2 Particionamento dos vetores inativos

A relação entre a duração de cada um dos vetores inativos  $t_0$  e  $t_7$  é um grau de liberdade em várias estratégias de modulação. Define-se a partição do estado-zero (em inglês, *Zero-State Partitioning* - ZSP) [86] conforme as equações ( 4.34) e ( 4.35).

$$\zeta_0 = \frac{t_0}{t_0 + t_7} \quad (4.34)$$

$$\zeta_7 = \frac{t_7}{t_0 + t_7} \quad (4.35)$$

Estas relações implicam em:

$$\zeta_0 = 1 - \zeta_7 \quad (4.36)$$

Ainda que os vetores espaciais  $\vec{V}_0$  e  $\vec{V}_7$  sejam idênticos, a Tabela 4.1 mostra que a tensão de modo-comum  $\frac{V}{2}S_0$  por eles gerada é diferente ( $S_0 = -1$  para o vetor  $\vec{V}_0$  e  $S_0 = 1$  para o vetor  $\vec{V}_7$ ). Essa diferença faz com que o perfil da tensão de modo-comum seja diferente em função das possíveis variações do valor da partição do estado-zero.

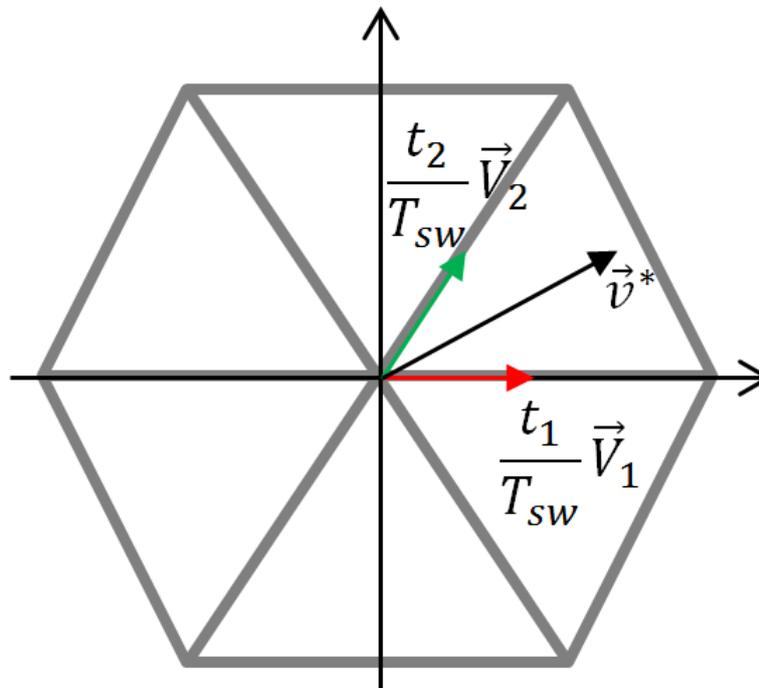


Figura 4.10: Exemplo da síntese de um vetor localizado no setor A-I com o emprego dos vetores  $\vec{V}_1$  e  $\vec{V}_2$ .

Por razões que serão apresentadas na seção 4.4.6, as modulações que possuem o valor de  $\zeta_0$  ou  $\zeta_7$  igual a 0 (se um deles for igual a zero, o outro será igual a 1) são chamadas de descontínuas, enquanto que as demais serão chamadas de contínuas.

### 4.3.3 Figuras de mérito

Para que duas estratégias de chaveamento diferentes possam ser comparadas, é preciso que haja critérios bem estabelecidos para a avaliação dos resultados advindos de sua aplicação. No caso do presente trabalho, os parâmetros de avaliação pertinentes são explanados nas sub-seções a seguir.

#### 4.3.3.1 Perfil da tensão de modo-comum

Neste quesito, a forma da onda de tensão de modo comum é avaliada. Assim como foi afirmado anteriormente, o circuito de modo-comum, para o caso do sistema de geração fotovoltaica, tem um comportamento essencialmente capacitivo, composto pelas capacitâncias parasitas das placas à terra. Uma vez que tais capacitâncias são excitadas quando submetidas a variações da tensão de modo comum, deve-se privilegiar formas de tensão que apresentem menores  $dv/dts$ , garantindo-se assim uma menor circulação de correntes de alta frequência no circuito de aterramento e, portanto, mais desejáveis no tocante às questões de compatibilidade eletromagnética.

#### 4.3.3.2 Tensão eficaz na saída da ponte inversora

Algumas estratégias de modulação utilizam sequências de chaveamento que reduzem o valor eficaz da tensão possível de ser obtido na saída da ponte inversora. Assim sendo, tal limitação deve ser levada em conta durante o projeto e especificação do inversor, de modo que este possa sintetizar uma forma de onda com nível de tensão compatível com o da rede ao qual será conectado.

### 4.3.3.3 Número de chaveamentos ao longo de um ciclo

A mudança de estado de uma chave está diretamente associada a perdas do inversor, uma vez que as perdas são maiores durante o processo de comutação do que no durante a condução. Assim, estratégias que apresentem maior número de comutações por ciclo são desvantajosas do ponto de vista de aquecimento e eficiência global do equipamento.

### 4.3.3.4 Transição entre um estado e outro pela mudança simultânea do estado de mais de uma chave

Algumas estratégias de modulação exigem que haja uma mudança simultânea no estado de duas chaves, o que nem sempre é possível devido aos atrasos e eventuais transitórios de chaveamento. Isso pode fazer com que a ponte inversora passe por um estado indesejado durante a transição. Tal aspecto também deve ser ponderado na escolha de uma dada estratégia de comutação.

## 4.4 Diferentes técnicas de modulações PWM com vistas à redução da corrente de modo comum injetada no sistema

A seguir será apresentada uma série de estratégias de modulação PWM descritas na literatura, com características e finalidades distintas. Muitas delas encontram aplicações na eletrônica de potência, seja em acionamentos elétricos ou no condicionamento de energia, enquanto que outras possuem interesse meramente histórico ou acadêmico.

Assim como será visto, nem todas essas modulações de fato resultarão na redução nos níveis de circulação de corrente pelo circuito de modo comum; todavia, ainda assim elas serão descritas e analisadas, servindo de referência para futuros trabalhos sobre as consequências da aplicação de tais estratégias.

### 4.4.1 PWM senoidal - S-PWM

Esta é a maneira mais simples de se sintetizar formas de onda de tensão senoidal trifásica em uma ponte inversora. Sua implementação escalar é feita a partir da comparação de uma onda triangular de alta frequência (portadora) com três ondas de referência (moduladoras) perfeitamente senoidais. O diagrama da Figura 4.5 poderia ser simplificado de modo a se obter o diagrama da Figura 4.11.

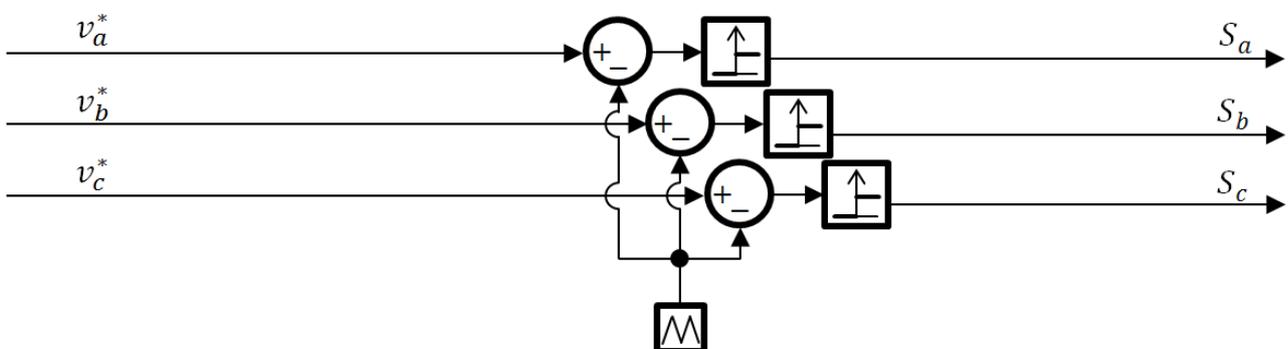


Figura 4.11: Diagrama de blocos para os estados das chaves da modulação S-PWM.

Dentre as variações possíveis encontradas na literatura, tem-se o deslocamento de  $120^\circ$  das ondas triangulares portadoras, método conhecido como S-PWM escalonado (em inglês,

*Staggered PWM*) [69]. Essa alteração seria vista no diagrama da Figura 4.11 como se houvesse três geradores de onda triangulares ao invés de um só, cada um deles com uma dada defasagem.

A tensão de modo-comum na saída do inversor operando em regime S-PWM corresponde à forma de onda indicada na Figura 4.12.

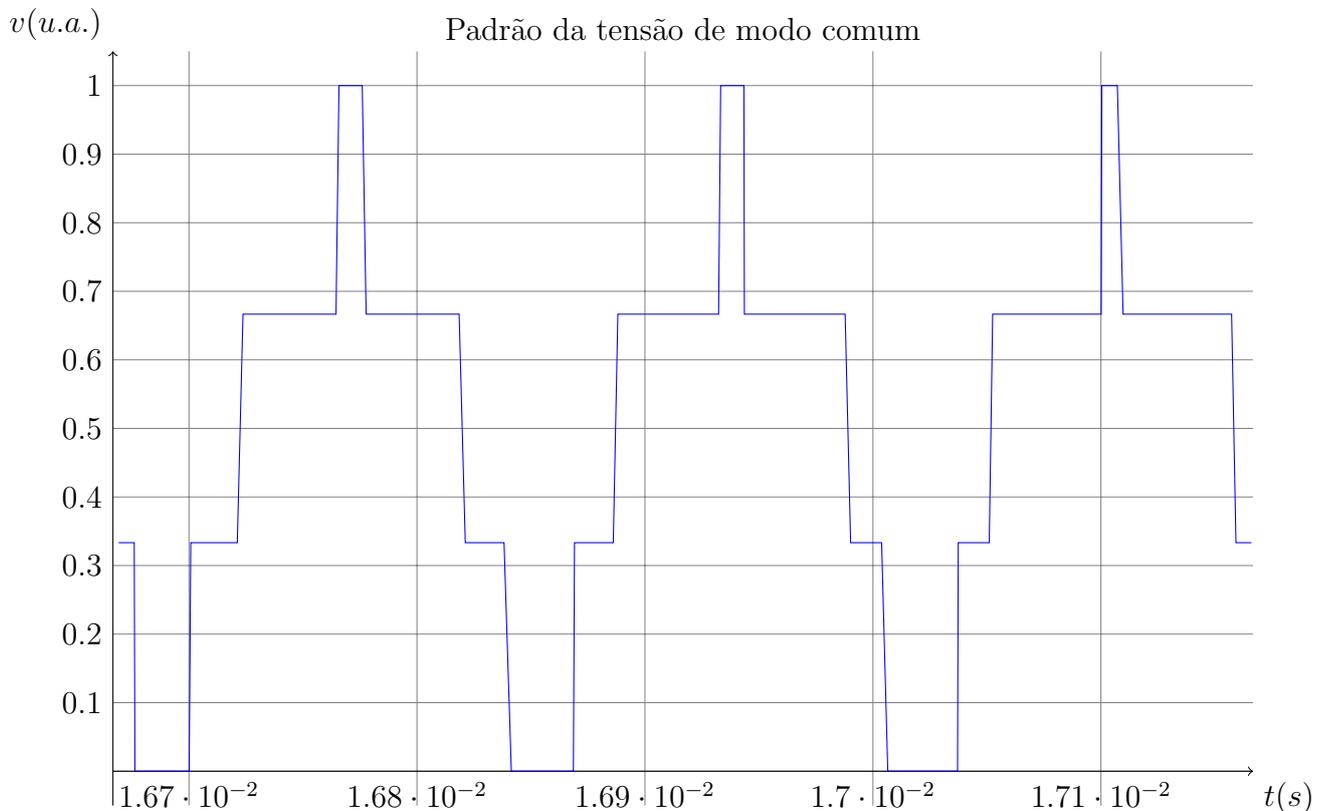


Figura 4.12: Padrão da tensão de modo comum para a modulação S-PWM.

#### 4.4.2 PWM com injeção de terceiro harmônico - THI-PWM

Assim como foi mencionado anteriormente, é possível adicionar aos sinais de referência uma componente de sequência zero. Dentre as possibilidades existentes, ao se adicionar uma onda de tensão senoidal cuja frequência é três vezes maior que a da fundamental e que está em fase com uma das três ondas senoidais de referência, obtém-se o PWM com injeção de terceiro harmônico (em inglês, *Third Harmonic Injection PWM* - THI-PWM).

A implementação escalar do THI-PWM pode ser obtida a partir da modificação do diagrama da Figura 4.11, obtendo-se o esquema ilustrado na Figura 4.13.

O sinal a ser somado às ondas de tensão de referência é dado pela Equação ( 4.37), onde K é um número real que pode ser igual a  $\frac{1}{4}$  [87] ou  $\frac{1}{6}$  [88].

$$v_0^* = K \max(v_a^*) \cos(3\omega + \arg(v_a^*)) \tag{4.37}$$

#### 4.4.3 PWM vetorial - SV-PWM

Assim como foi mostrado na seção 4.3.2, a abordagem vetorial não somente permite que toda uma série de estratégias de modulação seja desenvolvida como também ela facilita a compreensão dos princípios de funcionamento do chaveamento PWM em inversores trifásicos.

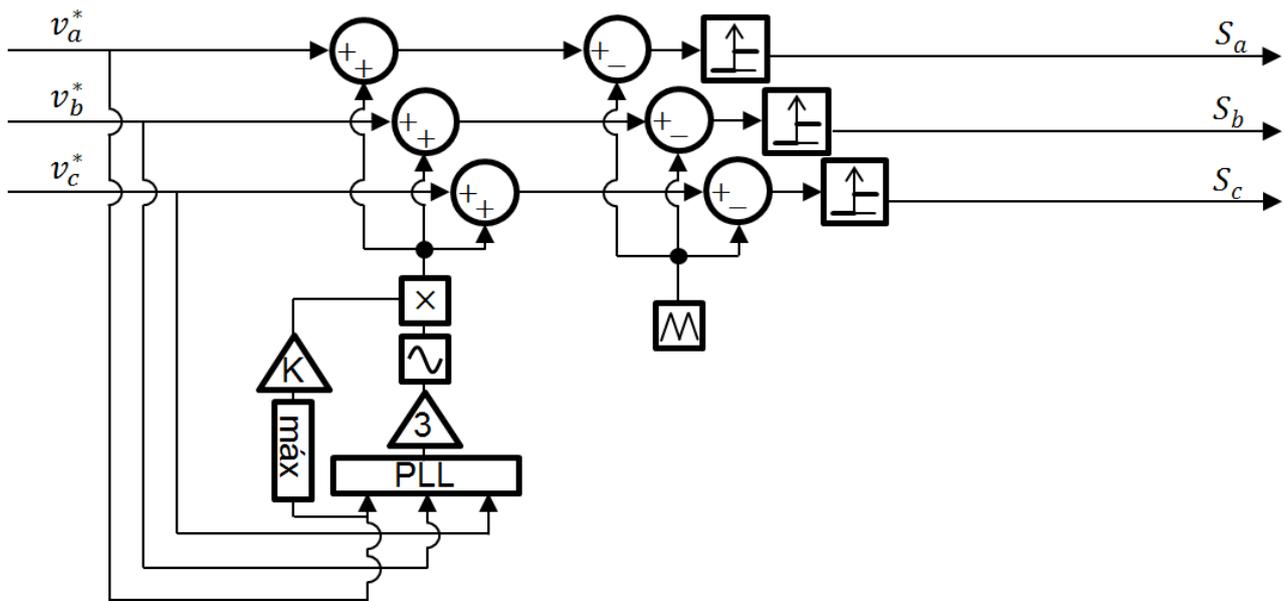


Figura 4.13: Diagrama de blocos para os estados das chaves da modulação THI-PWM.

A modulação PWM vetorial (em inglês, *Space Vector PWM* - SV-PWM) é a forma mais simples de se obter uma sequência de chaveamento a partir da abordagem vetorial. Ele consiste em sintetizar um dado vetor espacial a partir dos vetores ativos que delimitam o setor onde esse se encontra. Essa regra já havia sido mencionada na seção 4.3.2.1, tendo sido também exemplificada com a Figura 4.10, contudo, naquele ponto afirmara-se que não havia uma definição sobre como distribuir os estados inativos 0 e 7, sendo este um grau de liberdade do problema. Na modulação SV-PWM, estes estados terão a mesma duração em cada instante de chaveamento, o que pode ser expresso através da partição de estado-zero introduzida na seção 4.3.2.2:

$$\zeta_0 = \zeta_7 = 0,5 \quad (4.38)$$

A Figura 4.14 ilustra um exemplo da distribuição dos vetores espaciais para a síntese de um vetor situado no setor A-II.

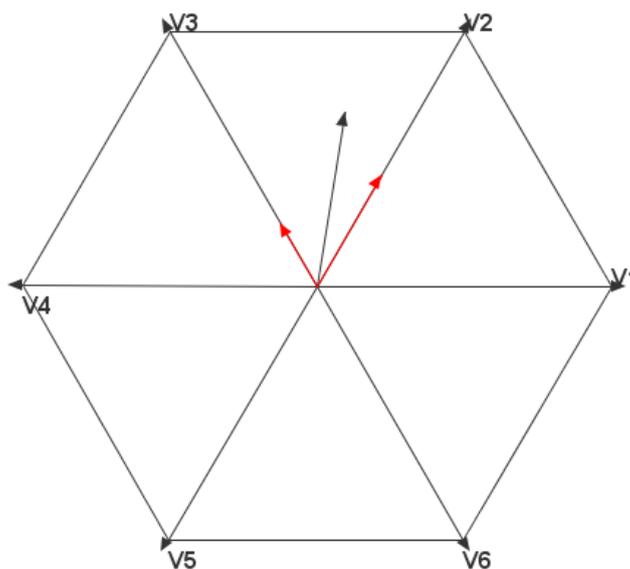


Figura 4.14: Síntese de vetor de tensão no setor A-II através da modulação SV-PWM. Os vetores relativos aos estados inativos 0 e 7, ainda que presentes, não estão representados.

A sequência de chaveamento assim obtida é bastante similar àquelas das modulações S-PWM e THI-PWM, porém com a diferença de que nestas duas últimas a partição de estado-zero varia ao longo do tempo (o que pode ser visto na Figura 4.12, que ilustra um instante onde a tensão de modo-comum permanece por um período de tempo maior no valor 0, associado ao estado  $\vec{V}_0$ , do que no valor 1, associado ao estado  $\vec{V}_7$ ). Assim como será indicado na Tabela 4.15, o fato de não se conhecer a priori a distribuição de tempo dos estados inativos 0 e 7 faz com que não seja possível definir estratégias S-PWM e THI-PWM pela abordagem vetorial.

#### 4.4.3.1 Implementação escalar

Ainda que a ideia da modulação SV-PWM seja essencialmente derivada da abordagem vetorial, sua sequência de chaveamento pode ser obtida de forma escalar, através da injeção de uma tensão de sequência zero apropriada, sendo seu valor no tempo dado pela expressão 4.39.

$$v_0^* = 0,5v_i^*, \text{ onde } v_i^* \begin{cases} v_a^* & \text{se } |v_a^*| \leq |v_b^*|, |v_c^*| \\ v_b^* & \text{se } |v_b^*| \leq |v_a^*|, |v_c^*| \\ v_c^* & \text{se } |v_c^*| \leq |v_a^*|, |v_b^*| \end{cases} \quad (4.39)$$

A implementação escalar do SV-PWM pode ser obtida a partir da modificação do diagrama da Figura 4.13, gerando-se o diagrama da Figura 4.15.

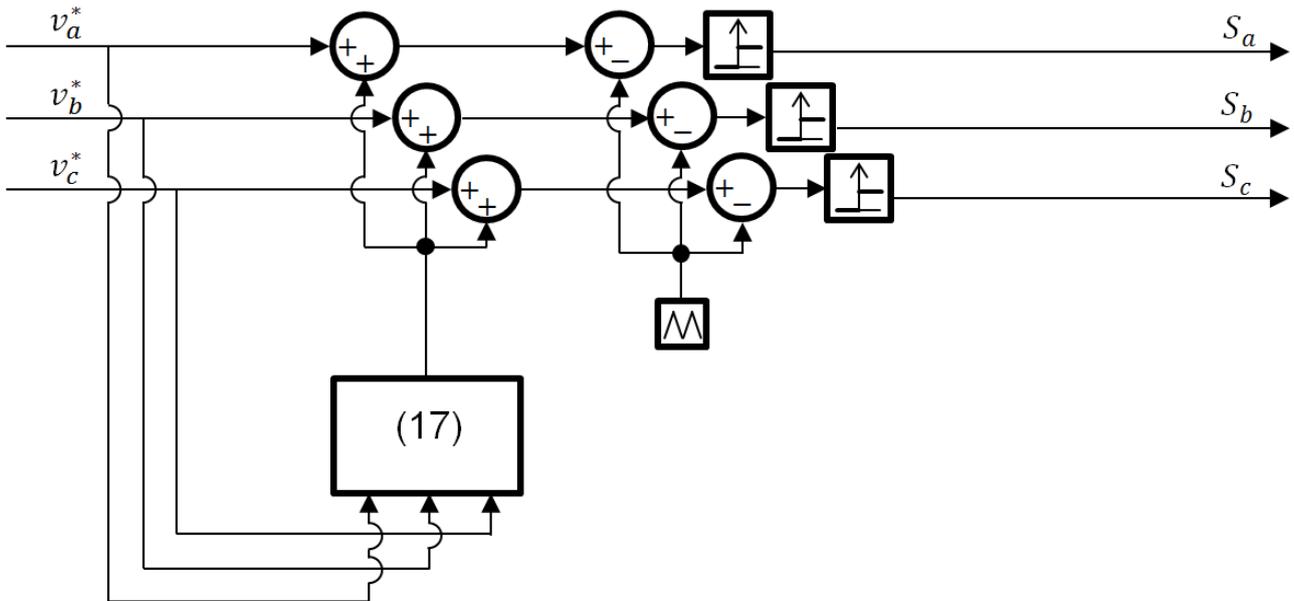


Figura 4.15: Diagrama de blocos para os estados das chaves da modulação SV-PWM.

#### 4.4.3.2 Implementação vetorial

A partir do momento que se definiu as regras que determinam os vetores que podem ser utilizados para a síntese de uma dada tensão, pode-se calcular digitalmente as durações de cada estado das chaves a partir das equações ( 4.28) e ( 4.29).

No caso do SV-PWM, assim como foi mencionado anteriormente, só são utilizados os vetores ativos que delimitam o setor onde se encontra o vetor a ser sintetizado (ou seja, se o vetor se encontra no setor A-I, usa-se  $\vec{V}_1$  e  $\vec{V}_2$ , no setor A-II, utiliza-se  $\vec{V}_2$  e  $\vec{V}_3$ , no setor A-III, emprega-se  $\vec{V}_3$  e  $\vec{V}_4$ , e assim por diante), sendo que, para se satisfazer a equação ( 4.29), o tempo que sobra é distribuído igualmente entre os estados inativos  $\vec{V}_0$  e  $\vec{V}_7$ .

O período de chaveamento possui uma simetria na distribuição dos vetores, sendo que este deve começar e terminar com o mesmo estado. Um vetor do setor A-I (que segundo as regras do SV-PWM só pode ser sintetizado a partir dos vetores ativos 1 e 2 e dos inativos 0 e 7) é formado pela sequência 7-2-1-0-1-2-7, ou seja, ao se calcular a duração dos estados por período de chaveamento  $t_i$ , deve-se dividir por 2 o valor obtido de modo que o estado seja simetricamente repartido.

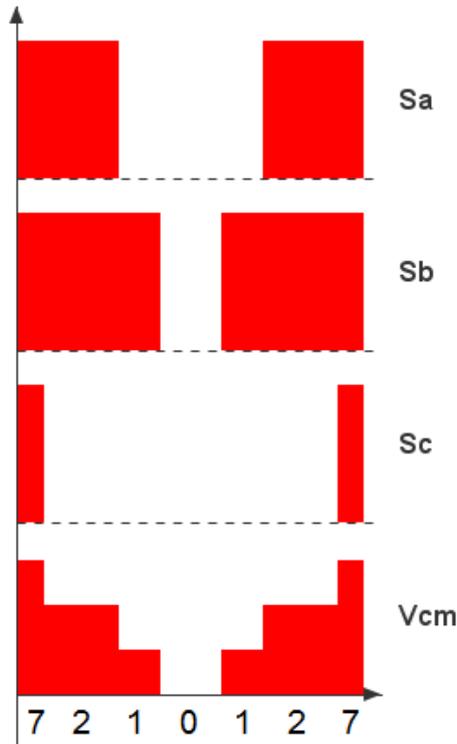


Figura 4.16: Estado de cada uma das chaves ao longo de um período de chaveamento para a modulação SV-PWM no setor A-I.

Essa descrição dos estados de cada setor pode ser feita da forma representada na Tabela 4.3, onde, por razões de simplicidade, omite-se a segunda metade do período de chaveamento; por exemplo, onde está indicado 7210, deve-se entender 7210127. Os cálculos utilizados na obtenção da duração dos estados das chaves estão indicados na seção A.1 do apêndice.

Tabela 4.3: Sequência de estados na modulação SV-PWM.

$\theta_{sup}$	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{6}$	$\pi$	$\frac{7\pi}{6}$	$\frac{4\pi}{3}$	$\frac{3\pi}{2}$	$\frac{5\pi}{3}$	$\frac{11\pi}{6}$	$2\pi$
A	I		II		III		IV		V		VI	
B	I	II	III		IV		V	VI		I		
seq.	7210		7230		7430		7450		7650		7610	

Ao contrário do que é observado nas Figuras 4.12, nota-se que os instantes de tempo em que a tensão está nos patamares mínimo e máximo, relativos respectivamente aos estados inativos  $\vec{V}_0$  e  $\vec{V}_7$ , têm durações iguais em cada ciclo.

#### 4.4.4 PWM do estado zero ativo - AZS-PWM

O uso dos estados inativos 0 e 7 faz com que as ondas de tensão de modo-comum atinjam seus valores extremos: no caso do estado 0, a tensão é a menor possível, enquanto que no caso 7 ela é a maior, assim como foi mostrado na Tabela 4.1.

Uma possível maneira de se evitar que a tensão de modo-comum alcance tais patamares é substituindo os estados 0 e 7 por combinações de outros estados que acabem por ter um efeito nulo sobre a tensão sintetizada.

Na família de modulações PWM do estado zero ativo (em inglês, *Active-Zero State PWM* - AZS-PWM), os estados inativos são substituídos por uma soma de estados ativos opostos. Como resultado, a tensão de modo comum na saída da ponte inversora alterna entre dois valores:  $-\frac{V_{DC}}{6}$  (quando os estados das chaves forem pares, 2, 4 e 6) e  $\frac{V_{DC}}{6}$  (para o caso dos estados ímpares, 1, 3 e 5).

#### 4.4.4.1 Implementação escalar

Assim como no caso das modulações THI-PWM e SV-PWM, para a presente técnica também pode-se obter a sequência de chaveamento através da abordagem escalar, mediante a injeção de uma tensão de sequência zero apropriada. No caso das modulações da família AZS-PWM, a tensão injetada é a mesma da SV-PWM, dada pela Equação ( 4.39) , entretanto, o que fará a diferença neste caso será a variação da portadora com a qual se compara o sinal de referência, sendo que ela dependerá do setor em que se encontra o vetor espacial a ser sintetizado, assim como indicado na Tabela 4.4. Esta pode ser lida da seguinte maneira: o sinal ‘+’ indica que se deve comparar com uma portadora triangular em fase com o sinal de referência, enquanto que o sinal ‘-’ indica que se deve comparar com uma portadora em oposição de fase (isto é, multiplicada por  $-1$ ).

Tabela 4.4: Seleção da portadora em função do setor do vetor espacial para a modulação AZS-PWM.

$\theta_{sup}$	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{6}$	$\pi$	$\frac{7\pi}{6}$	$\frac{4\pi}{3}$	$\frac{3\pi}{2}$	$\frac{5\pi}{3}$	$\frac{11\pi}{6}$	$2\pi$
A	I		II		III		IV		V		VI	
B	I	II	III		IV	V	VI		I			
1	A	-	-	-	+	+	+					
	B	+	+	-	-	-	-	+				
	C	-	+	+	+	-	-	-	+			
3	A	+	+	-	-	-	-	+				
	B	-	+	+	+	-	-	-	+			
	C	-	-	-	-	+	+	+				

A implementação escalar do AZS-PWM pode ser obtida a partir da modificação do diagrama da Figura 4.15, obtendo-se o diagrama da Figura 4.17. Nele, observa-se a presença de um bloco “Setor A”, que é o responsável por determinar em qual dos seis possíveis setores (de I a VI) se encontra o vetor de referência. Com esta informação, o bloco “Tabela 4.4” comanda o multiplexador que seleciona a portadora a ser utilizada (aquela que está em fase ou a que está em oposição).

#### 4.4.4.2 Implementação vetorial

As modulações AZS-PWM utilizam a mesma regra do SV-PWM de utilizar somente os vetores ativos que delimitam o setor onde se encontra o vetor a ser sintetizado (ou seja, se o vetor se encontra no setor A-I, usa-se  $\vec{V}_1$  e  $\vec{V}_2$ ), porém, para se satisfazer a equação ( 4.29), o tempo que sobra é distribuído igualmente entre estados ativos opostos.

Nas modulações 1 e 2, os vetores opostos não estão alinhados com aqueles que já foram utilizados (ou seja, se o vetor se encontra no setor A-I, distribui-se o tempo que sobrou com os vetores  $\vec{V}_3$  e  $\vec{V}_6$ ; no setor A-II, com os vetores  $\vec{V}_1$  e  $\vec{V}_4$ ; no setor A-III, com  $\vec{V}_2$  e  $\vec{V}_5$ , e assim por diante), enquanto que a modulação 3 repete um dos vetores já utilizados (ou seja, se o vetor se

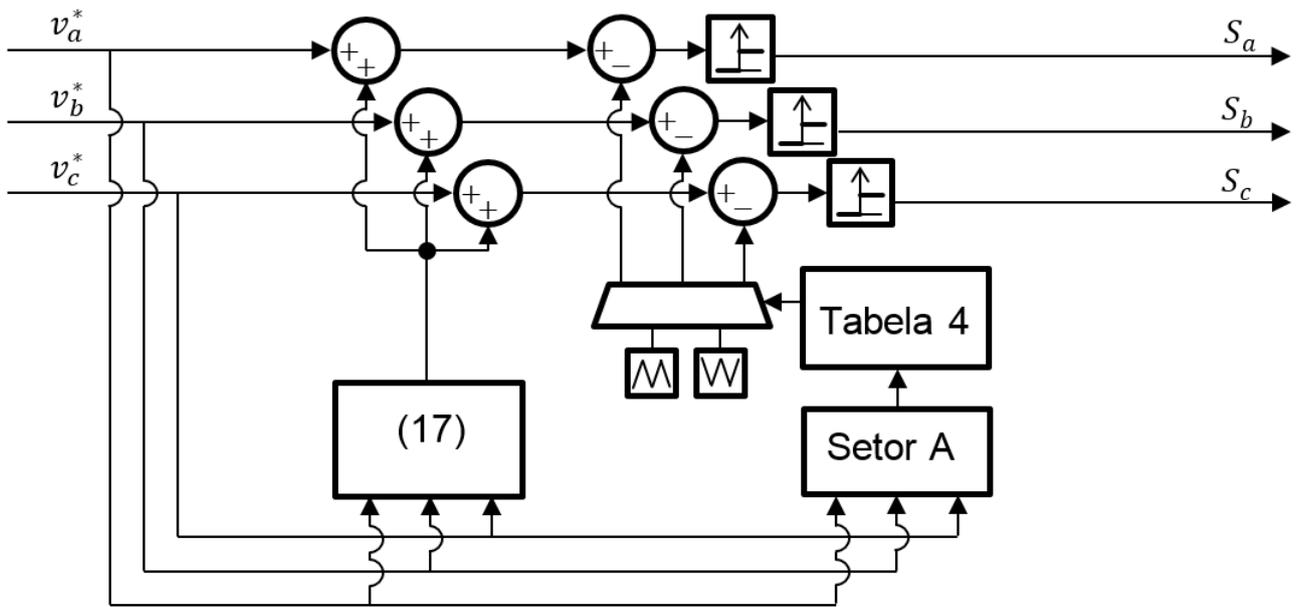


Figura 4.17: Diagrama de blocos para os estados das chaves da modulação AZS-PWM.

encontra no setor A-I, distribui-se o tempo que sobrou com o vetor  $\vec{V}_4$  e acrescentando tempo ao já utilizado vetor  $\vec{V}_1$ ). As Figuras 4.18 e 4.19 ilustram a síntese de um vetor situado no setor A-I.

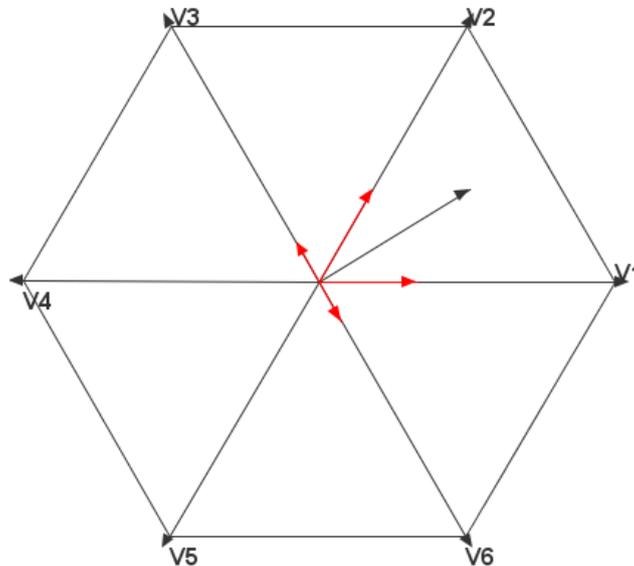


Figura 4.18: Síntese do vetor de tensão através das modulações AZS-PWM-1 e AZS-PWM-2.

Vale ressaltar que, uma vez que a soma  $t_0 + t_7$  é igual a zero, não faz sentido se definir uma função de partição do estado zero  $\zeta$  para as modulações AZS-PWM.

A sequência de estados das chaves para cada período de chaveamento é dada na Tabela 4.5, cuja interpretação é feita de maneira similar àquela exemplificada para o caso da Tabela 4.3.

#### 4.4.5 PWM com estado remoto - RS-PWM

Uma maneira de se diminuir a ocorrência de correntes de modo-comum no sistema é através da redução do número de variações do nível de tensão de modo-comum ao longo de um ciclo

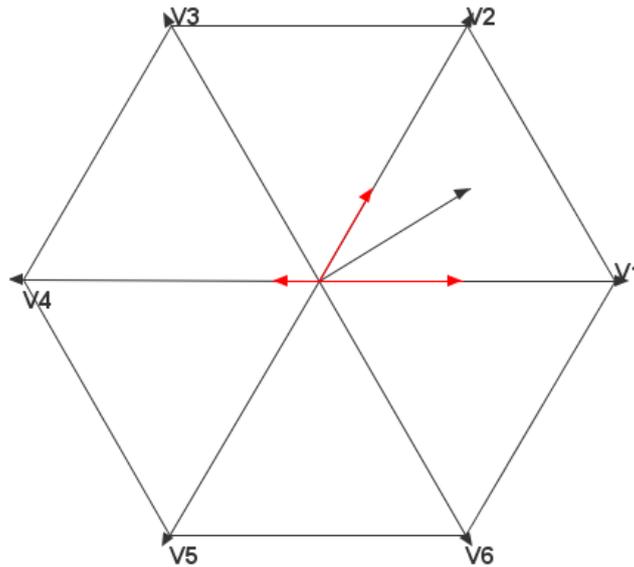


Figura 4.19: Síntese do vetor de tensão através da modulação AZS-PWM-3.

Tabela 4.5: Sequência de estados nas modulações AZS-PWM.

$\theta_{sup}$	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{6}$	$\pi$	$\frac{7\pi}{6}$	$\frac{4\pi}{3}$	$\frac{3\pi}{2}$	$\frac{5\pi}{3}$	$\frac{11\pi}{6}$	$2\pi$
A	I		II		III		IV		V		VI	
B	I	II	III	IV	V	VI	I					
1	3216		4321		5432		6543		1654		2165	
2	6213		1324		2435		3546		4651		5162	
3	124		235		346		451		562		613	

de chaveamento; tal como se demonstrou na seção 4.2, são as variações dessa tensão, e não o seu valor absoluto, que induzem a circulação de tais correntes.

A modulação PWM com estado remoto (em inglês, *Remote-State PWM*, RS-PWM) utiliza ao longo de um dado ciclo de chaveamento somente os estados que produzem o mesmo o nível de tensão de modo-comum (ou seja, apenas os estados 1, 3 e 5 ou os estados 2, 4 e 6), não havendo portanto  $\frac{dv}{dt}$  ao longo do ciclo.

#### 4.4.5.1 Implementação escalar

Assim como para a modulação AZS-PWM, pode-se obter a sequência de chaveamento através da abordagem escalar mediante a injeção de uma tensão de sequência zero apropriada e com a variação da portadora, com a qual se compara o sinal de referência a depender do setor em que se encontra o vetor espacial a ser sintetizado.

No caso das modulações da família RS-PWM, a tensão injetada é dada pelas equações ( 4.40), ( 4.41) e ( 4.42), enquanto que a variação da portadora se dá segundo as indicações da Tabela 4.6 (cuja leitura é feita de maneira similar ao que já foi explicado na seção 4.4.4.1, com a Tabela 4.4). Contudo, além do sinal de referência de sequência zero e da inversão de fase da portadora, somente o estado de duas das chaves é determinado, sendo que o da terceira será uma função dos estados das duas primeiras (a possibilidade de se fazer isso já tinha sido prevista na seção 4.3.1), estando a expressão booleana do estado da chave também está indicada na Tabela 4.6.

$$\text{RS-PWM-1 e RS-PWM-2A: } v_0^* = -\frac{1}{3} \quad (4.40)$$

$$\text{RS-PWM-2B: } v_0^* = \frac{1}{3} \quad (4.41)$$

$$\text{RS-PWM-3: } v_0^* \begin{cases} -\frac{1}{3} & \text{se } v_0^* \text{ estiver no setor B.I, B.III ou B.V} \\ \frac{1}{3} & \text{se } v_0^* \text{ estiver no setor B.II, B.IV ou B.VI} \end{cases} \quad (4.42)$$

Tabela 4.6: Seleção da portadora e função lógica das portas em função do setor do vetor espacial para a modulação RS-PWM.

$\theta_{sup}$	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{6}$	$\pi$	$\frac{7\pi}{6}$	$\frac{4\pi}{3}$	$\frac{3\pi}{2}$	$\frac{5\pi}{3}$	$\frac{11\pi}{6}$	$2\pi$
A	I		II		III		IV		V		VI	
B	I	II	III		IV		V	VI		I		
1	A	$\overline{B+C}$										
	B	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
	C	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
2A	A	$\overline{B+C}$		+	+	+	+	+	+	$\overline{B+C}$		
	B	+	$\overline{A+C}$		$\overline{A+C}$	-	-	-	-	+	+	
	C	-	-	-	-	$\overline{A+B}$	$\overline{A+B}$	-	-	-	-	
2B	A	-	-	$\overline{B.C}$		$\overline{B.C}$	+	+	+	+	+	
	B	+	+	+	+	+	+	$\overline{A.C}$	$\overline{A.C}$	+	+	
	C	$\overline{A.B}$		$\overline{A.B}$	-	-	-	-	-	-	-	
3	A	$\overline{B+C}$	-	+	+	$\overline{B.C}$	+	+	+	+	$\overline{B+C}$	
	B	+	+	$\overline{A+C}$	+	+	-	-	$\overline{A.C}$	+	+	
	C	-	$\overline{A.B}$	-	-	-	$\overline{A+B}$	$\overline{A+B}$	-	-	-	

#### 4.4.5.2 Implementação vetorial

Ao contrário das modulações SV-PWM e AZS-PWM, que adotam a regra de utilizar os vetores que delimitam o setor, a família de modulações RS-PWM utiliza somente os vetores com mesmo valor para a tensão de modo-comum. Supondo que os vetores 1, 3 e 5 sejam escolhidos, tem-se:

$$t_2 = t_4 = t_6 = t_0 = t_7 = 0 \quad (4.43)$$

Logo, as equações ( 4.28) e ( 4.29) assumem a forma:

$$\vec{v}^* = \frac{t_1 \vec{V}_1 + t_3 \vec{V}_3 + t_5 \vec{V}_5}{T_{sw}} \quad (4.44)$$

$$T_{sw} = t_1 + t_3 + t_5 \quad (4.45)$$

Uma vez que a primeira igualdade se desdobra em duas equações (parte real e parte imaginária dos números complexos), tem-se que o sistema é formado por três equações e três incógnitas ( $t_1$ ,  $t_3$  e  $t_5$ ), sendo portanto determinado e possuindo uma única solução.

Caso os vetores 2, 4 e 6 tivessem sido escolhidos, ter-se-ia:

$$\vec{v}^* = \frac{t_2 \vec{V}_2 + t_4 \vec{V}_4 + t_6 \vec{V}_6}{T_{sw}} \quad (4.46)$$

$$T_{sw} = t_2 + t_4 + t_6 \quad (4.47)$$

As Figuras 4.20 e 4.21 ilustram a síntese de um vetor situado no setor A-I a partir da combinação de vetores cuja tensão de modo-comum é a mesma.

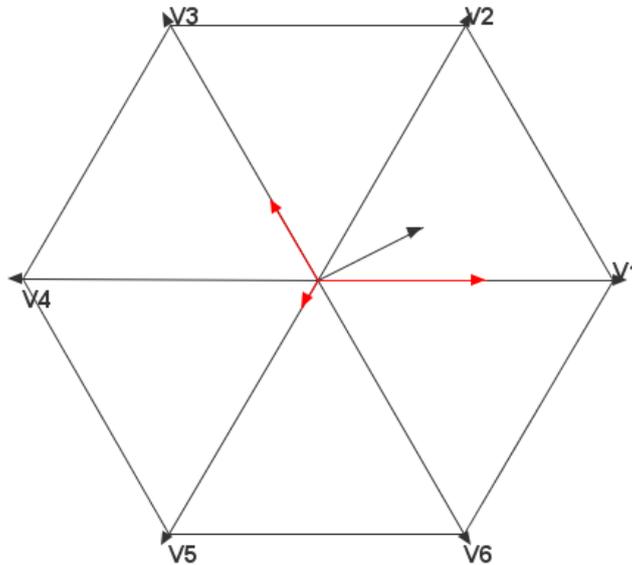


Figura 4.20: Síntese do vetor de tensão através das modulações RS-PWM-1 e RS-PWM-2A.

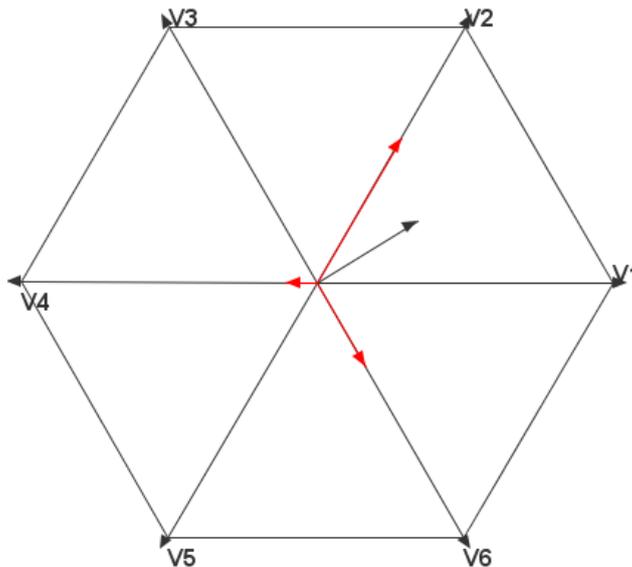


Figura 4.21: Síntese do vetor de tensão através da modulação RS-PWM-2B.

Assim como para as modulações AZS-PWM, tem-se que a soma  $t_0 + t_7$  é igual a zero, de modo que também não faz sentido se definir uma função de partição do estado zero  $\zeta$  para as modulações RS-PWM.

A sequência de estados das chaves para cada período de chaveamento é dada na Tabela 4.7. Os cálculos utilizados na obtenção da duração dos estados das chaves estão indicados na seção A.2 do apêndice.

Ao contrário das demais estratégias de modulação, este possui a características de manter a tensão de modo comum num valor constante não nulo ao longo do tempo (no caso da modulação RS-PWM-3, o valor não é constante, porém há apenas seis variações para cada período da rede, ou seja, a frequência das transições é muito menor do que a frequência de chaveamento). Assim como foi mencionado na introdução, essa propriedade é particularmente interessante para o escopo do presente trabalho (compatibilidade eletromagnética), uma vez que são as rápidas

Tabela 4.7: Sequência de estados nas modulações RSPWM.

$\theta_{sup}$	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{6}$	$\pi$	$\frac{7\pi}{6}$	$\frac{4\pi}{3}$	$\frac{3\pi}{2}$	$\frac{5\pi}{3}$	$\frac{11\pi}{6}$	$2\pi$
A	I		II		III		IV		V		VI	
B	I	II	III	IV	V	VI	I					
1	315		315		315		315		315		315	
2A	315		135		135		153		153		315	
2B	426		426		246		246		264		264	
3	315	426	135	246	153	264	315					

variações de tensão que excitam as capacitâncias parasitas das placas fotovoltaicas, produzindo correntes indesejadas.

#### 4.4.6 PWM descontínuo - D-PWM

As modulações descontínuas são aquelas em que as chaves de uma das meia-pontes permanece num mesmo estado ao longo de um ciclo de chaveamento. Assim, tem-se um menor número de transições de estados para um mesmo período, o que acaba por reduzir as perdas associadas ao chaveamento (assim como mencionado na seção 4.3.3.3).

##### 4.4.6.1 Implementação escalar

Assim como para as modulações THI-PWM e SV-PWM, pode-se obter a sequência de chaveamento através da abordagem escalar mediante a injeção de uma tensão de sequência zero apropriada, cujas expressões estão indicadas nas equações ( 4.48) - ( 4.53) para cada uma das variações da família D-PWM.

$$\text{D-PWM-1: } v_0^* = \text{sgn}(v_i^*) - v_i^*, \text{ onde } v_i^* \begin{cases} v_a^* & \text{se } |v_a^*| \geq |v_b^*|, |v_c^*| \\ v_b^* & \text{se } |v_b^*| \geq |v_a^*|, |v_c^*| \\ v_c^* & \text{se } |v_c^*| \geq |v_a^*|, |v_b^*| \end{cases} \quad (4.48)$$

$$\text{D-PWM-0: } v_0^* = \text{sgn}(v_i^*) - v_i^*, \text{ onde } v_i^* \begin{cases} v_a^* & \text{se } |v_a^*| \geq |v_b^{**}|, |v_c^{**}| \\ v_b^* & \text{se } |v_b^*| \geq |v_a^{**}|, |v_c^{**}| \\ v_c^* & \text{se } |v_c^*| \geq |v_a^{**}|, |v_b^{**}| \end{cases} \quad (4.49)$$

$$\text{D-PWM-2: } v_0^* = \text{sgn}(v_i^*) - v_i^*, \text{ onde } v_i^* \begin{cases} v_a^* & \text{se } |v_a^*| \geq |v_b^{**}|, |v_c^{**}| \\ v_b^* & \text{se } |v_b^*| \geq |v_a^{**}|, |v_c^{**}| \\ v_c^* & \text{se } |v_c^*| \geq |v_a^{**}|, |v_b^{**}| \end{cases} \quad (4.50)$$

$$\text{D-PWM-3: } v_0^* = \text{sgn}(v_i^*) - v_i^*, \text{ onde } v_i^* \begin{cases} v_a^* & \text{se } |v_k^*| \leq |v_a^*| \leq |v_j^*|, (k; j)^2 \in \{b; c\}^2 \\ v_b^* & \text{se } |v_k^*| \leq |v_b^*| \leq |v_j^*|, (k; j)^2 \in \{a; c\}^2 \\ v_c^* & \text{se } |v_k^*| \leq |v_c^*| \leq |v_j^*|, (k; j)^2 \in \{a; b\}^2 \end{cases} \quad (4.51)$$

$$\text{D-PWM-MAX: } v_0^* = 1 - v_i^*, \text{ onde } v_i^* \begin{cases} v_a^* & \text{se } v_a^* \geq v_b^*, v_c^* \\ v_b^* & \text{se } v_b^* \geq v_a^*, v_c^* \\ v_c^* & \text{se } v_c^* \geq v_a^*, v_b^* \end{cases} \quad (4.52)$$

$$\text{D-PWM-MIN: } v_0^* = 1 - v_i^*, \text{ onde } v_i^* \begin{cases} v_a^* & \text{se } v_a^* \leq v_b^*, v_c^* \\ v_b^* & \text{se } v_b^* \leq v_a^*, v_c^* \\ v_c^* & \text{se } v_c^* \leq v_a^*, v_b^* \end{cases} \quad (4.53)$$

#### 4.4.6.2 Implementação vetorial

Todas as estratégias de modulação da família D-PWM utilizam os vetores ativos que delimitam o setor onde se encontra o vetor a ser sintetizado, sendo, portanto, a mesma regra do SV-PWM e do AZS-PWM. A diferença entre elas é a forma como o vetor nulo é sintetizado:

- No caso do SV-PWM, usa-se os estados 0 e 7 com durações iguais;
- No caso do AZS-PWM, usa-se vetores ativos opostos que se cancelam;
- Nos casos do D-PWM, emprega-se a cada período de chaveamento ou somente o estado 0 ou somente o estado 7.

Emprega-se a sequência de estados das chaves apresentada na Tabela 4.8, para cada período de chaveamento. Os cálculos utilizados na obtenção da duração dos estados das chaves estão indicados na seção A.1 do apêndice.

Tabela 4.8: Sequência de estados nas modulações D-PWM.

$\theta_{sup}$	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{6}$	$\pi$	$\frac{7\pi}{6}$	$\frac{4\pi}{3}$	$\frac{3\pi}{2}$	$\frac{5\pi}{3}$	$\frac{11\pi}{6}$	$2\pi$
A	I		II		III		IV		V		VI	
B	I	II		III		IV		V		VI		I
1	721	210	230	723	743	430	450	745	765	650	610	761
0	210		723		430		745		650		761	
2	721		230		743		450		765		610	
3	210	721	723	230	430	743	745	450	650	765	761	610
MAX	721		723		743		745		765		761	
MIN	210		230		430		450		650		610	

Uma maneira alternativa de se representar os estados da Tabela 4.8 é a partir da definição do valor da partição do estado-zero  $\zeta$ , que foi introduzida na seção 4.3.2.2. Uma vez que os vetores ativos empregados na síntese do vetor são aqueles delimitam o setor (por exemplo, observa-se para todas as modulações D-PWM os estados 1 e 2 são usados no setor A-I, de maneira similar ao que foi como indicado na Tabela 4.3 para a modulação SV-PWM), basta somente determinar a distribuição dos vetores inativos: no caso do SV-PWM, se tinha  $\zeta_0 = \zeta_7 = 0,5$ , enquanto que para os PWM descontínuos tem-se os valores de  $\zeta_0$  indicados na Tabela 4.9.

Tabela 4.9: Valor da partição do estado zero  $\zeta_0$  para as modulações PWM descontínuas.

$\theta_{sup}$	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{6}$	$\pi$	$\frac{7\pi}{6}$	$\frac{4\pi}{3}$	$\frac{3\pi}{2}$	$\frac{5\pi}{3}$	$\frac{11\pi}{6}$	$2\pi$
A	I		II		III		IV		V		VI	
B	I	II	III		IV		V		VI		I	
1	0	1	0		1		0		1		0	
0	1		0		1		0		1		0	
2	0		1		0		1		0		1	
3	1	0	1		0		1		0		1	
MAX	0											
MIN	1											

#### 4.4.7 PWM de estado próximo - NS-PWM

Na modulação PWM de estado próximo (em inglês, *Near State PWM* - NS-PWM), utiliza-se somente os 3 vetores ativos mais próximos do vetor a ser sintetizado. Tem-se que esta também é considerada uma estratégia de modulação descontínua, uma vez que as chaves de uma das meia-pontes permanecem num mesmo estado ao longo do período de chaveamento.

### 4.4.7.1 Implementação escalar

Assim como para a modulação AZS-PWM, pode-se obter a sequência de chaveamento através da abordagem escalar mediante a injeção de uma tensão de sequência zero apropriada e com a variação da portadora com a qual se compara o sinal de referência a depender do setor em que se encontra o vetor espacial a ser sintetizado. No caso da modulação NS-PWM, a tensão injetada é a mesma do D-PWM-1, dada pela Equação ( 4.48) enquanto que a variação da portadora se dá segundo as indicações da Tabela 4.10.

Tabela 4.10: Seleção da portadora em função do setor do vetor espacial para a modulação NS-PWM.

$\theta_{sup}$	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{6}$	$\pi$	$\frac{7\pi}{6}$	$\frac{4\pi}{3}$	$\frac{3\pi}{2}$	$\frac{5\pi}{3}$	$\frac{11\pi}{6}$	$2\pi$
A	I		II		III		IV		V		VI	
B	I	II	III	IV	V	VI	I					
A	+	-	-	+	+	+	+					
B	+	+	+	-	-	+	+					
C	-	+	+	+	+	+	+				-	-

A implementação escalar do NS-PWM pode ser obtida a partir da modificação do diagrama da Figura 4.17, obtendo-se o diagrama da Figura 4.22.

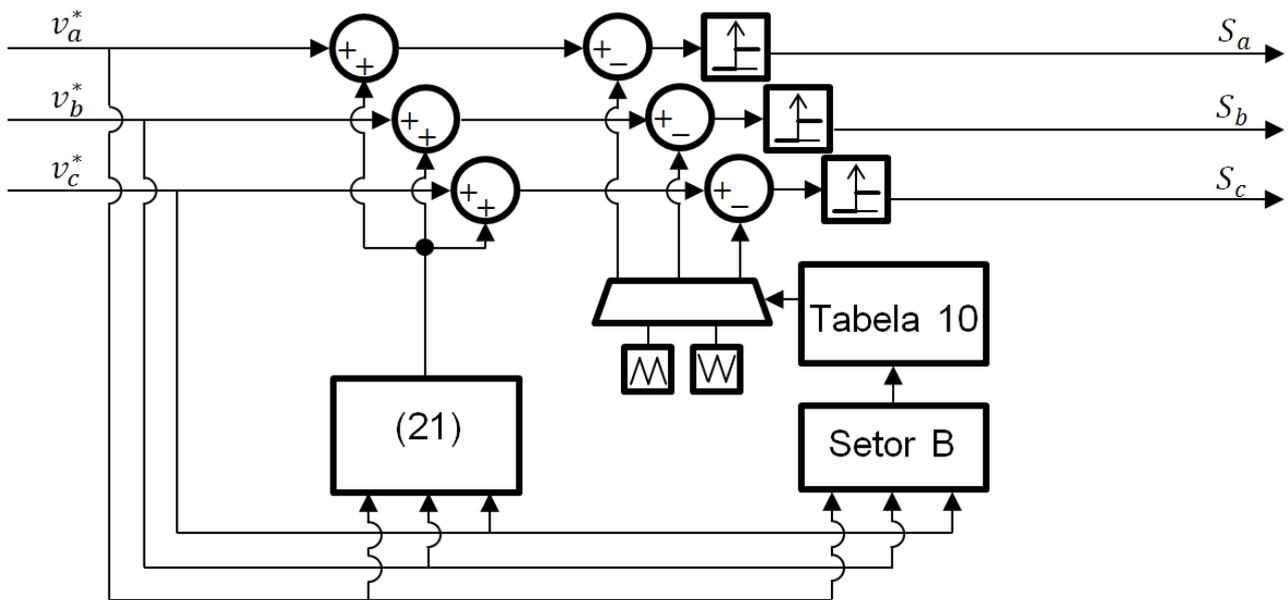


Figura 4.22: Diagrama de blocos para os estados das chaves da modulação NS-PWM.

### 4.4.7.2 Implementação vetorial

Assim como na modulação RS-PWM, escolhe-se somente três vetores ativos para se sintetizar um dado vetor espacial de tensão. Entretanto, o critério para a escolha é diferente, sendo que somente os três vetores mais próximos poderão ser utilizados; isso será feito determinando-se em qual dos setores do tipo B o vetor se encontra.

Supondo que o vetor a ser sintetizado se encontre no setor B-X, tem-se que somente os vetores X, X+1 e X-1 poderão ser utilizados. Assim:

$$t_k = 0, k \neq i + 1, i, i - 1 \tag{4.54}$$

Logo, as equações ( 4.28) e ( 4.29) assumem a forma:

$$\vec{v}^* = \frac{t_{i-1}\vec{V}_{i-1} + t_i\vec{V}_i + t_{i+1}\vec{V}_{i+1}}{T_{sw}} \tag{4.55}$$

$$T_{sw} = t_{i-1} + t_i + t_{i+1} \tag{4.56}$$

Assim como para a modulação RS-PWM, tem-se que o sistema é constituído por três equações e três incógnitas, sendo portanto determinado e possuindo uma única solução. A Figura 4.23 ilustra a síntese de vetor espacial situado no setor A-I (e também no setor B-I).

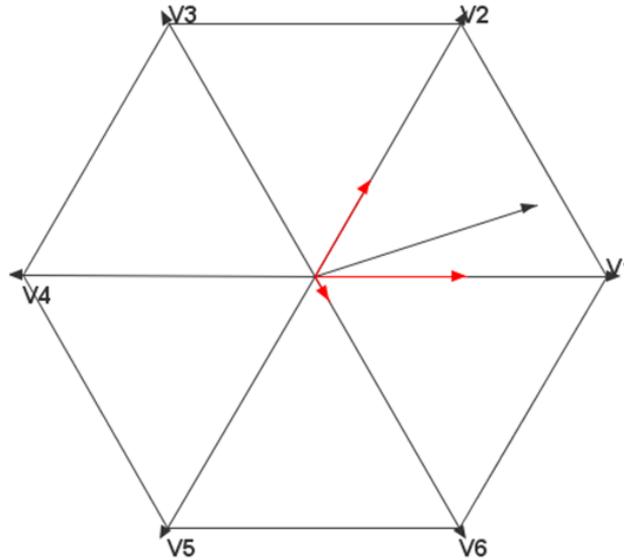


Figura 4.23: Síntese do vetor de tensão através da modulação NS-PWM.

A sequência de estados das chaves para o caso desta modulação, em cada período de chaveamento, é dada na Tabela 4.11. Os cálculos utilizados na obtenção da duração dos estados das chaves estão indicados na seção A.3 do apêndice.

Tabela 4.11: Sequência de estados na modulação NS-PWM.

$\theta_{sup}$	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{6}$	$\pi$	$\frac{7\pi}{6}$	$\frac{4\pi}{3}$	$\frac{3\pi}{2}$	$\frac{5\pi}{3}$	$\frac{11\pi}{6}$	$2\pi$
A	I		II		III		IV		V		VI	
B	I	II		III		IV		V		VI		I
seq.	216	321		432		543		654		165		216

## 4.5 Simulações Computacionais

De modo a se avaliar as técnicas de modulação apresentadas nas seções anteriores, principalmente do ponto de vista da geração de correntes de modo comum no sistema, propôs-se um estudo de casos através de simulações, descrito na sequência.

Contudo, ressalta-se que nem todas as estratégias discutidas anteriormente serão avaliadas, visto que algumas delas, já na análise teórica, não se mostraram vantajosas no tocante ao objetivo pretendido. Assim, para o estudo que se segue, foram selecionadas tão somente aquelas que, devido às suas particularidades, demonstraram potencial para reduzir a interferência eletromagnética conduzida.

### 4.5.1 Circuito a ser simulado

A Figura 56 apresenta o circuito do sistema a ser simulado, o qual compreende (1) o conjunto de módulos fotovoltaicos (3 strings com 10 painéis em série), (2) um inversor trifásico, o qual inclui um conversor boost para ajuste do nível de tensão (quando isso se fizer necessário), um filtro LC e um filtro de modo-comum na saída da ponte inversora, (3) cabos e (4) um transformador trifásico. Os parâmetros do sistema de geração a ser simulado estão indicados na Tabela 12.

## 4.6 Resultados e discussões

Os resultados apresentados anteriormente foram analisados de forma comparativa, sendo que os comentários e discussões correspondentes encontram-se na sequência.

### 4.6.1 Avaliação sob o prisma da compatibilidade eletromagnética

A corrente que flui pelas capacitâncias das placas e que se combina no condutor de aterramento foi analisada tanto no que diz respeito ao seu valor eficaz quanto no que se refere ao pico inicial das suas oscilações. As Tabelas 4.12 e 4.13 apresentam um quadro comparativo da corrente que flui pelo terra para diferentes estratégias de modulação.

Tabela 4.12: Valor da corrente eficaz que flui pelo terra para diferentes modulações.

Modulações	Corrente eficaz ( $A_{ef}$ )	Valor normalizado (%)
SV-PWM	0,98	100
AZS-PWM (1)	0,88	90
NS-PWM	0,76	78
D-PWM*	0,57 - 0,66	58 - 67
AZS-PWM (3)	0,44	45
RS-PWM (3)	0,10	10
RS-PWM (1, 2A e 2B)	0,01	1

(\*) No caso desta família de modulações, as suas variações (sub-tipos) resultaram em valores diferentes; a faixa mostrada refere-se ao melhor e pior caso.

Analisando-se a Tabela 4.12, observa-se que as modulações da família RS-PWM e a AZS-PWM (3) resultam em correntes com valor eficaz substancialmente inferior ao das correntes associadas à técnica SV-PWM, utilizada como referência neste trabalho pelo fato de ser mais comumente empregada. Dentre essas, destacam-se as técnicas RS-PWM (1), (2A) e (2B) por terem apresentado os menores valores dentre todas as modulações analisadas (o que já era esperado, tendo em vista que sua tensão de modo-comum não sofria variações). Por outro lado, a estratégia de modulação que produziu a menor redução no valor eficaz das correntes de modo comum foi a AZS-PWM (1).

Observando-se a Tabela 4.13, nota-se que as modulações RS-PWM e AZS-PWM (3) produzem correntes com valor de pico consideravelmente inferiores àqueles das correntes geradas pelo SV-PWM, sendo que mais uma vez observa-se uma redução significativa no caso das estratégias RS-PWM (1), (2A) e (2B).

No que diz respeito à tensão do polo positivo das placas em relação à terra, observou-se nesta as perturbações geradas pela ponte inversora, embora sua manifestação ocorra efetivamente apenas na forma da introdução de pequenas oscilações de alta frequência. Em outras palavras, as variações de tensão provenientes da tensão de modo comum, adicionadas à tensão entre os polos e a terra, são de pequena intensidade (apenas alguns volts), não culminando em potenciais de patamares elevados, portanto. Assim sendo, a tensão de modo comum gerada

Tabela 4.13: Valor de pico da corrente que flui pelo terra para diferentes modulações.

Modulações	Corrente de pico (A)	Valor normalizado (%)
SV-PWM	1,5	100
AZS-PWM (1)	2,5	167
NS-PWM	1,4	93
D-PWM*	1,4 - 1,8	93 - 120
AZS-PWM (3)	1,0	67
RS-PWM (3)	0,9	60
RS-PWM (1, 2A e 2B)	0,03	2

(\*) No caso desta família de modulações, as suas variações (sub-tipos) resultaram em valores diferentes; a faixa mostrada refere-se ao melhor e pior caso.

pelo inversor não implica em maiores problemas, tais como os fenômenos de degradação induzida por potencial.

### 4.6.2 Avaliação da linearidade da tensão de saída e chaveamentos num ciclo

A Tabela 4.14 apresenta um quadro comparativo entre as estratégias de modulação com relação à sua faixa de linearidade, o número de ciclos por período de chaveamento e a ocorrência ou não de chaveamentos simultâneos.

Entende-se por linearidade de tensão a faixa de valores do índice de modulação para os quais é possível operar seguindo as regras de uma dada estratégia PWM; ou seja, fora dessa faixa as ondas geradas pela ponte inversora têm suas características deterioradas. Isso é uma consequência da resolução da equação ( 4.29), que eventualmente impõe restrições ao valor do módulo do vetor a ser sintetizado. Como efeito prático, quando se deseja gerar uma onda de tensão com um dado valor eficaz (o da rede, por exemplo), a restrição da faixa de linearidade pode implicar na necessidade de um nível de tensão maior no barramento CC. Tal aspecto denota, portanto, a relação entre o valor eficaz da tensão de saída do inversor e a tensão do barramento CC, ou, em outras palavras, o maior ou menor aproveitamento desta última por uma dada modulação.

Conforme mencionado anteriormente, um número mais elevado de chaveamentos por ciclo é desvantajoso do ponto de vista das perdas, pois reduz a eficiência do conversor. Além disso, modulações que envolvem chaveamento simultâneo implicam na possibilidade da formação de estados indesejados caso não se consiga sincronizar adequadamente a comutação das chaves. Um exemplo indicado na Tabela 4.14 é o da modulação RS-PWM, na qual a ocorrência de estados indesejados descaracterizam a tensão de modo-comum idealizada, introduzindo na mesma variações de tensão que implicariam no aumento da circulação de correntes de terra.

Tabela 4.14: Comparação entre as diferentes estratégias de chaveamento PWM.

Modulações	Linearidade da tensão	Chaveamentos ao longo de um ciclo	Chaveamento simultâneo
S-PWM	0,0 - 0,81	6	N
SV-PWM	0,0 - 0,91	6	N
AZS-PWM (1)	0,0 - 0,91	6	N
AZS-PWM (3)	0,0 - 0,91	6	S
RS-PWM (1, 2A e 2B)	0,0 - 0,52	8	S
RS-PWM (3)	0,0 - 0,60	8	S
D-PWM	0,0 - 0,91	4	N
NS-PWM	0,61 - 0,91	4	N

### 4.6.3 Avaliação quanto à complexidade da implementação

Além de apresentarem diferenças quanto ao desempenho geral, tal como avaliado nos itens anteriores, a maneira como cada uma das estratégias de modulação é posta em funcionamento no circuito difere em função de suas particularidades. A Tabela 4.15 apresenta as necessidades e possibilidades de implementação de cada uma das estratégias de modulação analisadas neste trabalho.

Tabela 4.15: Comparação entre as diferentes estratégias de chaveamento PWM.

Estratégia de modulação	Implementação escalar			Implementação vetorial
	Injeção $v_0$	Mudança na portadora	Chave operando de modo suplementar	
S-PWM	N	N	N	N
THI-PWM	S	N	N	N
SV-PWM	S	N	N	S
AZS-PWM-1	S	S	N	S
AZS-PWM-2	-			S
AZS-PWM-3	S	S	N	S
RS-PWM	S	S	S	S
D-PWM	S	N	N	S
NS-PWM	S	S	N	S

## 4.7 Outras estratégias de modulação PWM

Além das estratégias de modulação apresentadas neste estudo, existem outras que foram propostas e que estão documentadas na literatura, sendo que cada uma delas tem as suas particularidades e finalidades. Algumas dessas modulações precisam de circuitos mais complexos (seja para o controle ou para a operação), outras são interessantes para inversores que operam em condições especiais (baixo índice de modulação [89], por exemplo) e ainda pode-se trabalhar com topologias multiníveis [69, 70].

## 4.8 Conclusão

A partir dos resultados e discussões apresentados, pode-se concluir que:

- A modulação RS-PWM apresenta excelentes resultados quanto à circulação de corrente de modo-comum; porém, ela requer um maior nível de tensão no barramento CC para a síntese de um mesmo nível de tensão (o que onera o sistema). Além disso, deve-se levar em conta o fato de que, para ser implementada, precisa-se de que as chaves mudem de estado com sincronismo tal que não resulte em estados transitórios indesejados, o que na prática é mais complexo de se obter;
- As estratégias da família AZS-PWM não exigem tal preocupação com o sincronismo e apresentam maior faixa de linearidade; porém, seus resultados quanto à circulação de correntes de modo-comum não são tão satisfatórios comparativamente aos obtidos com o RS-PWM. Além disso, há nessa modulação um maior número de chaveamentos por ciclo, o que está diretamente associado à perdas;

- As estratégias NS-PWM e D-PWM apresentaram os piores resultados com relação à produção de correntes de modo-comum; contudo, seu mérito reside no fato de apresentar o menor número de chaveamentos por ciclo, o que é interessante quando se prima pela redução nas perdas e eficiência do conversor.

Assim, vê-se que a aplicação de diferentes estratégias de chaveamento pode ser interessante como um método para se reduzir problemas de interferência eletromagnética gerados pelo inversor; não obstante, tal ganho implica em efeitos colaterais indesejados, tal como a necessidade de uso de uma tensão maior no barramento CC, maiores perdas e maior complexidade na implementação do circuito.



# Capítulo 5

## Modelagem do Transformador Eletrônico

### 5.1 Considerações iniciais

Os sistemas de condicionamento de energia fotovoltaica para operação conectada à rede (grid-tie) funcionam como um conversor CC/CA, sendo que um dos seus componentes mais importantes é a ponte inversora, que, através de um processo de chaveamento, é capaz de sintetizar uma forma de onda de tensão alternada com uma frequência igual à da rede.

Contudo, além da ponte inversora, o sistema de conversão necessita também de outros componentes para que possa funcionar de maneira apropriada. Como exemplo, sabe-se que o valor da tensão nos terminais dos módulos fotovoltaicos variam em função da energia irradiada sobre as células fotovoltaicas e da corrente demandada, de modo que a tensão na entrada dos conversor pode variar numa larga faixa de valores. Assim, a maioria dos sistemas de condicionamento para geração fotovoltaica conta com um conversor eletrônico que ajusta o nível da tensão de modo que ela seja aproximadamente constante no barramento CC e que a potência extraível das placas seja a maior possível.

Nos capítulos precedentes, os sistemas de conversão estudados contavam simplesmente com um conversor CC/CC boost para efetuar tal ajuste do nível de tensão.

Contudo, o sistema de conversão apresenta algumas mudanças em sua topologia, sendo que a principal delas é a substituição deste conversor boost por um conversor CC/CC isolado. Um conversor é dito isolado quando não há um caminho condutivo entre os seus terminais de entrada e de saída, sendo que, na maioria desses casos, a transferência de potência se dá por acoplamento magnético, ou seja, o conversor conta com um transformador .

O objetivo deste capítulo é o de fazer uma breve apresentação do conversor CC/CC isolado, que será denominado no que se segue como transformador eletrônico. Em seguida, ele será modelado adequadamente para que se leve em conta os fenômenos de alta frequência oriundos dos processos de chaveamento. Finalmente, serão feitas simulações computacionais que permitem analisar os efeitos decorrentes da operação do conversor sob o prisma da compatibilidade eletromagnética.

### 5.2 Apresentação do transformador eletrônico

Assim como foi mencionado na introdução, os sistemas de condicionamento de energia fotovoltaica frequentemente necessitam de um conversor CC/CC para ajustar o nível de tensão que alimentará a ponte inversora, havendo inúmeras topologias para esse tipo de dispositivo, sendo que algumas delas não contam com um transformador entre os seus terminais de entrada e

saída, tais como os conversores *Buck*, *Boost* e *Buck-Boost*, *Cuk* e *SEPIC*.

Assim como será explicado na seção 5.2.2, pode ser interessante, tanto por razões de proteção quanto de compatibilidade eletromagnética, que se tenha uma isolação galvânica entre o circuito CC e o circuito CA do sistema de geração fotovoltaica. Nos capítulos precedentes, esta isolação, quando presente, estava na forma de um transformador que operava na frequência da rede, geralmente instalado a jusante da ponte inversora. No presente capítulo, o transformador encontra-se presente dentro do conversor CC/CC, apresentando características bem distintas com relação aos transformadores convencionais.

Além disso, o fato de um conversor CC/CC possuir um transformador resulta em outras vantagens, como, por exemplo, a de se trabalhar com uma faixa mais ampla de tensões de entrada e saída através do ajuste de tensão promovido pela relação de espiras do transformador, sem com isso precisar utilizar valores extremos para a razão cíclica (do ponto de visto prático, nem sempre é possível se trabalhar com toda a faixa de valores da razão cíclica, sendo que valores próximos de 0 ou 1 só podem ser obtidos com tempos de subida e descida das chaves extremamente reduzidos, o que nem sempre é possível).

### 5.2.1 Topologias dos conversores CC/CC isolados

Serão apresentadas a seguir as principais topologias de conversor CC/CC isolados, com uma breve descrição de cada delas.

#### 5.2.1.1 Conversor *flyback*

O mais simples dos conversores CC/CC isolados é o *flyback*, que está ilustrado na Figura 5.1.

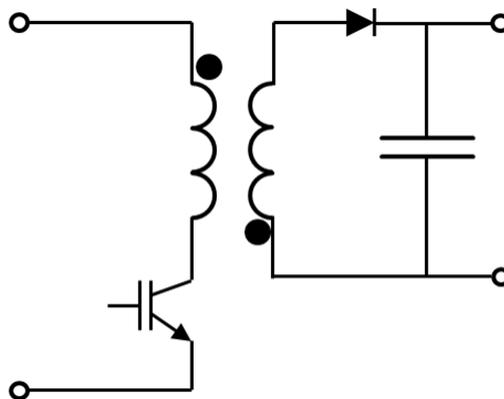


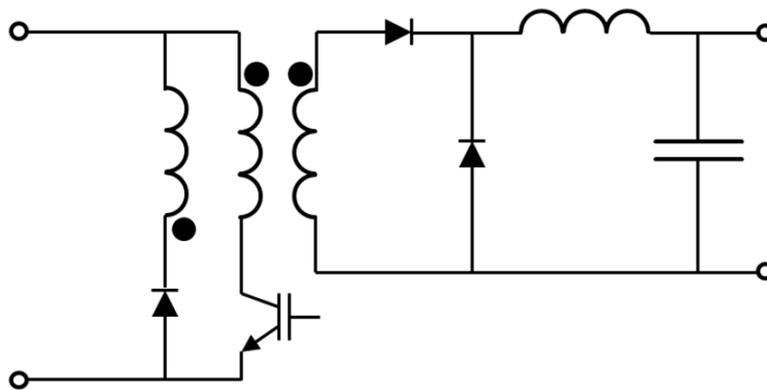
Figura 5.1: Conversor flyback.

Seu princípio de funcionamento é semelhante ao do conversor *buck-boost*: ao se acionar a chave, uma corrente circula pelo transformador, armazenando energia magnética em seus enrolamentos; ao se fechar a chave, tal energia é descarregada no secundário (no conversor *buck-boost* ocorre um fenômeno semelhante, com um indutor no lugar do transformador para efetuar o armazenamento temporário de energia magnética).

#### 5.2.1.2 Conversor *forward*

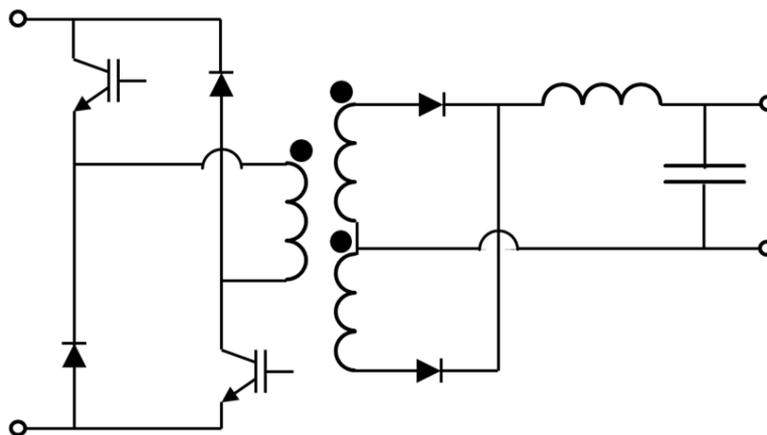
O circuito do conversor *forward* está ilustrado na Figura 5.2.

Diferentemente dos demais conversores CC/CC isolados, este precisa de um transformador que possua três enrolamentos para a sua implementação.

Figura 5.2: Conversor *forward*.

### 5.2.1.3 Conversor 2-switch *forward*

A Figura 5.3 ilustra o circuito do conversor *forward* com duas chaves, o qual apresenta um número maior de componentes se comparado com o *forward* convencional, sendo inclusive necessário se controlar duas chaves ao invés de uma. Contudo, não é necessário, neste caso, que haja um enrolamento terciário para o transformador.

Figura 5.3: Conversor 2-switch *forward*.

### 5.2.1.4 Conversor meia-ponte

A Figura 5.4 exibe o circuito do conversor meia-ponte. Uma de suas desvantagens é o fato de que os capacitores nesta estrutura precisam suportar um elevado *ripple* de corrente, característica que pode impactar a confiabilidade e o custo do conversor.

### 5.2.1.5 Conversor com ponte completa

O circuito do conversor ponte completa está ilustrado na Figura 5.5.

Este conversor possui o mesmo número de componentes que o conversor *forward* com duas chaves e que o conversor meia-ponte; entretanto, ele precisa de duas chaves eletrônicas no lugar dos diodos (usados no *forward* com duas chaves) e dos capacitores (empregados no meia-ponte), sendo que tais componentes possuem um custo mais elevado.

Uma variação possível para este conversor é o uso de uma ponte retificadora completa a diodos, assim como ilustrado na Figura 5.6.

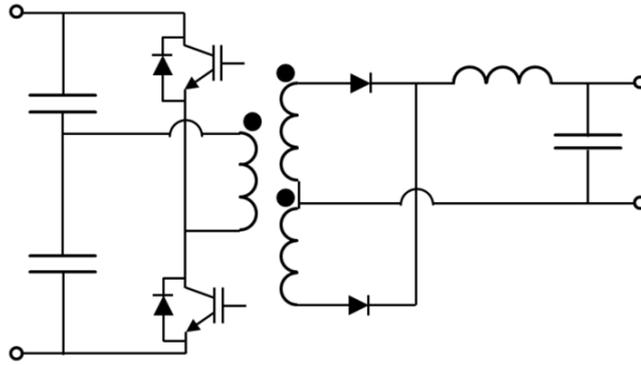


Figura 5.4: Conversor meia-ponte.

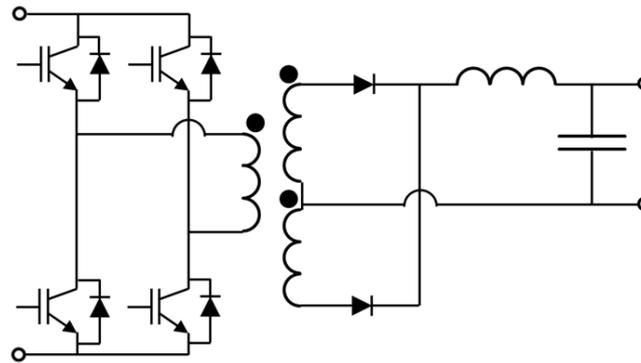


Figura 5.5: Conversor com ponte completa.

Se comparado ao conversor da Figura 5.5, esta configuração necessita de dois diodos a mais; porém, não se utiliza o ponto médio do enrolamento do secundário. Outra possibilidade é utilizar um retificador controlado, assim como ilustrado na Figura 5.7.

Este conversor é o mais complexo dentre os apresentados, sendo que para sua implementação são necessárias 8 chaves, o que também torna mais complexo seu controle. Contudo, ele possui um grau a mais de liberdade para o controle do conversor, além de permitir o fluxo bidirecional de potência.

**5.2.1.6 Considerações acerca das diferentes topologias**

Durante o projeto de um sistema de condicionamento de energia fotovoltaica, diferentes aspectos são levados em conta na escolha da topologia mais apropriada. Dentre os critérios, tem-se a faixa efetiva da relação de elevação ou redução da tensão entre os terminais, o número de componentes e a complexidade do controle do conversor, dentre outros. Quanto maior o número de chaves, maiores também são as perdas (decorrentes tanto do processo de chaveamento quanto da condução).

A Tabela 5.1 indica a faixa típica de potências dos conversores CC/CC isolados [90,91].

Tabela 5.1: Faixa típica de potências dos conversores CC/CC isolados.

Conversor	Faixa de potência (W)
<i>Flyback</i>	1-100
<i>Forward</i>	1-200
<i>Forward</i> duas chaves	75-200
Meia-ponte	200-500
Ponte-completa	500-2000

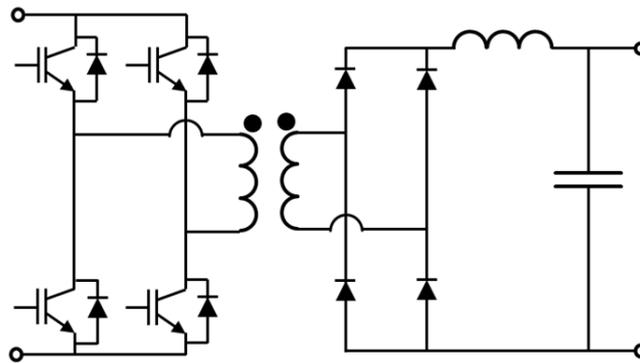


Figura 5.6: Conversor com ponte completa - retificador a 4 diodos.

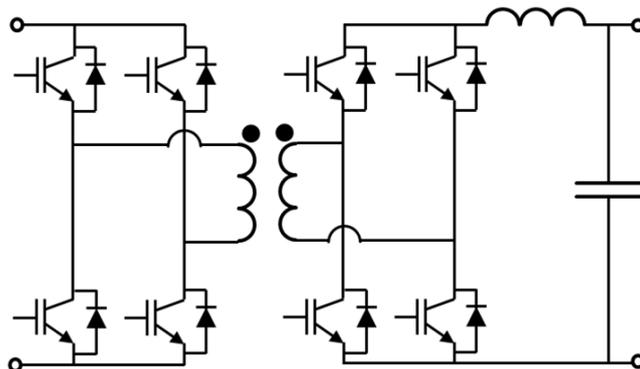


Figura 5.7: Conversor com ponte completa - retificador controlado.

No que se segue, atenção especial será dada ao conversor com ponte completa e com retificador controlado.

## 5.2.2 Isolação galvânica e acoplamentos capacitivos

A presença de um transformador no sistema de conversão confere isolação galvânica entre os dois circuitos conectados em cada um de seus enrolamentos, fazendo com que parte das perturbações eletromagnéticas conduzidas não se propague de um lado para o outro. Além disso, a presença de um transformador faz com que haja a desvinculação entre os terras relativos ao circuito do primário e do secundário; em outras palavras, o referencial de tensão do circuito não é mais o mesmo. Usualmente, considera-se como o terra do sistema, isto é, o nó cujo valor de tensão é zero, o neutro da rede. Ao se inserir o transformador a montante do inversor, e não havendo nenhuma conexão entre os elementos do primário e do secundário, não é possível se calcular o valor da tensão com relação ao terra do sistema.

### 5.2.2.1 Acoplamentos capacitivos

A Figura 5.8 ilustra um circuito onde um resistor é alimentado por uma fonte de tensão alternada através de um transformador ideal de dois enrolamentos. Dada a disposição do circuito, não é possível se calcular para um dado instante os níveis de tensão com relação ao terra dos dois nós do circuito secundário<sup>1</sup>, ainda que o valor da tensão entre os dois terminais ( $v_{s+} - v_{s-}$ ) seja conhecida (ela é igual ao valor da tensão primária  $v_p$  multiplicada pelo fator de transformação).

<sup>1</sup>No programa de simulação Simulink MatLab, ao se tentar medir o nível de tensão entre dois nós que pertencem a circuitos distintos do transformador, e não havendo mais nenhum outro elemento conectando tais circuitos, se é notificado com a mensagem: "The Voltage Measurement block [nome do bloco de medição] is connected between two isolated networks".

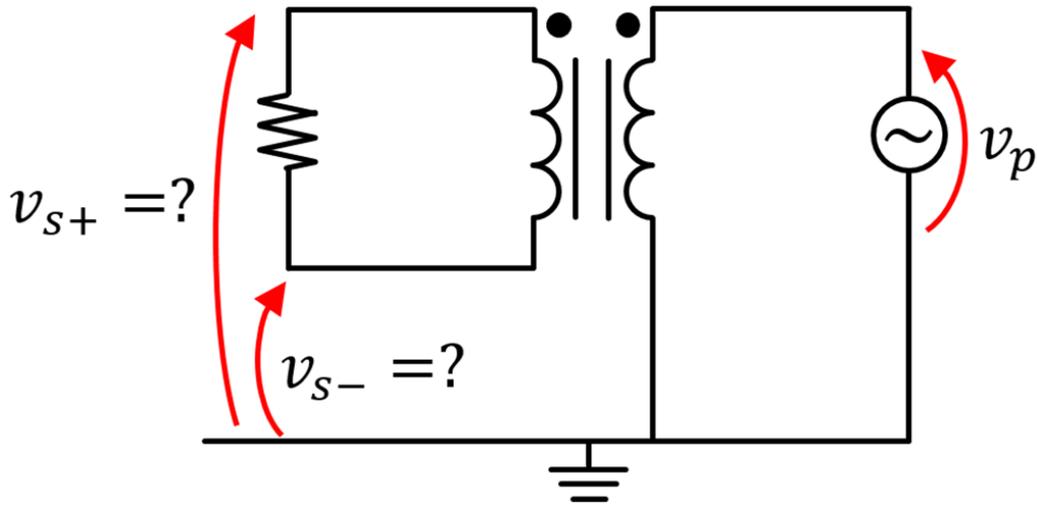


Figura 5.8: Circuito com o secundário isolado. Os níveis de tensão com relação ao terra dos nós do secundário não podem ser calculados.

Deve-se ressaltar, contudo, que a situação descrita na Figura 5.8 é hipotética e não pode ser encontrada na prática; os circuitos elétricos não passam de representações aproximadas da realidade, havendo inúmeros elementos parasitas que foram eventualmente ignorados de modo a simplificar a análise. Dito de outra maneira, caso se fizesse uma montagem experimental onde um resistor fosse alimentado através de um trafo, sempre seria possível se medir o nível de tensão entre seus terminais e o terra e algum valor seria obtido nesta medição, sendo que neste caso os elementos parasitas que foram ignorados interviriam nos resultados.

Ainda que o circuito do secundário do transformador esteja perfeitamente isolado dos demais circuitos e do terra, não havendo, portanto, nenhuma circulação de corrente condutiva, sempre haverá a indução de cargas ao longo dos condutores devido à presença do campo elétrico, o que constitui uma circulação de corrente de deslocamento. Tal corrente pode ser levada em conta no circuito com a inclusão de acoplamentos capacitivos parasitas entre o primário e o secundário e deste para o terra, assim como indicado na Figura 5.9.

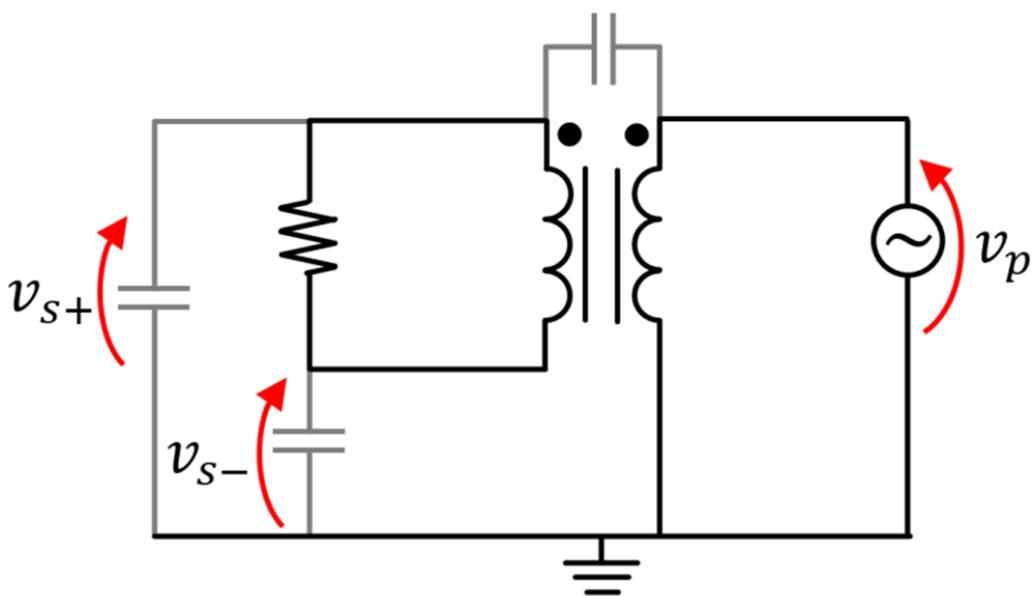


Figura 5.9: Circuito com o secundário isolado, mas acoplado capacitivamente com o outro circuito. Neste caso, pode-se computar o valor das tensões dos nós do secundário para o terra.

A existência destes acoplamentos capacitivos faz com que seja perfeitamente possível se calcular o valor da tensão para o terra de qualquer nó do circuito. Vale lembrar que na maioria das vezes não se tem controle sobre os valores das capacitâncias existentes entre os condutores ativos dos componentes e o terra, sendo que tais valores dependem tanto de fatores geométricos quanto dos materiais empregados.

### 5.2.2.2 Equacionamento do acoplamento entre enrolamentos

A seguir, será apresentado o equacionamento das relações de tensão e corrente entre o primário e o secundário de um transformador monofásico quando se leva em conta o acoplamento capacitivo entre seus enrolamentos. O circuito está indicado na Figura 5.10. Ainda que o modelo seja bem simples por não contemplar outros fenômenos, tal como as perdas no trafo, os resultados obtidos podem ser generalizados com o acréscimo de outros elementos ao circuito.

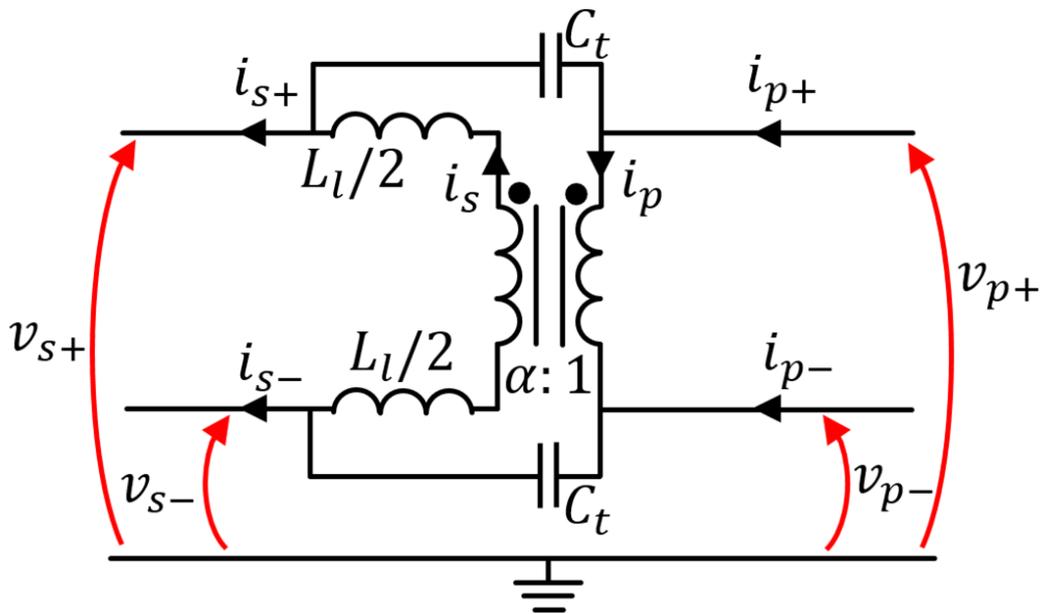


Figura 5.10: Modelo do transformador monofásico, onde a sua indutância de dispersão  $L_l$  e as capacitâncias parasitas  $C_t$  entre os enrolamentos são levadas em conta.

As relações de tensão e corrente do transformador ideal são dadas por:

$$\alpha i_s = i_p \tag{5.1}$$

$$v_s = \alpha v_p \tag{5.2}$$

$$v_p = v_{p+} - v_{p-} \tag{5.3}$$

A queda de tensão devido à indutância de dispersão é dada por:

$$v_{s+} - v_{s-} = v_s - L \frac{di_s}{dt} \tag{5.4}$$

Substituindo-se as relações de tensão na equação acima, obtém-se:

$$L \frac{di_s}{dt} = \alpha (v_{p+} - v_{p-}) - v_{s+} + v_{s-} \tag{5.5}$$

As tensões  $v_{c+}$  e  $v_{c-}$  são definidas como sendo aquelas aplicadas nas capacitâncias  $C_t$ , sendo que elas podem ser expressas a partir das tensões nos terminais:

$$v_{c+} = v_{p+} - v_{s+} \quad (5.6)$$

$$v_{c-} = v_{p-} - v_{s-} \quad (5.7)$$

A partir do valor dessas tensões, pode-se obter a expressão da corrente nos capacitores:

$$i_{p+} = i_p + C_t \frac{v_{c+}}{dt} \quad (5.8)$$

$$i_{p-} + i_p = C_t \frac{v_{c-}}{dt} \quad (5.9)$$

$$i_{s+} = i_s + C_t \frac{v_{c+}}{dt} \quad (5.10)$$

$$i_{s-} + i_s = C_t \frac{v_{c-}}{dt} \quad (5.11)$$

As equações podem ser expressas na forma matricial, tal como se segue:

$$L \frac{di_s}{dt} = \alpha \begin{pmatrix} 1 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{p+} \\ v_{p-} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{s+} \\ v_{s-} \end{pmatrix} \quad (5.12)$$

$$\begin{pmatrix} v_{c+} \\ v_{c-} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{p+} \\ v_{p-} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} v_{s+} \\ v_{s-} \end{pmatrix} \quad (5.13)$$

$$\begin{pmatrix} C_t & 0 \\ 0 & C_t \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} v_{c+} \\ v_{c-} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -1 \\ 1 \end{pmatrix} i_p + \begin{pmatrix} i_{p+} \\ i_{p-} \end{pmatrix} \quad (5.14)$$

$$\begin{pmatrix} C_t & 0 \\ 0 & C_t \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} v_{c+} \\ v_{c-} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -1 \\ 1 \end{pmatrix} i_s + \begin{pmatrix} i_{s+} \\ i_{s-} \end{pmatrix} \quad (5.15)$$

Aplicando-se a transformação das componentes simétricas sobre as equações matriciais, com a introdução das grandezas de modo comum e diferencial, obtém-se:

$$\begin{pmatrix} i_{p+} \\ i_{p-} \end{pmatrix} = \mathbf{T} \begin{pmatrix} i_{pc} \\ i_{pd} \end{pmatrix}; \begin{pmatrix} v_{p+} \\ v_{p-} \end{pmatrix} = \mathbf{T} \begin{pmatrix} v_{pc} \\ v_{pd} \end{pmatrix}; \begin{pmatrix} i_{s+} \\ i_{s-} \end{pmatrix} = \mathbf{T} \begin{pmatrix} i_{sc} \\ i_{sd} \end{pmatrix}; \begin{pmatrix} v_{s+} \\ v_{s-} \end{pmatrix} = \mathbf{T} \begin{pmatrix} v_{sc} \\ v_{sd} \end{pmatrix} \quad (5.16)$$

$$\mathbf{T} = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix}; \mathbf{T}^{-1} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix} \quad (5.17)$$

Tem-se assim que:

$$L \frac{di_s}{dt} = \alpha \begin{pmatrix} 0 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{pc} \\ v_{pd} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & -2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{sc} \\ v_{sd} \end{pmatrix} \quad (5.18)$$

$$\begin{pmatrix} v_{cc} \\ v_{cd} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{pc} \\ v_{pd} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} v_{sc} \\ v_{sd} \end{pmatrix} \quad (5.19)$$

$$\begin{pmatrix} C_t & 0 \\ 0 & C_t \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} v_{cc} \\ v_{cd} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ -1 \end{pmatrix} i_p + \begin{pmatrix} i_{pc} \\ i_{pd} \end{pmatrix} \quad (5.20)$$

$$\begin{pmatrix} C_t & 0 \\ 0 & C_t \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} v_{cc} \\ v_{cd} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ -1 \end{pmatrix} i_s + \begin{pmatrix} i_{sc} \\ i_{sd} \end{pmatrix} \quad (5.21)$$

Ao se analisar as equações matriciais obtidas após a transformação, observa-se que somente a capacitância  $C_t$  intervém nas equações que envolvem grandezas de modo comum. Ao se fazer

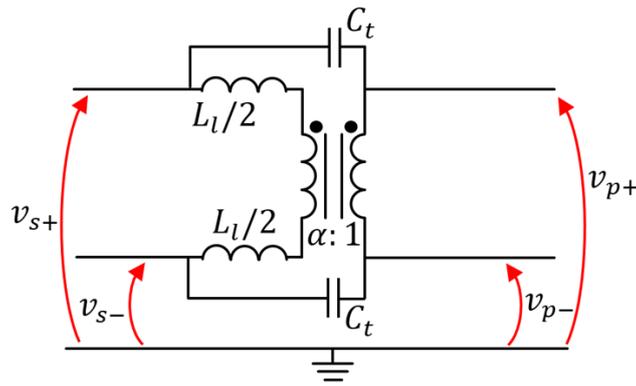


Figura 5.11: Modelo do transformador monofásico com acoplamento capacitivo - Domínio das fases.

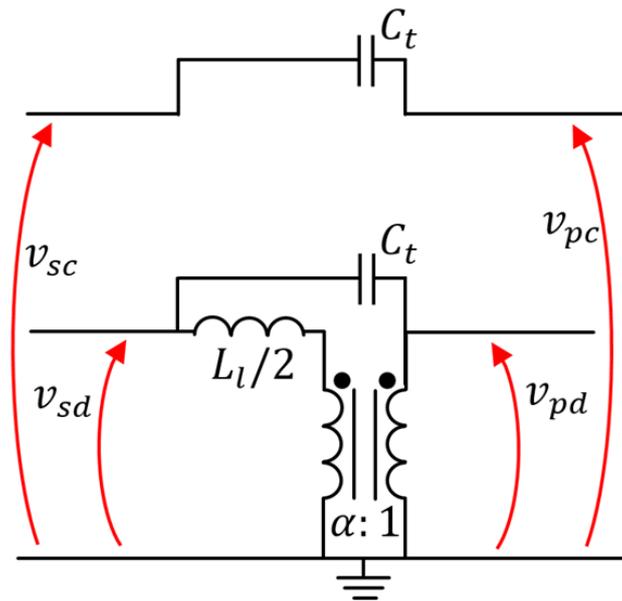


Figura 5.12: Modelo do transformador monofásico com acoplamento capacitivo - Domínio modal.

o processo inverso daquele que foi feito até aqui (ou seja, obtendo-se o circuito a partir das equações), chega-se à representação do transformador no domínio modal, que está ilustrada na Figura 5.12 (ela pode ser comparada com o circuito no domínio das fases ilustrado na Figura 5.11).

Observa-se assim que as perturbações no circuito de modo diferencial podem se valer do acoplamento magnético entre o primário e o secundário para se propagar de um circuito a outro, enquanto que os fenômenos de modo comum contam tão somente com os acoplamentos capacitivos.

### 5.2.2.3 Observações

O modelo da Figura 5.10, que serviu de base para a análise exposta acima, é bastante simplificado (tanto que outros modelos para transformadores serão apresentados na seção 5.3.1.2); porém, ele é suficiente para ilustrar a função da isolamento galvânica e como a mesma pode ser comprometida quando há acoplamentos capacitivos entre enrolamentos.

A inserção de um transformador no circuito faz com que haja uma abertura (interrupção) do circuito elétrico de modo comum, ou seja, qualquer que seja a tensão de modo comum

aplicada nos terminais do primário do trafo, esta não se manifestará no secundário. Isso pode ser deduzido intuitivamente, aplicando-se o mesmo nível de tensão em ambos os terminais do trafo, o que fará com que a corrente que circula pelas bobinas seja nula, não havendo indução de tensão nos enrolamentos do secundário. A Figura 5.13 ilustra o circuito do transformador monofásico ideal no domínio modal, onde se nota que a corrente que flui pelo circuito de modo comum é nula (no caso de transformadores trifásicos, essa abertura também ocorre quando os enrolamentos são ligados em delta ou estrela isolada).

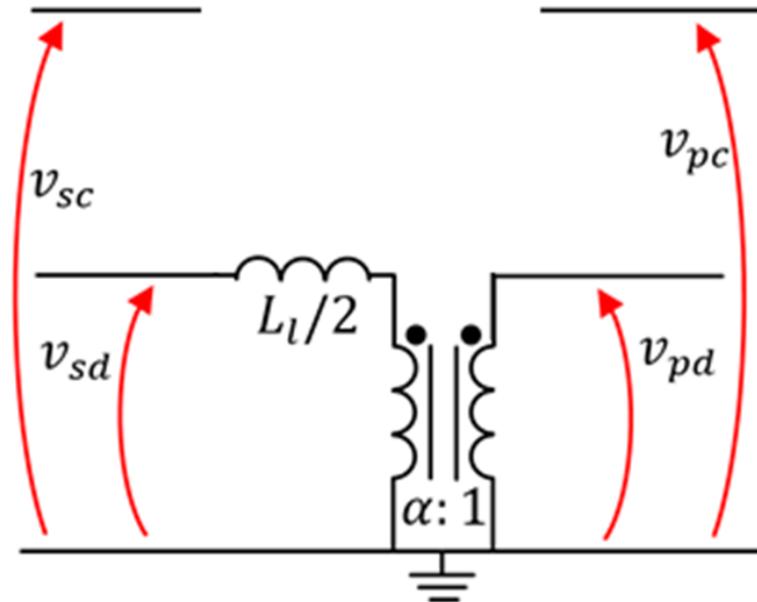


Figura 5.13: Modelo do transformador monofásico quando se despreza os acoplamentos capacitivos - Domínio modal.

Contudo, a partir desta análise concluiu-se que quando se leva em conta os acoplamentos capacitivos existentes entre os enrolamentos do transformador, o circuito de modo comum não está aberto, devendo-se incluir no modelo uma capacitância cujo valor é igual àquela existente entre os enrolamentos (assim como foi ilustrado na Figura 5.12).

Como consequência, tem-se que a inclusão do transformador impede a circulação de boa parte das correntes pelo circuito de modo comum (tais como aquelas originárias numa falta, por exemplo), porém não todas: haverá ainda a circulação de correntes de deslocamento de alta frequência fluindo através dos acoplamentos capacitivos.

O valor da frequência a partir da qual as capacitâncias parasitas começam a desempenhar um papel importante na circulação de correntes pelo circuito varia em função dos valores de tais acoplamentos, bem como de outros parâmetros do transformador. A Figura 5.14 ilustra a resposta em frequência do circuito vista do primário com os terminais do secundário curto-circuitados obtido a partir da modelagem de um transformador. Nesse caso, em particular, observa-se que o módulo da impedância se eleva até um dado ponto, a partir do qual o seu valor começa a diminuir, sendo que tal redução se deve ao fato de que os acoplamentos capacitivos apresentam-se como um caminho de impedância menor para a circulação de corrente. Dito de outra maneira, o transformador funciona como um filtro rejeita-faixa: ele fornece um caminho de circulação para as correntes de baixa frequência (através do circuito magnético) e também para as correntes de altíssima frequência (através dos acoplamentos capacitivos).

Analisando os casos observados na literatura, vê-se que a frequência para a qual começa a haver uma diminuição no valor da impedância varia entre  $10^5$  e  $10^8 \text{ Hz}$  [24,92,93]. As perturbações de alta frequência estudadas nas análises de compatibilidade eletromagnética conduzida estão na faixa entre  $150 \text{ kHz}$  e  $30 \text{ MHz}$  [94], assim como ilustrado na Figura 5.15. Assim, conclui-

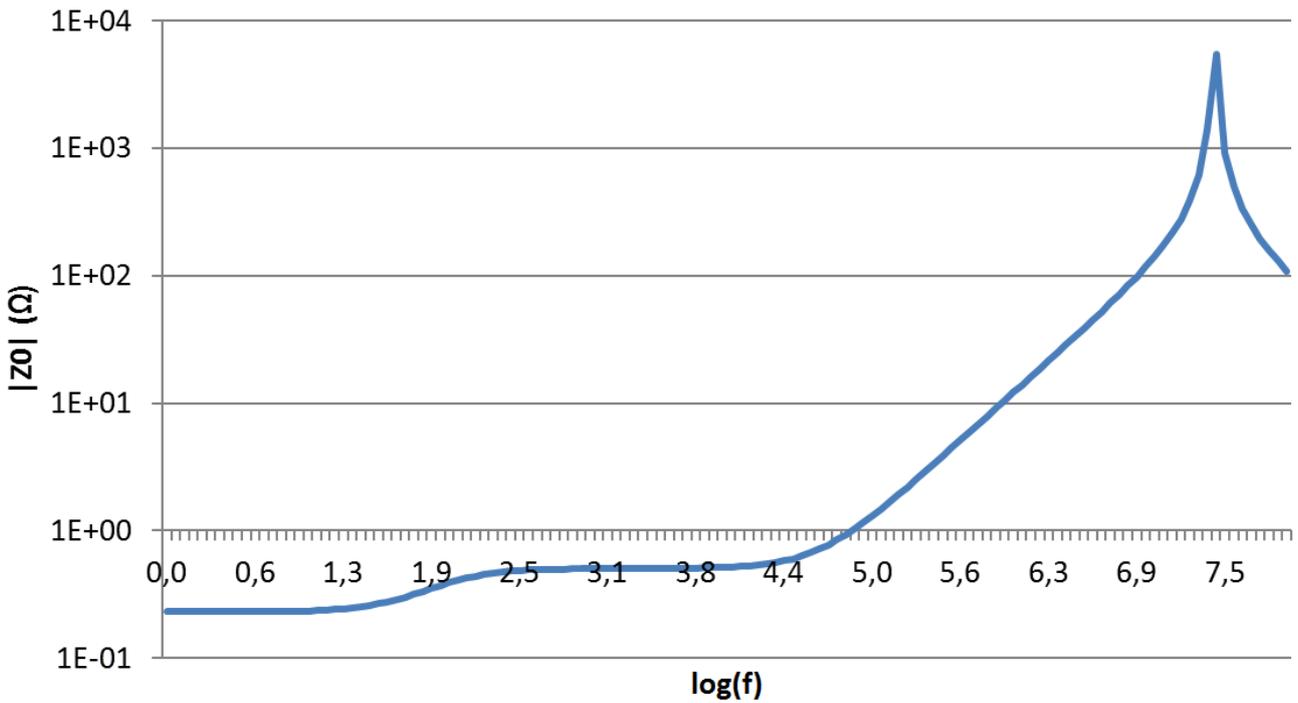


Figura 5.14: Resposta em frequência do modelo de um transformador de alta frequência visto do primário com os terminais do secundário em curto [92].

se que a frequência de corte dos transformadores geralmente encontra-se dentro da faixa de frequências para a qual ocorrem os fenômenos de interferência eletromagnética conduzida; o transformador pode operar ou não como uma barreira para a propagação dessas perturbações a depender tanto do valor dessa frequência de corte quanto da faixa de frequência das perturbações.

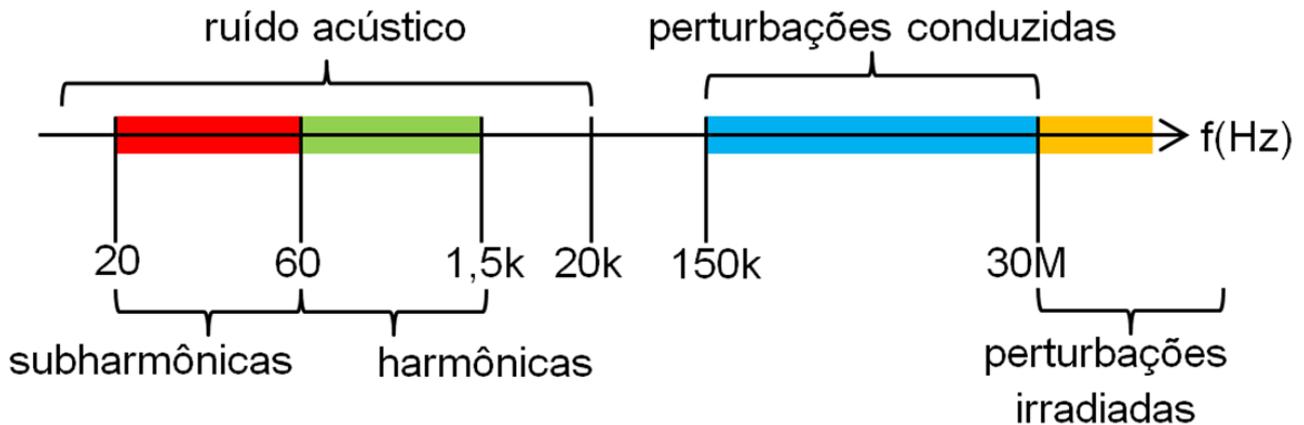


Figura 5.15: Classificação dos distúrbios eletromagnéticos em função da frequência [94].

No caso do estudo de alta frequência envolvendo sistemas de conversão que possuem dispositivos semicondutores de chaveamento, observa-se que a frequência das perturbações se estende por uma ampla faixa do espectro, assim como ilustrado na Figura 5.16, onde  $f_c$  é a frequência da portadora do PWM e  $t_r$  é o tempo de subida das chaves, ao qual se associa a frequência  $f_s = \frac{1}{\pi t_r}$ . Contudo, as perturbações associadas às frequências de interferência conduzida (faixa azul da figura) devem ser tratadas com mais atenção.

Observa-se, pelo gráfico, que as componentes espectrais do PWM são significativas até a frequência  $f_s$ , sendo esta associada aos tempos de subida e descida das chaves eletrônicas. Quanto menor for este tempo, maior é tal frequência e, conseqüentemente, as componentes do

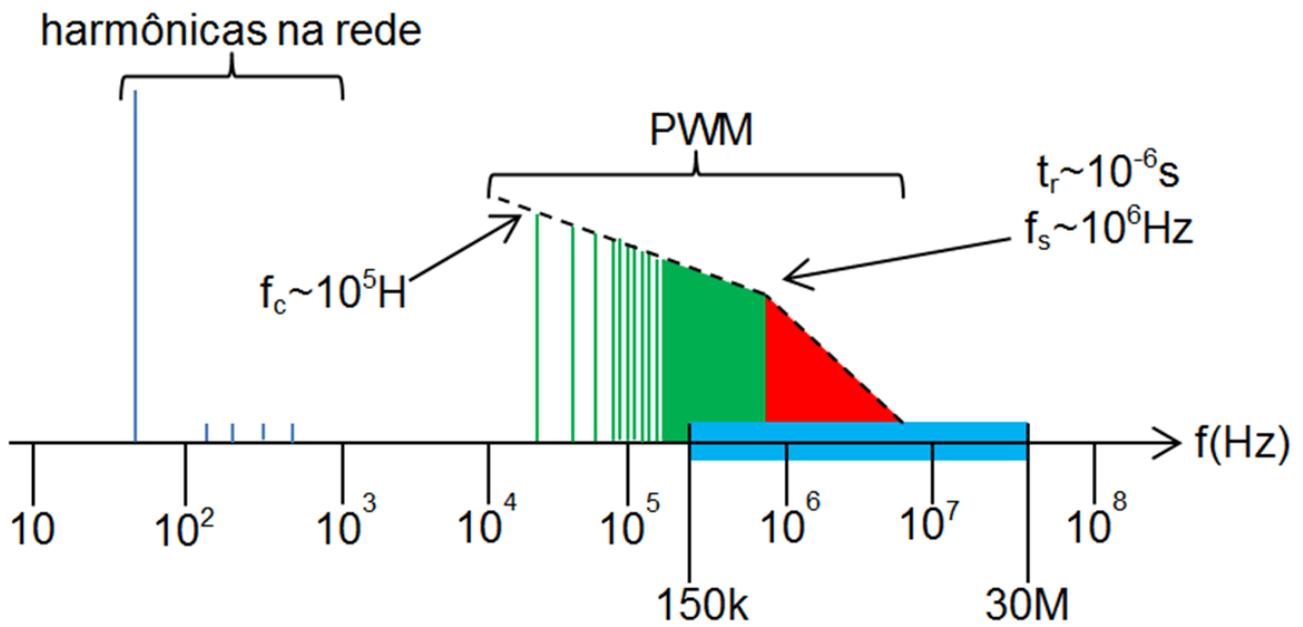


Figura 5.16: Espectro das perturbações que se propagam pelos conversores eletrônicos de potência (ignorou-se as perturbações oriundas dos circuitos de controle).

PWM se distribuem ao longo de uma faixa cada vez maior do espectro, assim como ilustrado na Figura 5.17 (a inflexão da curva neste gráfico e naquele da Figura 5.16 é demonstrada matematicamente na seção B.1).

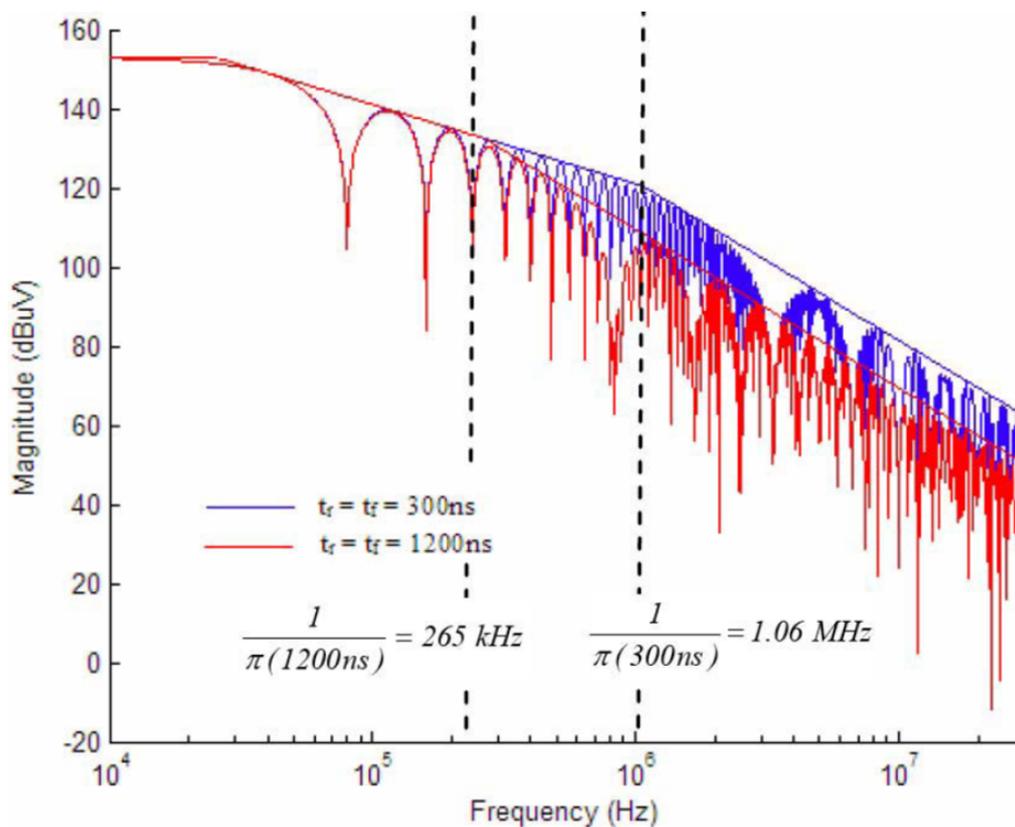


Figura 5.17: Frequências e envoltórias dos espectros de um trem de pulsos PWM com tempos de subida e descida de  $300\text{ns}$  (azul) e  $1200\text{ns}$  (vermelho). Amplitude de  $175V_{dc}$  [95].

## 5.3 Modelagem do transformador eletrônico

Nesta seção, apresenta-se os pontos a serem considerados para a elaboração de um modelo para o transformador eletrônico, apropriado para a avaliação do seu comportamento no que tange as perturbações de alta frequência que podem se propagar pelo sistema.

### 5.3.1 Transformador de alta frequência

Os conversores CC-CC utilizados em certas aplicações, como tração, desenvolvidos na década de 70, operavam com frequências da ordem de centenas de Hertz e utilizavam tiristores para efetuar o processo de chaveamento [96]. O fato de se utilizar uma frequência relativamente baixa requeria componentes magnéticos volumosos e que produziam grandes perdas no núcleo, com conseqüente perda de eficiência.

Com o aumento na frequência de operação, permitida graças ao desenvolvimento de chaves eletrônicas com rápidos tempos de subida e descida, os modernos conversores CC-CC passaram a valer-se de transformadores mais compactos e que apresentam menores perdas, sendo que mesmo os aspectos construtivos de tais dispositivos magnéticos foram alterados com relação à sua forma convencional.

#### 5.3.1.1 Características construtivas do transformador de AF

Nos transformadores de baixa frequência convencionais, os enrolamentos são constituídos de fios de cobre esmaltados em torno de um núcleo magnético. Já em alguns transformadores de alta frequência, tais enrolamentos são feitos de tiras de cobre (muitas vezes obtidas a partir de trilhas de um circuito impresso) que dão voltas em torno de um núcleo mais achatado, assim

como ilustrado nas figuras 5.18 e 5.19. O fato de a tira de cobre ser bem fina reduz as perdas associadas ao efeito pelicular, enquanto que se pode ajustar a resistência dos enrolamentos através de sua largura.

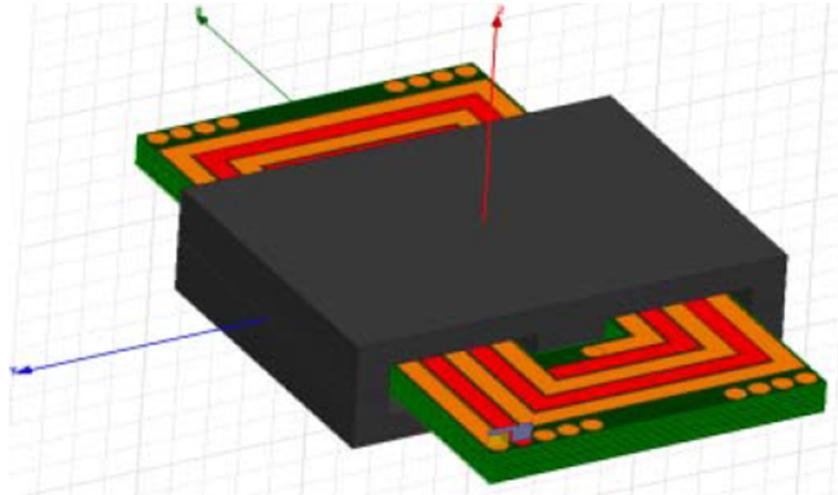


Figura 5.18: Ilustração da estrutura de um transformador planar [97].

Com relação ao material magnético empregado no núcleo, os transformadores de alta frequência utilizam a ferrite, um tipo de cerâmica que apresenta boas propriedades magnéticas (elevado valor de permeabilidade e baixas perdas por histerese), sendo ao mesmo tempo um material isolante (o que reduz consideravelmente as perdas por efeito Foucault).

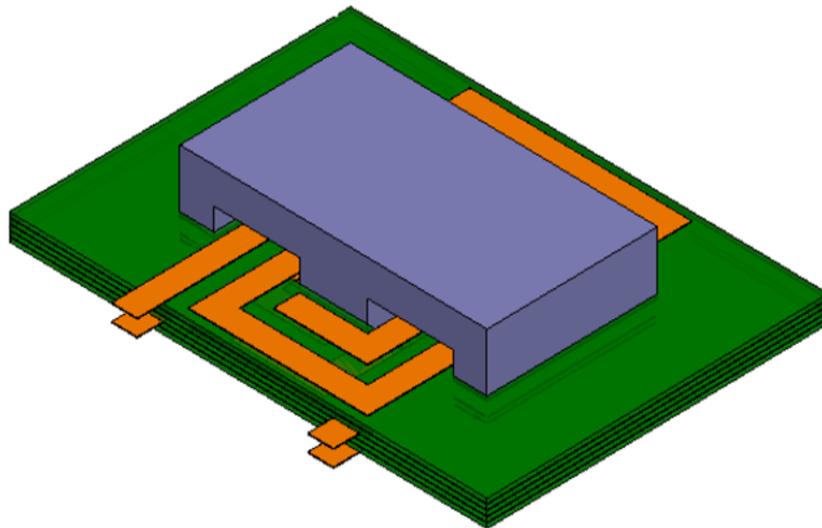


Figura 5.19: Representação tridimensional do transformador planar [98].

Assim como mencionado anteriormente, a presença de componentes de alta frequência de tensão e corrente nos circuitos dos conversores exige que se faça uma modelagem apropriada dos elementos que constituem o sistema, de modo que o modelo assim obtido contemple os mais diversos fenômenos presentes no sistema.

### 5.3.1.2 Acoplamentos eletrostáticos no transformador de alta frequência

Na seção 5.3.1.1 mencionou-se que o transformador para operação em frequências elevadas não apresenta os mesmos aspectos construtivos daqueles que são empregados para funcionar com

baixas frequências (como a frequência de operação da rede), de modo que não é evidente se o modelo de alta frequência empregado em uma situação vá ser adequado para a outra.

Assim, faz-se necessário avaliar se transformadores com aspectos construtivos que se distinguem tão significativamente podem ser representados pelo mesmo modelo. No capítulo 2, uma extensa revisão bibliográfica serviu de base para a elaboração de um modelo de alta frequência para transformadores convencionais, sendo que tal representação baseava-se na inclusão de somente algumas capacitâncias do primário para o terra, do secundário para o terra e entre os enrolamentos do primário e do secundário, assim como ilustrado na Figura 5.20.

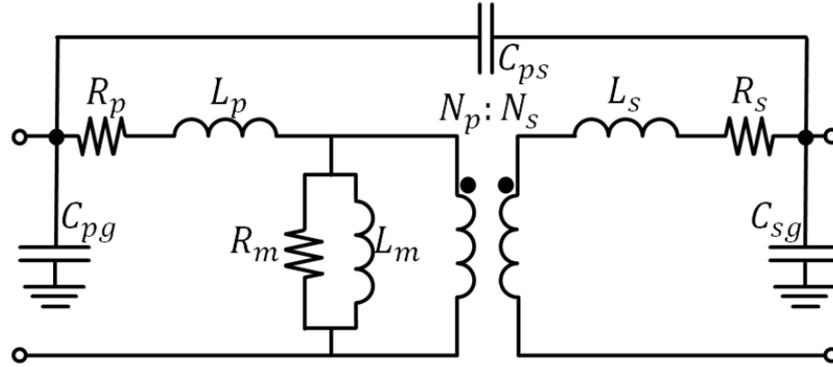


Figura 5.20: Modelo para altas frequências de um transformador convencional.

A importância da inclusão no modelo da capacitância entre enrolamentos  $C_{ps}$  foi explicada na seção 5.2.2: é esse acoplamento que faz com que haja a circulação de correntes de modo-comum entre os circuitos do primário e do secundário. Já as capacitâncias dos terminais para o terra  $C_{pg}$  e  $C_{sg}$  estão relacionadas com o acoplamento existente entre as partes ativas do transformador e sua carcaça, constituindo assim um caminho a mais de circulação de correntes para o circuito de modo comum. Na prática, observa-se que a inclusão somente dessas três capacitâncias já é capaz de representar de maneira satisfatória o comportamento do sistema frente a perturbações de alta frequência.

Com base na pesquisa bibliográfica realizada, observou-se que a maioria dos modelos de transformadores para operação em alta frequência também incluem tais capacitâncias em seus circuitos, apesar das consideráveis diferenças construtivas existentes entre os transformadores convencionais e aqueles para operação em alta frequência.

Ainda que os modelos sejam parecidos, os valores dos parâmetros podem diferir substancialmente para transformadores de mesma potência nominal, uma vez que essas capacitâncias dependem essencialmente das características geométricas do equipamento, sendo que os transformadores de alta frequência geralmente são mais compactos (e com layout bastante peculiar, como já ilustrado).

No livro [94], ressalta-se que os acoplamentos capacitivos são o principal meio de propagação das perturbações pelo circuito de modo-comum, principalmente em transformadores, devendo portanto receber uma atenção especial.

Em [29], apresenta-se o estudo de um conversor CC-CC isolado (ponte completa com retificador a 4 diodos) presente em um sistema de geração fotovoltaica de grande porte, sendo que, no estudo de fenômenos de modo-comum, o transformador é representado somente pelas três capacitâncias supracitadas, assim como evidenciado na Figura 5.21.

Esse mesmo artigo aponta algumas soluções para a redução das correntes de modo comum de modo a mitigar os problemas de interferência, sendo que uma das sugestões é o uso de transformadores blindados; o circuito equivalente dos mesmos com as capacitâncias parasitas seria aquele indicado na Figura 5.22.

A justificativa dada pelo autor é a de que a inclusão da blindagem interrompe a malha de

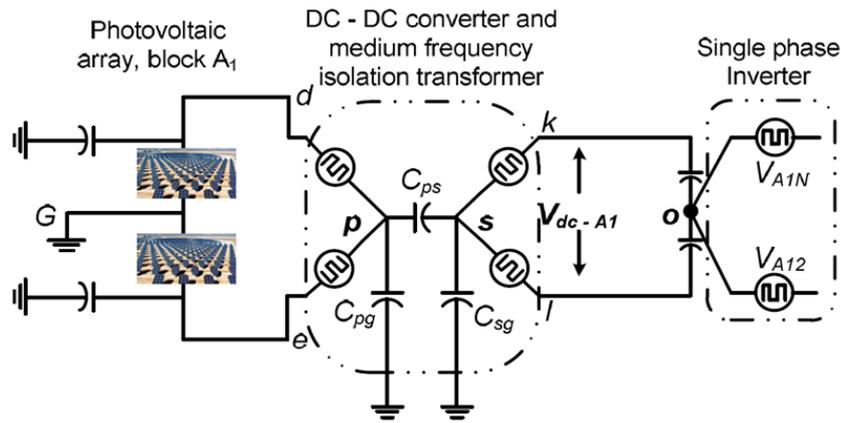


Figura 5.21: Modelo para a análise de fenômenos de modo-comum para um sistema de geração fotovoltaico que conta com um conversor CC-CC e uma ponte inversora [29].

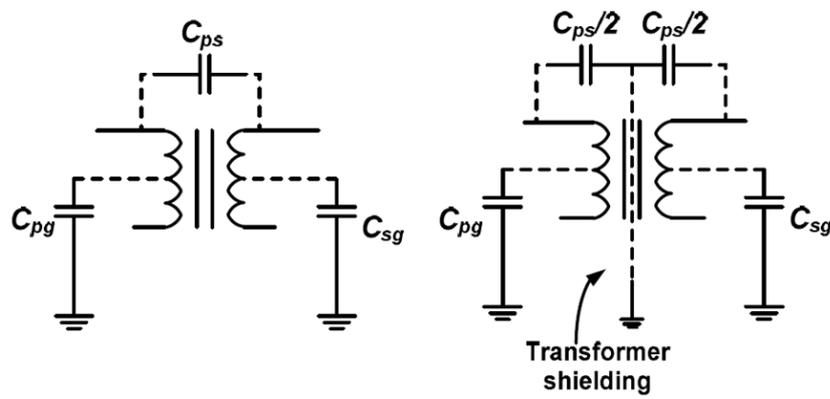


Figura 5.22: Modelo para o transformador de alta frequência do conversor CC-CC da Figura 5.21; à direita mostra-se o modelo de um transformador com blindagem eletrostática [29].

circulação de correntes de modo-comum entre os circuitos primário e secundário, confinando em cada um deles as perturbações. Quanto à determinação dos parâmetros, o autor emprega alguns valores típicos (que estão agrupados na Tabela 5.2, na seção 5.4.1), sendo que, quando o transformador é blindado, cada uma das capacitâncias assume a metade do valor desse parâmetro.

No artigo [30], o autor indica a possibilidade da inclusão de mais de uma camada de blindagem eletrostática entre os enrolamentos do primário e do secundário, assim como ser observado pela comparação das figuras 5.23, 5.24 e 5.25.

O autor não comenta em seu artigo sobre como ficaria a distribuição das capacitâncias para o caso em que há múltiplas camadas de blindagem, tampouco fornece valores para esses parâmetros para o estudo que fora conduzido.

No artigo [99] é apresentado um modelo similar aos anteriores (Figura 5.23) para um transformador de estrutura coaxial sem blindagem. Entretanto, ao se adicionar a blindagem, o circuito é ligeiramente modificado, assim como indicado na Figura 5.26. Como se pode observar, ainda existe uma capacitância que vai do primário para o secundário diretamente ( $C_{ps}$ ), além das capacitâncias com o ponto médio aterrado ( $C_{pg}$  e  $C_{sg}$ ). Ou seja, mesmo com a inserção da blindagem, há acoplamentos capacitivos entre os enrolamentos.

Quanto aos parâmetros, tem-se que estes foram obtidos a partir do método de elementos finitos (técnica que exige um pleno conhecimento da estrutura interna e montagem do transformador). O autor observou que com a inclusão da blindagem houve uma diminuição no valor das capacitâncias entre enrolamentos (o que já era esperado, uma vez que a blindagem é inserida com esse propósito) e um acréscimo na capacitância do enrolamento para o terra (como a

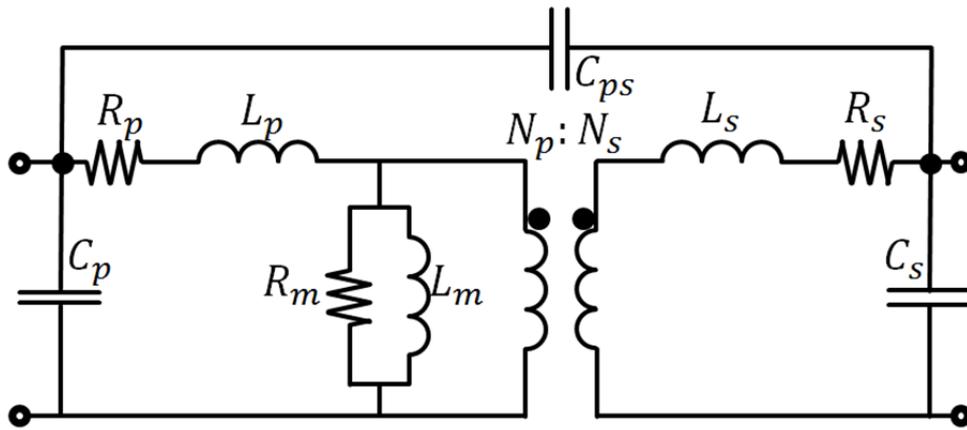


Figura 5.23: Modelo do transformador de alta frequência [30].

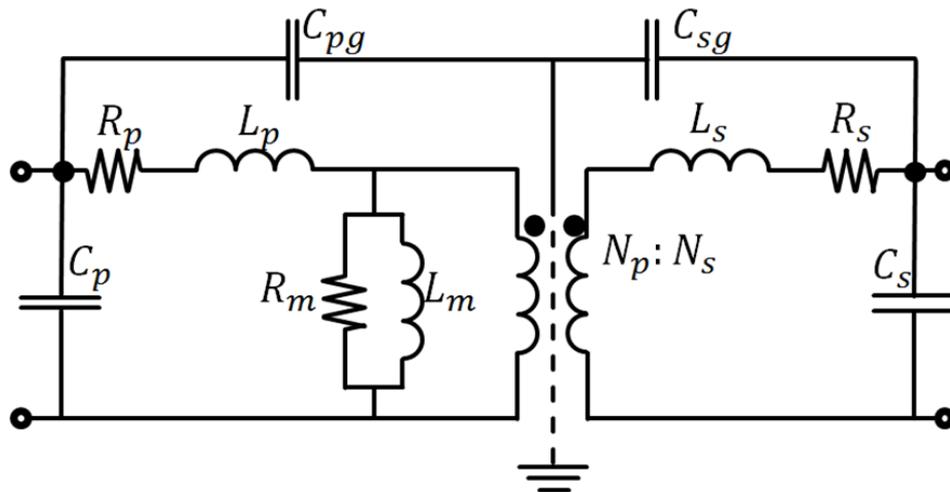


Figura 5.24: Modelo do transformador de alta frequência com uma camada de blindagem eletrostática [30].

camada da blindagem é aterrada e envolve totalmente os enrolamentos, a área de superposição entre os condutores e o plano de terra é maior, além de uma menor distância ambos, o que resulta na elevação da referida capacitância).

Em [98] é apresentada uma variação com relação aos nós do circuito onde são inseridas as capacitâncias, conforme ilustrado na Figura 5.27.

Observa-se que as três capacitâncias foram inseridas após a resistência e a indutância série dos enrolamentos; como resultado, tem-se que, ao ser submetido a tensões de alta frequência, as correntes que circulariam pelo circuito seriam menores, uma vez que as impedâncias série restringiram a propagação dessas perturbações. Com relação à obtenção dos parâmetros, o autor propõe um método estatístico que correlaciona as características construtivas com os valores do parâmetro procurado.

Em [97], as capacitâncias são incluídas de modo similar ao que foi feito nos modelos anteriores; porém, os parâmetros são obtidos a partir de expressões analíticas, partindo do princípio de que o núcleo a ser analisado é composto por tiras de cobre que se sobrepõem, ficando uma de face para a outra, como num capacitor de placas paralelas (isto acaba por simplificar o cálculo da capacitância). Finalmente, o autor propõe uma distribuição das tiras para que os acoplamentos capacitivos sejam reduzidos, diminuindo, assim, também as correntes de deslocamento.

A referência [100] mostra que a modelagem do transformador de alta frequência pode ser feita pela análise separada dos efeitos magnéticos (responsáveis pelo fluxo de potência do cir-

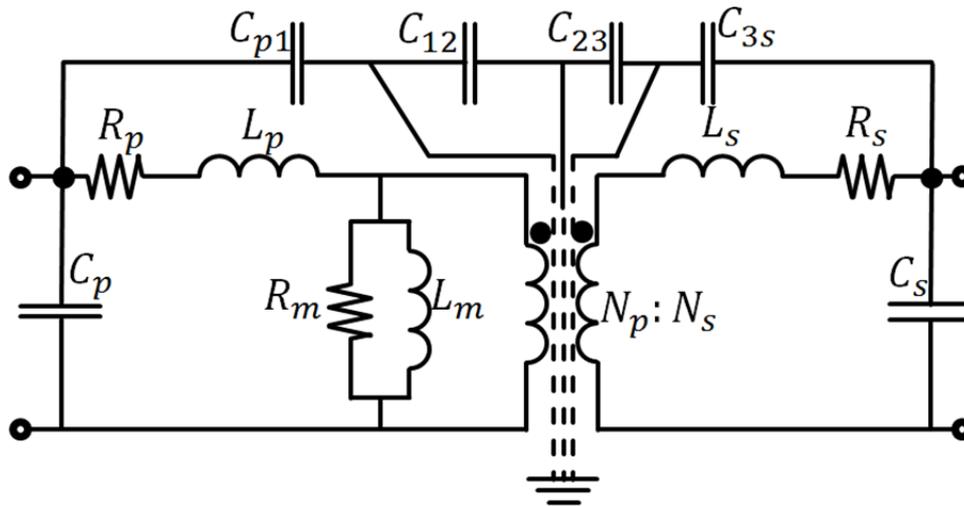


Figura 5.25: Modelo do transformador de alta frequência com três camadas de blindagem eletrostática [30].

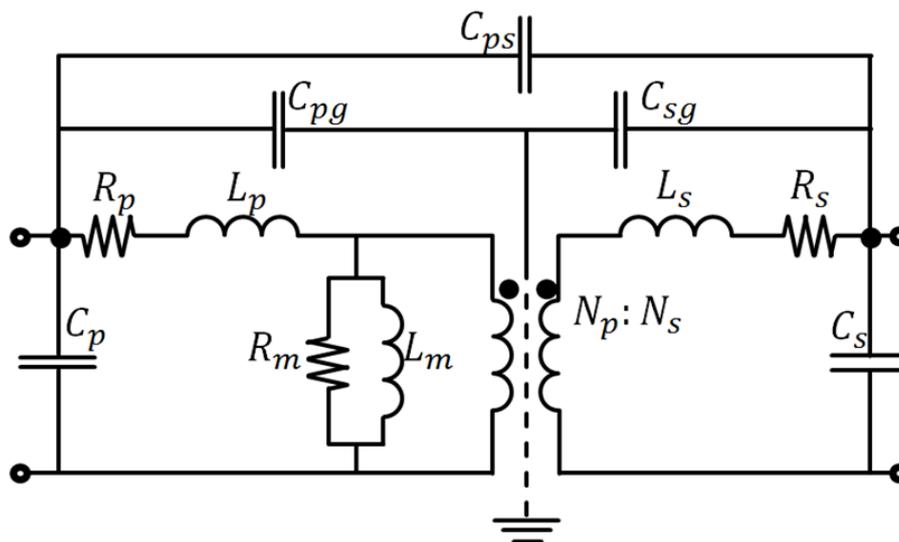


Figura 5.26: Modelo para altas frequências do transformador AF blindado.

cuito do primário para o secundário) e dos efeitos eletrostáticos (aqui considerados como os principais responsáveis pela circulação das correntes de alta frequência), assim como indicado na Figura 5.29. Essa desvinculação dos problemas seria feita pela análise independente em cada uma das faixas de frequência em que cada fenômeno se manifesta (as correntes de baixa frequência interagem somente com o sistema magnético, enquanto que as de alta somente com o sistema eletrostático).

Finalmente, em [101] é apresentado um outro modelo para o transformador de alta frequência, o qual difere dos demais por também incluir capacitâncias cruzadas entre os terminais, da maneira ilustrada na Figura 5.30.

O autor indica que o número de capacitâncias está relacionado com o nível de exatidão que se espera obter do modelo, principalmente quando se trabalha em altas frequências; as funções de transferência de transformadores reais apresentam múltiplos pontos de ressonância em faixa elevadas de frequência, sendo que somente um circuito com vários elementos acumuladores de energia poderia reproduzir esse comportamento.

Outra questão relevante é a restrição imposta pelo uso de modelos com elementos concentrados, uma vez que os acoplamentos capacitivos são de natureza distribuída ao longo dos

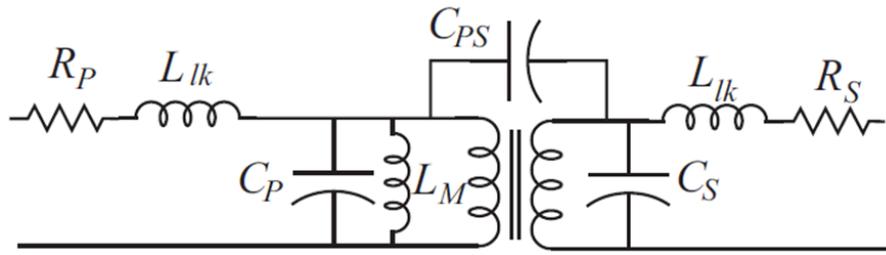


Figura 5.27: Modelo do transformador de alta frequência com a simples inclusão das capacitâncias [98].

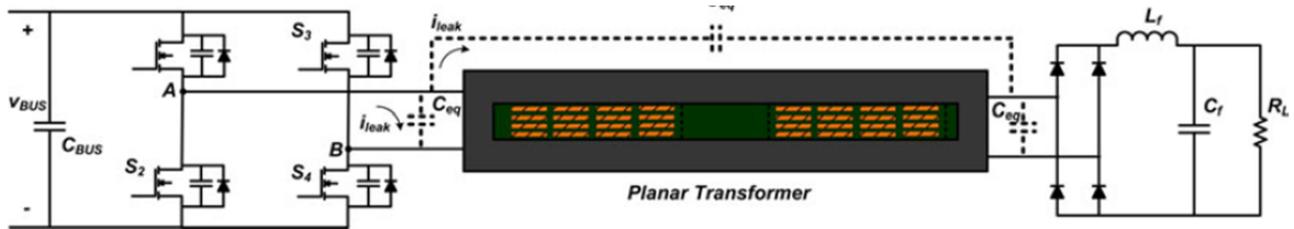


Figura 5.28: Inclusão das capacitâncias parasitas do transformador planar no modelo do conversor CC-CC [97].

enrolamentos. À medida que se eleva a frequência, o comprimento de onda característico das ondas que se propagam pelo sistema é reduzido, até um ponto em que ele seria da mesma ordem de grandeza do comprimento elétrico do próprio enrolamento. Neste caso, uma análise com elementos distribuídos seria mais apropriada, ou seja, neste caso falar-se-ia em capacitâncias e indutâncias por unidade de comprimento de condutor do equipamento).

Contudo, um alerta é feito com relação à inclusão excessiva de elementos, que reside no problema de se determinar os valores correspondentes a cada um desses parâmetros; cada novo elemento é mais um grau de liberdade para o problema matemático, sendo, portanto, necessária uma equação a mais para que o sistema seja resolvido. Quando os parâmetros são obtidos por medição, um grande número destas pode vir a ser necessário para que o problema tenha uma solução.

O texto ainda deixa bem claro que este modelo serve tanto para transformadores que operam na frequência da rede (50 ou 60 Hz) quanto para aqueles que seriam utilizados em fontes chaveadas ou até mesmo para controle de pulsos de transistores.

Assim, face ao que foi exposto até o momento, pode-se concluir que, ainda que os transformadores de baixa e alta frequência difiram significativamente no que se refere à sua construção (forma, volume, materiais empregados, etc.), ambos podem ser modelados para a análise de fenômenos de alta frequência de maneira bastante similar, a partir da inclusão dos acoplamentos capacitivos entre enrolamentos e destes para o terra.

Em outras palavras, pode-se concluir, pela análise dos trabalhos acima mencionados, que, apesar de o transformador para operação em altas frequências possuir uma geometria substancialmente diferente daquela empregada em transformadores de baixa frequência, a sua modelagem é bastante similar, sendo que o principal fenômeno a ser levado em conta quando se opera com formas de onda de conteúdo espectral de alta frequência são os acoplamentos eletrostáticos entre os enrolamentos (pois há a formação de um caminho de circulação de correntes de modo comum entre os circuitos do primário e do secundário) assim como destes para a blindagem ou terra (pois neste caso há a formação de um caminho de retorno para tais correntes).

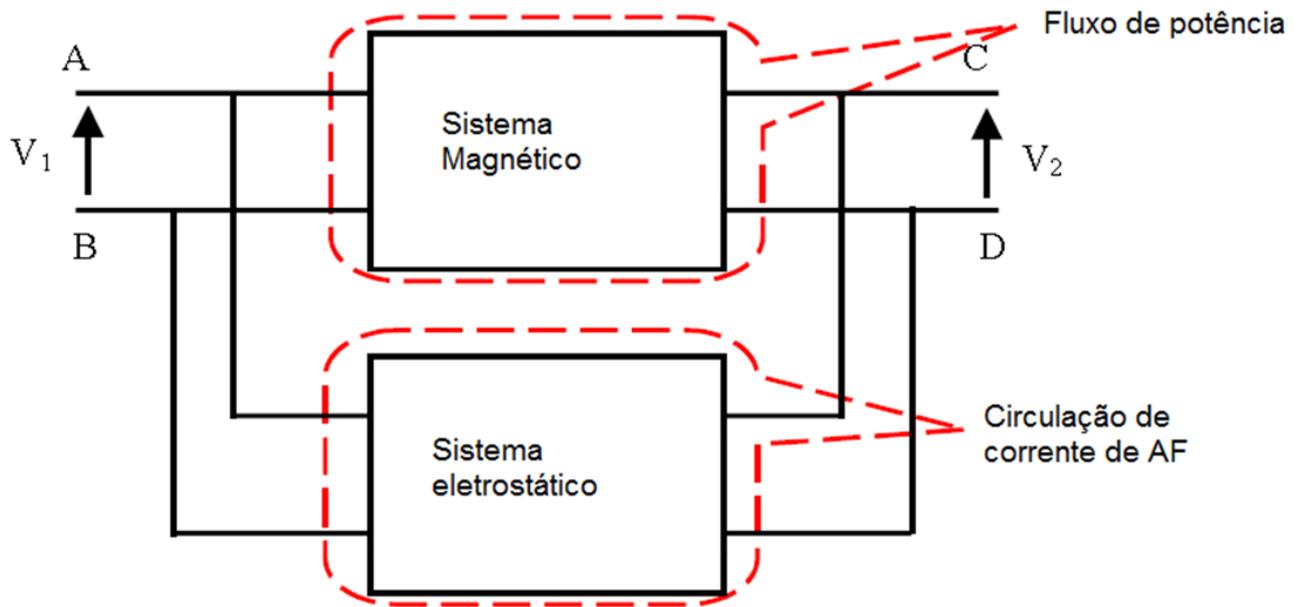


Figura 5.29: Associação de sistemas magnético e eletrostático para um transformador de dois enrolamentos [100].

### 5.3.1.3 Comentários

De acordo com o que foi demonstrado na seção 5.2.2, a inclusão das capacitâncias parasitas no modelo é de grande importância, pois sem elas não é possível estimar a corrente de modo-comum que flui do primário para o secundário do transformador. Ao se ignorar tais acoplamentos, seria como se as perturbações presentes em lado do transformador ficassem isoladas e restritas ao lado do transformador onde foram produzidas.

Vale ressaltar, contudo, que tais acoplamentos não são os únicos fenômenos que devem ser considerados durante a modelagem do transformador: assim como será mostrado na seção 5.3.2.4, a indutância de dispersão (que representa o fluxo magnético não concatenado entre os enrolamentos) tem grande influência em circuitos de retificação em alta-frequência.

## 5.3.2 O conversor e seus componentes

### 5.3.2.1 Trilhas do circuito impresso

Em conversores eletrônicos de potência, os diferentes componentes que o constituem podem estar reunidos sobre uma placa de modo a organizar e tornar mais compacto o sistema.

Essas placas de circuito impresso (*Printed Circuit Board* - PCB) são constituídas em uma chapa de material isolante (geralmente resina epoxy ou fibra, sendo que em algumas aplicações de alta frequência utiliza-se Teflon [101]) sobre a qual se tem trilhas de cobre (com espessura padrão de  $35\mu m$ ) que conectam diferentes circuitos integrados e componentes discretos.

Como regra geral, deve-se posicionar os componentes na placa de modo que essas trilhas sejam as mais curtas possíveis, reduzindo assim os efeitos das impedâncias série resultantes (resistência e indutância própria do condutor).

Nos casos onde não é possível aplicar tal encurtamento das trilhas, é possível que os efeitos das impedâncias parasitas interfiram na operação do circuito. Para se considerar esses efeitos nas análises e simulações, adiciona-se nos circuitos dos conversores resistências e indutâncias concentradas; contudo, nem sempre é possível estimar seus valores, uma vez que a expressão analítica dessas grandezas pode ser bastante complexa, dependendo da forma da trilha (curvas, mudanças de espessura, derivações, etc.).

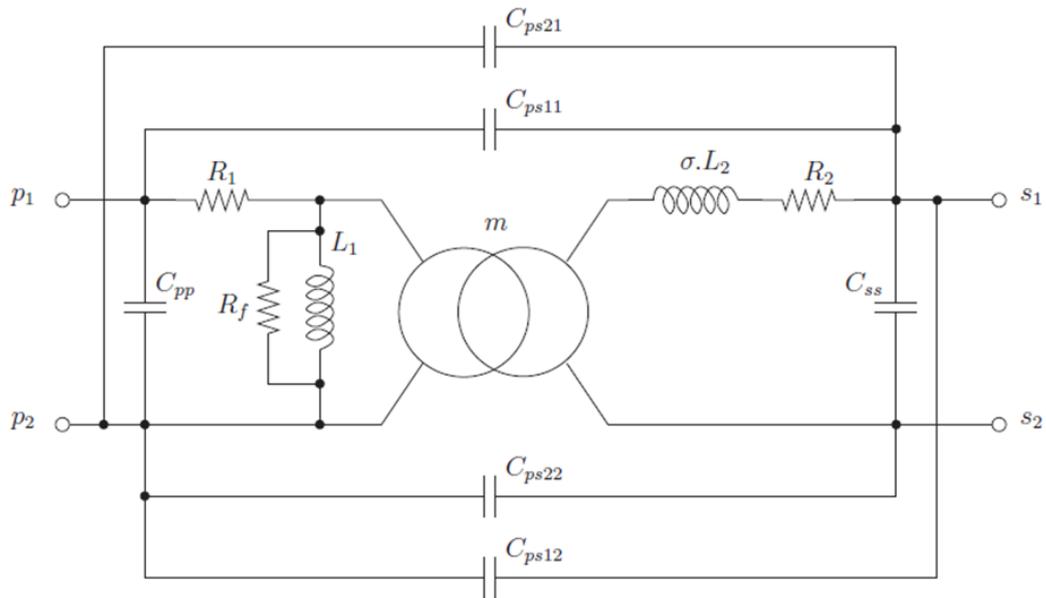


Figura 5.30: Representação, com seis capacitâncias, de um transformador de alta frequência monofásico [101].

Além das impedâncias série, é possível que haja entre as trilhas e outros condutores do conversor tanto acoplamentos capacitivos (que podem ser representados no circuito com a inserção de uma capacitância concentrada em um determinado ponto) quanto indutivos (que podem ser considerados com a inserção de uma indutância mútua).

Não é somente nos transformadores que os acoplamentos capacitivos são importantes para a modelagem em alta frequência: as capacitâncias existentes entre as trilhas do circuito impresso e as massas do conversor (sua carcaça, seu dissipador de calor, etc.) também constituem um caminho para a circulação de correntes de modo-comum.

É importante ressaltar que a interferência transmitida pelos acoplamentos capacitivos é uma corrente na forma  $C \frac{dv}{dt}$ , enquanto que o acoplamento indutivo é uma tensão na forma  $L \frac{di}{dt}$  (ou  $M \frac{di}{dt}$ , se a tensão induzida se manifestar sobre outro condutor). Assim, capacitâncias parasitas serão excitadas quando ocorrerem variações de tensão (em pontes inversoras, o ponto médio da meia-ponte é sujeito a rápidas variações de tensão a cada mudança de estado das chaves), enquanto que as indutâncias parasitas serão excitadas pelas correntes de alta-frequência (que podem ser observadas na entrada de alguns conversores CC/CC).

É importante lembrar também que as capacitâncias parasitas dessas trilhas possuem valores que são de algumas ordens de grandeza menores que aqueles dos componentes que são inseridos nos conversores (enquanto as capacitâncias do barramento CC são da ordem de mF, as capacitâncias parasitas são da ordem das dezenas de picofarads a alguns nanofarads).

### 5.3.2.2 Modelo das chaves eletrônicas

Além das trilhas, os dispositivos semicondutores em si também possuem capacitâncias internas intrínsecas entre seus terminais, assim como ilustrado na Figura 5.31: algumas dessas capacitâncias não são lineares (i.e., seu valor pode variar em função das tensões às quais estão submetidas), assim como indicado em (b). Dessa forma, assim como foi afirmado para o caso das trilhas, tais dispositivos também possuem indutâncias e resistências, conforme mostrado em (b) e (c).

A Figura 5.32 ilustra a capacitância parasita dos invólucros dos dispositivos semicondutores para os dissipadores de calor (bem como algumas indutâncias parasitas que também existem

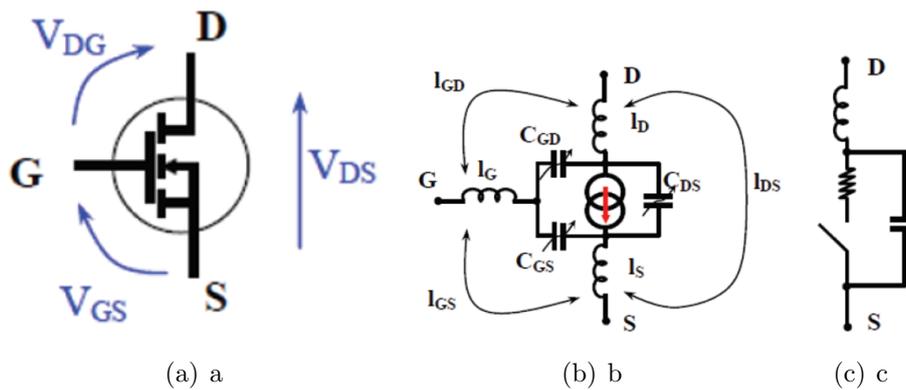


Figura 5.31: Representação de um MOSFET (a) e diferentes modelos que reproduzem o comportamento do dispositivo.

ao longo do caminho das trilhas do circuito impresso).

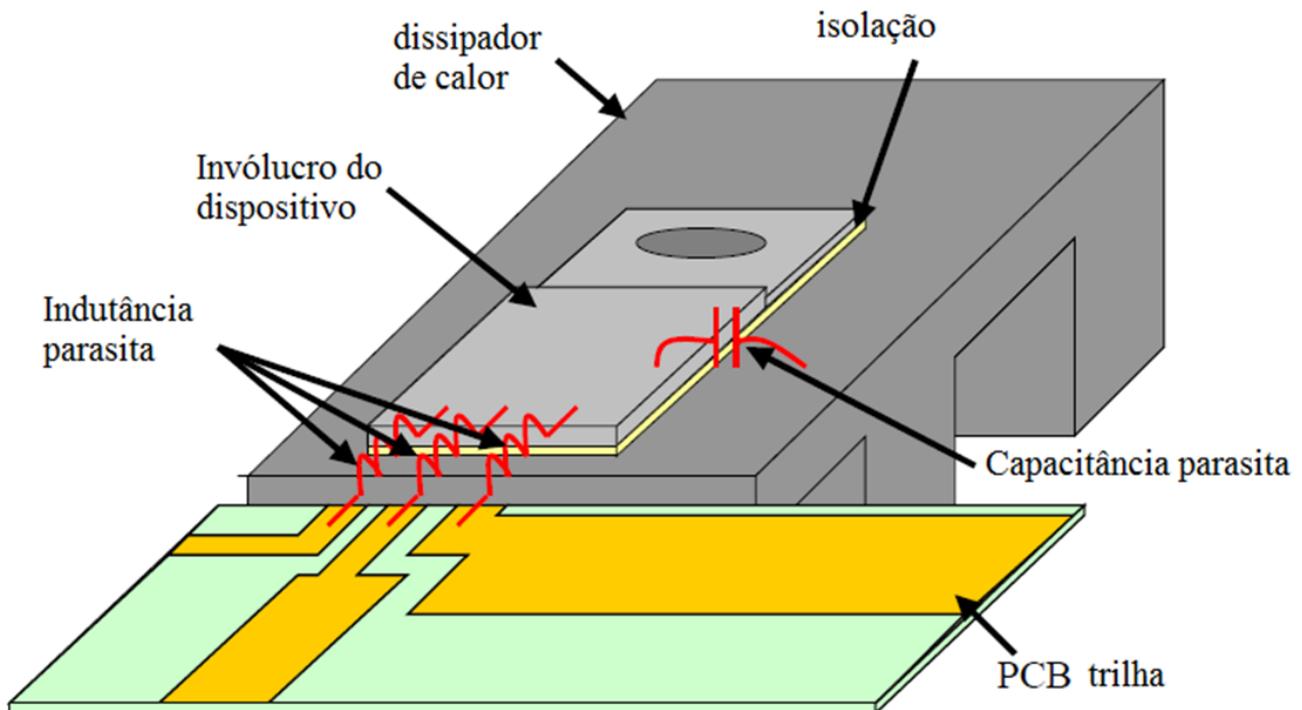


Figura 5.32: Elementos parasitas no conversor (em vermelho).

### 5.3.2.3 Transitórios de chaveamento

Quando a chave está em corte, há a formação de uma camada onde são acumuladas cargas elétricas ao longo do material semiconductor, sendo que este acúmulo é similar ao que ocorre nos capacitores. Ao se passar para o estado de condução, tais cargas são remanejadas de modo a se desfazer essa camada e dar passagem para a circulação de corrente. Durante esse processo, a tensão nos terminais pode variar de diferentes maneiras em função das características do dispositivo, levando a regimes transitórios de tensão.

A Figura 5.33 ilustra a distribuição de cargas para o caso de um diodo, para os dois estados que ele pode se encontrar: corte e condução. Observa-se que, para se passar de um estado para o outro, deve-se remanejar e realocar uma certa quantidade de cargas elétricas, que caracterizaram uma corrente transitória a circular pelo conversor.

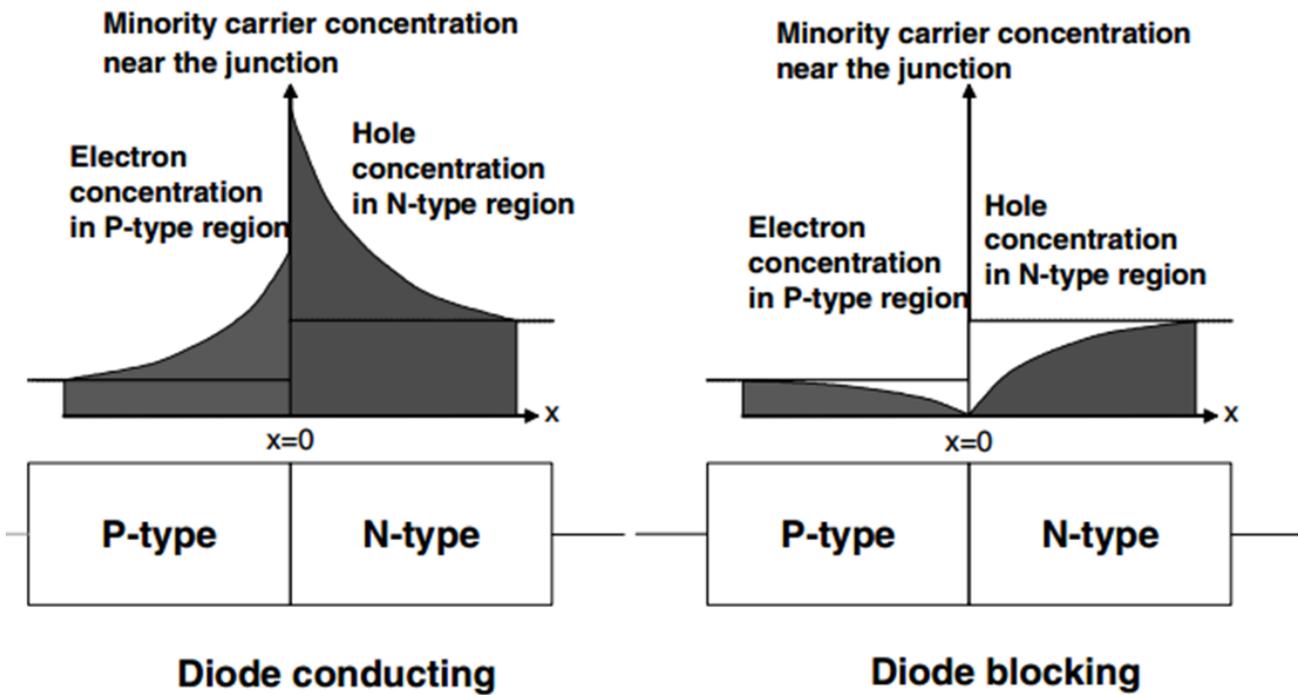


Figura 5.33: Distribuição de cargas para um diodo nos estados de condução e corte.

5.3.2.4 Recuperação reversa e retificação em alta frequência

O remanejamento das cargas na junção do diodo quando este passa do estado de condução para o estado de bloqueio se manifesta em seus terminais como uma corrente que flui no sentido contrário àquele em que ela circulava, sendo que essa corrente perdura por certo período de tempo antes de zerar. Tal fenômeno é conhecido como recuperação reversa, sendo que as curvas de corrente e tensão nos terminais do dispositivo estão ilustrados nos gráficos da Figura 5.34.

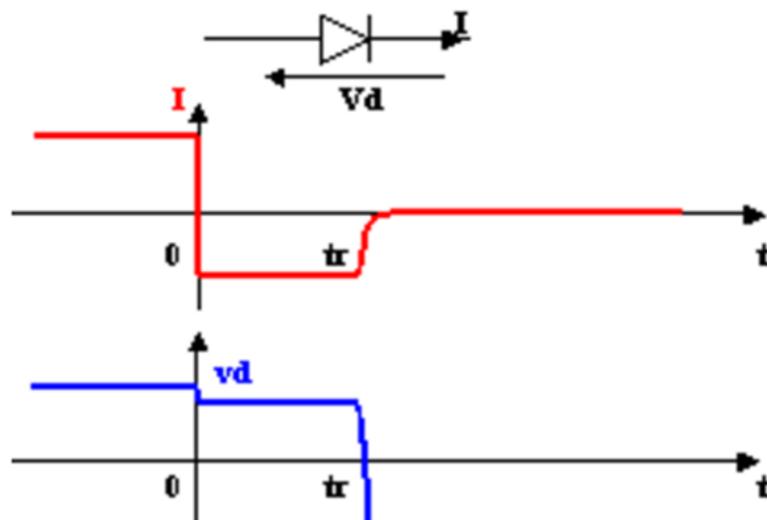


Figura 5.34: Recuperação reversa em diodos de potência.

No caso de retificadores que são alimentados por transformadores operando com formas de onda quadrada de alta frequência (como é o caso do conversor ponte completa), este fenômeno deve ser levado em conta, pois está associado com uma súbita queda no valor de tensão na saída do retificador: a corrente no sentido contrário decorrente da recuperação reversa, junto com a corrente necessária para desmagnetizar as indutâncias de dispersão do transformador,

fazem com que a tensão na saída do retificador se anule por alguns instantes.

Tal processo de comutação no retificador é exemplificado na Figura 5.35, para um inversor monofásico que produz degraus de tensão de 70V, um transformador com indutância de dispersão de valor  $L$  e uma carga que drena uma corrente de 500A.

Inicialmente, um dos diodos está em condução e o outro em corte (a); com a inversão das tensões na saída do transformador, o valor da corrente no diodo em condução não vai para 0 instantaneamente: a indutância de dispersão dita a taxa de variação da corrente. Como ambos os diodos estão conduzindo, a tensão na carga tende a zero (b). Assim que o valor da corrente no diodo que estava conduzindo atinge 0, ele entra em corte e a tensão na carga volta a seu valor, de 70V.

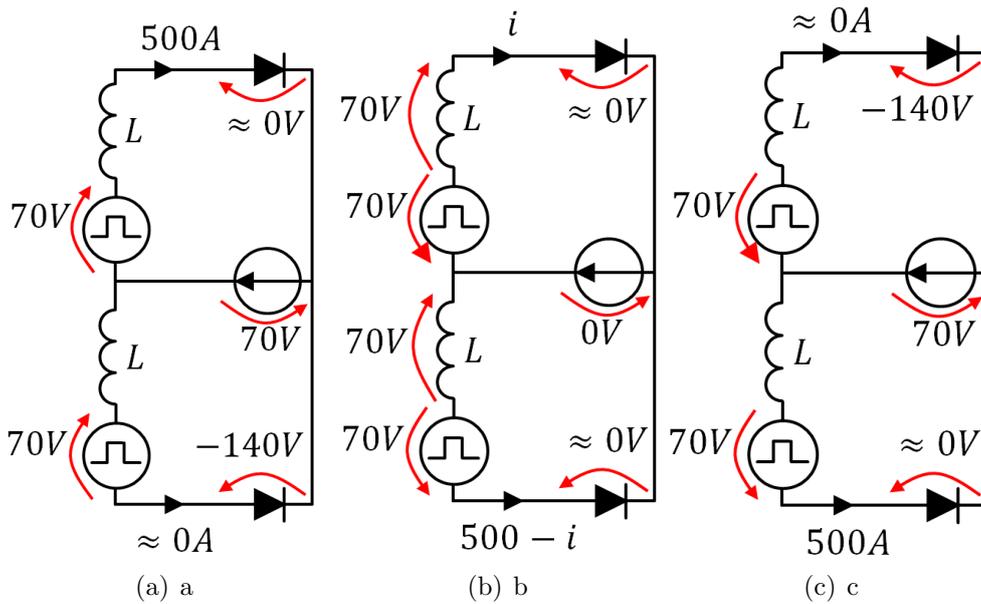


Figura 5.35: Processo de retificação na presença de indutâncias em série com os diodos.

Assim, tem-se que na saída do retificador a tensão não é constante em todos os instantes, havendo uma súbita redução em seu valor durante curtos instantes de tempo, assim como ilustrado na Figura 5.36.

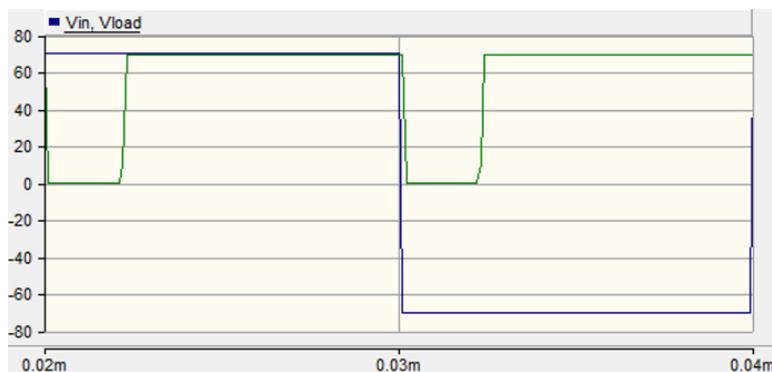


Figura 5.36: Oscilações na tensão na saída do retificador (curva verde).

Observa-se, assim, que há um ripple na tensão de saída do retificador, que acabará por induzir a circulação de correntes impulsivas pela capacitância do barramento CC.

## 5.4 Determinação dos parâmetros do modelo

Assim como foi mencionado na seção 5.3.1.2, o método de obtenção dos parâmetros é um dos vários fatores a serem levados em conta para se decidir qual é o modelo mais pertinente a ser utilizado.

Um circuito com um grande número de elementos pode não representar tão bem o comportamento de um componente do sistema se os valores de tais elementos não tiverem sido obtidos da maneira mais precisa; em outras palavras, nem sempre é vantajosa a adição de uma maior de elementos se há um nível elevado de incerteza nos seus valores.

Em geral, pode-se proceder de três maneiras para se obter os parâmetros de um modelo: a partir de valores típicos, a partir da geometria e composição ou a partir de medições.

### 5.4.1 Valores típicos

Esse procedimento consiste em adaptar valores presentes na literatura para o caso em estudo; procura-se uma situação em que o sistema possui características parecidas às de um outro já reportado e então estende-se seus dados à análise que está sendo feita.

Na Tabela 5.2, por exemplo, estão indicados alguns valores para as capacitâncias intra-enrolamentos e inter-enrolamentos de transformadores de alta frequência que foram publicados em alguns dos estudos apresentados na seção 5.3.1.2.

Tabela 5.2: Valores típicos encontrados na literatura para os elementos parasitas do transformador.

Fonte	Parâmetros			Características		
	$C_p$	$C_{ps}$	$C_s$	Construção	Tensão	Potência
[29]	100 pF	50 pF	200 pF	HF	600V	32 kW
[99]	7,67 pF	11,96 pF	3,55 pF	HF, coaxial		1 kW
[98]	6,43 pF	20,9 pF	6,43 pF	HF	15 V	30 W

### 5.4.2 A partir da geometria do dispositivo

Caso se tenha acesso aos detalhes internos da construção do equipamento (o que é uma situação comum para seus fabricantes), é possível obter os valores dos seus parâmetros. Isso pode ser feito de duas maneiras:

- A partir da aproximação de expressões analíticas, o que também requer simplificações, uma vez que raramente se encontram na realidade as situações idealizadas no desenvolvimento das fórmulas (tal método foi aplicado em [97] para transformadores planares);
- Método de elementos finitos, onde o computador calcula tais parâmetros a partir do estudo das distribuições dos campos elétrico e magnético.

A primeira alternativa é mais simples do ponto de vista computacional, embora implique em erros devido às aproximações feitas no desenvolvimento das formulações matemáticas. Já o segundo método está associado a um grande custo computacional, porém apresenta resultados tão precisos quanto forem as descrições do equipamento no computador.

### 5.4.3 A partir de medições

Existem inúmeros trabalhos na literatura que indicam métodos para se obter de um circuito equivalente a partir de medições, principalmente para transformadores [102, 103]. Alguns deles consideram que o equipamento a ser modelado é uma caixa preta cujo conteúdo é ignorado e, a partir da impedância medida entre diferentes terminais, obtém-se uma matriz que relaciona a tensão com a corrente de cada um dos terminais.

No caso do presente estudo, não é necessário ignorar a estrutura interna do equipamento, uma vez que se conhece a topologia do conversor a ser estudado. Neste caso, o procedimento proposto consiste nas seguintes etapas:

1. A partir do circuito de base do conversor, adiciona-se os elementos parasitas (concentrados e preferencialmente lineares) considerados pertinentes para a modelagem;
2. Estipula-se uma série de medições entre diferentes terminais do equipamento e calcula-se a expressão da impedância equivalente. Assim, cada terminal pode se encontrar em um das seguintes situações:
  - Ele pode ser mantido flutuando;
  - Ele pode ser curto-circuitado a um outro terminal;
  - Ele pode ser um dos terminais de medição.
3. Com um número de medições igual ou superior ao de incógnitas, determina-se cada um dos parâmetros.

O sistema obtido pode ser o de um conjunto de equações complexas não-lineares (pois a associação em série de admitâncias e em paralelo de impedâncias envolve o produto e divisão de variáveis, o que caracteriza a não linearidade). Com o auxílio de meios computacionais, e selecionando-se adequadamente as medições que irão compor o sistema, possibilita-se resolver tais equações.

## 5.5 Aplicação da metodologia de medição proposta para um conversor CC/CC isolado do tipo ponte completa

O método de obtenção de parâmetros indicado na seção precedente será aplicado para a determinação do modelo de um conversor CC-CC-CA isolado, mais especificamente um conversor com ponte completa e retificador controlado que alimentará uma ponte inversora trifásica. O circuito do conversor está ilustrado na Figura 37.

O primeiro passo para a obtenção dos elementos parasitas do conversor, segundo o que foi descrito na seção 5.4.3, é a inclusão dos elementos que representam os fenômenos e efeitos mais pertinentes, dentre os quais pode-se listar:

- O acoplamento capacitivo entre o coletor e o emissor das chaves controladas;
- O acoplamento capacitivo de cada um dos nós (trilhas, pontos equipotenciais) do conversor para o dissipador de calor/carcaça do conversor;
- O acoplamento inter e intra-enrolamentos do transformador de alta frequência.

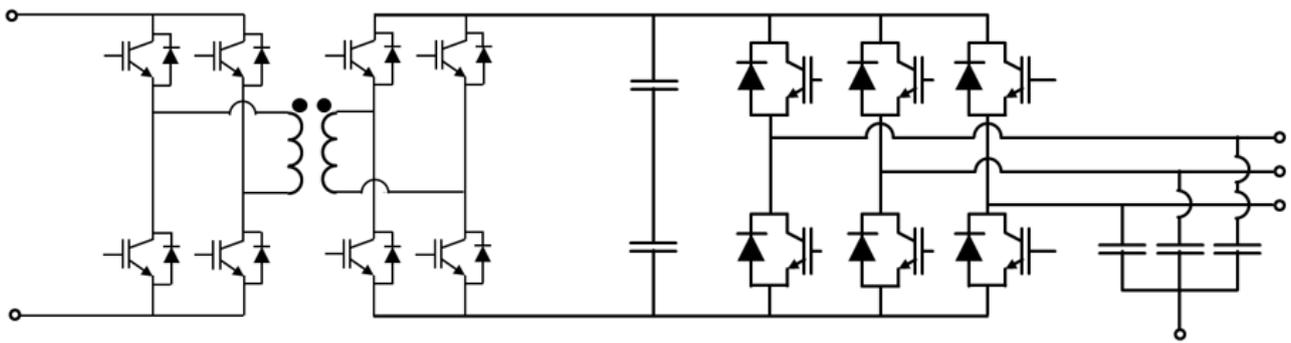


Figura 5.37: Circuito do conversor CC-CC-CA isolado.

A Figura 5.38 ilustra o circuito do mesmo conversor da figura anterior, porém agora com os acoplamentos capacitivos entre os terminais das chaves controladas em azul (por questões de clareza do desenho, nem todas as chaves foram adicionadas, mas somente um par por ponte inversora do circuito).

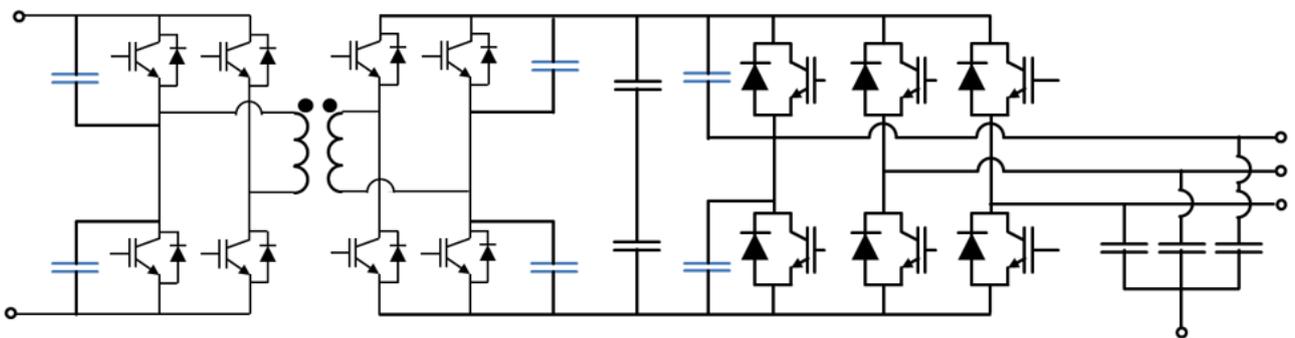


Figura 5.38: Acoplamentos capacitivos entre os terminais de algumas chaves a serem considerados para a determinação dos parâmetros do conversor.

A Figura 5.39 ilustra o circuito do mesmo conversor da Figura 5.37, embora agora evidenciando os acoplamentos capacitivos para o terra em vermelho (a barra horizontal embaixo do circuito indica o dissipador de calor do conversor, ou seja, o plano de referência do terra).

Da mesma forma, a Figura 5.40 ilustra o mesmo circuito da Figura 5.37, mas incluindo os acoplamentos capacitivos do transformador, em verde.

Assumindo algumas questões de simetria e reunindo todas as capacitâncias das figuras acima, obtém-se o grafo da Figura 5.41.

A aquisição dos valores das capacitâncias parasitas descritas acima pode ser feita a partir de medições entre diferentes pontos do conversor, sendo que este é o segundo passo descrito na seção 5.4.3: estipular uma lista de conexões entre diferentes nós do circuito e determinar a expressão da capacitância equivalente observada entre os dois terminais de medição.

Assim, os parâmetros são obtidos a partir de uma série de medições, escolhendo-se quais conexões devem ser feitas e em quais terminais são efetuadas. A partir das expressões das capacitâncias equivalentes e com o auxílio de métodos computacionais, pode-se chegar ao valor de cada componente do circuito.

A aplicação da metodologia acima considera o circuito do conversor como um todo, ou seja, com ele já tendo sido todo montado sobre uma placa de circuito impresso, tal como o caso de um inversor comercial pronto para uso. Vê-se que o grafo resultante é complexo, visto que conta com uma grande quantidade de nós e arestas; dessa forma, tem-se que a resolução numérica do problema pode se tornar difícil. Em função disso, propõe-se, a seguir, algumas formas de se simplificar a obtenção dos parâmetros do conversor da Figura 5.37.

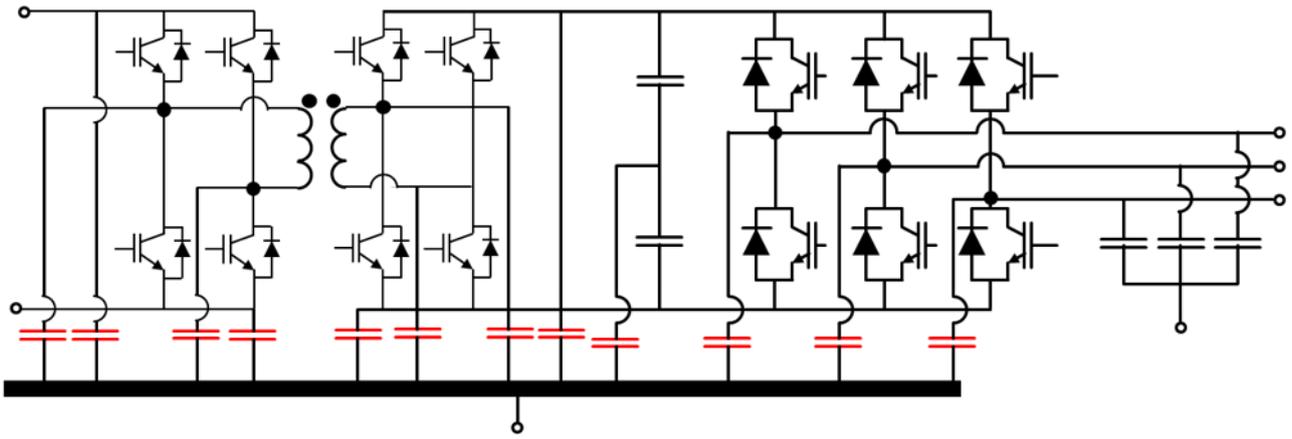


Figura 5.39: Acoplamentos capacitivos para o terra a serem considerados para a determinação dos parâmetros do conversor.

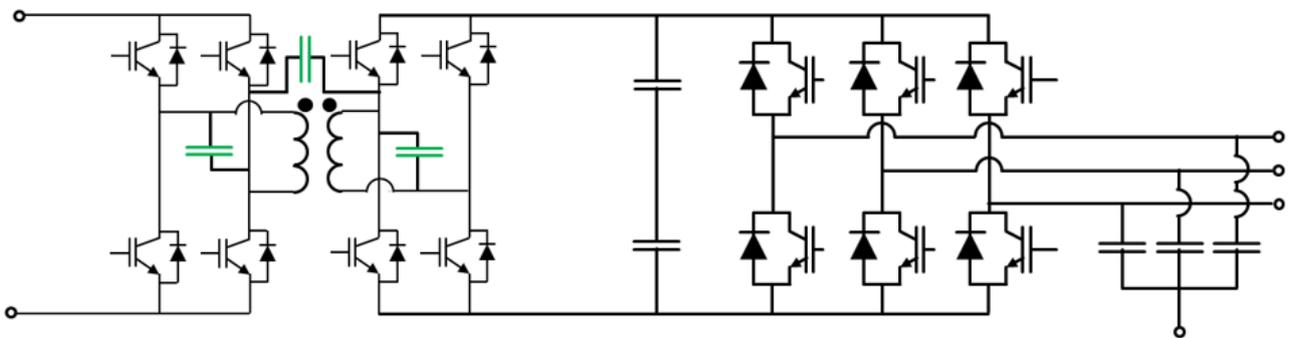


Figura 5.40: Acoplamentos capacitivos do transformador para a determinação dos parâmetros do conversor.

### 5.5.1 Simplificação da metodologia a partir do agrupamento de capacitâncias

A metodologia de obtenção de parâmetros fica mais simples à medida que o grafo dos acoplamentos capacitivos fica menor, com um menor número de elementos.

Algumas dessas capacitâncias parasitas estão sujeitas a variações de tensão muito similares, de modo que a corrente que passa por cada uma dessas seria a mesma que circularia por uma capacitância equivalente. Um exemplo dessa situação ocorre com os acoplamentos do barramento CC, ilustradas na Figura 5.42. Nela, pode-se ver que os capacitores do barramento CC, cujo valor é muito maior que os demais do circuito, mantém a tensão entre seus terminais praticamente constante, se comportando como uma fonte de tensão.

$$\frac{dv_{CDC}}{dt} = \frac{i_{DC}}{C_{DC}} \implies C_{DC} \rightarrow \infty; \frac{dv_{CDC}}{dt} \rightarrow 0 \tag{5.22}$$

Se a variação de tensão em cada uma das capacitâncias parasitas  $C_+$ ,  $C_-$  e  $C_N$  é quase a mesma, tem-se que a soma das correntes é igual a:

$$i_{C_+} + i_{C_-} + i_{C_N} = C_+ \frac{dv_{C_+}}{dt} + C_- \frac{dv_{C_-}}{dt} + C_N \frac{dv_{C_N}}{dt} \tag{5.23}$$

$$i_{C_+} + i_{C_-} + i_{C_N} \cong \underbrace{(C_+ + C_- + C_N)}_{C_{+N-}} \frac{dv_{C_N}}{dt} \tag{5.24}$$

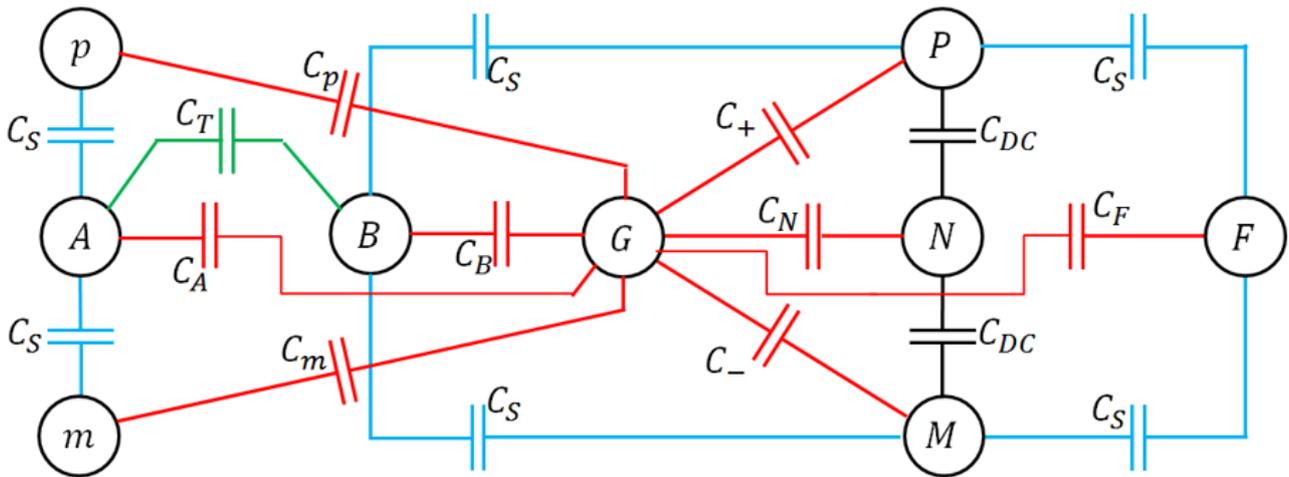


Figura 5.41: Grafo equivalente do circuito do conversor, com as capacitâncias parasitas inclusas.

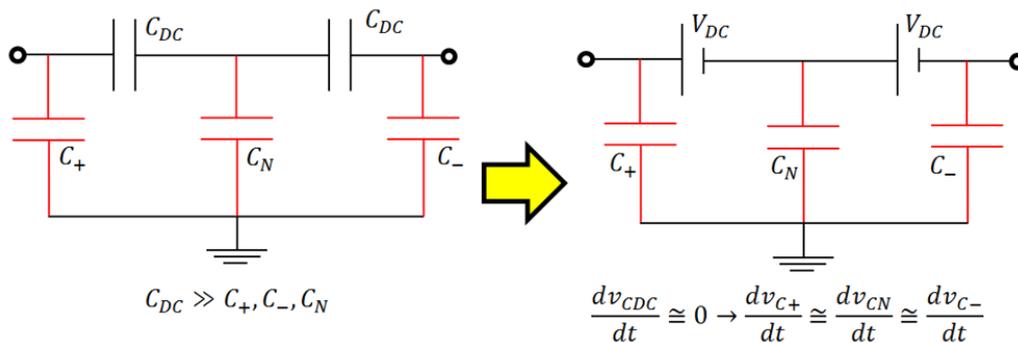


Figura 5.42: A variação de tensão nas capacitâncias parasitas do barramento CC são muito parecidas, uma vez que a capacitância  $C_{DC}$  é muito grande.

Ou seja, do ponto de vista da corrente global que circula pelo terra, tanto faz incluir uma capacitância para cada ponto do barramento CC (positivo, negativo e médio) ou se incluir uma só capacitância equivalente, obtida a partir da soma das demais, num dos três pontos. Tal capacitância seria obtida no grafo efetuando-se o curto-circuito entre esses três pontos, de modo que, no grafo, esses três nós seriam simplificados em um só, assim como ilustrado na Figura 43.

Do ponto de vista topológico, tal simplificação é similar ao que já se fazia na metodologia quando se curto-circuitava alguns nós. A única diferença é que agora não existe a necessidade de se distribuir a capacitância obtida, podendo a mesma ficar agrupada num único elemento, o que simplifica não somente o processo de obtenção dos parâmetros como também a simulação numérica.

### 5.5.2 Simplificação da metodologia a partir do desmembramento do conversor CC-CC-CA

Outra maneira de se simplificar a metodologia de obtenção do modelo de alta frequência parte da possibilidade de se desconectar alguns de seus componentes, uma vez que se trabalharia com um grafo menor para cada componente individual (de modo que a tabela de expressões seria sensivelmente mais reduzida comparativamente àquela apresentada anteriormente).

Segue abaixo duas propostas de simplificação das medições a serem feitas para a determinação dos parâmetros do circuito do conversor estudado. Vale lembrar que, na prática, nem sempre é possível efetuar esse desmembramento, uma vez que as conexões entre componentes

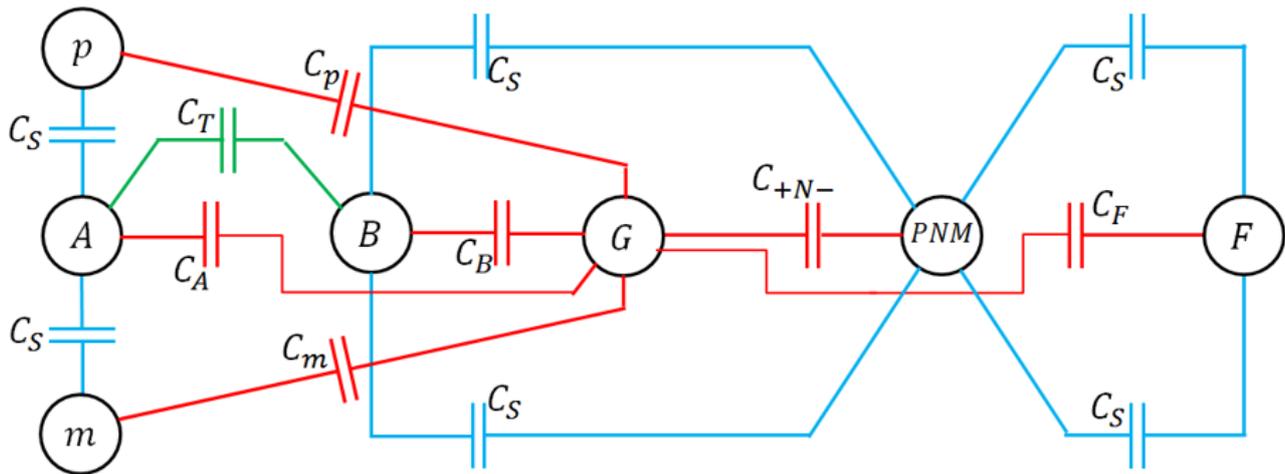


Figura 5.43: Grafo equivalente do circuito do conversor, com as capacitâncias parasitas incluídas, no caso em que os nós ‘P’, ‘N’ e ‘M’ foram curto-circuitados.

podem ser de difícil remoção (nos casos em que a conexão é feita por encaixe ou com parafusos, pode ser fácil separá-la; quando esta é feita com solda, é mais difícil - e até mesmo desaconselhado - separar os componentes, devido ao risco de danos).

### 5.5.2.1 Desconexão do transformador de alta frequência do restante do circuito

O transformador de alta-frequência nem sempre está soldado diretamente na placa (sendo que, nos casos onde os enrolamentos do transformador são trilhas de circuito impresso, a placa desse circuito não precisa ser a mesma do circuito onde estão inseridos os demais componentes). Assim, se houver a possibilidade de se desconectar seus terminais, as medições para obtenção dos parâmetros pode ser feita em partes:

1. Primeiramente, efetua-se a medição do circuito do inversor monofásico da entrada do transformador;
2. Em seguida, são determinados os parâmetros do circuito conjunto do retificador com o inversor trifásico;
3. Finalmente, obtém-se os acoplamentos capacitivos do transformador.

O grafo do circuito do inversor monofásico é indicado na Figura 5.44, ao passo que as expressões das capacitâncias equivalentes estão na Tabela 5.3.

O grafo do circuito do conjunto retificador - inversor trifásico está representado na Figura 45. As capacitâncias equivalentes obtidas ao se efetuar a medição entre diferentes terminais é dada pelas expressões da Tabela 5.

Já a obtenção dos parâmetros do transformador de alta frequência pode ser feita de maneira similar àquela apresentada no capítulo 2, que versa sobre as modelagens. Isso é possível uma vez que se demonstrou, na seção 5.3.1.2, que o modelo do transformador de alta frequência pode ser obtido a partir do mesmo modelo empregado em transformadores que operam em baixa frequência (ressaltando-se que em [101] menciona-se explicitamente essa possibilidade).

<sup>2</sup>o uso da notação com barras paralelas não quer dizer que os capacitores estejam em paralelo, pelo contrário, isso indica que eles estão em série. Se estivessem em paralelo, o valor equivalente da associação seria obtido pela soma das capacitância.

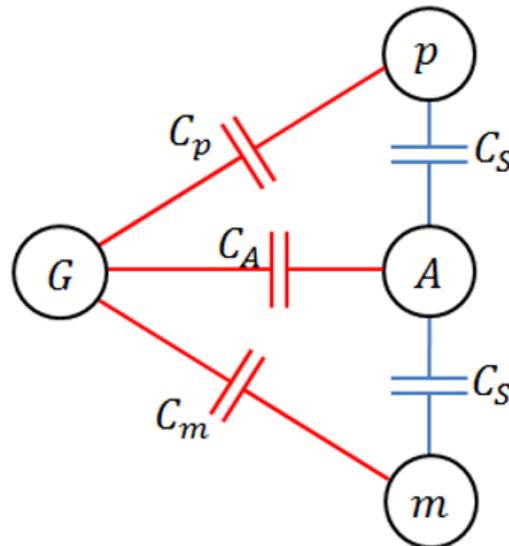


Figura 5.44: Grafo equivalente do circuito do inversor monofásico, com as capacitâncias parasitas inclusas.

Tabela 5.3: Capacitâncias equivalentes medidas entre dois pontos do circuito inversor monofásico da entrada do transformador.

	p	m	A	G	Valor medido
1	+	-	-	-	$C_p + C_S$
2	-	+	-	-	$C_m + C_S$
3	-	-	+	-	$2C_S + C_A$
4	-	-	-	+	$C_p + C_m + C_A$
5	+	$O_1$	$O_1$	-	$(C_A + (C_m // C_S)) // C_S + C_p$
6	$O_1$	$O_1$	+	-	$C_A + (C_p // C_S) + (C_m // C_S)$

Notas:

- A letra ' $O_x$ ' indica um nó flutuante (i.e. cujo valor de tensão não é determinado *a priori* durante a medição), sendo que aqueles com um mesmo número ' $x$ ' estão curto-circuitados.
- O operador ' $//$ ' associa a dois dados valores o produto dividido pela soma<sup>2</sup>.

### 5.5.2.2 Desmembramento de todos os componentes

Caso o circuito do conversor puder ser completamente desmontado (que seria o caso, por exemplo, de um protótipo em fase de construção), haveria ainda a possibilidade da desconexão do circuito retificador do inversor trifásico (item 2 da lista da seção anterior).

Assim, a obtenção dos parâmetros do conversor seguiria os mesmos passos apresentados na seção anterior, com a diferença que o circuito do conjunto retificador - inversor trifásico seria separado em duas partes: de um lado ter-se-ia o retificador controlado (cujos parâmetros seriam obtidos a partir do grafo da Figura 5.44) e, do outro, o circuito do inversor trifásico, cuja determinação dos parâmetros foi detalhada no capítulo 3.

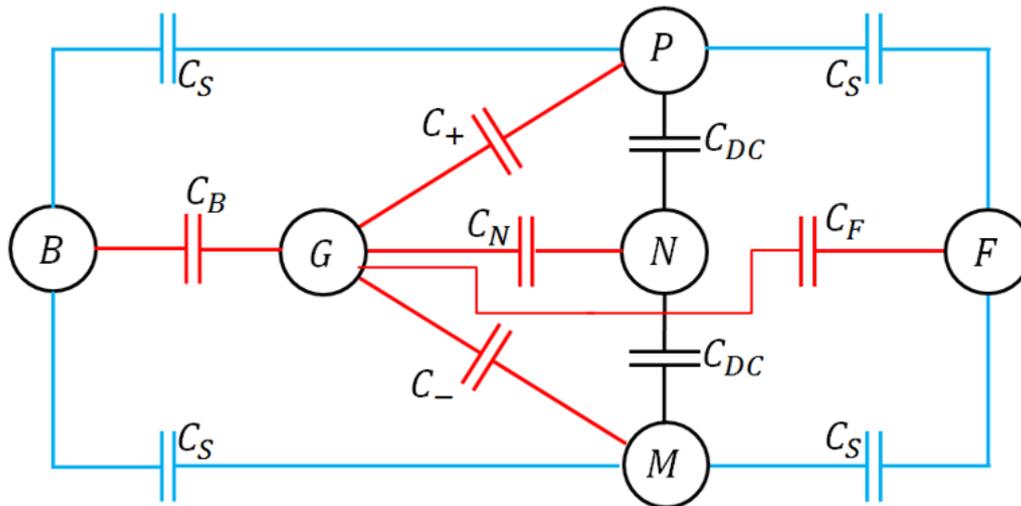


Figura 5.45: Grafo equivalente do circuito do conjunto retificador-inversor trifásico, com as capacitâncias parasitas inclusas.

## 5.6 Conclusão

A partir dos resultados e discussões apresentados, pode-se concluir que:

- A isolamento galvânica conferida ao conversor pelo transformador faz com que este isole as perturbações que circulam pelo circuito de modo-comum, exceto pelos acoplamentos capacitivos existentes, de modo que as correntes de deslocamento de alta frequência podendo ser observadas;
- Modelizar as capacitâncias dos transformadores que operam em alta frequência é bastante similar ao procedimento que é feito quando se trabalha com transformadores que operam na frequência da rede;
- Os dispositivos eletrônicos do conversor, bem como as trilhas do circuito impresso também possuem capacitâncias parasitas, sendo que estas últimas dependem muito da disposição do circuito;
- A partir de medições é possível ajustar os parâmetros do sistema a ser modelado, obtendo-se assim uma representação dos componentes do sistema frente às perturbações de alta-frequência.

Assim, tem-se que a modelização do conversor permite obter a partir de simulações os comportamentos dos componentes do sistema e prever seu funcionamento frente à perturbações de alta frequência produzidas pelo chaveamento dos dispositivos semicondutores.



# Capítulo 6

## Conclusão

As questões de compatibilidade eletromagnética conduzida abordadas ao longo deste trabalho são de grande relevância durante a fase de projeto e instalação de sistemas de geração fotovoltaicos. Ainda que sejam questões que na maioria das vezes sejam tratadas de maneira marginal (comparativamente a outros aspectos técnicos, tais como o controle do conversor ou a extração de potência máxima dos módulos), seu estudo é de grande importância, uma vez que dizem respeito diretamente à confiabilidade e à durabilidade dos equipamentos da instalação.

Conforme discutido, a circulação de correntes pelo terra afeta o funcionamento do sistema de proteção, fazendo com que tal sistema atue indevidamente e gere interrupções intempestivas, levando assim a uma redução no montante de energia produzida pelo empreendimento e outros transtornos. Caso o operador do sistema altere o esquema de proteção de modo a se evitar sua atuação indevida, pode-se gerar situações onde a própria segurança das instalações e do pessoal pode ser comprometida.

Além disso, a circulação de correntes pelo terra pode, em certas ocasiões, levar a perturbações em equipamentos eletrônicos próximos; uma vez que a geração distribuída fotovoltaica está cada vez mais presente em casas e edifícios comerciais, é primordial que o funcionamento da unidade de geração não interfira no funcionamento de equipamentos próximos. Como qualquer equipamento eletrônico, os sistemas de condicionamento da energia fotovoltaica trazem consigo as perturbações decorrentes dos processos de chaveamento, de forma que tais fenômenos devem ser devidamente confinados e atenuados.

Deve-se ressaltar, contudo, que tal trabalho nem sempre é simples, pois os fenômenos investigados envolvem perturbações que possuem conteúdo espectral de alta frequência (decorrente das rápidas variações de tensão nos dispositivos de chaveamento e correntes transitórias resultantes), de modo que elementos parasitas normalmente desprezados em baixas frequências passam a ser preponderantes na faixa de frequência estudada. É por esse motivo que o ponto de partida do estudo foi a apresentação de modelos para cada um dos componentes, adequados a esta aplicação.

De posse da modelagem de todo o sistema, passou-se a observar como as diferentes possibilidades de aterramento influenciam a circulação de correntes, o que foi observado a partir da análise dos resultados obtidos de uma série de simulações computacionais. Observou-se que o aterramento protetivo da instalação não apresenta muitas variações quanto ao que pode ser aterrado ou não (sendo que, como via de regra, as massas e carcaças devem ser devidamente aterradas; porém, laços de circulação devem ser evitados para se reduzir os caminhos de circulação de corrente). Já o aterramento funcional pode apresentar diferentes formas em função daquilo que se objetiva, devendo-se considerar, inclusive, que boa parte das instalações fotovoltaicas de pequeno porte não possuem aterramento funcional.

As questões que envolvem os padrões de chaveamento PWM estão no cerne do fenômeno de circulação de corrente de terra, de modo que a caracterização da variação da tensão no circuito

de modo-comum se fez necessária. As possibilidades de se modificar os padrões dessa tensão foram devidamente investigadas e apresentadas.

Por fim, a extensão da modelagem para os transformadores eletrônicos permitiu que toda uma nova classe de conversores pudesse ser analisada de modo a se prever seu comportamento frente a tais perturbações, sendo que simulações computacionais foram feitas de modo a comparar o funcionamento de diferentes sistemas de conversão fotovoltaica.

## Proposta de Continuidade dos trabalhos

Ainda que este trabalho tenha abordado as questões mais significativas e pertinentes aos estudos de compatibilidade eletromagnética conduzida em sistemas de geração fotovoltaica, vários outros tópicos podem ser expandidos ou incluídos neste tópico de modo a complementar as informações que aqui foram apresentadas.

A maior parte dos estudos aqui mostrados foi amparada em resultados numéricos obtidos a partir de simulações computacionais; contudo, tais resultados deveriam ser confrontados com resultados obtidos advindos de medições experimentais, de modo a validar os modelos desenvolvidos e os resultados postulados.

Outra parte que merece maiores desenvolvimentos é a modelagem dos dispositivos eletrônicos de chaveamento; os modelos apresentados, ainda que satisfatórios, poderiam ser melhor estudados de modo a contemplar toda a complexidade dos fenômenos que se produzem em tais componentes. A análise de tais fenômenos se torna cada vez mais relevante à medida que as tecnologias de fabricação dessas chaves evolui e novos materiais emergem, o que acaba possibilitando a operação a frequências cada vez mais elevadas, reforçando ainda mais os fenômenos investigados.

Como mensagem final, conclui-se, dessa forma, que a pertinência e a complexidade deste tema justificam os esforços realizados neste trabalho, com o objetivo de caracterizar os efeitos das tensões e correntes de modo-comum nos circuitos do sistema de conversão fotovoltaica. Neste contexto, o presente trabalho surge como um guia para a identificação de tais fenômenos em sistemas de geração fotovoltaica, apresentando assim as ferramentas para a sua caracterização e avaliação das questões correspondentes no âmbito da compatibilidade eletromagnética conduzida.



# Apêndices

# Apêndice A

## Determinação das durações dos estados das chaves para diferentes métodos PWM a partir tensão que se deseja sintetizar

Serão apresentadas neste apêndice as fórmulas matemáticas para o cálculo dos tempos de duração de cada estado para alguns métodos de chaveamento PWM. Nas seções a seguir, serão apresentadas expressões numéricas para  $t_i$ ,  $i \in \{0, \dots, 7\}$  de modo a se produzir um dado vetor  $A_0 e^{j\phi_0}$  de acordo com as equações 4.28 e 4.29.

### A.1 Usando somente os vetores ativos que limitam o setor

Estratégias que utilizam esta regra: SV-PWM, AZS-PWM e D-PWM.

Seja  $\varphi$  um ângulo dado pela expressão:

$$\varphi = \text{mod} \left( \phi; \frac{\pi}{3} \right) \quad (\text{A.1})$$

Onde  $\text{mod}(x; y)$  representa o resto da divisão inteira de  $x$  por  $y$ . Tem-se que:

$$\frac{\left(\frac{2}{3}V\right)t_i + \left(\frac{2}{3}Ve^{j\frac{\pi}{3}}\right)t_{i+1}}{T_{sw}} = A_0 e^{j\varphi_0} \quad (\text{A.2})$$

$$t_i + t_{i+1} + t_{inat} = T_{sw} \quad (\text{A.3})$$

onde  $t_{inat} = t_0 + t_7$ . Normalizando as durações através da introdução da variável  $\bar{t}_i = \frac{t_i}{T_{sw}}$  e as tensões através  $\bar{A}_0 = \frac{A_0}{\frac{2}{3}V}$ .

$$\bar{t}_i + \left( \frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \bar{t}_{i+1} = \bar{A}_0 e^{j\varphi_0} \quad (\text{A.4})$$

$$\bar{t}_i + \bar{t}_{i+1} + \bar{t}_{inat} = 1 \quad (\text{A.5})$$

Desmembrando parte real e imaginária:

$$\bar{t}_i + \frac{1}{2}\bar{t}_{i+1} = \bar{A}_0 \cos \varphi_0 \quad (\text{A.6})$$

$$\frac{\sqrt{3}}{2}\bar{t}_{i+1} = \bar{A}_0 \sin \varphi_0 \quad (\text{A.7})$$

Tem-se assim que:

$$\bar{t}_{i+1} = \frac{2\sqrt{3}}{3}\bar{A}_0 \sin \varphi_0 \quad (\text{A.8})$$

$$\bar{t}_i = \bar{A}_0 \cos \varphi_0 - \frac{1}{2}\bar{t}_{i+1} \quad (\text{A.9})$$

## A.2 Usando somente os vetores ativos com uma mesma tensão de modo comum

Estratégia que utiliza esta regra: RS-PWM.

### A.2.1 Utilizando-se os vetores ímpares

$$\frac{\left(\frac{2}{3}V\right)t_1 + \left(\frac{2}{3}Ve^{j\frac{2\pi}{3}}\right)t_3 + \left(\frac{2}{3}Ve^{-j\frac{2\pi}{3}}\right)t_5}{T_{sw}} = A_0 e^{j\phi_0} \quad (\text{A.10})$$

$$t_1 + t_3 + t_5 = T_{sw} \quad (\text{A.11})$$

Normalizando as durações através da introdução da variável  $\bar{t}_i = \frac{t_i}{T_{sw}}$  e as tensões através  $\bar{A}_0 = \frac{A_0}{\frac{2}{3}V}$ .

$$\bar{t}_1 + \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)\bar{t}_3 + \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)\bar{t}_5 = \bar{A}_0 e^{j\phi_0} \quad (\text{A.12})$$

$$\bar{t}_1 + \bar{t}_3 + \bar{t}_5 = 1 \quad (\text{A.13})$$

Substituindo uma equação na outra:

$$1 - \bar{t}_3 - \bar{t}_5 + \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)\bar{t}_3 + \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)\bar{t}_5 = \bar{A}_0 e^{j\phi_0} \quad (\text{A.14})$$

Desmembrando parte real e imaginária:

$$1 - \frac{3}{2}\bar{t}_3 - \frac{3}{2}\bar{t}_5 = \bar{A}_0 \cos \phi_0 \quad (\text{A.15})$$

$$\frac{\sqrt{3}}{2}\bar{t}_3 - \frac{\sqrt{3}}{2}\bar{t}_5 = \bar{A}_0 \sin \phi_0 \quad (\text{A.16})$$

Escrevendo na forma matricial:

$$\begin{pmatrix} -\frac{3}{2} & -\frac{3}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{t}_3 \\ \bar{t}_5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \bar{A}_0 \cos \phi_0 - 1 \\ \bar{A}_0 \sin \phi_0 \end{pmatrix} \quad (\text{A.17})$$

Invertendo a matriz, tem-se finalmente que:

$$\begin{pmatrix} \bar{t}_3 \\ \bar{t}_5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \\ \frac{1}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 - \bar{A}_0 \cos \phi_0 \\ -\bar{A}_0 \sin \phi_0 \end{pmatrix} \quad (\text{A.18})$$

### A.2.2 Utilizando-se os vetores pares

$$\frac{\left(\frac{2}{3}V e^{j\frac{\pi}{3}}\right) t_2 + \left(-\frac{2}{3}V\right) t_4 + \left(\frac{2}{3}V e^{-j\frac{\pi}{3}}\right) t_6}{T_{sw}} = A_0 e^{j\phi_0} \quad (\text{A.19})$$

$$t_2 + t_4 + t_6 = T_{sw} \quad (\text{A.20})$$

Normalizando as durações através da introdução da variável  $\bar{t}_i = \frac{t_i}{T_{sw}}$  e as tensões através  $\bar{A}_0 = \frac{A_0}{\frac{2}{3}V}$ .

$$\left(\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \bar{t}_2 - \bar{t}_4 + \left(\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \bar{t}_6 = \bar{A}_0 e^{j\phi_0} \quad (\text{A.21})$$

$$\bar{t}_2 + \bar{t}_4 + \bar{t}_6 = 1 \quad (\text{A.22})$$

Substituindo uma equação na outra:

$$-1 + \bar{t}_2 + \bar{t}_6 + \left(\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \bar{t}_2 + \left(\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \bar{t}_6 = \bar{A}_0 e^{j\phi_0} \quad (\text{A.23})$$

Desmembrando parte real e imaginária:

$$-1 + \frac{3}{2}\bar{t}_2 + \frac{3}{2}\bar{t}_6 = \bar{A}_0 \cos \phi_0 \quad (\text{A.24})$$

$$\frac{\sqrt{3}}{2}\bar{t}_2 - \frac{\sqrt{3}}{2}\bar{t}_6 = \bar{A}_0 \sin \phi_0 \quad (\text{A.25})$$

Escrevendo na forma matricial:

$$\begin{pmatrix} \frac{3}{2} & \frac{3}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{t}_2 \\ \bar{t}_6 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \bar{A}_0 \cos \phi_0 + 1 \\ \bar{A}_0 \sin \phi_0 \end{pmatrix} \quad (\text{A.26})$$

Invertendo a matriz, tem-se finalmente que:

$$\begin{pmatrix} \bar{t}_2 \\ \bar{t}_6 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} \\ \frac{1}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 + \bar{A}_0 \cos \phi_0 \\ \bar{A}_0 \sin \phi_0 \end{pmatrix} \quad (\text{A.27})$$

## A.3 Usando somente os três vetores ativos mais próximos

Estratégia que utiliza esta regra: NS-PWM.

Seja  $\varphi$  um ângulo dado pela expressão:

$$\varphi = \text{mod}\left(\phi; \frac{\pi}{3}\right) \quad (\text{A.28})$$

Onde  $\text{mod}(x; y)$  representa o resto da divisão inteira de  $x$  por  $y$ . Tem-se que:

$$\frac{\left(\frac{2}{3}V\right) t_i + \left(\frac{2}{3}Ve^{j\frac{\pi}{3}}\right) t_{i+1} + \left(\frac{2}{3}Ve^{-j\frac{\pi}{3}}\right) t_{i-1}}{T_{sw}} = A_0 e^{j\varphi_0} \quad (\text{A.29})$$

$$t_i + t_{i+1} + t_{i-1} = T_{sw} \quad (\text{A.30})$$

Normalizando as durações através da introdução da variável  $\bar{t}_i = \frac{t_i}{T_{sw}}$  e as tensões através  $\bar{A}_0 = \frac{A_0}{\frac{2}{3}V}$ .

$$\bar{t}_i + \left(\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \bar{t}_{i+1} + \left(\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \bar{t}_{i-1} = \bar{A}_0 e^{j\varphi_0} \quad (\text{A.31})$$

$$\bar{t}_i + \bar{t}_{i+1} + \bar{t}_{i-1} = 1 \quad (\text{A.32})$$

Substituindo uma equação na outra:

$$1 - \bar{t}_{i+1} - \bar{t}_{i-1} + \left(\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \bar{t}_{i+1} + \left(\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \bar{t}_{i-1} = \bar{A}_0 e^{j\varphi_0} \quad (\text{A.33})$$

Desmembrando parte real e imaginária:

$$1 - \frac{1}{2}\bar{t}_{i+1} - \frac{1}{2}\bar{t}_{i-1} = \bar{A}_0 \cos \varphi_0 \quad (\text{A.34})$$

$$\frac{\sqrt{3}}{2}\bar{t}_{i+1} - \frac{\sqrt{3}}{2}\bar{t}_{i-1} = \bar{A}_0 \sin \varphi_0 \quad (\text{A.35})$$

Escrevendo na forma matricial:

$$\begin{pmatrix} -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{t}_{i+1} \\ \bar{t}_{i-1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \bar{A}_0 \cos \varphi_0 - 1 \\ \bar{A}_0 \sin \varphi_0 \end{pmatrix} \quad (\text{A.36})$$

Invertendo a matriz, tem-se finalmente que:

$$\begin{pmatrix} \bar{t}_{i+1} \\ \bar{t}_{i-1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -\frac{\sqrt{3}}{3} \\ 1 & \frac{\sqrt{3}}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 - \bar{A}_0 \cos \varphi_0 \\ -\bar{A}_0 \sin \varphi_0 \end{pmatrix} \quad (\text{A.37})$$

# Apêndice B

## Formulário matemático

### B.1 Espectro de um trem de pulsos retangulares e trapezoidais

Os coeficientes da análise de Fourier de um sinal de período  $T_0$  é dado pela expressão:

$$c_n = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} f(t) e^{-jn\frac{2\pi}{T_0}t} dt \quad (\text{B.1})$$

Vale relembrar que os coeficientes da análise de Fourier da  $n$ -ésima derivada de uma função são dados por:

$$c_n^{(k)} = \left( jn \frac{2\pi}{T_0} \right)^k c_n \quad (\text{B.2})$$

A seguir, essa propriedade será aplicada no cálculo dos coeficientes de um trem de pulsos retangulares e trapezoidais.

#### B.1.1 Trem de pulsos retangulares

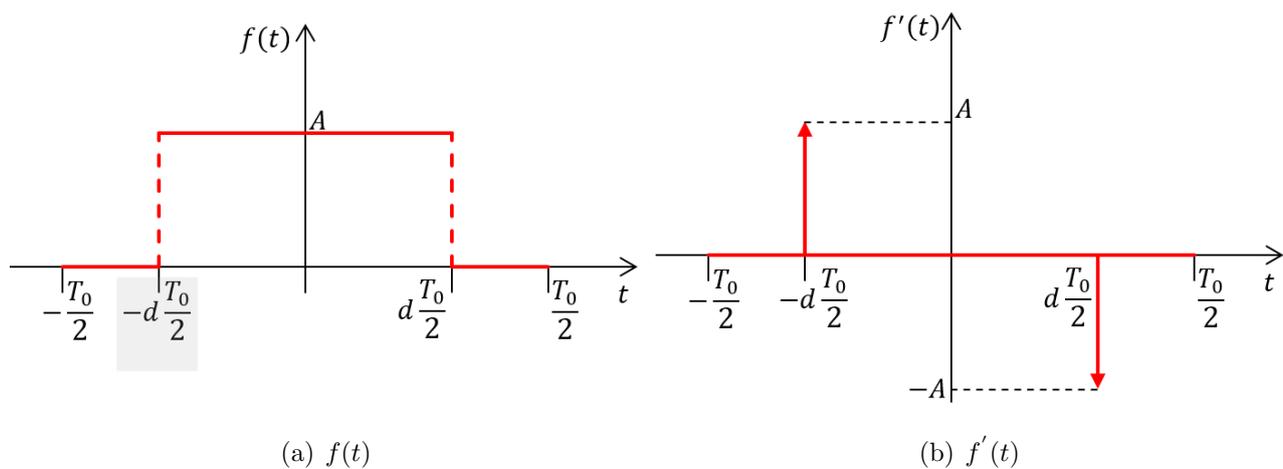


Figura B.1: Formas de onda do trem de pulsos retangulares e sua derivada.

$$\begin{aligned}
c_n^{(1)} &= \frac{1}{T_0} \int_{T_0} \frac{df}{dt}(t) e^{-jn\frac{2\pi}{T_0}t} dt \\
&= \frac{1}{T_0} \int_{T_0} A \left[ \delta\left(t + d\frac{T_0}{2}\right) - \delta\left(t - d\frac{T_0}{2}\right) \right] e^{-jn\frac{2\pi}{T_0}t} dt \\
&= \frac{A}{T_0} \left[ e^{-jn\frac{2\pi}{T_0}\left(-d\frac{T_0}{2}\right)} - e^{-jn\frac{2\pi}{T_0}\left(d\frac{T_0}{2}\right)} \right] \\
&= \frac{A}{T_0} 2j \frac{e^{jnd\pi} - e^{-jnd\pi}}{2j} \\
&= \frac{2jA}{T_0} \sin(nd\pi)
\end{aligned}$$

Aplicando a propriedade da derivada B.2:

$$\begin{aligned}
c_n^{(1)} &= jn \frac{2\pi}{T_0} c_n = \frac{2jA}{T_0} \sin(nd\pi) \\
c_n &= \frac{A}{n\pi} \sin(nd\pi)
\end{aligned}$$

Introduzindo a definição da função sinc não normalizada<sup>1</sup>:

$$\text{sinc}(a) = \frac{\sin(a)}{a} \quad (\text{B.3})$$

tem-se finalmente que:

$$c_n = A d \text{sinc}(nd\pi) \quad (\text{B.4})$$

### B.1.2 Trem de pulsos trapezoidais

$$\begin{aligned}
c_n^{(2)} &= \frac{1}{T_0} \int_{T_0} \frac{d^2f}{dt^2}(t) e^{-jn\frac{2\pi}{T_0}t} dt \\
&= \frac{1}{T_0} \int_{T_0} A \left\{ \frac{1}{t_r} \left[ \delta\left(t - \frac{-\tau - t_r}{2}\right) - \delta\left(t - \frac{-\tau + t_r}{2}\right) \right] + \frac{1}{t_f} \left[ -\delta\left(t - \frac{\tau - t_f}{2}\right) + \delta\left(t - \frac{\tau + t_f}{2}\right) \right] \right\} e^{-jn\frac{2\pi}{T_0}t} dt \\
&= \frac{A}{t_r T_0} \left[ e^{-jn\frac{2\pi}{T_0}\left(\frac{-\tau - t_r}{2}\right)} - e^{-jn\frac{2\pi}{T_0}\left(\frac{-\tau + t_r}{2}\right)} \right] + \frac{A}{t_f T_0} \left[ -e^{-jn\frac{2\pi}{T_0}\left(\frac{\tau - t_f}{2}\right)} + e^{-jn\frac{2\pi}{T_0}\left(\frac{\tau + t_f}{2}\right)} \right]
\end{aligned}$$

Supondo que  $t_r \approx t_f = t_{rf}$ , tem-se que:

$$\begin{aligned}
c_n^{(2)} &= \frac{A}{t_{rf} T_0} \left[ e^{-jn\frac{2\pi}{T_0}\left(\frac{-\tau - t_{rf}}{2}\right)} - e^{-jn\frac{2\pi}{T_0}\left(\frac{-\tau + t_{rf}}{2}\right)} - e^{-jn\frac{2\pi}{T_0}\left(\frac{\tau - t_{rf}}{2}\right)} + e^{-jn\frac{2\pi}{T_0}\left(\frac{\tau + t_{rf}}{2}\right)} \right] \\
&= \frac{A}{t_{rf} T_0} \left[ e^{jn\frac{2\pi}{T_0}\left(\frac{\tau + t_{rf}}{2}\right)} + e^{-jn\frac{2\pi}{T_0}\left(\frac{\tau + t_{rf}}{2}\right)} - e^{jn\frac{2\pi}{T_0}\left(\frac{-\tau + t_{rf}}{2}\right)} - e^{-jn\frac{2\pi}{T_0}\left(\frac{-\tau + t_{rf}}{2}\right)} \right] \\
&= \frac{2A}{t_{rf} T_0} \left[ \cos\left(n\frac{2\pi}{T_0}\left(\frac{\tau + t_{rf}}{2}\right)\right) - \cos\left(n\frac{2\pi}{T_0}\left(\frac{-\tau + t_{rf}}{2}\right)\right) \right] \\
&= \frac{2A}{t_{rf} T_0} \left[ -2 \sin\left(n\pi\frac{\tau}{T_0}\right) \sin\left(n\pi\frac{t_{rf}}{T_0}\right) \right]
\end{aligned}$$

<sup>1</sup>a função sinc normalizada é definida como  $\text{sinc}(a) = \frac{\sin(\pi a)}{\pi a}$ .

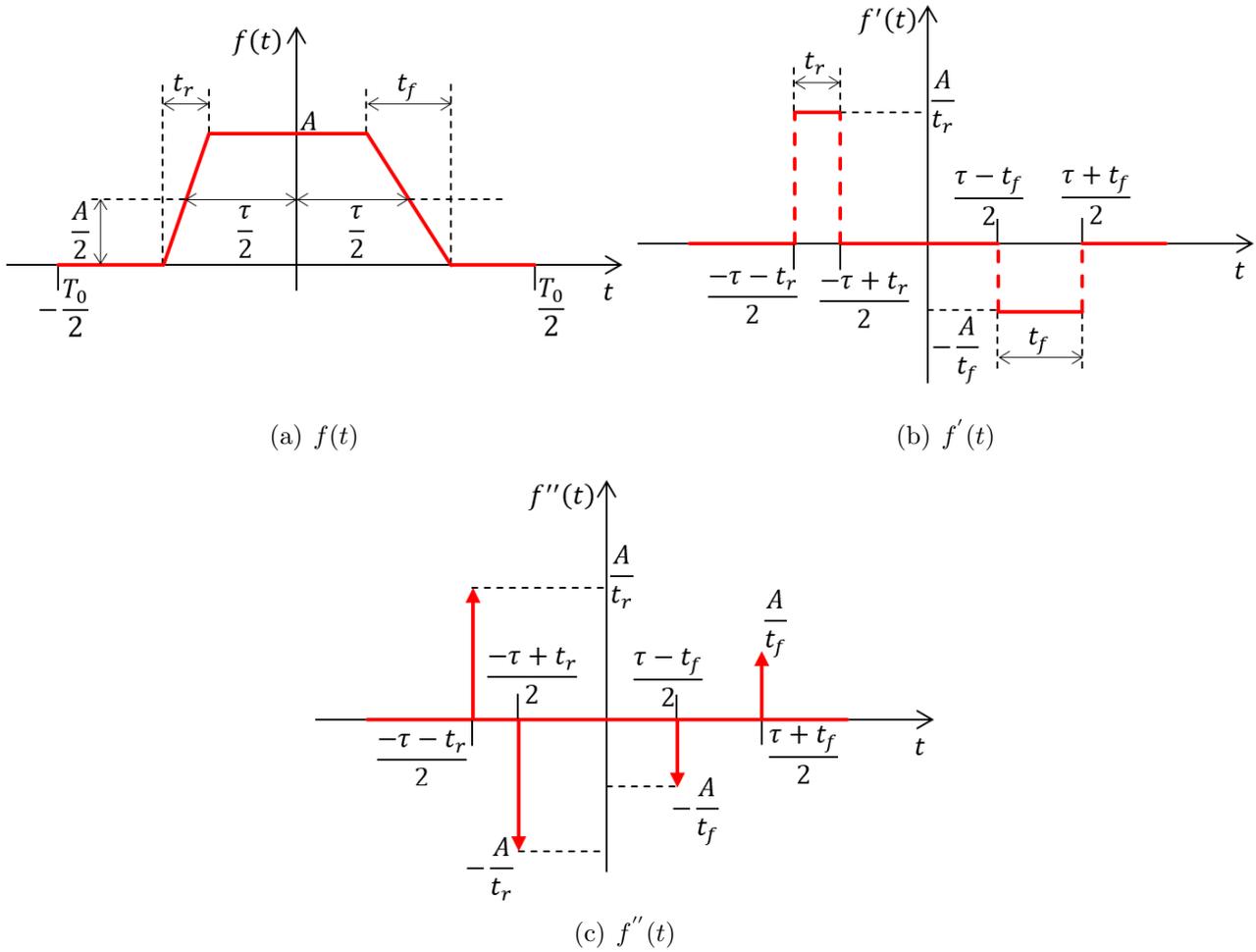


Figura B.2: Formas de onda do trem de pulsos trapezoidais e suas duas primeiras derivadas.

Aplicando a propriedade da derivada B.2:

$$\begin{aligned}
 c_n^{(2)} &= \left( jn \frac{2\pi}{T_0} \right)^2 c_n = -\frac{4A}{t_{rf}T_0} \left[ \sin \left( n\pi \frac{\tau}{T_0} \right) \sin \left( n\pi \frac{t_{rf}}{T_0} \right) \right] \\
 c_n &= \frac{A}{n^2\pi^2 t_{rf}} \left[ \sin \left( n\pi \frac{\tau}{T_0} \right) \sin \left( n\pi \frac{t_{rf}}{T_0} \right) \right] \\
 &= A \frac{\tau}{T_0} \left[ \frac{\sin \left( n\pi \frac{\tau}{T_0} \right)}{n\pi \frac{\tau}{T_0}} \frac{\sin \left( n\pi \frac{t_{rf}}{T_0} \right)}{n\pi \frac{t_{rf}}{T_0}} \right]
 \end{aligned}$$

Substituindo a definição da razão cíclica  $d = \frac{\tau}{T_0}$  e a definição da função sinc dada em B.3, tem-se finalmente que:

$$c_n = A d \operatorname{sinc}(n\pi d) \operatorname{sinc} \left( n\pi \frac{t_{rf}}{T_0} \right) \tag{B.5}$$

que é similar à equação B.4 obtida para o espectro dos pulsos retangulares, porém multiplicada pelo fator  $\operatorname{sinc} \left( n\pi \frac{t_{rf}}{T_0} \right)$ .

### B.1.3 Perfis do espectros calculados

Considerando os sinais aqui considerados representem tensões, o valor em  $dB$  é dada pela fórmula:

$$v_{dB} = 20 \log_{10} |v| \quad (\text{B.6})$$

assim, o valor em  $dB$  das componentes espectrais do trem de pulsos trapezoidais é igual à:

$$\begin{aligned} c_{n,dB} &= 20 \log_{10} |c_n| \\ &= 20 \log_{10} \left| A d \operatorname{sinc}(n\pi d) \operatorname{sinc}\left(n\pi \frac{t_{rf}}{T_0}\right) \right| \\ &= 20 \log_{10} (Ad) + 20 \log_{10} |\operatorname{sinc}(n\pi d)| + 20 \log_{10} \left| \operatorname{sinc}\left(n\pi \frac{t_{rf}}{T_0}\right) \right| \end{aligned}$$

Sabendo que o módulo da função converge assintoticamente para os valores:

$$|\operatorname{sinc}(a)| = \begin{cases} \approx 1 & , |a| \ll 1 \\ \approx \frac{1}{a} & , a \gg 1 \end{cases} \quad (\text{B.7})$$

e que  $d = \frac{\tau}{T_0}$ , que  $\frac{n}{T_0} = nf_0 = f$ , que  $n\pi d = \pi\tau f$  e que  $n\pi \frac{t_{rf}}{T_0} = \pi t_{rf} f$ , obtem-se:

$$c_{n,dB} = \begin{cases} 20 \log_{10} (Ad) & , f \ll \frac{1}{\pi\tau} \\ 20 \log_{10} (Ad) + 20 \log_{10} \left( \frac{1}{\pi\tau f} \right) & , f \gg \frac{1}{\pi\tau} \text{ e } f \ll \frac{1}{\pi t_{rf}} \\ 20 \log_{10} (Ad) + 20 \log_{10} \left( \frac{1}{\pi\tau f} \right) + 20 \log_{10} \left( \frac{1}{\pi t_{rf} f} \right) & , f \gg \frac{1}{\pi t_{rf}} \end{cases} \quad (\text{B.8})$$

aplicando propriedades do logaritmo, obtem-se:

$$c_{n,dB} = \begin{cases} 20 \log_{10} (Ad) & , f \ll \frac{1}{\pi\tau} \\ 20 \log_{10} (Ad) - 20 \log_{10} (\pi\tau f) & , f \gg \frac{1}{\pi\tau} \text{ e } f \ll \frac{1}{\pi t_{rf}} \\ 20 \log_{10} (Ad) - 40 \log_{10} (\pi\sqrt{\tau t_{rf}} f) & , f \gg \frac{1}{\pi t_{rf}} \end{cases} \quad (\text{B.9})$$

Sabendo que  $20 \log_{10} (Ad)$  é uma constante (e que a partir de agora será notada  $K_0$ ), assim como  $10 \log_{10} (\pi\tau)$  (notada  $K_1$ ) e  $10 \log_{10} (\pi\sqrt{\tau t_{rf}})$  (notada  $K_2$ ), tem-se que:

$$c_{n,dB} = \begin{cases} K_0 & , f \ll \frac{1}{\pi\tau} \\ K_0 - 2(\log_{10} (f) + K_1) & , f \gg \frac{1}{\pi\tau} \text{ e } f \ll \frac{1}{\pi t_{rf}} \\ K_0 - 4(\log_{10} (f) + K_2) & , f \gg \frac{1}{\pi t_{rf}} \end{cases} \quad (\text{B.10})$$

Vê-se assim que, a partir da frequência  $\frac{1}{\pi t_{rf}}$ , o valor em  $dB$  das componentes espectrais decai com o dobro da velocidade em função de  $\log_{10} (f)$  (o que explica as inflexões observadas nos gráficos 5.16 e 5.17).

## B.2 Matrizes diagonalizáveis pela transformação de Fortescue

### B.2.1 Três fases

Sendo  $\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ , são dadas as matrizes da transformação de Fortescue e sua inversa:

$$\mathbf{T} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ \alpha^2 & \alpha & 1 \\ \alpha & \alpha^2 & 1 \end{pmatrix} \text{ e } \mathbf{T}^{-1} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{B.11})$$

A aplicação dessas matrizes converte grandezas de fases em grandezas modais e vice-versa:

$$\begin{pmatrix} \text{fase A} \\ \text{fase B} \\ \text{fase C} \end{pmatrix} = \mathbf{T} \begin{pmatrix} \text{positiva} \\ \text{negativa} \\ \text{zero} \end{pmatrix} \quad (\text{B.12})$$

$$\begin{pmatrix} \text{positiva} \\ \text{negativa} \\ \text{zero} \end{pmatrix} = \mathbf{T}^{-1} \begin{pmatrix} \text{fase A} \\ \text{fase B} \\ \text{fase C} \end{pmatrix} \quad (\text{B.13})$$

Tem-se que:

$$\mathbf{T}^{-1} \begin{pmatrix} a & b & c \\ c & a & b \\ b & c & a \end{pmatrix} \mathbf{T} = \begin{pmatrix} a - \frac{b+c}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}(c-b) & 0 & 0 \\ 0 & a - \frac{b+c}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}(c-b) & 0 \\ 0 & 0 & a+b+c \end{pmatrix} \quad (\text{B.14})$$

No caso particular em que  $a = 1$ ,  $b = -1$  e  $c = 0$  (matriz que transforma tensões de fase em de linha), tem-se:

$$\mathbf{T}^{-1} \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \mathbf{T} = \sqrt{3} \begin{pmatrix} e^{j\frac{\pi}{6}} & 0 & 0 \\ 0 & e^{-j\frac{\pi}{6}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{B.15})$$

No caso particular em que  $b = c$  (esta condição é comum em sistemas em que há transposição de fases, o que implica em um valor médio e igual para as influências entre fases), tem-se:

$$\mathbf{T}^{-1} \begin{pmatrix} a & b & b \\ b & a & b \\ b & b & a \end{pmatrix} \mathbf{T} = \begin{pmatrix} a-b & 0 & 0 \\ 0 & a-b & 0 \\ 0 & 0 & a+2b \end{pmatrix} \quad (\text{B.16})$$

Para  $a = \cos(\theta)$ ,  $b = \cos(\theta - \frac{4\pi}{3})$  e  $c = \cos(\theta - \frac{2\pi}{3})$  (matriz que aparece frequentemente nos estudos de máquinas rotativas trifásicas simétricas), tem-se:

$$\mathbf{T}^{-1} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{pmatrix} \mathbf{T} = \frac{3}{2} \begin{pmatrix} e^{j\theta} & 0 & 0 \\ 0 & e^{-j\theta} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{B.17})$$

Para  $\theta = 0$ , tem-se  $a = 1$  e  $b = c = -\frac{1}{2}$ , e a matriz diagonal fica na forma:

$$\mathbf{T}^{-1} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{pmatrix} \mathbf{T} = \frac{3}{2} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{B.18})$$

## B.2.2 Duas fases

Dada a matriz da transformação de Fortescue e sua inversa:

$$\mathbf{T} = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix} \text{ e } \mathbf{T}^{-1} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix} \quad (\text{B.19})$$

A aplicação dessas matrizes converte grandezas de fases em grandezas modais e vice-versa:

$$\begin{pmatrix} \text{fase +} \\ \text{fase -} \end{pmatrix} = \mathbf{T} \begin{pmatrix} \text{comum} \\ \text{diferencial} \end{pmatrix} \quad (\text{B.20})$$

$$\begin{pmatrix} \text{comum} \\ \text{diferencial} \end{pmatrix} = \mathbf{T}^{-1} \begin{pmatrix} \text{fase +} \\ \text{fase -} \end{pmatrix} \quad (\text{B.21})$$

Tem-se que:

$$\mathbf{T}^{-1} \begin{pmatrix} a & b \\ b & a \end{pmatrix} \mathbf{T} = \begin{pmatrix} a+b & 0 \\ 0 & a-b \end{pmatrix} \quad (\text{B.22})$$

Em alguns estudos de sistemas desequilibrados, os termos da diagonal podem ser diferentes de zero. Neste caso, a matriz não é mais diagonalizável pelas matrizes de Fortescue, sendo que a aplicação da transformação resulta na matriz:

$$\mathbf{T}^{-1} \begin{pmatrix} a + \frac{\Delta a}{2} & b \\ b & a - \frac{\Delta a}{2} \end{pmatrix} \mathbf{T} = \begin{pmatrix} a+b & \frac{\Delta a}{2} \\ \frac{\Delta a}{2} & a-b \end{pmatrix} \quad (\text{B.23})$$

Já no caso em que a matriz simétrica tem uma de suas colunas multiplicadas por  $-1$ , tem-se que:

$$\mathbf{T}^{-1} \begin{pmatrix} a & -b \\ b & -a \end{pmatrix} \mathbf{T} = \begin{pmatrix} 0 & a+b \\ a-b & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{B.24})$$

Se ao invés da coluna tiver uma linha multiplicada por  $-1$ , tem-se que:

$$\mathbf{T}^{-1} \begin{pmatrix} a & b \\ -b & -a \end{pmatrix} \mathbf{T} = \begin{pmatrix} 0 & a-b \\ a+b & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{B.25})$$

# Referências Bibliográficas

- [1] M. Treacy. Solar cell hits new world record with 44.7 percent efficiency. <http://www.treehugger.com/solar-technology/solar-cell-hits-new-world-record.html>, Sept. 2013.
- [2] *Electrical installation guide 2013 - According to IEC international standards*. Schneider Electric, 2008.
- [3] ANEEL. Resolução normativa no. 482. <http://www.aneel.gov.br/cedoc/ren2012482.pdf>, Apr. 2012.
- [4] ANEEL. Procedimentos de distribuição de energia elétrica no sistema elétrico nacional (prodist) - módulo 3 - acesso ao sistema de distribuição, Dez. 2012.
- [5] IEEE. IEEE 519 - recommended practices and requirements for harmonic control in electric power system, Oct. 1991.
- [6] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodríguez. *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. John Wiley and Sons, 2011.
- [7] Elena Villanueva, Pablo Correa, José Rodriguez, and Mario Pacas. Control of a single-phase cascaded h-bridge multilevel inverter for grid-connected photovoltaic systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56:4399 – 4406, 2009.
- [8] Trishan Esum and Patrick L. Chapman. Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 22:439 – 449, 2007.
- [9] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli. Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 20:963 – 973, 2005.
- [10] Bogdan-Ionut Craciun, Tamás Kerekes, Dezso Séra, and Remus Teodorescu. Overview of recent grid codes for PV power integration. In *Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), 2012 13th International Conference on*, 2012.
- [11] IEEE. IEEE 1547 - standard for interconnecting distributed resources with electric power systems, Oct. 2003.
- [12] IEEE. IEEE 929 - recommended practice for utility interface of photovoltaic (pv) systems, 2000.
- [13] NFPA. NFPA 70 - national electrical code, 2011.
- [14] IEC. IEC 60364-7-712 - electrical installations of buildings - part 7-712: Requirements for special installations or locations - solar photovoltaic (pv) power supply systems, May 2002.

- [15] T. Kerekes, R. Teodorescu, and M. Liserre. Common mode voltage in case of transformer-less pv inverters connected to the grid. In *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE*, pages 2390–2395, June 2008.
- [16] H. De Paula. *Uma nova metodologia para a determinação dos fenômenos de alta frequência em sistemas de acionamento de motores de indução através de inversores PWM*. PhD thesis, Universidade Federal de Uberlândia, 2005.
- [17] William McMurray. The thyristor electronic transformer: a power converter using a high-frequency link. *IEEE Transactions on Industry and General Applications*, IGA-7:451 – 457, 1971.
- [18] ANEEL. Chamada 013/2011 da aneel - arranjos técnicos e comerciais para inserção da geração solar fotovoltaica na matriz energética brasileira, Agosto 2011.
- [19] N. C. Foureaux, F. Marra, and A. Anthony. Usina experimental fotovoltaica TESLA - descritivo completo. 2014.
- [20] Nicole C. Foureaux, Leonardo Adolpho, Sidelmo Magalhes Silva, Jos Antonio de S. Brito, and Braz de J. Cardoso Filho. Application of solid state transformers in utility scale solar power plants. In *2014 IEEE 40th Photovoltaic Specialist Conference (PVSC)*, 2014.
- [21] IEEE 610 - IEEE standard glossary of modeling and simulation terminology. standards coordinating committee, of the IEEE computer society, January 1989.
- [22] C. C. B. de Oliveira, H. P. Schmidt, N. Kagan, and E. J. Robba. *Introdução a sistemas elétricos de potência: componentes simétricas*. Edgard Blucher, 2007.
- [23] CIGRÉ Working Group 02 of study committee 33. Guidelines for representation of network elements when calculating transients, 2000.
- [24] S. Chimklai and J. R. Marti. Simplified three-phase transformer model for electromagnetic transient studies. *IEEE Trans. Power Del.*, 10(3):1316–1325, Jul. 1995.
- [25] E. Rahimpour and M. Bigdeli. Simplified transient model of transformer based on geometrical dimensions used in power network analysis and fault detection studies. In *International Conference on Power Engineering, Energy, and Electrical Drives POWERENG*, 2009.
- [26] N. Y. Abed and O. A. Mohammed. Physics-based high-frequency transformer modeling by finite elements. *IEEE Trans. Magn.*, 46:3249–3252, Aug. 2010.
- [27] Hai Yan Lu, Jian Guo Zhu, and S. Y. Ron Hui. Experimental determination of stray capacitances in high frequency transformers. *IEEE Trans. Power Electron.*, 18:1105–1112, Sept 2003.
- [28] Mao Xinkui and Chen Wei. More precise model for parasitic capacitances in high-frequency transformer. In *Power Electronics Specialists Conference*, volume 2, pages 1054–1057, 2002.
- [29] S. Essakiappan, P. Enjeti, R.S. Balog, and S. Ahmed. Analysis and mitigation of common mode voltages in photovoltaic power systems. In *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pages 28–35, Sept. 2011.

- [30] Junwei Lu, Fu Wong, Naixiang Ma, and Peibai Zhou. Effectiveness of shielded high frequency coaxial transformer for switching power supplies. In *3rd International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pages 735–738, May 2002.
- [31] A. Greenwood. *Electrical Transients in Power Systems*. Wiley-Interscience, 2nd edition, 1991.
- [32] B. Gustavsen and A. Semlyen. Rational approximation of frequency domain by vector fitting. *IEEE Trans. Power Del.*, 14(3):1052–1061, July 1999.
- [33] B. Gustavsen and A. Semlyen. Enforcing passivity for admittance matrices approximated by rational functions. *IEEE Trans. Power Syst.*, 16(1):97–104, Feb. 2001.
- [34] M. Heindl, S. Tenbohlen, and R. Wimmer. Transformer modeling based on standard frequency response measurements. In *XVII International Symposium on High Voltage Engineering*, Hannover, Germany, August 2011.
- [35] W. Bassi. Estudo de surtos em redes secundrias devido a descargas atmosféricas diretas na rede primria. Master’s thesis, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, 1999.
- [36] H. de Paula, M. Lisboa, J. Guilherme, M. Chaves, and W.P. de Almeida. Characterization of cable arrangements in terms of the generated high-frequency quantities in PWM motor drives. In *Power Electronics Conference, 2009. COBEP '09. Brazilian*, 2009.
- [37] E. Bjerkan. *High Frequency Modeling of Power Transformer*. PhD thesis, Norwegian University of Science and Technology, Trondheim, May 2005.
- [38] Iec 60071-2 - insulation co-ordination - part 2: Application guide, 1996.
- [39] G. Mouriès. *Techniques de l’Ingénieur, traité Génie électrique*, chapter Condensateurs utilisés en électronique de puissance, page D3 280. 1995.
- [40] G. Grandi, D. Casadei, and U. Reggiani. Common- and differential-mode HF current components in AC motors supplied by voltage source inverters. *IEEE Trans. Power Electron.*, 19(1):16–24, 2004.
- [41] E. Gubia-Villabona, P. Sanchis-Gurpide, O. Alonso-Sadaba, and A. Lumbreras-Azanza. Simplified high-frequency model for ac drives. In *Conference of the Industrial Electronics Society, 28th Annual IECON 02*, volume 2, pages 1144–1149, Nov. 2002.
- [42] T. Nussbaumer, M.L. Heldwein, and J.W. Kolar. Common mode emc input filter design for a three-phase buck-type pwm rectifier system. In *Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '06.*, 2006.
- [43] M. Hartmann, H. Ertl, and J.W Kolar. Emi filter design for high switching frequency three-phase/level pwm rectifier systems. In *Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2010.
- [44] A. Kempfski, R. Smolenski, and R. Strzelecki. Common mode current paths and their modeling in pwm inverter-fed drives. In *IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference. pesc 02.*, volume 3, pages 1551–1556, 2002.
- [45] H. de Paula, B.J.C. Filho, W.L. de Souza, and T.R. Oliveira. Uma proposta para a modelagem de inversores para o estudo de correntes de modo comum em sistemas de acionamento de motores. In *9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*, pages 1–6, Nov. 2010.

- [46] G. Grandi, U. Montanari, and U. Reggiani. Effects of power converter parasitic components on conducted emi. In *International Zurich Symposium on EMC*, pages 18–20, Feb 1997.
- [47] Peter O. Lauritzen. A simple diode model with reverse recovery. *IEEE Trans. Power Electron.*, 8(4):342–346, Oct 1993.
- [48] F. Bertha, B. Velaerts, P. Mathys, and E. Tatakis. An improved power diode model for pspice, applied to converter simulation. In *Fifth European Conference on Power Electronics and Applications*, volume 2, pages 249–254, Sep. 1993.
- [49] J. Pilacinski. A method for determining the parameters of power MOSFET and IGBT transistor models applied in the PSPICE program. In *European Conference on Power Electronics and applications, EPE*, 1995.
- [50] Xudong Huang, E. Pepa, Jih-Sheng Lai, Shaotang Chen, and T. W. Nehl. Three-phase inverter differential mode emi modeling and prediction in frequency domain. In *Conference Record of the Industry Applications Conference. 38th IAS Annual Meeting*, volume 3, pages 2048–2055, 2003.
- [51] N. Mutoh, M. Kanasaki, J. Nakashima, and M. Ogata. A new method to control common mode currents focusing on common mode current paths produced in motor drive systems. In *Industry Applications Conference. 38th IAS Annual Meeting.*, volume 1, pages 459–466, 2003.
- [52] K. Arnedo, L. AND Venkatesan. High frequency modeling of induction motor drives for emi and overvoltage mitigation studies. In *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC'03.*, volume 1, pages 468–474, 2003.
- [53] Y. Weens, J.-J. Idir, N. ; Franchaud, and R. Bausiere. High-frequency modeling of an adjustable speed drive. In *12th International Power Electronics and Motion Control Conference. EPE-PEMC 2006.*, 2006.
- [54] K. H. Ahmed, S. J. Finney, and B. W. Williams. Passive filter design for three-phase inverter interfacing in distributed generation. *Electrical Power Quality and Utilisation*, XIII(2):49–58, 2007.
- [55] A. von Jouanne, D.A. Rendusara, P.N. Enjeti, and J.W. Gray. Filtering techniques to minimize the effect of long motor leads on pwm inverter-fed ac motor drive systems. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 32:919–926, Jul./Aug. 1996.
- [56] A. von Jouanne and P.N. Enjeti. Design considerations for an inverter output filter to mitigate the effects of long motor leads in asd applications. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 33:1138–1145, 1997.
- [57] L. Palma and P. Enjeti. An inverter output filter to mitigate dv/dt effects in pwm drive system. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE*, 2002.
- [58] L. Palma, M. Harfman Todorovic, and P.N. Enjeti. Analysis of common-mode voltage in utility-interactive fuel cell power conditioners. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 56:20–27, Jan. 2009.

- [59] Sung-Jun Kim and Seung-Ki Sul. A novel filter design for suppression of high voltage gradient in voltage-fed pwm inverter. In *Twelfth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC '97*, volume 1, pages 122–127, Feb. 1997.
- [60] S. Weber, M. Schinkel, S. Guttowski, W. John, and H. Reichl. Calculating parasitic capacitance of three-phase common-mode chokes. *PCIM Conference, Nürnberg*, 2005.
- [61] T. Tran-Quoc, H. Colin, C. Duvauchelle, B. Gaiddon, C. Kieny, C. Le-Thi-Minh, S. Bacha, S. Aissanou, G. Moine, and Y. Tanguy. Transformerless inverters and RCD: What's the problem? In *25th European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition / 5th World Conference on Photovoltaic Energy Conversion*, pages 4554–4559, 2010.
- [62] J. R. Carson. Wave propagation on overhead wires with ground return. *Bell Syst. techn.*, 5:539–554, 1926.
- [63] A. Pagnetti. *Cable modeling for electromagnetic transients in power systems*. PhD thesis, Università di Bologna, 2012.
- [64] J. A. Castro Jr. Uma nova configuração de sistemas de acionamento: Conexão retificador-inversor através de cabos longos - análise da economia de cobre e da proteção do sistema contra faltas. Master's thesis, Universidade Federal de Minas Gerais, 2010.
- [65] SMA Solar Technology AG. *Capacitive Leakage Currents*, 2.2 edition, Out 2012.
- [66] M. Guillot. *Safe and reliable photovoltaic energy generation*. Schneider Electric, May 2012.
- [67] H. Schmidt and B. Burger. Interactions between solar panels and inverters. In *OTTI seminar - Power Electronics for Photovoltaics*, pages 387–412, June 2013.
- [68] T. Kerekes, R. Teodorescu, C. Klumpner, M. Sumner, D. Floricau, and P. Rodriguez. Evaluation of three-phase transformerless photovoltaic inverter topologies. In *European Conference on Power Electronics and Applications*, pages 1 – 10, Sept. 2007.
- [69] T. Kerekes, M. Liserre, R. Teodorescu, C. Klumpner, and M. Sumner. Evaluation of three-phase transformerless photovoltaic inverter topologies. *IEEE Trans. Power Electron.*, 24:2202–2211, Sept. 2009.
- [70] M. C. Cavalcanti, K. C. de Oliveira, A. M. de Farias, F. A. S. Neves, G. M. S. Azevedo, and F. C. Camboim. Modulation techniques to eliminate leakage currents in transformerless three-phase photovoltaic systems. In *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, volume 57, pages 1360–1368, Apr. 2010.
- [71] Chr. Siedle H. Schmidt, B. Burger. Gefährdungspotenzial transformatorloser wechselrichter - fakten und gerchte. pages pp. 89–98, Staffelstein, Germany, 2003.
- [72] Capacitive leakage currents, 2nd ed. Technical report, SMA Solar Technology AG, 2012.
- [73] ABNT-NBR5410 - instalações elétricas de baixa tensão.
- [74] ANSI/IEEE c62.92-1987 - IEEE guide for the application of neutral grounding in electrical utility systems. part i - introduction. Technical report, IEEE, 1987.
- [75] IEEE standard 142-2007 - IEEE recommended practice for grounding of industrial and commercial power systems. Technical report.

- [76] Standard for inverters, converters, controllers and interconnection system equipment for use with distributed energy resources, January 2010.
- [77] M. E. Ropp, M. Johnson, D. Schutz, and S. Cozine. Effective grounding of distributed generation inverters may not mitigate transient and temporary overvoltage. *39th Annual Western Protective Relay Conference*, 2012 2012.
- [78] Neutral connections and effective grounding. Technical report, Advanced Energy Solar Energy, 2013.
- [79] Effective grounding of pv inverters. Technical report, Solectria Renewables, 2014.
- [80] National electrical code NEC 70.
- [81] Eugenio Gbia, Pablo Sanchis, Alfredo Ursa, Jess Lpez, and Luis Marroyo. Ground currents in single-phase transformerless photovoltaic systems. *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*, 2007.
- [82] C. John Wiles, Jr. Photovoltaic system grounding. Technical report, 2012.
- [83] Charalambos A. Charalambous, Andreas Dimitriou, and Nikolaos Kokkinos. Impact of photovoltaic oriented DC stray current corrosion on large scale solar farms grounding and third-party infrastructure: Modelling and assessment. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2015.
- [84] Farag Berba, David Atkinson, and Matthew Armstrong. Minimisation of dc current component in transformerless grid-connected pv inverter application. 2011.
- [85] S. Hong, I. D. Yoo, T. Bruno, and J.M. Zuercher-Martinson. Effective grounding for pv plants. Technical report, Solectria Renewables, 2013.
- [86] Ahmet M. HAVA, Russel J. KERKMAN, and Thomas A. LIPO. Simple analytical and graphical methods for carrier-based PWM-VSI drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, pages 49–61, 1999 1999.
- [87] S. R. Bowes and A. Midoun. Suboptimal switching strategies for microprocessor-controlled pwm inverter drives. *IEE Proceedings*, 132:133–148, 1985 1985.
- [88] G. BUJA and Padova G. INDRI. Improvement of pulse width modulation techniques. *Archiv fiXr Elektrotechnik*, pages 281–289, 1975.
- [89] Rangarajan M. TALLAM, David LEGGATE, David W. KIRSCHNIK, and Richard A. LUKASZEWSKI. Reducing common-mode - a modified space vector pulsewidth modulation scheme. *IEEE Industry Applications Magazine*, pages 24–32, 2014 2014.
- [90] Marty Brown. *Power Sources and Supplies: World Class Designs*. Newnes, 2007.
- [91] S Perumal, K. H. Sivanand, and J. S. Rajashekar. Dual switch forward & flyback converter: A comparison. *IJISET - International Journal of Innovative Science, Engineering & Technology*, Vol. 2 Issue 4, pages 204–208, 2015 2015.
- [92] Bruno Cogitore, Jean Pierre Kradec, and Jean Barbaroux. The two-winding transformer: an experimental method to obtain a wide frequency range equivalent circuit. *IEEE Transactions on instrumentaion and measurement*, pages 364–369, 1994.

- [93] Francisco de Leon and Adam Semlyen. Complete transformer model for electromagnetic transients. *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 9, No. 1, 1994 1994.
- [94] Lszl Tihanyi. *Electromagnetic Compatibility in Power Electronics*. 1995.
- [95] J. D. Kagerbauer and T. M. Jahns. Development of an active dv/dt control algorithm for reducing inverter conducted EMI with minimal impact on switching losses. *Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE*, pages 894–900, 2007.
- [96] A. Tapia-Hernandez, I. Araujo-Vargas, M. Ponce-Silva, and M. Ponce-Flores. Design of a ZVT DC-DC converter with stray components integration for a public-transport electric vehicle. *SPEEDAM - International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, pages 478 – 483, 2010 2010.
- [97] M. Pahlevaninezhad, D. Hamza, and P.K. Jain. An improved layout strategy for common-mode EMI suppression applicable to high-frequency planar transformers in high-power DC/DC converters used for electric vehicles. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29:1211 – 1228, 2013 2013.
- [98] S.R. Cove, M. Ordonez, and J.E. Quaicoe. Modeling of planar transformer parasitics using design of experiment methodology. *Electrical and Computer Engineering (CCECE), 2010 23rd Canadian Conference on*, pages 1 – 5, 2010 2010.
- [99] J. Lu and D. Butler. High frequency transformers for DC/DC converter used in solar PV system. *Journal of Energy and Power Engineering*, 4, 2010 2010.
- [100] Stéphane Bréhaut. Modélisation et optimisation des performances cem d’un convertisseur ac/dc d’une puissance de 600 w. Master’s thesis, 2005.
- [101] Nicolas Patin. *Power Electronics Applied to Industrial Systems and Transports - Volume 4*. ISTE Press Ltd and Elsevier Ltd, London, UK, 2015.
- [102] A. Holdyk, B. Gustavsen, I. Arana, and J. Holboell. Wideband modeling of power transformers using commercial FRA equipment. *IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY*, 29, 2014.
- [103] Bjrn Gustavsen. Wide band modeling of power transformers. *IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY*, VOL. 19, NO. 1, 2004 2004.