



CENTRO FEDERAL DE EDUCAÇÃO TECNOLÓGICA DE MINAS
GERAIS
UNIVERSIDADE FEDERAL DE SÃO JOÃO DEL REI
DIRETORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



MÉTODO PWM OTIMIZADO PARA INVERSORES FLYING CAPACITOR PARA APLICAÇÕES AERONÁUTICAS

Caio César de Oliveira Mendes

Belo Horizonte
Junho 2021

MÉTODO PWM OTIMIZADO PARA INVERSORES FLYING CAPACITOR PARA APLICAÇÕES AERONÁUTICAS

Caio César de Oliveira Mendes

Texto da Dissertação de Mestrado submetido à banca examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Modelagem e Controle de Sistemas

Linha de Pesquisa: Análise e Modelagem de Sistemas

Orientador: Prof. Dr. Marcelo Martins Stopa

Coorientador: Dr. Bernardo Cougo França

Belo Horizonte
Junho 2021

Mendes, Caio César de Oliveira

M538m Método PWM otimizado para inversores flying capacitor para aplicações aeronáuticas / Caio César de Oliveira Mendes. – 2021.
79 f.: il., gráfs, tabs.

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica em associação ampla entre a UFSJ e o CEFET-MG.

Orientador: Marcelo Martins Stopa.

Coorientador: Bernardo Cougo.

Dissertação (mestrado) – Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais.

1. Conversores de potência PWM – Teses. 2. Inteligência computacional – Teses. 3. Aviões elétricos – Teses. I. Stopa, Marcelo Martins. II. França, Bernardo Cougo. III. Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais. IV. Universidade Federal de São João del-Rei. V. Título.

CDD 621.317

*Dedico este trabalho a todos meus familiares, amigos e professores que
fizeram parte dessa jornada.*

Agradecimentos

Agradeço, primeiramente, ao povo brasileiro, que através de suas contribuições fiscais permite a manutenção do CEFET-MG e de todas as instituições públicas do país. Agradeço também a todos que lutam pelo ensino superior gratuito e de qualidade.

Agradeço ao CEFET-MG, por ter sido uma segunda casa desde 2011, e a todos seus professores, por sempre terem proporcionado um ensino que não se compromete apenas com o aspecto técnico, mas também com as contribuições que nossa formação pode trazer à sociedade.

De modo especial, agradeço aos meus orientadores: Prof. Marcelo Stopa e Dr. Bernardo Cougo, pela contribuição fundamental na minha formação, pelas inúmeras oportunidades de aprendizado, pelo suporte dado durante todo o mestrado e, sobretudo, pela excepcional orientação. Agradeço também ao grande amigo MSc. Hans Hoffmann, por todo o apoio e pelos ensinamentos dados durante esses últimos anos, em especial durante o período em que estive na França e na etapa de escrita da dissertação. Sem dúvida alguma, vocês são os maiores responsáveis pela minha formação técnica.

Agradeço ao IRT Saint-Exupéry pela oportunidade de estágio e por disponibilizar a estrutura de ponta de seus laboratórios para a realização da pesquisa proposta.

À toda minha família, em especial aos meus pais, Luiz e Mirinha, e padrinhos, Francisco e Cláudia, por terem me apoiado e incentivado durante a realização do mestrado.

À minha namorada, Kamila, por todo o apoio durante a escrita da dissertação e, principalmente, por estar presente em todos os momentos de estresse, além de compartilhar comigo inúmeros momentos de alegria. Sem dúvida, com você ao meu lado essa caminhada foi bem mais prazerosa.

Aos amigos e companheiros do LEACOPI, Fábio Pongelupe e Lucas Santos, pela ajuda nas disciplinas em que cursamos juntos e pelas conversas extraclasse, que certamente contribuíram para a minha formação de forma relevante.

Agradeço aos amigos que estão sempre por perto, dando apoio nos momentos de maior necessidade: Lucas Garcia, Álvaro Resende, Kaíque Teixeira e Bruno Maia.

À Capes pelo apoio financeiro.

“L'avenir, tu n'as pas à le prévoir, mais à le permettre.”

Antoine de Saint-Exupéry

Citadelle, 1948.

Resumo

Visando à eletrificação de aeronaves e sua consequente redução na emissão de poluentes, o projeto EPOWERDRIVE, desenvolvido pelo *Institut de Recherche Technologique Saint-Exupéry*, um instituto francês de pesquisa, propôs uma topologia de conversor *Flying Capacitor* de 70 kVA utilizando dispositivos de Nitreto de Gálio (GaN), que atende aos requisitos de eficiência e emissões eletromagnéticas definidos pelas aplicações aeroespaciais. Com o intuito de dar continuidade a esse trabalho, em parceria com pesquisadores do EPOWERDRIVE e o CEFET-MG, foi desenvolvida uma metodologia para redução de peso do conversor proposto, por meio da aplicação de uma técnica de modulação otimizada. Uma rotina de otimização que gera uma modulante otimizada foi elaborada. Essa rotina se fundamenta na redução da ondulação de tensão dos capacitores flutuantes do conversor e na diminuição do pico da corrente dos indutores de saída. Tais componentes foram escolhidos como objetivo da otimização porque representam a maior parte do peso do conversor proposto. Foram desenvolvidas, também, formas de se estimar o peso de cada componente do conversor, para permitir a avaliação do impacto do novo método de modulação desenvolvido. Os resultados apresentados neste trabalho consideram tanto simulações quanto ensaios práticos. Foram avaliadas as influências de parâmetros como: índice de modulação, fator de potência, corrente de carga e frequências de comutação e fundamental. Apesar de os métodos otimizados FCPWM e ILPWM obterem, respectivamente, 6,4% e 5,2% de redução do peso total do conversor e 4,4% e 7,8% de redução das perdas em comparação com o método SPWM, para o ponto de operação nominal definido no trabalho, a técnica que apresentou o melhor resultado de densidade de potência (kW/kg), dentre os métodos PWM avaliados, foi a DPWM3, alcançando 8,94 kW/kg, que representa um aumento de quase 8% em relação à SPWM que obteve densidade igual à 8,23 kW/kg. Essa técnica ainda manteve alta eficiência energética (98,94%), sendo pouco abaixo daquela que se mostrou ser a mais eficiente nos testes realizados, a DPWM2, que obteve 98,98%. Os parâmetros variados ao longo dos testes apresentaram muita influência nos resultados e, por isso, a escolha da melhor técnica está condicionada ao ponto de operação e à aplicação desejada.

Palavras-chave: *Flying Capacitor Converter*; Redução de peso de conversores; Modulação otimizada; Eletrificação de aeronaves.

Abstract

Aiming at the electrification of aircraft and its consequent reduction in the greenhouse gases emissions, the EPOWERDRIVE project, developed by the *Institut de Recherche Technologique Saint-Exupéry*, a French research facility, proposed a 70 kVA Flying Capacitor converter topology using Gallium Nitride devices (GaN), which meets the requirements for efficiency and electromagnetic emissions defined by aerospace applications. In order to continue this work, in partnership with researchers from EPOWERDRIVE and CEFET-MG, a methodology for weight reduction of the proposed converter was developed, through the application of an optimized modulation technique. An optimization routine that generates an optimized modulant was elaborated. This routine is based on reducing the voltage ripple of the converter's flying capacitors and decreasing the peak current of the output inductors. Such components were chosen as an optimization objective because they represent the majority of the weight of the proposed converter. Some methods were also developed to estimate the weight of each component of the converter, to allow the assessment of the impact of the new modulation method. The results presented in this work consider both simulations and experimental tests. The influence of parameters such as modulation index, power factor, load current and switching and fundamental frequencies, were evaluated. Although the optimized methods FCPWM and ILPWM obtain, respectively, 6.4% and 5.2% reduction in the total weight of the converter and 4.4% and 7.8% reduction in losses compared to the SPWM method, for the nominal operating point defined in the work, the technique that presented the best result of power density (kW / kg), among the evaluated PWM methods, was DPWM3, reaching 8.94 kW / kg, that represents almost 8% increase in relation to SPWM, that achieved a density equal to 8.23 kW/kg. This technique still maintained high energy efficiency (98.94%), being slightly below what was shown to be the most efficient in the tests carried out, the DPWM2, which obtained 98.98%. The parameters varied throughout the tests had a lot of influence on the results and, therefore, the choice of the best technique is conditioned to the point of operation and the desired application.

Keywords: Flying Capacitor Converter; Converter weight reduction; Optimized modulation; Aircraft electrification.

Lista de Tabelas

Tabela 2.1 – Características do conversor adotado	6
Tabela 4.1 – Ondulação máxima de tensão sobre o capacitor flutuante e sua variação para $M_i = 0,94$, simuladas sob as mesmas condições dos ensaios experimentais.....	60
Tabela 4.2 – Redução da ondulação máxima para $M_i = 0,94$	60
Tabela 4.3 – Densidade de potência e eficiência energética para $M_i = 0,94$, $f_{sw} = 40$ kHz, FP = 0,80 e $f_f = 240$ Hz.	66
Tabela 4.4 – Densidade de potência e eficiência energética para $M_i = 0,94$, FP = 0,80 e $f_f = 240$ Hz.....	67

Lista de Figuras

Figura 1.1 – Representação esquemática do circuito de acionamento de um sistema elétrico de uma aeronave (SATHLER, H. H. <i>et al.</i> , 2020).	1
Figura 2.1 – Representação esquemática da topologia do conversor adotado.	7
Figura 2.2 – Representação esquemática de um braço do conversor.	7
Figura 2.3 – Corrente em cada interruptor, $I_{interruptor}$	9
Figura 2.4 – Correntes nos instantes de ligamento e desligamento dos interruptores.	9
Figura 2.5 – Curvas de E_{on} (a) e E_{off} (b) em função da corrente $I_{interruptor}$, obtidas através das medições do fabricante, para $V_{gs-on} = 6\text{ V}$, $V_{gs-off} = -3\text{ V}$, $R_{gs-on} = 6\ \Omega$, $R_{gs-off} = 1\ \Omega$, $V_{ds} = 270\text{ V}$ e $T_j = 135\text{ }^\circ\text{C}$	10
Figura 2.6 – Curva de $R_{ds(on)}$ em função da temperatura de junção T_j , disponível no datasheet do componente adotado (GAN SYSTEMS, 2020).	10
Figura 2.7 – Representação esquemática do circuito térmico de um dissipador de calor.	11
Figura 2.8 – Representação esquemática do circuito térmico com múltiplas fontes de calor.	12
Figura 2.9 – Massa dos dissipadores em função resistência térmica equivalente.	12
Figura 2.10 – Fluxograma para escolha do capacitor flutuante e estimativa de seu peso.	13
Figura 2.11 – Representação das divisão das correntes nos indutores em paralelo para uma fase com três braços associados em paralelo.	16
Figura 2.12 – Ondulação da corrente nos indutores para diferentes faixas de ciclo de trabalho.	18
Figura 2.13 – Fluxograma para projeto de indutores e estimativa de seus pesos e perdas.	19
Figura 3.1 – Comportamento da ondulação de corrente em função do ciclo de trabalho.	23
Figura 3.2 – Fluxograma do método de otimização desenvolvido para se obter a componente de sequência zero ótima.	25
Figura 3.3 – Etapa 1 do fluxograma: exemplo de criação das portadoras para frequência de comutação à 40 kHz.	26
Figura 3.4 – Etapa 2 do fluxograma: criação das referências senoidais.	26
Figura 3.5 – Etapa 3 do fluxograma: adição do offset nas referências senoidais.	27
Figura 3.6 – (a) Braço de três níveis de um conversor FC e (b) Etapa 4 do fluxograma: estado de condução de células de um mesmo braço.	27
Figura 3.7 – Etapa 5 do fluxograma: (a) corrente no capacitor flutuante e (b) tensão no indutor de saída.	28
Figura 3.8 – Etapas 6 e 7 do fluxograma: cálculo e identificação da máxima ondulação de (a) tensão sobre o capacitor flutuante e (b) corrente no indutor de saída.	29
Figura 3.9 – Etapas 8 e 9 do fluxograma: identificação da fase com maior ondulação e o offset que causa a menor ondulação em tal fase (Exemplo para $FP = 1$ e ângulo de 30° na senoide).	29
Figura 3.10 – Pontos de offsets ótimos obtidos com variação de 2% na ondulação mínima para o (a) capacitor flutuante e (b) indutor de saída.	30
Figura 3.11 – Etapa 10 do fluxograma: composição das componentes de sequência zero otimizadas para o (a) capacitor flutuante e (b) indutor de saída.	30
Figura 3.12 – Componentes de sequência zero para uma variação de M_i entre 0,1 e 0,9 com fator de potência de 0,8 para otimização do (a) capacitor flutuante e (b) indutor de saída.	31

Figura 3.13 – Componentes de sequência zero para uma variação de M_i entre 0,1 e 0,9 com fator de potência unitário para otimização do (a) capacitor flutuante e (b) indutor de saída...	31
Figura 3.14 – Componentes de sequência zero para uma variação de M_i entre 0,1 e 0,9 com fator de potência de 0,5 para otimização do (a) capacitor flutuante e (b) indutor de saída.	31
Figura 3.15 – Modulantes obtidas para índice de modulação 0,94 e fator de potência 0,8, para (a) capacitor flutuante e (b) indutor de saída.	32
Figura 3.16 – Componente de sequência zero e modulante para (a) SPWM e (b) SVPWM, $M_i = 0,94$ (VAN DER BROECK; SKUDELNY; STANKE, 1988).	33
Figura 3.17 – Componente de sequência zero e modulante para (a) DPWMMAX e (b) DPWMMIN, $M_i = 0,94$ (KENJO, 1990; TANIGUCHI; OGINO; IRIE, 1988).	33
Figura 3.18 – Componente de sequência zero e modulante para (a) DPWM0 e (b) DPWM1, $M_i = 0,94$ (J. SCHORNER, 1975).	33
Figura 3.19 – Componente de sequência zero e modulante para (a) DPWM2 e (b) DPWM3, $M_i = 0,94$ (J. SCHORNER, 1975).	34
Figura 4.1 – Fluxograma do método de cálculo da ondulação de tensão nos capacitores ou de corrente nos indutores.	35
Figura 4.2 – Ondulação de tensão para (a) SPWM e (b) SVPWM, $M_i = 0,94$, $PF = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz e 70 kVA.	36
Figura 4.3 – Ondulação de tensão para (a) DPWMMAX e (b) DPWMMIN, $M_i = 0,94$, $PF = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz e 70 kVA.	36
Figura 4.4 – Ondulação de tensão para (a) DPWM0 e (b) DPWM1, $M_i = 0,94$, $PF = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz e 70 kVA.	37
Figura 4.5 – Ondulação de tensão para (a) DPWM2 e (b) DPWM3, $M_i = 0,94$, $PF = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz e 70 kVA.	37
Figura 4.6 – Ondulação de tensão para (a) ILPWM e (b) FCPWM, $M_i = 0,94$, $PF = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz e 70 kVA.	37
Figura 4.7 – Ondulação máxima para cada técnica de modulação no ponto de operação nominal: $M_i = 0,94$, $PF = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz e 70 kVA.	38
Figura 4.8 – Ondulação máxima para cada método PWM sob uma variação de M_i entre 0,10 e 0,94 e f_f entre 25 e 240 Hz. O fator de potência adotado é 0,80, $f_{sw} = 40$ kHz.	39
Figura 4.9 – Ondulação máxima para cada método PWM sob uma variação de FP indutivo entre 1 e 0 (0° a 90°). O índice de modulação adotado é 0,94, $f_{sw} = 40$ kHz, $f_f = 240$ Hz.	39
Figura 4.10 – Massa dos capacitores flutuantes para cada método PWM sob uma variação de M_i entre 0,10 e 0,94. O fator de potência adotado é 0,80, $f_{sw} = 40$ kHz, $f_f = 240$ Hz e ondulação máxima de 5% para a tensão.	40
Figura 4.11 – Massa dos capacitores flutuantes para cada método PWM sob uma variação de FP indutivo entre 1 e 0 (0° a 90°). O índice de modulação adotado é 0,94, $f_{sw} = 40$ kHz, $f_f = 240$ Hz e ondulação máxima de 5% para a tensão.	40
Figura 4.12 – Peso dos capacitores flutuantes para cada técnica de modulação comparada no ponto de operação nominal: $M_i = 0,94$, $PF = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz e 70 kVA.	41
Figura 4.13 – Ondulação de corrente para SPWM, SVPWM, ILPWM e FCPWM, $M_i = 0,94$, $PF = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz e 70 kVA.	42
Figura 4.14 – Corrente de saída para (a) SPWM e (b) SVPWM, $M_i = 0,94$, $PF = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz e 70 kVA.	42

Figura 4.15 – Corrente de saída para (a) DPWMMAX e (b) DPWMMIN, $M_i = 0,94$, $PF = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz e 70 kVA.	43
Figura 4.16 – Corrente de saída para (a) DPWM0 e (b) DPWM1, $M_i = 0,94$, $PF = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz e 70 kVA.	43
Figura 4.17 – Corrente de saída para (a) DPWM2 e (b) DPWM3, $M_i = 0,94$, $PF = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz e 70 kVA.	43
Figura 4.18 – Corrente de saída para ILPWM (a) e FCPWM (b), $M_i = 0,94$, $PF = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz e 70 kVA.	44
Figura 4.19 – Corrente máxima para cada técnica de modulação comparada no ponto de operação nominal: $M_i = 0,94$, $PF = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz e 70 kVA.	44
Figura 4.20 – Corrente máxima para cada método PWM sob uma variação de M_i entre 0,10 e 0,94. O fator de potência adotado é 0,80, $f_{sw} = 40$ kHz, $f_f = 240$ Hz.	45
Figura 4.21 – Corrente máxima para cada método PWM sob uma variação de FP entre 1 e 0 (0° a 90°). O índice de modulação adotado é 0,94, $f_{sw} = 40$ kHz, $f_f = 240$ Hz.	46
Figura 4.22 – Peso dos indutores de saída para cada método PWM sob uma variação de M_i entre 0,10 e 0,94. O fator de potência adotado é 0,8, $f_{sw} = 40$ kHz, $f_f = 240$ Hz.	46
Figura 4.23 – Peso dos indutores de saída para cada método PWM sob uma variação de FP entre 1 e 0 (0° a 90°). O índice de modulação adotado é 0,94, $f_{sw} = 40$ kHz, $f_f = 240$ Hz.	47
Figura 4.24 – Peso dos indutores de saída para cada técnica de modulação comparada no ponto de operação nominal: $M_i = 0,94$, $PF = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz e 70 kVA.	47
Figura 4.25 – Diagrama de blocos da bancada de testes do laboratório.	48
Figura 4.26 – Bancada de testes e montagem.	49
Figura 4.27 – Protótipo do conversor GaN com dois dos nove braços necessários.	49
Figura 4.28 – Vista superior do conversor trifásico SiC de 6 kVA utilizado nos ensaios.	50
Figura 4.29 – Vista lateral do conversor trifásico SiC de 6 kVA utilizado nos ensaios.	51
Figura 4.30 – Interface gráfica de controle do conversor.	51
Figura 4.31 – Medição vista no osciloscópio para as seguintes condições: SPWM, $M_i = 0,94$, $FP = 1$, $f_f = 220$ Hz, $f_{sw} = 20$ kHz.	52
Figura 4.32 – Sinal medido de tensão no capacitor antes e após a filtragem do sinal para as seguintes condições: SPWM, $M_i = 0,94$, $PF = 1$, $f_f = 220$ Hz, $f_{sw} = 20$ kHz.	53
Figura 4.33 – Ondulação de tensão medido em um capacitor flutuante para (a) DPWMMIN e (b) DPWMMAX e as seguintes condições: $M_i = 0,94$, $PF = 0,86$, $f_f = 60$ Hz, $f_{sw} = 20$ kHz.	53
Figura 4.34 – Ondulação de tensão medido em um capacitor flutuante para (a) DPWM0 e (b) DPWM1 e as seguintes condições: $M_i = 0,94$, $PF = 0,86$, $f_f = 60$ Hz, $f_{sw} = 20$ kHz.	54
Figura 4.35 – Ondulação de tensão medido em um capacitor flutuante para (a) DPWM2 e (b) DPWM3 e as seguintes condições: $M_i = 0,94$, $PF = 0,86$, $f_f = 60$ Hz, $f_{sw} = 20$ kHz.	54
Figura 4.36 – Ondulação de tensão medido em um capacitor flutuante para (a) SVPWM e (b) FCPWM e as seguintes condições: $M_i = 0,94$, $PF = 0,86$, $f_f = 60$ Hz, $f_{sw} = 20$ kHz.	54
Figura 4.37 – Resistências parasitas da PCB para um braço do conversor.	55
Figura 4.38 – Impacto da resistência parasita na ondulação de tensão do capacitor flutuante (a) simulado e (b) medido.	56
Figura 4.39 – Ondulação de tensão para cada método PWM para $M_i = 0,60$, $FP = 1$, $f_{sw} = 20$ kHz, $f_f = 220$ Hz.	56
Figura 4.40 – Ondulação de tensão para cada método PWM para $M_i = 0,94$, $FP = 1$, $f_{sw} = 20$ kHz, $f_f = 220$ Hz.	57

Figura 4.41 – Ondulação de tensão para cada método PWM para $M_i = 0,94$, $FP = 0,86$, $f_{sw} = 20$ kHz, $f_f = 60$ Hz.	57
Figura 4.42 – Ondulação de tensão para cada método PWM para $M_i = 0,94$, $FP = 0,61$, $f_{sw} = 20$ kHz, $f_f = 220$ Hz.	57
Figura 4.43 – Comparação entre simulação e medição da ondulação de tensão para a técnica FCPWM, $M_i = 0,94$, $FP = 0,87$, $f_{sw} = 20$ kHz, $f_f = 60$ Hz.	58
Figura 4.44 – Comparação entre ondulações máximas de tensão sobre o capacitor flutuante simuladas e medidas nos pontos de ensaio estabelecidos, para a técnica FCPWM sob variação de M_i	59
Figura 4.45 – Comparação entre ondulações máximas de tensão sobre o capacitor flutuante simuladas e medidas nos pontos de ensaio estabelecidos, para a técnica FCPWM sob variação de FP	59
Figura 4.46 – Distribuição de (a) peso e (b) perdas do conversor de 70 kVA para o método SPWM e as seguintes condições: $M_i = 0,94$, $FP = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz.	61
Figura 4.47 – Distribuição de (a) peso e (b) perdas do conversor de 70 kVA para o método DPWMMIN e as seguintes condições: $M_i = 0,94$, $FP = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz.	61
Figura 4.48 – Distribuição de (a) peso e (b) perdas do conversor de 70 kVA para o método DPWMMAX e as seguintes condições: $M_i = 0,94$, $FP = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz.	62
Figura 4.49 – Distribuição de (a) peso e (b) perdas do conversor de 70 kVA para o método SVPWM e as seguintes condições: $M_i = 0,94$, $FP = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz.	62
Figura 4.50 – Distribuição de (a) peso e (b) perdas do conversor de 70 kVA para o método DPWM0 e as seguintes condições: $M_i = 0,94$, $FP = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz.	62
Figura 4.51 – Distribuição de (a) peso e (b) perdas do conversor de 70 kVA para o método DPWM1 e as seguintes condições: $M_i = 0,94$, $FP = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz.	63
Figura 4.52 – Distribuição de (a) peso e (b) perdas do conversor de 70 kVA para o método DPWM2 e as seguintes condições: $M_i = 0,94$, $FP = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz.	63
Figura 4.53 – Distribuição de (a) peso e (b) perdas do conversor de 70 kVA para o método DPWM3 e as seguintes condições: $M_i = 0,94$, $FP = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz.	63
Figura 4.54 – Distribuição de (a) peso e (b) perdas do conversor de 70 kVA para o método ILPWM e as seguintes condições: $M_i = 0,94$, $FP = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz.	64
Figura 4.55 – Distribuição de (a) peso e (b) perdas do conversor de 70 kVA para o método FCPWM e as seguintes condições: $M_i = 0,94$, $FP = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz.	64
Figura 4.56 – Massa dos capacitores flutuantes e indutores de saída para o todos os métodos PWM propostos e as seguintes condições: $M_i = 0,94$, $FP = 0,80$, $f_f = 240$ Hz e f_{sw} entre 10 e 70 kHz.	65
Figura 4.57 – Eficiência e densidade de potência do conversor de 70 kVA para o todos os métodos PWM propostos e as seguintes condições: $M_i = 0,94$, $FP = 0,80$, $f_f = 240$ Hz e f_{sw} entre 10 e 70 kHz.	66

Lista de Abreviações

c.a.	Corrente Alternada
c.c.	Corrente Contínua
CEM	Compatibilidade Eletromagnética
CMO	<i>Common Mode Offset</i>
DPWM0	<i>Discontinuous Pulse Width Modulation 0</i>
DPWM1	<i>Discontinuous Pulse Width Modulation 1</i>
DPWM2	<i>Discontinuous Pulse Width Modulation 2</i>
DPWM3	<i>Discontinuous Pulse Width Modulation 3</i>
DPWMMAX	<i>Discontinuous Pulse Width Modulation Maximum</i>
DPWMMIN	<i>Discontinuous Pulse Width Modulation Minimum</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
ESL	<i>Equivalent Series Inductance</i>
ESR	<i>Equivalent Series Resistance</i>
FC	<i>Flying Capacitor</i>
FP	Fator de Potência
GaN	<i>Gallium Nitride</i>
ICT	<i>InterCell Transformer</i>
IRT	<i>Institute de Recherche Technologique</i>
MEA	<i>More Electrical Aircrafts</i>
Mi	<i>Modulation Index</i>
NPC	<i>Neutral Point Clamped</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PD	<i>Phase Disposition</i>
POD	<i>Phase Opposition Disposition</i>
PS	<i>Phase Shift</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SE	Steimetz Equation
SiC	<i>Silicon Carbide</i>
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>
SVPWM	<i>Space Vector Pulse Width Modulation</i>
WBG	<i>Wide Bandgap</i>

Sumário

1	Introdução	1
1.1	Motivação e relevância.....	1
1.2	Objetivos	2
1.3	Organização do texto.....	2
1.4	Publicações do trabalho	3
2	Estimativas de peso e perdas do conversor	4
2.1	Estratégias de redução de peso em conversores	4
2.2	Topologia adotada.....	6
2.3	Peso e perdas nos interruptores eletrônicos do conversor estudado	8
2.3.1	<i>Peso dos componentes</i>	8
2.3.2	<i>Perdas nos interruptores</i>	8
2.4	Dissipadores de calor.....	11
2.5	Peso e perdas nos capacitores flutuantes	13
2.6	Indutores para associar braços do conversor em paralelo	15
2.6.1	<i>Peso dos indutores</i>	15
2.6.2	<i>Perdas nos indutores</i>	19
2.7	Drivers e PCBs.....	20
2.8	Peso e perdas nos filtros.....	20
2.9	Considerações finais	22
3	Obtenção da Técnica PWM Otimizada.....	23
3.1	Equacionamento	23
3.2	Construção da modulante otimizada	24
3.3	Métodos PWM considerados.....	32
3.4	Considerações finais	34
4	Resultados de Simulação e Experimentais	35
4.1	Resultados de simulação	35
4.1.1	<i>Capacitores flutuantes</i>	36
4.1.2	<i>Indutores de saída</i>	41
4.2	Ensaio de laboratório	48
4.2.1	<i>Descrição da bancada de testes</i>	48
4.2.2	<i>Resultados experimentais</i>	51

4.3	Comparação entre os resultados experimentais e simulados	58
4.4	Peso e perdas do conversor.....	61
4.5	Considerações finais	67
5	Conclusão	69
5.1	Conclusões	69
5.2	Propostas de continuidade	71
6	Referências Bibliográficas	72
Anexos.....		78
A.	Planilha de cálculo de E_{on} e E_{off} fornecida pela GaN Systems.....	78

1 Introdução

1.1 Motivação e relevância

Na última década, registrou-se um aumento de 60% no tráfego aéreo, sendo este responsável por 2% das emissões globais de CO₂. Visando prevenir o impacto desse aumento no ambiente, autoridades governamentais têm imposto novos limites para emissões de dióxido de carbono. Com isso, empresas do ramo aeroespacial buscam uma maior eletrificação das aeronaves e redução de peso, visto que uma diminuição de 1% neste último representa uma economia de até 1,5% de combustível (ACARE, 2010).

Nas aeronaves atuais, há uma tendência pela substituição de sistemas hidráulicos e pneumáticos por elétricos, visto que estes são geralmente mais leves que os seus equivalentes mecânicos. Além disso, os sistemas elétricos são mais confiáveis, duradouros e eficientes, contribuindo com a redução do consumo de combustível e das emissões de poluentes. Muitos desses novos sistemas elétricos são compostos por um inversor trifásico, cabos, filtros e uma máquina elétrica responsável pelo acionamento, como ilustrado na Figura 1.1. Tal sistema pode ser usado em diversos tipos de carga numa aeronave, como ar condicionado, controle de pressão de cabine, ventilação de sistemas de arrefecimento ou partida de turbinas (GIRAUD, 2014; MORENTIN ETAYO, 2017).

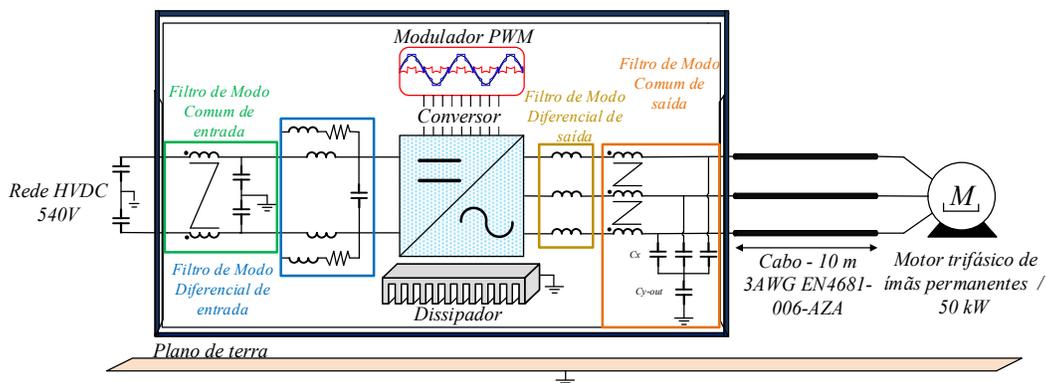


Figura 1.1 – Representação esquemática do circuito de acionamento de um sistema elétrico de uma aeronave (SATHLER, H. H. *et al.*, 2020).

Com o intuito de atender aos padrões rigorosos que regem as aplicações aeroespaciais, o domínio da Eletrônica de Potência tem sido incentivado a desenvolver dispositivos e técnicas para permitir a eletrificação desse novo tipo de aeronave. Como a redução de peso implica economia de combustível e redução na emissão de poluentes, ela é fundamental em aplicações aeroespaciais. Vale ressaltar que, em 2007, o custo do combustível por unidade de massa, durante a vida útil de uma aeronave, era de cerca de 2.000 €/kg (KAUFMANN, 2007). Portanto, torna-se evidente que otimizações multicritérios são essenciais para o projeto de conversores embarcados (GUACCI; BORTIS; KOLAR, 2018; SATHLER, H. H. *et al.*, 2020).

Nesse contexto, encontra-se o projeto EPOWERDRIVE, desenvolvido pelo *Institut de Recherche Technologique (IRT) Saint-Exupéry*, um instituto francês de pesquisa, que tem diversos trabalhos focados na indústria aeroespacial. O projeto citado é patrocinado pela Airbus, AKKA, Apsi3D, ELVIA, Liebherr, Meggit, Nidec, Safran e a Agência Francesa de Pesquisa (ANR).

Visando à continuação do projeto, com base em estudos desenvolvidos por pesquisadores do EPOWERDRIVE, como (COUGO et al., 2018) e (SATHLER, H. H. et al., 2020), o presente trabalho busca a redução de peso e de perdas de um conversor do tipo Flying Capacitor (FC) de sete níveis por meio da aplicação de uma técnica de modulação otimizada. No trabalho de (COUGO et al., 2018), foi desenvolvido um método de otimização para construir uma componente de sequência zero a fim de reduzir o fluxo em InterCell Transformers (ICTs), utilizados para associar braços de conversores em paralelo, enquanto (SATHLER, H. H. et al., 2020) criou uma rotina de otimização para definir a melhor topologia em termos de densidade de potência e eficiência energética para uma aplicação aeronáutica de 70 kVA.

1.2 Objetivos

O objetivo principal desta dissertação de mestrado é desenvolver um método PWM otimizado através da adição de uma componente de sequência zero, buscando aperfeiçoar o conversor de forma que este não apenas mantenha suas características e vantagens, mas também tenha seu peso e perdas reduzidos.

Além disso, este trabalho visa confrontar os resultados de densidade de potência e eficiência obtidos em (SATHLER, H. H. et al., 2020), uma vez que tal referência determina a topologia ótima para a aplicação considerada nesta dissertação de mestrado.

1.3 Organização do texto

O texto do presente trabalho é composto por cinco capítulos e suas respectivas seções e subseções.

Este capítulo contém a introdução do trabalho: contextualiza o problema e apresenta a motivação para a realização da pesquisa, os objetivos e a organização do texto.

O Capítulo 2 apresenta a revisão da literatura sobre a temática de redução de peso de conversores e a teoria necessária para a estimação de peso e perdas dos componentes do conversor, sendo esse ponto fundamental para a obtenção dos resultados.

O Capítulo 3 apresenta a metodologia adotada. Introduce a concepção teórica do método de otimização usado para a construção da componente de sequência zero da nova modulante e descreve a montagem feita em laboratório.

O Capítulo 4 apresenta os resultados obtidos pela aplicação da nova modulante, os pesos estimados de cada componente e do conversor como um todo, considerando técnicas já conhecidas e a técnica ótima desenvolvida.

As principais conclusões do trabalho são apresentadas no Capítulo 5. Nele, também são relacionadas as principais dificuldades encontradas, as eventuais contribuições e propostas de continuidade e ampliação da pesquisa.

1.4 Publicações do trabalho

A partir dos resultados obtidos neste trabalho foram submetidos e aprovados os seguintes artigos:

- *“Optimized PWM Technique for Flying Capacitor Voltage Ripple and Weight Reduction”, IECON 2020 - The 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Singapura. (Artigo aceito, porém retirado antes do congresso devido à decisão do IRT Saint-Exupéry).*
- *“Impact of PWM Techniques in Efficiency and Power Density of a 70kVA Multilevel Inverter for More Electric Aircrafts”, EPE 2021 ECCE Europe - 23rd European Conference on Power Electronics and Applications. Congresso online devido à situação sanitária. (Artigo aceito aguardando para ser apresentado em setembro).*

2 Estimativas de peso e perdas do conversor

Este capítulo apresenta uma revisão de trabalhos existentes na literatura que tratam da redução de peso em conversores. Ademais, é exposto um método de estimativa de peso e perdas de componentes de um inversor, de forma que seja possível avaliar o impacto de diferentes técnicas de modulação e de condições de operação nos valores estimados. São calculados os pesos e perdas dos semicondutores, dissipadores de calor, indutores para associar os braços em paralelo, capacitores flutuantes, drivers e *Printed Circuit Board* (PCB) e filtros de entrada e saída.

2.1 Estratégias de redução de peso em conversores

Entre os parâmetros de projeto de conversores, o peso dos filtros é um dos mais desafiadores, visto que este representa até 70% do peso do conversor para um inversor bidirecional de 45 kW (GAMMETER; KRISMER; KOLAR, 2016). De acordo com os resultados apresentados em (GAMMETER; KRISMER; KOLAR, 2016), uma topologia três níveis pode reduzir em 33% a massa do conversor, quando comparado com um inversor de dois níveis. Enquanto, em (SATHLER, H. H. *et al.*, 2020), é indicada uma diminuição de 13% para uma aplicação de 70 kVA. Dados os resultados apresentados nesses trabalhos, tem-se a indicativa de que conversores multiníveis são promissores para a aplicação estudada neste trabalho.

Existem diversas topologias de conversores multiníveis, cada uma com suas particularidades e vantagens. Em (ANDERSON *et al.*, 2017), é feita uma análise visando à redução do tamanho de componentes magnéticos dos filtros presentes em um conversor, sendo consideradas diferentes topologias e combinações do tipo Neutral Point Clamped (NPC). Em (CHENCHEN WANG; YONDONG LI, 2009), são comparadas diversas topologias existentes e propostas novas topologias, visando à diminuição do número de componentes ativos e passivos, que também implicam uma redução do peso. Já em (KOMOVSKIY, 2016), comparam-se topologias multiníveis embarcadas em aeronaves e conclui-se que para aplicações de baixa tensão (400 V) a topologia FC de três níveis permite uma maior redução de peso e volume quando comparada com uma topologia NPC, apesar de apresentar menor eficiência e maior custo.

Em (MODEER *et al.*, 2020), constata-se que a otimização do projeto de montagem de um inversor FC permite a redução da indutância da malha de comutação, o que resulta em eficiência e densidades de potência mais altas. A referência (SATHLER, H. H. *et al.*, 2020) apresenta um estudo da densidade de potência e eficiência para diferentes topologias e frequências de comutação. Os inversores considerados nesse estudo devem atender a critérios da indústria da aviação. Cada componente é otimizado individualmente e a solução apresentada indica que a topologia FC é interessante quando associada a transistores *Wide Bandgap* (WBG). Visto que essa topologia foi apresentada e justificada como melhor solução para o problema em análise, em (KOMOVSKIY, 2016; SATHLER, H. H. *et al.*, 2020) e (MODEER *et al.*, 2020), este trabalho foca na aplicação de um conversor do tipo FC, introduzido pela primeira vez em (MEYNARD; FOCH, 1992).

Todos os trabalhos citados até então consideram a otimização de topologia e componentes, porém não analisam a possibilidade de melhoria no inversor através da modulação e controle.

Tomando o sistema de acionamento da Figura 1.1 como referência, pode-se definir como sistema ótimo aquele que possui filtros de entrada e saída, conversor e carga otimizados de acordo com um determinado objetivo, como a minimização do volume, peso, preço ou perdas. Muitos parâmetros do sistema podem influenciá-lo de maneiras diferentes, sendo um desses parâmetros o método *Pulse Width Modulation* (PWM), usado para controlar as células de comutação (COUGO *et al.*, 2018).

Uma avaliação sobre o aprimoramento de um conversor através do aprimoramento de sua modulação mostra que esta é uma técnica consolidada. Diversos estudos são encontrados, tanto para aplicações em conversores de corrente contínua (c.c.) quanto de corrente alternada (c.a.). Tais estudos tratam da diminuição da ondulação de corrente de carga (BELOUSOV; SAMOSEIKO; SAUSHEV, 2019; BENDRE; VENKATARAMANAN, 2006; MARCHESONI, 1992; ZHUOQIANG LI *et al.*, 2016); da redução da *Total Harmonic Distortion* (THD) dos sinais de saída (CHUNHUI WU; QIRONG JIANG; CHUNPENG ZHANG, 2005; MCGRATH; HOLMES; MEYNARD, 2006; OZPINECI; TOLBERT; CHIASSON, 2005); ou do balanceamento de tensões em capacitores de barramento (CORZINE; KOU, 2003; GUAN; DOKI, 2017; LEON *et al.*, 2007; MARCHESONI; TENCA, 2002; POURESMAEIL; SKANDARI; TAVAKOLI BINA, 2014).

Os métodos PWM podem ser classificados como baseados em portadora ou por injeção de sequência zero. Embora ambos sejam aplicados em conversores multiníveis e em suas otimizações, este trabalho foca na aplicação dos métodos por injeção de sequência zero. Tais métodos foram criados para atender aos requisitos de diferentes aplicações e otimizar parâmetros, como simplicidade na implementação, eficiência computacional, faixa de linearidade em alta tensão, distorção de tensão de saída, redução de perdas de comutação, etc (COUGO *et al.*, 2018; HAVA; KERKMAN; LIPO, 1998).

De acordo com a literatura, em conversores multiníveis série, a sequência zero pode ser usada para aumentar a faixa linear de operação em métodos contínuos. Outra possibilidade é a construção de períodos em que a modulante satura, de forma que não existam comutações na tensão de saída nesse período, criando assim os métodos descontínuos (EL BADSI; EL BADSI; MASMOUDI, 2016; LI *et al.*, 2016; WU; HE; XU, 2019). Além disso, a injeção de sequência zero é usada também para reduzir o desequilíbrio de tensão em capacitores e no ponto neutro de conversores NPC (PULIKANTI; AGELIDIS, 2009; WANG RAN *et al.*, 2009; ZHOU; LU, 2018).

Já para os conversores em paralelo associados através de indutores acoplados magneticamente, esse método é usado para diminuir a recirculação de corrente entre os braços associados (WANG, B.; ZHANG; CAO, 2020; ZHU *et al.*, 2017) e o fluxo em ICTs (COUGO *et al.*, 2018; COUGO; MEYNARD; GATEAU, 2011). Esta última referência desenvolve um método de otimização que busca, dentro dos limites estabelecidos, um offset de modo comum que ao ser somado à senoide modulante, resulta em uma técnica de modulação que cria o menor fluxo nos ICTs que associam dois conversores em paralelo.

Em (SATHLER, H. H. *et al.*, 2020) uma rotina define a topologia mais adequada para uma aplicação aeronáutica de 70 kVA. São considerados nesse estudo um barramento de 540 V, uma carga de 50 kW, fator de potência de 80%. Além disso, filtros passivos de entrada e saída são incluídos. O resultado obtido indica que uma topologia *Flying Capacitor* de sete níveis, obtidos através da associação em paralelo de três braços de três níveis por fase, é a mais vantajosa em termos de densidade de potência e eficiência energética. Esse estudo estima o peso do conversor adotado para frequências de comutação entre 10 kHz e 70 kHz. Para 10 kHz, 63% do peso do conversor concentra-se somente nos capacitores flutuantes e nos indutores desacoplados magneticamente usados para associar os braços em paralelo. Já para 40 kHz, 36% do peso provém desses mesmos dois componentes. Portanto, mostra-se necessária uma otimização que busque diminuir o peso desses componentes.

Tendo isso em vista, a redução de peso desses componentes se mostra necessária, uma vez que uma redução nos mesmos poderia criar um impacto significativo na densidade de potência do conversor. Buscando a diminuição da massa dos capacitores flutuantes, existem, na literatura, trabalhos que buscam sua redução por um rearranjo na topologia e/ou pelo aumento do número de níveis (DARGAHI *et al.*, 2012; DODO *et al.*, 2016) ou, ainda, pela diminuição do estresse de corrente no componente (DUNG LE; LEE, 2020). Em (TSOUMAS; SCHWEIZER; PATHMANATHAN, 2017), a modulação é usada na diminuição do tamanho do componente em um NPC ativo em cascata com um FC, porém não considera a injeção de sequência zero. Já para os indutores de associação de conversores em paralelo, os já citados (COUGO *et al.*, 2018) e (COUGO; MEYNARD; GATEAU, 2011) buscam, por meio da modulação, a redução do fluxo nos ICT, o que pode resultar na redução do tamanho dos componentes. Entretanto, o indutor adotado nesses estudos é do tipo acoplado, enquanto este trabalho considera indutores desacoplados.

Diante disso, percebe-se que ainda é insuficiente a bibliografia que trata da otimização de capacitores flutuantes e indutores desacoplados para associar conversores em paralelo, principalmente quando o método para alcançar tal redução seja pela injeção de componentes de sequência zero na modulante.

2.2 Topologia adotada

Conforme mencionado anteriormente, esta dissertação desenvolve uma adaptação do método de obtenção de uma modulante otimizada criado por (COUGO *et al.*, 2018) para que a densidade de potência e perdas do conversor com topologia e características definidas por (SATHLER, H. H. *et al.*, 2020) possam ser aprimoradas. Sendo assim, a topologia adotada é a definida em (SATHLER, H. H. *et al.*, 2020) e é mostrada na Figura 2.1. Suas características, definidas no escopo do projeto EPOWERDRIVE, são dadas na Tabela 2.1.

Tabela 2.1 – Características do conversor adotado

Parâmetros nominais				
V_{dc} [V]	I_o [Arms]	Potência [kVA]	f_{sw} [kHz]	f_f [Hz]
540	130	70	40	240
T_a [°C]	Mi	FP	ΔV_{FC}	ΔI
70	0,94	0,80	5%	80%

Na Figura 2.1 é mostrada associação de três braços por fase através de indutores não acoplados. Nas saídas de cada fase e na alimentação estão os filtros indicados na Figura 1.1. Cada um dos braços é detalhado na Figura 2.2, onde é possível ver que cada interruptor eletrônico indicado na Figura 2.1 é na verdade uma associação de quatro interruptores em paralelo. Este detalhe é importante uma vez que apresenta impacto direto nas perdas por condução e comutação do conversor.

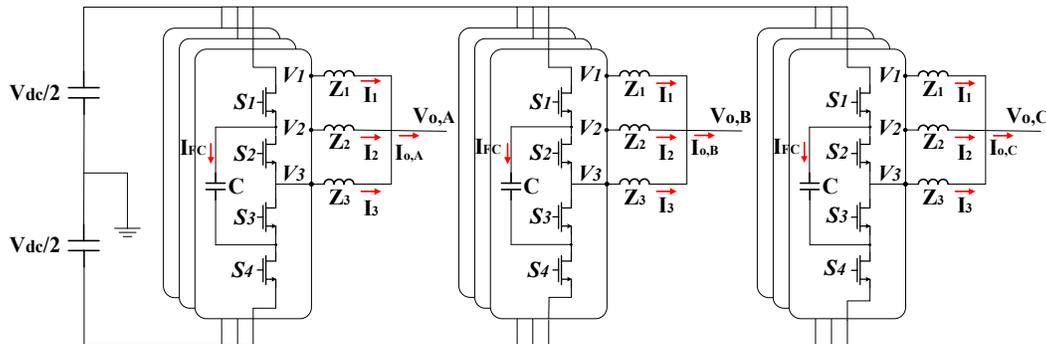


Figura 2.1 – Representação esquemática da topologia do conversor adotado.

Conforme mostrado em (MEYNARD; FOCH, 1992), os três níveis de tensão na saída de um braço em relação ao ponto de terra ($V_{o,A}$, $V_{o,B}$ e $V_{o,C}$ na Figura 2.1), em um período da fundamental, são criados a partir das seguintes combinações de estado de comutação dos interruptores:

- $V_{dc}/2$: S_1 e S_2 conduzindo, S_3 e S_4 abertas.
- 0: S_1 e S_3 conduzindo, S_2 e S_4 abertas. Nessa situação a tensão de saída é zero uma vez que o capacitor flutuante apresenta tensão igual à $V_{dc}/2$. Além disso, nesse instante o capacitor carrega se $I_o > 0$ ou descarrega caso $I_o < 0$.
- $-V_{dc}/2$: S_3 e S_4 conduzindo, S_1 e S_2 abertas.
- 0: S_2 e S_4 conduzindo, S_1 e S_3 abertas. Nessa situação a tensão de saída é zero uma vez que o capacitor flutuante apresenta tensão igual à $V_{dc}/2$. Além disso, nesse instante o capacitor descarrega se $I_o > 0$ ou carrega caso $I_o < 0$.

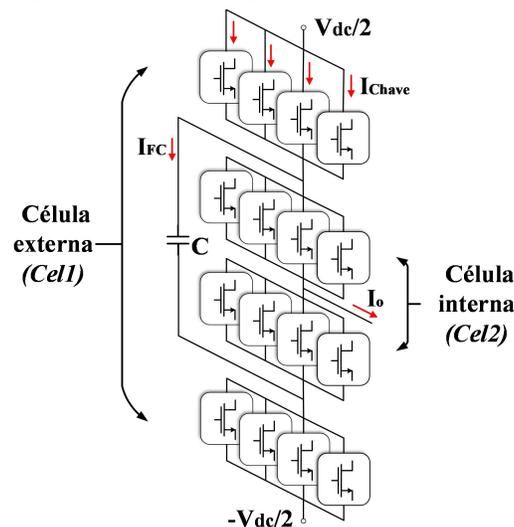


Figura 2.2 – Representação esquemática de um braço do conversor.

Os interruptores utilizadas são as de Nitreto de Gálio (GaN) da GaN Systems GS66516T (650 V, 60 A, 25 mΩ).

2.3 Peso e perdas nos interruptores eletrônicos do conversor estudado

Nesta seção, é feita uma explanação acerca da estimativa do peso e das perdas associadas aos dispositivos semicondutores que constituem o conversor.

2.3.1 Peso dos componentes

Considerando a topologia mostrada na Figura 2.1, esta dissertação utiliza quatro transistores de GaN em paralelo, uma vez que isso permite a elevação da capacidade de corrente e a diminuição da resistência de condução. Ademais, de acordo com o fabricante, devido ao encapsulamento desses transistores, eles apresentam menores indutâncias parasitas, o que implica redução da energia de comutação (SATHLER, H.; COUGO, 2017).

Tendo em mente o exposto na Figura 2.1 e na Figura 2.2, é possível verificar que o conversor proposto possui 18 células de comutação, e cada célula possui oito transistores devido à associação de quatro dispositivos em paralelo por interruptor, totalizando 144 transistores. Esse número é importante para a estimativa de peso e para o cálculo de perdas dos semicondutores.

De acordo com (GAN SYSTEMS, 2020) (datasheet disponibilizado pelo fabricante do interruptor adotada), cada componente tem massa de 1,79 g em média, totalizando 257,76 g em dispositivos semicondutores empregados no conversor. Esse peso é constante e não sofre influência de nenhum parâmetro que possa ser modificado, visto que corresponde à massa dos transistores utilizados.

2.3.2 Perdas nos interruptores

Um transistor não ideal tem a maior parte das suas perdas ocasionadas por comutação e por condução. Vale ressaltar que as perdas devido à corrente de fuga são muito baixas e normalmente são desprezadas.

Considerando que a topologia adotada, quando operando como inversor, permite uma distribuição igual das perdas entre interruptores de uma mesma célula de comutação (MEYNARD; FOCH, 1992), é necessário calculá-las somente para um dos componentes de cada célula. Então, o primeiro passo é calcular a corrente $I_{Interruptor}$ que passa por cada uma desses interruptores. Ela é obtida através da multiplicação da corrente de saída de um braço, I_j por um vetor, S_i , que contém os estados de condução de um interruptor para um período da fundamental. Os índices i e j representam, conforme a Figura 2.3, o número do interruptor que varia de 1 a 4 e o número do braço entre 1 e 3, respectivamente. O gráfico da corrente obtida através da Equação (2.1), para um interruptor qualquer é ilustrado na Figura 2.3.

$$I_{Chave,i} = S_i \cdot I_j \quad (2.1)$$

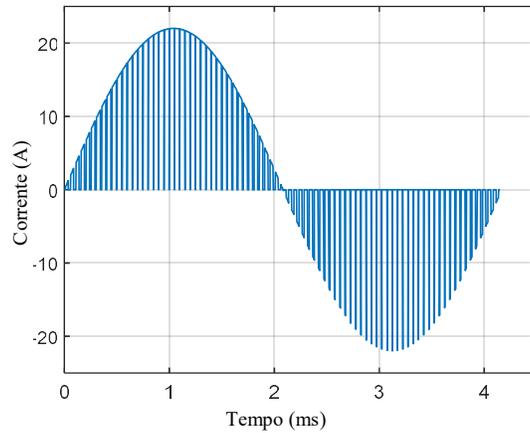


Figura 2.3 – Corrente em cada interruptor, $I_{interruptor}$.

É importante ressaltar que é considerada a condução reversa do próprio dispositivo GaN, o que elimina a necessidade de adicionar um diodo antiparalelo externo. De posse da corrente $I_{interruptor}$, calcula-se seu módulo, para, a partir dele, obter os valores temporais em que ocorrem bordas de subida e descida, assim como os valores da corrente em cada um desses pontos. O resultado dessa etapa é ilustrado na Figura 2.4.

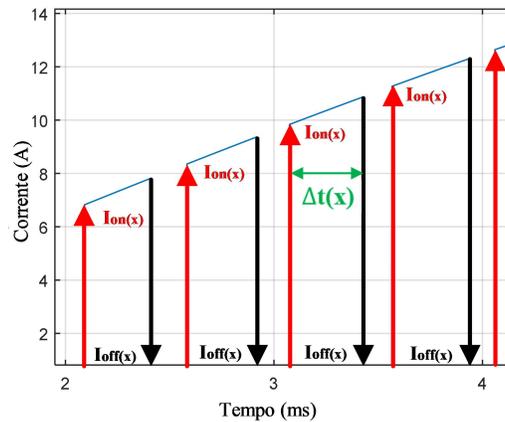


Figura 2.4 – Correntes nos instantes de ligamento e desligamento dos interruptores.

Um arquivo contendo os dados de medições de energia de comutação E_{on} e E_{off} do dispositivo GS66516T foi gentilmente fornecido pela *GaN Systems* (fabricante do dispositivo adotado neste trabalho) ao *IRT Saint-Exupéry*. Este arquivo pode ser visto no Anexo A desta dissertação. Os dados mostrados na planilha foram obtidos de forma semelhante à dada em (GAN SYSTEMS, 2018). De forma a obter uma função que descreve o comportamento das energias de comutação, é fornecido à planilha de cálculo a tensão em que os interruptores irão operar (270 V, uma vez que a topologia três níveis de cada braço reduz à metade a tensão máxima de cada interruptor), a temperatura de junção definida pela aplicação ($T_j = 135 \text{ }^\circ\text{C}$) e as resistências externas ao componente para as comutações de ligar e desligar ($R_{gs-on} = 6 \text{ } \Omega$ e $R_{gs-off} = 1 \text{ } \Omega$, respectivamente). Com isso, foi possível obter uma curva que determina uma função entre a corrente que circula pelo interruptor ($I_{interruptor}$) e as energias de comutação. Tais curvas de E_{on} e E_{off} são mostradas na Figura 2.5.

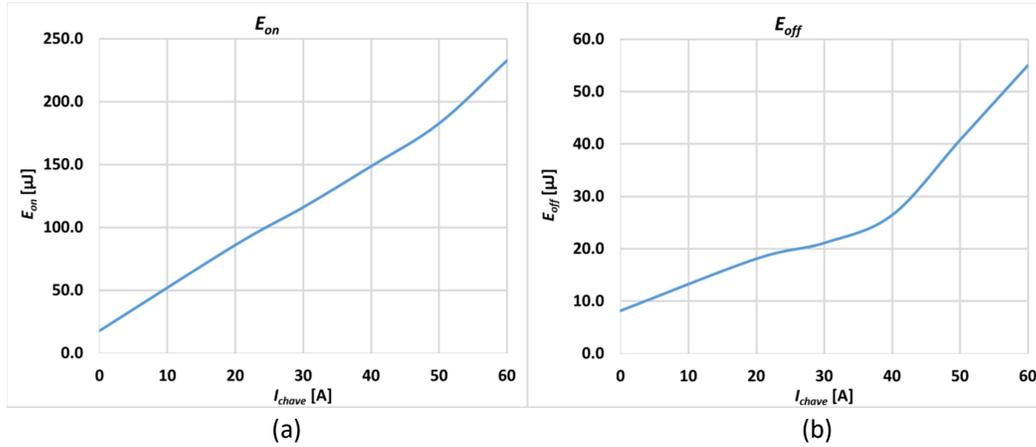


Figura 2.5 – Curvas de E_{on} (a) e E_{off} (b) em função da corrente $I_{interruptor}$, obtidas através das medições do fabricante, para $V_{gs-on} = 6\text{ V}$, $V_{gs-off} = -3\text{ V}$, $R_{gs-on} = 6\ \Omega$, $R_{gs-off} = 1\ \Omega$, $V_{ds} = 270\text{ V}$ e $T_j = 135\text{ }^\circ\text{C}$.

Tais curvas de E_{on} e E_{off} mostradas na Figura 2.5 apresentam valores de energia não nulos para zero de corrente. Isso acontece pois mesmo que não haja corrente de carga, as capacitâncias intrínsecas ao componente exigem certa energia para sua carga e descarga, com isso, a energia de comutação é diferente de zero para zero de corrente.

O passo seguinte consiste no equacionamento polinomial das curvas de energias de comutação E_{on} e E_{off} exibidas na Figura 2.5. A função polinomial obtida permite estimar E_{on} e E_{off} a partir da corrente $I_{interruptor}$. Conhecidos os valores das energias e da frequência de comutação f_{sw} , as perdas por comutação (P_{comu}) são calculadas através da Equação (2.2), para n comutações em um período da fundamental.

$$P_{comu} = f_{sw} \sum_{x=1}^n \frac{(E_{on}(x) + E_{off}(x))}{n} \quad (2.2)$$

Para calcular as perdas por condução, a curva de resistência $R_{ds(on)}$ disponível em (GAN SYSTEMS, 2020) e mostrada na Figura 2.6, é linearizada em função da temperatura de junção T_j , de forma a corrigir o valor dessa resistência de acordo com a temperatura de operação do interruptor.

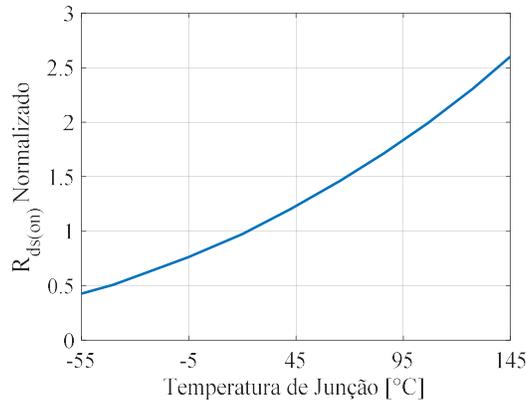


Figura 2.6 – Curva de $R_{ds(on)}$ em função da temperatura de junção T_j , disponível no datasheet do componente adotado (GAN SYSTEMS, 2020).

Sendo assim, as perdas por condução (P_{cond}), para um período da fundamental T , são dadas pela Equação (2.3), onde $\Delta t(x)$ é o tempo em que o interruptor está em condução, conforme mostrado na Figura 2.4.

$$P_{cond} = \frac{R_{ds(on)}}{T} \sum_{x=1}^n \left(\frac{I_{on}(x) + I_{off}(x)}{2} \right)^2 \Delta t(x) \quad (2.3)$$

Todo esse procedimento é feito apenas para um interruptor de cada célula de comutação do mesmo braço. Sendo assim, considerando o número total de interruptores do conversor mostrado na Figura 2.1 e na Figura 2.2 sendo igual a 144, e sabendo que metade desses interruptores se encontra nas células mais externas dos braços e o restante nas células mais internas, as perdas totais nos semicondutores $P_{interruptor}$ são dadas pela Equação (2.4).

$$P_{chave} = 72 \cdot (P_{comu(ce1)} + P_{cond(ce1)}) + 72 \cdot (P_{comu(ce2)} + P_{cond(ce2)}) \quad (2.4)$$

2.4 Dissipadores de calor

O projeto do dissipador de calor é obtido a partir de uma resistência térmica equivalente com base no modelo de circuito mostrado na Figura 2.7. A resistência $R_{th-base}$ representa a resistência térmica da placa de base do dissipador de calor. As resistências $R_{th-cond}$ descrevem o fenômeno de condução nas aletas, enquanto as resistências $R_{th-conv}$ descrevem o fenômeno da troca convectiva entre as aletas e o fluxo de ar entre elas. Essa troca de calor foi modelada por uma rede de dez módulos composta de resistências $R_{th-cond}$ com resistências $R_{th-conv}$ em paralelo. Isto permite considerar o efeito do gradiente de temperatura que existe ao longo das aletas e modelar o dissipador de calor como uma resistência térmica equivalente R_{th-DS} (CASTELAN, A. *et al.*, 2015).

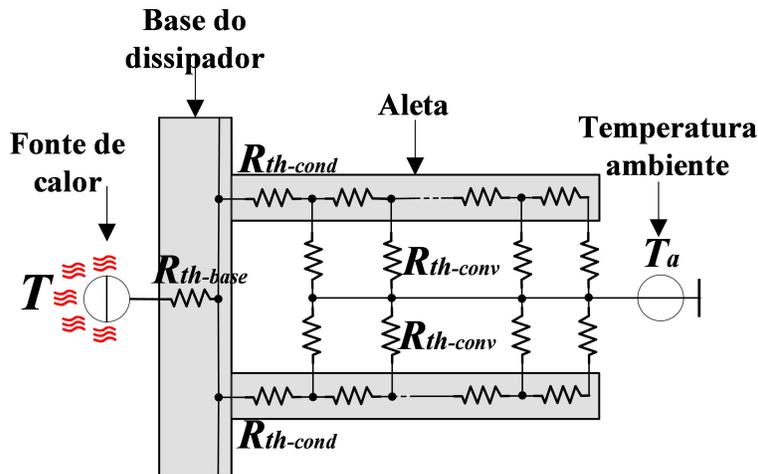


Figura 2.7 – Representação esquemática do circuito térmico de um dissipador de calor.

O inversor considerado no presente trabalho é construído com componentes discretos, o que o caracteriza como um sistema com diversas fontes de calor (T_1 a T_4), conforme apresentado na Figura 2.8, onde T_j é a temperatura de junção, R_{thj-c} é a resistência térmica entre a junção e o encapsulamento, R_{th-int} é a resistência térmica da interface térmica

entre o encapsulamento e o dissipador. O dimensionamento do dissipador de calor foi embasado na metodologia proposta em (CASTELAN, A. *et al.*, 2015; CASTELAN, Anne, 2017), na qual se aplica uma pré-seleção de ventiladores. Neste trabalho, considera-se apenas um dissipador por fase. Ao variar as características físicas do dissipador, como o número e o tamanho das aletas, a espessura da placa de base e as distâncias entre as aletas, várias soluções são obtidas, resultando em uma curva de R_{th} em relação ao peso mínimo do dissipador, vista na Figura 2.9.

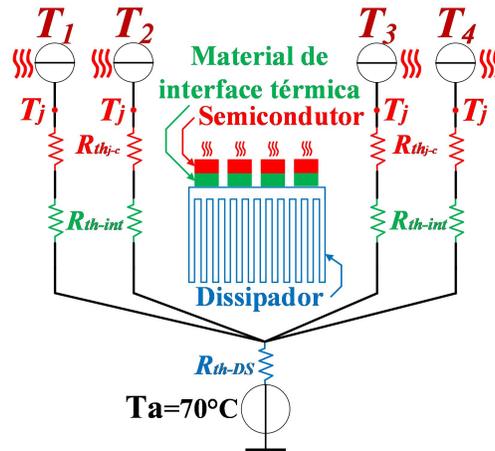


Figura 2.8 – Representação esquemática do circuito térmico com múltiplas fontes de calor.

A resistência térmica equivalente necessária para a aplicação é estimada a partir da resistência de junção do semicondutor, da temperatura de junção desejada, da temperatura ambiente e das perdas do semicondutor, estas últimas calculadas com base nas informações do datasheet do componente adotado. Com essa resistência equivalente, o peso do dissipador é estimado por meio da curva da Figura 2.9. Nesta figura, os pontos em azul representam todas as soluções possíveis de dissipadores consideradas no trabalho, obtidas através de variações de parâmetros como, espessuras da base, número de aletas e espaçamento entre elas e velocidade do vento que passa pelo dissipador. Foram considerados os valores de R_{th-c} e R_{th-int} dados nos manuais do fabricante. Porém, devido à associação em paralelo dos dispositivos, esse valor reduz significativamente para $R_{th-c} = 0,006 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ e $R_{th-int} = 0,0285 \text{ } ^\circ\text{C/W}$. O uso de ventiladores não foi avaliado.

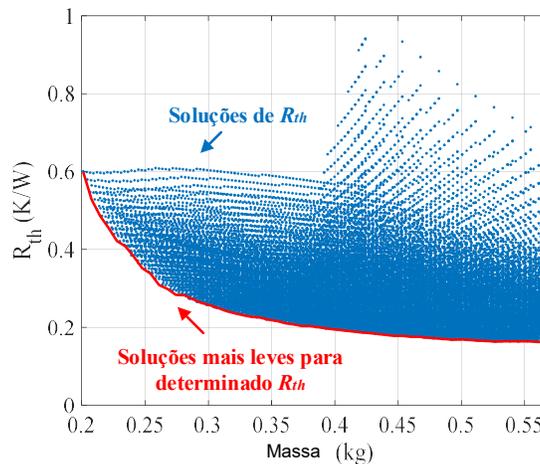


Figura 2.9 – Massa dos dissipadores em função resistência térmica equivalente.

2.5 Peso e perdas nos capacitores flutuantes

A escolha da tecnologia de capacitores depende da aplicação desejada, e alguns parâmetros devem ser considerados para a seleção adequada de capacitor, tais como: resposta em frequência, tensão e corrente (BEAUGER, 2007; MOURIES, 1995).

Os capacitores de cerâmica têm a maior densidade específica de capacitância e apresentam baixa *Equivalent Series Inductance* (ESL), mas normalmente estão disponíveis somente em baixa capacitância. O volume do capacitor e seus elementos parasitas são características cruciais para aplicações que devem atender a padrões de Interferência Eletromagnética (EMI), como é o caso de aeronaves. Além disso, uma ampla faixa de capacitância e a possibilidade de associar capacitores em série e/ou paralelo são características importantes para o presente estudo, que visa obter um capacitor otimizado em relação ao peso. Com isso, a família de capacitores TDK CeraLink® FA (TDK ELECTRONICS, 2019) se mostra promissora. Esse tipo de capacitor também é indicado para aplicações que possuem semicondutores de comutação rápida, amplamente utilizados em projetos de *More Electrical Aircrafts* (MEA) (BIELA *et al.*, 2011; WANG, R. *et al.*, 2013). Neste trabalho, a família de capacitores citada é considerada para o projeto do capacitor flutuante, de forma que seja possível estimar seu peso e perdas de acordo com os parâmetros de projeto de entrada: capacitância desejada C , tensão máxima V_{max} e corrente eficaz I_{rms} .

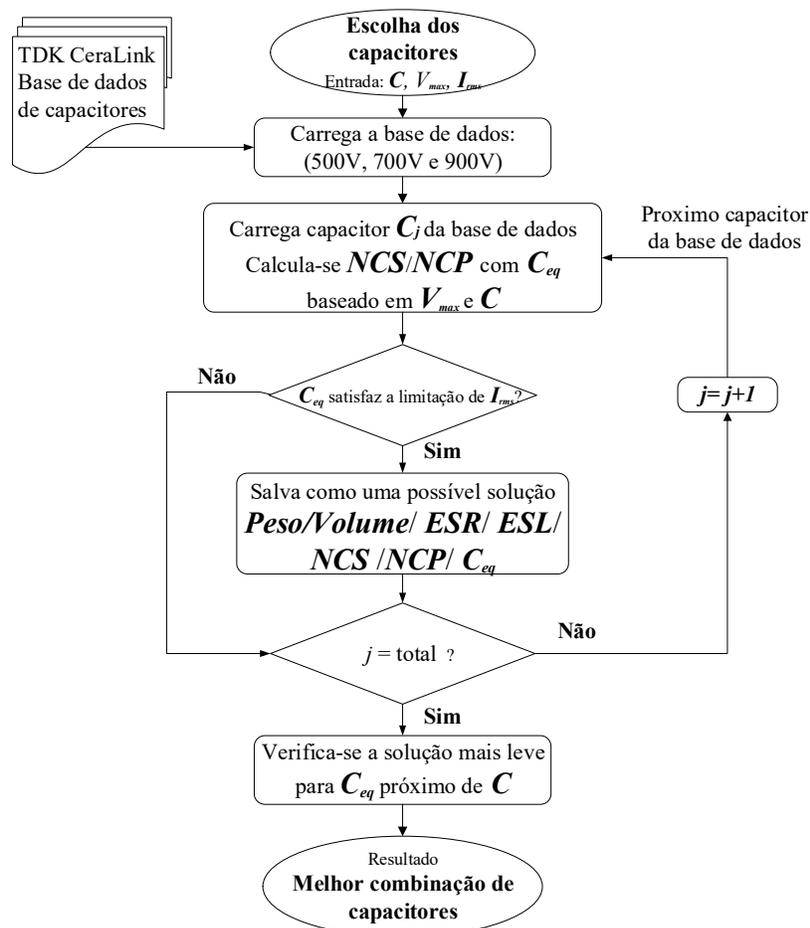


Figura 2.10 – Fluxograma para escolha do capacitor flutuante e estimativa de seu peso.

O fluxograma da Figura 2.10 representa um algoritmo que fornece as combinações de capacitores que, além de constituírem a capacitância desejada, atendem aos critérios de projeto determinados. A combinação de capacitores mais leve é então selecionada dentre esse conjunto de soluções. Para chegar a esta solução, o fluxograma utiliza o passo a passo mostrado a seguir:

- O valor de capacitância desejada é obtido através da Equação (2.5), sendo I_{FC} a corrente de regime permanente que circula pelo capacitor e V_{max} a tensão máxima sobre o componente. Conhecidas as correntes que circulam nos interruptores, como mostrado na Figura 2.3, e as combinações de estados de condução que fazem a corrente circular pelo capacitor flutuante, é possível obter a corrente I_{FC} cujo valor eficaz utilizado no projeto corresponde a I_{rms} .

$$C = \frac{1}{V_{max}} \int I_{FC} dt \quad (2.5)$$

- O número de capacitores conectados em série (NCS) para lidar com a tensão estabelecida pela aplicação é dado pela Equação (2.6), em que V_j é a tensão nominal do capacitor retirado do banco de dados.

$$NCS = \frac{V_{max}}{V_j} \quad (2.6)$$

- O número de capacitores em paralelo (NCP_V) para respeitar a capacitância nominal é dado pela Equação (2.7), sendo C_j a capacitância retirada do banco de dados.

$$NCP_V = \frac{C}{C_j} NCS, \quad \text{se } \frac{C}{C_j} NCS \geq 1, \quad \text{se não } NCP_V = 1. \quad (2.7)$$

- No entanto, o número de capacitores em paralelo também deve suportar a corrente nominal de cada braço. Por isso, NCP_I , obtido na Equação (2.8), representa o número de capacitores em paralelo para lidar com essa corrente.

$$NCP_I = \frac{I_{rms}}{I_j} \quad (2.8)$$

Em que I_j é a corrente tolerada por cada capacitor do banco de dados.

- Seguindo essas restrições de tensão e corrente, o valor de NCP é dado pela condição apresentada na Equação (2.9). Caso o número de capacitores em paralelo pelo critério da tensão for maior que o número pelo critério da corrente, automaticamente esta condição garante também a adequação ao nível de corrente.

$$NCP = \max(NCP_V, NCP_I) \quad (2.9)$$

- Sendo assim, a capacitância equivalente C_{eq} é calculada para cada combinação de capacitores do banco de dados por meio da Equação (2.10). Se o valor de C_{eq} obtido para determinada combinação é igual ou superior ao da capacitância desejada, seu

código de referência é salvo e ao final, dentre os códigos salvos, a solução mais leve é selecionada.

$$C_{eq} = \frac{C_j}{NCS} NCP \quad (2.10)$$

As perdas nos capacitores são calculadas a partir da *Equivalent Series Resistance* (ESR), que representa as perdas ôhmicas no dielétrico, conexões e materiais utilizados na construção do capacitor. É possível obter os valores de ESR a partir da multiplicação entre as reatâncias capacitivas, calculadas no dimensionamento dos capacitores, e os fatores de dissipação, obtidos a partir dos datasheets dos componentes considerados. De posse da ESR, basta multiplica-la pelo quadrado da corrente que passa pelos capacitores, resultando na potência dissipada por eles. É importante ressaltar que o valor de ESR adotado desconsidera variações na resistência devidas às variações de frequência e temperatura.

2.6 Indutores para associar braços do conversor em paralelo

Nesta seção, é explicada a metodologia adotada para estimar o peso e as perdas dos indutores para associação de braços do conversor.

2.6.1 Peso dos indutores

A associação de braços multiníveis em paralelo aumenta o número de níveis de tensão do inversor e alguns problemas podem ser mitigados, como sobretensão nos terminais do motor e ondulação máxima da corrente de saída. Por outro lado, há um aumento do número de drivers e por consequência, um aumento da quantidade de portas demandadas do controlador para acionar tais drivers. Além disso, deve ser implementado um controle para o balanceamento de corrente entre os braços, garantindo a divisão igual das correntes. Esta função aumenta a complexidade do controle, que exige que sensores de corrente sejam colocados na saída de cada braço (CAPELLA FRAU, 2015), elevando ainda mais a complexidade do conversor. Tais fatores também estão diretamente relacionados a um aumento de peso do inversor.

Cada fase do conversor resulta da associação em paralelo de N braços. Ao associar N indutores em paralelo na saída do conversor, cada braço com seu respectivo indutor fica responsável por conduzir $1/N$ da corrente de saída. A modulante é a mesma para cada braço, porém as portadoras são defasadas de $2\pi/N$ na frequência de comutação. Dessa forma, os braços possuem a mesma perda, visto que, ao final de um período da fundamental, terão realizado os mesmos ciclos de trabalho.

A principal vantagem das células de comutação em paralelo é a redução da corrente em cada semicondutor, o que facilita o projeto do sistema de resfriamento, bem como uma menor ondulação da corrente de saída, parâmetro este que pode ser uma forte restrição na aplicação do conversor. Dessa forma, a fim de diminuir os efeitos negativos causados pela ondulação da corrente de fase, as indutâncias do filtro, com suas impedâncias (Z_1 , Z_2 e Z_3), devem ser projetadas para reduzir grande parte das ondulações de corrente. Na Figura

2.11, é apresentada a associação dos indutores de saída para uma das fases do conversor adotado, que considera três braços em paralelo.

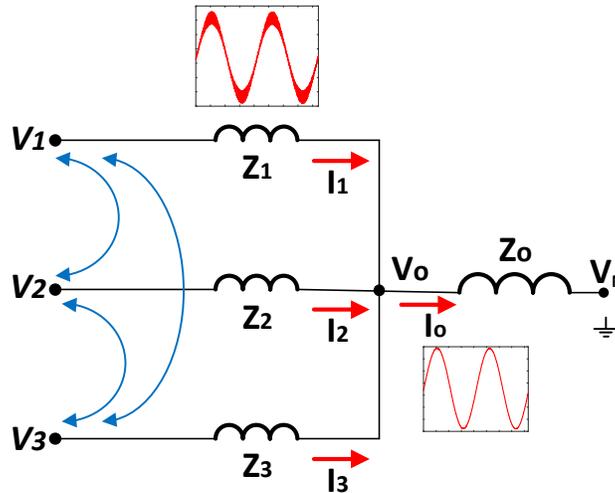


Figura 2.11 – Representação da divisão das correntes nos indutores em paralelo para uma fase com três braços associados em paralelo.

A partir da Figura 2.11 é possível obter algumas equações que são utilizadas para calcular o valor dos indutores.

$$I_o = I_1 + I_2 + I_3 \quad (2.11)$$

$$V_o = Z_o \cdot I_o = V_1 - Z_1 \cdot I_1 = V_2 - Z_2 \cdot I_2 = V_3 - Z_3 \cdot I_3 \quad (2.12)$$

$$3V_o = V_1 + V_2 + V_3 - (Z_1 \cdot I_1 + Z_2 \cdot I_2 + Z_3 \cdot I_3) \quad (2.13)$$

$$I_o = \frac{V_1 + V_2 + V_3}{3Z_o} - \frac{(Z_1 \cdot I_1 + Z_2 \cdot I_2 + Z_3 \cdot I_3)}{3Z_o} \quad (2.14)$$

Como Z_1 , Z_2 e Z_3 são usadas somente para a conexão dos braços $Z_o \gg Z_x$, e consequentemente, $(V_1, V_2 \text{ e } V_3) \gg Z_x I_x$, onde o índice x representa um dos 3 braços associados em paralelo, a Equação (2.14) pode ser simplificada para calcular o valor dos indutores, conforme indicado na Equação (2.15).

$$I_o = \frac{V_1 + V_2 + V_3}{3Z_o} \rightarrow V_o = \frac{V_1 + V_2 + V_3}{3} \quad (2.15)$$

Devido ao formato multinível das tensões $V_{1,2,3}$ e V_o , I_o apresenta baixa ondulação, o que significa que as componentes de alta frequência das correntes $I_{1,2,3}$ circulam principalmente nos indutores Z_1 , Z_2 e Z_3 , e não em Z_o . Com isso, a corrente I_x de cada um dos indutores pode ser calculada para um conversor com 3 braços em paralelo, como na Equação (2.16), onde L_x representa o valor da indutância de cada braço.

Para maximizar o valor de I_x , V_x assume o máximo valor possível, a tensão do barramento, V_{dc} .

$$I_x = \frac{1}{L_x} \int (V_x - V_o) dt = \frac{1}{L_x} \frac{2}{3} \int V_{dc} dt \quad (2.16)$$

O que resulta em:

$$V_{dc} = \frac{3}{2} L_x \frac{dI_x}{dt} \quad (2.17)$$

Onde, em um período de comutação:

$$dI_x = \Delta I_x \quad (2.18)$$

$$dt = D \cdot T \quad (2.19)$$

$$T = \frac{1}{(K-1)f_{sw}} \quad (2.20)$$

Em que K representa o número de níveis da tensão de saída, D o ciclo de trabalho e f_{sw} a frequência de comutação. Com isso, a Equação (2.16) pode ser reescrita como na Equação (2.21).

$$\Delta I_x = \frac{2}{3} \frac{V_{dc} D}{L_x (K-1) f_{sw}} \quad (2.21)$$

A indutância L_x que garante a máxima ondulação de corrente é calculada considerando D_{max} , o ciclo de trabalho que cria a máxima ondulação.

$$L_x = \frac{2}{3} \frac{V_{dc} D_{max}}{\Delta I_{x(max)} (K-1) f_{sw}} \quad (2.22)$$

É importante salientar que o indutor projetado deve resultar em uma ondulação máxima inferior ao limite de uma dada aplicação. Dessa forma, para avaliar a condição em que a ondulação de corrente seja máxima, considera-se D igual ao valor do ciclo de trabalho que cria essa ondulação máxima. A Figura 2.12 mostra, a partir das tensões V_1 , V_2 e V_3 que a ondulação de corrente máxima ocorre para $D = 0.33$. Isso ocorre porque, para este valor de ciclo de trabalho, a tensão sobre um dos indutores de saída tem apenas dois níveis e com isso apresenta o máximo valor de dv/dt possível nesta aplicação. Com isso, este valor de D leva à maior ondulação de corrente.

Sendo assim, a definição do valor da indutância de um dos braços associado em paralelo é dada pela Equação (2.23).

$$L_x = \frac{2}{9} \frac{V_{dc}}{\Delta I_{x(max)} \cdot (K-1) f_{sw}} \quad (2.23)$$

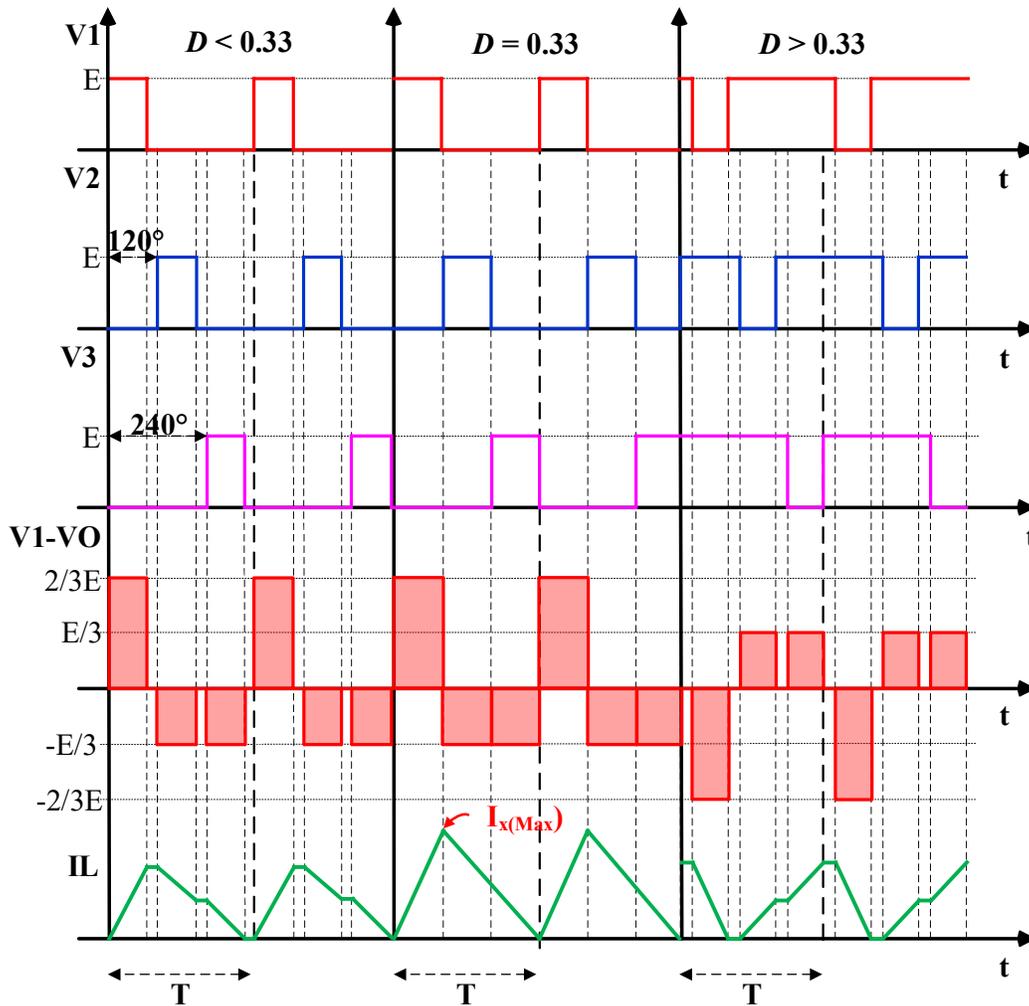


Figura 2.12 – Ondulação da corrente nos indutores para diferentes faixas de ciclo de trabalho.

Conhecido o valor de L_x , o processo utilizado para obter o peso e as perdas dos indutores é mostrado no fluxograma da Figura 2.13. No projeto dos indutores, os núcleos de pó Magnetics® das famílias *KoolMu*, *MPP* e *HighFlux* foram usados.

O fluxograma da Figura 2.13 utiliza como parâmetros de entrada a indutância L_x , calculada através da Equação (2.23), a frequência de comutação f_{sw} , a temperatura ambiente $T_{ambiente}$ e a corrente máxima que passa pelos indutores, I_x . A partir das áreas dos núcleos disponíveis na base de dados, o número de espiras necessárias para constituir a indutância necessária é calculado. Caso o núcleo não sature, o fio a ser utilizado na construção da bobina é definido. Com isso, sabe-se a quantidade de fios, seu diâmetro e comprimento, o que permite calcular sua massa. Somando a massa dos fios à massa do núcleo adotado, que está disponível na base de dados criada, é obtido o peso dos indutores.

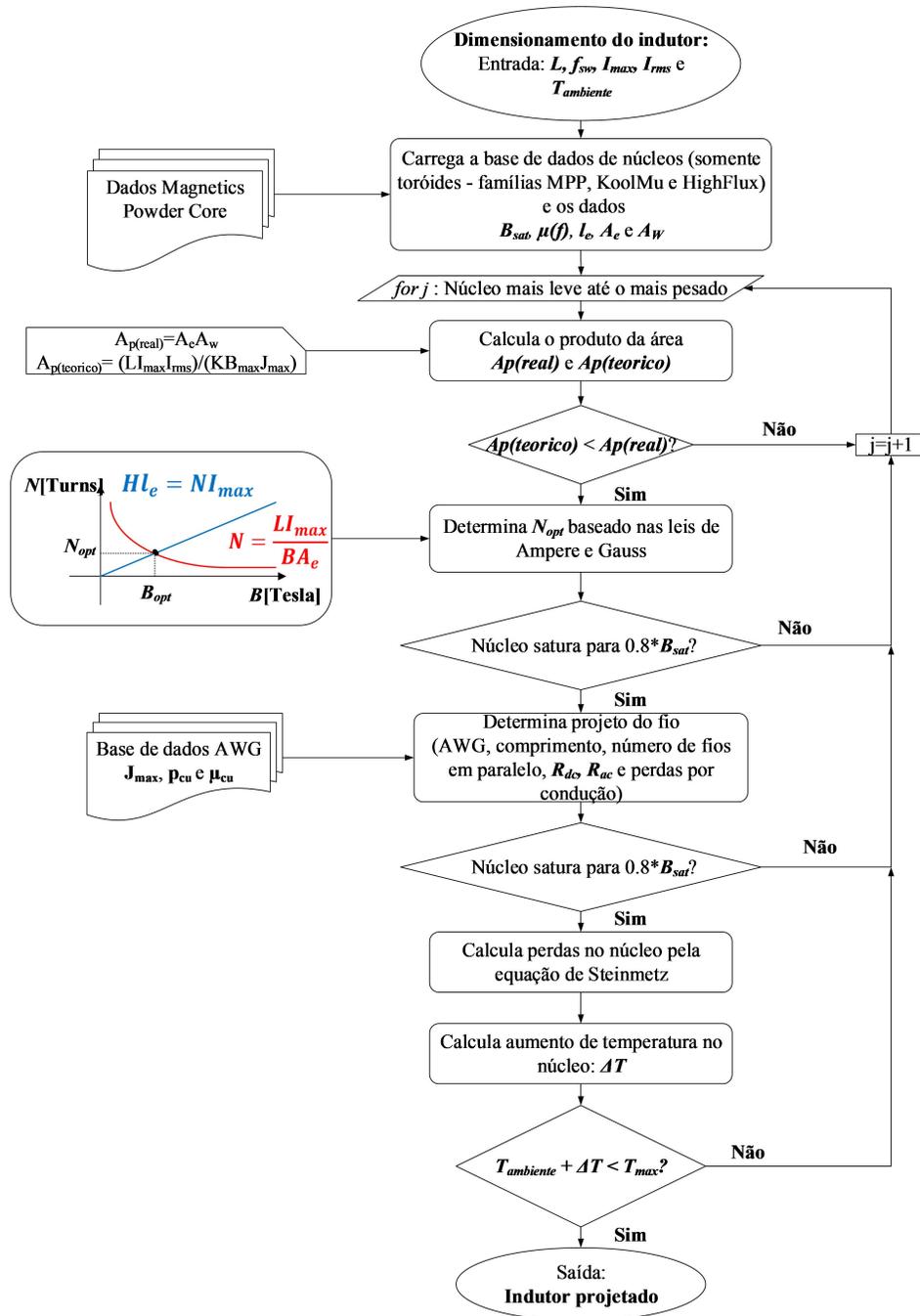


Figura 2.13 – Fluxograma para projeto de indutores e estimativa de seus pesos e perdas.

2.6.2 Perdas nos indutores

As perdas no cobre dos indutores são obtidas a partir do produto entre a resistência dos enrolamentos e o quadrado da sua corrente. Essa resistência é estimada a partir do dimensionamento dos indutores que retorna o número de espiras e as dimensões do núcleo escolhido. Dessa forma, obtém-se o comprimento do cabo e, conhecida sua bitola, é possível calcular a resistência dos enrolamentos, considerando a resistividade do cobre. Para facilitar a estimativa destas perdas, foram desconsideradas perdas por efeito pelicular.

Por fim, para calcular as perdas no núcleo sob excitação senoidal, existem três métodos bem conhecidos: por histerese, por separação de perdas e pela equação de Steinmetz (SE). O primeiro método requer grande esforço computacional e medições para obtenção da histerese. O segundo método exige informações e parâmetros que não costumam estar disponíveis em catálogos e datasheets dos fabricantes de núcleos. No terceiro método, é calculada a densidade de perdas por uma equação empírica, as quais dependem somente da frequência de excitação e da máxima densidade de fluxo (REINERT; BROCKMEYER; DE DONCKER, 2001; YUE *et al.*, 2017), como mostrado na Equação (2.24).

$$P_c|_{SE} = k \cdot f^\alpha \cdot B_m^\beta \quad (2.24)$$

Em que k , α e β são os parâmetros de Steinmetz dependentes da frequência.

Como esse método é amplamente utilizado devido à sua simplicidade, normalmente esses parâmetros são dados pelos fabricantes. A Equação (2.24) fornece a densidade de perdas, por isso ela deve ser multiplicada pelo volume do núcleo adotado de forma a se obterem as perdas totais no ferro.

Embora esse método considere somente excitações senoidais e isso seja um problema para aplicações em Eletrônica de Potência (REINERT; BROCKMEYER; DE DONCKER, 2001), as perdas dos filtros são pequenas comparadas com o restante do conversor. Portanto, o erro devido ao tipo de magnetização não é significativo nas perdas totais.

2.7 Drivers e PCBs

Para definir o peso dos drivers e PCBs, foram pesadas as placas já construídas para outros conversores disponíveis no laboratório do IRT Saint-Exupéry. A partir dessa pesagem, foi possível obter uma função que calcula o peso dos drivers e PCBs de acordo com a massa de outros elementos fixados na PCB, como os indutores em paralelo, os semicondutores e os filtros. Vale ressaltar que o peso desses componentes não é considerado junto ao da PCB, mas servem como base para a estimativa de peso das placas.

2.8 Peso e perdas nos filtros

O objetivo desta seção é identificar soluções de filtros que atendam aos seguintes critérios, definidos pelo projeto EPOWERDRIVE:

- Padrão de qualidade de energia Airbus HVDC (0 – 150 kHz);
- Padrão de emissões conduzidas DO-160 (150 kHz – 152 MHz) - Categorias L, M e H;
- Sobretensão máxima nos terminais do motor: 750 V / 850 V / 1000 V;
- Taxa de distorção harmônica da corrente de saída (THDi): 5% / 7% / 10%;
- Ondulação da tensão de entrada do inversor igual a 5% da tensão nominal do barramento c.c.;
- Valor máximo dos capacitores de modo comum igual à 150 nF (WF5A - impedância 100 Ω para 10 kHz);

Conforme mostrado na Figura 1.1, são considerados filtros de modo comum e diferencial de entrada e saída no sistema de acionamento. Uma revisão bibliográfica permite concluir que o uso de apenas filtros passivos é coerente, visto que existe uma grande quantidade de trabalhos existentes que buscam filtragem para compatibilidade eletromagnética (CEM) (HELDWEIN, M.L.; NUSSBAUMER; KOLAR, 2004; LOBO HELDWEIN, 2008), modelagem de corrente de modo comum do sistema de potência (DOS SANTOS, 2019; LABROUSSE, 2011) e diminuição de sobretensão (AKAGI; MATSUMURA, 2010; CHANG; GE; ZHANG, 2014; HE et al., 2011; LAURENTIU CAPITANEANU, 2002).

Cada filtro é dimensionado individualmente, por isso, possíveis acoplamentos entre eles não são considerados. Foram utilizados apenas filtros LC de segunda ordem, sendo que o filtro diferencial de entrada é associado em paralelo a um circuito de amortecimento RL, como feito em (ERICKSON, 1999).

Topologias tradicionais de filtros de modo diferencial de saída são apresentadas em (LAURENTIU CAPITANEANU, 2002) e divididas em dois grupos:

- Senoidal: frequência de ressonância na ordem da frequência de comutação, o que gera tensões quase senoidais nos terminais do motor.
- dV/dt : frequência de ressonância maior que a frequência de comutação, mas abaixo da ressonância do cabo. Esses filtros são construídos para reduzir os níveis de sobretensão, mas também podem atenuar a corrente de modo comum.

Um filtro de saída quase senoidal foi considerado a fim de respeitar os critérios de THDi e evitar altas perdas nos resistores de amortecimento caso uma frequência de corte alta tenha sido escolhida para filtrar apenas dV/dt . Os indutores deste filtro são os próprios indutores que associam os braços em paralelo, portanto não serão considerados nesta seção, uma vez que já tiveram seus pesos e perdas calculados na seção anterior.

O filtro de modo comum de saída geralmente é composto de apenas um indutor, uma vez que o uso de filtros de segunda ordem é dificultado devido à corrente de modo diferencial que circula por C_y . A topologia híbrida apresentada em (GAMMETER; KRISMER; KOLAR, 2016) e mostrada na Figura 1.1, usa o ponto comum da conexão dos capacitores de filtro senoidal C_x para conectar o capacitor C_y . Assim, é possível o uso de um filtro de modo comum de saída de segunda ordem, reduzindo a indutância deste filtro.

As massas dos filtros são estimadas considerando informações retiradas de datasheets de núcleos magnéticos e capacitores, além de restrições, como saturação do núcleo, fator de utilização da janela, níveis de tensão e corrente para associações em série e paralelo de capacitores, de forma análoga ao que foi feito para os capacitores flutuantes e indutores de associação de braços em paralelo conforme descrito pelos fluxogramas da Figura 2.10 e da Figura 2.13. Dessa forma, é possível obter uma estimativa mais precisa de peso e volume dos filtros. Elementos parasitas têm uma grande influência na resposta de frequência, portanto, a estimativa da capacitância do enrolamento e a indutância de fuga são consideradas de forma semelhante às apresentadas em (AYACHIT; KAZIMIERCZUK, 2017; HAN *et al.*, 2016; HELDWEIN, Marcelo Lobo; DALESSANDRO; KOLAR, 2011; HENSGENS *et al.*, 2012; NAVE, 1991; PASKO; KAZIMIERCZUK; GRZESIK, 2015).

Assim como em (SATHLER, H. H. *et al.*, 2020), diferentes materiais magnéticos foram utilizados de acordo com a aplicação do filtro (LOBO HELDWEIN, 2008). Para filtros de modo diferencial, os núcleos de pó Magnetics® foram usados; enquanto para os filtros de modo comum, os núcleos nanocristalinos VAC® foram considerados, implicando altas impedâncias para um pequeno número de voltas e, conseqüentemente, reduzindo efeitos parasitários. Os capacitores considerados para o barramento c.c. são de filme da família EPCOS® MKP (450 V a 1100 V). Já os capacitores para os filtros de modo comum e de modo diferencial de saída são das famílias MKP Y2 (300 Vc.a.) e MKP X2 (305 Vc.a.), respectivamente.

Muitas variáveis são consideradas de forma a atender as restrições do sistema e da aplicação proposta. Além da topologia do inversor, a frequência de comutação também é uma variável de projeto e influencia diversas características, como seção e saturação do núcleo magnético, perdas de enrolamento e perdas de semicondutores. Sendo assim, é considerada a mesma frequência de comutação dada como melhor opção em (SATHLER, H. H. *et al.*, 2020), que corresponde a 40 kHz.

O cálculo das perdas nos filtros pode ser dividido em três partes: perdas nos capacitores, no cobre e nos núcleos. A perda total é dada pela soma das três parcelas, considerando que a mesma metodologia de estimativa de perdas foi utilizada para todos os filtros do conversor.

Assim como nos capacitores flutuantes, os capacitores dos filtros possuem suas perdas calculadas a partir da ESR e da corrente que circula pelo componente. Já as perdas de condução, equivalente as perdas dos enrolamentos, e dos núcleos, por histerese e Foucault, são calculadas de forma análoga à realizada nos indutores em paralelo, conforme apresentado anteriormente.

2.9 Considerações finais

Na primeira seção deste capítulo, observa-se a necessidade do desenvolvimento de técnicas, em particular através da modulação, que permitam a redução de peso de conversores. A metodologia utilizada na estimativa de peso é apresentada para os interruptores eletrônicos, dissipadores de calor, filtros de entrada e saída, indutores para associar os braços em paralelo, capacitores flutuantes, drivers e PCBs.

De forma geral, as estimativas de peso e perdas dependem de parâmetros elétricos do conversor, como tensão e corrente que circula pelos componentes, as quais são diretamente alteradas de acordo com a técnica de modulação adotada. Com isso, é possível compreender que os métodos PWM apresentam impacto no peso e/ou nas perdas dos elementos.

Tendo em vista o exposto, o próximo capítulo apresenta a metodologia utilizada para obter técnicas de modulação que busquem otimizar os capacitores flutuantes e indutores de saída, os quais, como visto em (SATHLER, H. H. *et al.*, 2020), representam a maior parte do peso do conversor proposto.

3 Obtenção da Técnica PWM Otimizada

O objetivo principal deste capítulo é apresentar o método de otimização desenvolvido para obter as componentes de sequência zero, também conhecidas como offset de modo comum ou *common mode offset* (CMO). Tais componentes, ao serem somadas com a referência senoidal, resultam na modulante ótima para reduzir o peso dos componentes desejados. Essa modulante, ao ser comparada com as portadoras triangulares, definem os estados de comutação impostos sobre os interruptores, que por sua vez, criam as tensões de saída. São calculados os offsets para redução de peso dos capacitores flutuantes e indutores de saída do conversor. Por fim, apresentam-se as montagens de laboratório a partir das quais são obtidos os resultados práticos.

3.1 Equacionamento

Tendo como objetivo a redução de peso dos indutores de saída e dos capacitores flutuantes do conversor por meio da técnica de modulação, busca-se definir algum parâmetro elétrico que esteja diretamente relacionado à massa desses componentes.

Visando à redução dos indutores de saída, a partir da Equação (2.23) é possível perceber que a indutância de saída está associada à ondulação de corrente. Nesse caso, a ondulação considerada é obtida em situações nas quais o ciclo de trabalho (D) causa ondulação máxima. Esse valor de D , para um conversor de três níveis, ocorre nas faixas em que o ciclo de trabalho está entre $1/6$ e $1/3$ e entre $2/3$ e $5/6$, valores correspondentes aos instantes em que o valor absoluto da modulante é $1/3$. Isso pode ser observado na Figura 3.1, obtida a partir do cálculo da ondulação para um variação linear do ciclo de trabalho entre 0 e 1, considerando a Equação (2.22).

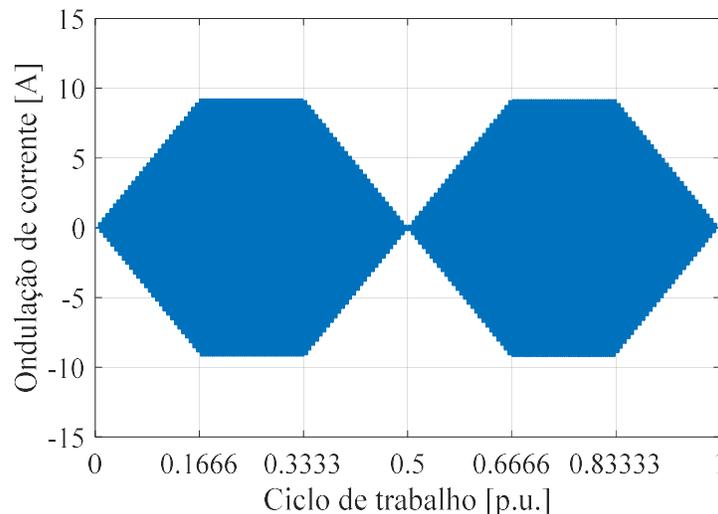


Figura 3.1 – Comportamento da ondulação de corrente em função do ciclo de trabalho.

Como a operação no ponto nominal adotado no presente trabalho é feita em alto índice de modulação, o conversor tem momentos em que opera no ciclo de trabalho de máxima ondulação ($1/6 < D < 2/3$ e $2/3 < D < 5/6$) independentemente da técnica de

modulação adotada. Sendo assim, o valor da ondulação máxima da corrente é o mesmo para todas as técnicas e, por consequência, o valor da indutância desejada também.

Dessa forma, conforme mostrado no fluxograma da Figura 2.13, o projeto do indutor depende dos enrolamentos e do núcleo escolhido. Os enrolamentos são definidos pela bitola do cabo, pelo número de fios em paralelos e pelo número de espiras. O núcleo é determinado pela sua saturação e pelo aumento de sua temperatura. Como ambos os parâmetros estão relacionados à corrente máxima do indutor, a diminuição desta é o objetivo da otimização, uma vez que a redução dessa corrente ocasiona um impacto nas espiras e no núcleo e, portanto, uma redução no peso.

A corrente do indutor é formada pela soma da ondulação na frequência de comutação e da componente senoidal da corrente de saída. Ainda que as ondulações apresentem amplitudes iguais, cada técnica de modulação, a ser discutida nas próximas seções, possui um valor de corrente máxima distinto, uma vez que a ondulação máxima ocorre em instantes diferentes para cada modulante.

Por fim, tendo em vista a redução do peso dos capacitores flutuantes, o primeiro parâmetro a ser otimizado é o valor da capacitância. A partir de algumas considerações, apresentadas no desenvolvimento das Equações (2.18) a (2.20), e da Equação (2.5), é possível relacionar o valor da capacitância com a ondulação de tensão no capacitor flutuante. Essa relação é dada pela Equação (3.1), em que ΔV_{max} é o valor máximo de ondulação desejado.

$$C = \frac{I_{FC}}{\frac{\Delta V_{max}}{DT}} \quad (3.1)$$

Como o valor da capacitância, principal fator que determina o peso do componente, está associado à ondulação máxima de tensão neste, a redução desta ondulação é o objetivo da otimização, uma vez que a diminuição desta impacta diretamente no peso do capacitor.

3.2 Construção da modulante otimizada

A seção anterior demonstra que o ondulação de tensão nos capacitores flutuantes e o valor máximo da corrente nos indutores de saída devem ser diminuídos para se alcançar a redução de peso destes componentes. Nesta seção, apresenta-se em detalhes o método utilizado para gerar a componente de sequência zero otimizada, adaptado do criado por (COUGO *et al.*, 2018) e (COUGO; MEYNARD; GATEAU, 2011). A Figura 3.2 mostra o fluxograma que sumariza o passo a passo do processo de otimização, cujas etapas, numeradas de 1 a 11, são detalhadas a seguir. É importante ressaltar que a modulante ótima criada só é aplicada somente em situações de regime permanente, portanto não são aplicáveis em transitórios. Isso significa que o sistema não permite a construção de valores instantâneos de tensão na saída do conversor, como ocorre em controles vetoriais de motores elétricos.

Pela Figura 3.2, observa-se que a otimização se dá em quatro loops, que variam de forma a se obter a componente de sequência zero ótima. O loop mais interno, de número 4, representa a variação do offset somado na referência senoidal. O loop 3 indica a variação do

ângulo da referência, de forma a percorrer os 360° da senoide. Sendo assim, o loop 4 varia o offset entre valores que, ao serem somados à referência senoidal em determinado ângulo, resultam em um ciclo de trabalho mínimo (0) ou máximo (1). Os dois laços em conjunto são responsáveis por identificar os offsets que geram a modulante ótima.

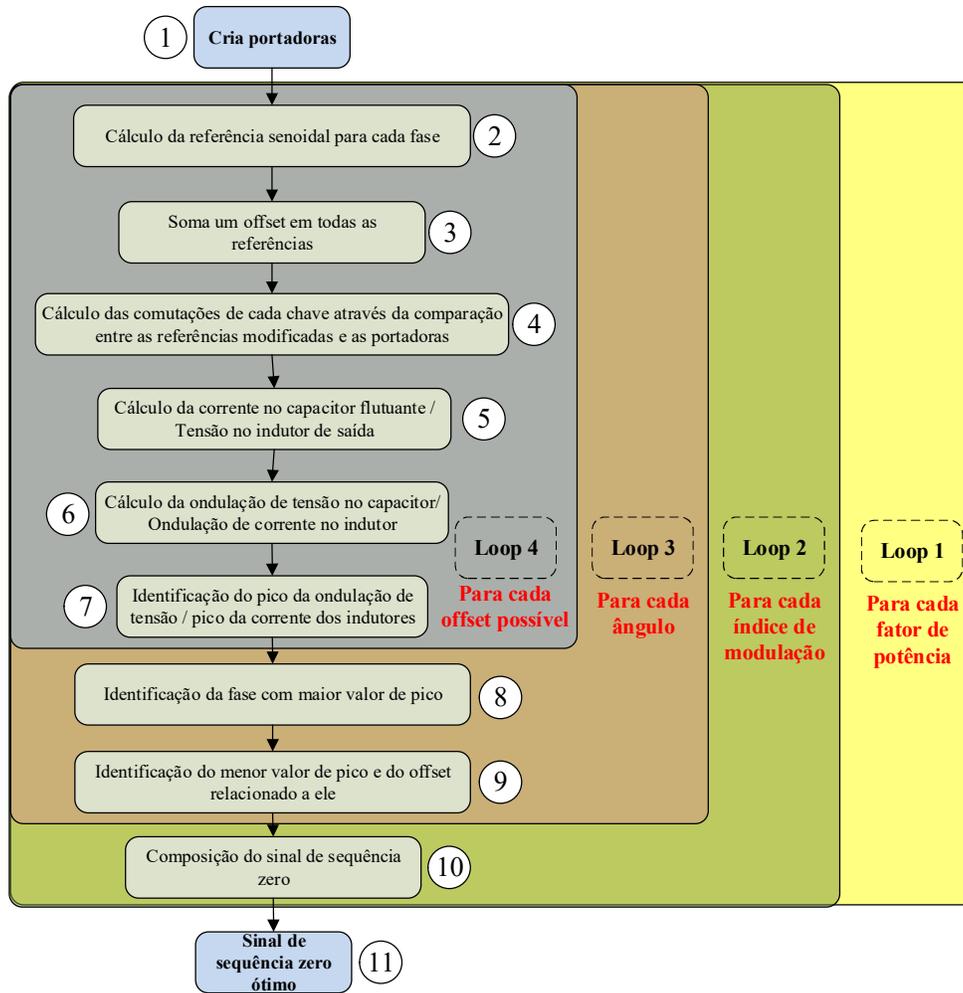


Figura 3.2 – Fluxograma do método de otimização desenvolvido para se obter a componente de sequência zero ótima.

Já o loop de número 2 ocorre com a variação do índice de modulação. Enquanto o loop 1, o mais externo, representa a variação do fator de potência (FP). Uma mudança em qualquer um desses loops implica uma componente de sequência zero diferente.

O primeiro passo do método de otimização é a construção das portadoras usadas na modulação. Somente através da comparação entre a modulante e tais portadoras que é possível determinar o estado de condução de cada interruptor e, assim, definir as correntes que passam pelos componentes do conversor. Como a topologia adotada utiliza braços de três níveis, e cada braço possui duas células de comutação, são necessárias duas portadoras na modulação.

As portadoras são construídas na técnica *Phase Shift* (PS). Essa metodologia é adotada visto que, em comparação com outras técnicas conhecidas, como *Phase Disposition* (PD) e *Phase Opposition Disposition* (POD), ela apresenta períodos de comutação de cada interruptor distribuídos simetricamente ao longo do tempo, o que permite o balanceamento natural da tensão do capacitor flutuante (FENG; LIANG; AGELIDIS, 2007; GHIAS *et al.*, 2016). A Figura 3.3 ilustra as portadoras geradas.

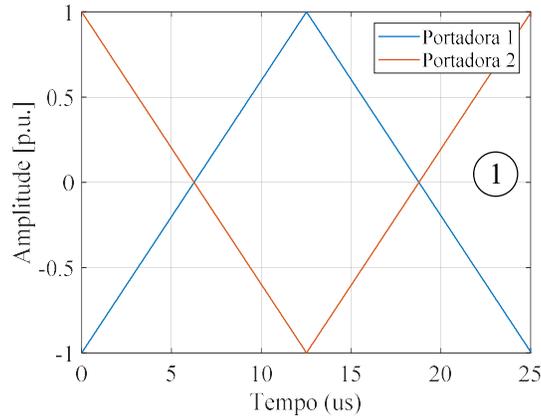


Figura 3.3 – Etapa 1 do fluxograma: exemplo de criação das portadoras para frequência de comutação à 40 kHz.

Após a criação das portadoras, as referências senoidais são construídas. Conforme apresentado anteriormente, o loop 3 é responsável pela variação do ângulo da senoide. Os pontos marcados na Figura 3.4 representam os valores das modulantes trifásicas para determinado ângulo. Dentre os três pontos, seleciona-se aquele de maior valor positivo e, a partir desse valor, define-se o complemento positivo que, em módulo, levaria aquela referência à 1 p.u. Em seguida, a mesma coisa é feita para a modulante de menor valor e determina-se o complemento negativo que levará esta modulante à -1 p.u. Esse complemento é o que determina a faixa de variação do offset no loop 4. Por exemplo, para um instante de tempo em que a maior referência é 0,8 p.u. e a menor -0,84 p.u., a faixa de variação positiva do offset é de + 0,2 p.u. e a negativa de -0,16 p.u.

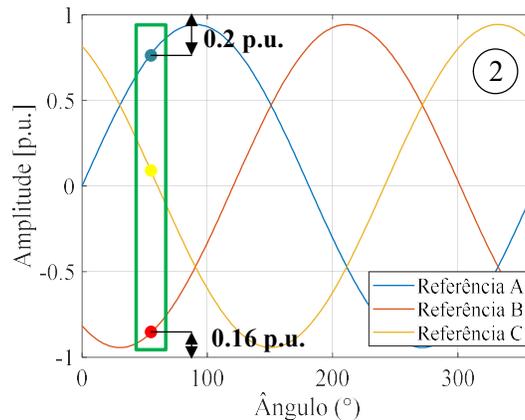


Figura 3.4 – Etapa 2 do fluxograma: criação das referências senoidais.

A mesma faixa de variação de offset é aplicada nas três referências, sendo que o mesmo valor é somado simultaneamente nas três senoides. O resultado dessa soma é

mostrado na Figura 3.5. Então é realizada a comparação de tais pontos, que já contém a adição dos offsets, com um período das portadoras. Essa comparação é possível porque a amostragem é síncrona com a fundamental, ou seja, as senoides são amostradas com um número de pontos igual à razão entre a frequência de comutação e a frequência fundamental, o que garante que cada ponto do loop 3 seja comparado com a um período completo das portadoras.

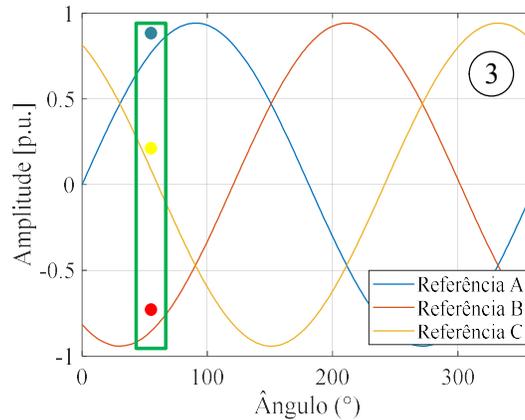


Figura 3.5 – Etapa 3 do fluxograma: adição do offset nas referências senoidais.

O resultado da comparação entre os pontos marcados é o estado de condução dos interruptores. A Figura 3.6 (a) ilustra um braço do conversor e indica as células de comutação e a nomenclatura dos interruptores. Já a Figura 3.6 (b) mostra o estado de condução de S_1 e S_2 em um instante no qual estes interruptores não conduzem simultaneamente. Isso significa que, nesse instante, a senoide de referência da fase A impõe um ciclo de trabalho menor que 0.5 (MEYnard; FOCH, 1992). Ainda na Figura 3.6 (b), 1 p.u. representa a metade da tensão do barramento.

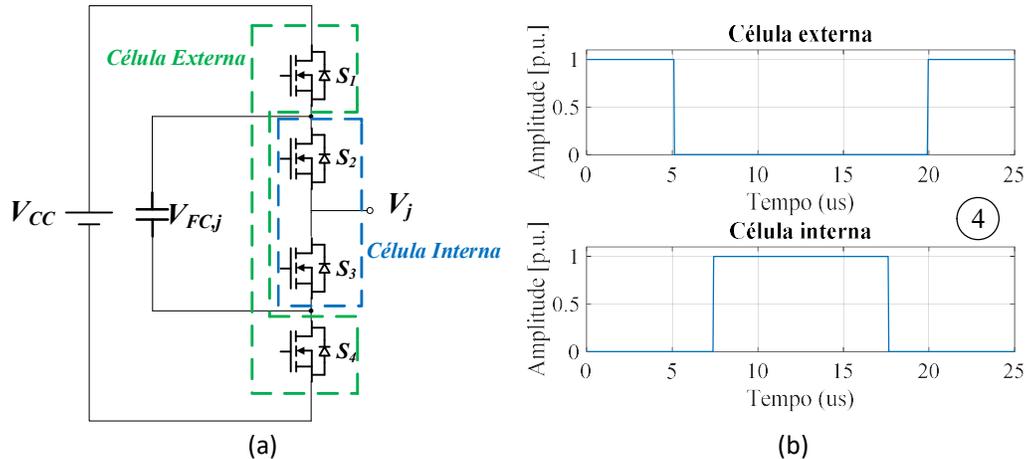


Figura 3.6 – (a) Braço de três níveis de um conversor FC e (b) Etapa 4 do fluxograma: estado de condução de células de um mesmo braço.

A partir desses estados de condução e, conhecendo-se as combinações que garantem a circulação de corrente pelo capacitor flutuante, apresentadas na Seção 2.2, é possível estimar a corrente que passa pelo capacitor, ilustrada na Figura 3.7 (a).

A corrente que passa pelo capacitor é dada pela Equação (3.2), conforme definido em (MORITZ; BATSCHAUER, 2017), em que S_{2j} é o estado de condução do primeiro interruptor da célula interna; e S_{1j} , do primeiro interruptor da célula externa. O índice j indica o braço considerado, que varia de 1 a 3, visto que existem três braços em paralelo, enquanto $I_{fase,j}$ é a corrente que sai de um dos braços do conversor. Vale ressaltar que o processo é idêntico para todas as fases, assim como para braços em paralelo, uma vez que é considerada a divisão ideal de corrente entre estes.

$$I_{FC,j} = (S_{2j} - S_{1j}) \cdot I_{fase,j} \quad (3.2)$$

Ademais, é necessário obter a tensão sobre os indutores de saída. Pela Figura 2.11, observa-se que a queda de tensão sobre esses componentes é dada pela diferença entre V_o e V_1 , V_2 ou V_3 . Pela Equação (2.15), define-se o valor de V_o em relação às tensões de saída de cada braço. Portanto, é necessário definir a tensão de saída de apenas um braço, uma vez que para os demais o procedimento é análogo. A Equação (3.3) indica o cálculo necessário para obter tal tensão em p.u., de acordo com o exposto em (MORITZ; BATSCHAUER, 2017).

$$V_j = S_{2j} + \frac{(S_{1j} - S_{2j})}{2} [p.u.] \quad (3.3)$$

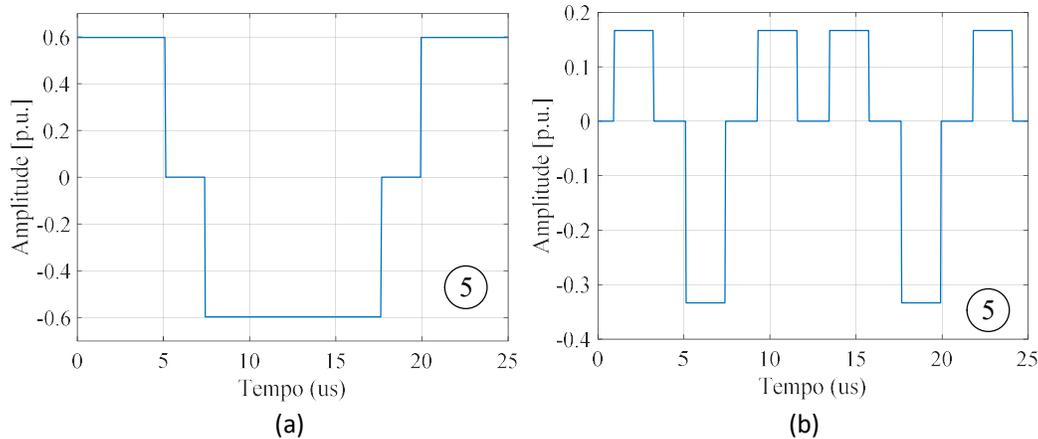


Figura 3.7 – Etapa 5 do fluxograma: (a) corrente no capacitor flutuante e (b) tensão no indutor de saída.

Considerando o exposto nas Equações (2.15) e (3.3), a tensão sobre um indutor de saída em um período de comutação é mostrada na Figura 3.7 (b). Vale ressaltar que a corrente sobre o capacitor e a tensão sobre o indutor podem ser geradas temporalmente a partir da concatenação de cada um dos pontos de cálculo considerados no período da fundamental.

O passo seguinte, de acordo com o fluxograma, é a obtenção das ondulações de tensão e de corrente sobre o capacitor e o indutor, respectivamente. Para isso, é necessário utilizar as Equações (2.16) e (2.5). A partir da primeira, a corrente sobre o indutor é obtida através da integral da tensão. Pela segunda, é possível obter a tensão sobre o capacitor a partir da integral da corrente neste. Em ambas as equações, os valores do capacitor e do indutor são indiferentes, já que sendo estes constantes e não implicam nenhuma mudança nos valores calculados ao longo do tempo, porém isso faz com que o resultado dado nas equações seja em função da capacitância e indutância. Entretanto, os resultados dessas integrais

representam as variáveis elétricas completas e não somente a ondulação. Por isso, é necessário subtrair o seu valor médio, de forma que somente a componente oscilatória seja obtida. As fórmulas consideradas são indicadas nas Equações (3.4) e (3.5).

$$V_{FC,j} = \int I_{FC,j} dt - \text{média} \left(\int I_{FC,j} dt \right) [V.F] \quad (3.4)$$

$$I_{L,j} = \int V_{L,j} dt - \text{média} \left(\int V_{L,j} dt \right) [A.H] \quad (3.5)$$

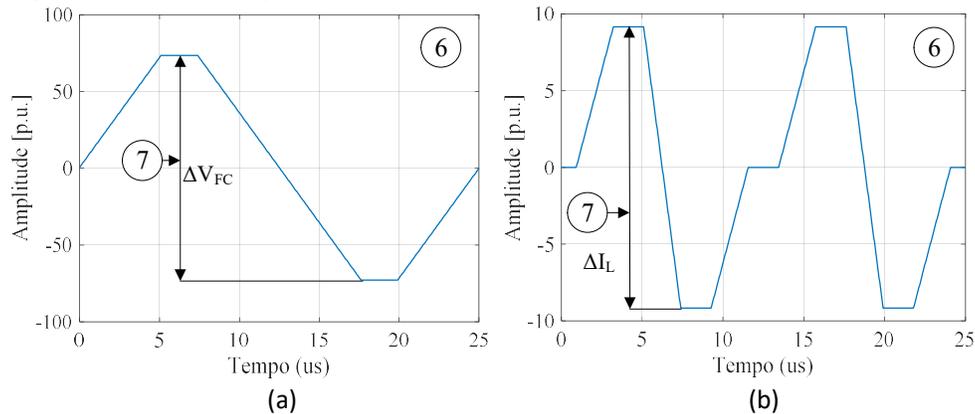


Figura 3.8 – Etapas 6 e 7 do fluxograma: cálculo e identificação da máxima ondulação de (a) tensão sobre o capacitor flutuante e (b) corrente no indutor de saída.

Feito isso, as ondulações obtidas, exemplificadas na Figura 3.8, têm seus valores máximos armazenados para cada valor de offset considerado em um determinado ângulo da fundamental. Esses valores são apresentados na Figura 3.9, para um exemplo considerando a ondulação de tensão no capacitor flutuante.

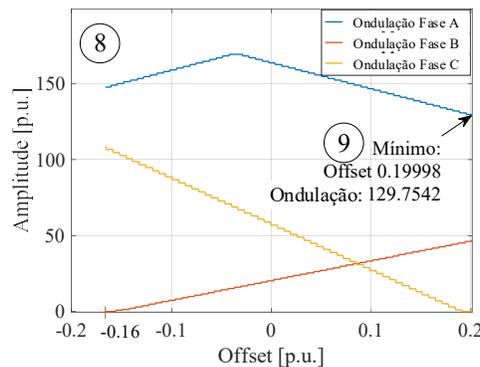


Figura 3.9 – Etapas 8 e 9 do fluxograma: identificação da fase com maior ondulação e o offset que causa a menor ondulação em tal fase (Exemplo para FP = 1 e ângulo de 30° na senoide).

Para o processo de otimização do capacitor flutuante, é escolhida dentre as três fases a que apresenta maior ondulação. Dela é retirado o valor do offset que garante a sua mínima ondulação, resultando no gráfico da Figura 3.9, correspondente à etapa nove do fluxograma. O processo é feito dessa forma para garantir que, em todos os instantes, as fases tenham a menor ondulação possível, pois, ao escolher o ponto de mínimo da fase que possui maior ondulação, as outras sempre apresentarão ondulações menores do que esta.

O processo é análogo para os indutores de saída, porém o valor considerado na obtenção do offset é o pico da corrente que circula nestes. A ondulação de corrente obtido é

somado à corrente de saída distribuída pelos indutores que associam os braços em paralelo. Considerando que as correntes sejam balanceadas entre os braços, a Equação (2.11) mostra que cada indutor é responsável por conduzir um terço da corrente de saída.

Uma vez obtido o valor de offset que garante a menor ondulação para um determinado ângulo amostrado, armazena-se esse valor em uma variável. Então, esse procedimento se repete para os ângulos seguintes da referência senoidal, determinado por passos iguais à razão entre a frequência de comutação e a fundamental, até completar 360°, completando assim o loop 3 do fluxograma da Figura 3.2.

Um fator importante a ser considerado é a dificuldade de construção das componentes de sequência zero obtidas no *Digital Signal Processor* (DSP) e a sua aplicação prática. Para evitar ou, ao menos, minimizar esse problema, são armazenados os offsets que causam um aumento de, no máximo, 2% na ondulação. A partir desses pontos, indicados na Figura 3.10, o software seleciona aqueles que não possuem variações bruscas, para evitar que o conversor tenha uma operação com grande estresse sobre os interruptores.

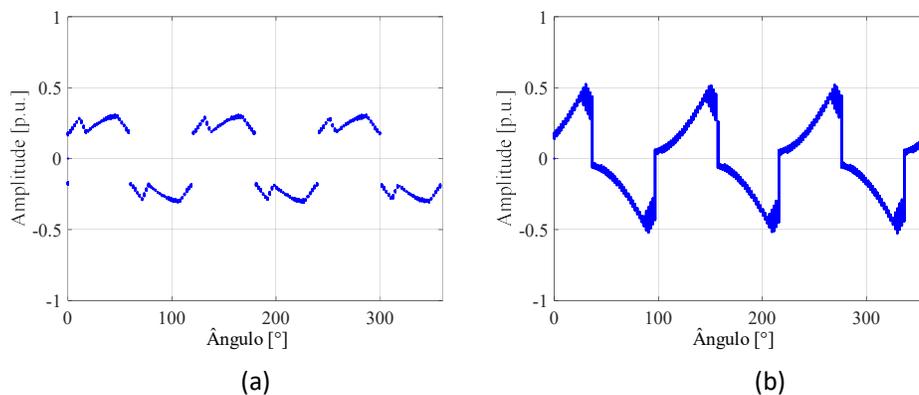


Figura 3.10 – Pontos de offsets ótimos obtidos com variação de 2% na ondulação mínima para o (a) capacitor flutuante e (b) indutor de saída.

Considerando o índice de modulação 0,94 e fator de potência 0,80, definidos na Seção 2.2, a rotina de otimização resulta nas componentes de sequência zero ilustradas na Figura 3.11, em que (a) representa a componente para a otimização do capacitor; e (b), para o indutor.

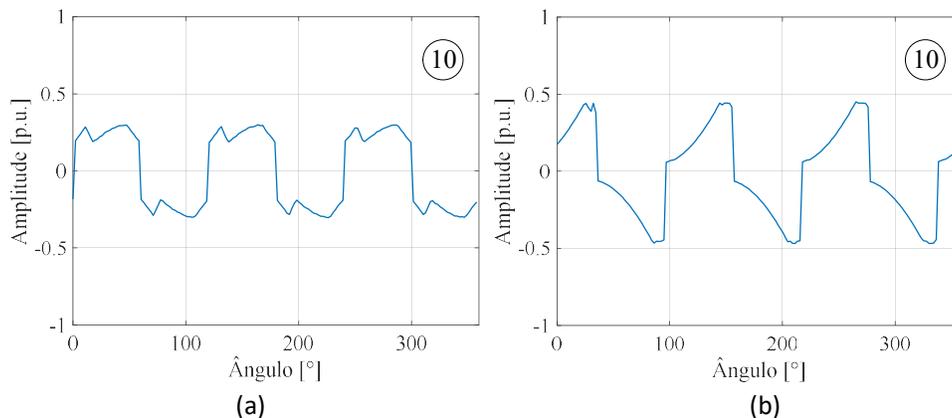


Figura 3.11 – Etapa 10 do fluxograma: composição das componentes de sequência zero otimizadas para o (a) capacitor flutuante e (b) indutor de saída.

Na Figura 3.12, são apresentadas as componentes de sequência zero obtidas para uma variação do índice de modulação entre 0,1 e 0,9, e fator de potência de 0,8. A Figura 3.13 e a Figura 3.14 mostram a mesma variação de M_i , porém para outros fatores de potência.

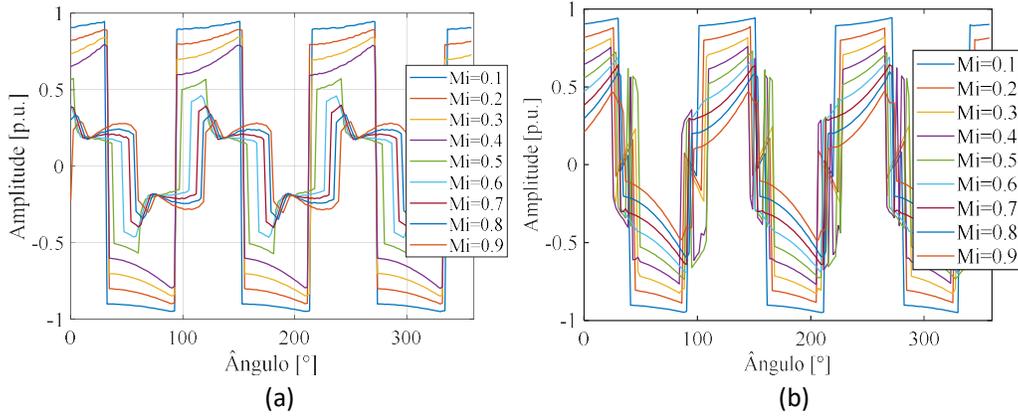


Figura 3.12 – Componentes de sequência zero para uma variação de M_i entre 0,1 e 0,9 com fator de potência de 0,8 para otimização do (a) capacitor flutuante e (b) indutor de saída.

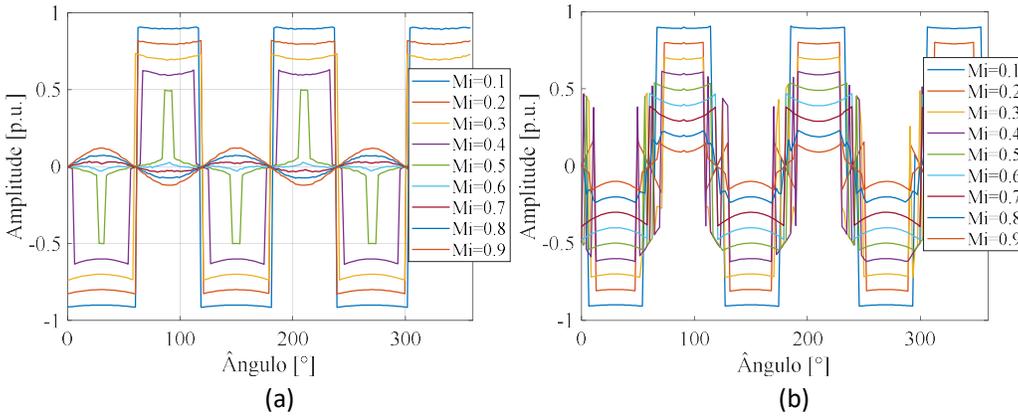


Figura 3.13 – Componentes de sequência zero para uma variação de M_i entre 0,1 e 0,9 com fator de potência unitário para otimização do (a) capacitor flutuante e (b) indutor de saída.

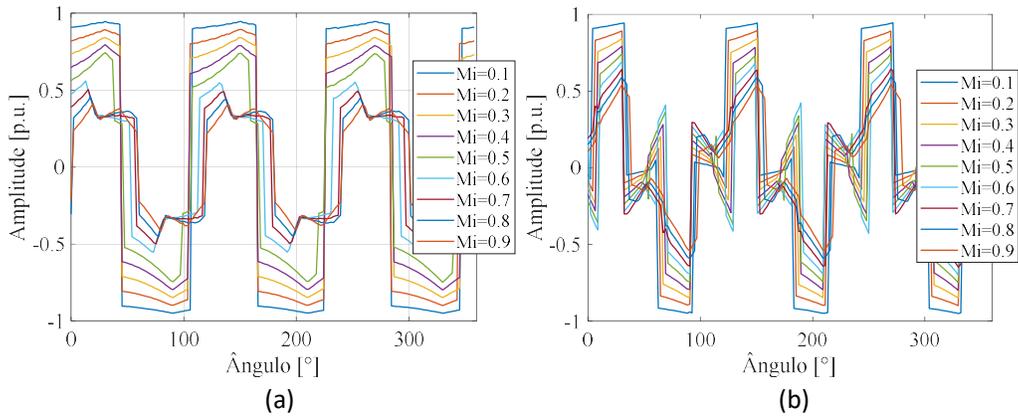


Figura 3.14 – Componentes de sequência zero para uma variação de M_i entre 0,1 e 0,9 com fator de potência de 0,5 para otimização do (a) capacitor flutuante e (b) indutor de saída.

Por fim, a Figura 3.15 apresenta as modulantes otimizadas, para o ponto de aplicação considerado neste trabalho. Tal ponto consiste em um índice de modulação de 0,94, fator de potência de 0,80, frequências de comutação (f_{sw}) e da fundamental (f_f) de 40 kHz e 240 Hz, respectivamente. A tensão de barramento considerada é de 540 V e a corrente de carga é de 130 A_{rms}. Os parâmetros citados indicam uma carga de 50 kW. Os limites estabelecidos para as ondulações de tensão de um capacitor flutuante e de corrente de cada braço são 5% e 80%, respectivamente. É importante salientar que a ondulação de 80% não é a mesma da carga, uma vez que, ao associar os braços em paralelo, a ondulação de corrente na carga diminui consideravelmente devido ao aumento de níveis do conversor e ao defasamento entre as portadoras de cada braço.

Vale ressaltar que as frequências de comutação e fundamental não influenciam nas componentes de sequência zero ótimas, pois essas frequências apresentam impacto somente no número de pontos de amostragem das referências senoidais e portadoras triangulares.

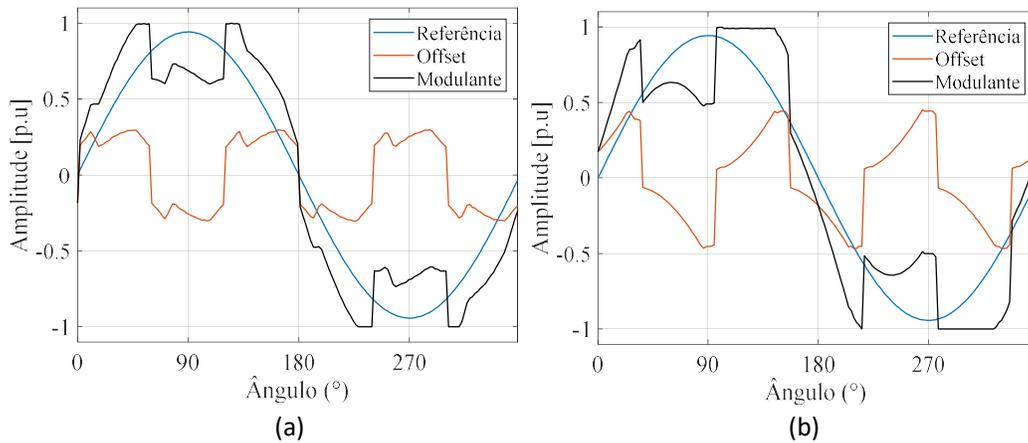


Figura 3.15 – Modulantes obtidas para índice de modulação 0,94 e fator de potência 0,8, para (a) capacitor flutuante e (b) indutor de saída.

3.3 Métodos PWM considerados

A fim de obter os resultados necessários para verificar e comparar as melhorias resultantes das modulantes ótimas, que aqui serão chamadas de *Flying Capacitor PWM* (FCPWM) e *Inductor Current PWM* (ILPWM), indicadas na Figura 3.15 (a) e (b), respectivamente, também são aplicadas as técnicas de modulação contínuas: *Sinusoidal PWM* (SPWM) e *Space Vector PWM* (SVPWM) (VAN DER BROECK; SKUDELNY; STANKE, 1988). Além disso, são implementados os seguintes métodos PWM descontínuos: *Maximum* (DPWMMAX) (KENJO, 1990), *Minimum* (DPWMMIN) (TANIGUCHI; OGINO; IRIE, 1988), *0* (DPWM0), *1* (DPWM1), *2* (DPWM2) e *3* (DPWM3) (J. SCHORNER, 1975).

É importante ressaltar que para a construção dessas técnicas, diferentemente das ótimas, o fator de potência não as influencia. Sendo assim, o único parâmetro que as modifica é o índice de modulação. Outra observação importante é que, nas técnicas descontínuas, os offsets são feitos de forma a criar períodos na modulante nos quais não ocorram comutações no conversor (J. SCHORNER, 1975). Esse comportamento é observado nas ondulações

calculadas. As modulantes de cada uma das técnicas utilizadas neste trabalho são ilustradas da Figura 3.16 à Figura 3.19.

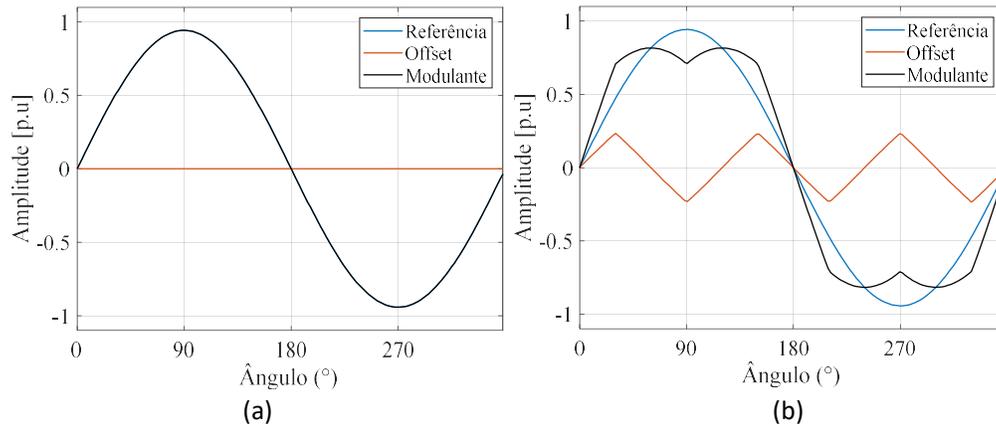


Figura 3.16 – Componente de seqüência zero e modulante para (a) SPWM e (b) SVPWM, $M_i = 0,94$ (VAN DER BROECK; SKUDELNY; STANKE, 1988).

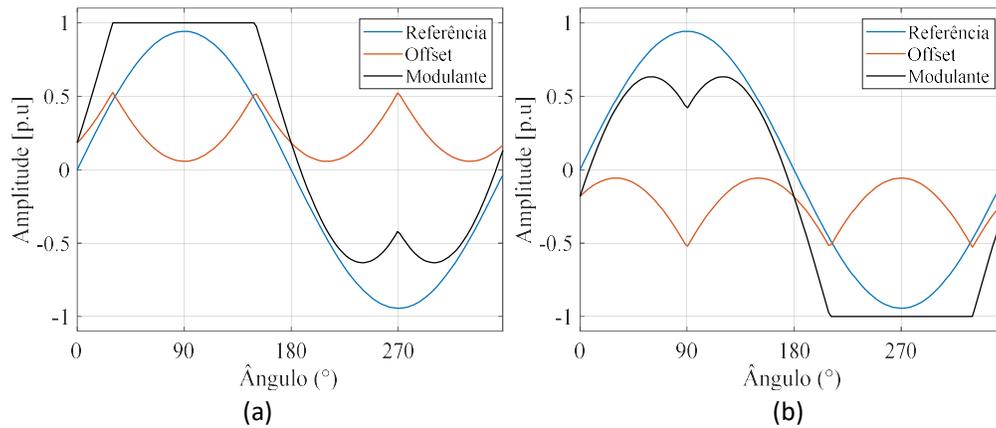


Figura 3.17 – Componente de seqüência zero e modulante para (a) DPWMMAX e (b) DPWMMIN, $M_i = 0,94$ (KENJO, 1990; TANIGUCHI; OGINO; IRIE, 1988).

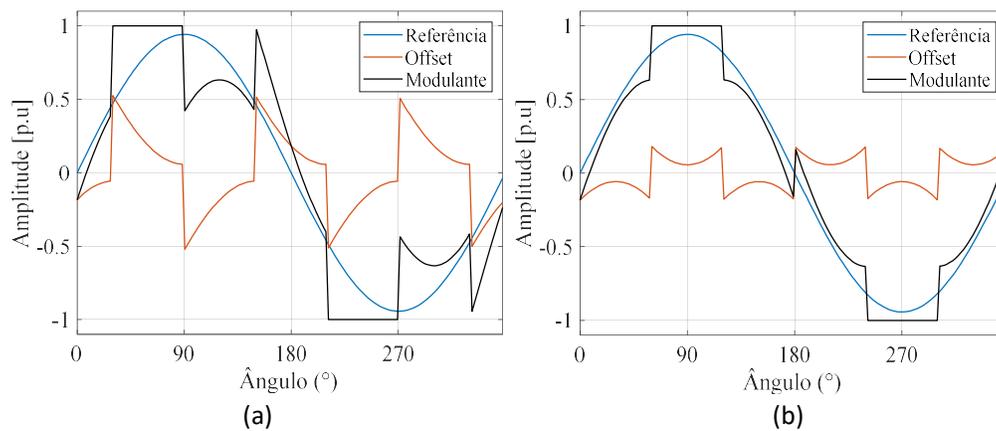


Figura 3.18 – Componente de seqüência zero e modulante para (a) DPWM0 e (b) DPWM1, $M_i = 0,94$ (J. SCHORNER, 1975).

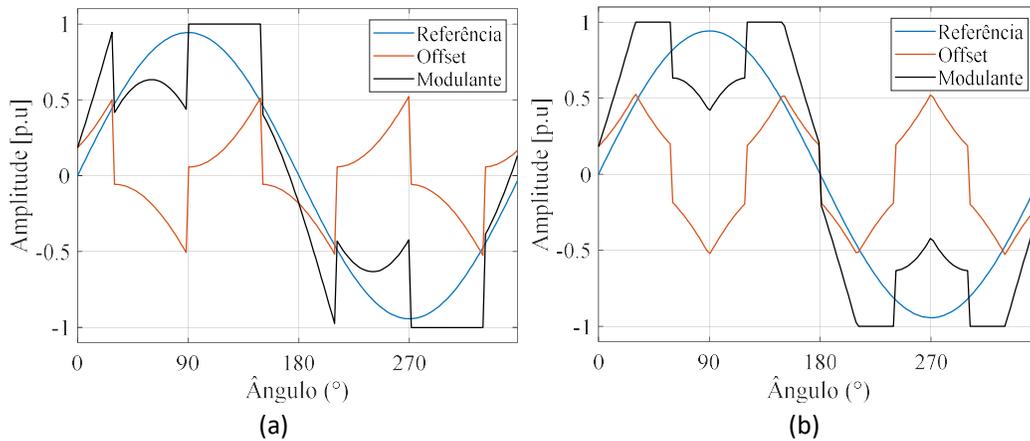


Figura 3.19 – Componente de seqüência zero e modulante para (a) DPWM2 e (b) DPWM3, $M_i = 0,94$ (J. SCHORNER, 1975).

3.4 Considerações finais

Na primeira seção deste capítulo, foram descritas e justificadas as variáveis elétricas cuja redução permitem a diminuição do peso dos capacitores flutuantes e indutores de saída.

Conhecidas tais variáveis elétricas, na segunda seção, desenvolve-se um método que busca reduzi-las ao máximo. O método consiste na construção de uma componente de seqüência zero, que, ao ser somada com uma referência senoidal, resulta em uma modulante ótima para a redução dos parâmetros desejados.

Em seguida, são citadas as outras técnicas PWM contínuas e descontínuas consideradas neste estudo, a serem comparadas com as duas técnicas otimizadas.

Tendo em vista o exposto, o próximo capítulo apresenta os resultados simulados e obtidos em laboratório considerando a aplicação das modulantes desenvolvidas. São também estimados os pesos dos componentes com essas novas técnicas, de forma a avaliar o impacto que estas apresentam no conversor como um todo.

4 Resultados de Simulação e Experimentais

O objetivo principal deste capítulo é apresentar os resultados obtidos a partir da aplicação das modulantes resultantes do método de otimização desenvolvido. Ademais, são realizadas comparações das duas novas modulantes obtidas no capítulo anterior, FCPWM e ILPWM, com técnicas PWM existentes.

Todas as modulantes são implementadas no DSP da bancada de ensaios, que também será apresentada neste capítulo, para obtenção dos resultados práticos. Por fim, é feita uma análise dos pesos obtidos para o conversor, de forma a determinar a melhor técnica para a aplicação e o objetivo considerados neste trabalho.

4.1 Resultados de simulação

A primeira parte dos resultados consiste nos resultados de simulação de ondulação de tensão no capacitor flutuante e das correntes nos indutores de saída. Esses valores são calculados considerando as modulantes mostradas no capítulo anterior, de acordo com as Figura 3.15 à Figura 3.19. Elas são aplicadas conforme o fluxograma mostrado na Figura 4.1.

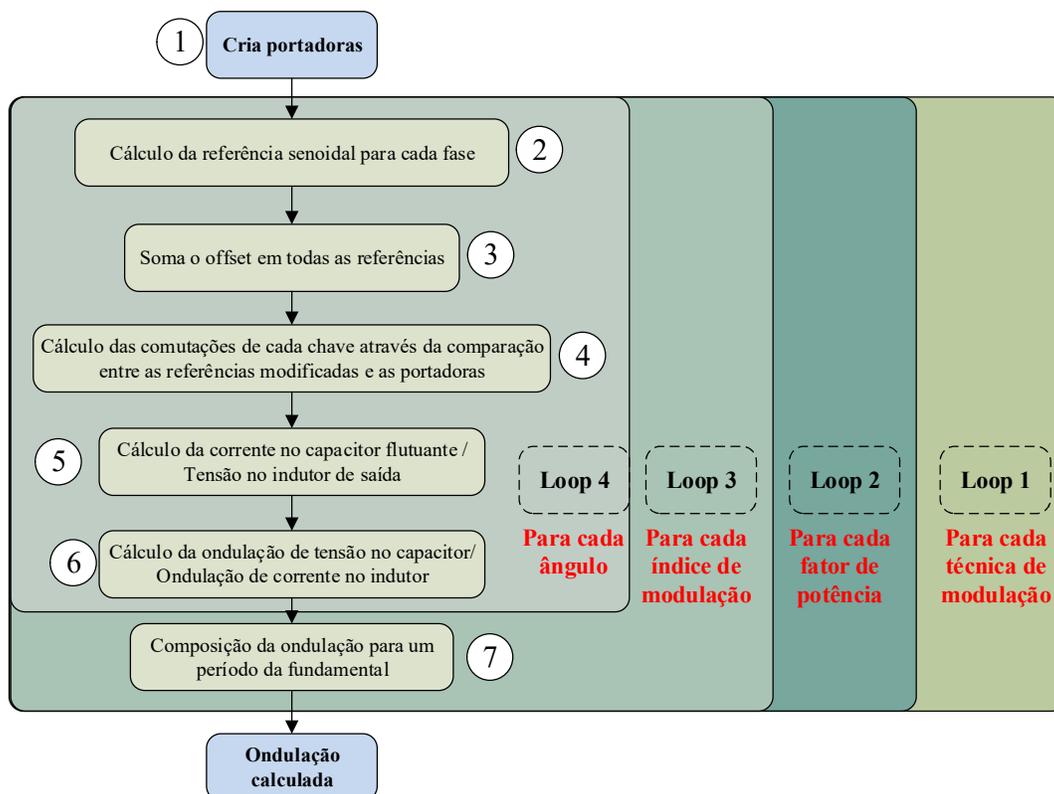


Figura 4.1 – Fluxograma do método de cálculo da ondulação de tensão nos capacitores ou de corrente nos indutores.

4.1.1 Capacitores flutuantes

Para o cálculo da ondulação de tensão nos capacitores flutuantes, não foi considerado um valor específico de capacitância, de forma a verificar a redução da ondulação de tensão no capacitor sem a influência do seu valor. É por essa razão que os valores apresentados estão em função da capacitância, resultando na unidade mV.F. Os resultados são apresentados em função dessa variável para não haver contradição com um dos objetivos do trabalho, que é obter um capacitor otimizado para a aplicação. Isso significa que cada método PWM poderia ter valores diferentes de capacitância e, ainda assim, respeitar os limites de ondulação estabelecidos. Caso o mesmo valor de capacitância seja considerado para todas as modulantes, isso implicará os mesmos pesos dos capacitores.

Da Figura 4.2 à Figura 4.6, são mostrados as ondulações de tensão obtidas nos capacitores flutuantes através da equação (3.4), considerando o ponto de operação adotado como nominal neste trabalho, ou seja, $M_i = 0,94$, $PF = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz e 70 kVA.

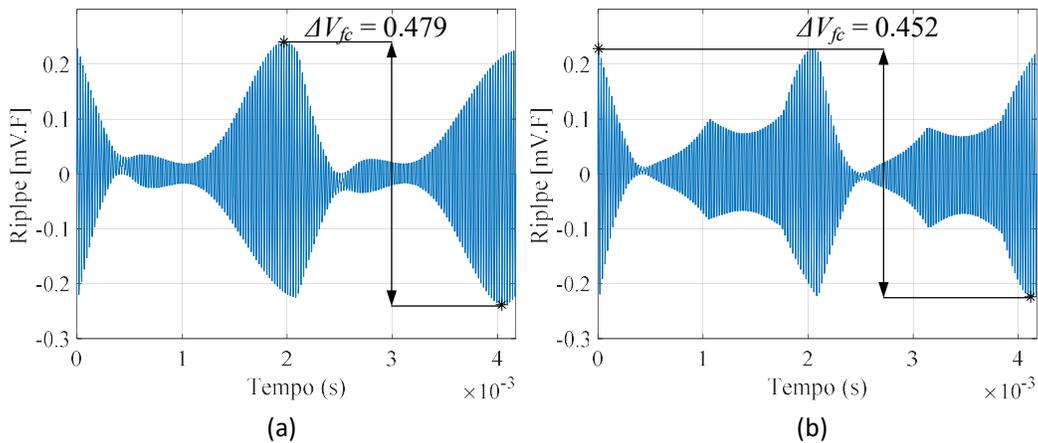


Figura 4.2 – Ondulação de tensão para (a) SPWM e (b) SVPWM, $M_i = 0,94$, $PF = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz e 70 kVA.

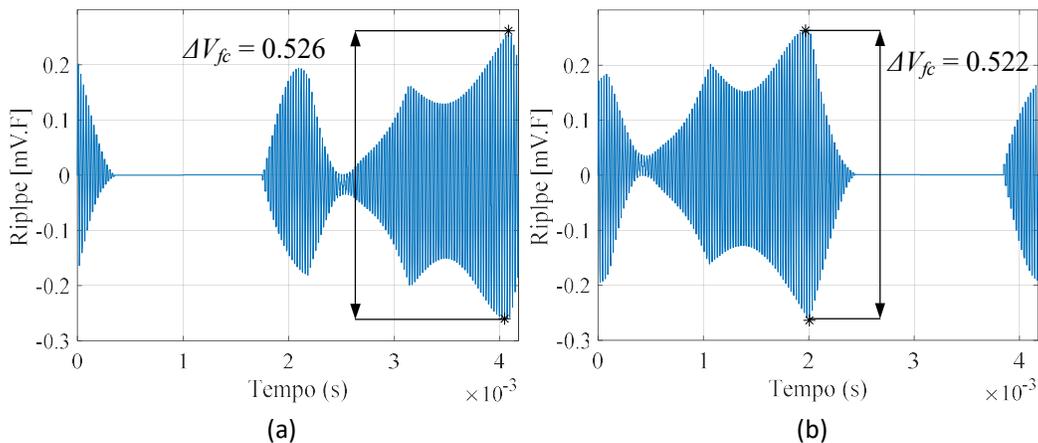


Figura 4.3 – Ondulação de tensão para (a) DPWMMAX e (b) DPWMMIN, $M_i = 0,94$, $PF = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz e 70 kVA.

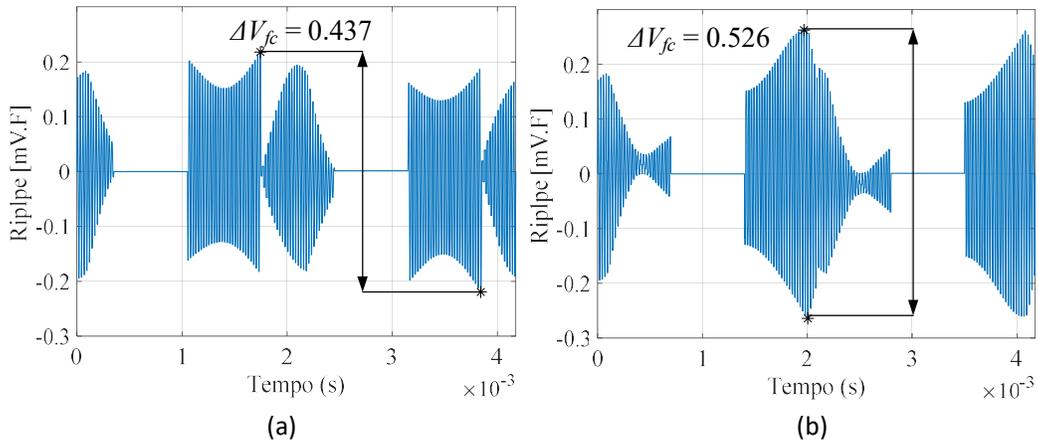


Figura 4.4 – Ondulação de tensão para (a) DPWM0 e (b) DPWM1, $M_i = 0,94$, $PF = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz e 70 kVA.

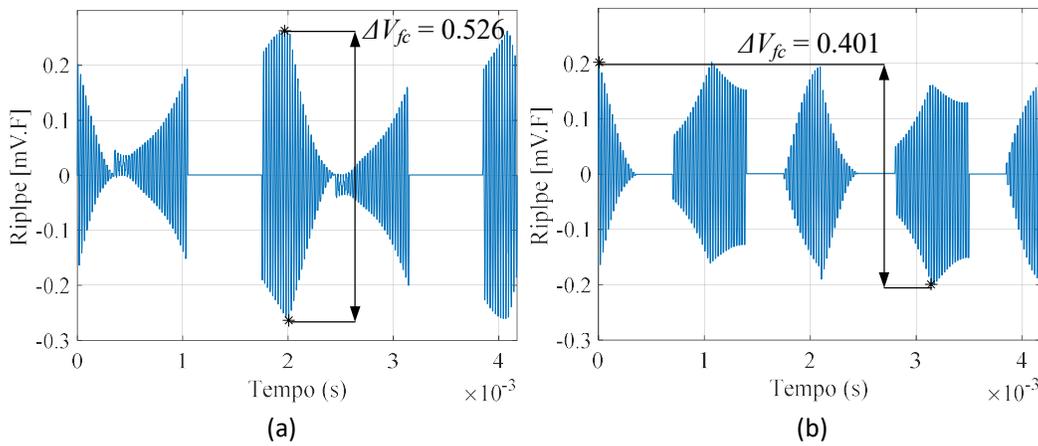


Figura 4.5 – Ondulação de tensão para (a) DPWM2 e (b) DPWM3, $M_i = 0,94$, $PF = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz e 70 kVA.

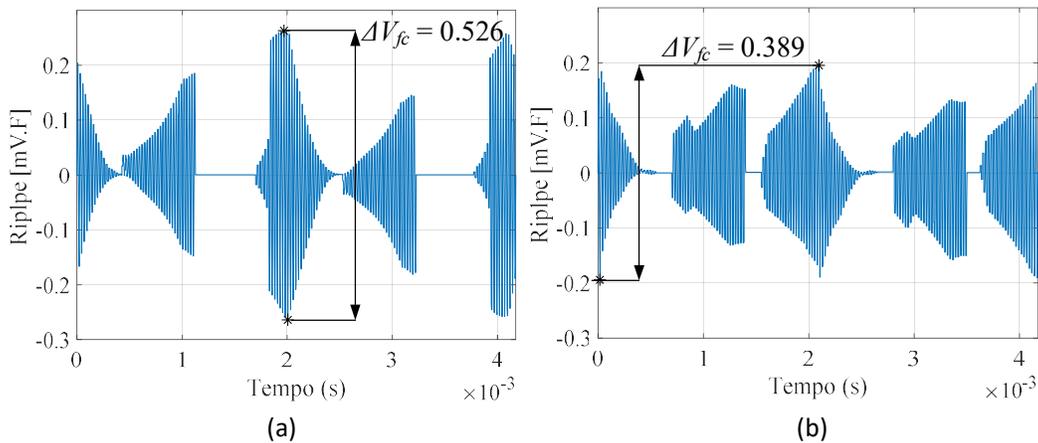


Figura 4.6 – Ondulação de tensão para (a) ILPWM e (b) FCPWM, $M_i = 0,94$, $PF = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz e 70 kVA.

Algumas observações podem ser feitas em relação às figuras acima. Uma delas é o fato de que as ondulações de tensão no capacitor seguem os padrões das modulantes de cada técnica de modulação (Figura 3.15 à Figura 3.19), porém com um atraso devido ao fator de potência. Esse defasamento é justificado pela relação direta entre a corrente que circula nos capacitores e a corrente de carga. Outro ponto importante a ser destacado são os valores máximos de ondulação de cada uma das técnicas. Para o ponto de aplicação considerado, a Figura 4.7 compila os valores obtidos de ondulação máxima.

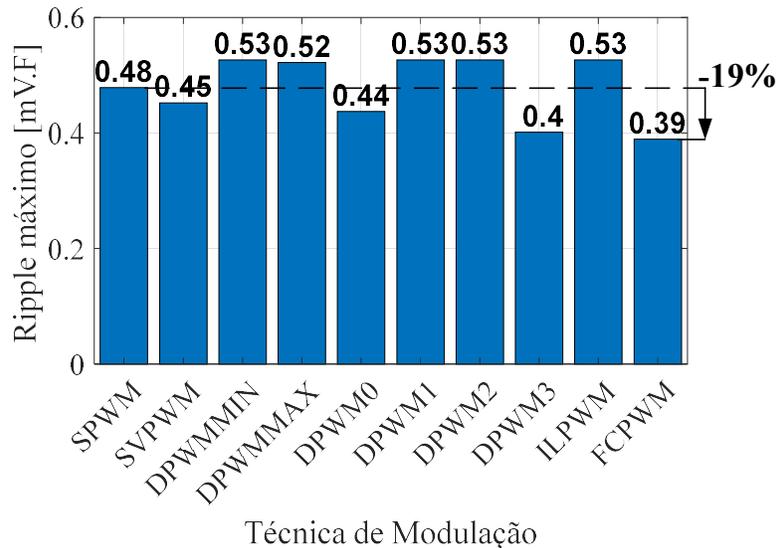


Figura 4.7 – Ondulação máxima para cada técnica de modulação no ponto de operação nominal: $M_i = 0,94$, $PF = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz e 70 kVA.

Na Figura 4.7, é possível perceber que, para o ponto de operação dado, a técnica desenvolvida com o objetivo de reduzir as ondulações no capacitor flutuante foi eficaz, apresentando 19% de redução em comparação com uma modulação senoidal tradicional. Em relação às técnicas DPWMMIN, DPWM1, DPWM2 e ILPWM, a redução é ainda maior, sendo de aproximadamente 26%. Os métodos FCPWM e ILPWM apresentam resultados próximos do DPWM3 e DPWM2, respectivamente, devido à semelhança entre as modulantes das técnicas.

O capítulo anterior mostra, entre a Figura 3.12 e a Figura 3.14, os CMOs obtidas para variações no índice de modulação e no fator de potência. Essa análise é importante porque permite observar se as técnicas desenvolvidas apresentam melhorias em todos os pontos de operação comuns para um inversor. Por exemplo, a variação de M_i , quando associada à variação na frequência da fundamental, é de extrema importância na operação de uma máquina elétrica, pois em momentos de partida, estes são parâmetros que mudam constantemente. Já a variação de fator de potência é importante para verificar se a metodologia utilizada ainda seria válida para cargas diferentes.

Sendo assim, a Figura 4.8 e a Figura 4.9 mostram o comportamento da ondulação de tensão no capacitor flutuante para as técnicas criadas, considerando variações no índice de modulação associadas a mudanças na frequência da fundamental, de forma a simular uma operação de máquina com controle V/f constante, e no fator de potência, respectivamente. É

considerada uma faixa ampla de variação, com M_i variando entre 0,10 e 0,94 e f_f entre 25 Hz e 240 Hz; e FP entre 1 e 0, ou seja, entre os ângulos 0° e 90° de defasagem tensão-corrente.

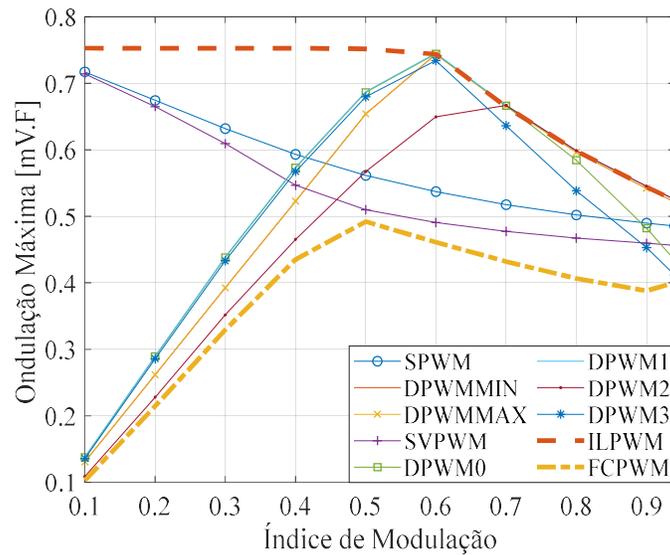


Figura 4.8 – Ondulação máxima para cada método PWM sob uma variação de M_i entre 0,10 e 0,94 e f_f entre 25 e 240 Hz. O fator de potência adotado é 0,80, $f_{sw} = 40$ kHz.

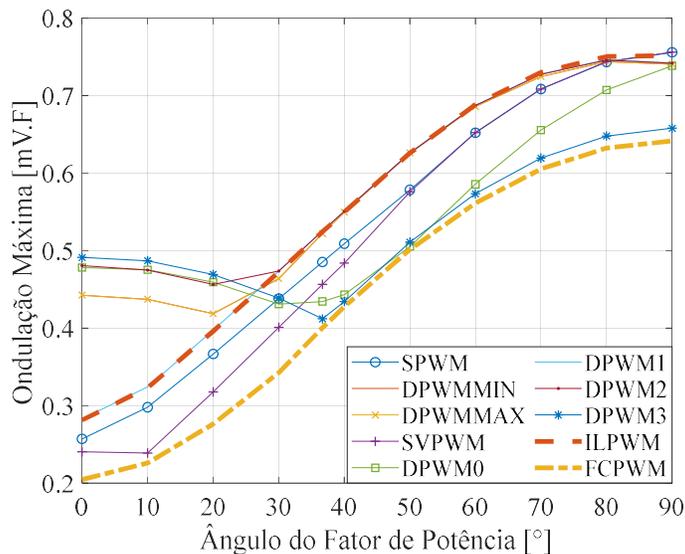


Figura 4.9 – Ondulação máxima para cada método PWM sob uma variação de FP indutivo entre 1 e 0 (0° a 90°). O índice de modulação adotado é 0,94, $f_{sw} = 40$ kHz, $f_f = 240$ Hz.

Ao analisar a Figura 4.8 e a Figura 4.9, observa-se que, para toda a faixa considerada nas variações de M_i e FP, a técnica FCPWM apresentou o menor valor de ondulação máxima. Portanto, a técnica PWM otimizada para reduzir a ondulação de tensão no capacitor flutuante se mostra efetiva. Além disso, devido à proximidade dos pontos da técnica FCPWM em relação às demais, à medida que o índice de modulação aumenta, é possível perceber que para baixos valores de M_i a técnica criada se assemelha à DPWM2. Para índices de modulação próximos de 0,5, a FCPWM é mais semelhante à SVPWM; enquanto para valores mais altos, aproxima-se da

curva referente à técnica DPWM3, conforme indicado também na Figura 4.7. O impacto dessas técnicas e variações sobre a massa do componente é ilustrado na Figura 4.10 e na Figura 4.11, calculados para uma ondulação máxima de 5% na tensão dos capacitores.

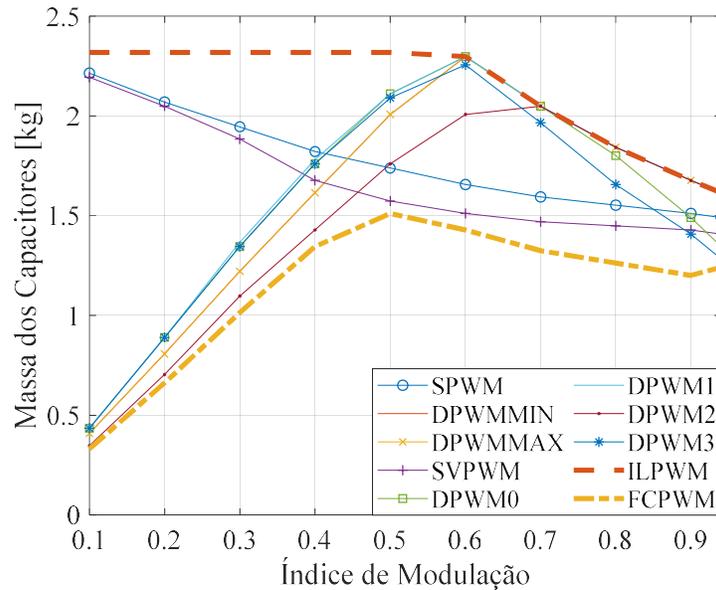


Figura 4.10 – Massa dos capacitores flutuantes para cada método PWM sob uma variação de M_i entre 0,10 e 0,94. O fator de potência adotado é 0,80, $f_{sw} = 40$ kHz, $f_f = 240$ Hz e ondulação máxima de 5% para a tensão.

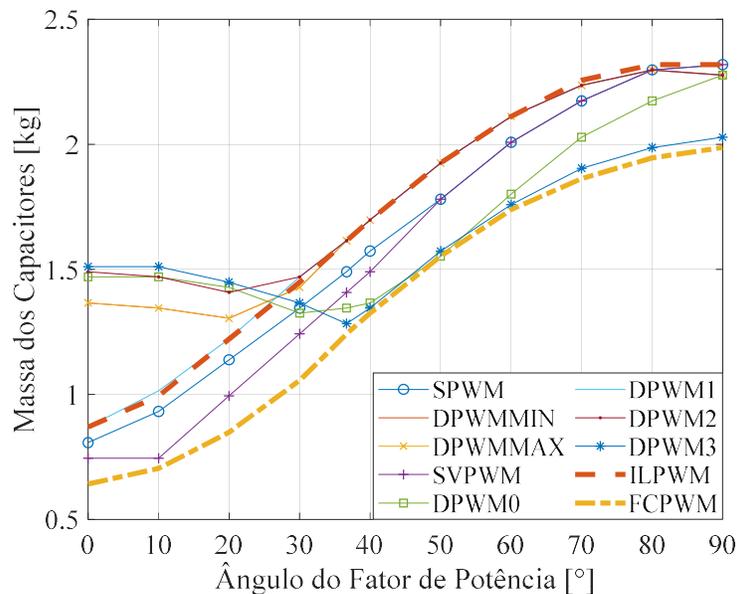


Figura 4.11 – Massa dos capacitores flutuantes para cada método PWM sob uma variação de FP indutivo entre 1 e 0 (0° a 90°). O índice de modulação adotado é 0,94, $f_{sw} = 40$ kHz, $f_f = 240$ Hz e ondulação máxima de 5% para a tensão.

Os pesos exibidos na Figura 4.10 e na Figura 4.11 são calculados segundo as considerações apresentadas no Capítulo 2. Observa-se que, para toda a faixa considerada nas variações de M_i e FP, a técnica FCPWM apresentou também o menor peso. Por essas figuras,

também é possível confirmar o que foi exposto no Capítulo 3, sobre a relação direta da ondulação de tensão com o peso do componente. Essa comprovação é possível devido ao formato semelhante das curvas de ondulação (Figura 4.8 e Figura 4.9) e massa dos componentes (Figura 4.10 e Figura 4.11).

Por fim, na Figura 4.12 é possível perceber que, para o ponto de operação dado, a técnica FCPWM apresentou 17% de redução na massa dos capacitores flutuantes do conversor em comparação com uma modulação senoidal simples. A redução é ainda maior quando comparada com outras técnicas, tais quais, SVPWM, DPWM1, DPWM2 e ILPWM, cuja redução foi de aproximadamente 23%. Mais uma vez, nota-se a relação direta entre ondulação e massa, uma vez que uma redução de 19% na ondulação implica uma redução próxima (17%) no peso.

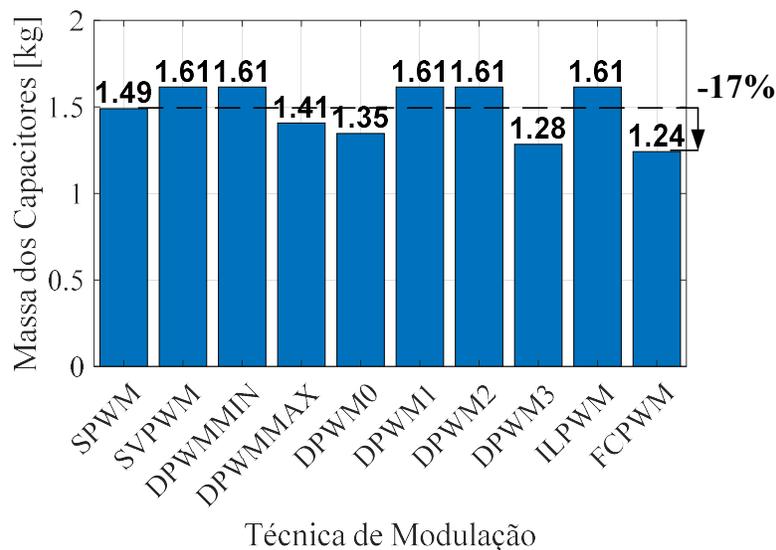


Figura 4.12 – Peso dos capacitores flutuantes para cada técnica de modulação comparada no ponto de operação nominal: $M_i = 0,94$, $PF = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz e 70 kVA.

4.1.2 Indutores de saída

No capítulo anterior, é justificada a necessidade de otimizar a corrente de pico que passa pelos indutores de saída. Uma vez que se busca reduzir esse valor máximo, que depende das ondulações de corrente, é necessário o uso de um valor de indutância, pois tais ondulações não podem estar em valores relativos.

A consideração de um valor fixo para o componente que está sendo otimizado é uma contradição para os capacitores, mas isso não ocorre no caso dos indutores, já que, como a ondulação de corrente máxima é igual para todas as modulantes, o valor da indutância considerado também é o mesmo. A diferença de peso decorre do projeto do indutor, devido à mudança do número de fios em paralelo, da bitola dos fios e do núcleo adotado, mas não do valor da indutância.

Na Figura 4.13, são indicados as ondulações de corrente obtidos através do script que reproduz o fluxograma da Figura 4.1. Observa-se que para todas as técnicas, inclusive para as otimizadas, os valores máximos são iguais, mudando apenas os instantes em que eles ocorrem. A Figura 4.13 tem apenas o intuito de exemplificar a ondulação de corrente, uma vez que esta não é a variável que a otimização busca minimizar, e, portanto, não é apresentado para todas as técnicas. Já as correntes que passam por um dos indutores de saída, são mostradas para todas as técnicas PWM consideradas, da Figura 4.14 à Figura 4.18.

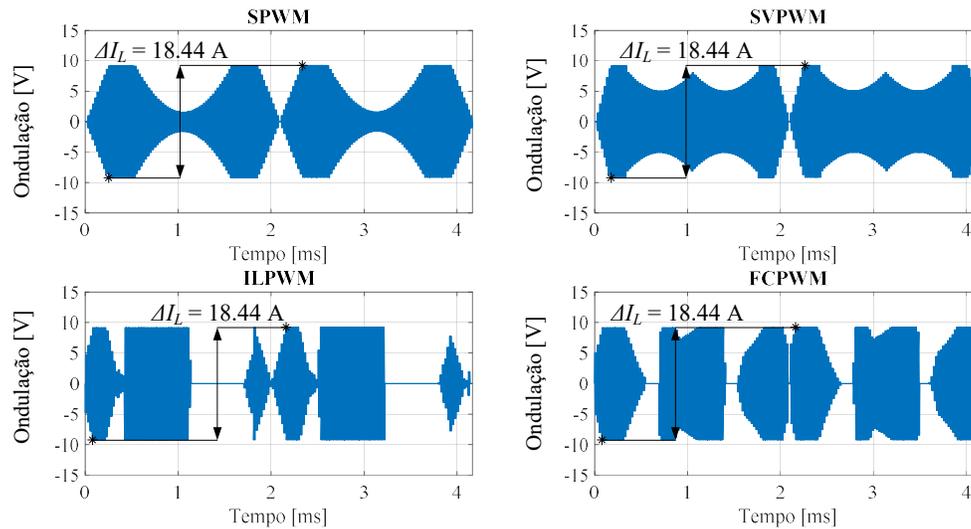


Figura 4.13 – Ondulação de corrente para SPWM, SVPWM, ILPWM e FCPWM, $M_i = 0,94$, $PF = 0,80$, $f_f = 240 \text{ Hz}$, $f_{sw} = 40 \text{ kHz}$ e 70 kVA .

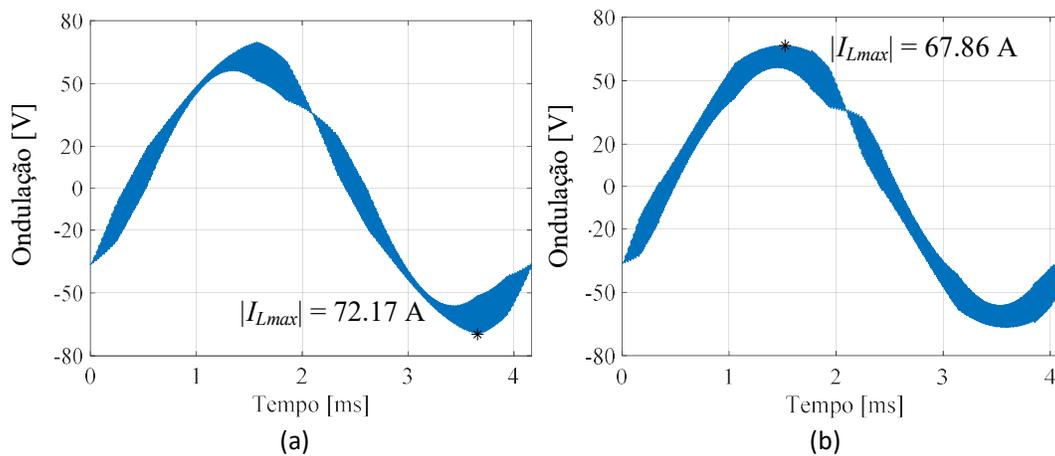


Figura 4.14 – Corrente de saída para (a) SPWM e (b) SVPWM, $M_i = 0,94$, $PF = 0,80$, $f_f = 240 \text{ Hz}$, $f_{sw} = 40 \text{ kHz}$ e 70 kVA .

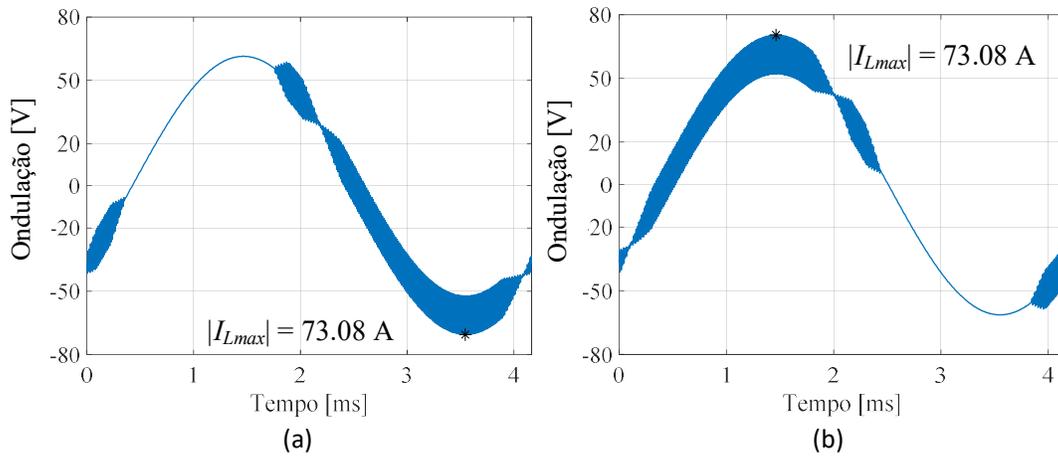


Figura 4.15 – Corrente de saída para (a) DPWMMAX e (b) DPWMMIN, $M_i = 0,94$, $PF = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz e 70 kVA.

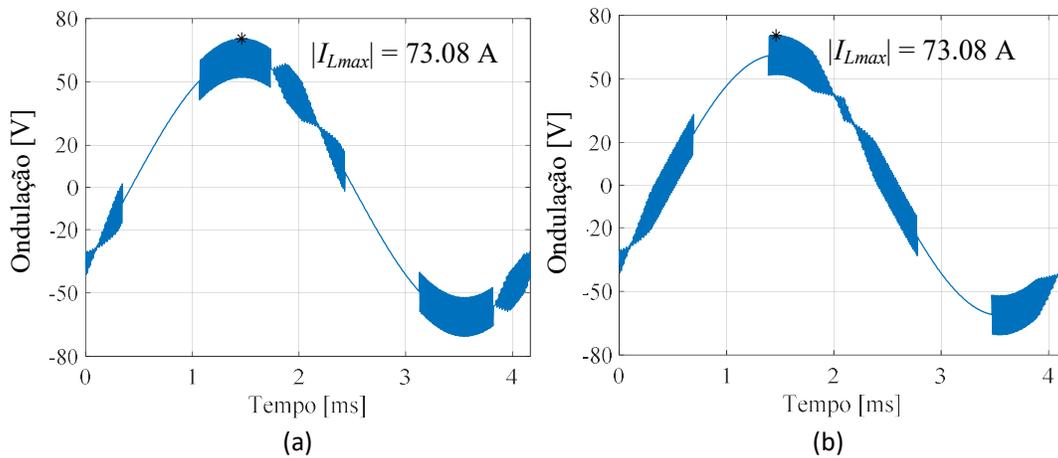


Figura 4.16 – Corrente de saída para (a) DPWM0 e (b) DPWM1, $M_i = 0,94$, $PF = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz e 70 kVA.

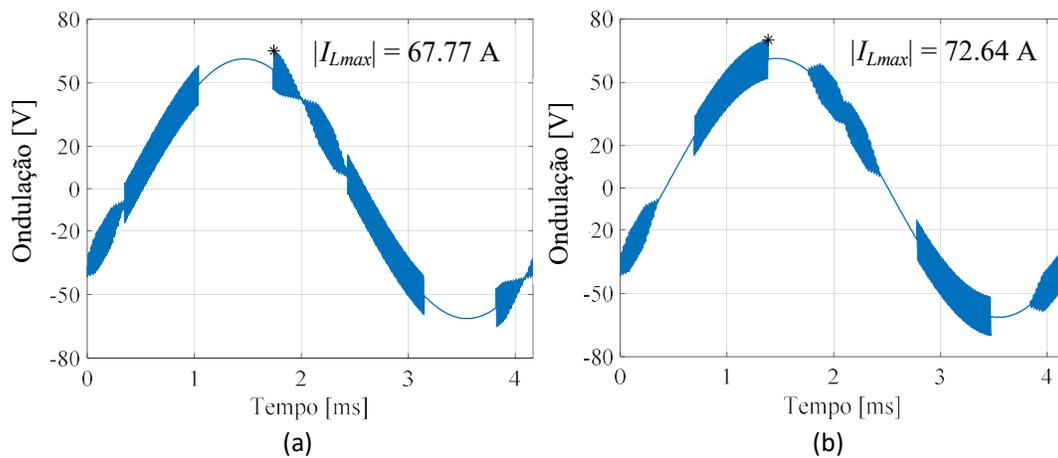


Figura 4.17 – Corrente de saída para (a) DPWM2 e (b) DPWM3, $M_i = 0,94$, $PF = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz e 70 kVA.

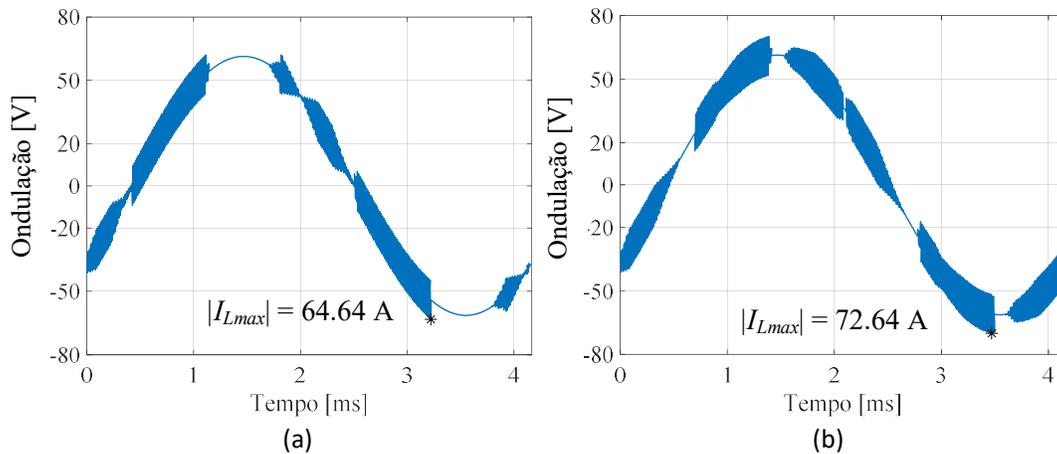


Figura 4.18 – Corrente de saída para ILPWM (a) e FCPWM (b), $M_i = 0,94$, $PF = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz e 70 kVA.

Algumas observações podem ser feitas em relação às figuras acima. Uma delas é o fato de que as ondulações de corrente nos indutores seguem os padrões das modulantes de cada técnica de modulação (Figura 3.15 à Figura 3.19), porém com um atraso devido ao fator de potência. Devido a esse defasamento, a modulante obtida para otimizar o indutor apresenta um intervalo de tempo sem comutações justamente no pico da componente senoidal da corrente de saída. Esse comportamento é semelhante ao método DPWM2 (Figura 4.17 (a)), o qual apresenta o segundo melhor desempenho na redução do pico da corrente.

É importante ressaltar que, em outros fatores de potência e índices de modulação, a técnica ILPWM apresenta CMOs que removem as comutações do pico da corrente senoidal. Por exemplo, para um fator de potência unitário, o pico da corrente estaria em fase com a tensão, e, dessa forma, a técnica otimizada se assemelharia à DPWM1. Para o ponto de operação considerado, a Figura 4.19 sumariza os valores obtidos de pico de corrente.

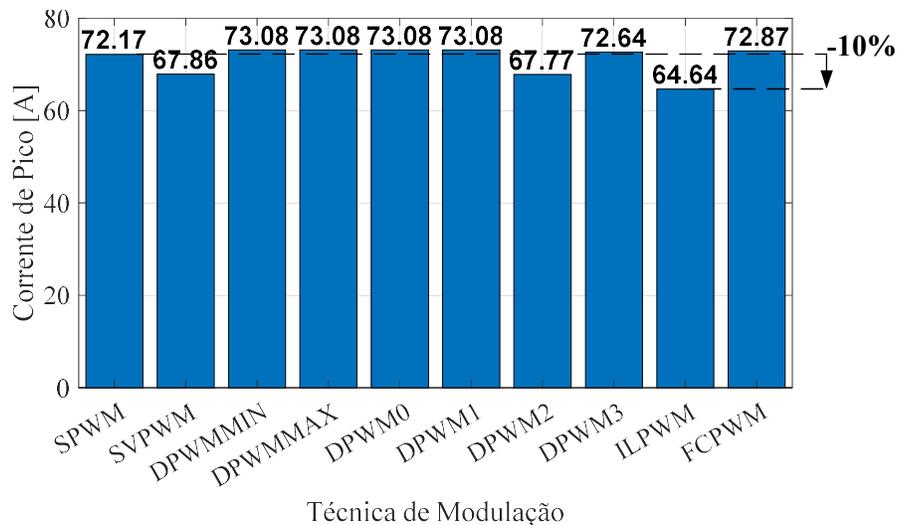


Figura 4.19 – Corrente máxima para cada técnica de modulação comparada no ponto de operação nominal: $M_i = 0,94$, $PF = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz e 70 kVA.

Na Figura 4.19, é possível perceber que, para o ponto de operação dado, a técnica desenvolvida com o objetivo de reduzir a corrente máxima no indutor de saída foi eficaz, apresentando 10% de redução, se comparada a uma modulação senoidal tradicional. A redução é ainda maior quando comparada com outras técnicas, como DPWMMIN, DPWMMAX, DPWM0 e DPWM1, onde a redução foi próxima de 12%.

É importante verificar se, quando considerados os CMOs obtidos a partir de variações no índice de modulação e no fator de potência, também há redução na corrente de pico dos indutores. A Figura 4.20 e a Figura 4.21 mostram o comportamento da máxima corrente de saída para as técnicas simuladas, considerando variações no índice de modulação e no fator de potência, respectivamente. São consideradas as mesmas variações utilizadas na simulação do capacitor flutuante.

Ao analisar a Figura 4.20 e a Figura 4.21, nota-se que, para toda a faixa considerada nas variações de M_i e FP , a técnica ILPWM apresentou o menor valor de pico para a corrente. Com isso, é possível confirmar a eficácia do método de otimização desenvolvido também para os indutores de saída. O impacto das variações de M_i e de FP no peso do componente, para cada técnica de modulação, é mostrado na Figura 4.22 e na Figura 4.23, respectivamente.

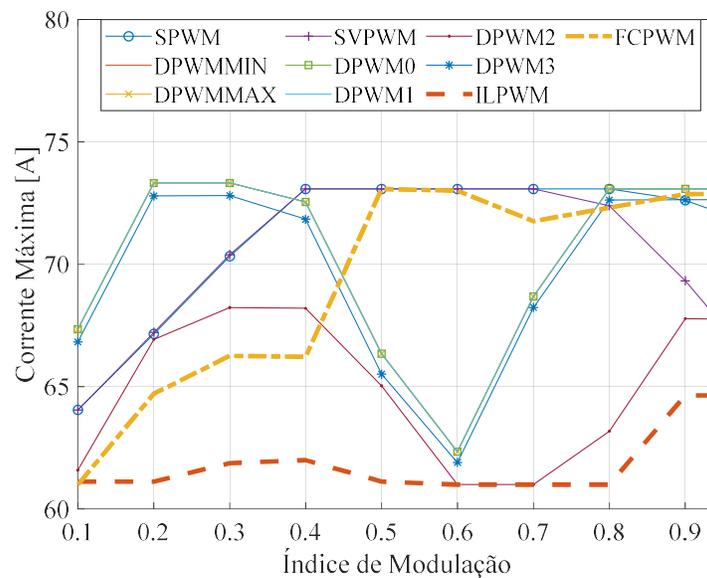


Figura 4.20 – Corrente máxima para cada método PWM sob uma variação de M_i entre 0,10 e 0,94. O fator de potência adotado é 0,80, $f_{sw} = 40$ kHz, $f_f = 240$ Hz.

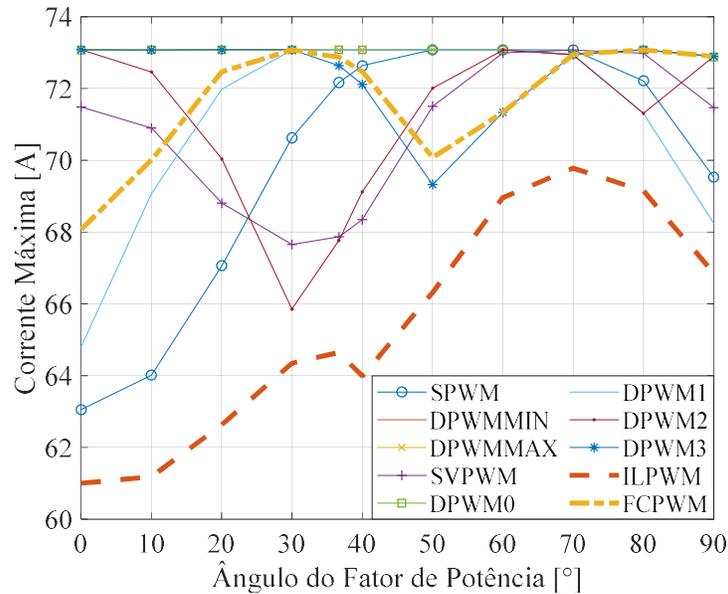


Figura 4.21 – Corrente máxima para cada método PWM sob uma variação de FP entre 1 e 0 (0° a 90°). O índice de modulação adotado é 0,94, $f_{sw} = 40$ kHz, $f_f = 240$ Hz.

Pela Figura 4.22 e pela Figura 4.23, observa-se que nas variações de M_i e FP, a técnica ILPWM apresentou também a menor massa. Em algumas situações, outras técnicas tem massas iguais. Isso acontece porque, apesar do projeto necessitar do valor de pico da corrente para calcular a massa dos indutores, outros parâmetros também são levados em conta, como o aquecimento do núcleo, limitado a 125 °C. Por isso, mesmo com correntes maiores, outras técnicas apresentam menores perdas, o que resulta em um menor aumento de temperatura do núcleo e, conseqüentemente, em um núcleo mais leve.

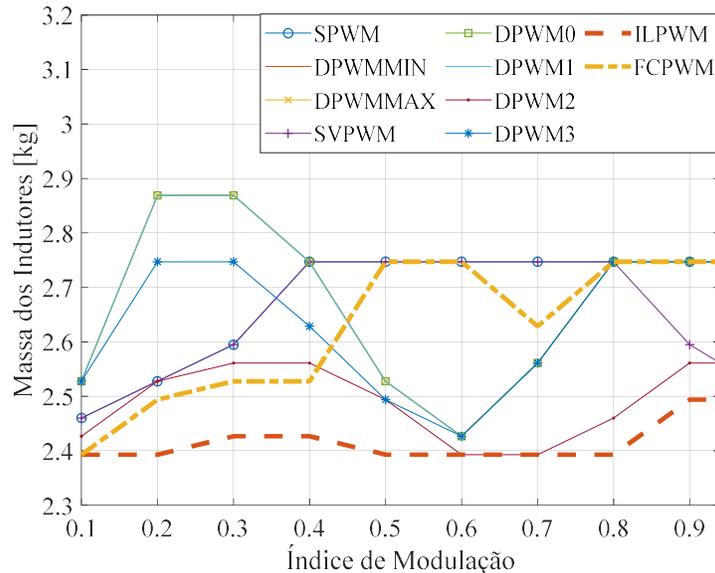


Figura 4.22 – Peso dos indutores de saída para cada método PWM sob uma variação de M_i entre 0,10 e 0,94. O fator de potência adotado é 0,8, $f_{sw} = 40$ kHz, $f_f = 240$ Hz.

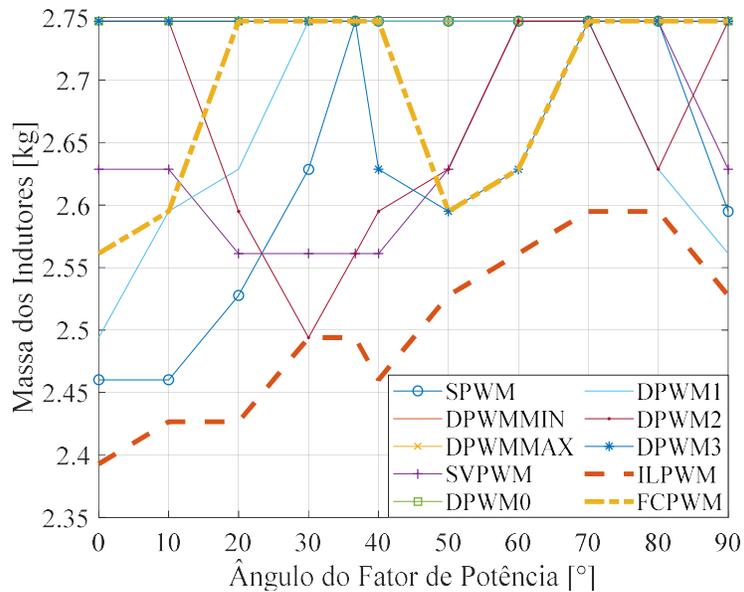


Figura 4.23 – Peso dos indutores de saída para cada método PWM sob uma variação de FP entre 1 e 0 (0° a 90°). O índice de modulação adotado é 0,94, $f_{sw} = 40$ kHz, $f_f = 240$ Hz.

Por fim, na Figura 4.24 são comparadas as massas dos indutores de saídas obtidas para o ponto nominal de operação. Por ela observa-se que, ao comparar a técnica ILPWM com a SPWM, tem-se uma redução de 9% na massa, para uma redução de 10% na corrente de pico. Esta redução é a maior dentre todas as técnicas comparadas neste estudo. A princípio a redução de 10% obtida pode parecer pouco, mas é importante ressaltar que ela está relacionada com o limite de ondulação de corrente imposto. Sendo assim, caso o limite de ondulações fosse muito baixo, quase não haveria ganho no uso da ILPWM. Porém, caso o limite fosse mais alto que os 80% considerados, a redução que o método ILPWM trouxe seria mais significativa.

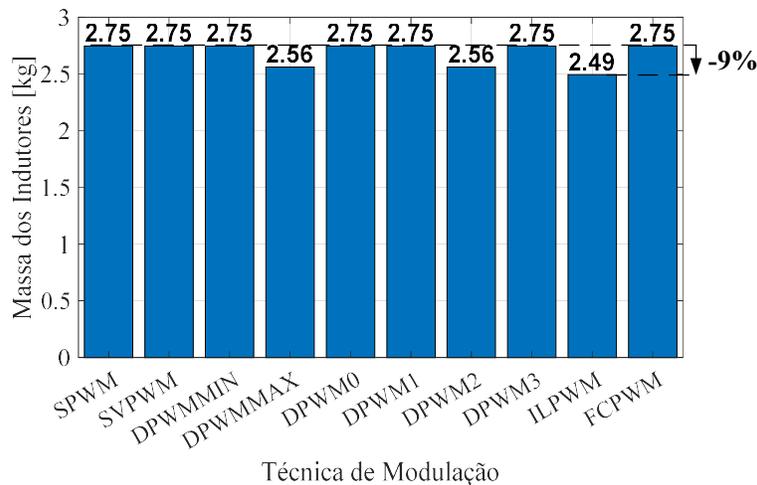


Figura 4.24 – Peso dos indutores de saída para cada técnica de modulação comparada no ponto de operação nominal: $M_i = 0,94$, $PF = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz e 70 kVA.

4.2 Ensaios de laboratório

Nesta seção, são apresentadas a bancada de testes, suas configurações e os resultados de medições obtidos através dela. Todos os ensaios foram feitos no laboratório de Eletrônica de Potência do IRT Saint-Exupéry.

4.2.1 Descrição da bancada de testes

A bancada de testes utilizada é disposta conforme mostrado no diagrama da Figura 4.25.

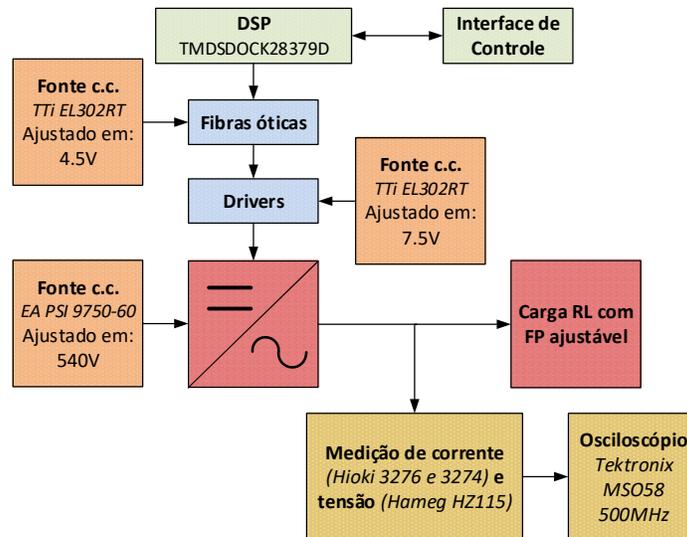


Figura 4.25 – Diagrama de blocos da bancada de testes do laboratório.

Os equipamentos presentes na bancada e seus ajustes são dados a seguir:

- Fonte de alimentação c.c.: *TTi EL302RT Triple Power Supply, 130 W, 30 V/2 A (Ajustada em 4,5V para alimentação dos emissores e receptores óticos e 7,5V para os drivers) e EA PSI 9750-60, 15 kW, 750 V/60 A (Ajustada em 540 V para o barramento c.c.).*
- DSP: *Texas Instruments TMDSDOCK28379D.*
- Sensores de corrente: *Hioki Clamp On Probes 3276 (30 A) e 3274 (150 A) e Hioki Power Supply 3269 (para alimentação dos sensores de corrente).*
- Sensores de tensão diferencial: *Hameg Instruments Differential Probe HZ115.*
- Osciloscópio: *Tektronix MSO58, 500 MHz.*
- Carga RL trifásica com fator de potência ajustável: *Indutâncias associadas em estrela de 663 μ H, 600 V, 130 A. Em série a elas, resistências externas de 10 Ω (20 A).*

A montagem completa é apresentada na Figura 4.26, na qual se observam os componentes citados anteriormente. Além disso, é possível observar o uso de toroides que atuam como filtros de modo comum na alimentação das placas e nas pontas de prova.

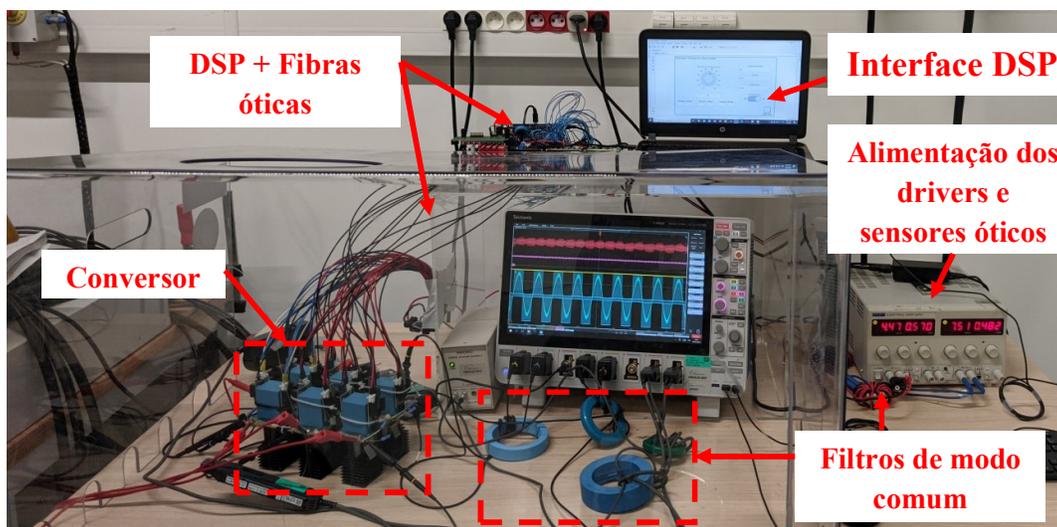


Figura 4.26 – Bancada de testes e montagem.

A princípio, o conversor a ser utilizado na bancada de testes seria o de sete níveis com dispositivos GaN. Um protótipo deste conversor foi confeccionado e permitia a associação de dois braços em paralelo, conforme mostrado na Figura 4.27. Foram construídas PCBs individuais para os braços a serem associados em paralelo, para a placa de potência e para a placa de controle, de forma a possibilitar a modularização do conversor, facilitando manutenções. A simplificação dos processos de reparo é essencial, visto que se trata de um projeto P&D, que demanda constantes alterações e melhorias.

No protótipo da Figura 4.27 é possível anexar apenas dois braços do conversor. Esse protótipo é suficiente para alguns ensaios em operação inversora e como um conversor c.c.-c.c.. Além disso, é possível fazer testes térmicos e medir componentes parasitas das placas, que são importantes para futuras medições de CEM e para caracterizar as comutações.

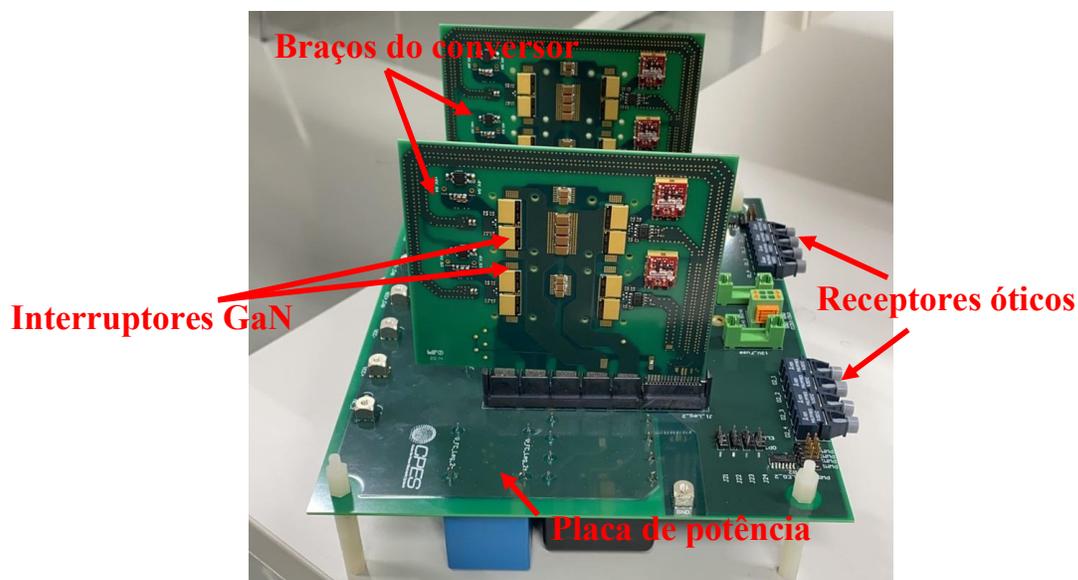


Figura 4.27 – Protótipo do conversor GaN com dois dos nove braços necessários.

A versão final do conversor não foi concluída a tempo de obter os resultados para este trabalho. Sendo assim, foi utilizado um conversor de três níveis de Carbeto de Silício (*Silicon Carbide* (SiC)). A troca da topologia e dos interruptores utilizadas não influencia na obtenção dos resultados para os capacitores flutuantes, uma vez que as ondulações de tensão nestes dependem do número de níveis de um único braço, o que não foi alterado. No entanto, essa troca inviabiliza os resultados práticos para os indutores de saída, uma vez que esse conversor não possui braços em paralelo e, conseqüentemente, não possui tais indutores.

A topologia do conversor utilizado é de um conversor *Flying Capacitor* trifásico de três níveis convencional, onde cada uma das fases é igual à mostrada na Figura 3.6 (a). O conversor construído é mostrado nas vistas superior e lateral, na Figura 4.28 e na Figura 4.29, respectivamente.

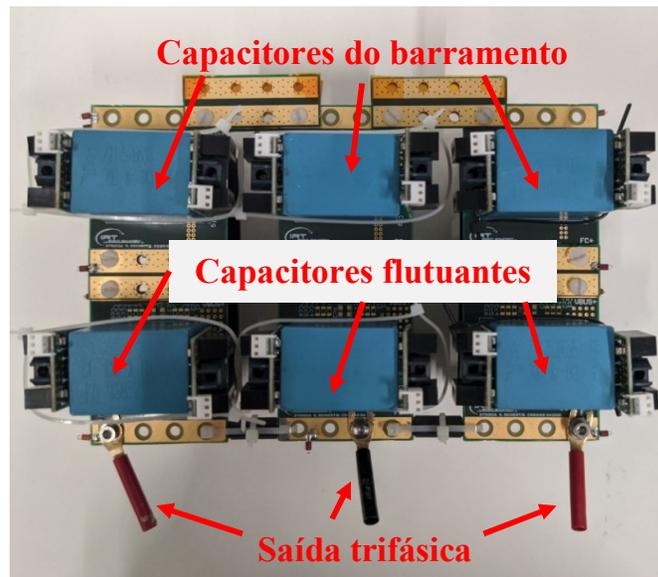


Figura 4.28 – Vista superior do conversor trifásico SiC de 6 kVA utilizado nos ensaios.

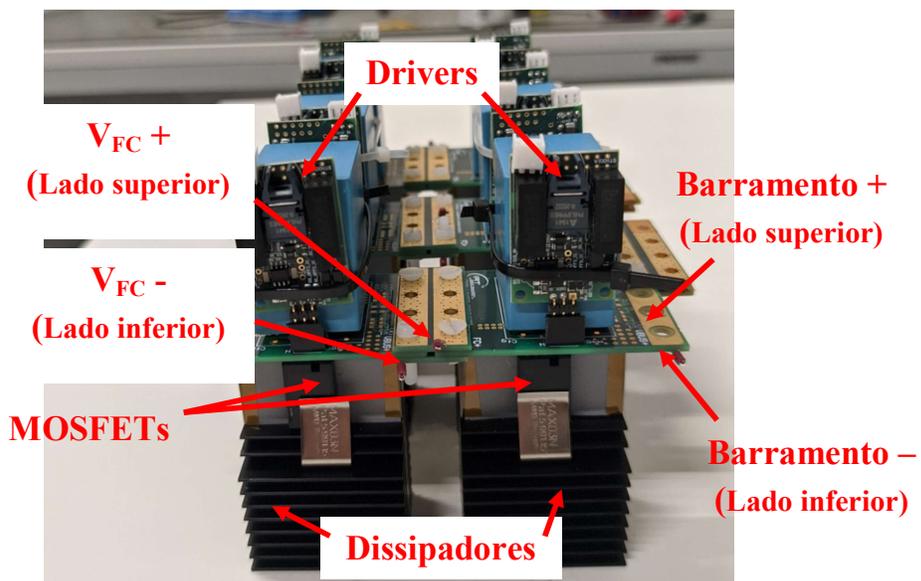


Figura 4.29 – Vista lateral do conversor trifásico SiC de 6 kVA utilizado nos ensaios.

Os MOSFETs utilizados nessa placa são os C3M0016120K, de 1200 V, 115 A e 16 mΩ da Cree (CREE, 2019). O conversor mostrado é conectado a uma carga trifásica que permite a variação de sua reatância, para, dessa forma, simular o efeito que a variação do fator de potência teria nos valores medidos. É importante citar que esta carga permite testar o modulador, porém apresenta limitações, uma vez que não possui força contra eletromotriz que estaria presente caso uma máquina elétrica fosse utilizada. Os capacitores utilizados, tanto para o barramento c.c. quanto para os capacitores flutuantes são de filme da TDK Electronics, com capacitância de 30μF e tensão nominal de 1100 V (TDK ELECTRONICS, 2019).

São utilizados drivers IXYS IXDI609SI, projetado para acionar MOSFETs ultrarrápidos e com capacidade de fornecimento/absorção de até 9 A (IXYS, 2017). Os drivers são acionados por fibras óticas e o sinal de comando é proveniente de um circuito que converte sinais elétricos em óticos. Esse circuito, por sua vez, recebe os pulsos de comando de um DSP TMDSDOCK28379D da Texas Instruments. Nele, são implementadas todas as técnicas de modulação consideradas.



Figura 4.30 – Interface gráfica de controle do conversor.

Uma interface gráfica que permite o controle do DSP é construída no Simulink/MATLAB. Através dela é possível variar, em tempo real, parâmetros como frequência de comutação, índice de modulação, tempo morto e a técnica de modulação adotada. Essa interface é ilustrada na Figura 4.30.

Considerando todo o apresentado, a subseção seguinte apresenta os resultados obtidos através de medições feitas na bancada de testes descrita.

4.2.2 Resultados experimentais

A segunda parte deste capítulo consiste nos resultados obtidos em laboratório. Conforme mencionado na seção anterior, a versão final do conversor de sete níveis não foi concluída a tempo de se realizarem os ensaios, por isso, utilizou-se um conversor de três níveis. Sendo assim, foram obtidos apenas os resultados de ondulação no capacitor flutuante, visto que esses não sofrem impacto pela redução de níveis, uma vez que era impraticável a medição para os indutores de saída, já que estes eram inexistentes no conversor utilizado.

Utilizando a bancada de testes mostrada na Figura 4.26, foram medidos diversas variáveis do conversor, como tensão de barramento, correntes e tensões de saída e tensões sobre os capacitores flutuantes. Estas últimas foram obtidas com pontas diferenciais, devido ao fato de que a referência para essa medição é diferente da utilizada nas medições das tensões de saída. A Figura 4.31 ilustra uma medição realizada nos ensaios práticos. Nela, estão indicadas em azul e em verde, a tensão de três níveis (350,3 V_{RMS}) e a corrente na saída do braço do conversor (16,04 A_{RMS}), respectivamente. Em amarelo e rosa, são dadas, em ordem, a tensão (542,0 V) e a corrente do barramento (15,51 A). Já em laranja, tem-se a ondulação de tensão sobre o capacitor flutuante (16,83 V_{PK-PK}). A escala horizontal é de 4 ms/div. Os sinais são amostrados com 16 bits a 10 MHz. São mostrados as medições para a técnica de modulação SPWM, frequência de comutação e fundamental de 20 kHz e 220 Hz, respectivamente, fator de potência unitário e índice de modulação de 0.94.

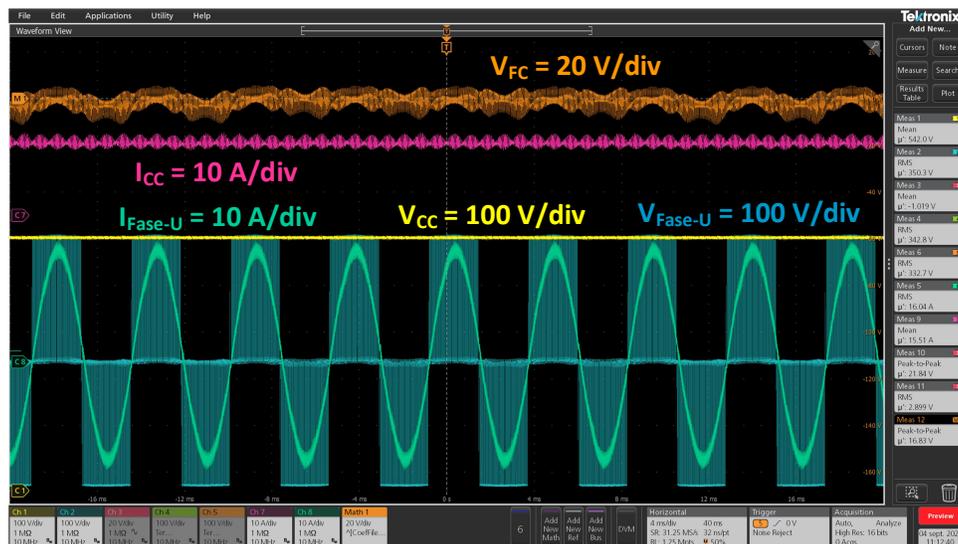


Figura 4.31 – Medição vista no osciloscópio para as seguintes condições: SPWM, $M_i = 0,94$, $FP = 1$, $f_f = 220$ Hz, $f_{sw} = 20$ kHz.

A fim de que os valores medidos da ondulação de tensão sejam maiores, o que poderia diminuir os erros de medição devido à precisão da ponta diferencial, uma frequência de comutação de 20 kHz é utilizada. Esse valor mais baixo dobra o valor da ondulação em comparação ao conversor operando sob frequência nominal de 40 kHz. Este aumento da ondulação do capacitor ocorre porque, a cada comutação, ele possui mais tempo de carga e descarga, atingindo assim maiores ondulações em sua tensão.

O sinal de maior interesse na medição é a ondulação da tensão no capacitor flutuante. Porém, a obtenção desse sinal em uma representação confiável requer um tratamento dos dados, visto que as medições contêm ruídos de alta frequência, que impedem uma avaliação mais rigorosa do sinal. Dessa forma, após a coleta dos dados, um filtro passa faixas digital é implementado, tendo como frequências de corte inferior e superior, a frequência da fundamental e a de comutação aparente, respectivamente. Esta última é definida como o dobro da frequência de comutação. A frequência de corte inferior é necessária para retirar da medição ondulações de baixa frequência que não deveriam compor o sinal de tensão e que,

com isso, podem impedir uma medição mais fidedigna. Como exemplo para o impacto do filtro, a Figura 4.32 mostra os sinais medidos antes e após o tratamento para a técnica SPWM.

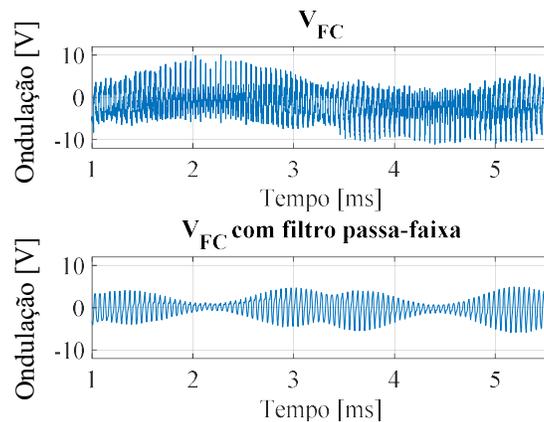


Figura 4.32 – Sinal medido de tensão no capacitor antes e após a filtragem do sinal para as seguintes condições: SPWM, $M_i = 0,94$, $PF = 1$, $f_f = 220$ Hz, $f_{sw} = 20$ kHz.

O efeito visto na Figura 4.32 é semelhante para todas as outras técnicas de modulação consideradas. Devido às limitações das cargas passivas disponíveis, foram considerados apenas três ângulos de defasagem entre tensão e corrente, 0° , 30° e 52° . Já para os índices de modulação, foram considerados os valores 0,60 e 0,94. Da Figura 4.33 à Figura 4.36, são apresentadas as medições tratadas para cada um dos métodos PWM, no ponto de operação medido mais próximo do nominal, definido com $M_i = 0,94$ e $PF = 0,80$ e $f_f = 60$ Hz. É importante ressaltar que para criar o defasamento de 30° , a frequência da fundamental é de 60 Hz. Isso não impacta na geração das modulantes ótimas nem no nível de ondulação obtido, apenas muda a impedância da carga RL de forma a permitir este defasamento.

Os filtros inseridos para tratar os dados dos ensaios práticos causam ondulações no começo do período medido, sendo assim, os resultados apresentados entre a Figura 4.32 e a Figura 4.36 são retirados de um momento em que a tensão do capacitor flutuante já está em equilíbrio. Nessa condição, o período de comutação que apresenta o máximo valor de ondulação é selecionado para cada técnica e seu valor é considerado e mostrados nas figuras.

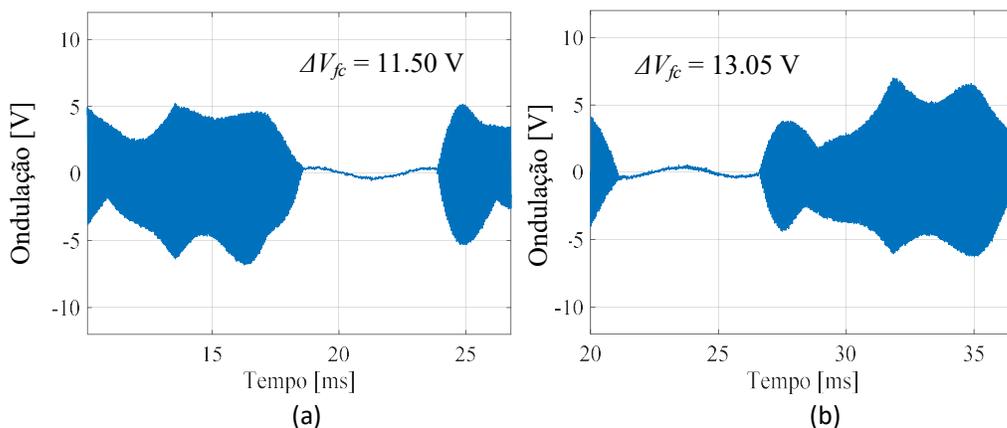


Figura 4.33 – Ondulação de tensão medido em um capacitor flutuante para (a) DPWMMIN e (b) DPWMMAX e as seguintes condições: $M_i = 0,94$, $PF = 0,86$, $f_f = 60$ Hz, $f_{sw} = 20$ kHz.

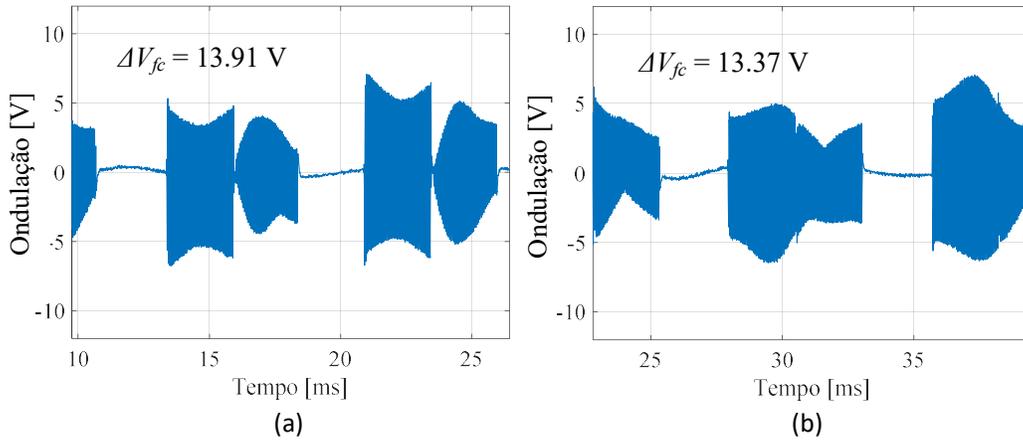


Figura 4.34 – Ondulação de tensão medido em um capacitor flutuante para (a) DPWM0 e (b) DPWM1 e as seguintes condições: $M_i = 0,94$, $PF = 0,86$, $f_f = 60 \text{ Hz}$, $f_{sw} = 20 \text{ kHz}$.

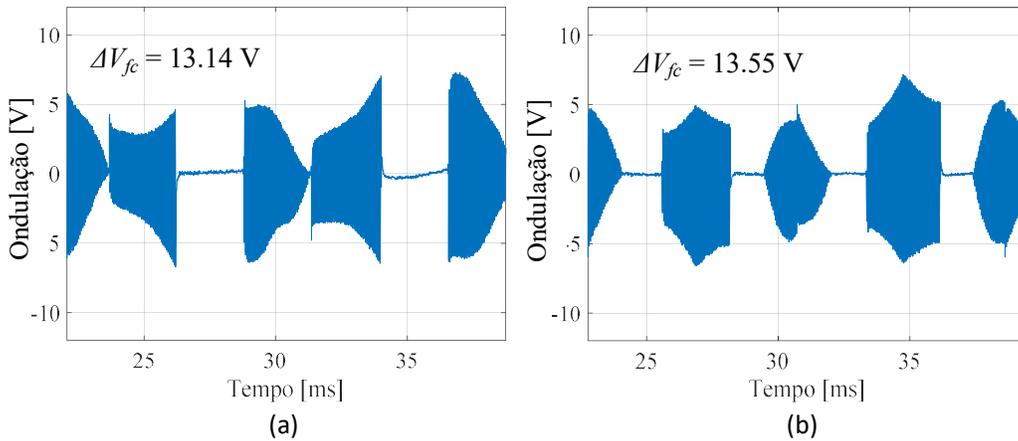


Figura 4.35 – Ondulação de tensão medido em um capacitor flutuante para (a) DPWM2 e (b) DPWM3 e as seguintes condições: $M_i = 0,94$, $PF = 0,86$, $f_f = 60 \text{ Hz}$, $f_{sw} = 20 \text{ kHz}$.

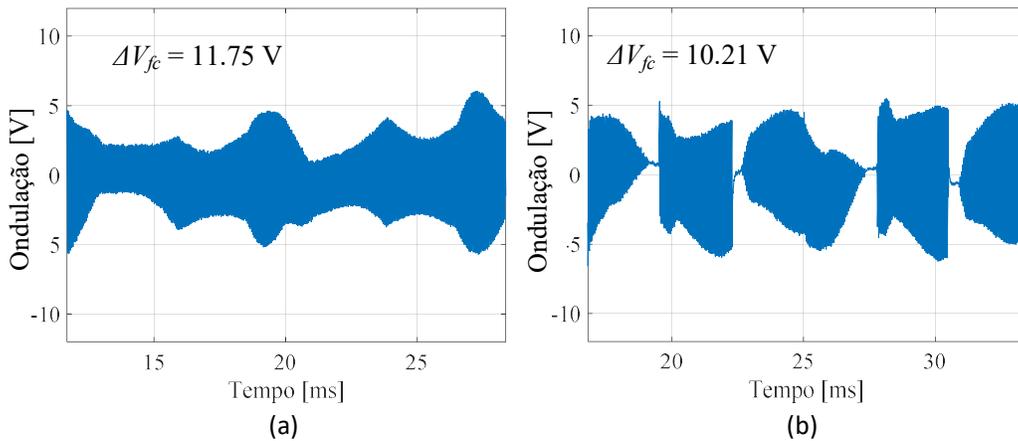


Figura 4.36 – Ondulação de tensão medido em um capacitor flutuante para (a) SVPWM e (b) FCPWM e as seguintes condições: $M_i = 0,94$, $PF = 0,86$, $f_f = 60 \text{ Hz}$, $f_{sw} = 20 \text{ kHz}$.

Em comparação com Figura 3.8 (a), a ondulação medida em um período da frequência de comutação não apresenta um comportamento trapezoidal exato, como o simulado. Isso ocorre porque a tensão V_{FC} não é medida exatamente nos terminais dos capacitores flutuantes, como visto na Figura 4.37. Sendo assim, existem resistências, indutância e até mesmo capacitâncias parasitas resultantes das trilhas e contatos de soldagem nas PCBs do conversor. As capacitâncias e indutâncias parasitas são mais difíceis de estimar do que as resistências, portanto, apenas resistências são consideradas neste trabalho e indicadas em azul na Figura 4.37.

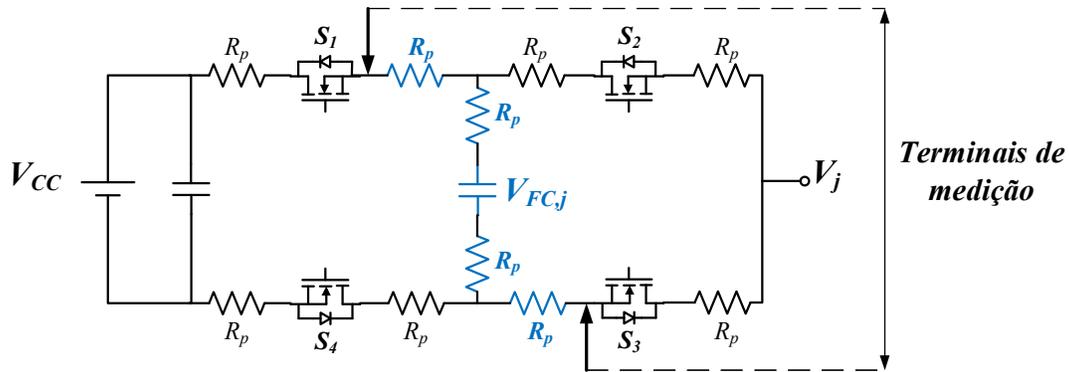


Figura 4.37 – Resistências parasitas da PCB para um braço do conversor.

Com isso, há uma resistência equivalente entre os capacitores e os terminais de medição, a qual, apesar de possuir um valor muito baixo, impacta nas medições. Portanto, com o intuito de verificar esse impacto, uma resistência parasita é estimada e adicionada na simulação, de forma a aproximar o formato da ondulação calculada à da medida.

A Equação (4.1) descreve o cálculo inserido nas simulações para obter a ondulação de tensão do capacitor considerando a resistência parasita. Nela, C_{FC} é o valor da capacitância, I_{FC} a corrente que circula pelo capacitor, R_p a resistência parasita e I_{S1} e I_{S3} as correntes que circulam através dos interruptores S1 e S3, respectivamente.

$$\Delta V_{FC,j} = \begin{cases} \frac{1}{C_{FC}} \int I_{FC,j} dt - R_p \cdot I_{S1,j}, & \text{if } I_{FC,j} \geq 0 \\ \frac{1}{C_{FC}} \int I_{FC,j} dt - R_p \cdot I_{S3,j}, & \text{if } I_{FC,j} < 0 \end{cases} \quad (4.1)$$

A Figura 4.38 compara a ondulação simulada, caso uma resistência de 50 mΩ seja considerada, e um trecho da ondulação medida. Nela é possível perceber a semelhança entre as duas, principalmente devido ao fato de que essa resistência insere um salto nos momentos das comutações.

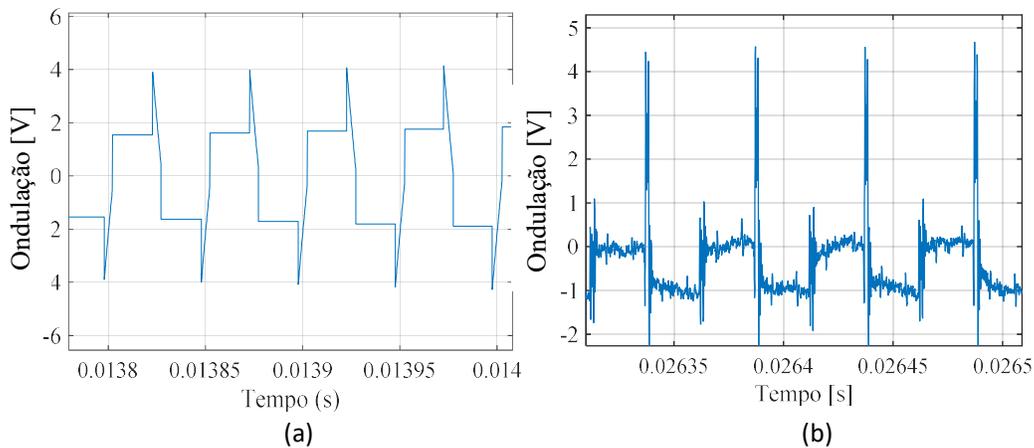


Figura 4.38 – Impacto da resistência parasita na ondulação de tensão do capacitor flutuante (a) simulado e (b) medido.

Assim como na simulação, foram consideradas nas medições outras condições de fator de potência e de índice de modulação. Da Figura 4.39 à Figura 4.42 são mostrados os resultados experimentais obtidos para a ondulação de tensão para ambas as variações. Na Figura 4.39, para $M_i = 0,60$, $FP = 1$, $f_{sw} = 20$ kHz e $f_f = 220$ Hz, a técnica FCPWM apresenta 4% de redução em relação à SPWM. Quando comparada com a técnica que apresentou a maior ondulação nestas condições, DPWM1, a redução foi de 31%.

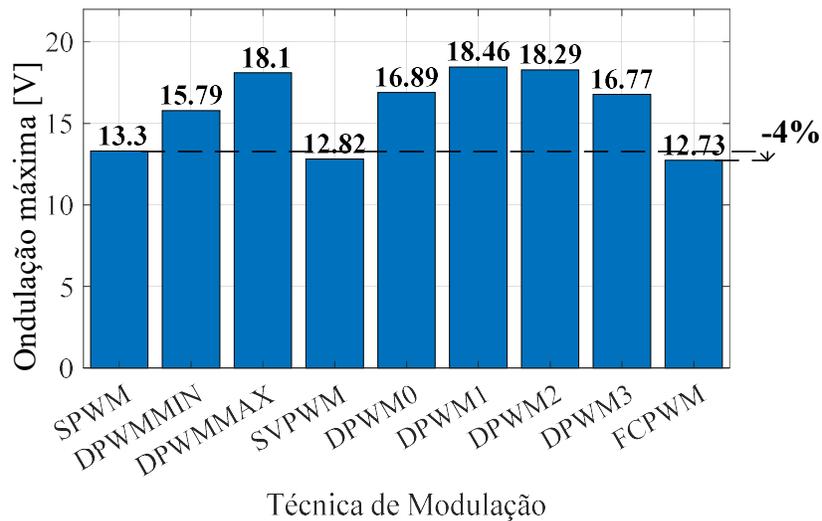


Figura 4.39 – Ondulação de tensão para cada método PWM para $M_i = 0,60$, $FP = 1$, $f_{sw} = 20$ kHz, $f_f = 220$ Hz.

Na Figura 4.40, para $M_i = 0,94$, $FP = 1$, $f_{sw} = 20$ kHz e $f_f = 220$ Hz, a técnica FCPWM apresenta 9% de redução em relação à SPWM. Quando comparada com a técnica que apresentou a maior ondulação nestas condições, DPWM0, a redução foi de 37%.

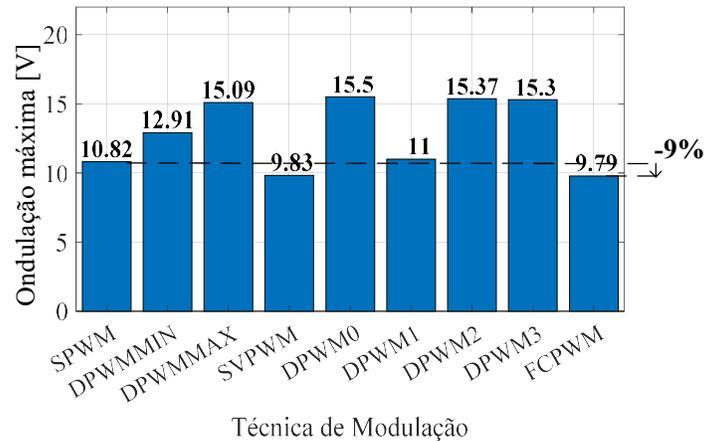


Figura 4.40 – Ondulação de tensão para cada método PWM para $M_i = 0,94$, $FP = 1$, $f_{sw} = 20$ kHz, $f_f = 220$ Hz.

Na Figura 4.41, para $M_i = 0,94$, $FP = 0,86$, $f_{sw} = 20$ kHz e $f_f = 60$ Hz, a técnica FCPWM apresenta 16% de redução em relação à SPWM. Quando comparada com a técnica que apresentou a maior ondulação nestas condições, DPWM0, a redução foi de 27%.

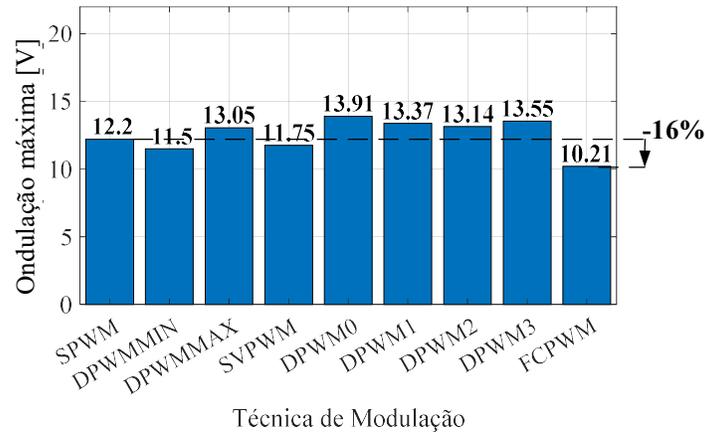


Figura 4.41 – Ondulação de tensão para cada método PWM para $M_i = 0,94$, $FP = 0,86$, $f_{sw} = 20$ kHz, $f_f = 60$ Hz.

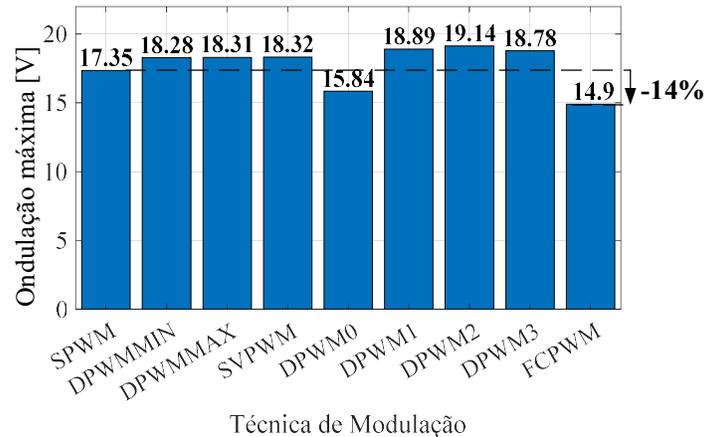


Figura 4.42 – Ondulação de tensão para cada método PWM para $M_i = 0,94$, $FP = 0,61$, $f_{sw} = 20$ kHz, $f_f = 220$ Hz.

Na Figura 4.42, para $M_i = 0,94$, $FP = 0,61$, $f_{sw} = 20$ kHz e $f_f = 220$ Hz, a técnica FCPWM apresenta 14% de redução em relação à SPWM. Quando comparada com a técnica que apresentou a maior ondulação nestas condições, DPWM2, a redução foi de 22%.

Da Figura 4.39 à Figura 4.42, é possível observar que a técnica desenvolvida para otimizar a ondulação do capacitor flutuante se mostrou efetiva, uma vez que foi a técnica com menor ondulação dentre as comparadas. No ponto de medição em condições mais próximas da nominal definida, a redução da ondulação para a técnica ótima foi de 16% comparado com a técnica SPWM. Em comparação com outras técnicas essa redução foi mais significativa, atingindo 27% de redução em comparação com o método DPWM0.

4.3 Comparação entre os resultados experimentais e simulados

Como os resultados das simulações apresentados na Seção 4.1 foram obtidos considerando um ponto de operação diferente daquele utilizado nos ensaios de laboratório, não é possível fazer uma comparação direta entre os resultados simulados e práticos. Sendo assim, nesta seção, são comparados os resultados obtidos a partir de uma simulação feita com as mesmas condições das medições, de forma a verificar se as melhorias e os valores medidos são coerentes.

Antes de simular nessas condições, já é possível observar a semelhança entre as formas de onda das ondulações simuladas (Figura 4.2 à Figura 4.6) e medidos (Figura 4.33 à Figura 4.36). Na Figura 4.43, notam-se diferenças entre as ondulações simuladas e medidas, as quais se devem à resistência parasita na medição e também aos ruídos de alta e baixa frequência.

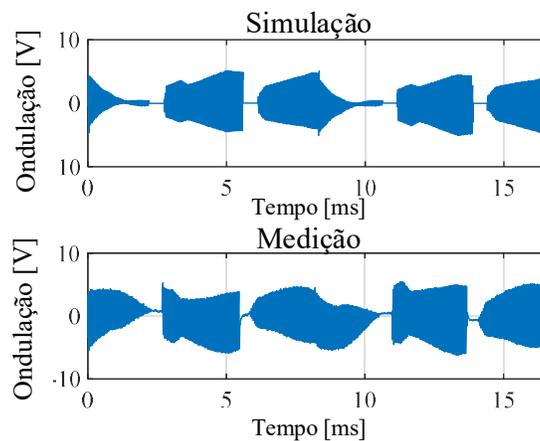


Figura 4.43 – Comparação entre simulação e medição da ondulação de tensão para a técnica FCPWM, $M_i = 0,94$, $FP = 0,87$, $f_{sw} = 20$ kHz, $f_f = 60$ Hz.

Considerando a resistência parasita de 50 m Ω e as condições de operação iguais às das medições, a Figura 4.44 e a Figura 4.45 mostram a ondulação máxima de tensão sobre o capacitor flutuante simulada em comparação com as medidas para a técnica FCPWM.

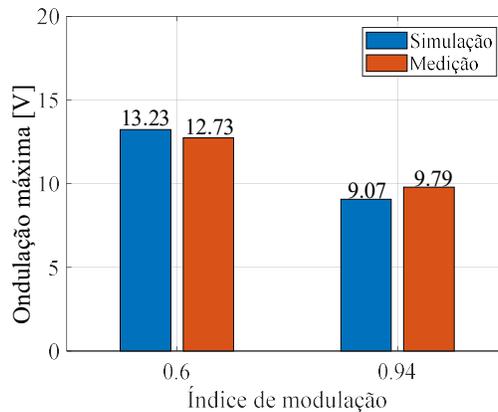


Figura 4.44 – Comparação entre ondulações máximas de tensão sobre o capacitor flutuante simuladas e medidas nos pontos de ensaio estabelecidos, para a técnica FCPWM sob variação de M_i .

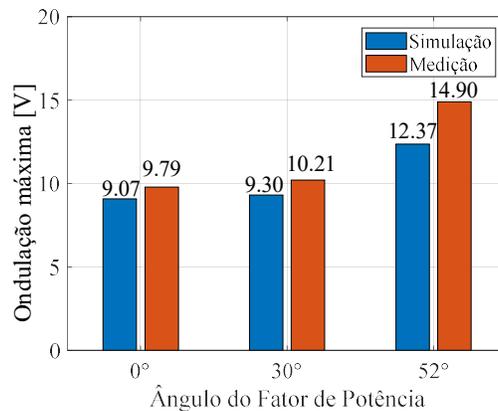


Figura 4.45 – Comparação entre ondulações máximas de tensão sobre o capacitor flutuante simuladas e medidas nos pontos de ensaio estabelecidos, para a técnica FCPWM sob variação de FP.

Pela Figura 4.44 e pela Figura 4.45, observa-se que os valores encontrados são próximos e que o comportamento com as variações de M_i e FP consideradas é semelhante, ou seja, a ondulação aumenta com o incremento do defasamento e diminui à medida que o índice de modulação cresce. Nas situações apresentadas, ocorre uma máxima diferença de aproximadamente 20% entre a simulação e a medição, considerando o ângulo do fator de potência igual a 52°. Para o ângulo de 30°, mais próximo da condição nominal de operação, a diferença é de aproximadamente 10%.

Outro parâmetro importante a ser comparado é a redução da ondulação relativa à técnica SPWM, uma vez que esta mostrou ter uma relação direta com a redução de peso do componente. A Tabela 4.1 compara as reduções nas ondulações em relação à técnica SPWM para cada técnica avaliada. Os valores foram obtidos por simulação sob as mesmas condições dos ensaios experimentais.

Tabela 4.1 – Ondulação máxima de tensão sobre o capacitor flutuante e sua variação para $M_i = 0,94$, simuladas sob as mesmas condições dos ensaios experimentais.

Técnica PWM	Ângulo do fator de potência					
	0°		30°		52°	
	Ondulação máxima [V]	Variação relativa ao SPWM [%]	Ondulação máxima [V]	Variação relativa ao SPWM [%]	Ondulação máxima [V]	Variação relativa ao SPWM [%]
SPWM	9,88	-	11,24	-	14,49	-
DPWMMIN	11,65	+17,93	11,96	+6,41	15,51	+7,04
DPWMMAX	11,66	+18,01	11,97	+6,49	15,81	+9,16
SVPWM	9,98	+1,08	10,30	-8,41	14,36	-0,91
DPWM0	10,65	+7,86	11,10	-1,19	12,67	-12,52
DPWM1	11,83	+19,76	12,18	+8,32	15,81	+9,16
DPWM2	11,83	+19,78	12,18	+8,34	15,81	+9,16
DPWM3	10,68	+8,18	11,14	-0,91	12,50	-16,67
FCPWM	9,07	-8,17	9,30	-17,23	12,37	-14,62

Comparando os resultados apresentados na Tabela 4.1 com os gráficos da Figura 4.40 à Figura 4.42, fica evidente que a redução percentual da ondulação obtida em ambas as situações é similar, ainda que existam diferenças entre os resultados experimentais e os de simulação. Esses valores de redução são sintetizados na Tabela 4.2.

Tabela 4.2 – Redução da ondulação máxima para $M_i = 0,94$

Método	Ângulo do fator de potência		
	0°	30°	52°
	Redução [%]	Redução [%]	Redução [%]
Simulação	8,17	17,23	14,62
Medição	9,52	16,31	14,12

Diante de todo o exposto, tem-se a validação da metodologia proposta para obter uma modulante capaz de reduzir as ondulações de tensões nos capacitores flutuantes, uma vez que, além de apresentar o melhor desempenho nas simulações e medições, ambos os resultados são próximos. Como a metodologia é análoga para os indutores de saída, apesar da falta de validações experimentais, é considerado aqui que a técnica de modulação que reduz a corrente máxima que circula sobre esses indutores também é válida, de forma que a estimação do peso e das perdas do conversor também possa ser feita considerando a técnica ILPWM. Com isso, é possível a continuidade das análises, de forma a se avaliar os efeitos das técnicas de modulação no peso e nas perdas do conversor.

4.4 Peso e perdas do conversor

As seções anteriores mostraram os resultados obtidos em simulações e ensaios em laboratório, a partir das foi possível validar a otimização desenvolvida. O passo seguinte é avaliar o impacto que as técnicas de modulação têm sobre o peso e as perdas do conversor.

Todas as estimativas são feitas conforme o conteúdo exposto no Capítulo 2. Primeiramente, são mostrados os pesos e perdas estimados para todos os componentes do conversor, incluindo os indutores de saída e os capacitores flutuantes, considerando todas as técnicas PWM avaliadas. Esses resultados estão entre a Figura 4.46 e a Figura 4.55.

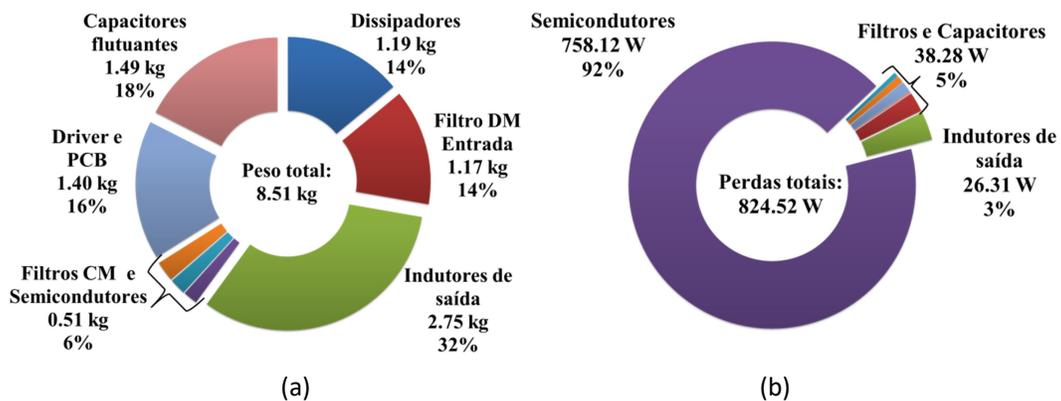


Figura 4.46 – Distribuição de (a) peso e (b) perdas do conversor de 70 kVA para o método SPWM e as seguintes condições: $M_i = 0,94$, $FP = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz.

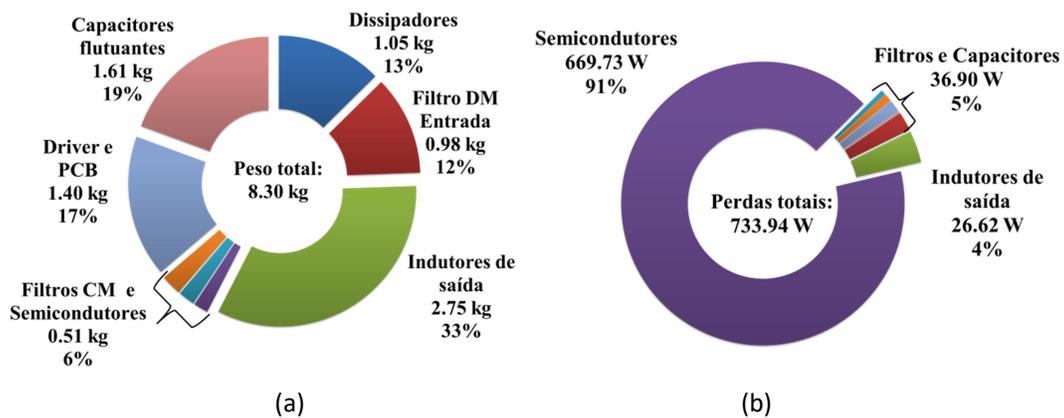


Figura 4.47 – Distribuição de (a) peso e (b) perdas do conversor de 70 kVA para o método DPWMMIN e as seguintes condições: $M_i = 0,94$, $FP = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz.

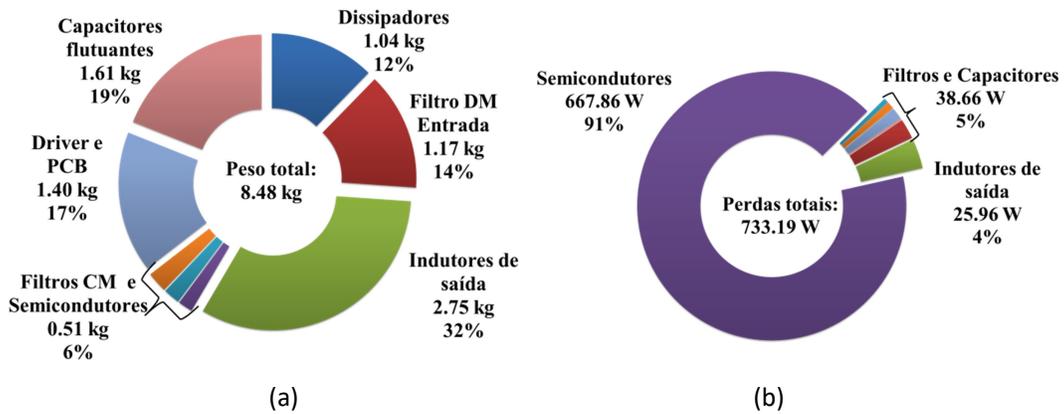


Figura 4.48 – Distribuição de (a) peso e (b) perdas do conversor de 70 kVA para o método DPWMMAX e as seguintes condições: $M_i = 0,94$, $FP = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz.

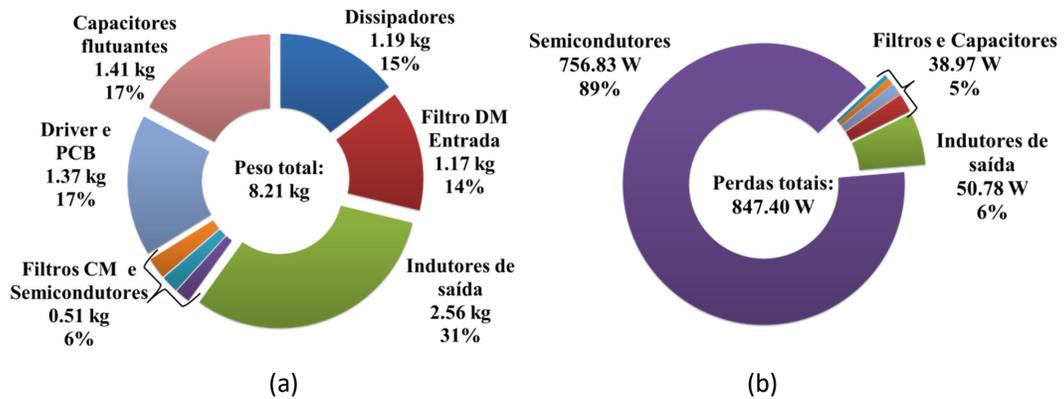


Figura 4.49 – Distribuição de (a) peso e (b) perdas do conversor de 70 kVA para o método SVPWM e as seguintes condições: $M_i = 0,94$, $FP = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz.

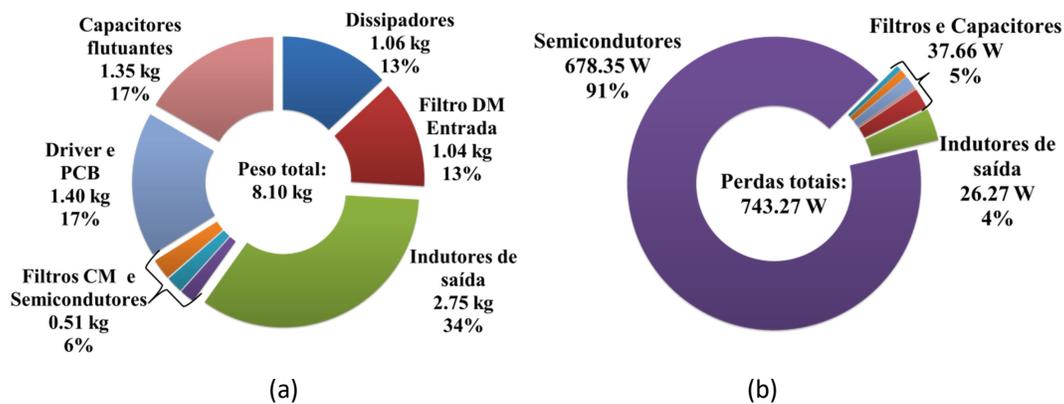


Figura 4.50 – Distribuição de (a) peso e (b) perdas do conversor de 70 kVA para o método DPWM0 e as seguintes condições: $M_i = 0,94$, $FP = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz.

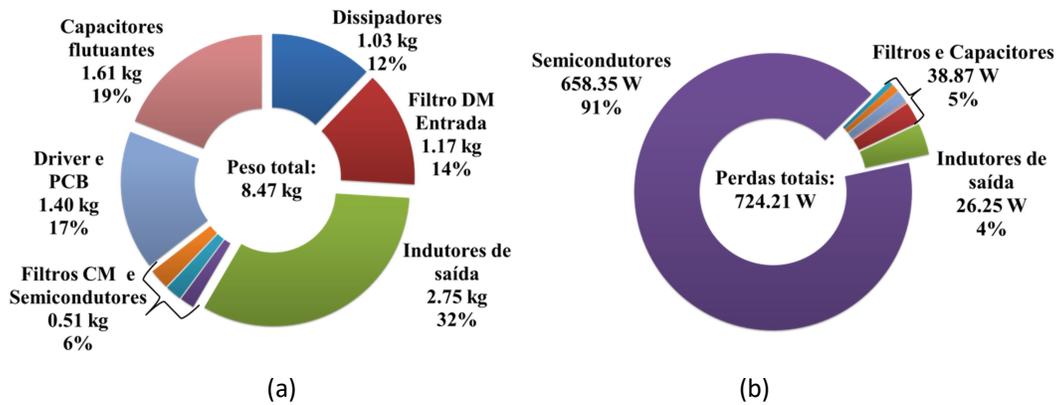


Figura 4.51 – Distribuição de (a) peso e (b) perdas do conversor de 70 kVA para o método DPWM1 e as seguintes condições: $M_i = 0,94$, $FP = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz.

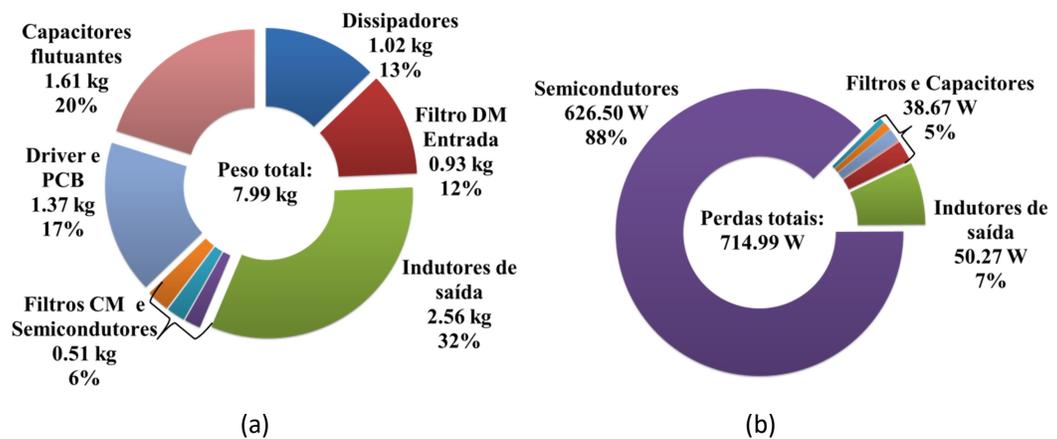


Figura 4.52 – Distribuição de (a) peso e (b) perdas do conversor de 70 kVA para o método DPWM2 e as seguintes condições: $M_i = 0,94$, $FP = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz.

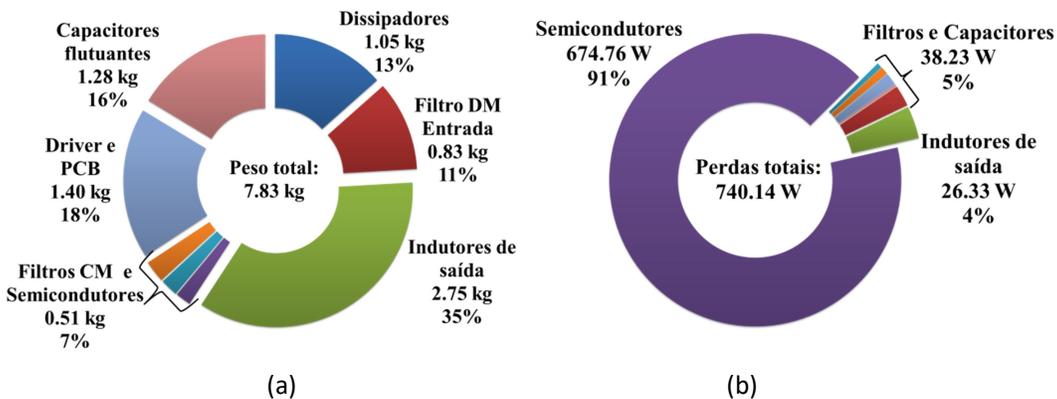


Figura 4.53 – Distribuição de (a) peso e (b) perdas do conversor de 70 kVA para o método DPWM3 e as seguintes condições: $M_i = 0,94$, $FP = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz.

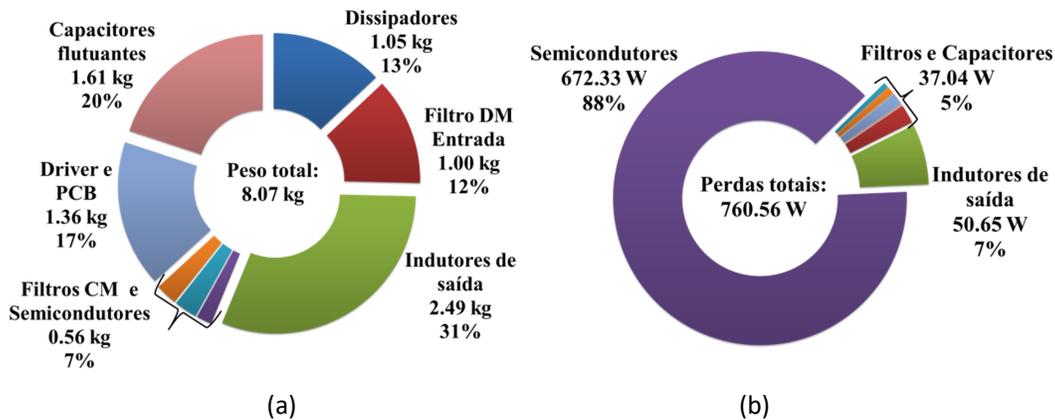


Figura 4.54 – Distribuição de (a) peso e (b) perdas do conversor de 70 kVA para o método ILPWM e as seguintes condições: $M_i = 0,94$, $FP = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz.

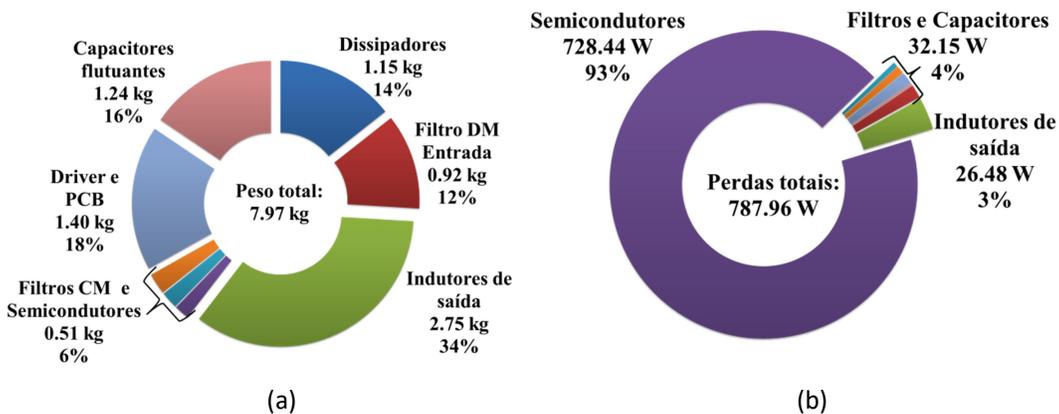


Figura 4.55 – Distribuição de (a) peso e (b) perdas do conversor de 70 kVA para o método FCPWM e as seguintes condições: $M_i = 0,94$, $FP = 0,80$, $f_f = 240$ Hz, $f_{sw} = 40$ kHz.

Observando os gráficos da Figura 4.46 à Figura 4.55, é possível perceber que técnicas ILPWM e FCPWM apresentarem os melhores resultados de peso dos indutores de saída e dos capacitores flutuantes, respectivamente. Entretanto, como modulantes otimizadas impactam as correntes e tensões por todo o circuito, elas também influenciam os demais componentes do conversor. Com isso, apesar da diminuição da massa resultante da técnica FCPWM, ela não é a que permite a maior redução da massa total quando comparado com o método SPWM. A técnica com melhor desempenho nesse quesito foi a DPWM3, que implicou uma diminuição de 0,68 kg, o que equivale a aproximadamente 8% do peso total do conversor.

Analisando as perdas, nenhum dos métodos propostos resultou no conversor mais eficiente dentre as técnicas avaliadas. Nesse quesito, o método PWM com melhor desempenho foi o DPWM2, uma vez que nessa técnica não há comutações no instante do pico da corrente de saída, durante o qual têm-se as maiores energias de comutação. Apesar de a técnica ILPWM gerar um efeito semelhante, como pode ser visto na Figura 3.15 (b) e na Figura 3.19 (a), considerando o defasamento equivalente ao fator de potência de 0,80, o período de tempo sem comutações é maior na DPWM2, o que a torna mais eficiente.

Uma análise considerando variações de frequência de comutação é interessante, uma vez que este parâmetro também tem um impacto significativo na massa do conversor. A Figura 4.56 (a) e (b) mostra, respectivamente, o comportamento das massas dos capacitores flutuantes e indutores de saída diante diferentes frequências de comutação. Pelas figuras é possível perceber que para todas as frequências consideradas, as técnicas otimizadas FCPWM e ILPWM resultam nas menores massas de capacitores e indutores.

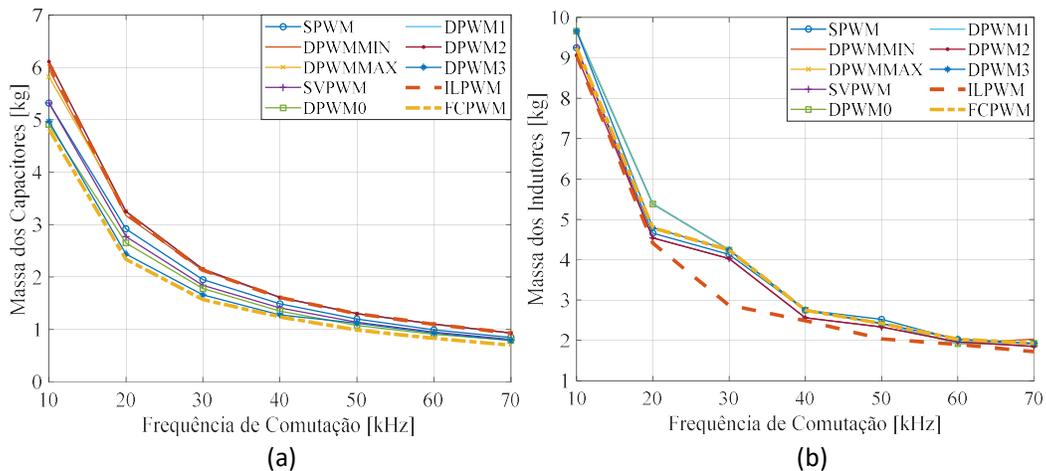


Figura 4.56 – Massa dos capacitores flutuantes e indutores de saída para o todos os métodos PWM propostos e as seguintes condições: $M_i = 0,94$, $FP = 0,80$, $f_f = 240$ Hz e f_{sw} entre 10 e 70 kHz.

As análises da eficiência e da densidade de potência se mostram extremamente relevantes, uma vez que, a partir delas, é possível fazer comparações mais genéricas com conversores de outras topologias e potências.

Na Figura 4.57 cada curva possui sete pontos, que representam a eficiência e a densidade de potência do conversor para uma frequência de comutação entre 10 kHz e 70 kHz. Pela Figura 4.57, ao considerar todas as técnicas de modulação e o conversor operando na frequência nominal de operação, na avaliação da eficiência e da densidade de potência, os melhores desempenhos são observadas para a DPWM2 e a DPWM3, respectivamente. Isso acontece porque as técnicas otimizadas propostas nesse trabalho, mesmo tendo apresentado as menores massas dos capacitores e indutores, apresentaram reduções menores nos filtros e dissipadores do que outras técnicas de modulação, como a DPWM2 e DPWM3,.

Para as frequências de comutação de 30 kHz e 50 kHz, a técnica ILPWM apresenta os melhores resultados de densidade de potência. Enquanto isso, a técnica FCPWM não apresentou melhores resultados de eficiência nem de densidade específica de potência para nenhuma das frequências consideradas.

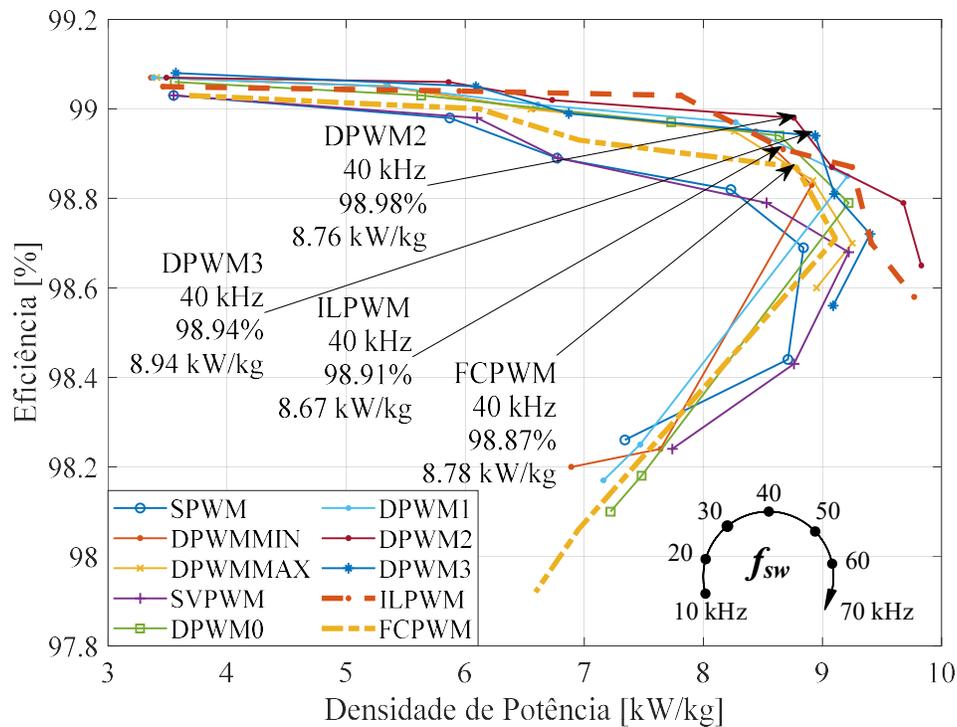


Figura 4.57 – Eficiência e densidade de potência do conversor de 70 kVA para o todos os métodos PWM propostos e as seguintes condições: $M_i = 0,94$, $FP = 0,80$, $f_f = 240$ Hz e f_{sw} entre 10 e 70 kHz.

Por fim, a Tabela 4.3 resume as densidades de potência e eficiência energética para todas as técnicas de PWM operando na condição nominal do conversor de 70 kVA.

Tabela 4.3 – Densidade de potência e eficiência energética para $M_i = 0,94$, $f_{sw} = 40$ kHz, $FP = 0,80$ e $f_f = 240$ Hz.

	Método PWM									
	S	DMAX	DMIN	SV	D0	D1	D2	D3	IL	FC
Densidade de Potência [kW/kg]	8,23	8,44	8,26	8,53	8,64	8,27	8,76	8,94	8,67	8,78
Eficiência Energética [%]	98,82	98,95	98,95	98,79	98,94	98,97	98,98	98,94	98,91	98,87

Não obstante, a análise para outras frequências de comutação é necessária para certificar a escolha do método de modulação. A Tabela 4.4 compila todos os resultados de densidade de potência e eficiência energética para a melhor técnica PWM, considerando outras frequências de comutação.

Tabela 4.4 – Densidade de potência e eficiência energética para $M_i = 0,94$, $FP = 0,80$ e $f_f = 240$ Hz.

	Frequência de Comutação [kHz]						
	10	20	30	40	50	60	70
Densidade de Potência [kW/kg]	FCPWM [3,68]	SVPWM [6,10]	ILPWM [7,81]	DPWM3 [8,94]	ILPWM [9,25]	DPWM2 [9,68]	DPWM2 [9,83]
Eficiência Energética [%]	DPWM3 [99,08]	DPWM2 [99,06]	ILPWM [99,03]	DPWM2 [98,98]	ILPWM [98,87]	DPWM2 [98,79]	DPWM2 [98,65]

Através dessa análise foi possível observar que, para frequências de 30 kHz e 50 kHz, a técnica ILPWM apresentou os melhores resultados de densidade de potência e eficiência energética, obtendo 7,81 kW/kg e 99,03% e 9,25 kW/kg e 98,87%, respectivamente para 30 kHz e 50 kHz.

Para frequências mais altas, o método DPWM2 obteve os melhores resultados de eficiência (98,79% e 98,65%, para 60 e 70 kHz, respectivamente) e densidade de potência (9,68 e 9,83 kW/kg, para 60 e 70 kHz, respectivamente).

A única condição em que o método FCPWM obteve o melhor resultado foi para 10 kHz, onde sua densidade de potência foi a maior dentre todas as técnicas de modulação, 3,68 kW/kg. Esse resultado é esperado pois a técnica FCPWM é a que mais reduz a massa dos capacitores flutuantes, que à 10 kHz possuem peso bastante significativo. Esse resultado indica que a aplicação desta técnica seria ainda mais importante em potências mais elevadas.

Conforme a Tabela 4.4, nas condições nominais de operação, a técnica mais eficiente dentre todas foi a DPWM2, com 98,98% de eficiência energética, o que significa uma redução de 13,3% das perdas em relação à técnica SPWM. Já a técnica DPWM3 apresentou a maior densidade de potência em comparação com todas as outras, 8,94 kW/kg, o que representa uma redução da massa de 8% em relação ao método SPWM.

4.5 Considerações finais

Na primeira seção deste capítulo, foram apresentados os resultados de simulação das ondulações de tensão e corrente nos capacitores flutuantes e indutores de saída, respectivamente. Conforme discutido no capítulo anterior, esses parâmetros estão diretamente associados à redução do peso desses componentes.

Em seguida, na segunda seção, a bancada de testes utilizada para a obtenção de resultados de ensaios experimentais é apresentada juntamente às medições obtidas. Já na terceira seção, os resultados de simulação e experimentais são comparados, de forma a validar o método de otimização proposto e também verificar se as simulações resultam em valores coerentes.

Por fim, é avaliado o impacto das técnicas de modulação no peso e nas perdas do conversor proposto. A partir desses resultados, obtêm-se os valores de eficiência e de densidade de potência, parâmetros estes que são utilizados na determinação do melhor método PWM para a aplicação aeroespacial em questão.

Conforme discutido na última seção, as técnicas DPWM2 e DPWM3 apresentaram, respectivamente, melhores resultados de eficiência e densidade de potência no dimensionamento do conversor de 70 kVA. Isso indica que as técnicas criadas, apesar de possuírem as menores massas de capacitores flutuantes e indutores de saída, impactaram o restante do conversor de forma que outros componentes aumentaram de peso, mitigando os benefícios que as técnicas tinham proporcionado aos componentes que visavam otimizar.

5 Conclusão

Neste capítulo, são sumarizadas as conclusões obtidas ao longo deste trabalho e apresentadas as conclusões finais acerca dos resultados de simulação e experimentais. A fim de contribuir com a continuidade do estudo aqui apresentado, são indicadas, ainda, as dificuldades encontradas ao longo do desenvolvimento do trabalho. Ademais, são propostos temas de trabalhos para a continuação e melhoria do que foi apresentado nesta dissertação.

5.1 Conclusões

A proposta desta dissertação consistia no desenvolvimento de um método de otimização para obter técnicas PWM que resultassem na redução da massa dos capacitores flutuantes e indutores de saída de um conversor trifásico do tipo *Flying Capacitor*. Trata-se de uma topologia de sete níveis obtida por meio da associação em paralelo de três conversores de três níveis, com potência nominal de 70 kVA, o que é coerente com a aplicação aeroespacial pretendida.

No primeiro momento da dissertação, foi realizada uma revisão bibliográfica acerca da redução de peso de determinados componentes de conversores. Constatou-se uma literatura ainda insuficiente quanto à otimização através da modulação de um conversor, seja ele c.c. ou c.a.. Os poucos trabalhos dedicados ao tema tratavam da redução de fluxo em ICTs, da mitigação de tensões de ponto neutro em NPCs, ou da redução do desbalanceamento de tensão em capacitores flutuantes. Apesar de apresentarem contribuições importantes, e até mesmo utilizadas neste trabalho, não contemplavam o objetivo principal desta dissertação.

Com isso, de forma a dar continuidade ao trabalho de (SATHLER, H. H. *et al.*, 2020), que foi desenvolvido no *IRT Saint-Exupéry*, instituto de pesquisa onde parte deste estudo foi desenvolvido, mostrou-se necessária a construção de novas rotinas computacionais, e o aprimoramento de algumas já existentes, que permitissem estimar o peso de componentes de um inversor com a topologia citada. Tais rotinas dependem de parâmetros elétricos calculados para todos os componentes a partir do estado de comutação dos interruptores do conversor, sendo esses estados diferentes para cada técnica de modulação. Além disso, foram incluídas nas rotinas as possibilidades de se variar, além do método de PWM, diversos parâmetros, como índice de modulação, fator de potência, corrente de carga e frequências de comutação e fundamental.

No capítulo três, as variáveis elétricas associadas ao peso dos componentes cuja redução de peso é o foco deste trabalho foram justificadas. Em seguida, foi apresentado e explicado o passo a passo do método de otimização desenvolvido. Com esse método, foi possível obter uma componente de sequência zero que, ao ser somada às referências senoidais trifásicas, resultou em modulantes otimizadas que implicaram redução da ondulação de tensão nos capacitores flutuantes e da corrente de pico dos indutores de saída.

Por fim, as simulações cujos resultados foram apresentados no capítulo quatro, indicaram que as técnicas FCPWM e ILPWM, propostas neste trabalho, em comparação com o

método SPWM, apresentaram, respectivamente, 18,8% e 10,4% de redução no módulo das ondulações de tensão nos capacitores flutuantes e no pico da corrente dos indutores de saída; e 16,8% e 9,5% de redução na massa dos capacitores flutuantes e indutores de saída, nesta ordem. Os ensaios práticos, realizados apenas para os capacitores flutuantes devido às limitações do conversor disponível, confirmaram os valores obtidos e indicaram uma redução de 16,3% nas ondulações, valor próximo ao simulado. Com isso, foi possível validar o método proposto, pois além de ambas as técnicas terem apresentado os menores valores para as variáveis elétricas que se buscavam reduzir, os valores medidos nos ensaios foram próximos daqueles obtidos nas simulações.

É importante salientar que enquanto a técnica FCPWM, que busca a diminuição da massa dos capacitores flutuantes, apresentou os melhores resultados de massa quando comparada com outras técnicas, ela não resultou no conversor mais leve nem mais eficiente dentre todas as técnicas. O mesmo acontece para o método ILPWM, que visa à otimização redução do peso dos indutores de saída, que resultou no menor peso do componente, porém não apresentou o melhor desempenho global. É válido ressaltar que mesmo não apresentando os melhores resultados dentre todas as técnicas, ainda assim os métodos FCPWM e ILPWM obtiveram, respectivamente, 6,4% e 5,2% de redução do peso total do conversor e 4,4% e 7,8% de redução das perdas em comparação com o método SPWM.

Através de uma análise para outras frequências de comutação foi possível observar que a técnica ILPWM apresentou os melhores resultados de densidade de potência e eficiência energética para 30 kHz (7,81 kW/kg e 99,03%) e 50 kHz (9,25 kW/kg e 98,87%).

O método DPWM2 obteve os melhores resultados de eficiência e densidade de potência para 60 kHz (98,79% e 9,68 kW/kg) e 70 kHz (98,65% e 9,83 kW/kg).

A única condição em que o método FCPWM se destaca em 10 kHz, apresentando a maior densidade de potência, 3,68 kW/kg. Esse resultado é esperado pois a técnica FCPWM é a que mais reduz a massa dos capacitores flutuantes, que à 10 kHz possuem peso bastante significativo.

Já nas condições nominais de operação, a técnica mais eficiente dentre todas foi a DPWM2, com 98,98% de eficiência energética, o que significa uma redução de 13,3% das perdas em relação à técnica SPWM. Já a técnica DPWM3 apresentou a maior densidade de potência em comparação com todas as outras, 8,94 kW/kg, o que representa uma redução da massa de quase 8% em relação ao método SPWM.

Entretanto, nesta condição, como as diferenças são pequenas entre as duas técnicas que apresentaram melhores resultados, a escolha do método a ser adotado depende do que o usuário pretende priorizar, densidade de potência ou eficiência energética. Caso opte pela primeira, o método DPWM3 é mais vantajoso, pois apresenta um aumento de perdas muito pequeno em relação ao DPWM2, obtendo eficiência de 98,94%, enquanto é 160 g, ou 2%, mais leve. Já se optar pela eficiência, o DPWM2 obteve 3,5% a menos perdas que o DPWM3, e densidade de potência de 8,76 kW/kg.

Ademais, vale ressaltar que, devido à indisponibilidade do conversor final de sete níveis, a técnica ILPWM não foi validada por meio de resultados práticos. Sendo assim, antes de uma aplicação real, é necessária a realização de ensaios para certifi-cá-la.

5.2 Propostas de continuidade

O trabalho desenvolvido nesta dissertação tem como sequência natural a realização de testes em laboratório com o conversor final de sete níveis, o que não foi possível até o presente momento. Isso permitirá a obtenção de resultados práticos para os indutores de saída e a validação da técnica de modulação ILPWM, elaborada neste trabalho.

Outros tópicos interessantes para análise em estudos futuros são a eficiência e a densidade de potência para uma variação de modulação e de fator de potência. Tais análises são importantes, uma vez que a alteração desses parâmetros implicaria modulantes distintas, e consequentemente, diferentes técnicas apresentariam um melhor desempenho.

Visando a melhoria da otimização, uma proposta seria a obtenção de um método de modulação que faça a otimização conjunta dos pesos e perdas dos capacitores flutuantes e indutores de saída, visando uma redução global desses parâmetros, já que a estratégia aqui apresentada atua de forma isolada em cada componente.

Outro ponto importante seria a inclusão de motor tanto nas simulações quanto nos ensaios experimentais, de forma a incluir os efeitos da força contra eletromotriz no modulador desenvolvido. Isto estaria associado também a uma validação através de simulações no *PLECS* ou *Simulink* do acionamento completo.

Por fim, o desenvolvido de um método que otimiza peso e perdas a partir de valores instantâneos de variáveis elétricas, permitiria o uso de um controle de alto desempenho para a máquina do considerada no acionamento.

6 Referências Bibliográficas

- ACARE. **Aeronautics and air transport: beyond vision 2020 (towards 2050)**. [S. l.: s. n.], 2010.
- AKAGI, Hirofumi; MATSUMURA, Itaru. Overvoltage mitigation of inverter-driven motors with long cables of different lengths. *In:* , 2010. **2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**. [S. l.]: IEEE, 2010. p. 862–869. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/ECCE.2010.5617903>
- ANDERSON, J. Azurza *et al.* Multi-level topology evaluation for ultra-efficient three-phase inverters. *In:* , 2017. **2017 IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)**. [S. l.]: IEEE, 2017. p. 456–463. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/INTLEC.2017.8214178>
- AYACHIT, Agasthya; KAZIMIERCZUK, Marian K. Self-Capacitance of Single-Layer Inductors With Separation Between Conductor Turns. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, [s. l.], v. 59, n. 5, p. 1642–1645, 2017. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/TEM.2017.2681578>
- BEAUGER, A. **Condensateurs**. [S. l.]: Ed. Techniques Ingenieur, 2007.
- BELOUSOV, Igor V.; SAMOSEIKO, Veniamin F.; SAUSHEV, Alexander V. Optimal Pulse-Width Modulation with Three Bridges on Criterion of Power Losses at Load. *In:* , 2019. **2019 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM)**. [S. l.]: IEEE, 2019. p. 1–4. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/ICIEAM.2019.8743011>
- BENDRE, A.; VENKATARAMANAN, G. Neutral current ripple minimization in a three-level rectifier. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [s. l.], v. 42, n. 2, p. 582–590, 2006. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/TIA.2005.863902>
- BIELA, Juergen *et al.* SiC versus Si—Evaluation of Potentials for Performance Improvement of Inverter and DC–DC Converter Systems by SiC Power Semiconductors. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 58, n. 7, p. 2872–2882, 2011. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/TIE.2010.2072896>
- CAPELLA FRAU, Gabriel José. **Voltage-Source Inverters with Legs Connected in Parallel**. 2015. - Universitat Politècnica de Catalunya, [s. l.], 2015.
- CASTELAN, A. *et al.* Optimization of forced-air cooling system for accurate design of power converters. *In:* , 2015. **2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)**. [S. l.]: IEEE, 2015. p. 367–372. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/ISIE.2015.7281496>
- CASTELAN, Anne. **Modélisation de composants d'extraction de la chaleur. Application à l'optimisation de système d'électronique de puissance**. 2017. - Université de Toulouse, [s. l.], 2017.
- CHANG, Qiankun; GE, Qiongxuan; ZHANG, Bo. A novel filter design approach for mitigating motor terminal overvoltage in long cable PWM drives. *In:* , 2014. **2014 9th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications**. [S. l.]: IEEE, 2014. p. 1798–1803. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/ICIEA.2014.6931459>

CHENCHEN WANG; YONDONG LI. A survey on topologies of multilevel converters and study of two novel topologies. *In:* , 2009. **2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference**. [S. l.]: IEEE, 2009. p. 860–865. Disponible em: <https://doi.org/10.1109/IPEMC.2009.5157505>

CHUNHUI WU; QIRONG JIANG; CHUNPENG ZHANG. An optimization method for three-level selective harmonic eliminated pulse width modulation (SHEPWM). *In:* , 2005. **2005 International Conference on Electrical Machines and Systems**. [S. l.]: IEEE, 2005. p. 1346-1350 Vol. 2. Disponible em: <https://doi.org/10.1109/ICEMS.2005.202767>

CORZINE, K.A.; KOU, X. Capacitor voltage balancing in full binary combination schema flying capacitor multilevel inverters. **IEEE Power Electronics Letters**, [s. l.], v. 1, n. 1, p. 2–5, 2003. Disponible em: <https://doi.org/10.1109/LPEL.2003.814644>

COUGO, Bernardo *et al.* Zero Sequences Optimizing Different Criteria for Three-Phase Multilevel Inverters. **2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2018**, [s. l.], p. 7243–7250, 2018. Disponible em: <https://doi.org/10.1109/ECCE.2018.8557898>

COUGO, Bernardo; MEYNARD, Thierry; GATEAU, Guillaume. Parallel Three-Phase Inverters: Optimal PWM Method for Flux Reduction in Intercell Transformers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s. l.], v. 26, n. 8, p. 2184–2191, 2011. Disponible em: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2011.2105509>

CREE. **C3M0016120K Silicon Carbide Power MOSFET**. [S. l.: s. n.], 2019.

DARGAHI, Vahid *et al.* Flying Capacitors Reduction in an Improved Double Flying Capacitor Multicell Converter Controlled by a Modified Modulation Method. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s. l.], v. 27, n. 9, p. 3875–3887, 2012. Disponible em: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2188647>

DODO, Yuki *et al.* A study for improvement in power density of flying capacitor multilevel inverters for grid-connected applications. *In:* , 2016. **2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)**. [S. l.]: IEEE, 2016. p. 469–473. Disponible em: <https://doi.org/10.1109/IPEMC.2016.7512331>

DOS SANTOS, Victor. **Modélisation des émissions conduites de mode commun d'une chaîne électromécanique. Optimisation paramétrique de l'ensemble convertisseur filtres sous contraintes CEM**. 2019. - Université de Toulouse, [s. l.], 2019.

DUNG LE, Duc; LEE, Dong-Choon. Reduction of Half-Arm Current Stresses and Flying-Capacitor Voltage Ripples of Flying-Capacitor MMCs. **IEEE Access**, [s. l.], v. 8, p. 180076–180086, 2020. Disponible em: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3027844>

EL BADSI, Imen Nouira; EL BADSI, Bassem; MASMOUDI, Ahmed. Comparative evaluation of carrier-based PWM strategies with zero-sequence signal injection for B6-VSI fed induction motor drives. *In:* , 2016. **2016 17th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA)**. [S. l.]: IEEE, 2016. p. 481–487. Disponible em: <https://doi.org/10.1109/STA.2016.7952058>

ERICKSON, R.W. Optimal single resistors damping of input filters. *In:* , 1999. **APEC '99. Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. 1999 Conference Proceedings (Cat. No.99CH36285)**. [S. l.]: IEEE, 1999. p. 1073–1079 v.2. Disponible em: <https://doi.org/10.1109/APEC.1999.750502>

FENG, Chunmei; LIANG, Jun; AGELIDIS, Vassilios G. Modified Phase-Shifted PWM Control for

Flying Capacitor Multilevel Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s. l.], v. 22, n. 1, p. 178–185, 2007. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2006.886600>

GAMMETER, Christoph; KRISMER, Florian; KOLAR, Johann W. Weight and efficiency analysis of switched circuit topologies for modular power electronics in MEA. *In:* , 2016. **IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S. l.]: IEEE, 2016. p. 3640–3647. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/IECON.2016.7793239>

GAN SYSTEMS. **GN003 Application Note - Measurement Techniques for High-Speed GaN E-HEMTs**. [S. l.: s. n.], 2018. Disponível em: https://gansystems.com/wp-content/uploads/2018/08/GN003-Measurement-Techniques-for-High-Speed-GaN-E-HEMTs_20180816.pdf.

GAN SYSTEMS. **GS66516T - Top-side cooled 650 V E-mode GaN transistor - Datasheet**. [S. l.: s. n.], 2020.

GHIAS, Amer M. Y. M. *et al.* On Improving Phase-Shifted PWM for Flying Capacitor Multilevel Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s. l.], v. 31, n. 8, p. 5384–5388, 2016. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2016.2521803>

GIRAUD, Xavier. **Méthodes et outils pour la conception optimale des réseaux de distribution d'électricité dans les avions**. 2014. - INSA, [s. l.], 2014.

GUACCI, Mattia; BORTIS, Dominik; KOLAR, Johann W. High-Efficiency Weight-Optimized Fault-Tolerant Modular Multi-Cell Three-Phase GaN Inverter for Next Generation Aerospace Applications. *In:* , 2018. **2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**. [S. l.]: IEEE, 2018. p. 1334–1341. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/ECCE.2018.8557754>

GUAN, Bo; DOKI, Shinji. A novel neutral point potential balance control of three-level converters based on the search optimization method of dual degrees of freedom. *In:* , 2017. **2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)**. [S. l.]: IEEE, 2017. p. P.1-P.9. Disponível em: <https://doi.org/10.23919/EPE17ECCEurope.2017.8098930>

HAN, Di *et al.* Three-phase common mode inductor design and size minimization. *In:* , 2016. **2016 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)**. [S. l.]: IEEE, 2016. p. 1–8. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/ITEC.2016.7520267>

HAVA, A.M.; KERKMAN, R.J.; LIPO, T.A. Carrier-based PWM-VSI overmodulation strategies: analysis, comparison, and design. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s. l.], v. 13, n. 4, p. 674–689, 1998. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/63.704136>

HE, Jiangbiao *et al.* A review of mitigation methods for overvoltage in long-cable-fed PWM AC drives. *In:* , 2011. **2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**. [S. l.]: IEEE, 2011. p. 2160–2166. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/ECCE.2011.6064054>

HELDWEIN, M.L.; NUSSBAUMER, T.; KOLAR, J.W. Differential mode EMC input filter design for three-phase AC-DC-AC sparse matrix PWM converters. *In:* , 2004. **2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)**. [S. l.]: IEEE, 2004. p. 284–291. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/PESC.2004.1355757>

HELDWEIN, Marcelo Lobo; DALESSANDRO, Luca; KOLAR, Johann W. The Three-Phase Common-Mode Inductor: Modeling and Design Issues. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 58, n. 8, p. 3264–3274, 2011. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/TIE.2010.2089949>

HENSGENS, Nico *et al.* Optimal design of AC EMI filters with damping networks and effect on the system power factor. *In:* , 2012. **2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**. [S. l.]: IEEE, 2012. p. 637–644. Disponible em: <https://doi.org/10.1109/ECCE.2012.6342761>

IXYS. **IXD_609 9-Ampere Low-Side Ultrafast MOSFET Drivers**. [S. l.: s. n.], 2017.

J. SCHORNER. Bezugsspannung zur umrichtersteuerung. **ETZ-b**, [s. l.], v. 27, p. 151–152, 1975.

KAUFMANN, Markus. **Integrated cost/weight optimization of aircraft structures**. [S. l.: s. n.], 2007.

KENJO, T. **Power Electronics for the Microprocessor Age**. [S. l.]: Oxford University Press, 1990.

KOMOVSKIY, Dmitriy Y. Comparative analysis of three-level PWM inverters for aircraft AC power systems. *In:* , 2016. **2016 17th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM)**. [S. l.]: IEEE, 2016. p. 476–480. Disponible em: <https://doi.org/10.1109/EDM.2016.7538780>

LABROUSSE, Denis. **Amélioration des techniques d'estimation des perturbations conduites : application à une chaîne de traction de véhicule électrique**. 2011. - ENS Cachan, [s. l.], 2011.

LAURENTIU CAPITANEANU, Stefan. **Optimisation de la fonction MLI d'un onduleur de tension deuxniveaux**. 2002. - INP Toulouse, [s. l.], 2002.

LEON, J.I. *et al.* New Space Vector Modulation Technique for Single-Phase Multilevel Converters. *In:* , 2007. **2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics**. [S. l.]: IEEE, 2007. p. 617–622. Disponible em: <https://doi.org/10.1109/ISIE.2007.4374667>

LI, Guibin *et al.* Synchronous SVPWM over-modulation method based on zero-sequence voltage injection in locomotive traction. *In:* , 2016. **2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)**. [S. l.]: IEEE, 2016. p. 1–10. Disponible em: <https://doi.org/10.1109/EPE.2016.7695516>

LOBO HELDWEIN, Marcelo. **EMC Filtering of Three-Phase PWM Converters**. 2008. - ETH Zurich, [s. l.], 2008.

MARCHESONI, M. High-performance current control techniques for application to multilevel high-power voltage source inverters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s. l.], v. 7, n. 1, p. 189–204, 1992. Disponible em: <https://doi.org/10.1109/63.124591>

MARCHESONI, M.; TENCA, P. Diode-clamped multilevel converters: a practicable way to balance DC-link voltages. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 49, n. 4, p. 752–765, 2002. Disponible em: <https://doi.org/10.1109/TIE.2002.801237>

MCGRATH, Brendan Peter; HOLMES, Donald Grahame; MEYNARD, Thierry. Reduced PWM harmonic distortion for multilevel inverters operating over a wide modulation range. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s. l.], v. 21, n. 4, p. 941–949, 2006. Disponible em: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2006.876864>

MEYNARD, T.A.; FOCH, H. Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters. *In:* , 1992. **PESC '92 Record. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference**. [S. l.]: IEEE, 1992. p. 397–403. Disponible em: <https://doi.org/10.1109/PESC.1992.254717>

MODEER, Tomas *et al.* Design of a GaN-Based Interleaved Nine-Level Flying Capacitor

Multilevel Inverter for Electric Aircraft Applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s. l.], v. 35, n. 11, p. 12153–12165, 2020. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.2989329>

MORENTIN ETAYO, Alvaro. **Methods and tools for the optimization of modular electrical power distribution cabinets in aeronautical applications**. 2017. - University of Toulouse, [s. l.], 2017.

MORITZ, Rodrigo M. B.; BATSCHAUER, Alessandro L. Capacitor voltage balancing in a 5-L full-bridge flying capacitor inverter. *In:* , 2017. **2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)**. [S. l.]: IEEE, 2017. p. 1–6. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/COBEP.2017.8257234>

MOURIES, G. **Condensateurs utilisés en électronique de puissance**. [S. l.]: Ed. Techniques Ingénieur, 1995.

NAVE, M.J. On modeling the common mode inductor. *In:* , 1991. **IEEE 1991 International Symposium on Electromagnetic Compatibility**. [S. l.]: IEEE, 1991. p. 452–457. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/ISEMC.1991.148275>

OZPINECI, B.; TOLBERT, L.M.; CHIASSON, J.N. Harmonic Optimization of Multilevel Converters Using Genetic Algorithms. **IEEE Power Electronics Letters**, [s. l.], v. 3, n. 3, p. 92–95, 2005. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/LPEL.2005.856713>

PASKO, Szymon Wojciech; KAZIMIERCZUK, Marian K.; GRZESIK, Boguslaw. Self-Capacitance of Coupled Toroidal Inductors for EMI Filters. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, [s. l.], v. 57, n. 2, p. 216–223, 2015. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/TEMC.2014.2378535>

POURESMAEIL, S.; SKANDARI, B.; TAVAKOLI BINA, M. Optimized offset modulation technique for three-phase DC-AC boost- converter. *In:* , 2014. **The 5th Annual International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC 2014)**. [S. l.]: IEEE, 2014. p. 193–198. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/PEDSTC.2014.6799369>

PULIKANTI, Sridhar R.; AGELIDIS, Vassilios G. Control of neutral point and flying capacitor voltages in five-level SHE-PWM controlled ANPC converter. *In:* , 2009. **2009 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications**. [S. l.]: IEEE, 2009. p. 172–177. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/ICIEA.2009.5138191>

REINERT, J.; BROCKMEYER, A.; DE DONCKER, R.W.A.A. Calculation of losses in ferro- and ferrimagnetic materials based on the modified Steinmetz equation. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [s. l.], v. 37, n. 4, p. 1055–1061, 2001. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/28.936396>

SATHLER, Hans; COUGO, Bernardo. Improvement of the modified opposition method used for accurate switching energy estimation of WBG transistors. *In:* , 2017. **2017 IEEE 5th Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA)**. [S. l.]: IEEE, 2017. p. 308–315. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/WiPDA.2017.8170565>

SATHLER, H H *et al.* Impact of multilevel converters on EMC filter weight of a 70 kVA power drive system for More Electrical Aircraft. *In:* , 2020. **CIPS 2020; 11th International Conference on Integrated Power Electronics Systems**. [S. l.: s. n.], 2020. p. 1–8.

TANIGUCHI, K.; OGINO, Y.; IRIE, H. PWM technique for power MOSFET inverter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s. l.], v. 3, n. 3, p. 328–334, 1988. Disponível em:

<https://doi.org/10.1109/63.17951>

TDK ELECTRONICS. **CeraLink:Capacitor for fast-switching semiconductors**. [S. l.: s. n.], 2019.

TSOUMAS, Ioannis P.; SCHWEIZER, Mario; PATHMANATHAN, Mehanathan. Optimal hybrid modulation of the 5LANPC converter. *In: , 2017. **IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society***. [S. l.]: IEEE, 2017. p. 1363–1368. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/IECON.2017.8216232>

VAN DER BROECK, H.W.; SKUDELNY, H.-C.; STANKE, G.V. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [s. l.], v. 24, n. 1, p. 142–150, 1988. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/28.87265>

WANG, Baoji; ZHANG, Xing; CAO, Renxian. A Zero-Sequence Steerable CBPWM Strategy for Eliminating Zero-Sequence Current of Dual-Inverter Fed Open-End Winding Transformer Based PV Grid-Tied System With Common DC Bus. **IEEE Access**, [s. l.], v. 8, p. 81220–81231, 2020. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.2991135>

WANG, Ruxi *et al.* A High-Temperature SiC Three-Phase AC–DC Converter Design for $\leq 100^\circ\text{C}$ Ambient Temperature. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s. l.], v. 28, n. 1, p. 555–572, 2013. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2199131>

WANG RAN *et al.* Zero-sequence voltage injection for narrow pulse compensation and neutral point potential balancing of NPC inverter. *In: , 2009. **2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference***. [S. l.]: IEEE, 2009. p. 887–891. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/IPEMC.2009.5157510>

WU, Yuying; HE, Ning; XU, Dehong. Zero-sequence Component Injection ZVS-PWM for Three-phase Grid Inverter with Arbitrary Power Factor Angle. *In: , 2019. **2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)***. [S. l.]: IEEE, 2019. p. 2821–2828. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/ECCE.2019.8912557>

YUE, Shuaichao *et al.* Core loss calculation of the soft ferrite cores in high frequency transformer under non-sinusoidal excitations. *In: , 2017. **2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)***. [S. l.]: IEEE, 2017. p. 1–5. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/ICEMS.2017.8056411>

ZHOU, Xingda; LU, Shuai. A simple zero-sequence voltage injection method to balance the neutral-point potential for three-level NPC inverters. *In: , 2018. **2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)***. [S. l.]: IEEE, 2018. p. 2471–2475. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/APEC.2018.8341364>

ZHU, Rongwu *et al.* Zero-Sequence Voltage Modulation Strategy for Multiparallel Converters Circulating Current Suppression. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 64, n. 3, p. 1841–1852, 2017. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/TIE.2016.2623259>

ZHUOQIANG LI *et al.* Optimized modulation strategy for three-phase dual-active-bridge DC-DC converters to minimize RMS inductor current in the whole load range. *In: , 2016. **2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)***. [S. l.]: IEEE, 2016. p. 2787–2791. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/IPEMC.2016.7512739>

Anexos

A. Planilha de cálculo de E_{on} e E_{off} fornecida pela GaN Systems

Eon/Eoff curves @ different Vds, Ids, Tj and Rg												
Part_number	GS66516 series					3.40E-09						
Vds_rated	650	V				4.40E-09						
Id_rated	60	A				1.3						
Rdson	25	mohm										
Vgs_on	6	V				0.34						
Vgs_off	-3	V				47.8						
Eon (uJ) @ Vds=400V, Rg_on=10ohm, Tj=25C												
Tj	Vds/Id	0	20	30	40	50	60					
25 Deg C	400	31.2	108	146.2	188.9	235.1	298					
Eoff (uJ) @ Vds=400V, Rg_off=2ohm, Tj=25C												
Simulation	Vds/Id	0	20	30	40	50	60					
25 Deg C	400	14	29.45	34.47	43	55	87					
1. Define Vds. Input Vds below												
Vds	270											
2.1. Define Eqoss. Pick or scale the Eqoss based on your Vds and lookup table below												
Lookup table												
Vds	Eqoss (uJ)											
500	43.2											
400	31.2											
350	25.6											
300	20.6		Delta X	50	b	-7						
250	15.8		Delta Y	4.6								
200	11.2		Eqoss	17.84								
163	8.2											
Eqoss (uJ)	17.84											
2.2. Define Eoss. Pick or scale the Eoss based on your Vds and lookup table below												
Lookup table												
Vds	Eoss (uJ)											
500	20											
400	14											
350	11.6											
300	9.4		Delta X	50	b	-2.6						
250	7.4		Delta Y	2								
200	5.6		Eqoss	8.2								
163	4.4											
Eoss (uJ)	8.2											

3.1. Define **Rg_on**. Input your Rg_on below

Rg_on **6** (10 ohm resistance is recommended for Rg_on)

3.2. Define **Rg_off**. Input your Rg_off below

Rg_off **1** (2 ohm resistance is recommended for Rg_off)

4. Define **Tj**. Input your Tj below

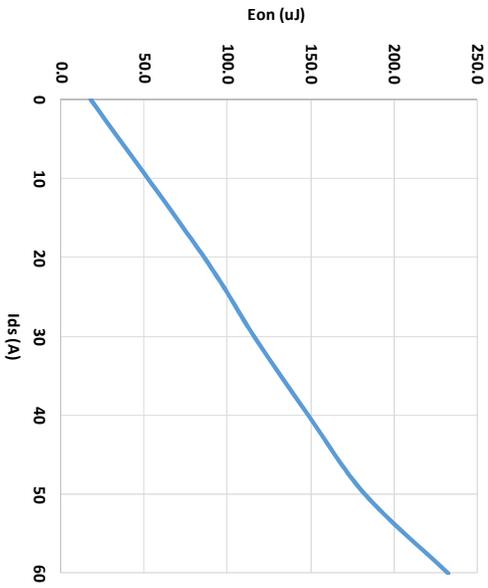
Tj **135**

16.9

Eon (uJ) @ desired operating condition

Tj	Vds/Id	0	20	30	40	50	60
135	270	17.8	86.4	116.1	148.7	182.7	232.7
Rg_on_ext							
							6

Eon



Eoff (uJ) @ desired operating condition

Tj	Vds/Id	0	20	30	40	50	60
135	270	8.2	18.1	21.1	28.4	40.8	55.1
Rg_off_ext							
							1

Eoff

