

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ
PROGRAMA DE POS-GRADUAÇÃO EM CIÊNCIA DE
ENGENHARIA ELÉTRICA

**Aplicação de um conversor CA-CC de 24 pulsos como
solução alternativa para Melhoria de Qualidade de Energia
dentro do Contexto de Sistemas Elétricos de Aeronaves**

Hugo Oliveira Vilas Boas

Itajubá, 20 de novembro de 2022

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ
PROGRAMA DE POS-GRADUAÇÃO EM CIÊNCIA DE
ENGENHARIA ELÉTRICA

Hugo Oliveira Vilas Boas

**Aplicação de um conversor CA-CC de 24 pulsos como
solução alternativa para Melhoria de Qualidade de Energia
dentro do Contexto de Sistemas Elétricos de Aeronaves**

Dissertação submetida ao programa de pós-graduação
em Ciências em Engenharia Elétrica como parte dos
requisitos para obtenção do título de mestre em Ciências
em Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Gabriel Antonio Fanelli de Souza

Co-orientador: Dr. Christel Enock Ghislain Ogoulola

Itajubá, 20 de novembro de 2022

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Jesus e aos meus pais, irmã, namorada e demais familiares pelo apoio incondicional.

Ao meu orientador, Prof. Dr. Gabriel Antônio Fanelli de Souza, por toda ajuda, por aceitar meu projeto de pesquisa e ser meu orientador, além de ajudar no momento mais complicado durante o desenvolvimento desse trabalho.

Ao meu Co-orientador, Dr. Christel Enock Ghislain Ogoulola, por toda ajuda, ensinamentos e as boas horas de conversa sobre esse trabalho e temas que tenho interesse, onde nos tornamos grande amigos.

Ao meu orientador, Prof. Dr. Angelo José Junqueira Rezek (In memoriam), sinto-me honrado pela orientação que tive e deixo esta homenagem na sua última obra.

À banca examinadora, por aceitar estar presente e avaliar o meu trabalho, fornecendo correções e dicas que serão utilizadas em outros trabalhos na minha vida.

À empresa Transformadores Santa Rita de Campinas, em especial ao Wilton pela fabricação dos transformadores e autotransformador empregados na pesquisa desta tese.

À Universidade Federal de Itajubá (UNIFEI) e ao programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica pela oportunidade de estudar em uma universidade pública, gratuita e de excelente qualidade, pela qual tenho eterna paixão.

RESUMO

Este trabalho, com o objetivo de melhorar a qualidade de energia elétrica (QEE) em sistemas de distribuição MEA (More Electric Aircraft) operando com frequência variável (360 – 800 Hz), aborda uma aplicação de um sistema conversor de 24 pulsos (SC-24P), anteriormente desenvolvido pelo grupo de pesquisa para uso em sistemas de transmissão HVDC (High Voltage Direct Current). Usualmente, os sistemas conversores usados em sistemas MEA, para conversão CA–CC, são do tipo 12 pulsos (SC-12P). No entanto, este tipo de conversor tecnicamente não atende aos padrões de distorção harmônica para aplicações MEA e, portanto, devem ser usados juntamente com filtros CA e CC. Além disso, o peso e o volume ocupados pelos filtros trazem evidentemente algumas desvantagens para os sistemas MEA modernos.

Com o intuito de superar as desvantagens oferecidas pelo sistema tradicional, propõe-se nesta dissertação o uso do SC-24P para redução dos filtros empregados em sistemas MEA convencionais e melhorar a qualidade de energia do sistema como um todo. Análises teóricas do SC-24P, no que tange a perfis e conteúdo harmônico das correntes CA e tensões CC para ambos os conversores, são brevemente descritas através de equacionamento estabelecido, o qual possibilitou se comprovar parcialmente a pesquisa conduzida nesta dissertação. Os cálculos processados através das análises teóricas são feitos usando o programa MathCad. As vantagens e desempenhos do SC-24P empregado comparados com o SC-12P tradicional são expostos via simulações computacionais realizadas no ambiente Matlab/Simulink.

Os resultados obtidos do SC-24P em termos de %THD ($< 3\%$) da corrente CA, de amplitude de ondulação da tensão CC e de outros índices de QEE, para as frequências 360 Hz e 800 Hz, atendem aos padrões aeronáuticos RTCA-DO-160F e MIL-STD-704F, respectivamente. Por outro lado, com a falta de recursos laboratoriais no que tange à disponibilidade de uma fonte de alimentação para o patamar das frequências operacionais tratadas em simulações, implementou-se um protótipo em escala reduzida usando a rede de fornecimento de energia em 60 Hz. Os resultados atendem aos requisitos do IEEE 519 e comprovam a aplicação do conversor empregado apenas em sistemas elétricos industriais, para acionamentos de máquinas elétricas rotativas. A síntese dos resultados tratados e discutidos neste trabalho confirma a aplicabilidade do SC-24P em sistemas MEA e demonstra uma pesquisa promissora a ser explorada para desenvolvimentos futuros.

ABSTRACT

This work, with the objective of improving the quality of electric power (QEE) in MEA (More Electric Aircraft) distribution systems operating with variable frequency (360 – 800 Hz), addresses an application of a 24-pulse converter system (SC- 24P), previously developed by the research group for use in HVDC (High Voltage Direct Current) transmission systems. Usually, the converter systems used in MEA systems, for AC–DC conversion, are of the 12-pulse type (SC-12P). However, this type of converter technically does not meet harmonic distortion standards for MEA applications and therefore must be used in conjunction with AC and DC filters. In addition, the weight and volume occupied by the filters clearly bring some disadvantages to modern MEA systems.

In order to overcome the disadvantages offered by the traditional system, this dissertation proposes the use of the SC-24P to reduce the filters used in conventional MEA systems and to improve the power quality of the system as a whole. Theoretical analyzes of the SC-24P, regarding the profiles and harmonic content of the AC currents and DC voltages for both converters, are briefly described through established equations, which made it possible to partially prove the research conducted in this dissertation. The calculations processed through the theoretical analyzes are done using the MathCad program. The advantages and performance of the employed SC-24P compared to the traditional SC-12P are exposed via computational simulations carried out in the Matlab/Simulink environment.

The results obtained from the SC-24P in terms of %THD ($< 3\%$) of AC current, DC voltage ripple amplitude and other QEE indices, for the 360 Hz and 800 Hz frequencies, meet the RTCA-Aeronautical Standards. DO-160F and MIL-STD-704F, respectively. On the other hand, with the lack of laboratory resources regarding the availability of a power supply for the level of operational frequencies treated in simulations, a reduced-scale prototype was implemented using the power supply network at 60 Hz. The results meet the requirements of IEEE 519 and prove the application of the converter used only in industrial electrical systems, for driving rotating electrical machines. The synthesis of the results treated and discussed in this work confirms the applicability of the SC-24P in MEA systems and demonstrates a promising research to be explored for future developments.

Lista de Figuras

| | |
|---|----|
| Figura 1.1 – Arquitetura do sistema elétrico da aeronave | 12 |
| Figura 1.2 – Topologia moderna de SC–12P | 15 |
| Figura 1.3 – Topologia do SC–24P empregado. | 16 |
| Figura 2.1– Diagrama esquemático do T1 | 19 |
| Figura 2.2– Resultados teóricos das correntes CA e conteúdo harmônico..... | 23 |
| Figura 2.3 – Tensões CC de saída do SC-24P empregado. | 25 |
| Figura 2.4 – Espectro harmônico do SC – 12P tradicional e do SC-24P empregado. | 25 |
| Figura 3.1 – Diagrama esquemático para ambos os conversores | 28 |
| Figura 3.2 – Sistema conversor de 12 pulsos tradicional. | 29 |
| Figura 3.3 – Sistema conversor de 24 pulsos empregado. | 29 |
| Figura 3.4 – Estrutura de ligação do transformador especial (unidade #1 e #2). | 30 |
| Figura 3.5 – Resultados de simulação do SC – 12P tradicional (frede = 360 Hz). ... | 31 |
| Figura 3.6 – Resultados de simulação do SC – 12P tradicional (frede = 800 Hz). ... | 31 |
| Figura 3.7 – Resultados de simulação do SC – 24P empregado (frede = 360 Hz)... | 32 |
| Figura 3.8 – Resultados de simulação do SC – 24P empregado (frede = 800 Hz)... | 32 |
| Figura 3.9 – Variação da %THD da tensão e corrente CA em função da carga CC . | 34 |
| Figura 3.10 – Fator de potência em função da carga CC..... | 35 |
| Figura 3.11 – Fator de ondulação da tensão CC..... | 35 |
| Figura 3.12 – Eficiência η dos sistemas conversores..... | 36 |
| Figura 3.13 – Tensão média de saída dos sistemas conversores..... | 36 |
| Figura 3.14 – Variação da %THD com a frequência operacional do sistema. | 37 |
| Figura 3.15 – Protótipo laboratorial em escala reduzida [18]. | 38 |
| Figura 3.16 – Resultados experimentais. | 39 |

Lista de tabelas

| | |
|--|----|
| Tabela 1.1 – Limites harmônicos de corrente para equipamentos elétricos..... | 13 |
| Tabela 1.2 – Características normais de operação CA e CC..... | 13 |
| Tabela 3.1 – Índices de desempenho do SC–12P tradicional (<i>f_{rede}</i> = 360 Hz). | 33 |
| Tabela 3.2 – Dados de desempenho do SC–24P empregado (<i>f_{rede}</i> = 360 Hz). ... | 34 |
| Tabela 3.3 – Comparação de índices de QEE para diferentes conversores..... | 37 |

Lista de abreviaturas e siglas

| | | |
|--------|--------------------------------|----|
| QEE | Qualidade de Energia Elétrica | 04 |
| THD | Distorção Harmônica Total | 04 |
| SC-12P | Sistema conversor de 12-pulsos | 11 |
| SC-24P | Sistema Conversor de 24-Pulsos | 13 |
| MEA | More Electric Aircraft | 14 |
| FMM | Força Magnetomotriz | 18 |

Lista de símbolos

| | | |
|---------------------|--|----|
| V_{LL} | Tensão RMS fase-fase na entrada das pontes conversoras | 24 |
| $\overline{V_{cc}}$ | Tensão CC de saída da ponte conversora | 24 |
| f_{rede} | Frequência da rede elétrica | 31 |

Sumário

| | | |
|-----|---|----|
| 1 | Introdução | 11 |
| 1.1 | Considerações Iniciais | 11 |
| 1.2 | Motivação e justificativa da pesquisa | 14 |
| 1.3 | Objetivos | 16 |
| 1.4 | Contribuições da dissertação | 17 |
| 1.5 | Organização do trabalho | 17 |
| 2 | Revisão teórica do SC-24P | 18 |
| 2.1 | Considerações gerais | 18 |
| 2.2 | Análise das correntes CA de entrada do conversor | 18 |
| 2.3 | Análise das tensões CC de saída na carga | 23 |
| 2.4 | Considerações finais | 26 |
| 3. | Validação do SC–24P em sistemas MEA | 27 |
| 3.1 | Considerações gerais | 27 |
| 3.2 | Descrição e simulação do sistema modelado | 27 |
| 3.3 | Validação do SC – 24P para aplicações industriais | 38 |
| 3.4 | Considerações finais | 40 |
| 4. | Conclusões e trabalhos futuros | 41 |

1 Introdução

1.1 Considerações Iniciais

As novas tecnologias e dispositivos eletrônicos contribuem inquestionavelmente para melhorar os níveis de potência e eficiência dos produtos no mercado atual [1], [2]. As aeronaves sofreram inúmeras mudanças ao longo do tempo, desde incluir novos dispositivos eletrônicos até substituir, gradualmente, os subsistemas hidráulicos para elétricos, o que facilita na manutenção e melhoria na eficiência [1], [2].

Independentemente do grau de eletrificação, cada arquitetura de distribuição de energia elétrica nos aviões modernos é composta por sistemas de conversão CA-CC, CC-CA e CA-CA [3]. Assim, os conversores eletrônicos de potência têm impacto significativo na operação das aeronaves, uma vez que garantem potência adequada gerenciada entre as redes elétricas. A Figura 1 ilustra a rede elétrica de distribuição típica de uma arquitetura do sistema de aeronave moderno. O sistema de distribuição de energia na aeronave inclui diferentes barramentos: 115 Vca ou 230 Vca, 270 Vcc, 28 Vcc [4]. Basicamente, o sistema é composto de dois geradores principais e um gerador auxiliar produzindo, no barramento CA, tensão de 115/230V na faixa de frequência variável de 360-800 Hz. Do barramento 270 Vcc é realizada a conversão para tensão 115/230 Vca para as cargas com frequência fixa de 400 Hz.

A tensão de 270 Vcc é fornecida pelos retificadores CA/CC a partir da tensão 115/230 Vca do barramento de frequência 360-800Hz. Tradicionalmente, são utilizados retificadores trifásicos passivos compostos por diodos devido ao seu baixo custo, alta confiabilidade e baixa complexidade. Além do mais, a partir do barramento de 270 Vcc é fornecida energia para as cargas com tensão de 28 Vcc através dos conversores CC/CC geralmente bidirecionais. Essa função também pode ser realizada usando um banco de baterias (± 24 Vcc) em caso de emergência para fornecer energia para as cargas com tensão de 28 Vcc. Por fim, do barramento com tensão 115Vca ou 230Vca na frequência variável 360-800 Hz é convertida a energia através dos ciclo-conversores para as cargas com tensão 115Vca ou 230Vca na frequência fixa [4], [5].

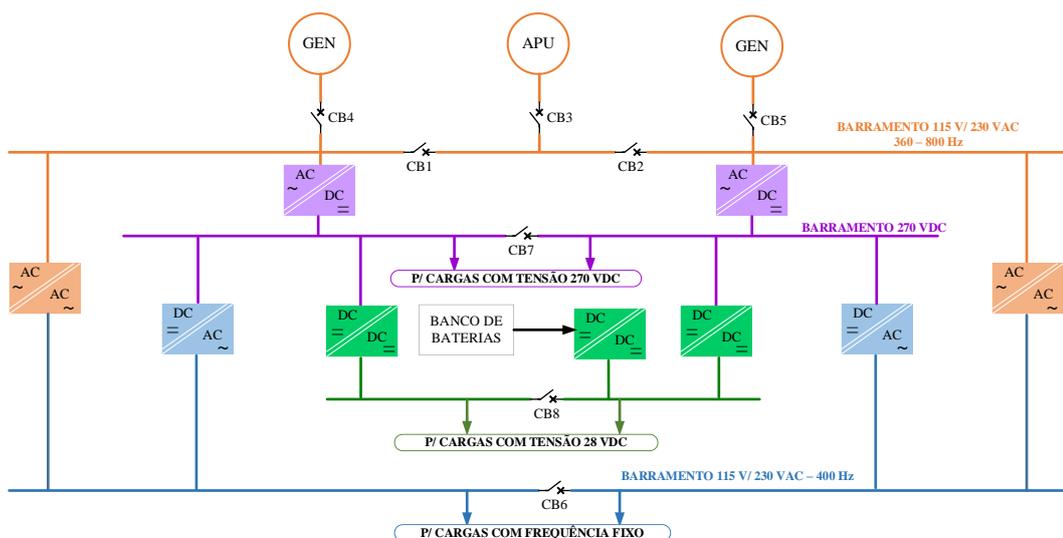


Figura 1.1 – Arquitetura do sistema elétrico da aeronave

Entre as principais normas da aviação, destacam-se a RTCA-DO-160F e MIL-STD-704F, que fornecem, respectivamente, os procedimentos de teste para equipamento utilizados e as características de qualidade energia elétrica e as condições ambientais da aeronave [6]. Entre as características analisadas no RTCA-DO-160F, um dos requisitos que deve ser atendido está relacionado aos harmônicos de baixa ordem. Para ordem 11^o e 13^o são aceitáveis, respectivamente, 10% e 8% da fundamental, enquanto para ordem de 3^o, 5^o e 7^o o limite é de 2% da componente fundamental na demanda máxima. De forma pontual, a porcentagem da THD exigida da corrente CA do sistema do fornecimento de energia deve estar limitada a um valor nas imediações de 3%. O sistema deve garantir que a fundamental é medida com precisão e os harmônicos são calculados com base nessa medição. A Tabela 1 ilustra os limites para equipamentos elétricos trifásicos equilibrados [6], [7].

Tabela 1.1 – Limites harmônicos de corrente para equipamentos elétricos

| Ordem harmônico | Limites |
|---|-----------------------------|
| $3^{rd}, 5^{th}, 7^{th}$ | $I_3 = I_5 = I_7 = 0,02I_1$ |
| Harmônicos triplo ímpar (h = 9, 15, 21, ..., 39) | $I_h = 0,1I_1/h$ |
| 11^{th} | $I_{11} = 0,1I_1$ |
| 13^{th} | $I_{13} = 0,08I_1$ |
| Harmônicos não triplo ímpar 17, 19 | $I_{17} = I_{19} = 0,04I_1$ |
| Harmônicos não triplo ímpar 23, 25 | $I_{23} = I_{25} = 0,03I_1$ |
| Harmônicos não triplo ímpar 29, 31, 35, 37 | $I_h = 0,3I_1/h$ |
| Harmônicos pares 2 a 4 | $I_h = 0,01I_1/h$ |
| Harmônicos pares > 4 (h = 6, 8, 10, ..., 40) | $I_h = 0,0025I_1$ |
| <p>I_1 = Corrente fundamental máxima do equipamento que é medida durante o modo de operação de demanda máxima de energia em regime permanente condição em uma única frequência de teste.</p> <p>h= Ordem do harmônico</p> <p>I_h= Corrente harmônica máxima de ordem h obtida para os modos de operação em situação estável.</p> | |

A norma MIL-STD-704F estabelece que a tensão trifásica CA da alimentação da fonte deve ser uma onda senoidal com a tensão nominal de 115V e frequência nominal de 400Hz, permitindo o uso de frequência variável (360 - 800Hz). A Tabela 1.2 especifica os limites para a tensão CA e a frequência em condições normais [8].

Tabela 1.2 – Características normais de operação CA e CC.

| Barramento CA | |
|--|------------------|
| Frequência (f) | 360 a 800Hz |
| Situação estável da tensão – tensão por fase ($V_{s\phi}$) | 108 a 118 V, RMS |
| Barramento CC 270 V | |
| Situação estável da tensão (\bar{V}_o) | 250 a 280 V |
| Amplitude de ondulação– pico para valor médio (Δv_o) | 6.0 V - Máximo |

Desta forma, como os sistemas conversores de 12 pulsos (SC-12P) são usados em sistemas de aeronaves, há a possibilidade de mitigar harmônicos e, portanto, reduzir a distorção harmônica utilizando diferentes conceitos e aplicações [7], [9]. O tratamento harmônico pode ser realizado por dois métodos clássicos, filtragem ou

cancelamento. Os filtros passivos, com configurações diferentes, são usados em várias pesquisas, porém essa técnica tem a desvantagem de utilizar filtros volumosos, pesados, que podem causar problemas de ressonância. Os filtros ativos têm sido empregados em muitos trabalhos e são uma opção interessante, no entanto, essa técnica é complexa que exige módulos de controle para seu funcionamento [10], [11], [12]. Em vista disso, o trabalho visa propor uma solução alternativa para o sistema de conversores de 12 pulsos, estruturado com conversores de 24 pulsos, tendência para a sistema aeroespacial, uma vez que oferecem uma melhoria na qualidade de energia e alto desempenho, em termos de mitigação harmônica, em ambos os lados CA e CC do sistema conversor, além de reduzir o tamanho dos elementos de filtragem, garantindo confiabilidade e continuidade no fornecimento da energia elétrica. A principal ideia da pesquisa não se encontra centralizada em propor uma topologia do SC-24P em si, senão apenas indagar sua aplicação em sistemas MEA ressaltando-se assim que todo o mérito no que tange à concepção e à modelagem do esquema do SC-24P já foi abordado de forma ampla em outro trabalho [13]- [19].

1.2 Motivação e justificativa da pesquisa

Usualmente, os sistemas de conversores de aeronaves são feitos usando 12-pulsos [7], [9], [20]. Os harmônicos característicos da corrente de alimentação destes conversores, do lado da rede, obedecem à relação $12k \pm 1$, $k \in \mathbb{Z}^+$. Assim, os primeiros harmônicos característicos com menor ordem são, respectivamente, os 11° e 13° . Portanto, filtros CA e banco de capacitores são instalados do lado da rede e têm como função a compensação de potência reativa consumida pelos conversores e a mitigação dos harmônicos existentes. Também existe os $12k$, $k \in \mathbb{Z}^+$ harmônicos na tensão CC de saída do SC-12P (sistema conversor de 12-pulsos) e, conseqüentemente, há inserção de filtros CC no barramento para eliminação dos 12° , 24° , 36° e ademais harmônicos [7], [9].

A Figura 1.2 ilustra a topologia SC-12P, com transformadores trifásicos em conexão Y-Y-D nas pontes conversoras tiristorizadas, para produzir um desfasamento de 30° entre as tensões secundárias, interligar as pontes conversoras conectadas em série do sistema tradicional de 6-pulsos. Todavia, a desvantagem desses conversores está relacionada a baixa qualidade de energia em termos de harmônicos de corrente injetada, distorção de tensão resultante e espaço físico dos filtros CA e CC instalados do lado da rede e do barramento CC, respectivamente.

Ademais, o uso de componentes de filtragem em sistema CA pode aumentar a probabilidade de ressonância elétrica no sistema CA [21], [22].

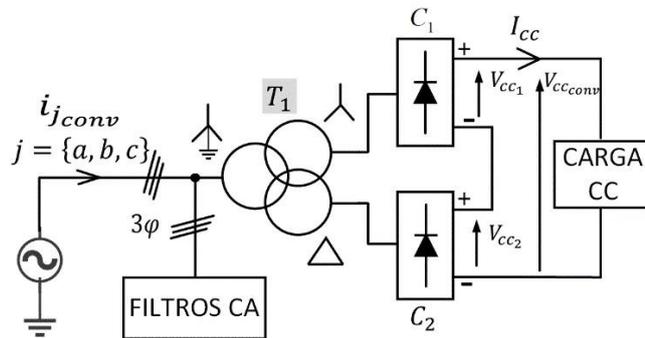


Figura 1.2 – Topologia moderna de SC-12P

Alguns trabalhos de projetos têm abordado durante os últimos cinco anos várias topologias de sistemas conversores de 24-pulsos para serem empregados em sistemas elétricos de aeronaves [7], [21], [22], [23]. Estes sistemas conversores usualmente empregam para seu funcionamento um único autotransformador com diversas conexões e circuitos eletrônicos do lado da carga CC para o atendimento de requisitos harmônicos tanto na corrente CA quanto na tensão CC de saída das pontes conversoras. No entanto, o uso destes equipamentos adicionais pode aumentar perdas no sistema, custo de manufatura e ocupação de espaço físico, além de necessitar módulos de controle para sua efetiva operação. Adicionalmente, a perda do autotransformador presente neste tipo de sistema causaria problemas relacionados à continuidade no fornecimento da energia elétrica em termos de confiabilidade, que representa um aspecto essencial no que tange a aplicação em MEA. A luz destas questões acima apontadas, propõe-se neste trabalho uma aplicação de sistema conversor de 24-pulsos usando transformadores especiais trifásicos de três enrolamentos e pontes conversores à diodos.

Devido à necessidade de manutenção, controle, proteção, espaço físico e o custo dos filtros CA e CC, presentes no SC-12P convencional, o intuito nesta dissertação é propor um novo arranjo de conversor de 24 pulsos, visando otimizar aspectos técnicos e econômicos. A Figura 1.3 ilustra o diagrama esquemático do sistema conversor de 24 pulsos contendo dois transformadores de enrolamentos com conexão zigzague no primário, estrela no secundário e delta no terciário. Cada transformador especial alimenta duas pontes trifásicas a diodos conectadas em série.

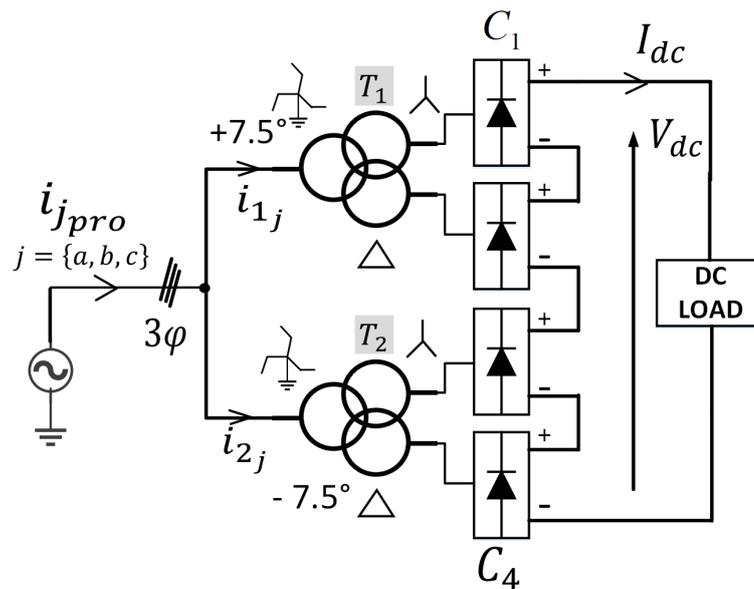


Figura 1.3 – Topologia do SC-24P empregado.

A mitigação harmônica é interessante, pois os conversores estáticos injetam correntes harmônicas no sistema elétrico e os harmônicos causam, como é conhecido, muitos problemas indesejáveis ao sistema de distribuição de energia elétrica, podendo citar perdas adicionais em máquinas elétricas e transformadores, com diminuição da eficiência elétrica do sistema, sobretensões em sistemas elétricos, devido a efeitos de ressonâncias indesejáveis, interferências em sistemas de comunicação, dentre outros.

1.3 Objetivos

O principal objetivo deste trabalho visa demonstrar a aplicação de um conversor de 24 pulsos em sistemas MEA para melhoria de qualidade de energia, e comparar os resultados com os do SC-12P usualmente empregado na maioria dos sistemas de aeronaves modernos. Além disso, o projeto contempla como objetivos específicos: avaliar teoricamente os perfis das correntes e tensões de ambos os sistemas conversores para justificar parcialmente a pesquisa realizada; levantar o conteúdo harmônico (correntes e tensões) de ambos os sistemas conversores e verificar se as mesmas obedecem às normas aeronáuticas; realizar simulações computacionais em condição de operação ideal do sistema para frequência de 360 Hz; validar por experimentação laboratorial a aplicação do sistema de 24 pulsos considerado; emitir

recomendações e sugestões para futuros trabalhos que podem ser conduzidos e executados dentro das análises apresentadas.

1.4 Contribuições da dissertação

O presente estudo tem como finalidade investigar a aplicabilidade do SC – 24P. Para alcançar tal meta, são realizados: i) Avaliação teórica do SC-24P empregado usando ferramentas de análises adequadas; ii) Modelagem, simulação na frequência operacional de 360 Hz e levantamento de índices de qualidade de energia perante a variações da potência da carga CC; iii) Projeto e execução de um protótipo em escala reduzida para validação experimental na frequência de 60 Hz;

1.5 Organização do trabalho

O trabalho está estruturado em quatro capítulos, sendo um capítulo de introdução, um de conclusão e os demais de desenvolvimento da pesquisa.

O **capítulo 2** apresenta uma análise detalhada por formulação matemática das correntes CA de linha e da tensão CC de saída, do SC–12P tradicional e do SC–24P empregado usando-se análise de séries de Fourier e o balanço da força magnetomotriz.

O **capítulo 3** apresenta, sob condições ideais de operação, simulações computacionais realizadas no ambiente Matlab/Simulink na frequência de 360 Hz, para comprovar a aplicabilidade do SC – 24P em sistemas MEA. Os resultados obtidos atendem aos padrões aeronáuticos RTCA-DO-160F e MIL-STD-704F. Além disso, é projetado e executado um protótipo em escala reduzida (devido às limitações de recursos laboratoriais) para a validação experimental do SC-24P empregado.

O **capítulo 4** enfatiza as conclusões e estabelece recomendações para possíveis trabalhos futuros que poderiam ser executados dentro das análises apresentadas nesta dissertação.

2 Revisão teórica do SC-24P

2.1 Considerações gerais

Este capítulo apresenta uma breve análise matemática do SC-24P empregado para ser aplicado em sistemas MEA. As análises conduzidas, estabelecidas e processadas neste capítulo foram possíveis usando-se séries de Fourier e o balanço da força magnetomotriz (FMM). Em outras palavras, o trabalho desenvolvido neste capítulo objetiva estabelecer e analisar equações que melhor descrevam as correntes CA de linha e a tensão CC de saída para o conversor SC-12P tradicional e SC-24P empregado e, conseqüentemente, avaliar seus respectivos conteúdos harmônicos, além de verificar o requerimento do %THD de acordo com as especificações da RTCA-DO-160F e às exigências da MIL-STD-704F. Assumiu-se, para as análises descritas neste capítulo, que o conversor empregado está operando em condições ideais.

2.2 Análise das correntes CA de entrada do conversor

O comportamento do retificador deve, entre outras propriedades, atender as especificações da RTCA-DO-160F para os harmônicos de corrente, onde as restrições harmônicas implicam no uso de, no mínimo, uma topologia de 12 pulsos convencional, conforme a Figura 1.1. Esta topologia surge como uma boa solução devido ao seu conteúdo harmônico baixo, estrutura simples, alta confiabilidade, forte capacidade de sobrecarga, não requer eletrônica de controle e sua configuração permite a implementação de barramentos simétricos sem a necessidade de um circuito adicional. No entanto, é relativamente pesado devido ao seu filtro CA de entrada e filtro CC de saída e apresenta baixa densidade de potência devido ao transformador.

Esta topologia consiste em duas pontes retificadoras de seis pulsos, conectadas através de um transformador com configuração Y (aterrado) – Y – Δ com defasamento de 30° , produzindo um sistema conversor de 12 pulsos. Se as correntes de entrada das pontes conversoras de 6 pulsos forem iguais, um cancelamento natural e efetivo dos 5° e 7° harmônicos ocorrem e os harmônicos de corrente de entrada aparecem em múltiplos do número do pulso, ou seja, em condições ideais de operação, as correntes harmônicas apenas em 11° , 13° , 23° , 25° etc.

No caso da proposta deste trabalho empregando SC-24P, na Figura 1.2, a estrutura do arranjo é composta de quatro pontes conversoras de 6 pulsos conectadas em série e dois transformadores trifásicos de três enrolamentos cada um alimentando uma ponte conversora trifásica.

No intuito de avaliar teoricamente o perfil das correntes CA em seus respectivos conteúdos harmônicos, uma análise matemática foi conduzida usando-se série de Fourier e o balanço da força magnetomotriz (FMM). Para esta análise, o sistema trifásico de tensão e de corrente na entrada das pontes conversoras é considerado equilibrado e livre de harmônicos. As correntes CA de linha dos enrolamentos secundários e terciários do transformador especial trifásico conectado em ZZ – Y – D são iguais às de entrada de cada ponte conversora.

A Figura 2.3 mostra o diagrama esquemático do transformador especial T_1 . As correntes i_{1Yj} e $i_{1Δj}$ com $j = \{a, b, c\}$ são as correntes CA de linha de entrada das pontes conversoras C_1 e C_2 da Figura 1.3. O eixo (+) na Figura 2.3 é tomado como o eixo positivo da FMM. Por conveniência, as correntes CA de linha adotam valores positivos quando saem pelas marcas de polaridade das bobinas e sentidos negativos quando entram por elas. Por outro lado, as correntes i'_{1a} e i''_{1a} são as correntes CA de linhas refletidas no primário do transformador T_1 considerando-se conexões ZZ-Y e ZZ-D, respectivamente. Ressalta-se que os cálculos das correntes CA de linha estabelecidas nesta seção são processados com o auxílio software MathCad.

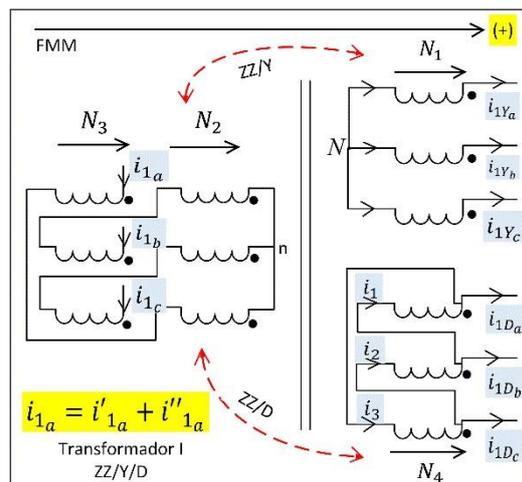


Figura 2.1– Diagrama esquemático do T_1

Aplicando-se o balanço da FMM para cada uma das três fases, ou seja, $\sum_j FMM_j = \sum_j (N \times i) = 0$ ($j = \{a, b, c\}$), para a conexão ZZ – Y do transformador

especial T_1 mostrada na figura 2.1, pode-se estabelecer o sistema de equação (2.1) [8].

$$\begin{cases} N_1 \cdot i_{1Y_a}(\theta) + N_2 \cdot i'_{1_b}(\theta) - N_3 \cdot i'_{1_a}(\theta) = 0 \\ N_1 \cdot i_{1Y_b}(\theta) + N_2 \cdot i'_{1_c}(\theta) - N_3 \cdot i'_{1_b}(\theta) = 0 \\ N_1 \cdot i_{1Y_c}(\theta) + N_2 \cdot i'_{1_a}(\theta) - N_3 \cdot i'_{1_c}(\theta) = 0 \end{cases} \quad (2.1)$$

Onde os parâmetros N_1, N_2 e N_3 representam os tapes do transformador calculados em [17] sendo os resultados obtidos $N_2 = 0,1506x N_1$ e $N_3 = 0,9160x N_1$ para a relação de transformação 1:1, e θ é a frequência angular do sistema elétrico em radianos. Para o modelo do conversor SC – 24P empregado na simulação deve ser levada em consideração a relação de transformação 1: (180/220) [24].

A equação (2.1) é reescrita sob forma matricial através da equação (2.2). Os parâmetros α, β, γ e correntes i_{1Y_j} ($j = a, b, c$) no secundário do transformador T_1 são expostos com $\varphi_j = \left\{0, \frac{2\pi}{3}, -\frac{2\pi}{3}\right\}$ e $k = 6 \cdot q \pm 1$ com ($q \in \{1, 2 \dots 8\}$).

$$\begin{bmatrix} i'_{1_a}(\theta) \\ i'_{1_b}(\theta) \\ i'_{1_c}(\theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha & \beta & \gamma \\ \gamma & \alpha & \beta \\ \beta & \gamma & \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1Y_a}(\theta) \\ i_{1Y_b}(\theta) \\ i_{1Y_c}(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

$$\alpha = \frac{N_1 \cdot N_3^2}{N_3^3 - N_2^3}; \quad \beta = \frac{N_1 \cdot N_2 \cdot N_3}{N_3^3 - N_2^3}; \quad \gamma = \frac{N_1 \cdot N_2^2}{N_3^3 - N_2^3}$$

$$i_{1Y_j}(\theta) = \frac{4}{\pi} \cdot I_d \cdot \sum_k \frac{1}{k} \cos\left(k \cdot \frac{\pi}{6}\right) \sin\left(k \cdot (\theta - \varphi_j)\right)$$

Da mesma forma, aplicando-se a FMM no que tange à conexão ZZ – Δ do transformador T_1 , pode-se estabelecer as i''_{1_a}, i''_{1_b} e i''_{1_c} refletidas no primário.

$$\begin{cases} \sqrt{3} \cdot N_1 \cdot i_1(\theta) + N_2 \cdot i''_{1_b}(\theta) - N_3 \cdot i''_{1_a}(\theta) = 0 \\ \sqrt{3} \cdot N_1 \cdot i_2(\theta) + N_2 \cdot i''_{1_c}(\theta) - N_3 \cdot i''_{1_b}(\theta) = 0 \\ \sqrt{3} \cdot N_1 \cdot i_3(\theta) + N_2 \cdot i''_{1_a}(\theta) - N_3 \cdot i''_{1_c}(\theta) = 0 \end{cases} \quad (2.3)$$

A equação (2.3) pode ser reescrita sob forma matricial via equação (2.4).

$$\begin{bmatrix} i''_{1_a}(\theta) \\ i''_{1_b}(\theta) \\ i''_{1_c}(\theta) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \begin{bmatrix} \alpha & \beta & \gamma \\ \gamma & \alpha & \beta \\ \beta & \gamma & \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1(\theta) \\ i_2(\theta) \\ i_3(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Com base na Figura 2.1, as correntes de linha $i_1(\theta), i_2(\theta)$ e $i_3(\theta)$ podem ser expressas, na sua forma matricial, através da equação (2.5), na qual as correntes de linha i_{1D_j} ($j = a, b, c$) no terciário do transformador são expostas com $\varphi_j = \left\{0, \frac{2\pi}{3}, -\frac{2\pi}{3}\right\}$ e $k = 6 \cdot q \pm 1$ com ($q \in \{1, 2 \dots 8\}$).

$$\begin{bmatrix} i_{1D_a}(\theta) \\ i_{1D_b}(\theta) \\ i_{1D_c}(\theta) \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1(\theta) \\ i_2(\theta) \\ i_3(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

$$i_{1D_j}(\theta) = \frac{4}{\pi} \cdot I_d \cdot \sum_k \frac{1}{k} \cos\left(k \cdot \frac{\pi}{6}\right) \sin\left(k \cdot \left(\theta - \frac{\pi}{6} - \varphi_j\right)\right)$$

Observa-se na equação (2.5) que há presença de uma matriz não quadrada de formato (4 x 3). Portanto, a resolução dela é realizada utilizando fórmulas matriciais conhecidas. As correntes podem ser deduzidas de acordo com a equação (2.6), reescrevendo a equação (2.5). Consequentemente, as correntes $i''_{1_a}(\theta)$, $i''_{1_b}(\theta)$ e $i''_{1_c}(\theta)$ são calculadas via equação (2.7).

$$\begin{bmatrix} i_1(\theta) \\ i_2(\theta) \\ i_3(\theta) \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \right)^{-1} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_{1D_a}(\theta) \\ i_{1D_b}(\theta) \\ i_{1D_c}(\theta) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$\begin{bmatrix} i''_{1_a}(\theta) \\ i''_{1_b}(\theta) \\ i''_{1_c}(\theta) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \begin{bmatrix} \alpha & \beta & \gamma \\ \gamma & \alpha & \beta \\ \beta & \gamma & \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1D_a}(\theta) - i_{1D_b}(\theta) \\ i_{1D_b}(\theta) - i_{1D_c}(\theta) \\ i_{1D_c}(\theta) - i_{1D_a}(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Em definitivo, as correntes CA de linha $i_{1_a}(\theta)$, $i_{1_b}(\theta)$ e $i_{1_c}(\theta)$ no primário do transformador especial é a soma das correntes de linha $i'_{1_j}(\theta)$ e $i''_{1_j}(\theta)$ ($j = a, b, c$) equacionadas via equações (2.2) e (2.7).

Com um procedimento similar ao descrito para obtenção das correntes refletidas $i_{1_a}(\theta)$, $i_{1_b}(\theta)$ e $i_{1_c}(\theta)$ no primário do transformador T_1 , consegue-se estabelecer via equação (2.8), as correntes refletidas $i_{2_a}(\theta)$, $i_{2_b}(\theta)$ e $i_{2_c}(\theta)$ no primário do transformador especial T_2 , na qual as correntes de linha $i_{2Y_j}(\theta)$ e $i_{2D_j}(\theta)$ ($j = a, b, c$) são expostas.

$$\begin{bmatrix} i_{2_a} \\ i_{2_b} \\ i_{2_c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha & \gamma & \beta \\ \beta & \alpha & \gamma \\ \gamma & \beta & \alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{2Y_a}(\theta) \\ i_{2Y_b}(\theta) \\ i_{2Y_c}(\theta) \end{bmatrix} + \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot \begin{bmatrix} \alpha & \gamma & \beta \\ \beta & \alpha & \gamma \\ \gamma & \beta & \alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{2D_a}(\theta) - i_{2D_c}(\theta) \\ i_{2D_b}(\theta) - i_{2D_a}(\theta) \\ i_{2D_c}(\theta) - i_{2D_b}(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$i_{2Y_j}(\theta) = \frac{4}{\pi} \cdot I_d \cdot \sum_k \frac{1}{k} \cos\left(k \cdot \frac{\pi}{6}\right) \sin\left(k \cdot \left(\theta - \frac{\pi}{12} - \varphi_j\right)\right)$$

$$i_{2D_j}(\theta) = \frac{4}{\pi} \cdot I_d \cdot \sum_k \frac{1}{k} \cos\left(k \cdot \frac{\pi}{6}\right) \sin\left(k \cdot \left(\theta + \frac{\pi}{12} - \varphi_j\right)\right)$$

Em definitivo, as correntes de linha $i_{j_{pro}}$ ($j = a, b, c$) do SC – 24P empregado, estabelecidas via equação (2.9), são o somatório das correntes i_{1j} e i_{2j} ($j = a, b, c$).

$$\begin{cases} i_{a_{pro}}(\theta) = i_{1a}(\theta) + i_{2a}(\theta) \\ i_{b_{pro}}(\theta) = i_{1b}(\theta) + i_{2b}(\theta) \\ i_{c_{pro}}(\theta) = i_{1c}(\theta) + i_{2c}(\theta) \end{cases} \quad (2.9)$$

Por outro lado, a equação que rege as correntes de entrada $i_{j_{conv}}(\theta)$ ($j = a, b, c$) do sistema conversor tradicional é dada através da equação (2.10) usando análises de Série de Fourier, na qual $\varphi_j = \left\{0, \frac{2\pi}{3}, -\frac{2\pi}{3}\right\}$ e $k' = 12 \cdot q' \pm 1$ com ($q' \in \{1, 2 \dots 8\}$).

$$i_{j_{conv}}(\theta) = \frac{4}{\pi} \cdot I_d \cdot \sum_{k'} \frac{1}{k'} \cos\left(k' \cdot \frac{\pi}{6}\right) \sin\left(k' \cdot (\theta - \varphi_j)\right) \quad (2.10)$$

A Figura 2.2 ilustra as formas de ondas teóricas das correntes CA de linha do SC – 24P empregado, apenas para a fase A, com ($0 \leq \theta \leq 4\pi$) e o conteúdo harmônico para ambos os sistemas conversores. Observa-se que a corrente CA de linha $i_{a_{pro}}$ do SC – 24P empregado se aproxima de uma onda senoidal em relação à corrente de linha $i_{a_{conv}}$ do SC – 12P tradicional. A distorção harmônica total (THD) é calculada em função dos valores eficazes da componente fundamental e de todos os harmônicos de corrente de entrada. Nestes cálculos, realizados através do programa MathCad, são considerados apenas os 50 primeiros componentes harmônicos.

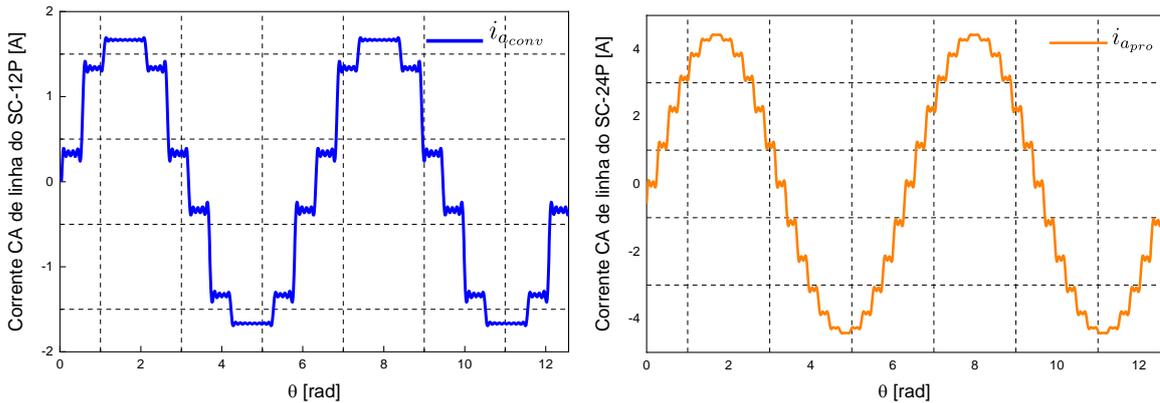
O valor RMS genérico $I_{a_{i,rms}}$ ($i = \{conv, pro\}$), apenas da fase A das correntes CA de linha de entrada do conversor de 12 pulsos convencional e 24 pulsos empregado, respectivamente é calculado de acordo com a equação (2.11). De uma forma similar, o valor RMS da componente fundamental $I_{1a_{i,rms}}$ ($k = 1$) é dada através da equação (2.12). Os valores RMS das correntes CA de entrada das outras fases do sistema podem ser obtidos com as expressões estabelecidas em (2.9) e (2.11), uma vez que o sistema de tensões CA foi considerado equilibrado. Consequentemente, o valor teórico da %THD das correntes CA de entrada do SC – 12P convencional e do SC – 24P empregado é dado via (2.13).

$$I_{a_{i,rms}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} i_{a_i}^2(\theta) d\theta} \quad (2.11)$$

$$I_{1a_{i,rms}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} i_{1a_i}^2(\theta) d\theta} \quad (2.12)$$

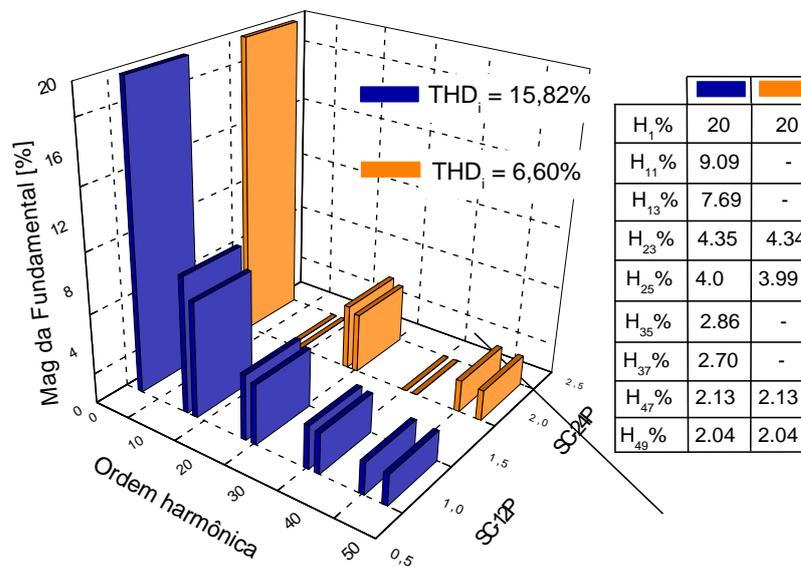
$$\%THD_i = \frac{\sqrt{I_{ai,rms}^2 - I_{1ai,rms}^2}}{I_{1ai,rms}} \quad (2.13)$$

Pode-se observar na Figura 2.3 que as correntes CA de linha $i_{a_{conv}}$ e $i_{a_{pro}}$ possuem uma %THD igual a 15,82% e 6,60%, respectivamente. Conseqüentemente, são eliminados os 11° e 13° harmônicos na corrente CA de linha de entrada do SC – 24P empregado deixando assim o perfil da corrente próximo a uma onda senoidal.



(a) Corrente de entrada do SC-12P

(b) Corrente de entrada do SC-24P



(c) Espectro harmônico de ambos os conversores.

Figura 2.2– Resultados teóricos das correntes CA e conteúdo harmônico.

2.3 Análise das tensões CC de saída na carga

As tensões CC de saída de cada ponte conversora de 6 pulsos, como mostrada na Figura 2.3, podem ser estabelecidas de acordo com as equações (2.17), (2.18), (2.19) e (2.20).

$$V_{cc_1}(\theta) = \overline{V_{cc}} + \sum_{k=1,2}^{\infty} V_{A_k} \cdot \cos(6k \cdot \theta) \quad (2.17)$$

$$V_{cc_2}(\theta) = \overline{V_{cc}} + \sum_{k=1,2}^{\infty} V_{A_k} \cdot \cos\left(6k \cdot \left(\theta - \frac{\pi}{6}\right)\right) \quad (2.18)$$

$$V_{cc_3}(\theta) = \overline{V_{cc}} + \sum_{k=1,2}^{\infty} V_{A_k} \cdot \cos\left(6k \cdot \left(\theta - \frac{\pi}{12}\right)\right) \quad (2.19)$$

$$V_{cc_4}(\theta) = \overline{V_{cc}} + \sum_{k=1,2}^{\infty} V_{A_k} \cdot \cos\left(6k \cdot \left(\theta + \frac{\pi}{12}\right)\right) \quad (2.20)$$

Nas quais os parâmetros $\overline{V_{cc}}$ e V_{A_k} (coeficientes da série de Fourier), podendo ser estabelecidos de acordo com a equação (2.21) onde V_{LL} representa a tensão RMS fase-fase na entrada das pontes conversoras, respectivamente.

$$\begin{cases} \overline{V_{cc}} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{LL} \\ V_{A_k} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot (-1)^k \cdot V_{LL} \cdot \left[-\frac{2}{36 \cdot k^2 - 1}\right] \end{cases} \quad (2.21)$$

As pontes conversoras estão sendo conectadas em série, as tensões CC de saída $V_{cc_{conv}}$ e $V_{cc_{pro}}$ (vide Figura 2.3) do SC-12P tradicional e do SC-24P empregado, respectivamente são conseguidas via equação (2.22). Os parâmetros A_k, B_k e φ presentes na equação (2.22), são estabelecidos de acordo com a equação (2.23).

$$\begin{cases} V_{cc_{conv}}(\theta) = \frac{6\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{LL} \cdot \cos(\alpha) + \sum_{k=1,2}^{\infty} B_k \cdot |V_{A_k}| \cdot \cos(6 \cdot k \cdot \theta) \\ V_{cc_{pro}}(\theta) = \frac{6\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{LL} \cdot \cos(\alpha) + \sum_{k=1,2}^{\infty} A_k \cdot |V_{A_k}| \cdot \cos(6 \cdot k \cdot \theta) \end{cases} \quad (2.22)$$

$$\begin{cases} A_k = \left(1 + \cos(k \cdot \pi) + 2 \cos\left(\frac{k \cdot \pi}{2}\right)\right) \\ B_k = (1 + \cos(k \cdot \pi)) \end{cases} \quad (2.23)$$

A Figura 2.3 ilustra a forma de ondas das tensões instantâneas $V_{cc_1}, V_{cc_2}, V_{cc_{conv}}$ e $V_{cc_{pro}}$ para $0 \leq \theta \leq 2\pi$ baseando-se nas equações (2.18), (2.19) e (2.22). Observa-se uma ondulação menor na tensão CC de saída $V_{cc_{pro}}$ do SC-24P empregado em relação à tensão $V_{cc_{conv}}$ do SC-12P convencional. A Figura 2.4 ilustra o conteúdo harmônico da tensão CC de saída do SC-12P e do SC-24P empregado. Pode-se observar a eliminação dos 12° e 36° harmônicos na tensão CC deixando assim o perfil da tensão do SC – 24P com menos ondulação.

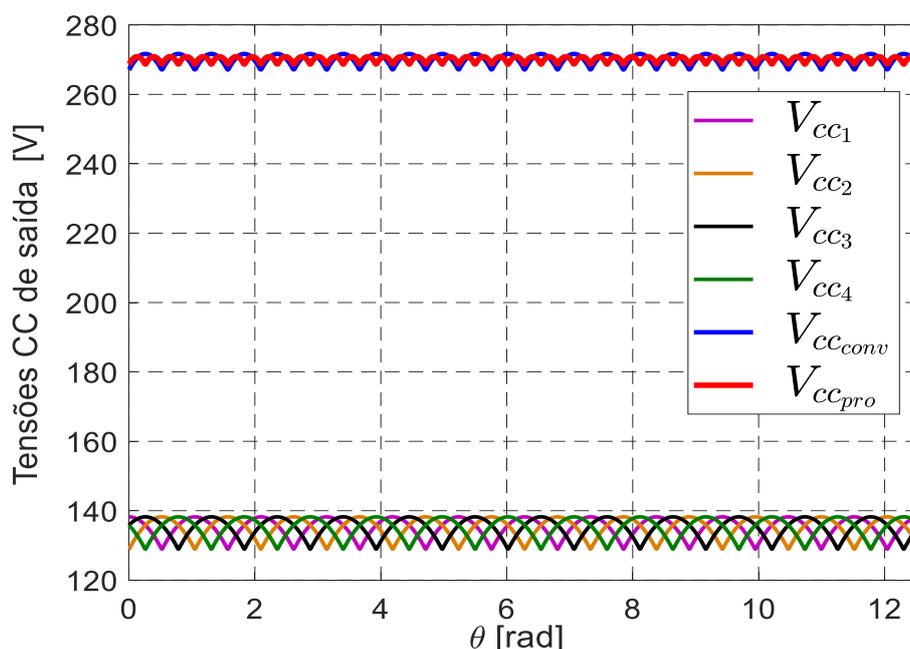


Figura 2.3 – Tensões CC de saída do SC-24P empregado.

O valor teórico da THD do SC – 12P e do SC – 24P, calculado em relação componente CC, é igual a 1,39% e 0,68%, respectivamente. Isso significa que ao se fazer o uso do SC – 24P empregado, consegue-se uma redução nos filtros instalados no lado CC das pontes conversoras. Levando-se em consideração as Figuras 2.2(c) e 2.4, é possível afirmar parcialmente que o SC – 24P empregado oferece uma economia nos filtros em ambos os lados CA e CC e pode ser aplicado em sistemas MEA.

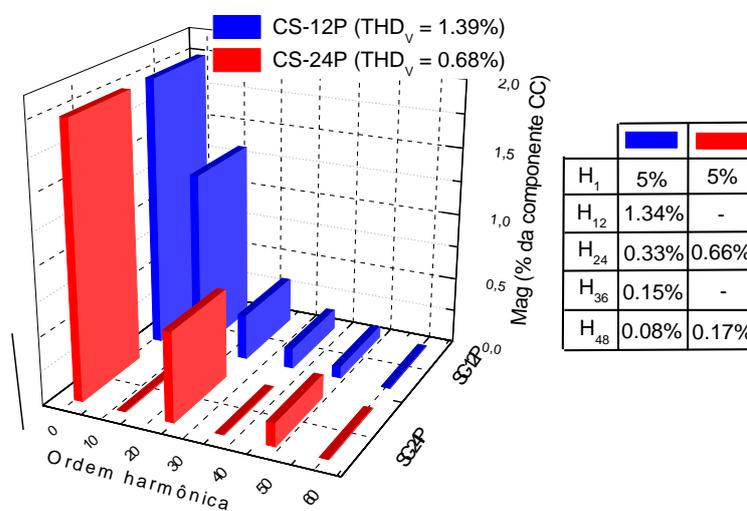


Figura 2.4 – Espectro harmônico do SC – 12P tradicional e do SC-24P empregado.

2.4 Considerações finais

Por meio da ferramenta de balanço da FMM e da análise de Fourier, foi realizado um estudo matemático de ambos os conversores (12 pulsos convencional e 24 pulsos empregado) utilizando como base as condições ideais de operação do sistema. Através das análises matemáticas foi possível levantar perfis de corrente CA e tensão CC com seus respectivos harmônicos. Ademais, conclui-se que o SC-24P empregado oferece uma melhoria no valor da %THD de corrente CA e tensão CC em relação ao conversor de 12-pulsos convencional. Os resultados teóricos parciais obtidos nesse capítulo comprovam o desempenho do SC-24P empregado, em termos de mitigação harmônica, em comparação com o SC – 12P convencional. Desse modo, ao utilizar o SC – 24P, há uma redução nos filtros CA e CC previamente instalados no SC-12P tradicional.

3. Validação do SC-24P empregado em sistemas MEA

3.1 Considerações gerais

No capítulo anterior foi evidenciado o desenvolvimento teórico para ambos os conversores no intuito de levantar os perfis das correntes CA e tensões CC e seus respectivos espectros harmônicos. Neste capítulo, com o objetivo de validar a aplicabilidade do SC-24P para ser empregado em sistemas MEA, simulações computacionais, para as frequências de 360 Hz e 800 Hz, são realizadas no ambiente do software Matlab/Simulink. Os resultados obtidos são averiguados com base nos padrões aeronáuticos MIL-STD-704F e RTCA-DO-160F e, conseqüentemente, possibilitaram justificar a viabilidade do SC-24P em sistemas MEA. Além disso, uma análise comparativa entre o SC-24P empregado nesta dissertação, o SC-12P tradicional e outros sistemas conversores de 24 pulsos desenvolvidos na literatura recente, é feita baseando-se em alguns índices de desempenho de qualidade de energia. Por fim, considerando a indisponibilidade de uma fonte de alimentação com frequência 360 Hz ou 800 Hz e com a estratégia de explorar outros horizontes de aplicações do sistema conversor empregado, implementou-se um protótipo projetado em escala reduzida usando a rede de fornecimento de energia elétrica em 60 Hz. Os resultados obtidos atendem aos requerimentos do IEEE 519-2014 e, portanto, comprovam a aplicação do conversor empregado em sistemas elétricos industriais.

3.2 Descrição e simulação do sistema modelado

O sistema conversor modelado no ambiente Matlab/Simulink é ilustrado na Figura 3.1. Usou-se uma rede CA trifásica de suprimento de energia com especificações típicas 90 kVA, 115/200 V, 360 Hz ou 800 Hz, $X/R = 10$ utilizadas geralmente em sistemas de aeronaves comerciais e uma carga CC de potência nominal 10 kW. A estrutura interna da unidade conversora é própria a cada sistema. As diferentes fórmulas no que tange aos índices de desempenho de QEE são implementadas no subsistema de medições. Assumiu-se que os transformadores trifásicos de três enrolamentos e as pontes conversoras de 6 pulsos empregados são idênticos entre si. Além disso, a rede de fornecimento de energia elétrica em 360 Hz (frequência operacional) é considerada equilibrada e livre de harmônicos. Todo o mérito no que tange à proposição, aos cálculos de tapes dos transformadores e às análises do protótipo do sistema conversor em situações não ideais de operação já se

encontram realizados em outros trabalhos anteriores. Portanto, vale ressaltar que nesta seção, não se pretende propor um novo conversor senão indagar sua aplicabilidade em sistemas MEA com base nos padrões aeronáuticos.

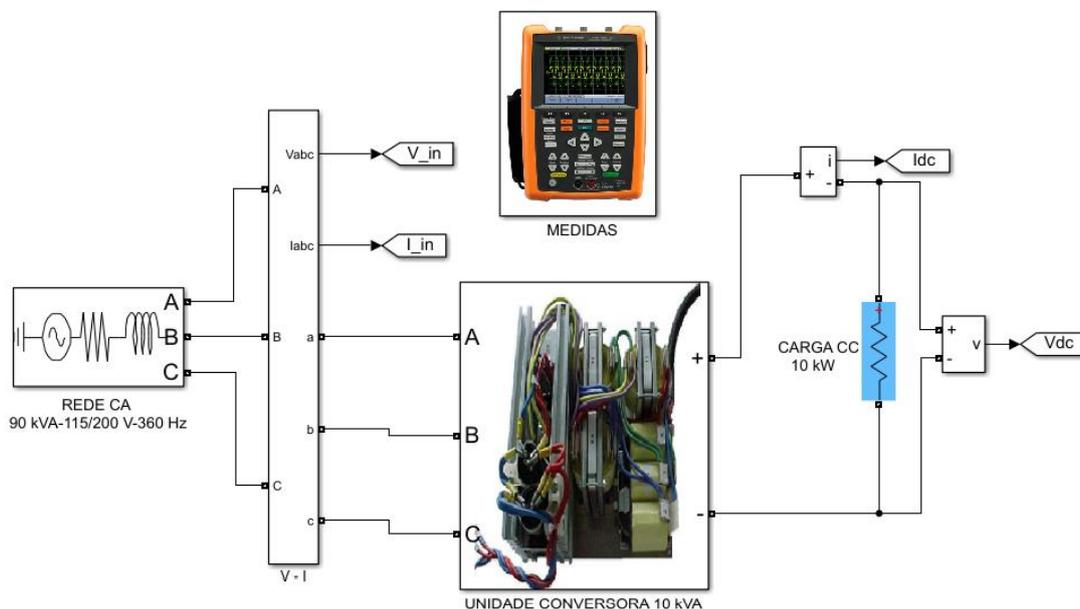


Figura 3.1 – Diagrama esquemático para ambos os conversores

A estrutura interna da unidade conversora, para ambos os sistemas conversores é ilustrada através das Figuras 3.2 e 3.3. O sistema conversor de 12 pulsos tradicional, como é de conhecimento comum, usa um transformador trifásico de três enrolamentos de potência 10 kVA com configuração Y (aterrado) – Y – Δ alimentando duas pontes conversoras de 6 pulsos a diodos conectadas em série para a exigência da aplicação em sistemas MEA. O sistema de 24 pulsos empregado, por sua vez, é composto de dois transformadores trifásicos de três enrolamento de potência 5 kVA cada um, com conexão zigzague no primário, estrela no secundário e delta no terciário. Cada um destes transformadores (unidade #1 e #2) também alimenta duas pontes conversores de 6 pulsos a diodos. Para obtenção do sistema conversor de 24 pulsos, vale lembrar que a inversão de sequência de fase no primário da unidade transformadora #2 deve ser feita.

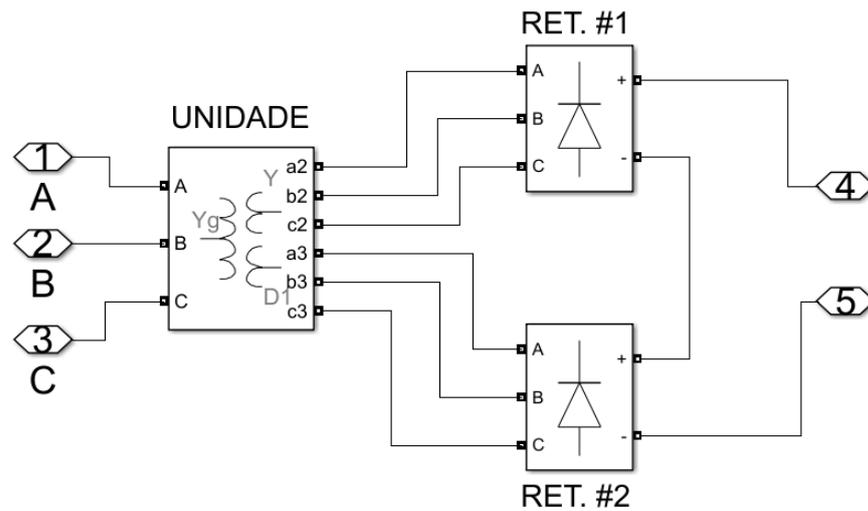


Figura 3.2 – Sistema conversor de 12 pulsos tradicional.

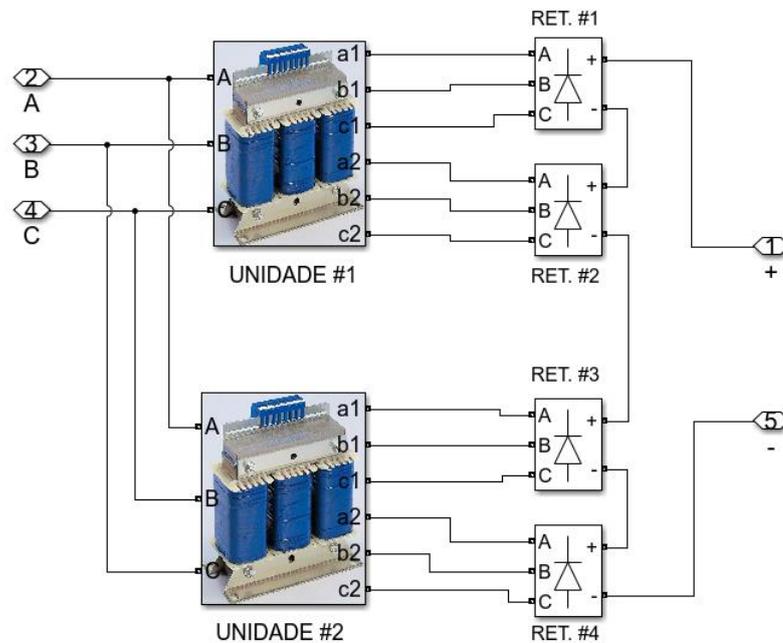


Figura 3.3 – Sistema conversor de 24 pulsos empregado.

A estrutura interna de ligação de cada uma das unidades #1 e 2 é ilustrada na Figura 3.4. Usou-se, para construção do transformador especial, três transformadores monofásicos com dois enrolamentos (disponíveis na biblioteca do Simulink) tanto no primário quanto no secundário. As entradas primárias do transformador conversor são designadas por A, B e C e, conseqüentemente, (a1, b1, c1) e (a2, b2, c2) representam as entradas secundárias e terciárias, respectivamente.

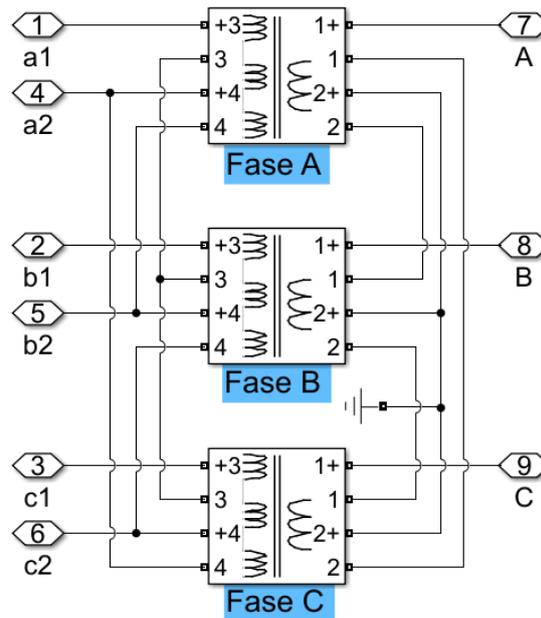


Figura 3.4 – Estrutura de ligação do transformador especial (unidade #1 e #2).

As Figuras 3.5 – 3.8 ilustram os resultados obtidos em condições ideais de operação tanto para o SC – 12P tradicional quanto para o SC – 24P empregado, para ambas as frequências operacionais. Observe que a %THD da corrente de linha CA do SC – 12P tradicional é igual a 8,26% e 6,59%, para a frequência 360 Hz e 800 Hz respectivamente. A diferença entre os valores da %THD se justifica pela variação da impedância (somatório da impedância da rede e dos transformadores) com frequência operacional. Também, a %THD da corrente de linha CA do SC – 24P é igual a 1,85% e 1,11%, para a frequência 360 Hz e 800 Hz respectivamente. O valor obtido da %THD da corrente, no caso do SC – 24P empregado para ambas as frequências, é menor que 3%, limites impostos pelas normas RTCA-DO-160F.

A %THD da tensão CC do SC – 12P é igual a 1,68% e 1,59%, para a frequência 360 Hz e 800 Hz respectivamente. Por outro lado, A %THD da tensão CC do SC – 24P é igual a 0,54% e 0,55%, para a frequência 360 Hz e 800 Hz respectivamente. Além disso, pode-se notar que os 11°, 13°, 35° e 37° harmônicos característicos na corrente de entrada CA do conversor são totalmente mitigados e o perfil da corrente CA do SC – 24P se aproxima a uma onda senoidal. Da mesma forma, os 12° e 36° harmônicos presentes na tensão de saída CC do SC – 24P empregado são cancelados deixando assim uma menor ondulação na tensão CC.

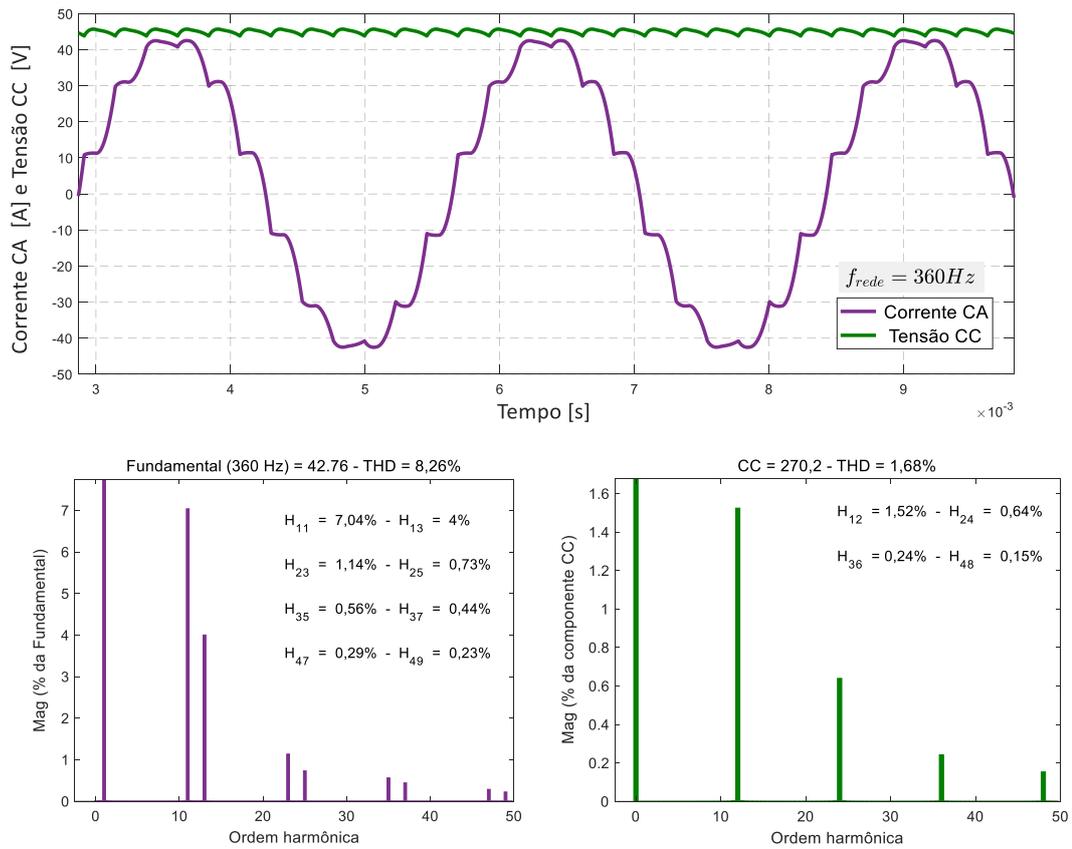


Figura 3.5 – Resultados de simulação do SC – 12P tradicional ($f_{rede} = 360$ Hz).

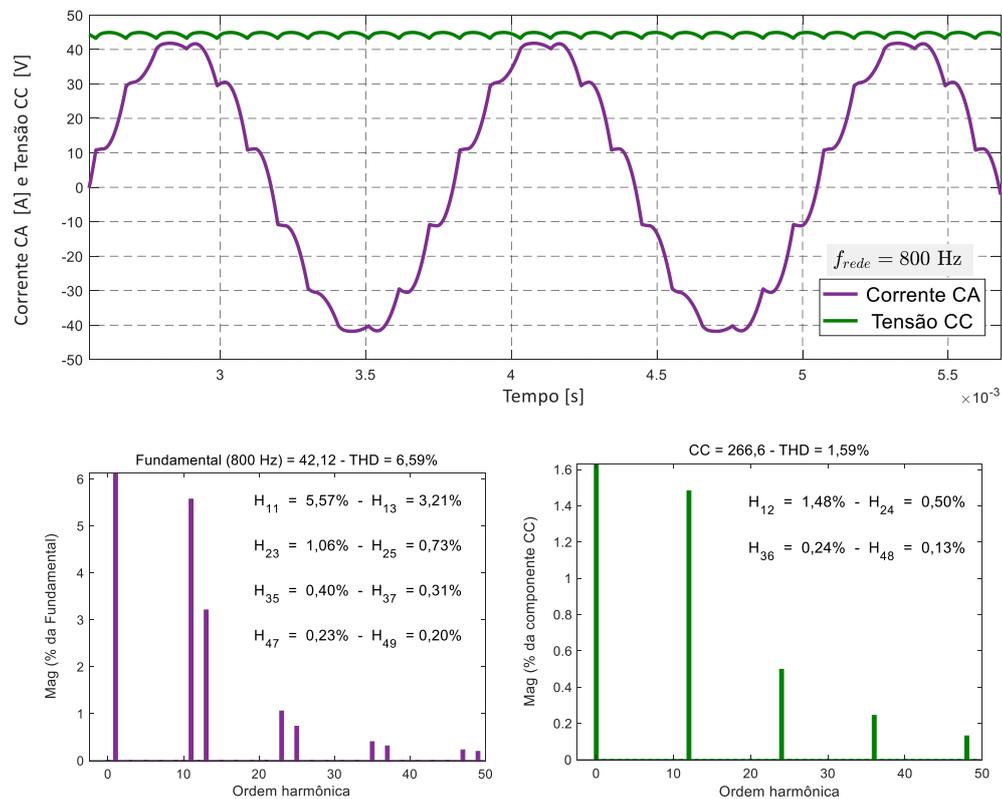


Figura 3.6 – Resultados de simulação do SC – 12P tradicional ($f_{rede} = 800$ Hz).

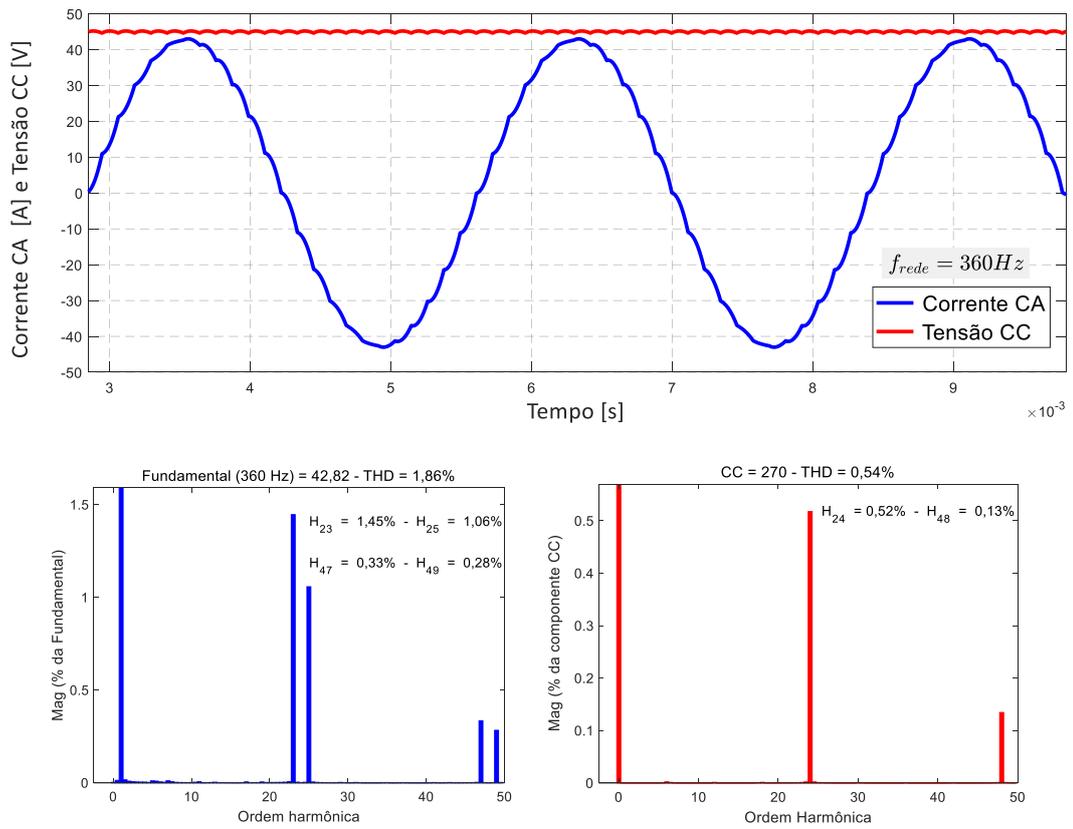


Figura 3.7 – Resultados de simulação do SC – 24P empregado ($f_{rede} = 360 Hz$).

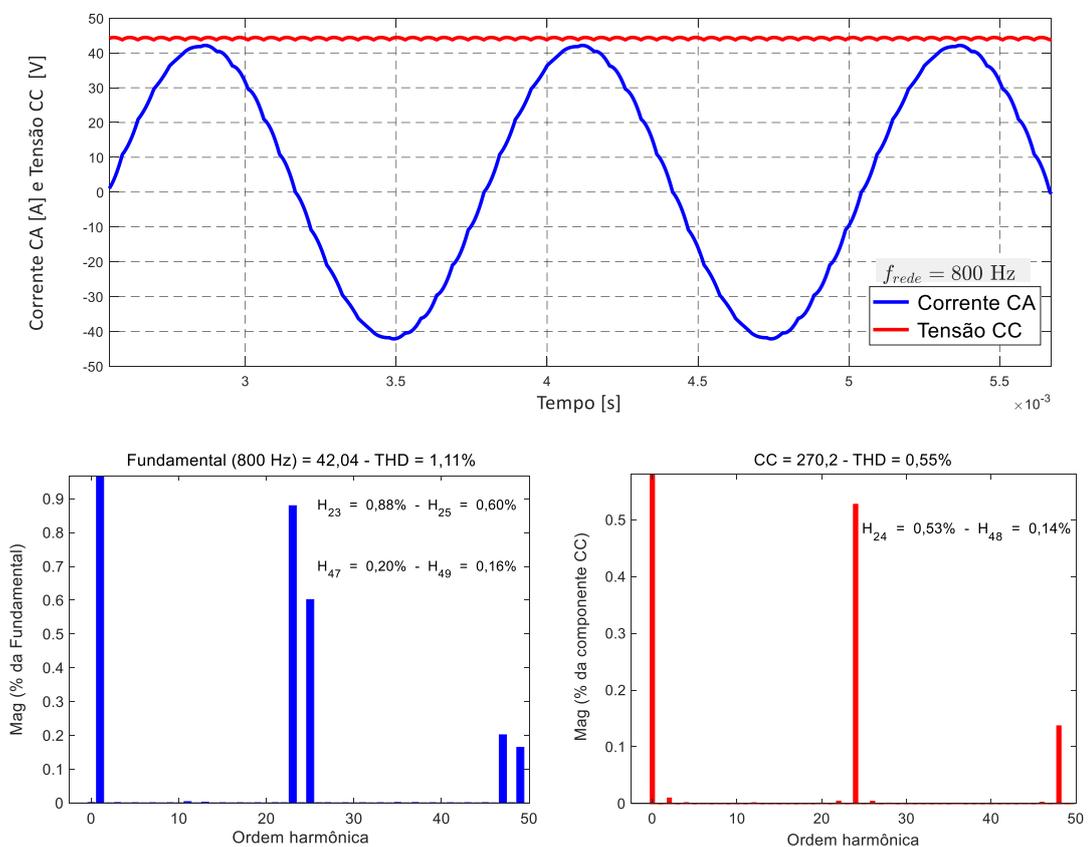


Figura 3.8 – Resultados de simulação do SC – 24P empregado ($f_{rede} = 800 Hz$).

As tabelas 3.1 e 3.2 ilustram, apenas para a frequência operacional de 360 Hz, o desempenho do SC – 24P empregado e o SC – 12P tradicional variando a carga CC de 10% (carga leve) a 100% da potência nominal de 10 kW. Pode-se perceber que o valor da %THD da corrente CA obtido, no caso do SC – 12P tradicional, é maior que 3% recomendado pelas normas RTCA-DO-160F. Isto justifica, para atender aos requerimentos impostos por esta norma, que deve-se instalar filtros CA para cancelar os harmônicos e, portanto, reduzir o valor da %THD. O sistema conversor SC – 24P empregado mostrou-se como uma solução alternativa para sua aplicação em sistemas MEA, pois os índices de QEE obtidos atendem aos padrões aeronáuticos RTCA-DO-160F (%THD < 3%) e MIL-STD-704F ($\Delta V_{cc} < 6$ V). Uma das vantagens do SC – 24P está atrelada ao seu fator de ondulação na tensão CC e seu fator de potência comparados com os obtidos no caso do SC – 12P tradicional. Além disso, os valores obtidos da %THD da tensão CA são maiores no caso do SC – 12P tradicional, para ambas as frequências operacionais (360 Hz e 800 Hz). Todavia, o conversor tradicional possui uma eficiência η ligeiramente superior ao do SC – 24P empregado, lembrando que os dois sistemas conversores são simulados nas condições de operação e com os mesmos parâmetros transformadores. Diante destes resultados, o SC – 24P empregado se mostrou bastante atrativo em relação ao SC – 12P em termos de peso e volume requeridos e pelos seus índices de desempenho de qualidade de energia elétrica.

Tabela 3.1 – Índices de desempenho do SC-12P tradicional ($f_{rede} = 360$ Hz).

| Carga [%] | 10% | 25% | 50% | 75% | 100% |
|---------------------|----------|----------|----------|----------|-----------|
| V_a [V] | 115,360 | 115,170 | 114,788 | 114,348 | 113,869 |
| THD_v [%] | 1,381 | 2,595 | 4,075 | 5,210 | 6,130 |
| I_a [A] | 3,210 | 7,878 | 15,522 | 23,005 | 30,337 |
| THD_i [%] | 12,750 | 11,660 | 10,300 | 9,204 | 8,258 |
| S [VA] | 1102,008 | 2702,902 | 5312,850 | 7848,132 | 10309,143 |
| P [W] | 1098,655 | 2689,724 | 5270,387 | 7764,303 | 10176,013 |
| Q [VAr] | 85,899 | 266,587 | 670,374 | 1144,023 | 1651,424 |
| FP | 0,99695 | 0,99512 | 0,99200 | 0,98931 | 0,98708 |
| \bar{V}_{cc} [V] | 278,944 | 277,454 | 274,986 | 272,548 | 270,164 |
| FO_v [%] | 1,345 | 1,495 | 1,467 | 1,325 | 1,191 |
| η [%] | 97,151 | 98,149 | 98,406 | 98,428 | 98,390 |
| ΔV_{cc} [V] | 3,982 | 4,983 | 5,368 | 4,823 | 4,023 |

V_a : Tensão CA eficaz fase-neutro; I_a : Corrente CA eficaz; **S**: Potência aparente; **P**: Potência ativa de entrada; **Q**: Potência reativa; **FP**: Fator de potência; \bar{V}_{cc} : Tensão CC média; FO_v : Fator de ondulação da tensão CC; η : Eficiência; ΔV_{cc} : Amplitude de ondulação da tensão CC (valor pico-médio)

Tabela 3.2 – Dados de desempenho do SC-24P empregado ($f_{rede} = 360$ Hz).

| Carga [%] | 10% | 25% | 50% | 75% | 100% |
|---------------------|----------|----------|----------|----------|-----------|
| V_a [V] | 115,362 | 115,179 | 114,813 | 114,396 | 113,941 |
| THD_v [%] | 1,020 | 1,812 | 2,611 | 3,000 | 3,054 |
| I_a [A] | 3,169 | 7,793 | 15,402 | 22,897 | 30,284 |
| THD_i [%] | 5,538 | 4,514 | 3,324 | 2,459 | 1,861 |
| S [VA] | 1095,176 | 2689,781 | 5300,453 | 7852,093 | 10345,211 |
| P [W] | 1092,631 | 2680,678 | 5273,024 | 7800,882 | 10267,454 |
| Q [VAR] | 74,613 | 221,097 | 538,532 | 895,325 | 1266,010 |
| FP | 0,99767 | 0,99661 | 0,99482 | 0,99347 | 0,99248 |
| \bar{V}_{cc} [V] | 276,791 | 275,615 | 273,680 | 271,803 | 269,984 |
| FO_v [%] | 0,3922 | 0,3862 | 0,344 | 0,365 | 0,381 |
| η [%] | 96,184 | 97,179 | 97,425 | 97,431 | 97,383 |
| ΔV_{cc} [V] | 1,111 | 1,382 | 1,257 | 0,915 | 0,851 |

V_a : Tensão CA eficaz fase-neutro; I_a : Corrente CA eficaz; **S**: Potência aparente; **P**: Potência ativa de entrada; **Q**: Potência reativa; **FP**: Fator de potência; \bar{V}_{cc} : Tensão CC média; FO_v : Fator de ondulação da tensão CC; η : Eficiência; ΔV_{cc} : Amplitude de ondulação da tensão CC (valor pico-médio)

A Figura 3.9 ilustra a variação da %THD da tensão e corrente CA perante a variação da carga CC, para ambos os conversores (SC – 12P tradicional e SC – 24P empregado). Pode-se observar, de forma geral, que a %THD diminui consideravelmente com o aumento de número de pulsos do sistema conversor. Por outro lado, a %THD_{v,i} aumenta à medida que a carga CC cresce.

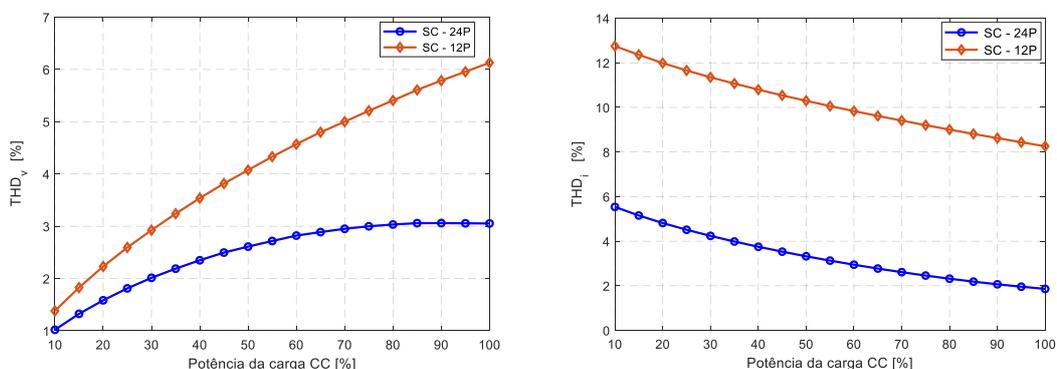


Figura 3.9 – Variação da %THD da tensão e corrente CA em função da carga CC

A Figura 3.10 ilustra o fator de potência obtido para o SC – 12P e SC – 24P empregado. Da mesma forma no caso da %THD, o fator de potência aumenta à medida que o número de pulsos cresce e diminui quando a carga CC passa de 10% (carga leve) a 100%. A Figura 3.11 ilustra o fator de ondulação da tensão CC em função da variação da carga CC. Nota-se que à medida que o número de pulsos do conversor aumenta, o fator de ondulação diminui. Consequentemente, a frequência

de ondulação da tensão aumenta e o filtro CC projetado a ser instalado do lado de saída do conversor é mínimo.

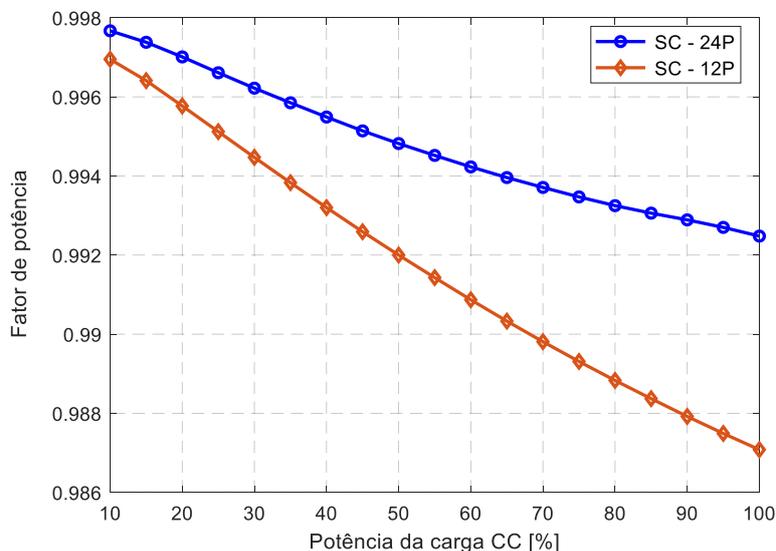


Figura 3.10 – Fator de potência em função da carga CC.

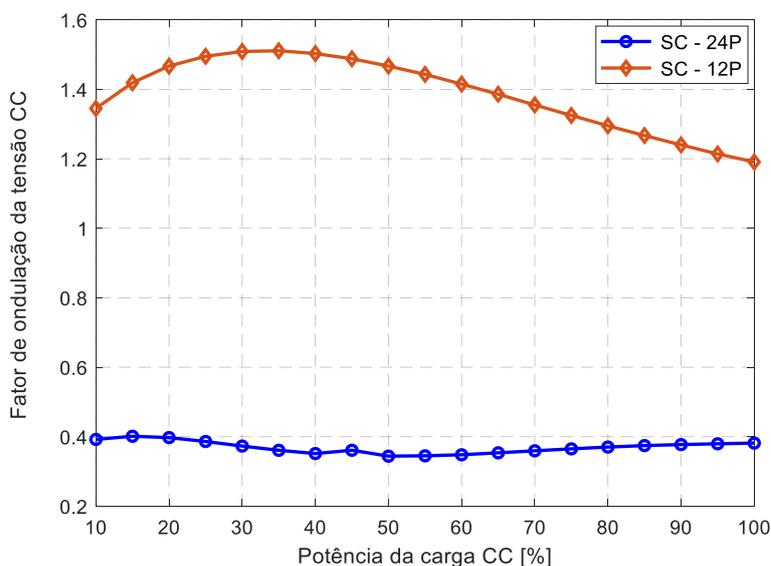


Figura 3.11 – Fator de ondulação da tensão CC.

A Figura 3.12 ilustra a eficiência obtida para ambos os sistemas conversores com a variação da carga CC. Observa-se que o SC – 12P tradicional possui uma eficiência ligeiramente superior comparada com a do SC – 24P empregado. Isto pode ser explicado pelo número de enrolamentos dos transformadores trifásicos especiais utilizados. No entanto, esta diferença de valor de fato não inviabiliza a aplicação do

SC – 24P empregado em sistemas MEA. Por outro lado, a eficiência η do SC – 24P aumenta à medida que a carga CC cresce.

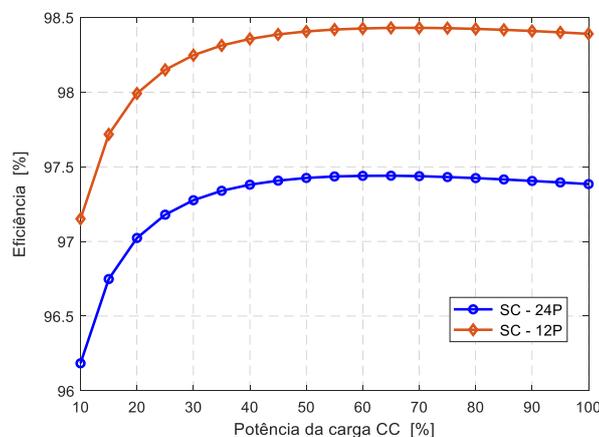


Figura 3.12 – Eficiência η dos sistemas conversores.

A Figura 3.13 ilustra a variação da tensão média de saída para ambos os sistemas conversores com a variação da carga CC. Observa-se que a tensão média diminui com o aumento da carga. Isto é devido à resistência interna que depende da característica dos transformadores e diodos. Os valores de tensão média, tanto para o SC – 12P tradicional quanto para o SC – 24P empregado, estão na faixa de tensão especificada pelo padrão MIL-STD-704F mencionado na Tabela 1.1 do capítulo 1.

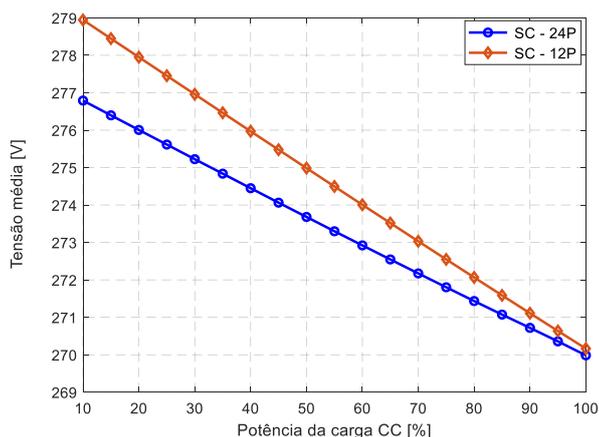


Figura 3.13 – Tensão média de saída dos sistemas conversores.

A Figura 3.14 ilustra, para várias cargas CC, a variação da %THD com a frequência operacional ($360 \text{ Hz} < f_{rede} < 800 \text{ Hz}$) do SC – 24P empregado. Observa-se que a %THD teórica da corrente CA de linha está abaixo do limite imposto (reta vermelha) pelos padrões RTCA – DO – 160F (THD $\sim 3\%$), para as cargas variando de 60% a 100% da potência

nominal. Para atender aos requerimentos aeronáuticos operando com 50% da potência nominal, a frequência operacional deve ser ajustada a um valor maior que 480 Hz. Para uma carga fixa, à medida que a frequência operacional do sistema aumenta, a %THD da corrente de linha diminui. Adicionalmente, para uma frequência fixa, à medida que a carga diminui, a %THD da corrente de linha de entrada do conversor empregado aumenta.

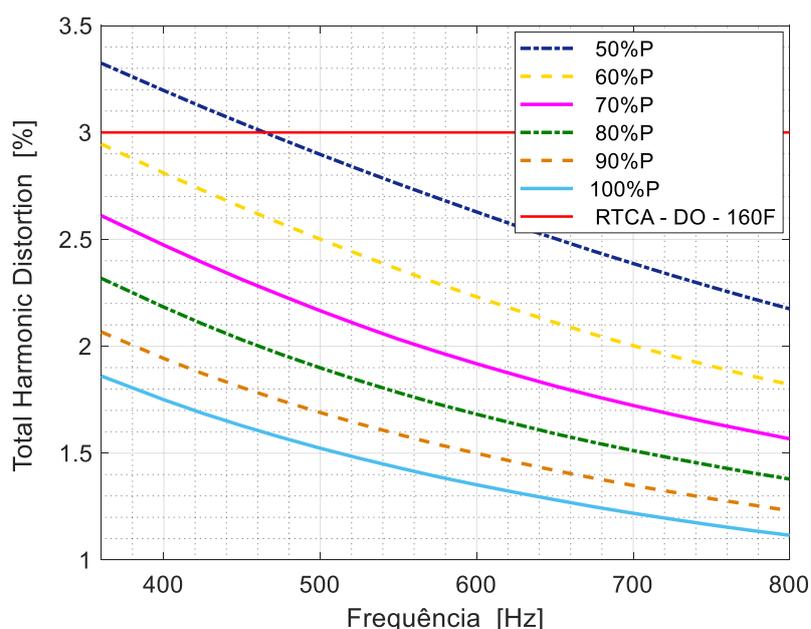


Figura 3.14 – Variação da %THD com a frequência operacional do sistema.

A Tabela 3.3 apresenta um resumo comparativo de alguns índices de desempenho de QEE do SC – 24P empregado em comparação com outros sistemas conversores. Observa-se que o SC – 24P empregado se mostrou atrativo em relação com o SC – 12P tradicional, com o SC – 24P da [25] e o SC – 24P da [26].

Tabela 3.3 – Comparação de índices de QEE para diferentes conversores.

| Tipo de Conversores | THD_v [%] | THD_i [%] | FP | η [%] |
|----------------------|-------------|-------------|--------|------------|
| SC – 12P tradicional | 6,13 | 8,26 | 0,9871 | 98,39 |
| SC – 24P [25] | 2,86 | 5,25 | 0,991 | 96,01 |
| SC – 24P [26] | 2,78 | 3,67 | 0,9930 | 97,82 |
| SC – 24P [26] | 1,73 | 1,45 | 0,9950 | 97,26 |
| SC – 24P empregado | 3,05 | 1,86 | 0,9925 | 97,38 |

Os fatores essenciais de QEE do SC – 24P da [26] superou os do SC – 24P empregado em termos da %THD da corrente e tensão CA e do fator de potência. No entanto, o fato do emprego de um único autotransformador no SC – 24P da [26]

apresenta uma maior preocupação no que tange à confiabilidade do sistema como um todo, ou seja, uma falha nos enrolamentos do autotransformador prejudicaria a continuidade de serviço do sistema. Além disso, o SC – 24P proposto em [26] e simulado para as frequências 360 Hz e 800 Hz apresentou, através de seu espectro harmônico, alguns harmônicos não característicos na corrente CA de magnitude considerável em relação aos 23º e 25º harmônicos. Em situações de falhas internas (por exemplo quebra de isolamento entre o enrolamento e o neutro) e externas (por exemplo curto-circuito trifásico) em um dos transformadores especiais, o SC – 24P empregado garantirá a continuidade de fornecimento de energia evidentemente com potência reduzida, uma vez que se utiliza dois transformadores especiais de potência 5 kVA cada. Portanto, de acordo com as vantagens expostas, o SC – 24P empregado se mostra mais confiável em comparação com o SC – 24P proposto em [26].

3.3 Validação do SC – 24P para aplicações industriais

Para comprovar apenas a aplicação do SC – 24P empregado em sistemas elétricos industriais, um protótipo em escala reduzida (devido aos recursos laboratoriais disponíveis) é implementado assumindo-se algumas premissas: i) Os transformadores utilizados possuem a conexão delta estendida no primário, estrela no secundário e delta no terciário. ii) As pontes conversoras são do tipo 6 pulsos a diodos. iii) Uma carga CC do tipo R-L com três lâmpadas 127 V -100 W em série e um indutor de valor $L = 144,5$ mH é considerada. A Figura 3.15 mostra o protótipo laboratorial implementado operando com a frequência da rede de fornecimento de energia em 60 Hz. O Fluke 435 Power Quality Analyzer é utilizado para medição das diferentes formas de ondas e seus respectivos harmônicos.

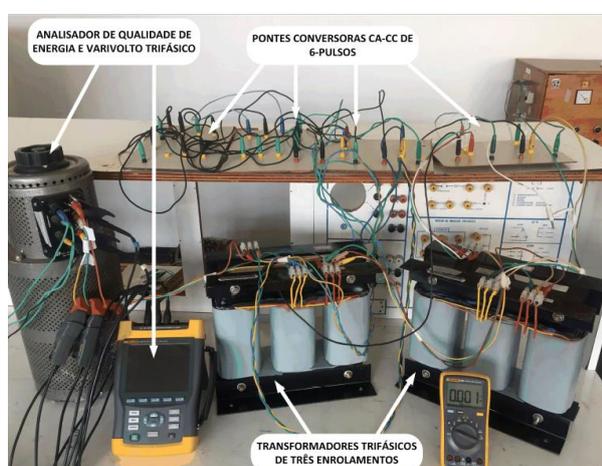


Figura 3.15 – Protótipo laboratorial em escala reduzida [18].

A Figura 3.16 mostra as formas de ondas de tensão e corrente CA do SC-12P tradicional e SC-24P empregado. Pode-se observar que o valor da %THD da corrente CA da fase A é igual a 12,9% para o conversor SC – 12P e 5,7% para SC-24P empregado. O valor de 5,7% obtido no caso do SC – 24P é um pouco maior ao valor imposto ($\approx 5\%$) pelos padrões IEEE 519. Esta ligeira diferença pode ser justificada de fato que inicialmente a rede de alimentação possui um certo conteúdo harmônico na tensão não avaliado antes das medições feitas. A presença de harmônicos na tensão da rede CA gera harmônicos conhecidos como não característicos.

A presença de harmônicos na tensão antes da conexão do conversor empregado impactará de fato no valor da %THD da corrente CA e, conseqüentemente, no seu perfil. Pode-se observar que os 11^o, 13^o, 35^o e 37^o harmônicos, inicialmente presentes na corrente CA do SC – 12P tradicional, são praticamente eliminados usando o SC – 24P. Portanto, com base nos resultados experimentais obtidos, pode-se concluir que o conversor de SC-24P empregado se encontra aplicável em sistemas elétricos industriais.

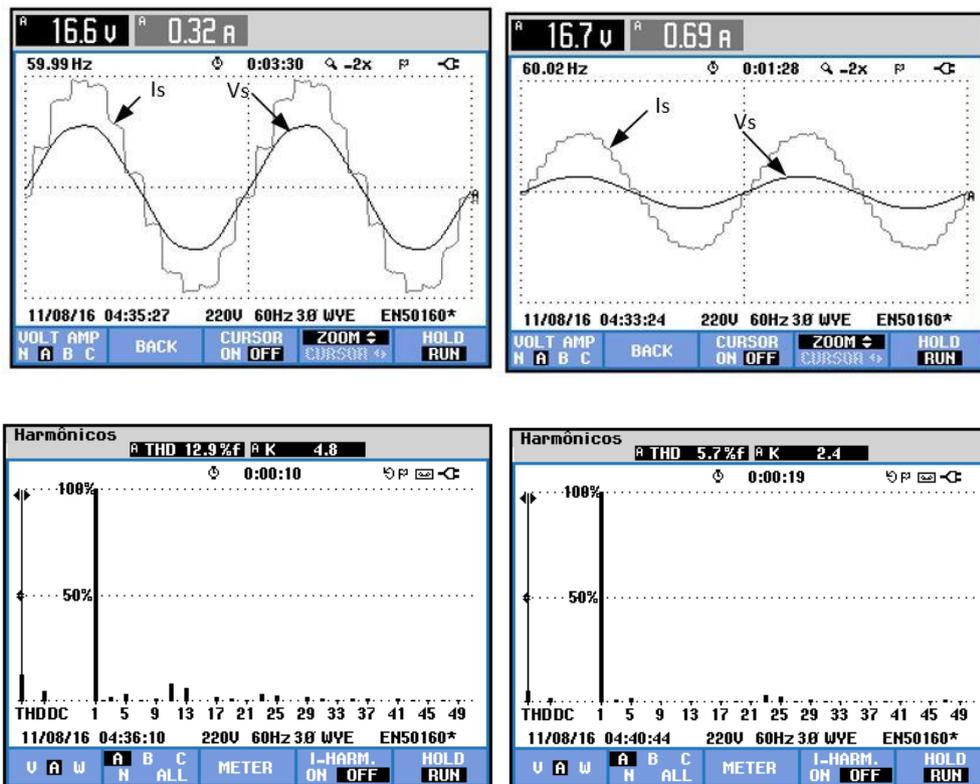


Figura 3.16 – Resultados experimentais. (a) e (c) Corrente e tensão CA e seu espectro harmônico do SC-12P tradicional. (b) e (d) Corrente e tensão CA e seu espectro harmônico do SC-24P empregado [18].

3.4 Considerações finais

Este capítulo mostrou a aplicabilidade do SC – 24P empregado em sistemas elétricos de aeronaves. O conversor usa dois transformadores trifásicos de três enrolamentos suprindo duas pontes conversoras de 6 pulsos. Em comparação com o SC – 12P tradicional, a %THD da corrente CA de linha se mostrou bastante reduzida menor que 3% (valor de simulação), para as frequências operacionais de 360 Hz e 800 Hz e 5% (valor experimental) na frequência 60 Hz, os quais atendem aos padrões RTCA-DO-160F e IEEE 519, respectivamente. Conseqüentemente, o peso e o volume trazidos pelos filtros são minimizados, fator essencial e requerido nos aviões modernos. Além disso, a amplitude de ondulação obtida da tensão CC é menor que 6,0 V, a qual satisfaz aos requerimentos aeronáuticos MIL-STD-704F. Um resumo comparativo de índices de desempenho de QEE é apresentado entre o SC – 24P empregado e outros sistemas conversores. Esta comparação possibilitou comprovar ainda a aplicação do SC – 24P em sistemas MEA. De acordo com os recursos laboratoriais disponíveis, uma validação experimental do SC – 24P empregado é estabelecida, em escala reduzida para comprovar a aplicabilidade do SC – 24P apenas em sistemas elétricos industriais. A %THD da corrente CA de linha obtida neste caso está em consonância com os limites impostos pelos padrões do IEEE 519.

4. Conclusões e trabalhos futuros

As aeronaves modernas operam com uma frequência variável (360 – 800 Hz) e devido ao aumento da demanda de energia, os sistemas operam com tensão CC $\pm 270V$. Assim, considerando este cenário, ao analisar a viabilidade de se utilizar um retificador de 24 pulsos, em sistemas MEA, constatou constância nos segmentos das normas MIL-STD-704F e RTCA-DO-160F. O sistema conversor empregado nesta dissertação para ser aplicado em sistemas MEA se mostrou atrativo em termos de aprimoramento da qualidade de energia. Os 11° e 13° harmônicos da corrente CA e os 12° e 36° harmônicos da tensão CC, inicialmente presente no conversor tradicional, são cancelados. Conseqüentemente, o tamanho e o peso dos filtros CA e CC podem ser reduzidos, fatores bastante relevantes para os sistemas MEA. Em comparação com o SC – 12P tradicional, o SC – 24P empregado mostrou um desempenho satisfatório em termos de %THD da corrente e tensão CA, de fator de potência, de amplitude de ondulação da tensão CC. Os resultados de simulação, para ambas as frequências 360 Hz e 800 Hz, mostraram que a %THD da corrente CA é menor que 3% e a amplitude de ondulação da tensão CC é menor que 6 V (máximo), os quais atendem aos padrões aeronáuticos RTCA-DO-160F e MIL-STD-704F, respectivamente. Com base nas análises teóricas e de simulação, é possível confirmar a aplicabilidade do SC – 24P em sistemas MEA. Os resultados experimentais, usando a rede de fornecimento de energia em 60 Hz, mostraram a aplicabilidade do SC – 24P empregado em sistemas elétricos industriais para aplicações de acionamentos de drives, por exemplo em situação de não disponibilidade de uma fonte de alta tensão CC. Um resumo comparativo é exposto no capítulo 3 mostrando o desempenho do SC – 24P empregado em relação com outros conversores da literatura recente aplicados em sistemas MEA. O SC – 24P empregado, como relatado na introdução, já foi abordado, de forma ampla em outros trabalhos [17], para aplicação em sistemas de transmissão HVDC e se mostrou bastante eficiente para tal aplicação. Para estudos futuros a serem desenvolvidos, pretende-se implementar o sistema conversor para as frequências operacionais 360 Hz e 800Hz, com o intuito de comprovar os resultados de simulação obtidos nesta dissertação. Além disso, recomendou-se analisar as perdas no sistema, em condições normais e não ideais de operação, e comparar os resultados com outros trabalhos.

Por fim, pretende-se realizar um estudo comparativo do volume de ocupação do conjunto dos filtros e transformadores no sistema convencional.

Referências

- [1] G. Gong, U. Drofenik, and J. W. Kolar, "12-pulse rectifier for more electric aircraft applications," in IEEE International Conference on Industrial Technology, 2003, vol. 2. IEEE, 2003, pp. 1096–1101, <https://doi.org/10.1109/ICIT.2003.1290816>.
- [2] Barzkar, Ashkan, and Mona Ghassemi. "Electric Power Systems in More and All Electric Aircraft: A Review." IEEE Access, 2020, pp. 1–1, 10.1109/access.2020.3024168.
- [3] Chen, Jie, et al. "Evaluation on the Autoconfigured Multipulse AC/DC Rectifiers and Their Application in More Electric Aircrafts." IEEE Transactions on Transportation Electrification, vol. 6, no. 4, 1 Dec. 2020, pp. 1721–1739, ieeexplore.ieee.org/document/9049395, 10.1109/TTE.2020.2983858. Accessed 2 Nov. 2022.
- [4] Rahrovi, Babak, and Mehrdad Ehsani. "A Review of the More Electric Aircraft Power Electronics", IEEE Xplore, 1 Feb. 2019, ieeexplore.ieee.org/document/8662158. Accessed 2 Nov. 2022.
- [5] DORN-GOMBA, Lea, et al. "Power Electronic Converters in Electric Aircraft: Current Status, Challenges, and Emerging Technologies." IEEE TRANSACTIONS ON TRANSPORTATION ELECTRIFICATION, vol. 6, no. 4, 2020, pp. 1–1, [10.1109/tte.2020.3006045](https://doi.org/10.1109/tte.2020.3006045). Accessed 4 Oct. 2020.
- [6] E. Conditions, "Test procedures for airborne equipment," Standard RTCA DO-160F, 2010, <http://nal-ir.nal.res.in/id/eprint/1427>.
- [7] L. A. VITOI, "Analysis of 12 and 24-pulse diode rectifiers operating in aircraft systems with constant and variable frequency," 2018, <http://repositorio.unicamp.br/jspui/handle/REPOSIP/330984>.
- [8] M. Standard, "Aircraft electric power characteristics," Department of Defense Interface Standard (MIL-STD-704F), 2004, <https://u.dianyuan.com/upload/space/2012/04/06/1333690328-628697.pdf>.
- [9] A. O. Monroy, H. Le-Huy, and C. Lavoie, "Modeling and simulation of a 24-pulse transformer rectifier unit for more electric aircraft power system," in 2012 Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion. IEEE, 2012, pp. 1–5, <https://doi.org/10.1109/ESARS.2012.6387383>.
- [10] Abdollahi, Rohollah, et al. "A Novel More Electric Aircraft Power System Rectifier Based on a Low-Rating Autotransformer." IEEE Transactions on Transportation Electrification, vol. 8, no. 1, 1 Mar. 2022, pp. 649–659, ieeexplore.ieee.org/document/9513241?source=authoralert, 10.1109/TTE.2021.3104576. Accessed 2 Nov. 2022.
- [11] "Investigation on the Selection and Design of Step-Up/down 18-Pulse ATRUs for More Electric Aircrafts." IEEE Transactions on Transportation Electrification, vol. 5, no. 3, Sept. 2019, pp. 795–811, ieeexplore.ieee.org/document/8768401, 10.1109/tte.2019.2930422. Accessed 2 Nov. 2022.
- [12] Yang, Tao, et al. "Functional Modeling of Symmetrical Multipulse Autotransformer Rectifier

Units for Aerospace Applications.” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 9, 1 Sept. 2015, pp. 4704–4713, ieeexplore.ieee.org/abstract/document/6935099, 10.1109/TPEL.2014.2364682. Accessed 2 Nov. 2022.

[13] G. Buticchi, C. Gerada, Y. J. Ko, and M. Liserre, “A smart transformer rectifier unit for the more electric aircraft,” in 2018 IEEE 27th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE). IEEE, 2018, pp. 324–328, <https://doi.org/10.1109/ISIE.2018.8433784>.

[14] B. Sarioglu and C. T. Morris, “More electric aircraft: Review, challenges, and opportunities for commercial transport aircraft,” IEEE transactions on Transportation Electrification, vol. 1, no. 1, pp. 54–64, 2015, <https://doi.org/10.1109/TTE.2015.2426499>.

[15] P. Wheeler and S. Bozhko, “The more electric aircraft: Technology and challenges.” IEEE Electrification Magazine, vol. 2, no. 4, pp. 6–12, 2014, <https://doi.org/10.1109/MELE.2014.2360720>.

[16] M. H. Rahaman and M. R. I. Sheikh, “Design a multi-pulse phase shifted ac-dc power converter,” in 2018 3rd International Conference for Convergence in Technology (I2CT). IEEE, 2018, pp. 1–4, <https://doi.org/10.1109/I2CT.2018.8529679>.

[17] C. E. G. Ogoulola, A. J. J. Rezek, F.-x. Fifatin, V. Z. Silva, R. B. Gonzatti, J. C. de Oliveira, and R. D. L. Correa, “An alternative proposal for HVDC transmission systems using 24-pulse ac/dc converters based on three-winding non-conventional transformers,” Electric Power Systems Research, vol. 182, p. 106230, 2020, <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2020.106230>.

[18] C. E. G. Ogoulola, A. J. J. Rezek, F.-x. Fifatin, R. B. Gonzatti, J. P. G. de Abreu, M. C. Passaro, T. C. Pimenta, V. Z. Silva, M. J. R. Ferreira, and H. O. V. Boas, “Performance evaluation of interphase transformers based on a new 48-pulse ac–dc converter for industrial applications,” Electrical Engineering, pp. 1–17, 2021, <https://doi.org/10.1007/s00202-021-01329-y>.

[19] B. Wu and M. Narimani, High-power converters and AC drives. John Wiley & Sons, 2017, <https://ieeexplore.ieee.org/book/7823162>.

[20] L. Setlak and R. Kowalik, “Examination of multi-pulse rectifiers of pes systems used on airplanes compliant with the concept of electrified aircraft,” Applied Sciences, vol. 9, no. 8, p. 1520, 2019, <https://doi.org/10.3390/app9081520>.

[21] B. Singh, G. Bhuvaneswari, and V. Garg, “T-connected autotransformer based 24-pulse ac-dc converter for variable frequency induction motor drives,” IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 21, no. 3, pp. 663–672, 2006, <https://doi.org/10.1109/TEC.2006.875777>.

[22] A. Panchbhai, H. Shah, and N. Nizami, “Line regulation in 24 pulse-controlled rectifier,” in 2016 IEEE 6th International Conference on Power Systems (ICPS). IEEE, 2016, pp. 1–6, <https://doi.org/10.1109/ICPES.2016.7584051>.

-
- [23] Abdollahi, R., and Gevork B. Gharehpetian. "A 20-Pulse Autotransformer Rectifier Unit for More Electric Aircrafts." *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 9, no. 3, June 2021, pp. 2992–2999, 10.1109/jestpe.2020.2990670. Accessed 23 mar. 2022.
- [24] A. J. Rezek, C. E. Ogoulola, J. P. de Abreu, L. E. da Silva, V. F. da Silva, R. D. L. Correa, J. A. Cortez, C. R. Borges, A. A. dos Santos Izidoro, and T. A. de Mello Araujo, "Winding turns calculus methodology for a new 48 pulse multiconverter system employing lower cost three winding special transformers," in *2016 17th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*. IEEE, 2016, pp. 18–23, <https://doi.org/10.1109/ICHQP.2016.7783414>.
- [25] Abdollahi, Rohollah, et al. "Cost-Effective Multi-Pulse AC-DC Converter with Lower than 3% Current THD." *International Journal of Circuit Theory and Applications*, vol. 47, no. 7, 28 Mar. 2019, pp. 1105–1120, 10.1002/cta.2629. Accessed 14 Nov. 2022.
- [26] Abdollahi, R., et al. "An Improved 24-Pulse Rectifier for Harmonic Mitigation in More Electric Aircraft." *IET Power Electronics*, vol. 14, no. 11, 6 July 2021, pp. 2007–2020, 10.1049/pel2.12168. Accessed 27 May 2022.

ANEXO: Artigos elaborados e publicados durante o período de mestrado.

Um artigo relacionado ao tema da dissertação foi elaborado e publicado no COBEP 2021 (Congresso Brasileira da Eletrônica de potência) indexado pelo IEEE. <https://doi.org/10.1109/COBEP53665.2021.9684085>

Título: Power Quality Improvements in Aircraft Systems: A Proposal Using a 24-pulse Converter for Harmonic Mitigation.

Resumo: Power quality improvements and availability of electrical power are issues of great importance to aircraft systems. This paper presents an alternative 24-Pulse Converter System (CS-24P) to reduce the 11th and 13th filters in AC supply system, initially installed in traditional 12-pulse rectifiers (CS-12P) in more electric aircraft systems. The topological structure of the proposed CS-24P comprises two special three-phase three winding transformers and four 6-pulse three-phase AC-DC converters connected in series on the DC side of the system. To show the advantages of the proposed CS-24P compared with the traditional CS-12P used with AC and DC filters, computer simulations were carried out using Matlab/Simulink software to prove the theoretical analysis performed with the help of the MathCad program. The theoretical and simulation results show that the total harmonic distortion (%THD) of the input current for the CS-24P is equal to 6.60% at 60 Hz and 2.92% at 400 Hz, respectively, which meets the IEEE-519 and MIL-STD-704F requirements. Furthermore, the ripple amplitude obtained of DC voltage is less than 6 V (maximum), which meets the RTCA-DO-160F aeronautical standard. Also, it is shown that in comparison with the traditional CS-12P, the proposed CS-24P presents a satisfactory performance in terms of %THD of AC current and voltage, power factor, ripple amplitude (peak to mean) and ripple factor of DC voltage. A laboratory prototype was designed and executed using available laboratory resources to validate the research. The obtained results confirm the technical feasibility and applicability of the proposed prototype in aircraft systems.

Um artigo não relacionado ao tema da dissertação (participação como co-autor) foi elaborado e publicado em 2021 na revista Electrical Engineering da Springer. <https://doi.org/10.1007/s00202-021-01329-y>

Título: Performance evaluation of interphase transformers based on a new 48-pulse AC-DC converter for industrial applications.

Resumo: This paper evaluates the performance of two arrangements of interphase transformers using a new AC-DC 48-pulse converter (SC-48P) for industrial applications with high currents in the order of hundreds of kiloamperes, so that consumers and other loads

connected to the SC-48P electrical grid are not affected by the harmful effects caused by harmonic currents injected into the grid by converters. The prototype uses a 7.5° and 4 kVA-220/220 V three-phase phase-shifting autotransformer and two groups of 24-pulse converters, each containing two 2 kVA-220/180/180 V identical three-phase three-winding non-conventional transformers with four 6-pulse converter bridges connected in parallel. The methodology for calculating the inductance for each IPT is given using the mathematical formulation of AC currents established and processed using the MathCad software. Computational simulations in normal and degraded modes were conducted in MATLAB/Simulink to prove the prototype's performance in terms of harmonic distortion and reliability, considering only three operational scenarios. The SC-48P was experimentally tested using available laboratory resources to validate the research. The obtained results meet IEEE-519 requirements and confirm the viability and applicability of the proposed converter in industrial rectification systems in terms of power quality improvements.