



UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE
ESCOLA DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE
TELECOMUNICAÇÕES

FELIPE RIBEIRO DA SILVA

**Análise da ocorrência de descargas parciais em
uma bobina de motor submetida a fontes
chaveadas utilizando método dos elementos
finitos**

NITERÓI
2024

UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE
ESCOLA DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE
TELECOMUNICAÇÕES

FELIPE RIBEIRO DA SILVA

**Análise da ocorrência de descargas parciais em uma bobina de
motor submetida a fontes chaveadas utilizando modelo de
elementos finitos**

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações. Área de concentração: Máquinas elétricas.

Orientador:

Daniel Henrique Nogueira Dias

Coorientador:

Flávio Goulart dos Reis Martins

NITERÓI

2024

(Espaço reservado para a ficha catalográfica)

FELIPE RIBEIRO DA SILVA

Análise da ocorrência de descargas parciais em uma bobina de motor submetida a fontes chaveadas utilizando modelo de elementos finitos

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações. Área de concentração: Máquinas elétricas.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Daniel Henrique Nogueira Dias, D.Sc. – Orientador, UFF

Prof. Flávio Goulart dos Reis Martins, D.Sc. - Coorientador - UFF

Prof. Marcio Zamboti Fortes, D.Sc. – UFF

Prof. Gabriel dos Santos, D.Sc. – UERJ

Niterói
Abril de 2024

“Dedico este trabalho à minha família que me apoiou incondicionalmente ao longo da minha jornada”.

Agradecimentos

Primeiramente à Deus pela eterno presente que é estar vivo e que jamais haverá agradecimento suficiente para expressar o meu sentimento de amor que carrego em meu coração.

Aos meus pais Osmar (em plano divino) e Lina, pela formação de valores inegociáveis de educação, respeito ao próximo e humildade que recebi ao longo da minha vida, pelo amor incondicional, por estarem sempre presentes ao meu lado, e mesmo quando não podiam, esforçaram-se a fim de proporcionar todas as condições necessárias para que eu chegasse até este momento. Serei um eterno ingrato por tudo que vocês fizeram por mim.

À minha irmã pelo amor genuíno, companheirismo, amizade e por me ensinar e ajudar de forma irrestrita com as suas palavras, carinho e maturidade.

À minha esposa por se abdicar de tantos sonhos e realizações para que eu pudesse chegar até aqui. Por fazer parte da minha vida, por ser minha companheira e amiga inseparável, e por me ensinar o que é o amor. E por conceber o verdadeiro propósito da vida, ou melhor, a maior benção que Deus já nos proporcionou e que nos mantêm fortes e resilientes: a nossa filha Luísa.

Aos Professores Daniel Henrique Nogueira Dias e Flávio Goulart dos Reis Martins pela confiança, amizade longa, e principalmente, pelas valiosas orientações neste trabalho.

Aos Professores membros da banca examinadora pela contribuição na melhoria deste trabalho.

A todos os meus amigos por todos os ensinamentos e conhecimentos compartilhados, sendo imprescindíveis no desenvolvimento desta dissertação, em especial: Fabio Papa Salles, Leonardo de Carvalho da Rocha, Paulo Roberto Duailibe Monteiro, Rodrigo Sousa Ferreira e Thiago Trezza Borges.

“É impossível aprender aquilo que já consideramos saber”.

Epiteto

Resumo

Descargas parciais (DP) são caracterizadas por descargas internas ao isolamento normalmente relacionadas às imperfeições oriundas o processo de fabricação/impregnação ou por deterioração normal do sistema de isolamento. Com o passar do tempo, a repetibilidade da ocorrência de DPs pode comprometer a integridade do material dielétrico, aumentando a probabilidade de ruptura completa do isolamento e podendo ocasionar a indisponibilidade do equipamento. Em bobinas de média tensão, o monitoramento deste fenômeno consiste numa ferramenta importante para o acompanhamento da condição do isolamento de máquinas elétricas, com capacidade de prover redução significativa nos custos de operação e manutenção e garantir previsibilidade das ações futuras, minimizando possíveis impactos na produção, em virtude de paradas intempestivas. Em sistemas industriais e até mesmo em laboratório de testes, verifica-se que as medições de DP em máquinas de média tensão são predominantemente analisadas com a aplicação de tensões alternadas puramente senoidais. Verifica-se, inclusive, na literatura técnica, a existência de uma fronteira de conhecimento no que se refere à abordagem, ainda pouco difundida no diagnóstico da condição de isolamento de máquinas rotativas de média tensão, quando acionadas por conversores de frequência. Neste contexto, este trabalho tem como objetivo analisar os impactos de parâmetros relacionados ao projeto do sistema de isolamento da máquina elétrica e da topologia do conversor de frequência sobre a ocorrência de DPs. Para tal, foi implementado um modelo dinâmico para simulação de DP com base na aplicação do método dos elementos finitos (MEF) no isolamento de uma bobina estatórica de 13,8 kV com uma cavidade interna inserida à isolação principal. Com este modelo, diversas simulações foram realizadas aplicando-se tensões oriundas do conversor de frequência, alterando-se parâmetros como: número de níveis (*steps*) de tensão da topologia do conversor, frequência de chaveamento, comprimento do cabo que interliga o conversor de frequência à bobina, raio da cavidade esférica e espessura do isolamento; mas que, em virtude dos parâmetros de impedância em alta frequência do circuito elétrico, em especial, da interação do conjunto “cabo + motor”, surgem sobretensões terminais na bobina, que servem como tensão de referência na análise da DP na cavidade. Os resultados extraídos das simulações revelaram que as alterações dos referidos parâmetros podem causar uma elevação abrupta no número de DP geradas, bem como nos valores médios de suas cargas, quando comparada à aplicação de uma tensão puramente senoidal.

Palavras-chaves: conversores de frequência; descargas parciais; máquinas elétricas; método dos elementos finitos; modelo de simulação.

Abstract

Partial discharges (PD) are featured by internal discharges to the insulation normally related to imperfections arising from the manufacturing/impregnation process or normal deterioration of the insulation system. Over time, the repeatability of PDs can compromise the integrity of the dielectric material, increasing the probability of complete insulation breakdown and causing equipment unavailability.. In stator coils of medium voltage machines, the monitoring of this phenomenon is a great tool to assess the electrical insulation's health condition with the capacity to provide a significant reduction in operation and maintenance costs and predict early degradation, minimizing possible impacts on production due to untimely stops.

In industrial systems and even in laboratory tests, it appears that DP measurements in medium voltage machines are predominantly analyzed with the application of purely sinusoidal alternating voltages. In the technical literature, it can even be seen that there is a knowledge boundary regarding the approach, but it is still little widespread in diagnosing the insulation's health condition of medium voltage machines, when driven by frequency converters. In this context, this work aims to study the impacts of parameters related to the design of the electrical machine insulation system and the topology of the frequency converter on the occurrence of PD. To achieve this, a dynamic model was implemented for PD simulation based on the application of the finite element method (FEM) in the insulation of a stator coil of 13.8 kV with an internal cavity in the main insulation. With this model, several simulations were carried out applying voltages from the frequency converter considering variations of parameters such as: such as: number of voltage levels of the converter topology, switching frequency, cable length which links the frequency converter to the coil, radius of the cavity and thickness of main insulation; but, due to the high-frequency impedance parameters of the electrical circuit, in particular, the interaction of the "cable + motor" set, terminal overvoltages arise in the coil, which serves as a reference voltage in the analysis of PD. The results extracted from the simulations revealed that changes in the referred parameters can cause an abrupt increase in the number of PD generated, as well as in the mean values of their loads, when compared to the application of a purely sinusoidal voltage.

Keywords: frequency converters; partial discharges; electric machines; finite element method; simulation model.

Lista de Figuras

Figura 2-1: Seção transversal de uma bobina pré-formada. Figura adaptada de [4].	8
Figura 2-2: (a) Ilustração do esquema em corte de uma bobina pré-formada e (b) esboço de uma geometria 3D de um motor. Figura extraída de [5].	9
Figura 2-3: Esquema de DP dentro de uma cavidade. Figura adaptada de [2].	15
Figura 2-4: (a) Modelo abc capacitivo e (b) Representação do circuito equivalente. Figura adaptada de [2].	16
Figura 2-5: Estrutura de formação de dipolo aplicado ao modelo de Perderson [2].	18
Figura 2-6: Principais tipos de conversores.	23
Figura 2-7: Formas de onda de tensão de saída em função do número de níveis, sintetizadas de acordo com a arquitetura (a) conversor tradicional de 2 níveis e multiníveis: (b) 3 níveis (3L) (c) 5 níveis (5L) e (d) 7 níveis (7L).	24
Figura 2-9: Conversor CHB com n níveis de tensão.	27
Figura 2-10: Sobretensão causada pelos efeitos relativos à reflexão de onda nos terminais de um cabo.	31
Figura 3-1: Ilustração esquemática do processo de ocorrência de uma DP: (a) antes da ocorrência, (b) durante o fenômeno e (c) após o término da DP. Figura adaptada de [2].	34
Figura 3-2: Curva normalizada de PDIV e PDEV – Figura adaptada de [37].	37
Figura 3-3: Movimento de cargas livres. Em (a) Ecav em sentido oposto de Es e (b) Ecav em sentido oposto ao Es. Figura adaptada de [2].	42
Figura 3-4: Fluxograma do algoritmo desenvolvido para o processo de DP. Fluxograma elaborado pelo próprio autor.	46
Figura 3-5: Forma de onda de tensão originada no COMSOL Multiphysics® através da ferramenta Interpolation.	47
Figura 3-6: Seção transversal da bobina pré-formada. Figura adaptada de [4].	50
Figura 3-7: Esquema da modelagem da bobina 3D sem cavidade.	50
Figura 3-8: Esquema da modelagem da bobina 3D na presença da cavidade esférica.	51
Figura 3-9: Malha de elementos finitos da bobina com cavidade.	52
Figura 3-10: Representação da topologia do conversor multinível CHB.	56
Figura 3-11: Conversor CHB 5L no <i>Simulink</i> .	57
Figura 3-12: Tensão de saída de um conversor 5L-CHB e ilustração da estratégia de modulação PD com sinal de referência senoidal e portadoras triangulares.	58

Figura 3-13: Representação das correntes de modo comum e diferencial no enrolamento de máquinas elétricas.	60
Figura 3-14: Modelo representativo do circuito equivalente monofásico do motor de indução para alta frequência. Figura adaptada de [44].....	61
Figura 3-15: Geometria do modelo do cabo.	64
Figura 3-16: Representação do circuito elétrico no EMTP-ATP..	65
Figura 3-17: Aba <i>Characteristic</i> do bloco <i>Empirical Type 1</i> do <i>EMTP-ATP</i>	66
Figura 3-18: Tensão de saída de um conversor topologia CHB 5L, frequência de chaveamento de 2 kHz e tensão terminal no motor.	69
Figura 3-19: Esquema da bobina 3D modelada no COMSOL Multiphysics®.....	70
Figura 3-20: Distribuição do campo elétrico (kV/mm) no plano <i>xz</i> (a) anterior à ocorrência da DP (b) após a ocorrência da DP.....	72
Figura 3-21: Distribuição de tensão: (a) anterior à ocorrência da DP (b) após a ocorrência da DP.	73
Figura 3-22: Decaimento do campo elétrico no interior da cavidade.....	74
Figura 3-23: Forma de onda da corrente no interior da cavidade durante a DP.....	74
Figura 3-24: Sinal real de DP filtrada e não filtrada no domínio do tempo	75
Figura 3-25: Comportamento dinâmico das cargas aparente e real no interior da cavidade.	75
Figura 3-26: (a) Comportamento dinâmico dos campos elétricos na cavidade e (b) forma de onda da corrente elétrica na cavidade.....	77
Figura 3-27: Forma de onda das cargas elétricas provenientes da DP.....	76
Figura 3-28: Forma de onda da condutividade na superfície da cavidade.	78
Figura 3-29: Forma de onda da tensão do conversor CHB, 3L e fch igual 500 Hz.	80
Figura 3-30: Primeira frente de onda da sobretensão terminal (<i>zoom</i>).....	81
Figura 3-31: Distribuição da tensão: (a) proveniente do conversor CHB 3L, com frequência de chaveamento em 500 Hz e (b) puramente senoidal na frequência fundamental de 60 Hz.	81
Figura 3-32: Perfil de tensão desenvolvido ao longo do isolamento (direção em <i>x</i>).	82
Figura 3-33: Perfil de campo elétrico desenvolvido ao longo do isolamento (direção em <i>x</i>).	82
Figura 3-34: Comportamento dinâmico dos campos elétricos na cavidade com tensão aplicada por um conversor CHB 3L e fch igual 500 Hz.	83

Figura 3-35: Forma de onda da corrente na cavidade com tensão aplicada por um conversor CHB 3L e f_{ch} igual 500 Hz.....	84
Figura 3-36: Cargas real e aparente de DP na cavidade com tensão aplicada por um conversor CHB 3L e f_{ch} igual 500 Hz.....	84
Figura 4-1: Esquema do circuito elétrico utilizado para análise das descargas parciais na bobina.	87
Figura 4-2: Formas de onda de tensão de saída em função do número de níveis, arquitetura CHB e frequência de chaveamento de 2 kHz: (a) 3 níveis (3L) (b) 5 níveis (5L) (c) 7 níveis (7L) (d) 9 níveis (9L) (e) 11 níveis (11L).....	89
Figura 4-3: Formas de onda da tensão de saída do conversor (V_s) e as tensões terminais (V_m) na bobina de média tensão, topologia $L_{cabo} = 100$ m, $f_{ch} = 10$ kHz e $N_{CHB} = 3$ e 11.....	90
Figura 4-4: Comportamento dinâmico dos campos elétricos e carga aparente de DP na cavidade esférica, com tensão aplicada por um conversor CHB 3L, $L_{cabo} = 100$ m, $f_{ch} = 10$ kHz.....	91
Figura 4-5: Comportamento dinâmico dos campos elétricos e carga aparente de DP na cavidade esférica, com tensão aplicada por um conversor CHB 11L, $L_{cabo} = 100$ m, $f_{ch} = 10$ kHz.....	91
Figura 4-6: Gráfico de tendência do parâmetro do número de descargas de DP (N_{DP}) considerando a influência dos números de níveis de tensão do conversor N_{CHB} para: (a) $f_{ch} = 500$ Hz e (b) $f_{ch} = 10$ kHz.....	94
Figura 4-7: Gráfico de tendência da carga aparente total ($Q_{aptotal}$) considerando a influência dos números de níveis de tensão do conversor N_{CHB} para: (a) $f_{ch} = 500$ Hz e (b) $f_{ch} = 10$ kHz.	95
Figura 4-8: Gráfico de tendência da carga aparente média (Q_{apmed}) considerando a influência dos números de níveis de tensão do conversor N_{CHB} para: (a) $f_{ch} = 500$ Hz e (b) $f_{ch} = 10$ kHz.	96
Figura 4-9: Gráfico de tendência da carga aparente máxima (Q_{apmax}) considerando a influência dos números de níveis de tensão do conversor N_{CHB} para: (a) $f_{ch} = 500$ Hz e (b) $f_{ch} = 10$ kHz.	97
Figura 4-10: Gráfico de tendência da carga aparente mínima (Q_{apmin}) considerando a influência dos números de níveis de tensão do conversor N_{CHB} para: (a) $f_{ch} = 500$ Hz e (b) $f_{ch} = 10$ kHz.	98
Figura 4-11: Forma de onda do sinal de referência de tensão e das ondas portadoras para as frequências de chaveamento em 500 Hz e 1 kHz (<i>zoom</i>).	99
Figura 4-12: Formas de onda de tensão de saída em função da frequência de chaveamento, arquitetura CHB 5L: (a) 500 Hz (b) 1 kHz (5L) (c) 2 kHz (d) 5 kHz (e) 10 kHz.	100
Figura 4-13: Formas de onda da tensão terminal (V_m) na bobina de média tensão, topologia CHB 3L e $L_{cabo} = 100$ m, $f_{ch} = 500$ Hz e 10 kHz.....	101

Figura 4-14: Comportamento dinâmico dos campos elétricos e carga aparente de DP na cavidade esférica, com tensão aplicada por um conversor CHB 3L, L_{cabo} 100 m e $f_{ch} = 500$ Hz.....	102
Figura 4-15: Comportamento dinâmico dos campos elétricos e carga aparente de DP na cavidade esférica, com tensão aplicada por um conversor CHB 3L, L_{cabo} 100 m e $f_{ch} = 10$ kHz.....	102
Figura 4-16: Gráfico de tendência do parâmetro do número de descargas de DP (N_{DP}) considerando a influência da frequência de chaveamento do conversor f_{ch} para: (a) $L_{cabo} = 1$ m e (b) $L_{cabo} = 100$ m.	105
Figura 4-17: Gráfico de tendência da carga aparente total ($Q_{aptotal}$) considerando a influência da frequência de chaveamento do conversor f_{ch} para: (a) $L_{cabo} = 1$ m e (b) $L_{cabo} = 100$ m. ..	106
Figura 4-18: Gráfico de tendência da carga aparente média (Q_{apmed}) considerando a influência da frequência de chaveamento do conversor f_{ch} para: (a) $L_{cabo} = 1$ m e (b) $L_{cabo} = 100$ m.	107
Figura 4-19: Gráfico de tendência da carga aparente máxima (Q_{apmax}) considerando a influência da frequência de chaveamento do conversor f_{ch} para: (a) $L_{cabo} = 1$ m e (b) $L_{cabo} = 100$ m.	108
Figura 4-20: Gráfico de tendência da carga aparente mínima (Q_{apmin}) considerando a influência da frequência de chaveamento do conversor f_{ch} para: (a) $L_{cabo} = 1$ m e (b) $L_{cabo} = 100$ m.	109
Figura 4-21: Tensões na extremidade do cabo sem motor: (a) $L_{cabo} = 1$ m, (b) $L_{cabo} = 20$ m, (c) $L_{cabo} = 50$ m e (d) $L_{cabo} = 100$ m.	111
Figura 4-22: Tensões terminais considerando a interação cabo-motor: (a) $L_{cabo} = 1$ m, (b) $L_{cabo} = 20$ m, (c) $L_{cabo} = 50$ m e (d) $L_{cabo} = 100$ m.	113
Figura 4-23: Formas de onda da tensão de saída do conversor (V_s) e as tensões terminais (V_m) na bobina de média tensão, topologia CHB 3L, $f_{ch} = 10$ kHz e $L_{cabo} = 1$ m e 100 m.	114
Figura 4-24: Comportamento dinâmico dos campos elétricos e carga aparente de DP na cavidade esférica com tensão aplicada por um conversor CHB 3L, $f_{ch} = 10$ kHz e $L_{cabo} = 1$ m.	115
Figura 4-25: Comportamento dinâmico dos campos elétricos e carga aparente de DP na cavidade esférica com tensão aplicada por um conversor CHB 3L, $f_{ch} = 10$ kHz e $L_{cabo} = 100$ m.	115
Figura 4-26: Gráfico de tendência do parâmetro do número de descargas de DP (N_{DP}) considerando a influência do cabo alimentador L_{cabo} para: (a) $N_{CHB} = 3$ e (b) $N_{CHB} = 11$	118
Figura 4-27: Gráfico de tendência da carga aparente total ($Q_{aptotal}$) considerando a influência do cabo alimentador L_{cabo} para: (a) $N_{CHB} = 3$ e (b) $N_{CHB} = 11$	119
Figura 4-28: Gráfico de tendência da carga aparente média (Q_{apmed}) considerando a influência do cabo alimentador L_{cabo} para: (a) $N_{CHB} = 3$ e (b) $N_{CHB} = 11$	120

Figura 4-29: Gráfico de tendência da carga aparente média (Q_{apmax}) considerando a influência do cabo alimentador L_{cabo} para: (a) $N_{CHB} = 3$ e (b) $N_{CHB} = 11$	121
Figura 4-30: Gráfico de tendência da carga aparente máxima (Q_{apmin}) considerando a influência do cabo alimentador L_{cabo} para: (a) $N_{CHB} = 3$ e (b) $N_{CHB} = 11$	122
Figura 4-31: Esquema da bobina para variação da espessura do isolamento. Figura adaptada de [4].....	123
Figura 4-32: Tensões terminais considerando a alteração dos parâmetros de capacitância.	124
Figura 4-33: Curvas do campo elétrico na cavidade esférica na direção em x do isolamento.	125
Figura 4-34: Comportamento dinâmico dos campos elétricos e carga aparente de DP na cavidade esférica, para $h_{iso} = 1.95$ mm e tensão aplicada por um conversor CHB 5L, $f_{ch} = 2$ kHz, $L_{cabo} = 50$ m.....	126
Figura 4-35: Comportamento dinâmico dos campos elétricos e carga aparente de DP na cavidade esférica, para $h_{iso} = 2.65$ mm (caso base) e tensão aplicada por um conversor CHB 5L, $f_{ch} = 2$ kHz, $L_{cabo} = 50$ m.	127
Figura 4-36: Comportamento dinâmico dos campos elétricos e carga aparente de DP na cavidade esférica, para $h_{iso} = 3.35$ mm e tensão aplicada por um conversor CHB 5L, $f_{ch} = 2$ kHz, $L_{cabo} = 50$ m.....	127
Figura 4-37: Esquema da bobina para variação da posição da cavidade. Figura adaptada de [5].....	129
Figura 4-38: Distribuição do perfil de campo elétrico (kV/mm) no isolamento da bobina na direção do eixo x (mm).....	130
Figura 4-39: Distribuição do perfil de tensão (kV) no isolamento da bobina na direção do eixo x (mm).	130
Figura 4-40: Comportamento dinâmico dos campos elétricos na cavidade com $rcav = 0,3$ mm e tensão aplicada por um conversor CHB 5L, $f_{ch} = 500$ Hz, $L_{cabo} = 50$ m.	131
Figura 4-41: Carga aparente de DP na cavidade na cavidade com $rcav = 0,3$ mm e tensão aplicada por um conversor CHB 5L, $f_{ch} = 500$ Hz, $L_{cabo} = 50$ m.....	131
Figura 4-42: Comportamento dinâmico dos campos elétricos na cavidade com $rcav = 0,5$ mm e tensão aplicada por um conversor CHB 5L, $f_{ch} = 500$ Hz, $L_{cabo} = 50$ m.	132
Figura 4-43: Carga aparente de DP na cavidade na cavidade com $rcav = 0,5$ mm e tensão aplicada por um conversor CHB 5L, $f_{ch} = 500$ Hz, $L_{cabo} = 50$ m.....	132
Figura 4-44: Comportamento dinâmico dos campos elétricos na cavidade com $rcav = 0,7$ mm e tensão aplicada por um conversor CHB 5L, $f_{ch} = 500$ Hz, $L_{cabo} = 50$ m.	133
Figura 4-45: Carga aparente de DP na cavidade na cavidade com $rcav = 0,7$ mm e tensão aplicada por um conversor CHB 5L, $f_{ch} = 500$ Hz, $L_{cabo} = 50$ m.....	133

Figura 4-46: Gráfico em 4D mostrando os registros de NDP combinando-se os resultados mediante à variação dos parâmetros de NCHB, fch e Lcabo.....	135
Figura 4-47: Gráfico em 4D mostrando os registros de Qaptotal através da compilação dos resultados mediante à variação dos parâmetros de NCHB, fch e Lcabo.....	136
Figura 4-48: Gráfico em 4D mostrando os registros de Qapmed através da compilação dos resultados mediante à variação dos parâmetros de NCHB, fch e Lcabo.....	136
Figura 4-49: Gráfico em 4D mostrando os registros de Qapmax através da compilação dos resultados mediante à variação dos parâmetros de NCHB, fch e Lcabo.....	137
Figura 4-50: Gráfico em 4D mostrando os registros de Qapmax através da compilação dos resultados mediante à variação dos parâmetros de NCHB, fch e Lcabo.....	137
Figura 6-1: Principais tipos de conversores.	144
Figura 6-2: Formas de onda de tensão de saída em função do número de níveis, sintetizadas de acordo com a arquitetura (a) conversor tradicional de 2 níveis e multiníveis: (b) 3 níveis (3L) (c) 5 níveis (5L) e (d) 7 níveis (7L).	144
Figura 6-3: Conversor NPC com 3 níveis de tensão 3L-NPC com diodos de grameamento em série.	147
Figura 6-4: (a) Conversor ANPC e (b) Conversor T-Type NPC.....	147
Figura 6-5: (a) Conversor FC com 3 níveis de tensão 3L-FC. e (b) FC de 5 níveis de tensão 5L-FC. Figura adaptada de [24].	149
Figura 6-6: (a) SM meia ponte e (b) SM ponte completa.	150
Figura 6-7 : Estrutura monofásica de um conversor MMC de n níveis de tensão - nL -MMC.. ..	151
Figura 6-8: Ilustração comparativa da quantidade de elementos referente à cada topologia de conversor (estrutura monofásica).	153
Figura 6-9: Técnicas de modulação Figura adaptada de [72].....	152
Figura 6-10: Modulação PD para um conversor de cinco níveis de tensão – 5L.....	153
Figura 6-11: Modulação POD para um conversor de cinco níveis de tensão – 5L.	153
Figura 6-12: Modulação APOD para um conversor de cinco níveis de tensão – 5L.	154
Figura 6-13: Disposição das portadoras na modulação PS. Figura adaptada de [23].	155

Lista de Tabelas

Tabela 3-1: Propriedades das malhas de elementos finitos.....	532
Tabela 3-2: Parâmetros utilizados no modelo de simulação.....	583
Tabela 3-3: Configuração das condições de fronteira.....	55
Tabela 3-4: Configuração das propriedades dos empregados ao modelo da bobina.....	55
Tabela 3-5: Parâmetros utilizados na representação do conversor CHB.....	58
Tabela 3-6: Parâmetros de motores no modelo em alta frequência.....	62
Tabela 3-7: Parâmetros do motor de indução em alta frequência.....	62
Tabela 3-8: Parâmetros do cabo elétrico de média tensão [62].....	64
Tabela 3-9: Parâmetros relativos ao modelo do cabo no <i>EMTP-ATP</i>	68
Tabela 3-10: Parâmetros relativos aos parâmetros geométricos e de permeabilidade e resistividade do cabo no <i>EMTP-ATP</i>	68
Tabela 3-11: Apresentação dos resultados - caso base.....	79
Tabela 3-12: Apresentação dos resultados - caso CHB 3L.....	85
Tabela 4-1: Resultados do caso 1: $L_{cabo} = 100$ m, $f_{ch} = 10$ kHz (constante).....	92
Tabela 4-2: Resultados do caso 2: $N_{CHB} = 3$, $L_{cabo} = 100$ m (constante).....	102
Tabela 4-3: Valor de pico e tempo de subida a vazio (somente com o cabo).....	113
Tabela 4-4: Valor de pico e tempo de subida (incluindo-se o motor).....	113
Tabela 4-5: Resultados do caso 3: $N_{CHB} = 3$, $f_{ch} = 10$ kHz (constante).....	116
Tabela 4-6: Novos valores da capacitância para aquisição da tensão terminal no <i>EMTP-ATP</i>	124
Tabela 4-7: Principais parâmetros de simulações alterados para o caso 4.....	125
Tabela 4-8: Resultados do caso 4: $N_{CHB} = 5$, $f_{ch} = 2$ kHz e $L_{cabo} = 50$ m.....	124
Tabela 4-9: Principais parâmetros de simulações alterados para o caso 5.....	129
Tabela 4-10: Resultados do caso 5: $N_{CHB} = 5$, $f_{ch} = 2$ kHz e $L_{cabo} = 50$ m.....	134
Tabela 6-1: Comparação do número de componentes por estrutura multinível por fase.....	152
Tabela 6-2: Aspectos das principais topologias de conversores de frequência.....	153

Lista de Abreviaturas e Siglas

CSI	<i>Current Source Inverter</i>
CHB	<i>Cascade Hybrid Bridge</i>
DP	Descarga Parcial
EPR	Termofixo composto de borracha etileno propileno
EMTP-ATP	<i>Alternative Transients Program</i>
FC	<i>Flying Capacitor</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i>
IGBT	<i>Insulated-Gate Bipolar Transistor</i>
IGCT	<i>Integrated Gate-Commutated Thyristor</i>
LT	Linha de Transmissão
MEF	Método dos Elementos Finitos
MMC	<i>Modular Multilevel Converter</i>
NPC	<i>Neutral Point Clamped</i>
NPP	<i>Neutral-Point-Pilot</i>
PDEV	<i>Partial Discharge Extinguish Voltage</i>
PDIV	<i>Partial Discharge Inception Voltage</i>
PPGEET	Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica de Telecomunicações
PRPD	<i>Phase-Resolved Partial Discharge</i>
PVC	Termoplástico composto policloreto de vinila
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
VPI	<i>Vacuum Pressure Impregnation</i>
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>
XLPE	Termofixo composto de polietileno reticulado quimicamente

Sumário

Capítulo 1 - Introdução	1
1.1 Motivação	2
1.2 Objetivo	4
1.3 Estrutura do Trabalho	5
Capítulo 2 - Revisão Bibliográfica	7
2.1 Isolamento de Máquinas de Média Tensão	7
2.2 Tecnologia aplicada à detecção de DP	10
2.2.1 Método elétrico.....	10
2.2.2 Método acústico.....	11
2.2.3 Método de transiente de terra (TEV).....	11
2.2.4 Método químico.....	12
2.3 Formas de apresentação dos resultados de DP	103
2.4 Fenômeno da Descarga Parcial	105
2.4.1 Conceito introdutório.....	15
2.4.2 Modelos de simulação da ocorrência de DP.....	16
2.4.3 Aplicação dos conversores de frequência na indústria.....	21
Capítulo 3 - Modelagem	33
3.1 Descargas Parciais	33
3.1.1 Mecanismo <i>streamer</i>	33
3.1.2 Campo Elétrico de Ruptura e Extinção	35
3.1.3 Taxa de Geração de Elétrons.....	37
3.1.4 Probabilidade de ocorrência da DP	39
3.1.5 Condutividade na cavidade do dielétrico	40
3.1.6 Determinação da magnitude das cargas reais e aparentes das DP.....	40
3.1.7 Decaimento das cargas de superfície.....	41
3.1.8 Equacionamento em Elementos Finitos	44
3.1.9 Algoritmo do Processo de Descarga Parcial	46
3.2 Implementação do Modelo	48
3.2.1 Geometria	49

3.2.2	Definição do Sistema Conversor + Cabo + Motor	546
3.2.3	Modelo do cabo alimentador	63
3.2.4	Implementação do modelo de circuito elétrico no <i>EMTP-ATP</i>	655
3.2.5	Análises iniciais do modelo de DP aplicada ao isolamento de uma bobina estatórica.....	70
3.2.6	Considerações gerais	85
Capítulo 4 - Resultados		87
4.1	Caso 1 - efeito dos níveis de tensão do conversor	88
4.1.1	Análise de tendência da atividade de DP	92
4.2	Caso 2 - efeito da frequência de chaveamento	99
4.2.1	Análise de tendência da atividade de DP	103
4.3	Caso 3 – efeito do cabo alimentador.....	110
4.3.1	Análise de tendência da atividade de DP	116
4.4	Caso 4 – efeito da espessura da isolação principal.....	123
4.5	Caso 5 – efeito do raio da cavidade esférica	128
4.6	Considerações finais	134
Capítulo 5 - Conclusões e Trabalhos Futuros.....		139
Apêndice.....		143
6.1	Topologia dos conversores e o estado da arte em média tensão	143
6.1.1	Conversor <i>Neutral Point Clamped</i> (NPC).....	145
6.1.2	Conversor <i>Flying Capacitor</i> (FC)	148
6.1.3	Conversor <i>Modular Multilevel Converter</i> (MMC).....	149
6.1.4	Principais conversores multiníveis comerciais em média tensão.....	174
6.2	Estratégias de modulação.....	178
6.2.1	Modulação por Largura de Pulso com Portadoras Dispostas em Fase (PS)..	179
6.2.2	Modulação por Largura de Pulso com Portadoras Dispostas em Oposição de Fase (POD).....	180
6.2.3	Modulação por Largura de Pulso com Portadoras Dispostas em Oposição Alternada de Fase (APOD)	181
6.2.4	Modulação por Largura de Pulso com Portadoras com Deslocamento de Fase (PS).....	181
Bibliografia		183

Capítulo 1 - Introdução

Entre os vários problemas relacionados ao isolamento de máquinas elétricas, a presença de cavidades internas no material isolante pode dar origem ao fenômeno conhecido como Descarga Parcial (DP), que consiste em pequenos rompimentos no material dielétrico, caracterizados como pulsos de alta frequência, que ocorrem no interior do isolamento quando esse é submetido a um campo elétrico superior à rigidez dielétrica do ar. A compreensão desse fenômeno é relevante para avaliar a condição de degradação do equipamento ao longo da operação, dado que a evolução progressiva da DP em qualquer material dielétrico tende a acelerar o processo de envelhecimento, podendo acarretar na falha integral do equipamento. Embora o tema seja amplamente pesquisado e difundido na literatura, o comportamento da DP em bobinas de média tensão (de 1 kV a 36,2 kV segundo a ABNT NBR 14039:2021) ainda permanece não compreendido plenamente, em virtude de os parâmetros relacionados ao processo construtivo das máquinas elétricas e de impregnação do isolamento serem mantidos sob a confidencialidade dos fabricantes.

Em sistemas industriais, o monitoramento de DP é uma ferramenta importante para o acompanhamento da condição do isolamento de máquinas elétricas, com capacidade de prover redução significativa nos custos de operação e manutenção e garantir previsibilidade das ações futuras, minimizando possíveis impactos na produção, em virtude de paradas intempestivas. Tendo em vista que máquinas elétricas de grande porte (na ordem de dezenas de MW) normalmente são as maiores cargas de um sistema elétrico industrial e possuem expressiva importância nos processos de produção, o entendimento do fenômeno é um importante passo inicial para que possa haver diagnósticos cada vez mais assertivos no acompanhamento da vida do isolamento. Tal conhecimento visa indicar a existência de vários defeitos no isolamento, tais como: falha na impregnação que geram cavidades internas, aquecimento que ocasiona deterioração térmica, podendo gerar delaminações, deterioração das camadas semicondutora e de alívio de campo (*stress grading*), podendo gerar descargas de ranhura ou nas cabeças de bobina [1].

Outro fator importante é que os sistemas elétricos têm se tornado cada vez mais complexos, exigindo, por exemplo, a aplicações de inversores multiníveis com objetivo de propor o controle de torque e velocidade de máquinas com vistas à melhoria da performance do equipamento e redução dos custos de energia, ou auxiliar no processo de

partida de máquinas que exigem um elevado consumo de potência reativa do sistema elétrico. No entanto, a aplicação de inversores de frequência tende a ocasionar um elevado estresse no dielétrico de enrolamentos pré-formados de máquinas de média tensão, quando comparado a uma tensão senoidal na frequência de 50/60 Hz [2][4] e conseqüentemente, aumenta-se, não somente a probabilidade de se ter DPs, mas a taxa de repetibilidade com que esta acontece no isolamento. Este se dá como resultado da frequência de chaveamento dos dispositivos semicondutores, da escolha da topologia dos *drivers*, além dos efeitos associados às reflexões de onda que se propagam ao longo do cabo ou linha de transmissão que pode aumentar a tensão terminal das máquinas elétricas [2]. Adicionalmente, o emprego de *drivers* de potência em máquinas elétricas de média tensão pode levar a uma rápida deterioração da camada de alívio de campo (*stress grading*) [1], que visa uniformizar o campo elétrico no ponto de saída das bobinas das ranhuras. Sendo assim, nesse capítulo tem-se por objetivo apresentar as motivações para se estudar o assunto de Descargas Parciais em máquinas elétricas e enumerar os objetivos principais deste trabalho.

1.1 Motivação

É de conhecimento que qualquer indisponibilidade intempestiva em máquinas elétricas tende a comprometer a continuidade operacional das unidades industriais, levando a grandes prejuízos financeiros. Em se tratando da deterioração do isolamento do estator, esta possui relevante contribuição para falha de motores elétricos. As DP são uma das principais causas de defeito em equipamentos de média e alta tensão [1] e possuem uma relação sensível com a saúde do isolamento da máquina. Portanto, o tema é de importância e tem-se percebido o desenvolvimento de avanços tecnológicos na área, tais como: a utilização de tecnologias de novos sensores: indutivos, acústicos, piezoelétricos, antenas UHF para detecção de DP; aprimoramento das técnicas de filtragem e processamentos de sinais com objetivo de supressão de ruídos, em especial, em medições *online*, dado que a DP é fenômeno de alta frequência cuja medição é realizada em bandas suscetíveis a interferências das mais variadas fontes; algoritmos baseados em inteligência artificial e aprendizado de máquinas para auxiliar no diagnóstico dos defeitos no isolamento a partir do reconhecimento de padrões do tipo *Phase Resolved Partial Discharge* (PRPD) e a possibilidade de determinar assertivamente, a fonte da descarga que está se manifestando no interior do isolamento. Em contrapartida, o estudo de DP ainda possui alguns desafios técnicos que justifica a importância de estudar o assunto:

- Limitação para definição de requisito adicional à norma IEC 60034-27-1 [3] do valor inicial máximo de DP em enrolamentos do estator de máquinas elétricas rotativas de média tensão, uma vez que não há normalização técnica aplicável. Isso se deve à variabilidade do projeto das máquinas elétricas, como por exemplo, classe de tensão, potência, número de polos, métodos de impregnação aplicado ao estator, dos parâmetros de capacitância, indutância e impedância de surto do enrolamento do estator, que podem produzir diferentes pulsos de DP;
- Dificuldade em determinar o tempo de falha do isolamento do enrolamento de máquinas elétricas com base nas medições de magnitude de DP ou interpretação dos gráficos PRPD, mesmo combinando outros ensaios elétricos. Visando garantir uma avaliação confiável, o acompanhamento da evolução temporal da tendência da DP e o diagnóstico comparativo entre máquinas semelhantes, que fazem uso do mesmo sistema de isolamento do estator e realizando-se medições submetidas a condições operacionais semelhantes, ainda consiste na ferramenta mais poderosa de predição com objetivo de subsidiar a tomada de decisão;
- Embora estejam disponíveis em literatura técnica [4] padrões PRPD que auxiliam na identificação da fonte de DP está presente no interior do isolamento do estator, a análise e reconhecimento de padrões característicos, considerando defeitos simultâneos no enrolamento, ainda requer experiência técnica do profissional que analisa as medições. Além disso, diferentes fontes de descargas podem produzir diferentes magnitudes DP e, a depender do quão distante o sinal de DP estiver do sensor, a magnitude pode produzir uma resposta inferior ao sinal original, em razão da atenuação;
- Existência de uma fronteira de conhecimento no que se refere à abordagem, ainda pouco difundida na literatura técnica, do diagnóstico da condição de isolamento de máquinas rotativas de média tensão, inclusive aquelas acionadas por *drivers* de frequência, pois os parâmetros construtivos e materiais empregados nas bobinas do estator são mantidos sob sigilo industrial.

Quando se trata de *drivers* de frequência, em especial, inversores multiníveis, que utilizam técnicas de *Pulse Width Modulation* (PWM) para promover o acionamento de máquinas elétricas, verifica-se uma dependência da magnitude da DP em relação a alguns parâmetros do sistema, tais como: forma de onda da tensão de saída do inversor, a qual está

diretamente relacionada à quantidade de níveis aplicada à topologia do driver, frequência de chaveamento, tempos de subida e comprimento do cabo que é conectado à máquina elétrica. Tais fatores são agravantes ao processo de envelhecimento do isolamento de máquinas elétricas e possuem forte influência na geração de DP.

Além disso, como é de conhecimento que a aplicação de drivers de frequências produz o surgimento de componentes harmônicas, estudos têm sido realizados demonstrando que as distorções de tensão podem também elevar a intensidade da magnitude das DP e, como consequência, levar à degradação precoce do isolamento da máquina elétrica [14][13].

1.2 Objetivo

Diversos parâmetros relacionados aos conversores de frequências impulsionam o surgimento da DP, e conseqüentemente, afetam a integridade do isolamento dos enrolamentos de máquinas elétricas. No que tange a enrolamentos pré-formados de média tensão, a literatura técnica ainda permanece com aprofundamento restrito ou incipiente, dado que os parâmetros construtivos das máquinas são mantidos sob sigilo industrial. Portanto, esta dissertação surge com o propósito de avançar nessa lacuna de conhecimento através de análises feitas a partir de uma bobina de um enrolamento estatórico de uma máquina elétrica com tensão nominal de 13,8 kV, com uma cavidade no interior de sua isolação principal, analisando-se o comportamento da DP quando submetida à influência não somente dos parâmetros inerentes à topologia conversor de frequência, como níveis de tensão, frequência de chaveamento, mas do sistema elétrico, como por exemplo, o tamanho do cabo de alimentação que interliga o conversor à bobina do estator da máquina elétrica.

Para o cumprimento do objetivo da dissertação, é utilizada simulação computacional baseada no método de elementos finitos que interage com código MATLAB® de forma dinâmica. Para verificar os parâmetros que afetam o comportamento da DP no isolamento de bobina estatórica são estudados diversos casos, alterando-se:

- Em relação ao isolamento:
 - A espessura da isolação principal;
 - Raio da cavidade esférica.
- Em relação às características do sistema elétrico:

- Distância do cabo que interliga o conversor de frequência ao motor elétrico.
- Em relação à topologia do conversor de frequência:
 - Níveis de tensão aplicados à topologia;
 - Frequência de chaveamento.

Para atingir o objetivo geral da pesquisa, a metodologia aplicada para avaliação dos resultados consiste em prover uma análise quantitativa das variações ocasionadas pelos parâmetros supracitados no número médio de DPs geradas por ciclo e nos valores médios das cargas das DPs em cada simulação, bem como propiciar um melhor entendimento no que tange à análise de tendência da atividade da DP à medida que um determinado parâmetro é alterado.

É relevante mencionar que ainda que se possa suscitar a necessidade de alguma validação, não se registra até o momento de proposição deste trabalho, um trabalho na literatura similar a esta pesquisa desenvolvida envolvendo a análise das atividades de DP em isolamento de bobinas de média tensão alimentadas por conversores de frequência. Face ao exposto, não consiste como objeto dessa dissertação, a validação dos resultados de simulação em máquinas elétricas de grande porte (ordem de MW) acionadas por conversores de frequência.

1.3 Estrutura do Trabalho

Esta dissertação está dividida em cinco capítulos, sendo que, no primeiro e presente capítulo, o tema, as motivações e os objetivos principais são apresentados.

No capítulo 2 é feita uma revisão bibliográfica do tema, onde são apresentados conceitos gerais relacionados à DP e os modelos aplicados, atualmente, à teoria física que retrata a ocorrência da DP. Além disso, é apresentado um *survey* sobre as principais topologias e características de conversores de frequência em média tensão utilizados em sistemas industriais e discorridos os efeitos das fontes chaveadas na atividade de DP e no isolamento de máquinas elétricas.

Em sequência, no capítulo 3, é apresentado o modelo por elementos finitos (MEF) apresentado por Illias [4] na Universidade de *Southampton* em 2011 que se trata de um modelo dinâmico que usa um código MATLAB® que interage com o *software* de elementos finitos COMSOL Multiphysics®. Associada à implementação do modelo de

simulação, apresenta-se a geometria 3D representada por uma bobina estatórica de uma máquina elétrica de 13,8 kV de tensão nominal com uma cavidade no isolamento principal, a qual o modelo é aplicado. Como parte da dissertação consiste em obter as sobretensões que surgem nos terminais da bobina, para posteriormente realizar as análises das DP na cavidade da bobina, neste capítulo é também apresentada a modelagem dos parâmetros do conjunto “cabo + motor” em alta frequência para obtenção das tensões terminais alterando-se alguns parâmetros no decorrer das simulações.

Com intuito de compreender melhor o fenômeno da DP em máquinas elétricas alimentadas por conversores de frequência, no Capítulo 4 é avaliado o desenvolvimento das descargas na cavidade da bobina de média tensão a partir dos resultados obtidos em inúmeras simulações, alterando-se parâmetros como número de níveis (*steps*) de tensão da topologia do conversor, frequência de chaveamento, comprimento do cabo, raio da cavidade esférica e espessura do isolamento.

No Capítulo 5 são apresentadas as conclusões do trabalho, resumindo os principais resultados alcançados. Por fim, também são feitas algumas sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2 - Revisão Bibliográfica

Este capítulo apresenta uma breve introdução a respeito do isolamento de motores de média tensão e uma revisão bibliográfica sobre o fenômeno da descarga parcial, contemplando os principais modelos de simulação de DP encontrados na literatura com intuito de definir o modelo de referência a ser empregado na dissertação. Em razão de o trabalho se concentrar em estudar as DP em uma bobina estatórica submetida à uma fonte não-senoidal, em especial, alimentada por uma fonte chaveada, será discutido o estado da arte envolvendo as principais topologias e tecnologias empregadas em máquinas de média de tensão. Adicionalmente, constitui-se como parte integrante da dissertação, uma breve descrição sobre os principais trabalhos desenvolvidos analisando-se os principais fatores que originam sobretensões em máquinas elétricas acionadas por conversores de frequência, com enfoque desejado em obter as sobretensões nos terminais da máquina e utilizá-las como referência de tensão para analisar os possíveis impactos sobre a incidência das DP na bobina de uma máquina elétrica de 13,8 kV.

2.1 Isolamento de Máquinas de Média Tensão

Em se tratando de enrolamentos de estator de máquinas elétricas, existem basicamente dois tipos construtivos: randômicos (*random-wound*) e pré-formados (*form-wound*). Os enrolamentos randômicos são usualmente empregados em máquinas com tensão de até 1 kV e possuem a característica de não haver uma definição do arranjo com que os condutores são enrolados e dispostos no núcleo do estator, sendo inseridos por meio de processo manual ou mecanizado, com aplicação limitada a equipamentos de centenas de kW.

Com objetivo de suprir a limitação da tecnologia supracitada, em máquinas elétricas com tensão superior a 1 kV, geralmente são utilizadas bobinas pré-formadas, montadas antes da inserção na ranhura do estator [1]. Durante o processo de montagem, diferentes materiais isolantes são adicionados, formando, portanto, o isolamento da máquina. Em geral, um sistema de isolamento é projetado visando evitar a ocorrência de curto-circuito, seja entre espiras ou de qualquer parte condutora à estrutura aterrada. As funções básicas de cada parte constituinte do sistema de isolamento (Figura 2-1) são descritas a seguir:

- Isolação do condutor: reduzir o efeito pelicular (*skin effect*) [1] e evitar curto-circuito entre os condutores;
- Isolação entre espiras: evitar curto-circuito entre as espiras;
- Isolação principal (*groundwall*): isolar o condutor energizado do núcleo do estator aterrado; sob o ponto de vista térmico, ser, preferencialmente, o meio físico de transferência de calor oriundo dos condutores para o núcleo do estator – que exige que o material possua característica de baixa resistência térmica – além de suportar esforços mecânicos e magnéticos, de modo a evitar a vibração dos condutores [1];
- Camada semicondutiva: assegurar que haja um valor reduzido de tensão entre o condutor e o núcleo do estator, uma vez que pode haver a ocorrência de descargas parciais, caso haja um espaço de ar entre o núcleo aterrado e a isolação principal [15];

Posteriormente, é adicionada a camada de alívio de campo (*stress grading*) que tem por objetivo, uniformizar o campo elétrico no ponto de saída das bobinas das ranhuras, controlando o gradiente de potencial na superfície da bobina a um nível inferior à tensão de ruptura do meio circundante ou do ar [16]. A Figura 2-2 mostra um esquema em camadas de uma bobina pré-formada.

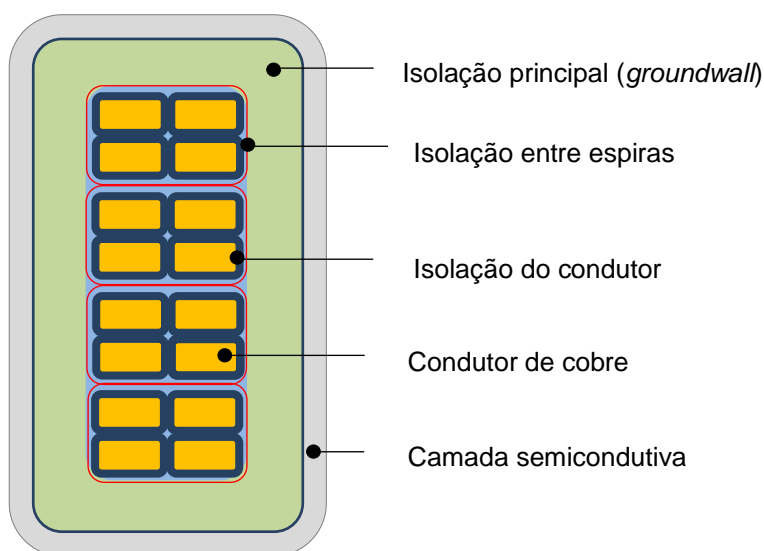


Figura 2-1: Seção transversal de uma bobina pré-formada. Figura adaptada de [5].

Falhas de isolamento podem acontecer por vários motivos e o principal sintoma decorrente de falha em uma bobina do estator é a DP. Em máquinas elétricas com bobinas pré-formadas com tensão nominal acima de 4 kV, as descargas podem ocorrer dentro da isolação principal ou entre a superfície da bobina e o núcleo do estator, o qual encontra-se

aterrado [1]. Caso haja um vazio (“*void*”) ou cavidade interna de ar dentro do isolamento, e este submetido a um elevado campo elétrico e superior à tensão de ruptura do meio gasoso no interior da cavidade, pode ocasionar o aparecimento de DP, tendo como consequência direta, a degradação do isolamento principal da máquina. Caso não haja atuação corretiva, a repetibilidade desse mecanismo de falha irá progressivamente prejudicar as propriedades físicas e químicas do isolamento levando à falha do isolamento. Portanto, o monitoramento preditivo da evolução das DP ao longo do tempo torna-se uma das ferramentas de diagnóstico mais relevantes na avaliação do desempenho de isolamento de forma a antecipar possíveis defeitos e propor ações sob ponto de vista da manutenção, com intuito de o modo de falha não ocasionar a indisponibilidade integral da máquina elétrica.

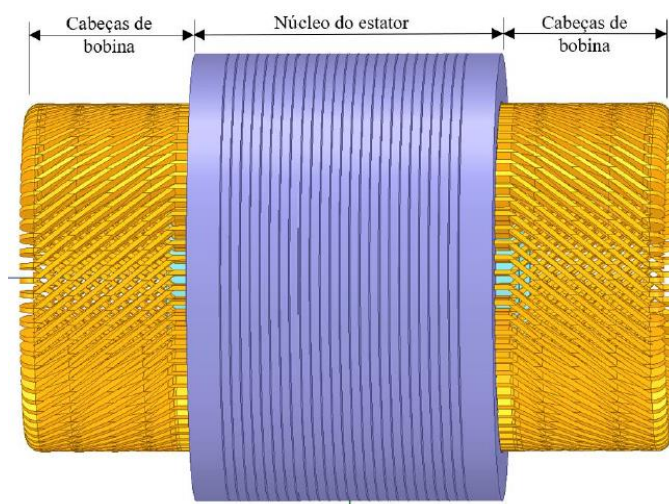
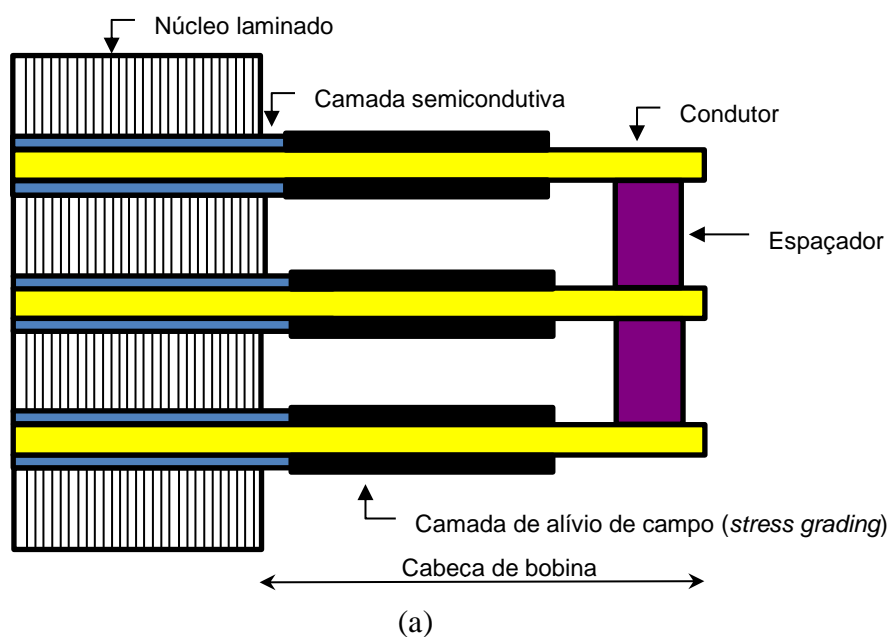


Figura 2-2: (a) Ilustração do esquema em corte de uma bobina pré-formada e (b) esboço de uma geometria 3D de um motor. Figura extraída de [6].

2.2 Tecnologia aplicada à detecção da DP

Quando ocorre a DP no isolamento de uma máquina elétrica, um pulso de corrente de alta frequência se propaga pelo enrolamento estatórico [1]. Para que seja possível medir a descarga, faz-se necessária a disposição de um sistema de coleta de dados composto de sensores para aquisição do sinal em alta frequência, além de tecnologia embarcada ao sistema de coleta provido de algoritmo de processamento de sinais para que o sinal bruto adquirido possa ser filtrado e ilustrado ao usuário na faixa de frequência característica da DP, bem como suprimir o sinal de ruído proveniente do sistema elétrico para não contaminar a análise dos resultados [1]. A Figura 2-3 ilustra uma das formas de medição de DP, neste caso, utilizando acopladores capacitivos instalados em cada fase do estator de uma máquina elétrica.

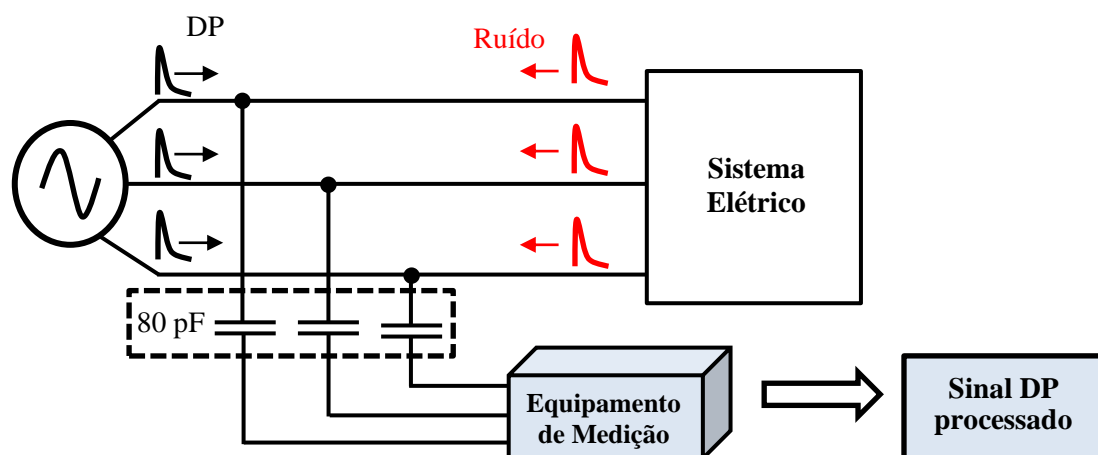


Figura 2-3: Esquema do sistema de medição de DP. Figura extraída de [5].

Em equipamentos elétricos existem diferentes tipos de sensores que podem ser utilizados para a medição de DP. Serão apresentados a seguir, os principais métodos atualmente empregados na indústria, no que tange à detecção de DP e com foco na tecnologia dos sensores utilizados comercialmente.

2.2.1 Método elétrico

Neste método, o equipamento de medição de DP é parte integrante do circuito onde ocorre a descarga, conforme mostrado na Figura 2-3. Geralmente, na indústria, empregam-se sensores do tipo:

- Acopladores capacitivos: fabricados em mica-epóxi, este sensor é considerado como a tecnologia precursora da detecção de DP e amplamente empregado em máquinas

elétricas rotativas; utiliza a capacitância do acoplador para filtrar os pulsos de DP, tendo a característica de alta impedância na frequência fundamental em 60 Hz e de baixa impedância nas frequências atinentes ao fenômeno da DP, coletando, portanto, os pulsos das descargas em alta frequência;

- Sensores indutivos: acoplados indutivamente ao circuito elétrico através da aplicação de bobinas com núcleo ferromagnético para medição dos pulsos de DP que se propagam em cabos elétricos, como por exemplo, HFCT – “*High Frequency Current Transformer*” ou bobinas de *Rogowski*.
- Antenas UHF (“*Ultra High Frequency*”): baseiam-se na a propagação das ondas eletromagnética geradas pela DP e a comparação entre os tempos de propagação da frente de onda que chegam aos sensores para detecção da DP e tem grande aplicabilidade em transformadores a óleo e subestação isoladas a SF6.

2.2.2 Método acústico

O método acústico tem como princípio a detecção do sinal com base na propagação das ondas mecânicas acústicas geradas pela DP [7]. Na indústria, percebe-se a utilização de sensores piezoelétricos, que têm como principal matéria-prima, a cerâmica policristalina sintética (PZT). Esta cerâmica possui como principal característica, a capacidade de gerar polarização elétrica em resposta a uma distribuição de tensão mecânica. Além disso, constitui num método não-invasivo, cuja detecção pode ser realizada através da instalação de sensores internamente aos equipamentos elétricos (por exemplo, em painéis elétricos) ou através de medidores portáteis (medição externa).

2.2.3 Método de tensão transiente de terra (TEV)

Este método de detecção de DP é decorrente do fenômeno TEV (“*Transient Earth Voltage*”) que, por definição básica, é a propagação das ondas eletromagnéticas através das superfícies metálicas dos equipamentos elétricos [8]. Quando ocorre a DP internamente a um equipamento, os pulsos eletromagnéticos dão origem às duas componentes de corrente: de descarga e superficial. A componente relativa à corrente superficial percorre pela superfície dos equipamentos elétricos por meio de descontinuidades como flanges, buchas, juntas, entre outros, permitindo que o sensor TEV que está instalado externamente e na superfície do equipamento tenha capacidade de aquiritar as descargas. A aplicação

concentra-se, principalmente, em painéis elétricos blindados e transformadores de potência.

A medição TEV tem se demonstrado como um dos métodos de detecção de DP mais promissores em virtude da elevada sensibilidade, ampla faixa de frequência, fácil instalação, elevada imunidade à interferência/ruídos, além do baixo custo.

2.2.4 Método químico

Este método de detecção de DP consiste em analisar a degradação das propriedades físico-químicas dos materiais dielétricos dos equipamentos elétricos e via de regra, não utiliza qualquer sensoriamento, necessitando apenas da ação humana para avaliação da degradação do isolamento. Dentre as técnicas mais utilizadas, tem-se: o DGA (“*Dissolved Gas Analysis Method*”), HLPC (“*High Performance Liquid Chromatography*”) e Nanotubos de carbono (MWCNT).

A técnica DGA consiste em analisar a deterioração do isolamento do equipamento elétrico através dos volumes e tipo de gases produzidos pelas DP. A análise é amplamente aplicada em transformadores de potência imersos a óleo nas atividades de manutenção preditiva de transformadores com objetivo de detectar falhas incipientes e acompanhar evolução do envelhecimento do isolamento. Segundo a IEC 60599, ao utilizar a referida técnica, sugere-se analisar os seguintes gases contaminantes, característicos das DP: hidrogênio (H_2), metano (CH_4), etileno (C_2H_4) e etano (C_2H_6), que a depender do nível de concentração, pode nortear o nível de severidade da DP no interior do isolamento.

O método HLPC é um dos métodos mais precisos para avaliar a degradação do papel isolante de transformadores de potência, cujo detecção da DP se baseia, não somente na análise cromatográfica do óleo isolante, assim como na análise dos compostos furânicos, este considerado um importante indicador de degradação da celulose. Já a técnica MWCNT utiliza sensores de gás compostos para avaliar a DP através da decomposição de produtos gasosos, altamente dependente do fenômeno, tais como dióxido de enxofre (SO_2) e fluoreto de Hidrogênio (HF), presentes em equipamentos isoladas a SF_6 , como por exemplo, subestações isoladas a gás – GIS (“*Gas Insulated Substation*”).

2.3 Formas de apresentação dos resultados de DP

Uma vez coletado o sinal bruto de DP, este ser tratado empregando-se técnicas de processamento digitais de sinais para que os dados possam ser exibidos e capazes de ser interpretados pelo usuário para garantir a assertividade acerca da condição do isolamento. Basicamente, há duas formas de representação gráfica dos sinais de DP, porém com propósitos diferentes: o “*Pulse Height Analysis*” (PHA) e o “*Phase Resolved Partial Discharge*” (PRPD).

A representação PHA (Figura 2-4(a)) indica a magnitude dos pulsos de DP (Q_m) que pode ser expressa em mV ou pC a uma taxa de repetição de 10 pulsos por segundo (*pps*), parâmetro este normatizado pela IEC 60034-27-1 [3]. Como os pulsos de DP podem se manifestar nos ciclos positivos (Q_{m+}) e negativos (Q_{m-}) da senoide, a comparação entre os referidos pulsos, além de ser um indicador da severidade da DP na porção mais degradada do isolamento, permite inferir se a DP está mais próxima do condutor ou do estator da máquina elétrica. Conforme apresentado na Figura 2-4(b), a depender da preponderância da magnitude dos pulsos de DP no semiciclo positivo (+PD) ou negativo (-PD) da senoide da tensão de referência, é possível determinar se a fonte da DP está se manifestado mais próxima da parte condutora (cobre) ou da ranhura do estator (superfície aterrada).

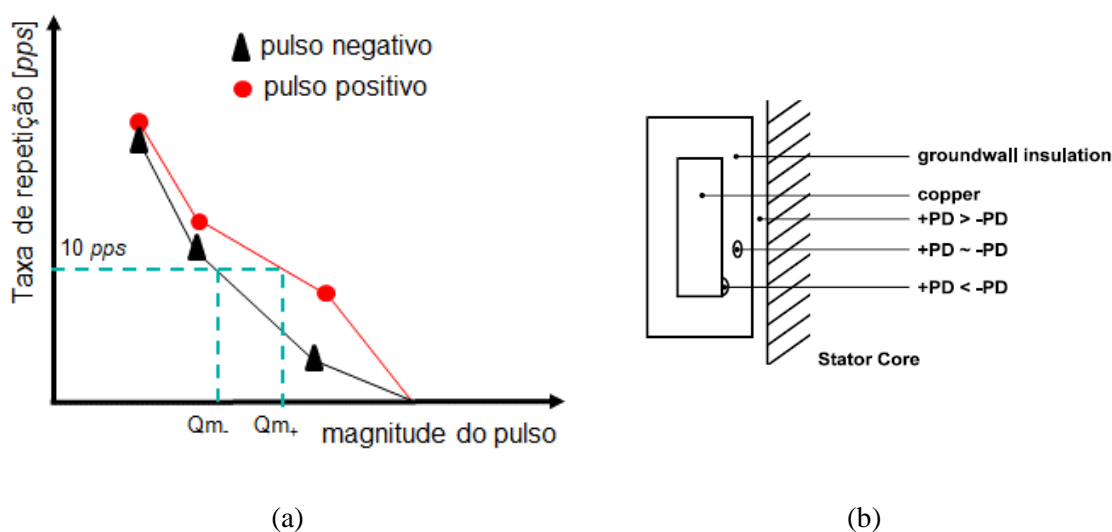
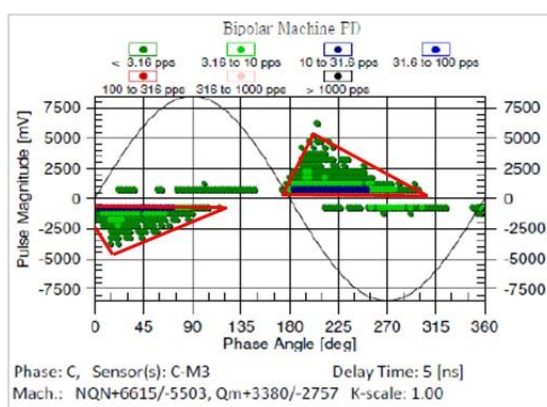


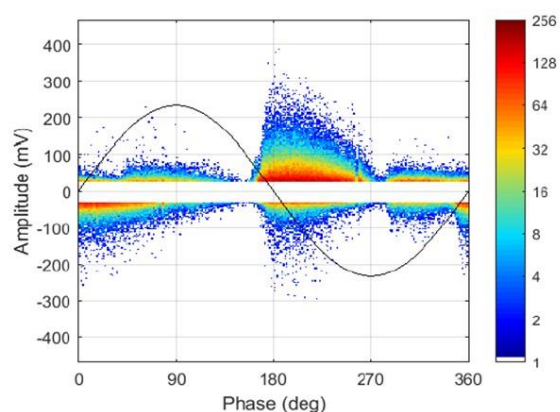
Figura 2-4: (a) Representação de um gráfico de DP em PHA e (b) Inferência sobre a possível localização da DP no interior de um sistema de isolamento.

A representação em PRPD consiste numa representação visual que permite avaliar não somente a magnitude do pulso em função do ângulo de fase ao longo da senoide, mas

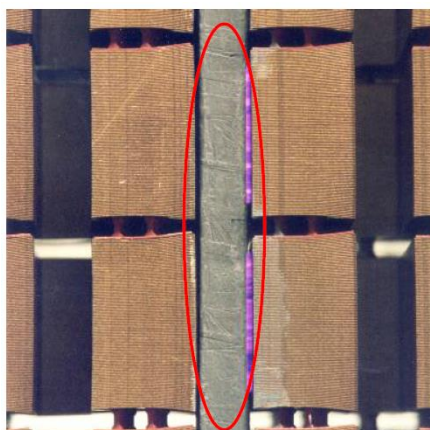
com base na comparação dos padrões característicos de DP preconizados em [3] [9], avaliar se as fontes de DP podem ser oriundas de falha na impregnação que geram cavidades no isolamento, delaminação interna no isolamento, degradação das camadas semicondutiva e de alívio de campo, problemas decorrente de espaçamento inadequado entre as bobinas, entre outros [3] [9]. A Figura 2-5(a) mostra um gráfico PRPD de uma máquina elétrica rotativa e comparada ao padrão característico (Figura 2-5(b)) disponível na IEC 60034-27-2 [10], o qual o defeito que se manifesta no isolamento da máquina é caracterizado como uma descarga de ranhura entre o isolamento e o estator. A Figura 2-5(c) mostra com detalhes, a DP sendo originada entre o pacote magnético do estator e a bobina (destacada em cinza) inserida na ranhura da máquina.



(a)



(b)



(c)

Figura 2-5: (a) Representação de um gráfico de DP em PRPD e (b) Padrão característico de descarga de ranhura e (c) localização da fonte de DP. Figura extraída de [10].

2.4 Fenômeno da Descarga Parcial

2.4.1 Conceito introdutório

As descargas parciais (DP) são descargas elétricas, que ocorrem internamente ou de forma superficial a um material dielétrico, causado por imperfeições durante a fabricação processo ou pela deterioração regular, em particular, pela presença de bolsas (ou vazios) dentro do isolamento [5]. Em sua grande maioria, máquinas elétricas de grande porte (ordem de MW) são refrigeradas a ar ou hidrogênio, que preenchem os pequenos vazios no interior do isolamento e, caso o campo elétrico na cavidade exceda a rigidez dielétrica do meio, pode haver uma descarga elétrica (ou arco elétrico) que curto-circuita parcialmente a isolação. A pequena descarga possui uma característica intrínseca de ser um pulso de corrente de alta frequência, com duração inferior a microssegundo [1]. Quando se trata de máquinas elétricas, as pequenas deformações são localizadas, predominantemente, no isolamento principal (chamado de “*groundwall*” ou “*main insulation*”).

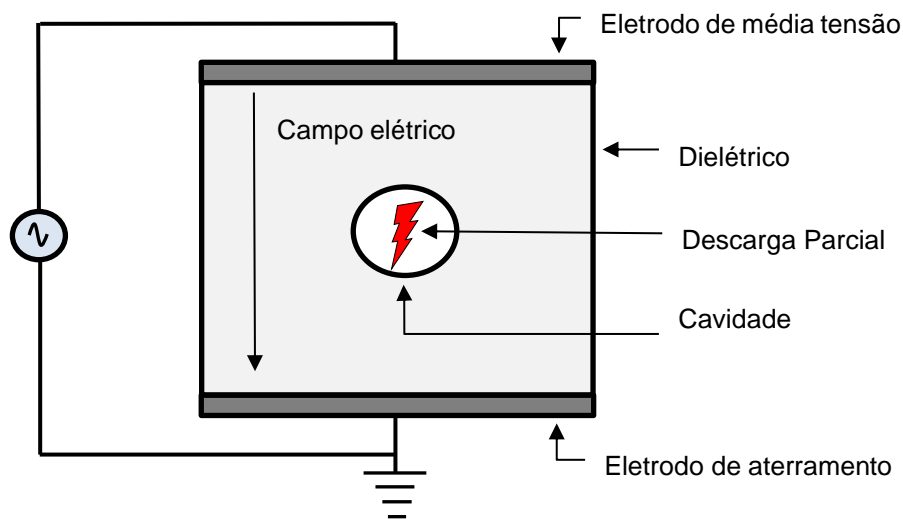


Figura 2-6: Esquema de DP dentro de uma cavidade. Figura adaptada de [4].

A Figura 2-6 ilustra o mecanismo de ocorrência de uma DP em uma cavidade que possui a presença de ar no interior do material dielétrico. Tendo em vista que a permissividade relativa do ar é menor que a do material isolante, quando se aplica uma tensão no dielétrico, tem-se como resultado, a presença de um campo elétrico no interior da cavidade. Quando este campo elétrico é elevado o suficientemente para superar a rigidez dielétrica do ar, ocorre uma ionização transitória do ar na cavidade, que por sua vez, ocasiona a formação de um pequeno arco elétrico que conecta duas partes distintas do

material dielétrico, e conseqüentemente, um curto-circuito interno ao isolante, caracterizando-se como uma DP.

A incidência de uma DP resulta em liberação de energia, sendo frequentemente acompanhada pela emissão de som, calor, luz, pulsos eletromagnéticos e alterações nas propriedades químicas do material dielétrico empregado ao isolamento. Dada a característica do pulso de uma DP ser de curta duração, a repetição das descargas pode intensificar a degradação local do material dielétrico, aumentando o tamanho da cavidade e causar uma ruptura completa do isolamento [11].

2.4.2 Modelos de simulação da ocorrência de DP

Na literatura, diversas modelagens numéricas têm sido desenvolvidas ao longo do tempo para descrever o comportamento da DP. Nesta seção, serão apresentados de forma evolutiva, os principais modelos utilizados para simular o fenômeno da DP em equipamentos elétricos.

2.4.2.1 Modelo abc capacitivo

A primeira iniciativa de reproduzir o mecanismo da DP numa cavidade foi através do modelo abc capacitivo ou modelo de três capacitâncias [12], que consiste numa representação em que o isolamento e a cavidade de ar, interna ao material dielétrico, são representados por um circuito elétrico composto de capacitâncias.

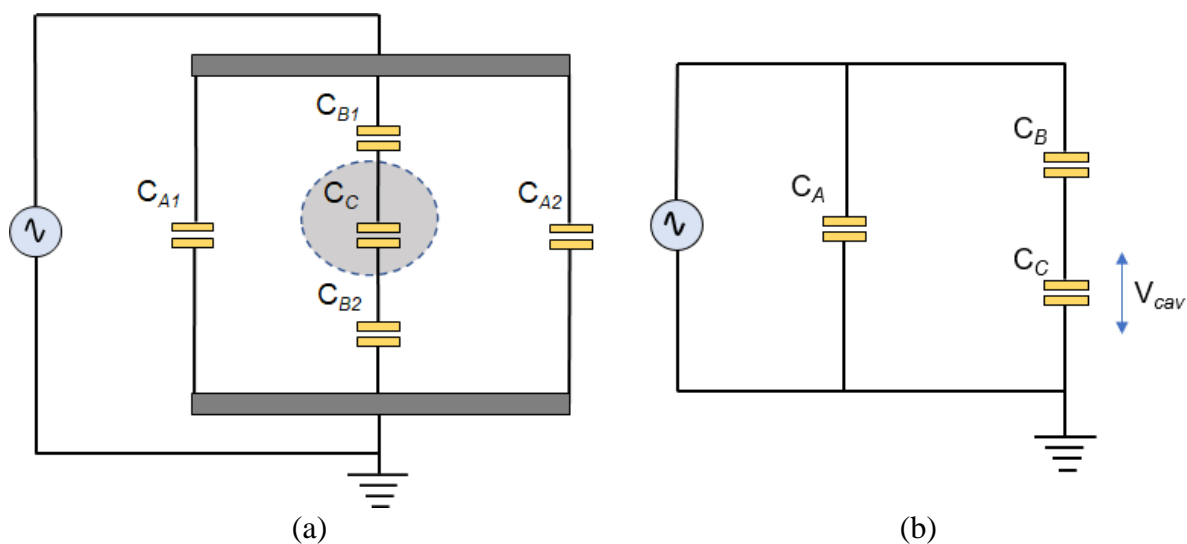


Figura 2-7: (a) Modelo abc capacitivo e (b) Representação do circuito equivalente. Figura adaptada de [4].

Conforme Figura 2-7, as capacitâncias C_{A1} e C_{A2} representam a porção do dielétrico sem cavidade, ao passo que C_C representa a capacitância da cavidade, enquanto C_{B1} e C_{B2} indicam as capacitâncias do dielétrico em série com a cavidade. O circuito da Figura 2-7(a) pode ser reduzido um circuito equivalente para o formato apresentado na Figura 2-7(b), o qual onde C_A é a capacitância equivalente de C_{A1} com C_{A2} em paralelo e C_B é a capacitância equivalente de C_{B1} com C_{B2} em série.

No modelo em questão, a DP irá ocorrer sempre que a tensão na cavidade (V_{cav}) representada por C_C exceder a tensão de ruptura (V_{rup}), enquanto que o processo de extinção da ocorrência se dá somente V_{cav} for inferior à tensão de extinção (V_{ext}). Durante o processo de descarga, a capacitância C_C é curto-circuitada, causando o surgimento de uma rápida corrente transitória que flui no circuito [4]. Segundo [13], a tensão V_{rup} pode ser determinada por uma equação matemática que fornece a tensão mínima necessária para iniciar uma descarga ou arco elétrico num determinado gás em função da pressão e do tamanho do vazio em que está compreendido o gás.

Ainda que o referido modelo seja amplamente utilizado para descrever os comportamentos das DP em um âmbito macroscópico [14], dado que a análise do circuito elétrico seja simples, determinística, e conceba uma melhor compreensão acerca da tensão que se desenvolve na cavidade do isolamento, este não é realista pois não é adequado para representar o processo físico que ocorre efetivamente durante a DP. Em uma cavidade real, após a ocorrência da descarga, há o acúmulo de cargas elétricas na superfície da cavidade, não sendo esta caracterizada por uma superfície equipotencial [4] [15]. Ademais, a representação do modelo é limitada, em virtude não ser possível analisar o processo de DP durante o período transitório da ocorrência do fenômeno; e a probabilidade de ocorrência de DP possui natureza estocástica, uma vez que os mecanismos de geração dos elétrons iniciais e processos inerentes à ionização dos gases na cavidade possuem comportamento probabilístico [4] [16] [5].

2.4.2.2 Modelo de carga induzida

O modelo desenvolvido por *Pedersen* [17] visa dar um passo tecnológico na compreensão da física da DP que se desenvolve dentro de uma cavidade, aplicando-se a teoria eletromagnética baseada nas equações de *Maxwell* para descrever o fenômeno com base no conceito de carga induzida (q_{ind}). Após o fim do processo de DP, as cargas

elétricas são acumuladas nas superfícies inferior e superior da cavidade e de polaridades opostas, estabelecendo-se, portanto, um momento de dipolo com orientação contrária ao do campo elétrico aplicado e q_{ind} é expresso como a diferença dessas cargas induzidas nos eletrodos e calculada pela equação (2-1). Como a tendência é de o campo elétrico na cavidade ser reduzido, descarga é extinta quando se encerra o processo de ionização das moléculas de gás [18]. A Figura 2-8 ilustra a formação do momento de dipolo e o respectivo campo elétrico gerado.

$$q_{ind} = -\vec{\mu} \times \vec{\nabla}\lambda = -\left(\int \vec{r}\sigma dS\right) \times \vec{\nabla}\lambda \quad (2-1)$$

onde $\vec{\mu}$ é o momento de dipolo induzido devido ao acúmulo das cargas na superfície da cavidade, \vec{r} é o vetor raio ao longo da superfície S normal ao campo elétrico, σ é a densidade de carga acumulada na superfície da cavidade e λ é uma função escalar adimensional que depende da posição de dS , que é obtido a partir da equação de Laplace [4].

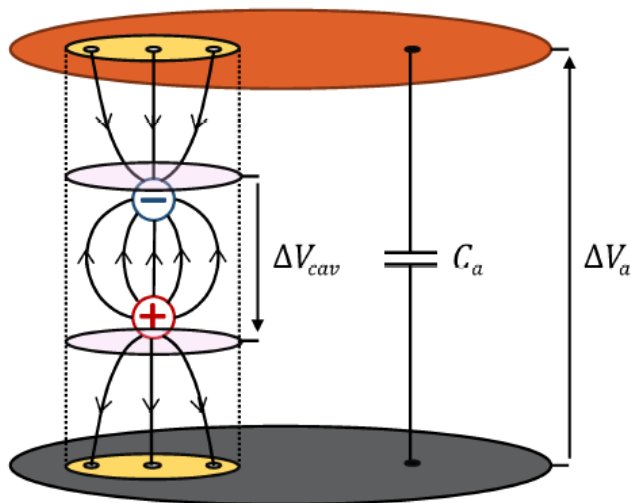


Figura 2-8: Estrutura de formação de dipolo aplicado ao modelo de Perdersen [4].

2.4.2.3 Modelo de Niemeyer

Um modelo geral para descrever o fenômeno de descargas parciais foi proposto por Niemeyer [16]. Trata-se de um modelo analítico singularizado para descargas do tipo *streamer*, que consiste num canal ionizado com ramos de avalanches compostos por elétrons em movimento sob a influência de um campo elétrico aplicado [4]. Neste modelo, a DP é causada por um aumento do campo elétrico na cavidade que é, em tese, provocado pela contribuição do campo devido à tensão aplicada e pelo acúmulo de cargas na superfície

da cavidade em função de descargas parciais anteriores, sendo que o campo elétrico é obtido pela solução da equação de Laplace [5].

Diferente dos modelos supracitados, o modelo analítico apresenta equações para modelagem da geração inicial de elétrons, - intimamente relacionado ao volume da cavidade e à emissão de superfície - modelo detalhado do processo *streamer* e a possibilidade de determinar as magnitudes das cargas real e aparente da DP. Para tal, o processo de ocorrência da DP é obtido através da equação de Poisson com a finalidade de encontrar o campo elétrico na cavidade e o fator de intensificação de campo na cavidade. Esta variável é utilizada para determinar as contribuições do campo elétrico devido à tensão aplicada e o campo elétrico devido às cargas acumuladas na superfície da cavidade [4] [16].

Outro fator importante é que o modelo de Niemeyer tem sido uma referência para elaboração de trabalhos publicados na literatura referente à modelagem de DP – [19] [20] [21], dado que as simulações realizadas com este modelo revelaram concordância com dados experimentais, qualitativa e quantitativamente [4]. A saber, modelos mais recentes [22] [23] têm proposto que os conceitos físicos usados na modelagem da DP devam ser tratados com cautela devido à incerteza significativa na validade dos dados físicos, sugerindo-se, por exemplo, a utilização de modelo de plasma para simulações dinâmicas e técnicas experimentais sobre a atividade de DP . No entanto, ressalta-se que, atualmente, não há avanços significativos, na literatura, de outros modelos que representem o comportamento DP dentro da cavidade de forma mais confiável ou que tenham se consolidado como base na publicação de trabalhos técnicos.

2.4.2.4 Modelo baseado em elementos finitos

Diferentes modelos têm sido descritos para representar o fenômeno das descargas parciais, que se caracterizam, predominantemente, na utilização de capacitâncias ou equação de Laplace [5]. Com o advento dos meios tecnológicos na área computacional, a modelagem da atividade da DP pôde ser explorada através de programas de engenharia que dispõem da aplicação do método dos elementos finitos (MEF) para obtenção do campo elétrico numa cavidade. O MEF é um método numérico que consiste em reduzir um problema descrito por equações diferenciais de solução complexa cuja redução é feita através da discretização do domínio do problema em malhas compostas por vários elementos finitos [24].

O modelo precursor da utilização do MEF para estudar o fenômeno da descarga parcial foi proposto por Forssén [25], com intuito de investigar o comportamento da DP em razão da frequência da tensão aplicada à uma cavidade cilíndrica interna a um material dielétrico (policarbonato). Os resultados são comparados com ensaios práticos para validação do modelo. No modelo em questão, a DP é modelada dinamicamente, ao passo que uma vez confirmado o processo de descarga, a condutividade da cavidade é alterada de zero para um determinado valor, indicando que a cavidade passou a ser um condutor dentro do isolante [5]. Além disso, o modelo dispõe de um código que envia as condições de fronteira para o software de elementos finitos, o qual obtém as distribuições de campo elétrico na geometria. É importante mencionar que vários dos trabalhos utilizam geometria 2D [4] [19] [24] [26], o que confere uma redução significativa no tempo de simulação. Tendo em vista que o interesse desta dissertação é estender o modelo para aplicação numa bobina de uma máquina elétrica, pressupõe-se que para modelagem mais fidedigna à realidade, o uso da geometria 3D é a mais aplicada, ainda que o tempo de simulação e a complexidade da geometria sejam fatores impactantes avaliação do estudo.

No trabalho apresentado por Illias [4], que também utiliza o MEF, há um aprimoramento do modelo original de Forssén [25] para simular DP em uma cavidade de ar esférica, pois considerou-se, adicionalmente, a emissão de superfície, o efeito do decaimento das cargas através da condução da parede da cavidade e a variação da temperatura e da pressão na cavidade durante o processo de descarga. Ademais, neste modelo [4], além da validação experimental, foram tratados diferentes estudos de casos relativos ao comportamento das DP, alterando-se algumas variáveis tais como: tamanho e a localização da cavidade, a amplitude e a frequência da tensão aplicada e temperatura do material dielétrico. O trabalho desenvolvido por [4] e o recentemente apresentado por [5] são utilizados como base para o desenvolvimento desta dissertação, sendo explicado com mais detalhes no Capítulo 3 - Modelagem.

Ainda que o modelo que utiliza MEF possa exigir tempos de simulação elevados, dependente da quantidade de elementos da malha e do tempo de integração, tem-se a previsão de resultados mais precisos quando comparados aos modelos supracitados, uma vez que as variáveis físicas são calculadas numericamente em todas as regiões da geometria [24]. Além disso, não há restrições no que tange à geometria, permitindo, portanto, considerar a distribuição não-uniforme do campo elétrico para a modelagem das DP. E as

cargas reais e aparentes das DP são calculadas através de integrações numéricas com alta precisão.

2.4.2.5 Modelo de plasma

A abordagem de um modelo que desenvolve a dinâmica do plasma envolvido no processo da descarga para aplicação na atividade da DP foi proposta recentemente por Callender [23]. Este é um modelo que simula a ocorrência da DP introduzindo equações de fluidos para quantificar processos físicos como ionização por impacto, fixação, recombinação, difusão e desvio de cargas. Diferentes geometrias, gases, efeitos de superfície e condições foram considerados no processo de simulação [26]. O modelo de plasma também permite analisar DP em cavidades internas durante diferentes estágios de atividade. Os resultados obtidos nas simulações com este modelo mostraram boa concordância quando comparados aos valores medidos experimentalmente [23] [27].

Ainda que o modelo de plasma possa descrever com elevada precisão, os mecanismos e fenômenos associados às DP, existem muitos parâmetros físicos empregados no modelo que precisam ser determinados experimentalmente [24], em virtude de os parâmetros assumirem diferentes valores a depender a geometria e das condições de cada objeto de teste [23] [27]. E ainda que [22] proponha que outra abordagem na modelagem da DP, tem-se alguns desafios na consolidação do conceito físico, como por exemplo, a complexidade do modelo de plasma, a exigência computacional, que impacta na impossibilidade de simulação de várias DP sequencialmente e a obtenção de padrões PRPD [27].

2.4.3 Aplicação dos conversores de frequência na indústria

A relevância da eletrônica de potência na indústria, geração de energia elétrica e, indiretamente, na redução da poluição do meio ambiente, é notória. Com o avanço da tecnologia no desenvolvimento de semicondutores, redução do custo de fabricação dos componentes, e principalmente, com a crescente demanda de equipamentos elétricos de potências elevadas em ambientes industriais, justifica-se como melhor alternativa para os motores, a aplicações de conversores de frequência, para acionamento de forma controlada e segura.

Outro fator que confirma a tendência da expansão da eletrônica de potência no ambiente industrial é a projeção da integração do sistema de geração distribuída através do

aumento das fontes de energia renováveis na matriz energética brasileira, intensificando os estudos em tecnologias que possibilitem a conexão segura destas fontes à rede elétrica, adequando os níveis de tensão e frequência de geração ao sistema elétrico. Majoritariamente, a conexão destas novas fontes de energia é realizada com a utilização de conversores de potência.

No que tange à aplicação em equipamentos de média tensão, destaca-se a ampla utilização de conversores multiníveis. O termo “multinível” denota um conversor capaz de fornecer dois ou mais níveis de tensão. Ao se propor o aumento da quantidade de níveis de tensão, gera-se uma tensão de saída próxima da forma de onda puramente senoidal e com conteúdo harmônico reduzido [28]. A área de aplicação desta tecnologia não é restrita à conexão de sistemas de geração ao sistema de transmissão e distribuição de energia elétrica, mas a diversas áreas que envolvem o processamento de energia elétrica, como: acionamento de máquinas elétricas, condicionadores de energia elétrica e transmissão de energia elétrica.

Na indústria, conversores multiníveis são utilizados para o acionamento e controle de máquinas elétricas, cuja aplicação se deve às suas características que possibilitam aumentar a vida útil dos equipamentos, melhorar a eficiência e, assim, minimizar os custos do processo. Ainda que o nicho desta tecnologia se concentre de forma expressiva em aplicações de média tensão e elevada potência, as estruturas multiníveis também são utilizadas em baixa potência, obtendo algumas vantagens como: menor derivada de tensão (dV/dt), redução dos filtros de saída e a possibilidade da redução da tensão de modo comum [29]. Além disso, a topologia multinível permite outras vantagens, a saber:

- Estratégias de controle e modulação;
- Aumento da capacidade de corrente;
- Redução do conteúdo harmônico e de estresse de tensão;
- Redução da distorção harmônica total da forma de onda sintetizada pelo conversor em razão do elevado número de níveis de tensão;
- Possibilidade de modularidade das estruturas constituintes do conversor, o que permite a redução dos custos de implementação e manutenção do equipamento.

2.4.3.1 Topologias de conversores multiníveis

A depender do tipo de fonte aplicada (tensão ou corrente), admite-se duas classificações para os conversores: do tipo fonte de tensão: VSI (*Voltage Source Inverter*) ou de corrente, CSI (*Current Source Inverter*). Basicamente, a diferença entre os tipos está na característica das chaves semicondutoras de potência, dado que no conversor CSI, as chaves devem ser bidirecionais em tensão, enquanto que no VSI, as chaves são bidirecionais em corrente. Os conversores do tipo VSI são preferenciais em aplicações industriais, justificada pela maior disponibilidade no mercado de chaves bidirecionais em corrente, como por exemplo, transistores, IGBTs (*Insulated-Gate Bipolar Transistor*), IGCTs (*Integrated Gate-Commutated Thyristor*), diodos entre outros; e flexibilidade no que tange ao projeto do conversor, com possibilidade de aplicação de inúmeras estratégias de chaveamento à topologia.

De acordo com a Figura 2-9, os conversores multiníveis se enquadram no tipo VSI. Na sua forma primitiva, os conversores multiníveis são formados por dispositivos semicondutores e fontes armazenadoras de energia. Quando são submetidas à adequadas estratégias de modulação e controle, obtêm-se tensões na saída com o número de níveis desejados [30]. Estes níveis são sintetizados a partir da comutação das chaves semicondutoras.

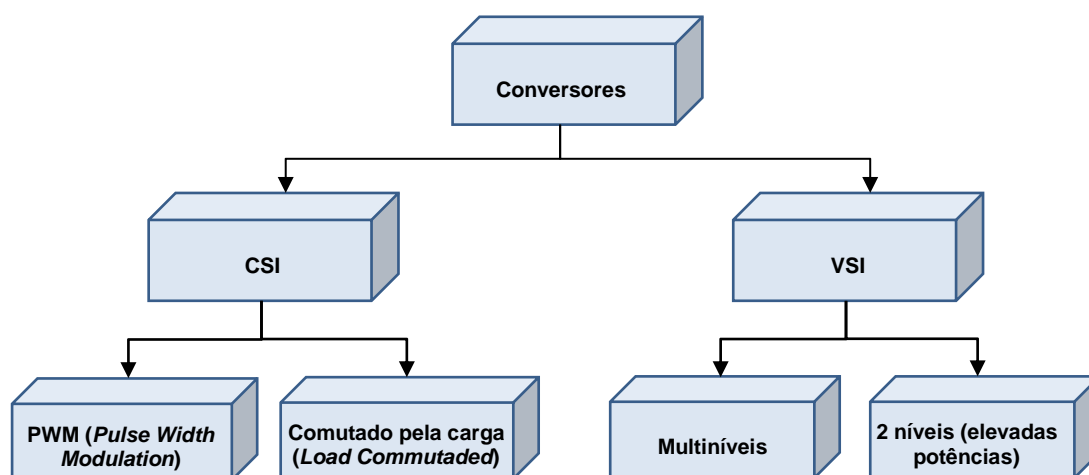


Figura 2-9: Principais tipos de conversores.

Diferente do conversor de tensão tradicional, que sintetiza dois níveis de tensão de saída, os conversores multiníveis têm a capacidade gerar vários níveis de tensão de saída [31], o que confere vantagem sobre o conversor de dois níveis, pois os esforços de tensão nas chaves de potência são distribuídos e, conseqüentemente, garante maior

suportabilidade da chave ao longo da operação conversor. Outro fator notório na topologia multinível diz respeito à redução das componentes harmônicas presentes na tensão de saída, à medida que se enseja mais níveis de tensão ao conversor. A Figura 2-10 ilustra as formas de onda de tensão de saída em função do número de níveis, sintetizadas de acordo com a arquitetura do conversor.

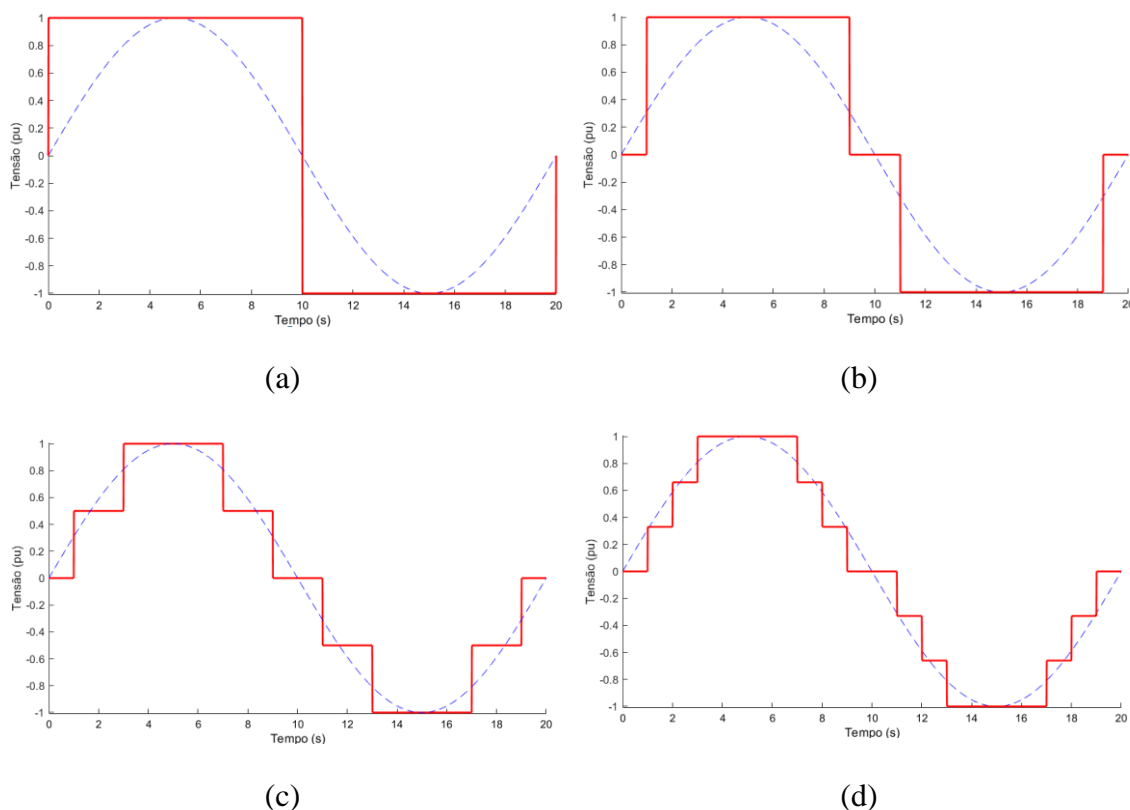


Figura 2-10: Formas de onda de tensão de saída em função do número de níveis, sintetizadas de acordo com a arquitetura (a) conversor tradicional de 2 níveis e multiníveis: (b) 3 níveis (3L) (c) 5 níveis (5L) e (d) 7 níveis (7L).

2.2.3.1.1 Estado da arte das topologias de conversores comerciais em média tensão

Entre as principais topologias multiníveis difundidas na literatura e abordadas neste capítulo, encontram-se: o conversor com grampeamento a diodos (NPC - *Neutral Point Clamped*), o conversor com capacitores de grampeamento (FC - *Flying Capacitor*), o conversor em cascata (CHB - *Cascade Hybrid Bridge*) e o conversor modular multinível (MMC - *Modular Multilevel Converter*), cujos aspectos gerais, aplicações e funcionalidades estão disponíveis no Apêndice. Neste, são apresentadas as principais topologias de conversores de frequência em média tensão, fruto de consultas obtidas em

informações comercialmente disponibilizadas pelos principais fabricantes, de modo a identificar as principais topologias utilizadas, faixas de potência e tensões de saída disponíveis, controle de velocidade aplicado, tecnologia dos semicondutores e número de níveis de tensão do conversor.

Em relação às topologias, as tecnologias predominantemente disponíveis no mercado são NPC, CHB e MMC, exceto a tecnologia fornecida pela GE Grid Solutions, cuja arquitetura é a NPP (*Neutral-Point-Pilot*), também chamada de *T-Type Inverter*, que possui o mesmo princípio de operação e controle do NPC [32]. Não foram considerados neste trabalho as consultas relativas aos conversores com aplicação em ciclo conversores ou do tipo CSI.

Um resultado importante ao *survey* realizado é há uma limitação inerente ao fornecimento de conversores para uma tensão nominal de 13,8 kV, destacando-se os modelos ACS5000 (ABB), *Sinamics Perfect Harmony* GH150 (Siemens) e MVW3000 (WEG). Como o objeto de estudo da dissertação é uma bobina estatórica de 13,8 kV, é razoável que, para analisar as DP, seja utilizado um modelo de conversor aderente à tensão nominal do equipamento. Cabe ressaltar que este trabalho não visa dar foco à análise de diferentes topologias de conversor, mas sim, investigar o comportamento das atividades de DP frente a diversas formas de onda de tensão terminal originadas pelo conversor que excitarão a bobina do estator. Para este trabalho, utilizou-se como premissa, a utilização da topologia de conversor CHB que será abordado com maiores detalhes no próximo capítulo; enquanto que demais topologias dos conversores multiníveis, bem como as principais estratégias de modulação aplicadas a conversores multiníveis são apresentadas no Apêndice desta dissertação.

2.2.3.1.2 *Conversor Cascade H-Bridge (CHB)*

Por definição, a topologia do conversor CHB (*Cascade H-Bridge*), introduzido por Marchesoni [33], consiste numa tecnologia modular, ou seja, formada pela conexão série de vários submódulos (SM), cada qual com uma configuração composta de células de potência em H (*full bridge*) e fonte de tensão independente para cada SM. Esta topologia possui ampla variedade de aplicações de alta tensão, como compensadores síncronos estáticos (STATCOM) e aplicações HVDC [34].

Conversores modulares surgem como soluções viáveis devido à possibilidade de combinação de conexões de chaves semicondutoras em série com baixa distorção

harmônica e, principalmente por modularização, que pode ser escalável e expansível, em teoria, para qualquer número de níveis [31]. Tanto o CHB quanto o MMC (item 6.1.3) são apresentados como topologias de conversores que podem atingir elevados níveis de potência e tensão sem o uso de transformadores de acoplamento, apresentando uma estrutura monofásica baseada em células independentes que, a princípio, não possuem limites de modulação [35].

Uma vantagem notória da arquitetura CHB (Figura 2-11) é que, diferente do conversor FC (item A.2), não há necessidade de aplicar técnicas de controle de tensão, pois cada módulo pode ser alimentado de forma autônoma por uma fonte de tensão isolada. O conversor CHB também pode operar inserindo-se ou retirando-se fontes de alimentação através da escolha adequada da comutação das chaves semicondutoras, sintetizando diferentes níveis de tensão, o que confere a característica de modularidade e tolerância ao erro [31, 36, 35]. Ademais, a facilidade de conexão de vários SM em série permite atingir tensões de saída elevadas; e caso haja uma falha em um dos SM, este pode ser facilmente substituído sem degradação significativa ao desempenho do conversor, percebendo-se uma vantagem adicional no que diz respeito à manutenção do equipamento. A principal desvantagem é o grande número de fontes isoladas necessárias, que depende diretamente do número de SM. Conforme [37], a desvantagem apresentada pode ser resolvida através do emprego do *Cascaded Transformer Multilevel Inverter* (CTMI). Diferentemente da topologia convencional do CHB, o CTMI precisa de apenas uma fonte CC [38]. Ainda, a presença dos transformadores na topologia apresenta como vantagem, o isolamento galvânico entre carga e conversor e a redução da corrente de fuga em aplicações fotovoltaicas. Além do exposto, as indutâncias de dispersão dos transformadores podem ser usadas como um filtro de corrente, podendo suprir a necessidade de um filtro adicional ou minimizar o tamanho d filtro.

Quando comparado às topologias multiníveis NPC (item 6.1.1) e FC (item 6.1.2), observa-se que o CHB possui um crescimento modesto dos números de componentes necessários à estrutura do conversor, mas que apresenta um aumento relevante dos componentes relativos às fontes de tensão. Portanto, o número de componentes do circuito é aumentado linearmente com o número de níveis desejado na saída do conversor. Um conversor CHB de n níveis possui uma relação que é composto de chaves semicondutoras (n_{chCHB}) e diodos antiparalelo (n_{dCHB}), os quais ambos possuem uma relação $\frac{n_{chCHB}}{n_{dCHB}} =$

2. $(n - 1)$, que formam cada SM do CHB, ao passo que o número de fontes ou capacitores ($n_{fonteCHB}$) do barramento CC é dado pela relação $(n - 1)/2$.

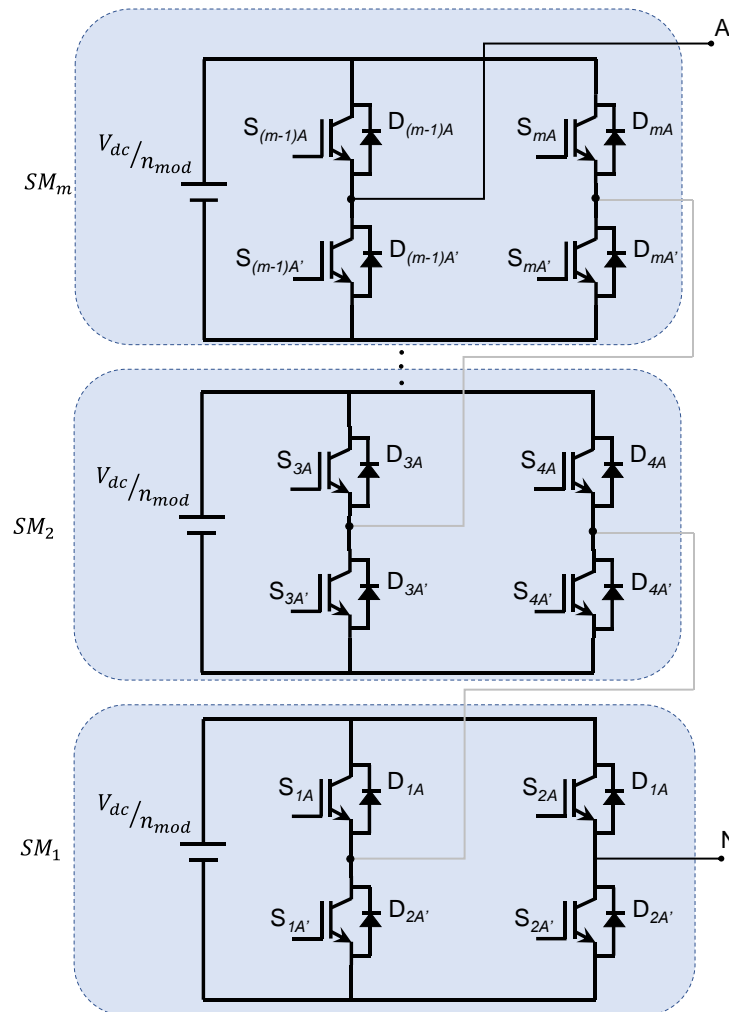


Figura 2-11: Conversor CHB com n níveis de tensão.

2.4.3.2 Fontes chaveadas e os efeitos na atividade de DP e no isolamento de máquinas elétricas

A característica da tensão aplicada aos terminais de um motor elétrico acionado por conversor de frequência é determinada por diversos fatores que, isoladamente ou combinados, podem provocar a degradação acelerada do sistema de isolamento da máquina, tais como: sobretensões transitórias, tempo de subida, largura dos pulsos de tensão, frequência de chaveamento e influência dos cabos alimentadores. É consenso na literatura científica que o sistema de isolamento das máquinas submetido à aplicação específica requer atenção especial no que tange à capacidade de suportar o estresse provocado em função das características de tensão impostas pelo conversor.

Diversos trabalhos têm sido elaborados para avaliar a influência dos conversores de frequência no sistema de isolamento de máquinas elétricas e no comportamento das DP. O estudo pioneiro, realizado por *Guastavino* [39] [40], foi conduzido com objetivo de compreender a atividade de DP em aplicações que utilizam formas de onda de tensão PWM. Neste trabalho, verificou-se a atividade de DP em corpos de prova de fio de par trançado e comparando-o com medições realizadas com tensão puramente senoidais, e como principal contribuição, observou-se a geração de pulsos de DP durante as frentes de subida/descida dos pulsos de tensão PWM e somente originados quando a amplitude da tensão aplicada era o dobro da tensão mínima necessária para dar início ao processo da descarga (*Partial Discharge Inception Voltage* - PDIV), conclusão que tende ao encontro da teoria clássica de DP [6], que propõe um modelo matemático para descrever o início do processo da descarga quando o campo elétrico na cavidade do material dielétrico é superior ao campo elétrico de ruptura (E_{inc}). Posteriormente, um outro trabalho desenvolvido por *Guastavino et. al* [40] investigou a influência de parâmetros como tempo de subida e temperatura num fio de par trançado, que compõe o enrolamento randômico de estator de máquinas elétricas, demonstrando que elevados dV/dt podem diminuir a tensão mínima que dá início ao processo de descarga no material dielétrico (PDIV). Conclusões semelhantes foram apontadas investigando-se outras características inerentes às formas de onda de tensão oriunda de um *driver* de frequência. No trabalho realizado por *Wang et. al* [41] concluiu-se que tempos de subida muito rápidos possuem uma relação de proporcionalidade com a magnitude da DP e do PDIV em enrolamentos randômicos, comumente utilizados em máquinas elétricas de pequeno porte. Em contrapartida, constatou-se que, quanto maior a frequência de chaveamento de um pulso de tensão, existe uma tendência de redução da magnitude da DP. Esta mesma evidência foi constatada também para um corpo de prova formado por um isolamento composto de resina epóxi e impregnação VPI (*Vacuum Pressure Impregnation*), empregado tipicamente em enrolamentos pré-formados de máquinas de média tensão, indicando, seja para qual for o sistema de isolamento, a redução da atividade de DP conforme aumenta-se a frequência de chaveamento; já o trabalho proposto por *Florkowski et. al* [42] analisou o comportamento da atividade DP alterando-se a quantidade de níveis de tensão de um conversor multinível, evidenciando-se a redução da magnitude da descarga à medida que se aumenta os níveis do conversor.

Estudos recentes têm sido publicados por Hammaström [2] [3] [43] e Diab *et. al* [44] com intuito de analisar o comportamento das descargas no isolamento de motores alimentados por conversores de frequência, em especial, utilizando topologias tipo VSI com vários níveis de tensão (multiníveis) aplicados ao *driver* em enrolamentos randômicos de máquinas de pequeno porte (baixa tensão). Um destaque especial remete ao trabalho publicado por Hu *et. al* [45], cujo estudo proposto analisou o comportamento das descargas parciais em enrolamentos pré-formados de máquinas de média tensão alimentados por conversor de frequência de dois níveis com elevado dV/dt . A amostra utilizada é de um fabricante comercial, 2 kV, 60 Hz, aplicação típica em motores de indução com projeto em partida direta, os quais aplicou-se diferentes espectros de tensão, além de outros parâmetros como tempo de subida, largura do pulso de tensão, taxa de repetição dos pulsos, índice de modulação, polaridade de tensão, concluindo que o tempo de subida/descida é identificado com um fator que afeta diretamente o PDIV, sugerindo-se que o tempo de chaveamento dos dispositivos semicondutores podem impactar adversamente o isolamento do enrolamento da máquina e propõe, por fim, uma equação empírica para estimar o valor de PDIV com base nos parâmetros de tempo de subida e largura de pulso da tensão.

Em relação ao isolamento de máquinas elétricas, verifica-se as camadas semicondutiva e de alívio de campo são as partes constituintes do sistema do isolamento que sofrem maior degradação com os efeitos adversos dos parâmetros do conversor. Fenômenos como sobretensões [46, 47] tendem a alterar de forma significativa, o desempenho da camada de alívio, impactando diretamente nas propriedades físicas da resistividade do material e originando uma degradação não-reversível da característica semicondutiva à medida que a temperatura é elevada. Além disso, elevados tempos de subida tendem a elevar abruptamente o campo elétrico na região da saída do estator, alterando o parâmetro de resistividade da camada de alívio de campo que depende diretamente da frequência e degradando a função básica da camada de alívio de campo de uniformização do campo elétrico [48]. Nota-se, adicionalmente, que enrolamentos pré-formados sujeitos a diferentes formas de onda de tensão (não senoidais) e frequências de chaveamento possuem relação de proporcionalidade com elevação da temperatura nas superfícies da bobina, que pode ser atribuído às componentes harmônicas de alta frequência e aos efeitos de elevados dV/dt [49, 50].

De forma geral, os fatores supracitados, além do comprimento de cabo, largura mínima dos pulsos do conversor e tempo mínimo entre pulsos consecutivos geram uma preocupação muito sensível em máquinas elétricas acionadas por conversores de frequência: o aparecimento de sobretensões transitórias. Estas podem ser divididas, basicamente, em dois grupos: na tensão terminal ou na distribuição de tensão internamente à máquina. Enquanto que a distribuição interna está relacionada com as tensões entre espiras e entre bobinas, relevantes ao projeto do isolamento da máquina, no que diz respeito à tensão terminal, o principal objetivo é obter a forma de onda da tensão que aparece nos terminais da máquina em caso de um surto de tensão oriundos dos cabos que integram a fonte e a carga elétrica.

Em grande parte, o processo de sobretensão nos terminais ocorre, predominantemente, através de reflexões da onda de tensão nos terminais da máquina. Baseada na teoria de onda de reflexão em linhas de transmissão, a onda incidente que se propaga através do cabo que interliga o conversor ao motor, poderá ser refletida no final do cabo, a depender da impedância característica do cabo (Z_0) e da impedância de entrada da carga (Z_L). A relação entre a onda de tensão refletida (V_r) e a onda de tensão incidente (V_i) é chamada de coeficiente de reflexão (Γ_L) conforme a equação (2-2):

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2-2)$$

Como geralmente a impedância de uma máquina elétrica é muito superior ao do cabo, conseqüentemente, valor de Γ_L tenderá à unidade, o que significa que a onda de tensão refletida terá a mesma amplitude e fase da onda de tensão incidente. Neste caso, a amplitude da onda de tensão nos terminais do cabo poderá atingir o dobro da amplitude da tensão incidente. A onda de tensão refletida nos terminais do motor retorna para os terminais do inversor e volta a propagar para os terminais do motor, permanecendo entre inversor e motor, caracterizando num fenômeno de reflexão composto de somatório de ondas de tensão refletidas que se propagam entre a fonte e a carga que inversor e motor. A principal consequência é o aparecimento de elevados pulsos de tensão que degrada o material isolante gradativamente. Estes pulsos, caracterizados como sobretensões em alta frequência, causam a elevação da magnitude de DP no vazio dentro do isolamento pela relação kV/mm , podendo levar à falha prematura da máquina. A Figura 2-12 ilustra uma sobretensão nos terminais de um cabo.

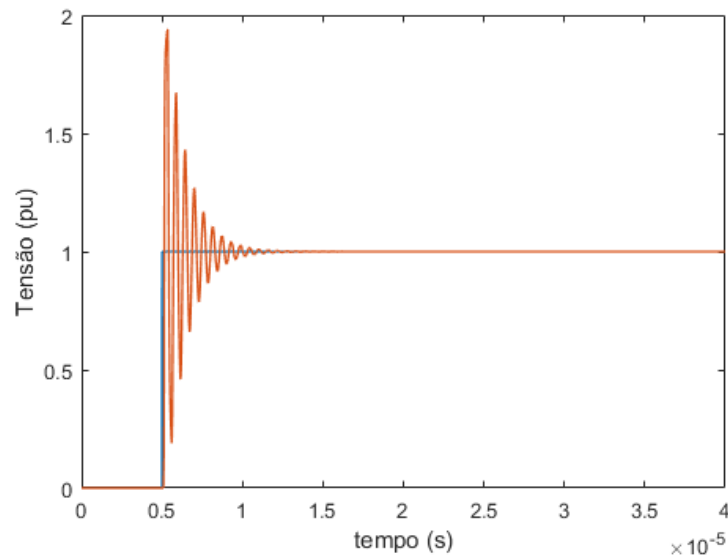


Figura 2-12: Sobretensão causada pelos efeitos relativos à reflexão de onda nos terminais de um cabo.

Este capítulo apresentou uma breve revisão sobre o sistema de isolamento de máquinas elétricas, bem como os principais métodos de detecção de DP aplicados atualmente na indústria e as formas de representação dos pulsos de DP (PHA e PRPD) que servem de insumo à avaliação não somente da condição do isolamento, mas que fontes de descargas podem estar sendo manifestadas.

Discorreu-se sobre conceitos teóricos importantes acerca do fenômeno da DP necessários para compreensão do trabalho desenvolvido. Verificou-se que a ocorrência de uma DP, necessita, impreterivelmente, da presença de um campo elétrico intenso e da existência de elétrons livres na cavidade para desencadear o processo de ionização. Observou-se também que a DP é um fenômeno não-determinístico (ou probabilístico) e dependente de mecanismos de geração de elétrons, tais como: por emissão de superfície e ionização de volume.

Também foi apresentado neste capítulo, o estado da arte das principais topologias de conversores multiníveis aplicado em máquinas de média tensão, mas com foco na a topologia CHB que consiste numa tecnologia modular, ou seja, formada pela conexão série de vários submódulos (SM) e vasta variedade de aplicações de alta tensão. E que servirá como referência de tensão para alimentação da bobina de média tensão neste trabalho. Por fim, foram apresentados diversos trabalhos que têm sido publicados para avaliar a influência dos conversores de frequência no sistema de isolamento de máquinas elétricas e

no comportamento das DP evidenciando que parâmetros atinentes à topologia do conversor e do sistema elétrico, como níveis de tensão, comprimento de cabo, frequência de chaveamento dos dispositivos semicondutores, elevados dV/dt , entre outros, caso não tenham a devida observância, podem dar origem à sobretensões transitórias, que podem maximizar a magnitude e a frequência de ocorrência das DP e, conseqüentemente, acelerar o processo de degradação do isolamento podendo levá-lo à falha precoce.

Capítulo 3 - Modelagem

Neste capítulo é apresentado um modelo de DP baseado no método de elementos finitos proposto por Illias [4], que obtém a distribuição de campo elétrico na geometria de uma bobina, que possui uma cavidade interna esférica, condição esta necessária para simulação das DP. O referido modelo considera inúmeras características das descargas parciais que serão descritas com maiores detalhes, juntamente com as equações que regem o fenômeno altamente estocástico. Ressalta-se que se trata de um modelo dinâmico, o qual um código envia as condições de fronteira a cada passo de integração para o *software* de elementos finitos e este determina as distribuições de campo elétrico, densidade de corrente e temperatura da geometria.

Como parte da modelagem é obter as sobretensões transitórias nos terminais da bobina, que serão utilizadas como referências de tensão para alimentação elétrica no interior da cavidade esférica para obtenção das DP, um modelo de circuito elétrico é utilizado para determinar as simulações transitórias. Como o fenômeno da DP é caracterizado por um modelo em alta frequência (ordem de nanossegundos) é imprescindível que o modelo elétrico possua os sinais de tensão obtidos no mesmo tempo de processamento que o das DP. Como será descrito posteriormente, o referido modelo é utilizado para configuração da topologia “inversor + cabo+ motor”, em que cada uma das partes constituintes do circuito elétrico também será abordada neste capítulo.

3.1 Descargas Parciais

3.1.1 Mecanismo *streamer*

As DP podem ser classificadas em diferentes tipos dependendo da intensidade do campo elétrico e distribuição da densidade de carga na região da descarga. Dentre os vários tipos de descarga, destacam-se as características de formação do *streamer*, que é um canal ionizado criado por ramos de avalanches de elétrons em decorrência do movimento de elétrons livres sob a influência de um campo elétrico aplicado [4] [5]. A justificativa de utilizar como referência as descargas do tipo *streamer* sustenta-se no fato de estas serem de magnitude suficiente para serem detectadas por equipamentos de medição - pulsos com duração entre 1 a 100 ns e magnitudes superiores a 10 pC [16], além de ocasionarem danos

significativos aos materiais dielétricos e serem precursoras de outros tipos de descargas de maior severidade [16] [23] [24].

Durante uma DP, a condutividade do *streamer* aumenta em razão da movimentação dos elétrons livres, causando o aumento da corrente elétrica na cavidade. Adicionalmente, a temperatura e a pressão na cavidade também aumentam devido à energia térmica liberada no processo de ionização. O mecanismo de ocorrência de descarga parcial pode ser entendido por meio da ilustração apresentada na Figura 3-1.

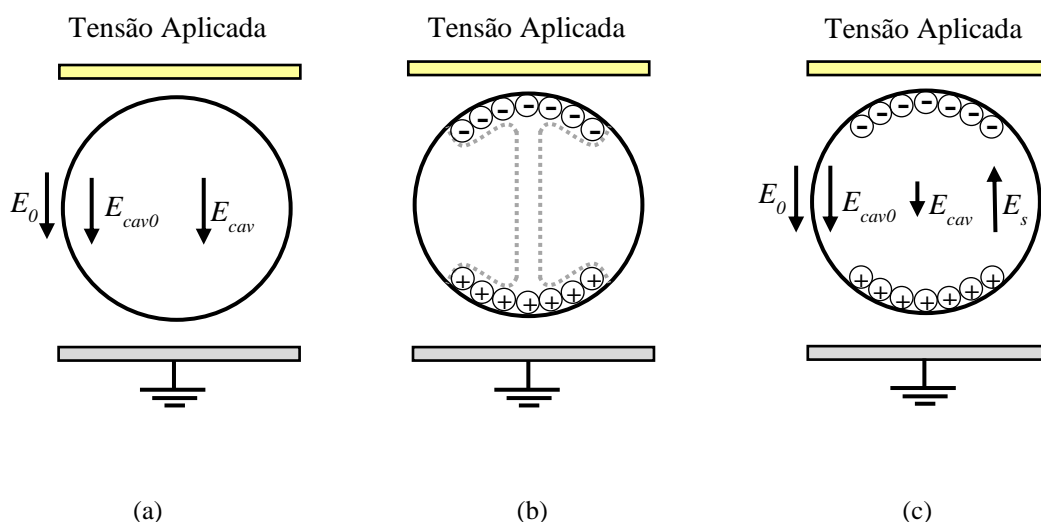


Figura 3-1: Ilustração esquemática do processo de ocorrência de uma DP: (a) antes da ocorrência, (b) durante o fenômeno e (c) após o término da DP. Figura adaptada de [4].

Quando se aplica uma tensão em um material dielétrico que possui uma cavidade interna, originam-se dois campos elétricos distintos: um campo elétrico, denominado $E_0(t)$, presente no sistema isolante e o campo elétrico $E_{cav0}(t)$ na cavidade [4] [5]. A princípio, E_{cav0} é igual a $f_c E_0$, conhecido como Campo Laplaciano (Figura 3-1(a)), conforme equação (3-1):

$$E_{cav0}(t) = f_c E_0(t) \quad (3-1)$$

Na Equação (3-1), $E_{cav0}(t = 0)$ é o campo elétrico na cavidade sem a ocorrência de nenhuma DP, ao passo que f é o fator de intensificação do campo elétrico aplicado na cavidade, dependente da geometria da cavidade e da permissividade relativa do material dielétrico [4].

Quando a DP ocorre na cavidade, cargas de sinais opostos atingem as extremidades da superfície da cavidade, conforme ilustrado na Figura 3-1(b). À medida que se acumulam

as cargas na superfície da cavidade, origina-se um campo elétrico oposto à $f_c E_0(t)$, denotado por $E_s(t)$, conhecido como campo de Poisson [4]. Sendo assim, o campo elétrico resultante na cavidade será composto por duas parcelas, conforme equação (3-2):

$$E_{cav}(t) = E_{cav0}(t) + E_s(t) \quad (3-2)$$

Em razão de a cavidade se tornar condutora durante a ocorrência de DP, o campo elétrico $E_{cav}(t)$ é reduzido rapidamente, dado que a descarga ocorre de forma transitória e de curta duração. A redução do campo elétrico na cavidade acarreta para que os elétrons livres percam energia e, por conseguinte, na redução da corrente e condutividade do *streamer*. Quando o campo $E_{cav}(t)$ é reduzido a um valor inferior ao campo elétrico de extinção (E_{ext}), extingue-se o processo de DP na cavidade [4]. Uma vez que o campo E_{cav} é menor em relação ao instante posterior ao processo da descarga, aumenta-se o campo elétrico devido às cargas de superfície (E_s), conforme Figura 3-1(c).

3.1.2 Campo Elétrico de Ruptura e Extinção

No que tange à presença de DP numa cavidade, o início do processo da descarga depende de duas condicionantes: a presença de um campo elétrico mínimo (E_{inc}) e superior ao campo elétrico de ruptura (E_{rup}) e que haja elétrons livres com energia suficiente para desenvolver uma avalanche [4] [22]. Ou seja, ainda que o campo elétrico na cavidade seja superior E_{rup} , não implica de forma inevitável na ocorrência de DP, pois para que haja o processo de DP, deve haver elétrons livres suficientes para o início do processo, que controlam, inclusive, a característica estatística da DP, em termos de magnitude, fase de ocorrência e número de DP geradas [4] [5].

O campo E_{rup} depende de fatores, tais como: tamanho e pressão do gás na cavidade, permissividade do dielétrico e características inerentes ao processo de ionização e da distância entre os eletrodos. O campo elétrico de ruptura para descargas do tipo *streamer* pode ser calculado pela Equação (3-3) [4] [16]:

$$E_{rup} = A \cdot p_{cav} \left[1 + \frac{B}{(p_{cav} \cdot 2 \cdot r_{cav})^n} \right] \quad (3-3)$$

$$A = \left(\frac{E}{p_{cav}} \right)_{cr} ; B = 8,6 m^{1/2} P_a^{1/2}; n = 0,5 \quad (3-4)$$

Nas equações (3-3) e (3-4), as variáveis p_{cav} e r_{cav} são parâmetros referentes, respectivamente, à pressão do ar e o raio no interior da cavidade, ao passo que A , B e n são constantes que caracterizam o processo de ionização. Em [51], o produto $A \cdot p_{cav}$ é entendido como um campo elétrico crítico a qual abaixo desse parâmetro, os processos físicos de ionização e multiplicação das cargas elétricas no interior da cavidade podem não ocorrer. O valor de A reescrito em (3-4) demonstra uma constante de proporcionalidade entre o campo elétrico crítico e pressão interna do ar no interior da cavidade [16].

Uma outra particularidade relevante ao processo de ocorrência da DP é o conceito de campo elétrico de extinção (E_{ext}), o qual determina o término da descarga. O campo E_{ext} depende de complexas interações no processo físico, tais como: ionização, anexação e movimento de portadores de carga, sendo determinado por meio de estimativa através da Equação (3-5):

$$E_{ext} = \gamma p_{cav} \left(\frac{E}{p_{cav}} \right)_{cr} \quad (3-5)$$

Em que γ é um fator de proporcionalidade adimensional que depende do tipo de gás, da superfície em contato com o gás e da polaridade do streamer [16] [26] [52].

De forma geral, existe um grande desafio em determinar os campos elétricos supracitados, pois os cálculos matemáticos são inferidos de maneira empírica, dada as complexidades das variáveis envolvidas no processo da física. Transferindo os conceitos teóricos para a realidade, é comum correlacionar campo elétrico com a tensão através da aquisição da magnitude da DP (em mV ou pC) em função dos conceitos de tensão de injeção PDIV e a de extinção PDEV (*Partial Discharge Extinguish Voltage*), ou seja, $Q = f(V)$. Embora os modelos de atividade PD interpretem E_{inc} como o campo elétrico mínimo necessário para que uma descarga ocorra dentro de um defeito, o E_{inc} pode ser relacionado ao PDIV, que é determinada como a tensão em que se inicia a atividade de DP. Já o parâmetro PDEV pode ser compreendido como a tensão mínima para sustentar a atividade de DP, em outras palavras, a tensão pela qual cessa a atividade da descarga.

A Figura 3-2 ilustra o gráfico em que são obtidos os valores de PDIV e PDEV. É um procedimento amplamente aplicado em ensaios elétricos em barras de estator de máquinas [3] [9] de média tensão para obtenção da curva $Q = f(V)$, mas para fins de referência da aquisição dos valores medidos, cuja tensão de ensaio é aumentada gradativamente até

registrar as primeiras ocorrências de DP, determinando-se o valor de PDIV. Por seguinte, a tensão sob o objeto de teste é aumentada até o ponto de operação nominal do equipamento e deste, a tensão é reduzida até que não seja mais evidenciada a DP, revelando-se, portanto, valor de PDEV.

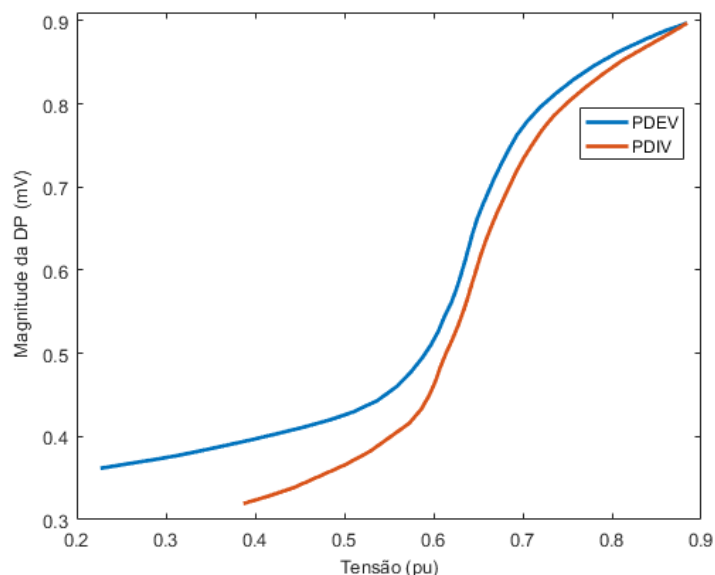


Figura 3-2: Curva normalizada de PDIV e PDEV – Figura adaptada de [3].

3.1.3 Taxa de Geração de Elétrons

Dentre as principais fontes de elétrons livres para o início da DP, destacam-se: a emissão de superfície e a ionização do volume da cavidade. Cada fonte de emissão contribui na representação total do conceito denominado taxa de geração de elétrons total $N_g(t)$ [1/s] [4], cujo cálculo é determinado pela Equação (3-6):

$$N_g(t) = N_{es}(t) + N_{ev} \quad (3-6)$$

Em que $N_{es}(t)$ e N_{ev} caracterizam a taxa de geração de elétrons devido à emissão de superfície [1/s] e de emissão de elétrons devido ao volume da cavidade [1/s], na devida ordem. O modelo de simulação proposto por [4] considera que N_{ev} representa uma constante, ao passo que $N_{es}(t)$ é proveniente do desprendimento de elétrons oriundos de cargas que foram presas na superfície da cavidade nos eventos anteriores de DP, concluindo-se que a emissão de elétrons na superfície da cavidade é condicionada à ocorrência da descarga parcial no momento anterior.

A emissão de superfície é um processo em que elétrons livres são gerados e emitidos da superfície do material dielétrico ou do eletrodo sob a influência do campo elétrico e da temperatura. Dentre os principais mecanismos de emissão incluem-se: desprendimento de elétrons aprisionados na superfície da cavidade do material dielétrico, emissão de elétrons por fotoionização da superfície do dielétrico e do condutor, a ejeção de elétrons por impacto de íons e a liberação de elétrons do condutor por ação de campo elétrico intenso [16] [26] [52].

No modelo proposto por [4], assume-se que o desprendimento de elétrons da superfície da cavidade considerado é a principal fonte de emissão de superfície sendo que a quantidade de carga elétrica desprendida para conferir a possibilidade de ocorrer uma descarga parcial é dependente da magnitude da carga da DP anterior. Portanto, antes da ocorrência da primeira DP, a taxa de geração de elétrons $N_g(t)$ depende exclusivamente da emissão pela ionização devido ao volume da cavidade (N_{ev}).

O número de elétrons gerados pela superfície da cavidade por segundo (N_{DP}) em razão da DP anterior é definido pela Equação (3-7) abaixo:

$$N_{DP} = N_{es0} \left| \frac{E_{cav}(t_{DP})}{E_{rup0}} \right| \quad (3-7)$$

Onde $E_{cav}(t_{DP})$ representa o campo elétrico na cavidade no instante de tempo da ocorrência da DP anterior, enquanto que N_{es0} consiste no número de elétrons gerados para o campo elétrico de ruptura inicial (E_{rup0}) [1/s]. Adicionalmente, o termo N_{es0} é dependente da polaridade do campo elétrico na cavidade. Considerando-se a condição de alternância da polaridade do campo elétrico em dois eventos de DP consecutivas, há uma certa dificuldade de desprendimento dos elétrons da superfície da cavidade [4]. Para tal, é realizada uma subdivisão do termo N_{es0} em duas parcelas - N_{es0A} e N_{es0B} -, com objetivo de diferenciar quando a superfície possui cargas elétricas positivas ou negativas, conforme Equação (3-8):

$$N_{es0} = \begin{cases} N_{es0A}, & \text{se } \frac{E_{cav}(t)}{E_{cav}(t_{DP})} > 0 \\ N_{es0B}, & \text{se } \frac{E_{cav}(t)}{E_{cav}(t_{DP})} < 0 \end{cases} \quad (3-8)$$

Considerando-se que a quantidade de elétrons N_{DP} desprendidos decai ao longo do tempo e de forma exponencial e também dependente do campo elétrico e da temperatura na cavidade [4], a expressão para se determinar a taxa de geração de elétrons $N_{es}(t)$ é dada pela Equação (3-9), em que sendo T_{mat} e T_{amb} representam as temperaturas do dielétrico e ambiente, ambas em Kelvin [K] e τ_{dec} , a constante de tempo de decaimento da carga efetiva de superfície.

$$N_{es}(t) = N_{DP} \cdot e^{\left(\frac{t-t_{DP}}{\tau_{dec}}\right)} \cdot e^{\left|\frac{E_{cav}(t) \cdot T_{mat}}{E_{rup0} \cdot T_{amb}}\right|} \quad (3-9)$$

A ionização do volume (N_{ev}) consiste no principal processo de geração e emissão de elétrons livres, que depende da pressão do gás, do volume do gás exposto à ionização e da sua composição. Este processo ocorre devido à fotoionização, mecanismo pela qual o gás é ionizado através da irradiação de fótons com elevado valor energético [4] [16], e originada a partir da interação entre fótons e moléculas de gás, que resulta, em princípio, na absorção do fóton. Caso a energia do fóton absorvida seja suficiente desprender o elétron acoplado nos orbitais moleculares, como resultado final, tem-se a ejeção do elétron, tornando-o disponível para iniciar uma DP [24].

3.1.4 Probabilidade de ocorrência da DP

A taxa de geração de elétrons $N_g(t)$ supracitada é vinculada à natureza probabilística do fenômeno da descarga parcial. Para incorporar o aspecto estocástico ao modelo, uma função de probabilidade $P(t)$ com intuito de confirmar ou não a ocorrência de uma DP. Segundo [4] [5] [24], tem-se como premissa, que $P(t)$ é proporcional à $N_g(t)$ e ao passo de tempo de integração (Δt_0), conforme expressão matemática expressa na equação (3-10):

$$P(t) = N_g(t) \cdot \Delta t_0 \quad (3-10)$$

Ou seja, $P(t)$ determina a probabilidade de ocorrência de uma DP calculada para cada instante de tempo que, comparada ao valor determinado por uma função randômica $R(t)$ que gera números aleatórios no intervalo entre 0 e 1, confirma se haverá a descarga parcial. Na condição de $P(t) > R(t)$ e $E_{cav}(t) > E_{rup}$, confirma-se o processo da DP; do contrário, não há DP na cavidade [4].

3.1.5 Condutividade na cavidade do dielétrico

Durante o período de sustentação da DP, a cavidade de ar torna-se condutora alterando a condutividade da cavidade ($\sigma_{cav}(t)$) do valor inicial ($\sigma_{cav0}(t)$) para o valor máximo ($\sigma_{cavmáx}(t)$). Ao aumentar o valor de $\sigma_{cav}(t)$, o campo elétrico na cavidade $E_{cav}(t)$ é reduzido até atingir o valor do campo elétrico de extinção $E_{ext}(t)$. Após o processo da descarga, $\sigma_{cav}(t)$ é definida novamente ao valor inicial $\sigma_{cav0}(t)$.

O valor de $\sigma_{cavmáx}(t)$ pode ser estimado utilizando-se a condutividade dos elétrons no plasma, através da Equação (3-11). A variável α_e é definida como um coeficiente relacionado à distribuição de energia do elétron, e consiste no valor da carga elétrica elementar, λ_e é o caminho livre médio do elétron, m_e , a massa do elétron. Já c_e é a velocidade térmica do elétron e por fim, N_e é a densidade dos elétrons, sendo esta definida pela Equação (3-12), em que a razão q/e é o número de elétrons no canal da descarga.

$$\sigma_{cavmáx} = \frac{\alpha_e e^2 N_e \lambda_e}{m_e c_e} \quad (3-11)$$

$$N_e = \frac{q/e}{4/(3\pi r^2_{cav})} \quad (3-12)$$

3.1.6 Determinação da magnitude das cargas reais e aparentes das DP

As descargas parciais são caracterizadas por pulsos de corrente de curta duração, na ordem de nanossegundos. Entretanto, normalmente, estas são quantificadas pela magnitude das cargas elétricas, sendo classificadas em dois tipos: a carga real ou física carga real (q_{re}) e a carga aparente ou induzida aparente (q_{ap}). De acordo com [4], q_{re} é a carga acumulada efetivamente na superfície da cavidade devido à ocorrência da DP, sendo calculada pela integração no tempo da corrente $I_{cav}(t)$ que flui pela cavidade, conforme Equação (3-13), sendo que I_{cav} é a corrente na cavidade gerada pela DP obtida por meio da integração da densidade de corrente na seção transversal da cavidade (J_{cav}) e S_{cav} é área da seção transversal da cavidade – Equação (3-14):

$$q_{re} = \int_t^{t+dt} I_{cav}(t) \cdot dt \quad (3-13)$$

$$I_{cav} = \int_{S_{cav}} J_{cav}(t) \cdot dS \quad (3-14)$$

A carga aparente q_{ap} é a carga induzida no eletrodo em que foi instalado o equipamento de medição (geralmente, o terminal de terra) [4]. De maneira análoga ao cálculo citado anteriormente, q_{ap} é obtida por meio de integração no tempo da densidade de corrente (J_{ele}) na área da seção transversal da superfície aterrada (S_{ele}), sendo I_{ele} a corrente que percorre pelo eletrodo de aterramento durante a ocorrência DP, conforme demonstrado nas Equações (3-15) e (3-16). Cabe ressaltar que os resultados das magnitudes das cargas elétricas e das correntes que fluem na cavidade e pelo eletrodo são determinados através de *software* de elementos finitos.

$$q_{ap} = \int_t^{t+dt} I_{ele}(t) \cdot dt \quad (3-15)$$

$$I_{ele} = \int_{S_{ele}} J_{ele}(t) \cdot dS \quad (3-16)$$

3.1.7 Decaimento das cargas de superfície

O decaimento da carga de superfície consiste num processo dependente do tempo, em que as cargas que ainda permanecem livres na superfície da cavidade irão decair em virtude de recombinações que ocorrem ao longo da parede da cavidade, antes da ocorrência da próxima DP [4] [5] [26]. No modelo de simulação, considera-se que o movimento das cargas depende do sentido e intensidade do campo elétrico no centro da cavidade $E_{cav}(t)$ e do campo elétrico devido às cargas na superfície da cavidade $E_s(t)$, este determinado pela Equação (3-17):

$$E_s(t) = E_{cav}(t) - E_{cav0}(t) \quad (3-17)$$

Considerando-se a aplicação de uma tensão alternada num material isolante, conclui-se que o sentido do campo elétrico $E_{cav}(t)$ é variante ao longo do tempo. Quando $E_{cav}(t)$ possui sentido oposto ao de $E_s(t)$, as cargas acumuladas na superfície da cavidade, em

razão de uma DP anterior, tendem a se mover em direção ao centro das superfícies superior e inferior da cavidade, conforme Figura 3-3(a). Este movimento faz com que não haja recombinação das cargas elétricas positiva e negativa nas superfícies inferior e superior da cavidade, portanto, não há decaimento das cargas. Em contrapartida, quando $E_{cav}(t)$ e $E_s(t)$ possuem o mesmo sentido (Figura 3-3(b)), as cargas elétricas positiva e negativa tendem a se movimentar para o sentido contrário ao longo da superfície da cavidade. Nesta condição, promove-se a recombinação entre elas, ocasionando o decaimento das cargas livres e consequentemente, na redução do campo elétrico $E_s(t)$.

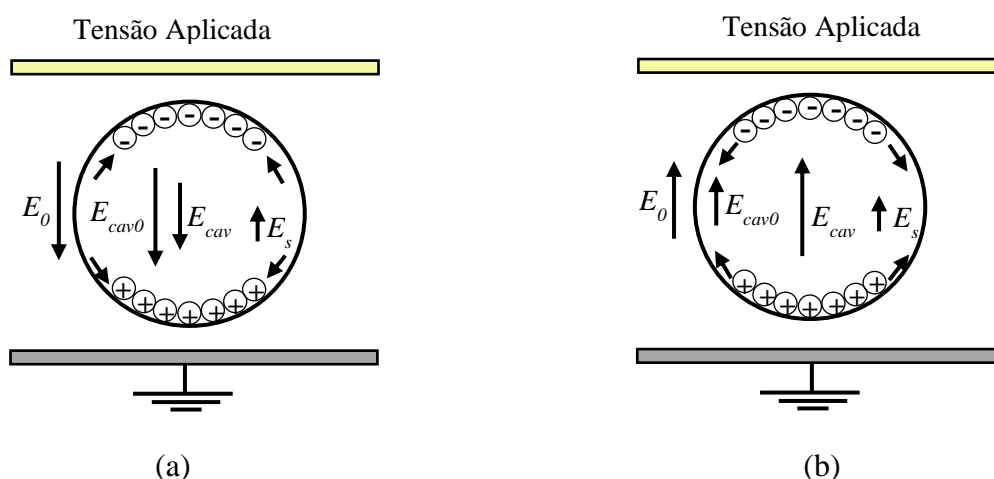


Figura 3-3: Movimento de cargas livres. Em (a) E_{cav} em sentido oposto de E_s e (b) E_{cav} em sentido oposto ao E_s . Figura adaptada de [4].

No decorrer de um processo de DP, quando as primeiras cargas chegam à superfície da cavidade, antes de serem aprisionadas, estas repelem as cargas subsequentes atrasando seus tempos de chegada. Inclusive, algumas das cargas podem ficar presas na superfície da cavidade, ao passo que outras podem continuar movimentando-se livremente ao longo da parede de cavidade [4] [5] [26]. Essas duas tipificações de carga contribuem para formação do campo elétrico $E_s(t)$, conforme indicado na Equação (3-18):

$$E_s(t) = E_{s,q_{livre}}(t) + E_{s,q_{presa}}(t) \quad (3-18)$$

onde $E_{s,q_{livre}}(t)$ representa o campo elétrico devido às cargas livre na superfície da cavidade e $E_{s,q_{presa}}(t)$, o campo elétrico devido às cargas aprisionadas na superfície da cavidade. Além disso, no modelo [4], após o término da DP, assume-se que as cargas livres na superfície da cavidade ($q_{s,livre}(t_{dp})$) podem ser determinadas via método de elementos

finitos a partir da integração da densidade de campo elétrico ao longo da superfície superior da cavidade, de acordo com a Equação (3-19):

$$q_{s,livre}(t_{dp}) = \int_S [D_{s,sup}(t_{dp}) - D_{s,inf}(t_{dp})] \cdot dS \quad (3-19)$$

onde $D_{s,sup}(t)$ e $D_{s,inf}(t)$ são representados pelas densidades de campo elétrico dos lados superior e inferior da superfície superior da cavidade, respectivamente, ambas calculadas no instante de tempo posterior ao término da DP (t_{dp}).

Uma vez calculado o valor de $q_{s,livre}(t_{dp})$, o campo elétrico na superfície da cavidade devido às cargas livres $E_{s,q_{livre}}(t_{dp})$, após o término da DP, pode ser obtido por meio da Equação (3-20), através da relação de proporcionalidade entre $E_s(t_{dp})$ e $E_{s,livre}(t_{dp})$:

$$E_{s,livre}(t_{dp}) = \left| \frac{q_{s,livre}(t_{dp})}{q_{dp,total}(t_{dp})} \right| E_s(t_{dp}) \quad (3-20)$$

sendo $q_{dp,total}(t_{dp})$ a carga total obtida pela soma das cargas reais gerais por todas as DP que ocorreram até o instante t_{dp} , de acordo com a Equação (3-21):

$$q_{dp,total}(t_{dp}) = \sum_{i=1}^N q_{re}[i] \quad (3-21)$$

sendo N o número de DP geradas até o instante t_{dp} e $q_{re}[i]$ é a carga real da i -ésima DP.

Sendo assim, o campo elétrico devido às cargas aprisionadas na superfície da cavidade, momentaneamente após o fim de descarga parcial, $E_{s,q_{presa}}(t_{dp})$ é calculado através da Equação (3-22):

$$E_{s,presa}(t_{dp}) = E_s(t_{dp}) - E_{s,livre}(t_{dp}) \quad (3-22)$$

Ou seja, ao longo do processo de decaimento das cargas de superfície, quando $E_s(t)$ alcançar o valor de $E_{s,presa}(t_{dp})$, não haverá nenhuma carga livre a ser conduzida ao longo da parede da cavidade, encerrando-se, portanto, o processo de recombinação.

Para manifestar o decaimento das cargas de superfície no modelo de simulação, utilizou-se uma condutividade da superfície da cavidade $\sigma_{sup}(t)$, que depende dos sentidos dos campos $E_{cav}(t)$ e $E_s(t)$, da diferença entre os campos $E_s(t)$ e $E_{s,qpresa}(t_{dp})$, do módulo do campo elétrico na superfície da cavidade ($E_{sup}(t)$) e da condutividade inicial da superfície na cavidade (σ_{sup0}), cuja expressão é desenvolvida matematicamente através da Equação (3-23):

$$\sigma_{sup}(t) = \begin{cases} \sigma_{sup0} \cdot e^{(\alpha|E_{sup}(t)| + \beta T_{sup})}, & \text{se } E_{cav}(t)/E_s(t) > 0 \text{ e } E_s(t) > E_{s,qpresa}(t_{dp}) \\ \sigma_{sup0}, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (3-23)$$

Sendo α e β os coeficientes de estresse e térmico, respectivamente, T_{sup} é a temperatura na superfície da cavidade e $E_{sup}(t)$ obtido através da aplicação do método de elementos finitos na geometria a ser analisada.

Nota-se na Equação (3-24), que à medida que $E_{sup}(t)$ aumenta, $\sigma_{sup}(t)$ pode assumir valores muito elevados que conduzem a um decaimento abrupto do campo elétrico devido às cargas da superfície. Adicionalmente, a fim de evitar problemas inerentes à convergência na simulação, o valor de $\sigma_{sup}(t)$ é ajustado a um limite máximo ($\sigma_{sup,max}$), estimado através de dados empíricos [4].

Percebe-se ainda que no modelo de simulação [4], a condutividade $\sigma_{sup}(t)$ depende da temperatura na superfície da cavidade, cuja variação ao longo do tempo em razão da transferência de calor liberado durante as ocorrências de DP, submete também à variação da condutividade $\sigma_{sup}(t)$. Neste trabalho, o fator de βT_{sup} é desconsiderado tendo em vista que os resultados obtidos no modelo são muito semelhantes quando se desprezam as variações de temperatura. Tal simplificação é de suma relevância pois isenta a necessidade de utilização de uma interface para o cálculo de transferência de calor no *software* de elementos finitos, contribuindo, portanto, para redução da carga de processamento e tempo de simulação.

3.1.8 Equacionamento em Elementos Finitos

De acordo com o modelo de simulação utilizado, para simulação das DP, necessita-se ter conhecimento das distribuições do campo elétrico (\vec{E}), densidade de campo elétrico (\vec{D}) e densidade de corrente (\vec{J}), sendo as equações definidas considerando que as variáveis

sejam dependentes do tempo, dada a característica transitória do fenômeno. Sendo assim, as equações para Lei de Gauss (3-24) e de continuidade (3-25) devem ser resolvidas:

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho_v \quad (3-24)$$

$$\nabla \cdot \vec{J} = -\frac{\partial \rho_v}{\partial t} \quad (3-25)$$

sendo ρ_v a densidade de carga elétrica.

Para um dielétrico linear, homogêneo e isotrópico, ou seja, que possui a mesma propriedade em todas as direções [5], pode-se dizer que:

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} = -\epsilon \nabla V \quad (3-26)$$

sendo ϵ é a permissividade do material dielétrico e V , o potencial elétrico.

Substituindo a Equação (3-27) na Equação (3-26), obtém-se:

$$-\nabla \cdot (\epsilon \nabla V) = \rho_v \quad (3-27)$$

Ademais, sendo σ a condutividade elétrica do meio, sabe-se que:

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} = \sigma (-\nabla V) \quad (3-28)$$

Substituindo-se as Equações (3-27) e (3-28) em (3-25), obtém-se:

$$-\nabla \cdot (\sigma \nabla V) - \frac{\partial}{\partial t} (\nabla \cdot \epsilon \nabla V) = 0 \quad (3-29)$$

Utilizando-se a propriedade da derivada do divergente, a Equação (3-29) é reescrita conforme apresentada na Equação (3-30):

$$-\nabla \cdot (\sigma \nabla V) - \nabla \cdot \frac{\partial}{\partial t} (\epsilon \nabla V) = 0 \quad (3-30)$$

Em princípio, a obtenção do potencial elétrico (V) é resolvida por meio de aplicação do método de elementos finitos. Por seguinte, o campo elétrico (\vec{E}) e a densidade de corrente (\vec{J}), a partir dos valores obtidos para potencial elétrico, são calculados em todas as partes da geometria.

3.1.9 Algoritmo do Processo de Descarga Parcial

Discorridos os fenômenos e equações associados à DP numa cavidade interna a um material dielétrico, apresenta-se no fluxograma da Figura 3-4 o algoritmo, implementado no software MATLAB®, para modelar o processo dinâmico da ocorrência da descarga parcial na cavidade do isolamento. Este interage com o *software* COMSOL Multiphysics®, os quais são aplicados o método de elementos finitos e a geometria da bobina e calculadas as grandezas físicas associadas ao fenômeno da DP.

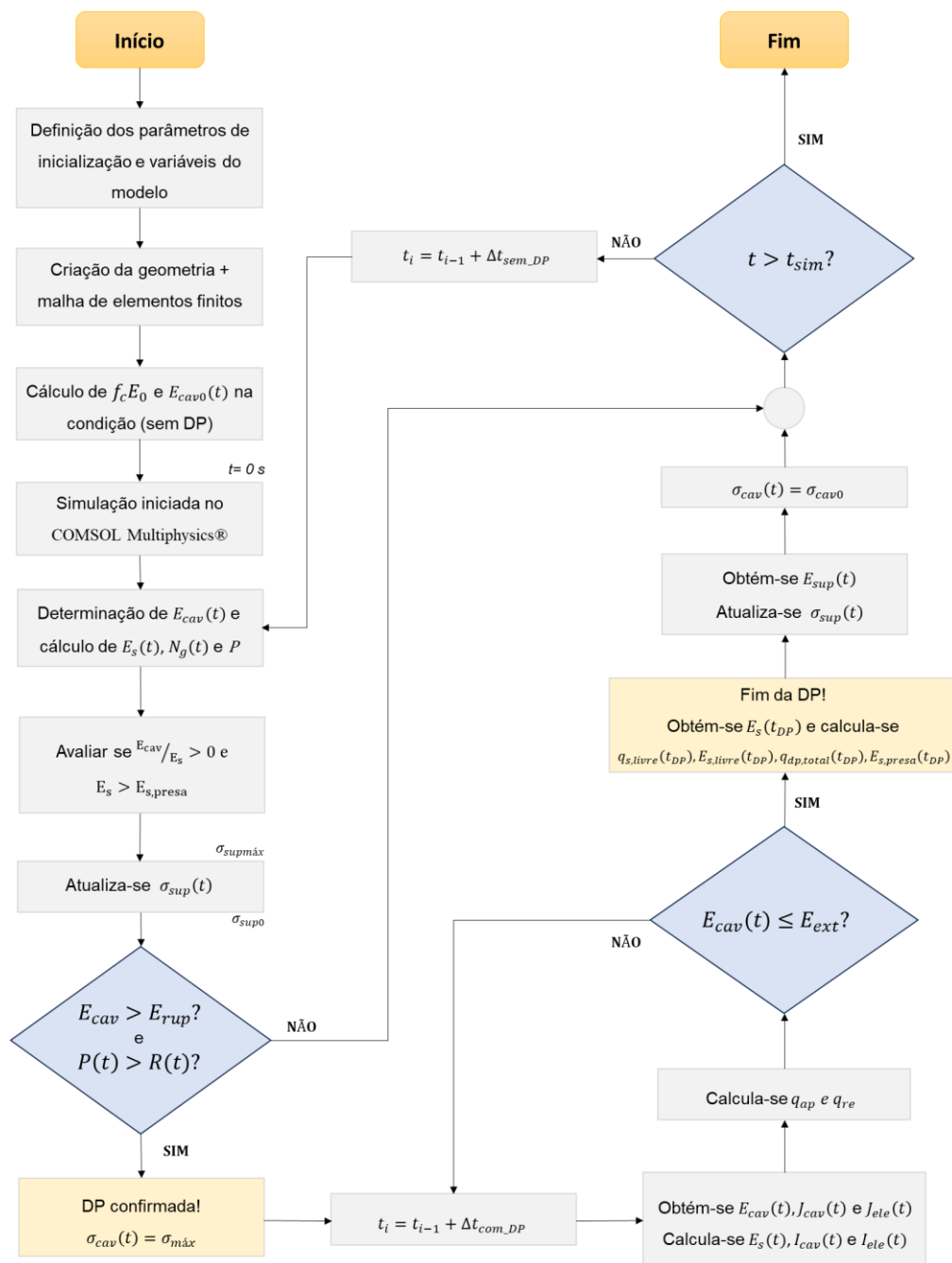


Figura 3-4: Fluxograma do algoritmo desenvolvido para o processo de DP. Fluxograma elaborado pelo próprio autor.

Inicialmente são definidos os parâmetros relativos ao modelo de inicialização do modelo e as variáveis, inicializadas. Em seguida, define-se a geometria do modelo e a malha de elementos finitos. Como proposta de melhoria neste trabalho ao modelo original [4], em relação à característica da forma de onda de tensão aplicada, esta foi integrada internamente ao COMSOL Multiphysics® através da ferramenta *Interpolation* (🔗) que permite definir a curva da tensão, seja por uma tabela ou um arquivo contendo os valores da função em pontos discretos. A Figura 3-5 ilustra uma forma de onda originada utilizando-se a ferramenta supracitada.

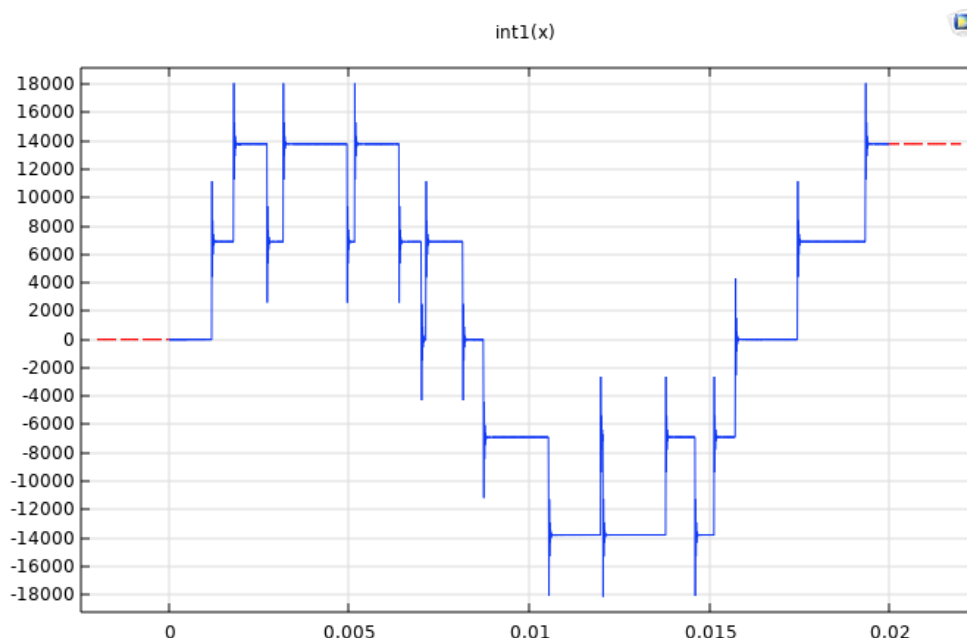


Figura 3-5: Forma de onda de tensão originada no COMSOL Multiphysics® através da ferramenta Interpolation.

Para entender o processo de interação entre código do MATLAB® e o COMSOL Multiphysics®, no fluxograma da Figura 3-4, o modelo é inicializado na ausência de DP, condição de contorno necessária para determinar o campo elétrico $E_{cav0}(t)$ e o campo elétrico devido às cargas na superfície da cavidade $E_s(t)$, definidos na Equação (3-18), em $t = 0$ s.

No COMSOL Multiphysics®, são definidos dois passos de integração distintos, a variável Δt_{semDP} para caracterizar a condição de ausência do fenômeno da DP e a outra, Δt_{comDP} , para confirmar o processo de DP. Devido ao tempo em que o fenômeno ocorre (na ordem de ns), a estratégia de utilizar dois passos de integração consiste em reduzir o tempo de simulação, porém, sem comprometer o resultado final da análise. Neste trabalho,

escolheu-se as variáveis Δt_{semDP} e Δt_{comDP} com os valores de $2 \cdot 10^{-5}$ s e $2,5 \cdot 10^{-9}$ s, respectivamente, sendo o último coerente ao tempo em que se processa a DP.

Em sequência, definidas as condições de fronteira e os valores de $E_{cav0}(t)$ e $E_s(t)$ determina-se o campo elétrico no centro da cavidade ($E_{cav}(t)$) no COMSOL Multiphysics® e repassado ao código no MATLAB®, onde são calculados a taxa de geração de elétrons totais (N_g) e a probabilidade de ocorrência da descarga parcial ($P(t)$). Satisfeitas as condições de $E_{cav}(t)$ e este superior ao campo elétrico devido às cargas de superfície presas ($E_{sprresa}$), a condutividade $\sigma_{sup}(t)$ é aumentada para σ_{supmax} . Caso contrário, a condutividade da superfície da cavidade é mantida ao valor inicial (σ_{sup0}).

Segundo o fluxograma da Figura , quando $E_{cav}(t) > E_{rup}$ e $P(t) > R(t)$, confirma-se o processo de DP e a condutividade da cavidade do ar ($\sigma_{cav}(t)$) é ajustada ao valor máximo (σ_{cavmax}), tornando-a condutora. Cabe ressaltar que, com o aumento da condutividade da cavidade, propicia-se a redução do campo elétrico no centro da cavidade. Enquanto que $E_{cav}(t) > E_{ext}$, as cargas real (q_{ap}) e aparente (q_{re}) são calculadas a partir dos valores das densidades de corrente $J_{cav}(t)$ e $J_{ele}(t)$ são armazenados durante o processo da DP a cada incremento do passo de integração definido em Δt_{comDP} . Uma vez cessado o processo de DP, ou seja, $E_{cav}(t) \leq E_{ext}$, as novas condições de fronteiras são determinadas com objetivo de atualizar a condutividade $\sigma_{sup}(t)$. Em seguida, condutividade da cavidade do ar $\sigma_{cav}(t)$ é ajustada ao valor inicial σ_{cav0} e caso o tempo de simulação (t_{sim}) não tenha sido atingido, o incremento do passo de integração é alterado Δt_{comDP} e o processo descrito no fluxograma é reiterado.

Finalizado o processo da DP, são efetuados os cálculos do campo elétrico devido ao acúmulo de cargas na superfície da cavidade (E_s), das cargas livres na superfície da cavidade (q_{slivre}), do campo elétrico devido às cargas de superfície livres (E_{slivre}), da carga total devido a todas as descargas ($q_{DPtotal}$) e do campo elétrico devido às cargas de superfície presas ($E_{sprresa}$), utilizando as Equações (3-19), (3-20), (3-21) e (3-22), respectivamente.

3.2 Implementação do Modelo

Uma vez apresentadas as informações nas seções anteriores descrevendo a teoria acerca do modelo físico que provê a ocorrência das descargas parciais e o algoritmo

desenvolvido para simulação dinâmica da DP, apresenta-se nesta seção, a geometria do modelo a qual a simulação será realizada, a definição da malha de elementos finitos e descritos os principais parâmetros empregados na simulação.

Tendo em vista que uma etapa da simulação consiste previamente em obter sobretensão nos terminais de um motor de indução, que por seguinte será utilizada como referência de tensão para alimentar a geometria representada por uma bobina em média de 13,8 kV de forma a analisar o comportamento do fenômeno da DP, também será percorrida a representação da modelagem dos parâmetros dos componentes que constituem o sistema elétrico utilizando parâmetros em alta frequência. Neste trabalho, serão apresentados a topologia do conversor multinível, o modelo do cabo de interligação entre o conversor e o motor e a determinação dos parâmetros elétricos do motor de indução.

3.2.1 Geometria

A geometria do modelo utilizada na simulação consiste numa bobina estática de 13,8 kV, formada por condutores individuais que possuem largura (l_{cond}) e altura (h_{cond}) de 2 mm e 5,6 mm, respectivamente. Além disso, a bobina possui uma configuração de um total de 7 espiras, em que cada espira possui 6 condutores [5]. Conforme ilustrado na Figura 3-6, introduziu-se internamente ao isolamento principal, uma cavidade de ar esférica com raio (r_{cav}) de 0,5 mm para propiciar uma condição de falha do isolamento da bobina, ao passo que a superfície da cavidade possui uma espessura (h_{sup}) de 0,05 mm a fim de modelar o decaimento das cargas de superfície, definindo sua condutividade maior que a do dielétrico.

No que diz respeito à espessura da isolação principal da bobina (h_{iso}), o valor é de 2,65 mm, que para uma tensão de linha de 13,8 kV, corresponde a um campo elétrico em torno de 3 kV/mm eficaz na isolação principal sem cavidade, e que segundo [5], consiste num valor tipicamente considerado no projeto de isolamento de máquinas elétricas.

Tendo em vista que o trabalho consiste em analisar o fenômeno da DP numa cavidade interna à isolação principal da bobina, não foram considerados no modelo de simulação, a isolação do condutor e entre espiras e tampouco a camada semicondutora. Considerou-se, também, que a tensão aplicada à bobina é igual em todos os condutores, enquanto que a representação do núcleo do estator é aterrada. Tais considerações visam, essencialmente, reduzir o esforço computacional das simulações em elementos finitos.

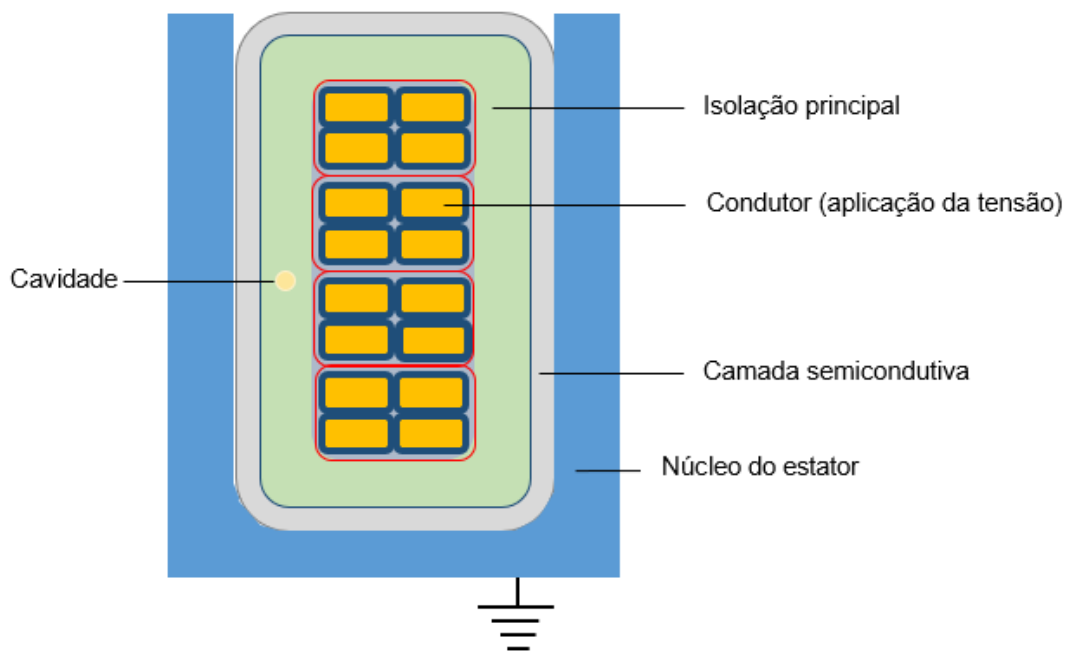


Figura 3-6: Seção transversal da bobina pré-formada. Figura adaptada de [5].

A Figura 3-7 mostra os detalhes da geometria do modelo, sem cavidade, implementado no software de elementos finitos COMSOL Multiphysics®, enquanto que a Figura 3-8 apresenta a geometria com o detalhe referente à presença da cavidade esférica no isolamento principal. Dado que com a presença da cavidade não há simetria cilíndrica na bobina, necessita-se aplicar a modelagem tridimensional (3D), o que confere maior tempo de simulação computacional e aumento da malha de elementos finitos, quando comparado ao modelo 2D.

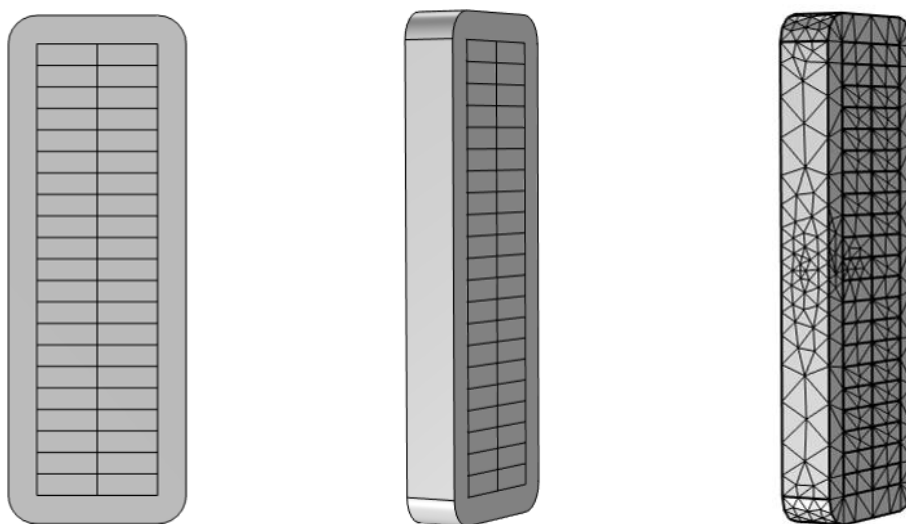


Figura 3-7: Esquema da modelagem da bobina 3D sem cavidade.

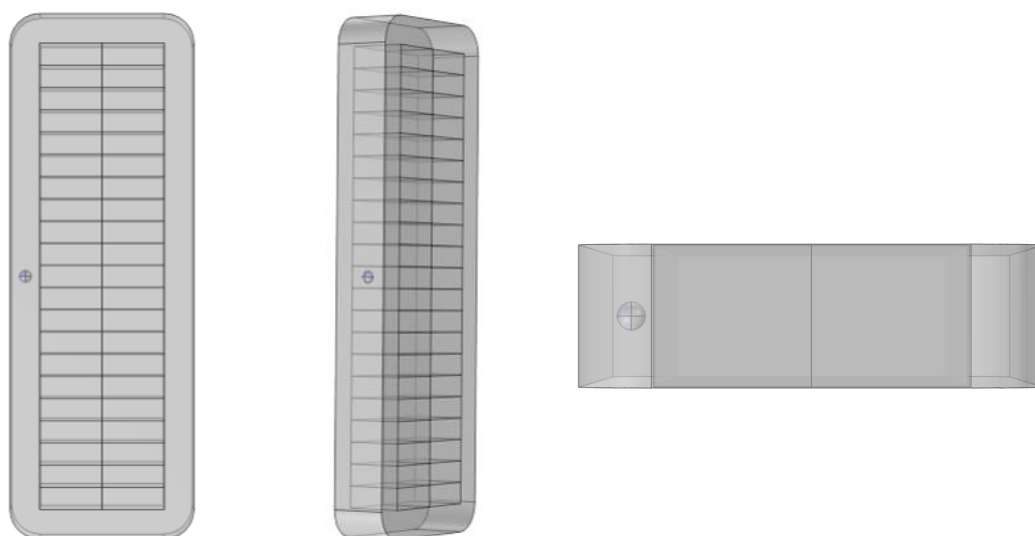


Figura 3-8: Esquema da modelagem da bobina 3D na presença da cavidade esférica.

3.2.1.1 Malha de Elementos Finitos

Uma etapa na análise em elementos finitos consiste na definição do número de elementos da malha com intuito de garantir resultados precisos na simulação. Para tal, ressalta-se que deve haver uma relação de compromisso entre o tempo de simulação e o refinamento da malha ao longo da geometria, pois a depender do tamanho e quantidade dos elementos da malha, conduz-se a resultados incorretos e/ou imprecisos. Em contrapartida, elementos muito pequenos podem levar a tempos de simulação impraticáveis sem maiores benefícios de precisão [5]. Portanto, a estratégia da definição da malha consistiu em aplicar elementos com tamanhos menores na região da cavidade esférica e nas regiões que fazem fronteira com esta, pois estão submetidas a maiores variações campo elétrico durante a ocorrência da DP. De maneira análoga, nas regiões do isolamento principal mais distantes da cavidade, ou seja, cujas grandezas físicas variam pouco espacialmente, considerou-se elementos de malha com tamanhos maiores. A malha de elementos finitos gerada no COMSOL Multiphysics® está apresentada na Figura 3-9 enquanto que as referidas propriedades estão descritas na Tabela 3-1.

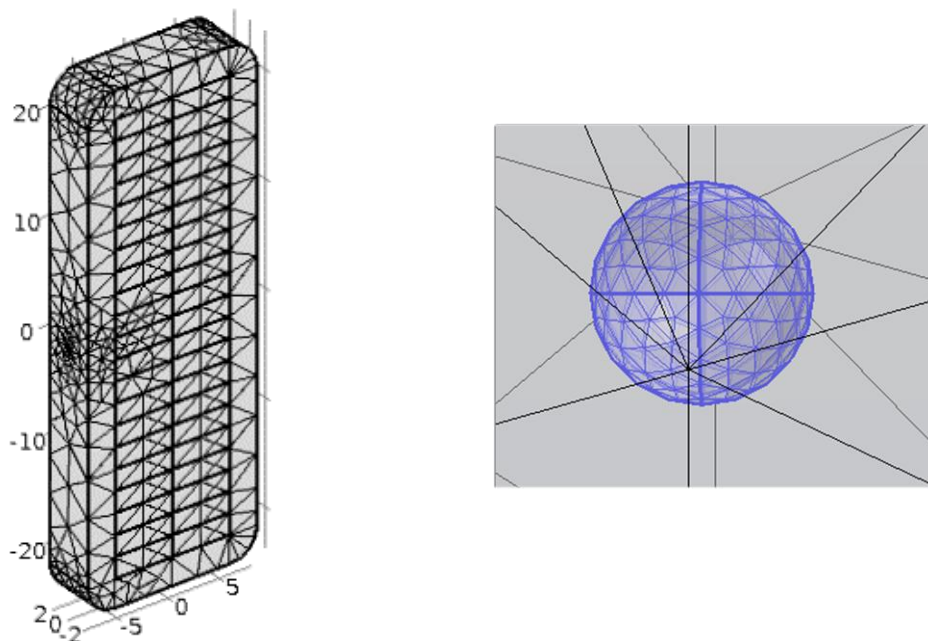


Figura 3-9: Malha de elementos finitos da bobina com cavidade.

Tabela 3-1: Propriedades das malhas de elementos finitos.

Parâmetro	Especificação	Unidade
Tipo de elemento utilizado	Triangular	-
Tipo de interpolação	Quadrática	-
Tamanho máximo de um elemento	3,17	mm
Tamanho mínimo de um elemento	0,0142	mm
Taxa máxima de crescimento dos elementos	1,3	-
Fator de curvatura	0,3	-
Resolução em regiões estreitas	1	-

3.2.1.2 Definição dos parâmetros de simulação

Os parâmetros utilizados na implementação do modelo da bobina estão apresentados na Tabela 3-2. Os itens relativos aos aspectos construtivos da bobina estatórica de 13,8 kV investigados em [5] foram utilizados como referência no modelo de simulação. Em relação aos dados de simulação, os parâmetros de tensão e frequência, V_{amp} e f , ainda que façam menção à tensão fase-terra de pico e à componente fundamental da frequência industrial, são necessárias à simulação pois serão definidas na estrutura das análises como “caso base” das simulações e cujos resultados serão comparados às demais simulações, considerando a excitação da bobina por meio dos conversores de frequência multinível.

Outro fator importante se refere aos parâmetros inerentes às propriedades de determinados materiais envolvidos no modelo de simulação. A saber, conforme [26], os valores de σ_{supmax} , τ_{dec} , N_v , N_{es0A} e N_{es0B} são obtidos empiricamente. Sendo assim, estes foram os mesmos determinados por [4] e admitidos constantes para todos os casos simulados neste trabalho.

Para fins de redução do tempo de simulação, admitiu-se dois passos de integração distintos, um na condição de não haver a presença do fenômeno da DP (Δt_{semDP}) e outro quando há (Δt_{comDP}). Para o valor de Δt_{semDP} adotou-se o valor de $2 \cdot 10^{-5}$ s, ao passo que para o Δt_{comDP} , foi escolhido $2,5 \cdot 10^{-9}$ s, dado que este é aderente aos tempos relativos processo da DP (cerca de dezenas de nanossegundos) e aos tempos de chaveamento com que as tensões oriundas dos conversores multiníveis são geradas.

A respeito de outras premissas adotadas neste trabalho, inclui-se o campo elétrico de ruptura (E_{rup}), que com base nos resultados apresentados em [5], é de 3,4 kV/mm. Para o campo elétrico de extinção (E_{ext}), considerando-se o campo de ruptura (E_{rup}) e uma cavidade com raio (r_{cav}) de 0,5 mm, é possível obter a pressão na cavidade de acordo com Equação (3-3). Dessa forma, de acordo com a equação (3-23), determina-se o campo elétrico de extinção (E_{ext}), que neste trabalho utilizou-se como referência, o valor para o caso base de 0,585 kV/mm indicado em [5].

$$E_{ext} = 0,35 \cdot E_{lp} \cdot p_{cav} \quad (3-23)$$

Sendo E_{lp} uma constante relacionada à caracterização do processo de ionização e p_{cav} , a pressão na cavidade.

Tabela 3-2: Parâmetros utilizados no modelo de simulação.

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Aspectos construtivos da bobina			
Largura do condutor	l_{cond}	2	mm
Altura do condutor	h_{cond}	5,6	mm
Espessura da isolação principal	h_{iso}	2,65	mm
Profundidade da isolação principal	p_{iso}	5	mm
Altura do isolante	h_{iso}	2,65	mm
Raio da cavidade esférica	r_{cav}	0,5	mm
Espessura da superfície da cavidade de ar	h_{sup}	0,05	mm

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Dados de simulação			
Amplitude da tensão fundamental aplicada	V_{amp}	11,267	kV
Frequência da tensão aplicada	f	60	Hz
Temperatura ambiente	T_{amb}	20	°C
Temperatura da geometria	T_{mat}	20	°C
Passo de integração sem DP	Δt_{semDP}	$2 \cdot 10^{-5}$	s
Passo de integração com DP	Δt_{comDP}	$2,5 \cdot 10^{-9}$	s
Campo elétrico de ruptura	E_{ext}	3,4	kV/mm
Campo elétrico de extinção	E_{rup}	0,585	kV/mm
Constante de tempo de decaimento de carga de superfície	τ_{dec}	$2 \cdot 10^{-3}$	s
Taxa de geração de elétrons devido ao volume da cavidade	N_v	6,4	s^{-1}
Taxa de emissão de elétrons alta	N_{es0A}	12573	s^{-1}
Taxa de emissão de elétrons baixa	N_{es0B}	6286	s^{-1}

Para o cálculo das distribuições de campo elétrico e tensão na bobina, é utilizado a interface *Electric Currents (ec)* e do solver “*Time Dependent*” do COMSOL Multiphysics. A Tabela 3-3 apresenta as condições de fronteira configuradas nos subdomínios da aplicação *Electric Currents (ec)*, em que a expressão $int1(t)$ é o nome dado à função *Interpolation* para definir a curva de tensão a ser aplicada ao modelo.

A Tabela 3-4 ilustra a configuração dos principais materiais empregados e as propriedades de cada meio no modelo da bobina por meio da aplicação *Materials* do COMSOL Multiphysics.

Para o modelo proposto, existem os seguintes materiais: o condutor, a cavidade esférica de ar, o material dielétrico (isolante) e a superfície da cavidade, esta necessária à modelagem do decaimento da carga de superfície. Como material isolante foi escolhida a mica e, uma vez que a superfície da cavidade é considerada como integrante da região isolante, conseqüentemente, o parâmetro também será de mica, salvo quando há o decaimento de cargas de superfície. Para esta condição, a condutividade da superfície da cavidade é alterada para um valor de σ_{supmax} . Em se tratando da cavidade esférica, quando não há ocorrência de DP, a permissividade relativa do ar (ϵ_{rcav}) que é igual a 1, é conduzida para zero. Entretanto, quando confirmado o processo de DP, o parâmetro σ_{cav0} é alterado para um valor superior, denominado σ_{cavmax} . Segundo [4] [5], valores de σ_{cavmax}

inferiores a $5 \cdot 10^{-3}$ S/m conduz o modelo para maiores tempos de simulação não havendo ganhos significativos, no que tange à precisão.

Tabela 3-3: Configuração das condições de fronteira.

Condição de fronteira	Expressão
<i>Electric Potential</i>	$int1(t)$
<i>Electric Insulation</i>	$\vec{n} \cdot \vec{J} = 0$
<i>Ground</i>	$V = 0$
<i>Current Conservation (continuity)</i>	$\vec{n} \cdot (\vec{J}_1 - \vec{J}_2) = 0$

Tabela 3-4: Configuração das propriedades dos materiais empregados ao modelo da bobina.

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Isolamento principal			
Material	Mica	-	-
Permeabilidade relativa	$\mu_{r_{iso}}$	1	-
Condutividade elétrica	σ_{iso}	$2,01 \cdot 10^{-15}$	S/m
Permissividade relativa	$\epsilon_{r_{iso}}$	6	-
Densidade	ρ	2900	kg/m ³
Capacidade térmica (a pressão constante)	C_p	880	J/(kg.K)
Condutividade térmica	k_{iso}	0,5	W/(m.K)
Condutor			
Material	Cobre	-	-
Permeabilidade relativa	$\mu_{r_{iso}}$	ϵ_{rcav}	-
Condutividade elétrica	σ_{iso}	$5,998 \cdot 10^7$	S/m
Permissividade relativa	$\epsilon_{r_{iso}}$	1	-
Densidade	ρ	8700	kg/m ³
Capacidade térmica (a pressão constante)	C_p	385	J/(kg.K)
Condutividade térmica	k_{iso}	400	W/(m.K)
Coefficiente térmico de expansão	α_{iso}	$17 \cdot 10^{-6}$	K ⁻¹
Cavidade esférica			
Material	Ar	-	-
Permeabilidade relativa	μ_{rcav}	1	-
Condutividade da cavidade do ar sem DP	σ_{cav0}	0	S/m
Condutividade da cavidade do ar com DP	σ_{cavmax}	$5 \cdot 10^{-3}$	S/m
Permissividade relativa	ϵ_{rcav}	1	-
Taxa de calores específicos	φ	1,4	-
Superfície da cavidade esférica			
Condutividade elétrica	σ_{sup0}	$2,01 \cdot 10^{-15}$	S/m
Condutividade máxima da superfície	σ_{supmax}	$3,57 \cdot 10^{-9}$	S/m
Permissividade relativa	ϵ_{rsup}	6	-

3.2.2 Definição do Sistema Conversor + Cabo + Motor

3.2.2.1 Representação do conversor CHB

Conforme mencionado no item 2.2.3.1.1, para analisar o comportamento das atividades de DP frente a diversas formas de onda de tensão originadas pelo conversor que excitarão a bobina de 13,8 kV, faz-se necessário utilizar um modelo de conversor aderente à tensão nominal do equipamento e que neste trabalho, será utilizada o conversor multinível com a topologia CHB, conforme ilustrado na Figura 3-10.

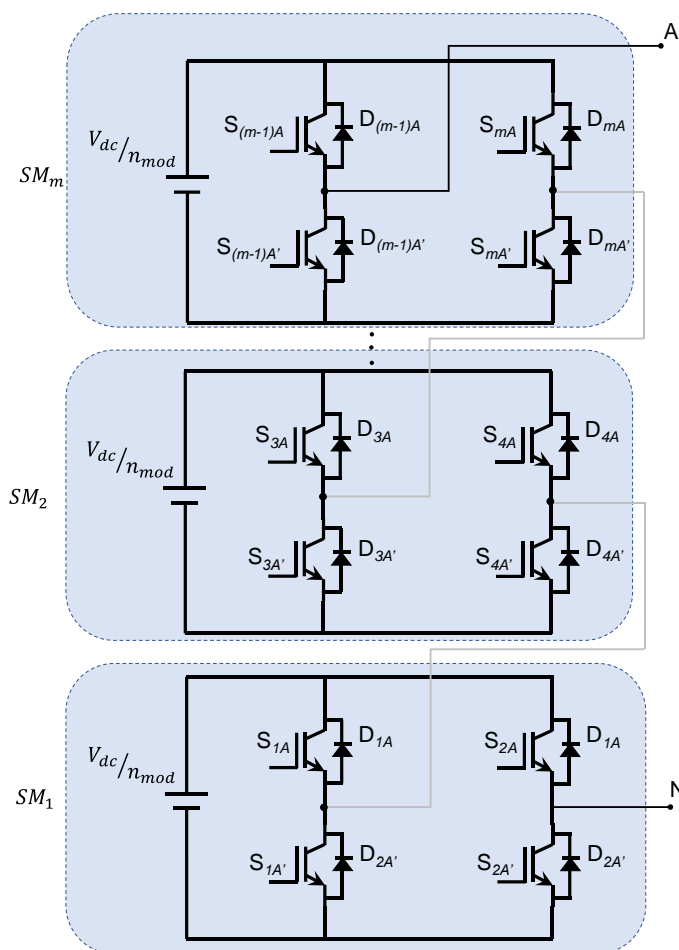


Figura 3-10: Representação da topologia do conversor multinível CHB.

Para obtenção da tensão de saída originada pelo conversor CHB, utilizou-se o programa MATLAB®, através da ferramenta *Simulink*, para representação do modelo do conversor para obter a tensão de saída. A representação genérica de um conversor CHB é apresentada na Figura 3-11. Neste, o modelo possui dois submódulos (SM) e conseqüentemente que geram uma onda com 5 níveis de tensão (referência do pico positivo da tensão ao pico negativo). Além disso, o modelo elétrico do conversor é composto pelos seguintes estágios: modulação, barramento do *link* DC, potência e medição.

No estágio de modulação, utilizou-se a técnica PD-PWM cujas ondas portadoras estão em fase uma em relação às outras. A estratégia consiste em utilizar um sinal de frequência senoidal (f_o) em 60 Hz e portadoras triangulares para controlar a tensão de saída através das chaves semicondutoras. No estágio do barramento CC, em cada fonte é empregada uma tensão (V_{DC}) cujo valor é determinado pela relação entre tensão nominal do sistema (V_{LL}) e o número de submódulos (n_{SM}), enquanto que na etapa de potência são empregadas as chaves semicondutoras IGBT. Por fim, no estágio de medição, foi dimensionada uma carga do tipo RL para que seja possível a medição da tensão de saída do conversor.

Os parâmetros de simulação são estabelecidos e apresentados na Tabela 3-5. Os valores de R_L e L_L foram escolhidos com intuito de representar uma impedância de carga para aquisição da tensão na saída do conversor, ao passo que os valores inerentes ao circuito *snubber*, R_{on} e R_s , foram configurados como *default* no *Simulink* em razão de não terem sido encontrados nos manuais dos fabricantes de conversores de média tensão (em especial, na tensão de 13,8 kV), os valores típicos ou recomendados do circuito, sugerindo-se, portanto, a proposição de pesquisas em trabalhos futuros para verificar a influência da parametrização do *snubber* nas atividade de DP, tendo em vista, que a função primária do circuito é prover o controle da sobretensão e limitar o dv/dt das chaves semicondutoras de potência [53].

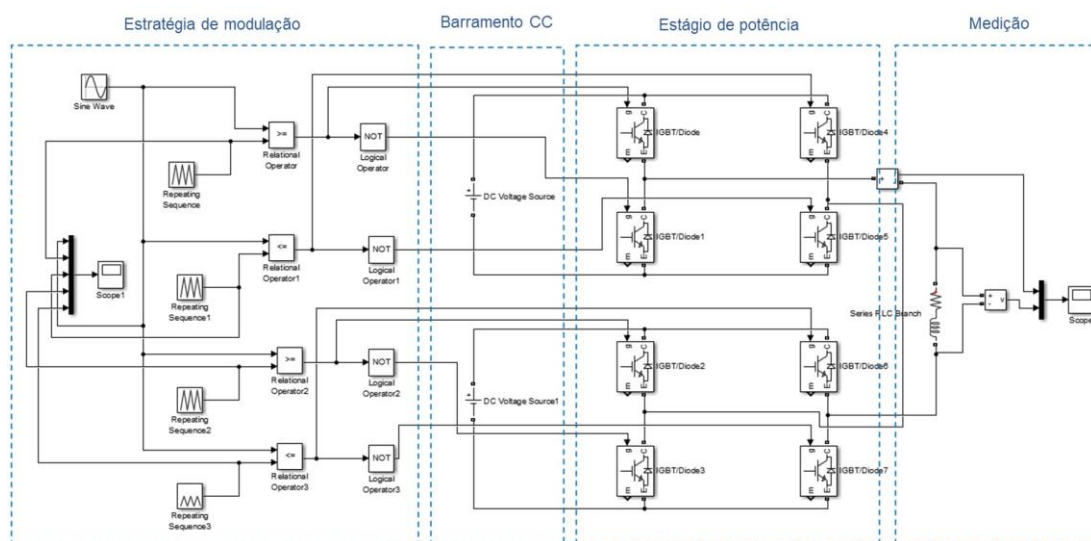


Figura 3-11: Conversor CHB 5L no *Simulink*.

Tabela 3-5: Parâmetros utilizados na representação do conversor CHB.

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Tensão aplicada	V_{LL}	13,8	kV
Frequência fundamental do sinal de referência	f_o	60	Hz
Frequência das portadoras	f_p	0,5/1/2/5/10	kHz
Número de níveis da topologia do conversor	n	3/5/7/9/11	-
Tensão do barramento DC	V_{DC}	V_{LL}/n_{SM}	kV
Resistência interna do IGBT	R_{on}	$1 \cdot 10^{-3}$	Ω
Resistência <i>snubber</i> do IGBT	R_s	$1 \cdot 10^5$	Ω
Valor da resistência de carga	R_L	5	Ω
Indutância da resistência de carga	L_L	$5 \cdot 10^{-3}$	mH

A Figura 3-12 demonstra a tensão de saída de um conversor CHB, 5 níveis (5L) e a estratégia de modulação PD com sinal de referência senoidal e portadoras triangulares.

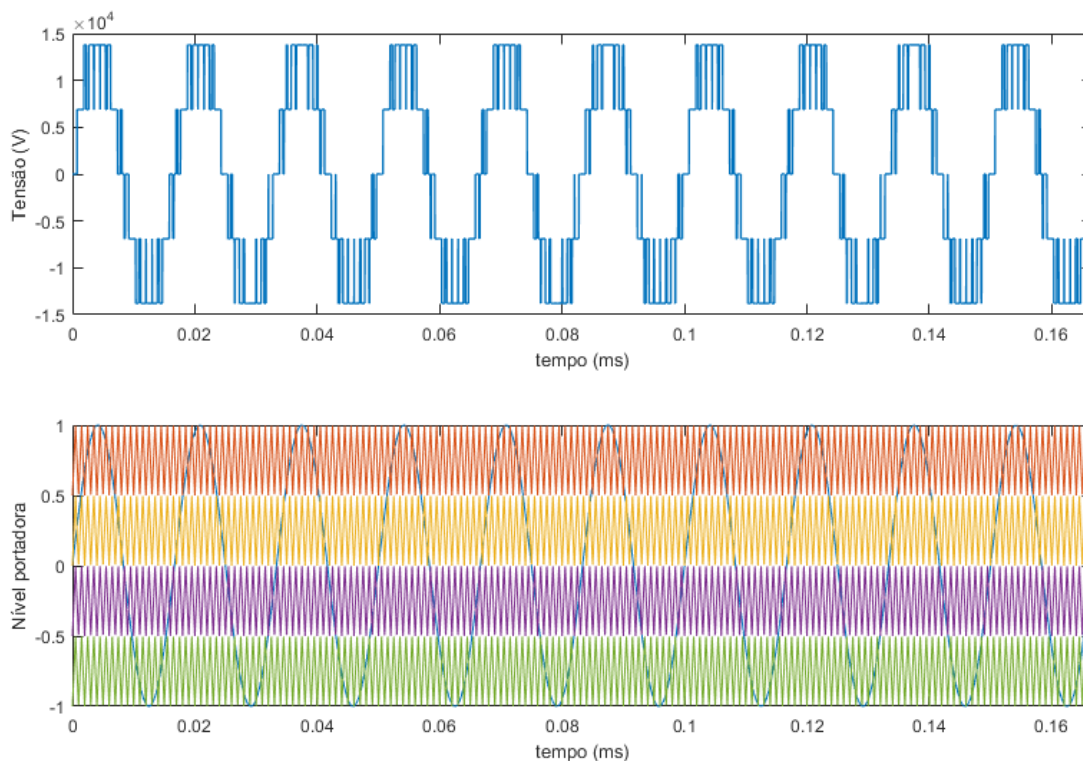


Figura 3-12: A primeira figura representa a tensão de saída de um conversor 5L-CHB, enquanto que na segunda, ilustra-se a estratégia de modulação PD com sinal de referência senoidal e portadoras triangulares.

Uma etapa adicional da simulação para determinar a tensão transitória nos terminais no motor de indução consiste em exportar os dados de tensão gerados no MATLAB® (*.mat) e posterior transferi-los ao programa computacional de transitórios eletromagnéticos *EMTP-ATP (Alternative Transients Program)*, conforme será mostrado

mais adiante, na representação do circuito em parâmetros de alta frequência. É relevante mencionar que, ainda que se possa suscitar que o MATLAB® tenha capacidade de integrar as análises em resposta em alta frequência, verificou-se durante a validação das simulações, utilizando-se por exemplo, a condição de energização de uma LT (linha de transmissão) curta com o circuito aberto, inconsistência/erros na forma de onda da tensão de saída relativo ao método numérico empregado para solução das equações diferenciais. Portanto, utilizou-se, de forma complementar, o *EMTP-ATP* para a obtenção da tensão terminal do motor de indução.

3.2.2.2 Modelo do motor de indução em alta frequência

3.2.2.2.1 Contextualização

Em máquinas acionadas por inversores de frequência, a interação entre o cabo e o motor, associada aos fenômenos de reflexões de onda e frequência de chaveamento dos dispositivos semicondutores, podem gerar, além de sobretensões nos terminais das máquinas, correntes de fuga em alta frequência que percorrem pelas capacitâncias parasitas (“*stray capacitor*”) ocasionando interferência eletromagnética.

Ainda que os trabalhos encontrados na literatura relacionem a determinação dos parâmetros de máquinas elétricas, em estudos no modelo de alta frequência, via método dos elementos finitos [6] [54] [55], no que tange à análise do fenômeno de sobretensão, é comum a caracterização do modelo no domínio da frequência através da representação do sistema através de circuitos elétricos, cujas correntes de fuga em alta frequência podem percorrer por capacitâncias parasitas por caminhos definidos em modo comum (CM) e modo diferencial (MD) [56] [57] [58] [59] [60]. De forma resumida, em modo diferencial (MD), as correntes fluem entre os enrolamentos das fases, ao passo que em modo comum (CM), as correntes circulam entre os acoplamentos capacitivos dos enrolamentos e diversas partes da máquina ao neutro do sistema, e retornando pelo sistema de aterramento, produzindo manifestações oscilatórias de corrente de deslocamento em cada dV/dt da tensão correspondente. A Figura 3-13 apresenta o percurso das correntes de modo comum e diferencial que trafegam no enrolamento do estator de máquinas elétricas, onde R_s e L_s são as resistência e indutância de cada fase do enrolamento, C_s é a capacitância fase-neutro, C_{MC} caracterizada pela capacitância entre o neutro e o terra e por fim, R é a resistência de aterramento da máquina elétrica.

Além de a corrente de modo comum se caracterizar como uma fonte de riscos associados à interferência eletromagnética e danos aos motores, cabe ressaltar que elas são também originadas pela tensão de saída do inversor, dado que em razão dos fenômenos relativos a reflexões de onda e frequências de chaveamento dos dispositivos semicondutores, a capacitância distribuída existente no cabo que interliga o inversor ao motor é sucessivamente carregada e descarregada, gerando uma corrente de alta frequência sobreposta à corrente do inversor, ocasionando sobretensões terminais na máquina.

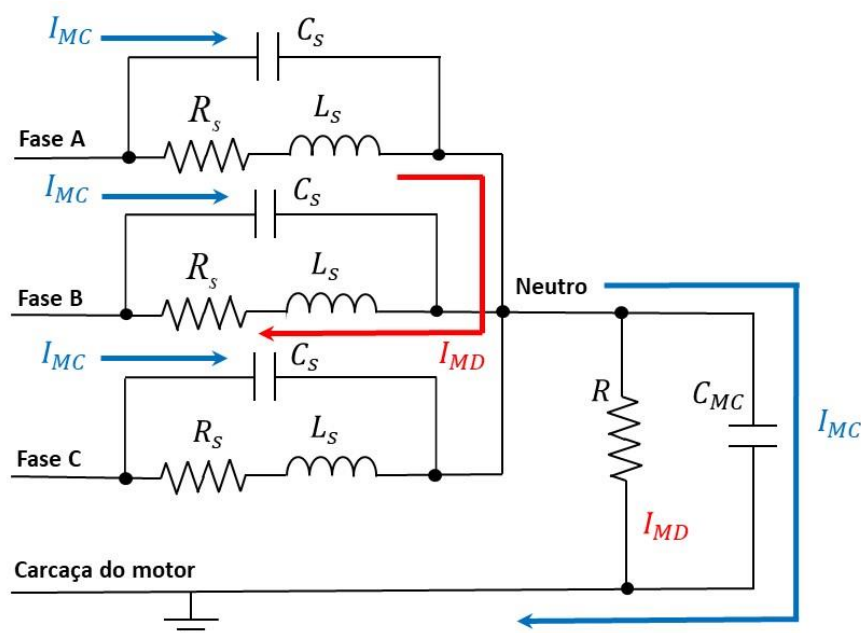


Figura 3-13: Representação das correntes de modo comum e diferencial no enrolamento do de máquinas elétricas.

Diversas investigações sobre modelagem de motores de indução em alta frequência tem sido realizadas na literatura para análise dos fenômenos de sobretensão e interferência eletromagnética, aplicando modelos de alta frequência para descrever fenômenos como: transientes de ondas refletidas, correntes em modo comum, correntes parasitas em mancais de máquinas, entre outros [57]. Neste trabalho, para a representação dos parâmetros em alta frequência do motor de indução, será utilizado um modelo para simulações rápidas no domínio do tempo e da frequência [58], cujo circuito, conforme Figura 3-14, é aplicável para simulações em ambos os comportamentos em modo comum e diferencial. Ressalta-se ainda que o modelo proposto foi validado, através de medições, para máquinas que compreendem as faixas de potência entre 0,37 e 45 kW.

Para descrever o comportamento de alta frequência, o modelo propõe que a indutância do enrolamento do estator L_d não é acoplada à do rotor da máquina, mas

somente à indutância mútua M dos enrolamentos das outras fases da máquina. A indutância L_M representa a parcela de L_d somada ao acoplamento M entre os enrolamentos das fases, enquanto que L_{str} representa uma indutância parasita. As perdas no ferro do enrolamento do estator é refletida pela resistência R_e , enquanto que R_{g1}, R_{g2} e C_{g1}, C_{g2} são definidas pelas resistências e capacitâncias parasitas entre o enrolamento e o estator da máquina e que configuram o caminho das correntes em modo comum. Já a perda no cobre é reproduzida pela resistência série R_{cu} que, para altas frequências, pode ser desprezada, uma vez que $R_{cu} \ll L_M, L_{str}$.

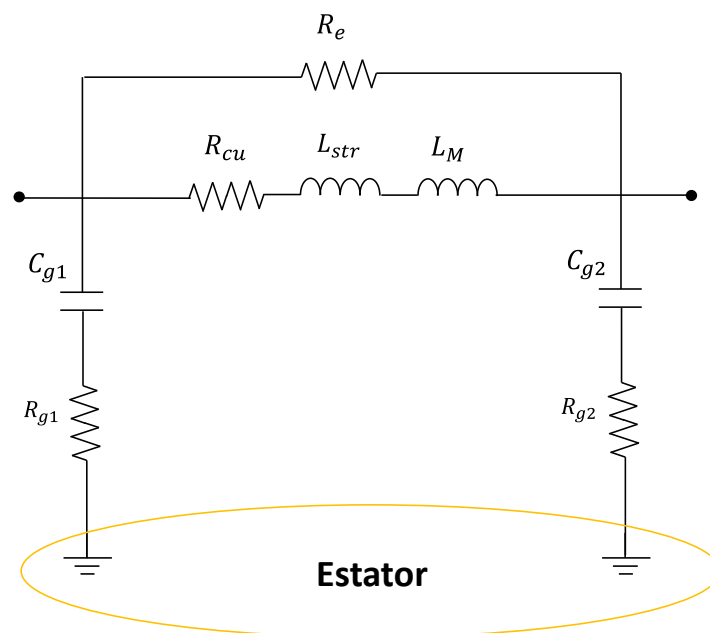


Figura 3-14: Modelo representativo do circuito equivalente monofásico do motor de indução para alta frequência. Figura adaptada de [58].

3.2.2.2 Determinação dos parâmetros elétricos do motor de indução

Com base no modelo representativo do circuito equivalente do motor de indução da Figura , a próxima etapa consiste em obter os parâmetros em alta frequência. Em razão da dificuldade de ter acesso aos parâmetros relativos aos ensaios realizados pelo fabricante da máquina elétrica, uma parcela das variáveis do motor foi determinada a partir dos resultados obtidos em [61] e apresentados na Tabela 3-6.

Em princípio, destaca-se que a geometria da bobina estatórica de 13,8 kV é de um motor de indução trifásico, potência nominal de 11 MW. Para se determinar os parâmetros em alta frequência, faz-se algumas considerações, a saber:

- A resistência R_e , relativa às perdas no ferro, foi determinada com base em ensaios das perdas no núcleo da máquina (a vazio) e disponíveis em folha de dados de um motor de indução, 4 polos, potência nominal de 11 MW, tensão de 13,8 kV, aplicado no ambiente industrial *offshore*. Para a mesma aplicação, as resistência e capacitância parasitas R_{g1}, R_{g2} e C_{g1}, C_{g2} foram definidas com base nos ensaios dielétricos do estator segundo a norma *IEEE Std 286:2000*;
- Ainda que o modelo desconsidere a resistência R_{cu} para altas frequências, considerou-se como premissa, um valor de 4 Ω , pois de acordo com [61], valores inferiores a 5 Ω são adequados para as máquinas investigadas;
- As indutâncias L_M e L_{str} foram calculadas a partir da extrapolação das curvas potência x L_M e potência x L_{str} através dos dados disponíveis na Tabela 3-6. A partir destas, projetou-se determinar as equações que melhor se ajustassem às curvas. Uma vez determinadas as equações, calculou-se os parâmetros em alta frequência para a potência de 11 MW.

Os parâmetros em alta frequência do motor de indução estão apresentados na Tabela 3-7.

Tabela 3-6: Parâmetros de motores no modelo em alta frequência. Tabela adaptada de [61].

Potência (kW)	0,37	0,75	1,5	1,5	2,2	4	7,5	7,6	15	45
Núm. de polos	4	4	4	2	4	4	2	2	2	2
L_{CM} [mH]	14,2	8,6	2,3	10,3	6,6	0,96	1,7	1,1	0,85	0,72
L_{DM} [mH]	133,6	62,4	28	83	83,6	15,1	11,2	11,2	12,9	3,36
C_{g1} [nF]	0,14	0,24	0,16	0,3	0,3	0,27	0,5	1,27	0,41	1,28
C_{g2} [nF]	0,23	0,32	0,47	0,83	0,84	0,87	1,15	2,66	1,08	2,7
R_{g1} [Ω]	20	5	13	13,9	14	9	10	16	7	8
R_{g2} [Ω]	800	0	880	920	920	500	190	647	340	710
R_e [Ω]	31	19	17	20	20	7	4	4,1	4,4	4
L_M [mH]	14,75	5,3	4	3,4	11,9	2,45	0,8	1,75	2	0,05
L_{str} [mH]	55	31	10,8	10	32	5,2	5,85	3,9	4,6	2,2
L_{zu} [nH]	42	52	100	80	120	44	100	207	280	260

Tabela 3-7: Parâmetros do motor de indução em alta frequência.

Parâmetro	Valor	Unidade
C_{g1}	0,55	μ F
C_{g2}	0,55	μ F
R_{g1}	2,3	Ω
R_{g2}	145,2	Ω

Parâmetro	Valor	Unidade
R_{Cu}	4	Ω
R_e	0,135	$k\Omega$
L_M	$1,152 \cdot 10^{-4}$	mH
L_{str}	0,076	mH

3.2.3 Modelo do cabo alimentador

No que tange ao modelo do cabo elétrico, são apresentados os principais componentes, cuja função básica de cada parte constituinte é dada por:

- Condutor: material metálico, geralmente cobre ou alumínio, que visa o transporte de energia (ou corrente) elétrica, minimizando as perdas;
- Blindagem do condutor: camada de composto termofixo semiconductor. que tem como principais finalidades: eliminar os vazios entre o condutor e a isolamento interna, uniformizar o campo elétrico, de modo a evitar ou eliminar os gradientes de potencial elétrico em determinados pontos da isolamento aumentando, portanto, a vida útil e integridade do cabo.
- Blindagem sobre a isolamento: apresenta a mesma composição da blindagem do condutor, tendo como principal objetivo, confinar/aprisionar o campo elétrico no interior do cabo elétrico;
- Isolamento do condutor: geralmente formado por compostos extrudados, termoplásticos (policloreto de vinila ou PVC) ou termofixos - polietileno reticulado quimicamente (XLPE) ou borracha etileno propileno (EPR) – de alta rigidez dielétrica de modo a evitar curto-circuito entre os condutores ou entre condutor e a terra.
- Enchimento: composto de material extrudado ou pré-formado com propósito de preencher os espaços entre as diversas partes que constituem o sistema e, principalmente, garantir proteção mecânica do cabo;
- Cobertura: camada não metálica, geralmente termoplástica (PVC) que tem o objetivo de proteger o núcleo contra agentes externos.

Para a representação do cabo no modelo eletromagnético, considerou-se para fins de simplificação, a representação de um circuito equivalente monofásico com geometria de cabo monopolar conforme ilustrada na 3-15.

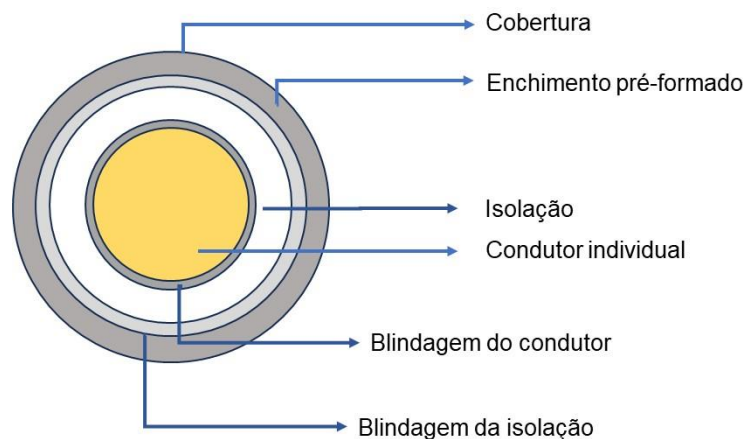


Figura 3-15: Geometria do modelo do cabo.

Diferente das aplicações industriais que utilizam vários condutores individuais por fase, neste modelo é utilizado como premissa, a representação de um condutor sólido (homogeneizado), propondo uma maior agilidade na construção do modelo computacional, mas que também consiste numa limitação do modelo matemático do cabo para simulações transitórias no programa *EMTP-ATP*. Reitera-se que o foco deste trabalho consiste em análise o comportamento das DP para uma forma de onda de tensão não-senoidal. Portanto, presume-se que o modelo adotado seja uma representação razoável para simulação dos parâmetros em resposta em frequência e análise das sobretensões terminais numa bobina de média tensão. Na Tabela 3-8 **Erro! Fonte de referência não encontrada.** são apresentados os dados parâmetros de um cabo de média tensão, disponíveis no catálogo do fabricante [62].

Tabela 3-8: Parâmetros do cabo elétrico de média tensão [62].

Parâmetro	Valor	Unidade
Classe de tensão	8,7/15	kV
Formação	Monopolar	-
Material do condutor	Cobre	-
Seção transversal	95	mm ²
Diâmetro nominal do condutor	11,3	mm
Espessura da isolamento	3	mm
Diâmetro sobre a isolamento	18,6	mm
Espessura da blindagem	0,325	mm
Material da isolamento	EPR	-

3.2.4 Implementação do modelo de circuito elétrico no EMTP-ATP

Para implementação do modelo do circuito elétrico cujo foco consiste em analisar e obter as sobretensões terminais, foi escolhido o *software EMTP-ATP* que se apresenta como uma plataforma computacional destinada à modelagem de circuitos e sistemas elétricos para simulação de fenômenos transitórios eletromagnéticos no domínio do tempo. O referido programa possui uma biblioteca constituída por um grande número de modelos elétricos, tais como: fontes de alimentação, chaves, linhas de transmissão, cabos, máquinas elétricas, cargas, transformadores, entre outros. Tais modelos encontram-se representados por parâmetros concentrados ou distribuídos, apresentando, ainda, possibilidades de inserção de eventuais não linearidades.

Uma vez definidas as parcelas integrantes que compõem o modelo do sistema “*conversor+cabo+motor*” em alta frequência, a próxima etapa consiste em representar o circuito elétrico de forma integral. De forma resumida, para analisar os fenômenos transitórios, o circuito elétrico foi modelado no *EMTP-ATP* conforme apresentado na Figura 3-16.

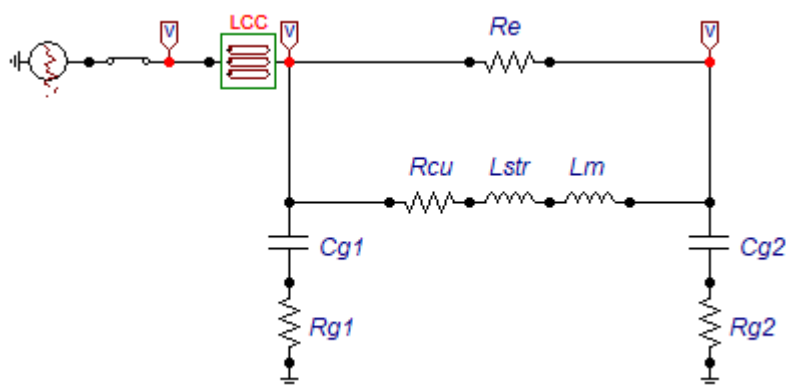


Figura 3-16: Representação do circuito elétrico no EMTP-ATP.

Para gerar a tensão originada pelo conversor de frequência multinível, dentre as várias representações de fonte de tensão possíveis no *EMTP-ATP*, utilizou-se o bloco funcional do tipo “*Empirical Type 1*” que pode ser representado como fonte de corrente ou de tensão. Este bloco permite que a característica do sinal da fonte ao longo do tempo possa ser definida pelo usuário e permite que sejam realizadas algumas parametrizações, tais como:

- *Interpolatio*: define o tipo de interpolação aplicada à fonte;

- T_{Start} : representa o instante em que a fonte é conectada ao circuito;
- T_{Stop} : representa o instante em que a fonte é desconectada do circuito.

Uma etapa complementar consiste em exportar os dados de tensão de saída do conversor de frequência gerados no Simulink e reproduzi-los no *EMTP-ATP* para analisar as sobretensões transitórias. Para tal, o bloco “*Empirical Type 1*” dispõe de um recurso chamado “*External Characteristic*” (Figura 3-17) em que é possível emular ou inserir os dados de tensão/corrente, garantindo flexibilidade para analisar quaisquer dados que possam ser gerados externamente ao *EMTP-ATP*.

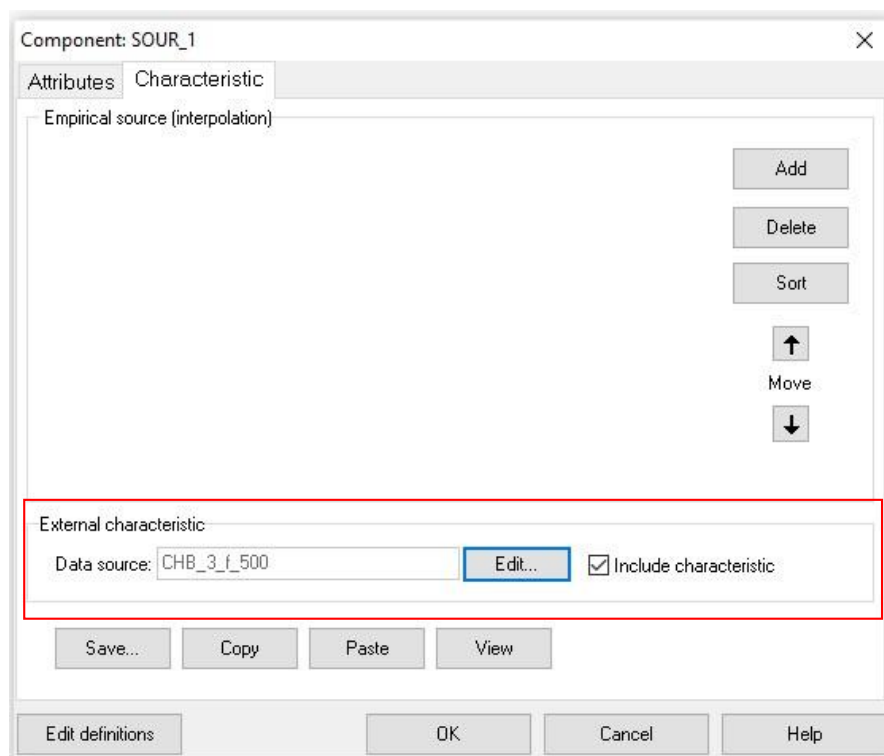


Figura 3-17: Aba *Characteristic* do bloco *Empirical Type 1* do *EMTP-ATP*.

Uma análise assertiva envolvendo fenômenos transitórios precede de uma correta modelagem da propagação de ondas de tensão e corrente em linhas de transmissão. Geralmente, dois tipos de modelos são utilizados para esta finalidade: a parâmetros concentrados ou distribuídos. No primeiro, a linha de transmissão/cabo elétrico é representada por resistores, indutâncias e capacitâncias com valores fixos e de forma concentrada, cujos valores são determinados numa determinada frequência específica e, geralmente, aplicados a linhas curtas e a soluções em regime permanente. O segundo traz uma modelagem mais realista da distribuição dos parâmetros por unidade de comprimento da linha de transmissão, de forma a permitir o estudo dos fenômenos de propagação das

ondas viajantes, podendo ser representados como constantes ou dependentes da frequência. No que diz respeito ao modelo a parâmetros distribuídos dependentes da frequência, as principais abordagens geralmente adotadas são: a formulação modal [63], que utiliza uma matriz de transformação constante ou variável com a frequência, aplicando-se uma transformação de similaridade nas equações diferenciais parciais que descrevem o comportamento da tensão e da corrente e cujas modelagens encontradas frequentemente nos programas de simulação de transitórios eletromagnéticos são os propostos por *Marti* e *Semlyen* [64]; e a formulação de fases [63], que apresenta maior precisão que os modelos baseados no domínio modal, em especial, no que se refere à simulação computacional em linhas de transmissão aéreas com configurações assimétricas ou em circuitos duplos e em cabos subterrâneos.

Para a representação do cabo, o *EMTP-ATP* dispõe do bloco *LCC (Line Constant Calculations)* que é um conjunto de modelos de linhas de transmissão disponíveis que engloba tanto a representação a parâmetros concentrados ou distribuídos. Em relação aos modelos disponíveis, destacam-se:

- *PI*: aplicável a modelos de parâmetros concentrados;
- *Bergeron*: modelo de parâmetros distribuídos, mas cujos parâmetros são constantes a uma determinada frequência;
- *J. Marti*: modelo de parâmetros distribuídos que considera a variação dos parâmetros série (resistência e indutância) com a frequência, ao passo que os parâmetros capacitância e condutância são considerados constantes;
- *Semlyen*: modelo de parâmetro distribuídos que possibilita a utilização de parâmetros variantes na frequência, calculando-os através de convoluções recursivas;
- *Noda*: modelo que também considera o efeito da variação dos parâmetros com a frequência, porém, diferente dos modelos propostos por J. Marti e Semlyen que calculam os parâmetros através de transformação modal. Esse calcula as tensões e correntes diretamente no domínio das fases, evitando-se as transições fases/modos e modos/fases que acrescentam erros devido à utilização de uma única matriz transformação para todas as frequências, garantindo-se, portanto, maior precisão nos resultados.

Para a modelagem de parâmetro distribuído do cabo, adotou-se o modelo *Semlyen* a qual a determinação dos parâmetros se inicia a partir de uma frequência inicial (*Freq. init*

[Hz]) até uma frequência máxima definida pelos parâmetros *Decades* e *Points/Dec*. Além disso, o modelo também requer uma frequência (*Freq. Matrix [Hz]*) cuja matriz de transformação é calculada e uma frequência (*Freq. SS [Hz]*) para o cálculo da condição de regime permanente. O parâmetro *Freq. Matrix [Hz]* deve ser selecionado de acordo com a componente de frequência dominante do fenômeno transitório a ser estudado. Os parâmetros utilizados no modelo a parâmetros distribuídos do cabo estão apresentados na Tabela 3-9.

Tabela 3-9: Parâmetros relativos ao modelo do cabo no *EMTP-ATP*.

Parâmetro	Valor	Unidade
Modelo	<i>Semlyen</i>	-
<i>Freq. init [Hz]</i>	1	Hz
<i>Freq. Matrix [Hz]</i>	2	MHz
<i>Freq. SS [Hz]</i>	60	Hz
<i>Decades</i>	7	-
<i>Points/Dec</i>	100	-

Inicialmente, definiu-se um comprimento do cabo em 1 metro, mas que este será alterado ao longo das simulações para avaliar a influência do comprimento do cabo nas atividades das DP na bobina. O tempo de simulação total utilizado foi de 1 ciclo (ou seja, 16,7 ms), com passo de integração do tempo de 5 ns. A escolha correta do passo de tempo é importante e deve ser feita com cautela com objetivo de garantir uma solução adequada das simulações, que minimize os erros de amplitude e fase dos resultados. Recomenda-se, como critério aproximado, que a frequência mais alta do sinal simulado seja, no máximo, $1/5$ da frequência da *Nyquist*. Portanto, o passo de integração deve ser menor ou igual ao inverso do valor da frequência mais alta do sinal simulado multiplicado por 10 [64].

Já em relação aos parâmetros geométricos do cabo, dados de resistividade e permeabilidade dos materiais estão ilustradas na Tabela 3-10 e aderentes às especificações do cabo de 13,8 kV mencionadas na Tabela 3-8. Os parâmetros em alta frequência do motor de indução declarados no *EMTP-ATP* são os mesmos indicados anteriormente na Tabela 3-6.

Tabela 3-10: Parâmetros relativos aos parâmetros geométricos e de permeabilidade e resistividade do cabo no *EMTP-ATP*.

Parâmetro	Descrição	Valor	Unidade
<i>Rho</i>	Resistividade do material condutor	$1,7241 \cdot 10^{-8}$	$\Omega \cdot m$
<i>Rin</i>	Raio interno do condutor	0	-
<i>Rout</i>	Raio externo do condutor	0,00565	m
<i>R3</i>	Raio nominal do cabo	0,00865	m

Parâmetro	Descrição	Valor	Unidade
μ	Permeabilidade relativa do condutor	1	-
μ (ins)	Permeabilidade relativa da isolamento do condutor	1	-
ϵ (ins)	Permissividade relativa da isolamento do condutor	2,35	-

Com base nos parâmetros supracitados, ilustra-se na Figura 3-18, o comportamento da tensão de saída ($V_{saída}$) de um conversor CHB de 5 níveis de tensão, com frequência de chaveamento de 2 kHz e como as sobretensões transitórias são desenvolvidas internamente ao motor (V_{motor}) com um valor em torno de 1,28 pu, que sob o ponto de vista da integridade do isolamento de uma máquina, pode ocasionar a indisponibilidade de forma precoce caso não haja o cuidado na etapa do projeto do isolamento. Destaca-se ainda a taxa de crescimentos dos picos de tensão (dV/dt) que reflete diretamente no aumento dos picos de sobretensões.

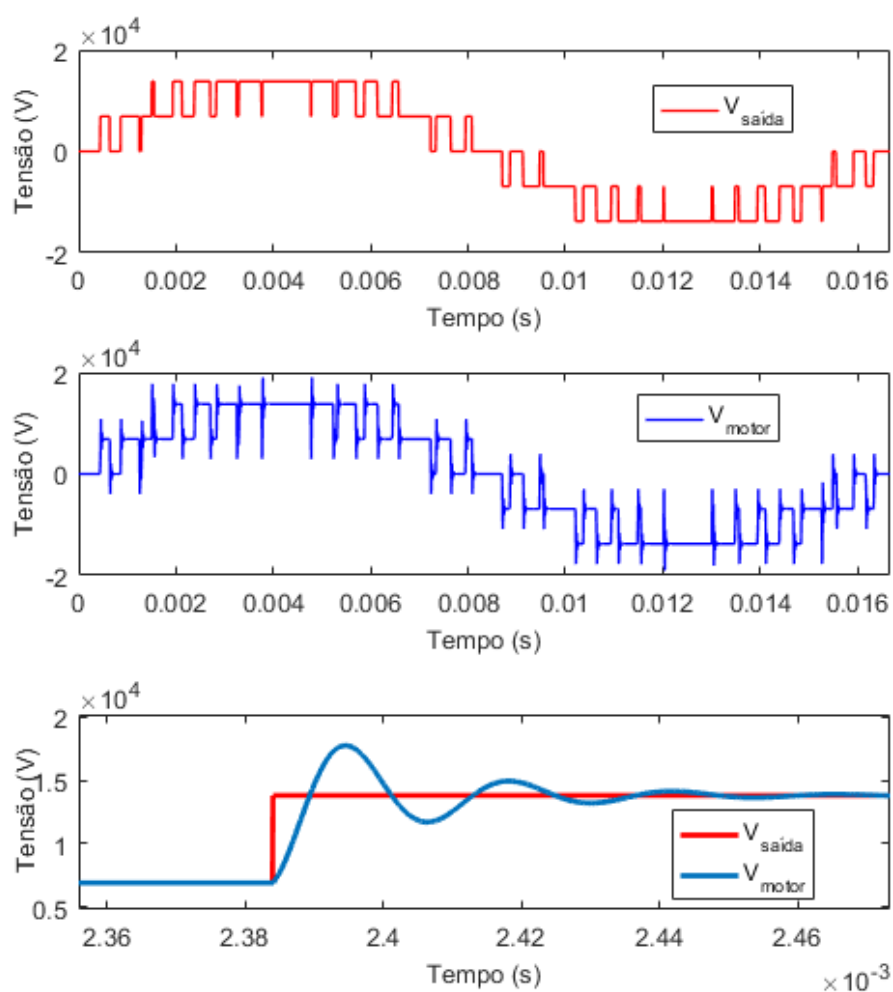


Figura 3-18: O primeiro gráfico demonstra a tensão de saída de um conversor topologia CHB 5L, frequência de chaveamento de 2 kHz, ao passo que o segundo, a tensão terminal no motor. Por fim, ilustra-se no último gráfico, a sobretensão (*zoom*) desenvolvida no terminal do motor sobreposta à de saída do conversor CHB.

3.2.5 Análises iniciais do modelo de DP aplicada ao isolamento de uma bobina estatórica

Para fins de entendimento do fenômeno da DP no isolamento de uma bobina estatórica, as simulações serão realizadas ao modelo 3D, aplicando-se tensão puramente senoidal de 13,8 kV, frequência de 60 Hz, representando uma condição normal de operação. Nesta seção serão apresentados os resultados, introduzindo-se um defeito interno ao isolamento representado por uma cavidade esférica conforme a Figura 3-19, onde se ilustra o esquema de uma bobina 3D modelada no COMSOL Multiphysics.

Inicialmente, os resultados a seguir servirão de insumo para constituir um caso base, a qual a bobina possui uma cavidade esférica com raio (r_{cav}) de 0,5 mm e espessura do isolamento (h_{iso}) de 2,65 mm. Maiores detalhes quanto à geometria e outros parâmetros de simulação foram discutidos anteriormente ao longo deste capítulo.

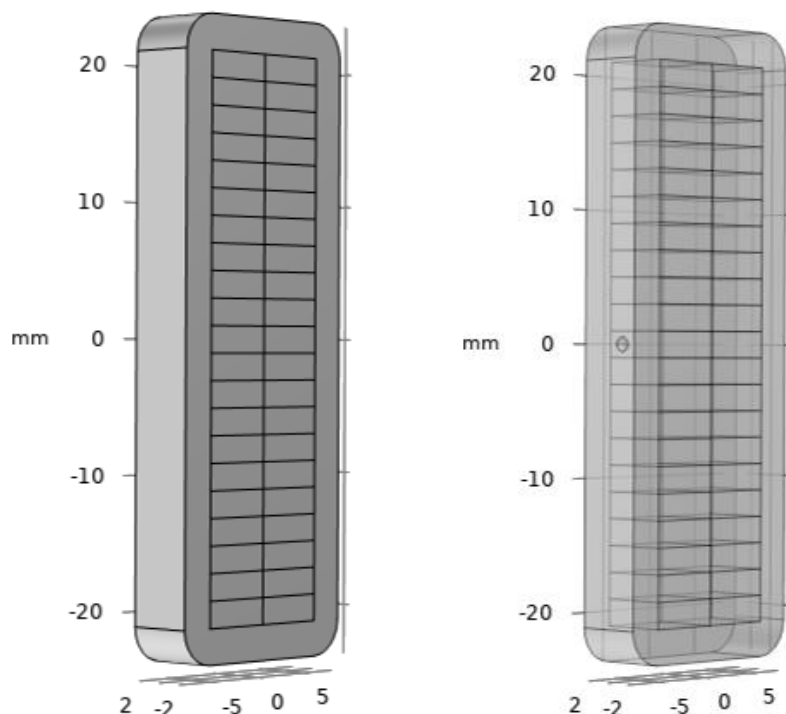
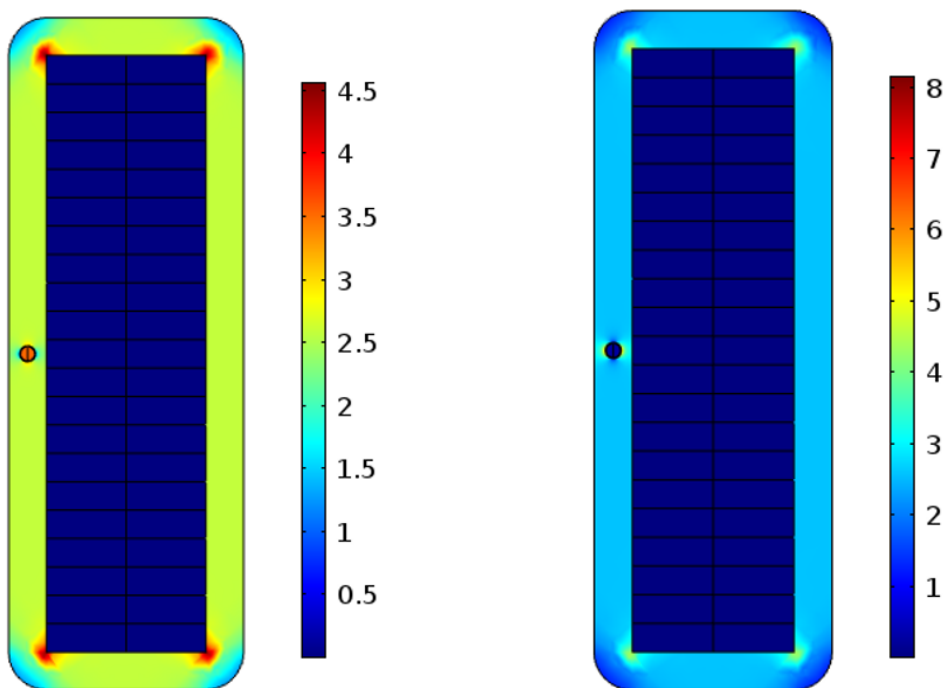


Figura 3-19: Esquema da bobina 3D modelada no COMSOL Multiphysics®.

Apresenta-se nas Figura 3-20(a) e Figura 3-20(b), as distribuições de campo elétrico na geometria 3D da bobina em instantes distintos: anterior e imediatamente após ocorrência da DP. Observa-se que no instante anterior à DP (Figura 3-20(a)), o campo elétrico no centro da cavidade (E_{cav}) é superior ao do isolante (E_{iso}) em razão de a permissividade

relativa do ar ser inferior ao do material dielétrico (mica). Além disso, verifica-se uma maior concentração do campo elétrico nas regiões “de canto” do isolamento principal. Geralmente nessa região, o processo de fabricação de bobinas de enrolamento pré-formados emprega um “arredondamento” e redução da espessura do isolamento principal para, não somente atenuar a magnitude do campo elétrico, mas garantir a acomodação e envolvimento da fita de mica na região. No entanto, percebe-se que não há influência do campo elétrico da referida região na cavidade esférica, garantindo-se, portanto, a manutenção das características dimensionais da bobina na simulação e modelo 3D. Além disso, verifica-se que E_{cav} é aproximadamente igual ao campo de elétrico de ruptura (E_{rup}).

Já na Figura 3-20(b), nota-se que imediatamente após a ocorrência da DP, a cavidade torna-se condutora e E_{cav} é inferior a E_{iso} e reduzido rapidamente até o momento da extinção da descarga, condição em que E_{cav} é aproximadamente igual a E_{ext} . Além disso, verifica-se uma maior intensidade do campo elétrico nas faces à esquerda e à direita da cavidade, em virtude de haver um grande acúmulo de cargas elétricas na superfície da cavidade, contribuindo para emissão posterior destas nos processos de descargas seguintes e aumentando-se a taxa de geração de elétrons total (N_e).



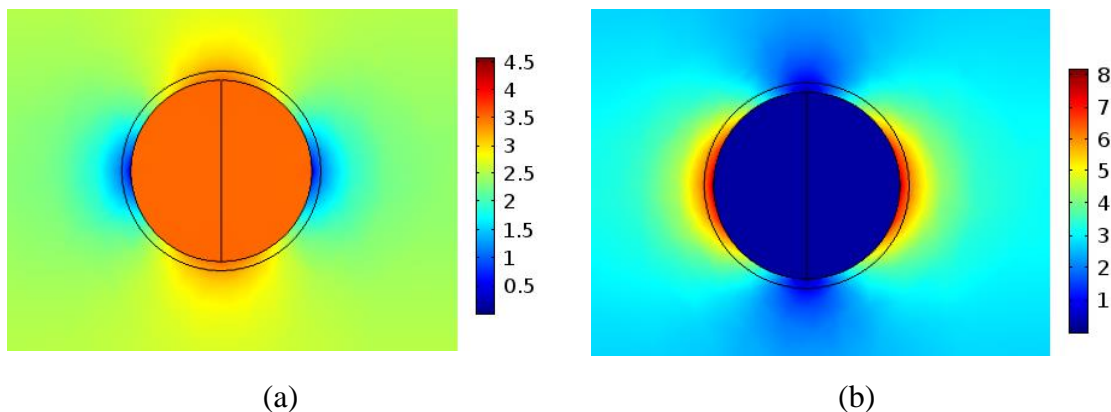
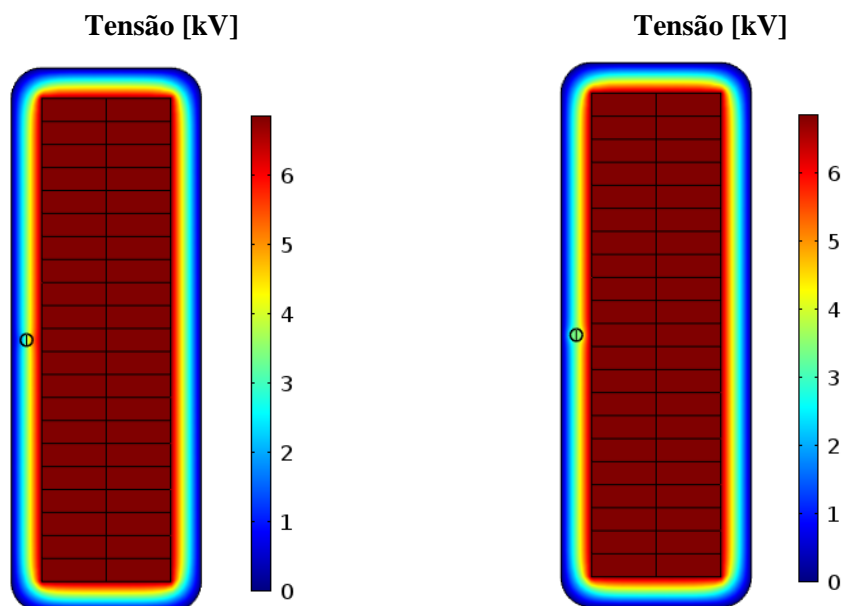


Figura 3-20: Distribuição do campo elétrico (kV/mm) no plano xz (a) anterior à ocorrência da DP (b) após a ocorrência da DP.

Para a distribuição de tensão, de acordo com a Figura 3-21(a), verifica-se que antes da ocorrência da DP, a cavidade fica submetida a uma maior diferença de potencial elétrico (tensão) quando comparado com o material dielétrico do isolamento principal. Tal justificativa se sustenta no fato de o $E_{cav}(t)$ cujo meio físico é o ar ser superior ao da mica (E_{iso}). Ainda, conforme Figura 3-21(b), após a ocorrência da DP, a tensão na cavidade é inferior ao do isolante, uma vez que a condutividade da cavidade é aumentada durante a ocorrência da DP.



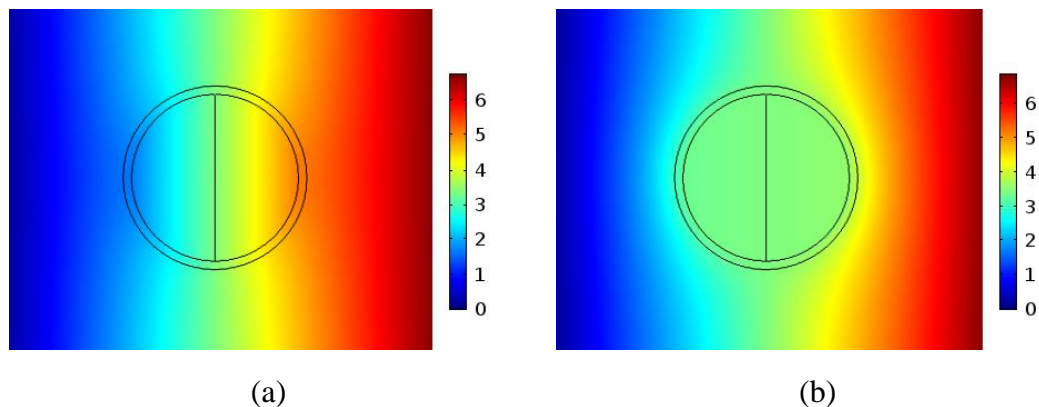


Figura 3-21: Distribuição de tensão: (a) anterior à ocorrência da DP (b) após a ocorrência da DP.

As figuras subsequentes ilustram o comportamento dinâmico de várias grandezas físicas inerentes ao processo de descarga e cuja teoria foi discorrida anteriormente neste capítulo. O tempo de simulação utilizado foi de 100 ms. Na Figura 3-22 observa-se que, no momento que se inicia o processo de descarga, a variação de $E_{cav}(t)$ no centro da cavidade, cuja magnitude é reduzida do valor máximo até o término do evento da DP, condição em que o valor de $E_{cav}(t) \approx E_{ext}$, este igual a 0,585 kV/mm. Verifica-se ainda que o valor máximo de $E_{cav}(t)$ é superior ao E_{rup} igual a 3,4 kV/mm, conferindo portanto, uma das circunstâncias necessárias par dar início ao processo de DP.

A Figura 3-23 demonstra a forma de onda da corrente elétrica (I_{cav}) no interior da cavidade obtida através da equação (3-14). No início do processo de DP, tendo em vista que a cavidade se torna condutora, I_{cav} aumenta abruptamente a um valor máximo e em seguida é reduzida à medida que $E_{cav}(t)$ decai. A forma de onda da Figura 3-22 corrobora a característica singular da DP que consiste num pulso de corrente de alta frequência, ou seja, curtíssima duração e de pequena magnitude. Neste, o pulso de corrente possui valor de aproximadamente 23 mA ocorrendo um período de 60 ns.

Ainda que o pulso de corrente simulado possua o formato previsto em teoria, em condições reais de medição da DP, uma etapa posterior consiste no processo de filtragem do sinal original numa faixa de frequência adequada em que predominantemente ocorrem as DP. Muitos pesquisadores têm proposto o uso de técnicas de processamento de sinais para suprimir diferentes componentes de ruído presentes na medição, tais como autocorrelação, estatísticas de ordem elevada, filtros adaptativos, filtros *notch*, limiarização por FFT e métodos baseados em *wavelets*. Em ambientes industriais, a faixa usual de filtragem para conservação dos sinais de DP é a alta frequência (HF) entre 1 e 30 MHz, que garante boa sensibilidade para detecção de DP através do enrolamento das máquinas e

possui menor suscetibilidade a ruídos/perturbações e pode ser usado de forma eficiente para caracterizar os pulsos de DP que chegam aos sensores. A Figura 3-24 ilustra um sinal bruto real da DP aquisitionado de um motor elétrico de 13,8 kV em operação, durante em 1 (um) ciclo da frequência fundamental, com frequência de amostragem medida em 125 MHz - taxa de amostragem (h) de 8 ns - e o sinal de DP filtrado entre 1 e 30 MHz.

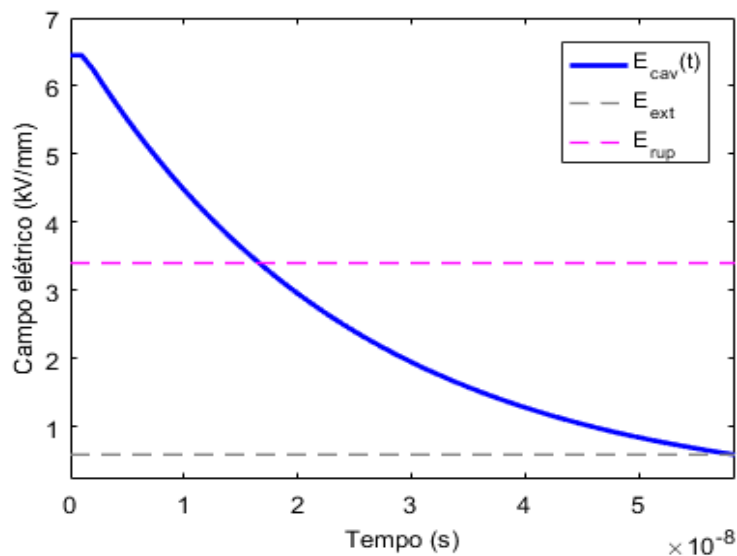


Figura 3-22: Decaimento do campo elétrico no interior da cavidade.

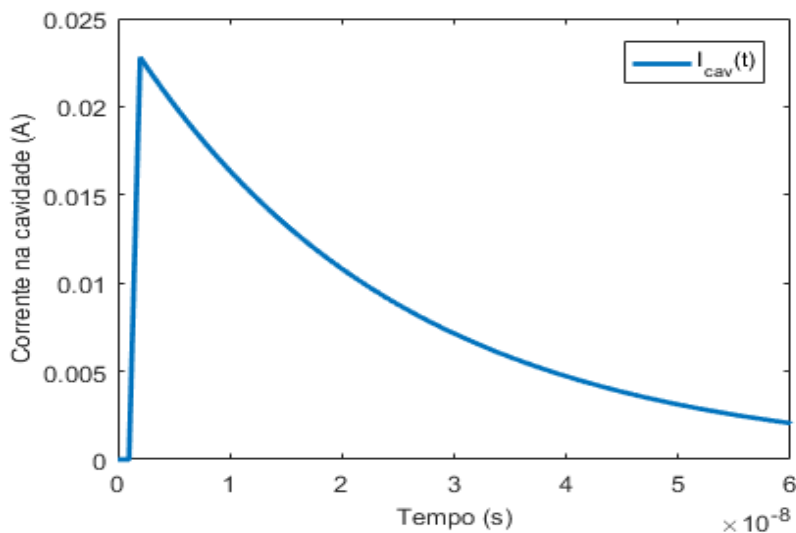


Figura 3-23: Forma de onda da corrente no interior da cavidade durante a DP.

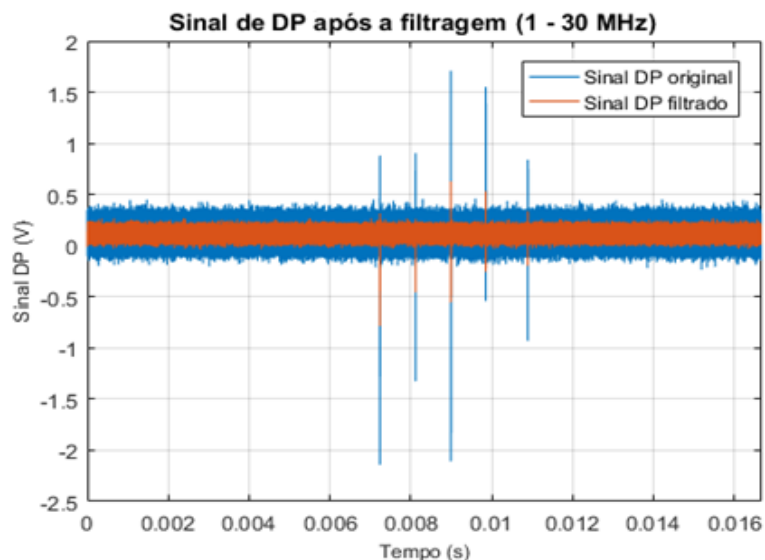


Figura 3-24: Sinal real de DP filtrada e não filtrada no domínio do tempo.

A Figura 3-25 mostra as cargas aparente e real que se desenvolvem ao longo do processo da DP obtidas através da obtidas via integração da corrente elétrica. No início, a magnitude das cargas possui valor nulo, enquanto que ao final do evento de DP, atinge o valor máximo. Percebe-se ainda que a carga aparente da DP, $q_{ap}(t)$, é menor que a carga real, $q_{re}(t)$, uma vez que esta representa a carga induzida no eletrodo de aterramento [26].

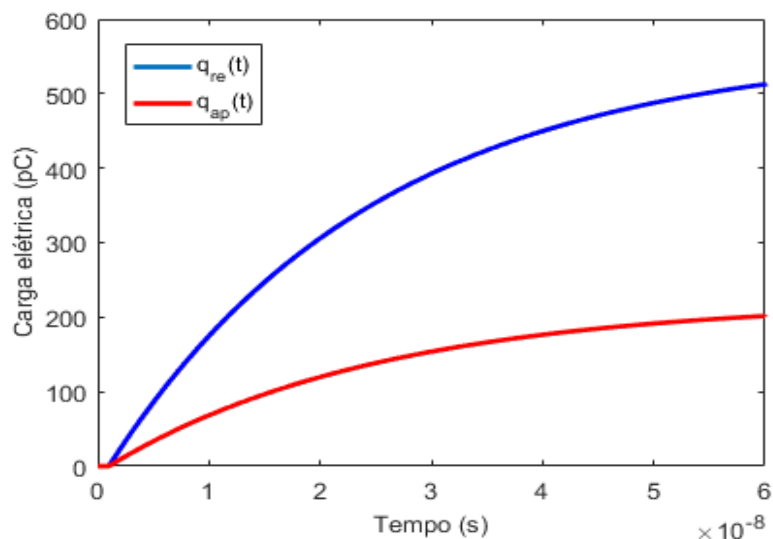
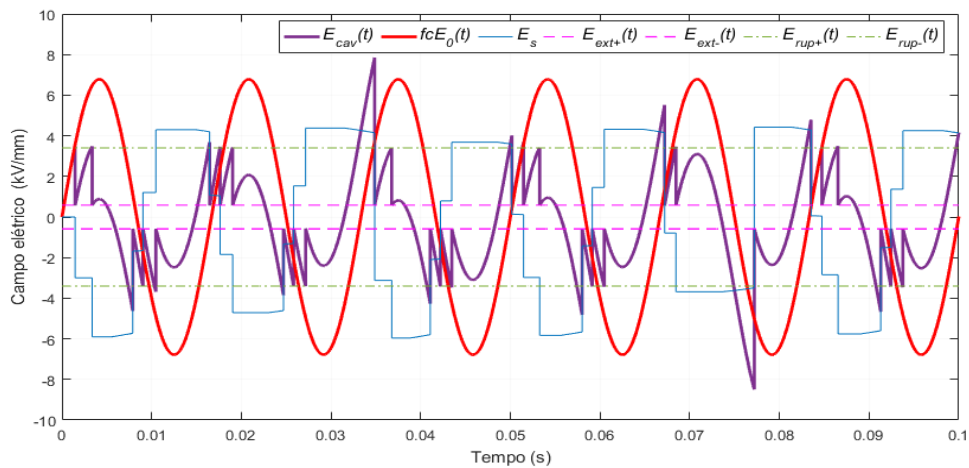


Figura 3-25: Comportamento dinâmico das cargas aparente e real no interior da cavidade.

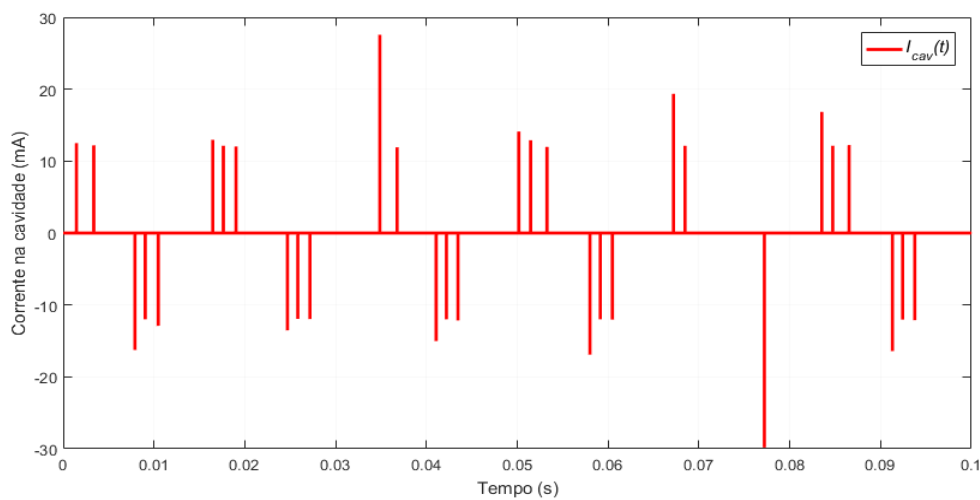
3.2.5.1 Evolução das descargas parciais

A Figura 3-26(a) apresenta o desenvolvimento temporal de algumas grandezas físicas envolvidas no processo de ocorrência da DP, tais como: $f_c E_0(t)$, $E_{cav}(t)$ e E_s . Neste gráfico são também ilustradas as variáveis relativas ao campo elétrico de ruptura (E_{rup}) e o de extinção da DP (E_{ext}). O campo $f_c E_0(t)$ – ou $E_{cav0}(t)$ – possui comportamento senoidal e aderente à forma de onda da tensão aplicada. Observa-se no gráfico que, ainda que no instante que $E_{cav}(t)$ seja superior a E_{rup} , não ocorre necessariamente o processo de DP pelo motivo, a saber: como condição predecessora ao surgimento da DP, deve haver também a existência de elétrons livres, conforme explicado no item 3.1.2. Quando não atendida a condição e em razão do caráter estocástico do fenômeno físico, origina-se atrasos e quando estes tempos são relativamente elevados, intensifica-se cada vez mais o campo elétrico na cavidade, $E_{cav}(t)$, ocasionando o surgimento de pulsos de corrente (I_{cav}) de magnitudes proeminentes, que pode ser confirmado na Figura 3-26(b) no instante de tempo em torno de 30 ms e entre 70 e 80 ms. A corrente I_{cav} é obtida através integração da densidade de corrente na seção transversal da cavidade conforme descrito anteriormente na Equação (3-14).

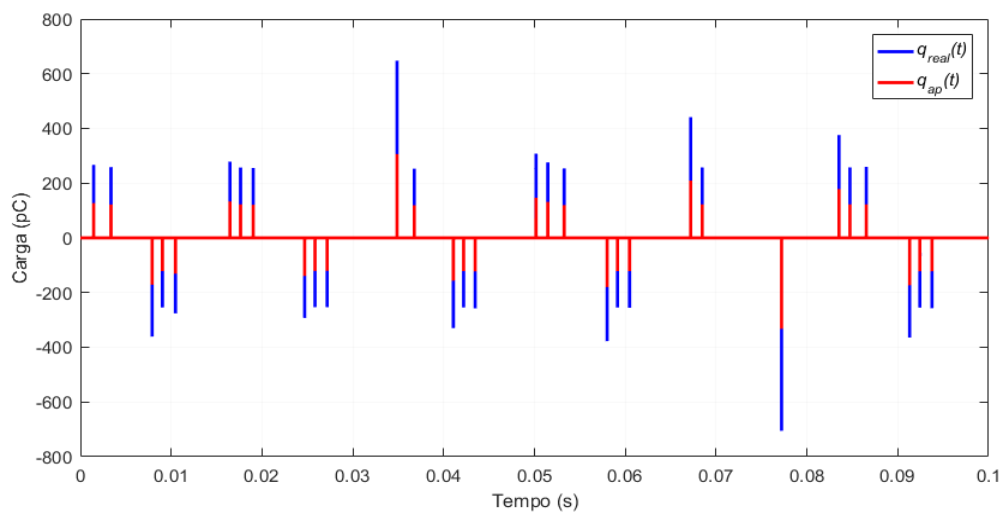
O comportamento análogo a I_{cav} é percebido nas amplitudes das cargas de DP real, $q_{re}(t)$, e aparente, $q_{ap}(t)$, que são obtidas através da integração das correntes na cavidade e no eletrodo de aterramento definidos nas Equações (3-13) e (3-15) - Figura 3-26(c).



(a)



(b)



(c)

Figura 3-26: (a) Comportamento dinâmico dos campos elétricos na cavidade, (b) forma de onda da corrente elétrica na cavidade e (c) forma de onda das cargas elétricas provenientes da DP.

Ao término de uma DP, o campo elétrico, E_s , oriundo das cargas elétricas que se acumularam na superfície da cavidade é determinado pela diferença entre $E_{cav}(t)$ e $f_c E_0(t)$. Com o passar do tempo, há um decaimento das cargas armazenadas em razão do processo de recombinação dos elétrons [26]. Conseqüentemente, o número de cargas elétricas presentes na superfície da cavidade pode ser reduzido para a próxima ocorrência de descarga, que implica na diminuição da intensidade de E_s . Para implementação desse efeito ao modelo de simulação, a condutividade na região entre a cavidade e o material dielétrico é alterada pelo parâmetro σ_{sup0} para σ_{supmax} , reduzindo-se a taxa de variação do campo elétrico no centro da cavidade, reduzindo assim a intensidade do campo elétrico devido às cargas de superfície. Ademais, a mudança de σ_{sup0} para σ_{supmax} é condicionada à observância das polaridades dos campos $E_{cav}(t)$ e E_s , ou seja, quando estes possuem sinais contrários, a condutividade da superfície da cavidade σ_{sup0} é mantida ao valor original (do material isolante), ao passo que quando ambos possuem o mesmo sentido, a condutividade, σ_{sup0} , é aumentada para σ_{supmax} . A Figura 3-27 mostra a forma de onda da condutividade da superfície da cavidade.

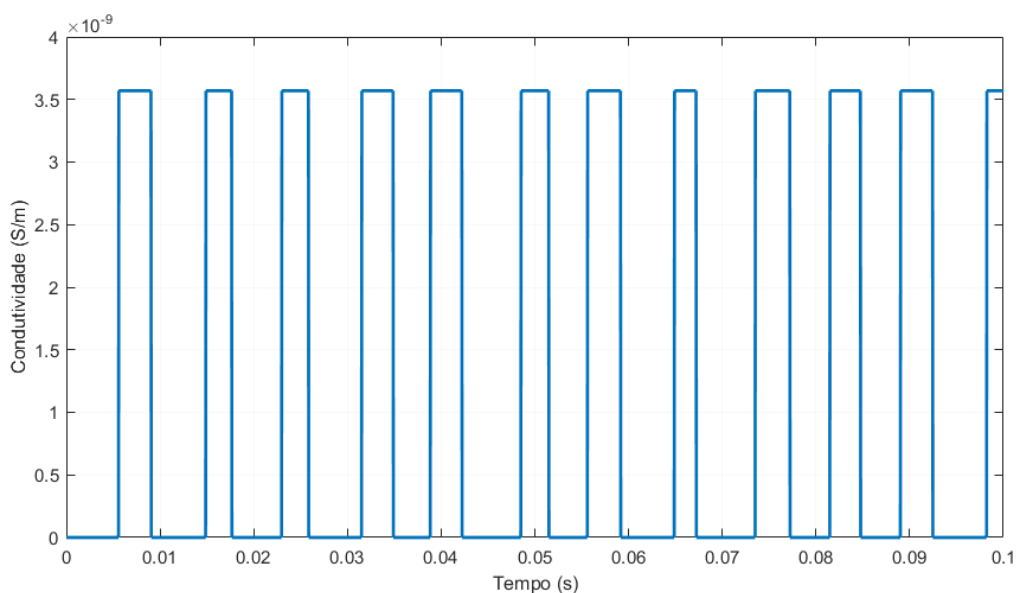


Figura 3-27: Forma de onda da condutividade na superfície da cavidade.

Na Tabela 3-11 são apresentados os resultados de alguns parâmetros relevantes à avaliação da severidade da degradação de sistema de isolamento, a saber:

- N_{DP} : razão entre o número de DP registradas no tempo de simulação e o número de ciclos da tensão aplicada;

- $Q_{aptotal}$: razão entre o somatório das magnitudes das DP registradas no tempo de simulação e o número de ciclos da tensão aplicada;
- $Q_{apmedia}$: valor médio da magnitude da DP definida pela razão entre razão entre $Q_{aptotal}/N_{DP}$;
- Q_{apmax} : valor máximo de DP registrado;
- Q_{apmin} : valor mínimo de DP registrado.

Os resultados obtidos na simulação servirão como base de comparação com as diversas simulações que serão abordadas no Capítulo 4 - Resultados.

Tabela 3-11: Apresentação dos resultados – caso base.

Descrição	Parâmetro	Valor	Unidade
Número médio de DPs por ciclo	N_{DP}	4	-
Carga aparente total média por ciclo	$Q_{aptotal}$	507,22	pC
Carga aparente média por DP	Q_{apmed}	130,05	pC
Intensidade da carga aparente máxima	Q_{apmax}	273,766	pC
Intensidade da carga aparente mínima	Q_{apmin}	95,82	pC

3.2.5.2 Aplicação de uma fonte de tensão chaveada na bobina para análise de DP

Os gráficos a seguir têm como objetivo demonstrar o impacto da forma de onda de tensão oriunda dos conversores de frequência no sistema de isolamento, analisando-se o desenvolvimento das DP. Para tal, analisou-se de forma comparativa, os resultados mostrados no item 0 onde foi aplicada uma tensão puramente senoidal de 13,8 kV, frequência (f_{60}) de 60 Hz e uma forma de onda de tensão de um conversor CHB, 3L, tensão nominal em 13,8 kV, frequência de chaveamento (f_{ch}) de 500 Hz, controlando a tensão de saída através dos comandos das chaves semicondutoras, e comprimento do cabo, L_{cabo} , em 1 m. A Figura 3-28 ilustra as formas de onda da tensão na saída do conversor, V_s , e a tensão terminal, V_m , obtidas no programa *ATP-EMTP* através da representação do modelo de circuito elétrico utilizando parâmetros em alta frequência, conforme Figura 3-16.

A Figura 3-29 mostra com maiores detalhes, a sobretensão que pode aparecer nos terminais do motor, proveniente das reflexões de onda que ocorrem quando um pulso de tensão encontra o descasamento de impedâncias entre o cabo e o motor. Neste, o tempo de subida, t_r , definido pelo intervalo da qual a tensão excursiona de 10% a 90% da tensão [65] [66] é de 3,54 μs . Este parâmetro possui íntima relação com a suportabilidade do

sistema de isolamento das máquinas conforme definido na IEC 60034-25 [66] e com a sobretensão, este promovendo de forma significativa um maior estresse nas primeiras bobinas dos enrolamentos das máquinas elétricas [6]. Ainda em relação à Figura 3-29, verifica-se uma sobretensão de aproximadamente 1,427 pu (considerando como base, a tensão fase-fase de 13,8 kV) que pode comprometer a vida útil do isolamento.

Haja vista que o foco deste trabalho é analisar o comportamento das DP utilizando como insumo as formas de onda tensão oriundas dos conversores de frequência, Figura 3-30(a) mostra a distribuição do campo elétrico na cavidade esférica da bobina estatórica, obtida no programa COMSOL Multiphysics®, quando submetida à tensão terminal, V_m , da Figura 3-28. Comparando-a com a condição de alimentação senoidal em 60 Hz, 13,8 kV, Figura 3-30(b), verifica-se que a tensão fase-terra no centro da cavidade esférica, quando a bobina é excitada pela tensão do conversor CHB, é em torno de 250% da máxima tensão registrada na condição nominal de operação (60 Hz, 13,8 kV).

Nas Figura 3-31 e Figura 3-32, nota-se os perfis de tensão e campo elétrico na geometria no instante de tempo a qual a tensão aplicada possui o valor máximo. A Figura 3-31 mostra um aumento relevante no diferencial de tensão desenvolvido na cavidade esférica. Neste, ilustra-se no gráfico a orientação do mapeamento da tensão (e do campo elétrico) ao longo do eixo com a indicação da posição $x = 0$ mm. Similar à dinâmica do perfil de tensão, na aplicação do conversor CHB, 3L, verifica-se na Figura 3-32, que o campo elétrico na cavidade da bobina é muito superior quando comparado ao resultado proveniente de uma fonte de tensão senoidal.

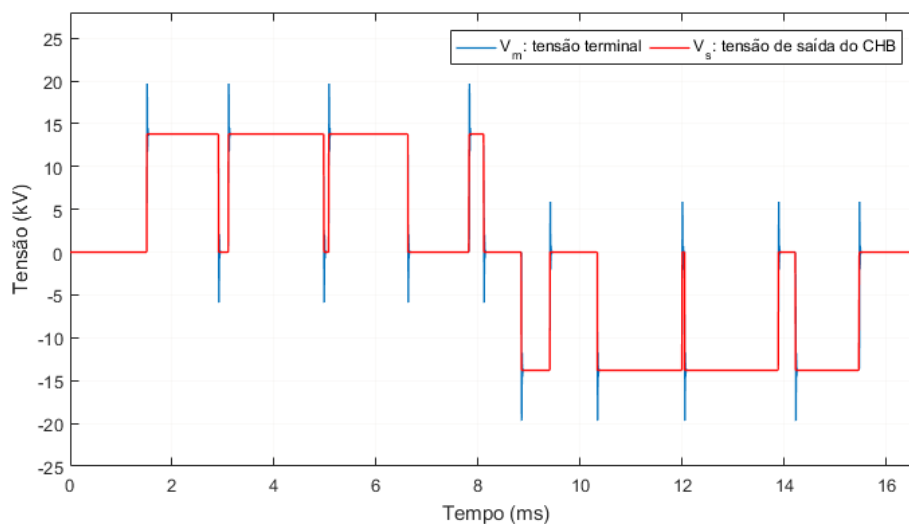


Figura 3-28: Forma de onda da tensão do conversor CHB, 3L e f_{ch} igual 500 Hz.

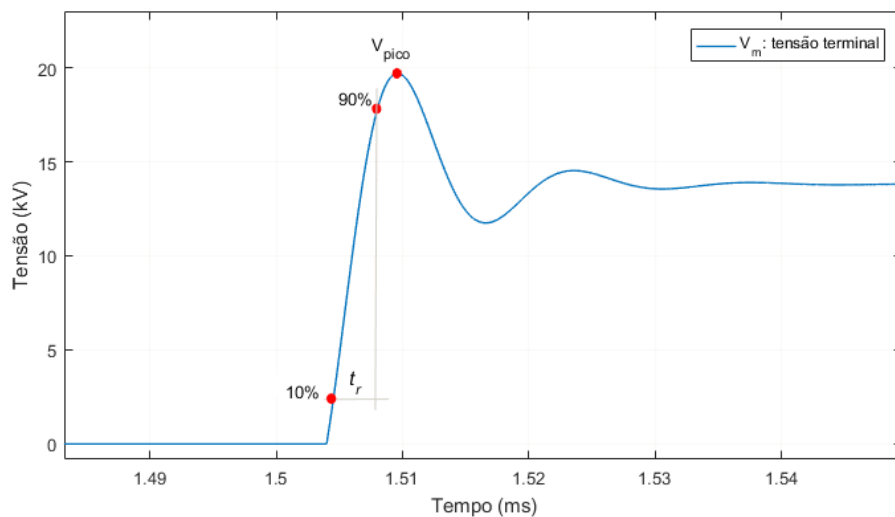


Figura 3-29: Primeira frente de onda da sobretensão terminal (*zoom*).

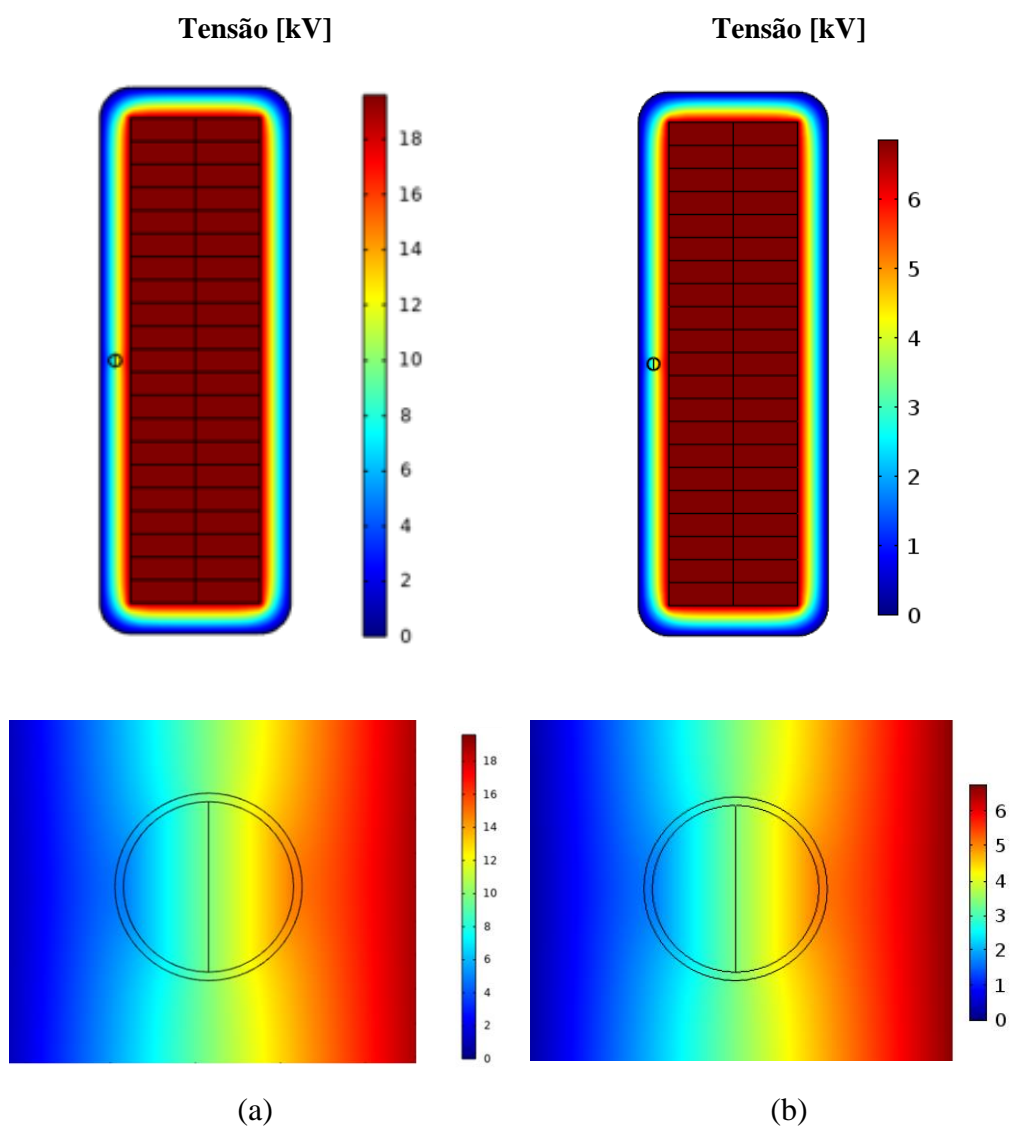


Figura 3-30: Distribuição da tensão: (a) proveniente do conversor CHB 3L, com frequência de chaveamento em 500 Hz e (b) puramente senoidal na frequência fundamental de 60 Hz.

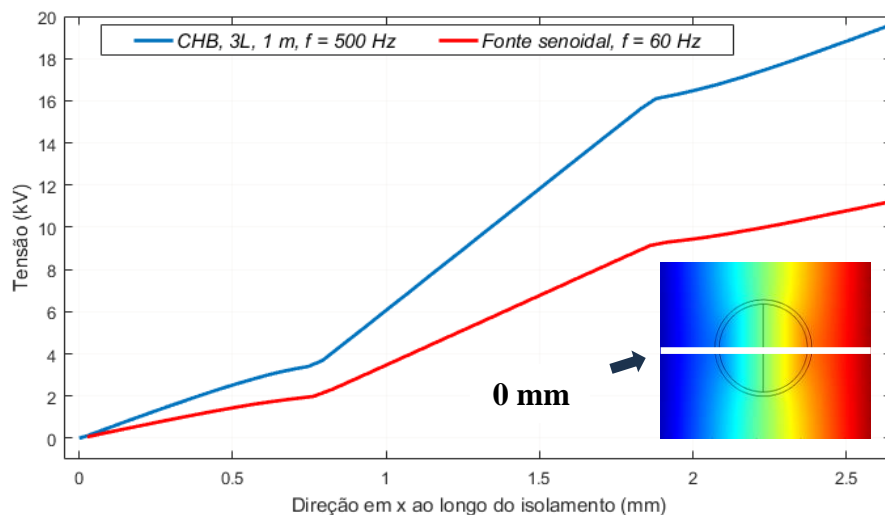


Figura 3-31: Perfil de tensão desenvolvido ao longo do isolamento (direção em x).

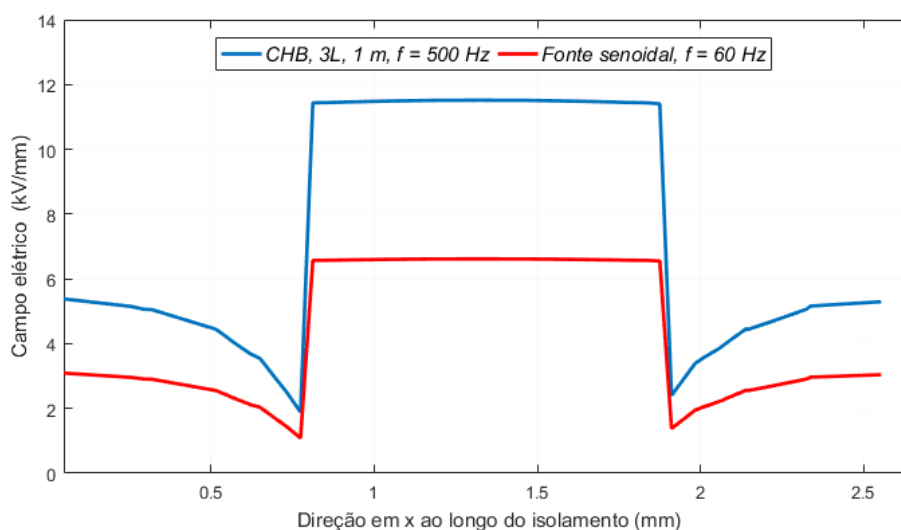


Figura 3-32: Perfil de campo elétrico desenvolvido ao longo do isolamento (direção em x).

Os resultados seguintes ilustram o comportamento dinâmico das principais grandezas físicas associada ao processo de ocorrência da DP, considerando a tensão aplicada por um conversor CHB 3L, f_{ch} igual a 500 Hz e interligado à bobina através de um cabo de 13,8 kV com uma distância, L_{cabo} , de 1 m. O tempo de simulação para análise do desenvolvimento das descargas é de 1 ciclo (16.67 ms). A Figura 3-33 mostra o campo $f_c E_0(t)$ cuja forma de onda é procedente ao da tensão terminal V_m e o campo elétrico $E_{cav}(t)$ desenvolvido no interior da cavidade esférica da bobina. Cabe ressaltar que ainda que se possa suscitar a necessidade de alguma validação, não do modelo 3D ou do algoritmo de Illias [4], mas à obtenção de parâmetros em alta frequência e dos resultados simulados da atividade de DP em isolamento de bobinas de média tensão alimentadas por

conversores de frequência, não se registra até o momento de proposição deste trabalho, um trabalho na literatura similar a esta pesquisa desenvolvida. Portanto, não consiste como objeto dessa dissertação, a validação dos resultados de simulação em máquinas elétricas de grande porte (ordem de MW), principalmente, acionadas por conversores de frequência.

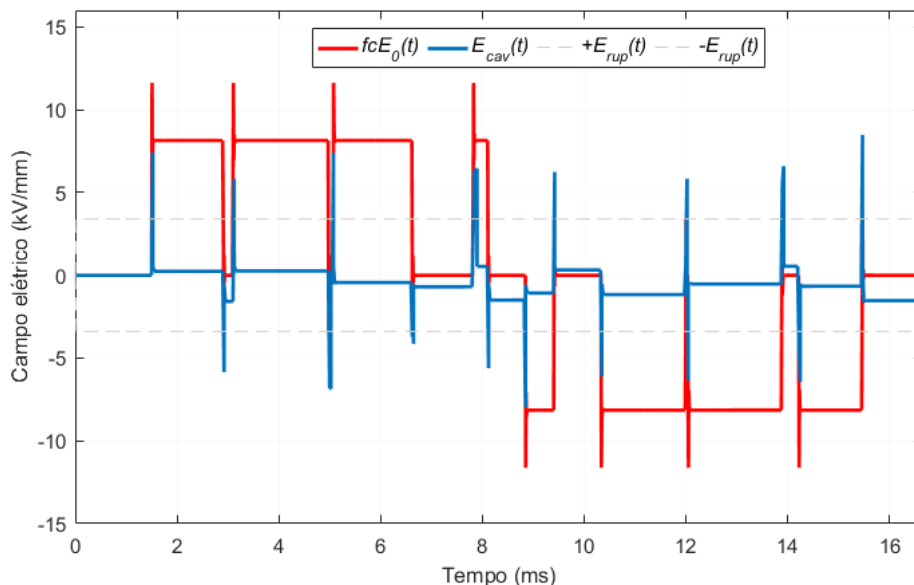


Figura 3-33: Comportamento dinâmico dos campos elétricos na cavidade com tensão aplicada por um conversor CHB 3L e f_{ch} igual 500 Hz.

A Figura 3-34 mostra os pulsos de corrente (I_{cav}) de magnitudes elevadas, mas que quando comparada aos resultados inerentes à alimentação senoidal (Figura 3-26(b)), observa-se que não há predominância significativa. No entanto, no que tange às cargas de DP apresentadas na Figura 3-35, verifica-se que magnitude da carga $q_{re}(t)$ é da ordem de 5 vezes superior ao do caso base (Figura 3-26(c)). Verifica-se ainda que as ocorrências das descargas na cavidade, representadas pela corrente elétrica I_{cav} ou pelas cargas q_{ap} e q_{re} , ocorrem nos instantes de tempo de elevado dV/dt e confirmado pelos trabalhos publicados em [2] [26] [43].

Na Tabela 3-12 são apresentados os resultados do caso CHB 3L e comparado ao caso base. Percebe-se que em apenas 1 ciclo, o N_{DP} e Q_{apmed} , métricas comumente utilizadas em sistemas industriais para avaliar a evolução da degradação do isolamento do estator das máquinas elétricas, são da ordem de 5 a 9 vezes superior no caso CHB 3L comparado ao caso base (alimentação senoidal). Tal evidência revela o impacto potencial que as fontes chaveadas têm de provocar uma degradação acelerada do sistema de isolamento da

máquina, caso não sejam observadas as pertinências de adequações inerentes ao projeto, como, por exemplo, a instalação de filtros dV/dt na saída do conversor ou o emprego do isolamento reforçado nas máquinas elétricas.

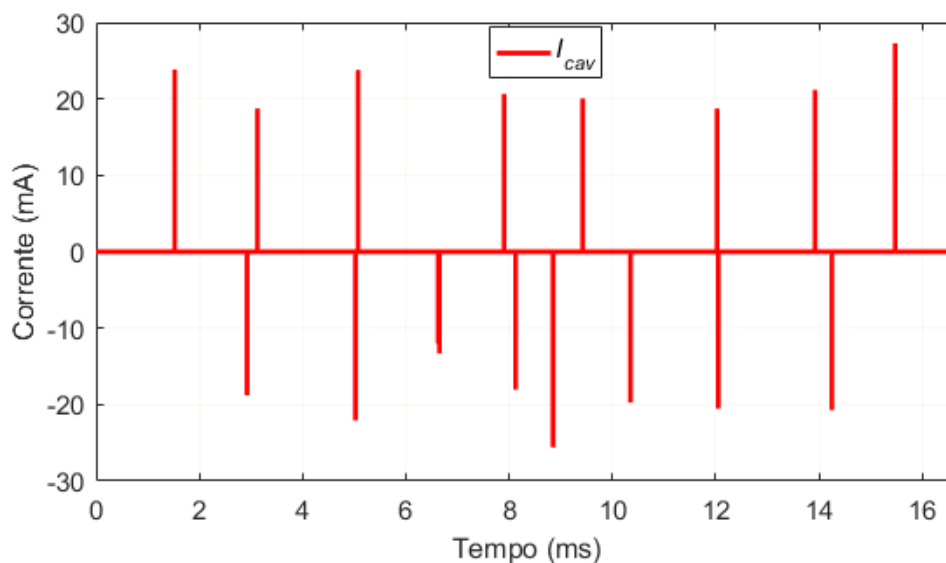


Figura 3-34: Forma de onda da corrente na cavidade com tensão aplicada por um conversor CHB 3L e f_{ch} igual 500 Hz.

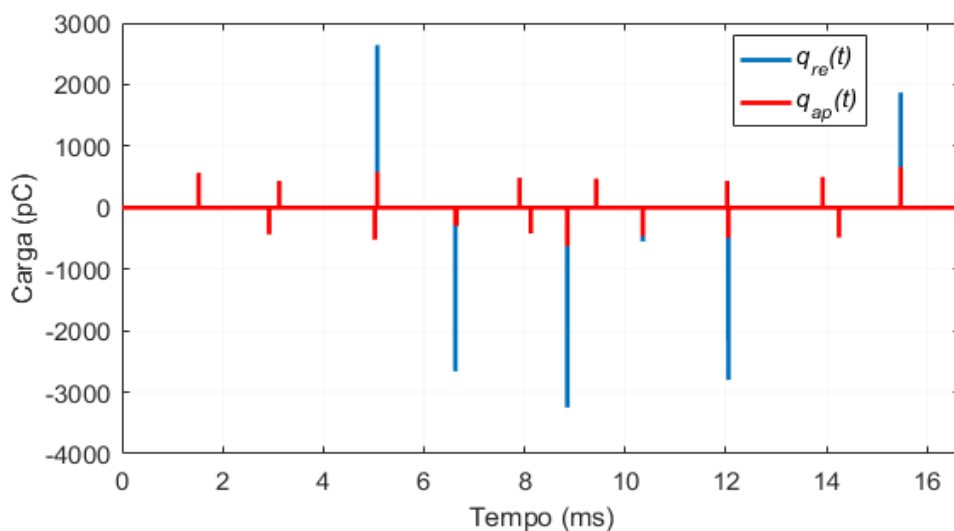


Figura 3-35: Cargas real e aparente de DP na cavidade com tensão aplicada por um conversor CHB 3L e f_{ch} igual 500 Hz.

Tabela 3-12: Apresentação dos resultados – caso CHB 3L.

Descrição	Parâmetro	Valor		Unidade
		Caso base	CHB 3L	
Número médio de DPs por ciclo	N_{DP}	4	17	-
Carga aparente total média por ciclo	$Q_{aptotal}$	507,22	16032	pC
Carga aparente média por DP	Q_{apmed}	130,05	934,07	pC
Intensidade da carga aparente máxima	Q_{apmax}	273,766	3247,5	pC
Intensidade da carga aparente mínima	Q_{apmin}	95,82	61,818	pC

3.2.6 Considerações gerais

Este capítulo apresentou todas as etapas do desenvolvimento do modelo para simulação de DP cujo objeto de estudo é uma geometria 3D reproduzido por uma bobina estatórica de um motor de média tensão com uma cavidade esférica interna ao isolamento principal. Neste modelo foram incluídas, além das equações matemáticas que representam o fenômeno da DP, o modelo de circuito elétrico representado em alta frequência, para obtenção da tensão terminal que serve como referência de tensão à excitação da bobina.

Além disso, considerou-se no modelo de DP, o decaimento das cargas na superfície da cavidade por meio da alteração da condutividade ao longo do tempo. Permitiu-se ainda, analisar o desenvolvimento temporal do campo elétrico na cavidade, bem como distribuição espacial em toda a geometria e os pulsos de corrente gerados pelas DP. Por fim, verifica-se as cargas reais e aparentes das DP, facilmente calculadas a partir da integração das correntes na cavidade e no eletrodo de aterramento.

Reitera-se que, a respeito dos resultados das simulações utilizando-se a geometria 3D e, inclusive, a referência de uma fonte de tensão proveniente do conversor de frequência CHB, ainda que se possa suscitar a necessidade de alguma validação, não há ainda a evidência de trabalhos similares à esta pesquisa desenvolvida. Portanto, não consiste como objeto dessa dissertação, a validação dos resultados que serão apresentados a seguir, de simulação em máquinas elétricas de grande porte (ordem de MW) acionadas por conversores de frequência.

Em relação à utilização de parâmetros reais em alta frequência das máquinas elétricas em modelos de simulação, há uma grande dificuldade de obtê-los no âmbito industrial. Ainda que estes possam ser obtidos em ensaios padronizados por normas técnicas, os quais podem ser realizados durante a construção da máquina, como por exemplo, o ensaio de *tan delta* [6], que possui o objetivo de medir as perdas dielétricas e as capacitâncias dos

enrolamentos; o *surge test* [6] que propõe analisar a condição do isolamento da máquina, verificando-se a existência de curto-circuito entre espiras, cujo resultado é uma forma de onda oscilatória cuja frequência depende dos parâmetros de alta frequência da bobina (capacitância, indutância e resistência), as medições são difíceis de serem realizadas dado o elevado custo relativo ao ensaio e até mesmo a complexidade do procedimento de ensaio, tendo em vista que para medição das tensões nas espiras e bobinas da máquina (*surge test*), a isolação principal e entre espiras precisam ser removidas para que seja viável o acesso aos condutores. Consequentemente, danifica-se as bobinas e o processo de recondicionamento do isolamento deve ser repetido [6].

Capítulo 4 - Resultados

Para avaliar os impactos de alguns parâmetros no desenvolvimento das DP, utilizou-se o modelo apresentado no Capítulo 3 - Modelagem, cujo isolamento foi submetido a aplicações de diferentes condições operacionais de tensão. Em razão do elevado tempo de processamento das simulações, considerou-se o período de 1 ciclo da tensão aplicada (16.67 ms). Os resultados obtidos nas simulações numéricas são apresentados e discutidos neste capítulo. Os casos analisados são os seguintes:

- Caso 1: efeito da alteração níveis de tensão (N_{CHB}) aplicados à topologia do conversor, em que, por exemplo, $N_{CHB} = 3L$ representa a topologia de um conversor com 3 níveis de tensão;
- Caso 2: efeito da frequência de chaveamento (f_{ch}) do conversor de frequência;
- Caso 3: efeito do comprimento (L_{cabo}) do cabo alimentador;
- Caso 4: efeito da espessura da isolamento principal (h_{iso});
- Caso 5: efeito da alteração do raio da cavidade (r_{cav}) esférica no isolamento.

A Figura 4-1 apresenta o modelo de circuito elétrico utilizado para análise das DP, onde se aplica uma tensão chaveada que se propaga ao longo do cabo alimentador e por conseguinte, é desenvolvida uma sobretensão transitória nos terminais da máquina, que servirá como referência de tensão aplicada na cavidade esférica do isolamento da bobina para avaliação das descargas.

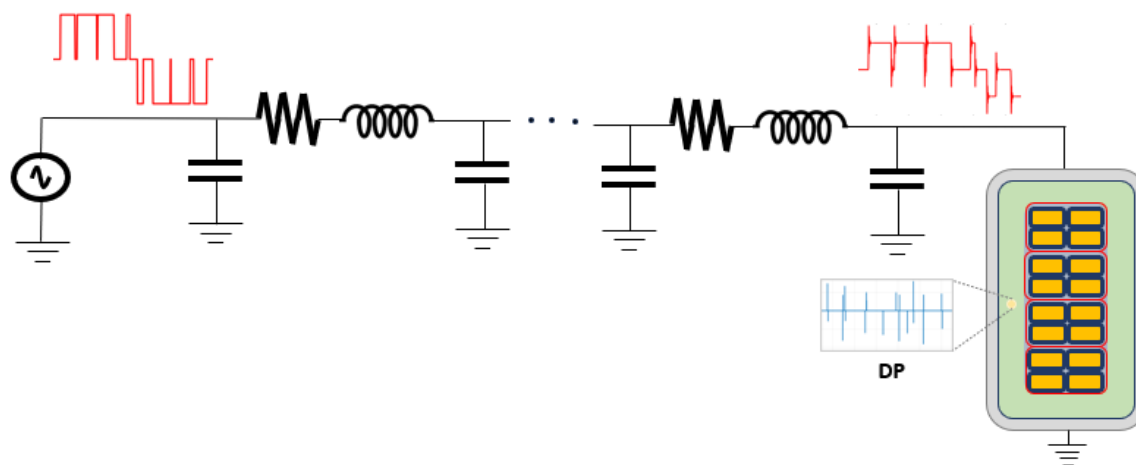


Figura 4-1: Esquema do circuito elétrico utilizado para análise das descargas parciais na bobina.

Em razão do elevado número de simulações, para garantir um trabalho conciso de forma a não poluí-lo com elevada quantidade de gráficos, mas, principalmente, de prover

o fácil entendimento do leitor nas análises, os resultados para o estudo de caso 1, 2 e 3 serão apresentados, considerando-se as premissas abaixo:

- Admite-se como referência, o caso de maior severidade registrado nas simulações. De forma prévia, mas que será apresentado ao longo deste capítulo, verifica-se que o pior caso no desenvolvimento da DP é quando se utiliza a combinação $N_{CHB} = 3L$, $f_{ch} = 10 \text{ kHz}$ e $L_{cabo} = 100 \text{ m}$;
- A partir do referido caso, dois parâmetros são mantidos constantes, ao passo que os resultados são apresentados a partir da variação do outro parâmetro de interesse, considerando-se os casos inicial e final, conforme exemplificado abaixo:
 - Objetivo: analisar o efeito da frequência de chaveamento f_{ch} no desenvolvimento da DP;
 - Registra-se os casos em que f_{ch} é alterada ao longo da simulação, mas associada à combinação $N_{CHB} = 3L + L_{cabo} = 100 \text{ m}$;
 - Apresenta-se os gráficos dos resultados para os casos extremos, inicial e final, que neste caso se aplica para $f_{chi} = 500 \text{ Hz}$ e que $f_{chf} = 10 \text{ kHz}$.

Ressalta-se, porém, que os demais resultados também serão apresentados, no entanto, através de uma outra representação gráfica com objetivo de prover uma análise mais detalhada no desenvolvimento das descargas à medida que os parâmetros são alterados.

Em relação aos casos 4 (espessura da isolamento principal) e 5 (raio da cavidade esférica), as análises de DP serão apresentadas analisando-se a variação dos referidos parâmetros, aplicando-se como referência, a configuração $N_{CHB} = 5L$, $f_{ch} = 2 \text{ kHz}$ e $L_{cabo} = 50 \text{ m}$.

4.1 Caso 1 - Efeito dos níveis de tensão do conversor

Inicialmente, tem-se por objetivo analisar as atividades de DP na cavidade esférica do isolamento da bobina, considerando os efeitos da topologia do conversor CHB (*Cascade H-Bridge*), neste caso, alterando-se a quantidade dos níveis de tensão (N_{CHB}) que, conseqüentemente, modifica-se a tensão de saída V_s . Para isso, o modelo foi simulado utilizando-se a arquitetura do conversor multinível com 3 níveis (3L), 5 níveis (5L), 7 níveis (7L), 9 níveis (9L) e 11 níveis (11L). Reitera-se que cada simulação foi executada por um período de 1 ciclo da tensão aplicada em razão do elevado tempo de processamento da simulação, sendo esta premissa aplicada a todos os demais estudos de caso.

É importante mencionar que, para fins de entendimento, define-se neste trabalho, o conceito de N_{CHB} como a quantidade de níveis entre os picos do semiciclo positivo e negativo da tensão.

A Figura 4-2 demonstra a tensão de saída V_s para cada nível N_{CHB} a uma frequência de chaveamento f_{ch} específica de 2 kHz. De forma clara, a tensão transitória terminal V_m terá a forma de onda desenvolvida pelos parâmetros de impedância do conjunto cabo + motor. Ademais, percebe-se ainda que conforme se aumenta o N_{CHB} , a forma de onda da tensão V_s assemelha-se de uma senoide.

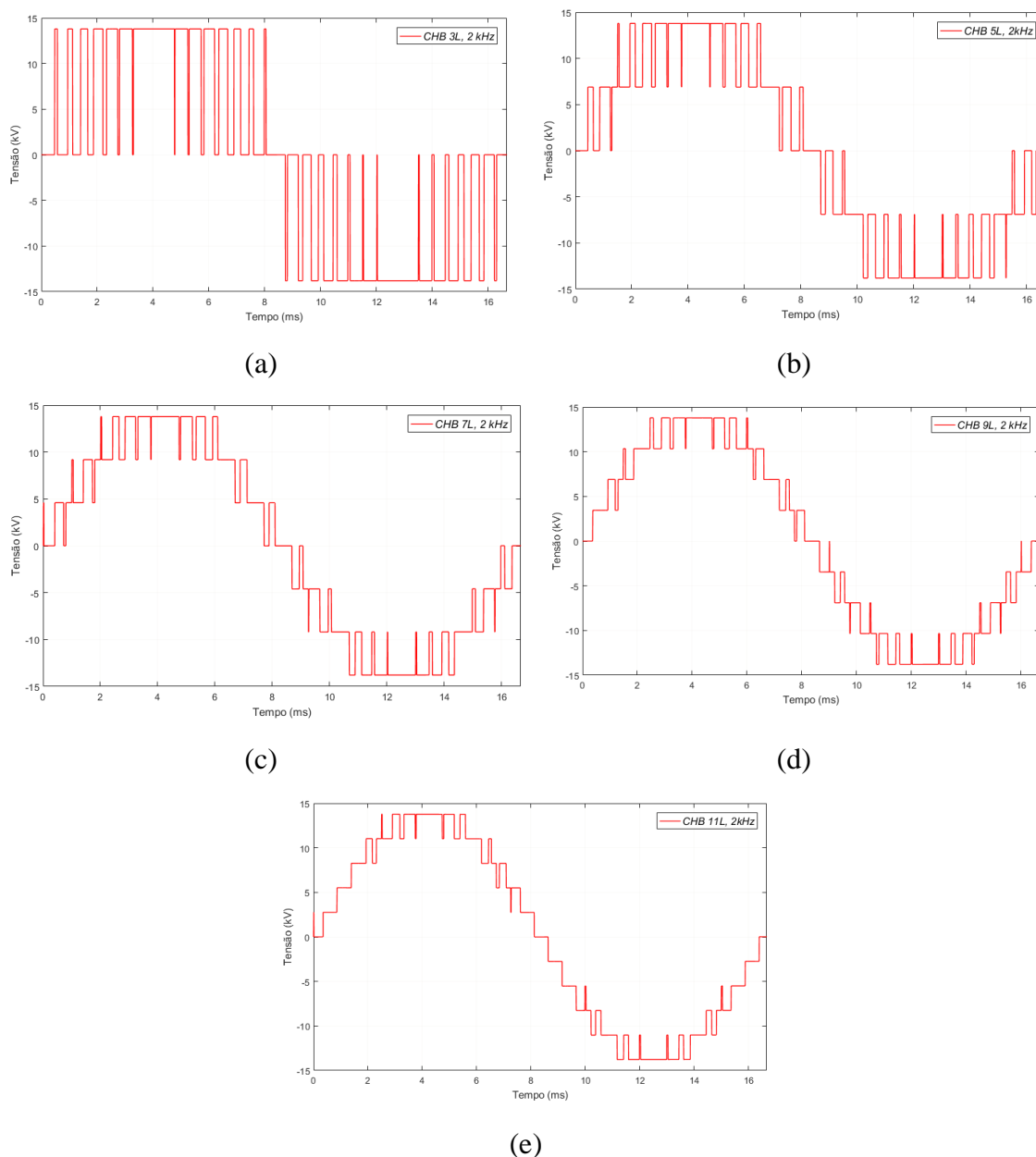


Figura 4-2: Formas de onda de tensão de saída em função do número de níveis, arquitetura CHB e frequência de chaveamento de 2 kHz: (a) 3 níveis (3L) (b) 5 níveis (5L) (c) 7 níveis (7L) (d) 9 níveis (9L) (e) 11 níveis (11L).

Os gráficos a seguir mostram os resultados das análises do desenvolvimento das DP na cavidade esférica do modelo geométrico 3D, considerando-se a influência dos níveis de tensão (N_{CHB}) da topologia CHB. Conforme citado anteriormente, serão apresentados os resultados dos extremos de cada parâmetro analisado. Portanto, os resultados abaixo decorrem apenas da alteração do parâmetro N_{CHB} para 3 e 11, aplicando-se uma frequência de chaveamento $f_{ch} = 10 \text{ kHz}$ e $L_{cabo} = 100 \text{ m}$. Na Figura 4-3, nota-se claramente que: o aumento do nível da tensão da topologia do conversor, N_{CHB} , implica na redução da magnitude da sobretensão terminal, V_m , consequência do aumento do tempo de subida, t_r , e por conseguinte, da redução do *spike* de tensão (dV/dt) que ocasiona o estresse de tensão na bobina; além disso, verifica-se que para $N_{CHB} = 11$, a forma de onda da tensão V_m tende a aproximar-se a da tensão senoidal em 60 Hz, inferindo-se que à medida que N_{CHB} aumenta, mais fidedigna será a forma de onda de V_m da tensão da saída do conversor, V_s , e este propondo-se à ser mais próximo de uma senoide, conforme demonstrado, inclusive, na Figura 4-2(e).

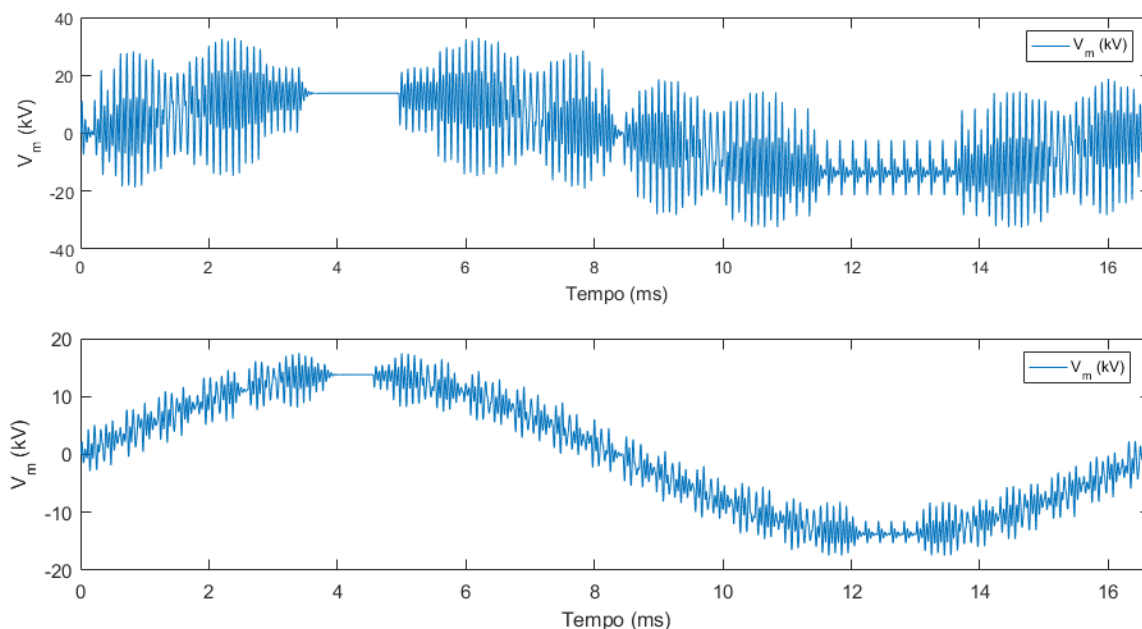


Figura 4-3: Formas de onda da tensão de saída do conversor (V_s) e as tensões terminais (V_m) na bobina de média tensão, topologia $L_{cabo} = 100 \text{ m}$, $f_{ch} = 10 \text{ kHz}$ e $N_{CHB} = 3$ e 11.

As atividades de DP na cavidade esférica são ilustradas nas Figura 4-4 e Figura 4-5 para 1 ciclo (16.67 ms) da tensão aplicada, onde se apresentam os comportamentos dinâmicos dos campos elétricos $E_{cav}(t)$ e $f_c E_0(t)$ e da carga aparente $q_{ap}(t)$, para N_{CHB} igual a 3 e 11, respectivamente. Observa-se que as incidências das descargas, representadas pela carga $q_{ap}(t)$ na cavidade, ocorrem majoritariamente, no instante de tempo em que

ocorre a variação local da inclinação do campo elétrico, dE_{cav}/dt , esta causada pelo dV/dt originário da forma de onda da tensão terminal V_m .

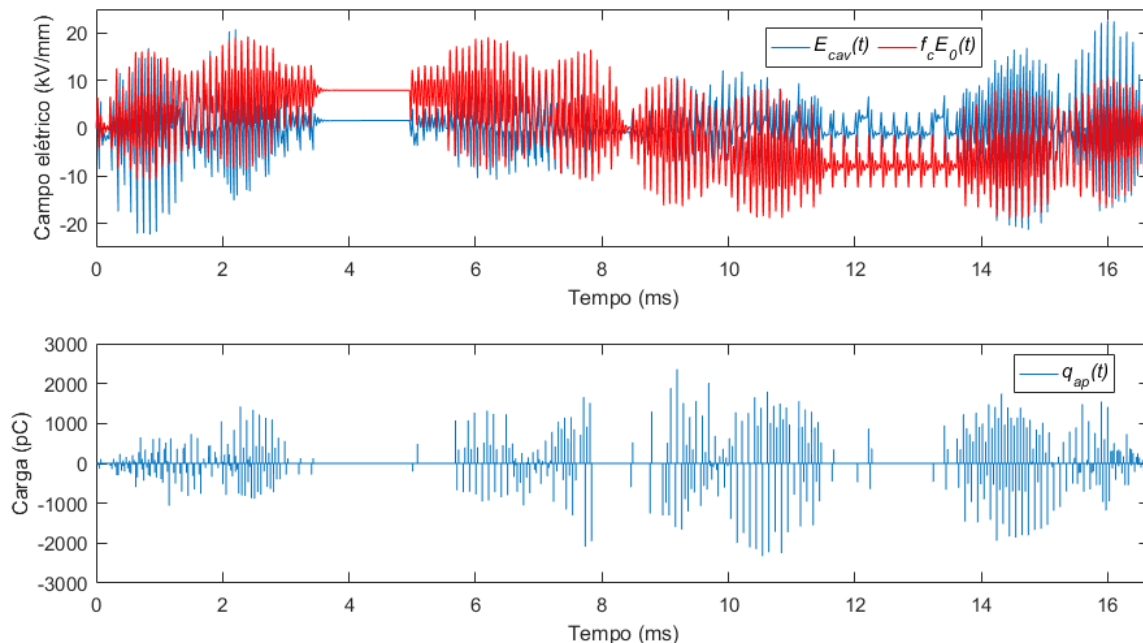


Figura 4-4: Comportamento dinâmico dos campos elétricos e carga aparente de DP na cavidade esférica, com tensão aplicada por um conversor CHB 3L, $L_{cabo} = 100$ m, $f_{ch} = 10$ kHz.

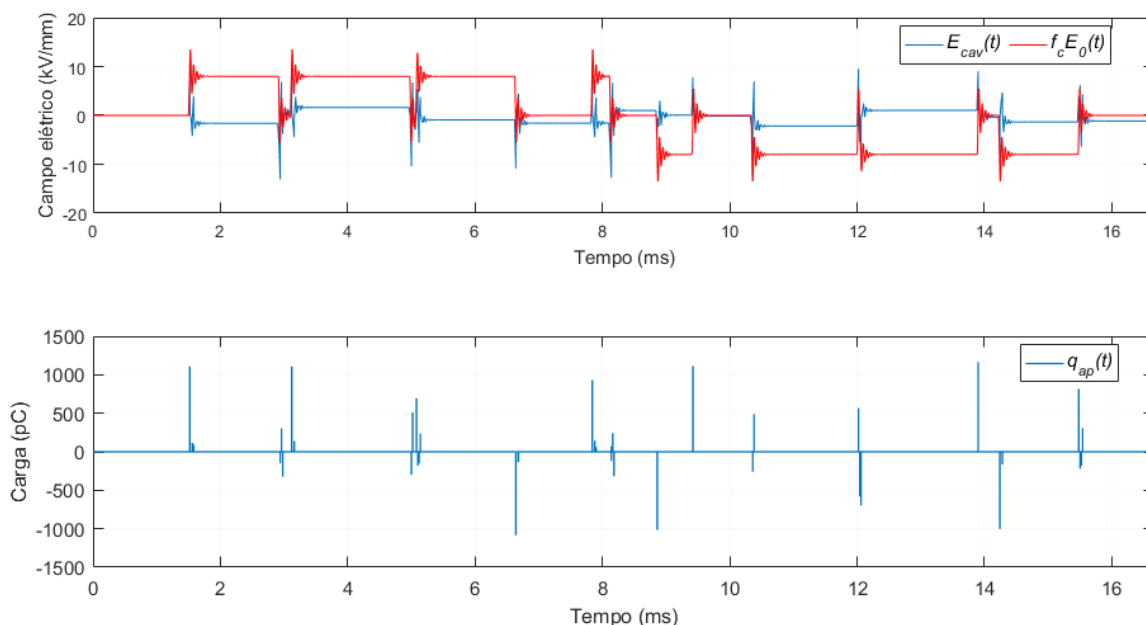


Figura 4-5: Comportamento dinâmico dos campos elétricos e carga aparente de DP na cavidade esférica, com tensão aplicada por um conversor CHB 11L, $L_{cabo} = 100$ m, $f_{ch} = 10$ kHz.

Na Tabela 4-1 são apresentados os parâmetros gerais dos resultados obtidos na simulação para 1 ciclo da tensão. Neste evidencia-se que o emprego de uma topologia de conversor que requer menor nível de tensão N_{CHB} pode provocar a elevação dos números

de descargas (N_{DP}) e das magnitudes das cargas de DP, representadas pelos parâmetros $Q_{aptotal}$, Q_{apmed} e Q_{apmax} . Sendo assim, o projeto do conversor de frequência deve se ater não somente ao atendimento dos requisitos técnicos, mas à observância de análises que visam analisar o impacto de um determinado parâmetro, neste caso o N_{CHB} pode causar ao isolamento da máquina elétrica.

Tabela 4-1: Resultados do caso 1: $L_{cabo} = 100$ m, $f_{ch} = 10$ kHz (constante).

Descrição	Parâmetro	Valor		Unidade
		CHB 3L	CHB 11L	
Número médio de DPs por ciclo	N_{DP}	380	8	-
Carga aparente total média por ciclo	$Q_{aptotal}$	269130	723,58	pC
Carga aparente média por DP	Q_{apmed}	708,23	90,447	pC
Intensidade da carga aparente máxima	Q_{apmax}	2360,6	213,23	pC
Intensidade da carga aparente mínima	Q_{apmin}	2,926	2,7891	pC

4.1.1 Análise de tendência da atividade de DP

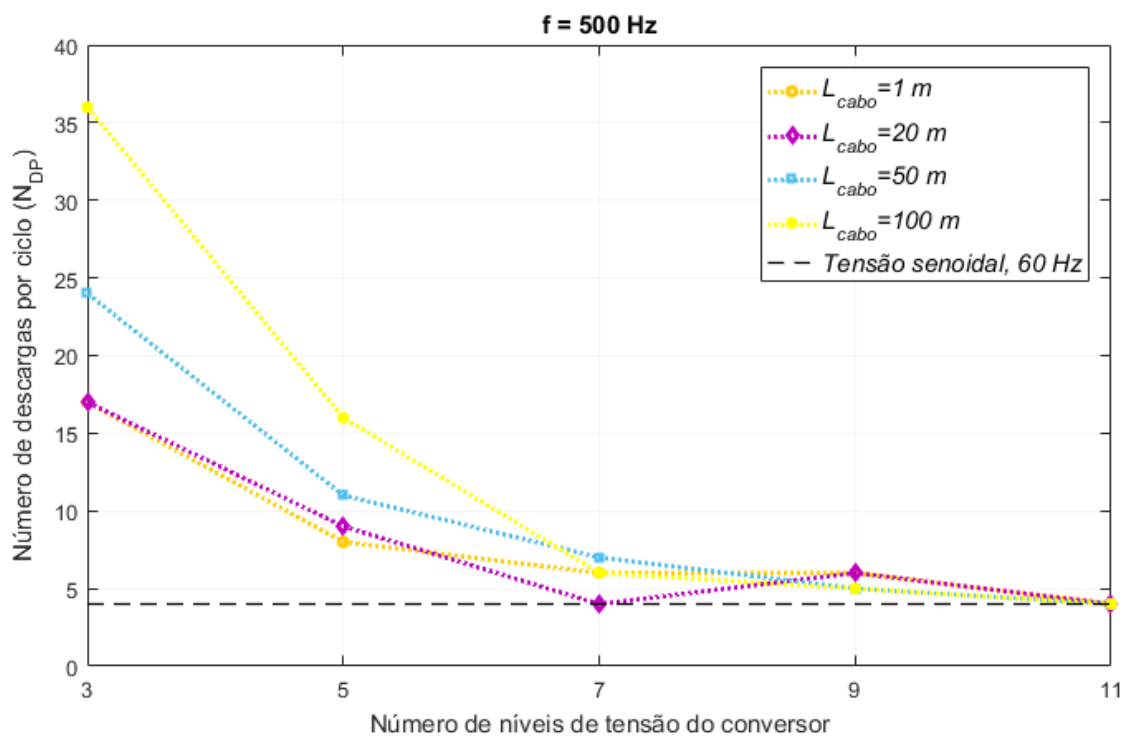
Os resultados apresentados a seguir têm como principal objetivo, propiciar um melhor entendimento quanto à análise de sensibilidade no desenvolvimento das descargas parciais à medida que um determinado parâmetro é alterado. Em razão de os gráficos serem bidimensionais, mas que os parâmetros variáveis das simulações realizadas ao longo deste trabalho são 3 – N_{CHB} , f_{ch} e L_{cabo} – considerou-se como premissa apresentar os resultados conforme N_{CHB} é modificado considerando-se como constante, as frequências de chaveamento f_{ch} iguais a 500 Hz e 10 kHz, estes sendo os extremos inicial e final de simulação do referido parâmetro.

Primeiramente, verifica-se entre as Figura 4-6 e Figura 4-9 que existe uma tendência de redução dos registros de descargas pro ciclo (N_{DP}) e das magnitudes das cargas de DP, representadas pelas variáveis $Q_{aptotal}$, Q_{apmed} e Q_{apmax} conforme se aumenta o número de níveis da tensão do conversor N_{CHB} . Observa-se ainda que os resultados tendem a convergir para os resultados do caso base - tensão puramente senoidal em 60 Hz – ao passo que N_{CHB} aumenta. Nota-se também que os valores de N_{DP} são elevados à proporção que se aumenta o comprimento do cabo L_{cabo} , seja qual for a frequência de chaveamento. No entanto, tal perfil de tendência não é acompanhado nos resultados de $Q_{aptotal}$, Q_{apmed} e Q_{apmax} , cujos maiores valores são conferidos para menores valores de L_{cabo} , em especial, 1 m e 20 m. Tal percepção permite concluir que os maiores valores de carga de DP

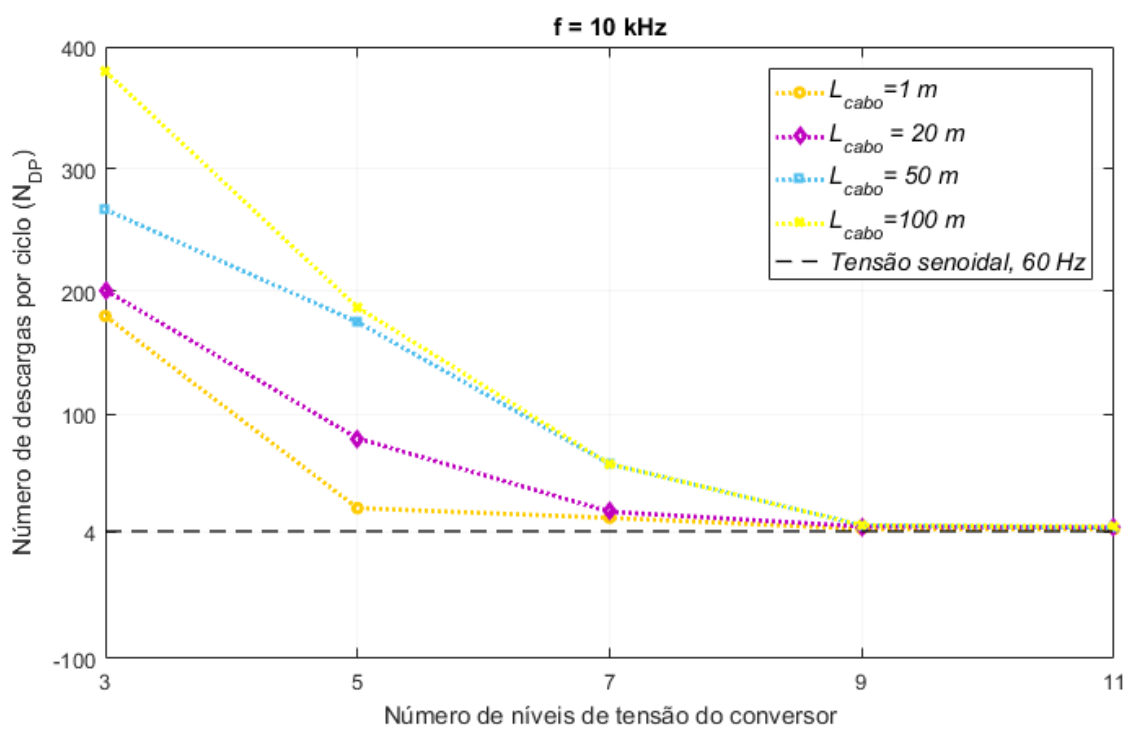
acontecem, predominantemente, quando se emprega menores valores do comprimento do cabo, pois $Q_{aptotal}$ é dado pela razão entre o somatório das magnitudes das DP registradas no tempo de simulação e o número de ciclos da tensão aplicada (1 ciclo). A análise também pode ser confirmada pelos resultados de Q_{apmax} que é maior para menores valores de L_{cabo} .

Já em relação aos valores de Q_{apmin} (Figura 4-10), verifica-se uma certa região de estabilidade dos valores de carga mínima de DP com base no aumento de N_{CHB} com os valores se concentrado em até 50 pC, mas todos os registros inferiores ao resultado do caso base (95 pC).

Por fim, é notável a discrepância do valor de N_{DP} quando se compara os resultados para gráficos com f_{ch} igual 500 Hz ou 10 kHz, inferindo-se que existe uma relação de aumento do número de descargas na cavidade do isolamento para maiores frequências de chaveamento.



(a)



(b)

Figura 4-6: Gráfico de tendência do parâmetro do número de descargas de DP (N_{DP}) considerando a influência dos números de níveis de tensão do conversor N_{CHB} para: (a) $f_{ch} = 500\text{ Hz}$ e (b) $f_{ch} = 10\text{ kHz}$.

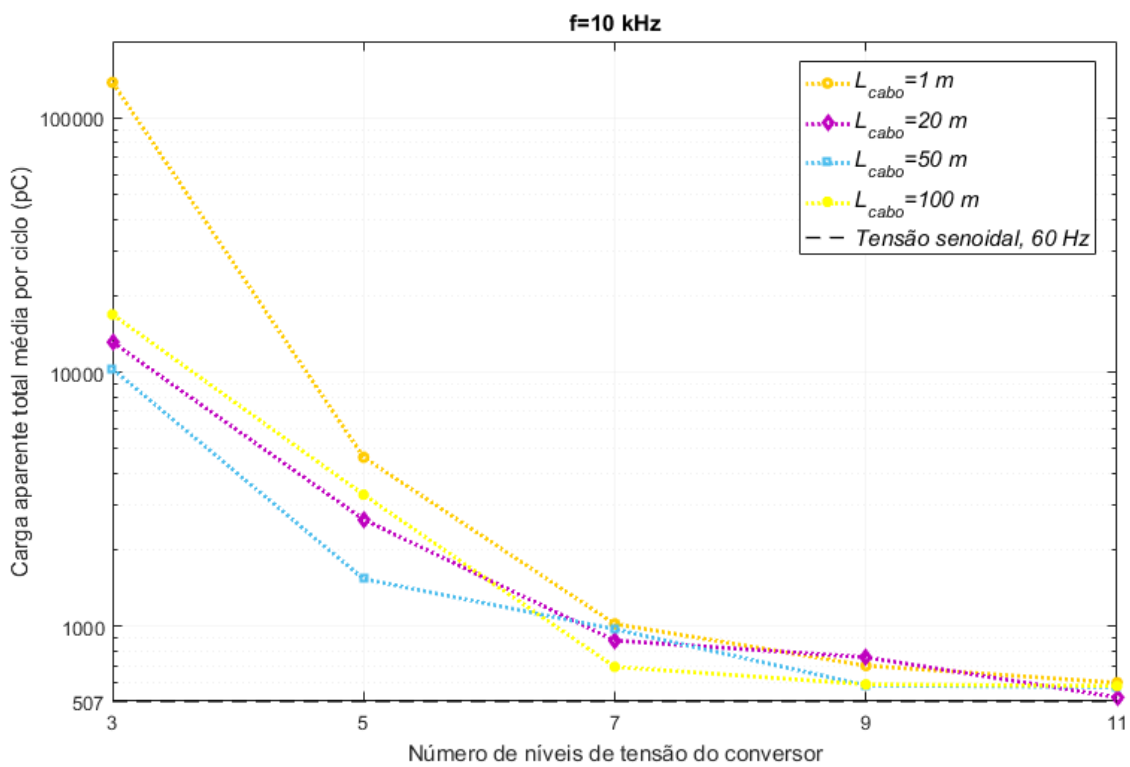
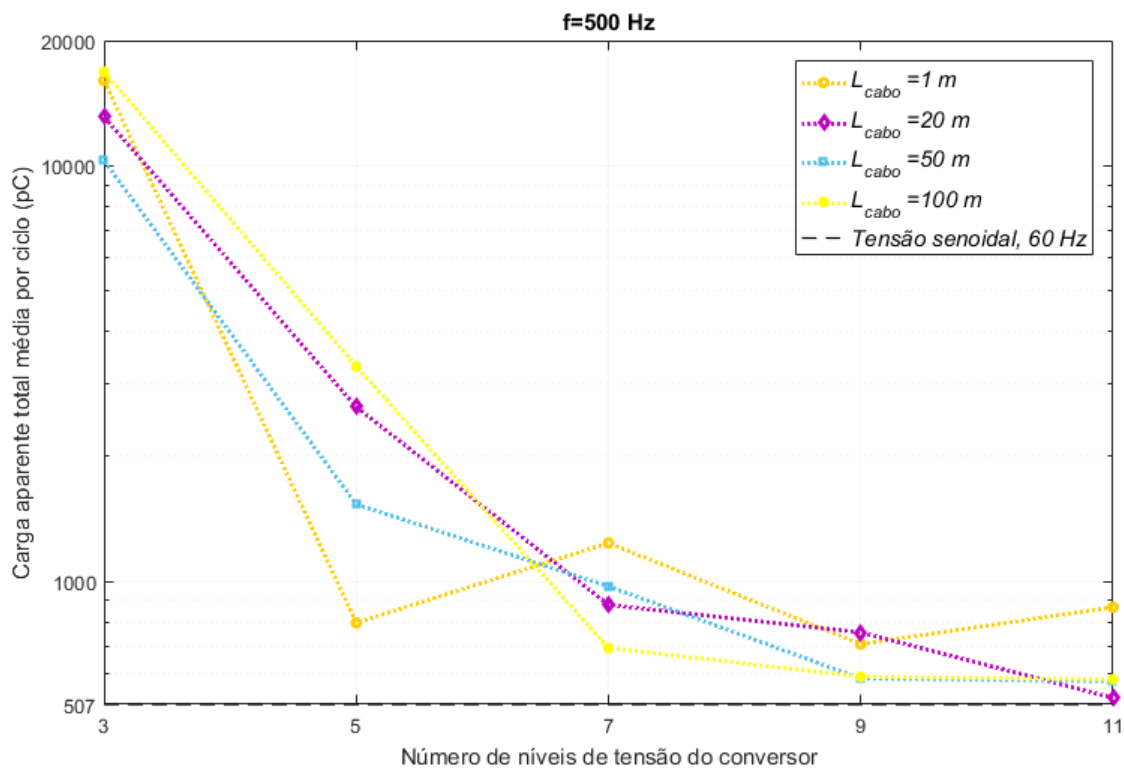
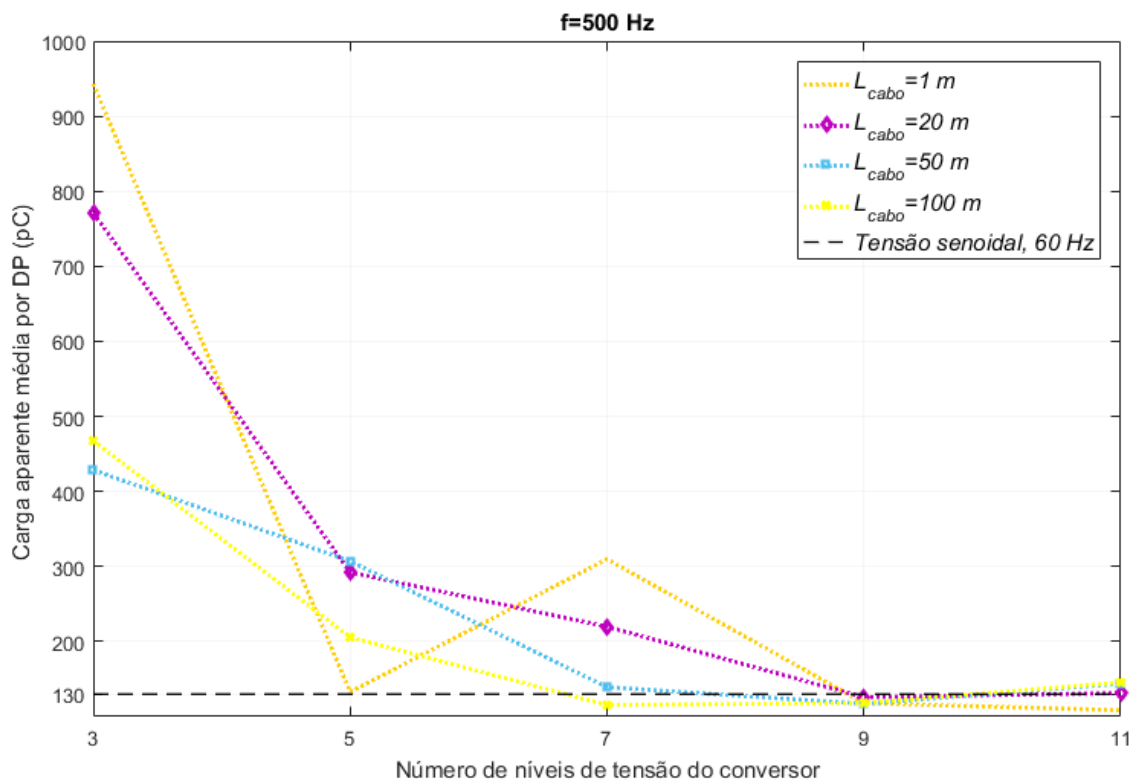
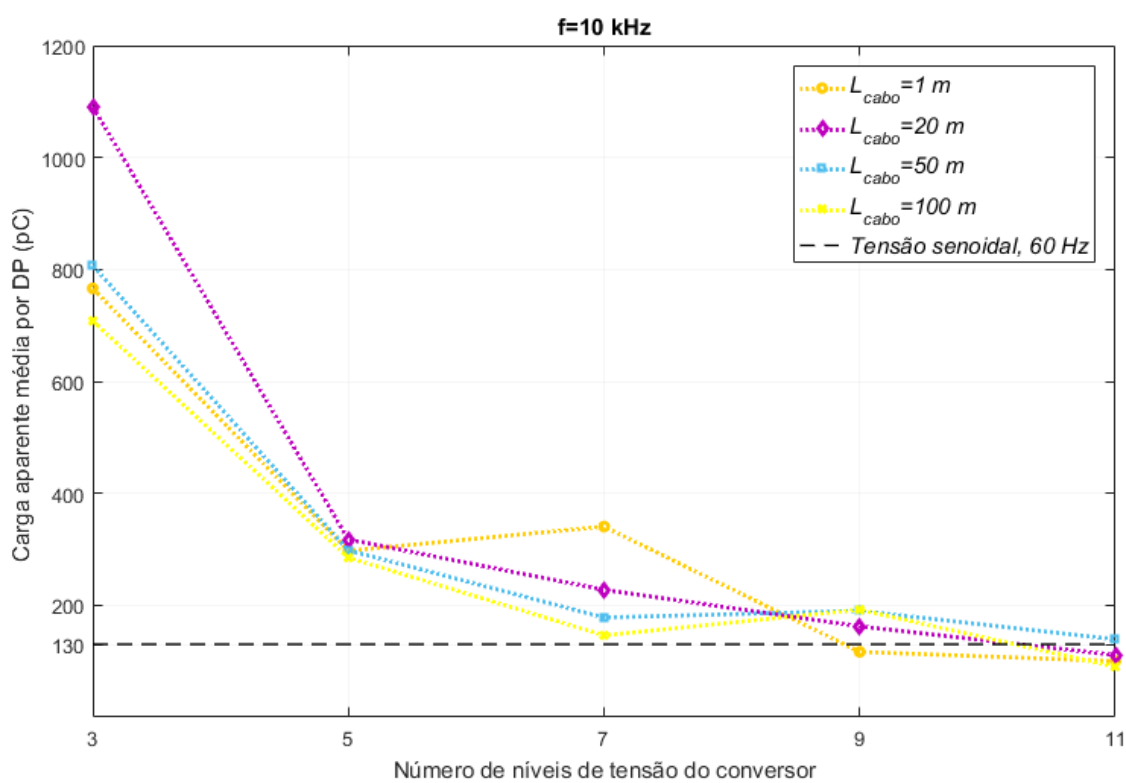


Figura 4-7: Gráfico de tendência da carga aparente total ($Q_{aptotal}$) considerando a influência dos números de níveis de tensão do conversor N_{CHB} para: (a) $f_{ch} = 500\text{ Hz}$ e (b) $f_{ch} = 10\text{ kHz}$.

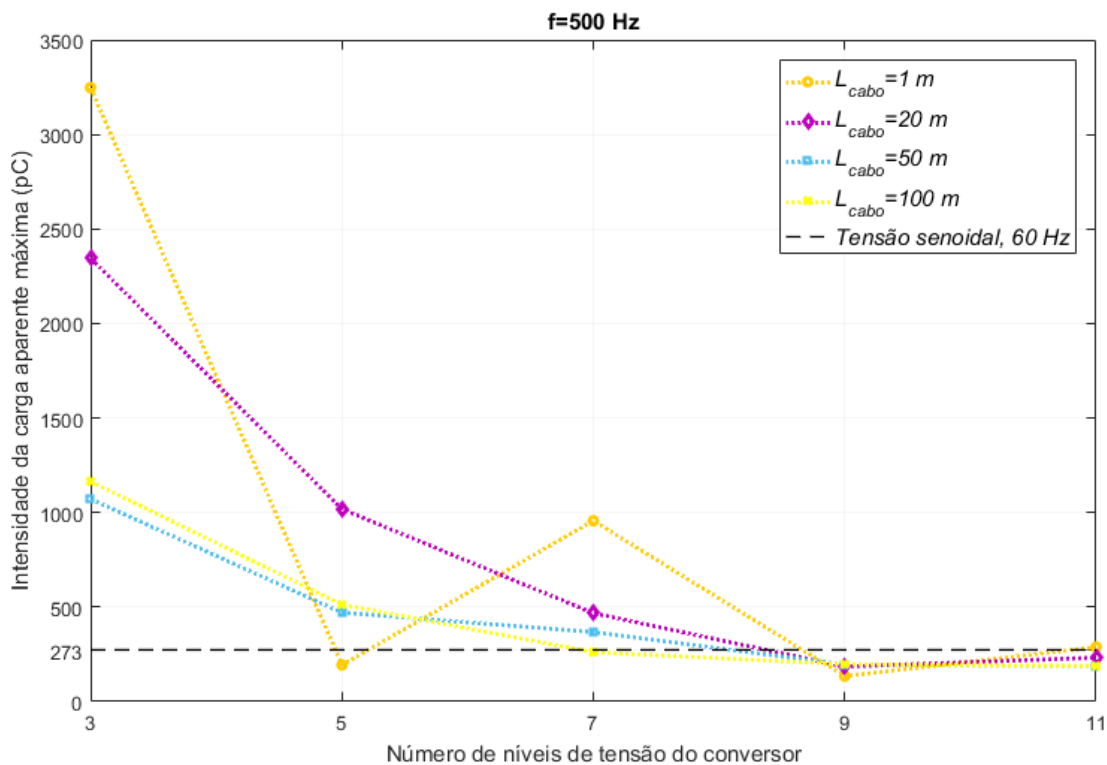


(a)

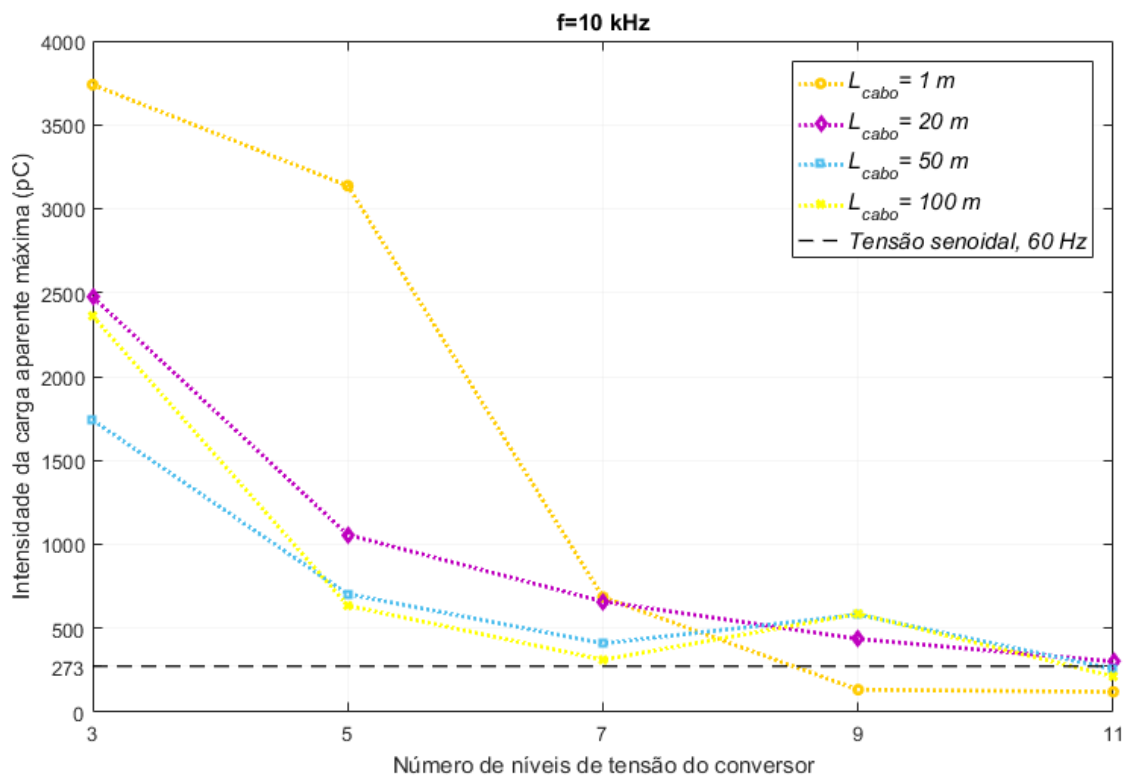


(b)

Figura 4-8: Gráfico de tendência da carga aparente média (Q_{apmed}) considerando a influência dos números de níveis de tensão do conversor N_{CHB} para: (a) $f_{ch} = 500\text{ Hz}$ e (b) $f_{ch} = 10\text{ kHz}$.

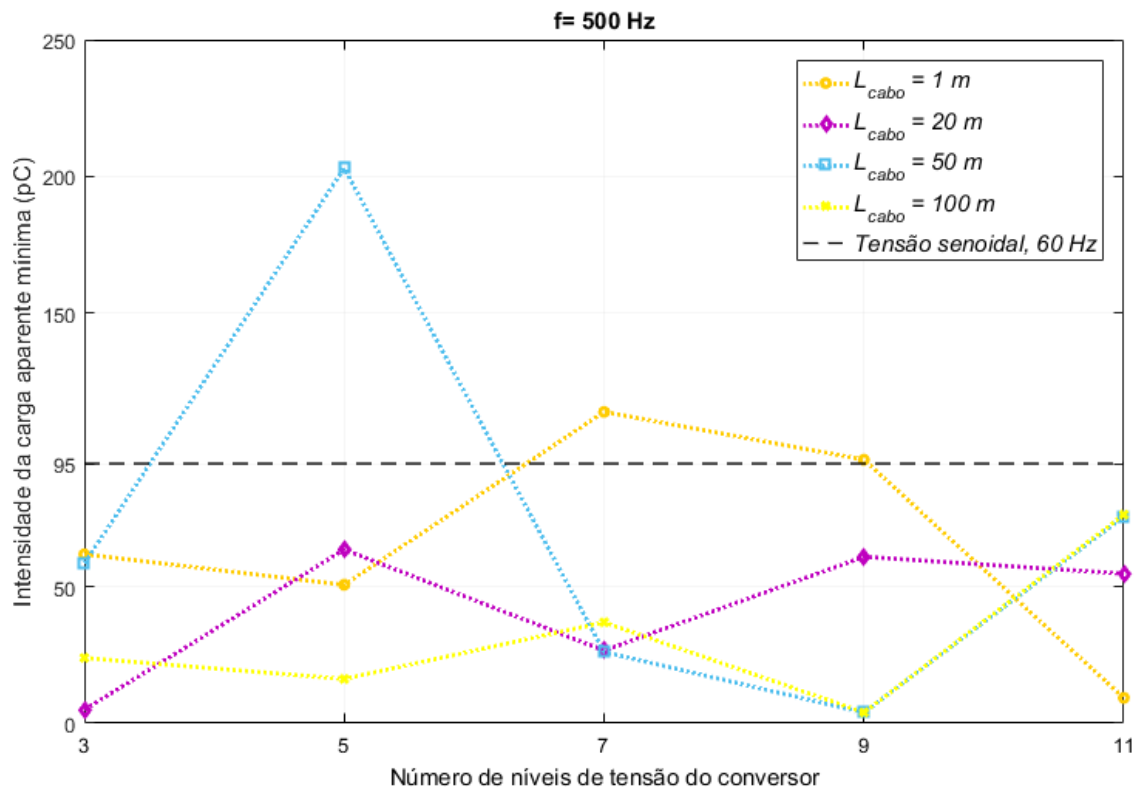


(a)

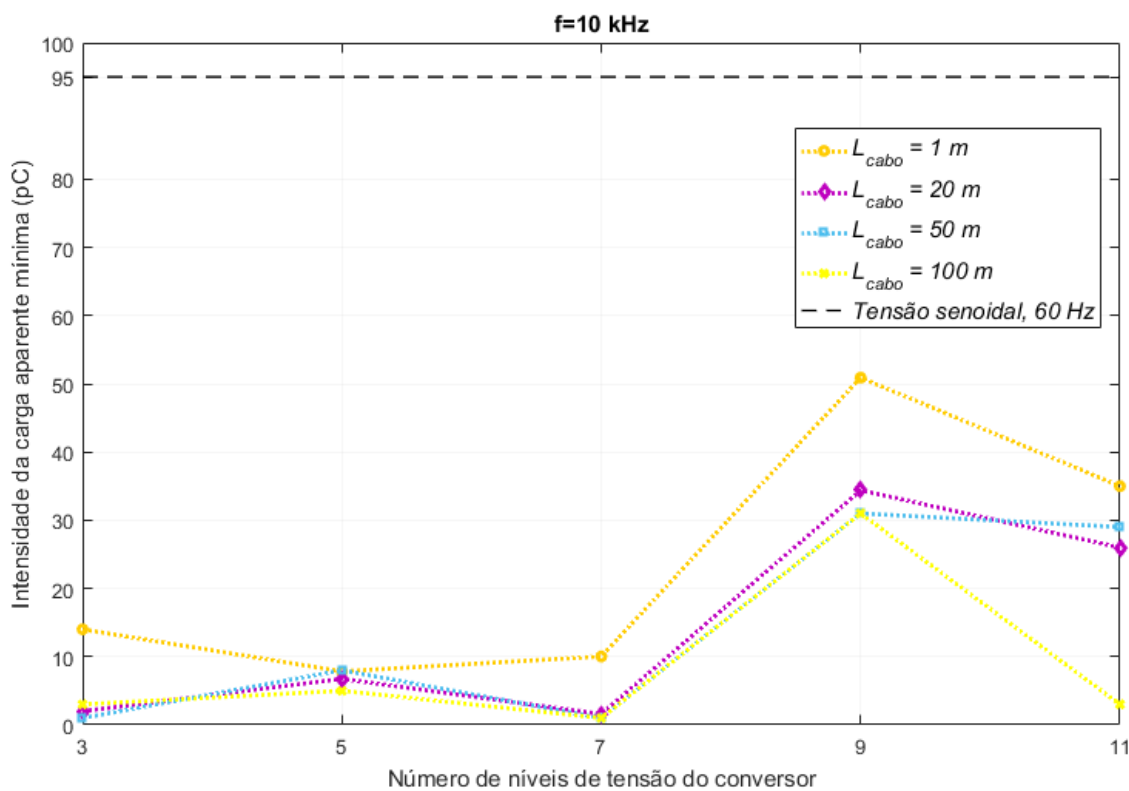


(b)

Figura 4-9: Gráfico de tendência da carga aparente máxima (Q_{apmax}) considerando a influência dos números de níveis de tensão do conversor N_{CHB} para: (a) $f_{ch} = 500\text{ Hz}$ e (b) $f_{ch} = 10\text{ kHz}$.



(a)



(b)

Figura 4-10: Gráfico de tendência da carga aparente mínima (Q_{apmin}) considerando a influência dos números de níveis de tensão do conversor N_{CHB} para: (a) $f_{ch} = 500$ Hz e (b) $f_{ch} = 10$ kHz.

4.2 Caso 2 - Efeito da frequência de chaveamento

Para este caso, tem-se o intuito de analisar as atividades de DP admitindo-se a influência da frequência de chaveamento, f_{ch} , das chaves semicondutoras da topologia do conversor CHB (*Cascade H-Bridge*), e conseqüentemente, na tensão transitória terminal aplicada à bobina do isolamento. Neste sentido, são realizadas simulações para as frequências f_{ch} de 500 Hz, 1 kHz, 2 kHz, 5 kHz e 10 kHz.

A Figura 4-11 mostra as formas de onda dos sinais de referência de tensão e das ondas portadoras, utilizando a técnica PWM, para f_{ch} de 500 Hz e 1 kHz. Conforme descrito no capítulo anterior, utilizou-se a técnica de modulação PD-PWM, que possui como principal característica, as ondas portadoras em fase uma em relação às outras, diferenciando-se somente os valores médios de cada portadora.

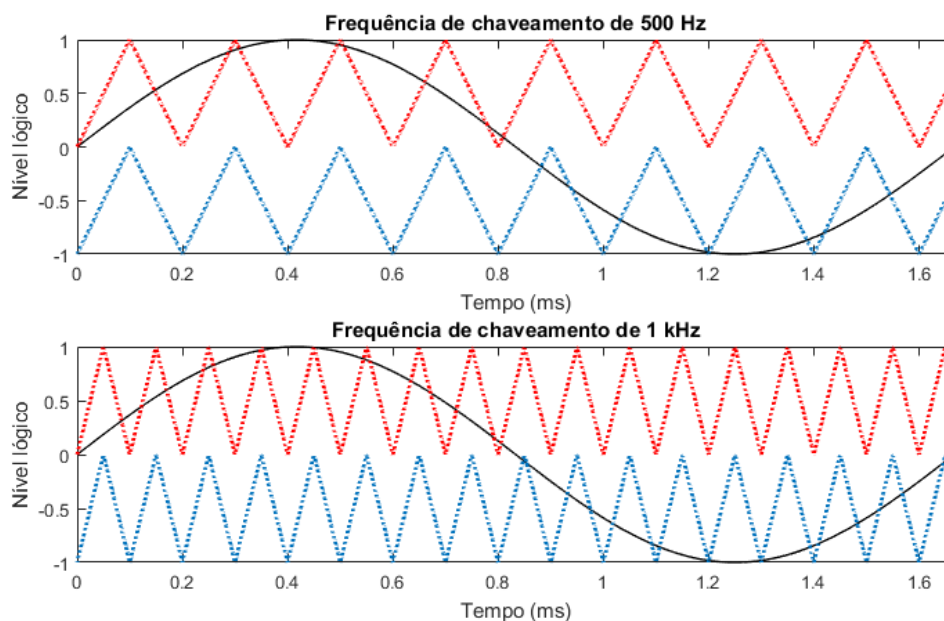


Figura 4-11: Forma de onda do sinal de referência de tensão e das ondas portadoras para as frequências de chaveamento em 500 Hz e 1 kHz (*zoom*).

Na Figura 4-12 são observadas as diferentes formas de onda de tensão de saída V_s do conversor CHB originadas para cada frequência de chaveamento f_{ch} , admitindo-se no exemplo, uma topologia com N_{CHB} igual a 5. Quanto ao impacto da frequência de chaveamento f_{ch} na tensão de saída do conversor, V_s , segundo [66] e ainda que não seja foco desta dissertação, ressalta-se que as perdas no conversor e da máquina elétrica diminuem conforme se aumenta f_{ch} , devendo haver uma relação de compromisso na escolha do parâmetro no projeto do conversor, pois este impacta diretamente na degradação do isolamento da máquina, em especial, na camada semicondutiva (*stress grading*), dado

que para maiores frequências, compromete-se a característica de resistividade não-linear do material que compõe a camada, tendo como consequência, maior aquecimento, ruptura do dielétrico e falha precoce do equipamento [47].

De forma análoga ao apresentado no item 4.1, são apresentados os resultados das análises da DP na cavidade esférica, considerando-se, neste caso, a influência do parâmetro f_{ch} . As simulações foram conduzidas para 1 ciclo da tensão, alterando-se o parâmetro f_{ch} para 500 Hz e 10 kHz, aplicando-se a tensão V_s de 13,8 kV, topologia CHB com $N_{CHB} = 3$ e $L_{cabo} = 100$ m. Reitera-se que a escolha da configuração dos parâmetros constantes (aqui, N_{CHB} e L_{cabo}) do sistema elétrico é a que representou nas simulações, a condição de maior severidade da DP na cavidade esférica.

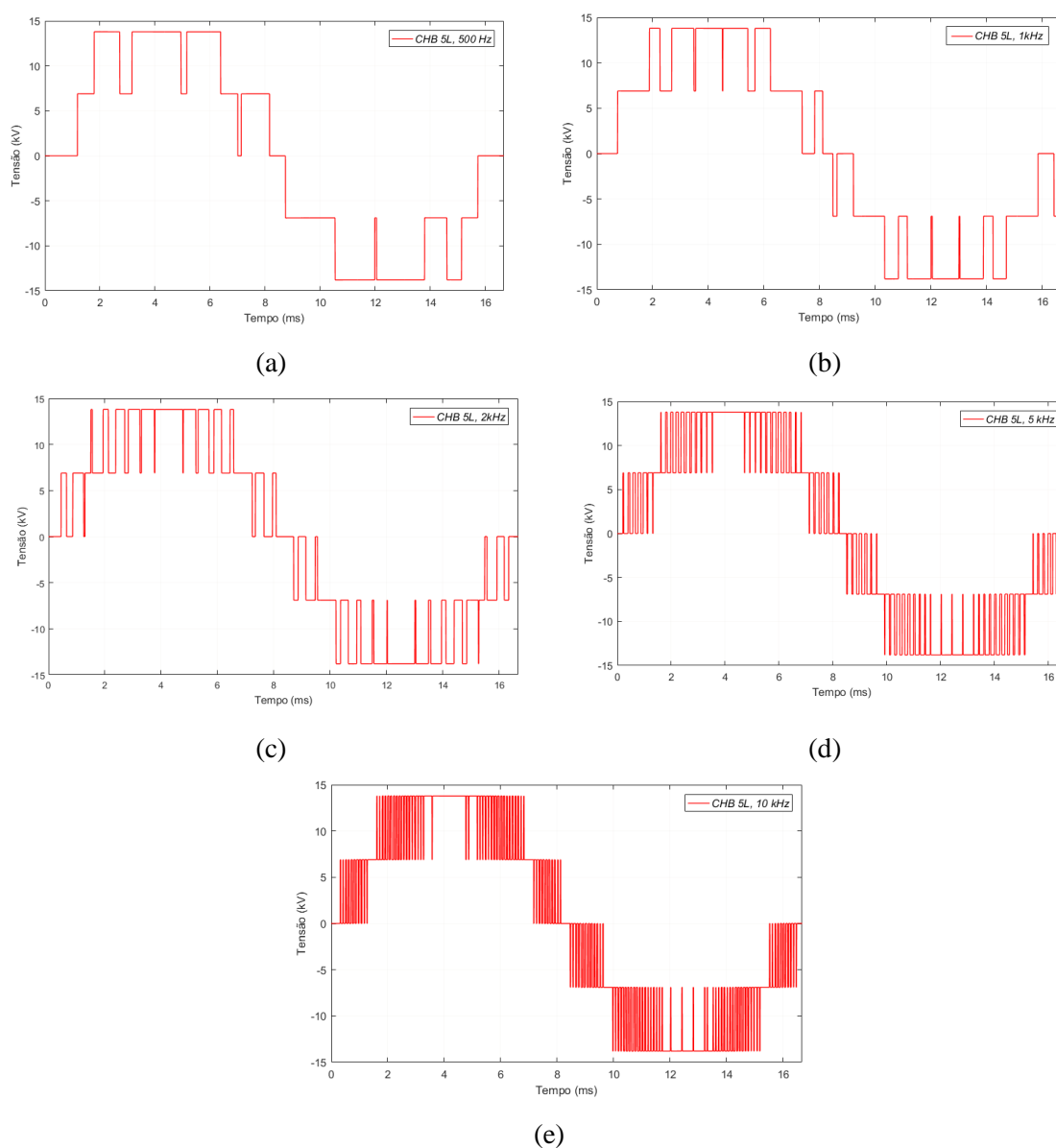


Figura 4-12: Formas de onda de tensão de saída em função da frequência de chaveamento, arquitetura CHB 5L: (a) 500 Hz (b) 1 kHz (5L) (c) 2 kHz (d) 5 kHz (e) 10 kHz.

Na Figura 4-13, observa-se que o valor de pico da tensão V_m para f_{ch} igual a 10 kHz é de 32,96 kV e superior ao máximo da tensão V_m para f_{ch} igual a 500 Hz, de 23,36 kV. Além disso, como era esperado, verifica-se que na f_{ch} de 10 kHz, um aumento significativo do dV/dt ao longo da tensão aplicada decorrente da frequência de chaveamento das chaves semicondutoras do conversor. E caso estes sejam superiores a E_{rup} , existe a probabilidade de ocorrência da DP.

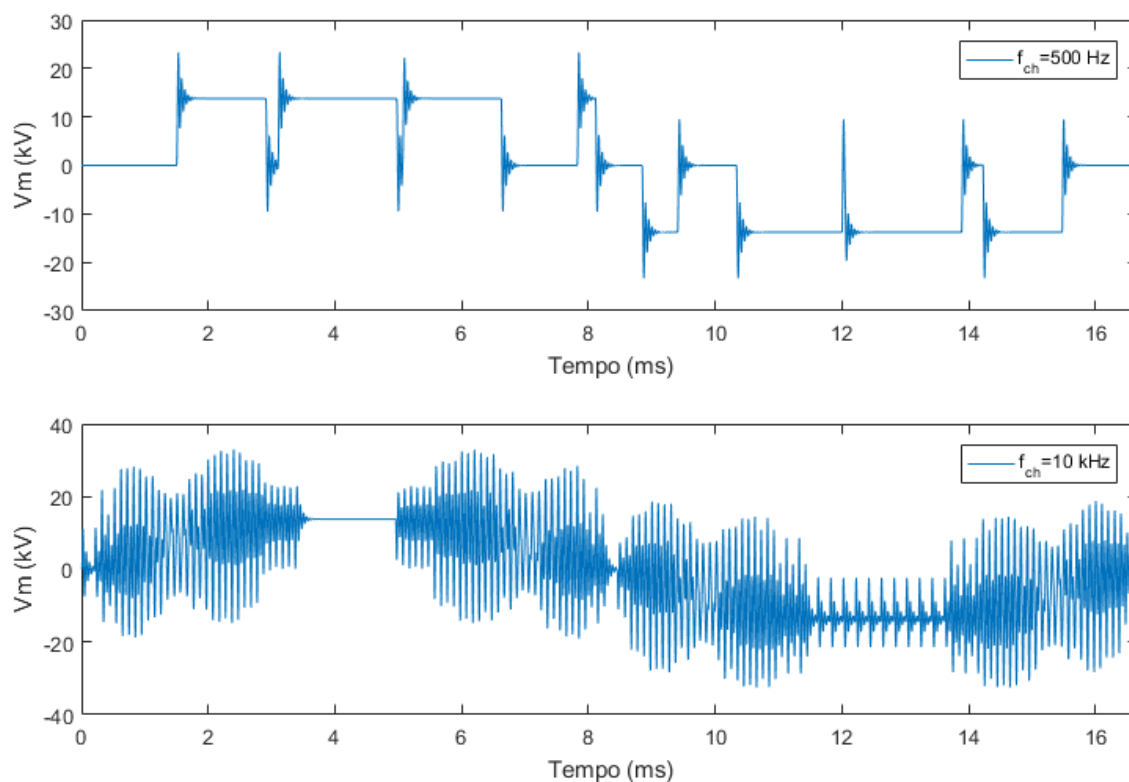


Figura 4-13: Formas de onda da tensão terminal (V_m) na bobina de média tensão, topologia CHB 3L e L_{cabo} 100 m, $f_{ch} = 500$ Hz e 10 kHz.

As atividade de DP na cavidade esférica são ilustradas nas Figura 4-14 e Figura 4-15 para 1 ciclo (16.67 ms) da tensão aplicada, onde se apresentam os comportamentos dinâmicos dos campos elétricos $E_{cav}(t)$ e $f_c E_0(t)$ e da carga aparente $q_{ap}(t)$, para f_{ch} igual a 500 Hz e 10 kHz, respectivamente. Observa-se que à medida que se aumenta f_{ch} , eleva-se o número de DP na cavidade esférica, representadas pela carga $q_{ap}(t)$ na cavidade, oriundo das elevadas sobretensões desenvolvidas pela frequência de chaveamento.

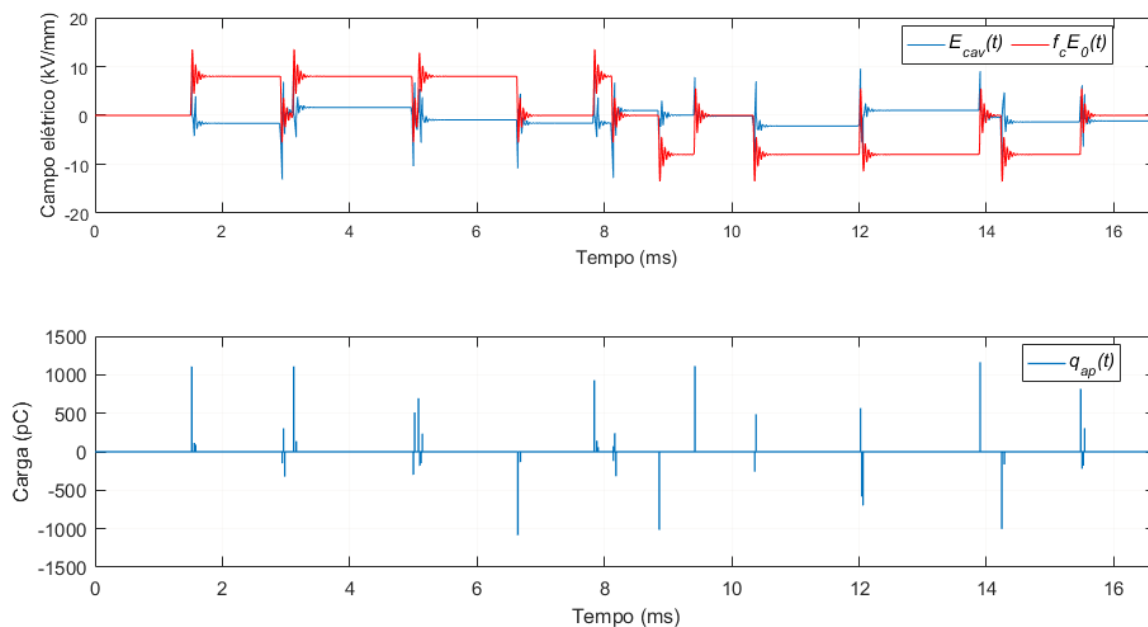


Figura 4-14: Comportamento dinâmico dos campos elétricos e carga aparente de DP na cavidade esférica, com tensão aplicada por um conversor CHB 3L, L_{cabo} 100 m e $f_{ch} = 500$ Hz.

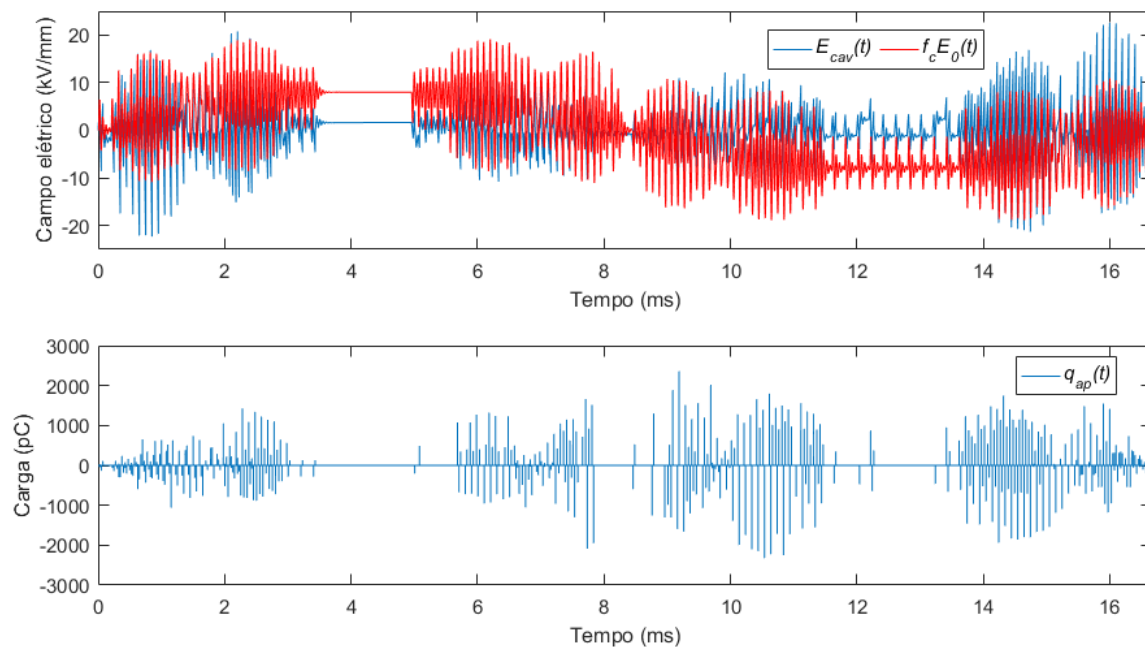


Figura 4-15: Comportamento dinâmico dos campos elétricos e carga aparente de DP na cavidade esférica, com tensão aplicada por um conversor CHB 3L, L_{cabo} 100 m e $f_{ch} = 10$ kHz.

Na Tabela 4-2 são apresentados resultados obtidos nas simulações para 1 ciclo da tensão, evidenciado uma elevação abrupta dos números de descargas (N_{DP}) e da magnitude da carga aparente total de DP, representada pelo parâmetro $Q_{aptotal}$, quando se aumenta a frequência de chaveamento do conversor f_{ch} . Comportamento análogo, mas não proeminente é verificado nas magnitudes das cargas aparentes média (Q_{apmed}) e máxima (Q_{apmax}) à medida que se eleva f_{ch} .

Tabela 4-2: Resultados do caso 2: $N_{CHB} = 3$, $L_{cabo} = 100$ m (constante).

Descrição	Parâmetro	Valor		Unidade
		$f_{ch}=500$ Hz	$f_{ch}=10$ kHz	
Número médio de DPs por ciclo	N_{DP}	36	380	-
Carga aparente total média por ciclo	$Q_{aptotal}$	16835	269130	pC
Carga aparente média por DP	Q_{apmed}	467,63	708,23	pC
Intensidade da carga aparente máxima	Q_{apmax}	1165	2360,6	pC
Intensidade da carga aparente mínima	$Q_{apmín}$	23,906	2,926	pC

4.2.1 Análise de tendência da atividade de DP

De maneira análoga ao apresentado no item 4.1.1, os resultados seguintes têm a finalidade de analisar a tendência do desenvolvimento das descargas parciais à medida que um determinado parâmetro é alterado, neste caso, a frequência de chaveamento, f_{ch} . Novamente, em razão de os gráficos serem dimensionais (ao passo que os parâmetros variáveis das simulações são 3), considerou-se como premissa, apresentar os resultados conforme f_{ch} é modificado, e adotando como constante, o comprimento do cabo L_{cabo} igual a 1 m e 100 m, estes sendo os extremos inicial e final de simulação do referido parâmetro.

Observa-se claramente entre as Figuras 4-16 e Figura 4-19 que existe uma tendência de aumento do número descargas pro ciclo (N_{DP}) e das magnitudes das cargas de DP, representadas pelas variáveis $Q_{aptotal}$, Q_{apmed} e Q_{apmax} conforme se aumenta a frequência de chaveamento do conversor f_{ch} , embora que para os resultados de Q_{apmed} e Q_{apmax} , a propensão de aumento seja mais suavizada com direção à estabilidade. Identifica-se ainda que os valores de N_{DP} e das cargas aparentes de DP são tão maiores quanto menor é o nível de tensão da topologia do conversor N_{CHB} , confirmado, inclusive, nos resultados do item 4.1.1. Uma constatação relevante à análise é que por mais que se aumente a frequência f_{ch} , para os casos de N_{CHB} iguais a 9 e 11, os resultados seja de N_{DP} ou das cargas aparentes de DP, $Q_{aptotal}$, Q_{apmed} e Q_{apmax} , são praticamente constantes; e no caso das variáveis Q_{apmed} e Q_{apmax} , os resultados são inferiores ao do caso base – tensão puramente senoidal, 60 Hz. Portanto, infere-se que um projeto robusto visando mitigar a deterioração do isolamento da máquina pela ocorrência das DP deve privilegiar, preferencialmente, uma topologia com maior N_{CHB} , mas quando o parâmetro f_{ch} não é um limitante à especificação do projeto do conversor.

Ainda que os resultados tendem a convergir para os resultados do caso base - tensão puramente senoidal em 60 Hz – ao passo que N_{CHB} aumenta. Nota-se também que os valores de N_{DP} são elevados à proporção que se aumenta o comprimento do cabo L_{cabo} , seja qual for a frequência de chaveamento. No entanto, tal perfil de tendência não é acompanhado nos resultados de $Q_{aptotal}$, Q_{apmed} e Q_{apmax} , cujos maiores valores são conferidos para menores valores de L_{cabo} , em especial, 1 m e 20 m.

Adicionalmente, verifica-se que os valores dos parâmetros de N_{DP} e das magnitudes das cargas aparentes de DP, seja nos gráficos em que L_{cabo} é igual a 1 ou 100 m, estão enquadrados na mesma ordem de grandeza, conforme f_{ch} aumenta, não se constatando, portanto, uma predominância dos resultados. E no que tange aos valores mínimos da carga de DP (Q_{apmin}) – Figura 4-20 - registra-se uma tendência dos valores ao passo que se eleva a frequência de chaveamento e, ainda, todos os valores inferiores aos resultados do caso base (95 pC).

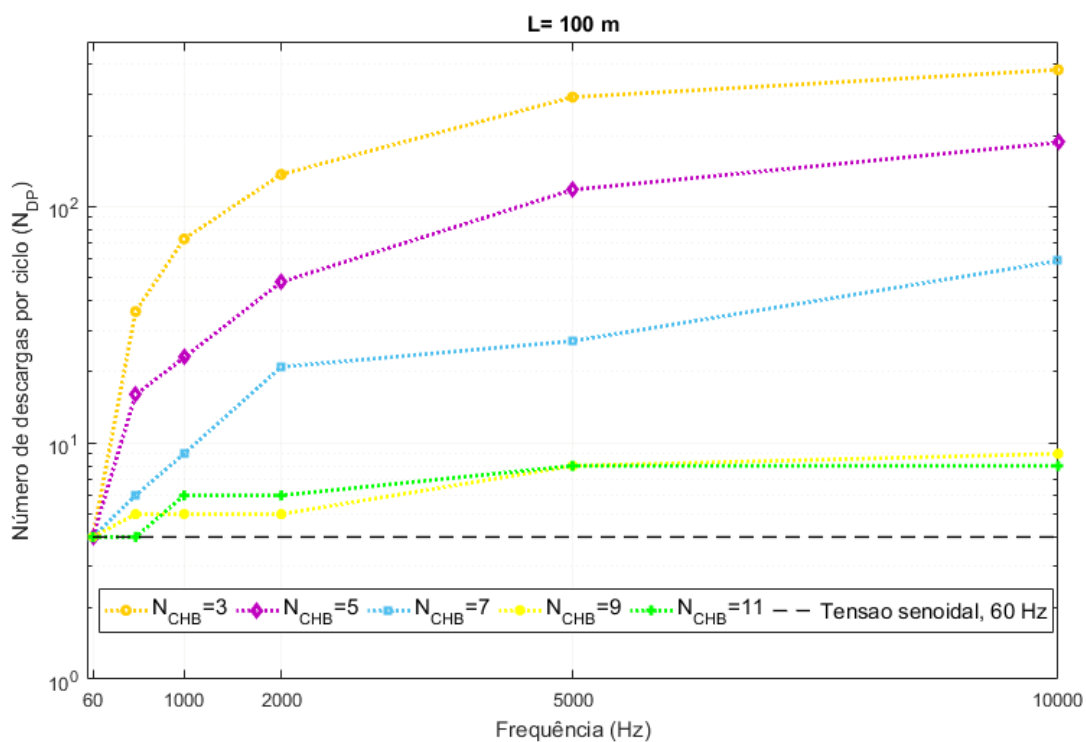
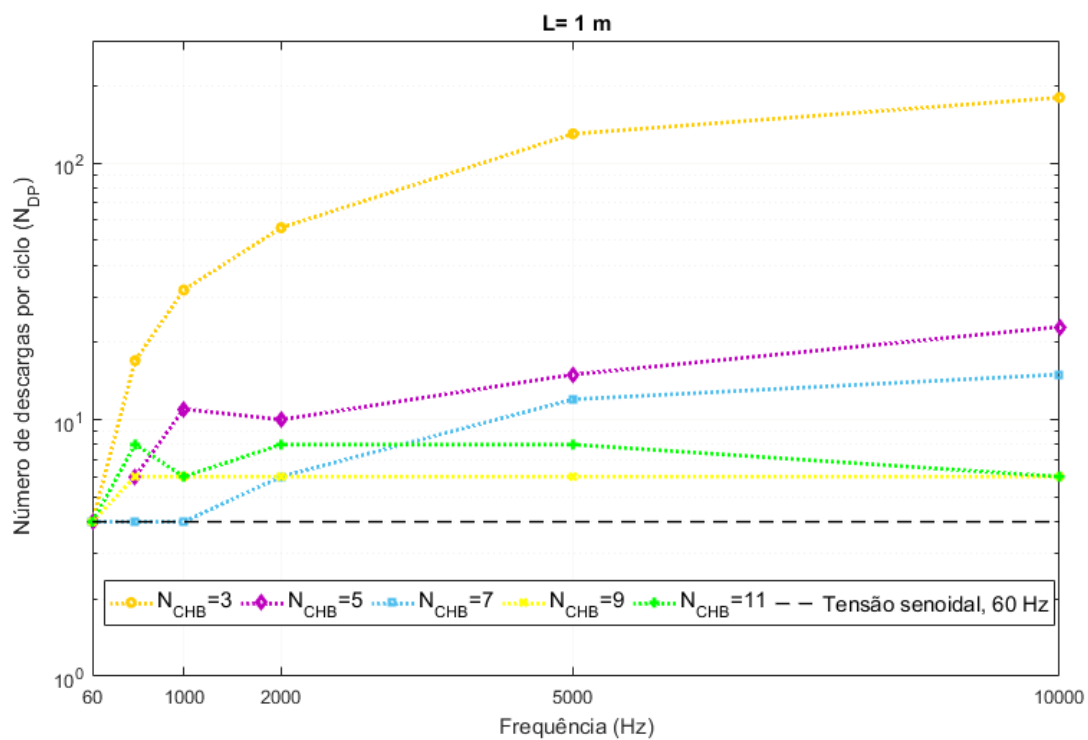


Figura 4-16: Gráfico de tendência do parâmetro do número de descargas de DP (N_{DP}) considerando a influência da frequência de chaveamento do conversor $f_{ch\ para}$: (a) $L_{cabo} = 1$ m e (b) $L_{cabo} = 100$ m.

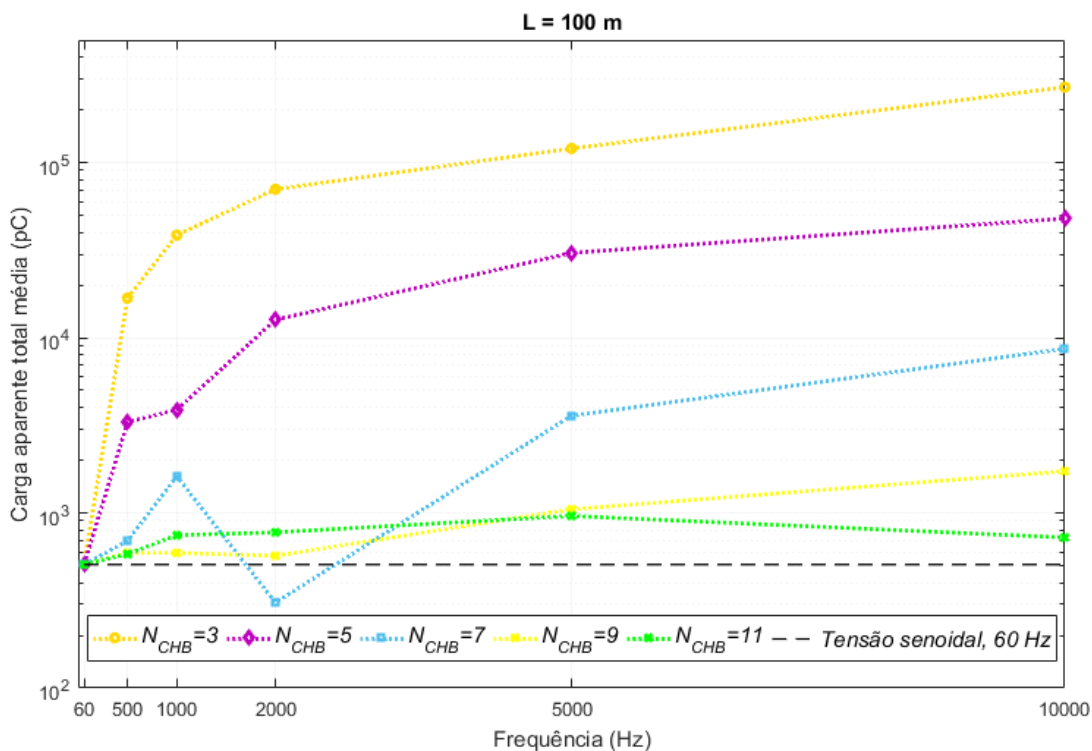
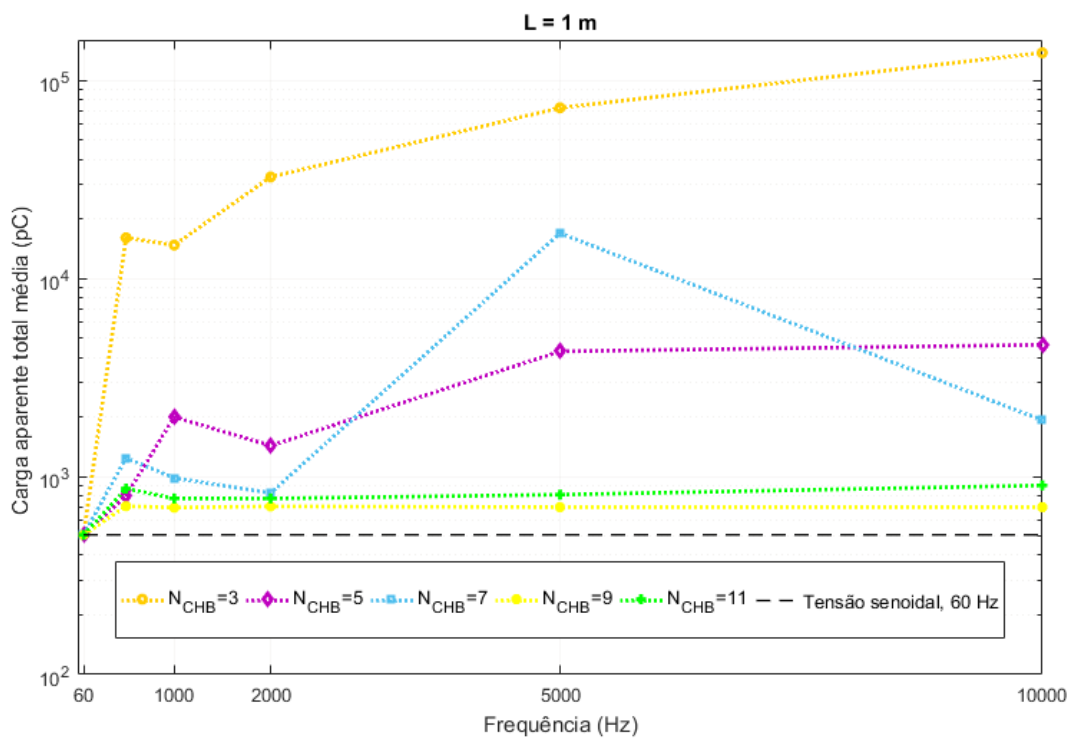


Figura 4-17: Gráfico de tendência da carga aparente total ($Q_{aptotal}$) considerando a influência da frequência de chaveamento do conversor f_{ch} para: (a) $L_{cabo} = 1$ m e (b) $L_{cabo} = 100$ m.

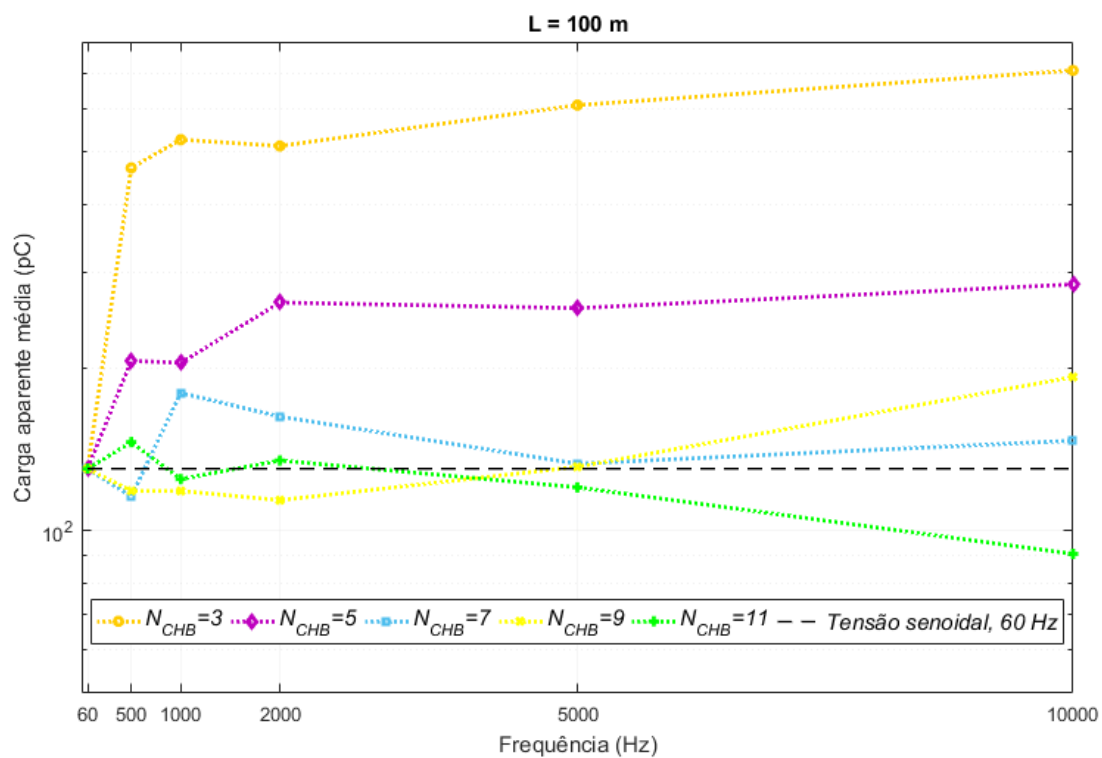
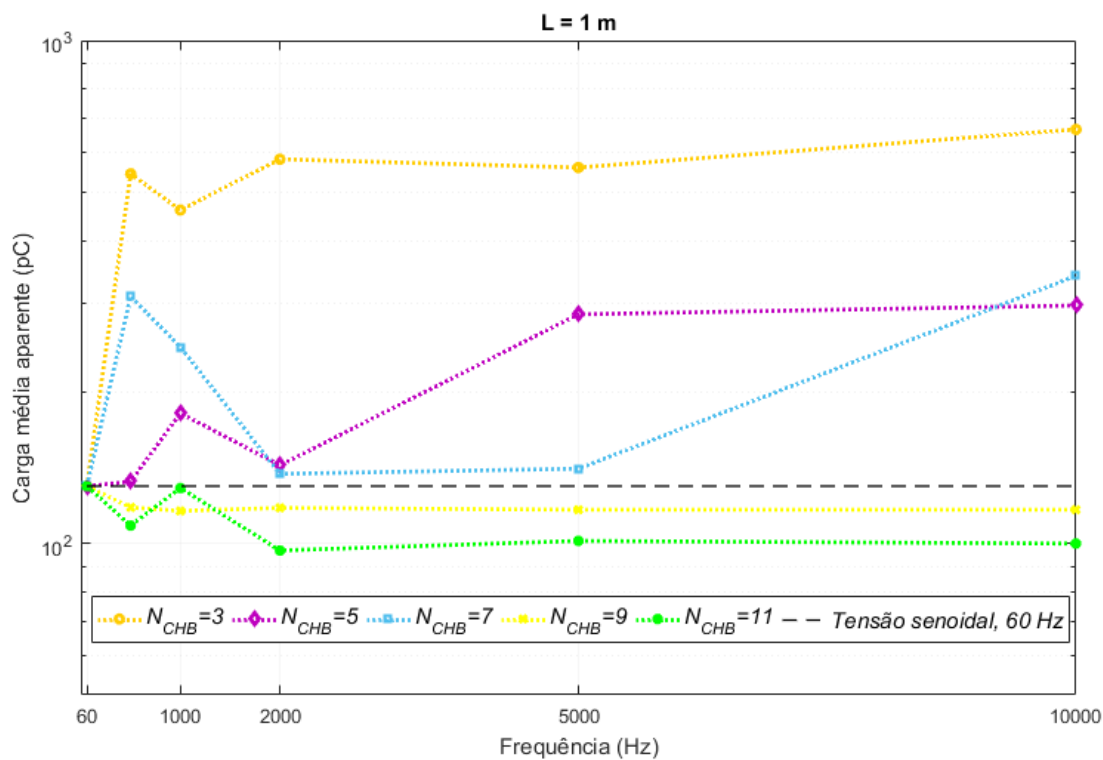


Figura 4-18: Gráfico de tendência da carga aparente média (Q_{apmed}) considerando a influência da frequência de chaveamento do conversor f_{ch} para: (a) $L_{cabo} = 1$ m e (b) $L_{cabo} = 100$ m.

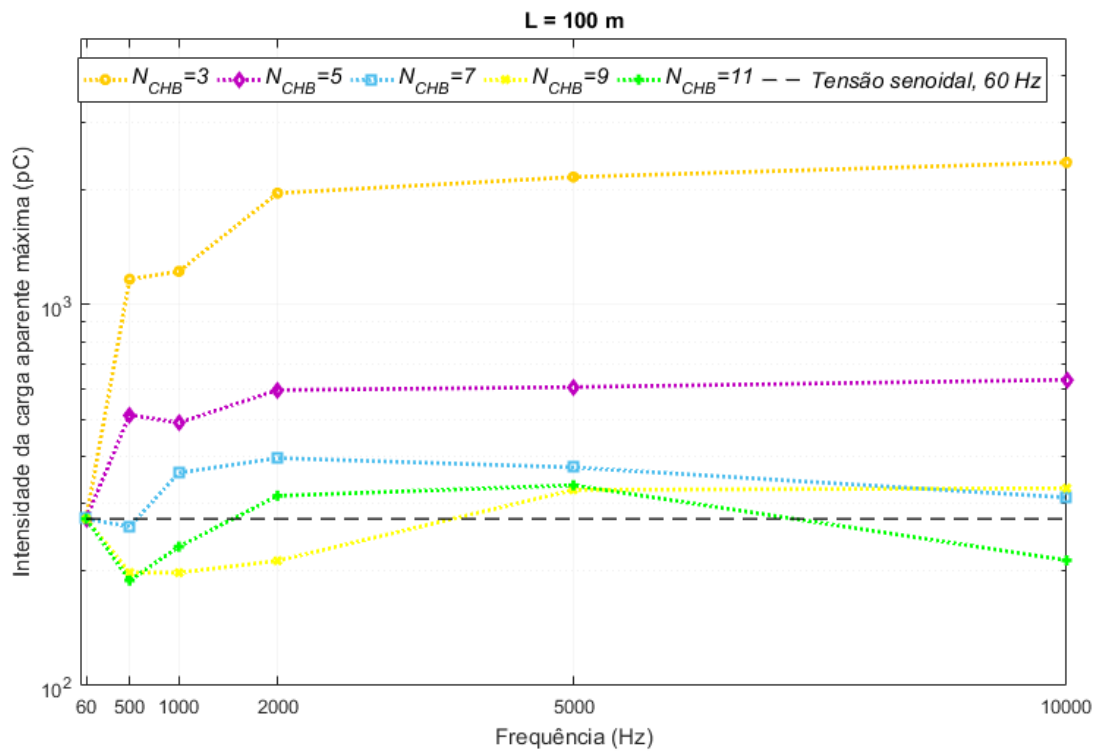
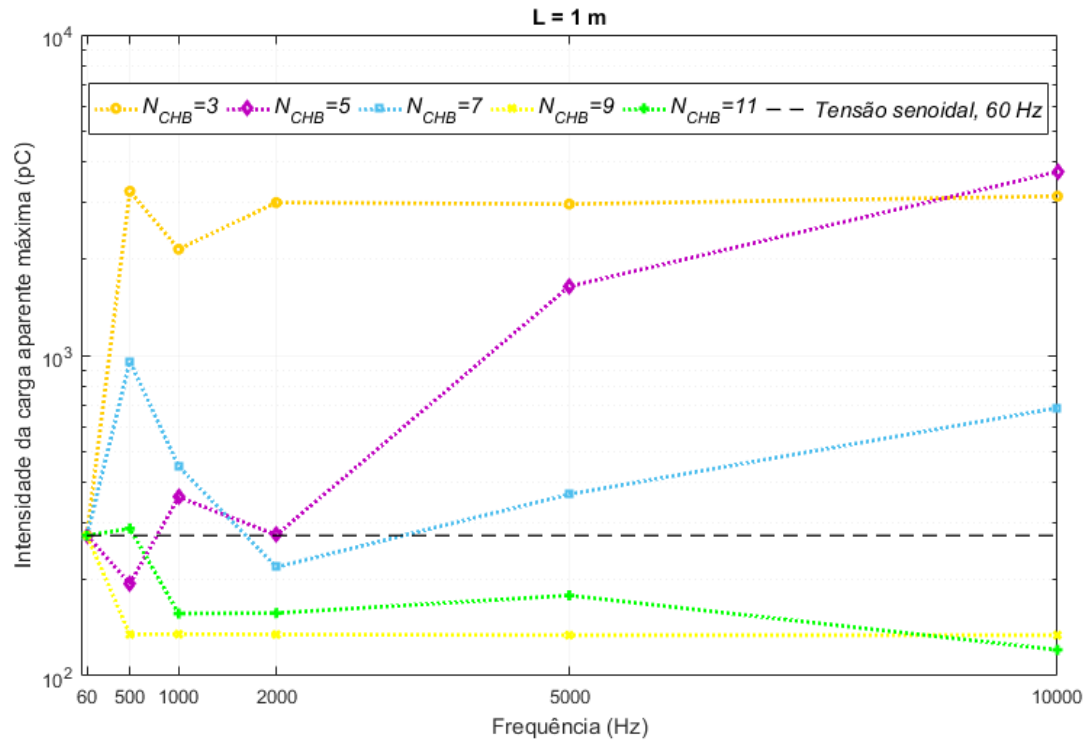
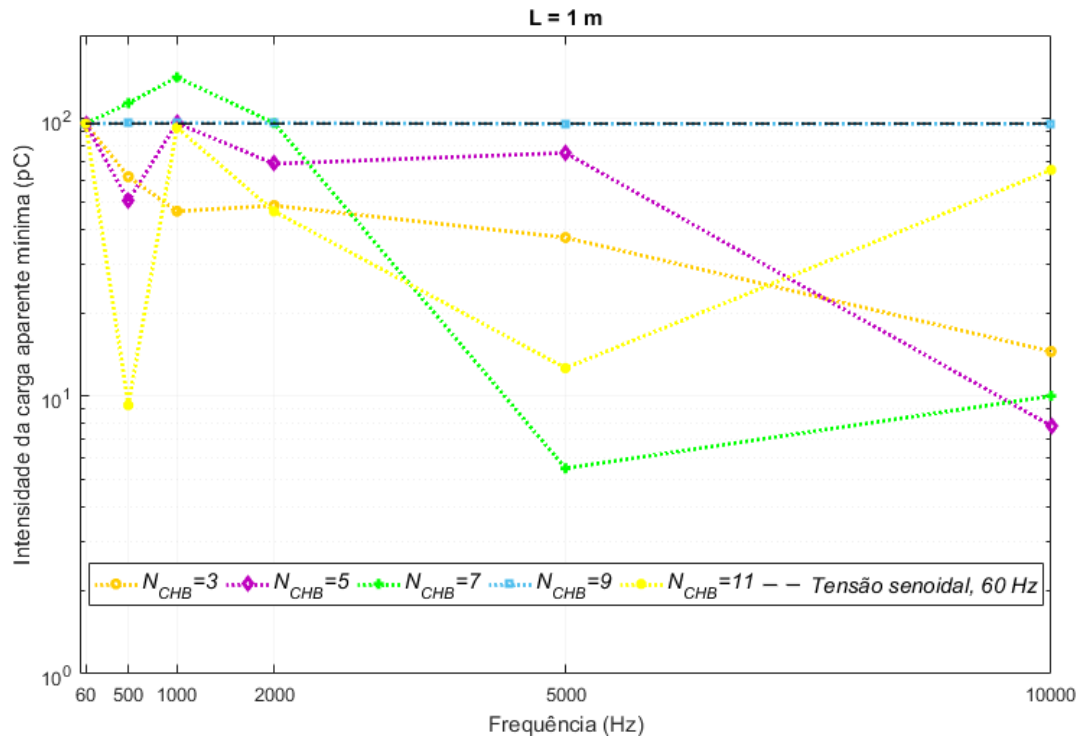
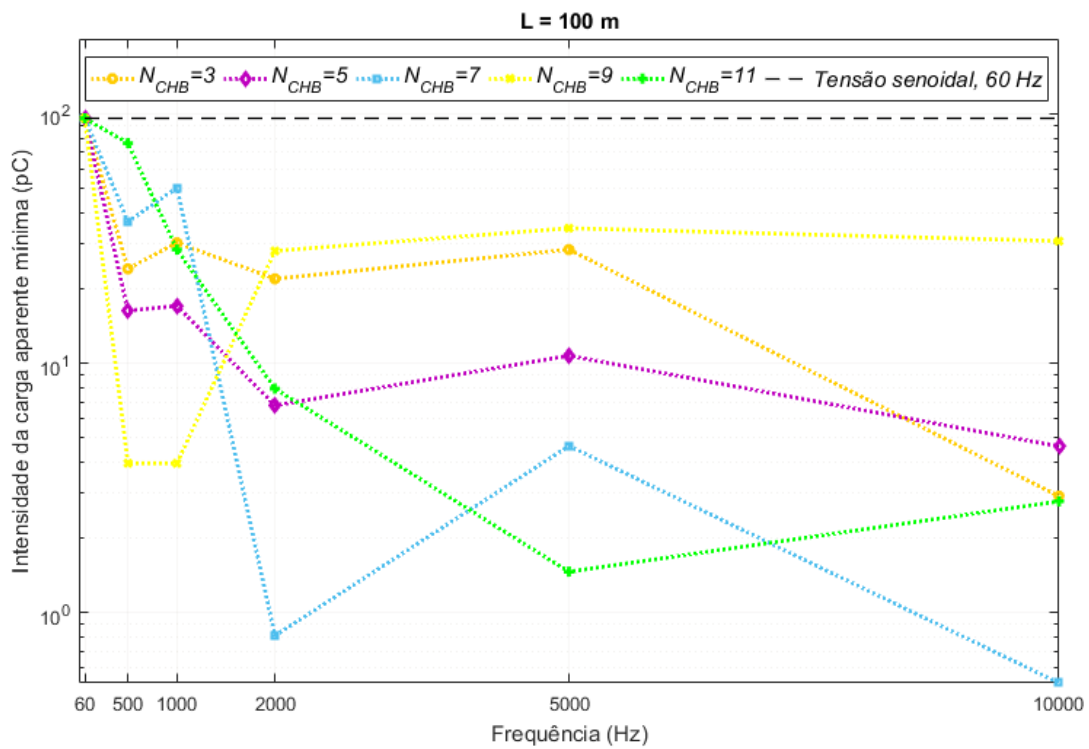


Figura 4-19: Gráfico de tendência da carga aparente máxima (Q_{apmax}) considerando a influência da frequência de chaveamento do conversor f_{ch} para: (a) $L_{cabo} = 1$ m e (b) $L_{cabo} = 100$ m.



(a)



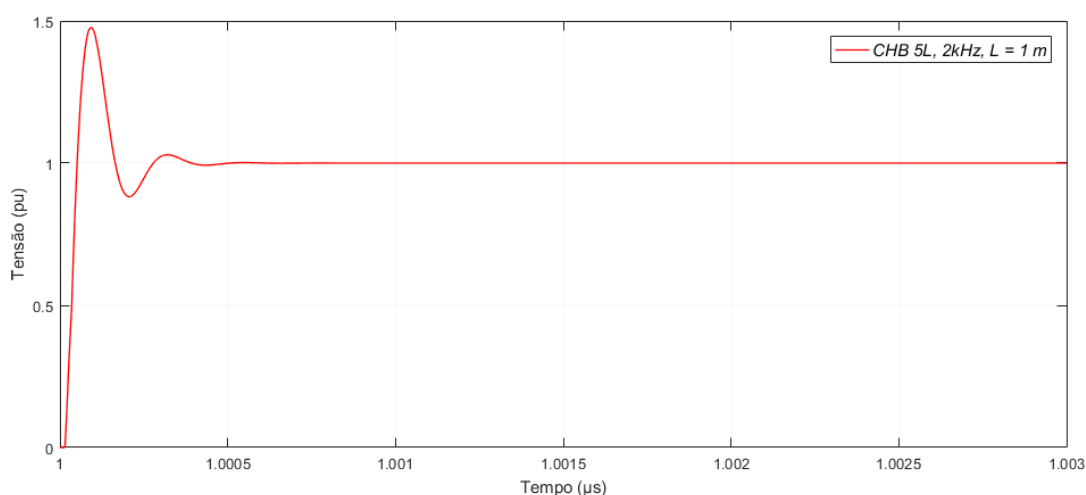
(b)

Figura 4-20: Gráfico de tendência da carga aparente mínima (Q_{apmin}) considerando a influência da frequência de chaveamento do conversor f_{ch} para: (a) $L_{cabo} = 1$ m e (b) $L_{cabo} = 100$ m.

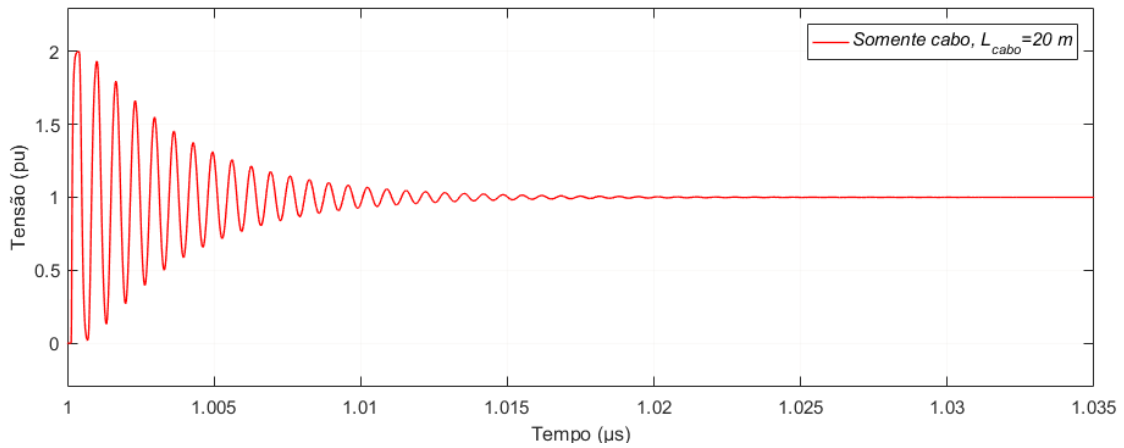
4.3 Caso 3 – Efeito do cabo alimentador

Nesta seção são apresentados os resultados das DP através das tensões V_m que aparecem no motor, considerando-se o efeito do cabo alimentador, a qual a reflexão causada pela junção cabo - motor eleva a tensão nos terminais da bobina. As simulações são realizadas para diferentes comprimentos do alimentador L_{cabo} de 1 m, 20, 50 m e 100 m e cuja finalidade é verificar a influência do comprimento do cabo nas sobretensões transitórias V_m no desenvolvimento das DP.

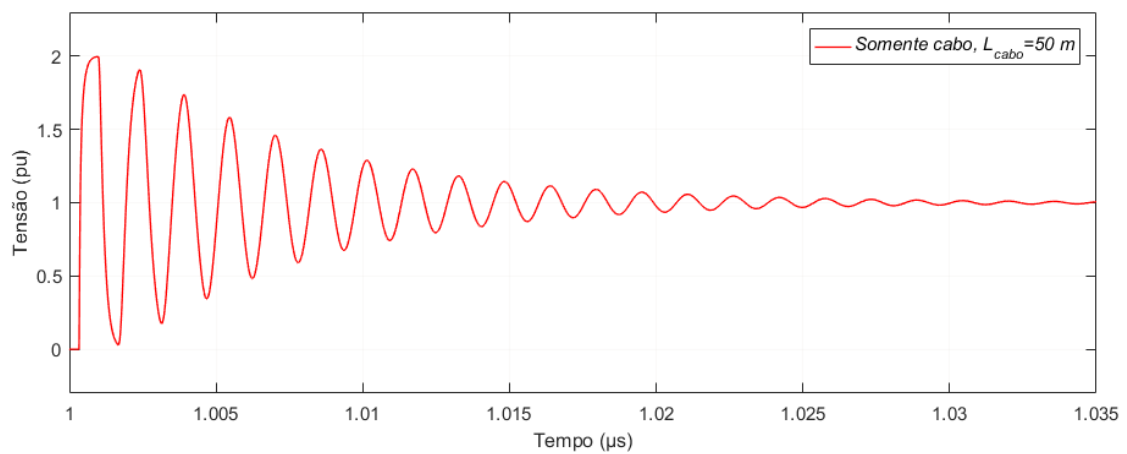
Na Figura 4-21 nota-se a tensão na extremidade do cabo sem a presença do motor, aplicando-se um pulso de tensão (13,8 kV), as quais são apresentadas as formas de onda para a condição a vazio. Nos gráficos, verifica-se que para L_{cabo} de 1 m, a tensão de pico apresenta um *overshoot* de 147% da nominal, cuja forma de onda atinge a condição de regime permanente em aproximadamente 0.5 ns. No entanto, para os demais casos, as tensões de pico são de aproximadamente 200%, em função da reflexão plena devido ao fato de o cabo estar a vazio [6]. Além disso, observa-se maiores frequências de oscilação à medida que é reduzido o comprimento do cabo. Tal fato se justifica em razão de a frequência de oscilação ser inversamente proporcional ao tempo de propagação do surto pelo cabo. Nota-se ainda na condição a vazio que, com o aumento do comprimento do cabo, não há redução dos picos das sobretensões conforme apresentado na Tabela 4-3.



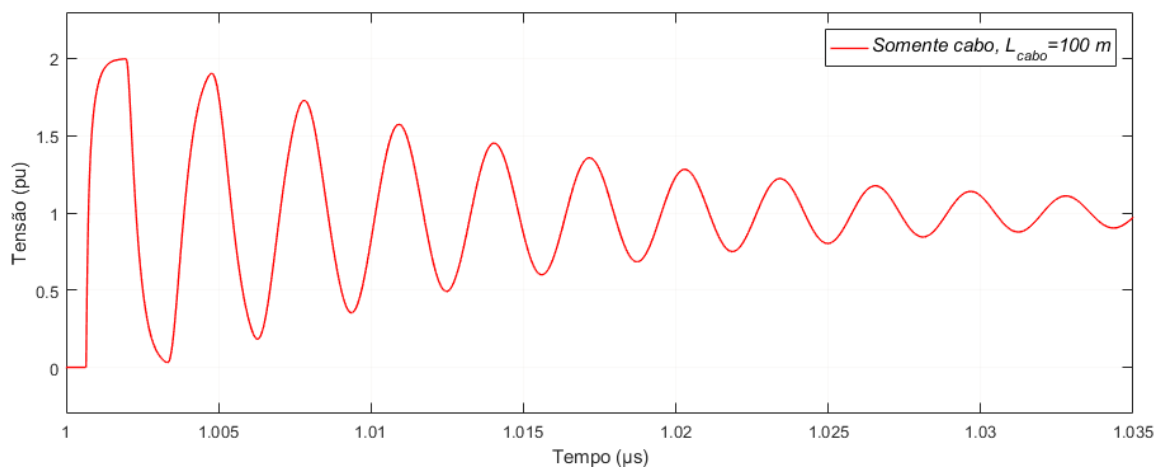
(a)



(b)



(c)

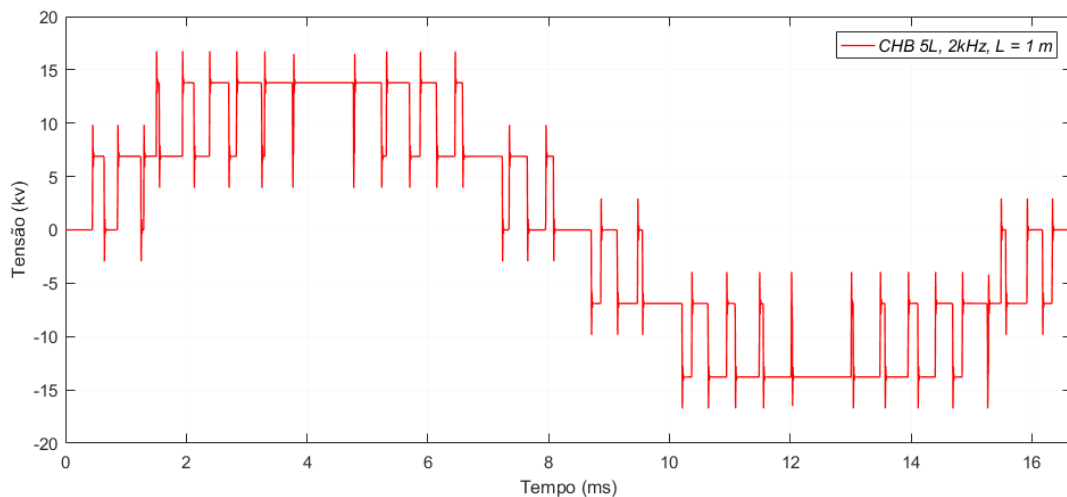


(d)

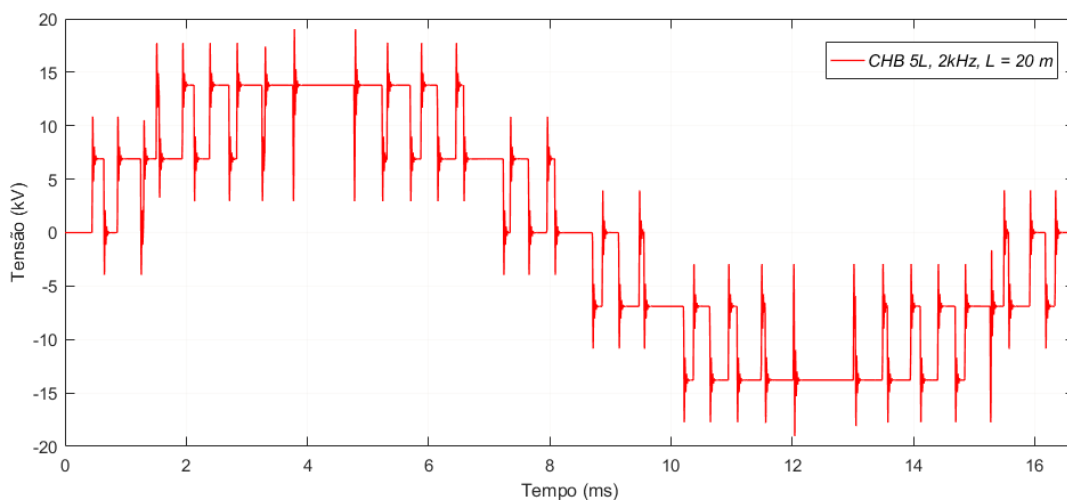
Figura 4-21: Tensões na extremidade do cabo sem motor: (a) $L_{cabo} = 1$ m, (b) $L_{cabo} = 20$ m, (c) $L_{cabo} = 50$ m e (d) $L_{cabo} = 100$ m.

Em relação à Figura 4-22, observa-se que ao incluir o modelo do motor nas simulações, aplicando-se uma tensão com a topologia CHB 5L e f_{ch} de 2 kHz, nota-se uma

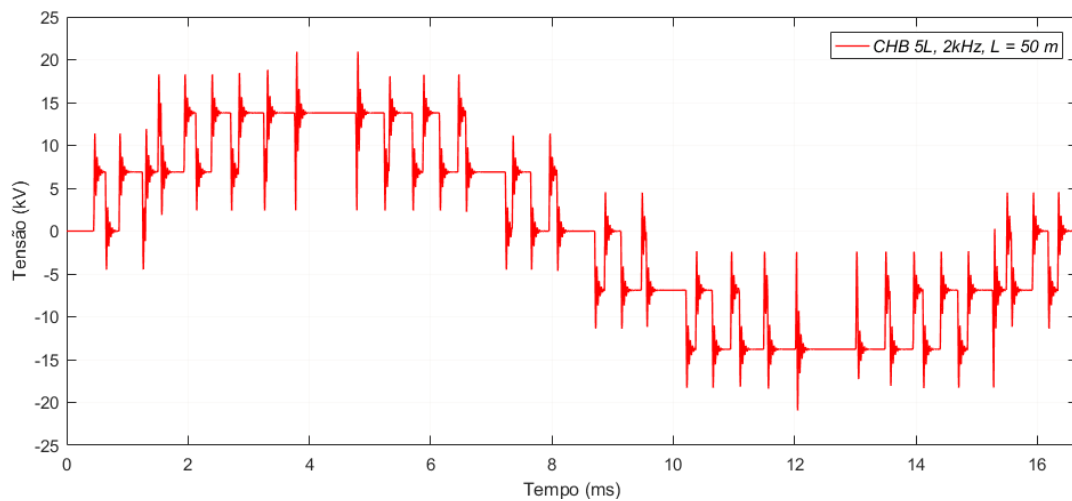
redução dos níveis de sobretensão, uma vez que o fator de reflexão com o motor é menor do que somente com o cabo alimentador, que também pode ser explicada em razão do aumento do tempo de subida. Na Tabela 4-4 são apresentados os resultados do valor de pico das sobretensões para cada comprimento de cabo, considerando a implementação da representação do modelo do motor de indução ao sistema elétrico.



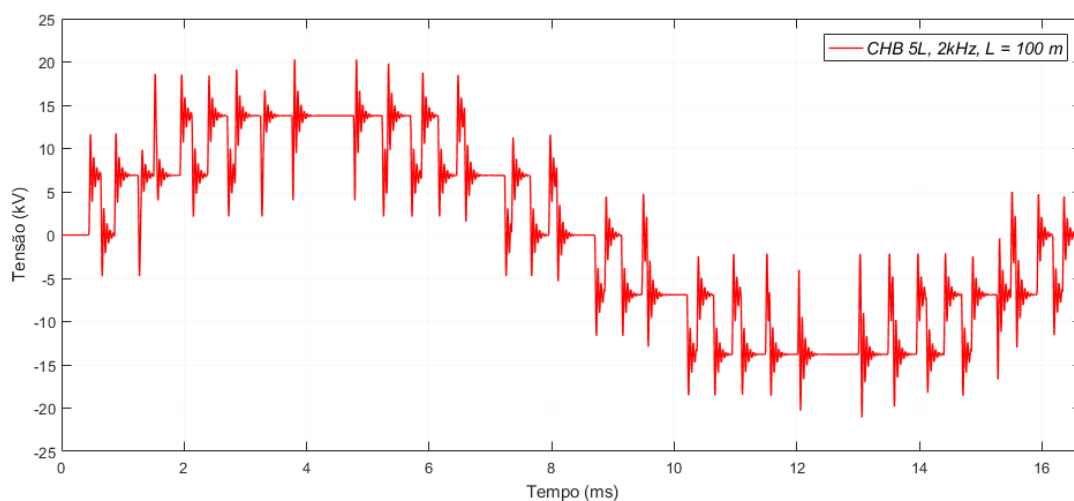
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 4-22: Tensões terminais considerando a interação cabo-motor: (a) $L_{cabo} = 1$ m, (b) $L_{cabo} = 20$ m, (c) $L_{cabo} = 50$ m e (d) $L_{cabo} = 100$ m.

Tabela 4-3: Valor de pico (somente com o cabo).

Comprimento do cabo (m)	Valor máximo da tensão (%)
1	147,70
20	199,92
50	199,73
100	199,76

Tabela 4-4: Valor de pico (incluindo-se o motor).

Comprimento do cabo (m)	Valor máximo da tensão (%)
1	121,3
20	137,93
50	151,68
100	147,10

Na Figura 4-23 são mostradas as formas de onda na tensão do conversor, V_s , e as tensões terminais, V_m , na bobina, com a tensão nominal em 13,8 kV, aplicando-se a topologia do conversor na configuração $N_{CHB} = 3$, $f_{ch} = 10$ kHz e comprimento do cabo L_{cabo} igual a 1 e 100 m. Verifica-se que a tensão máxima de pico utilizando-se a configuração $L_{cabo} = 1$ m é de aproximadamente 21 kV, ao passo que com $L_{cabo} = 100$ m, a tensão é de 33 kV, que corresponde a 2,57 vezes a tensão V_s . Nota-se, também, que a magnitude da sobretensão, na condição $L_{cabo} = 1$ m, possui um comportamento definido. Ou seja, em cada transição do nível da tensão da topologia do conversor CHB, a máxima sobretensão é constante.

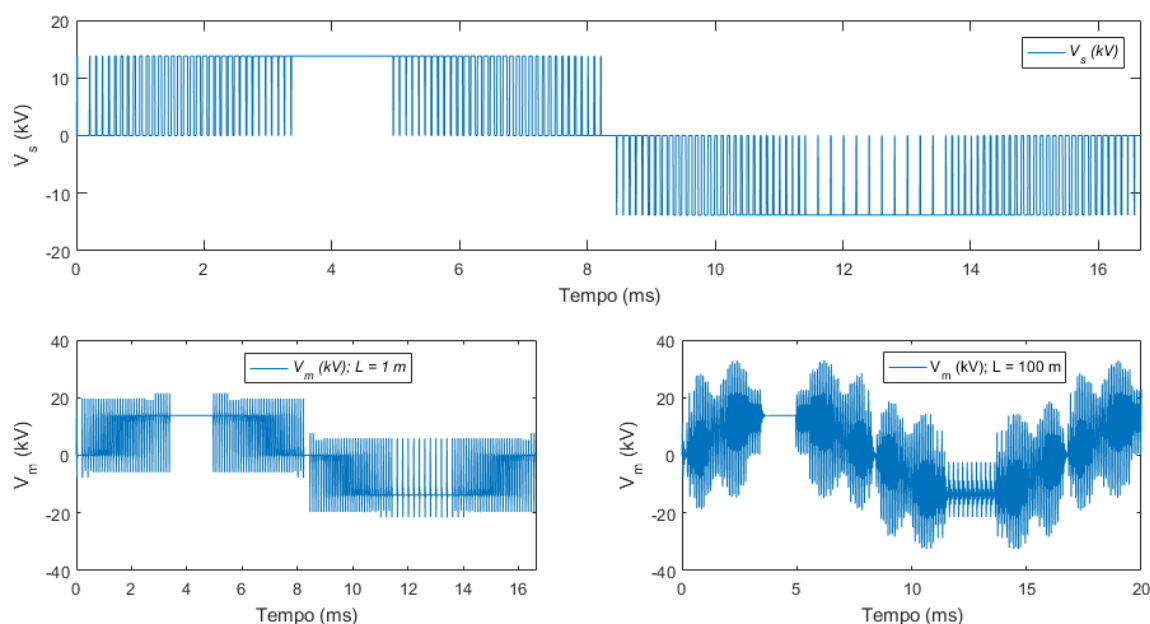


Figura 4-23: Formas de onda da tensão de saída do conversor (V_s) e as tensões terminais (V_m) na bobina de média tensão, topologia CHB 3L, $f_{ch} = 10$ kHz e $L_{cabo} = 1$ m e 100 m.

As atividades de DP na cavidade esférica são ilustradas nas Figura 4-23 e Figura 4-24 para 1 ciclo (16.67 ms) da tensão aplicada, onde se apresentam os comportamentos dinâmicos dos campos elétricos $E_{cav}(t)$ e $f_c E_0(t)$ e da carga aparente $q_{ap}(t)$. Observa-se nitidamente uma elevação no número de DP na cavidade esférica, representada pela carga $q_{ap}(t)$, quando o comprimento do cabo, L_{cabo} , é ajustado em 100 m.

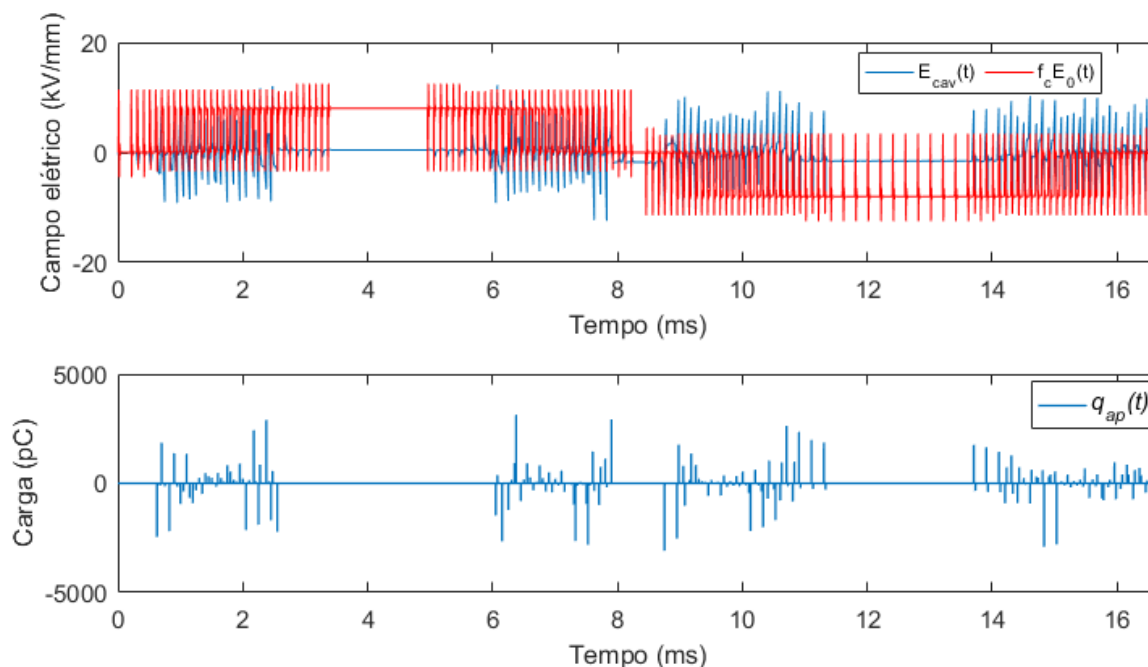


Figura 4-24: Comportamento dinâmico dos campos elétricos e carga aparente de DP na cavidade esférica com tensão aplicada por um conversor CHB 3L, $f_{ch} = 10$ kHz e $L_{cabo} = 1$ m.

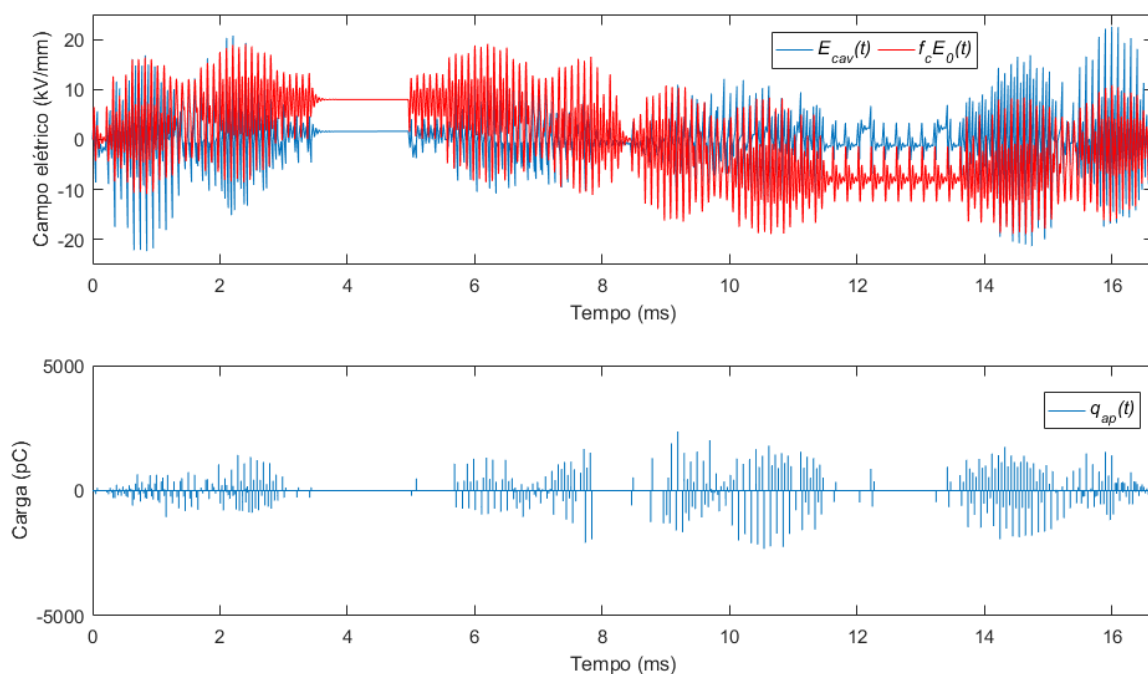


Figura 4-25: Comportamento dinâmico dos campos elétricos e carga aparente de DP na cavidade esférica com tensão aplicada por um conversor CHB 3L, $f_{ch} = 10$ kHz e $L_{cabo} = 100$ m.

Na Tabela 4-5 são apresentados resultados obtidos nas simulações para 1 ciclo da tensão, evidenciado um aumento significativo (proporção superior a 2 vezes) dos números de descargas (N_{DP}) e da magnitude da carga aparente total de DP, representada pelo parâmetro $Q_{aptotal}$, quando se aumenta o comprimento do cabo L_{cabo} . No entanto,

observa-se a manutenção das magnitudes das cargas aparentes média (Q_{apmed}), máxima (Q_{apmax}) e mínima (Q_{apmin}) de DP à medida que se eleva o comprimento do cabo, L_{cabo} .

Tabela 4-5: Resultados do caso 3: $N_{CHB} = 3$ e $f_{ch} = 10$ kHz (constante).

Descrição	Parâmetro	Valor		Unidade
		$L_{cabo} = 1\text{ m}$	$L_{cabo} = 100\text{ m}$	
Número médio de DPs por ciclo	N_{DP}	180	380	-
Carga aparente total média por ciclo	$Q_{aptotal}$	137830	269130	pC
Carga aparente média por DP	Q_{apmed}	765,72	708,23	pC
Intensidade da carga aparente máxima	Q_{apmax}	3136,9	2360,6	pC
Intensidade da carga aparente mínima	Q_{apmin}	145	2,926	pC

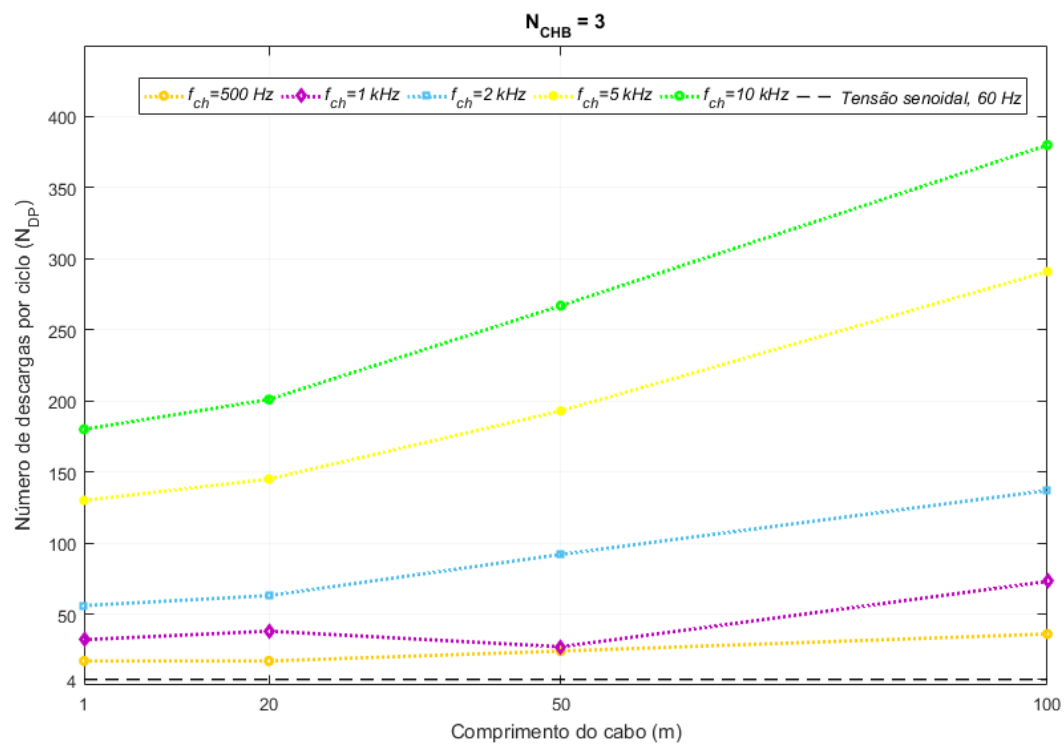
4.3.1 Análise de tendência da atividade de DP

Os resultados abaixo mostram a tendência do desenvolvimento das descargas parciais à medida que se altera o comprimento do cabo L_{cabo} . Reitera-se que em virtude de os gráficos serem bidimensionais (ao passo que os parâmetros variáveis das simulações são 3), considerou-se como premissa, apresentar os resultados conforme L_{cabo} é modificado, e adotando como constante, o parâmetro N_{CHB} igual a 3 e 11, estes sendo os extremos inicial e final de simulação do referido parâmetro.

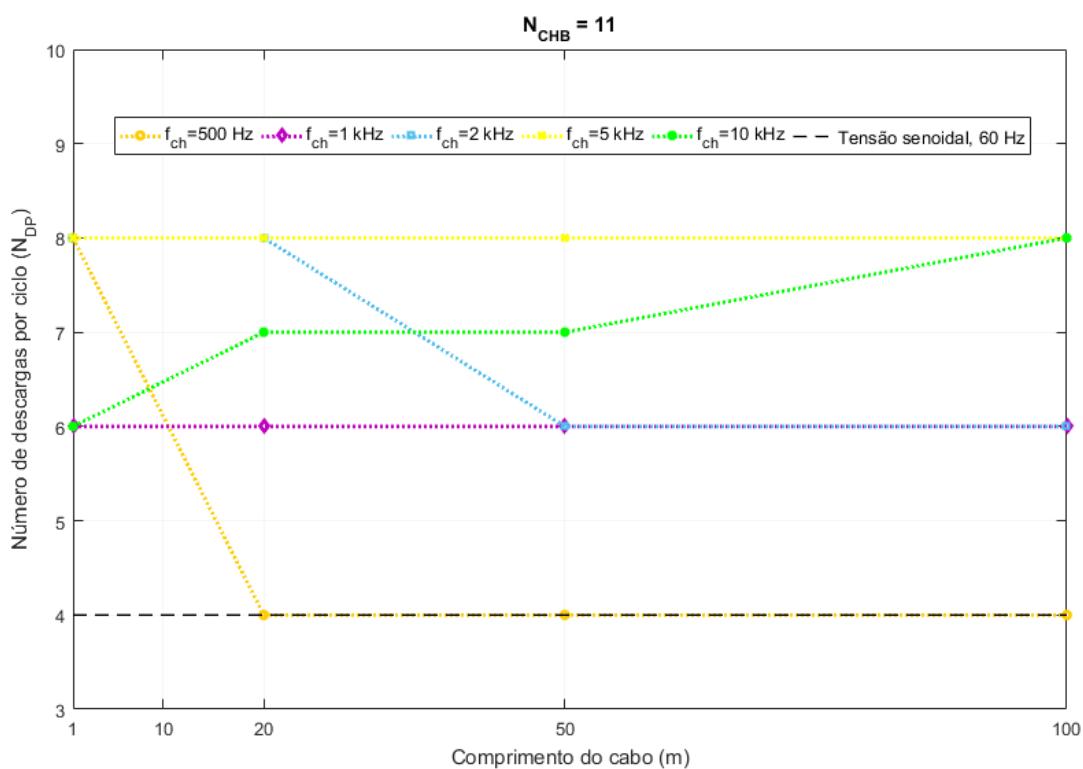
Verifica-se na Figura 4-26(a) que para uma configuração de topologia $N_{CHB} = 3$, há uma tendência de aumento do número descargas por ciclo (N_{DP}) conforme o parâmetro L_{cabo} aumenta. No entanto, este perfil difere quando a simulação é realizada para $N_{CHB} = 11$ de acordo com a Figura 4-26(b), cujos valores de N_{DP} são inferiores para maiores níveis de tensão do conversor e estáveis (ou constantes) dado que o comprimento do cabo L_{cabo} é aumentado. Tal análise permite concluir que, analisando isoladamente o parâmetro L_{cabo} , não há tendência de redução/aumento das cargas aparentes de DP e o número de descargas parciais, e caso a estratégia do projeto seja limitar/mitigar as incidências ou a magnitude DP no isolamento da máquina elétrica, sugere-se aplicar uma topologia com maiores níveis de tensão (N_{CHB}).

Já entre as Figura 4-27 e Figura 4-30, nota-se um perfil de estabilidade dos resultados magnitudes das cargas aparentes de DP, representadas pelas variáveis $Q_{aptotal}$, Q_{apmed} , Q_{apmax} , Q_{apmin} cujos valores tendem a ser invariantes conforme o parâmetro L_{cabo} . No que tange ao $Q_{aptotal}$ e Q_{apmed} , nota-se que os valores aumentam, majoritariamente,

quanto maiores são as frequências de chaveamento do conversor, f_{ch} . E confere-se que os máximos e mínimos das cargas aparentes de DP registrados nas simulações, Q_{apmax} e Q_{apmin} , ocorrem para menores valores do L_{cabo} , mas com perspectiva de estabilidade das referidas magnitudes.



(a)



(b)

Figura 4-26: Gráfico de tendência do parâmetro do número de descargas de DP (N_{DP}) considerando a influência do cabo alimentador L_{cabo} para: (a) $N_{CHB} = 3$ e (b) $N_{CHB} = 11$.

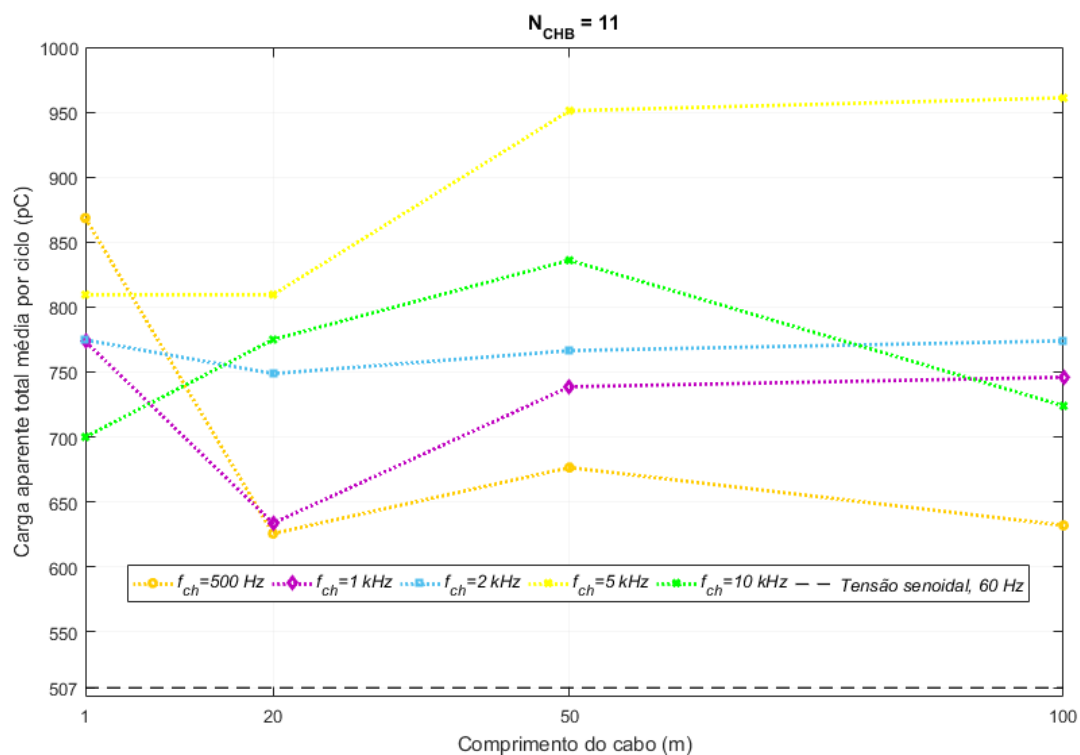
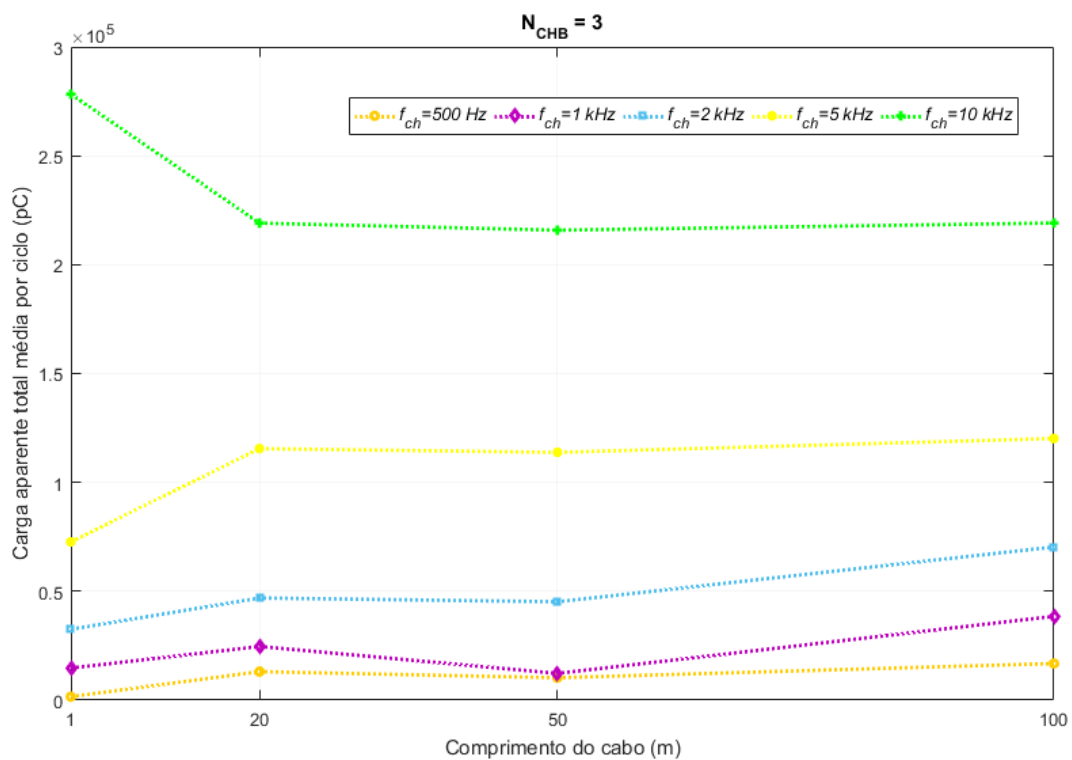


Figura 4-27: Gráfico de tendência da carga aparente total ($Q_{aptotal}$) considerando a influência do cabo alimentador L_{cabo} para: (a) $N_{CHB} = 3$ e (b) $N_{CHB} = 11$.

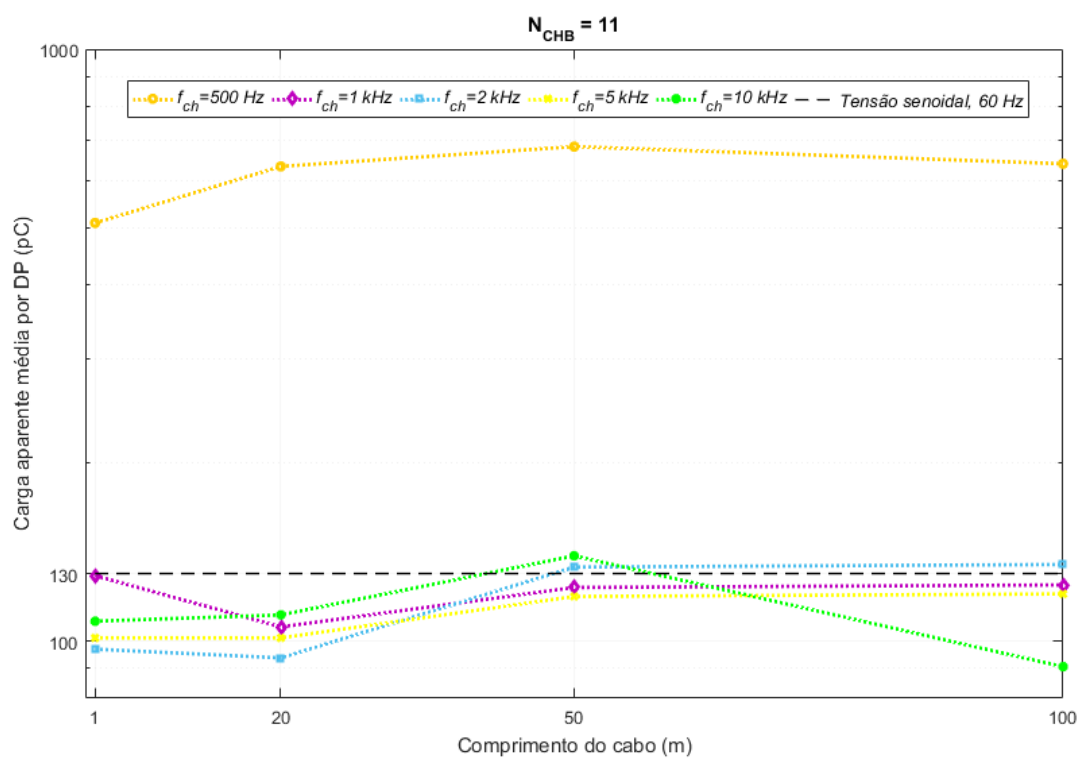
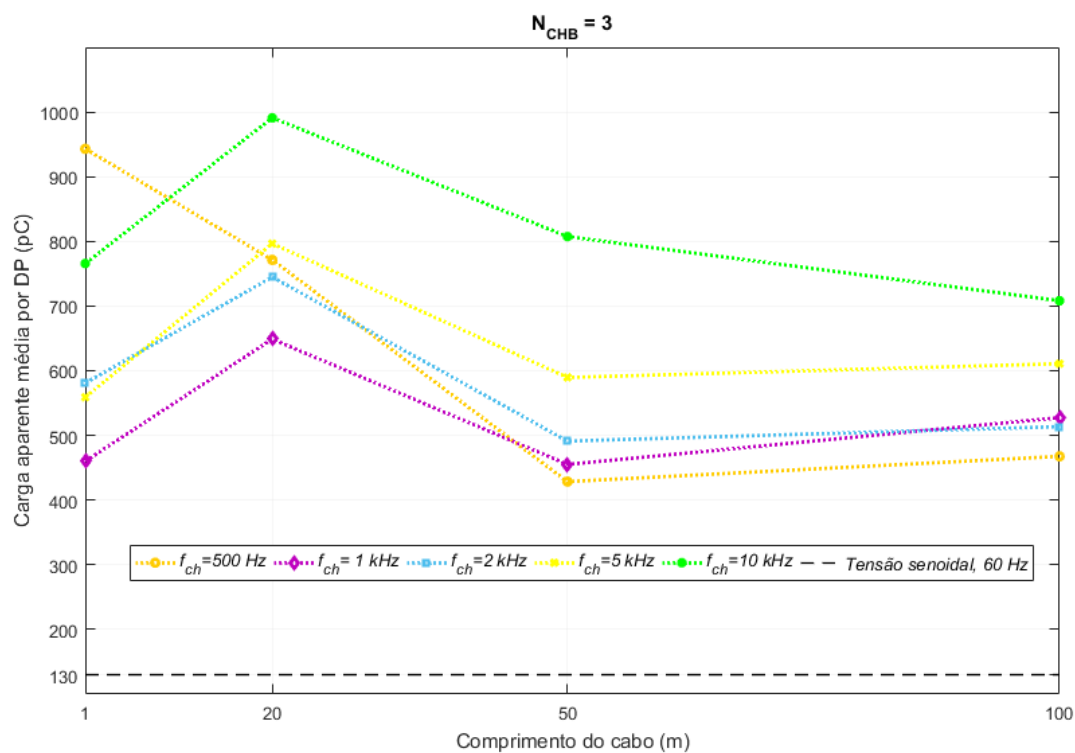
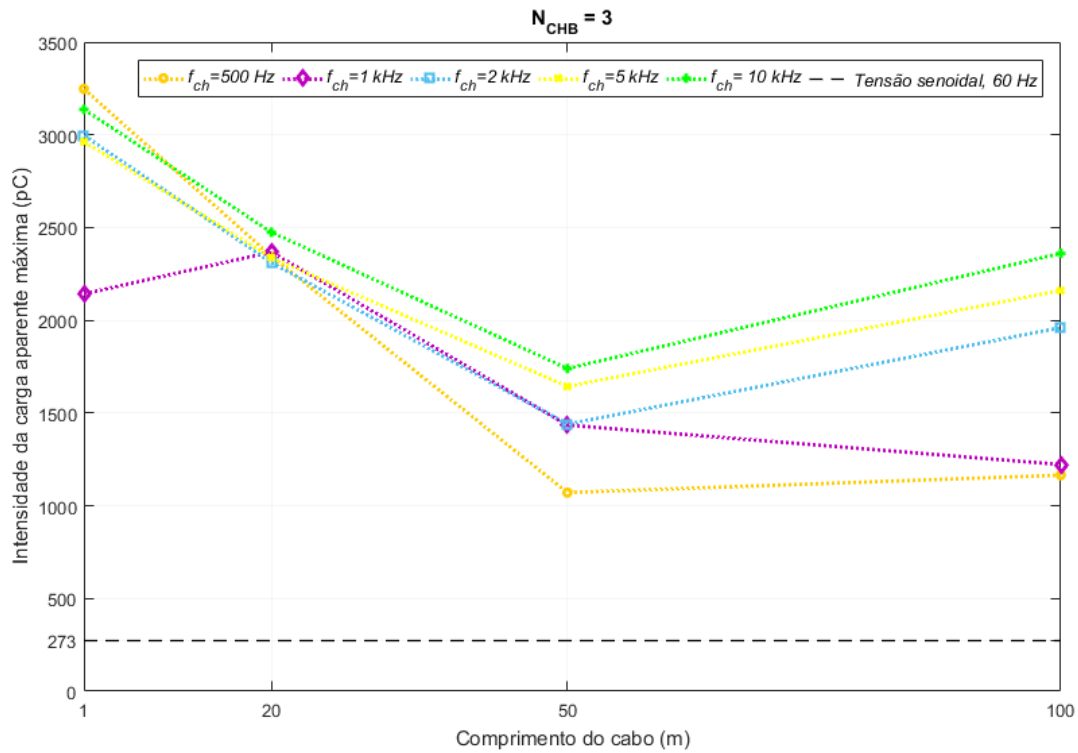
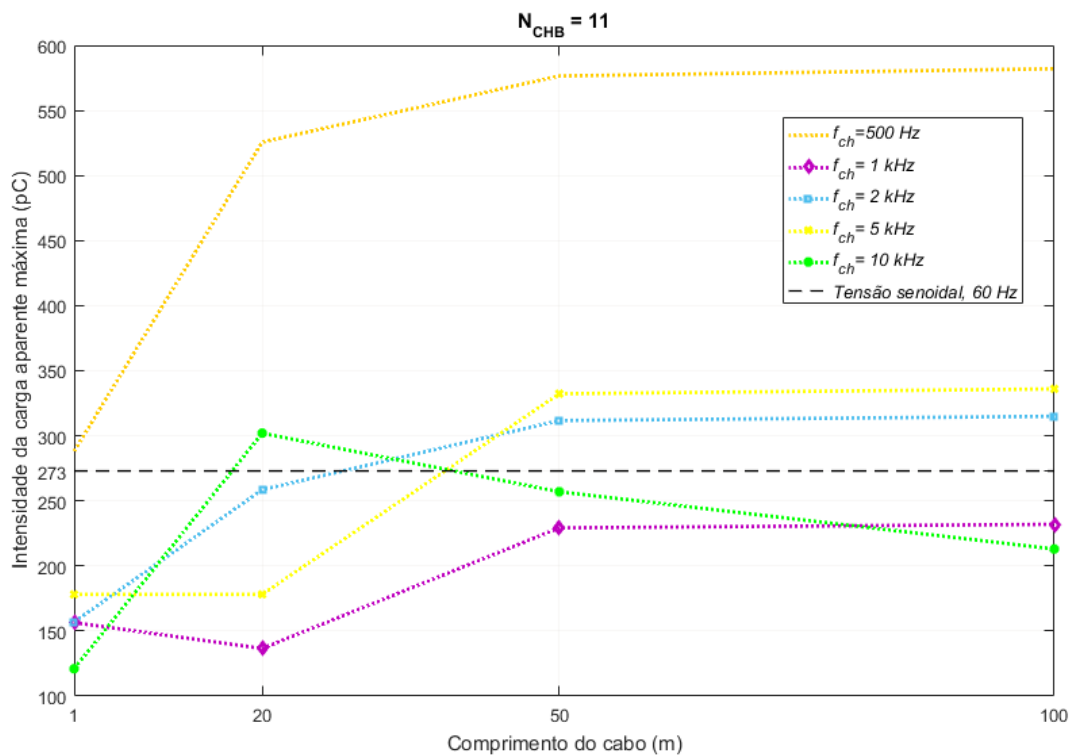


Figura 4-28: Gráfico de tendência da carga aparente média (Q_{apmed}) considerando a influência do cabo alimentador L_{cabo} para: (a) $N_{CHB} = 3$ e (b) $N_{CHB} = 11$.



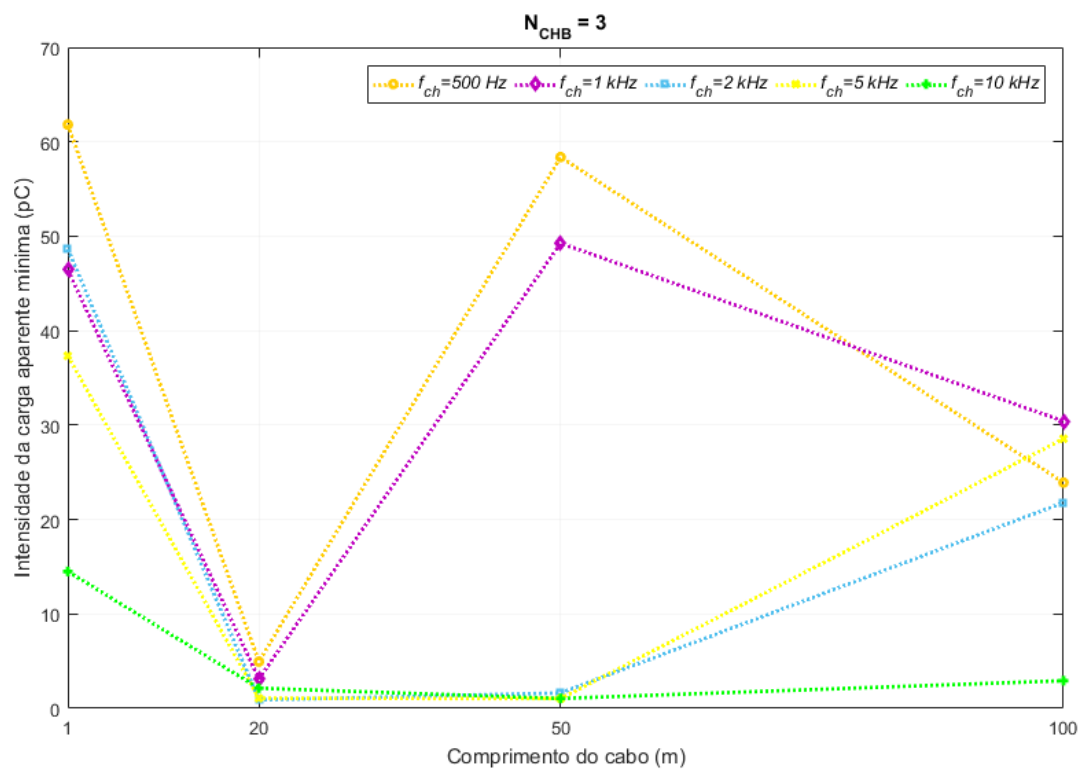
(a)

Continua na próxima página.

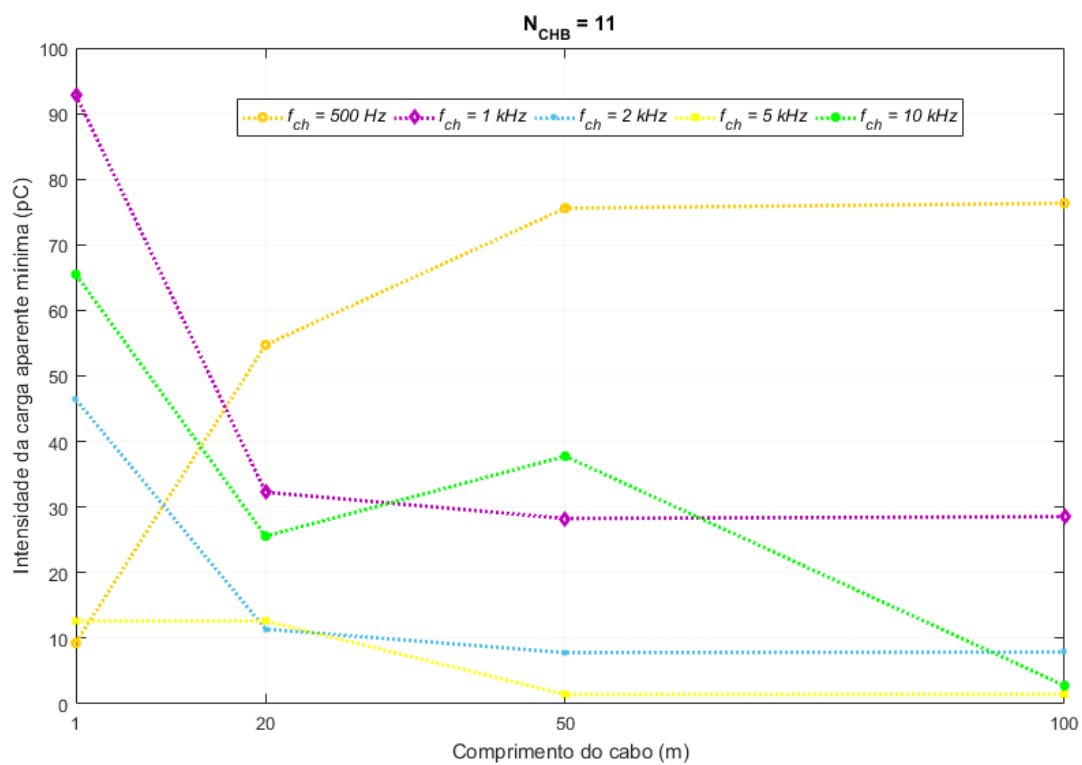


(b)

Figura 4-29: Gráfico de tendência da carga aparente média (Q_{apmax}) considerando a influência do cabo alimentador L_{cabo} para: (a) $N_{CHB} = 3$ e (b) $N_{CHB} = 11$.



(a)



(b)

Figura 4-30: Gráfico de tendência da carga aparente máxima (Q_{apmin}) considerando a influência do cabo alimentador L_{cabo} para: (a) $N_{CHB} = 3$ e (b) $N_{CHB} = 11$.

4.4 Caso 4 – Efeito da espessura da isolação principal

Para este estudo foram realizadas simulações para diferentes espessuras da isolação principal (h_{iso}) mantendo a cavidade no centro do isolamento principal. Como a alteração da espessura da geometria reflete diretamente no valor da capacitância da bobina e consequentemente, na tensão terminal transitória V_m em virtude das impedâncias dos componentes do circuito elétrico e das reflexões de onda, com intuito de uma representação mais próxima do modelo físico, para os valores dos parâmetros da capacitância do modelo do motor, C_{g1} e C_{g2} , definidos no item 3.2.2.2, estas foram modificadas proporcionalmente utilizando a relação $\epsilon \cdot A/d$, que define a capacitância de um capacitor de placas paralelas, onde ϵ é permissividade elétrica do material dielétrico e A e d são a área e a distâncias das placas paralelas, respectivamente. A partir dos novos valores de capacitância, obtêm-se as formas de onda da tensão terminal V_m que servirão como referência de tensão na análise das DP.

Para fins de análise de sensibilidade do desenvolvimento das DP à medida que se altera h_{iso} , mantendo-se o raio da cavidade esférica (r_{cav}) em 0,5 mm, a qual se aplica uma tensão nominal de 13,8 kV com a configuração da junção “conversor + cabo” em: $N_{CHB} = 5L$, $f_{ch} = 2 \text{ kHz}$ e $L_{cabo} = 50 \text{ m}$. A Figura 4-31 mostra um esquema em que é alterado o modelo geométrico da bobina no COMSOL Multiphysics®. Conforme descrito no Capítulo 3 - Modelagem, o valor da espessura da isolação principal da bobina para o case base, h_{iso} , é de 2,65 mm. Neste estudo de caso, utilizou-se para fins de comparação da simulação, as dimensões de 1,95 mm e 3,35 mm. Os novos valores de capacitância são os definidos na Tabela 4-6.

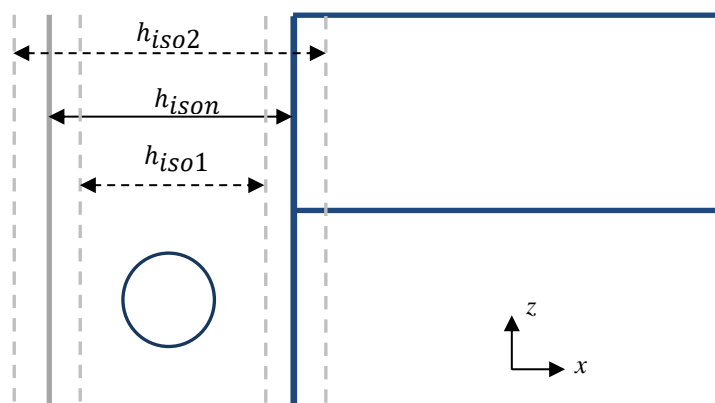


Figura 4-31: Esquema da bobina para variação da espessura do isolamento. Figura adaptada de [5].

Tabela 4-6: Novos valores da capacitância para aquisição da tensão terminal no *EMTP-ATP*.

Espessura (h_{iso})[mm]		
2,65 (<i>caso base</i>)	1,95	3,35
Capacitâncias C_{g1} e C_{g2} (μF)		
0,55	0,747	0,435

A mudança dos valores de capacitância do modelo em alta frequência do motor, C_{g1} e C_{g2} permite constatar a manutenção da forma de onda da tensão terminal V_m e que não há diferença significativa na magnitude das sobretensões, cuja máxima disparidade entre eles é de 5%, conforme demonstrado na Figura 4-32.

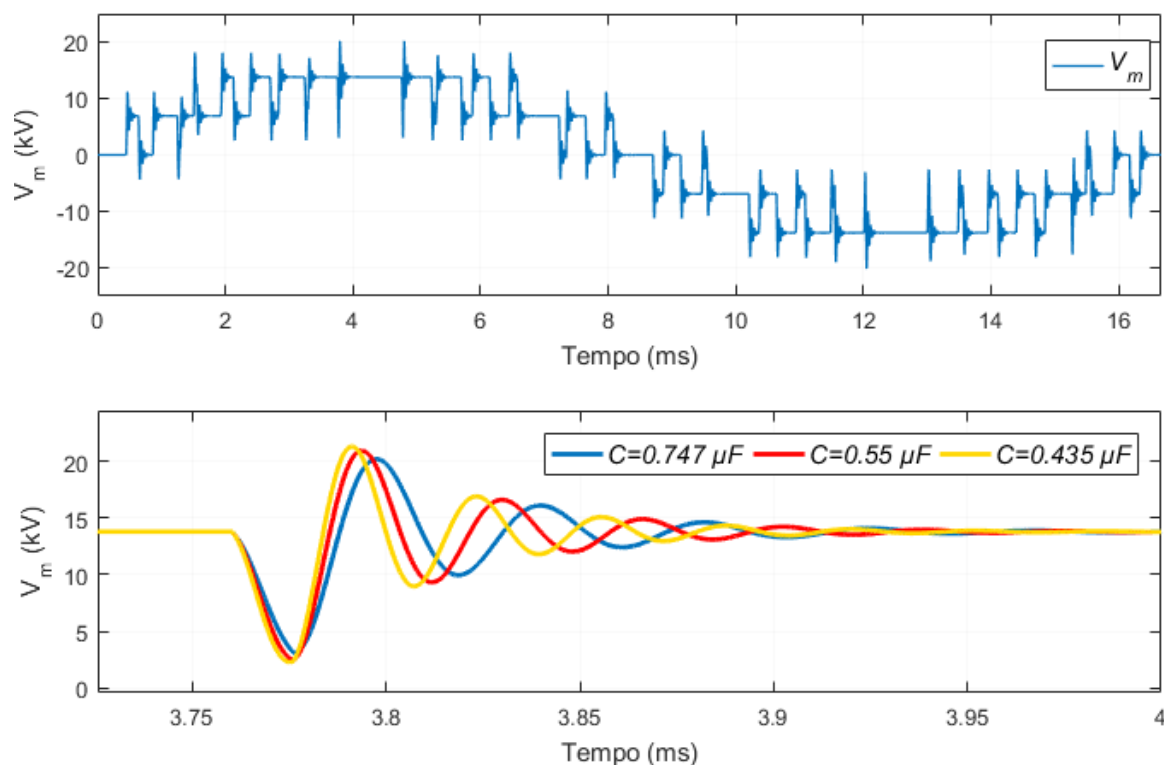


Figura 4-32: Tensões terminais considerando a alteração dos parâmetros de capacitância.

É importante ressaltar que a alteração da espessura da isolação principal altera o campo elétrico na geometria e, conseqüentemente, na cavidade [5]. De acordo com a Figura 4-33 é possível notar o aumento do campo elétrico na geometria, e de forma conseqüente, o campo elétrico na cavidade esférica, E_{cav} , ao passo que se reduz a espessura do isolamento h_{iso} da bobina. Os gráficos da Figura 4-33 foram obtidos no instante de tempo em que a tensão aplicada é máxima.

Em razão das incertezas relacionadas ao processo de fabricação/ impregnação do isolamento da máquina elétrica, a análise acima reforça a necessidade da importância de um projeto robusto para que o campo elétrico esteja enquadrado em valores compatíveis, de preferência, inferior ao campo elétrico de ruptura E_{rup} com objetivo de não provocar de forma precoce, a degradação do isolamento ao longo da vida útil.

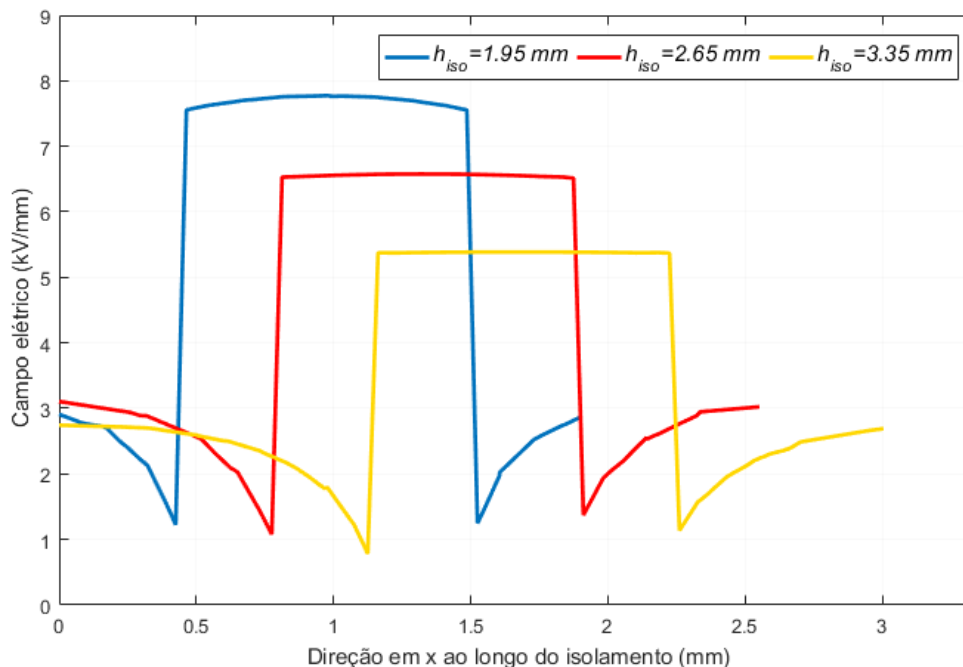


Figura 4-33: Curvas do campo elétrico na cavidade esférica na direção em x do isolamento.

Os resultados das análises da DP na cavidade esférica são apresentados a seguir, considerando-se a influência da espessura do isolamento parâmetro h_{iso} . Novamente, as simulações foram conduzidas para 1 ciclo da tensão, aplicando-se a tensão V_s de 13,8 kV, topologia CHB com $N_{CHB} = 5$, $f_{ch} = 2$ kHz e $L_{cabo} = 50$ m. Neste estudo de caso, o único parâmetro alterado foi a taxa de geração de elétrons devido ao volume da cavidade (N_v), conforme apresentado Tabela 4-7, uma vez que a variação da espessura h_{iso} altera a tensão de ruptura V_{rup} [4] [5] [16].

Tabela 4-7: Principais parâmetros de simulações alterados para o caso 4.

Espessura (h_{iso})[mm]		
2,65 (caso base)	1,95	3,35
N_v [s^{-1}]		
6,4	7,60	6,14

Para cada simulação, as atividades de DP na cavidade esférica são mostradas entre as Figura 4-34 e Figura 4-36 para 1 ciclo (16.67 ms) da tensão aplicada, onde se apresentam os comportamentos dinâmicos dos campos elétricos $E_{cav}(t)$ e $f_c E_0(t)$ e da carga aparente $q_{ap}(t)$ para os valores de h_{iso} igual a 1,95 mm, 2,65 mm e 3,35 mm, respectivamente. Observa-se que não há mudança no perfil do campo elétrico na cavidade E_{cav} , no entanto, evidencia-se que conforme a espessura do isolamento da bobina h_{iso} aumenta, não somente o número de eventos de DP no interior da cavidade esférica, representada pela carga $q_{ap}(t)$, diminui, mas também magnitude da descarga (em pC).

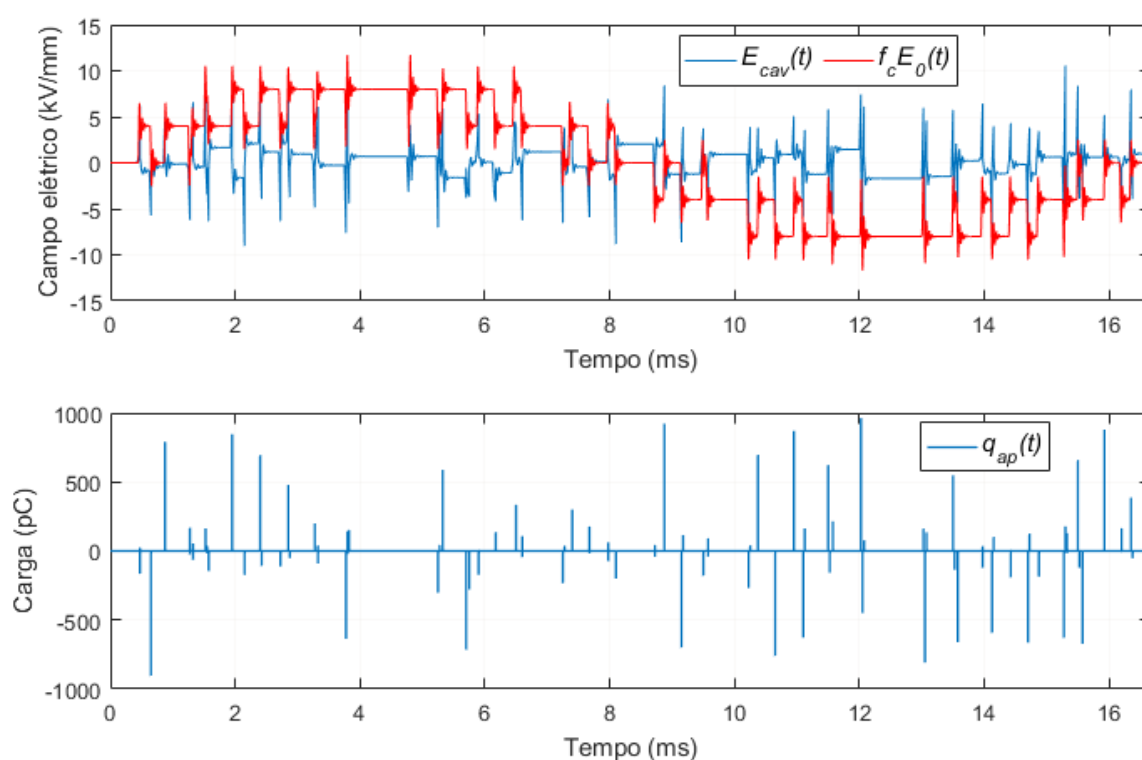


Figura 4-34: Comportamento dinâmico dos campos elétricos e carga aparente de DP na cavidade esférica, para $h_{iso} = 1.95$ mm e tensão aplicada por um conversor CHB 5L, $f_{ch} = 2$ kHz, $L_{cabo} = 50$ m.

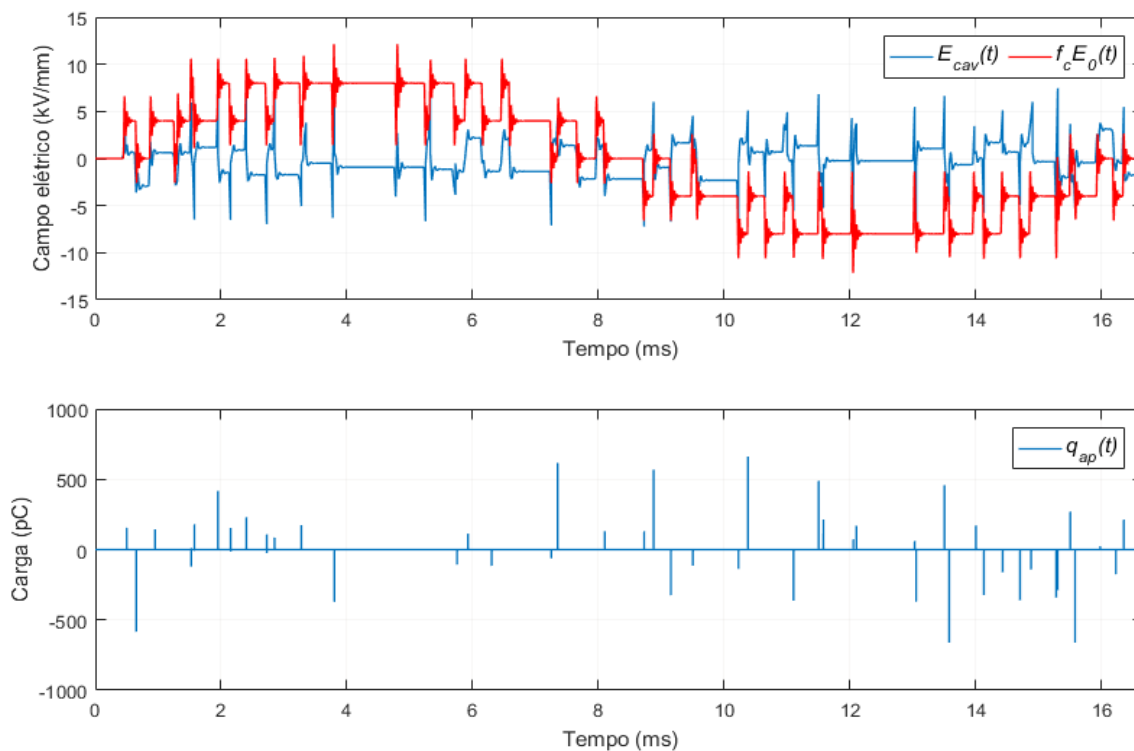


Figura 4-35: Comportamento dinâmico dos campos elétricos e carga aparente de DP na cavidade esférica, para $h_{iso} = 2.65$ mm (caso base) e tensão aplicada por um conversor CHB 5L, $f_{ch} = 2$ kHz, $L_{cabo} = 50$ m.

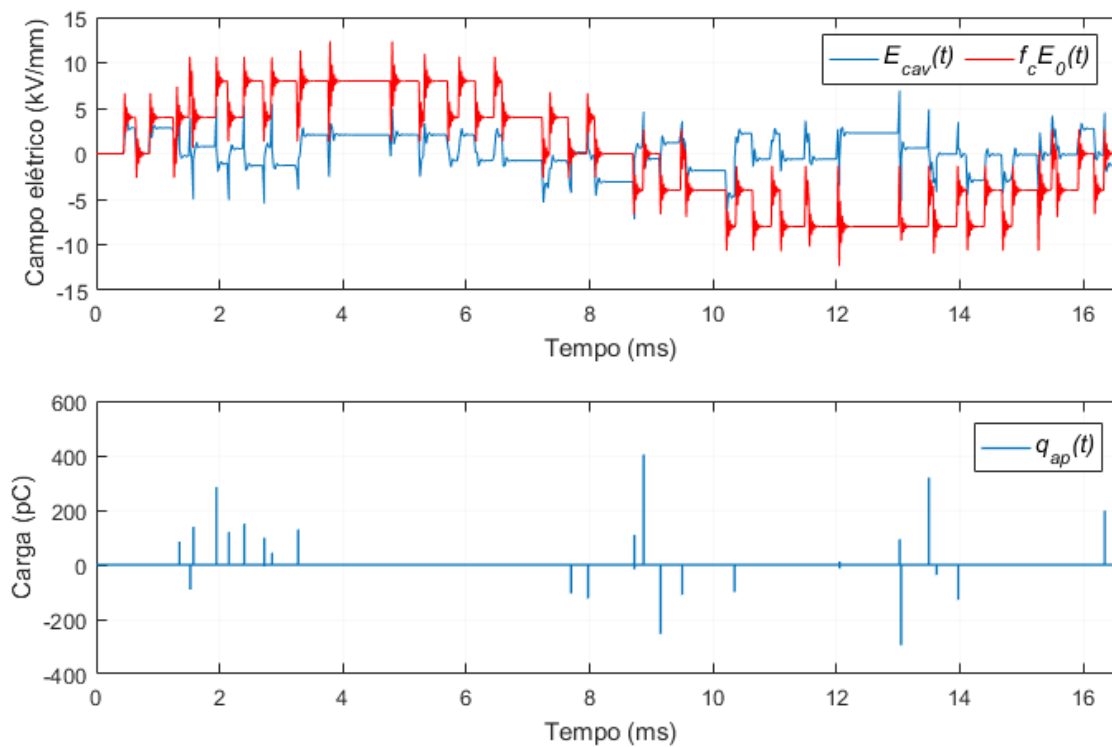


Figura 4-36: Comportamento dinâmico dos campos elétricos e carga aparente de DP na cavidade esférica, para $h_{iso} = 3.35$ mm (caso base) e tensão aplicada por um conversor CHB 5L, $f_{ch} = 2$ kHz, $L_{cabo} = 50$ m.

A Tabela 4-8 apresenta os resultados gerais para os casos simulados. Nota-se visivelmente o aumento do número médio de descargas por ciclo (N_{DP}) com a redução da espessura do isolamento, que ocorre devido ao aumento do campo elétrico na cavidade (E_{cav}) para menores valores de h_{iso} , conforme ilustrado na Figura 4-33. Conforme esperado, verifica-se inclusive que os parâmetros $Q_{aptotal}$, Q_{apmed} , Q_{apmax} são maiores à medida que se aumenta h_{iso} , enquanto que Q_{apmin} apresenta manutenção nos valores das descargas. O aumento progressivo dos parâmetros da Tabela 4-8 é explicado em razão da intensidade da carga aparente (q_{ap}) depender fortemente da espessura do isolamento h_{iso} [16] [67].

Tabela 4-8: Resultados do caso 4: $N_{CHB} = 5$, $f_{ch} = 2$ kHz e $L_{cabo} = 50$ m.

Descrição	Parâmetro	h_{iso} (mm)			Unidade
		1,95	2,65	3,35	
Número médio de DPs por ciclo	N_{DP}	77	45	23	-
Carga aparente total média por ciclo	$Q_{aptotal}$	25474	12397	3397,9	pC
Carga aparente média por DP	Q_{apmed}	330,83	275,48	147,734	pC
Intensidade da carga aparente máxima	Q_{apmax}	962,558	661,374	404,052	pC
Intensidade da carga aparente mínima	Q_{apmin}	2,021	11,973	11,823	pC

4.5 Caso 5 – Efeito do raio da cavidade esférica

O último estudo de caso visa realizar simulações para diferentes tamanhos da cavidade, modificando-se o valor do raio (r_{cav}), a qual a Figura 4-37 mostra um diagrama esquemático 2D da bobina para alteração do raio da cavidade no modelo geométrico da bobina no COMSOL Multiphysics®. O raio da cavidade esférica, r_{cav} , para o caso base é de 0,5 mm. Neste cenário, o parâmetro de simulação foi alterado para os valores de 0,3 mm e 0,7 mm e comparados ao valor de referência. Para fins de análise de sensibilidade do desenvolvimento das DP à medida que se altera r_{cav} , aplicou-se uma tensão nominal de 13,8 kV com a configuração da junção “conversor + cabo” em: $N_{CHB} = 5L$, $f_{ch} = 2$ kHz e $L_{cabo} = 50$ m.

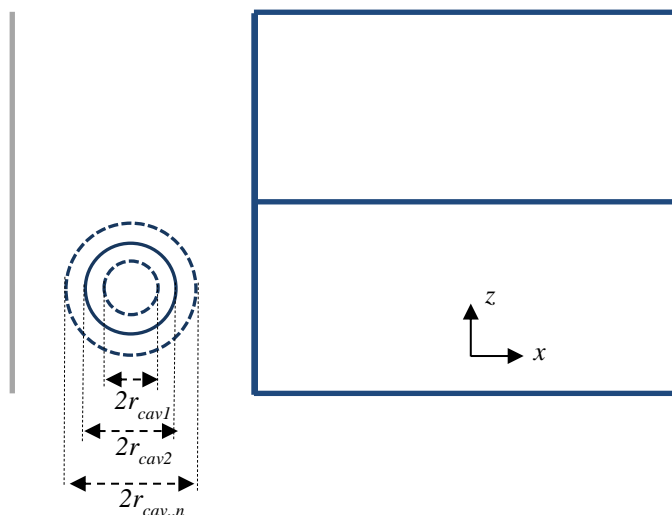


Figura 4-37: Esquema da bobina para variação da posição da cavidade. Figura adaptada de [5].

Conforme Equação (3-3), o campo elétrico de ruptura E_{rup} depende do raio paralelo ao campo elétrico aplicado que, em se tratando da cavidade esférica é o raio da cavidade r_{cav} . Sendo assim, para cada alteração de r_{cav} simulado, modificou-se o campo E_{rup} , mas considerando-se a mesma pressão da cavidade, p_{cav} , utilizada para o caso base. Outra modificação realizada foi a revisão da taxa de geração de elétrons devido ao volume da cavidade (N_v), que depende da amplitude da tensão de ruptura, V_{rup} , e dos raios paralelo e perpendicular ao campo elétrico aplicado (que para a cavidade esférica, $a = b$) [4] [5]. Além disso, alterou-se as taxas de emissão de superfície alta N_{es0A} e baixa N_{es0B} , estas dependentes da área da superfície da cavidade. Os principais parâmetros de simulação podem ser observados na Tabela 4-9.

Tabela 4-9: Principais parâmetros de simulações alterados para o caso 5.

r_{cav} [mm]	E_{rup} [kV/mm]	N_v [s ⁻¹]	N_{es0A} [s ⁻¹]	N_{es0B} [s ⁻¹]
0,3	3,8	5,5	14318	7159
0,5 (caso base)	3,4	6,4	12573	6286
0,7	3,1	6,9	9955	4977

A Figura 4-38 apresenta o perfil do campo elétrico no isolamento da bobina obtido no COMSOL Multiphysics®. Para aplicação da tensão no valor máximo. Observa-se primeiramente que o campo elétrico na cavidade é superior quando comparado ao material dielétrico, dado que a permissividade relativa da cavidade é menor do que o do isolamento principal da bobina. Em relação à variação do raio da cavidade, r_{cav} , registra-se que à medida que r_{cav} aumenta, reduz-se a magnitude do campo elétrico na cavidade, consistente

com a relação de proporcionalidade de $E \propto V/r_{cav}$. Além disso, observa-se que o aumento de r_{cav} proporciona um perfil de campo elétrico dentro da cavidade, menos uniforme ainda que sutil, devido à proximidade da cavidade aos condutores e à superfície aterrada [4] [5].

A Figura 4-39 apresenta o perfil da tensão na direção x da geometria para diferentes raios da cavidade, evidenciando que, conforme r_{cav} aumenta, não há percepção significativa no diferencial de tensão (dV/dx) desenvolvido na bobina, seja no interior da cavidade ou na porção da região do isolamento que contém o material dielétrico.

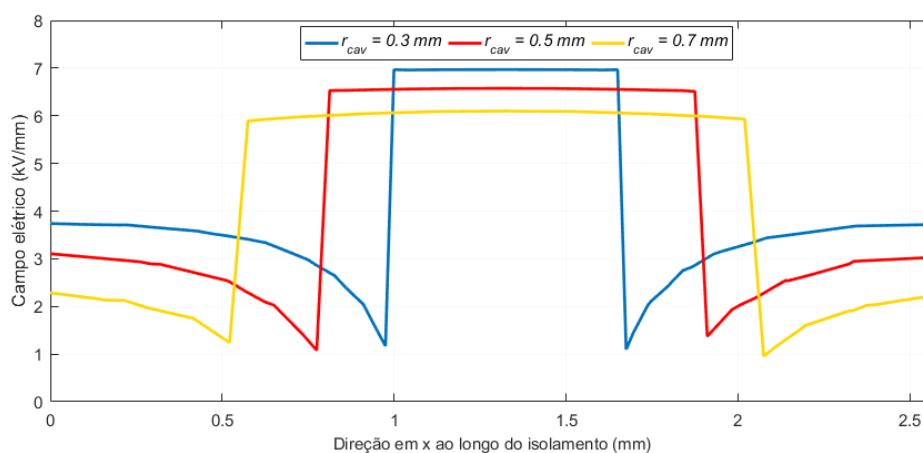


Figura 4-38: Distribuição do perfil de campo elétrico (kV/mm) no isolamento da bobina na direção do eixo x (mm).

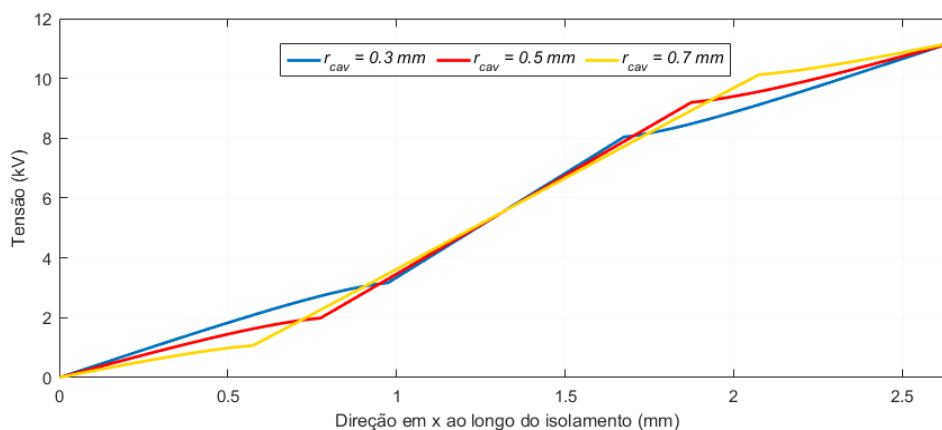


Figura 4-39: Distribuição do perfil de tensão (kV) no isolamento da bobina na direção do eixo x (mm).

Entre as Figura 4-40 e Figura 4-45 são apresentados os comportamentos dinâmicos do campo elétrico no interior da cavidade esférica e a carga aparente modificando-se o raio r_{cav} para 0,3 mm, 0,5 mm e 0,7 mm, considerando-se 1 (um) ciclo da tensão aplicada.

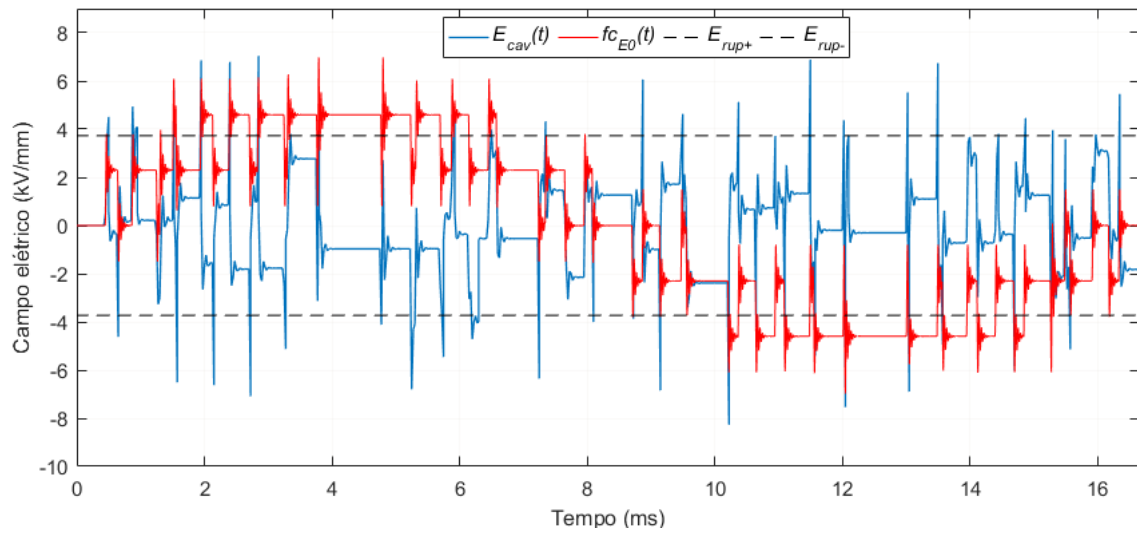


Figura 4-40: Comportamento dinâmico dos campos elétricos na cavidade com $r_{cav} = 0,3 \text{ mm}$ e tensão aplicada por um conversor CHB 5L, $f_{ch} = 500 \text{ Hz}$, $L_{cabo} = 50 \text{ m}$.

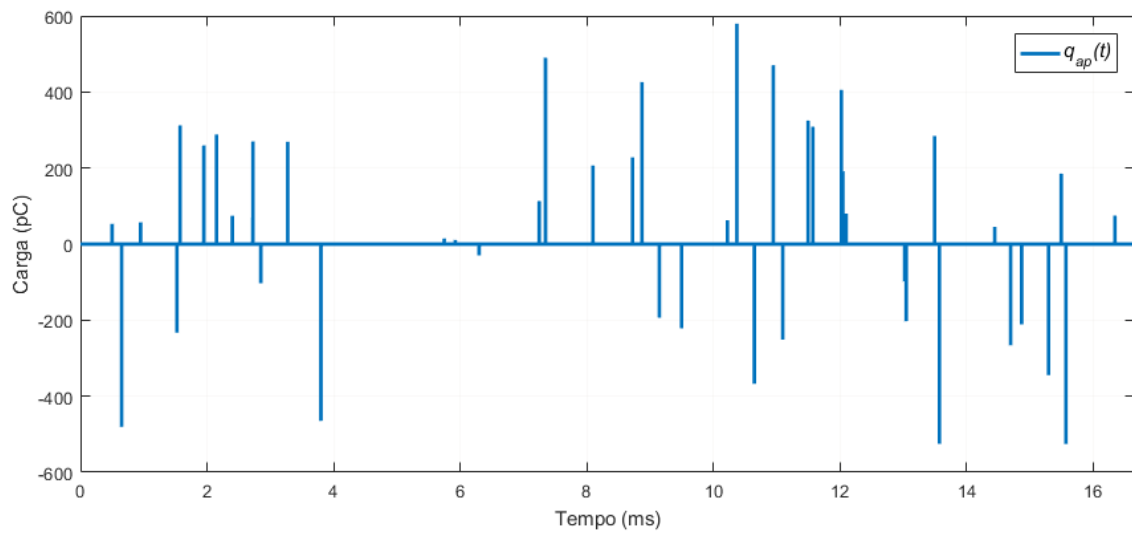


Figura 4-41: Carga aparente de DP na cavidade na cavidade com $r_{cav} = 0,3 \text{ mm}$ e tensão aplicada por um conversor CHB 5L, $f_{ch} = 500 \text{ Hz}$, $L_{cabo} = 50 \text{ m}$.

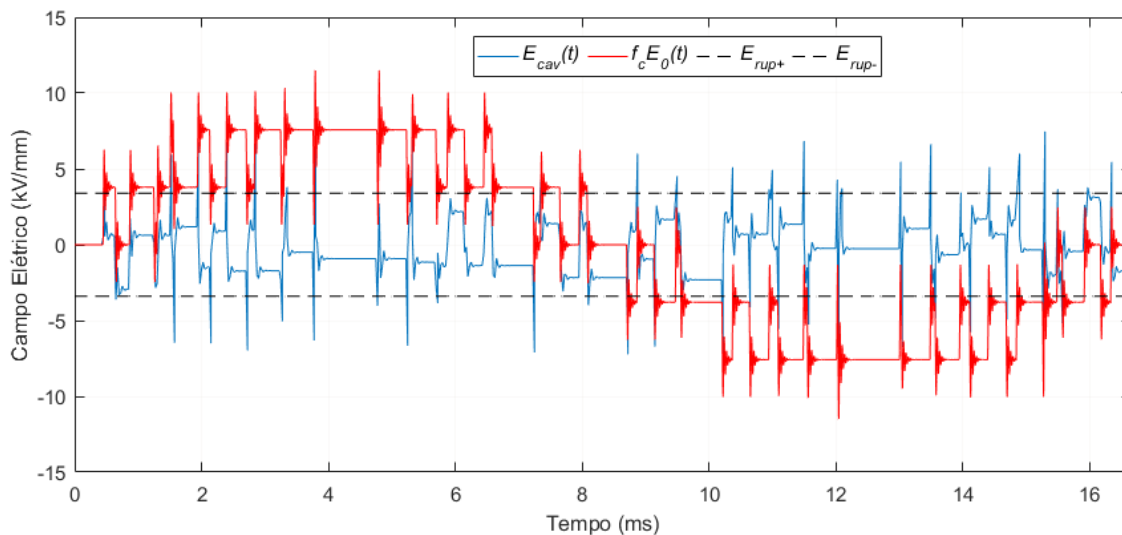


Figura 4-42: Comportamento dinâmico dos campos elétricos na cavidade com $r_{cav} = 0,5 \text{ mm}$ e tensão aplicada por um conversor CHB 5L, $f_{ch} = 500 \text{ Hz}$, $L_{cabo} = 50 \text{ m}$.

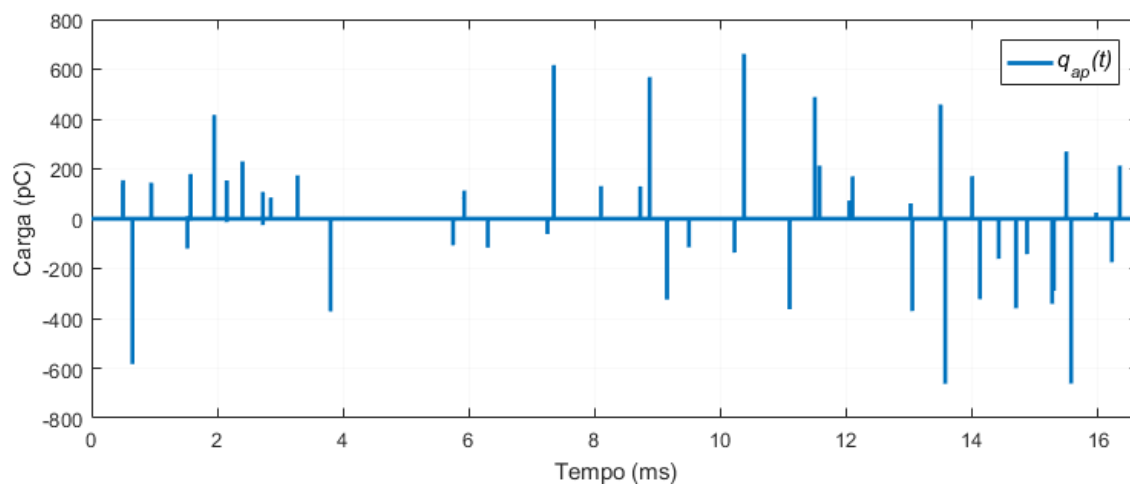


Figura 4-43: Carga aparente de DP na cavidade na cavidade com $r_{cav} = 0,5 \text{ mm}$ e tensão aplicada por um conversor CHB 5L, $f_{ch} = 500 \text{ Hz}$, $L_{cabo} = 50 \text{ m}$.

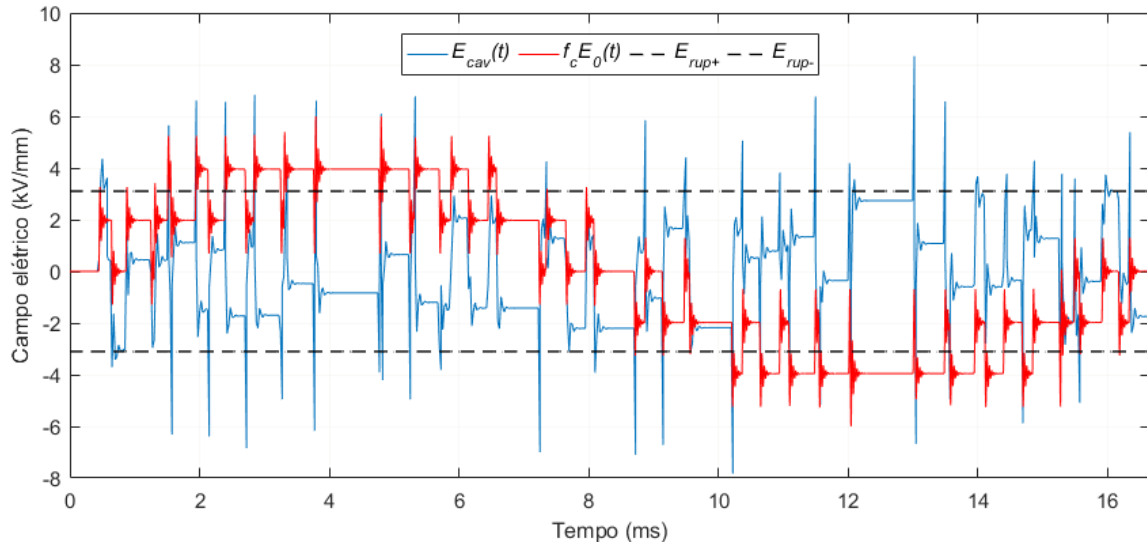


Figura 4-44: Comportamento dinâmico dos campos elétricos na cavidade com $r_{cav} = 0,7 \text{ mm}$ e tensão aplicada por um conversor CHB 5L, $f_{ch} = 500 \text{ Hz}$, $L_{cabo} = 50 \text{ m}$.

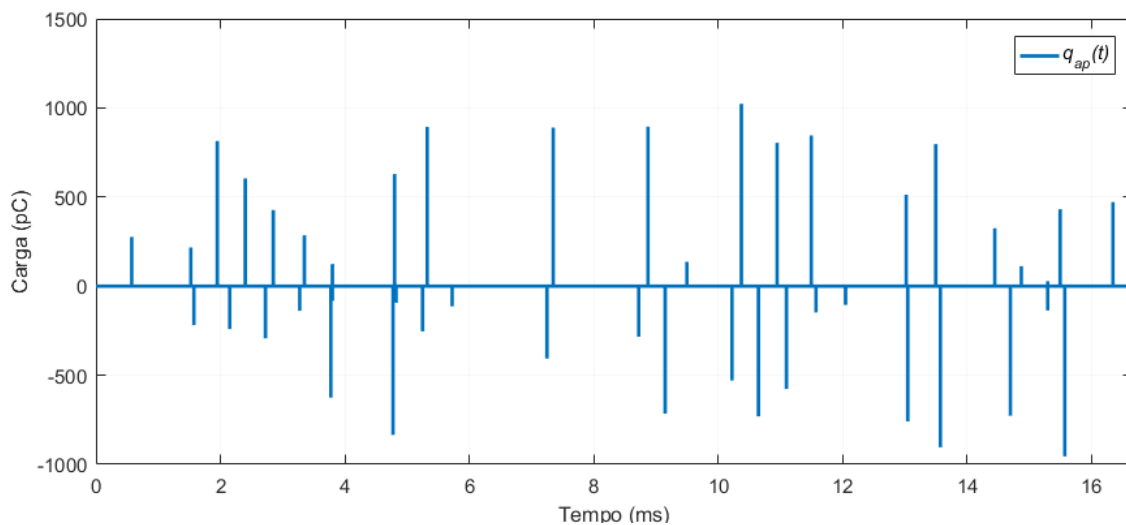


Figura 4-45: Carga aparente de DP na cavidade na cavidade com $r_{cav} = 0,7 \text{ mm}$ e tensão aplicada por um conversor CHB 5L, $f_{ch} = 500 \text{ Hz}$, $L_{cabo} = 50 \text{ m}$.

A Tabela 4-10 apresenta os resultados gerais para os casos simulados. Nota-se que não há alteração significativa do número de descargas (N_{DP}) na cavidade esférica conforme se aumenta r_{cav} . No entanto, é importante frisar que, quando comparado à uma condição em que se aplica uma tensão puramente senoidal na bobina de média tensão (Tabela 3-32), a taxa de ocorrência da DP, para apenas 1 ciclo da tensão, é 10 vezes superior, que pode contribuir para a aceleração da degradação precoce do isolamento da máquina. Além disso, percebe-se claramente que os parâmetros de $Q_{aptotal}$, Q_{apmed} , Q_{apmax} e Q_{apmin} são maiores à medida que se aumenta r_{cav} , tendo em vista que conforme se aumenta a seção

transversal da cavidade, maior a intensidade de corrente e, conseqüentemente, maiores as magnitudes de intensidades de cargas real (q_{real}) e aparente (q_{ap}).

Tabela 4-10: Resultados do caso 5: $N_{CHB} = 5$, $f_{ch} = 2$ kHz e $L_{cabo} = 50$ m.

Descrição	Parâmetro	r_{cav} (mm)			Unidade
		0,3	0,5	0,7	
Número médio de DPs por ciclo	N_{DP}	43	45	43	-
Carga aparente total média por ciclo	$Q_{aptotal}$	10602	12397	20630	pC
Carga aparente média por DP	Q_{apmed}	246,55	275,48	289,767	pC
Intensidade da carga aparente máxima	Q_{apmax}	579,65	661,374	1023,4	pC
Intensidade da carga aparente mínima	Q_{apmin}	7,774	11,973	19,464	pC

4.6 Considerações finais

Uma vez apresentados e analisados os resultados das simulações para os estudos de casos propostos nesta dissertação, os gráficos a seguir mostram a compilação da combinação dos resultados de todas as simulações realizadas no trabalho, especificamente, para os estudos de caso 1, 2 e 3. Tendo em vista que o grau de liberdade dos parâmetros de interesse utilizado nas simulações é 3 - N_{CHB} , f_{ch} e L_{cabo} - os resultados foram ajustados utilizando a função *scatter3* disponível no MATLAB®.

Percebe-se entre as Figura 4-46 e Figura 4-50 que o emprego da topologia do conversor com menor número de níveis de tensão - N_{CHB} - representa uma condição crítica para o fenômeno da DP, não somente para maior incidência de descargas no isolamento (N_{DP}), mas na elevação das cargas de DP aparente, representadas pelos atributos $Q_{aptotal}$, Q_{apmed} e Q_{apmax} . Observa-se, inclusive, que a severidade da DP na cavidade esférica pelo aumento do comprimento do cabo, L_{cabo} pode ocasionar a elevação das descargas nas máquinas elétricas, conforme demonstrados nas análises do desenvolvimento das DP. O referido parâmetro pode ser considerado um fator limitante no que tange ao dimensionamento do projeto sistemas elétricos que tem restrição de espaço físico para instalação de equipamentos elétricos de média tensão. Verifica-se ainda que os maiores valores de DP, Q_{apmax} , ocorrem à medida que se aumenta o comprimento do cabo e corroborado pelas análises discorridas ao longo deste capítulo. E por fim, as magnitudes dos valores de Q_{apmin} se limitam, predominantemente, em até 100 pC.

No que diz respeito à escolha da topologia do conversor, observa-se uma região de estabilidade das magnitudes das cargas aparentes de DP até a frequência de chaveamento,

f_{ch} , de 5 kHz. E a partir deste, eleva-se o número de descargas no isolamento (N_{DP}) e das cargas aparentes, representadas pelos parâmetros $Q_{aptotal}$, Q_{apmed} e Q_{apmax} .

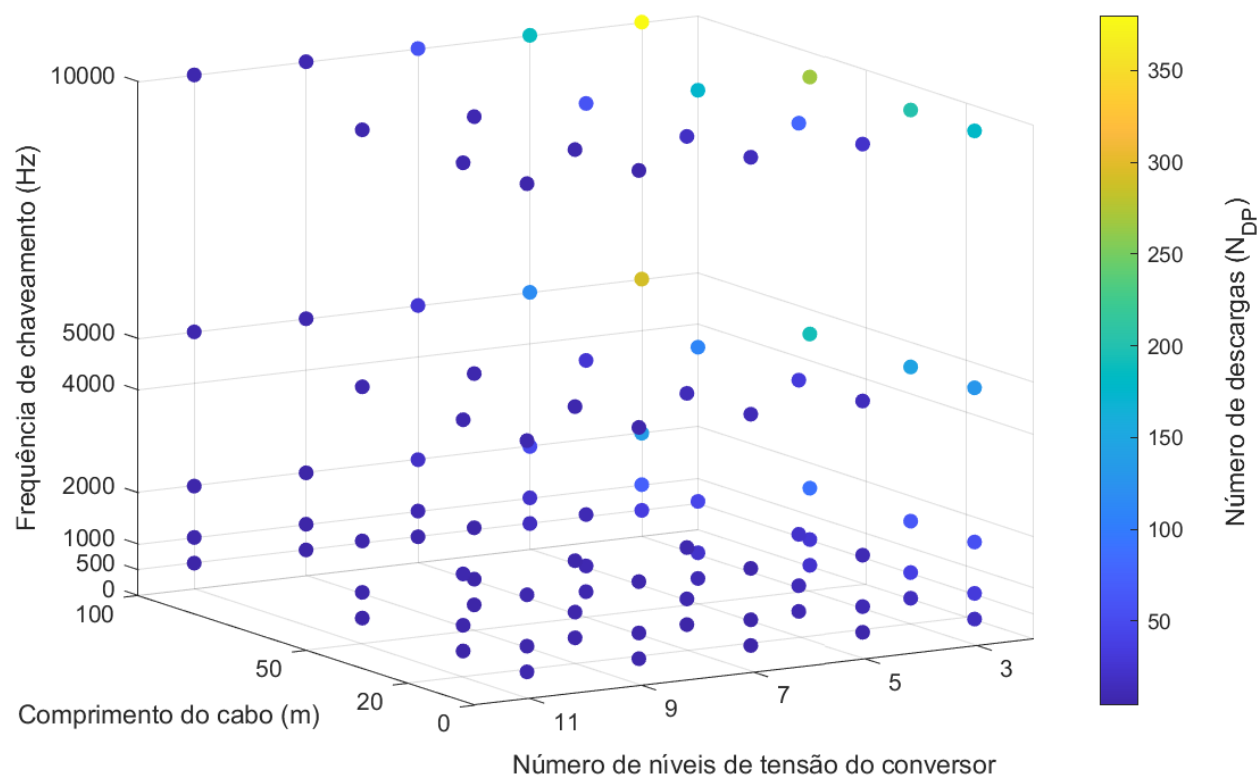


Figura 4-46: Gráfico em 4D mostrando os registros de N_{DP} combinando-se os resultados mediante à variação dos parâmetros de N_{CHB} , f_{ch} e L_{cabo} .

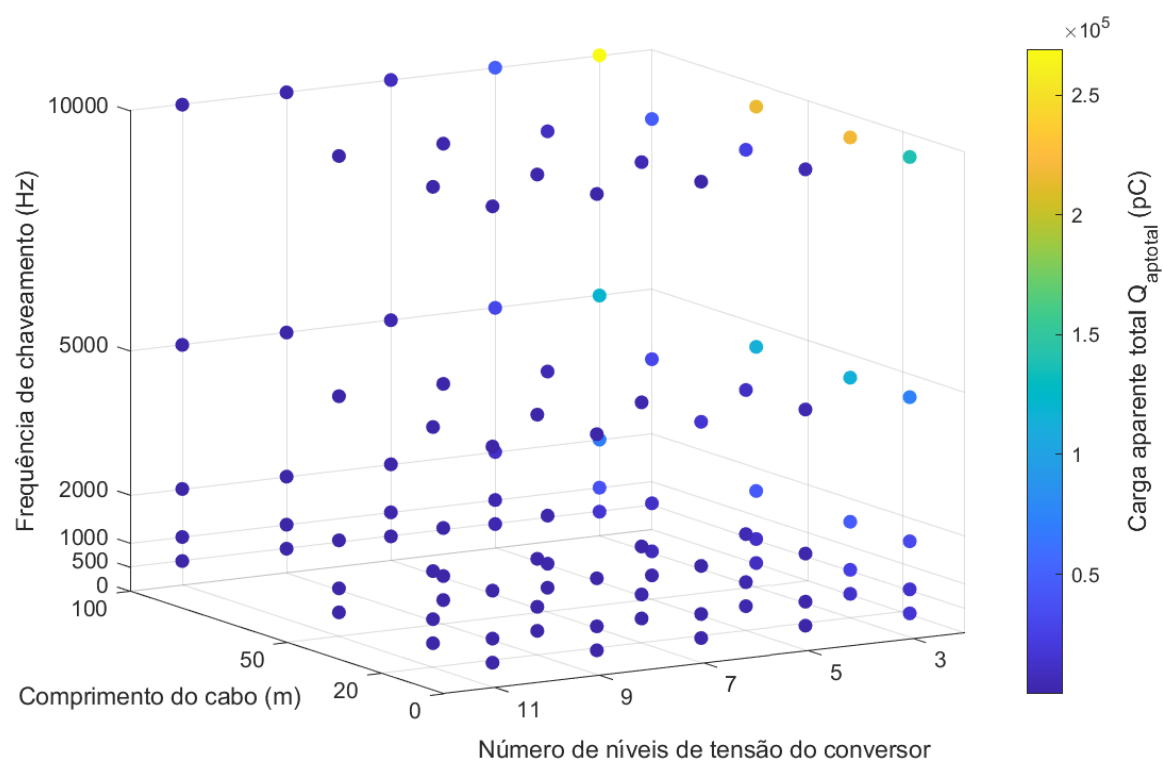


Figura 4-47: Gráfico em 4D mostrando os registros de $Q_{aptotal}$ através da compilação dos resultados mediante à variação dos parâmetros de N_{CHB} , f_{ch} e L_{cabo} .

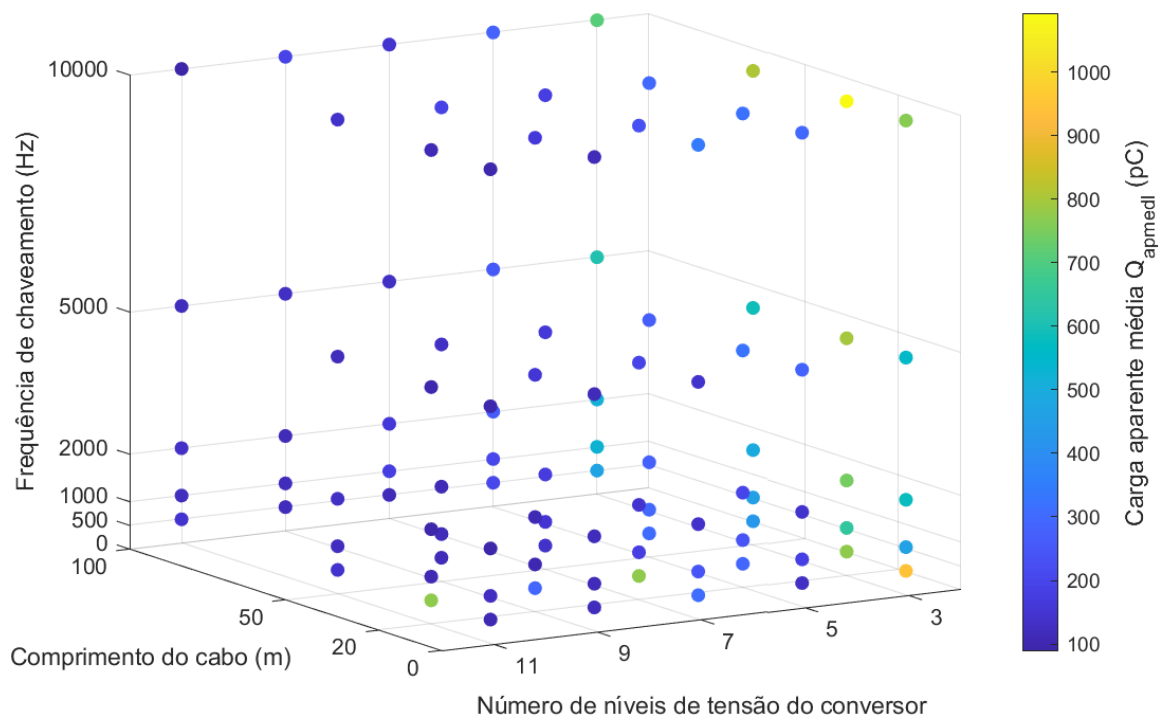


Figura 4-48: Gráfico em 4D mostrando os registros de Q_{apmed} através da compilação dos resultados mediante à variação dos parâmetros de N_{CHB} , f_{ch} e L_{cabo} .

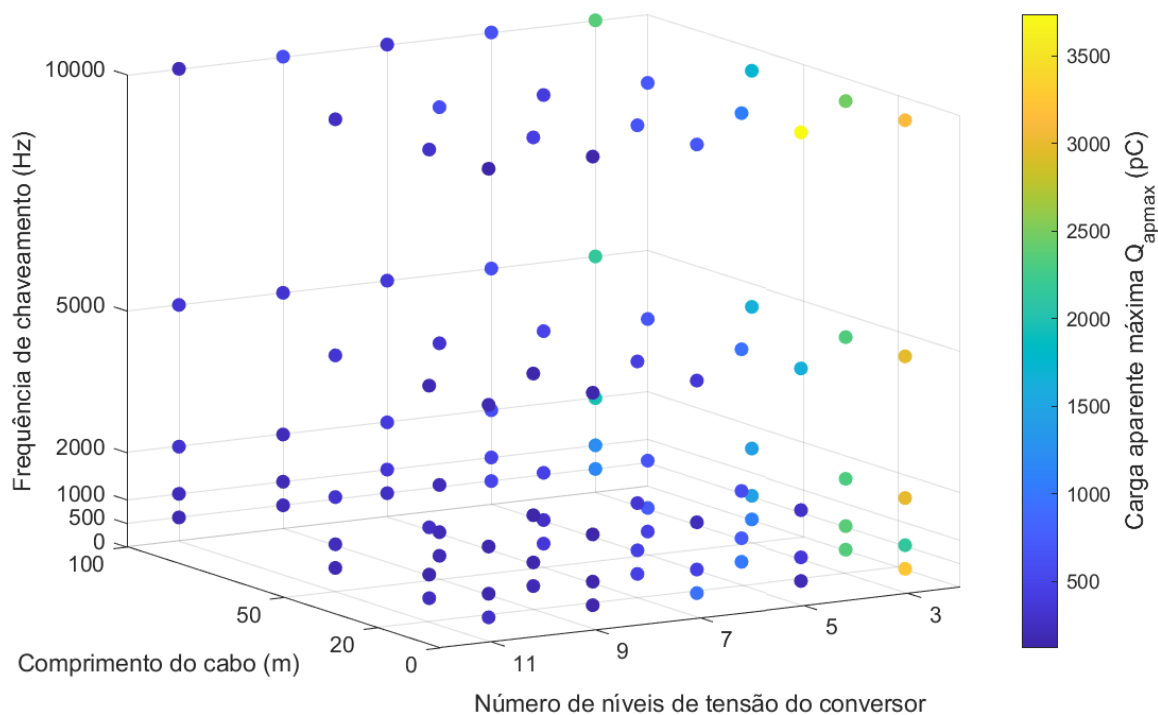


Figura4-49: Gráfico em 4D mostrando os registros de Q_{apmax} através da compilação dos resultados mediante à variação dos parâmetros de N_{CHB} , f_{ch} e L_{cabo} .

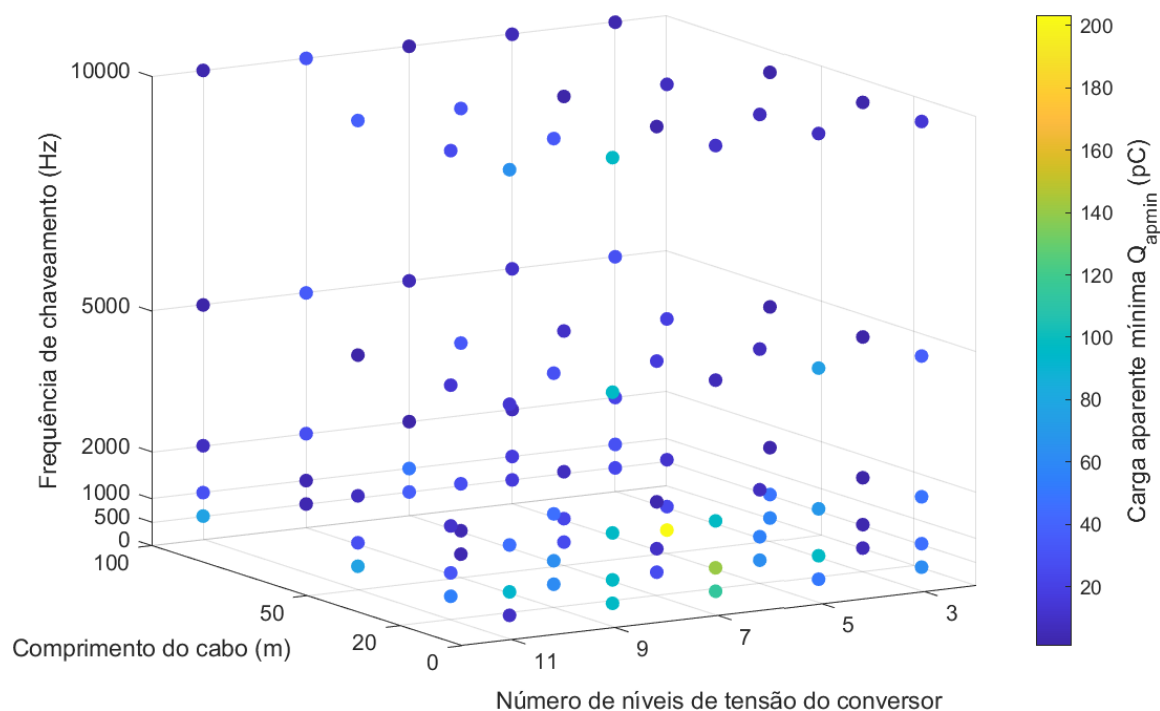


Figura 4-50: Gráfico em 4D mostrando os registros de Q_{apmax} através da compilação dos resultados mediante à variação dos parâmetros de N_{CHB} , f_{ch} e L_{cabo} .

Este capítulo apresentou os resultados relativos ao desenvolvimento das DP num isolamento de uma máquina elétrica de 13,8 kV, avaliando-se a alteração de diversos parâmetros relacionados ao projeto do sistema de isolamento da máquina elétrica e do conversor de frequência que o aciona e às características intrínsecas do sistema elétrico, tais como: número de níveis de tensão da topologia do conversor, frequência de chaveamento das chaves semicondutoras, comprimento do cabo, raio da cavidade esférica e espessura do isolamento.

Para análise das atividades de DP, utilizou-se um modelo de circuito elétrico em que se aplica uma tensão chaveada, oriunda de um conversor cuja topologia é CHB, que se propaga ao longo do cabo alimentador e por seguinte, é desenvolvida uma sobretensão transitória nos terminais da máquina, que servirá como referência de tensão aplicada na cavidade esférica do isolamento da bobina para avaliação das descargas. Para obtenção das sobretensões nos terminais da bobina de tensão, além da modelagem do cabo alimentador, representou-se, também, o circuito do motor elétrico em parâmetros de alta frequência dada

a característica transitória do pulso de DP e de curtíssima duração (na ordem de nanossegundos).

Os resultados das simulações permitem concluir que o número de descargas por ciclo (N_{DP}) está diretamente associado à intensidade do campo elétrico na cavidade, E_{cav} e para este parâmetro se observa um crescimento abrupto, comparando-o com o caso base (tensão puramente senoidal, frequência de 60 Hz), quando a cavidade esférica é submetida à uma tensão terminal V_m oriunda do emprego de conversor de frequência, cujas características de impedância do sistema elétrico culminam em elevadas sobretensões na da bobina produzidas pelas alterações dos parâmetros N_{CHB} , f_{ch} e L_{cabo} .

Por fim, nota-se que o emprego da topologia do conversor com menor número de níveis de tensão representa uma condição crítica, não somente para maior incidência de descargas no isolamento (N_{DP}) e que a magnitude da DP na cavidade esférica é agravada pelo aumento do comprimento do cabo, parâmetro este considerado como crítico ao dimensionamento do projeto elétrico, pois em sistemas industriais que possuem restrição de espaço físico quanto à localização dos equipamentos elétricos de média tensão, o parâmetro L_{cabo} pode ser considerado como limitante, ocasionando a elevação das DP nas máquinas elétricas.

Capítulo 5 - Conclusões e Trabalhos Futuros

Esta dissertação teve como principal finalidade, apresentar um estudo acerca do fenômeno de descargas parciais em isolamento de máquinas elétricas, mais especificamente na isolação principal de uma bobina estatórica de tensão originária em 13,8 kV empregando-se uma topologia de conversor de frequência do tipo CHB, mas que mediante as características das impedâncias das partes constituintes do sistema elétrico em alta frequência, a tensão terminal na bobina é caracterizada por elevadas sobretensões, esta servindo como referência de tensão nas análises das DP. No trabalho foi utilizado um modelo de simulação da ocorrência da descarga parcial apresentado anteriormente em [4] [5] [24] que se trata de um modelo dinâmico cujas condições de fronteira são definidas por um código em MATLAB® e por meio do método baseado em elementos finitos, através do *software* COMSOL Multiphysics®, adquire-se as distribuições de campo elétrico, densidade de corrente e densidade de campo elétrico.

Associado à implementação do modelo de simulação, utilizou-se um modelo geométrico 3D representado por uma bobina de estator típica de um motor de indução inserindo-se uma cavidade em sua isolação principal. O objetivo principal do trabalho consistiu em verificar o desenvolvimento das descargas parciais, avaliando-se a alteração de diversos parâmetros sobre as ocorrências das DP, seja relacionado ao projeto do sistema de isolamento da máquina elétrica e do conversor de frequência que o aciona, seja pelas características intrínsecas do sistema elétrico, tais como: número de níveis de tensão da topologia do conversor, frequência de chaveamento das chaves semicondutoras, comprimento do cabo, raio da cavidade esférica e espessura do isolamento.

A exibição e análise dos resultados das simulações revelaram que o número de descargas por ciclo (N_{DP}) está diretamente associado à intensidade do campo elétrico na cavidade, E_{cav} , ou seja, para quanto mais intenso E_{cav} , eleva-se o N_{DP} e, por seguinte, maior a carga aparente média por ciclo, $Q_{aptotal}$. Nota-se, adicionalmente, um crescimento abrupto de E_{cav} quando a cavidade esférica é submetida à uma tensão terminal V_m oriunda do emprego de conversor de frequência, cujas características de impedância do sistema elétrico culminam em elevadas sobretensões na da bobina, e conseqüentemente, uma maior elevação das DP no sistema de isolamento, confirmado pelos resultados das simulações comparando-os com o caso base (tensão puramente senoidal, frequência de 60 Hz) produzidas pelas alterações dos parâmetros N_{CHB} , f_{ch} e L_{cabo} .

No que diz respeito aos resultados das análises de DP obtidos alterando-se os parâmetros supracitados, verificou-se uma redução das ocorrências das descargas (N_{DP}) na cavidade e das magnitudes das cargas aparentes de DP, representadas pelas variáveis $Q_{aptotal}$, Q_{apmed} e Q_{apmax} à medida que se emprega um maior número de níveis da tensão do conversor (N_{CHB}). Já em relação ao parâmetro relacionado a frequência de chaveamento, f_{ch} , notou-se uma tendência de aumento do número descargas pro ciclo (N_{DP}) e das magnitudes das cargas de DP, embora registrado para os resultados inerentes às variáveis Q_{apmed} e Q_{apmax} , uma propensão de aumento mais suave tendendo a convergir para um valor estável. Analisando a influência do cabo alimentador, L_{cabo} , observou-se uma orientação do aumento do número descargas por ciclo (N_{DP}) conforme o parâmetro L_{cabo} aumenta, porém para menores valores de N_{CHB} . E que quando este aumenta, verifica-se que os valores de N_{DP} diminuem quando o comprimento do cabo L_{cabo} é aumentado.

Já para as simulações realizadas analisando-se a influência da espessura do isolamento h_{iso} no desenvolvimento das descargas, percebeu-se a elevação do aumento do número médio de descargas por ciclo (N_{DP}) com a redução da de h_{iso} . No entanto, quando se analisa o impacto da alteração do raio da cavidade esférica r_{cav} , não se observou alterações significativas do N_{DP} na cavidade esférica, mas que quando comparado à uma condição em que se aplica uma tensão puramente senoidal na bobina, o número de ocorrências das descargas é 10 vezes superior, que pode contribuir para a aceleração da degradação precoce do isolamento da máquina. Ainda, verificou-se que os parâmetros de $Q_{aptotal}$, Q_{apmed} , Q_{apmax} e Q_{apmin} são maiores à medida que se aumenta r_{cav} , tendo em vista que conforme se aumenta a seção transversal da cavidade, maior a intensidade de corrente e, conseqüentemente, maiores as magnitudes de intensidades de cargas real (q_{real}) e aparente (q_{ap}).

Outro fator importante na análise de DP é que se observou que o emprego da topologia do conversor com menor número de níveis de tensão representa uma condição crítica, não somente para maior incidência de descargas no isolamento (N_{DP}), mas na elevação das cargas de DP aparente, representadas pelos atributos $Q_{aptotal}$, Q_{apmed} e Q_{apmax} . Observa-se, inclusive, que a severidade da DP na cavidade esférica é agravada pelo aumento do comprimento do cabo, parâmetro este considerado como crítico ao dimensionamento do projeto elétrico, pois em sistemas industriais que possuem como

premissa, a restrição de espaço físico ou que não há um certo grau de liberdade para a instalação de equipamentos elétricos de média tensão, considera-se o parâmetro L_{cabo} como limitante e que a depender do projeto, pode ocasionar a elevação das descargas nas máquinas elétricas, conforme demonstrados nas análises do desenvolvimento das DP.

Em relação à escolha da topologia do conversor, nota-se essencialmente uma região de estabilidade das magnitudes das cargas aparentes de DP até a frequência de chaveamento, f_{ch} , de 5 kHz. E a partir deste, eleva-se o número de descargas no isolamento (N_{DP}) e das cargas aparentes, representadas pelos parâmetros $Q_{aptotal}$, Q_{apmed} e Q_{apmax} . Uma alternativa à redução das descargas no isolamento seria de adotar uma topologia com emprego do aumento dos níveis de tensão da topologia do conversor de frequência (N_{CHB}).

Por fim, analisando-se a influência dos parâmetros referenciados neste trabalho, conclui-se que as maiores magnitudes de DP na cavidade acontecem em condições a qual se utiliza a topologia com o menor número de níveis de tensão (N_{CHB}) para construção da tensão da saída do conversor ou à medida que se aumenta a frequência de chaveamento das chaves de potência (f_{ch}) na aplicação. E que a configuração conjunta destes parâmetros tende a promover uma maior severidade ao isolamento da máquina, uma vez que amplifica a taxa com que ocorrem as descargas parciais.

Tendo em vista os resultados obtidos nesta dissertação e considerando a lacuna de conhecimento no que se refere à abordagem pouco difundida na literatura técnica no que tange na análise de DP em máquinas rotativas de média tensão acionadas por conversores de frequência, sugere-se algumas propostas de trabalhos futuros com o intuito de dar continuidade à pesquisa, a saber:

- Efetuar medições em uma bobina real e validar os resultados com as simulações a fim de se confirmar se os valores utilizados e considerações feitas nesta dissertação estão adequados para a simulação;
- Reproduzir as simulações realizadas nessa dissertação em motores industriais, considerando níveis de tensões menores, como por exemplo, 4.16 kV, 6.6 kV, etc.;
- Reproduzir as simulações realizadas nessa dissertação empregando-se outros cenários inerentes ao sistema elétrico;
- Reavaliação das análises de DP em elementos finitos considerando-se a representação da geometria 3D apresentada nesta dissertação num modelo no plano

infinito (em 2D) com intuito de otimizar o esforço computacional, mas principalmente, analisar a precisão dos resultados e do modelo proposto;

- Analisar a influência da parametrização do circuito *snubber* das chaves de potência dos conversores no desenvolvimento das atividades de DP;
- Avaliar a possibilidade de relação entre o desenvolvimento das atividades de DP e as frequências de ressonância originadas em alta frequência pelas partes integrantes do circuito elétrico;
- Reproduzir padrões característicos da DP (gráficos PRPD) emulando os estudos de caso analisados neste trabalho, mas não se limitando a este, para auxiliar o usuário na identificação da fonte de DP está presente no interior do isolamento do estator;
- Simular a ocorrência simultânea de DP em múltiplas cavidades;
- Prospectar o refinamento do modelo do motor em parâmetros de alta frequência, tendo em vista que a literatura técnica ainda carece de modelos com potência superior a 100 kW;
- Prospectar a possibilidade de expandir o modelo implementado para simular as DP em diferentes fases do envelhecimento do material dielétrico.

Apêndice

6.1 Topologia dos conversores e o estado da arte em média tensão

A depender do tipo de fonte aplicada (tensão ou corrente), admite-se duas classificações para os conversores: do tipo fonte de tensão: VSI (*Voltage Source Inverter*) ou de corrente, CSI (*Current Source Inverter*). Basicamente, a diferença entre os tipos está na característica das chaves semicondutoras de potência, dado que no conversor CSI, as chaves devem ser bidirecionais em tensão, enquanto que no VSI, as chaves são bidirecionais em corrente. Os conversores do tipo VSI são preferenciais em aplicações industriais, justificada pela maior disponibilidade no mercado de chaves bidirecionais em corrente, como por exemplo, transistores, IGBTs (*Insulated-Gate Bipolar Transistor*), IGCTs (*Integrated Gate-Commutated Thyristor*), diodos entre outros; e flexibilidade no que tange ao projeto do conversor, com possibilidade de aplicação de inúmeras estratégias de chaveamento à topologia.

De acordo com a Figura 6-1, os conversores multiníveis se enquadram no tipo VSI. Na sua forma primitiva, os conversores multiníveis são formados por dispositivos semicondutores e fontes armazenadoras de energia. Quando são submetidas à adequadas estratégias de modulação e controle, obtêm-se tensões na saída com o número de níveis desejados [30]. Estes níveis são sintetizados a partir da comutação das chaves semicondutoras.

Diferente do conversor de tensão tradicional, que sintetiza dois níveis de tensão de saída, os conversores multiníveis têm a capacidade gerar vários níveis de tensão de saída [31], o que confere vantagem sobre o conversor de dois níveis, pois os esforços de tensão nas chaves de potência são distribuídos e, conseqüentemente, garante maior suportabilidade da chave ao longo da operação conversor. Outro fator notório na topologia multinível diz respeito à redução das componentes harmônicas presentes na tensão de saída, à medida que se enseja mais níveis de tensão ao conversor. A Figura 6-2 ilustra as formas de onda de tensão de saída em função do número de níveis, sintetizadas de acordo com a arquitetura do conversor.

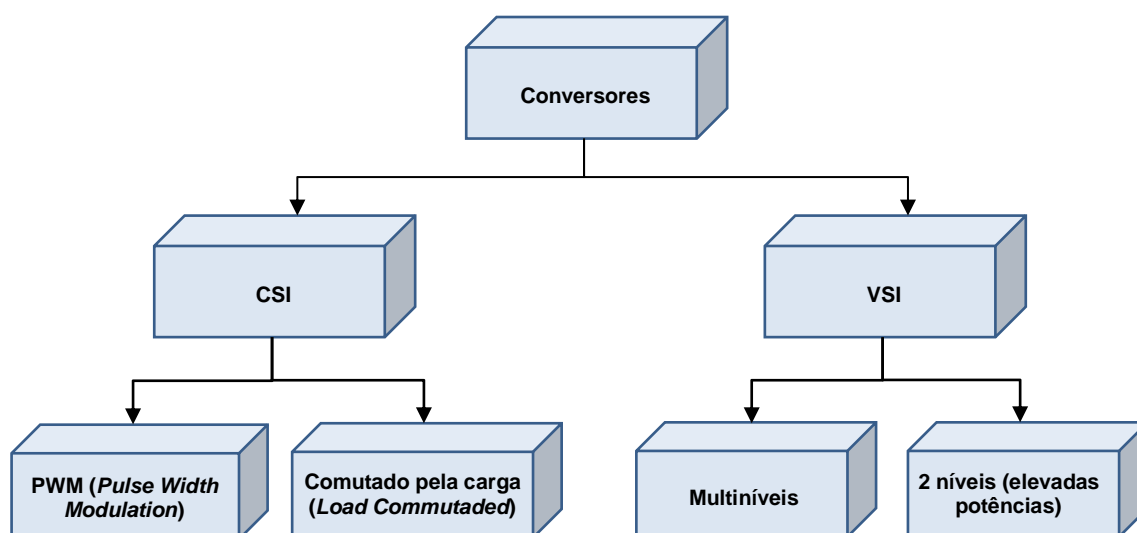


Figura 6-1: Principais tipos de conversores.

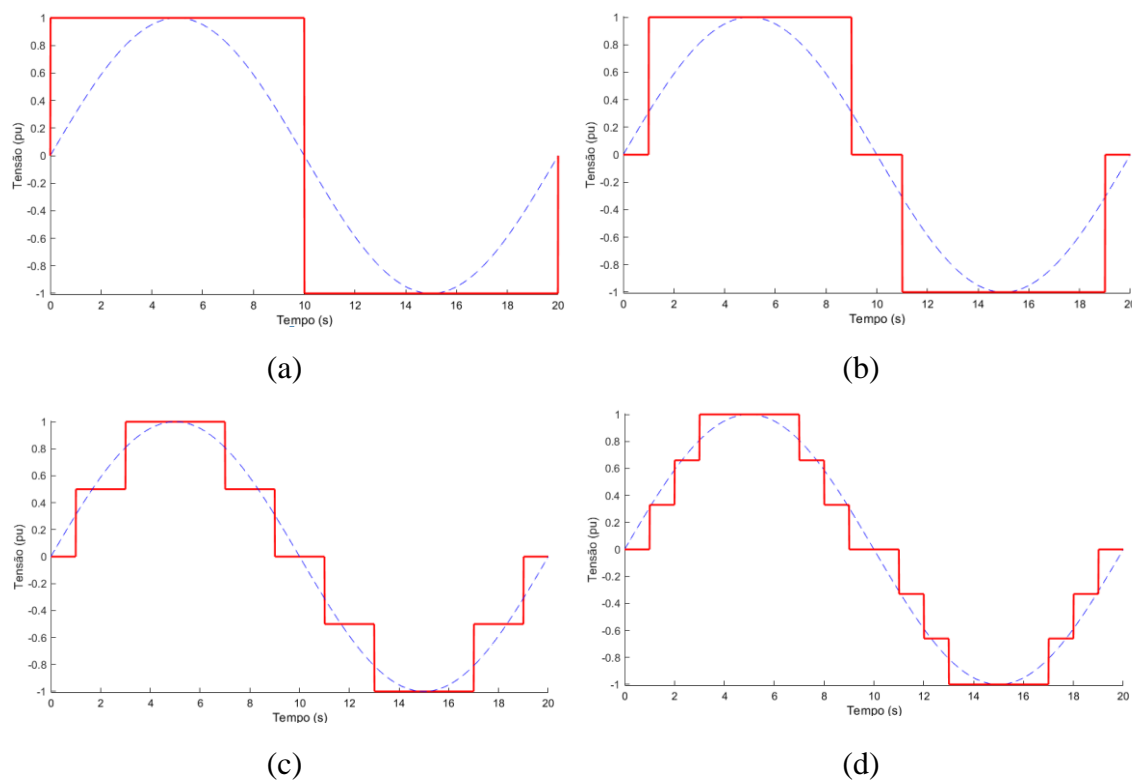


Figura 6-2: Formas de onda de tensão de saída em função do número de níveis, sintetizadas de acordo com a arquitetura (a) conversor tradicional de 2 níveis e multiníveis: (b) 3 níveis (3L) (c) 5 níveis (5L) e (d) 7 níveis (7L).

Entre as principais topologias multiníveis difundidas na literatura e abordadas neste capítulo, encontram-se: o conversor com grampeamento a diodos (NPC - *Neutral Point Clamped*), o conversor com capacitores de grampeamento (FC - *Flying Capacitor*), o

conversor em cascata (CHB – *Cascade Hybrid Bridge*) e o conversor modular multinível (MMC – *Modular Multilevel Converter*).

6.1.1 Conversor *Neutral Point Clamped* (NPC)

Nas últimas décadas, os conversores a diodo com três níveis de tensão tiveram grande importância nas aplicações de média tensão. Contudo, quando exigido em aplicações de elevada potência, este tipo de conversor requer um aumento nos níveis da tensão de saída. A primeira arquitetura multinível comercializada mundialmente foi o conversor com diodos de grampeamento NPC (*Neutral Point Clamped*) [34], originalmente proposto por Baker [68] e aprimorado por Nabae [69]. Desde então, tornou-se uma das topologias mais utilizadas em aplicações industriais. O conversor utiliza diodos de grampeamento (D_{g1} e D_{g2}), que permite o uso do ponto central do barramento CC (corrente contínua) para sintetizar um terceiro nível de tensão, conforme apresentado na Figura 6-3. Em sua configuração mais simples, o NPC fornece três níveis de tensão na saída de cada fase. Além de possibilitar um terceiro nível de tensão, os diodos de grampeamento também promovem a divisão da tensão do barramento sobre as chaves semicondutoras (S_1 S_2) e, assim, cada chave suporta metade da tensão total de barramento sobre seus terminais.

A estrutura do conversor NPC é facilmente ampliada adicionando pares de chaves bidirecionais em corrente e diodos de grampeamento. Para aumentar o número de níveis de tensão da topologia NPC, a tensão sobre as chaves (V_{ch}) [34] obedece à relação em (6-1), onde V_{dc} é a tensão do barramento CC e n é o número de níveis de tensão da topologia.

$$V_{ch} = V_{dc} \cdot \frac{(n - 2)}{(n - 1)} \quad (6-1)$$

O conversor NPC apresenta algumas vantagens interessantes. Quando comparado às outras topologias multiníveis, está em sua simplicidade, em virtude da robustez e baixo custo relativo ao emprego de diodos, tornando-o atrativo para a indústria e com grande aplicação. Além disso, quando comparada à arquitetura tradicional de dois níveis, o NPC exibe um THD_i menor em virtude da saída de tensão de vários níveis e a redução do estresse de tensão em cada dispositivo de comutação [34] [70]. No entanto, elevar o número de níveis na topologia NPC implica na elevação quadrática [71] do número de diodos de grampeamento (n_{dgNPC}), ao passo que o número de chaves semicondutoras (n_{chNPC}) e de diodos antiparalelo (n_{dNPC}) aumenta linearmente, conforme descrito em (6-2) e (6--3).

Conforme o número de níveis de tensão aumenta, eleva-se a complexidade do conversor devido à tensão de desequilíbrio no barramento CC [34] e a necessidade de empregar um grande número de diodos de grampeamento conectados em série.

$$n_{dgNPC} = (n - 1) \cdot (n - 2) \quad (6-2)$$

$$n_{chNPC} = n_{dNPC} = 2 \cdot (n - 1) \quad (6-3)$$

Outras desvantagens percebidas na topologia NPC são a dificuldade na divisão da tensão das chaves (V_{ch}) na associação série dos diodos, exigindo de circuitos auxiliares, e, conseqüentemente, aumentando os custos e as perdas [72]; e o aparecimento de tensão de *ripple* de baixas frequências no ponto do barramento CC para altas taxas de modulação e baixos fatores de potência, resultando em distorção harmônica de baixa frequência na tensão de saída [34]. O conversor NPC possui perdas desiguais entre as chaves devido ao número de comutações não-iguais entre elas, o que resulta em perdas de energia desproporcionais entre os dispositivos de comutação, o que leva a uma distribuição desigual de temperatura na junção dos semicondutores [34] [73], ou seja, alguns dispositivos mais aquecidos que outros. Tal fator impacta na limitação da frequência de comutação e a potência de saída do conversor.

Com a intenção de contornar a limitação supracitada, a topologia ANPC (*Neutral Point Clamped Active*) [74] foi desenvolvida como uma solução relativamente simples, os quais os diodos de grampeamento da estrutura convencional do NPC foram substituídos por chaves ativas bidirecionais com diodos em antiparalelo (Figura 6-4(a)). Desta forma, as chaves adicionais permitem maior flexibilidade relativa ao número de estados de comutação e operações de comutação, quando comparado ao NPC. Este aumento de estados de comutação propicia um maior grau de liberdade na escolha da estratégia de modulação adequada para obter uma distribuição mais igualitária das perdas nos dispositivos de potência. Como as chaves são bidirecionais, apenas a técnica de modulação é uma condição suficiente para gerar possíveis arranjo das chaves, independente do sentido da corrente [75].

Uma outra variação da topologia convencional é o T-Type NPC [76] [77], cuja diferença está no emprego das chaves bidirecionais em substituição aos diodos de grampeamento do conversor NPC, mas estes instalados no ponto médio do barramento CC. Ao contrário do convencional NPC, o tipo T-Type NPC (Figura 6-4(b)) é geralmente

empregado em aplicações de baixa tensão [77], em especial, sistemas fotovoltaicos, ainda que não seja um fator limitante a outras aplicações [34].

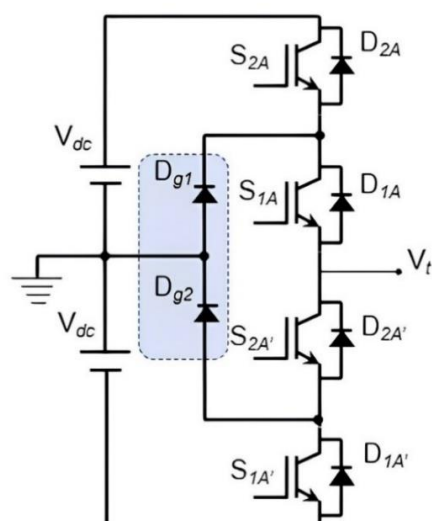


Figura 6-3: Conversor NPC com 3 níveis de tensão 3L-NPC com diodos de grampeamento em série.

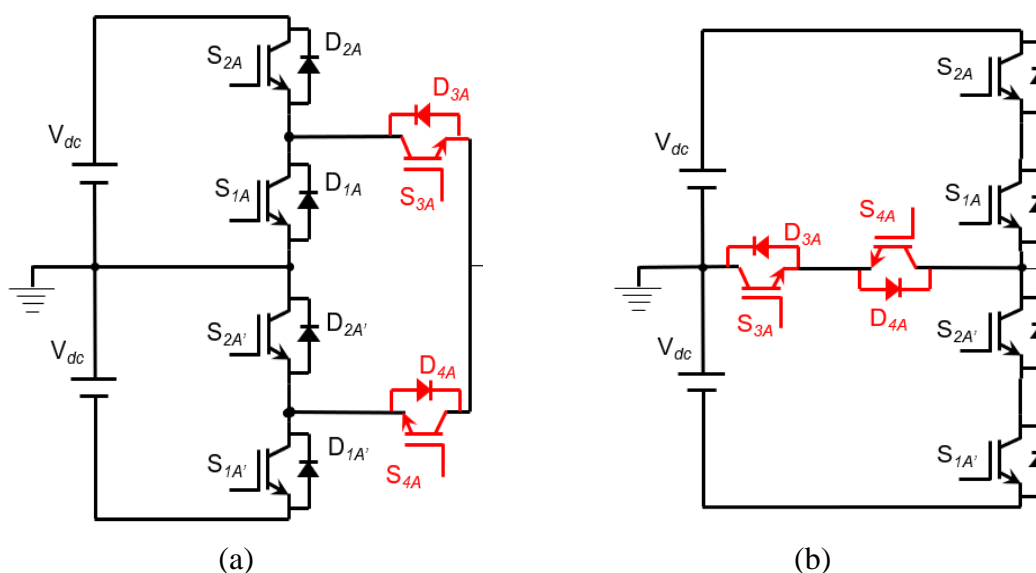


Figura 6-4: (a) Conversor ANPC e (b) Conversor T-Type NPC.

6.1.2 Conversor *Flying Capacitor* (FC)

Uma topologia de conversor multinível semelhante ao NPC é o *Flying Capacitor* (FC) (Figura 6-5(a)), introduzido por [78], com o emprego de capacitores em detrimento aos diodos de grampeamento. No que tange ao conversor FC, cada fase é composta não somente por chaves semicondutoras, bidirecionais em corrente, mas também por capacitores, denominados capacitores flutuantes, responsáveis pelo grampeamento das tensões nas chaves.

O conversor FC pode ser generalizado para n níveis de tensão, realizando a conexão série de células de conversores “choppers”, denominados de conversores meia ponte, para elevar o número de níveis de tensão de saída. A Figura 6-5(b) apresenta um conversor de FC de 5 níveis de tensão, o qual o processo de grampeamento das tensões é realizado conectando-se cada capacitor ao ponto médio de interseção entre as chaves semicondutoras de células diferentes. A expansão da topologia acarreta, necessariamente, na inclusão de capacitores flutuantes (n_{cFC}), chaves semicondutoras (n_{chFC}) e diodos antiparalelo (n_{dFC}), cujas relações são expressas por (6-4) e (6-5), respectivamente [31]:

$$n_{cFC} = \frac{(n - 1) \cdot (n - 2)}{2} \quad (6-4)$$

$$n_{chFC} = n_{dFC} = 2 \cdot (n - 1) \quad (6-5)$$

Os capacitores flutuantes do conversor FC não são alimentados externamente por uma fonte isolada de tensão e, portanto, suas tensões devem ser controladas [31]. Sendo assim, o controle utiliza os estados de comutação redundantes para prover a carga e descarga dos capacitores. Esse conceito advém, diferente dos diodos de grampeamento do conversor NPC que bloqueiam tensões reversas, da possibilidade de gerar a mesma tensão de saída utilizando-se diferentes configurações. dado que a corrente do circuito pode fluir com polaridades diferentes através dos capacitores [36], permitindo, portanto, o processo de carga e descarga deste, quando necessário à aplicação, e aumentando-se, inclusive, o número de combinações das frequências de chaveamento dos dispositivos semicondutores. E, ao contrário da estrutura NPC, tensões de *ripple* de baixa frequência não são presentes nos capacitores [34]. Outra vantagem percebida no conversor FC é a aplicação de técnicas de modulação com intuito de distribuir igualmente as correntes sobre as chaves e capacitores.

Dentre as desvantagens do conversor FC, cita-se:

- O incremento de novos níveis de tensão, que tende a tornar o conversor volumoso e, como a tensão dos capacitores deve ser medida, exige-se um sistema de instrumentação composto de inúmeros sensores, para medição da tensão devido ao elevado número de componentes [34];
- A frequência de chaveamento dos semicondutores, que possui influência direta no dimensionamento dos capacitores [31];

- A necessidade de mecanismo de pré-carga dos capacitores flutuantes de forma que a divisão das tensões entre os semicondutores seja garantida desde o início da operação.

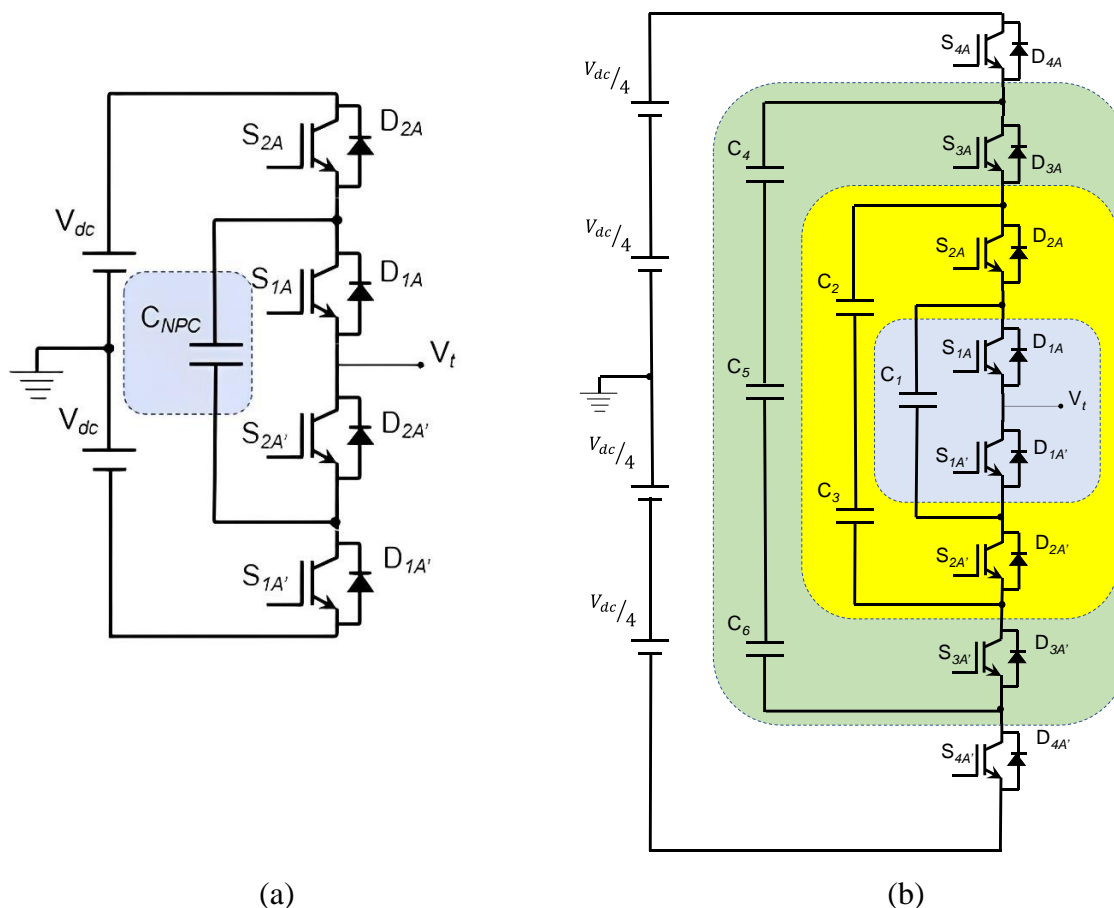


Figura 6-5: (a) Conversor FC com 3 níveis de tensão 3L-FC e (b) FC de 5 níveis de tensão 5L-FC. Figura adaptada de [31].

6.1.3 Conversor *Modular Multilevel Converter* (MMC)

O conversor MMC (*Modular Multilevel Converter*) [79] tem sido amplamente estudado e abordado para diversas aplicações em média e alta potência [49] [50]. De forma análoga ao CHB, para atender os requisitos de modularidade, operação em diferentes níveis de potência e de tensão, baixa distorção harmônica, redundância e utilização de semicondutores consolidados no mercado com vistas a um maior ciclo de vida ao conversor, o MMC também foi baseado no conceito da conexão série de submódulos, possibilitando sintetizar os vários níveis de tensão de saída e a divisão dos esforços de tensão sobre as chaves semicondutores. A Figura 6-6 apresenta o conversor MMC de n -níveis de tensão.

Comparando-se o conversor MMC ao CHB, a diferença mais significativa está constituição de diferentes topologias dos SM do MMC, sendo os mais utilizados: o conversor meia ponte (*half bridge*) e o conversor de ponte completa (*full bridge*) [34] [31]. A utilização de cada tipo de SM está vinculada à necessidade e à aplicação à qual o conversor MMC é submetido [80]. A saber, várias arquiteturas SM têm sido desenvolvidas para aprimorar a performance do conversor, destacando-se, por exemplo, estruturas MMC-NPC e MMC-FC. E embora esta topologia tenha sido inicialmente desenvolvida para aplicações HVDC, também é utilizada em ciclo conversores CA/CA e em média tensão, com aplicações em acionamento industrial de elevada potência [72]. Assim como discutido no conversor CHB, no MMC a principal vantagem da topologia é a modularidade e escalabilidade, as quais as tensões de saída podem ser parametrizadas adicionando-se vários SM conectados em série. Além disso, não há necessidade de utilizar um único barramento CC, tendo em vista que cada SM incorpora o próprio capacitor no *link*.

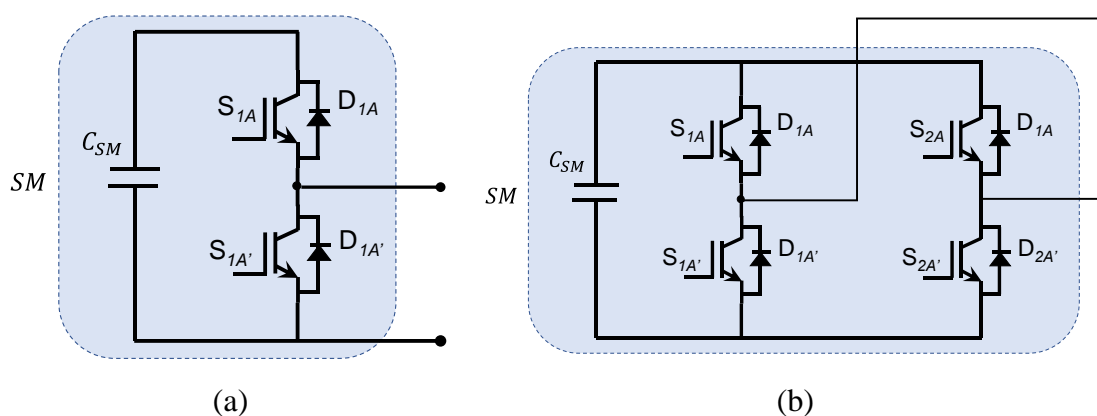


Figura 6-6: (a) SM meia ponte e (b) SM ponte completa.

Em relação à estrutura do conversor MMC, insere-se um novo conceito denominado de “braço” na literatura técnica. Conforme Figura 6-7, cada fase é constituída por dois braços, em que cada braço é composto por n_{SM} SM, em que n_{SM} corresponde à quantidade de submódulos. Os braços são conectados a indutores L_f que têm como principal finalidade, limitar correntes de alta frequência decorrentes das diferenças entre as tensões instantâneas geradas pelos braços. Além disso, os indutores possuem função adicional de limitar a taxa de crescimento da corrente no barramento CC em caso de falha de um dos braços. No que diz respeito ao capacitor, este não é diretamente conectado ao barramento CC, como no NPC, minimizando, portanto, as correntes de falta em caso de curto-circuito no barramento [36].

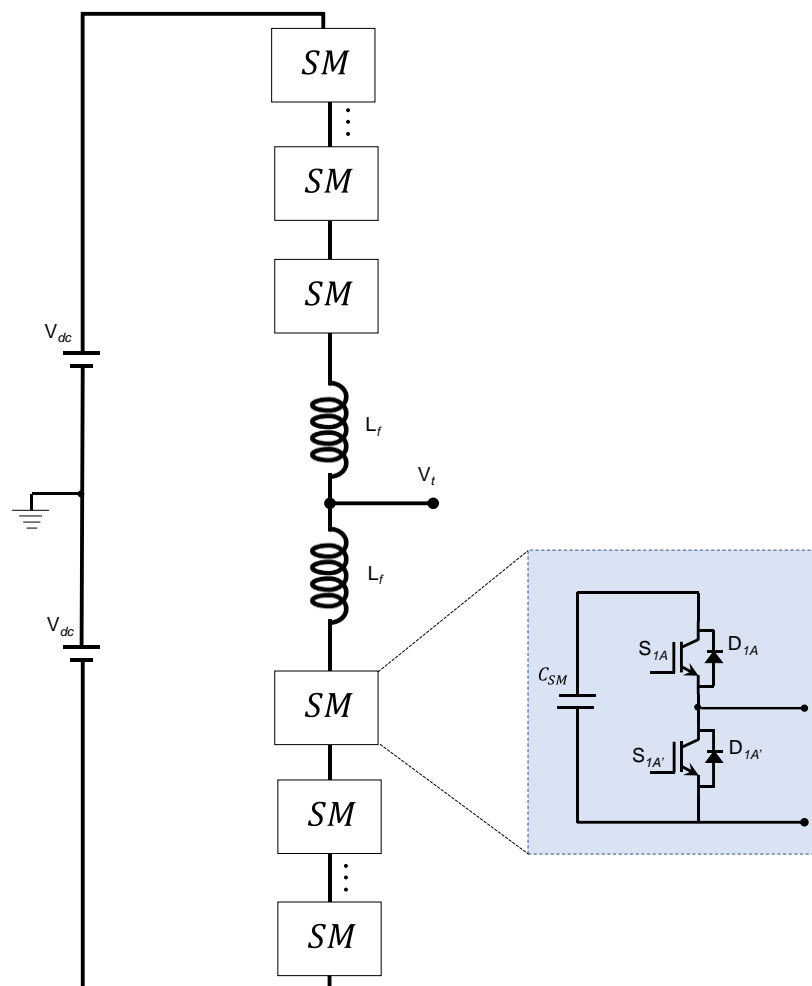


Figura 6-7: Estrutura monofásica de um conversor MMC de n níveis de tensão - nL -MMC.

O número de níveis de tensão sintetizados pelo conversor MMC é vinculado ao tipo de submódulo e com a técnica de modulação. Para um conversor n níveis de tensão, necessita-se de $n_{SM} = (n - 1)$ para cada braço, ou seja, $n_{SM} = (n - 1)/2$ em cada perna da fase. E em cada SM, a tensão no capacitor é dada pela relação $V_{dc}/(n - 1)$. Considerando que cada SM seja composto por conversor meia ponte, para n níveis na tensão de saída do conversor, a estrutura será composta $2(n - 1)$ chaves semicondutoras, $2(n - 1)$ diodos antiparalelo e $(n - 1)$ capacitores [36] [35]. Por sua vez, ao se utilizar conversores ponte completa na estrutura da SM, eleva-se a quantidade de chaves e diodos antiparalelo.

As principais desvantagens deste conversor são a grande quantidade de dispositivos semicondutores e passivos utilizados e a complexidade do sistema de controle e modulação necessária para operação adequada. Para que as tensões dos capacitores permaneçam equilibradas, é necessário um esquema de controle ativo que monitore as tensões dos

capacitores e que atue no processo de modulação, definindo quais submódulos devem ser submetidos ao processo de comutação, que depende, naturalmente, do estado dos capacitores e do sentido das correntes de cada braço [79].

Por fim, existem topologias, denominadas conversos multiníveis híbridos [31], que são compostas pela associação em cascata de duas ou mais células, que utilizam diferentes topologias, chaves semicondutoras, técnicas de modulação e, inclusive, aplicando-se diferentes níveis de tensão por célula, para sintetizar outros níveis de tensão de saída [81] [82]. A aplicação de conversores híbridos constitui-se como uma solução inteligente que visa associar as vantagens de várias topologias de conversores para atendimento à uma solução específica [83], atendendo a nichos específicos, as quais as principais topologias não conseguem atuar integralmente.

Uma vez descritas as principais características significativas das topologias de conversores multinível existentes, observa-se que apenas o CHB e o MMC possuem estruturas modulares, permitindo conexão em série de células adicionais. Além disso, o CHB destaca-se como a topologia com menor quantidade de componentes por nível face aos demais conversores, cujos quantitativos foram calculados com base na referência da Tabela 6-3.

Verifica-se na Figura 6-7, uma evolução quadrática do número de componentes das estruturas NPC e FC à medida de que se aumenta os níveis de tensão do conversor. Em contrapartida, no que diz respeito às estruturas modulares como CHB e MMC, verifica-se um aumento linear, totalizando valores substancialmente inferiores ao NPC e FC.

Tabela 6-3 - Comparação do número de componentes por estrutura multinível por fase.

Topologia	NPC	FC	CHB	MMC⁽¹⁾	MMC⁽²⁾
Chaves semicondutoras	$2 \cdot (n - 1)$	$2 \cdot (n - 1)$	$2 \cdot (n - 1)$	$2 \cdot (n - 1)$	$4 \cdot (n - 1)$
Diodos antiparalelo	$2 \cdot (n - 1)$	$2 \cdot (n - 1)$	$2 \cdot (n - 1)$	$2 \cdot (n - 1)$	$4 \cdot (n - 1)$
Capacitores/Fontes de tensão no barramento CC	$(n - 1)$	$(n - 1)$	$\frac{(n - 1)}{2}$	$(n - 1)$	$(n - 1)$
Diodos de grampeamento	—	$\frac{(n - 1) \cdot (n - 2)}{2}$	—	—	—
Capacitores de grampeamento	$(n - 1) \cdot (n - 2)$	—	—	—	—

(1): SM com células de meia ponte (*half bridge*).

(2): SM com células de ponte completa (*full bridge*).

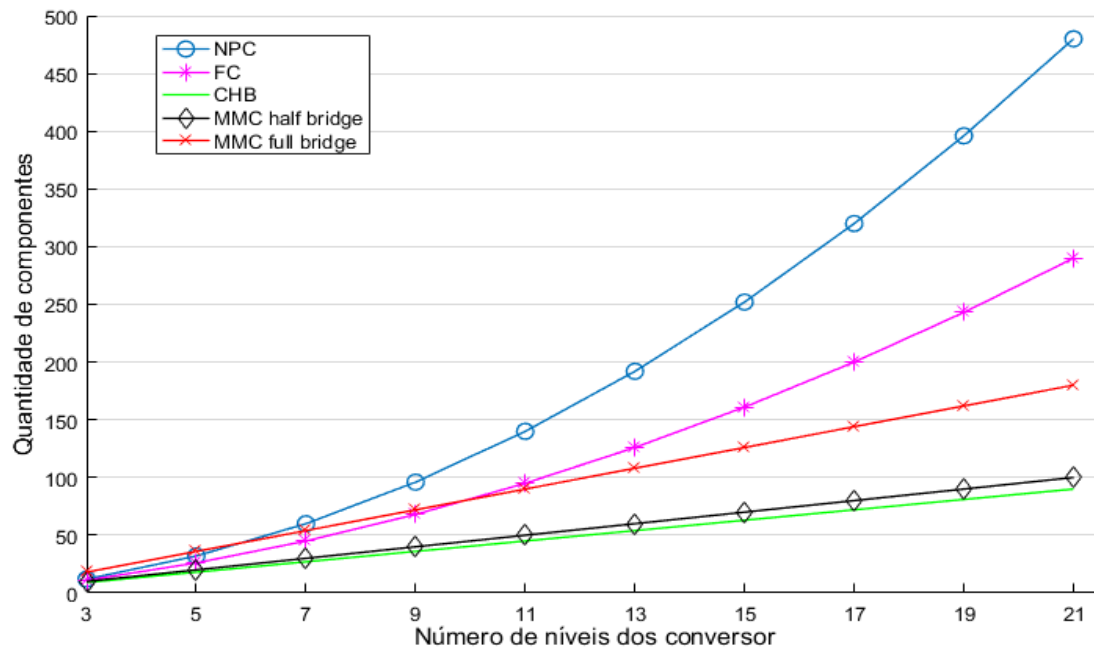


Figura 6-7: Ilustração comparativa da quantidade de elementos referente à cada topologia de conversor (estrutura monofásica).

6.1.4 Principais conversores multiníveis comerciais em média tensão

Tabela 6-5 – Aspectos gerais das principais topologias industriais de conversores de frequência em média tensão.

Fabricante	Modelo	Topologia	Número de níveis	Faixa de potência	Tensão de saída	Tecnologia do semicondutor	Controle	Tipo de resfriamento
ABB	ACS1000	NPC	3	A: 0.315 – 2 MW W: 0.18 - 5 MW	2.3 - 3.3 - 4.0 - 4.16 kV	IGCT	DTC	A, W
	ACS2000	ANPC	5	A: 0.25 – 3.2 MW	4.16 – 6.9 kV	IGBT		A
	ACS5000	NPC	9	2 - 36 MW A: até 7 MW	6.0 – 13.8 kV	IGCT		A, W
	ACS580MV	CHB	21 - 33	A: 0.2 - 6.3 MW	3.3 - 11 kV	IGBT		A
	ACS6080	NPC	3	W: 5 - 36 MW	2.3 - 3 kV	IGCT	MP3C	W
Siemens	SPH GH 150	MMC	A: 24 - 30 - 36 - 54 - 66 W: 24 - 30 - 36 - 42 - 48 - 54 - 60 - 66	A: 4 – 70 MVA W: 4 - 47.6 MVA	A: 4.0 - 13.8 kV W: 4.0 - 11.0 kV	IGBT	V/F FOC	A, W
	SPH GH 180	CHB	13 – 33	A: 0.15 - 17 MVA W: 3.5 - 48.8 MVA	2.3 - 11 kV	IGBT		A, W
	S SH150	MMC	NOTA 1	W: 4 - 32 MVA	3.3 - 7.2 kV	IGBT		W
	S GM150	NPC	3	A: 1 - 10.1 MVA W: 2 - 24 MVA	A: 2.3 to 4.16 kV W: 6.6 kV	IGBT		A, W
	S SM150	NPC	3	A: 3.4 - 5.8 MVA W: 4.6 - 31.5 MVA	IGBT: 3.3 - 4.16 kV IGCT: 3.3 kV	IGBT, IGCT		A, W

Fabricante	Modelo	Topologia	Número de níveis	Faixa de potência	Tensão de saída	Tecnologia do semiconductor	Controle	Tipo de resfriamento
TMEIC	TMdrive-MVe2	NPC	3 - 4.16kV: 17; 6 - 6.6 kV: 25; 10 - 11 kV: 41.	Até 7.35 MVA	3.3 - 11 kV	IGBT	V/F	A
	Dura-Bilt5i MV	NPC	5	Série 2000: 0.15 - 2.3 MW Série 3000: 0.225 - 3 MW Série 4000: 0.3 - 7.5 MW	Até 7.2 kV	IGBT		A
	TMdrive-30	NPC	3	Até 4 MVA	1.2 kV	IGBT, tiristor		A
	TMdrive-50	NPC	3	3 - 6 MVA	Até 3.4 kV	IGBT		W
	TMdrive-70	NPC	3	5 - 40 MVA	3.3 kV	IEGT		W
	TMdrive-MVG2	NPC	3 - 4.16 kV: 7 6 - 6.6 kV: 11 10 - 11 kV: 17 - 19	2.5 - 16 MVA	3.3 - 11 kV	IGBT		A
	TMdrive-XL55	NPC	5	8 - 16 MVA	6.0 - 6.6 kV	IGBT		W
	TMdrive-XL75	NPC	5	20 - 80 MVA	6.6 kV	IEGT		W
	TMdrive-XL80	NPC	3	15 - 30 MVA	3.8 kV	GCT		W
	TMdrive-XL85	NPC	5	30 - 120 MVA	6.6 - 7.2 kV	GCT		W

Fabricante	Modelo	Topologia	Número de níveis	Faixa de potência	Tensão de saída	Tecnologia do semiconductor	Controle	Tipo de resfriamento
Amtech Electronics	Axpert-Hivert	CHB	7 - 9 - 13 - 19	0.25 - 12.5 MW	3.3 - 4.16 - 6.6 - 11 kV	IGBT	V/F FOC	A
Danfoss	VACON® 3000	NPC	3	2.4 – 7 MVA	3.3 - 4.16 kV	IGBT	V/F	A, W
GE Grid Solutions	MV6	T-Type	5	0.5 - 6 MW	6 - 6.6 - 6.9 kV	IGBT	V/F AVC	A
	MV7	T-Type	3 – 5	3 - 81 MW	6 - 6.6 - 6.9 kV			W
Fuji Electric	FRENIC4600FM5e	NPC	9 – 17	3.3 - 10.5 MVA	3.0 / 3.3 - 4.16 - 6.0 / 6.6 - 10 kV	IGBT	V/F FOC	A
	FRENIC4600FM6e	CHB	9 – 17	5.5 - 18.3 MVA	3.0 / 3.3 - 6.0 / 6.6 - 11 kV			
WEG	MVW1000	NPC	2.3 - 4.16 kV: 3 - 5 6 - 6.9: 5 - 9	0.3 - 3 MW	2.3 - 6.9 kV	IGBT	V/F Vetorial	A, W
	MVW3000	CHB	3 – 36	0.063 - 12 MW	1.15 - 13.8 kV			A
Rockwell Automation	PowerFlex 6000T	CHB	NOTA 1	0.1 - 11 MW	2.3 - 11 kV	IGBT	V/F Vetorial	A

Fabricante	Modelo	Topologia	Número de níveis	Faixa de potência	Tensão de saída	Tecnologia do semicondutor	Controle	Tipo de resfriamento
Schneider Electric	ATV 1200	CHB	3 - 19	0.315 - 16.2 MVA	2.4 - 11 kV	IGBT	V/F FOC	A
	ATV 6000	CHB	2.4 - 3.3 kV: 19 4.16 kV: 25 5.5 - 6.6 kV: 31 10 kV: 49 11 kV: 48	Até 20 MW	3.3 - 11 kV			

Terminologia e observações:

NOTA 1: Não foi possível obter ou encontrar os dados do fabricante;

- A, W: refrigeração a ar (A) e por água (W);
- AVC – *Advanced Vector Control*;
- DTC – *Direct Torque Control*;
- FOC – *Field Oriented Control*;
- MP3C: *Model Predictive Pulse Pattern Control* - modelo proprietário da ABB;
- V/F – Controle de razão de tensão sobre frequência;
- IEGT – *Injection-Enhanced Gate Transistor*;
- SGCT – *Symmetrical Gate Commutated Thyristor*;

6.2 Estratégias de modulação

As técnicas de modulação têm como principal objetivo controlar a tensão de saída através dos comandos das chaves semicondutoras [31], podendo ser divididas em duas categorias: em baixa frequência de comutação e alta frequência de comutação. Além disso, as estratégias de modulação contribuem para redução das perdas de chaveamento [84] e da distorção harmônica na tensão de saída [85]. A Figura 6-8 apresenta esta divisão e mostra algumas das técnicas de modulação mais utilizadas.

Embora a modulação em baixa frequência não seja abordada neste trabalho, dado que as principais técnicas aplicadas em conversores multiníveis se concentram nas de alta frequência, cabe destacar as seguintes: a modulação por eliminação seletiva de harmônicos, SHE, por seleção do nível de tensão mais próximo, NLC, e a técnica de controle por vetores espaciais (SVCT) [31]. Conceitualmente, técnicas de modulação em baixa frequência apresentam como característica a redução de perdas inerentes à comutação das chaves. Já as técnicas de modulação em alta frequência são amplamente utilizadas para acionamento de conversores industriais, destacando-se as técnicas PWM (*Pulse Width Modulation*) [72], que possui como principal objetivo reduzir a distorção harmônica da forma de onda da tensão de saída e, principalmente, aumentar a frequência de operação das chaves semicondutoras. Dentre as técnicas em alta frequência, destacam-se as de modulação por largura de pulso com ondas portadoras CB-PWM (*Carrier Based - Pulse Width Modulation*) e a modulação por vetores espaciais (SVM) [86]. Neste trabalho serão discutidas de forma sucinta, as técnicas de modulação CB-PWM, tendo em vista que são as principais técnicas difundidas em conversores de média tensão.

A técnica de modulação CB-PWM (ou comumente chamada de PWM) foi desenvolvida inicialmente para o conversor de dois níveis de tensão e, posteriormente, estendida para os conversores multiníveis [31]. A modulação PWM consiste em utilizar ondas portadoras de alta frequência de comutação, geralmente triangulares, em comparação com ondas de referência a fim de gerar os sinais de comando das chaves de potência. Em conversores multiníveis, a quantidade de portadoras (n_p) depende do número de níveis da tensão de saída do conversor (N), cuja regra geral é dada por $n_p = N - 1$ [86].

Com o aumento no número de portadoras, permite-se elaborar diferentes “arranjos” de disposição das portadoras, buscando refinar o desempenho da técnica, de forma a reduzir, principalmente, as componentes harmônicas presentes no trem de pulsos. Sendo assim, diferentes técnicas de modulação PWM têm sido desenvolvidas, as quais dentre as mais importantes, cita-se

a seguir: modulação por largura de pulsos com portadoras dispostas em fase (PD - *Phase Disposition*), com portadoras dispostas em oposição de fase (POD - *Phase Opposition Disposition*), com portadoras dispostas em oposição alternada de fase (APOD – *Alternative Phase Opposition Disposition*) e com portadoras com deslocamento de fase (PS- *Phase Shift*).

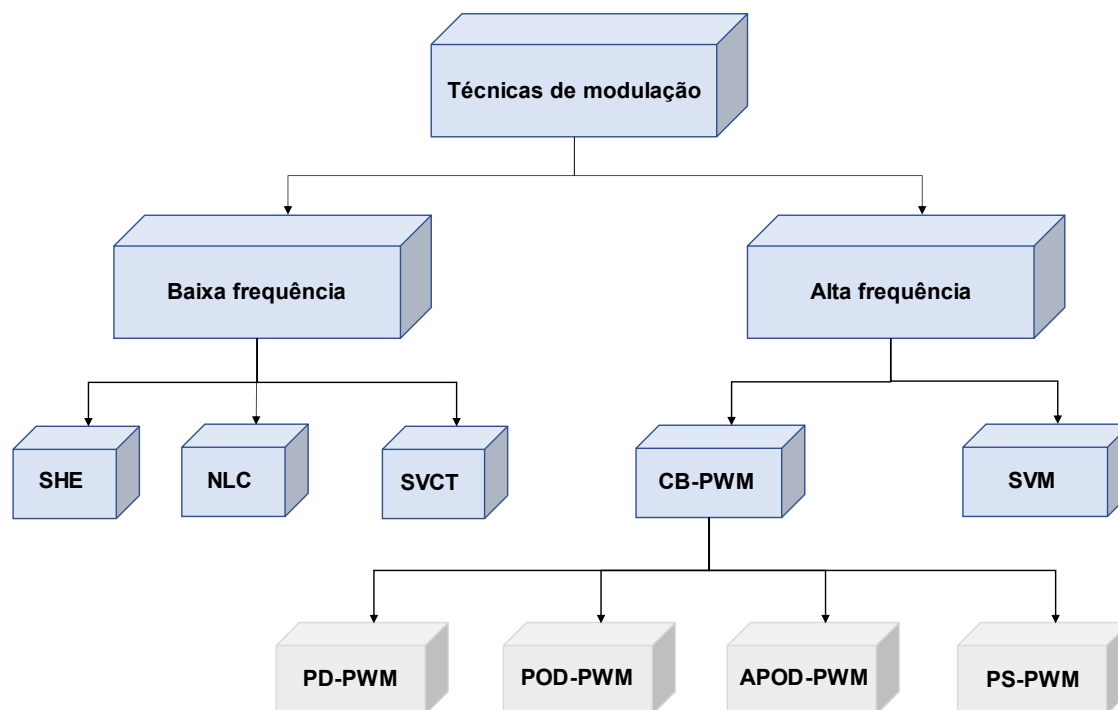


Figura 6-8: Técnicas de modulação Figura adaptada de [87].

6.2.1 Modulação por Largura de Pulso com Portadoras Dispostas em Fase (PD)

A modulação PD-PWM possui como principal característica que as ondas portadoras estejam em fase uma em relação às outras, diferenciando-se somente os valores médios de cada portadora. A Figura 6-9 apresenta as formas de ondas das portadoras para um caso genérico de conversor que exige cinco níveis de tensão. Importante salientar que esta técnica de modulação é a que apresenta menor distorção harmônica total da tensão quando comparada as outras técnicas de modulação [31, 88].

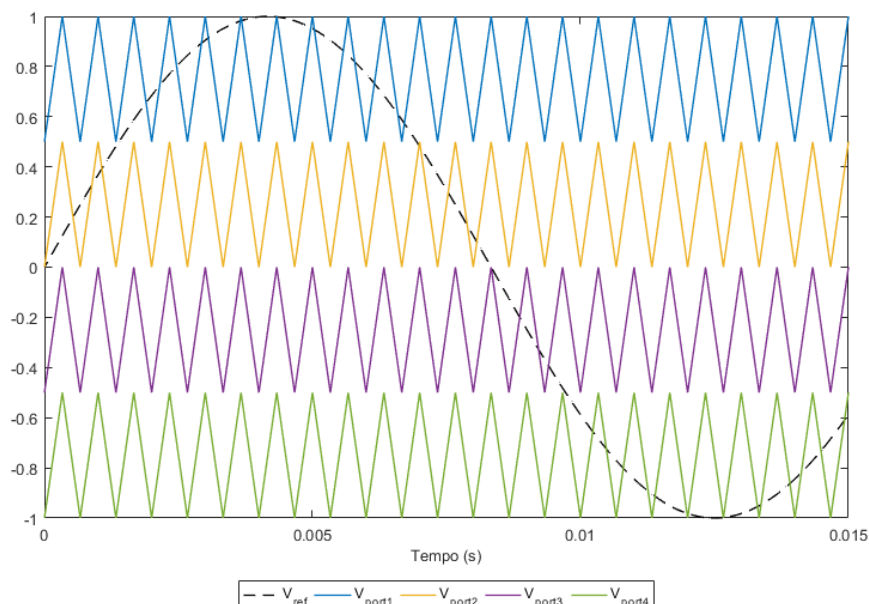


Figura 6-9: Modulação PD para um conversor de cinco níveis de tensão – 5L.

6.2.2 Modulação por Largura de Pulso com Portadoras Dispostas em Oposição de Fase (POD)

De maneira similar à modulação PD-PWM, na técnica POD-PWM, as portadoras também possuem a mesma amplitude. No entanto, as portadoras superiores (Figura 6-10), ou seja, as quais possuem valores médios positivos, são defasadas de 180° das portadoras cujos valores médios são inferiores a zero.

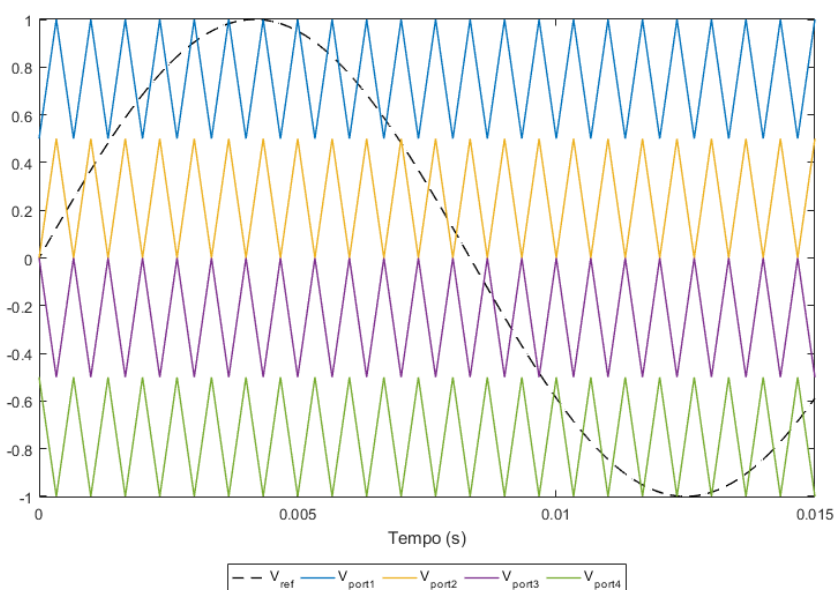


Figura 6-10: Modulação POD para um conversor de cinco níveis de tensão – 5L.

6.2.3 Modulação por Largura de Pulso com Portadoras Dispostas em Oposição Alternada de Fase (APOD)

Em relação à modulação APOD-PWM, as portadoras possuem a mesma amplitude, porém com a particularidade de as portadoras estarem dispostas em oposição de fase, ou seja, cada portadora é defasada de 180° em relação à portadora adjacente. A Figura 6-11 mostra a técnica APOD-PWM utilizada em um conversor de cinco níveis de tensão.

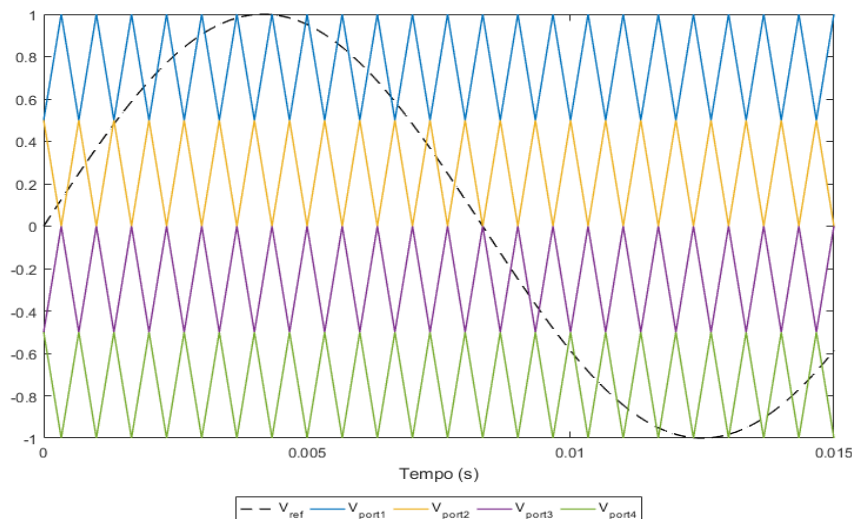


Figura 6-11: Modulação APOD para um conversor de cinco níveis de tensão – 5L.

6.2.4 Modulação por Largura de Pulso com Portadoras com Deslocamento de Fase (PS)

Este método tem como característica, ondas portadoras iguais em amplitude e valores médios nulo, porém deslocadas em fase umas das outras, segundo a relação em (6-6):

$$\theta_p = \frac{360^\circ}{N - 1} = \frac{360^\circ}{n_p} \quad (6-6)$$

Onde, θ_p é o ângulo de deslocamento entre as portadoras, n_p corresponde ao número de ondas portadoras e N é igual ao número de níveis de tensão do conversor multinível [31].

A Figura 6-12 ilustra a disposição das ondas portadoras deslocadas em fase para a técnica de modulação PS-PWM. Conforme descrito em [31, 86], esta técnica confere uma característica singular de prover a divisão igualitária dos esforços de corrente das chaves semicondutoras e diodos aplicados à topologia do conversor multinível.

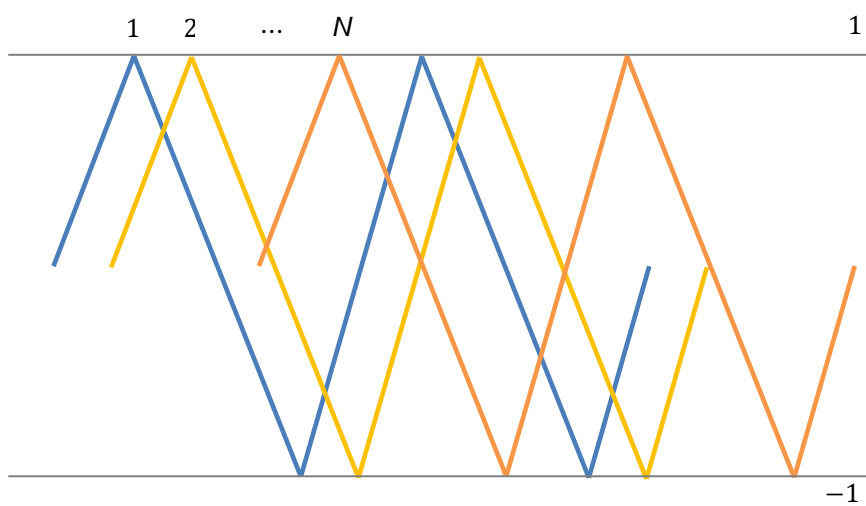


Figura 6-12: Disposição das portadoras na modulação PS. Figura adaptada de [30].

Bibliografia

- [1] G. Stone, E. A. Boulter e I. Culbert, *Electrical Insulation for Rotating Machines*, Piscataway: IEEE Press, 2015.
- [2] T. J. Å. Hammarström, “Multilevel PWM: A Tool to Explore Insulation Insulation PD Characteristics,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 68, p. 9, 2019. <https://doi.org/10.1109/TIM.2018.2884636>
- [3] IEC 60034-27-1, “Rotating Electrical Machines – Part 27-1: Off-Line Partial Discharge Measurements on the Stator Winding Insulation of Rotating Electrical Machines,” *International Electrotechnical Commission*, 2017.
- [4] H. A. Illias, *Measurement and Simulation of Partial Discharges within a Spherical Cavity in a Solid Dielectric Material*, F. o. P. a. A. S. -. S. o. E. a. C. Science, Ed., Shouthampton: PhD Thesis, University of Southampton, 2011, pp. 1-236.
- [5] R. F. Sousa, “Estudo de Descargas Parciais em Isolamento de Máquinas Elétricas usando o Método dos Elementos Finitos,” *Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, UFRJ*, Fevereiro 2017.
- [6] R. S. Ferreira, “Distribuição de Tensão Transitória em Enrolamentos de Máquinas Elétrica usando o Método dos Elementos Finitos,” *Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro*, pp. 56-57, Março 2021.
- [7] A. N. A, R. M. N. K. H., R. A. S., I. M. R. N. I. B. e W. C. L., “A review: Partial discharge detection using acoustic sensor on high voltage transformer,” *Journal of Physics: Conference Series*, vol. 1432, n° 1, 2020. <https://doi.org/10.1088/1742-6596/1432/1/012004>
- [8] C. Zhang, M. D. M. R. W. H. J. Z. X. G. e R. A. , “Partial Discharge Monitoring on Metal-Enclosed Switchgear with Distributed Non-Contact Sensors,” *Sensors*, vol. 18, n° 2, Fevereiro 2018. <https://doi.org/10.3390/s18020551>.
- [9] “IEC 60270 - High-voltage test techniques – Partial discharge measurements Techniques,” *International Electrotechnical Commission*, vol. 2000, n° 40, pp. 20-21, Novembro 2015.
- [10] IEC 60034-27-2, “Rotating Electrical Machines – Part 27-2: On-Line Partial Discharge Measurements on the Stator Winding Insulation of Rotating Electrical Machines,” *International Electrotechnical Commission*, 2012.
- [11] O. Kessler, “The Importance of Partial Discharge Testing: PD Testing Has Proven to Be a Very Reliable Method for Detecting Defects in the Insulation System of Electrical Equipment and for Assessing the Risk of Failure,” *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 18, n° 2, pp. 62-65, 25 Fevereiro 2020. <https://doi.org/10.1109/MPE.2020.2974599>

- [12] A. Austen e S. Whitehead, "Discharges in insulation under alternating-current stresses," *Journal of the Institution of Electrical Engineers - Part I: General*, 01 Março 1941. <https://doi.org/10.1049/ji-2.1941.0012>.
- [13] E. H. e R. S. Nema, "Analysis of Paschen Curves for air, N₂ and SF₆ Using the Townsend Breakdown Equation," *IEEE Transactions on Electrical Insulation*, Vols. %1 de %2EI-17, n° 4, pp. 350 - 353, Agosto 1982. <https://doi.org/10.1109/TEI.1982.298506>
- [14] M. Ghassemi e M. Borghei, "Finite Element Modeling of Partial Discharge Activity within a Spherical Cavity in a Solid Dielectric Material under Fast, Repetitive Voltage Pulses," *Electrical Insulation Conference*, 26 Março 2020. <https://doi.org/10.1109/EIC43217.2019.9046525>
- [15] G. C. Crichton, P. W. Karlsson e A. Pedersen, "Partial discharges in ellipsoidal and spheroidal voids," *IEEE Transactions on Electrical Insulation*, vol. 24, n° 2, Abril 1989. <https://doi.org/10.1109/14.90292>
- [16] L. Niemeyer, "A Generalized Approach to Partial Discharge Modelling," *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 2, pp. 510-528, Agosto 1995. <https://doi.org/10.1109/94.407017>
- [17] G. C. Crichton, P. W. Karlsson e A. Pedersen, "Partial discharges in ellipsoidal and spheroidal voids," *IEEE Transactions on Electrical Insulation*, vol. 24, n° 2, pp. 335-342, 24 Abril 1989. <https://doi.org/10.1109/14.90292>
- [18] W. Hauschild e E. Lemke, *High-Voltage Test and Measuring Techniques*, Springer, 2014.
- [19] O. E. Gouda, A. A. ElFarskoury, A. R. Elsinnary e A. . A. Farag, "Investigating the effect of cavity size within medium-voltage power cable on partial discharge behaviour," *Institution of Engineering and Technology*, 10 Janeiro 2018. <https://doi.org/10.1049/iet-gtd.2017.1012>
- [20] S. Morsalin , B. T. Phung e A. Cavallini, "Measurement and Modeling of Partial Discharge Arising from Different Cavity Geometries at Very Low Frequency," *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 27, n° 4, pp. 1110 - 1118, 05 Agosto 2020. <https://doi.org/10.1109/TDEI.2020.008668>
- [21] R. Bodega, P. H. Morshuis, M. L. e F. J. Wester, "PD recurrence in cavities at different energizing methods," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 53, n° 4, 13 Abril 2004. <https://doi.org/10.1109/TIM.2003.822478>
- [22] G. Callender e P. . L. Lewin, "Modeling Partial Discharge Phenomena," *IEEE Electrical Insulation Magazine*, vol. 36, n° 2, pp. 29-36, 17 Abril 2020. <https://doi.org/10.1109/MEI.2020.9070114>
- [23] G. Callender, I. O. Golosnoy, P. Rapisarda e P. L. Lewin, "Critical analysis of partial discharge dynamics in air filled spherical voids," *Journal of Physics D: Applied Physics*, vol. 51, n° 12, 28 Fevereiro 2018. <https://doi.org/10.1088/1361-6463/aaae7c>
- [24] G. d. O. Machado, "Análise dos impactos das distorções harmônicas de tensão sobre a ocorrência de descargas parciais utilizando um modelo de elementos finitos," *Dissertação de Mestrado do*

Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, Agosto 2022.

- [25] H. Edin e C. Forssen, "Partial discharges in a cavity at variable applied frequency part 2: Measurements and Modeling," *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 15, nº 6, pp. 1601-1609, 22 Dezembro 2008. [https://doi.org/ 10.1109/TDEI.2008.4712664](https://doi.org/10.1109/TDEI.2008.4712664)
- [26] G. d. O. Machado, *Análise dos impactos das distorções harmônicas de tensão sobre a ocorrência de descargas parciais utilizando um modelo de elementos finitos*, Minas Gerais, 2022.
- [27] J. M. Rodríguez-Serna, R. Albarracín-Sánchez, M. Dong e M. Ren, "Computer Simulation of Partial Discharges in Voids inside Epoxy Resins Using Three-Capacitance and Analytical Models," *Polymers*, vol. 12, nº 1, p. 77, 02 Janeiro 2020. [https://doi.org/ 10.3390/polym12010077](https://doi.org/10.3390/polym12010077)
- [28] C. M., "A Survey on Multilevel Inverter Topologies and Control Schemes with Harmonic Elimination," *International Journal of Mechanical and Production Engineering Research and Development (IJMPERD)*, vol. 10, nº 3, pp. 1199-1216, Junho 2020. [https://doi.org/ 10.1109/ICOECS50468.2020.9278519](https://doi.org/10.1109/ICOECS50468.2020.9278519)
- [29] L. G. Franquelo, J. Rodriguez, J. I. Leon, S. Kuoro, R. Portillo e M. A. Prats, "The age of multilevel converters arrives," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 2, nº 2, pp. 28-39, 17 Junho 2008. [https://doi.org/ 10.1109/MIE.2008.923519](https://doi.org/10.1109/MIE.2008.923519)
- [30] D. F. Baú, *Estratégias de Modulação PWM e Controle Aplicada ao Conversor Multinível Modular*, Alegrete, Rio Grande do Sul, 2018.
- [31] M. V. Bressan, "Conversor Multinível em Ponte Completa de Conversores com Capacitores Flutuantes," em *Tese de Doutorado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade de Santa Catarina, UDESC*, Joinville, 2019.
- [32] Y. Ye, G. Zhang, J. Huang, S. Cheng e X. Wang, "Comparative Analysis of Hybrid NPP and NPC Seven-Level Inverter With Switched-Capacitor," *IEEE Access*, 9 Junho 2021. [https://doi.org/ 10.1109/ACCESS.2021.3088939](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3088939)
- [33] M. Marchesoni, M. Mazzucchelli e S. Tenconi, "A nonconventional power converter for plasma stabilization," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 5, nº 2, pp. 212-219, Abril 1990. <https://doi.org/10.1109/63.53158>
- [34] E. Robles, M. Fernandez, J. Zaragoza, I. Aretxabaleta e I. M. De Alegria, "Common-Mode Voltage Elimination in Multilevel Power Inverter-Based Motor Drive Applications," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 2117-2139, 23 Dezembro 2021. [https://doi.org/ 10.1109/ACCESS.2021.3137892](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3137892)
- [35] R. S. Camargo, "A Novel Cascade Multilevel Converter Topology based on Three-Phase Cells," *Ph.D. Thesis presented to the Electrical Engineering Postgraduate Program of the Federal University of Espírito Santo*, pp. 18-28, 2021.

- [36] A. Nordvall, “Multilevel Inverter Topology Survey,” em *Master of Science Thesis in Electric Power Engineering*, Göteborg, Suécia, Department of Energy and Environment, Chalmers University of Technology, 2011.
- [37] H. K. Jahan, M. N. . M. M. Haji-Esmacili, . M. A. e K. Z. , “Low component merged cells cascaded-transformer multilevel inverter featuring an enhanced reliability,” *IET Power Electronics*, 01 Junho 2017. <http://dx.doi.org/10.1049/iet-pel.2016.0787>.
- [38] H. K. Jahan, K. Z. e M. A. , “Verification of a Low Component Nine-Level Cascaded-Transformer Multilevel Inverter in Grid-Tied Mode,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6, nº 1, pp. 429-440, Março 2018. <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2017.2772323>
- [39] F. Guastavino, A. Dardano, A. Ratto e E. Torello, “Partial Discharge Activity in presence of Pulsed Waveforms,” *Conference Record of the 2008 IEEE International Symposium on Electrical Insulation*, Junho 2008. <https://doi.org/10.1109/PowerAfrica52236.2021.9543366>
- [40] F. Guastavino, G. Cotella, A. Dardano, G. F. Massa, A. Ratto, S. Squarcia e E. Torello, “Influence of the rise time and of the temperature on the PD inception voltage of enameled wires,” *2010 Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena*, Outubro 2010. <https://doi.org/10.1109/CEIDP.2010.5724000>
- [41] P. Wang, A. Cavallini e G. C. Montanari, “Characteristics of PD Under Square Wave Voltages and Their Influence on Motor Insulation Endurance,” *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 22, nº 6, pp. 1-8, Dezembro 2015. <https://doi.org/10.1109/TDEI.2015.005158>
- [42] M. Florkowski , B. Florkowska, J. Furgał e P. Zydron, “Impact of high voltage harmonics on interpretation of partial discharges patterns,” *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 20, nº 6, Dezembro 2013. <https://doi.org/10.1109/ICHVE.2014.7035403>
- [43] T. J. Å. Hammarström, “Combination of Adjustable Inverter Level and Voltage Rise Time for Electrical Stress Reduction in PWM Driven Motor Windings,” *IEEE Electrical Insulation Magazine*, pp. 17-26, 2020. <https://doi.org/10.1109/MEI.2021.9290459>
- [44] M. Diab, W. Zhou, C. Emersic, X. Yuan e I. Cotton, “Impact of PWM Voltage Waveforms on Magnet Wire Insulation Partial Discharge in SiC-Based Motor Drives,” *IEEE Access*, vol. 9, Novembro 2021. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3129266>
- [45] B. HU, Z. WEI, H. YOU, R. NA, R. LIU, H. XIONG, P. FU, J. ZHANG e J. WANG, “A Partial Discharge Study of Medium-Voltage Motor Winding Insulation Under Two-Level Voltage Pulses With High Dv/Dt,” *IEEE Open Journal of Power Electronics*, Fevereiro 2021. <https://doi.org/10.1109/OJPEL.2021.3069780>
- [46] J. C. G. Wheeler, A. M. Gully, A. E. Baker e F. A. Perrot, “Thermal Performance of Stress Grading Systems for Converter-Fed Motors,” *IEEE Insulation Magazine*, vol. 23, nº 2, pp. 5-11, 2007. <https://doi.org/10.1109/MEI.2007.357804>

- [47] J. C. G. Wheeler, "Effects of Converter Pulses on the Electrical Insulation in Low and Medium Voltage Motors," *IEEE Electrical Insulation Magazine*, vol. 21, n° 2, pp. 22-29, 2005. [https://doi.org/ 10.1109/MEI.2005.1412216](https://doi.org/10.1109/MEI.2005.1412216)
- [48] F. P. Espino-Cortes, E. A. Cherney e S. H. Jayaram, "Impact of Inverter Drives Employing Fast-Switching Devices on Form-Wound AC Machine Stator Coil Stress Grading," *IEEE Insulation Magazine*, vol. 23, n° 1, pp. 16-28, 2007. [https://doi.org/ 10.1109/MEI.2007.288451](https://doi.org/10.1109/MEI.2007.288451)
- [49] E. Sharifi, S. H. Jayaram e E. A. Cherne, "Analysis of Thermal Stresses in Medium Voltage Motor Coils under Repetitive Fast Pulses," *Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena*, 2009. [https://doi.org/ 10.1109/TDEI.2010.5595539](https://doi.org/10.1109/TDEI.2010.5595539)
- [50] Y. T. Yu e S. H. Jayaram, "Form Wound Stator Insulation System under Different Voltage Waveform Stresses," *IEEE Electrical Insulation Conference*, 2009. [https://doi.org/ 10.1109/EIC.2009.5166384](https://doi.org/10.1109/EIC.2009.5166384)
- [51] I. W. McAllister e A. P. , "Corona-onset field-strength calculations and the equivalent radius concept," *Archiv für Elektrotechnik*, vol. 64, n° 2, pp. 43-48, 1981. [https://doi.org/ 10.1007/BF01476309](https://doi.org/10.1007/BF01476309)
- [52] S. M. R. Borghe, "Partial Discharges: Experimental Investigation, Model Development, and Data Analytics," *Doctor of Philosophy in Electrical Engineering*, 2022.
- [53] J. S. Mohd e R. K. , "A New Symmetric Cascaded Multilevel Inverter Topology Using Single and Double Source Unit," *Journal of Power Electronics*, vol. 2015, n° 15, pp. 951-963, Julho 2015. [https://doi.org/ 10.6113/JPE.2015.15.1.96](https://doi.org/10.6113/JPE.2015.15.1.96)
- [54] A. Krings, G. Paulsson, F. Sahlén e B. Holmgren, "Experimental investigation of the voltage distribution in form wound windings of large AC machines due to fast transients," *2016 XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, pp. 1700-1706, 2016. <https://doi.org/10.1109/ICELMACH.2016.7732753>
- [55] M. K. Ussain e P. Gomez, "Modeling and Experimental Analysis of the Transient Overvoltages on Machine Windings Fed by PWM Inverters," *International Conference on Power Systems Transients (IPST)*, 2017.
- [56] L. Wang, C. N.-M. Ho, F. Canales e J. Jatskevich, "High-Frequency Modeling of the Long-Cable-Fed Induction Motor Drive System Using TLM Approach for Predicting Overvoltage Transients," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, n° 10, pp. 2653-2664, Outubro 2010. [https://doi.org/ 10.1109/TPEL.2010.2047027](https://doi.org/10.1109/TPEL.2010.2047027)
- [57] B. Mirafzal, G. L. Skibinski e R. M. Tallam, "Determination of Parameters in the Universal Induction Motor Model," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, n° 1, pp. 142-151, Janeiro - Fevereiro 2009. [https://doi.org/ 10.1109/TIA.2008.2009481](https://doi.org/10.1109/TIA.2008.2009481)
- [58] M. Schinkel, S. Weber, S. Guttowski, W. John e H. Reichl, "Efficient HF Modeling and Model Parameterization of Induction Machines for Time and Frequency Domain Simulations," *Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06.*, pp. 1-6, Março 2006. [https://doi.org/ 10.1109/APEC.2006.1620689](https://doi.org/10.1109/APEC.2006.1620689)

- [59] O. Magdun e A. Binder, “High-Frequency Induction Machine Modeling for Common Mode Current and Bearing Voltage Calculation,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, nº 3, pp. 1780 - 1790, Maio - Junho 2014. [https://doi.org/ 10.1109/TIA.2013.2284301](https://doi.org/10.1109/TIA.2013.2284301)
- [60] A. B. e E. Carpaneto, “Induction Motor High Frequency Model,” *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting (Cat. No.99CH36370)*, 03 - 07 Outubro 1999. [https://doi.org/ 10.1109/IAS.1999.805947](https://doi.org/10.1109/IAS.1999.805947)
- [61] M. S. S. W. . S. G. W. John e H. Reichl, “Efficient HF Modeling and Model Parameterization of Induction Machines for Time and Frequency Domain Simulations,” *Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06.*, 19-26 Março 2006. [https://doi.org/ 10.1109/APEC.2006.1620689](https://doi.org/10.1109/APEC.2006.1620689)
- [62] Prysmian Group, “Cabo Compact 105: A melhor solução para Distribuição Subterrânea,” [Online]. Available: https://br.prysmiangroup.com/sites/default/files/atoms/files/MV_001_02_PT_Compact_105.pdf. [Acesso em 10 Fevereiro 2023].
- [63] J.R.Marti, “Accurate Modelling of Frequency-Dependent Transmission Lines in Electromagnetic Transient Simulations,” *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vols. %1 de %2PAS-10, pp. 147-157, Janeiro 1982. [https://doi.org/ 10.1109/MPER.1982.5519686](https://doi.org/10.1109/MPER.1982.5519686)
- [64] A. E. A. Araújo e W. L. A. Neves, *Cálculo de Transitórios Eletromagnéticos em Sistemas de Energia*, Belo Horizonte, MG: UFMG, 2005.
- [65] “IEC 60034-17,” *Rotating electrical machines: Parte 17 - Cage induction motors when fed from converters – Application guide*, Maio 2006.
- [66] “IEC TS 60034-25,” *Rotating electrical machines – Part 25: AC electrical machines used in power drive systems – Application guide*, Junho 2022.
- [67] G. C. Crichton , P. W. Karlsson e A. Pedersen, “Spheroidal Voids,” *IEEE Transactions on Electrical Insulation*, vol. 24, nº 2, pp. 335-342, 1989. [https://doi.org/ 10.1109/14.90292](https://doi.org/10.1109/14.90292)
- [68] R. H. Baker, “Switching circuit.,” *US Patent 4,210,826.*, 1980.
- [69] A. Nabae, I. Takahashi e H. Akagi, “A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vols. %1 de %2IA-17, nº 5, pp. 518-523, Setembro 1981. [https://doi.org/ 10.1109/TIA.1981.4503992](https://doi.org/10.1109/TIA.1981.4503992)
- [70] S. A. Khan, M. R. Islam, Y. Guo e J. Zhu, “An Amorphous Alloy Magnetic-Bus-Based SiC NPC Converter With Inherent Voltage Balancing for Grid-Connected Renewable Energy Systems,” *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 29, nº 2, Março 2019. [https://doi.org/ 10.1109/TASC.2018.2882448](https://doi.org/10.1109/TASC.2018.2882448)
- [71] J.-S. Lai e F. Z. Peng, “Multilevel converters-a new breed of power converters,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, nº 3, Maio - Junho 1996. [https://doi.org/ 10.1109/28.502161](https://doi.org/10.1109/28.502161)

- [72] J. Rodriguez, J.-S. Lai e F. Z. Peng, “Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, n° 4, pp. 724-738, Agosto 2002. [https://doi.org/ 10.1109/TIE.2002.801052](https://doi.org/10.1109/TIE.2002.801052)
- [73] *Joint Working Group C6/B4.37 Medium Voltage DC Distribution Systems Cigré*, Joint Working Group C6/B4.37, 2022.
- [74] T. Bruckner, S. Bernet e H. Guldner, “The active NPC converter and its loss-balancing control,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, n° 3, 31 Maio 2005. [https://doi.org/ 10.1109/TIE.2005.847586](https://doi.org/10.1109/TIE.2005.847586)
- [75] C. Attaianese, M. Di Monaco e G. Tomasso, “Three-Phase Three-Level active NPC converters for high power systems”.*SPEEDAM 2010*. [https://doi.org/ 10.1109/APEC.2019.8722274](https://doi.org/10.1109/APEC.2019.8722274)
- [76] M. Schweizer, I. Lizama, T. Friedli e J. W. Kolar, “Comparison of the chip area usage of 2-level and 3-level voltage source converter topologies,” *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Novembro 2010. [https://doi.org/ 10.1109/IECON.2010.5674994](https://doi.org/10.1109/IECON.2010.5674994)
- [77] M. Schweizer e J. W. Kolar, “Design and Implementation of a Highly Efficient Three-Level T-Type Converter for Low-Voltage Applications,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, n° 2, 06 Junho 2012. [https://doi.org/ 10.1109/TPEL.2012.2203151](https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2203151)
- [78] T. A. Meynard e H. Foch, “Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters,” *PESC '92 Record. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 06 Agosto 2002. [https://doi.org/ 10.1109/PESC.1992.254717](https://doi.org/10.1109/PESC.1992.254717)
- [79] A. Lesnicar e R. Marquardt, “An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range,” *2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings*, 14 Junho 2004. [https://doi.org/ 10.1109/PTC.2003.1304403](https://doi.org/10.1109/PTC.2003.1304403)
- [80] A. Nami, J. Liang, F. Dijkhuizen e G. . D. Demetriades, “Modular multilevel converters for HVDC applications: Review on Converter Cells and Functionalities,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, 02 Junho 2014. [https://doi.org/ 10.1109/TPEL.2014.2327641](https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2327641)
- [81] D. Ruiz-Caballero, R. M. Ramos-Astudillo, S. A. Mussa e M. . L. Heldwein, “Symmetrical Hybrid Multilevel DC–AC Converters With Reduced Number of Insulated DC Supplies,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, n° 7, Julho 2010. [https://doi.org/ 10.1109/TIE.2009.2036636](https://doi.org/10.1109/TIE.2009.2036636)
- [82] A. L. Batschauer, S. A. Mussa e M. L. Heldwein, “Three-phase hybrid multilevel inverter based on half-bridge modules,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, n° 2, 27 Maio 2011. [https://doi.org/ 10.1109/TIE.2011.2158039](https://doi.org/10.1109/TIE.2011.2158039)
- [83] S. Mariethoz e A. Rufer, “New configurations for the three-phase asymmetrical multilevel inverter,” *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting.*, Outubro 2004. [https://doi.org/ 10.1109/IAS.2004.1348509](https://doi.org/10.1109/IAS.2004.1348509)

- [84] K. Ilves, A. Antonopoulos, S. Norrga e H.-P. Nee, "A new modulation method for the modular multilevel converter allowing fundamental switching frequency," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, n° 8, 24 Janeiro 2012. [https://doi.org/ 10.1109/ICPE.2011.5944672](https://doi.org/10.1109/ICPE.2011.5944672)
- [85] G. Falahi, W. Yu e A. Q. Huang, "THD minimization of modular multilevel converter with unequal DC values," *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Setembro 2014. [https://doi.org/ 10.1109/ECCE.2014.6953688](https://doi.org/10.1109/ECCE.2014.6953688)
- [86] B. Wu, "High-Power Converters and AC Drives," I. 9780471773702, Ed., Wiley, 2006.
- [87] L. G. Franquelo, J. Rodriguez, J. I. Leon, S. Kouro, R. Portillo e M. A. M. Pratts, "The age of multilevel converters arrives," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 2, n° 2, 17 Junho 2008. <https://doi.org/10.1109/MIE.2008.923519>