



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

Hildo Guillard Junior

**CONDICIONAMENTO DE ENERGIA ELÉTRICA
APLICADO EM UM SISTEMA ELÉTRICO
AERONÁUTICO DE FREQUÊNCIA VARIÁVEL**

Campinas
2019

Hildo Guillard Junior

CONDICIONAMENTO DE ENERGIA ELÉTRICA APLICADO EM UM SISTEMA ELÉTRICO AERONÁUTICO DE FREQUÊNCIA VARIÁVEL

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica, na Área de Energia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. José Antenor Pomílio

ESTE EXEMPLAR CORRESPONDE À VERSÃO FINAL DA TESE DEFENDIDA PELO ALUNO HILDO GUILLARDI JÚNIOR, E ORIENTADA PELO PROF. DR. JOSÉ ANTENOR POMÍLIO.

Campinas
2019

Ficha catalográfica
Universidade Estadual de Campinas
Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura
Luciana Pietrosanto Milla - CRB 8/8129

G945c Guillard Junior, Hildo, 1989-
Condicionamento de energia elétrica aplicado em um sistema elétrico
aeronáutico de frequência variável / Hildo Guillard Junior. – Campinas, SP :
[s.n.], 2019.

Orientador: José Antenor Pomilio.
Tese (doutorado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de
Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Eletricidade na aeronáutica. 2. Inversores elétricos. I. Pomilio, José
Antenor, 1960-. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de
Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Informações para Biblioteca Digital

Título em outro idioma: Power conditioning system applied to a variable frequency aircraft
AC mains

Palavras-chave em inglês:

Aircraft electricity

Power inverters

Área de concentração: Energia Elétrica

Titulação: Doutor em Engenharia Elétrica

Banca examinadora:

José Antenor Pomilio [Orientador]

Ricardo Coração de Leão Fontoura de Oliveira

Tárcio André dos Santos Barros

Lourenço Matakas Junior

Marcello Mezaroba

Data de defesa: 26-08-2019

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

Identificação e informações acadêmicas do(a) aluno(a)

- ORCID do autor: <https://orcid.org/0000-0002-2029-7070>

- Currículo Lattes do autor: <http://lattes.cnpq.br/2763526214348012>

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE DOUTORADO

Candidato: Hildo Guillard Junior **RA:** 153792

Data da Defesa: 26 de agosto de 2019

Título da Tese: “Condicionamento de energia elétrica aplicado em um sistema elétrico aeronáutico de frequência variável”

Título em outro idioma: “Power conditioning system applied to a variable frequency aircraft AC mains”

Prof. Dr. José Antenor Pomilio (Presidente, FEEC/UNICAMP)

Prof. Dr. Ricardo Coração de Leão Fontoura de Oliveira (FEEC/UNICAMP)

Prof. Dr. Tércio André dos Santos Barros (FEM/UNICAMP)

Prof. Dr. Lourenço Matakas Junior (USP)

Prof. Dr. Marcello Mezaroba (UDESC)

A ata de defesa, com as respectivas assinaturas dos membros da Comissão Julgadora, encontra-se no SIGA (Sistema de Fluxo de Dissertação/Tese) e na Secretaria de Pós-Graduação da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

Dedico esse trabalho a meus (possíveis) futuros orientados, que esse trabalho e minha vivência possam me dar os subsídios necessários para a correta orientação dessas pessoas.

AGRADECIMENTOS

Começando com o clichê, é difícil agradecer a todos que participaram de forma significativa na minha vida ou que me deram suporte durante a realização desse trabalho e, não esquecer de ninguém. Assim, desde já peço desculpas aos esquecidos, sendo aqui listados aqueles que recordo de mais contribuírem para minha trajetória acadêmica. Agradeço:

A meus pais, Dona Dirce e Sr. Hildo (que entenderão o tratamento), a meu irmão Cássio e familiares em geral, por contribuírem em meu crescimento e formação moral.

Ao “Coquinho”, eletricitista da antiga fazenda Fazenda Três Irmãs (Samua) em Araraquara-SP, que ajudou a despertar minha curiosidade pela área já na infância. Ao “Mombuca”, técnico em manutenção de sistemas de refrigeração, pela maleta de ferramentas e primeiro alicate, o qual utilizo até hoje.

Aos instrutores do SENAI Araraquara, dos quais destaco Jose Aparecido Barbosa Silva (o “JABS”) e Sérgio, *in memmoriám*, por contribuírem com minha primeira formação técnica. A Julio Melli e Sinésio que, apesar de não serem meus instrutores, muitas vezes permitiam que eu permanecesse em suas aulas de laboratório. E ao Fábio, conhecido em uma mesa de almoço, pelas horas de conversa fora expediente.

A meus professores da graduação, com destaque ao Dr. Paulo Roberto Aguiar, por ter me introduzido à pesquisa, e Dr. José Amaral Serni, meu orientador de mestrado e muitas vezes meu conselheiro. Ao orientador desse trabalho, Dr. José Antenor Pomilio, pela experiência transferida durante o doutorado. Ao Dr. Ricardo Coração de Leão F. Oliveira, por ideias que ainda serão exploradas.

A todos os membros do Laboratório de Condicionamento de Energia Elétrica e pesquisadores da UNIPD, Itália, onde passei um período de estágio sanduíche, pelo trabalho em conjunto. Ao meu orientador de estágio, Ph.D. Simone Buso, e Ph.D. Giorgio Spiazzi. A Joel Filipe Guerreiro pelas horas que gastamos em projetos e demais membros do laboratório. Também a todos com quem dividi as moradas, por nós chamadas, “reps”.

A Vitória Helena Rodrigues Dias Rosa, que não gostará da citação em nome completo aqui e falará que “sou um chato e é algo típico meu (mencionar pelo nome completo)”, por estar presente no período final dessa produção e por tolerar meus desabafos.

A Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Código de Financiamento 001 e a Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo - Brasil (FAPESP) pela concessão das bolsas de estudos e auxílios financeiros à pesquisa, processos 2014/11720-7, 2015/02325-0 e 2017/05565-7, sem as quais não seria possível desenvolver esse trabalho.

Finalmente, a todos aqueles não aqui citados, mas que de alguma forma contribuíram ou marcaram minha vida.

“Se cheguei até aqui foi porque me apoiei no ombro dos gigantes.”
(Isaac Newton)

RESUMO

O crescente uso de energia elétrica nas aeronaves, principalmente nas de grande porte, acentuado pela tendência de substituição de tecnologias mecânicas e pneumáticas por elétricas, chamada de *More Electric Aircraft* - MEA, ou “Aviação mais Elétrica” em tradução livre, faz os pesquisadores e fornecedores de componentes focarem na qualidade da energia elétrica nesse ambiente. Nesta tendência, remove-se o sistema de transmissão que, a partir da turbina regula a rotação do gerador e, portanto, sua frequência de saída em 400 Hz.

O acoplamento direto do gerador à turbina, sem regulação da velocidade, implica em uma frequência de trabalho variável entre 360 a 800 Hz com uma taxa de variação de até 500 Hz/s. Assim, condicionadores de energia elétrica, tipicamente utilizados em redes industriais e residenciais de distribuição, podem ser adaptados para uso e mitigação de problemas de qualidade da energia elétrica nesse ambiente aeronáutico.

Este trabalho propõe o uso do Inversor Multinível Cascadeado para mitigação de potência reativa e componentes harmônicas de corrente, colocando a rede em conformidade com as normas MIL-STD-704F, BS-ISO-1540 e RTCA-DO106F.

A topologia do inversor possui vantagens, das quais se destacam interoperabilidade, distribuição das tensões e frequência de chaveamento. Porém, contém diferentes barramentos de tensão contínua, sendo necessário o uso de um sistema de controle e balanceamento destas. É apresentada uma revisão das principais estratégias de regulação das tensões dos barramentos e, o desenvolvimento de um modelo linear multi-variáveis para controle e balanceamento das mesmas. O modelo é validado por simulações e resultados experimentais para um protótipo monofásico de 2 módulos com 100 kHz de frequência de chaveamento em rede 230 V com diversas frequências.

Os resultados de simulação mostram a viabilidade do funcionamento da arquitetura para sistemas com tensões simétricas e assimétricas, além da possível expansão para um sistema trifásico e n módulos por fase. Os experimentos mostram seu correto funcionamento no caso simétrico para compensação reativa e de corrente harmônicas.

Nos apêndices são apresentados o *software* de controle para uma FPGA Xilinx®, desenvolvido em ambiente LabVIEW™, e o *hardware* de condicionamento de sinais necessários para a aplicação, que por possuir frequência de chaveamento de 100 kHz, pode totalizar $2 \cdot n \cdot 100$ kHz, conforme *Phase Shift Pulse Width Modulation* - PSPWM usada.

Também são desenvolvidos diferentes formas para o cálculo das matrizes do controlador das tensões dos barramentos, mostrando que a derivação dos ganhos da parte integrativa a partir da proporcional apresenta a melhor dinâmica.

Palavras-chaves: Aeronáutica mais Elétrica (*More Electric Aircraft*); Inversor Multinível; Sistemas Multi-Entradas e Multi-Saídas (*Multiple-Input and Multiple-Output* - MIMO).

ABSTRACT

The increasing use of electricity in aircraft, mainly in large airplanes, has been boosted by the trend of replacing pneumatic and mechanical systems by electromechanics (which is coined as More Electric Aircraft - MEA). In this trend, the generator gearbox, which previously kept its rotation constant, therefore its output frequency fixed at 400 Hz, is removed, resulting in a variable-frequency operation of the power grid between 360 and 800 Hz with a slew rate up to 500 Hz/s.

The previous changes make researchers and component suppliers focus on power quality. Thus, electric energy conditioners, already deployed in industrial and residential grids, may be adapted for mitigate the unwanted effects in this new aircraft environment.

This thesis proposes the deployment of Cascaded H-Bridge Inverters (CHBs) for mitigation of unbalances, reactive and harmonic current components in an aircraft AC grid, in order to comply with MIL-STD-704F, BS-ISO-1540 and ATCC-DO106F standards.

The CHB inverter presents advantages, such as interoperability, higher voltage operation and an overall higher switching frequency due to the multiple series connection of H-Bridge modules. However, it consists of separated DC links, being necessary to regulate their voltages and keep them following their references. Thereby, this thesis presents a review of the main strategies of DC voltage regulation and develops a linear model for the control and balancing of DC link voltages using the Multiple-Inputs Multiple-Output Control System (MIMO) theory to obtain a Proportional-Integrative (PI) controller. The proposed model is validated by simulations and experimental results for a two-module single-phase CHB prototype with 100 kHz switching frequency in a 230 V grid at different frequencies.

Simulation results show the feasibility of control topology for symmetrical and asymmetric DC links, as well a possible expansion for a three-phase system and n modules per phase. Experimental results show the CHB operating as an Active Power Filter compensating reactive and non-active currents.

The appendice provides the Xilinx® FPGA control software written in LabVIEW™ and the conditioning signal hardware proposed for the application. The CHB inverter uses a 100 kHz switching frequency, and it may achieve a $2 \cdot n \cdot 100$ kHz current ripple frequency due to the Phase Shift Pulse-Width Modulation (PSPWM) strategy used.

Different methods are developed to evaluate the gain matrices of the PI controller, showing that calculation of the integrative part from the proportional one presents the best performance.

Keywords: More Electric Aircraft; Multilevel Inverter; Multiple-Input and Multiple-Output control system.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 – Aumento da potência elétrica instalada nos aviões comerciais (ROBOAM <i>et al.</i> , 2012).	24
Figura 1.2 – Topologia do sistema elétrico de um Boeing 787 com os requisitos da MIL-STD-704F (2016) e atuais tendências (ROBOAM <i>et al.</i> , 2012) apresentando possíveis locais para instalação do CEE. As setas representam o fluxo de potência entre unidades.	25
Figura 1.3 – Limites de distorção espectral e transitórios de tensão no barramento alternado de 115 V para 400 Hz e frequência variável segundo MIL-STD-704F (2016).	26
Figura 1.4 – Limites de harmônicos de corrente em equipamentos em relação à componente fundamental (RTCA-DO106F, 2007; BS-ISO-1540, 2006).	27
Figura 1.5 – Exemplo de funcionamento de APF compensando a corrente de uma carga não linear.	28
Figura 1.6 – Inversor trifásico a 3 fios com filtro passivo da saída.	29
Figura 1.7 – Topologias de IMNs representadas em único braço.	31
Figura 1.8 – Topologias de IMNs CA-CA.	32
Figura 1.9 – Tensão de saída de 2 módulos ($n = 2$), total (v_{inv}) e referências para geração (linhas pontilhada) em modulação <i>staircase</i> segundo regra da Figura 1.10 para diferentes relações de tensão de barramento.	33
Figura 1.10–Esquema de síntese de uma senoide na modulação em níveis com n módulos dados suas tensões nominais $V_{DC,1,2,n}^{ref}$ de barramento. Os sinais Q_* podem ser aplicados na Figura 2.1.	34
Figura 1.11–Diferença entre modulações PS-PWM e LS-PWM para um CHB de 2 módulos com tensões de barramento simétricas (MALINOWSKI <i>et al.</i> , 2010).	35
Figura 1.12–Divergência das tensões de barramento para um CHB simétrico de três módulos ($V_{DC1,2,3}^{ref} = 150$ V) ao se desabilitar o controle de desbalanço a partir de 10 s. Foi utilizada a mesma simulação da Seção 3.2.	36
Figura 1.13–Métodos de balanço das tensões CC no CHB.	38
Figura 2.1 – Topologia do CHB (modelo detalhado da Figura 1.7(d)).	42
Figura 2.2 – Proposta de controle mostrando arquitetura interna de $C_v(s)$ a ser discutida na Seção 2.2.	42
Figura 2.3 – Diagrama fasorial para o balanço de perdas de 2 módulos.	43
Figura 3.1 – Validação do modelo do CHB para 3 módulos, rede 220 V em 60 Hz. As linhas representam os resultados analíticos baseados em (3.2) e (2.5), as marcações correspondem à simulação no domínio do tempo.	56

Figura 3.2 – Diagrama geral de simulação para um CHB de 3 módulos em Matlab®, cada um dos três blocos centrais expandidos na Figura 3.3.	58
Figura 3.3 – Controle de corrente (a) e de tensão (b) para simulação do CHB de 3 módulos. Diagrama de simulação da potência e dinâmica do inversor (c).	59
Figura 3.4 – Simulação da energização do CHB simétrico com $V_{DC1,2,3}^{ref} = 150$ V em uma rede 220 V de 60 Hz.	60
Figura 3.5 – Polos (“X”) e zeros (“O”) do sistema para as matrizes K_I diagonal e em função de K na Figura 3.4.	61
Figura 3.6 – Simulação da compensação de corrente de uma carga reativa com um CHB simétrico com $V_{DC1,2,3}^{ref} = 150$ V com 6 kHz de banda em $C_i(s)$, K_I em função de K , e rede 230 V de 800 Hz.	61
Figura 3.7 – Simulação da compensação de corrente de uma carga não linear com um CHB simétrico com $V_{DC1,2,3}^{ref} = 150$ V com 6 kHz de banda em $C_i(s)$	62
Figura 3.8 – Simulação com CHB de 3 módulos em configuração assimétrica 1:2:6 ($V_{DC1,2,3}^{ref} = [50 \ 100 \ 300]^T$ V) com 6 kHz de banda em $C_i(s)$, K_I em função de K , e rede 220 V de 60 Hz.	63
Figura 3.9 – Simulação da compensação de corrente reativa de uma carga trifásica desequilibrada com um CHB conectado em Yn simétrico com $V_{DC1,2,3}^{ref} = 150$ V com 6 kHz de banda em $C_i(s)$ e rede 220 V de 60 Hz.	63
Figura 3.10–Comparação entre os polos do sistema de 2 módulos com tensão simétrica de 200 V nos barramentos segundos os diferentes métodos de cálculo de K_I respeitando os requisitos para uma rede de 220 V em 60 Hz.	64
Figura 3.11–Simulação da energização do CHB simétrico de 2 módulos para diferentes métodos de cálculo de K_I com $V_{DC1}^{ref} = V_{DC2}^{ref} = 200$ V com 6 kHz de banda em $C_i(s)$ em uma rede de 220 V em 60 Hz e perdas iguais nos dois módulos.	64
Figura 3.12–Simulação da inicialização e compensação de corrente para $V_{DC1,2}^{ref} = 200$ V, frequência de chaveamento de 20 kHz e banda de 1,5 kHz para $C_i(s)$	66
Figura 3.13–Simulação sem compensação de corrente para $V_{DC1,2}^{ref} = 200$ V, frequência de chaveamento de 20 kHz e banda de 1,5 kHz para $C_i(s)$, mostrando os instantes de comutação simultânea dos dois módulos.	66
Figura 3.14–Simulação da inicialização e compensação de corrente para $V_{DC1,2}^{ref} = [268 \ 134]^T$ V (relação 2:1), frequência de chaveamento de 20 kHz e banda de 1,5 kHz para $C_i(s)$	67
Figura 3.15–Simulação da inicialização e compensação de corrente para $V_{DC1,2}^{ref} = [300 \ 100]^T$ V (relação 3:1), frequência de chaveamento de 20 kHz e banda de 1,5 kHz para $C_i(s)$	68
Figura 4.1 – Partidas do sistema em rede 220 V 60 Hz com frequência de chaveamento 20 kHz e banda de controle $C_i(s)$ de 1,5 kHz, banda do controle $C_v(s)$ de 3 Hz. Adição de 16,5 k Ω no barramento 2.	70

Figura 4.2 – Modificação do valor de M_2 durante balanço e compensação de corrente pelo CHB em rede convencional e MEA para diferentes métodos de cálculo da matriz de ganho integrativo.	71
Figura 4.3 – Compensação reativa para rede 220 V 60 Hz com 2 módulos chaveando em 20 kHz e 1,5 kHz de banda do controle de corrente em barramento simétrico de 200 V.	72
Figura 4.4 – Compensação reativa para rede convencional e MEA em sua máxima frequência para 2 módulos em barramento simétrico de 250 V.	72
Figura 4.5 – Compensação reativa para rede 230 V em 360 Hz usando chaveamento em 100 kHz, banda de controle de corrente de 8 kHz para diversas tensões de barramento e amostragem de tensão de barramento em 8 kHz.	73
Figura 4.6 – Compensação reativa para rede 230 V em 800 Hz usando chaveamento em 100 kHz, banda de controle de corrente de 8 kHz para diversas tensões de barramento e amostragem de tensão de barramento em 8 kHz.	74
Figura 4.7 – Espectro da distorção da tensão para diferentes frequências de rede na compensação de carga linear em comparação com o limite para rede de frequência variável.	75
Figura 4.8 – Harmônicas de corrente para diferentes frequências de rede na compensação de carga linear em comparação com o limite nas normas RTCA-DO106F, (2007) e BS-ISO-1540 (2006).	75
Figura 4.9 – Compensação reativa para rede 220 V em 60 Hz usando chaveamento em 100 kHz, banda de controle de corrente de 8 kHz para diversas tensões de barramento e amostragem de tensão de barramento em 8 kHz.	76
Figura 4.10–Compensação reativa para rede 220 V em 60 Hz usando chaveamento em 20 kHz, banda de controle de corrente de 1,5 kHz para diversas tensões de barramento e amostragem de tensão de barramento em 600 Hz.	77
Figura 4.11–Compensação não linear para rede 230 V em 360 Hz com impedância de linha de 100 μ H, capacitância de 2 μ F, e usando chaveamento em 100 kHz, banda de controle de corrente de 8 kHz e amostragem de tensão de barramento em 8 kHz.	78
Figura 4.12–Compensação não linear para rede 230 V em 800 Hz com impedância de linha de 100 μ H, capacitância de 2 μ F, e usando chaveamento em 100 kHz, banda de controle de corrente de 8 kHz e amostragem de tensão de barramento em 8 kHz.	78
Figura 4.13–Espectro da distorção da tensão para diferentes frequências com impedância de rede de 100 μ H e 2 μ F, compensando carga não linear em comparação com o limite de frequência variável.	79

Figura 4.14–Compensação não linear para rede 230 V em 360 Hz com impedância de linha de 50 μ H, capacitância de 7 μ F, e usando chaveamento em 100 kHz, banda de controle de corrente de 8 kHz e amostragem de tensão de barramento em 8 kHz.	79
Figura 4.15–Compensação não linear para rede 230 V em 800 Hz com impedância de linha de 50 μ H, capacitância de 7 μ F, e usando chaveamento em 100 kHz, banda de controle de corrente de 8 kHz e amostragem de tensão de barramento em 8 kHz.	80
Figura 4.16–Espectro da distorção da tensão para diferentes frequências com impedância de rede de 50 μ H e 7 μ F, compensando carga não linear em comparação com o limite de frequência variável.	80
Figura 4.17–Compensação não linear para rede 230 V em 360 Hz sem indutância de linha e 2 μ F usando chaveamento em 100 kHz, banda de controle de corrente de 8 kHz e amostragem de tensão de barramento em 8 kHz.	81
Figura 4.18–Compensação não linear para rede 230 V em 800 Hz sem indutância de linha e 2 μ F usando chaveamento em 100 kHz, banda de controle de corrente de 8 kHz e amostragem de tensão de barramento em 8 kHz.	81
Figura 4.19–Espectro da distorção da tensão para diferentes frequências sem indutância de linha e 2 μ F, compensando carga não linear em comparação com o limite de frequência variável.	81
Figura 4.20–Compensação ativa de carga reativa após rampa de frequência de 500 Hz/s em rede 230 V com 100 μ H de impedância de linha e tensões de 340 V nos barramentos, chaveamento em 100 kHz, banda de controle de corrente de 100 kHz e amostragem de tensão de barramento em 8 kHz.	83
Figura 4.21–Compensação ativa de carga não linear após rampa de frequência de 500 Hz/s em rede 230 V com 50 μ H de impedância de linha e tensões de 340 V nos barramentos, chaveamento em 100 kHz, banda de controle de corrente de 100 kHz e amostragem de tensão de barramento em 8 kHz.	83
Figura B.1 – Diagrama fasorial para o balanço de perdas de 2 módulos.	102
Figura B.2 – Diagrama fasorial para o balanço de perdas de 2 módulos realizando compensação de ativa de corrente reativo indutiva.	102
Figura B.3 – Diagrama fasorial para o balanço de perdas de 3 módulos.	103
Figura B.4 – Diagrama fasorial para o balanço de perdas de 3 módulos realizando compensação de ativa de corrente reativo indutiva.	104
Figura E.1 – Detalhes das partes usadas para confecção do protótipo.	110
Figura E.2 – Indutor utilizado como filtro passivo de saída do Multinível Cascadeado (<i>Cascaded H-Bridge</i> - CHB).	111
Figura E.3 – Placa de conexão com a NI® sbRIO™, condicionamento de sinais analógicos e digitais desenvolvida.	111

Figura G.1 – Bancada de trabalho e protótipo para teste de conceito.	134
Figura G.2 – Resultado experimental do protótipo inicial em rede 220 V 60 Hz com 1 kHz de banda para o controle de corrente.	135
Figura G.3 – Resultado para compensação ativa em rede 220 V em 60 Hz variando a banda do controle de corrente.	135
Figura G.4 – Resultado para compensação ativa de corrente com rede 230 V em 200 Hz, mantendo-se o parâmetros da Tabela G.1.	136

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 – Principais características dos IMNs, apresentados de forma comparativa para uma fase, na montagem de braço único, modulação unipolar e, l níveis na tensão de saída.	31
Tabela 3.1 – Parâmetros de simulação. Ganho dos controladores apresentados no Apêndice D.	57
Tabela 4.1 – Parâmetros utilizados nos experimentos. Ganho dos controladores apresentados no Apêndice D.	69
Tabela 4.2 – THD da corrente i_L do inversor CHB na compensação de corrente de carga reativa para diferentes níveis de tensão V_{DC}^{ref} do barramento CC.	77
Tabela 4.3 – THD da corrente compensada i_S na compensação de corrente de carga não linear para diferentes situações de impedância de linha.	82
Tabela D.1 – Valores numéricos usados para o controle de corrente $C_i(s)$	108
Tabela D.2 – Valores numéricos usados para o controle de tensão $C_i(s)$	109
Tabela E.1 – Parâmetros utilizados na construção do indutor.	111
Tabela E.2 – Calibração e sensoriamento usado em cada entrada analógica.	123
Tabela G.1 – Parâmetros do protótipo inicial realizado. Ganho dos controladores apresentados no Apêndice D.	134

ABREVIACÕES

μC Microcontrolador. 39, 40

ADC *Analog to Digital Converter* - Conversor Analógico Digital. 123

APF *Active Power Filter* - Filtro Ativo de Potência. 27, 28, 41, 83, 85

BMI *Bilinear Matrix Inequality* - (Sistema de) Desigualdades Matriciais Bilineares. 52

CA Corrente Alternada. 28, 29, 31, 32, 36, 37, 41, 42, 65, 66, 78, 123

CC Corrente Contínua. 25–29, 32–36, 40, 41, 46, 56, 59, 70, 74, 75, 87, 100, 101, 123

CEE Condicionador de Energia Elétrica. 24, 27–29, 40, 41, 74

CHB *Cascaded H-Bridge Inverter* - Inversor Multinível Cascadeado de pontes-H. 13, 31–36, 39–45, 49, 61, 62, 65, 70, 72, 75, 77, 78, 84, 85, 98, 100, 111, 134

CPT *Conservative Power Theory* - Teoria da Potência Conservativa (TENTI *et al.*, 2010). 29

CSD *Constant Speed Drive* - Caixa de transmissão para velocidade constante. 24

DMIPS *Dhrystone Million Instructions per Second* - Dhrystone Milhões de Instruções por Segundo. 39

DSP *Digital Signal Processor* - Processador Digital de Sinais. 40, 53

EMI *Electromagnetic Interference* - Interferência Eletromagnética. 30

FPGA *Field-Programmable Gate Array* - Chip com Arranjo de Portas Programáveis. 40, 41, 53, 65, 85–87, 124, 125

HVDC *High-Voltage Direct Current (Transmission)* (Transmissão em Alta Tensão Contínua). 30, 32

ICAO *International Civil Aviation Organization* - Organização Internacional de Aviação Civil. 25

IGBT *Insulated-Gate Bipolar Transistor* - Transistor Bipolar de Porta Isolada. 78, 134

IMN Inversor Multinível. 30, 32, 33

LabVIEW™ Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench, *software* da empresa National Instruments®. 124, 125

LC Indutivo-Capacitivo. 36

LEM® Life Energy Motion (Company). 123

LMI *Linear Matrix Inequality* - (Sistema de) Inequações Matriciais Lineares. 51–54, 64, 71, 84, 85

LS-PWM *Level-Shifted PWM* - PWM por Portadora Deslocada em Amplitude. 35, 37, 86

MAF *Moving Average Filter* - Filtro de Média (com Janela) Móvel. 69

Matlab® Matrix Laboratory, *software* da empresa Mathworks®. 11, 46, 54, 55, 58, 70

MEA *More Electric Aircraft* - “Aviação mais Elétrica” em tradução livre. 24, 26, 29, 30, 55, 56, 58, 61, 62, 70, 72, 73, 77–79, 86, 87

MIMO *Multiple Inputs Multiple Outputs (System)* - (Sistema de) Múltiplas Entradas e Saídas. 40, 42, 60, 85, 108

MMC *Modular Multilevel Converter* - Inversor Multinível Modular. 31, 32

MOSFET *Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor* - Transistor de Efeito de Campo-Óxido-Metal. 86, 87, 134

NPC *Neutral Point Clamped (Inverter)* - Inversor com Diodo de Grampeamento. 30

PCC *Point of Common Coupling* - Ponto de Acoplamento Comum. 28, 43, 79, 81, 82, 85

PI (Controlador) Proporcional-Integrativo. 60, 84, 85, 108, 125, 128

PLECS® Piecewise Linear Electrical Circuit Simulation, *software* da empresa Plexim®. 55

PLL *Phase Locked Loop* - Algoritmo para Detecção de Fase em Malha Fechada. 29

PS-PWM *Phase-Shifted PWM* - PWM por Portadora Deslocada no Tempo. 35, 37, 39, 40, 65–67, 85

PSC-PWM *Phase-Shifting Carrier Pulse Width Modulation* - PWM por Deslocamento Variável da Portadora no Tempo. 39, 40, 86

PWM *Pulse Width Modulation* - Modulação por Largura de Pulso. 29, 34, 37, 39, 40, 43, 45, 57, 62, 65, 67, 69, 75, 84–86, 124–126, 135

QEE Qualidade da Energia Elétrica. 24, 25, 27

RL Resistivo-Indutivo. 82, 86

RMS *Root Mean Square (Value)* - Raiz Média Quadrática, Valor Eficaz de uma forma de onda. 63, 69, 75, 78

RS *Reset-Set (flip-flop)*. 23, 129

SHE *Selective Harmonic Elimination* - Eliminação Seletiva de Harmônicas. 34

SiC Carbetto de Silício. 86

SISO *Single Input Single Output* - (Sistema de) Única Entrada e Única Saída. 50

STATCOM *Synchronous Static Compensator* - Compensador Estático Síncrono. 27, 30, 37, 39

SVC *Static Var Compensator* - Compensador Estático de Reativos. 27, 37

SVM *Space Vector Modulation* - Modulação por Vetores Espaciais. 34, 35

T-type *T-type Inverter* - Inversor Multinível com conexão tipo T. 30

THD *Total Harmonic Distortion* - Distorção Harmônica Total. 37, 80

UNIPD *Università degli Studi di Padova* - Itália. 87, 134

ZOH *Zero-order hold* - Amostrador de Ordem Zero. 50

SÍMBOLOS

\star	Notação de matriz ou variável genérica, usada para representação dos operadores que seguem abaixo.
\star_q	Matriz \star ao se remover a linha e coluna q .
\star_{pq}	Matriz \star ao se remover a linha p e coluna q .
$ \star $	Módulo (valor absoluto) da variável \star .
$\hat{\star}$	Representação fasorial da variável \star .
$\tilde{\star}$	Variação em torno do valor de equilíbrio da variável \star .
$\Re(\star)$	Valor real da variável \star .
$\det(\star)$	Determinante da matriz \star .
$\text{diag}(\star)$	Matriz diagonal composta pela lista de elementos \star .
$0_{n \times n}$	Matriz nula de dimensão $n \times n$.
α	Fator de desacoplamento utilizado no cálculo de K_I .
λ_\star	Autovalor (polo) $\star \leq n \mid n \in \mathbb{N}^*$ do sistema em malha fechada com a matriz K .
$\lambda_{a\star}$	Autovalor (polo) $\star \leq n \mid n \in \mathbb{N}^*$ do sistema em malha fechada com as matrizes K e K_I .
\star^{eq}	Valor da variável \star no ponto de equilíbrio eq do sistema.
\mathbb{N}^*	Conjunto dos números naturais não nulos.
\mathbb{R}_+^*	Conjunto dos números reais positivos (e não nulos).
A, B, C, D	Matrizes de dinâmica do sistema.
A_a, B_a, C_a, D_a	Matrizes de dinâmica do sistema expandido (<i>augmented</i>).
$A_{aCL}, B_{aCL}, C_{aCL}, D_{aCL}$	Matrizes de dinâmica do sistema expandido (<i>augmented</i>) em malha fechada (<i>closed loop</i>).
$A_{CL}, B_{CL}, C_{CL}, D_{CL}$	Matrizes de dinâmica do sistema expandido (<i>augmented</i>).
BW_\star	Banda de controle (<i>band width</i>) do controle \star .
$C_i(s)$	Controle de corrente.

$C_i(z)$	Versão discretizada por ZOH do controle de corrente $C_i(s)$.
$C_v(s)$	Controle de tensão.
$C_v(z)$	Versão discretizada por ZOH do controle de tensão $C_v(s)$.
$C_{DC\star}$	Capacitância do módulo ponte-H número $\star \leq n \mid n \in \mathbb{N}^*$.
e_\star	Erro da variável $\star \leq n \mid n \in \mathbb{N}^*$ em relação seu valor de referência.
f_{AC}	Frequência nominal da rede.
f_{sw}	Frequência de chaveamento usada.
I	Matriz identidade.
i_L	Corrente no indutor filtro de saída do inversor.
i_s	Corrente AC geral do sistema.
i_{carga}	Corrente da carga.
i_{comp}	Corrente de compensação dos efeitos indesejados da carga.
I_{Ld}^{ref}	Amplitude da corrente de perdas do CHB gerada por $C_v(s)$.
i_{perdas}	Corrente de perdas do CHB.
K	Matriz $n \times n$ de ganho proporcional para o controle $C_v(s)$, equipavalente à K_P na teoria de controlador PI. A escolha da nomenclatura se deve ao usual para teoria de sistemas MIMOs.
K_I	Matriz $n \times n$ de ganho integrativo para o controle $C_v(s)$.
K_I^\star	Matriz de ganho integrativo para o controle $C_v(s)$, calculada usando o método \star (diagonal, dependente de K e utilizando LMIs).
m_1	Índice de modulação para controle da corrente, calculado por $C_i(s)$.
M_\star	$(2 \leq \star \leq n \mid n \in \mathbb{N})$ Amplitude de m_\star , calculada por $C_v(s)$.
m_\star	$(2 \leq \star \leq n \mid n \in \mathbb{N})$ Parcela do índice de modulação para balanceamento da tensão do módulo \star .
n	Número de módulos do CHB.
P_\star	$(\star \leq n \mid n \in \mathbb{N}^*)$ Potência associada ao módulo \star .
T_I^{-1}	Inversa da matriz de tempos de integração, $T_I^{-1} = \text{diag} \left(\begin{bmatrix} 1/t_{I1} & 1/t_{I2} & \cdots \end{bmatrix} \right)^{-1}$.

$t_{I\star}$	$(\star \leq n \mid n \in \mathbb{N}^*)$ Tempo integrativo da variável de estado \star .
$ v_{PCC} $	Tensão do PCC normalizada (dividida) por $\sqrt{2} \cdot V_{PCC}$. Enquadrada entre -1 e +1 para uma senoide pura.
$V_{DC\star}^{ref}$	$(\star \leq n \mid n \in \mathbb{N}^*)$ Valor de referência de tensão para o módulo \star .
$v_{DC\star}^{ref}$	$(\star \leq n \mid n \in \mathbb{N}^*)$ Sinal de referência de tensão para o módulo \star .
$V_{DC_{total}}^{ref}$	Referência de tensão total, equivalente à $\sum_{i=1}^n V_{DC_i}^{ref}$.
v_{\star}	$(\star \leq n \mid n \in \mathbb{N}^*)$ Tensão entre os terminais do módulo ponte-H número \star .
V_{AC}	Valor de tensão nominal da rede.
v_{AC}	Sinal de tensão da fonte formadora da rede CA.
v_{inv}	Tensão total do inversor.
V_{PCC}	Tensão RMS calculada do PCC.
v_{PCC}	Tensão do PCC.
X^{eq}	Valor em equilíbrio (ponto de operação).
y^{final}	Valor final.

SUMÁRIO

1	CONCEITOS BÁSICOS	24
1.1	Sistemas elétricos aviônicos	24
1.2	Condicionamento da Energia Elétrica	27
1.3	Filtro Ativo Paralelo	28
1.4	Topologias de inversores	29
1.4.1	Inversores multiníveis	30
1.5	Contribuições do trabalho	40
2	FORMULAÇÃO DO MODELO	42
2.1	Modelo no ponto de equilíbrio	42
2.2	Parametrização do controle	46
2.2.1	K_I diagonal	48
2.2.2	K_I dependente de K	50
2.2.3	Cálculo do ganho do controlador $C_v(s)$ por LMIs	51
3	SIMULAÇÕES	55
3.1	Validação do modelo	55
3.2	Simulação com modelo sem chaveamento	57
3.3	Simulação com PWM	65
4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	69
5	CONCLUSÕES	84
5.1	Considerações para trabalhos futuros	85
5.2	Artigos publicados e submetidos	87
	REFERÊNCIAS	88
	APÊNDICES	97
	APÊNDICE A – DESENVOLVIMENTO DO MODELO LINEARIZADO PARA 3 MÓDULOS	98
	APÊNDICE B – DIAGRAMAS FASORIAIS PARA DIFERENTES SI- TUAÇÕES DA TOPOLOGIA	102
	APÊNDICE C – CÓDIGO MATLAB® PARA CÁLCULO DOS CON- TROLADORES ATRAVÉS DE LMIS	105

	APÊNDICE D – VALORES DOS CONTROLADORES USADOS . . .	108
	APÊNDICE E – ESQUEMA ELÉTRICO DA PLACA DE CONTROLE	
	DESENVOLVIDA	110
E.1	Correções e modificações para a placa de controle	121
E.2	Calibrações e especificações do sensoriamento	123
	APÊNDICE F – SOFTWARE DE CONTROLE	124
F.1	Hierarquia do software	124
F.2	Software principal	126
F.3	Deteção de borda em um sinal	129
F.4	Muda bit	129
F.5	Flip-flop tipo RS	129
F.6	Controle de tensão de 2 módulos	129
F.7	Controle de corrente	130
F.8	Geração de sinal PWM para uma ponte H	131
F.8.1	Geração de portadora	132
F.8.2	Dead-time para uma ponte H	133
F.8.2.1	Dead-time para um braço	133
	APÊNDICE G – RESULTADOS PRÉVIOS	134
	APÊNDICE H – SOMMARIO (RESUMO EM ITALIANO)	137

1 CONCEITOS BÁSICOS

Este trabalho apresenta o desenvolvimento do controle e *hardware* de teste para um Condicionador de Energia Elétrica (CEE) aplicado em ambiente aeronáutico, com vistas a adequar a rede embarcada às normas de Qualidade da Energia Elétrica (QEE) específicas.

Para tanto, inicialmente são apresentados alguns conceitos necessários para entendimento da área e compreensão dos resultados. São adotadas as nomenclaturas usuais em inglês, com suas traduções enunciadas.

1.1 SISTEMAS ELÉTRICOS AVIÔNICOS

O uso da energia elétrica nos aviões tem experimentado um aumento (Figura 1.1) devido à necessidade de mais equipamentos, interoperabilidade do sistema e a tendência da substituição dos equipamentos e atuadores, antes pneumáticos ou hidráulicos, por sistemas eletromecânicos (SARLIOGLU; MORRIS, 2015). Inclui-se, nesse contexto, a remoção da caixa de engrenagens¹ de acoplamento entre o gerador síncrono e a turbina. Com isso, o gerador passa a operar com rotação variável, criando um barramento alternado com frequência entre 360 e 800 Hz.

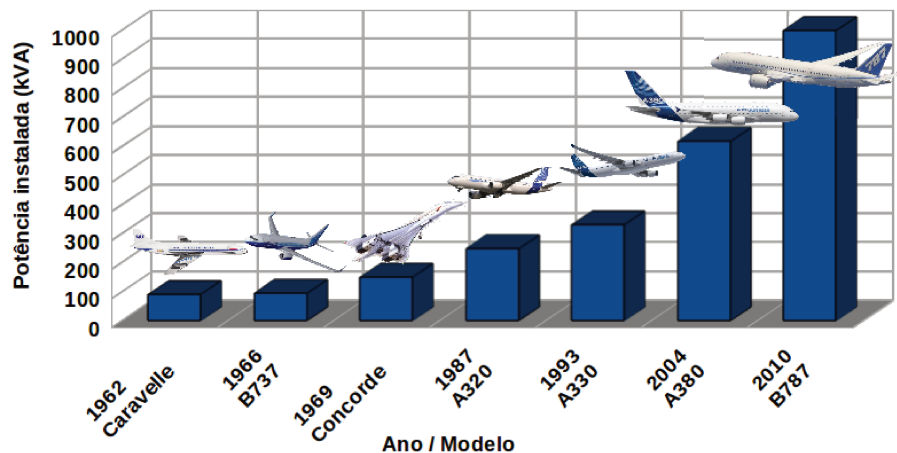


Figura 1.1 – Aumento da potência elétrica instalada nos aviões comerciais (ROBOAM *et al.*, 2012).

Esse movimento pela substituição dos equipamentos e busca de soluções de gerenciamento da energia elétrica no ambiente aeronáutico (KEIM, 2018) tem sido chamado de *More Electric Aircraft* (MEA), “Aviação mais Elétrica” em tradução livre, e tem movimentado pesquisas e fabricantes na busca de conversores e equipamentos mais leves, eficientes e duráveis

¹A caixa de engrenagens, chamada em inglês de *Constant Speed Drive* (CSD), ou “Caixa de transmissão para velocidade constante” em tradução livre, mantinha a rotação de saída constante de tal forma que o gerador sempre fornecia uma tensão de 400 Hz de frequência com variação máxima de ± 7 Hz em regime (MIL-STD-704F, 2016). Esse mecanismo requer resfriamento e manutenção constante (LANDO, J.-L., 2006).

(ZANCHETTA *et al.*, 2013; WHEELER; BOZHKO, 2014; ALVES *et al.*, 2016; SARLIOGLU; NAHID-MOBARAKEH, 2017; RAVEENDRAN *et al.*, 2019; XIN *et al.*, 2019).

Embora ocorra aumento do consumo de energia elétrica, essa substituição contribui para a diminuição de massa da aeronave, diminuindo o consumo de combustível² e aumentando a confiabilidade do sistema, devido interoperabilidade e manutenção simplificada dos sistemas eletromecânicos em comparação com os hidráulicos e pneumáticos (ROBOAM *et al.*, 2012; WHEELER; BOZHKO, 2014).

Nesse conjunto de novas cargas incorporadas estão presentes principalmente retificadores para formação de barramentos CC e *drivers* para os motores, sendo cargas caracterizadas como não lineares e geradoras de distúrbios de QEE, destacando-se pelo comportamento intermitente e conteúdo harmônico da corrente de alimentação (WHEELER; BOZHKO, 2014).

Um avião comercial atual de grande porte, ao exemplo do Boeing 787 na Figura 1.2, possui um sistema elétrico composto de vários subsistemas. Neste estão presentes barramentos de diferentes tensões e frequências, incluindo diferentes barramentos de tensão contínua. Que por sua vez, alimentam cargas para diferentes finalidades: sistema de anticongelamento, sinalização, instrumentação para navegação, equipamentos de cozinha, tomada geral do passageiro, iluminação e motores para diferentes propósitos, como pressurização e controle de voo.

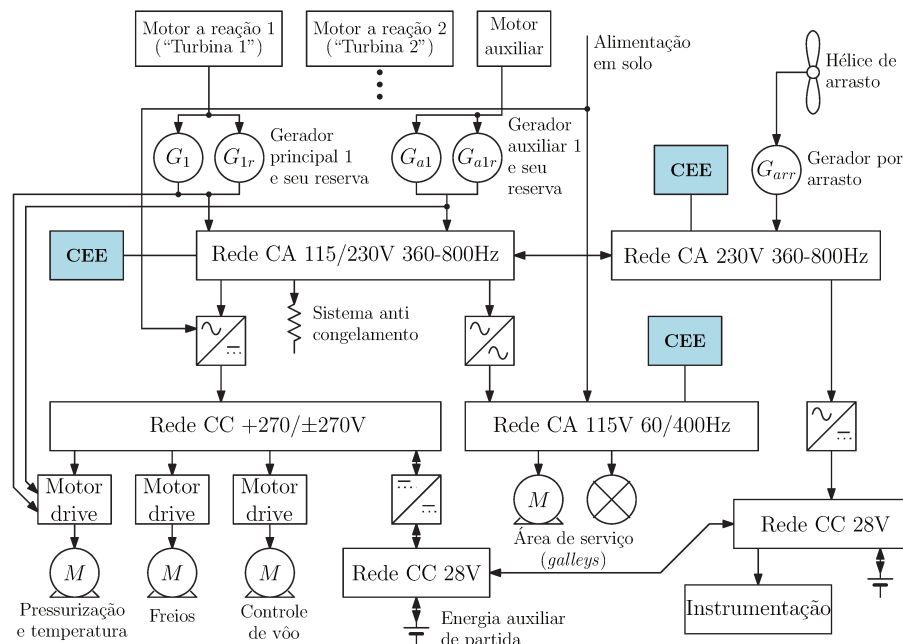


Figura 1.2 – Topologia do sistema elétrico de um Boeing 787 com os requisitos da MIL-STD-704F (2016) e atuais tendências (ROBOAM *et al.*, 2012) apresentando possíveis locais para instalação do CEE. As setas representam o fluxo de potência entre unidades.

A rede CA convencional em aviões opera em frequência fixa de 400 Hz (115/200 V), integrando, por exemplo, os modelos Airbus A320, A330 e A340, os Embraer E190 e E195 e ou-

²Segundo a Organização Internacional de Aviação Civil (ICAO), a aviação civil é responsável por 2% de toda a emissão mundial de CO₂ (ZAPAROLLI, 2019).

tros. Tal frequência propicia uma diminuição do volume dos elementos magnéticos em relação às redes residenciais/industriais de 50/60 Hz. Uma segunda geração, com frequência variável de 360 a 800 Hz (230/400 V), integra o Boeing 787, o A380³ e a nova geração do A350 (ROBOAM *et al.*, 2012).

Ambos os padrões são regidos pela norma militar norte americana MIL-STD-704F (2016) e sua versão europeia BS-ISO-1540 (2006), que estabelecem os limites de tensão nos barramentos de tensões contínuas e alternadas, de frequência fixa e variável (Figura 1.3(a)), além da distorção espectral admissível para cada um, medida em valor absoluto ou em dB para 1 V (Figura 1.3(b)).

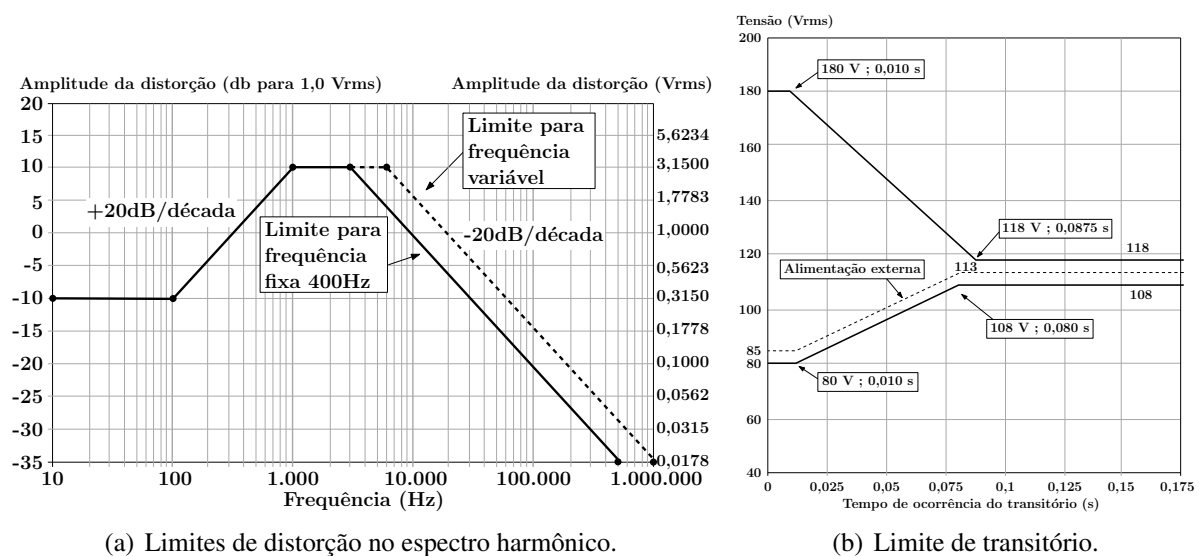


Figura 1.3 – Limites de distorção espectral e transitórios de tensão no barramento alternado de 115 V para 400 Hz e frequência variável segundo MIL-STD-704F (2016).

Além disso, existe uma tendência para inclusão do barramento CC simétrico (± 270 V) nos próximos modelos de aeronaves, já integrando o Boeing 787, conforme anúncio oficial em 2016, o que permitirá uma maior capacidade de potência elétrica na aeronave e o uso de *drivers* para motores de maior potência, seguindo a tendência MEA.

Aliado à norma MIL-STD-704F está a RTCA-DO106F (2007), que descreve as condições de teste e procedimentos de ensaio para os equipamentos aeronáuticos, incluindo limites harmônicos emitidos por cada equipamento (Figura 1.4). Em suas seções 16 e 17 são descritos os procedimentos de teste para medição da potência e corrente de entrada dos equipamentos e, sua robustez a variações de tensão, respectivamente.

³A empresa Airbus decidiu no dia 14/02/2019 encerrar a produção de novos pedidos do modelo A380 devido ao cancelamento de pedidos da Emirates[®]. O último a ser produzido está previsto para 2021 (JOLLY, 2019). Apesar disso, em junho/2019 a Emirates[®] passou a operar a menor rota para esse avião, com apenas 340 km, o trajeto Dubai (EAU) - Mascate (Omã) dura 40 min e o A380 não chega a atingir altitude de cruzeiro (UBIRATAN, 2019). Essa rota é comparada ao comprimento dos cabos elétricos do avião, que somados, possuem 500 km.

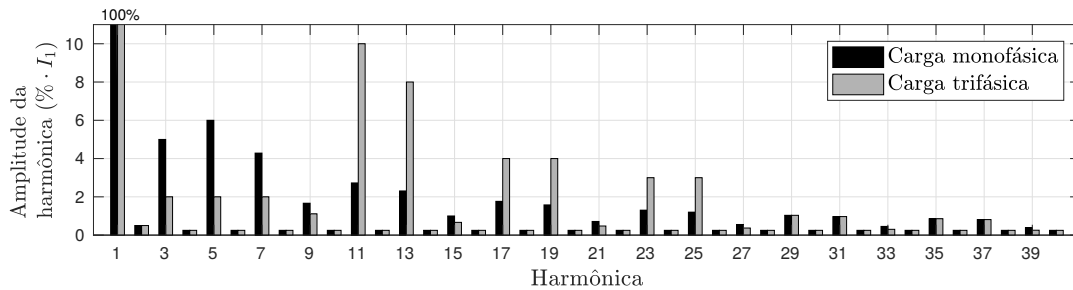


Figura 1.4 – Limites de harmônicos de corrente em equipamentos em relação à componente fundamental (RTCA-DO106F, 2007; BS-ISO-1540, 2006).

A maioria desses equipamentos opera de forma intermitente ou com consumo variável. Ainda, o retificador formador do barramento CC representa a principal carga e geradora de correntes harmônicas para os geradores. Dentro dessa sistemática, torna-se difícil a manutenção da QEE nos barramentos, o balanço das cargas entre as fases e a mitigação das componentes espectrais nos diferentes subsistemas, adiciona-se a isto, o desafio de uma frequência fundamental variável. Sendo assim, o uso de um CEE pode se fazer necessário para se garantir condições ideais para operação dos geradores (ODAVIC *et al.*, 2009; GUERREIRO *et al.*, 2013; CHEN *et al.*, 2016).

1.2 CONDICIONAMENTO DA ENERGIA ELÉTRICA

Um Condicionador de Energia Elétrica (CEE) é um equipamento capaz de atuar em uma rede elétrica alterando sua corrente ou tensão. Dentre os tipos mais conhecidos, pode-se citar:

- Compensador Estático de Reativos (*Static Var Compensator* - SVC): através do chaveamento de elementos capacitivos e indutivos é realizada a injeção ou o consumo de potência reativa (GUILLARDI Júnior *et al.*, 2019);
- Compensador Estático Síncrono (*Synchronous Static Compensator* - STATCOM): realiza a injeção de potência reativa através do controle de um inversor;
- Filtro Ativo de Potência (*Active Power Filter* - APF): por meio de um inversor, é capaz de efetuar compensações na forma de onda de tensão ou corrente através da interação construtiva ou destrutiva da forma de onda. Este ainda pode atuar na injeção de reativos, como o STATCOM;
- Filtros híbridos: união entre o APF e filtros passivos, podendo realizar compensação com menores correntes ou tensões na parte ativa do dispositivo. Porém, deve-se conhecer características do conteúdo a se compensar para correto dimensionamento entre partes ativa e passiva.

No caso aeronáutico, a função do CEE é propiciar uma condição ótima para o funcionamento em regime dos geradores (Figura 1.2) realizando a mitigação de distúrbios de tensão e corrente, entre os quais podem ser citados:

1. Afundamento e elevação de tensão (*sag* e *swell*): modificação do nível de tensão por um curto período de tempo;
2. Transitório (*surge*): causado principalmente pela entrada ou saída de cargas com elementos armazenadores de energia;
3. Distorção harmônica: efeito contínuo causado por cargas não lineares;
4. Desbalanço: causado pelo diferente consumo de corrente entre as fases do sistema.

1.3 FILTRO ATIVO PARALELO

Um Filtro Ativo de Potência (*Active Power Filter* - APF) é um dispositivo conectado em derivação na rede, possuindo a capacidade de compensar distúrbios relacionados à corrente elétrica através da injeção de uma corrente oposta à que origina o distúrbio (Figura 1.5), mais uma pequena parcela de corrente ativa para realizar a compensação de perdas internas ao conversor, caso necessário (BRANDÃO *et al.*, 2016). A estrutura pode ainda compensar de reativos e, na versão trifásica, desbalanços de corrente.

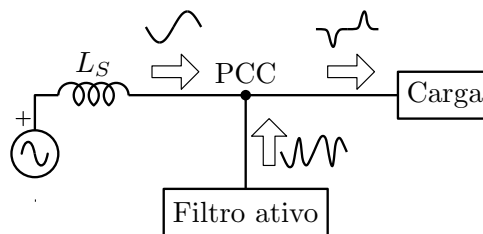


Figura 1.5 – Exemplo de funcionamento de APF compensando a corrente de uma carga não linear.

Diversas topologias podem ser utilizadas para a construção do APF, mas são sempre baseadas em um inversor conectado, de um lado, a um barramento de tensão ou corrente contínua e, do outro lado, à rede elétrica no Ponto de Acoplamento Comum (*Point of Common Coupling* - PCC) através de um filtro passivo, que tem como função atenuar as componentes de frequências superiores oriundas do chaveamento dos semicondutores.

O APF pode não utilizar uma fonte CC conectada a seu barramento, devendo toda suas perdas e controle da tensão realizado através da absorção de potência ativa pela lado CA. Isso cria algumas dificuldades que serão exploradas na página 36 da Seção 1.4.1.

Para a geração da referência de compensação (correntes indesejadas na rede) podem-se utilizar diversas técnicas que permitem a decomposição de uma corrente em parcelas oriundas dos efeitos provenientes da carga. Destacam-se: a PQ (AKAGI *et al.*, 1999; AKAGI *et al.*,

1983) e a CPT (*Conservative Power Theory*) (TENTI *et al.*, 2010; TENTI; MATTAVELLI, 2003; BRANDÃO *et al.*, 2015; BRANDÃO *et al.*, 2016).

Outro aspecto importante é o sincronismo do inversor com a rede elétrica, podendo ser necessário o uso de métodos de PLL, filtros de Kalman (GUERREIRO *et al.*, 2013), dentre outros (PADUA *et al.*, 2007; GUILLARDI Júnior *et al.*, 2015). É importante que o algoritmo seja capaz de convergir rapidamente, visto que a rede elétrica pode, pela norma MIL-STD-704F (2016), possuir uma taxa de variação de frequência de 250 Hz/s por um intervalo máximo de 25 ms, sem que os equipamentos alimentados percam suas funcionalidades. E, pode-se chegar a 500 Hz/s pelo mesmo intervalo, sendo que, nesta condição, alguns equipamentos não críticos poderão perder parte de suas funcionalidades, retomando-as assim que a rede estabilizar.

1.4 TOPOLOGIAS DE INVERSORES

O CEE faz uso de um inversor, ou seja, um conversor CC-CA com capacidade de sintetizar as correntes ou tensões determinadas pela estratégia de comando e controle.

A solução topológica mais usada nas aplicações de rede elétrica convencional é o inversor trifásico mostrado na Figura 1.6(a). Aplicando a Modulação por Largura de Pulso (*Pulse Width Modulation* - PWM) e admitindo a presença de um filtro de saída (indutores e capacitores), a forma de onda recuperada reproduz a referência (no caso uma senoide), minimizando as componentes na frequência de comutação. Para que a filtragem seja eficiente, é usual considerar que a frequência de comutação seja de 10 a 20 vezes a frequência que se deseja sintetizar na saída. Em uma aplicação de 60 Hz, considerando a 30ª harmônica (1,8 kHz) a se compensar na aplicação de filtro ativo, uma comutação em torno de 20 kHz atende tais restrições.

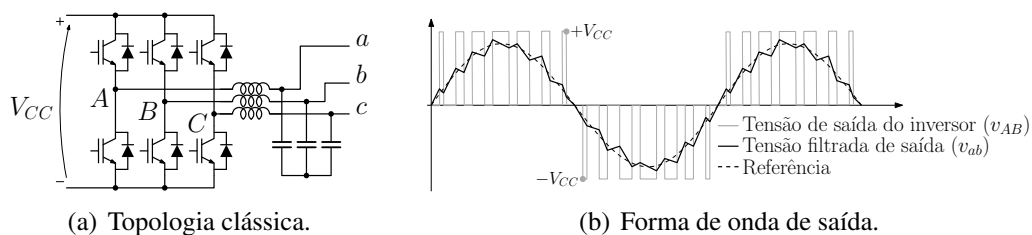


Figura 1.6 – Inversor trifásico a 3 fios com filtro passivo da saída.

No entanto, no caso de uma rede CA aeronáutica, esse chaveamento em dezenas de quilohertz torna-se proibitivo. Para 400 Hz de frequência fundamental tem-se a 30ª harmônica em 12 kHz. Para 800 Hz, a máxima frequência para a rede MEA, a 30ª harmônica está em 24 kHz. Isso exigiria uma comutação em algumas centenas de quilohertz, o que está acima da capacidade dos transistores atuais com maior capacidade de potência, além de exigir um processamento extremamente rápido do sistema de controle.

Assim, a aplicação de topologias, sistemas de controles e de amostragem de sinais

em alta velocidade se tornam essenciais para esse projeto. Não obstante o foco em redes aeronáuticas, grande parte dos resultados obtidos podem ser usados para aplicações de compensação em redes comerciais de 50/60 Hz.

1.4.1 INVERSORES MULTINÍVEIS

Inversores Multinível (IMNs) (ODAVIC *et al.*, 2009; GUERREIRO *et al.*, 2013; MARIETHOZ, 2013; DU *et al.*, 2013) apresentam vantagens sobre inversores tradicionais para aplicações de média e alta potência pela possibilidade de conexão direta com a rede, sem que seja necessário o uso de transformadores; pela redução dos níveis de Interferência Eletromagnética (*Electromagnetic Interference* - EMI), devido à menor taxa de variação da tensão de saída em cada comutação e; por submeterem as chaves a menores esforços de variação de tensão ou frequência de comutação. Sendo essas duas últimas características também interessantes para aplicações que não sejam de alta potência e importantes no cenário aeronáutico.

Nas aplicações com IMNs, destacam-se acionamento de motores (LIU *et al.*, 2013; TEODORESCU *et al.*, 2002), transmissão em corrente contínua do tipo HVDC (ROJAS *et al.*, 2018), controle de fluxo de potência em redes de distribuição (PENG *et al.*, 2016), STATCOM (SAJADI *et al.*, 2018), integração com fontes alternativas (ROJAS *et al.*, 2018; PARREIRAS *et al.*, 2018), filtro ativo de potência (MORTEZAEI *et al.*, 2017) e, o foco desse trabalho, filtro ativo de potência para o ambiente MEA (CHEN *et al.*, 2012; GUERREIRO *et al.*, 2013).

Existem diversas topologias de IMNs, algumas exemplificadas na Figura 1.7 (com principais características comparadas na 1.1):

- (a) **Diodo de Grampeamento (*Neutral Point Clamped* - NPC), ou *diode campled inverter***, proposto por Akira Nabae *et al.* em 1981, com conexão central dos capacitores do barramento através de diodos, este realiza a aplicação de tensões intermediárias à saída (tensão A-N) a depender das chaves Q_{+i} / Q_{-i} em condução;
- (b) **Multinível com conexão tipo T (*T-type Inverter*)** surgido concomitante ao NPC, como alternativa com menor quantidade de semicondutores (NABAE *et al.*, 1981). Porém, seu termo foi apenas cunhado depois pelo grupo de pesquisa do professor Johann Walter Kolar (SCHWEIZER *et al.*, 2010; SOEIRO; KOLAR, 213) mas, ainda sendo referenciado como outros nomes (KNAUP, P., 2007; MA *et al.*, 2009; AKAGI, 2017). Possui um conjunto de chaves extras, comparado ao da Figura 1.6, para realizar a aplicação de metade da tensão de barramento à saída, apresentando menor conteúdo harmônico na tensão gerada que o inversor simples mas, nenhuma diminuição dos esforços de tensão sobre as chaves;
- (c) **Capacitor flutuante (*flying capacitor*)**, proposto por Thierry A. Meynard em 1992 e detalhado em 2002 (MEYNARD *et al.*, 2002), recebe esse nome devido aos capacitores

não estarem conectados a um referencial comum do circuito e serem responsáveis por somar ou subtrair parcelas de tensão à saída de acordo com a combinação de chaves e diodos em condução;

- (d) **Multinível Cascadeado (*Cascaded H-Bridge - CHB*)**, proposto por William McMurray em uma patente (1971), recebe esse nome por ser composto de inversores monofásicos do tipo ponte-H conectados em série pela porta CA. Seus primeiros usos datam de 1995 (HAMMOND, 1995). Como mostrado pelas demais características adiante, este foi o conversor explorado durante esse trabalho.
- (e) **Multinível Modular (*Modular Multilevel Converter - MMC*)** com primeiro registro de publicação em 2003 (LESNICAR; MARQUARDT, 2003). Principalmente utilizado para aplicações de alta tensão, devido ao cascadeamento dos módulos, permite a divisão de uma alta tensão entre os diferentes barramentos. Cada módulo pode apresentar topologia de ponte H monofásico ou de *buck-boost*, ambos exemplificados na Figura 1.7(e). É composto de duas sequências de CHB, uma para as parcelas positivas de tensão A-N de saída (M_{i+}) outra para as negativas (M_{i-});

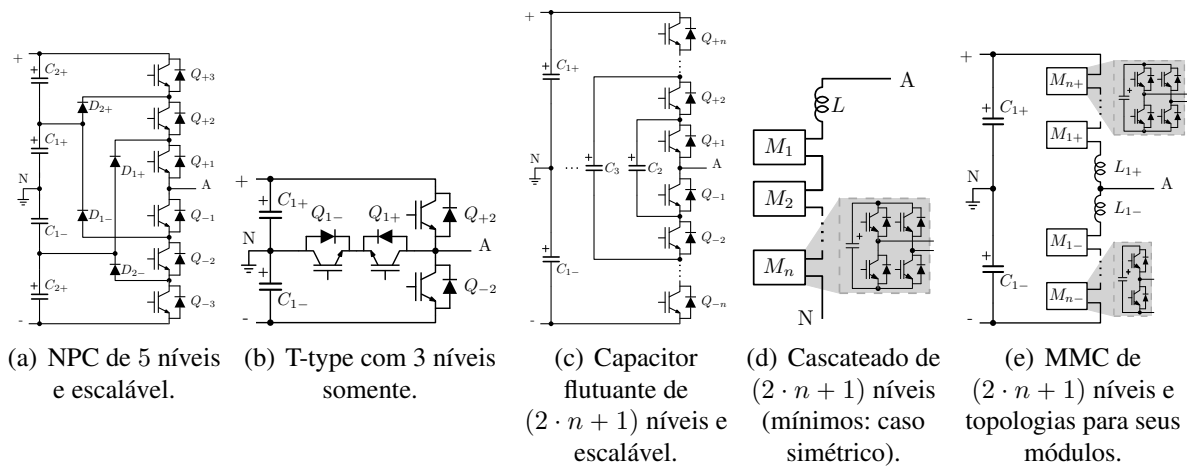


Figura 1.7 – Topologias de IMNs representadas em único braço.

Tabela 1.1 – Principais características dos IMNs, apresentados de forma comparativa para uma fase, na montagem de braço único, modulação unipolar e, l níveis na tensão de saída.

Topologia	Quantidade de componentes				Características gerais
	D ⁴	Q	C ⁵	módulos	
(a) NPC	$l - 1$	$l + 1$	$l - 1$	não aplicável	Escalável.
(b) T-type	0	4	2	não aplicável	Não escalável ($l = 3$).
(c) Capacitor flutuante	0	$l + 1$	$(l+1)/2$	não aplicável	Escalável, $l \geq 5$.
(d) CHB (simétrico)	0	$4 \cdot n$	n	$n = (l-1)/2$	Escalável; Opera com módulo faltante.
(e) MMC (pontes-H) MMC (<i>buck-boost</i>)	0	$4 \cdot n$	$n + 2$	$n = l - 1$	Escalável, $l \in \text{par}$;
	0	$2 \cdot n$	$n + 2$	$n = l - 1$	Opera com módulo faltante; Uso principal em HVDC.

Existem outras topologias de multiníveis não descritas em detalhes aqui, pelo fato de não contemplarem a aplicação desse trabalho e serem focadas a conversão direta CA-CA, dentre elas: o conversor matriz multinível (ERICKSON; AL-NASEEM, 2001; ANGKITITRAKUL; ERICKSON, 2004; KAWAMURA *et al.*, 2014) e o HexVerter (BARUSCHKA; MERTENS, 2011; BARUSCHKA; MERTENS, 2013), inspirado em uma estrutura *back-to-back* composta por MMCs, e recebe esse nome por ser um conversor CA-CA composto de seis braços em uma configuração hexagonal. Ambos exemplificados na Figura 1.8. convencionais

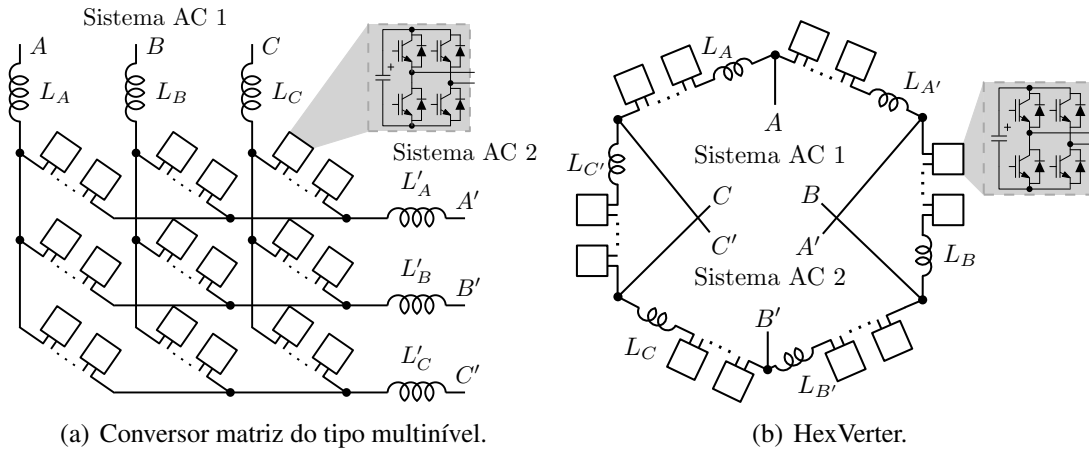


Figura 1.8 – Topologias de IMNs CA-CA.

Na aplicação em sistemas aeronáuticos, visto que as tensões envolvidas ainda encontram-se no nível de baixa tensão, o aspecto relevante dos IMNs é a produção de uma forma de onda de saída com reduzido conteúdo espectral, minimizando a exigência do filtro de saída. Além disso, apresentar capacidade de distribuir o chaveamento e a tensão entre os módulos, diminuindo o esforço das chaves e possibilitando a síntese de maiores frequências ao usar os transistores de potência atuais, são características importantes.

O CHB e o MMC podem operar na ausência de um de seus módulos, com consequente perda da qualidade da tensão sintetizada. Devido a sua grande quantidade de módulos, o MMC (Figura 1.7(e)) é principalmente utilizado em transmissão do tipo HVDC, como mostra sua origem (LESNICAR; MARQUARDT, 2003) pois, permite dividir a tensão CC desse tipo de aplicação. O CHB utiliza metade da quantidade de módulos (ver Tabela 1.1), caracterizando a melhor escolha para a aplicação em redes aeronáuticas, na qual se opera com baixas tensões, compatíveis com redes convencionais de distribuição, e, se busca as características de distribuição/soma da frequência de chaveamento, podendo sintetizar maiores frequências de referência, e interoperabilidade, presente em ambos inversores.

Em suas combinações de tensões mais usadas, exemplificado na Figura 1.9 para um mesmo sinal senoidal de referência, mesma tensão total de barramento (soma das tensões

⁴Contabilizado apenas os diodos adicionais, não presentes nas arquiteturas dos transistores.

⁵Para a topologia de capacitor flutuante, foram adicionado 2 capacitores à contagem, devido à necessidade de formação do terminal N.

individuais de cada barramento) e número de módulos $n = 2$, o CHB da Figura 1.7(d) pode atingir:

- (a) $(2 \cdot n + 1)$ níveis de saída no caso de iguais tensões em seus barramentos CC (barramentos simétricos);
- (b) $(2 \cdot 3^{(n-1)} + 1)$ níveis no caso da combinação⁶ $1 : 2 : 6 : \dots : 2 \cdot 3^{(n-2)}$. Criada de tal forma que o próximo módulo possua uma tensão de barramento com valor do dobro da soma dos anteriores e possua estados duplicados, ao exemplo, o estado $+1$ é atingido como $+2 - 1$ ou $+0 + 1$. Esses estados duplicados podem ser utilizados em lógicas de controle das tensões de barramento pois, permitem a reversão da tensão em um módulo (e potencialmente do fluxo de corrente por ele) sem alterar a tensão total;
- (c) 3^n níveis com a combinação $1 : 3 : 9 : \dots : 3^{(n-1)}$. Criado de tal forma que não mais existam estados duplicados, ou seja, um certo valor de tensão A-N só pode ser conseguido por uma combinação única das tensões (positiva, negativa ou nula) de cada módulo. Por consequência se maximiza o número de passos possíveis na tensão de saída.

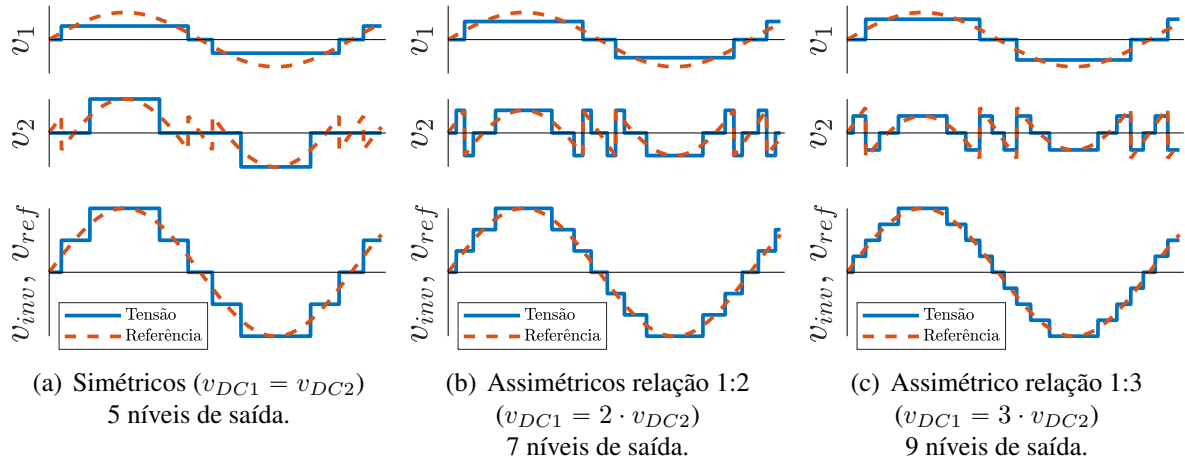


Figura 1.9 – Tensão de saída de 2 módulos ($n = 2$), total (v_{inv}) e referências para geração (linhas pontilhada) em modulação *staircase* segundo regra da Figura 1.10 para diferentes relações de tensão de barramento.

Escolhida a topologia de IMN, vem a questão da modulação a ser empregada, pois suas características influenciam na forma de tensão de saída, na filtragem, nas perdas envolvidas e na capacidade ou não do uso de determinados controles; principalmente no tocante ao balanceamento das tensões dos diferentes barramentos.

Diversas técnicas de modulação podem ser aplicadas em um CHB, sendo as principais, com suas vantagens e desvantagens, listadas a seguir:

⁶A combinação das tensões dos barramentos nos CHBs é explicitada como cada tensão de barramento dividida pela de menor valor dentre elas, ao exemplo, $1 : 2$ pode significar $133 : 266$ V, enquanto $1 : 3$, $100 : 300$ V. De acordo com a combinação dos estados das chaves da Figura 1.7(d), para o primeiro caso de tensões, o módulo 1 pode aplicar a sua saída: -133 V, 0 V ou 133 V.

- **Eliminação Seletiva de Harmônicas (*Selective Harmonic Elimination - SHE*)** (MALINOWSKI *et al.*, 2010; PEREZ-BASANTE *et al.*, 2019; KAMANI; MULLA, 2018) calcula o ângulo de disparo dos conjuntos de chaves de cada módulo de forma a eliminar harmônicas específicas na forma de onda total. Devido à constituição série do CHB, permite a eliminação de várias harmônicas dividindo os chaveamentos entre os módulos. Sua desvantagem é ser baseada no modelo de tensões estáveis do lado CC do conversor e não permitir o controle dessa tensão. Esta modulação é interessante para aplicação como filtro ativo quando estão presentes fontes de tensão CC em seus barramentos;
- **Modulação em níveis (*Staircase modulation*)**, representado na Figura 1.9, tenta reconstruir o valor de referência a partir de combinações dos valores dos barramentos CC, possibilitando a operação com valores diferentes e a minimização do número de chaveamentos (Figura 1.10). Sua estratégia é a de mais simples implementação, sendo criada a partir de comparações (com o valor de metade da tensão de cada barramento) e não sendo necessário sinal de portadora; o que não cria uma correspondência linear com a saída de cada módulo e o sinal de referência. Como desvantagens adicionais, não possui espectro harmônico fixo e uma forma de modificar diretamente o índice de modulação de cada módulo;

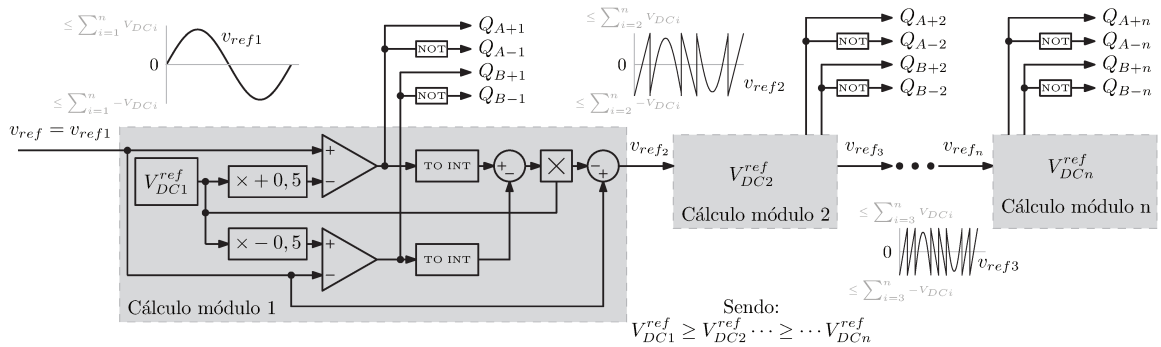


Figura 1.10 – Esquema de síntese de uma senoide na modulação em níveis com n módulos dados suas tensões nominais $V_{DC,1,2,n}^{ref}$ de barramento. Os sinais Q_* podem ser aplicados na Figura 2.1.

- **Modulação em níveis com PWM (*Staircase modulation with PWM*)** (BUSARELLO *et al.*, 2018b), adicionando modulação PWM em um dos módulos (normalmente o de menor tensão no caso assimétrico), após um filtro de saída do inversor, pode-se reconstituir uma forma de onda mais próxima da referência que o método anterior. Possui todas as desvantagens e vantagens do método anterior, com exceção das maiores perdas por chaveamento e que o módulo com PWM passará a mostrar comportamento linear em respeito a sua parcela de índice de modulação durante o tempo entre duas comutações consecutivas dos demais módulos.
- **Modulação por Vetores Espaciais (*Space Vector Modulation - SVM*)** (GUPTA; KHAMBADKONE, 2007; ROODSARI; NOWICKI, 2013; CHATTOPADHYAY; CHAKRA-

BORTY, 2015), a partir de uma representação do valor a ser sintetizado na saída, encontra o tempo de permanência com cada chave ligada; trata-se de uma expansão do método SVM clássico. Como desvantagem, se tem um único índice de modulação e a impossibilidade, *a priori*, de atuação independente em cada módulo, assim como na modulação do tipo *Staircase*.

- **Portadora Deslocada no Tempo (*Phase-Shifted PWM* - PS-PWM)** (TOWNSEND *et al.*, 2015) utiliza portadoras de mesma frequência e deslocadas no tempo para cada módulo, de forma a se conseguir suas comutações em diferentes instantes de tempo (Figura 1.11(a)). Além disso, dado determinado índice de modulação, que é comparado com todas as portadoras, todos os módulos do CHB irão comutar em algum instante, o que aumentará esse tipo de perda. Como benefício, para frequências de sinal modulante bem abaixo da portadora, todos os módulos apresentam uma relação linear com o índice de modulação;
- **Portadora Deslocada em Amplitude (*Level-Shifted PWM* - LS-PWM)** utiliza portadoras de mesma frequência e deslocadas em amplitude (Figura 1.11(b)). Dado um determinado índice de modulação, apenas o módulo correspondente àquele intervalo irá apresentar comutações, os demais permanecerão estáticos em modo $-V_{DCi}$, 0 ou $+V_{DCi}$. Como benefício, tem menores perdas de chaveamento porém, apenas o módulo ativo em comutações apresenta uma relação linear com o índice de modulação, o que torna difícil a modelagem e aplicação de teorias de controle linear;

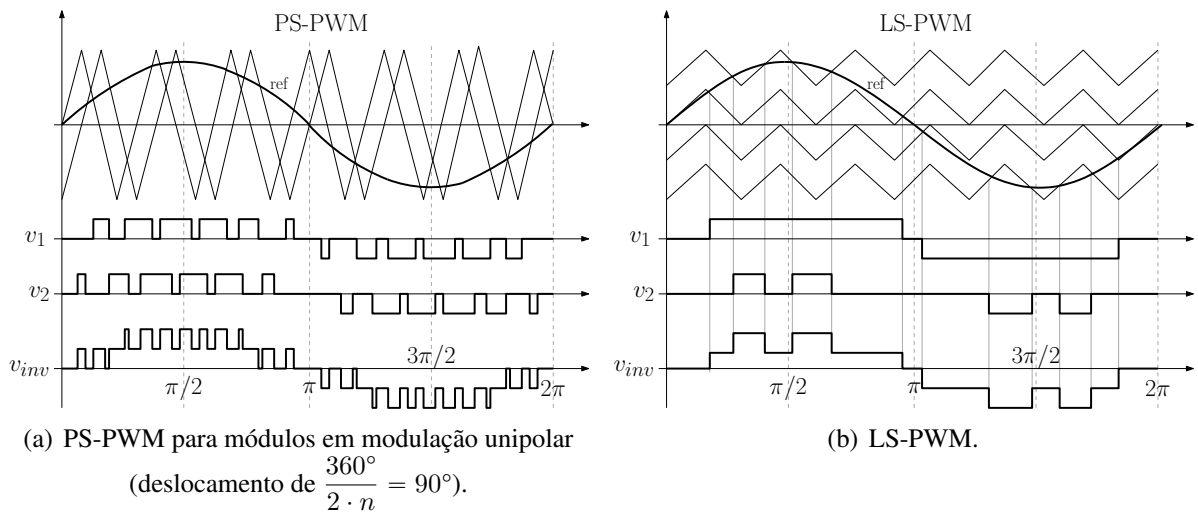


Figura 1.11 – Diferença entre modulações PS-PWM e LS-PWM para um CHB de 2 módulos com tensões de barramento simétricas (MALINOWSKI *et al.*, 2010).

Em vias gerais, existem algumas desvantagens nas topologias CHB, como as estratégias de modulação serem mais complexas e a criação de barramentos CC para cada um dos módulos do inversor, o que pode tornar o controle mais complexo (MARIETHOZ, 2013), principalmente no caso assimétrico. Quando não são necessárias essas fontes adicionais, como

no caso da aplicação em que o conversor trabalha como fonte de reativos ou compensador de harmônicos, que só processa energia ativa suficiente para suprir suas perdas, é necessário um controle de tensão dos barramentos que, além de suprir as perdas, distribua as tensões conforme esperado pelo valor de referência, evitando sua divergência (Figura 1.12).

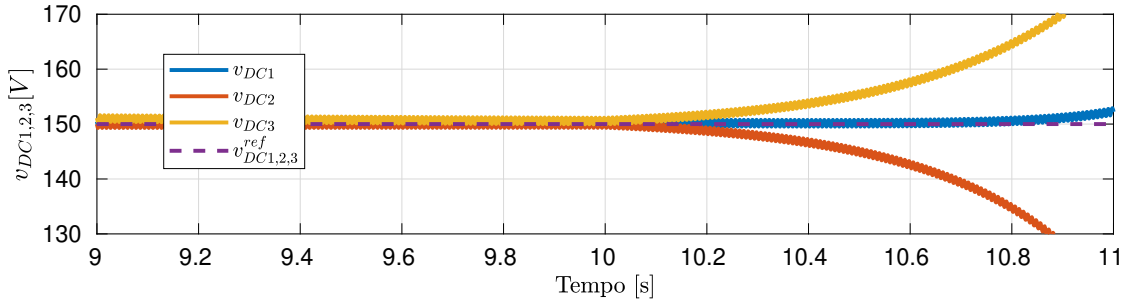


Figura 1.12 – Divergência das tensões de barramento para um CHB simétrico de três módulos ($V_{DC1,2,3}^{ref} = 150$ V) ao se desabilitar o controle de desbalanceamento a partir de 10 s. Foi utilizada a mesma simulação da Seção 3.2.

Vários autores, devido às particularidades das aplicações (AGUILERA *et al.*, 2017), por usarem baterias ou fontes do lado CC (YE *et al.*, 2017; BUSARELLO *et al.*, 2018a; PAL; BASU, 2019) ou, deficiências no modelo usado (MORTEZAEI *et al.*, 2018), desconsideram as diferenças de perdas entre os módulos. Dentre os métodos já propostos para realização do controle das tensões, destacam-se:

- (a) **Circulação pelo lado CC** (WANG *et al.*, 2016; MOOSAVI; TOLIYAT, 2019), utiliza estruturas CC-CC isoladas para circulação de potência pelo lado do barramento. Como desvantagem, aumenta a estrutura do conversor. A vantagem é de não interferir na modulação do inversor (lado CA), permitindo todas as estratégias de modulação anteriormente citadas. Esse tipo de estrutura é análoga ao uso de diferentes fontes CC para cada barramento;
- (b) **Circulação de potência por um circuito sintonizado** (JIANG *et al.*, 2017) utiliza um ramo LC no lado CA do inversor, permitindo a circulação de corrente em uma frequência específica, que pode ser usada para balanceamento da potência entre os módulos. Como desvantagem, são necessários componentes extras e a má sintonia da frequência pode afetar a qualidade da corrente de saída além de interferir no controle.
- (c) **Circulação de corrente homopolar** (DU *et al.*, 2013; MATHEW; SHUKLA, 2014; WANG; LIU, 2017), utiliza a circulação de correntes homopolares para transferência da energia entre módulos e fases de um CHB trifásico. Como desvantagem, para que essas componentes não sejam vistas pela rede, é limitado à conexão triângulo dos inversores ou ao uso de transformadores de acoplamento com a rede, e não pode ser aplicado para o caso monofásico;

- (d) **Supressão e atraso de comutações ou uso dos estados redundantes** (ALVARENGA, 2013; ALVARENGA; POMILIO, 2014; TARISCIOTTI *et al.*, 2014; MOOSAVI *et al.*, 2014). A partir de uma heurística da lógica de comutação, sentido de circulação da corrente e estado das tensões nos barramentos, algumas comutações podem ser postergadas ou simplesmente ignoradas, forçando, naquele ciclo de chaveamento, a carga ou a descarga de um ou mais barramentos. Utiliza a modulação do tipo PS-PWM e como desvantagem, esse método não garante as frequências de chaveamento nos módulos nem uma dinâmica para o controle do balanceamento das tensões de barramento, além de distorcer a forma de onda sintetizada;
- (e) **Decisão da comutação de módulos mais PWM** (IMAN-EINI *et al.*, 2008; MOOSAVI *et al.*, 2014) utiliza uma heurística com sentido da corrente e valores das tensões de barramento para decidir em qual módulo será aplicado o PWM, os demais são comutados para propiciar a carga ou a descarga de seus barramentos. Ao módulo com tensão mais próxima à referência, é aplicado o sinal PWM, controlando a corrente. Por utilizar o PWM em um, e apenas um dos módulos, pode proporcionar um menor THD na corrente sintetizada, diminuindo o efeito de distorção causado pela seleção de módulos (como acontece também no método anterior). Porém, somente pode ser aplicado no caso simétrico;
- (f) **Controle concorrente** (LI; WU, 2008; ODAVIC *et al.*, 2009; CHEN *et al.*, 2012; BIAGINI *et al.*, 2013; FARIVAR *et al.*, 2016) usa malhas de controle concorrentes à principal, que controla a corrente e sua parcela ativa para compensação das perdas, adicionando uma parcela de índice de modulação a cada módulo ou modificando as portadoras, possíveis no uso de PS-PWM (SUN *et al.*, 2013; MARQUEZ *et al.*, 2017) e LS-PWM, para compensar o desvio da tensão de cada módulo à referência. Como desvantagem, não se prevê uma parametrização analítica fechada ou não leva em conta o acoplamento entre os controles ou na dinâmica do sistema. Ainda, é previsto para controle de SVCs / STATCOMs, ou seja, não prevê a circulação de uma corrente CA não senoidal pelos módulos;

Como apresentados esquematicamente na Figura 1.13, estes métodos de balanceamento podem ser classificados em 3 categorias: modificações ou dependências do *hardware* (situações (a), (b), (c)), na estratégia de modulação (situações (d), (e)) e apenas mudanças no controle (situação (f)).

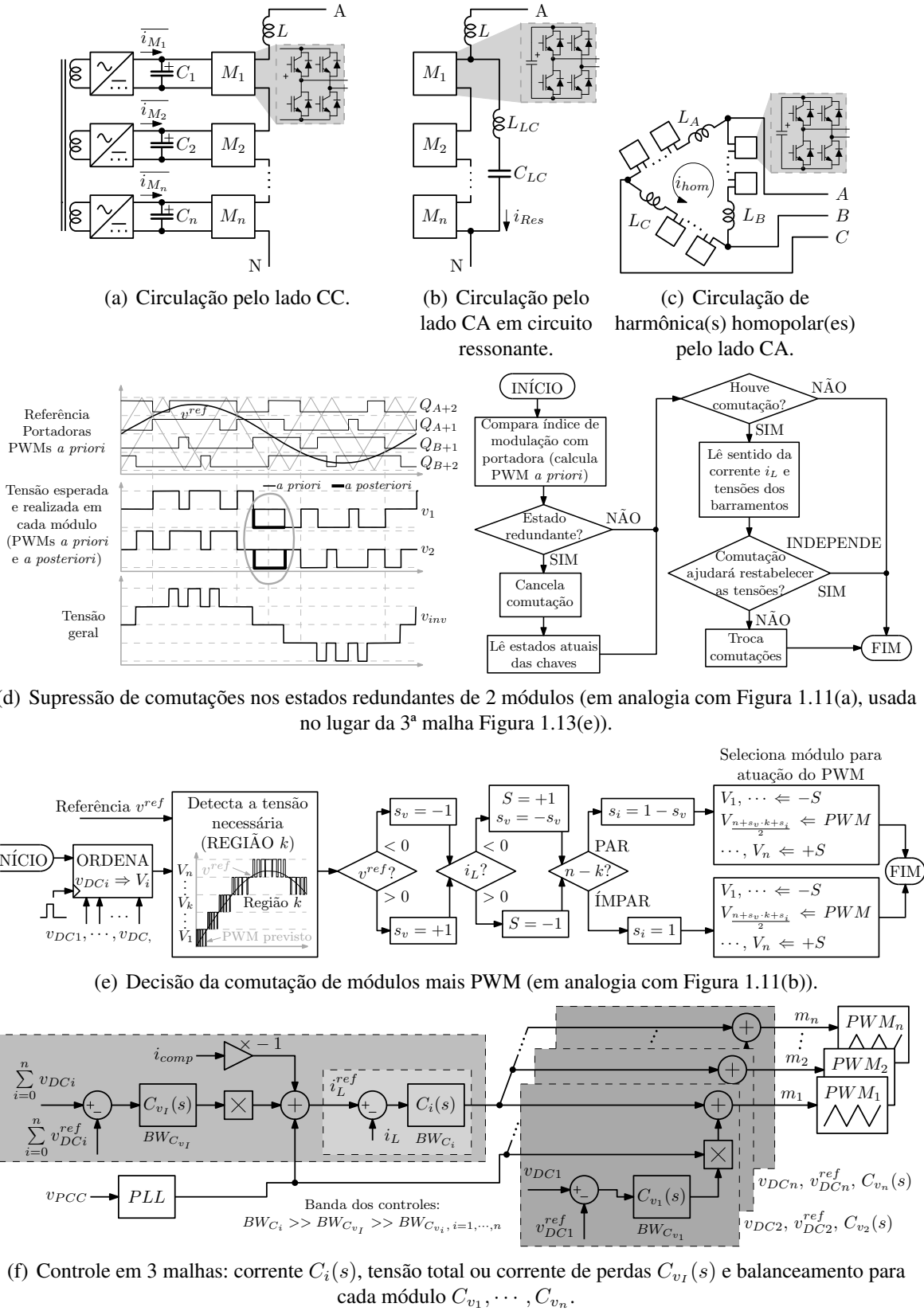


Figura 1.13 – Métodos de balanço das tensões CC no CHB.

No geral, as técnicas disponíveis são baseadas em métodos heurísticos que não permitem um adequado projeto da dinâmica do controlador, seu funcionamento em modo assimé-

trico ou exigem uma construção específica do inversor.

Ainda, Yusef Neyshabouri *et al.* (2015) propõem um controle multivariáveis aplicado a um CHB atuando como STATCOM chaveando em 500 Hz em uma rede de média tensão em 50 Hz. O balanceamento das tensões dos barramentos (simétricos) é realizado através do Deslocamento Variável da Portadora no Tempo (*Phase-Shifting Carrier Pulse Width Modulation* - PSC-PWM).

Tal trabalho foi desenvolvido para um sistema trifásico em coordenadas síncronas, sendo impossível aplicar diretamente a uma rede de frequência variável. Além disso, o método apresenta impacto de distorção da forma de onda de corrente sintetizada, o que dificulta sua aplicação como filtro ativo.

Outro problema apontado em literatura para o CHB, visto adiante no resultado simulação da Figura 3.13(b) e experimental da Figura 4.3, é o não cancelamento da frequência de chaveamento de cada módulo no sinal de tensão de saída (frequência $2 \cdot f_{sw}$ no caso de n módulos utilizando modulação PS-PWM unipolar em cada um), sendo esperado que a primeira banda de frequência de chaveamento fosse apenas a correspondente a soma das frequências de comutação de todos os módulos ($2 \cdot n \cdot f_{sw}$ na mesma condição PS-PWM unipolar). Este efeito se deve as diferenças de: tensões nos barramentos (caso idealmente simétrico), valores dos índices de modulação ou perdas entre os módulos (MONOPOLI *et al.*, 2019). Para contornar isso, Yichao Sun *et al.* (2013) propõem o uso da modulação PSC-PWM, melhor modelada por Abraham Marquez *et al.* (2017), que realiza a modificação do deslocamento entre portadoras da modulação PS-PWM de forma a modificar a potência absorvida por cada módulo. Monopoli *et al.* (2018) modela esse efeito e compara variações dos métodos de modulação PSC-PWM de acordo com seu método de atualização da diferença angular entre portadoras para eliminação dessa frequência indesejada:

- Atualização a cada período da forma de onda sintetizada (a atualização ocorre na frequência da rede f_{AC}), sendo o ângulo calculado em função da tensão atual dos barramentos e frequência a se eliminar (LISERRE *et al.*, 2006). Mesmo sendo expandida para o caso de diferentes índices de modulação em cada módulo (SUN *et al.*, 2013), usado para controlar módulos com diferente perdas, não torna possível eliminar várias frequências (uma banda completa). Sendo assim, normalmente o método é utilizado para se eliminar a frequência de banda lateral mais significativa na distorção;
- Atualização do ângulo de deslocamento relativo a cada meio ciclo de modulação, ou seja, a cada período de PWM visto na tensão de cada módulo do CHB (situação PWM unipolar em que a frequência de cada módulo é o dobro da portadora utilizada). Utilizado por Marquez (2017), em sua aplicação, o cálculo leva cerca de 20 μ s usando um Microcontrolador (μ C) de 80MHz/105DMIPS, mesmo dobrando essa capacidade com os melhores proces-

sadores do mercado⁷, esse método torna-se difícil de se aplicar em redes com frequência variável e para compensação harmônica. O ponto positivo é a total eliminação da frequência de chaveamento de cada módulo ($2 \cdot f_{SW}$) e sua banda lateral, mesmo em condições de assimetria das tensões dos barramentos ou diferentes índices de modulação entre os módulos. Ponto negativo: necessita de grande processamento em um curto espaço de tempo, o que é difícil de ser atingido com processadores comuns, além de alterar o ponto central de uma portadora em relação a outra e, com isso, o momento de aquisição dos sinais.

Nesse contexto, esse trabalho traz sua contribuição com a modelagem para determinação paramétrica do desempenho do controle de tensão CC e seu balanceamento em um CHB.

Para tal, a modulação do tipo PS-PWM é escolhida, por apresentar a relação linear do índice de modulação com a tensão produzida em todos os módulos e propiciar uma modelagem linear em um sistema do tipo MIMO (*Multiple Inputs Multiple Outputs*).

A modulação PSC-PWM não é utilizada por alterar o ponto de máximo de uma portadora relativo à outra e assim, poder afetar o momento de aquisição dos sinais.

Além disso, vale ressaltar que μ Cs e Processadores Digitais de Sinais (*Digital Signal Processors* - DSPs) disponíveis no mercado normalmente possuem *hardware* genérico para geração de PWM, que não possuem as características necessárias para uso das estratégias de modulação aqui comentadas, dificultando a implementação do controle. Ainda, devido à necessidade de processamento em tempo real, uma tendência de mercado (BEIK; EMADI, 2017) aponta para o uso de arquiteturas híbridas de μ C e FPGA (*Field-Programmable Gate Array*), aliando o poder de processamento gerado por um dispositivo que configura seus circuitos digitais de acordo com o controlador desenhado e as funcionalidades de comunicação e gerenciamento oferecidas por um controlador com um sistema em alto nível⁸.

1.5 CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO

O objetivo global desta tese foi o desenvolvimento de um Condicionador de Energia Elétrica (CEE) do tipo Multinível Cascadeado (*Cascaded H-Bridge* - CHB) voltado para um ambiente aeronáutico, considerando:

1. Operação em frequência variável na faixa de 360 a 800 Hz, com elevada taxa de variação;
2. Operação objetivando a conformidade com as normas MIL-STD-704F (2016), BS-ISO-1540 (2006) e RTCA-DO-106F (2007);

⁷Comparado com o DSP F28335 Delfino™ da empresa Texas Instruments® com 150 MIPS, uma família de dispositivos empregados em controle industrial, em artigos e suportado por *softwares* de simulação / geração de código como Matlab® e PSIM®.

⁸“Alto nível” refere-se à abstração desses sistemas, chegando a rodar sistemas operacionais completos.

3. Estudo e implementação de uma técnica de balanceamento de tensão nos barramentos CC do inversor;
4. Implementação e testes de protótipo monofásico, com potência na faixa de 1,5 kVA⁹, incluindo fonte CA de frequência variável e cargas não lineares com simulações prevendo sua expansão para trifásico.

As principais contribuições desta tese são:

1. Desenvolvimento de um modelo analítico que torna possível implementar o balanceamento das tensões CC dos barramentos para o caso simétrico e assimétrico. Que ainda permite uma expansão para o caso trifásico sem transformações de coordenadas ($\alpha\beta$ ou dq) e aplicável a redes com frequência variável;
2. Modelo do CHB funcionando em frequência variável operando como Filtro Ativo de Potência (*Active Power Filter* - APF) e compensador de reativos e, atendendo à alta taxa de variação de frequência presente no sistema elétrico aviônico;
3. Desenvolvimento de um sistema com capacidade de processamento e aquisição de sinais de potência em tempo real utilizando FPGA (*Field-Programmable Gate Array*) e adequado às severas condições de operação previstas;
4. Desenvolvimento de um CEE que atenda as especificações das normas aeronáuticas;
5. Publicações e submissões com temas relacionados à tese encontrados na Seção 5.2.

O desenvolvimento desta tese se divide em: conceitos teóricos e contextualização do problema (Capítulo 1), formulação do modelo e cálculo dos parâmetros de controle (Capítulo 2), resultados de simulação (Capítulo 3) e experimentais (Capítulo 4), conclusões e propostas para trabalhos futuros (Capítulo 5).

Dentre os materiais extras, são apresentados: expansão analítica dos cálculos do modelo (Apêndice A), diagrama fasorial para o comportamento do CHB com 2 e 3 módulos usando o controle proposto (Apêndice B), cálculos computacionais (Apêndice C), valores numéricos dos controladores usados (Apêndice D) e, especificações do protótipo (Apêndice E) e *software* de controle (Apêndice F).

⁹Durante os experimentos foi utilizada uma fonte CA programável da California Instruments™ modelo 4500iL com potência trifásica máxima de 4,5 kVA, limitando a potência disponível para ensaio.

2 FORMULAÇÃO DO MODELO

Nesta seção descreva-se a modelagem de pequenos sinais aplicada a um CHB com n módulos, conforme apresentado na Figura 2.1, e seu controle. A dificuldade desse modelo está no fato de ser do tipo MIMO, com múltiplas variáveis de entrada e saída para o controle, e não linear, precisando ser derivado em seu ponto de equilíbrio.

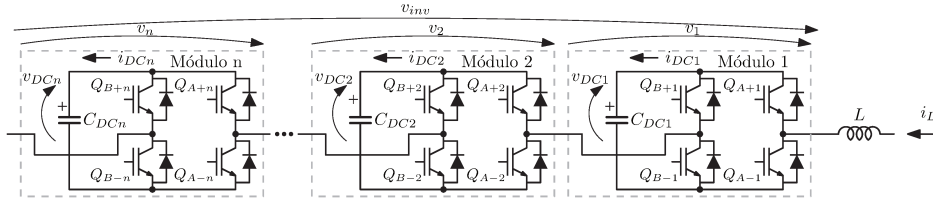


Figura 2.1 – Topologia do CHB (modelo detalhado da Figura 1.7(d)).

Diferentemente do apresentado por Neyshabouri *et al.* (2015), não são realizadas mudanças de eixos, o que possibilita a validade do modelo para qualquer frequência de rede CA, o que é fundamental para a aplicação em foco.

2.1 MODELO NO PONTO DE EQUILÍBRIO

A modelagem para pequenos sinais de um CHB considera o controle proposto na Figura 2.2. Esta estrutura possui uma parte responsável pelo controle da corrente CA, denominada $C_i(s)$, que usa como entrada a soma da corrente que supre as perdas i_{perdas} e a corrente de distúrbio a ser compensada i_{comp} . Como cada módulo pode possuir um diferente valor de perdas, é necessário prover uma correção individual m_2, m_3, \dots, m_n para cada módulo adicional ao primeiro a fim que as tensões $v_{DC1}, v_{DC2}, \dots, v_{DCn}$ de seus barramentos permaneçam estáveis, além da referência de amplitude I_{Ld}^{ref} de i_{perdas} . Essas funções são simultaneamente realizadas pelo controle de tensões $C_v(s)$.

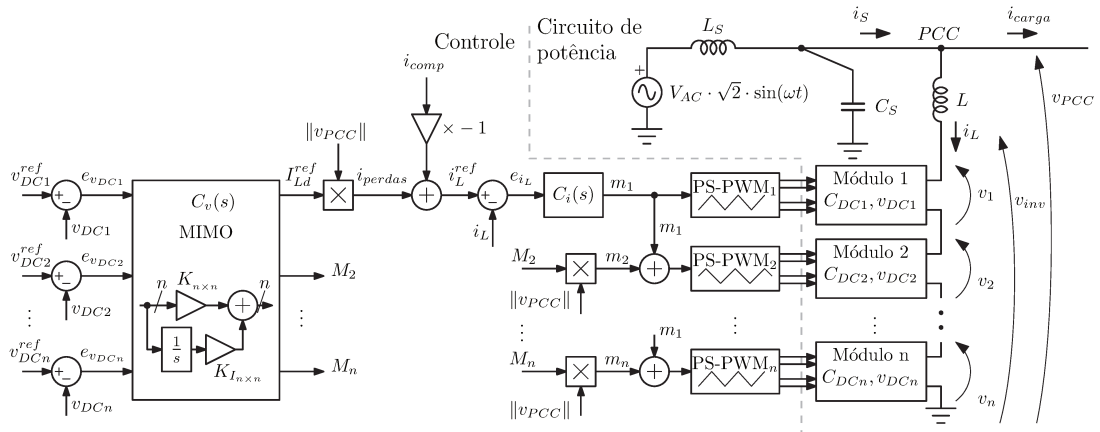


Figura 2.2 – Proposta de controle mostrando arquitetura interna de $C_v(s)$ a ser discutida na Seção 2.2.

A variável $\|v_{PCC}\|$ representa o sinal de tensão v_{PCC} normalizado (dividido) pelo, seu valor RMS, calculado por um filtro passa-baixas, multiplicado por $\sqrt{2}$. Esse sinal é a base representativa de forma para i_{perdas} , m_2 , m_3 , \dots , m_n , com suas amplitudes dadas por I_{Ld}^{ref} , M_2 , M_3 , \dots , M_n , respectivamente e, em uma situação de tensão senoidal no PCC, apresenta uma senoide limitada em -1 e 1 .

Não é necessário prover uma correção individual no índice de modulação do Módulo 1 para balanceamento relativo de sua tensão de barramento, visto que esta pode ser expressa como uma compensação em sentido oposto em todas as demais compensações individuais m_2 , m_3 , \dots . Ou seja, devido à banda de controle BW_{C_i} do controlador de corrente $C_i(s)$ ser adotada sempre muito acima da banda BW_{C_v} do controle $C_v(s)$, qualquer mudanças nessas compensações afetará m_1 de forma que a corrente i_L continue seguindo sua referência i_L^{ref} .

Considerando apenas a frequência fundamental, por simplicidade, sem a função de compensação de corrente ($i_{comp} = 0$), o diagrama fasorial da Figura 2.3 indica o balanço de potência para um CHB de 2 módulos. Demais representações, como para 3 módulos ou no caso de compensação reativa (referência indutiva em i_{comp}), podem ser encontrados no Apêndice B.

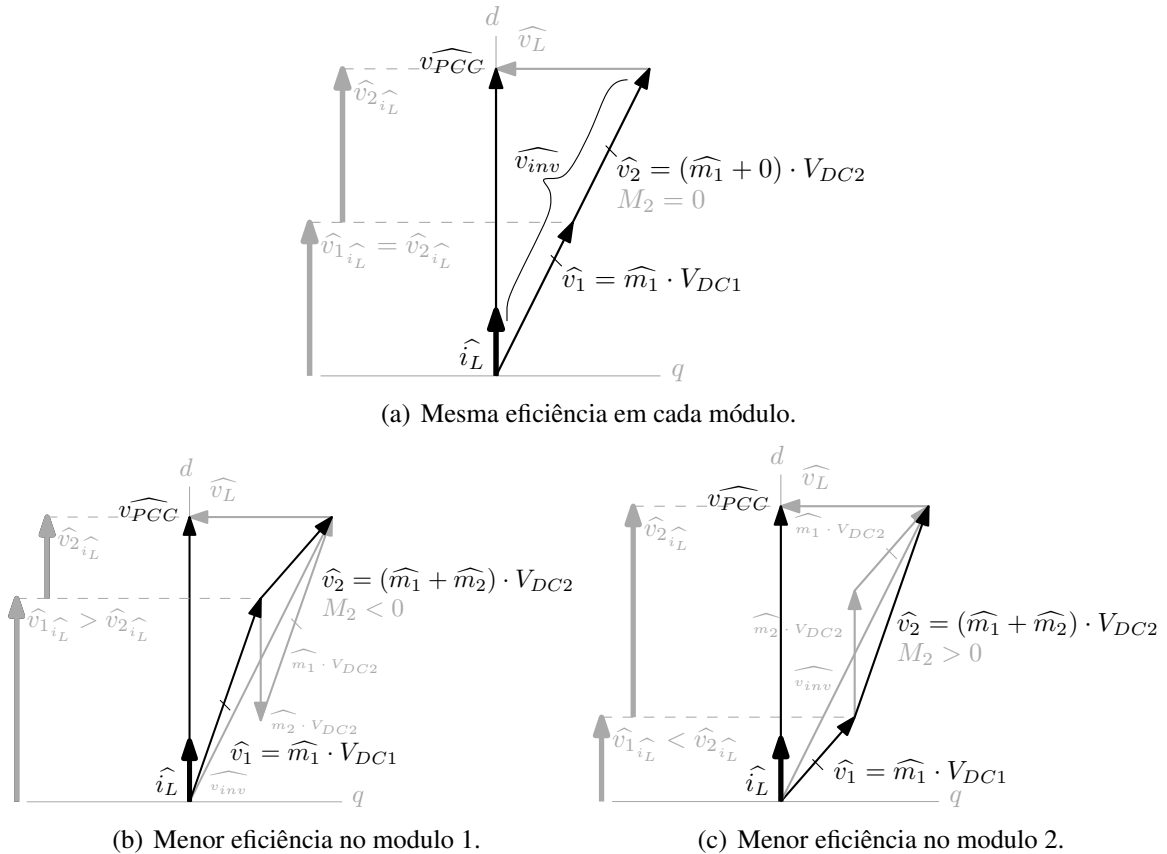


Figura 2.3 – Diagrama fasorial para o balanço de perdas de 2 módulos.

Dado um valor de \hat{i}_L que iguale as perdas com a potência absorvida no CHB, o controle de corrente ajusta o ciclo ativo \hat{m}_1 do PWM para sintetizar uma tensão \hat{v}_{inv} que compensa a queda no indutor \hat{v}_L e assegura a circulação de corrente (situação (a)). Se os valores de

eficiência dos módulos não são iguais, ou as perdas não são proporcionais às tensões de seus barramentos, o controle de desbalanço atua para assegurar a correção destas. O controle de desbalanço $C_v(s)$ (Figura 2.2) atua na tensão de cada módulo adicional ($\hat{v}_2, \hat{v}_3, \dots$), no sentido do eixo d (Figura 2.3), alterando a distribuição da tensão entre eles (situações (b) e (c)). Como o controle de corrente é muito mais rápido que o de tensão, \hat{v}_1 muda para manter $\widehat{v_{inv}}$ inalterado e a mesma \hat{i}_L do começo da análise.

Devido à velocidade de atuação dos controles, as situações anteriores podem ser compreendidas como:

- (a) $M_2 = 0$ sempre e o controle usa a soma dos erros das tensões dos barramentos para resultar na amplitude I_{Ld}^{ref} da corrente ativa que compensa as perdas do CHB;
- (b) $C_v(s)$ percebe um erro de tensão $e_{v_{DC1}} > e_{v_{DC2}}$ ($v_{DC1} < v_{DC2}$ no caso simétrico), o valor de M_2 passa a ser negativo, fazendo que o módulo 2 absorva menor potência. Ao mesmo tempo I_{Ld}^{ref} é ajustado para que a potência total entrando pelo CHB compense as perdas somadas dos dois módulos, $C_i(s)$ modifica m_1 rapidamente e a cada atualização de $C_v(s)$, garantindo a forma de onda. Em fasores, na direção do eixo d da Figura 2.3, teremos $\widehat{v_{1i_L}} > \widehat{v_{2i_L}}$;
- (c) Com $e_{v_{DC1}} < e_{v_{DC2}}$ ($v_{DC1} > v_{DC2}$ no caso simétrico), M_2 assume valores positivos e o módulo 2 absorve maior potência comparado ao módulo 1. Novamente I_{Ld}^{ref} é ajustado simultaneamente a M_2 e a forma de onda é garantida pela rápida ação de $C_i(s)$. Como resultado: $\widehat{v_{1i_L}} < \widehat{v_{2i_L}}$.

Analicamente, para a situação de n módulos e regime permanente senoidal, garantido por $C_i(s)$, as potências em cada um deles são descritas como:

$$\begin{aligned}
 P_1 &= 1/2 \cdot \Re(\widehat{m}_1) \cdot V_{DC1}^{ref} \cdot I_{Ld}^{ref} \\
 P_2 &= 1/2 \cdot (\Re(\widehat{m}_1) + |\widehat{m}_2|) \cdot V_{DC2}^{ref} \cdot I_{Ld}^{ref} \\
 P_3 &= 1/2 \cdot (\Re(\widehat{m}_1) + |\widehat{m}_3|) \cdot V_{DC3}^{ref} \cdot I_{Ld}^{ref} \\
 &\vdots
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

No ponto de equilíbrio, a soma das perdas em todos os módulos se iguala à potência absorvida por toda a estrutura CHB e as tensões de barramentos permanecem inalteradas. Considerando que o controle de desbalanço atua apenas na parcela ativa (não considerando, por enquanto, a atuação como filtro ativo), é possível derivar um modelo dinâmico da variação

das tensões nos barramentos pela modificação do ciclo ativo de cada PWM de cada módulo do CHB:

$$\Re(\widehat{m}_1) = \frac{\Re(\widehat{v}_{inv}) - |\widehat{m}_2| \cdot V_{DC2}^{ref} - |\widehat{m}_3| \cdot V_{DC3}^{ref} - \dots - |\widehat{m}_n| \cdot V_{DCn}^{ref}}{V_{DC1}^{ref} + V_{DC2}^{ref} + \dots + V_{DCn}^{ref}}. \quad (2.2)$$

Devido ao comportamento não linear das equações (2.1) e (2.2), o modelo proposto usa a linearização em torno do ponto de equilíbrio X^{eq} do sistema (tensões de referência)

$$\begin{bmatrix} V_{DC1} & \dots & V_{DCn} \\ I_{Ld} & M_2 & \dots & M_n \end{bmatrix}^T = X^{eq} = \begin{bmatrix} V_{DC1}^{ref} & \dots & V_{DCn}^{ref} \\ I_{Ld}^{ref} & |\widehat{m}_2| & \dots & |\widehat{m}_n| \end{bmatrix}^T, \quad (2.3)$$

e comportamento de variação da potência \tilde{p} para cada módulo $l \in [1; n]$ segue a regra (2.4).

$$\tilde{p}_l = \sum_{i=1}^n \left. \frac{\partial P_l}{\partial V_{DCi}^{ref}} \right|_{eq} \cdot \tilde{v}_{DCi}^{ref} + \left. \frac{\partial P_l}{\partial I_{Ld}^{ref}} \right|_{eq} \cdot \tilde{i}_{Ld}^{ref} + \sum_{i=2}^n \left. \frac{\partial P_l}{\partial |\widehat{m}_i|} \right|_{eq} \cdot \tilde{m}_i \quad (2.4)$$

O desenvolvimento completo das equações para um CHB de três módulos, podendo ser expandida para n ou simplificada para 2 apenas, encontra-se no Apêndice A.

Então, chamando $x = [\tilde{v}_{DC1} \ \tilde{v}_{DC2} \ \dots]^T$, $u = [\tilde{i}_{Ld} \ \tilde{m}_2 \ \tilde{m}_3 \ \dots]^T$, as matrizes A , B , C e D do sistema $\begin{cases} \dot{x}(t) = A \cdot x(t) + B \cdot u(t) \\ y(t) = C \cdot x(t) + D \cdot u(t) \end{cases}$, que representam a dinâmica do CHB no ponto de equilíbrio eq são:

$$\begin{aligned} A &= \begin{bmatrix} \frac{1}{C_{DC1} \cdot V_{DC1}^{ref}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{DC2} \cdot V_{DC2}^{ref}} & 0 \\ 0 & 0 & \ddots \end{bmatrix}_{n \times n} \cdot \begin{bmatrix} \left. \frac{\partial P_1}{\partial V_{DC1}^{ref}} \right|_{eq} & \left. \frac{\partial P_1}{\partial V_{DC2}^{ref}} \right|_{eq} & \dots \\ \left. \frac{\partial P_2}{\partial V_{DC1}^{ref}} \right|_{eq} & \left. \frac{\partial P_2}{\partial V_{DC2}^{ref}} \right|_{eq} & \dots \\ \vdots & \vdots & \ddots \end{bmatrix}_{n \times n} \\ B &= \begin{bmatrix} \frac{1}{C_{DC1} \cdot V_{DC1}^{ref}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{DC2} \cdot V_{DC2}^{ref}} & 0 \\ 0 & 0 & \ddots \end{bmatrix}_{n \times n} \cdot \begin{bmatrix} \left. \frac{\partial P_1}{\partial I_{Ld}^{ref}} \right|_{eq} & \left. \frac{\partial P_1}{\partial |\widehat{m}_2|} \right|_{eq} & \dots \\ \left. \frac{\partial P_2}{\partial I_{Ld}^{ref}} \right|_{eq} & \left. \frac{\partial P_2}{\partial |\widehat{m}_2|} \right|_{eq} & \dots \\ \vdots & \vdots & \ddots \end{bmatrix}_{n \times n} \\ C &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \ddots \end{bmatrix}_{n \times n} = I_{n \times n} \\ D &= 0_{n \times n} \end{aligned} \quad (2.5)$$

Devido à constituição do sistema, a matriz A sempre resultará em um autovalor na origem, correspondente ao controle de corrente, mais $(n - 1)$ autovalores reais e positivos,

correspondentes ao controle de desbalanço¹. Esses polos caracterizam um modelo instável, impedindo que seja realizada uma simulação em malha aberta para validação do modelo.

Para o caso de compensação de carga reativa, i_{comp} defasado em relação à v_{PCC} , com 2 (Figura B.2 do Apêndice B) ou mesmo mais módulos, \hat{v}_2 sempre sofrerá uma modificação em sua direção d (componente em fase com a tensão $\widehat{v_{PCC}}$) de forma a garantir a potência absorvida no módulo 2 e o controle $C_i(s)$ modificará a tensão total $\widehat{v_{inv}}$ para assegurar a circulação da corrente \hat{i}_L^{ref} .

No caso de uma compensação de carga não linear, torna-se impossível representar o funcionamento no diagrama fasorial de uma única frequência, visto que a corrente i_L possuirá várias harmônicas, a compensação do desbalanço entre os módulos será efetuada apenas diferenciando a componente fundamental de tensão gerada por cada módulo. Assim, diferentes *ripples* poderão ser encontrados do lado CC dos módulos.

2.2 PARAMETRIZAÇÃO DO CONTROLE

Como mostrado a seguir, fazendo $u(t) = K \cdot (x^{ref} - x) = K \cdot (C^{-1} \cdot V_{DC}^{ref} - x)$ e $\dot{x} = 0_{2n \times 1}$ em (2.5), ou seja, analisando o valor final usando apenas um controle proporcional,

$$\begin{aligned}
 y^{final} &= \cancel{C}^I \cdot x + \cancel{D}^0 \cdot K \cdot \left(\cancel{C}^I \cdot V_{DC}^{ref} - x \right) \\
 y^{final} &= I \cdot \underbrace{\left(\underbrace{(A - B \cdot K)^{-1}}_{A_{CL}} \cdot \underbrace{B \cdot K}_{B_{CL}} \cdot \cancel{C}^I \right)}_I \cdot V_{DC}^{ref} + 0 \quad , \quad (2.6) \\
 &\Rightarrow (A - B \cdot K)^{-1} \cdot B \cdot K \cdot \cancel{C}^I = I \quad \Rightarrow \quad \therefore K = 0,5 \cdot B^{-1} \cdot A
 \end{aligned}$$

só é possível estabilizar o sistema em um ponto específico de ganho, o que torna proibitivo escolher a dinâmica ou mesmo respeitar as restrições físicas de banda de resposta para cada malha de controle, pois a solução não apresenta nenhum grau de liberdade.

Porém, através de um método de alocação robusta de polos (KAUTSKY *et al.*, 1985)² é possível calcular uma matriz de ordem completa de realimentação de estados $K_{n \times n}$

¹O polo na origem corresponde ao controle de corrente pois, aumentos em \tilde{i}_{Ld} seguidos de um decréscimo farão com que todas as variações de tensões $\tilde{v}_{DC\star}$ sigam o mesmo perfil. Ao ponto que, a mesma sequência de variação ocorrida em uma das variáveis de controle de desbalanço \tilde{m}_\star não proporcionará o efeito biunívoco. Visto que o aumento de uma dessas fará com que o correspondente módulo absorva maior potência e eleve sua tensão, após o ocorrido, esse módulo passará a sempre absorver maior potência, mesmo com a variável de controle retornando a seu valor de regime; caracterizando uma realimentação positiva e portanto, um polo no semiplano direito (com valor real positivo).

²A alocação robusta de polos através de uma matriz de realimentação de estados é facilmente alcançada no software Matlab[®] através do comando `place(A, B, foo)`.

que faça o sistema apresentar o comportamento desejado no ponto de equilíbrio. A única restrição é que os polos devem possuir uma frequência 10 vezes menor que a da rede elétrica, para desacoplar seus comportamentos e, preferencialmente, não apresentarem componentes de valores imaginários que poderiam causar uma oscilação nos valores estacionários do sistema.

Como o desenvolvimento da matriz K apenas assegura a dinâmica do sistema em torno de seu ponto de equilíbrio, se faz necessário expandir o sistema de matrizes, como mostrado em (2.7), para incluir um comportamento integrativo que levará o sistema de seu estado inicial até seu ponto de equilíbrio.

$$\begin{cases} x_a = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & \cdots & x_{I1} & x_{I1} & \cdots \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \tilde{v}_{DC1} & \tilde{v}_{DC2} & \cdots & \int \tilde{v}_{DC1} & \int \tilde{v}_{DC2} & \cdots \end{bmatrix}^T \\ u_a = \begin{bmatrix} u_1 & u_2 & \cdots & u_{I1} & u_{I2} & \cdots \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \hat{I}_{Ld}^{ref} & m_2 & \cdots & \int \hat{I}_{Ld}^{ref} & \int m_2 & \cdots \end{bmatrix}^T \end{cases} \quad (2.7)$$

O novo sistema é escrito em função das matrizes do sistema original, como mostrado em (2.8).

$$\begin{cases} \dot{x}_a = A_a \cdot x_a + B_a \cdot u_a = \begin{bmatrix} A & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}_{2n \times 2n} \cdot x_a + \begin{bmatrix} B & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}_{2n \times 2n} \cdot u_a \\ y = C_a \cdot x_a + D_a \cdot u_a = \begin{bmatrix} C & 0 \end{bmatrix}_{n \times 2n} \cdot x_a + 0_{n \times 2n} \end{cases} \quad (2.8)$$

O novo controlador atua na entrada do sistema, por realimentação de estados, através de seu ganho proporcional K e integrativo K_I :

$$u_a = \begin{bmatrix} -K & I \\ -K_I & 0 \end{bmatrix}_{2n \times 2n} \cdot x_a + \begin{bmatrix} K \\ K_I \end{bmatrix}_{2n \times n} \cdot x_a^{ref} \quad (2.9)$$

Fechando a malha de realimentação, torna-se possível analisar a dinâmica da planta resultante com a adição do controlador.

$$\begin{aligned} \dot{x}_a &= \begin{bmatrix} A - B \cdot K & B \\ -K_I & 0 \end{bmatrix} \cdot x_a + \begin{bmatrix} B \cdot K \\ K_I \end{bmatrix} \cdot x^{ref} \\ &= \begin{bmatrix} A_{CL} & B \\ -K_I & 0 \end{bmatrix} \cdot x_a + \begin{bmatrix} B_{CL} \\ K_I \end{bmatrix} \cdot x^{ref} \\ &= A_{aCL} \cdot x_a + B_{aCL} \cdot x^{ref} \end{aligned} \quad (2.10)$$

Fazendo $\dot{x}_a = 0_{2n \times 1}$ em (2.10), e sendo $x^{ref} = V_{DC}^{ref} = \begin{bmatrix} V_{DC1}^{ref} & V_{DC2}^{ref} & \cdots & V_{DCn}^{ref} \end{bmatrix}^T$,

é possível chegar ao valor de convergência imposto pelo controlador.

$$\begin{aligned}
 y^{final} &= \left(C_a \cdot (-A_{aCL}^{-1} \cdot B_{aCL}) + \mathcal{D}^0 \right) \cdot V_{DC}^{ref} \\
 &= \left[C \mid 0 \right] \cdot \left(- \left[\begin{array}{c|c} 0 & -K_I^{-1} \\ \hline B^{-1} & (B^{-1} \cdot A - K) \cdot K_I^{-1} \end{array} \right] \cdot \left[\begin{array}{c} B \cdot K \\ \hline K_I \end{array} \right] \right) \cdot V_{DC}^{ref} \\
 &= \left[\begin{array}{c|c} I_{n \times n} & 0_{n \times n} \end{array} \right]_{n \times 2n} \cdot \left[\begin{array}{c} I_{n \times n} \\ \hline -B^{-1} \cdot A \end{array} \right]_{2n \times n} \cdot V_{DC}^{ref}_{n \times 1} \\
 &= V_{DC}^{ref}_{n \times 1}
 \end{aligned} \tag{2.11}$$

Ou seja, essa proposta permite os ajustes das matrizes K e K_I de ganho dos controladores, definindo a dinâmica do sistema em seu ponto de trabalho e a dinâmica para levá-lo até esse ponto, além de atingir o valor final desejado, analogamente ao controlador PI de única variável. A partir desse ponto, três métodos foram definidos para cálculo, e estão separados em dois grupos nas subseções que seguem: métodos analíticos, considerando K_I diagonal ou K_I dependente de K , e o método de solução iterativa através do uso de LMIs.

2.2.1 K_I DIAGONAL

Assumindo que a matriz dos ganhos da parte integrativa do controlador é da forma $K_I = \text{diag} \left(\left[\begin{array}{ccc} k_1 & k_2 & \dots \end{array} \right] \right)_{n \times n}$, e sabendo que $(A - B \cdot K)$ é uma matriz diagonal, devido ao inerente desacoplamento causado nas variáveis pelo método de alocação de polos (KAUTSKY *et al.*, 1985), é possível analisar a dinâmica da matriz A_{aCL} do sistema expandido e sua equação característica, em que os valores $\lambda_{1,2,3,\dots}$ são os autovalores que resultam de A_{aCL} (definida em (2.10)).

$$\det(s \cdot I - A_{aCL}) = \left| \begin{array}{ccc|ccc} s - \lambda_1 & 0 & \dots & -b_{11} & -b_{12} & \dots \\ 0 & s - \lambda_2 & \dots & -b_{21} & -b_{22} & \dots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots \\ \hline k_{I1} & 0 & \dots & s & 0 & \dots \\ 0 & k_{I2} & \dots & 0 & s & \dots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots \end{array} \right|_{2n \times 2n} \tag{2.12}$$

Esta matriz A_{aCL} possui $2 \cdot n$ autovalores e apenas n graus de liberdade. Por isso, é necessário fixar alguma regra de cálculo para os valores k_{I1}, k_{I2}, \dots . Foi considerada a multiplicidade n dos polos $\lambda_{a1}, \lambda_{a2}, \dots$ como uma regra empírica para a resolução desse problema, o que pode causar um erro de generalização.

$$(s - \lambda_{a1})^n \cdot (s - \lambda_{a2})^n = \det(s \cdot I - A_{aCL}) \tag{2.13}$$

Ainda, devido à complexidade, são escolhidos todos os autovalores $\lambda_1 = \lambda_2 = \dots = \lambda$ na primeira alocação de polos (que resulta na matriz K). Nessa situação, as equações (2.14a)-(2.14b) mostram o determinante para a situação de dois e três módulos do CHB. Em que B_q representa a matriz B ao se remover a linha e coluna q .

$$s^4 - 2 \cdot \lambda \cdot s^3 + \left(\lambda^2 + \sum_{p=1}^2 b_{pp} \cdot k_{Ip} \right) \cdot s^2 - \lambda \cdot \sum_{p=1}^2 b_{pp} \cdot k_{Ip} \cdot s + \prod_{p=1}^2 k_{Ip} \cdot \det(B) \quad (2.14a)$$

$$\begin{aligned} s^6 - 3 \cdot \lambda \cdot s^5 + \left(3 \cdot \lambda^2 + \sum_{p=1}^3 b_{pp} \cdot k_{Ip} \right) \cdot s^4 - \left(\lambda^3 + 2 \cdot \sum_{p=1}^3 b_{pp} \cdot k_{Ip} \right) \cdot s^3 + \\ + \left(\sum_{p=1}^3 b_{pp} \cdot k_{Ip} \cdot \lambda^2 + \sum_{q=1}^3 \prod_{\substack{p=1 \\ p \neq q}}^3 k_{Ip} \cdot \det(B_q) \right) \cdot s^2 - \sum_{q=1}^3 \prod_{\substack{p=1 \\ p \neq q}}^3 k_{Ip} \cdot \det(B_q) \cdot \lambda \cdot s + \prod_{p=1}^3 k_{Ip} \cdot \det(B) \end{aligned} \quad (2.14b)$$

Comparando (2.14a)-(2.14b) com a expansão polinomial (2.15a)-(2.15b) pode-se igualá-las termo a termo, sendo possível obter uma relação que permite calcular k_{Ip} de forma a realizar uma alocação de polos para a resposta integrativa desejada para o controlador.

$$\begin{aligned} (s - \lambda_{a1})^2 \cdot (s - \lambda_{a2})^2 = & + s^4 - (\lambda_{a1} + \lambda_{a2}) \cdot s^3 + \\ & + (\lambda_{a1}^2 + \lambda_{a2}^2 + 4 \cdot \lambda_{a1} \cdot \lambda_{a2}) \cdot s^2 + \\ & - 2 \cdot \lambda_{a1}^2 \cdot \lambda_{a2}^2 (\lambda_{a1} + \lambda_{a2}) \cdot s + \\ & + \lambda_{a1}^2 \cdot \lambda_{a2}^2 \end{aligned} \quad (2.15a)$$

$$\begin{aligned} (s - \lambda_{a1})^3 \cdot (s - \lambda_{a2})^3 = & + s^6 - 3 \cdot (\lambda_{a1} + \lambda_{a2}) \cdot s^5 + \\ & + 3 \cdot (\lambda_{a1}^2 + 3 \cdot \lambda_{a1} \cdot \lambda_{a2} + \lambda_{a2}^2) \cdot s^4 + \\ & - (\lambda_{a1}^3 + 9 \cdot \lambda_{a1}^2 \cdot \lambda_{a2} + 9 \cdot \lambda_{a1} \cdot \lambda_{a2}^2 + \lambda_{a2}^3) \cdot s^3 + \\ & + 3 \cdot (\lambda_{a1}^3 \cdot \lambda_{a2} + 3 \cdot \lambda_{a1}^2 \cdot \lambda_{a2}^2 + \lambda_{a1} \cdot \lambda_{a2}^3) \cdot s^2 + \\ & - 3 \cdot (\lambda_{a1}^3 \cdot \lambda_{a2}^2 + \lambda_{a1}^2 \cdot \lambda_{a2}^3) \cdot s + \lambda_{a1}^3 \cdot \lambda_{a2}^3 \end{aligned} \quad (2.15b)$$

Escolhendo $\lambda_{a1} + \lambda_{a2} = \lambda$, torna-se necessário apenas calcular os coeficientes de $s^{n/2}$ a s^0 , sendo os demais calculados automaticamente, devido à simetria das equações, resultando nos sistemas (2.16a)-(2.16b) para dois e três módulos, respectivamente.

$$\begin{cases} \sum_{p=1}^2 b_{pp} \cdot k_{Ip} = 2 \cdot \lambda_{a1} \cdot \lambda_{a2} \\ \det(K_I \cdot B) = (\lambda_{a1} \cdot \lambda_{a2})^2 \end{cases} \quad (2.16a)$$

$$\begin{cases} \sum_{p=1}^3 b_{pp} \cdot k_{Ip} = 3 \cdot \lambda_{a1} \cdot \lambda_{a2} \\ \sum_{q=1}^3 \det(B_q) \cdot \prod_{\substack{p=1 \\ p \neq q}}^3 k_{Ip} = 3 \cdot (\lambda_{a1} \cdot \lambda_{a2})^2 \\ \det(K_I \cdot B) = (\lambda_{a1} \cdot \lambda_{a2})^3 \end{cases} \quad (2.16b)$$

Sumarizando, para se chegar em (2.16a)-(2.16b) são adicionadas, no total, além do formato de K_I , duas restrições: todos os autovalores $\lambda_1, \lambda_2, \dots$ iguais a λ , dados por K , e os autovalores da matriz dos estados expandidos $\lambda_{a1}, \lambda_{a2}$ em (2.12) definidos através do fator α , como mostrado em (2.17). Em geral, um pequeno valor de α produz um alto amortecimento e desacoplamento entre as variáveis na parte integrativa do controle pois, distanciam os polos calculados. No entanto, aumenta os valores da matriz K_I , tornando mais complexa a implementação digital, principalmente em arquiteturas de ponto fixo. Valores próximos a 0,5 tendem a igualar os polos e acoplar a dinâmica das variáveis de estado. Durante o projeto foi adotado $\alpha = 0,1$.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{a1} & \lambda_{a2} \end{bmatrix}^T = \lambda \cdot \begin{bmatrix} (1 - \alpha) & \alpha \end{bmatrix}^T, \quad 0 < \alpha \leq 0,5 \quad (2.17)$$

Apesar de aqui ser mostrado o procedimento de derivação dos valores para 2 e 3 módulos, este pode ser expandido para qualquer $n \geq 2 \mid n \in \mathbb{N}$.

Para implementação no sistema digital de processamento, (2.10) deve ser discretizada, o método do Amostrador de Ordem Zero (*Zero-order hold* - ZOH) foi selecionado; sendo cada um dos valores da matriz K_I dividido pela frequência de amostragem do controle de tensão $C_v(z)$, K não sofre alteração de valor. Essa mesma consideração é adotada nos métodos seguintes.

2.2.2 K_I DEPENDENTE DE K

Como no desenvolvimento anterior, sabendo que A_{CL} é diagonal (KAUTSKY *et al.*, 1985), é proposto $K_I = \text{diag}([1/t_{I1} \ 1/t_{I2} \ \dots])_{n \times n} \cdot K = T_I^{-1}{}_{n \times n} \cdot K$; uma constante de tempo pré-multiplicando o ganho proporcional, em analogia à forma de expressar um controlador PI do tipo SISO. Esta metodologia cria uma matriz K_I cheia, em contrapartida com o método anterior que cria uma matriz diagonal. A forma de matrix K pós multiplicada pelo tempo também poderia ser escolhida, acarretando resultados análogos. A primeira formulação se mostra coerente no princípio que cada variável x_{I1}, x_{I2}, \dots de (2.7) possuirá seu diferente tempo integrativo. Nessa escolha, a matriz A_{aCL} expandida do sistema em malha fechada pode ser vista a seguir:

$$\det(s \cdot I - A_{aCL}) = \left| \begin{array}{ccc|ccc} s - \lambda_1 & 0 & \dots & & & \\ 0 & s - \lambda_2 & \dots & & & \\ \vdots & \vdots & \ddots & & & \\ \hline -1/t_{I1} & 0 & \dots & s & 0 & \dots \\ 0 & -1/t_{I2} & \dots & 0 & s & \dots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots \end{array} \right|_{2n \times 2n} \cdot K \quad (2.18)$$

O que resulta na equação característica (2.19a) para o caso de 2 módulos e (2.19b) para 3 módulos. Novamente, foram impostos os autovalores $\lambda_1 = \lambda_2 = \dots = \lambda$.

$$s^4 - 2 \cdot \lambda \cdot s^3 + \left(\lambda^2 + \sum_{p=1}^2 \frac{1}{t_{I1}} \cdot (b_{pp} \cdot k_{Ip}) \right) \cdot s^2 - \lambda \cdot \sum_{p=1}^2 b_{pp} \cdot k_{Ip} \cdot s + \prod_{p=1}^2 \frac{1}{t_{Ip}} \cdot \det(K) \cdot \det(B) \quad (2.19a)$$

$$\begin{aligned} s^6 - 3 \cdot \lambda \cdot s^5 + \left(3 \cdot \lambda^2 + \sum_{q=1}^3 \frac{1}{t_{Iq}} \cdot \sum_{p=1}^3 b_{pq} \cdot k_{qp} \right) \cdot s^4 - \left(\lambda^3 + 2 \cdot \lambda \sum_{q=1}^3 \frac{1}{t_{Iq}} \cdot \sum_{p=1}^3 b_{pq} \cdot k_{qp} \right) \cdot s^3 + \\ + \left(\lambda^2 \cdot \sum_{q=1}^3 \frac{1}{t_{Iq}} \cdot \sum_{p=1}^3 b_{pq} \cdot k_{qp} + \sum_{q=1}^3 \sum_{p=1}^3 \det(B_{pq} \cdot K_{Iqp}) \right) \cdot s^2 - \lambda \sum_{q=1}^3 \sum_{p=1}^3 \det(B_{pq} \cdot K_{Iqp}) \cdot s + \det(K_I \cdot B) \end{aligned} \quad (2.19b)$$

Os índices p e q em B_{pq} indicam que foi removida a p -ésima linha e a q -ésima coluna durante o cálculo, o mesmo para K_{Iqp} . Realizando a mesma comparação com (2.15a)-(2.15b) usada no desenvolvimento da proposta anterior, chega-se ao conjunto (2.20a)-(2.20b) que expressa a solução para os dois casos analisados, nos quais também devem ser usada a regra (2.17).

$$\begin{cases} \sum_{q=1}^2 \frac{1}{t_{Iq}} \cdot \sum_{p=1}^2 (b_{pq} \cdot k_{qp}) = 2 \cdot \lambda_{a1} \cdot \lambda_{a2} \\ \det(K_I \cdot B) = (\lambda_{a1} \cdot \lambda_{a2})^2 \end{cases} \quad (2.20a)$$

$$\begin{cases} \sum_{q=1}^3 \frac{1}{t_{Iq}} \cdot \sum_{p=1}^3 b_{pq} \cdot k_{qp} = 3 \cdot \lambda_{a1} \cdot \lambda_{a2} \\ \sum_{q=1}^3 \sum_{p=1}^3 \det(B_{pq} \cdot K_{Iqp}) = 3 \cdot (\lambda_{a1} \cdot \lambda_{a2})^2 \\ \det(K_I \cdot B) = (\lambda_{a1} \cdot \lambda_{a2})^3 \end{cases} \quad (2.20b)$$

Vê-se que (2.20) possui similaridade com (2.16), de fato, a primeira representa uma generalização da segunda com adição dos termos componentes da matriz $T_I^{-1}_{n \times n}$. Alguns termos são, *a priori*, idênticos, mas se diferenciam após expansão de K_I . Ao exemplo, o termo a esquerda da segunda equação de (2.20b) pode ser simplificado para sua correspondente em (2.16) ao se considerar K_I diagonal e, as primeiras equações de cada grupo com suas análogas ao se considerar $T_I = I_{n \times n}$.

Como mostrado adiante no resultado de simulação da Figura 3.4 e posteriormente no resultado experimental da Figura 4.1, o uso de uma K_I cheia, em função de K , fez o desacoplamento entre as variáveis controladas por $C_v(s)$ (tensões dos barramentos) diminuir durante a partida do sistema.

2.2.3 CÁLCULO DO GANHO DO CONTROLADOR $C_v(s)$ POR LMIS

Esta seção apresenta uma abordagem com solução numérica baseada em Desigualdades Matriciais Lineares (*Linear Matrix Inequalities* - LMIs) (BOYD *et al.*, 1994) para o

cálculo das matrizes de ganho K e K_I do controle de tensão $C_v(s)$. Nesta técnica, não são adotadas simplificações sobre as matrizes dos controladores.

De forma geral, sabe-se que para que um sistema linear invariante no tempo seja estável é necessário que todos os autovalores da matriz de dinâmica (A_{aCL} no caso do sistema sob investigação) tenham parte real negativa. Uma maneira de verificar esta propriedade é por meio da teoria de estabilidade de Lyapunov (CHEN, 2013), que estabelece que uma matriz tem autovalores com parte real negativa se e somente se existir uma função quadrática nos estados $v(x) = x^T \cdot P \cdot x > 0$ tal que $\dot{v}(x) < 0$ e $P = P^T > 0$, sendo P chamada de matriz de Lyapunov. Este teste pode ser reformulado em termos da solução das seguintes desigualdades:

$$\begin{cases} A_{aCL}^T \cdot P + P \cdot A_{aCL} < 0 \\ P = P^T > 0 \end{cases} \quad (2.21)$$

Utilizando a matriz A_{aCL} dada em (2.10) e P estruturada na forma $\begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{12}^T & P_{22} \end{bmatrix}$, tem-se a expansão do produto $A_{aCL} \cdot P$ representada em (2.22), na qual ainda é adicionado o termo $2 \cdot s_1 \cdot P$, que possibilita a aplicação de uma restrição “vertical” (limites nos valores das partes reais dos polos) para respeitar a restrição de desacoplamento da frequência da rede, $\Re[\lambda_i(A_{aCL})] \leq 2 \cdot \pi \cdot f_{AC}/10$ para $i = 1, 2, \dots, n$.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{(A \cdot P_{11} + B \cdot K \cdot P_{11} + B \cdot P_{21})}{-K_I \cdot P_{11}} & -\frac{(A \cdot P_{12} + B \cdot K \cdot P_{12} + B \cdot P_{22})}{-K_I \cdot P_{12}} \end{bmatrix}}_{P \cdot A_{aCL}} + (P^T \cdot A_{aCL})^T + \underbrace{2 \cdot s_1 \cdot P}_{\Re[\lambda_i(A_{aCL})] < s_1} < 0 \quad (2.22)$$

Em função dos produtos de variáveis no termo $P \cdot A_{aCL}$, a desigualdade resultante é classificada como uma Desigualdade Matricial Bilinear (*Bilinear Matrix Inequality* - BMI) (VANANTWERP; BRAATZ, 2000), ou seja, bilinear devido às multiplicações das variáveis $K \cdot P_{11}$, $K \cdot P_{12}$, $K_I \cdot P_{11}$ e $K_I \cdot P_{12}$, e possui difícil solução numérica (HASSIBI *et al.*, 1999). Para tornar possível a solução em termos de LMIs é imposto $P_{12} = P_{11}$, o que restringe o conjunto de soluções possíveis pois, em princípio, a matriz de Lyapunov deve ser livre de restrições para garantir que todos os ganhos possíveis de K e K_I que satisfaçam a LMI possam ser encontrados. Contudo, as mudanças de variáveis (BERNUSSOU *et al.*, 1989) $Z_1 = K \cdot P_{11}$ e $Z_2 = K_I \cdot P_{11}$ tornam as desigualdades resultantes lineares (isto é, LMIs) nas variáveis de decisão.

Para diminuir o conservadorismo da proposta anterior, é derivada uma nova condição de estabilidade equivalente por meio do emprego do Lema de Finsler (OLIVEIRA; SKELTON, 2001), conforme demonstrado em (2.23), em que X é uma variável de folga com estrutura

$$[X_1 \quad X_2]^\top.$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} I & A_{aCL}^\top \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}^{\perp\top}} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} 2 \cdot s_1 \cdot P & P \\ P & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{P}} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} I \\ A_{cCL} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}^\perp} < 0 \Leftrightarrow \mathbf{P} + \mathbf{X} \cdot \mathbf{B} + \mathbf{X}^\top \cdot \mathbf{B}^\top < 0, \quad (2.23)$$

sendo que $\mathbf{B} \cdot \mathbf{B}^\perp = 0$, por exemplo, $\mathbf{B} = \begin{bmatrix} A_{aCL} & -I \end{bmatrix}$. Para tornar possível as mudanças de variáveis (assim como feito em (2.22)), uma primeira alternativa seria fazer $X_1 = X_2$. Porém, para tornar a solução ainda menos conservadora, é adotado um escalar x_i para busca numérica, por exemplo, por meio de um procedimento de bissecção ou simplesmente teste de um conjunto de valores, fazendo $X = X_1 = 1/x_i \cdot X_2$. Assim, dado um valor para o escalar x_i , as novas LMIs a serem testadas são dadas por:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} T_{11a} + T_{11a}^\top & P - X^\top + x_i \cdot T_{11a} \\ P - X + x_i \cdot T_{11a}^\top & -x_i \cdot X - x_i \cdot X^\top \end{bmatrix} < 0 \\ P = P^\top > 0 \\ x_i \in \mathbb{R}_+^* \end{cases}. \quad (2.24)$$

Em que $T_{11a} = X \cdot A_{aCL} + s_1 \cdot P$ e P é a matriz de Lyapunov. Como X possui a estrutura $\begin{bmatrix} X_{11} & X_{12} \\ X_{12} & X_{22} \end{bmatrix}$, o produto $X \cdot A_{aCL}$ possui a mesma particularidade de $P \cdot A_{aCL}$ em (2.22), requerendo a restrição $X_{11} = X_{12}$ e, substituições $Z_1 = K \cdot X_{11}$ e $Z_2 = K_I \cdot X_{11}$ para que a primeira desigualdade em (2.24) se torne uma LMI.

Encontrada a solução da LMI baseada em variáveis de folga, os valores dos controladores serão dados por $K = Z_1 \cdot X_{11}^{-1}$ e $K_I = Z_2 \cdot X_{11}^{-1}$. Caso o Lema de Finsler não fosse necessário, K_I e K poderiam ser recuperados através de P_{11}^{-1} ao invés de X_{11}^{-1} porém, o resultado (2.22) será sempre mais restrito que (2.24), podendo o segundo conjunto de LMIs encontrar uma solução melhor que a primeira ou mesmo encontrar quando o primeiro conjunto não retornar solução. Como sugerido em (OLIVEIRA *et al.*, 2011), uma estratégia de busca para o escalar x_i é testar valores com diferentes ordens de magnitude, por exemplo, utilizando uma escala logarítmica: $\begin{bmatrix} 10^{-6} & 10^{-5} & \dots & 1 & \dots & 10^5 & 10^6 \end{bmatrix}$.

Os controladores obtidos, por possuírem valores numéricos de grande magnitude, podem ainda não ser satisfatórios para implementação em controladores digitais, como DSPs e FPGAs. Uma possibilidade é introduzir a LMI adicional que segue, de forma a limitar esses

valores:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} X_{11} + X_{11}^\top - \mu_{K_I} \cdot I & Z_2^\top \\ Z_2 & \beta_{K_I} \cdot I \end{bmatrix} > 0 \\ \mu_{K_I}, \beta_{K_I} \in \mathbb{R}_+^* \end{cases} \quad (2.25)$$

Em que μ_{K_I} e β_{K_I} são escalares dados tais que, se a condição LMI tiver solução, então $K_I \cdot K_I^\top < (\beta_{K_I}/\mu_{K_I}) \cdot I$, respeitando o limite para a norma 2 (euclidiana) ao quadrado da matriz de ganho K_I . O mesmo pode ser realizado para a matrix K , substituindo Z_2 por Z_1 , e adotando escalares μ_K e β_K . Como os escalares aparecem linearmente em (2.25), uma estratégia para minimizar o máximo possível a norma 2 do ganho é fixar μ_* e minimizar β_* .

A implementação das condições LMIs foi realizada através dos pacotes computacionais SeDuMi³ e YALMIP⁴ no *software* Matlab[®] e pode ser encontrada no Apêndice C.

As abordagens baseadas em LMIs também possibilitam tratar a restrição da região dos polos em qualquer formato convexo. A exemplo, a LMI (2.26), se factível, garante que os polos da matriz A_{aCL} estão dentro de um círculo de raio r com centro em $-c$ do eixo real.

$$\begin{cases} (A_{aCL} + c \cdot I)^\top \cdot P \cdot (A_{aCL} + c \cdot I) - r^2 \cdot P < 0 \\ P = P^\top > 0 \end{cases} \quad (2.26)$$

$$\Leftrightarrow \begin{bmatrix} P \cdot (r^2 - c^2) - c \cdot A_{aCL}^\top \cdot P - c \cdot P \cdot A_{aCL} & A_{aCL}^\top \cdot P \\ P \cdot A_{aCL} & P \end{bmatrix} > 0$$

Assim como em (2.22), (2.26), as LMIs se tornaram muito restritivas para o sistema, não retornando nenhum valor para as matrizes do controlador $C_v(s)$. O método da equação (2.24) foi o único que apresentou alguma solução numérica, mesmo assim com problemas, conforme apontado adiante no resultado da Figura 3.10.

³SeDuMi: *Self Dual Minimization in linear/quadratic/semidefinite solver for Matlab[®] and Octave*. Projeto livre de resolvidor de LMIs disponível em <<https://github.com/sqlp/sedumi/>>.

⁴YALMIP: *Yet Another LMI Parser for Matlab[®]*. Projeto livre de programa auxiliar para se definir as LMIs, disponível em <<https://github.com/yalmip/YALMIP>>.

3 SIMULAÇÕES

Esta seção mostra as simulações para validação do modelo no domínio da frequência (Seção 3.1), no tempo (Seção 3.2) e aspectos da modulação empregada (Seção 3.3). São apresentados resultados em rede residencial/industrial (220 V, 60 Hz) e rede MEA (230 V em frequências que variam de 360 a 800 Hz) para 2 e 3 módulos. Os modelos de controle foram desenvolvidos no Matlab® R2017a / Simulink® com a etapa de potência na biblioteca PLECS® 4.2.4.

3.1 VALIDAÇÃO DO MODELO

Devido ao inerente comportamento instável (autovalores positivos da matriz A_{aCL} , conforme mencionado ao final da Seção 2.1), não é possível avaliar o modelo sem a ação de um controle. Assim, para a validação mostrada nesta seção, foi mantida a parte proporcional do controle K e analisado o sistema ao redor de seu ponto de equilíbrio. Conhecendo os valores teóricos das variáveis de estado no ponto de equilíbrio, dadas por (2.3), e analisando ganho e fase de cada saída do modelo (variação da tensão nos barramentos $\tilde{v}_{DC1}, \tilde{v}_{DC2}, \tilde{v}_{DC3}$) com o distúrbio injetado (variação da referência de corrente \tilde{i}_{Ld}^{ref} ou de desbalanço \tilde{m}_2, \tilde{m}_3), é possível comparar a resposta analítica (3.2) com uma simulação para diversas frequências do distúrbio. O modelo teórico foi obtido fazendo $\tilde{u} = K \cdot (u^{ref} - \tilde{x})$, em que K é a matriz de ganhos do controle proporcional, resultando no sistema abaixo:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}} = (A - B \cdot K) \cdot \tilde{x} + B \cdot K \cdot u^{ref} \\ \tilde{y} = C \cdot \tilde{x} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \dot{\tilde{x}} = A_{CL} \cdot \tilde{x} + B_{CL} \cdot u^{ref} \\ \tilde{y} = C \cdot \tilde{x} + \cancel{D}^0 \cdot u^{ref} \end{cases} \quad (3.1)$$

Aplicando distúrbios em cada entrada do sistema, a função de transferência da saída do sistema em malha fechada W_{CL}^{dist} fica:

$$W_{CL}^{dist} = C \cdot (s \cdot I - A_{CL})^{-1} \cdot B_{CL} \quad (3.2)$$

Durante a simulação, o sistema posteriormente apresentado nas Figuras 3.2 e 3.3, era partido em seu ponto de equilíbrio através dos valores expressos por (2.1) e sem nenhuma ação integrativa em $C_v(s)$. Forem aplicados distúrbios de pequenos sinais nas variáveis de controle $I_{Ld}^{ref}, M_2, \dots, M_n$ e salvo os resultados das variáveis controladas $V_{DC1}, V_{DC2}, \dots, V_{DCn}$ (tensões nos barramentos). Analisando o comportamento de ganho e fase relativa entrada-saída entre os valores, através de uma simples decomposição de Fourier, obteve-se o comportamento temporal equivalente a expressão analítica anterior.

As respostas na Figura 3.1 mostram que o modelo analítico consegue representar o modelo de simulação temporal com fidelidade para 3 módulos, tanto na situação simétrica quanto assimétrica do barramento CC. Resultados com mais ou menos módulos não são mostrados aqui devido sua similaridade.

Os resultados apenas mostram a validação para uma rede de 60 Hz, não compreendendo a rede MEA, porém, o modelo de controle desenvolvido é independente da frequência da rede. Os resultados apenas se diferenciariam na frequência de corte de cada diagrama de Bode caso sejam mudados os polos da matriz K ; que poderiam ser mais rápidos, respeitando a frequência mínima de rede de 360 Hz.

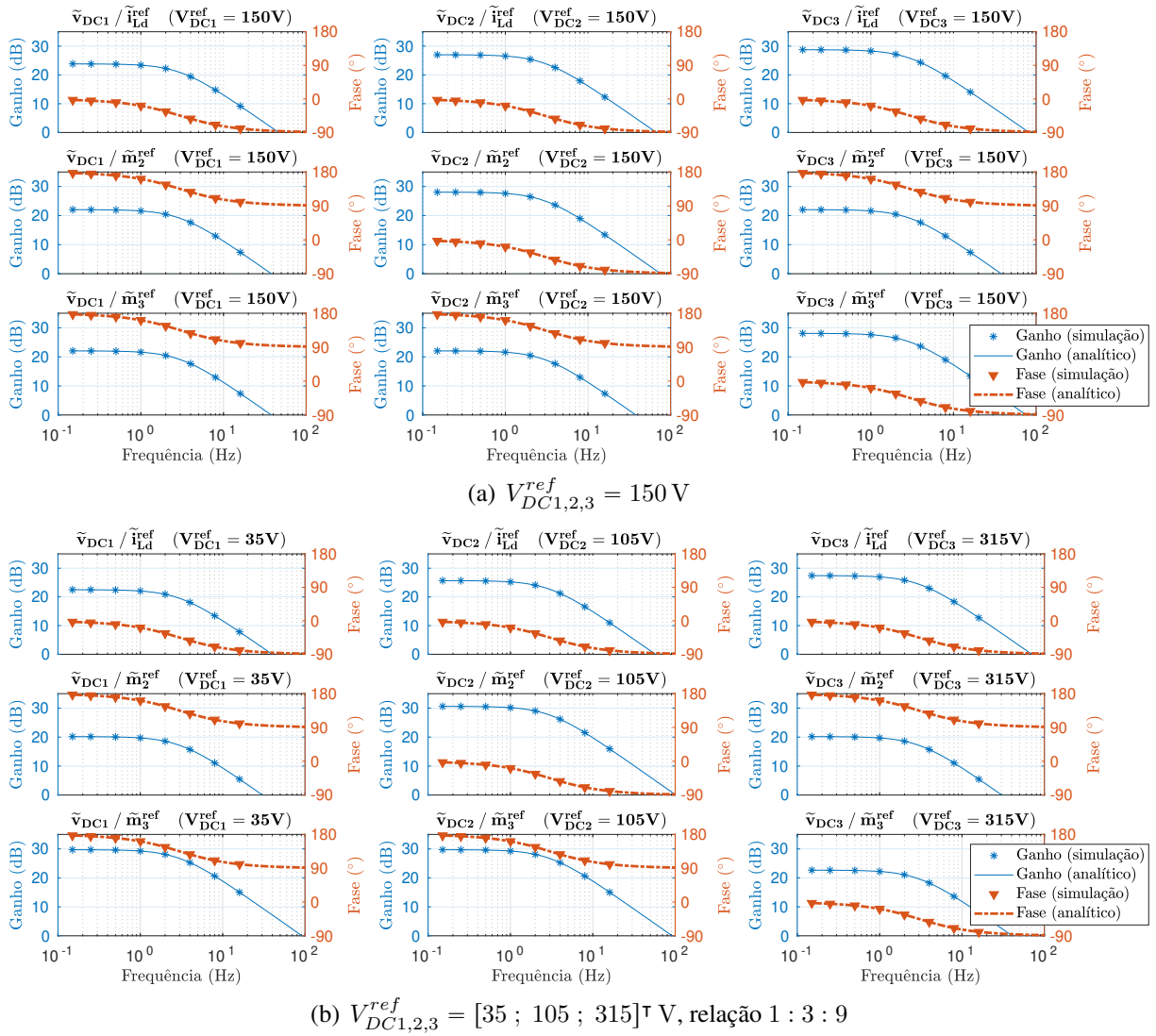


Figura 3.1 – Validação do modelo do CHB para 3 módulos, rede 220 V em 60 Hz. As linhas representam os resultados analíticos baseados em (3.2) e (2.5), as marcações correspondem à simulação no domínio do tempo.

Vale ressaltar alguns comportamentos identificados e que poderiam ser vislumbrados através do controle proposto na Figura 2.2. Antes da frequência de corte de $C_v(s)$ em 0,6 Hz:

1. A variação na referência da corrente ativa \tilde{i}_{Ld}^{ref} possui mesma fase de variação das tensões de barramentos $\tilde{v}_{DC\star}$ nos diferentes módulos visto que, dada a velocidade de resposta do controle de corrente $C_i(s)$, o aumento dessa variável fará com que cada módulo absorva maior potência;
2. As variações na variável de balanceamento \tilde{m}_\star afeta seu respectivo módulo de maneira direta, fazendo que este absorva maior potência, e os demais de maneira inversa, pela fase de 180° , como pode ser visto por sua fase nos diagramas;
3. A frequência de corte dependem fundamentalmente do valor dos capacitores de seus barramentos correspondentes;
4. As explicações anteriores podem ser expandidas para n módulos, as tensões podem ser alteradas ou comutadas entre si que, um novo conjunto de equações (2.5) derivado a partir dessas mudanças responderá de forma análoga.

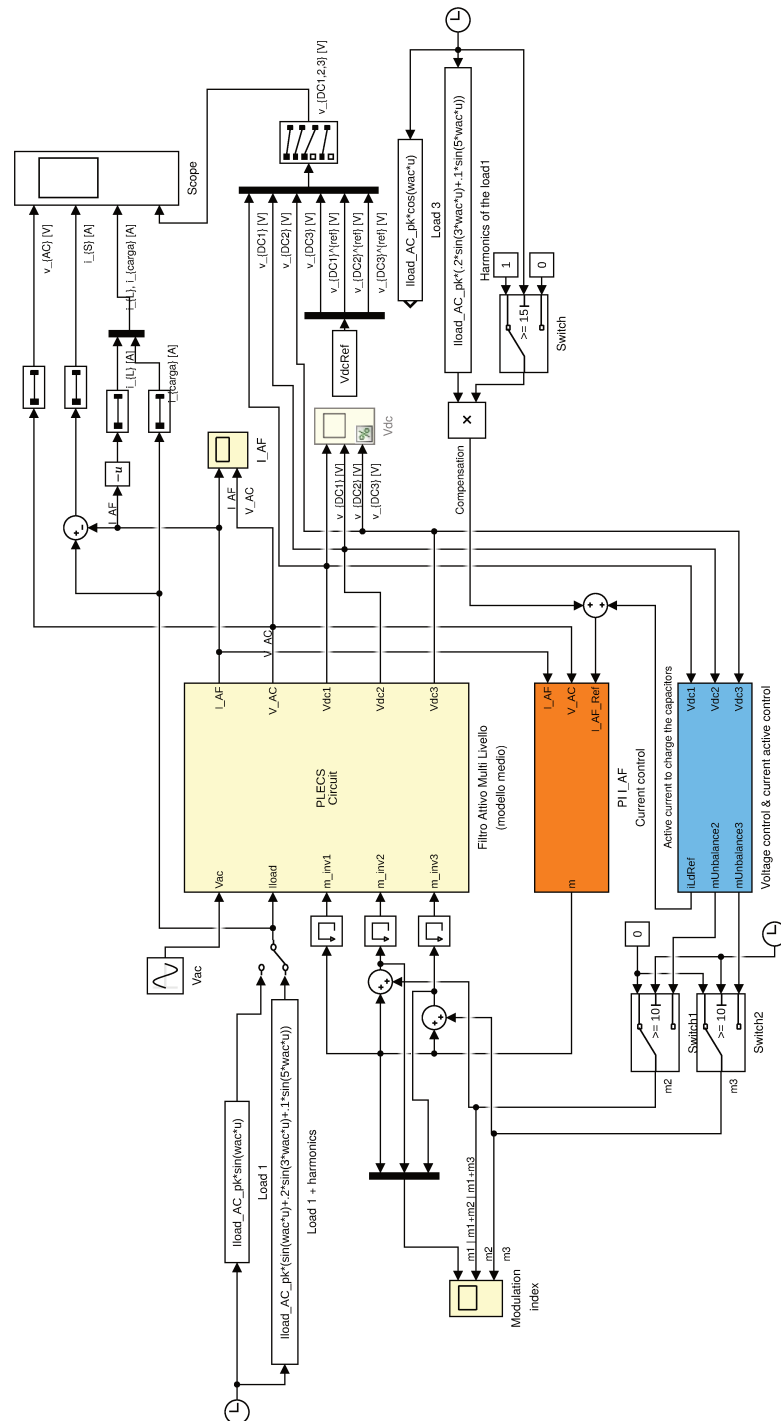
3.2 SIMULAÇÃO COM MODELO SEM CHAVEAMENTO

Esta seção apresenta simulações utilizando o modelo da planta sem chaveamento, presente na Figura 3.3, incluindo a rede elétrica e cargas, mas ainda sem a interação PWM entre módulos (que é analisado na seção seguinte). O objetivo é a validação do método de controle e estudo da dinâmica para diferentes configurações de tensões e métodos de cálculos usados para os controladores. Essa análise previa foi necessária devido aos recursos computacionais que devem ser despendidos para uma simulação completa, como será comentado adiante (Seção 3.3). Os parâmetros usados, quando não especificados de forma diferente, estão na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 – Parâmetros de simulação. Ganho dos controladores apresentados no Apêndice D.

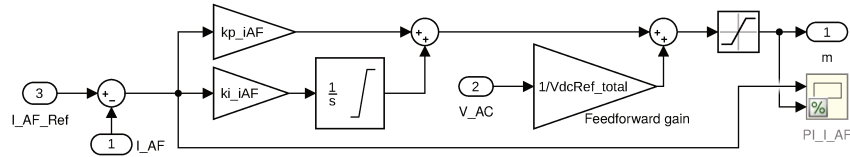
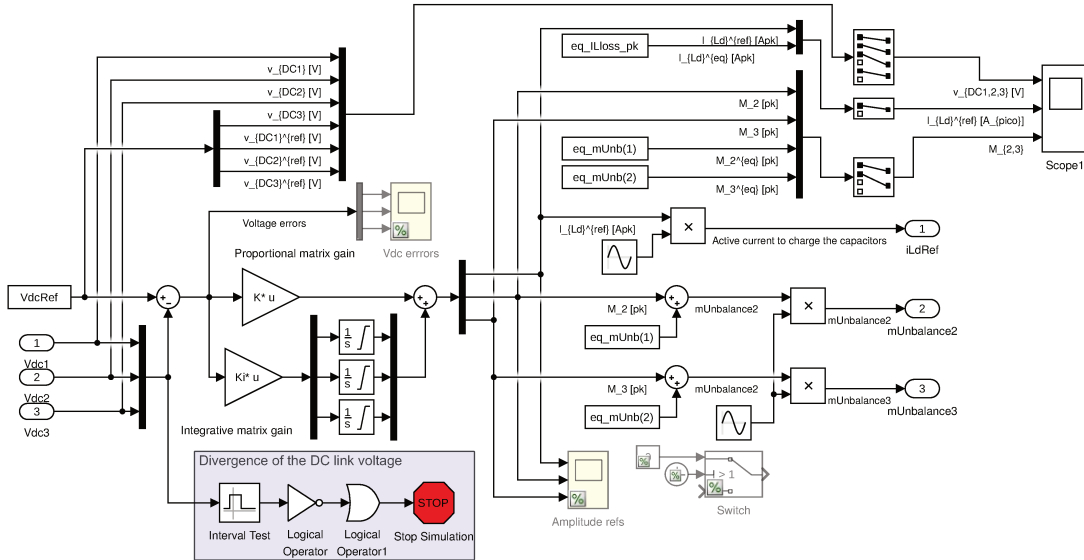
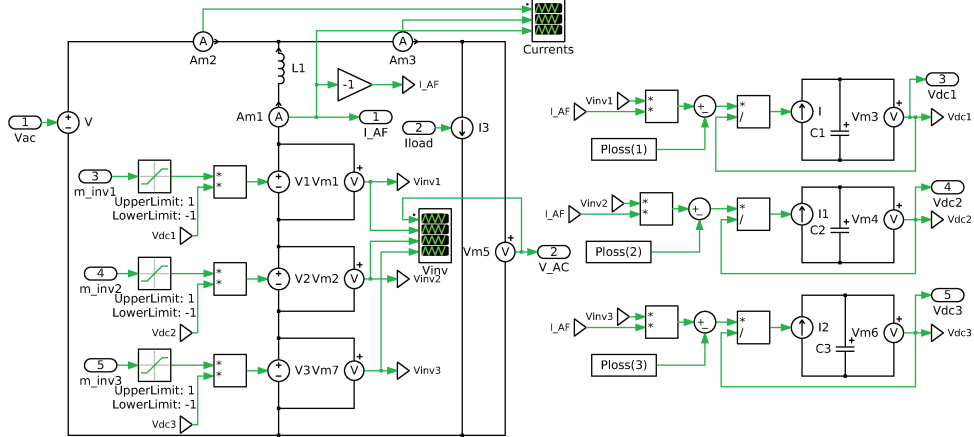
Parâmetros	Símbolo	Valor
Tensão da rede	V_{AC}	220 V ou 230 V
Frequência da rede	f_{AC}	60 Hz ou MEA
Indutância de rede	L_s	0 H ($v_{PCC} = v_{AC}$)
Número de módulos do CHB	n	3 e 2
Tensão de referência dos barramentos	$V_{DC1,2,3}^{ref}$	varia
Capacitância dos barramentos	$C_{DC1,2,3}$	1200 μ F
Indutância do filtro de saída	L	1,2 mH
Capacitância do filtro de saída	C_s	2,2 μ F
Tipo e frequência de chaveamento		não aplicável
Parâmetros de linearização do modelo	I_{Ld}^{eq}	1 A
	$M_{2,3}^{eq}$	0
Parâmetros do controle de corrente	Frequência de corte (BW_{C_i}): 6 kHz	
Parâmetros do controle de tensão	Frequência de corte (BW_{C_v}): $f_{AC}/20$	
	K_I : diagonal e derivado de K Desacoplamento (α): 0,1	

Primeiramente é analisada a simulação em frequência residencial (220 V em 60 Hz), visando a compreensão do funcionamento e implementação do controle de corrente. Após isso, os resultados são expandidos para maiores frequências de rede, mostrando que a topologia de controle pode ser aplicada no conceito MEA. As Figuras 3.2 e 3.3 mostram os diagramas de simulação com as partes de controle e potência.



- To it works:
 - The Zero-crossing Algorithm (in Model Configurations Parameters) was changed to "nonAdaptive".
 - The Zero crossing detection disabled (in Simulation >> PLECS parameters ... >> Diagnostics) was changed to "error".
 - To minimize the warnings: "set(igs, IgnoreZCDiagnostic, 'none')".
 - The max size configuration was changed to better resolution of the PWM.

Figura 3.2 – Diagrama geral de simulação para um CHB de 3 módulos em Matlab®, cada um dos três blocos centrais expandidos na Figura 3.3.

(a) Diagrama do controle de corrente $C_i(s)$ em Simulink®.(b) Diagrama do controle de tensão $C_v(s)$ em Simulink® mostrando os pontos das matrizes de ganho proporcional K , integrativo K_I e ganho *feedforward*.

(c) Diagrama de potência do sistema sem chaveamento em ambiente PLECS®.

Figura 3.3 – Controle de corrente (a) e de tensão (b) para simulação do CHB de 3 módulos. Diagrama de simulação da potência e dinâmica do inversor (c).

A partida do sistema foi analisada em duas situações, sempre com as tensões de barramento CC iniciando com valores abaixo da referência, dadas pelo efeito retificador dos diodos dos módulos inversores. A primeira situação (Figura 3.4(a)) foi o sistema usando uma matriz diagonal para o ganho integrativo de controle, conforme o desenvolvimento da Seção 2.2.1.

Devido às eficiências dos módulos simulados, resultou-se na situação fasorial da Figura B.3(i) do Apêndice B em regime. O sistema apresentou uma forte interferência cruzada

durante sua energização, o aumento de I_{Ld}^{ref} aconteceu simultaneamente com a diminuição das variáveis M_2, M_3 e uma oscilação aparece nas tensões $v_{DC1}, v_{DC2}, v_{DC3}$, que se cruzam no trajeto até alcançar o valor de regime. Esse efeito também pode ser visto com número diferente de módulos e durante a fase experimental, na Figura 4.1(a).

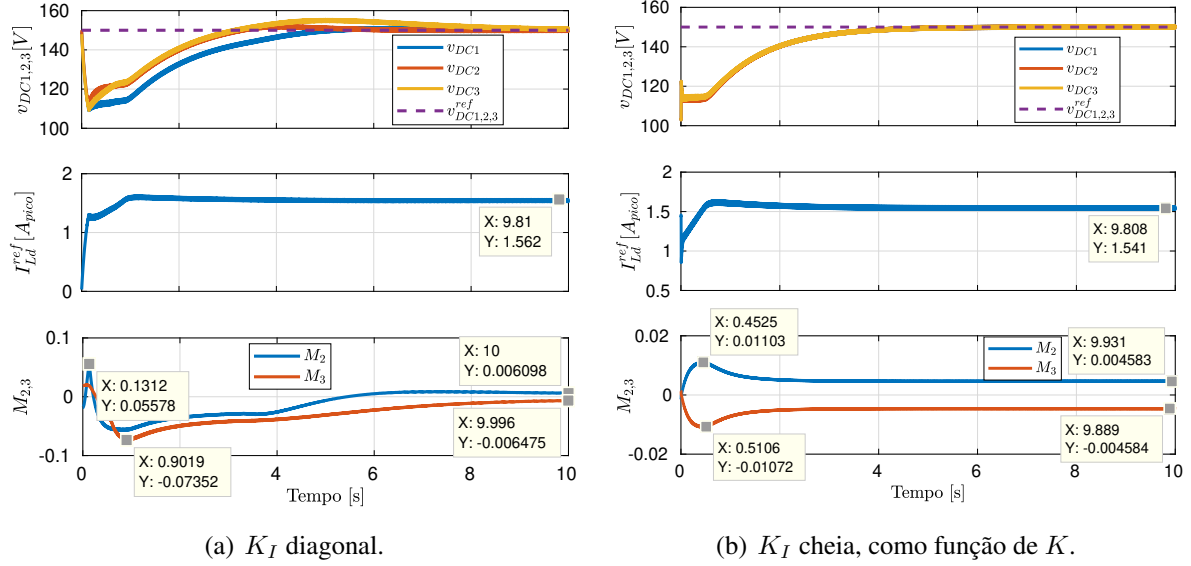


Figura 3.4 – Simulação da energização do CHB simétrico com $V_{DC1,2,3}^{ref} = 150$ V em uma rede 220 V de 60 Hz.

A segunda situação utilizou o método $K_I = \text{diag} \left(\begin{bmatrix} 1/t_{I1} & 1/t_{I2} & \dots \end{bmatrix} \right) \cdot K$ (ver Seção 2.2.2) e proporcionou uma melhor partida do sistema, fazendo com que as tensões dos barramentos seguissem trajeto similar (Figura 3.4(b)), apresentando menor esforço de controle, como pode ser visto pelas variáveis de controle de desbalanço M_2 e M_3 , que não possuem cruzamento em trajeto e apresentam menor pico inicial. O comportamento é exemplificado experimentalmente para 2 módulos na Figura 4.1(b).

Como ambos métodos explicitam matrizes de controle de forma que o sistema apresente os mesmos polos, a diferença de comportamento se origina dos zeros do sistema, conforme comparativo da Figura 3.5. Os zeros do sistema ao se usar K_I diagonal são mais dispersos e possuem parte imaginária considerável, já no segundo método, as partes imaginárias são praticamente nulas e, inclusive, cancelando alguns polos não desejados. A Figura 3.5 também apresenta os polos e zeros do sistema total, com controle MIMO-PI, em azul, e apenas com controle proporcional, em laranja, mostrando o efeito causado pelo desacoplamento de polos $\alpha = 0,1$, que acaba criando um trio de polos (multiplicidade $n = 3$, equação (2.13)) mais próximo do polo imposto apenas pelo controle proporcional e outro mais distante.

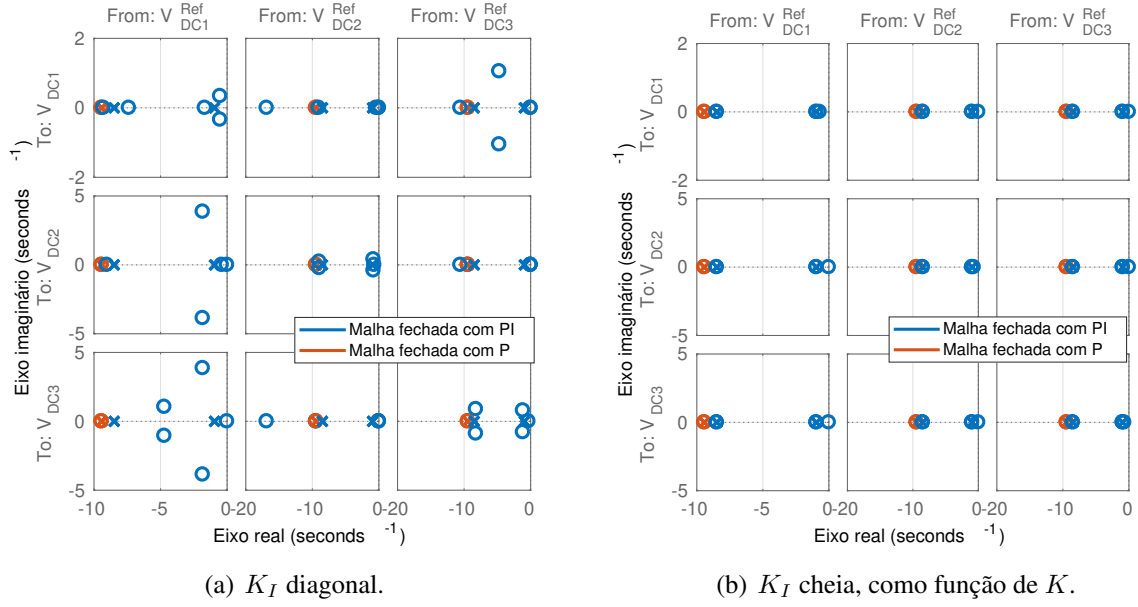


Figura 3.5 – Polos (“X”) e zeros (“O”) do sistema para as matrizes K_I diagonal e em função de K na Figura 3.4.

Mesmo em alta frequência da rede, no limite dos padrões MEA (800 Hz), o modelo responde adequadamente à entrada da função de compensação de carga reativa, como mostrado na Figura 3.6.

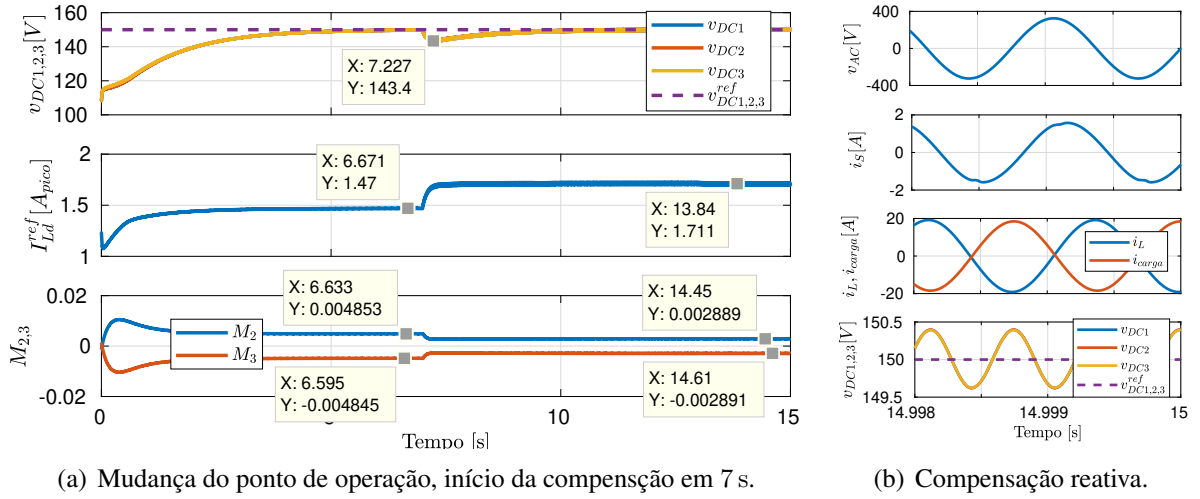


Figura 3.6 – Simulação da compensação de corrente de uma carga reativa com um CHB simétrico com $V_{DC1,2,3}^{ref} = 150$ V com 6 kHz de banda em $C_i(s)$, K_I em função de K , e rede 230 V de 800 Hz.

Observa-se que o valor de perdas de um módulo, relativo ao outro, pode mudar dependendo da circulação de corrente e de acordo com a situação de trabalho do CHB, compensação ativa ou não. Este comportamento fez o sistema passar da situação do diagrama Figura B.3(i) para Figura B.4(k) (ver Apêndice B), com consequente mudanças nos valores em regime das variáveis de controle I_{Ld}^{ref} , M_2 e M_3 .

O efeito da banda de 6 kHz do controle $C_i(s)$ fez a corrente resultante não ser completamente ativa (também visto adiante no sinal i_S da Figura 3.7(b)), ou seja, a compensação não ser completa, com i_S anda atrasada em $14,5^\circ$ em relação à v_{PCC} (Figura 3.6(b)), sendo necessário aumentar essa banda para obter melhores resultados. Porém, devido à frequência de chaveamento de 100 kHz usada nos resultados experimentais, como explicado adiante, grandes aumentos no valor dessa banda são impraticáveis no protótipo, e por isso as simulações mantiveram esses valores.

Outro fato a ser destacado é que foi mantida a restrição de frequência de corte ($f_{AC}/20$) para rede de 60 Hz no projeto de $C_v(s)$, mesmo podendo ser aumentada nesse caso. Isso se justifica devido aos pontos de aplicação dessa topologia na rede MEA (ver Figura 1.2).

Independente do método utilizado para cálculo da matriz de controle K_I , desde que o sistema apresente valores estáveis de tensões v_{DC1}, v_{DC2}, \dots , este pode ser comandado para funcionar como um compensador harmônico para diferentes frequências da rede elétrica (Figura 3.7). Devido a banda utilizada para projeto do controle de corrente $C_i(s)$, é esperada uma maior distorção na forma de onda de corrente compensada i_S para maiores frequências de rede (comparação entre os casos (a) e (b)).

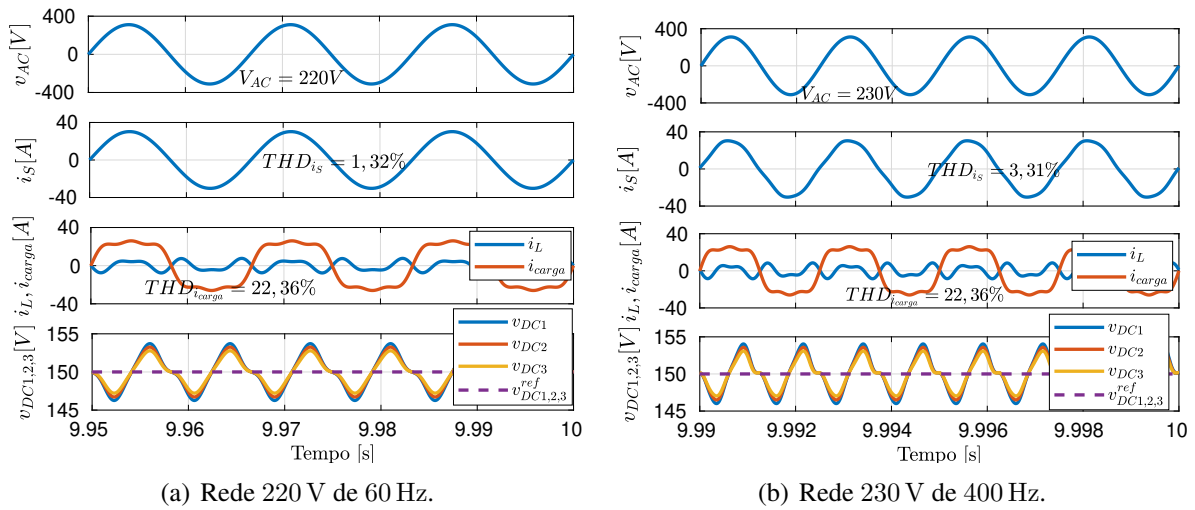


Figura 3.7 – Simulação da compensação de corrente de uma carga não linear com um CHB simétrico com $V_{DC1,2,3}^{ref} = 150$ V com 6 kHz de banda em $C_i(s)$.

Recalculados K e K_I , a simulação também mostra que o modelo representa adequadamente o sistema na situação de barramentos com tensões assimétricas (Figura 3.8). Devido ao processo usado para se derivar o modelo de pequenos sinais do CHB, o único requisito é que todos os módulos possuam uma relação linear com seu índice de modulação; em palavras práticas, operem com modulação PWM.

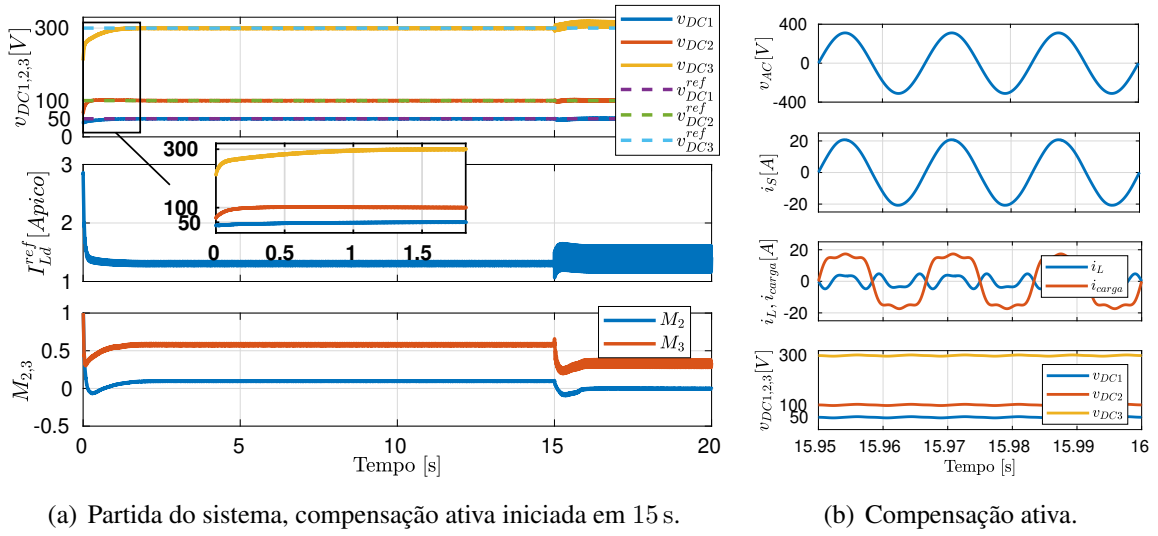


Figura 3.8 – Simulação com CHB de 3 módulos em configuração assimétrica 1:2:6 ($V_{DC1,2,3}^{ref} = [50 \ 100 \ 300]^T$ V) com 6 kHz de banda em $C_i(s)$, K_I em função de K , e rede 220 V de 60 Hz.

A união de três dos circuitos apresentados pode realizar uma compensação trifásica da rede, como mostrando na Figura 3.9. Para tanto foi utilizado uma carga trifásica reativo-indutiva de 6,8 A eficaz médio dentre as fases com 11,55% de componente de sequência negativa e zero. Isso foi conseguido aumentando e diminuindo de 20% o valor RMS de corrente das fases B e C, respectivamente.

Após o início da compensação, em 7 s, o único erro relativo entre as amplitudes das formas de correntes resultantes i_S (em zoom), e consequente 3º harmônico de corrente de neutro, se deve à diferença de corrente absorvida para suprir as perdas dos conjuntos de módulos de cada fase, o que não foi considerado para balanço no controle.

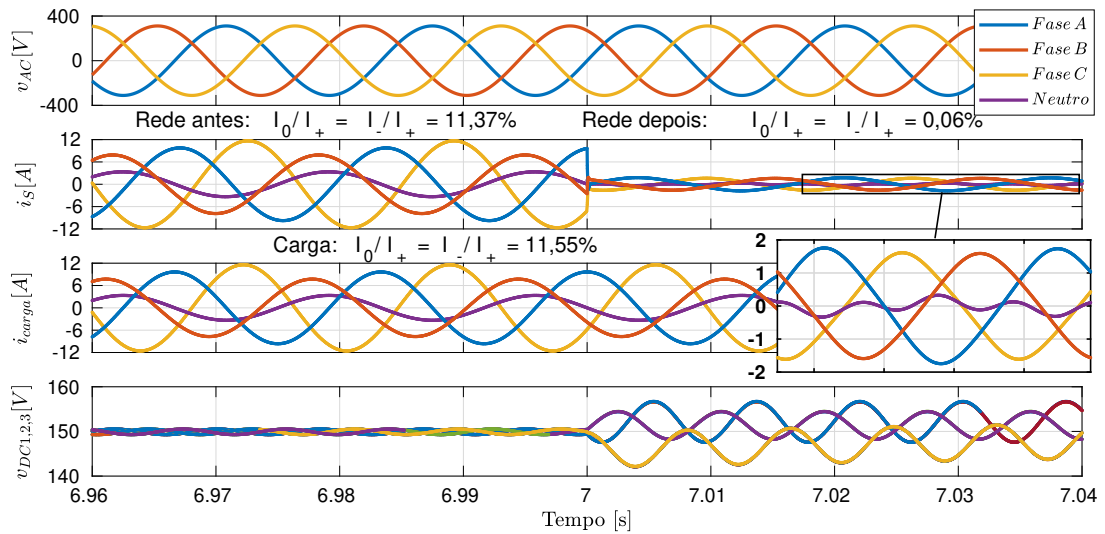
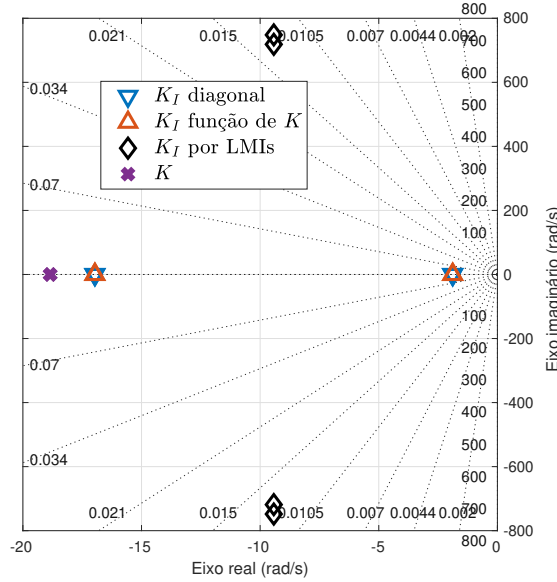


Figura 3.9 – Simulação da compensação de corrente reativa de uma carga trifásica desequilibrada com um CHB conectado em Yn simétrico com $V_{DC1,2,3}^{ref} = 150$ V com 6 kHz de banda em $C_i(s)$ e rede 220 V de 60 Hz.

Cabe ainda uma análise a respeito dos métodos de cálculo da matriz K_I . Para uma situação de alocação de polos para um sistema de 2 módulos, respeitando a restrição de uma rede 60 Hz, temos os polos coincidentes para os métodos analíticos, K_I diagonal e K_I (cheio) dependente de K e, polos distintos para o método utilizando LMIs como mostrado na Figura 3.10.



(a) Região dos polos.

$$K = \begin{bmatrix} 0,027.626.65 & 0,027.626.65 \\ -0,031.745.96 & 0,031.745.96 \end{bmatrix}$$

$$K_I^{diagonal} = \begin{bmatrix} 0,027.454.35 & 0 \\ 0 & 0,161.349.2 \end{bmatrix}$$

$$K_I^{cheio} = \begin{bmatrix} 0,046.867.47 & 0,046.867.47 \\ -0,047.258.12 & 0,047.258.12 \end{bmatrix}$$

$$K_I^{LMIs} = \begin{bmatrix} 758,7382 & 755,3797 \\ -825,0168 & 829,5536 \end{bmatrix}$$

(b) Ganho proporcional e integrativos usados.

Figura 3.10 – Comparação entre os polos do sistema de 2 módulos com tensão simétrica de 200 V nos barramentos segundos os diferentes métodos de cálculo de K_I respeitando os requisitos para uma rede de 220 V em 60 Hz.

O uso dos métodos analíticos, que produzem $K_I^{diagonal}$ e K_I^{cheio} resultam nos mesmos valores de polos, mas se diferenciam na dinâmica cruzada das variáveis, como já mostrado anteriormente (Figura 3.5). O uso do controle com a matriz de ganho integrativo K_I^{LMIs} dado por LMIs resulta em um sistema oscilante, conforme Figura 3.11(c).

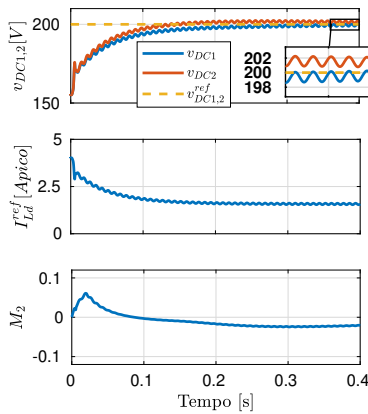
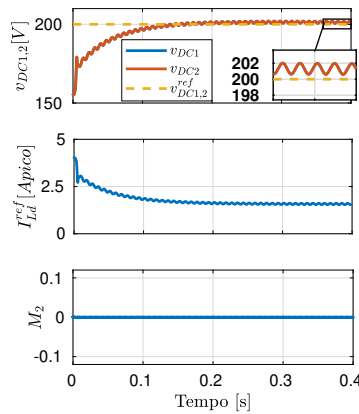
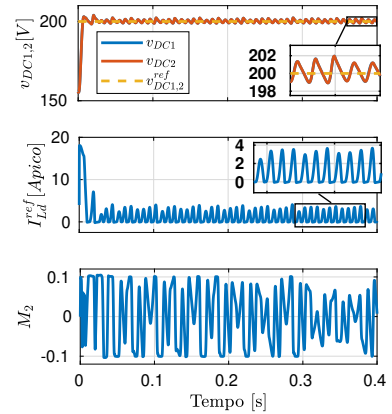
(a) K_I diagonal.(b) K_I cheia dependente de K .(c) K_I calculada por LMI.

Figura 3.11 – Simulação da energização do CHB simétrico de 2 módulos para diferentes métodos de cálculo de K_I com $V_{DC1}^{ref} = V_{DC2}^{ref} = 200$ V com 6 kHz de banda em $C_i(s)$ em uma rede de 220 V em 60 Hz e perdas iguais nos dois módulos.

Isso se deve aos valores complexos apresentados pelos polos do sistema, que por sua vez têm origem nos grandes valores de cada célula da matriz mostrada na Figura 3.10(b). Isso representa um controlador não viável para implementação digital, mesmo com todas as restrições de ganho adicionadas a seu cálculo, como pode ser visto no código do Apêndice C. Quanto às diferenças das situações (a) e (b), novamente se devem às diferenças dos zeros do sistema (como na Figura 3.5), apesar de não ser tão expressiva quanto na Figura 3.4.

3.3 SIMULAÇÃO COM PWM

Tendo validado o comportamento médio da planta (Seção 3.2), a simulação com PWM tem o intuito de verificar e apontar características de interação entre os módulos. Para tal, o diagrama da Figura 3.3 é modificado para refletir um PS-PWM na etapa de potência e a aquisição da corrente e tensão sejam realizadas no momento equidistante dos chaveamentos, ainda que a amostragem da tensão dos barramentos seja realizada em menor frequência, para que o valor de K_I discretizado permita uma implementação com precisão numérica no dispositivo digital de controle¹. Na implementação (Capítulo 4) e nesta seção, foi utilizada uma razão de pelo menos 100 vezes entre essas frequências de amostragem de corrente i_L e tensões $v_{DC1}, v_{DC2}, \dots, v_{DCn}$. Além disso, os parâmetros da Tabela 3.1 foram mantidos, alternando os valores de frequência de chaveamento e consequente banda de corte do controle $C_i(s)$ quando conveniente.

Esta simulação não é usada para as análises de estabilidade do modelo analítico, realizadas na subseção anterior, devido ao custo computacional exigido. Mesmo aqui, as simulações são restritas ao caso de 2 módulos e sistemas monofásicos. Para exemplificar essa exigência, no caso de uma frequência de 20 kHz para o PWM, cada módulo apresentará 40 kHz na sua tensão de saída e um CHB com apenas 2 módulos poderá apresentar uma frequência de 80 kHz na tensão total e no *ripple* de sua corrente CA; sendo necessário um passo de simulação máximo de $(10 \cdot 80k)^{-1}s$ para correta visualização dos efeitos. O que se mostra ainda mais restritivo para um PWM de 100 kHz, 3 módulos ou ainda uma rede de 800 Hz na qual deseja-se analisar a 41ª harmônica. Visto que a diferença com a frequência de rede exigia uma simulação de vários segundos para se atingir o ponto de operação do sistema.

As formas de ondas mostradas na Figura 3.12, com um resultado análogo à Figura 3.6, validam o modelo e os resultados já levantados até aqui na simulação com modelo sem PWM, possuindo tendência semelhante para os sinais de controle e uma compensação reativa eficiente. Os valores de tensão e variáveis de controle (I_{Ld}^{ref} e M_2) foram decimadas em 10 vezes, permitindo um menor alocamento de memória durante as simulações e, por isso, possuem o aspecto "serrilhado" nos gráficos.

¹O dispositivo de controle, descrito posteriormente na seção de resultados, é uma FPGA modelo Spartan® -6 LX, CSG324 da fabricante Xilinx® embarcado em um módulo comercial sbRIO-9606 + GPIC-9683 da National Instruments® e, portando, este utilizava ponto fixo para descrição dos controladores empregados.

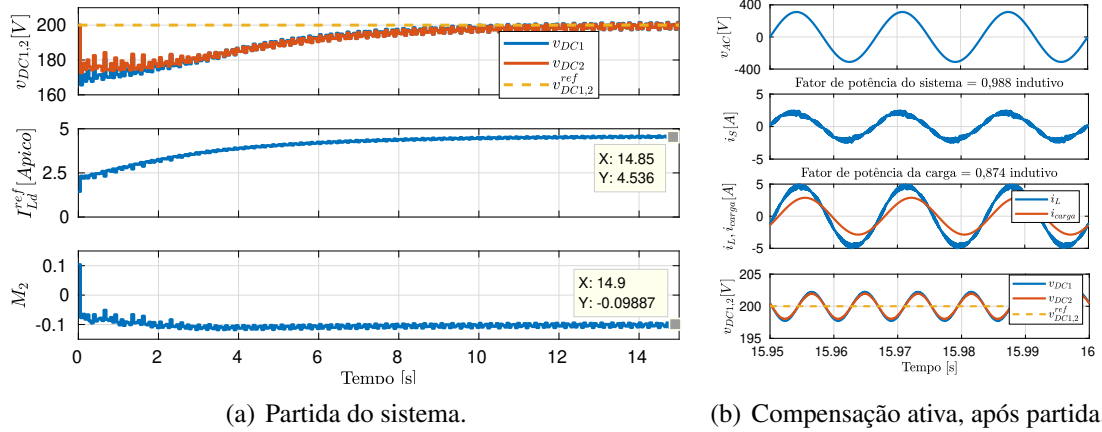


Figura 3.12 – Simulação da inicialização e compensação de corrente para $V_{DC1,2}^{ref} = 200$ V, frequência de chaveamento de 20 kHz e banda de 1,5 kHz para $C_i(s)$.

A Figura 3.13 apresenta um panorama dos aspectos da modulação na simulação anterior (Figura 3.12). Utilizando a modulação do tipo PS-PWM é possível gerar uma tensão total CA do inversor com 5 níveis (ver v_{inv} no gráfico) porém, devido à diferença de eficiência entre os dois módulos, que faz o controle atingir $M_2 \neq 0$ em regime, faz com a frequência de 40 kHz não seja completamente cancelada (Figura 3.13(b)).

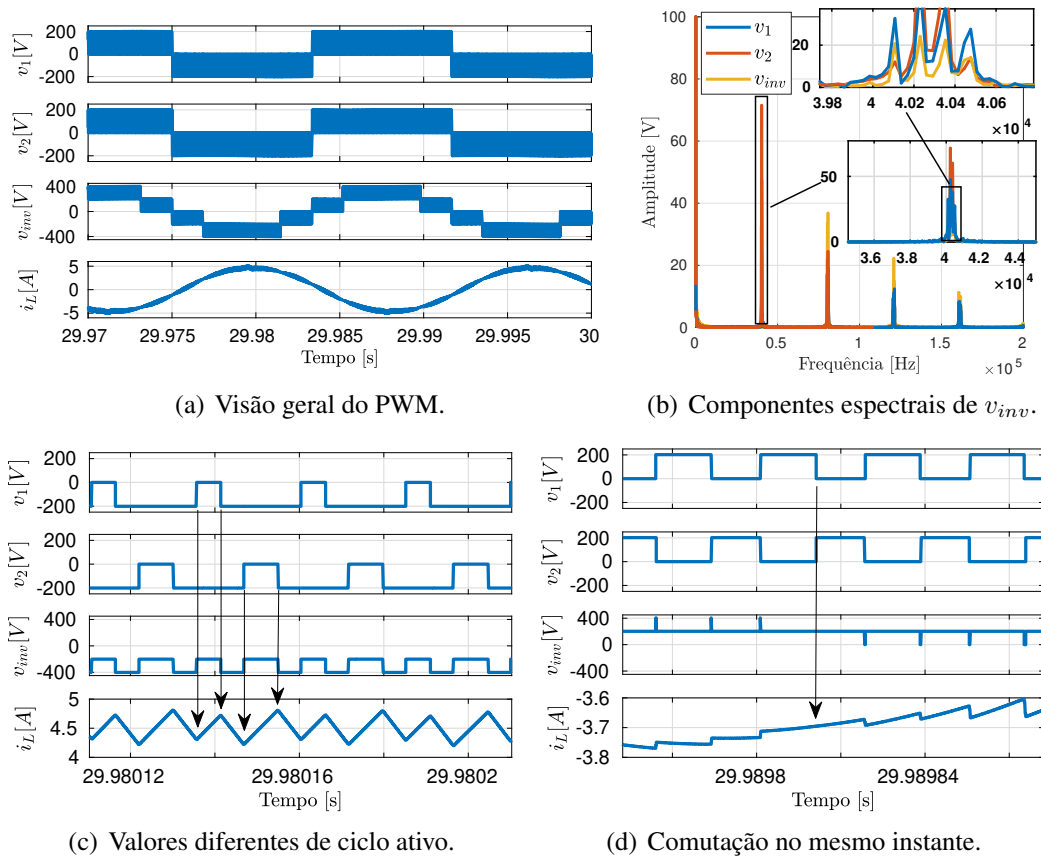


Figura 3.13 – Simulação sem compensação de corrente para $V_{DC1,2}^{ref} = 200$ V, frequência de chaveamento de 20 kHz e banda de 1,5 kHz para $C_i(s)$, mostrando os instantes de comutação simultânea dos dois módulos.

Este fato decorre dos diferentes índices de modulação aplicados a cada módulo (decorrência de $M_2 \neq 0$) necessários para executar o balanceamento das tensões, como pode ser visto no gráfico (c) através dos diferentes comprimentos de ciclos ativos em v_1 e v_2 e, pelo *ripple* da corrente i_L . O reflexo disso é que, em determinados instantes (ver *zoom* do PWM mostrado em (d)), ocorre o cancelamento da comutação com consequente dobramento do período, ou seja, por esta janela de tempo, a presença da frequência de 40 kHz e não a esperada de 80 kHz. Isso é melhor apresentado na Figura 3.13(b), em que as formas v_1 e v_2 que naturalmente apresentam 40 kHz não a cancelam em v_{inv} . Também é mostrado durante os experimentos, na Figura 4.3.

Apesar desse comportamento não desejado, mas inerente à diferença de índice de modulação (MONOPOLI *et al.*, 2019), as Figuras 3.14 e 3.15 mostram que o modelo desenvolvido compreende o funcionamento para balanceamento com a configuração assimétrica de tensões de barramento, produzindo a correta corrente i_L no inversor, de forma a se compensar determinada carga. Este efeito, comentado no início, poderia ser mitigado com melhorias nos aspectos da modulação (MARQUEZ *et al.*, 2017; MONOPOLI *et al.*, 2018) porém, isso interferiria no sincronismo da aquisição dos sinais, por variar o deslocamento relativo entre as portadoras, que por sua vez eram usadas para sincronização da aquisição dos sinais.

Devido à estratégia PS-PWM não controlar diretamente o instante de comutação de cada módulo, sendo dependente da portadora e dos valores de índice de modulação, nem sempre são atingidos todos os níveis possíveis de tensão de saída, como mostrado nos *zooms* dos gráficos (c) para a situação de barramento com razão de tensões igual a 1 : 2 (Figura 3.14) e 1 : 3 (Figura 3.15). Esse problema não se faz presente na situação de barramento simétrico, devido aos degraus de tensão possuírem sempre o mesmo valor Figuras 3.13(c) e 3.13(d).

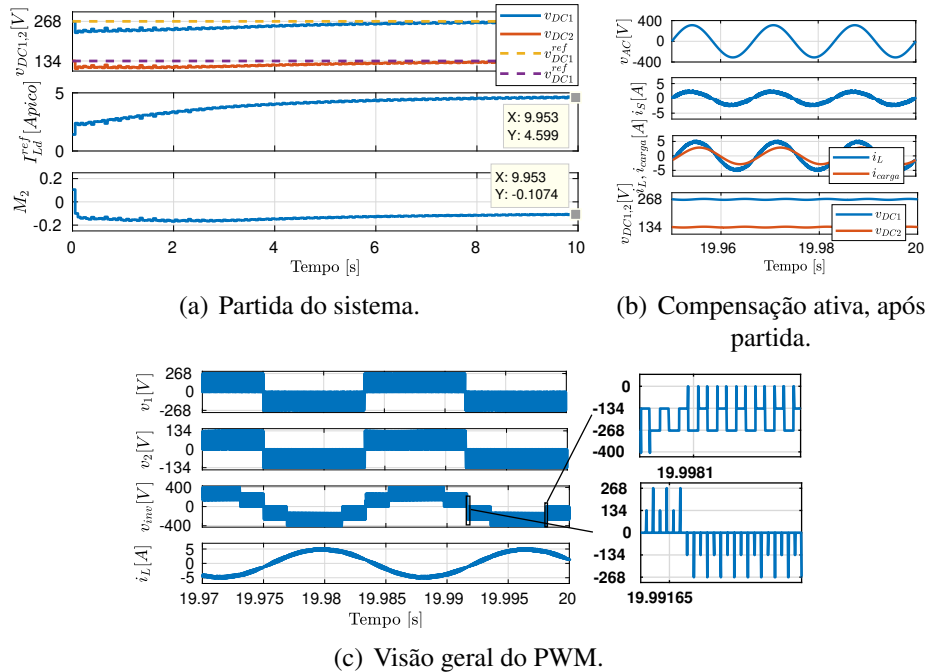


Figura 3.14 – Simulação da inicialização e compensação de corrente para $V_{DC1,2}^{ref} = [268 \ 134]^T$ V (relação 2:1), frequência de chaveamento de 20 kHz e banda de 1,5 kHz para $C_i(s)$.

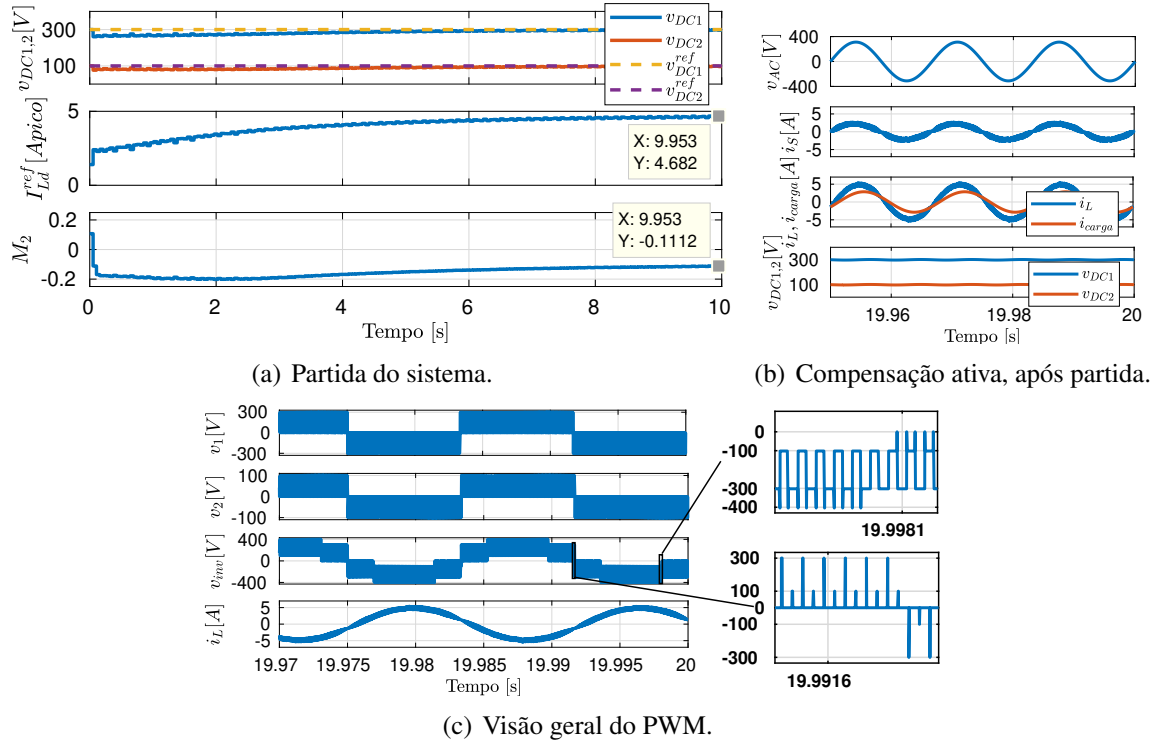


Figura 3.15 – Simulação da inicialização e compensação de corrente para $V_{DC1,2}^{ref} = [300 \ 100]^T$ V (relação 3:1), frequência de chaveamento de 20 kHz e banda de 1,5 kHz para C_i (s).

Sendo assim, o modelo de controle não se mostra diretamente adequado para o uso de barramentos assimétricos. Não pelo seu desenvolvimento, mas sim pela natureza da modulação selecionada para este trabalho. Apesar de conseguir realizar o controle das tensões dos barramentos, não permite que seja sempre atingido os $2 \cdot 3^{(n-1)} + 1$ (relação 1 : 2 : 6 : \dots : $2 \cdot 3^{(n-2)}$) ou 3^n (relação 1 : 3 : 9 : \dots : $3^{(n-1)}$) possíveis diferentes níveis de tensão de saída no caso de barramentos assimétricos, que caracteriza a maior vantagem da configuração assimétrica sobre a simétrica (ver Figura 1.9).

4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O protótipo utilizado para levantamento dos resultados possui dois módulos de inversores e encontra-se descrito no Apêndice E, incluindo calibração, conexões e, placa de controle e condicionamento de sinais desenvolvida. Todo o *software* de controle encontra-se no Apêndice F, detalhando as etapas de aquisição, sincronismo e geração dos sinais PWMs.

Como não são conhecidos, *a priori*, os valores de corrente da carga i_{carga} , ao contrário das simulações, a referência de compensação i_{comp} foi calculada conforme expressão abaixo (sua implementação pode ser encontrada na segunda parte do diagrama do Apêndice F.2).

$$i_{comp} = i_{carga} - \left(\frac{\overline{v_{pcc} \cdot i_{carga}}}{V_{pcc}^2} \cdot v_{pcc} \right) \quad (4.1)$$

em que V_{pcc} denota o valor RMS de v_{pcc} ; $\overline{v_{pcc} \cdot i_{carga}}$ a potência ativa da carga, ambos calculados com o uso de um filtro passa-baixas¹; $\frac{\overline{v_{pcc} \cdot i_{carga}}}{V_{pcc}^2}$ pode ser entendido como a condutividade equivalente da carga. Todo o termo entre parênteses correspondente à corrente ativa da carga.

A Tabela 4.1 lista os parâmetros elétricos e de controle utilizados no protótipo, que podem ser diferentes dos encontrados na Tabela 3.1 utilizados para simulação.

Tabela 4.1 – Parâmetros utilizados nos experimentos. Ganho dos controladores apresentados no Apêndice D.

Parâmetros	Símbolo	Valor
Tensão da rede	V_{AC}	220 V ou 230 V
Frequência da rede	f_{AC}	varia ²
Indutância de rede	L_s	$\approx 100 \mu\text{H}$ ³
Capacitância no PCC	C_s	2 μF
Número de módulos do CHB	n	2
Tensão de referência dos barramentos	$V_{DC1}^{ref}, V_{DC2}^{ref}$	varia
Capacitância dos barramentos	C_{DC1}, C_{DC2}	1200 μF
Indutância do filtro de saída	L	1,2 mH
Tipo de modulação		PS-PWM unipolar
Frequência de chaveamento	f_{sw}	100 kHz ou 20 kHz
Parâmetros de linearização do modelo	I_{Ld}^{eq}	1 A
	M_2^{eq}	0
Parâmetros do controle de corrente	Frequência de corte (BW_{C_i}): $\leq f_{sw}/20$	
Parâmetros do controle de tensão	Frequência de corte (BW_{C_v}): $f_{AC}/20$	
	K_I : diagonal e derivado de K Desacoplamento (α): 0,1	

¹O uso de um filtro passa baixas se faz necessário para extrair o valor médio pois, estratégias como o Filtro de Média com Janela Móvel (*Moving Average Filter* - MAF) se mostram ineficientes devido à frequência variável da rede que, por sua vez, alteraria a janela usada por esse algoritmo, necessitando de adaptações neste algoritmo (DESTRO *et al.*, 2013). Alterar a frequência de aquisição afim de manter-se o tamanho da janela também não se mostra viável, devido ao sincronismo da aquisição com o PWM.

O primeiro resultado exemplifica o efeito já encontrado em simulação (Figura 3.4 da Seção 3.2) a respeito dos métodos de cálculo da matriz K_I . Sendo novamente presente uma interação entre as tensões de barramento v_{DC1} e v_{DC2} durante a energização do sistema, causada pelas oscilações nas variáveis de controle I_{Ld}^{ref} e M_2 (mostradas no osciloscópio através de um conversor digital-analógico presente na placa). Esse comportamento ocorre no sistema usando K_I diagonal (situação (a)) e não com K_I derivado de K (situação (b)), mesmo com ambas situações possuindo o mesmo valor de regime. Para acentuar o efeito de desbalanço entre os módulos, foi adicionada uma resistência de $16,5\text{ k}\Omega$ como carga em v_{DC2} .

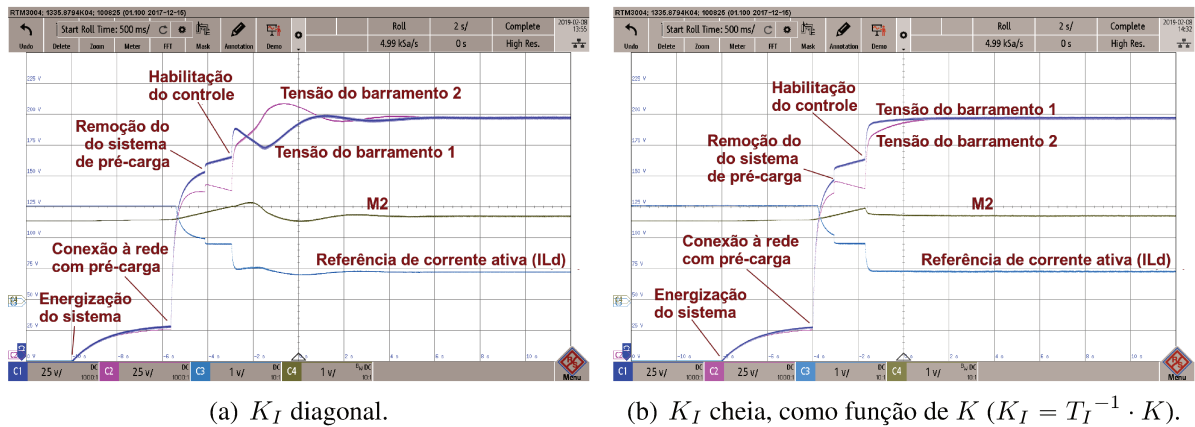


Figura 4.1 – Partidas do sistema em rede 220 V 60 Hz com frequência de chaveamento 20 kHz e banda de controle $C_i(s)$ de 1,5 kHz, banda do controle $C_v(s)$ de 3 Hz. Adição de $16,5\text{ k}\Omega$ no barramento 2.

Outro ponto importante mostrado nos experimentos sobre o lado CC (Figura 4.2), em analogia com a Figura 3.6, é a modificação do valor de M_2 para diferentes condições do circuito: apenas balanceando as perdas ou compensando reativos, chaveando em 20 kHz ou 100 kHz. As perdas de cada módulo também são alteradas em diferentes proporções e condições de uso. Nesse mesmo resultado é mostrada a importância e validade do controle de desbalanço e que, ao desligá-lo (forçando $M_2 = 0$), as tensões dos barramentos começam a divergir em sentidos opostos, devido à diferente eficiência de cada módulo, forçando o sistema a um desligamento por proteção. Isso acontece para o CHB independente da frequência de rede ou de chaveamento, nos resultados mostrados, em rede elétrica tradicional 220 V em 60 Hz ($f_{sw} = 20\text{ kHz}$) e em rede aeronáutica 230 V em 400 Hz ($f_{sw} = 100\text{ kHz}$) para ambos métodos de cálculo de K_I .

²A frequência de chaveamento e banda do controle de corrente variaram entre 100 kHz - 8 kHz e 20 kHz - 1,5 kHz, dependendo da rede ensaiada (aviônica ou convencional 60 Hz).

³A indutância de linha foi escolhida de acordo com uma estimativa para um sistema MEA escalado para 4,5 kVA por fase que proporcionasse uma máxima queda de tensão menor que a permitida pelas normas, além disso a simulação `power_aircraft_distribution` do *software* Matlab[®] exemplifica com um gerador síncrono de 81,04 μH de indutância de enrolamento. Foi utilizada uma fonte programável da California InstrumentsTM modelo 4500iL que não era capaz de manter impedância de saída de $0\ \Omega$ para valores de frequência maior que a industrial; portanto pode-se afirmar que a indutância real nos ensaios foi levemente maior que 100 μH .

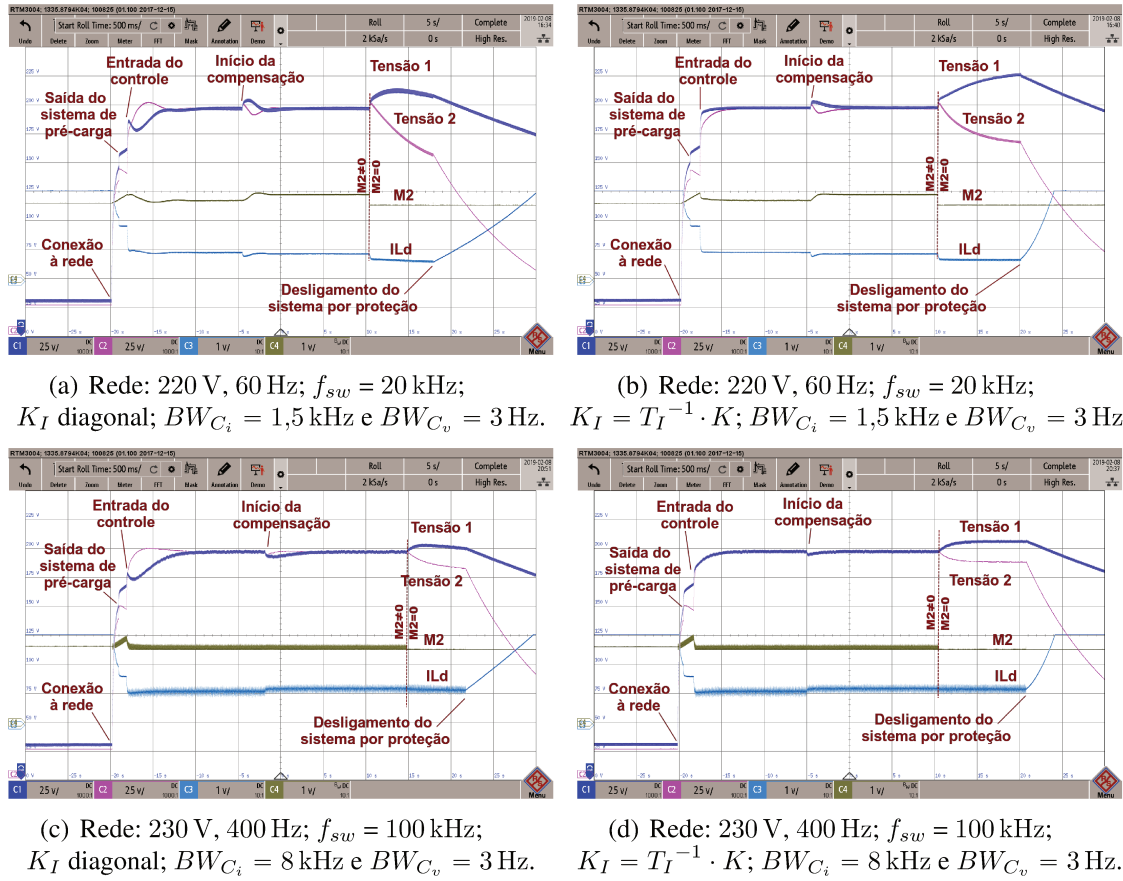
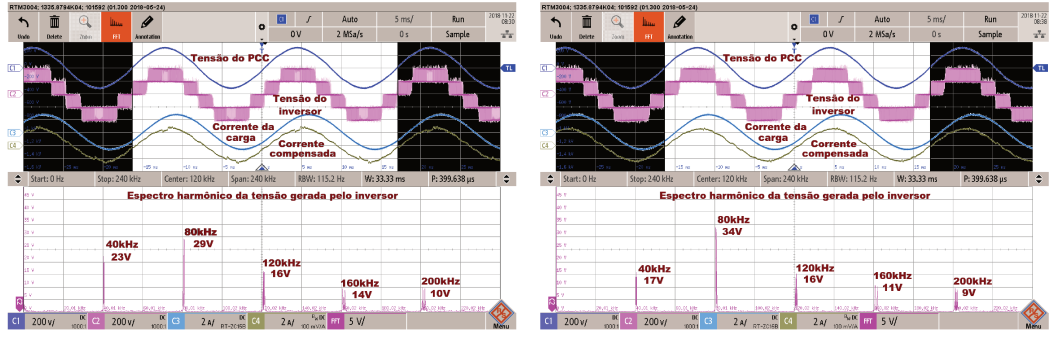


Figura 4.2 – Modificação do valor de M_2 durante balanço e compensação de corrente pelo CHB em rede convencional e MEA para diferentes métodos de cálculo da matriz de ganho integrativo.

Vale ressaltar que foi usada uma carga RL de $94,75 \Omega$ em série com 104 mH para compensação em todos os casos, não sendo possível comparar diretamente os valores de regime das variáveis I_{Ld}^{ref} e M_2 para a situação de diferentes frequências de rede.

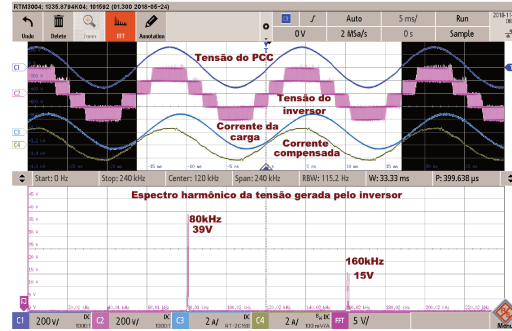
Demais resultados utilizando K_I diagonal podem ser encontrados no Apêndice G e no artigo “*Modeling and control of a cascade multilevel inverter for power conditioning applications*” (GUILLARDI Júnior *et al.*, 2016) que consistiu de um primeiro protótipo para validação do modelo. O cálculo através de LMIs não foi testado experimentalmente devido à instabilidade já apresentado em simulação (Figura 3.11(c)). Todos os demais resultados dessa seção utilizam $K_I = \text{diag}([1/t_{I1} \quad 1/t_{I2} \quad \dots]) \cdot K$ (ver Seção 2.2.2).

A Figura 4.3 mostra o comportamento anteriormente apresentado na simulação da Figura 3.13(b), ou seja, o não cancelamento da frequência de comutação vista por um módulo devido ao uso de diferentes índices de modulação. Esse efeito é ainda ressaltado com a adição da resistência de $16,5 \text{ k}\Omega$ como carga em v_{DC2} (situação (a)), fazendo com que a frequência de 40 kHz (frequência de comutação vista em cada módulo) sofra um aumento de 17 V para 23 V, além do aumento em outras harmônicas ímpares em relação a esta. O mesmo comportamento é encontrado independente da frequência de chaveamento, no caso da Figura 4.3 é apenas apresento o comportamento para chaveamento em 20 kHz.



(a) Diferentes perdas nos módulos (adicionado $16,5 \text{ k}\Omega$ como carga em v_{DC2}).

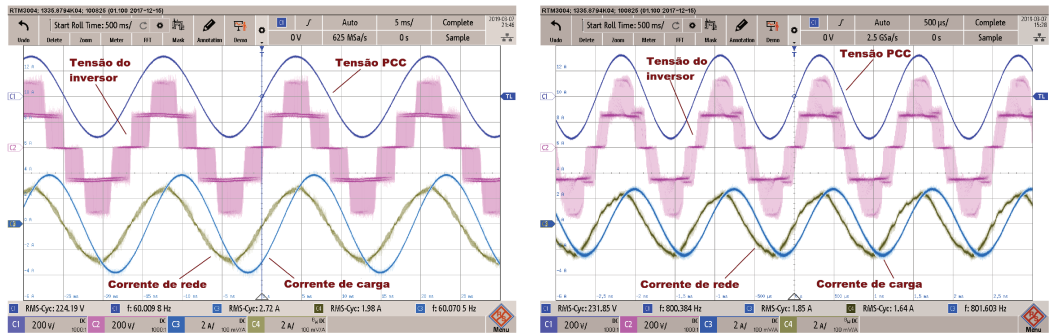
(b) Módulos nominalmente iguais porém, com regulação por $M_2 \neq 0$.



(c) Forçando temporariamente⁴ $M_2 = 0$.

Figura 4.3 – Compensação reativa para rede 220 V 60 Hz com 2 módulos chaveando em 20 kHz e 1,5 kHz de banda do controle de corrente em barramento simétrico de 200 V.

A Figura 4.4 mostra resultados do conversor com barramento simétrico de 250 V funcionando como compensador de reativos em duas situações: (a) em uma rede de frequência industrial e com menor frequência de chaveamento, e (b) na frequência máxima de trabalho da rede MEA. Em ambas situações se observam os 5 níveis na forma de onda da tensão total do CHB porém, nota-se a presença de distorção harmônica na corrente i_L sintetizada pelo conversor (a corrente total $i_S = i_L + i_{carga}$ não é perfeitamente senoidal).



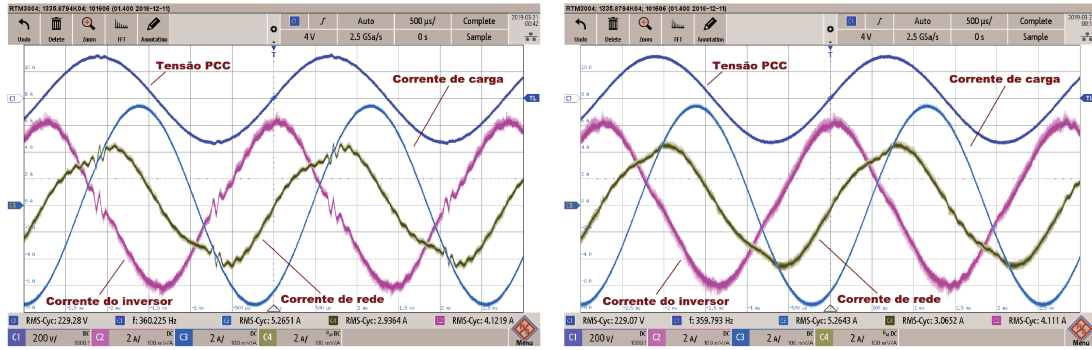
(a) Rede 220 V em 60 Hz, $f_{sw} = 20 \text{ kHz}$ e $BW_{C_i} = 1,5 \text{ kHz}$.

(b) Rede 230 V em 800 Hz, $f_{sw} = 100 \text{ kHz}$ e $BW_{C_i} = 8 \text{ kHz}$.

Figura 4.4 – Compensação reativa para rede convencional e MEA em sua máxima frequência para 2 módulos em barramento simétrico de 250 V.

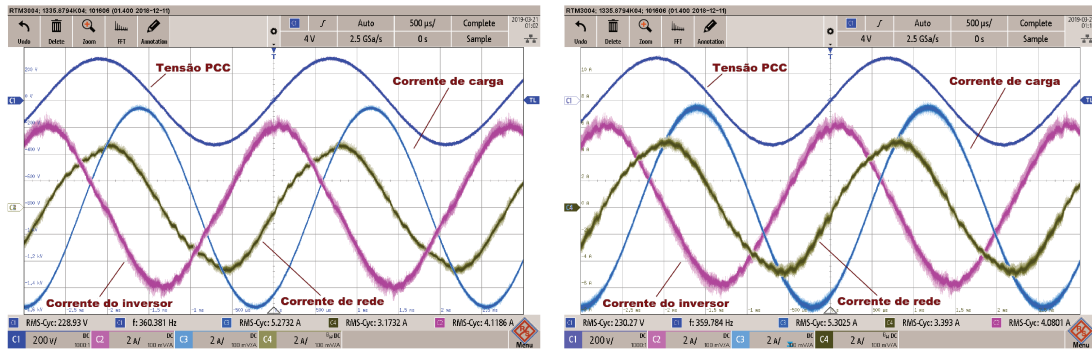
⁴ M_2 não pode ser mantido constantemente em 0, como mostrado na Figura 4.2(a). Ao fazê-lo, as tensões v_{DC1} e v_{DC2} começam a divergir do valor desejado.

As Figuras 4.5 e 4.6 exploram melhor esse efeito para diferentes frequências da rede e tensões nos barramentos. Para tal, a carga era composta por uma associação RL paralela de $94,75 \Omega$ com 20 mH. A rede possuiu tensão de 230 V, testado nas duas frequências limites do sistema MEA (360 e 800 Hz) e variando-se as tensões dos barramentos.



(a) Barramento simétrico 200 V.

(b) Barramento simétrico 250 V.



(c) Barramento simétrico 280 V.

(d) Barramento simétrico 340 V.

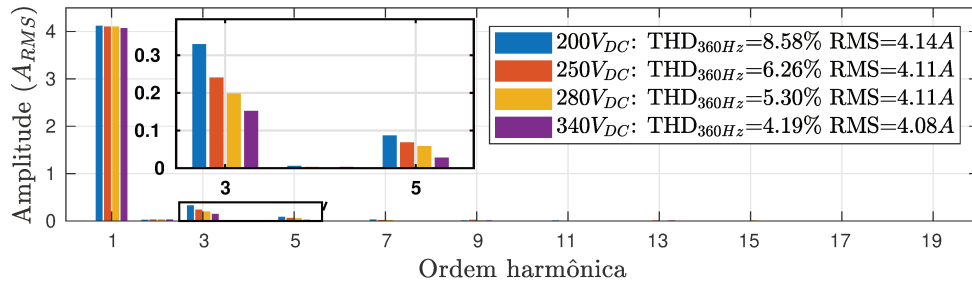
(e) Harmônicas de i_L em função da tensão CC dos barramentos.

Figura 4.5 – Compensação reativa para rede 230 V em 360 Hz usando chaveamento em 100 kHz, banda de controle de corrente de 8 kHz para diversas tensões de barramento e amostragem de tensão de barramento em 8 kHz.

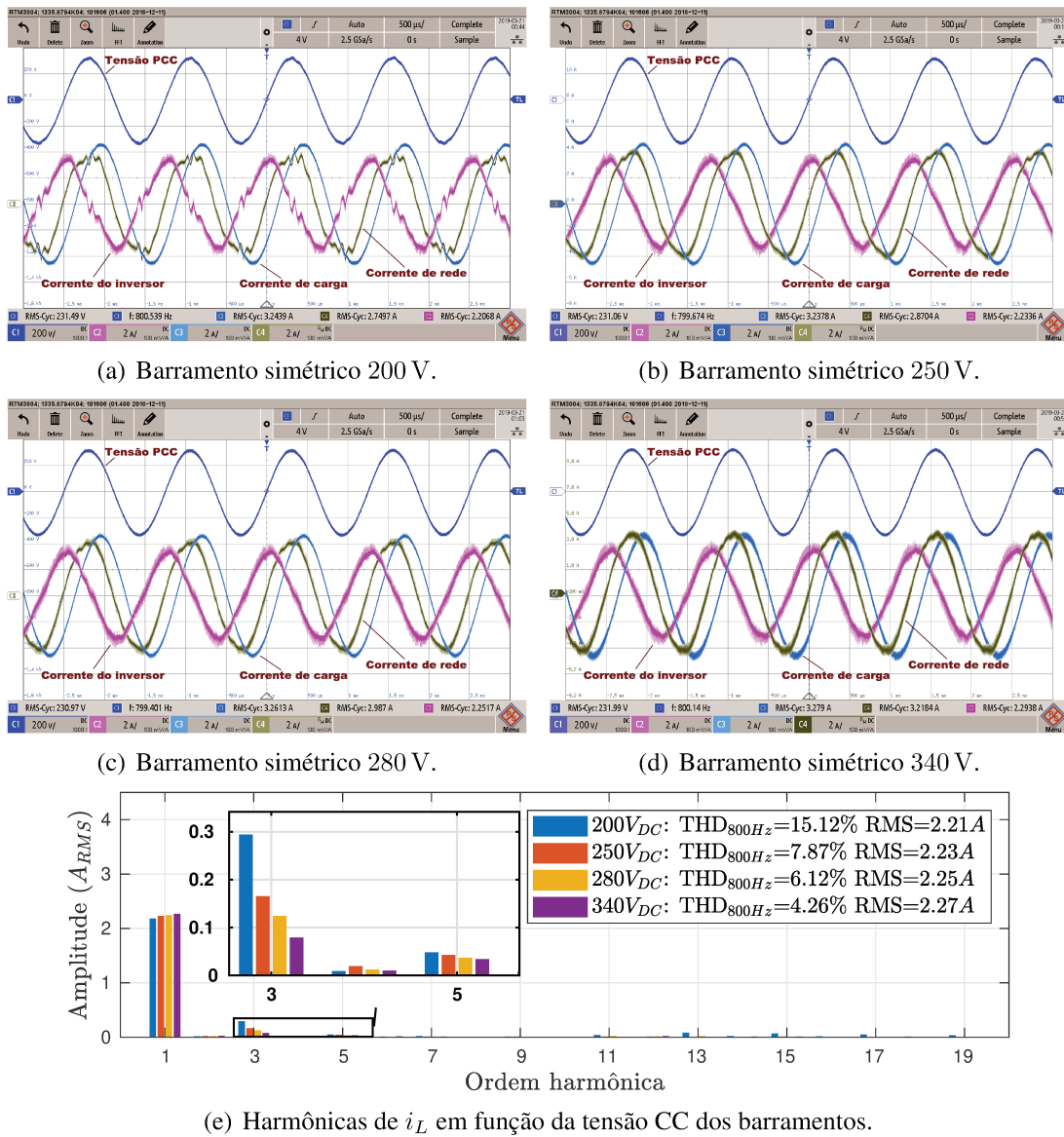


Figura 4.6 – Compensação reativa para rede 230 V em 800 Hz usando chaveamento em 100 kHz, banda de controle de corrente de 8 kHz para diversas tensões de barramento e amostragem de tensão de barramento em 8 kHz.

A distorção é mais visível quando a tensão da rede está em seu máximo absoluto (pico ou vale). Nestes casos a diferença entre a tensão CC e a rede, ou seja, a tensão disponível para ser aplicada no indutor do filtro passivo é mínima, reduzindo a capacidade de impor a corrente de saída solicitada pelo controle. Ao elevar a tensão CC os resultados melhoram.

Importante ressaltar que a adição do CEE na rede não afetou a qualidade da tensão, que manteve seu espectro de distorção dentro do especificado pela MIL-STD-704F (2016), conforme Figura 4.7. Porém, devido a distorções pelo cruzamento por zero da tensão, mesmo com a maior tensão de barramento testada (simétrica de 340 V), foi gerada uma distorção na corrente geral do sistema (Figura 4.8) que, apesar de qualificar o equipamento para operação monofásica, ainda o pode inviabilizar para operação trifásica. Fato que deve ser melhor anali-

sado ao se compor o sistema trifásico pois, o resultado apenas compara a distorção do sistema monofásico com a norma.

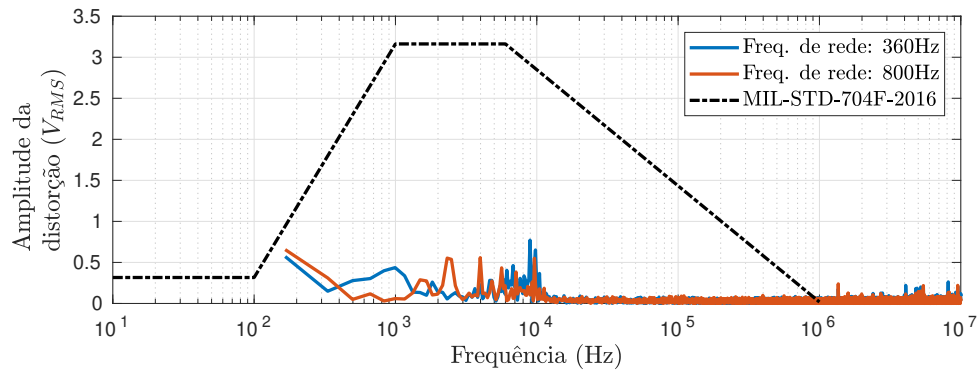


Figura 4.7 – Espectro da distorção da tensão para diferentes frequências de rede na compensação de carga linear em comparação com o limite para rede de frequência variável.

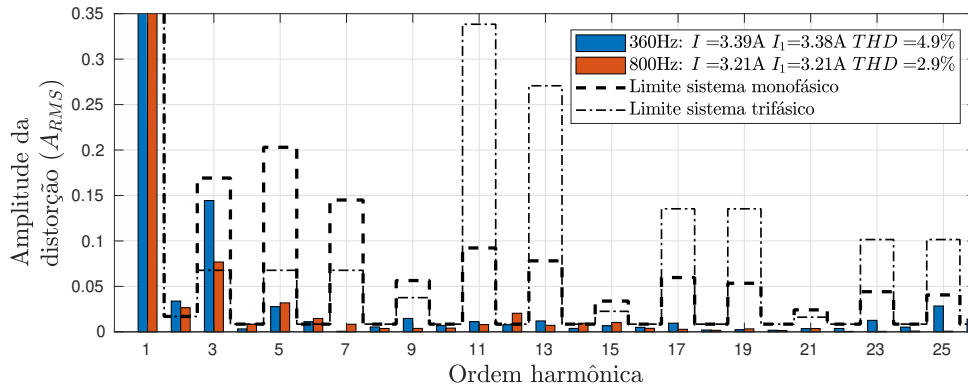
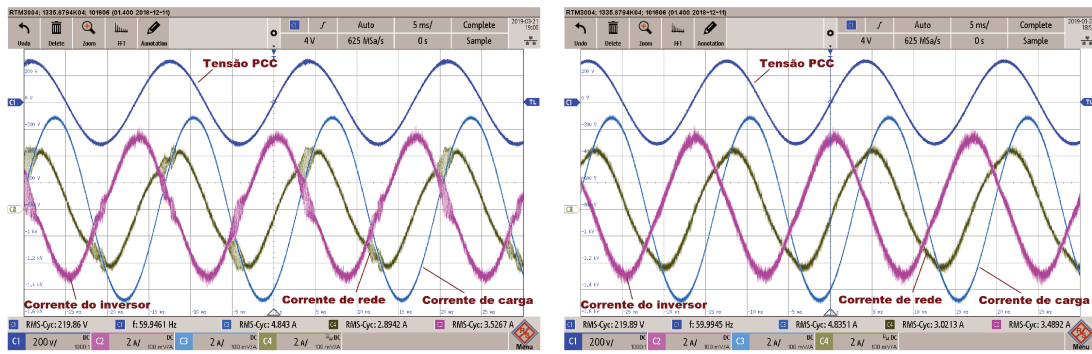


Figura 4.8 – Harmônicas de corrente para diferentes frequências de rede na compensação de carga linear em comparação com o limite nas normas RTCA-DO106F, (2007) e BS-ISO-1540 (2006).

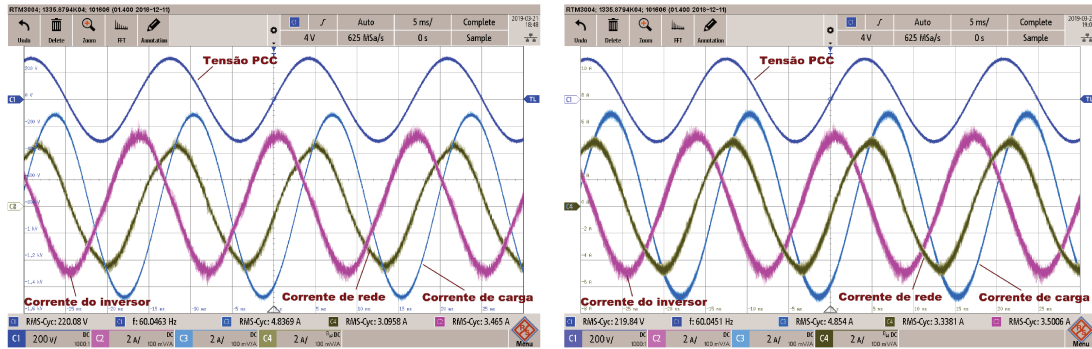
Adicionalmente, o sistema trabalhou adequadamente em rede elétricas de frequência convencional/industrial (Figuras 4.9 e 4.10), sendo adequado para aplicação na rede elétrica da área de serviços (*galley*). Para tal, a carga usada foi uma associação RL paralela de $94,75 \Omega$ com 120 mH, modificando a indutância para que seja mantida aproximadamente a mesma corrente RMS do caso de estudo anterior.

Estes resultados reforçam a necessidade de se elevar a tensão CC para que o CHB funcione adequadamente (verificar que a distorção dos sinais sintetizados, composições (e) nas figuras anteriores, diminuem à medida que se aumenta a tensão dos barramentos CC). Além disso, os módulos de potência usados, modelo SPCIM350-40-100 da empresa Supplier®, limitam seu funcionamento para índices de modulação entre 10% e 90%, e adicionam um atraso de comutação de $1,5 \mu s$, medido da entrada do *driver* até o sinal de potência; o que corresponde a 15% do período para um chaveamento de 100 kHz. Tais efeitos comprometem a linearidade da modulação PWM, podendo afetar a qualidade da corrente sintetizada e, assim, a filtragem ativa.



(a) Barramento simétrico 200 V.

(b) Barramento simétrico 250 V.



(c) Barramento simétrico 280 V.

(d) Barramento simétrico 340 V.

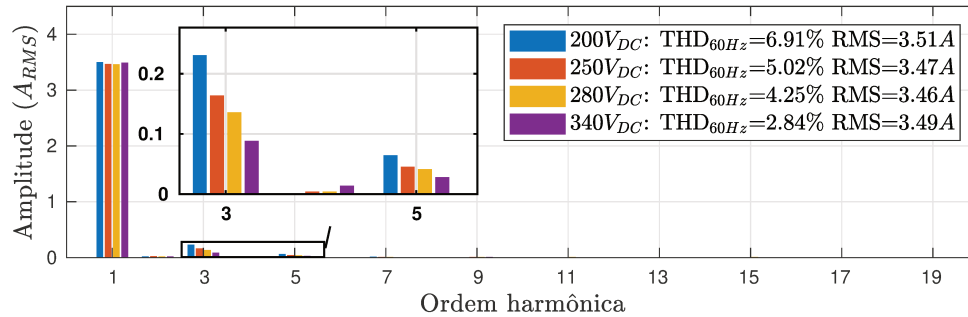
(e) Harmônicas de i_L em função da tensão CC dos barramentos.

Figura 4.9 – Compensação reativa para rede 220 V em 60 Hz usando chaveamento em 100 kHz, banda de controle de corrente de 8 kHz para diversas tensões de barramento e amostragem de tensão de barramento em 8 kHz.

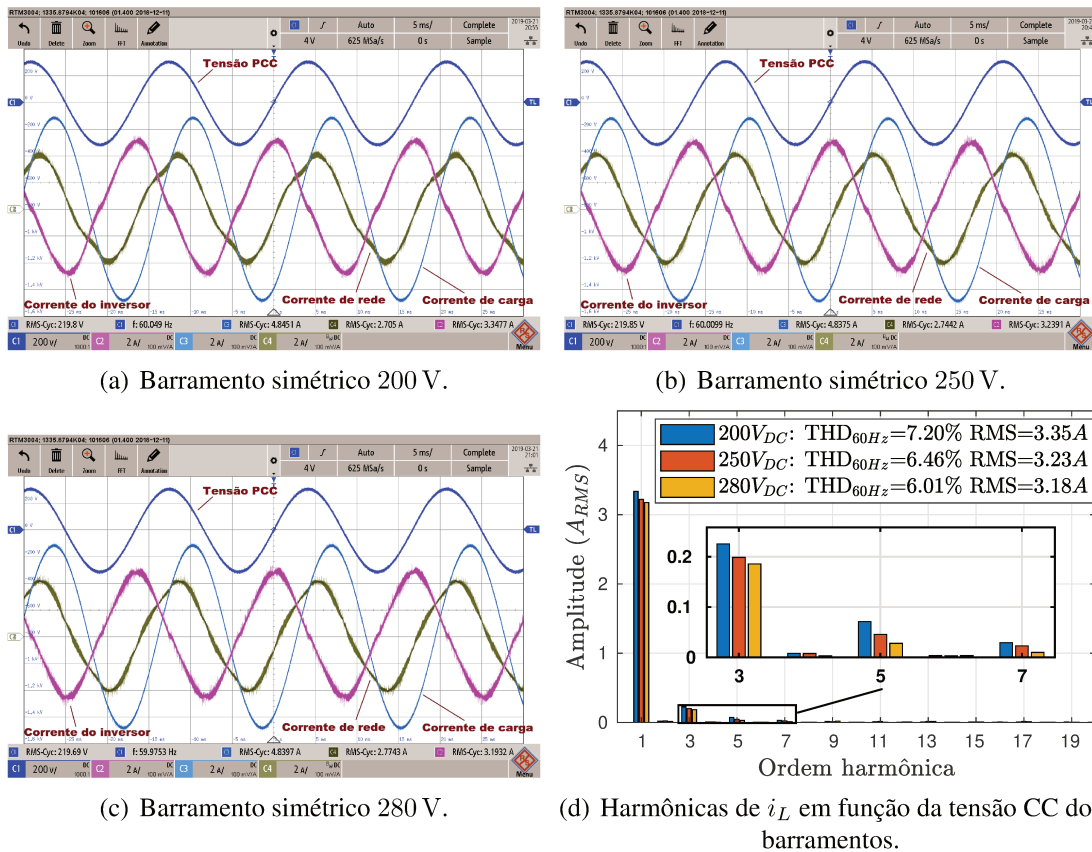


Figura 4.10 – Compensação reativa para rede 220 V em 60 Hz usando chaveamento em 20 kHz, banda de controle de corrente de 1,5 kHz para diversas tensões de barramento e amostragem de tensão de barramento em 600 Hz.

Em todos os casos observa-se uma maior distorção da forma de onda sintetizada pelo CHB em sua passagem por 0 A (mais proeminentes com valores baixos de tensão de barramento, situações (a) das Figuras 4.5, 4.6, 4.9 e 4.10 ; gerando inclusive oscilações), coincidindo com os valores máximos absolutos da tensão da rede v_{PCC} . Essa distorção é refletida da corrente total da rede i_S fazendo com que a compensação não seja plena e surjam componentes harmônicas de 3ª e 5ª ordem. Este efeito é menor à medida que se aumenta as tensões dos barramentos do inversor devido à possibilidade de um maior $\frac{di}{dt}$ no indutor. A Tabela 4.2 resume esses resultados, sendo principalmente expressivos para maiores frequências de rede (caso MEA) devido à necessidade de mais rápida resposta de correção da corrente.

Tabela 4.2 – THD da corrente i_L do inversor CHB na compensação de corrente de carga reativa para diferentes níveis de tensão V_{DC}^{ref} do barramento CC.

Rede	Chaveamento (f_{sw})	Banda de $C_i(s)$ (BW_{C_i})	Tensão do barramento CC			
			200 V	250 V	280 V	340 V
360 Hz (230 V)	100 kHz	8 kHz	8,58%	6,26%	5,30%	4,19%
800 Hz (230 V)			15,12%	7,87%	6,12%	4,26%
60 Hz (220 V)			6,91%	5,02%	4,25%	2,84%
	20 kHz	1,5 kHz	7,20%	6,46%	6,01%	-

Outra alternativa, além de se elevar as tensões dos barramentos, seria a diminuição do indutância do filtro passivo de saída L . Porém, esse procedimento não apresentou boa estabilidade para o controle até então desenvolvido, devido ao atraso apresentado pelo sistema de *driver* dos IGBTs. O que também pode levar a uma piora da distorção espectral da tensão.

A análise que segue (Figuras 4.11 a 4.19) remete à operação do CHB compensando uma carga não linear em rede MEA. Esta foi composta de um retificador de onda completa com reator de entrada de 4 mH, filtro capacitivo de 3000 μF e carga de 63,22 Ω , mais carga linear de 150 Ω do lado CA.

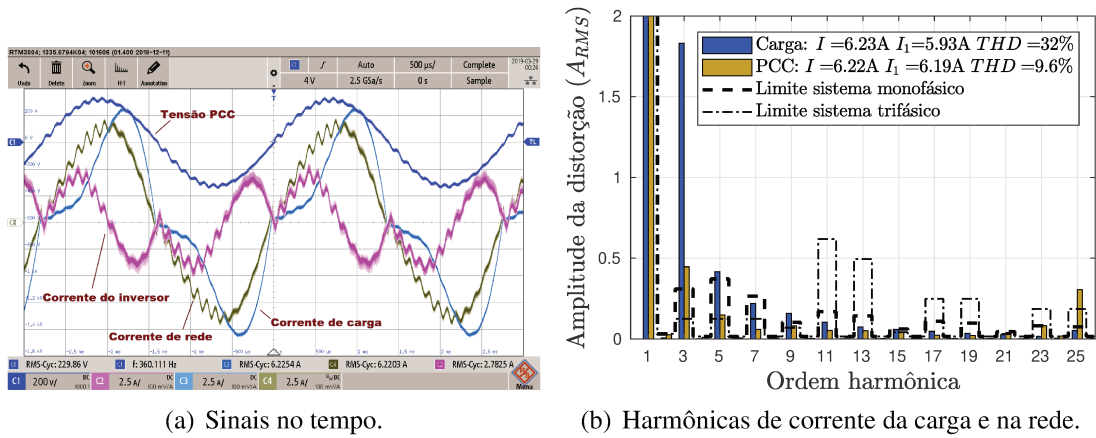


Figura 4.11 – Compensação não linear para rede 230 V em 360 Hz com impedância de linha de 100 μH , capacitância de 2 μF , e usando chaveamento em 100 kHz, banda de controle de corrente de 8 kHz e amostragem de tensão de barramento em 8 kHz.

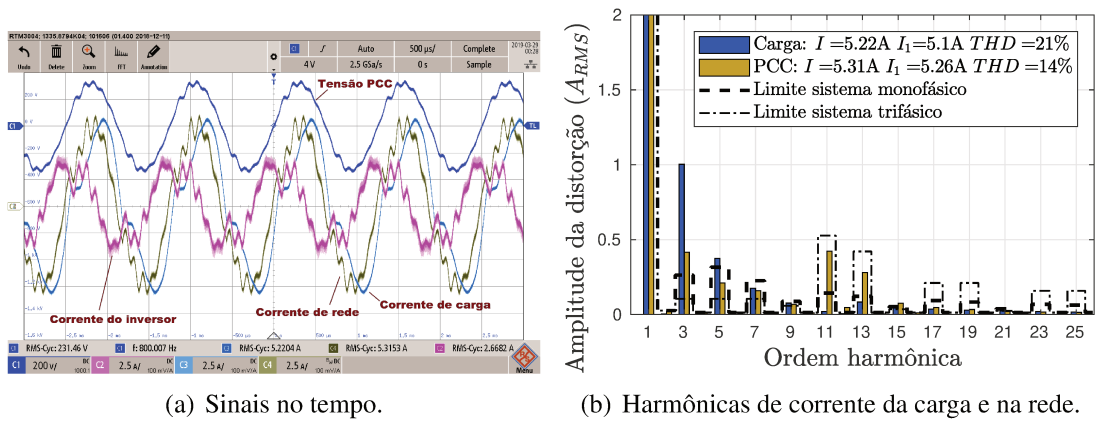


Figura 4.12 – Compensação não linear para rede 230 V em 800 Hz com impedância de linha de 100 μH , capacitância de 2 μF , e usando chaveamento em 100 kHz, banda de controle de corrente de 8 kHz e amostragem de tensão de barramento em 8 kHz.

A Figura 4.13 apresenta o espectro de distorção da tensão v_{PCC} para a situação em estudo. Na qual é ainda adicionado a curva $2 \times \text{MIL-STD-704F-2016}$, representando um limite do dobro da norma, devido a RTCA-DO106F (p.5, 2007) e BS-ISO-1540 (p. 35, 2006) darem a entender que o limite de distorção é função da tensão RMS usada e a MIL-STD-704F (2016)

não definir com clareza o uso da rede de tensão em 230 V, apenas a de 115 V (frequência fixa ou não).

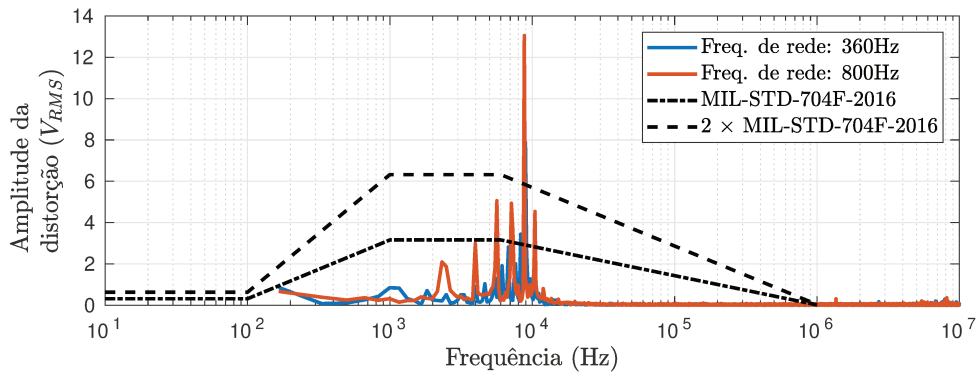


Figura 4.13 – Espectro da distorção da tensão para diferentes frequências com impedância de rede de $100\ \mu\text{H}$ e $2\ \mu\text{F}$, compensando carga não linear em comparação com o limite de frequência variável.

Além de não atender os requisitos de corrente para a 3ª harmônica, pelas razões já citadas (Figura 4.8), manifesta-se uma ressonância (Figuras 4.11(a) e 4.12(a)), que afeta a tensão no PCC e, assim, é realimentada. A distorção da tensão fica acima do permitido pela norma (Figura 4.13), sendo a maior componente (em torno de 9,2 kHz), a mesma frequência de oscilação presente nos sinais de corrente, com amplitude de 8 V para 360 Hz e de 13 V para 800 Hz. Essa ressonância é excitada pela corrente, que possui mudanças abruptas em sua derivada (ver i_L em Figura 4.11(a)).

No caso de 800 Hz (Figura 4.12), a distorção relativa é aparentemente maior pois, o intervalo de tempo de amortecimento de oscilação é menor.

Para efeito de estudos, a impedância de saída da fonte foi reduzida: a indutância de linha foi diminuída de $100\ \mu\text{H}$ para $50\ \mu\text{H}$ e a capacitância aumentada de $2\ \mu\text{F}$ para $7\ \mu\text{F}$, a fim de diminuir a impedância do alimentador para, conseqüentemente, conter a distorção causada pela corrente e tornar a rede mais adequada para os padrões MEA (Figuras 4.14 e 4.15).

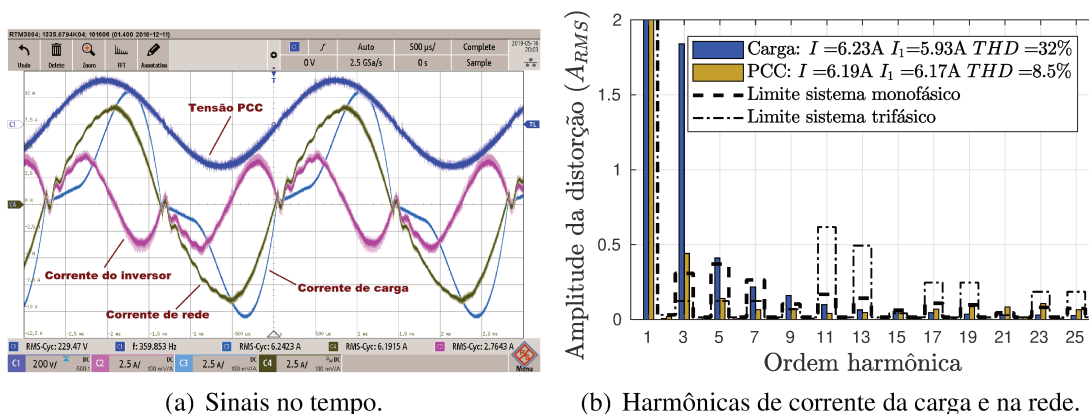


Figura 4.14 – Compensação não linear para rede 230 V em 360 Hz com impedância de linha de $50\ \mu\text{H}$, capacitância de $7\ \mu\text{F}$, e usando chaveamento em 100 kHz, banda de controle de corrente de 8 kHz e amostragem de tensão de barramento em 8 kHz.

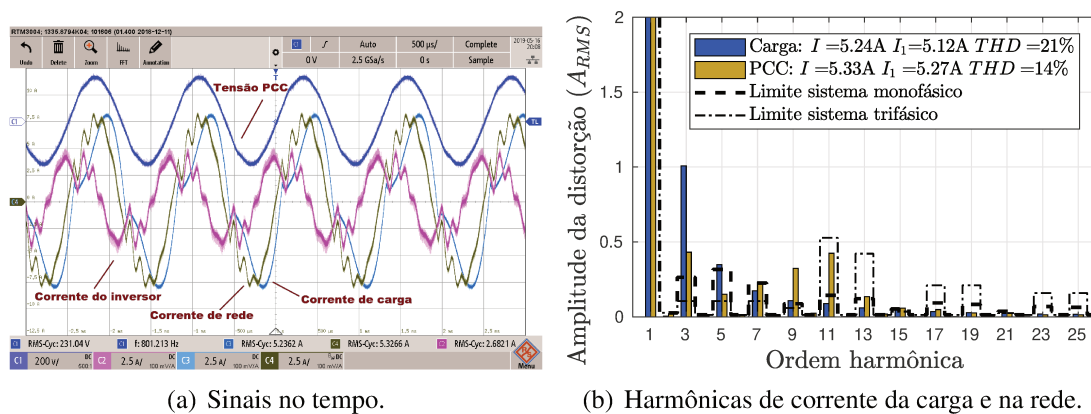


Figura 4.15 – Compensação não linear para rede 230 V em 800 Hz com impedância de linha de $50 \mu H$, capacitância de $7 \mu F$, e usando chaveamento em 100 kHz, banda de controle de corrente de 8 kHz e amostragem de tensão de barramento em 8 kHz.

Nota-se uma diminuição na excitação da ressonância (Figuras 4.14(a) e 4.15(a)). Para a frequência de 360 Hz observa-se uma redução no THD. No caso de 800 Hz isso não se dá. A explicação, novamente, é que a ressonância (agora deslocada para frequências menores) não tem tempo para se atenuar, o que se manifesta no cálculo do THD.

A Figura 4.16 mostra uma melhora no espectro da tensão comparado à situação anterior (Figura 4.13), atendendo as especificações normativas e apresentando uma distorção mínima na frequência de oscilação encontrada na corrente (desprezível para 360 Hz e 2,06 V para 800 Hz).

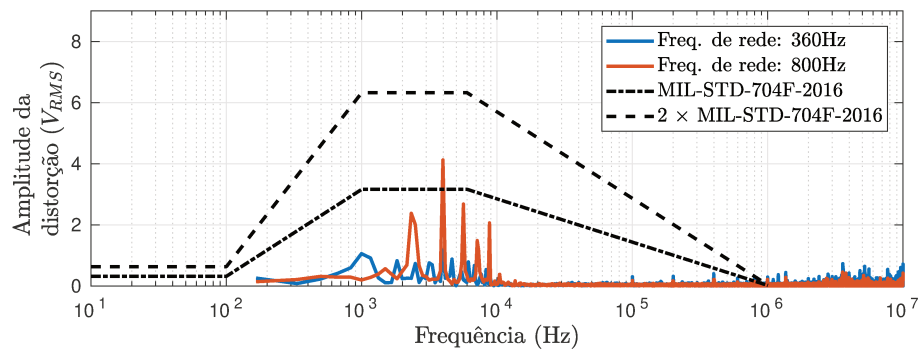


Figura 4.16 – Espectro da distorção da tensão para diferentes frequências com impedância de rede de $50 \mu H$ e $7 \mu F$, compensando carga não linear em comparação com o limite de frequência variável.

A fim de aprofundar a análise da influência da impedância de linha sobre a compensação e distorção da tensão, foi realizado um teste eliminando a indutância de rede e retornada a capacitância a seu valor original ($L_S = 0 H$ e $C_S = 2 \mu F$). Esse teste indica a existência de uma indutância interna na fonte geradora usada⁵, pois ainda são encontradas oscilações. Os resultados são mostrados nas Figuras 4.17 a 4.19.

⁵A fonte California modelo 4500iL apresenta um ruído de alta frequência em sua saída independente da frequência fundamental sintetizada. Como não há nenhum diagrama elétrico ou informação oficial a respeito do filtro de seu estágio de saída, se supõem que exista ali algum elemento indutivo que está interagindo com o sistema.

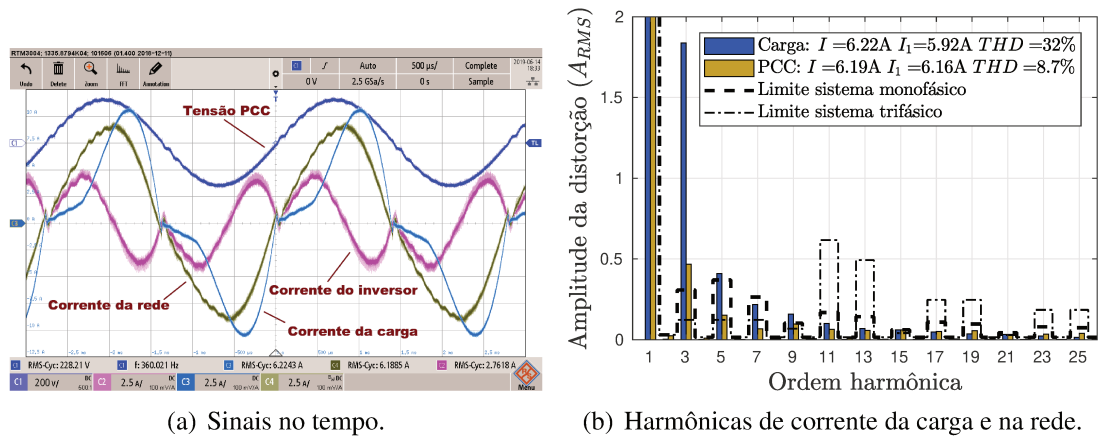


Figura 4.17 – Compensação não linear para rede 230 V em 360 Hz sem indutância de linha e $2\ \mu\text{F}$ usando chaveamento em 100 kHz, banda de controle de corrente de 8 kHz e amostragem de tensão de barramento em 8 kHz.

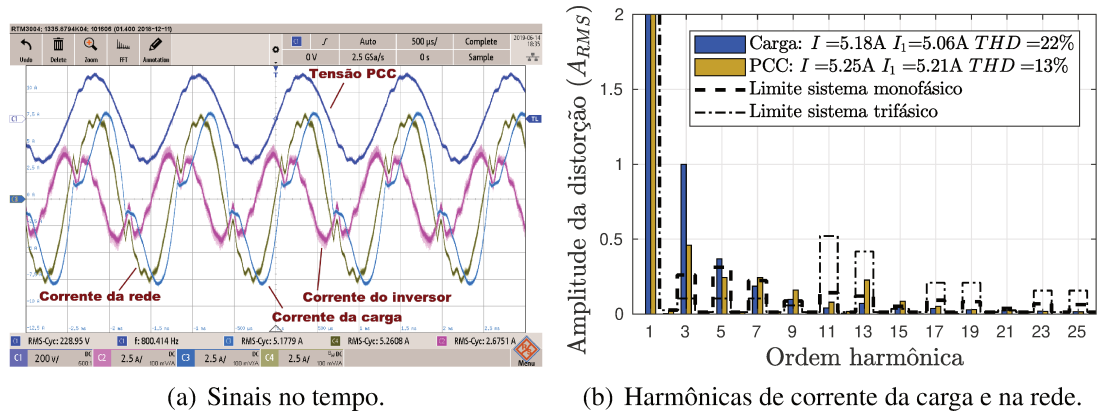


Figura 4.18 – Compensação não linear para rede 230 V em 800 Hz sem indutância de linha e $2\ \mu\text{F}$ usando chaveamento em 100 kHz, banda de controle de corrente de 8 kHz e amostragem de tensão de barramento em 8 kHz.

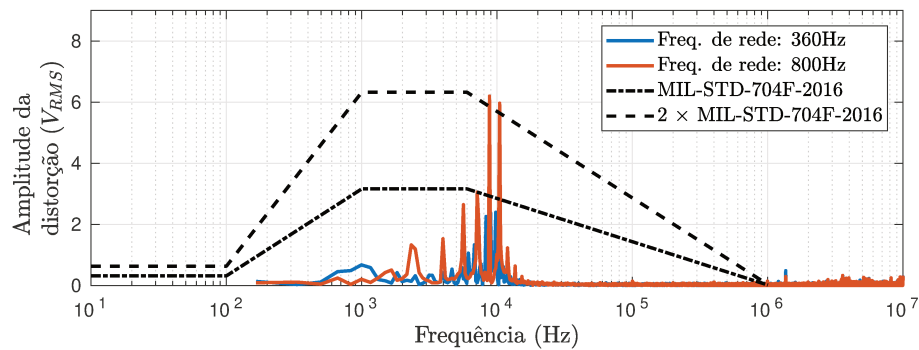


Figura 4.19 – Espectro da distorção da tensão para diferentes frequências sem indutância de linha e $2\ \mu\text{F}$, compensando carga não linear em comparação com o limite de frequência variável.

A indutância de linha e a capacitância usada no PCC se mostram de grande influência na distorção espectral da tensão, Figuras 4.13, 4.16 e 4.19, sendo inclusive relacionada com

a ressonância encontrada. No caso de menor valor, não nulo, de indutância (Figura 4.16) se atingiu o requisito de distorção da tensão indicado pelas normas.

No último caso, sem indutância de linha e retornando o capacitor do PCC a $2\mu\text{F}$ (Figura 4.19), se tem uma oscilação próxima à frequência de oscilação da situação inicial (Figura 4.13). Mostrando que, mesmo sem indutância adicional na linha, a fonte possui algum efeito indutivo em sua saída.

As oscilações em torno de 9 kHz têm origem no esforço de controle necessário em $C_i(s)$ para compensação do erro durante a mudança abrupta da derivada da corrente de carga (fato não presente na compensação de carga RL). Isso ocorre nos momentos de menor tensão possível para se aplicar no indutor, e pelo atraso e limites de ciclo ativo presentes nos módulos, tornando o sistema, a princípio, incapaz de eliminá-la.

A Tabela 4.3 sumariza os resultados encontrados em distorção e oscilações para os três casos de impedância de linha ensaiados para compensação de carga não linear.

Tabela 4.3 – THD da corrente compensada i_S na compensação de corrente de carga não linear para diferentes situações de impedância de linha.

Frequência de rede		Impedância de linha (L_S) e capacitância (C_S)		
		100 μH e 2 μF	50 μH e 7 μF	0 H e 2 μF
360 Hz		9,6%	8,5%	8,7%
800 Hz		14,0%	14,0%	13,0%
Ressonância da corrente		9,40 kHz	9,14 kHz	9,54 kHz
Maior distorção na tensão				
360 Hz	Frequência	8,96 kHz	3,98 kHz	9,86 kHz - 8,29 kHz
	Amplitude	7,878 V	1,177 V	2,4 V - 2,26 V
800 Hz	Frequência	8,79 kHz	3,98 kHz	8,79 kHz - 10,45 kHz
	Amplitude	13,05 V	4,123 V	6,198 V - 5,966 V

Um aspecto de importância para as redes aeronáuticas, segundo a norma MIL-STD-704F (2016), é que o dispositivo possa operar durante os 25 ms da variação de 250 Hz/s na frequência, considerada como variação normal, sem perder funcionalidades ou, retornar à sua completa funcionalidade após uma variação anormal de 500 Hz/s.

As Figuras 4.20 e 4.21 mostram que o protótipo é capaz de manter o sincronismo durante os 880 ms necessários para varrer toda a amplitude de frequência em 500 Hz/s (parte superior de cada imagem) e manter a compensação ao se estabilizar a frequência (sinais expandidos), obtendo-se, ao fim, as mesmas respostas das Figuras 4.5(d), 4.6(d), 4.14(a) e 4.15(a). Isso mostra que o modelo de controle e balanceamento das tensões é independente da frequência e mais que suficiente para as condições de variação de tensão exigidas.

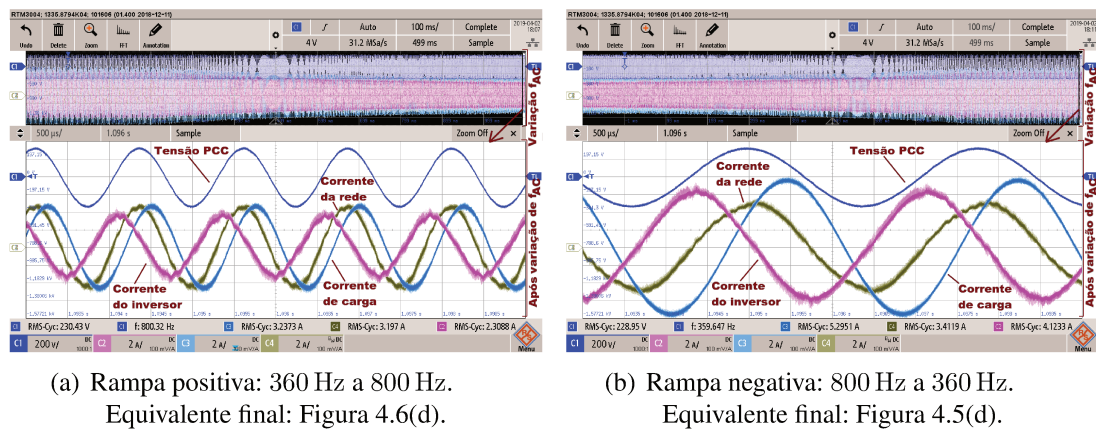


Figura 4.20 – Compensação ativa de carga reativa após rampa de frequência de 500 Hz/s em rede 230 V com 100 μ H de impedância de linha e tensões de 340 V nos barramentos, chaveamento em 100 kHz, banda de controle de corrente de 100 kHz e amostragem de tensão de barramento em 8 kHz.

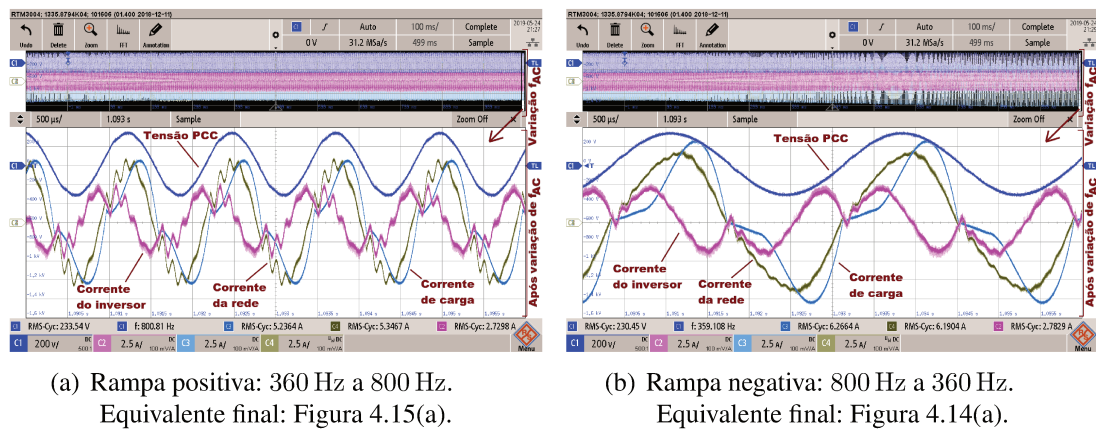


Figura 4.21 – Compensação ativa de carga não linear após rampa de frequência de 500 Hz/s em rede 230 V com 50 μ H de impedância de linha e tensões de 340 V nos barramentos, chaveamento em 100 kHz, banda de controle de corrente de 100 kHz e amostragem de tensão de barramento em 8 kHz.

Com esses resultados, mostra-se que o sistema discutido é capaz de atingir os requisitos das normativas de rede elétrica aeronáutica em frequência variável e operar como compensador de reativos e APF. Uma atenção deve ser dada ao controle de corrente para mitigar o comportamento indesejado, de atraso e ciclo limite, dos módulos de potência usados.

5 CONCLUSÕES

Esta tese desenvolveu um modelo para balanceamento das tensões de um inversor Multinível Cascadeado (*Cascaded H-Bridge* - CHB) para aplicações em rede elétrica aeronáutica de frequência variável. Diferencia-se de estudos similares anteriores pelo modelo proposto ser completamente independente da frequência da rede, expansível para n módulos e trifásico e, já prever o funcionamento como filtro ativo.

O modelo se mostrou viável para aplicações em tensões de barramento simétrica e assimétricas porém, apenas funcional para a situação simétrica, por garantir a quantidade desejada de níveis na tensão sintetizada, devido à modulação aplicada (ver imagens da Seção 3.3).

Foi proposto o uso de um controle multivariáveis análogo ao controle proporcional-integrativo (PI) clássico (de única variável) e analisados diferentes métodos para cálculo do ganho da parcela integrativa. Dentre estes, a derivação desse ganho a partir do ganho proporcional (análogo ao PI de única variável com notação de tempo de integração) se mostrou com melhor resposta transitória (resultado de simulação da Figura 3.4 e experimental da Figura 4.1); mesmo com as demais restrições adotadas. Tais procedimentos também são originais para as aplicações em foco.

O cálculo de K_I (parte integrativa do controle descrito acima) utilizando uma formulação do problema em termos de Desigualdades Matriciais Lineares (*Linear Matrix Inequalities* - LMIs) não se mostrou eficiente pois, foram encontradas matrizes de ganho com valores elevados e, ao restringi-los durante o cálculo, adicionando normas, o sistema de desigualdades se tornava muito complexo para convergir para uma solução numérica. Porém, acredita-se que o problema ainda precisa ser melhor descrito para se encontrar uma correlação entre os limites físicos e as variáveis de restrição permitidas para uma LMI (ver Seção 2.2.3).

O modelo de controle funcionou adequadamente para diferentes frequências de rede elétrica e variações desta, balanceado adequadamente as tensões entre os módulos. Procedimento testado aos limites das especificações aeronáuticas impostas pelas normas MIL-STD-704F (2016), RTCA-DO106F (2007) e BS-ISO-1540 (2006), mostrando ser completamente independente da frequência.

A compensação de corrente reativa mostrou uma presença de 3ª e 5ª harmônicas relacionadas ao tempo morto do acionamento e à limitação do *duty cycle*, o que afetou a linearidade da modulação PWM, principalmente para o caso de carga não linear.

O comportamento anterior teve origem nas limitações inerentes ao módulo de potência e *driver* empregados nos inversores usados no protótipo e, na dificuldade de se encontrar módulos comerciais adequados para a aplicação descrita. O inversor utilizado funcionava ade-

quadramente para índices de modulação entre 10% e 90%, além do *driver* adicionar $1,5\mu\text{s}$ de atraso no sinal PWM, o que correspondeu a 15% do período de uma portadora de 100 kHz.

O CHB também funcionou como Filtro Ativo de Potência (*Active Power Filter* - APF), independentemente da frequência de rede, alcançando e equilibrando os valores de trabalhos das tensões de barramento. Nessa situação foi visualizada uma oscilação amortecida, excitada pela mudança abrupta da derivada da corrente de compensação, esta existe devido à não linearidade dos módulos, como já comentado.

A impedância de linha influenciou fortemente a distorção da tensão do Ponto de Acoplamento Comum (*Point of Common Coupling* - PCC), sendo necessário diminuí-la para que o sistema atingisse os requisitos apontados pela norma MIL-STD-704F (2016). Porém, ao removê-la completamente, em outro teste realizado, as oscilações, correspondentes ao problema do esforço do controle de corrente, retornaram. Mostrando que mesmo sem a indutância de linha, a usada possui uma indutância de saída.

A placa de controle desenvolvida e a FPGA (*Field-Programmable Gate Array*), utilizada como unidade de controle e processamento utilizada, atingiram os objetivos de sincronismo, geração dos sinais e condicionamento adequado do sinal para a aquisição em 100 kHz, mesmo com o *ripple* previsto de 400 kHz devido à Modulação com Portadora Deslocada no Tempo (*Phase-Shifted PWM* - PS-PWM) usada.

5.1 CONSIDERAÇÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Aqui são listadas ideias para aprimoramento do protótipo e trabalhos futuros:

1. Aprimoramento do uso de LMIs para cálculo do controle PI-MIMO proposto para o controle de tensão:
 - a) Desenvolvimento de um conjunto de LMIs para cálculos de K_I com região elíptica, análoga à (2.26), permitindo uma restrição severa dos valores imaginários dos polos e limitação do ganho para valores implementáveis em ponto fixo na FPGA;
 - b) Traçar paralelos entre as figuras de mérito usadas para cálculo das LMIs e as necessárias para impor as restrições físicas do sistema, clarificando o entendimento para aplicações em eletrônica de potência e cumprindo as restrições de desacoplamento das diferentes malhas de controle;
2. Melhor estudo do comportamento do conversor na situação de compensação de harmônicas e seus efeitos sobre as variáveis de controle de desbalanço M_2, M_3, \dots ;
3. Derivação das variáveis m_2, m_3, \dots a partir de i_L^{ref} e onda quadrada ao invés de $\|v_{pcc}\|$ permitindo uma dinâmica de fácil compensação no caso de compensação de cargas não lineares;

4. Aprimoramento do controle de corrente $C_i(s)$:

- a) Compensação da zona morta (ver distorções da corrente sintetizada no caso de compensação da carga RL) causada pelo atrasado imposto pelo *driver* e sua não operação para índices de modulação menores que 10% ou maiores que 90%;
- b) Projetá-lo no domínio discreto ou modificando-o para um tipo *dead-beat*, sendo possível expandir a banda do controle de corrente e assim conseguir uma melhor compensação de harmônicas;
- c) Uso do módulo GPICd-9684 no lugar do GPIC-9683 empregado, permitindo o aumento da frequência de amostragem de 100 kS/s para 180 kS/s ou mesmo o desenvolvimento de *hardware* específico para controle.

5. Aprimoramento do método de modulação empregado:

- a) União com o método de cancelamento de comutação (ver Figura 1.13(d)). Possivelmente usando o método de modulação PSC-PWMs (MARQUEZ *et al.*, 2017; MONOPOLI *et al.*, 2018), ou modificação deste, para mitigação/eliminação das frequências e bandas por causa da diferença entre os módulos. Tal uso se mostra inicialmente possível para o caso de frequência de chaveamento e aquisição de 100 kHz pois, mesmo com a modificação relativa da fase entre portadoras, a aquisição foi sincronizada com o valor máximo de apenas uma delas (100 kS/s);
- b) Avaliação do uso da modulação LS-PWMs alterando a frequência dos PWMs entre os módulos principalmente no caso assimétrico, permitindo a minimização de perdas de chaveamento nos módulos com maior tensão de barramento.

6. Uso/desenvolvimento de melhores módulos inversores de alta frequência para aplicações MEA e/ou pesquisas utilizado MOSFETs e novos materiais como o SiC (Carbeto de Silício);

7. Desenvolvimento da versão trifásica:

- a) Desenvolvimento do *hardware* necessário com adaptação da placa de condicionamento já existente;
- b) Desenvolvimento próprio dos módulos de potência;
- c) Teste inicial copiando a estrutura de controle para as novas duas fases e posterior otimização usando do código, unindo estruturas para diminuir o espaço alocado na FPGA;
- d) União com o método de balanceamento usando circulação de componentes homopolares.

5.2 ARTIGOS PUBLICADOS E SUBMETIDOS

Aqui estão listados os artigos decorrente dos estudos desenvolvidos para esta tese, divididos por categorias abaixo e com descrição do trabalho desenvolvido em cada um deles.

- Artigo em conferência nacional:

GUILLARDI Júnior, H.; OLIVEIRA, A. M.; POMILIO, J.; GONÇALVES, A. P. C. A simple PLL for more electric aircraft grids based on cinematic model. In: XII Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente (SBAI). [s.n.], 2015. p. 480–484.

Sendo o primeiro teste em *hardware*, no qual se verificou a necessidade do uso de uma FPGA e uma melhor taxa de aquisição para se atender os requisitos do tempo de processamento do algoritmo de controle.

- Artigo em conferência internacional:

GUILLARDI Júnior, H.; POMILIO, J. A.; BUSO, S.; ROSSETTO, L. Modeling and control of a cascade multilevel inverter for power conditioning applications. In: 2016 IEEE 2nd Annual Southern Power Electronics Conference (SPEC). IEEE, 2016. p. 1–6. ISBN 978-1-5090-1546-7.

Artigo constando os primeiros desenvolvimentos e a validade do modelo de controle ainda desenvolvido em meu período de doutorado sanduíche na *Università degli Studi di Padova* (UNIPD), Itália, nele é usado apenas o método de K_I diagonal para $C_v(s)$. Demais resultados não constantes no artigo são apresentados na Apêndice G.

- Artigos aprovados para publicação na conferência internacional SPEC-2019 (5th *Southern Power Electronics Conference*) / COBEP-2019 (15^a Conferência Brasileira de Eletrônica de Potência):

1. *Design Procedures and Prototyping of a FET-Based High Frequency Power Inverter*;

Enuncia os problemas e alguns procedimentos adotados para desenvolvimento de um inversor usando MOSFETs e que atendam as especificações para melhor trabalhar no ambiente de "Aviação mais Elétrica", *More Electric Aircraft* - MEA.

2. *DC Current Redistributor for Electric Aircraft System*.

Estudo da qualidade de energia e compensação de desbalanços da rede CC simétrica apresentada na Figura 1.2.

- Submissão de artigo para revista *IEEE Transactions on Power Electronics* com o título "Dynamic Modeling and DC Link Voltage Control in a Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter as Reactive Compensator".

REFERÊNCIAS

- 787 Electrical System - Boeing 787 Updates. 2016. Disponível em: <<http://787updates.newairplane.com/787-Electrical-Systems/787-Electrical-System>>. Citado na página 26.
- AEROSPACE - Characteristics of aircraft electrical systems (BS-ISO-1540). [S.l.], 2006. 66 p. Citado 8 vezes, nas páginas 10, 12, 26, 27, 40, 75, 78 e 84.
- AGUILERA, R. P.; ACUNA, P.; YU, Y.; KONSTANTINOU, G.; TOWNSEND, C. D.; WU, B.; AGELIDIS, V. G. Predictive control of cascaded h-bridge converters under unbalanced power generation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 64, n. 1, p. 4–13, Jan 2017. ISSN 0278-0046. Citado na página 36.
- AIRCRAFT electric power characteristics (MIL-STD-704F). [S.l.], 2016. 33 p. Citado 11 vezes, nas páginas 10, 24, 25, 26, 29, 40, 74, 78, 82, 84 e 85.
- AKAGI, H. Multilevel converters: Fundamental circuits and systems. *Proceedings of the IEEE*, v. 105, n. 11, p. 2048–2065, 11 2017. ISSN 0018-9219. Citado na página 30.
- AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; FUJITA, K.; NABAE, A. Generalized theory of instantaneous reactive power and its application. *Electrical Engineering in Japan*, v. 103, n. 4, p. 58–66, 07 1983. ISSN 1520-6416. Citado 2 vezes, nas páginas 28 e 29.
- AKAGI, H.; OGASAWARA, S.; KIM, H. The theory of instantaneous power in three-phase four-wire systems: a comprehensive approach. In: *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 1, p. 431–439. Citado 2 vezes, nas páginas 28 e 29.
- ALVARENGA, M. B. de. *Estratégia de modulação PWM aplicada em conversores multiníveis tipo cascata simétrica para o balanceamento das tensões nos barramentos CC e minimização das comutações*. Tese de Doutorado — Universidade de Campinas, 05 2013. Disponível em: <<http://www.bibliotecadigital.unicamp.br/document/?code=000910225&opt=4>>. Citado na página 37.
- ALVARENGA, M. B. de; POMILIO, J. A. Voltage balancing and commutation suppression in symmetrical cascade multilevel converters for power quality applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 61, n. 11, p. 5996–6003, 11 2014. ISSN 0278-0046. Citado na página 37.
- ALVES, J. V. G.; FIGUEIREDO, P. A. de; MALIZIA, I. d. F.; POMILIO, J. A. Analysis and tests of power quality in aviation environment. In: *2016 17th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 272–277. ISSN 2164-0610. Citado na página 25.
- ANGKITITRAKUL, S.; ERICKSON, R. W. Control and implementation of a new modular matrix converter. In: *Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 2, p. 813–819 vol.2. Citado na página 32.

BARUSCHKA, L.; MERTENS, A. A new 3-phase AC/AC modular multilevel converter with six branches in hexagonal configuration. In: *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 4005–4012. Citado na página 32.

BARUSCHKA, L.; MERTENS, A. A new three-phase AC/AC modular multilevel converter with six branches in hexagonal configuration. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 49, n. 3, p. 1400–1410, 05 2013. ISSN 0093-9994. Citado na página 32.

BEIK, O.; EMADI, A. Toward integrated digital aircraft control systems: For electrified-system optimized size, cost, and efficiency. *IEEE Electrification Magazine*, v. 5, n. 4, p. 46–52, 12 2017. ISSN 2325-5897. Citado na página 40.

BERNUSSOU, J.; PERES, P. L. D.; GEROMEL, J. C. A linear programming oriented procedure for quadratic stabilization of uncertain systems. *Systems & Control Letters*, v. 13, n. 1, p. 65–72, 07 1989. ISSN 0167-6911. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/0167691189900224>>. Citado na página 52.

BIAGINI, V.; ZANCHETTA, P.; ODAVIC, M.; SUMNER, M.; DEGANI, M. Control and modulation of a multilevel active filtering solution for variable-speed constant-frequency more-electric aircraft grids. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, v. 9, n. 2, p. 600–608, 05 2013. ISSN 1551-3203. Citado na página 37.

BOYD, S.; GHAOUI, L. E.; FERON, E.; BALAKRISHNAN, V. *Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory*. SIAM, 1994. ISBN 978-1-61197-077-7. Disponível em: <<http://web.stanford.edu/~boyd/lmibook/>>. Citado na página 51.

BRANDÃO, D. I.; GUILLARDI Júnior, H.; PAREDES, H.; MARAFÃO, F.; POMILIO, J. A. Optimized compensation of unwanted current terms by AC power converters under generic voltage conditions. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, PP, n. 99, p. 1–1, 2016. ISSN 0278-0046. Citado 2 vezes, nas páginas 28 e 29.

BRANDÃO, D. I.; GUILLARDI Júnior, H.; POMILIO, J. A.; PAREDES, H. K. M. Optimized compensation based on linear programming applied to distributed electronic power processors. In: *24th IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. [S.l.: s.n.], 2015. Citado na página 29.

BUSARELLO, T. D. C.; MORTEZAEI, A.; PAREDES, H. K. M.; AL-DURRA, A.; POMILIO, J. A.; SIMÕES, M. G. Simplified small-signal model for output voltage control of asymmetric cascaded h-bridge multilevel inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 33, n. 4, p. 3509–3519, April 2018. ISSN 0885-8993. Citado na página 36.

BUSARELLO, T. D. C.; REUTER, A. L. d. S. M.; PÉRES, A.; SIMÕES, M. G. Understanding the staircase modulation strategy and its application in asymmetric cascaded h-bridge multilevel inverter. In: *2018 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–8. Citado na página 34.

CHATTOPADHYAY, S. K.; CHAKRABORTY, C. Performance of three-phase asymmetric cascaded bridge (16 : 4 : 1) multilevel inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 62, n. 10, p. 5983–5992, 10 2015. ISSN 0278-0046. Citado 2 vezes, nas páginas 34 e 35.

CHEN, C.-T. *Linear System Theory and Design*. [S.l.]: Oxford University Press, 2013. ISBN 978-0-19-995957-0. Citado na página 52.

CHEN, J.; ZHANG, X.; WEN, C. Harmonics attenuation and power factor correction of a more electric aircraft power grid using active power filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 63, n. 12, p. 7310–7319, 12 2016. ISSN 0278-0046. Citado na página 27.

CHEN, Z.; LUO, Y.; CHEN, M. Control and performance of a cascaded shunt active power filter for aircraft electric power system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 59, n. 9, p. 3614–3623, 09 2012. ISSN 0278-0046. Citado 2 vezes, nas páginas 30 e 37.

DESTRO, R.; MATAKAS, L.; KOMATSU, W.; AMA, N. R. N. Implementation aspects of adaptive window moving average filter applied to PLLs — comparative study. In: *2013 Brazilian Power Electronics Conference*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 730–736. Citado na página 69.

DU, S.; LIU, J.; LIN, J. Hybrid cascaded h-bridge converter for harmonic current compensation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 5, p. 2170–2179, 2013. ISSN 0885-8993. Citado 2 vezes, nas páginas 30 e 36.

ENVIRONMENTAL conditions and test procedures for airborne equipment (RTCA-DO-160F). [S.l.], 2007. 72 p. Citado 8 vezes, nas páginas 10, 12, 26, 27, 40, 75, 78 e 84.

ERICKSON, R. W.; AL-NASEEM, O. A. A new family of matrix converters. In: *IECON'01. 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (Cat. No.37243)*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 2, p. 1515–1520 vol.2. Citado na página 32.

FARIVAR, G.; HREDZAK, B.; AGELIDIS, V. G. Decoupled control system for cascaded h-bridge multilevel converter based STATCOM. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 63, n. 1, p. 322–331, 01 2016. ISSN 0278-0046. Citado na página 37.

GUERREIRO, J. F.; POMILIO, J. A.; BUSARELLO, T. D. C. Design of a multilevel active power filter for more electrical airplane variable frequency systems. In: *2013 IEEE Aerospace Conference*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–12. Citado 3 vezes, nas páginas 27, 29 e 30.

GUILLARDI Júnior, H.; OLIVEIRA, A. M.; POMILIO, J.; GONÇALVES, A. P. C. A simple PLL for more electric aircraft grids based on cinematic model. In: *XII Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente (SBAI)*. [s.n.], 2015. p. 480–484. Disponível em: <https://www.researchgate.net/publication/286256093_A_simple_PLL_for_More_Electric_Aircraft_grids_based_on_cinematic_model>. Citado 3 vezes, nas páginas 29, 87 e 135.

GUILLARDI Júnior, H.; LIBERADO, E. V.; POMILIO, J. A.; MARAFÃO, F. P. General-compensation-purpose static var compensator prototype. *HardwareX - Elsevier*, v. 5, p. e00049, 04 2019. ISSN 2468-0672. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2468067218300518>>. Citado na página 27.

GUILLARDI Júnior, H.; POMILIO, J. A.; BUSO, S.; ROSSETTO, L. Modeling and control of a cascade multilevel inverter for power conditioning applications. In: *2016 IEEE 2nd Annual Southern Power Electronics Conference (SPEC)*. IEEE, 2016. p. 1–6. ISBN 978-1-5090-1546-7. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7846018/>>. Citado 2 vezes, nas páginas 71 e 87.

GUPTA, A. K.; KHAMBADKONE, A. M. A space vector modulation scheme to reduce common mode voltage for cascaded multilevel inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 22, n. 5, p. 1672–1681, 09 2007. ISSN 0885-8993. Citado 2 vezes, nas páginas 34 e 35.

- HAMMOND, P. W. A new approach to enhance power quality for medium voltage drives. In: *Industry Applications Society 42nd Annual Petroleum and Chemical Industry Conference*. [S.l.: s.n.], 1995. p. 231–235. Citado na página 31.
- HASSIBI, A.; HOW, J.; BOYD, S. A path-following method for solving BMI problems in control. In: *Proceedings of the 1999 American Control Conference (Cat. No. 99CH36251)*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 2, p. 1385–1389. Citado na página 52.
- IMAN-EINI, H.; SCHANEN, J. L.; FARHANGI, S.; ROUDET, J. A modular strategy for control and voltage balancing of cascaded h-bridge rectifiers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 5, p. 2428–2442, 09 2008. ISSN 0885-8993. Citado na página 37.
- JIANG, W.; HUANG, L.; ZHANG, L.; ZHAO, H.; WANG, L.; CHEN, W. Control of active power exchange with auxiliary power loop in a single-phase cascaded multilevel converter-based energy storage system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 2, p. 1518–1532, 02 2017. ISSN 0885-8993. Citado na página 36.
- JOLLY, J. A380: Airbus to stop making superjumbo as orders dry up. *The Guardian*, 02 2019. ISSN 0261-3077. Disponível em: <<https://www.theguardian.com/business/2019/feb/14/a380-airbus-to-end-production-of-superjumbo>>. Citado na página 26.
- KAMANI, P. L.; MULLA, M. A. Simplified SHE pulse-amplitude modulation for multilevel inverters. *IET Power Electronics*, v. 11, n. 14, p. 2191–2197, 2018. ISSN 1755-4535. Citado na página 34.
- KAUTSKY, J.; NICHOLS, N. K.; DOOREN, P. V. Robust pole assignment in linear state feedback. *International Journal of Control*, v. 41, n. 5, p. 1129–1155, 1985. ISSN 0020-7179. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1080/0020718508961188>>. Citado 3 vezes, nas páginas 46, 48 e 50.
- KAWAMURA, W.; HAGIWARA, M.; AKAGI, H. Control and experiment of a modular multilevel cascade converter based on triple-star bridge cells. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 50, n. 5, p. 3536–3548, 09 2014. ISSN 0093-9994. Citado na página 32.
- KEIM, T. ECCE 2017 explores electrification of aircraft [society news]. *IEEE Power Electronics Magazine*, v. 5, n. 1, p. 60–64, 03 2018. ISSN 2329-9207. Citado na página 24.
- KNAUP, P. *Conergy Inverter*. 2007. WO/2007/048420. Disponível em: <<https://patentscope.wipo.int/search/en/detail.jsf?docId=WO2007048420>>. Citado na página 30.
- LANDO, J.-L. *Fixed frequency electrical generation system and corresponding control procedure*. 2006. 7064455. Disponível em: <<http://www.freepatentsonline.com/7064455.html>>. Citado na página 24.
- LESNICAR, A.; MARQUARDT, R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range. In: *2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 3, p. 6 pp. Vol.3. Citado 2 vezes, nas páginas 31 e 32.
- LI, Y.; WU, B. A novel DC voltage detection technique in the CHB inverter-based STATCOM. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 23, n. 3, p. 1613–1619, 07 2008. ISSN 0885-8977. Citado na página 37.

LISERRE, M.; MONOPOLI, V. G.; DELL'AQUILA, A.; PIGAZO, A.; MORENO, V. Multi-level phase-shifting carrier PWM technique in case of non-equal dc-link voltages. In: *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1639–1642. Citado na página 39.

LIU, L.; LI, H.; HWANG, S.; KIM, J. An energy-efficient motor drive with autonomous power regenerative control system based on cascaded multilevel inverters and segmented energy storage. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 49, n. 1, p. 178–188, 01 2013. ISSN 0093-9994. Citado na página 30.

MA, L.; KERESKES, T.; TEODORESCU, R.; JIN, X.; FLORICAU, D.; LISERRE, M. The high efficiency transformer-less PV inverter topologies derived from NPC topology. In: *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–10. Citado na página 30.

MALINOWSKI, M.; GOPAKUMAR, K.; RODRIGUEZ, J.; PEREZ, M. A. A survey on cascaded multilevel inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 7, p. 2197–2206, 07 2010. ISSN 0278-0046. Citado 3 vezes, nas páginas 10, 34 e 35.

MARIETHOZ, S. Systematic design of high-performance hybrid cascaded multilevel inverters with active voltage balance and minimum switching losses. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 7, p. 3100–3113, 07 2013. ISSN 0885-8993. Citado 2 vezes, nas páginas 30 e 35.

MARQUEZ, A.; LEON, J. I.; VAZQUEZ, S.; PORTILLO, R.; FRANQUELO, L. G.; FREIRE, E.; KOURO, S. Variable-angle phase-shifted PWM for multilevel three-cell cascaded h-bridge converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 64, n. 5, p. 3619–3628, 05 2017. ISSN 0278-0046. Citado 4 vezes, nas páginas 37, 39, 67 e 86.

MATHEW, E.; SHUKLA, A. A novel submodule capacitor voltage balancing scheme for hybrid cascaded multilevel converter by injection of zero sequence current. In: *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 4534–4540. Citado na página 36.

MCMURRAY, W. *Fast response stepped-wave switching power converter circuit*. 1971. 3581212A. Disponível em: <<https://patents.google.com/patent/US3581212>>. Citado na página 31.

MEYNARD, T. A.; FOCH, H. Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters. In: *PESC '92 Record. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 1992. p. 397–403 vol.1. Citado na página 30.

MEYNARD, T. A.; FOCH, H.; THOMAS, P.; COURAULT, J.; JAKOB, R.; NAHRSTAEDT, M. Multicell converters: basic concepts and industry applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 49, n. 5, p. 955–964, 10 2002. ISSN 0278-0046. Citado na página 30.

MONOPOLI, V. G.; KO, Y.; BUTICCHI, G.; LISERRE, M. Performance comparison of variable-angle phase-shifting carrier PWM techniques. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 65, n. 7, p. 5272–5281, 07 2018. ISSN 0278-0046. Citado 3 vezes, nas páginas 39, 67 e 86.

MONOPOLI, V. G.; MARQUEZ, A.; LEON, J. I.; KO, Y.; BUTICCHI, G.; LISERRE, M. Improved harmonic performance of cascaded h-bridge converters with thermal control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 66, n. 7, p. 4982–4991, 07 2019. ISSN 0278-0046. Citado 2 vezes, nas páginas 39 e 67.

MOOSAVI, M.; FARIVAR, G.; IMAN-EINI, H.; SHEKARABI, S. M. A voltage balancing strategy with extended operating region for cascaded h-bridge converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 9, p. 5044–5053, 09 2014. ISSN 0885-8993. Citado na página 37.

MOOSAVI, M.; TOLIYAT, H. A. A multicell cascaded high-frequency link inverter with soft switching and isolation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 66, n. 4, p. 2518–2528, 04 2019. ISSN 0278-0046. Citado na página 36.

MORTEZAEI, A.; SIMÕES, M. G.; BUBSHAIT, A. S.; BUSARELLO, T. D. C.; MARAFÃO, F. P.; AL-DURRA, A. Multifunctional control strategy for asymmetrical cascaded h-bridge inverter in microgrid applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 53, n. 2, p. 1538–1551, 03 2017. ISSN 0093-9994. Citado na página 30.

MORTEZAEI, A.; SIMÕES, M.; BUSARELLO, T. D. C.; MARAFÃO, F. P.; DURRA, A. A. Grid-connected symmetrical cascaded multilevel converter for power quality improvement. *IEEE Transactions on Industry Applications*, PP, n. 99, p. 1–1, 2018. ISSN 0093-9994. Citado na página 36.

NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. A new neutral-point-clamped PWM inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-17, n. 5, p. 518–523, 09 1981. ISSN 0093-9994. Citado na página 30.

NEYSHABOURI, Y.; IMAN-EINI, H.; MIRANBEIGI, M. State feedback control strategy and voltage balancing scheme for a transformer-less STATic synchronous COMPensator based on cascaded h-bridge converter. *IET Power Electronics*, v. 8, n. 6, p. 906–917, 06 2015. ISSN 1755-4535. Citado 2 vezes, nas páginas 39 e 42.

ODAVIC, M.; SUMNER, M.; ZANCHETTA, P. Control of a multi-level active shunt power filter for more electric aircraft. In: *13th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–10. Citado 3 vezes, nas páginas 27, 30 e 37.

OLIVEIRA, M. C. d.; SKELTON, R. E. *Stability tests for constrained linear systems. In Perspectives in Robust Control*. Springer Science & Business Media, 2001. volume 268 of Lecture Notes in Control and Information Science. 241–257 p. ISBN 978-1-85233-452-9. Disponível em: <<https://link.springer.com/chapter/10.1007/BFb0110624>>. Citado na página 52.

OLIVEIRA, R. C. L. F.; OLIVEIRA, M. C. d.; PERES, P. L. D. Robust state feedback LMI methods for continuous-time linear systems: Discussions, extensions and numerical comparisons. In: *2011 IEEE International Symposium on Computer-Aided Control System Design (CACSD)*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1038–1043. Citado na página 53.

PADUA, M.; DECKMANN, S.; SPERANDIO, G. S.; MARAFÃO, F.; COLON, D. Comparative analysis of synchronization algorithms based on PLL, RDFT and kalman filter. In: *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 964–970. Citado na página 29.

- PAL, A.; BASU, K. A unidirectional single-stage three-phase soft-switched isolated DC–AC converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 34, n. 2, p. 1142–1158, 02 2019. ISSN 0885-8993. Citado na página 36.
- PARREIRAS, T. M.; MACHADO, A. P.; AMARAL, F. V.; LOBATO, G. C.; BRITO, J. A. S.; FILHO, B. C. Forward dual-active-bridge solid-state transformer for a SiC-based cascaded multilevel converter cell in solar applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 54, n. 6, p. 6353–6363, 11 2018. ISSN 0093-9994. Citado na página 30.
- PENG, F. Z.; LIU, Y.; YANG, S.; ZHANG, S.; GUNASEKARAN, D.; KARKI, U. Transformerless unified power-flow controller using the cascade multilevel inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 8, p. 5461–5472, 08 2016. ISSN 0885-8993. Citado na página 30.
- PEREZ-BASANTE, A.; CEBALLOS, S.; KONSTANTINOU, G.; POU, J.; KORTABARRIA, I.; ALEGRIA, I. M. de. A universal formulation for multilevel selective harmonic elimination - PWM with half-wave symmetry. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 34, n. 1, p. 943–957, 01 2019. ISSN 0885-8993. Citado na página 34.
- RAVEENDRAN, V.; ANDRESEN, M.; LISERRE, M. Improving onboard converter reliability for more electric aircraft with lifetime-based control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 66, n. 7, p. 5787–5796, 07 2019. ISSN 0278-0046. Citado na página 25.
- ROBOAM, X.; SARENI, B.; ANDRADE, A. More electricity in the air: Toward optimized electrical networks embedded in more-electrical aircraft. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 6, n. 4, p. 6–17, 12 2012. ISSN 1932-4529. Citado 4 vezes, nas páginas 10, 24, 25 e 26.
- ROJAS, C. A.; KOURO, S.; PEREZ, M. A.; ECHEVERRIA, J. DC–DC MMC for HVdc grid interface of utility-scale photovoltaic conversion systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 65, n. 1, p. 352–362, 01 2018. ISSN 0278-0046. Citado na página 30.
- ROODSARI, B. N.; NOWICKI, E. P. Fast space vector modulation algorithm for multilevel inverters and its extension for operation of the cascaded h-bridge inverter with non-constant DC sources. *IET Power Electronics*, v. 6, n. 7, p. 1288–1298, 08 2013. ISSN 1755-4535. Citado 2 vezes, nas páginas 34 e 35.
- SAJADI, R.; IMAN-EINI, H.; BAKHSHIZADEH, M. K.; NEYSHABOURI, Y.; FARHANGI, S. Selective harmonic elimination technique with control of capacitive DC-link voltages in an asymmetric cascaded h-bridge inverter for STATCOM application. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 65, n. 11, p. 8788–8796, 11 2018. ISSN 0278-0046. Citado na página 30.
- SARLIOGLU, B.; MORRIS, C. T. More electric aircraft: Review, challenges, and opportunities for commercial transport aircraft. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, v. 1, n. 1, p. 54–64, 06 2015. ISSN 2332-7782. Citado na página 24.
- SARLIOGLU, B.; NAHID-MOBARAKEH, B. Welcome aboard the more electric aircraft [about this issue]. *IEEE Electrification Magazine*, v. 5, n. 4, p. 2–3, 12 2017. ISSN 2325-5897. Citado na página 25.
- SCHWEIZER, M.; LIZAMA, I.; FRIEDLI, T.; KOLAR, J. W. Comparison of the chip area usage of 2-level and 3-level voltage source converter topologies. In: *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 391–396. Citado na página 30.

SOEIRO, T. B.; KOLAR, J. W. The new high-efficiency hybrid neutral-point-clamped converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 5, p. 1919–1935, 05 2013. ISSN 0278-0046. Citado na página 30.

SUN, Y.; ZHAO, J.; JI, Z. An improved CPS-PWM method for cascaded multilevel STATCOM under unequal losses. In: *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 418–423. Citado 2 vezes, nas páginas 37 e 39.

TARISCIOTTI, L.; ZANCHETTA, P.; WATSON, A.; BIFARETTI, S.; CLARE, J. C.; WHEELER, P. W. Active dc voltage balancing pwm technique for high-power cascaded multilevel converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 61, n. 11, p. 6157–6167, Nov 2014. ISSN 0278-0046. Citado na página 37.

TENTI, P.; MATTAVELLI, P. A time-domain approach to power term definitions under non-sinusoidal conditions. In: *6th International Workshop on Power Definitions and Measurements under Non-Sinusoidal Conditions*. [S.l.: s.n.], 2003. Citado na página 29.

TENTI, P.; MATTAVELLI, P.; PAREDES, H. Conservative power theory, sequence components and accountability in smart grids. In: *2010 International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation (ISNCC)*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 37–45. Citado 2 vezes, nas páginas 16 e 29.

TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F.; PEDERSEN, J. K.; CENGELCI, E.; ENJETI, P. N. Multilevel inverter by cascading industrial VSI. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 49, n. 4, p. 832–838, 08 2002. ISSN 0278-0046. Citado na página 30.

TOWNSEND, C. D.; SUMMERS, T. J.; BETZ, R. E. Phase-shifted carrier modulation techniques for cascaded h-bridge multilevel converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 62, n. 11, p. 6684–6696, 11 2015. ISSN 0278-0046. Citado na página 35.

UBIRATAN, E. *Menor voo com o A380 é mais curto que a ponte aérea Rio-São Paulo - AERO Magazine*. 2019. Disponível em: <https://aeromagazine.uol.com.br/artigo/menor-voo-com-o-a380-e-mais-curto-que-ponte-aerea-rio-sao-paulo_4412.html>. Citado na página 26.

VANANTWERP, J. G.; BRAATZ, R. D. A tutorial on linear and bilinear matrix inequalities. *Journal of Process Control*, v. 10, n. 4, p. 363–385, 08 2000. ISSN 0959-1524. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0959152499000566>>. Citado na página 52.

WANG, H.; LIU, S. Capacitor voltage regulation of modular multilevel cascaded converter (mmcc-sdbc) as shunt active power filter under different pcc voltages. *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, p. 132–137, Oct 2017. Citado na página 36.

WANG, L.; ZHANG, D.; WANG, Y.; WU, B.; ATHAB, H. S. Power and voltage balance control of a novel three-phase solid-state transformer using multilevel cascaded h-bridge inverters for microgrid applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 4, p. 3289–3301, 04 2016. ISSN 0885-8993. Citado na página 36.

WHEELER, P.; BOZHKO, S. The more electric aircraft: Technology and challenges. *IEEE Electrification Magazine*, v. 2, n. 4, p. 6–12, 12 2014. ISSN 2325-5897. Citado na página 25.

XIN, Z.; GUPTA, A.; KHENG, T. Y. Rolls-royce's perspective on electrification in the aerospace industry [society news]. *IEEE Power Electronics Magazine*, v. 6, n. 2, p. 80–80, 06 2019. ISSN 2329-9207. Citado na página 25.

YE, Z.; JIANG, L.; ZHANG, Z.; YU, D.; WANG, Z.; DENG, X.; FERNANDO, T. A novel dc-power control method for cascaded h-bridge multilevel inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 64, n. 9, p. 6874–6884, Sept 2017. ISSN 0278-0046. Citado na página 36.

ZANCHETTA, P.; DEGANI, M.; LIU, J.; MATTAVELLI, P. Iterative learning control with variable sampling frequency for current control of grid-connected converters in aircraft power systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 49, n. 4, p. 1548–1555, 07 2013. ISSN 0093-9994. Citado na página 25.

ZAPAROLLI, D. Voos mais limpos. *Pesquisa FAPESP*, n. 281, p. 76–77, 07 2019. Disponível em: <<https://revistapesquisa.fapesp.br/2019/07/10/voos-mais-limpos/>>. Citado na página 25.

Apêndices

APÊNDICE A – DESENVOLVIMENTO DO MODELO LINEARIZADO PARA 3 MÓDULOS

Os cálculos que seguem exemplificam a derivação do modelo no ponto de equilíbrio para um CHB de três módulos, podendo ser expandido para n módulos ou simplificado para apenas 2. As equações se baseiam na expressão (2.4) (derivada em torno dos valores de equilíbrio/trabalho do conversor), sendo calculada para cada um dos n módulos, iterativamente.

Para o módulo #1:

$$\begin{aligned}
 \left. \frac{\partial P_1}{\partial V_{DC1}^{ref}} \right|_{eq} \cdot \tilde{v}_{DC1}^{ref} &= \frac{1}{2} \cdot \hat{I}_{Ld}^{ref} \cdot \\
 &\quad \cdot (\Re(\overrightarrow{v_{inv}}) - |\overrightarrow{m_2}| \cdot V_{DC2}^{ref} - |\overrightarrow{m_3}| \cdot V_{DC3}^{ref} - \dots) \cdot \frac{V_{DCt}^{ref} - V_{DC1}^{ref}}{V_{DCt}^{ref2}} \cdot \tilde{v}_{DC1}^{ref} \\
 \left. \frac{\partial P_1}{\partial V_{DC2}^{ref}} \right|_{eq} \cdot \tilde{v}_{DC2}^{ref} &= -\frac{1}{2} \cdot \hat{I}_{Ld}^{ref} \cdot V_{DC1}^{ref} \cdot \\
 &\quad \cdot \frac{(\Re(\overrightarrow{v_{inv}}) - |\overrightarrow{m_2}| \cdot V_{DC2}^{ref} - |\overrightarrow{m_3}| \cdot V_{DC3}^{ref} - \dots) + |\overrightarrow{m_2}| \cdot V_{DCt}^{ref}}{V_{DCt}^{ref2}} \cdot \tilde{v}_{DC2}^{ref} \\
 \left. \frac{\partial P_1}{\partial V_{DC3}^{ref}} \right|_{eq} \cdot \tilde{v}_{DC3}^{ref} &= -\frac{1}{2} \cdot \hat{I}_{Ld}^{ref} \cdot V_{DC1}^{ref} \cdot \\
 &\quad \cdot \frac{(\Re(\overrightarrow{v_{inv}}) - |\overrightarrow{m_2}| \cdot V_{DC2}^{ref} - |\overrightarrow{m_3}| \cdot V_{DC3}^{ref} - \dots) + |\overrightarrow{m_3}| \cdot V_{DCt}^{ref}}{V_{DCt}^{ref2}} \cdot \tilde{v}_{DC3}^{ref} \\
 &\quad \vdots \\
 \left. \frac{\partial P_1}{\partial \hat{I}_{Ld}^{ref}} \right|_{eq} \cdot \tilde{i}_{Ld}^{ref} &= \frac{1}{2} \cdot V_{DC1}^{ref} \cdot \frac{\Re(\overrightarrow{v_{inv}}) - |\overrightarrow{m_2}| \cdot V_{DC2}^{ref} - |\overrightarrow{m_3}| \cdot V_{DC3}^{ref} - \dots}{V_{DCt}^{ref}} \cdot \tilde{i}_{Ld}^{ref} \\
 \left. \frac{\partial P_1}{\partial |\overrightarrow{m_2}|} \right|_{eq} \cdot \tilde{m}_2 &= -\frac{1}{2} \cdot V_{DC1}^{ref} \cdot \hat{I}_{Ld}^{ref} \cdot \frac{V_{DC2}^{ref}}{V_{DCt}^{ref}} \cdot \tilde{m}_2 \\
 \left. \frac{\partial P_1}{\partial |\overrightarrow{m_3}|} \right|_{eq} \cdot \tilde{m}_3 &= -\frac{1}{2} \cdot V_{DC1}^{ref} \cdot \hat{I}_{Ld}^{ref} \cdot \frac{V_{DC3}^{ref}}{V_{DCt}^{ref}} \cdot \tilde{m}_3 \\
 &\quad \vdots
 \end{aligned} \tag{A.1}$$

Para o módulo #2:

$$\begin{aligned}
\left. \frac{\partial P_2}{\partial V_{DC1}^{ref}} \right|_{eq} \cdot \tilde{v}_{DC1}^{ref} &= -\frac{1}{2} \cdot \hat{I}_{Ld}^{ref} \cdot V_{DC2}^{ref} \cdot \\
&\quad \cdot \frac{\Re(\vec{v}_{inv}) - |\vec{m}_2| \cdot V_{DC2}^{ref} - |\vec{m}_3| \cdot V_{DC3}^{ref} - \dots}{V_{DCt}^{ref\,2}} \cdot \tilde{v}_{DC1}^{ref} \\
\left. \frac{\partial P_2}{\partial V_{DC2}^{ref}} \right|_{eq} \cdot \tilde{v}_{DC2}^{ref} &= \frac{1}{2} \cdot \hat{I}_{Ld}^{ref} \cdot \\
&\quad \cdot (\Re(\vec{v}_{inv}) - |\vec{m}_2| \cdot V_{DC2}^{ref} - |\vec{m}_3| \cdot V_{DC3}^{ref} - \dots + |\vec{m}_2| \cdot V_{DC2}^{ref}) \cdot \\
&\quad \cdot \frac{V_{DCt}^{ref} - V_{DC2}^{ref}}{V_{DCt}^{ref\,2}} \cdot \tilde{v}_{DC2}^{ref} \\
\left. \frac{\partial P_2}{\partial V_{DC3}^{ref}} \right|_{eq} \cdot \tilde{v}_{DC3}^{ref} &= -\frac{1}{2} \cdot \hat{I}_{Ld}^{ref} \cdot V_{DC2}^{ref} \cdot \\
&\quad \cdot \frac{(\Re(\vec{v}_{inv}) - |\vec{m}_2| \cdot V_{DC2}^{ref} - |\vec{m}_3| \cdot V_{DC3}^{ref} - \dots) + |\vec{m}_3| \cdot V_{DCt}^{ref}}{V_{DCt}^{ref\,2}} \cdot \tilde{v}_{DC3}^{ref} \\
&\quad \vdots \\
\left. \frac{\partial P_2}{\partial \hat{I}_{Ld}^{ref}} \right|_{eq} \cdot \tilde{i}_{Ld}^{ref} &= \frac{1}{2} \cdot V_{DC2}^{ref} \cdot \left(\frac{\Re(\vec{v}_{inv}) - |\vec{m}_2| \cdot V_{DC2}^{ref} - |\vec{m}_3| \cdot V_{DC3}^{ref} - \dots}{V_{DCt}^{ref}} + |\vec{m}_2| \right) \cdot \tilde{i}_{Ld}^{ref} \\
\left. \frac{\partial P_2}{\partial |\vec{m}_2|} \right|_{eq} \cdot \tilde{m}_2 &= \frac{1}{2} \cdot V_{DC2}^{ref} \cdot \hat{I}_{Ld}^{ref} \cdot \frac{V_{DCt}^{ref} - V_{DC2}^{ref}}{V_{DCt}^{ref}} \cdot \tilde{m}_2 \\
\left. \frac{\partial P_2}{\partial |\vec{m}_3|} \right|_{eq} \cdot \tilde{m}_3 &= -\frac{1}{2} \cdot V_{DC2}^{ref} \cdot \hat{I}_{Ld}^{ref} \cdot \frac{V_{DC3}^{ref}}{V_{DCt}^{ref}} \cdot \tilde{m}_3 \\
&\quad \vdots
\end{aligned} \tag{A.2}$$

Para o módulo #3:

$$\begin{aligned}
\left. \frac{\partial P_3}{\partial V_{DC1}^{ref}} \right|_{eq} \cdot \tilde{v}_{DC1}^{ref} &= -\frac{1}{2} \cdot \hat{I}_{Ld}^{ref} \cdot V_{DC3}^{ref} \cdot \\
&\quad \cdot \frac{\Re(\vec{v}_{inv}) - |\vec{m}_2| \cdot V_{DC2}^{ref} - |\vec{m}_3| \cdot V_{DC3}^{ref} - \dots}{V_{DCt}^{ref\,2}} \cdot \tilde{v}_{DC1}^{ref} \\
\left. \frac{\partial P_3}{\partial V_{DC2}^{ref}} \right|_{eq} \cdot \tilde{v}_{DC2}^{ref} &= -\frac{1}{2} \cdot \hat{I}_{Ld}^{ref} \cdot V_{DC3}^{ref} \cdot \\
&\quad \cdot \frac{(\Re(\vec{v}_{inv}) - |\vec{m}_2| \cdot V_{DC2}^{ref} - |\vec{m}_3| \cdot V_{DC3}^{ref} - \dots) + |\vec{m}_2| \cdot V_{DCt}^{ref}}{V_{DCt}^{ref\,2}} \cdot \tilde{v}_{DC2}^{ref} \\
\left. \frac{\partial P_3}{\partial V_{DC3}^{ref}} \right|_{eq} \cdot \tilde{v}_{DC3}^{ref} &= \frac{1}{2} \cdot \hat{I}_{Ld}^{ref} \cdot \\
&\quad \cdot (\Re(\vec{v}_{inv}) - |\vec{m}_2| \cdot V_{DC2}^{ref} - |\vec{m}_3| \cdot V_{DC3}^{ref} - \dots + |\vec{m}_3| \cdot V_{DCt}^{ref}) \cdot \\
&\quad \cdot \frac{V_{DCt}^{ref} - V_{DC3}^{ref}}{V_{DCt}^{ref\,2}} \cdot \tilde{v}_{DC3}^{ref} \\
&\quad \vdots \\
\left. \frac{\partial P_3}{\partial \hat{I}_{Ld}^{ref}} \right|_{eq} \cdot \tilde{i}_{Ld}^{ref} &= \frac{1}{2} \cdot V_{DC3}^{ref} \cdot \left(\frac{\Re(\vec{v}_{inv}) - |\vec{m}_2| \cdot V_{DC2}^{ref} - |\vec{m}_3| \cdot V_{DC3}^{ref} - \dots}{V_{DCt}^{ref}} + |\vec{m}_3| \right) \cdot \tilde{i}_{Ld}^{ref} \\
\left. \frac{\partial P_3}{\partial |\vec{m}_2|} \right|_{eq} \cdot \tilde{m}_2 &= -\frac{1}{2} \cdot V_{DC3}^{ref} \cdot \hat{I}_{Ld}^{ref} \cdot \frac{V_{DC2}^{ref}}{V_{DCt}^{ref}} \cdot \tilde{m}_2 \\
\left. \frac{\partial P_3}{\partial |\vec{m}_3|} \right|_{eq} \cdot \tilde{m}_3 &= \frac{1}{2} \cdot V_{DC3}^{ref} \cdot \hat{I}_{Ld}^{ref} \cdot \frac{V_{DCt}^{ref} - V_{DC3}^{ref}}{V_{DCt}^{ref}} \cdot \tilde{m}_3 \\
&\quad \vdots
\end{aligned} \tag{A.3}$$

Sendo $V_{DCt}^{ref} = \sum_{l=1}^n V_{DCl}$.

Observa-se um padrão nas expressões $\left. \frac{\partial P_l}{\partial \hat{I}_{Ld}^{ref}} \right|_{eq} \cdot \tilde{i}_{Ld}^{ref}$ e $\left. \frac{\partial P_l}{\partial |\vec{m}_l|} \right|_{eq} \cdot \tilde{m}_l$, que possuem valores positivos, sendo a derivada cruzada desse último (P_l e m_l relativos a módulos diferentes), sempre negativa. Como comentado na Seção 3.1, variações em \hat{I}_{Ld}^{ref} afetam diretamente a potência absorvida de todos os módulos do CHB, enquanto variações de \tilde{m}_l afetam diretamente apenas seu correspondente módulo l e inversamente os demais.

Analisando os termos do tipo $\left. \frac{\partial P_l}{\partial V_{DCl}^{ref}} \right|_{eq} \cdot \tilde{v}_{DCl}^{ref}$, tem-se variações diretas na potência P_l absorvida pelo correspondente módulo ao variar sua tensão de barramento e inversa ao se variar as tensões dos demais módulos. Essas observações podem ser expandidas para n módulos.

Olhando para o barramento CC, as perdas podem ser escritas em termos dos valores médios de tensão e corrente do barramento de cada módulo l . Considerando que, no barramento

CC, a perda de potência pode ser calculada pela tensão e corrente absorvida e considerando uma pequena variação, \tilde{v}_{DCl}^{ref} pode ser negligenciada em (A.4).

$$P_l = V_{DCl} \cdot I_{DCl} \Rightarrow \tilde{p}_l = \overset{0}{\cancel{\tilde{v}_{DCl}^{ref}}} \cdot I_{DCl} + V_{DCl}^{ref} \cdot \tilde{i}_{DCl} \quad (\text{A.4})$$

É possível, ainda, obter uma relação entre a taxa de variação das tensões dos barramentos e as variáveis de controle através da relação (A.5)

$$C_{DCl} \cdot \frac{d\tilde{v}_{DCl}}{dt} = \tilde{i}_{DCl} \Rightarrow \dot{\tilde{v}}_{DCl} = \frac{1}{C_{DCl} \cdot V_{DCl}^{ref}} \cdot \tilde{p}_l \quad (\text{A.5})$$

Finalmente, substituindo (A.4) em (A.5) para cada $l \leq n \mid l \in \mathbb{N}^*$ se pode obter a relação de variação de \tilde{v}_{DCl} em função das demais variáveis em torno do ponto de equilíbrio do sistema e, assim, escrever um sistema matricial $\begin{cases} \dot{\tilde{x}} = A \cdot \tilde{x} + B \cdot \tilde{u} \\ \dot{\tilde{y}} = C \cdot \tilde{x} + D \cdot \tilde{u} \end{cases}$ que descreve essa dinâmica, com $\tilde{x} = [\tilde{v}_{DC1} \ \tilde{v}_{DC2} \ \dots]^T$ e $\tilde{u} = [\tilde{i}_{Ld}^{ref} \ \tilde{m}_2 \ \tilde{m}_3 \ \dots]^T$, chegando na equação (2.5) apresentada no texto.

APÊNDICE B – DIAGRAMAS FASORIAIS PARA DIFERENTES SITUAÇÕES DA TOPOLOGIA

Este apêndice apresenta o comportamento fasorial devido ao controle de desbalanceamento, para as situações de 2 (Figuras B.1 e B.2) e 3 módulos (Figuras B.3 e B.4) nas condições de apenas balanceado as perdas dos módulos, sem função extra ativada para o conversor (compensação de corrente reativa ou não ativa da carga), e, para a situação de compensação de carga reativo-indutiva. A situação de compensação de harmônicos não é mostrada pois deve-se levar em consideração os fasores em cada uma das frequência presentes na corrente de compensação, sendo a compensação das perdas executada apenas na 1ª harmônica.

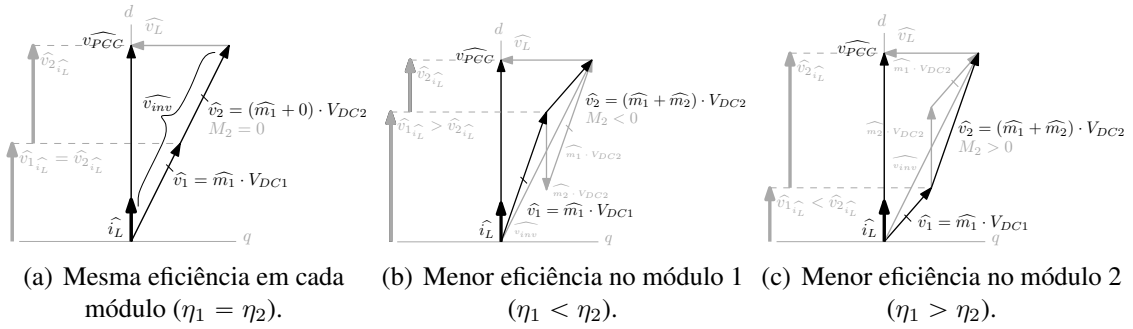


Figura B.1 – Diagrama fasorial para o balanço de perdas de 2 módulos.

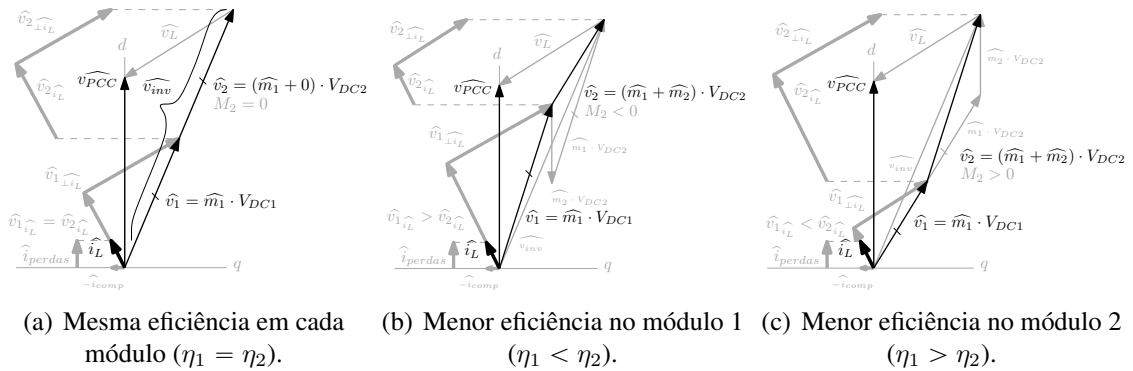
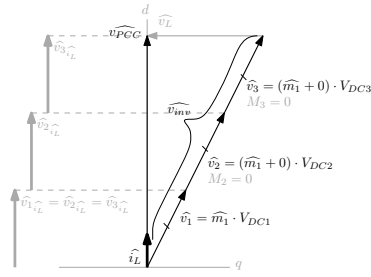


Figura B.2 – Diagrama fasorial para o balanço de perdas de 2 módulos realizando compensação de ativa de corrente reativo indutiva.



(a) Mesma eficiência em cada módulo.

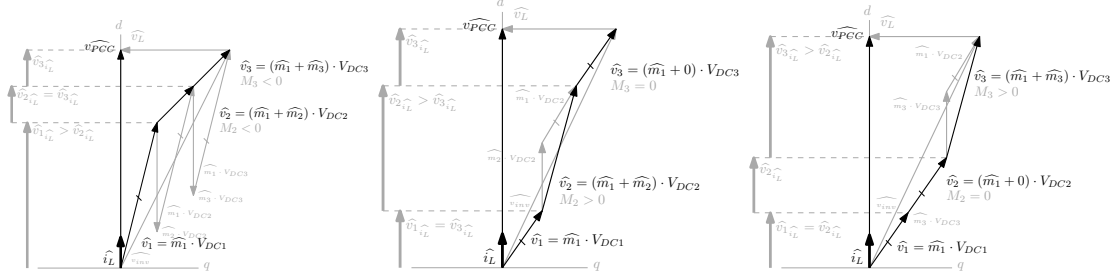
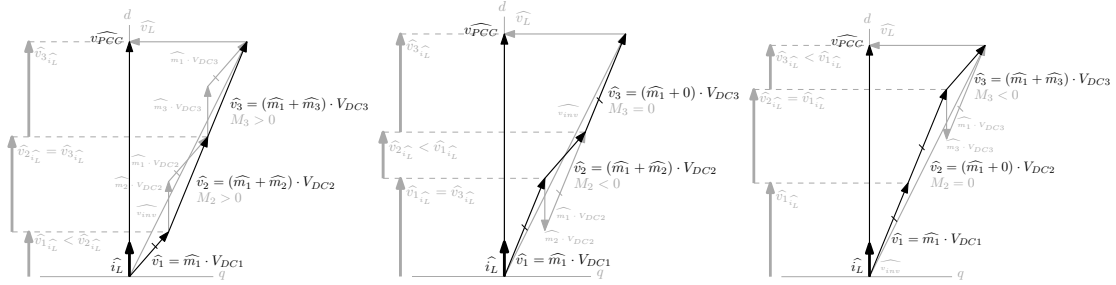
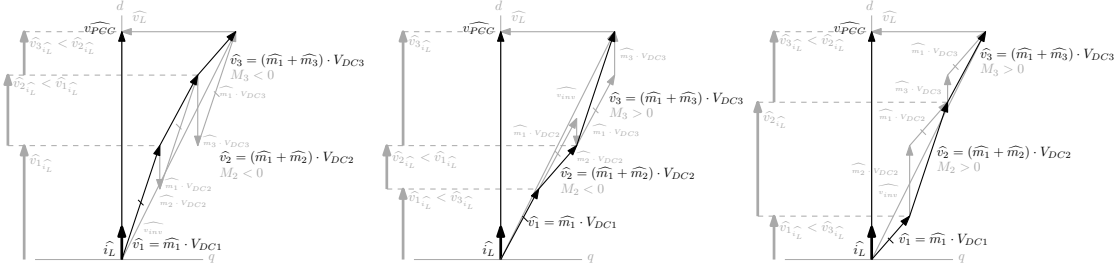
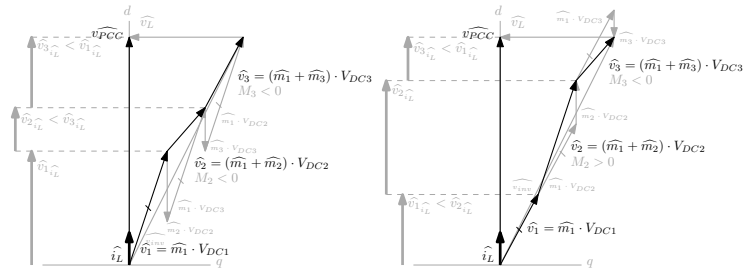
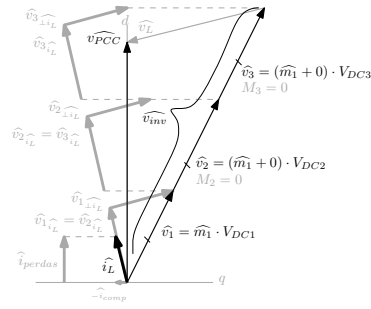
(b) Menor eficiência no módulo 1 (c) Menor eficiência no módulo 2 (d) Menor eficiência no módulo 3
($\eta_1 < \eta_2 = \eta_3$). ($\eta_2 < \eta_1 = \eta_3$). ($\eta_1 = \eta_2 > \eta_3$).(e) Maior eficiência no módulo 1 (f) Maior eficiência no módulo 2 (g) Maior eficiência no módulo 3
($\eta_1 > \eta_2 = \eta_3$). ($\eta_2 > \eta_1 = \eta_3$). ($\eta_1 = \eta_2 < \eta_3$).(h) $\eta_1 < \eta_2 < \eta_3$. (i) $\eta_3 < \eta_1 < \eta_2$. (j) $\eta_2 < \eta_3 < \eta_1$.(k) $\eta_1 < \eta_3 < \eta_2$. (l) $\eta_2 < \eta_1 < \eta_3$.

Figura B.3 – Diagrama fasorial para o balanço de perdas de 3 módulos.



(a) Mesma eficiência em cada módulo.

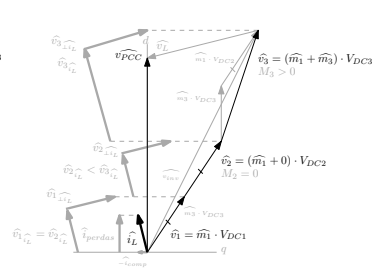
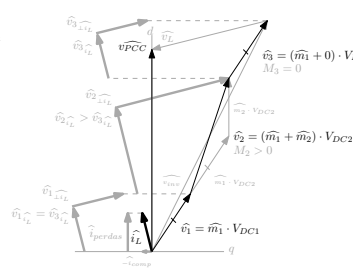
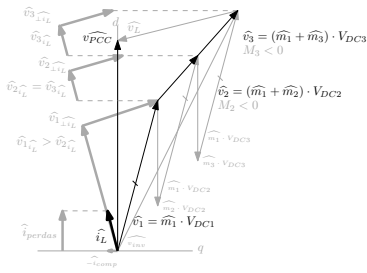
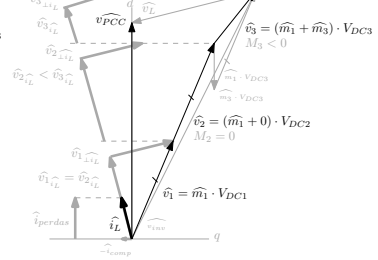
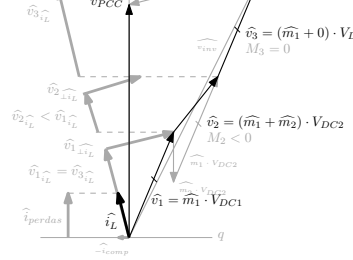
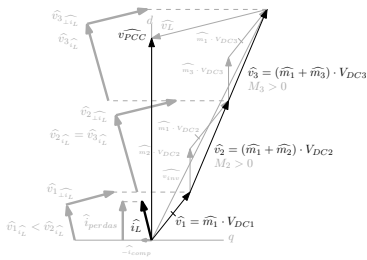
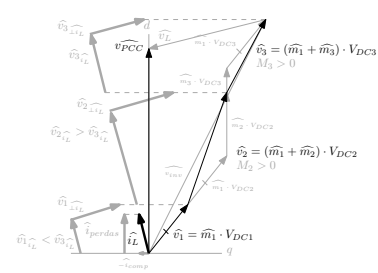
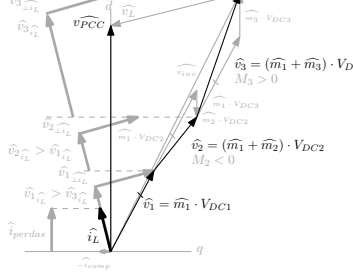
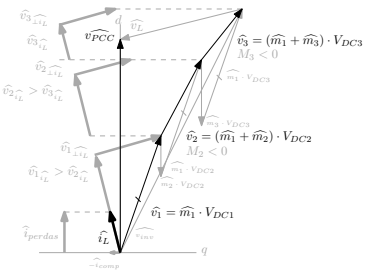
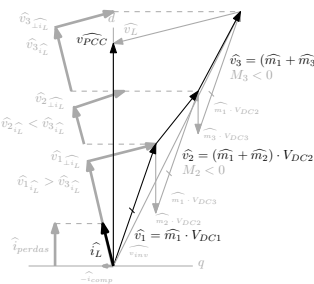
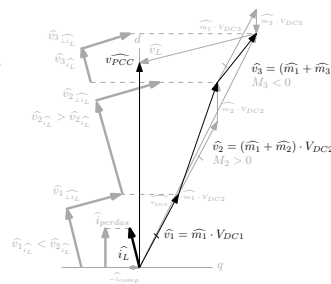
(b) Menor eficiência no módulo 1 ($\eta_1 < \eta_2 = \eta_3$). (c) Menor eficiência no módulo 2 ($\eta_2 < \eta_1 = \eta_3$). (d) Menor eficiência no módulo 3 ($\eta_1 = \eta_2 > \eta_3$).(e) Maior eficiência no módulo 1 ($\eta_1 > \eta_2 = \eta_3$). (f) Maior eficiência no módulo 2 ($\eta_2 > \eta_1 = \eta_3$). (g) Maior eficiência no módulo 3 ($\eta_1 = \eta_2 < \eta_3$).(h) $\eta_1 < \eta_2 < \eta_3$.(i) $\eta_3 < \eta_1 < \eta_2$.(j) $\eta_2 < \eta_3 < \eta_1$.(k) $\eta_1 < \eta_3 < \eta_2$.(l) $\eta_2 < \eta_1 < \eta_3$.

Figura B.4 – Diagrama fasorial para o balanço de perdas de 3 módulos realizando compensação de ativa de corrente reativo indutiva.

APÊNDICE C – CÓDIGO MATLAB® PARA CÁLCULO DOS CONTROLADORES ATRAVÉS DE LMIS

```

1  function output = placeLMI_range(A,B,varargin)
2  % Place the closed loop system poles in a range by the calculation of the
3  % controllers gain K and Ki. Informing the A and B open loop matrix of the
4  % system, the closed loop form is [A+B*K, B; -Ki, 0].
5  % Options (without the poles will be placed more left far way as possible):
6  % 's1' vertical right edge (place to left of this edge);
7  % 's2' vertical left edge (place to right of this edge);
8  % 'K' define externally the K matrix values (calculate only Ki);
9  % 'xi' Parameter used in the Finsler equation, must be positive (standard
10 % 0.001). In some way change the percuse of the solution in the solver;
11 % 'normK' H2 norm restriction to the Ki, proportional gain matrix value
12 % (minimize them), use the limite value, 0 to not minimize and -1 to
13 % maximum minimization;
14 % 'normKi' the same above to integrative gain matrix Ki;
15 % 'tol' tolerance to the LMI result evaluation (standart 1e-8). If the
16 % LMIs result in a negative value of less than 'tol', it is considered
17 % the problem as not feasible;
18 % 'plot' graphical visualization of the result;
19 % 'solver' solver motor (standart 'sedumi').
20 %
21 % Written by prof. Ricardo C. L. F. Oliveira, 27-February-2017 (to only K).
22 % Revised by Hildo Guillard Jr.
23 % Written on Matlab R2016b, SeDuMi 1.3, Yalmip 30-Sep-2016.
24 % Update on May-2017 to calculate K and Ki. Update on June-2017 with the
25 % H2 norm of the K and Ki matrices to limit its values.
26 options = [];
27 if nargin > 2
28     if nargin == 3
29         options = varargin{1};
30     else
31         options = struct(varargin{:});
32     end
33 end
34 if ~isfield(options,'s1'), options.s1=-1; end
35 if ~isfield(options,'s2'), options.s2=-1; end
36 if ~isfield(options,'xi'), options.xi=0.001; end
37 if isfield(options,'K'), options.normK=0; end
38 if ~isfield(options,'normK'), options.normK=0; end
39 if ~isfield(options,'normKi'), options.normKi=0; end
40 if ~isfield(options,'solver'), options.solver='sedumi'; end
41 if ~isfield(options,'tol'), options.tol=0; end
42 if ~isfield(options,'plot'), options.plot=0; end
43 n = size(A,1); % System order.
44 m = size(B,2); % Number of inputs.
45
46 G11 = sdpvar(n,n,'full');
47 G21 = sdpvar(n,n,'full');
48 G22 = sdpvar(n,n,'full');
49 H21 = sdpvar(n,n,'full');
50 H22 = sdpvar(n,n,'full');
```

```

51 G = [G11, G11; G21, G22]; % G (and H equivalent) matrix structure restriction.
52 H = [G11, G11; H21, H22]; %H=G;
53 if ~isfield(options,'K')
54     Z1 = sdpvar(m,n,'full'); % To calculate the "K" gain value.
55 else
56     Z1 = options.K * G11; % "K" gain value given.
57 end
58 Z2 = sdpvar(n,n,'full');
59
60 for xi=options.xi
61     output.cpusec_m = cloc;
62     LMIs = [];
63     if options.s1 ~= -1 % Righth edge (place to left of this edge).
64         P1 = sdpvar(2*n,2*n,'symmetric');
65         T11_11 = A*G11+B*Z1+B*G21;
66         T11_12 = A*G11+B*Z1+B*G22;
67         T11_21 = -Z2;
68         T11_22 = -Z2;
69         T11a = [T11_11, T11_12; T11_21, T11_22]+options.s1*G; % Plan restriction (p. 38, module 1, IA892).
70         T11 = T11a+T11a';
71         T12 = P1-G' + xi*(T11a);
72         T22 = -xi*G-xi*G';
73         LMIs = [LMIs,P1>=0,[T11, T12; T12', T22]<=0]; % Finsler's Lema (p. 11, module 8, IA892).
74     end
75     if options.s2 ~= -1 % Left edge (place to right of this edge).
76         P2 = sdpvar(2*n,2*n,'symmetric');
77         T11_11 = -A*G11-B*Z1-B*H21;
78         T11_12 = -A*G11-B*Z1-B*H22;
79         T11_21 = Z2;
80         T11_22 = Z2;
81         T11a = [T11_11, T11_12; T11_21, T11_22]-options.s2*H; % Plan restriction (p. 38, module 1, IA892)
82         T11 = T11a+T11a';
83         T12 = P2-H' + xi*(T11a);
84         T22 = -xi*H-xi*H';
85         LMIs = [LMIs, P2>=0, [T11, T12; T12', T22]<=0]; % Finsler's Lema (p. 11, module 8, IA892).
86     end
87     obj = [];
88     if options.normK ~= 0
89         muK = sdpvar();
90         if options.normK == -1
91             betaK = sdpvar();
92             obj = [obj betaK];
93         else
94             betaK = options.normK;%options.tol=0;
95         end
96         T11 = G11+G11'-muK*eye(n);
97         T21 = Z1;
98         T22 = betaK*eye(m);
99         LMIs = [LMIs, [T11, T21'; T21, T22]>=0, muK>=1e-6];
100     if options.normKi == -1
101         LMIs = [LMIs, betaK>=1e-6];
102     end
103 end
104 if options.normKi ~= 0
105     muKi = sdpvar();
106     if options.normKi == -1
107         betaKi = sdpvar();
108         obj = [obj betaKi];
109     else

```



```

110         betaKi = options.normKi;%options.tol=0;
111     end
112     T11 = G11+G11'-muKi*eye(n);
113     T21 = Z2;
114     T22 = betaKi*eye(m);
115     LMIs = [LMIs, [T11, T21'; T21, T22]>=0, muKi>=1e-6];
116     if options.normKi == -1
117         LMIs = [LMIs, betaKi>=1e-6];
118     end
119 end
120
121 output.L = 0;
122 for i=1:size(LMIs,1)
123     output.L = output.L + size(LMIs(i),1); % determine the number of LMI rows
124 end
125 output.V = size(getvariables(LMIs),2); % determine the number of scalar variables
126 output.cpusec_m = etime(clock,output.cpusec_m); % evaluate the elapsed time to mount the LMIs set
127 sol = solvesdp(LMIs, obj, sdpsettings('verbose', 0, 'solver', options.solver, 'cachesolvers', 1)); % solve the LMIs
128 output.cpusec_s = sol.solvertime; % evaluate the elapsed time to solve the LMIs set
129 p = min(checkset(LMIs)); % retrieving the minimal primal residual
130 output.feas = 0;
131 % capturing the solutions (if ones exist)
132 if p > -options.tol
133     output.feas = 1;
134     if ~isfield(options,'K')
135         output.K = double(Z1)/double(G11);
136     else
137         output.K = options.K;
138     end
139     output.Ki = double(Z2)/double(G11);
140     output.Acl = [A+B*output.K B;-output.Ki zeros(n)];
141     output.xi = xi;
142     Acl_K = A+B*output.K; % Closed loop just with proportional part.
143     if options.normK ~= 0
144         output.muK = double(muK);
145         output.betaK = double(betaK);
146     end
147     if options.normKi ~= 0
148         output.muKi = double(muKi);
149         output.betaKi = double(betaKi);
150     end
151     if options.plot
152         plot(real(eig(output.Acl)),imag(eig(output.Acl)),'x');
153         hold on
154         plot(real(eig(Acl_K)),imag(eig(Acl_K)),'r');
155         if options.s1 ~= -1
156             plot([-options.s1 -options.s1],[1000 -1000],'b--');
157             axis(axis .* [1, .95, 1, 1] )
158         end
159         if options.s2 ~= -1
160             plot([-options.s2 -options.s2],[1000 -1000],'r--');
161             axis(axis .* [1.05, 1, 1, 1] )
162         end
163         grid
164         hold off
165     end
166     break
167 end
168 end

```

APÊNDICE D – VALORES DOS CONTROLADORES USADOS

Esta seção lista os valores numéricos dos controladores de corrente $C_i(s)$ na Tabela D.1 e de tensão $C_v(s)$ na Tabela D.2 utilizados durante as simulações (Capítulo 3) e experimentos (Capítulo 4) para as diferentes condições de banda de corte (BW) e tensões dos barramentos ($V_{DC1,2,\dots,n}^{ref}$). Ambos controladores são do tipo PI, sendo $C_v(s)$ do tipo MIMO.

Os valores discretizados seguiram a regra apresentada ao final da Seção 2.2.1 e não são aqui apresentados. E em particular para o controlador de corrente, foi sempre usada uma indutância L de 1,2 mH. Durante o desenvolvimento deste trabalho foi sempre usada uma banda $BW_{C_i(s)} \leq f_{sw}/10$ para o controle de corrente $C_v(s)$, devido o resultado apresentado na Figura G.3.

Tabela D.1 – Valores numéricos usados para o controle de corrente $C_i(s)$.

Banda de controle (kHz)	Margem de fase (°)	Tensão total de barramento $V_{DC_{total}}^{ref}$ (V)	<i>Feedforward</i> ¹	Ganho proporcional (A ⁻¹)	Ganho integrativo (A ⁻¹)
1,5	não aplicada	400 (402)	$\frac{V_{AC} \cdot \sqrt{2}}{V_{DC_{total}}^{ref}}$	0,027.463.495.740.841	0
		500		0,021.970.796.592.673	
		560		0,019.616.782.672.029	
		680		0,016.154.997.494.612	
6	não aplicada	400	$\frac{V_{AC} \cdot \sqrt{2}}{V_{DC_{total}}^{ref}}$	0,109.735.856.994.342	0
		450		0,097.542.983.994.970	
8	não aplicada	400	$\frac{V_{AC} \cdot \sqrt{2}}{V_{DC_{total}}^{ref}}$	0,146.309.879.660.068	0
		500		0,117.047.903.728.055	
		560		0,104.507.056.900.049	
		680		0,086.064.635.094.158	
Valores utilizados no protótipo inicial, mostrado no Apêndice G:					
1	70	400	$\frac{V_{AC} \cdot \sqrt{2}}{V_{DC_{total}}^{ref}}$	0,016.735.330.926.791	47,064.702.404.040.760
2				0,033.920.426.037.508	$1,727.303.325.810.019 \times 10^2$
4				0,068.290.616.258.942	$6,598.643.762.536.856 \times 10^2$

Para o controlador de tensão foi sempre usado uma banda de controle de $BW_{C_v(s)}$ de 0,6 Hz, capacitância dos módulos $C_{DC,1,2,3}$ igual a 1200 μF e, adotado os valor $M_{2,3}^{eq} = 0$ e $I_{Ld}^{eq} = 1$ A para linearização da equação (2.4).

Tabela D.2 – Valores numéricos usados para o controle de tensão $C_i(s)$.

Tensões dos barramentos (V)	Ganho proporcional (V^{-1})			Ganho integrativo diagonal $K_I^{diagonal}$ (V^{-1})			Ganho integrativo $K_I^{cheio} = T^{-1} \cdot K$ (V^{-1})		
$[200; 200]^T$		0,010.897.039.665.5 −0,016.075.309.789.9	0,010.897.039.665.5 0,016.075.309.789.9		0,005.414.538.936.19 0	0 0,034.779.816.509.2		0,009.243.179.523.66 −0,010.186.790.714.2	0,009.243.179.523.66 0,010.186.790.714.2
$[250; 250]^T$		0,013.621.299.581.9 −0,014.614.203.510.5	0,013.594.056.982.8 0,014.619.423.465.9		0,006.769.577.450.45 0	0 0,034.737.831.753.3		0,011.553.974.404.6 −0,010.184.969.940.8	0,011.530.866.455.8 0,010.188.607.846.1
$[280; 280]^T$		0,015.255.855.531.8 −0,014.083.866.202.1	0,015.255.855.531.8 0,014.083.866.202.1		0,007.580.354.510.67 0	0 0,034.779.816.509.1		0,012.940.461.683.5 −0,010.186.782.566.3	0,012.940.461.683.5 0,010.186.782.566.3
$[340; 340]^T$		0,018.524.967.431.4 −0,013.416.319.151.6	0,018.524.967.431.4 0,013.416.319.151.6		0,009.204.716.191.53 0	0 0,034.779.816.509.2		0,015.713.418.660.6 −0,010.186.781.981.6	0,015.713.418.660.6 0,010.186.781.981.6
$[268; 134]^T$		0,014.602.033.151.8 −0,015.028.577.001.6	0,007.301.016.575.91 0,018.047.708.205.2		0,007.852.335.060.13 0	0 0,024.102.162.297.8		0,012.385.868.257.6 −0,008.983.621.777.57	0,006.192.934.128.79 0,010.788.365.688.2
$[300; 100]^T$		0,016.345.559.498.3 −0,014.720.021.792.6	0,005.448.519.832.77 0,020.141.173.781.7		0,009.243.196.134.91 0	0 0,020.373.544.814.3		0,013.864.769.285.5 −0,007.982.044.766.48	0,004.621.589.761.83 0,010.921.706.030.1
$[150; 150; 150]^T$		0,140.01 −0,209.16 −0,209.16	0,139.08 0,209.19 $1,8706 \times 10^{-17}$	0,138.15 $9,7281 \times 10^{-17}$ 0,209.22	0,009.243.196 0 0	0 6,706.996 0	0 0 1,043.058	1,5780 −2,3097 −2,3127	1,5675 2,3100 $2,0684 \times 10^{-16}$
$[50; 100; 300]^T$		0,046.361 −0,218.83 −0,218.83	0,092.721 0,211.60 $-1,3230 \times 10^{-16}$	0,278.16 $-2,3111 \times 10^{-16}$ 0,206.78	5,022.183.2 0 0	0 5,350.525.7 0	0 0 0,938.219.17	não calculado	
$[35; 105; 315]^T$		0,032.452 −0,224.80 −0,224.80	0,097.357 0,211.18 $5,5065 \times 10^{-17}$	0,292.07 $7,1384 \times 10^{-18}$ 0,206.64	5,058.099.9 0 0	0 5,459.841.0 0	0 0 0,923.049.07	não calculado	

Os valores das matriz K e K_I possuem um comportamento numérico característico, em parte já anunciado ao fim da Seção 3.1:

1. Para iguais valores de tensões de referência $V_{DC1,2,3}^{ref}$, a primeira linha de K tente a ter valores iguais e as linhas subsequentes, valores divergentes nos sinais entre o módulo um e cada um dos módulos em que a correspondente linha do controle de desbalanço atua. Para a coluna sobressalente, que não a primeira ou a atuante da variável $M_\star \mid \star \leq n$, o valor tende a 0, como observado para 3 módulos;
2. Não se tem um padrão visível em $K_I^{diagonal}$ mas, K_I^{cheio} , como esperado pela derivação $T^{-1} \cdot K$, apresenta o mesmo comportamento anterior.

¹O controle de corrente utiliza a adição da parcela v_{PCC} de forma que suas parcelas de valores proporcional e interativa sejam zero quando se deseja $i_L = 0$ A.

APÊNDICE E – ESQUEMA ELÉTRICO DA PLACA DE CONTROLE DESENVOLVIDA

Aqui é apresentada uma visão geral do *hardware* desenvolvido, incluindo esquemas elétricos e uma descrição da placa de controle desenvolvida (Figura E.3). A Figura E.1 mostra a montagem geral do protótipo e suas ligações, com os detalhes das conexões analógicas usadas, a Tabela E.1 e Figura E.2 mostram as especificações usadas para construção do indutor de saída e calibrações listadas na Tabela E.2.

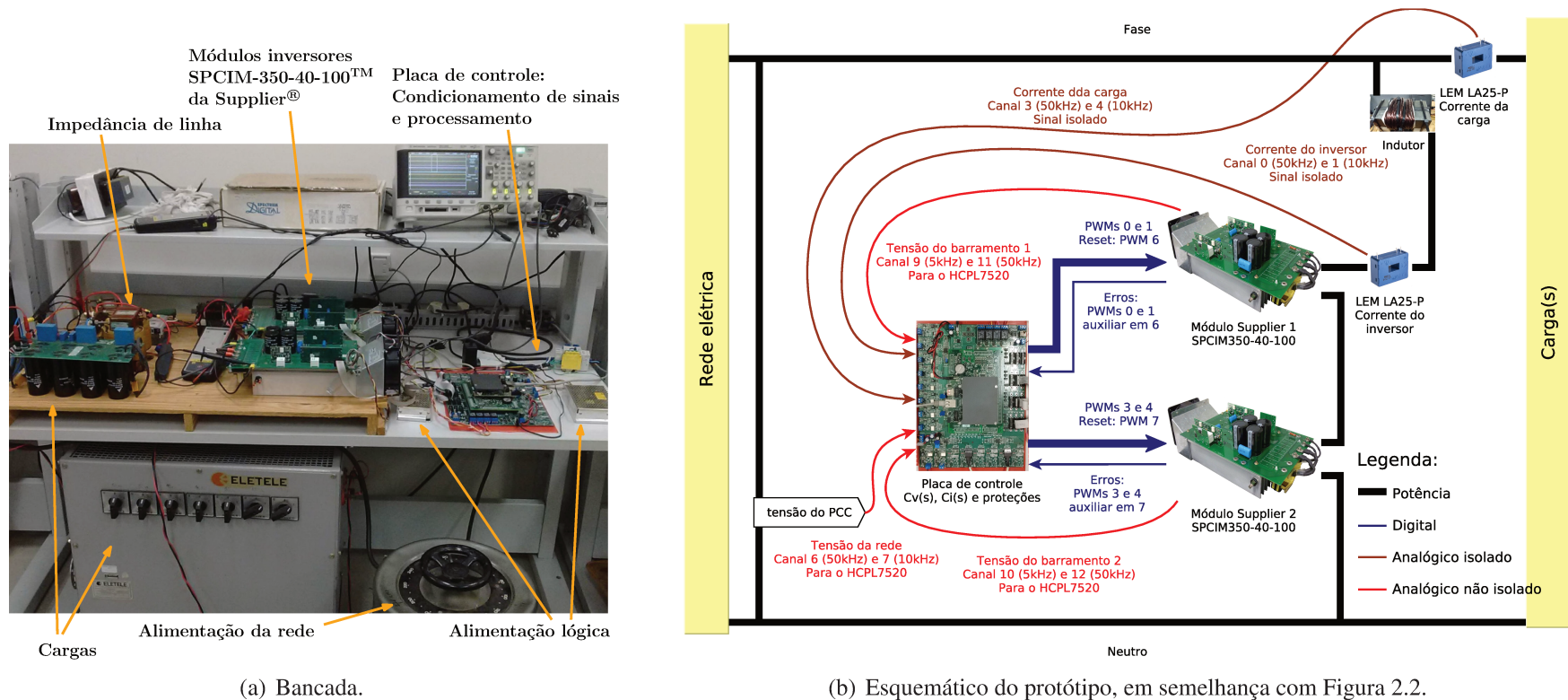


Figura E.1 – Detalhes das partes usadas para confecção do protótipo.

Para bobinamento do indutor foi confeccionado um "Fio Litz" composto de vários fios de mesma seção isolados, conectados em paralelo e torcidos ao longo de seu próprio eixo, conforme especificações da Tabela E.1. Essa composição é necessária para se diminuir a perda de condução pelo efeito pelicular (*skin effect*).

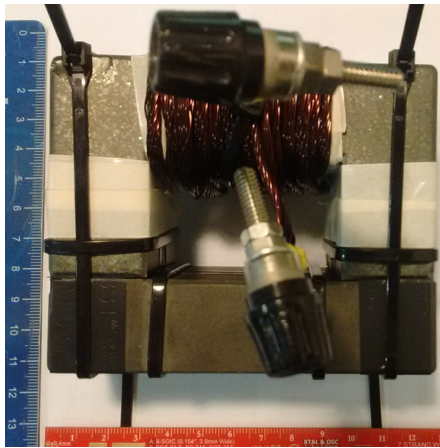
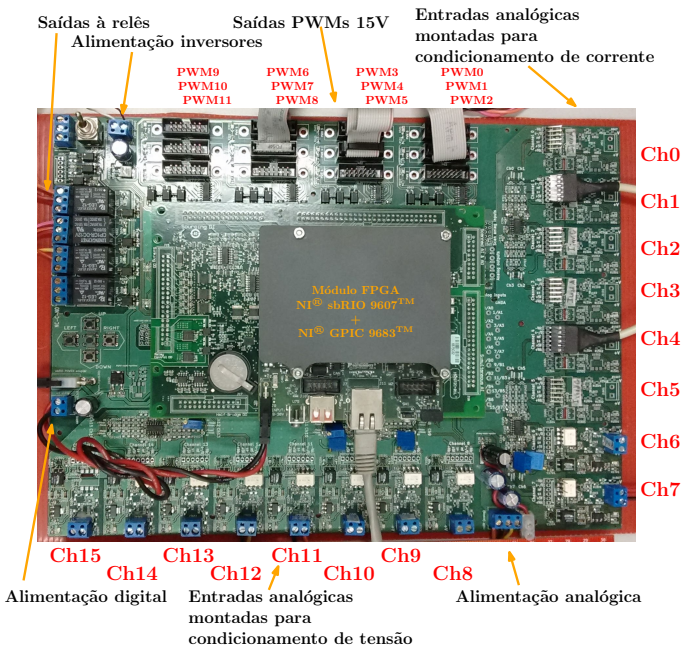


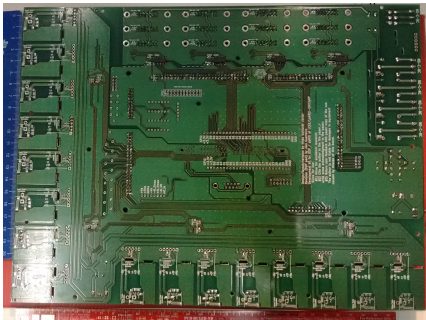
Figura E.2 – Indutor utilizado como filtro passivo de saída do CHB.

Tabela E.1 – Parâmetros utilizados na construção do indutor.

Parâmetros	Valor
Indutância nominal	1,2 mH
Seção da janela magnética	632,4 mm
Comprimento do circuito	259,6 mm
Fluxo magnético máximo	0,35 Wb/m
Corrente de pico	15 A
Permeabilidade relativa (μ_{r0})	2300
Formato do núcleo	C-I
Fio usado	22 AWG
Quantidade de fios em paralelo	14
Número de espiras	19
Comprimento de cada fio	4,2 m
Entreferro	0,7678 mm

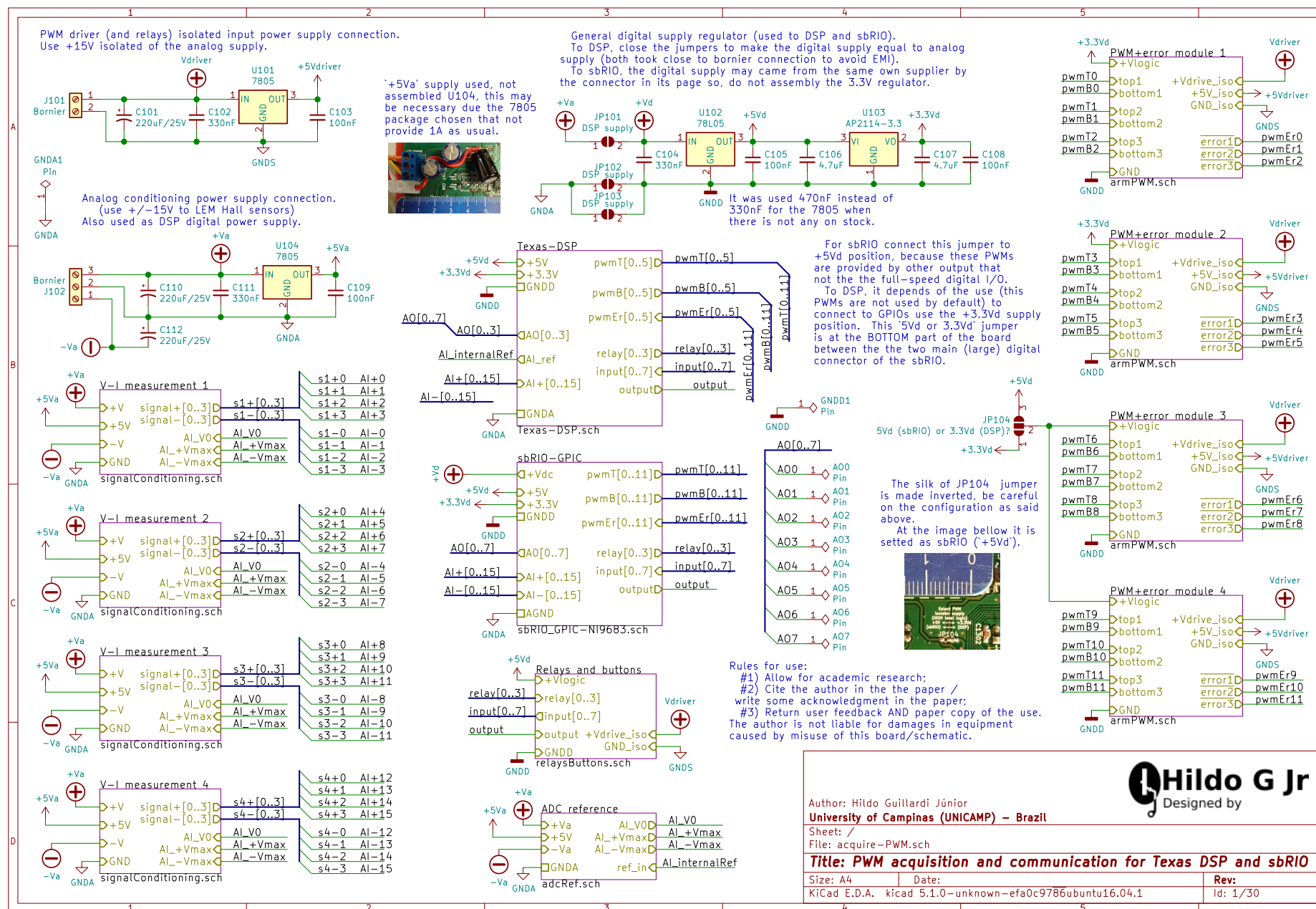


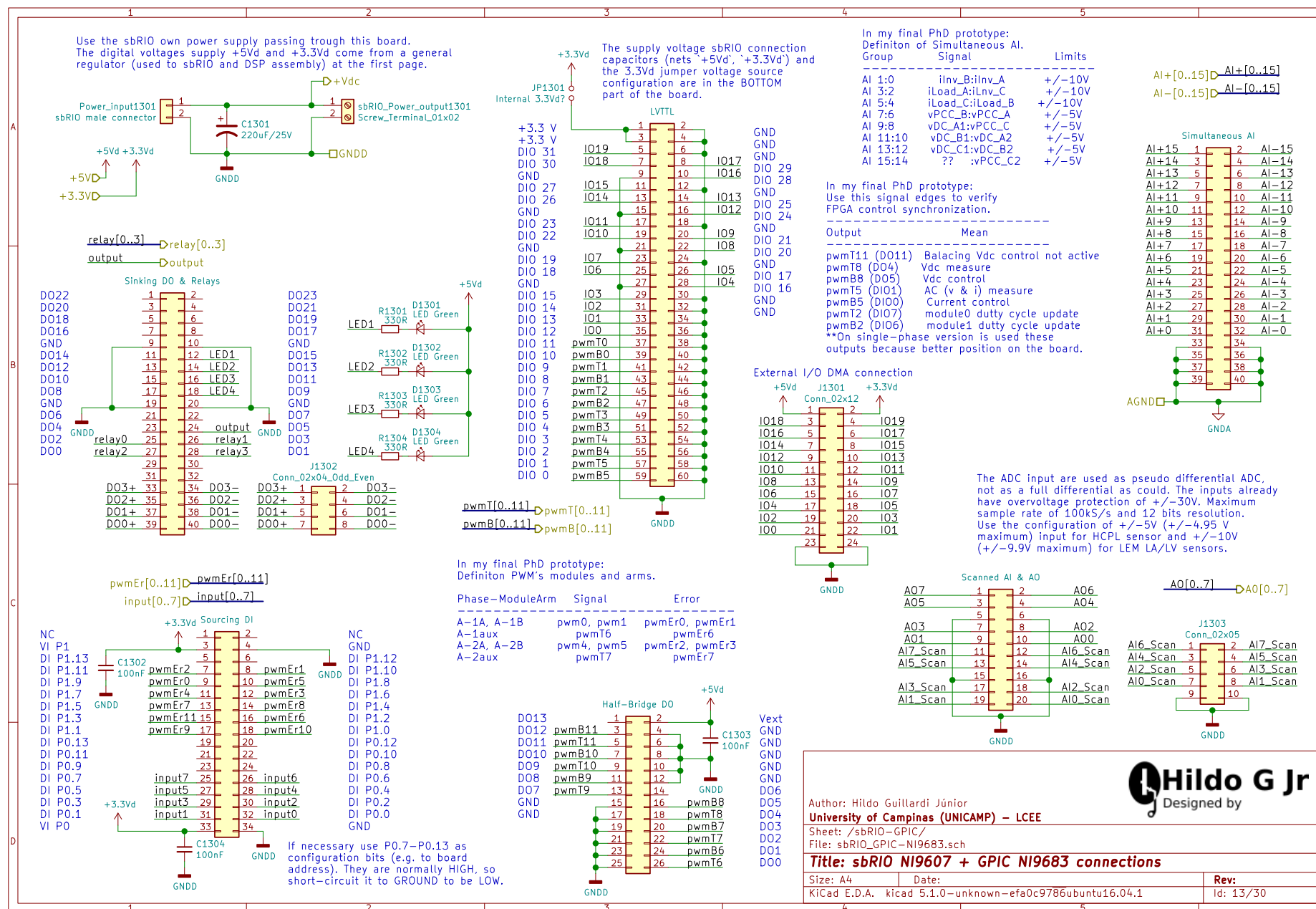
(a) Vista superior com as conexões usadas no protótipo.

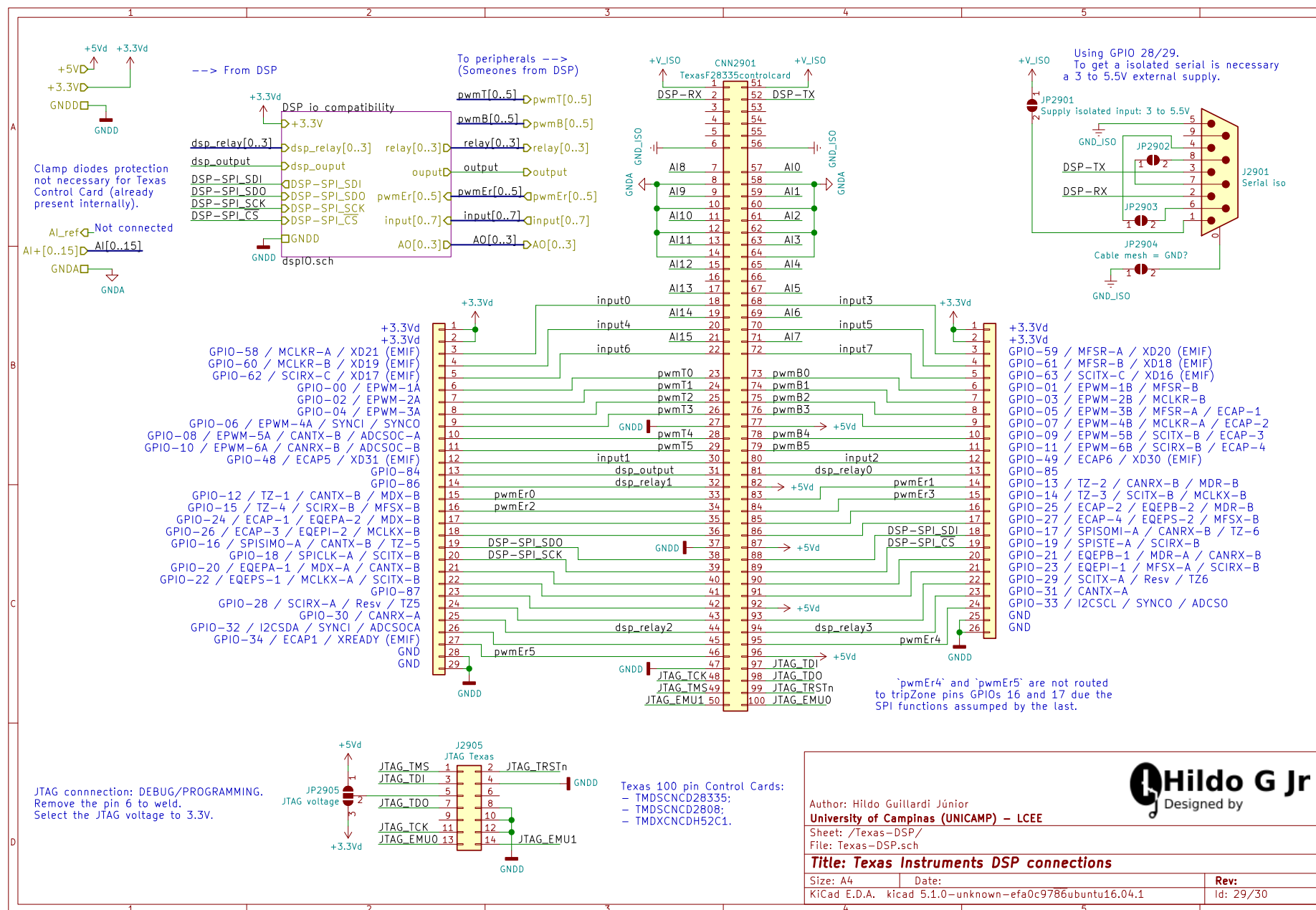


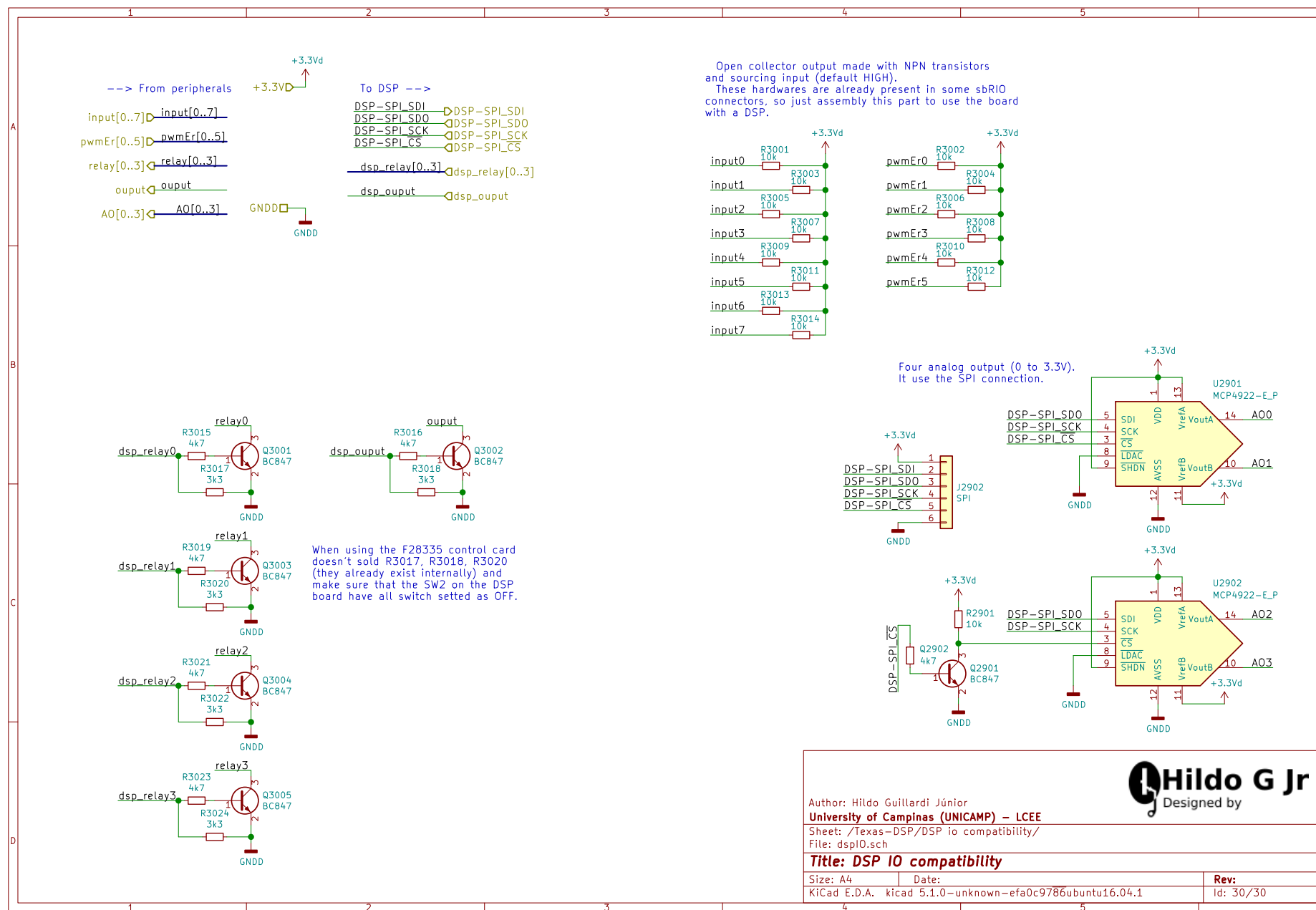
(b) Vista inferior.

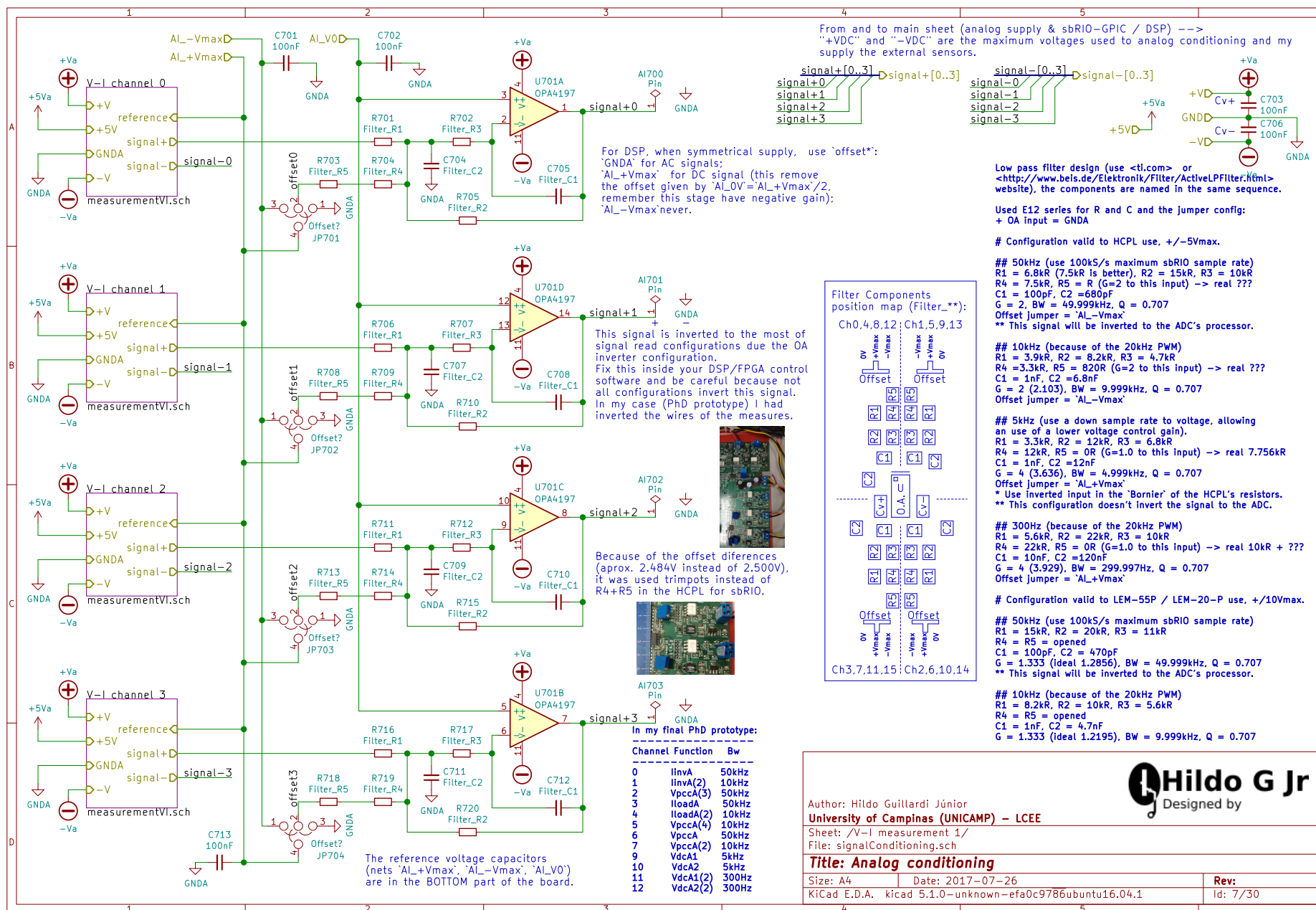
Figura E.3 – Placa de conexão com a NI® sbRIO™, condicionamento de sinais analógicos e digitais desenvolvida.

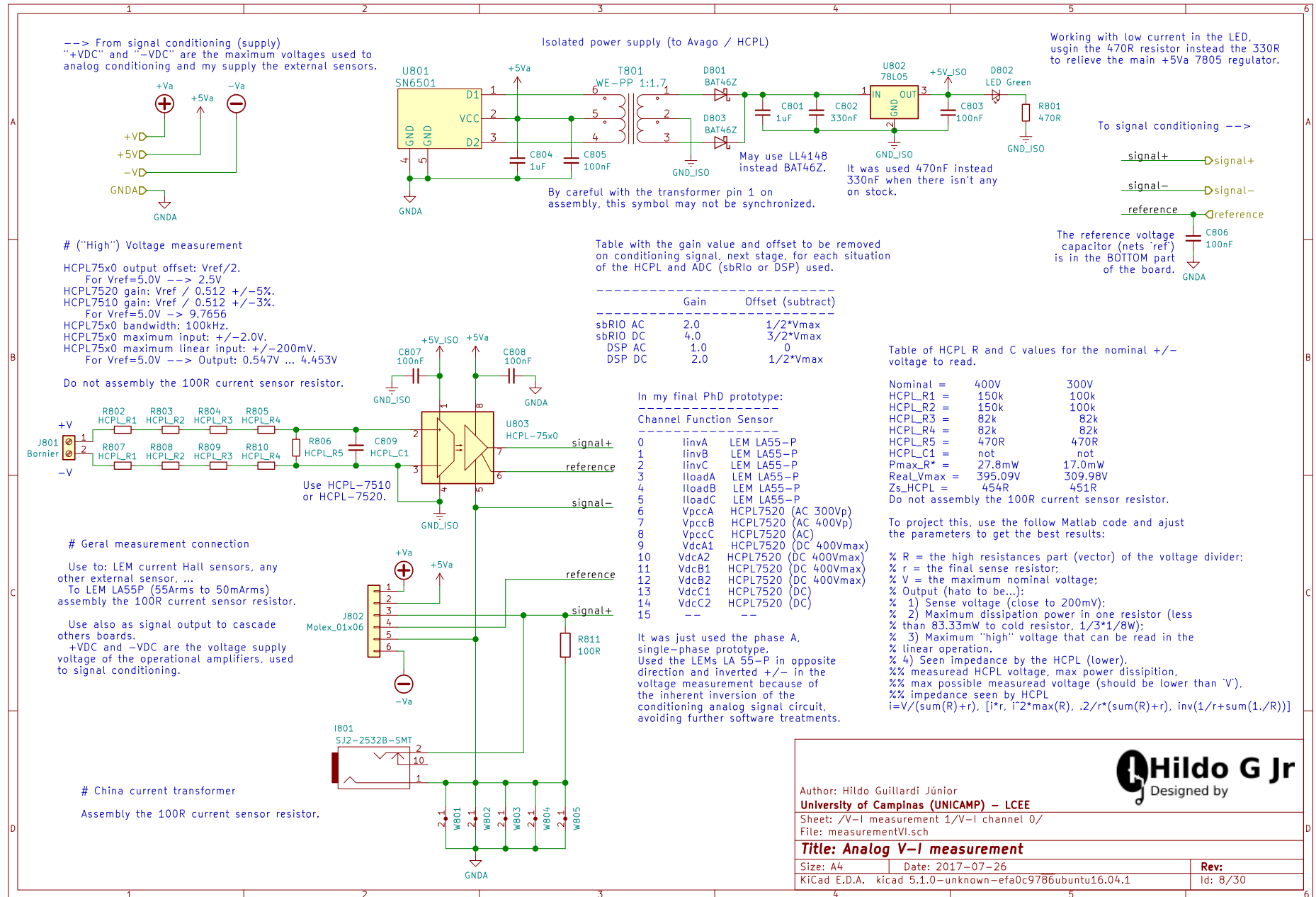


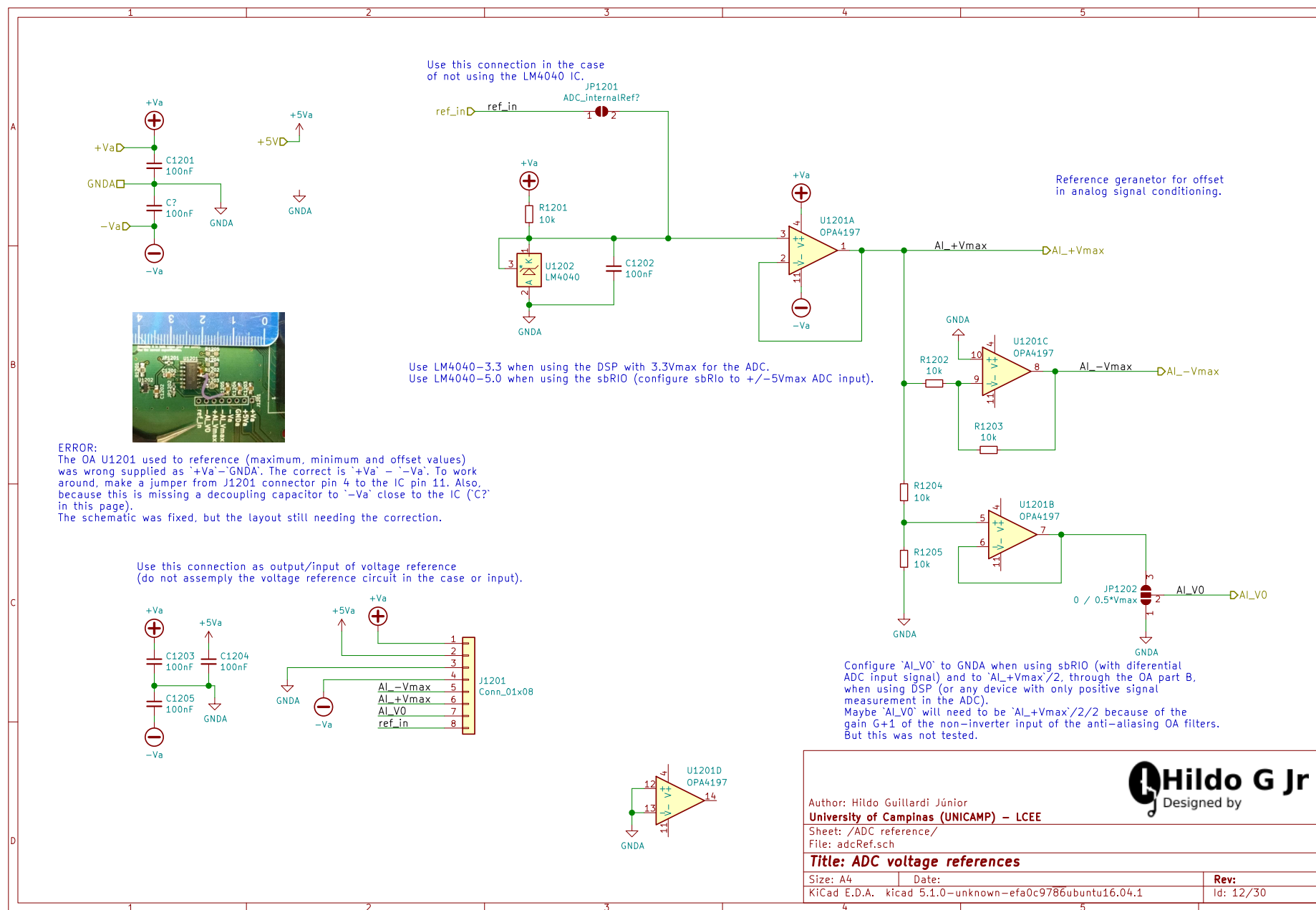


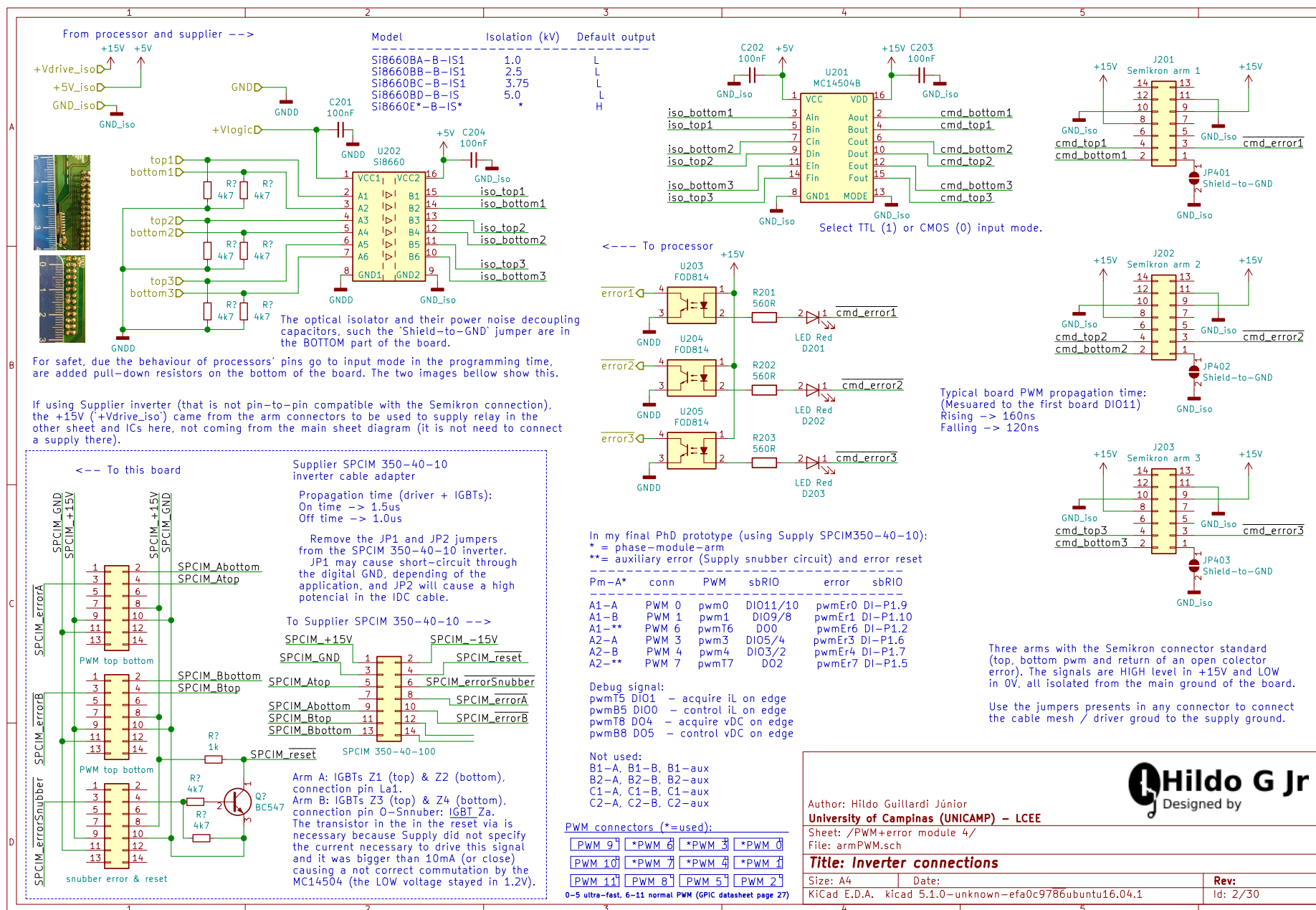


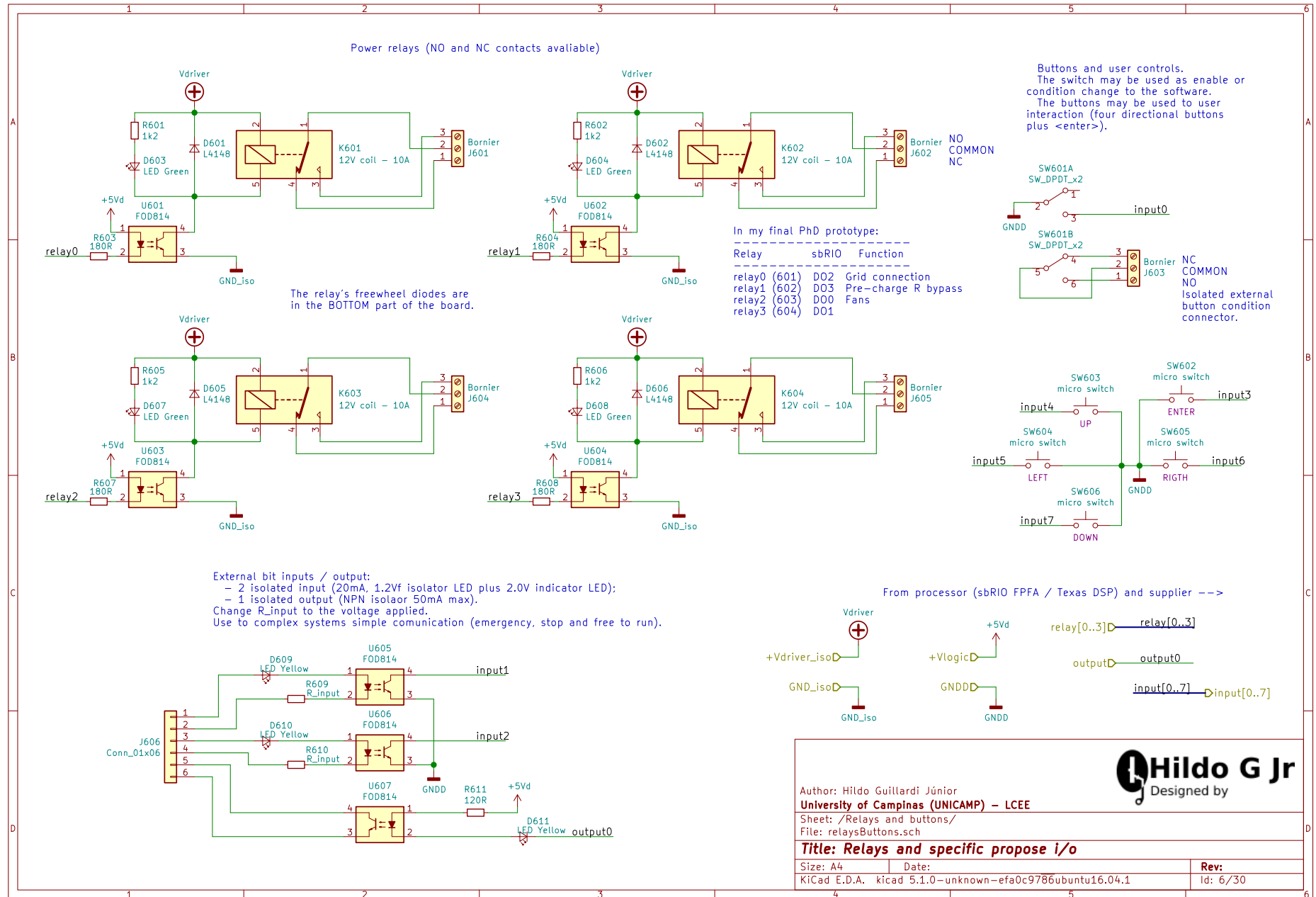












E.1 CORREÇÕES E MODIFICAÇÕES PARA A PLACA DE CONTROLE

1	PWM acquisition and communication for Texas DSP and sbRIO
2	Corrections to be made for next version of the board.
3	This document enroll all the issues and errors found on the board project in this folder.
4	
5	# Version Nov-2017
6	
7	## Critical / errors
8	
9	1. The OA U1201 used to reference (maximum, minimum and offset values) was wrong supplied as `+Va`-`GNDA`. The correct is `+Va`-`-Va`. To work around, make a jumper from J1201 connector pin 4 to the IC pin 11. Also, because this is missing a decoupling capacitor to `Va` close to the IC (C? in this page).
10	--> Fixed on the schematic to documentation on the thesis but not physically on the layout.
11	
12	## Medium / attention on assembly
13	
14	1. The jumper JP104 (main page) silk is inverted. The side +5Vd (sbRIO) and +3.3Vd (DSP) is inverted.
15	Actual silk "Select PWM\nisolator supply\n(HIGH level logic)\n+5V <--> +3.3Vd\n(sbRIO) <--> (DSP)"
16	Correct silk "Select PWM\nisolator supply\n(HIGH level logic)\n+3.3Vd <--> +5Vd\n(DSP) <--> (sbRIO)"
17	Be careful on the configuration assembly, mainly on the DSP use that may suffer recirculation current.
18	--> Already fixed on the project files (schematic and layout).
19	
20	2. Expand the analog power supply connector to 4 vias, the extra one for a external +5V to not use the internal D-PAK 7805 that could overheat with the current drained when assembled all the isolated power supplies. Or at least improved its heatsink of the 7805. Add also a electrolytic capacitor placed on the 7805 to be used in case of external +5V supply.
21	--> On my project was used an external +5V supply.
22	
23	## Improvements
24	
25	1. The 7805 (U*02, U**02) could have a footprint to be possible to solder the SOT-223-4 and SOT89-3 packages (to use the 1.5A version).
26	
27	2. The hole for the SW601 is very narrow in the largest dimension.
28	
29	3. Be possible to use a TO-220 7805 on U104 instead a D-PAK.
30	
31	4. Allow use trim pots for the offset adjustment.
32	
33	5. Increase the `TexasF28335controlcard` footprint holes diameter at 0.2mm, passing to 0.7mm and the island from 0.8mm to 0.95mm. Currently they are 0.5mm diameter and the pins of the package are 0.46mm in the largest dimension, the metalization process may be compromising the gap.
34	--> Already fixed on the project files (schematic and layout).
35	
36	6. Add PULL-DOWN resistor on the PWMs nets going out of the processors, put it on the PWM sheet and in the "sbRIO internal space" on the board. This will improve the safety and make sure that inverters will be not turned-on when the I/O pins are configured as input or the processor goes to programming mode.
37	
38	7. Add a full compatibility with the designed inverter by Joel and I, adding the +Vlogic (+5V) and /reset to the IDC connectors. Both by default bridged jumpers in each connector.
39	
40	8. Change the `J2901` from `Connectors_DSub:DB9MD` (male connector) to `Connectors_DSub:DB9FD` (female connector).
41	
42	## Minor improvements
43	This are just an extra, not used on my project.
44	
45	1. Add a text 'sbRIO/DSP' close to the analog pins test.
46	--> Already fixed on the project files.

47

48 2. The connector used to the 'China current transformers' are 2mm stead of 2.5mm.

49

50 3. Move the connector J1301 back placed under the sbRIO space to empty northeast space, between the connector of PWM0-2 signals and analog Ch0-1, use now front placed style.

51

52 4. Increase the width of the track of the net `+5V` that connect to pin 1 of the MC14504B IC to supply it from 0.25mm to 0.5mm.

53 --> Fixed on `arm PWM.kicad_pcb` module file.

54

55 5. Increase the clearance between the mounting holes and the filled zones. As propose use `MountingHole_3.2mm_M3_ISO7380` that have auto clearance or the `MountingHole_3.2mm_M3_Pad_Via` to better connection fix the mass.

56

57 6. Change the diodes L4148 footprint from `Diodes_SMD:D_0805` to Diode_`SMD:D_MiniMELF` in all board (relay free-wheel diode and isolated HCPL supplier).

58

59 7. The relays used was Omron manufacture model G5LE-1-VD. The footprint `Relays_THT:Relay_SPDT_SANYOU_SRD_Series_Form_C` provide a tight hole of 1.3mm for power and 1.0mm for the coil. The correct is `Relay_THT:Relay_SPDT_Omron-G5LE-1` that provide 1.3mm hole for all pins. The component pin is 1.18x0.44mm square profile size.

60 --> Fixed on schematic but not in the layout.

61

62 8. Rotate 180deg the WE-PP schematic symbol to the pin 1 match with the assembly specifications (pin 1 to SN6501 pin 1 to have a 1:1.7 gain transformer).

63

64 ## Compatibility improvements

65

66 1. Add F28335 / F2812 eZDSP connection on the center of the PCB.

67

68 2. Add LAUNCHXL-F28027PTT and LAUNCHXL-F28069M connection on the center of the PCB.

69

70 3. Add clamp diodes on the analog signal to protect the DSPs (the sbRIO and DSP control card doesn't need).

71

72 DSPs supported by PSIM 11: F2833x, F2802x, F2803x, F2806x, PE-Expert4.

73

74 ## Low cost

75

76 1. Replace the isolated power supply on the power signal measurement that are using SN6501 (pull-push power IC) + WE-PP 1:1.7 (Wurth transformer) + diodes + 78L05 to only a Recom DC/DC converter (use `RFM-0505S` or `RFB-0505S`).

77

78 ## Ideas

79

80 1. Add more PWM output (more as possibly, 6?) using the digital fast I/Os. Keep them also routed to a generic connector (`J1301`).

81

82 2. Create a multiplexer analog board for read a lot of low dynamic DC voltages. Route all spare `Sinking_DO_&_Relays1301` outputs to a generic connector to be used by this multiplexer.

83

84 3. Create a protection analog signal board to be used in case of DSP, connect it in vertical way on `Simultaneous_AI1301` and `J1201`.

E.2 CALIBRAÇÕES E ESPECIFICAÇÕES DO SENSORIAMENTO

A tabela abaixo lista as configurações usadas nas etapas de condicionamento e conversão do sinal de potência para o controle. As configurações se distinguem principalmente no valor de banda, sendo sempre usado o de metade da frequência de chaveamento para as componentes CA; 300 Hz para os sinais CC, quando testados em frequência de rede elétrica convencional (60 Hz), e 5 kHz quando em rede aeronáutica.

Ainda, são apresentados os valores máximos de leitura permitidos para o sinal de potência, configuração de máximo valor de entrada do Conversor Analógico Digital (ADC) e resolução apresentada após calibração, ressaltando que o circuito interno apresenta resolução em 12 bits.

Tabela E.2 – Calibração e sensoriamento usado em cada entrada analógica.

Canal	Descrição do sinal	Sinal máximo	Condicionamento			ADC	
			Sensor usado	Banda (kHz)	Offset (V)	Max. input (V)	Resolução ($\cdot \text{bit}^{-1}$)
0	Corrente do inversor	CA: $\pm 17,5$ A	LEM [®] LA 55-P	50	0	± 10	0,036.513.832.137.898 A
1	Corrente do inversor	CA: $\pm 17,5$ A	LEM [®] LA 55-P	10	0	± 10	0,039.880.073.973.835 A
2	Tensão de rede (teste)	CA	LEM [®] LV 20-P	50	0	± 10	?
3	Corrente da carga	CA: $\pm 17,5$ A	LEM [®] LA 55-P	50	0	± 10	0,036.599.313.121.301 A
4	Corrente da carga	CA: $\pm 17,5$ A	LEM [®] LA 55-P	10	0	± 10	0,040.026.378.588.719 A
5	Tensão de rede (teste)	CA	LEM [®] LV 20-P	10	0	± 10	?
6	Tensão de rede	CA: ± 300 V	HCPL/A7520	50	0	± 5	0,193.615.886.055 V
7	Tensão de rede	CA: ± 400 V	HCPL/A7520	10	0	± 5	0,233.998.331.204.935 V
8	Não usado						
9	Tensão do barramento 1	CC: 0-400 V	HCPL/A7520	5	-4,48	± 5	0,137.799.666.414.33 V
10	Tensão do barramento 2	CC: 0-400 V	HCPL/A7520	5	-4,48	± 5	0,139.328.559.801.892 V
11	Tensão do barramento 1	CC: 0-400 V	HCPL/A7520	0,3	-4,48	± 5	0,123.444.104.536.989 V
12	Tensão do barramento 2	CC: 0-400 V	HCPL/A7520	0,3	-4,48	± 5	0,121.824.521.981.583 V
13	Não usado						
14	Não usado						
15	Não usado						



Detect Edge.vi detecta a borda de subida ou descida de um sinal, usado para sincronização das diferentes ilhas de *clock* implementadas na FPGA;



Toggle Bit.vi muda o valor de um bit, usado para sinalização entre diferentes ilhas de *clock* da FPGA;



FF Reset Set.vi usado para o sistema de proteção e intertravamento do sistema.

• Controle:



Control Cv2.vi Controle de tensão para 2 módulos com anti *wind-up* na variável M_2 ;



Control Ci PI anti-windup.vi faz o controle de corrente em PI com anti *wind-up*.

Geração de comando:



PWM 1pair.vi gera os pares de sinais PWM, das chaves superiores e inferiores, de uma ponte H de chaves controladas;



Triangle Carrier.vi gera o sinal da portadora usada no sistema de comparação do PWM;



Dead Time H Bridge.vi gera o *dead-time* de segurança para uma ponte H;



Dead Time.vi gera o *dead-time* de segurança para um braço de chaves.

• Outras bibliotecas já fornecidas internamente pelo *software* LabVIEW™:



niInstr Basic Elements v1 FPGA.lvlib:Count Down.vi para contador binário;



niFPGA BW CU Order 2 (16-bit).vi



niFPGA I32xI32 MAC+ MSB.vi



niFPGA I32xI32 Dot Product - 3 elements I64.vi



Clear Errors.vi limpa a ocorrência de erros.

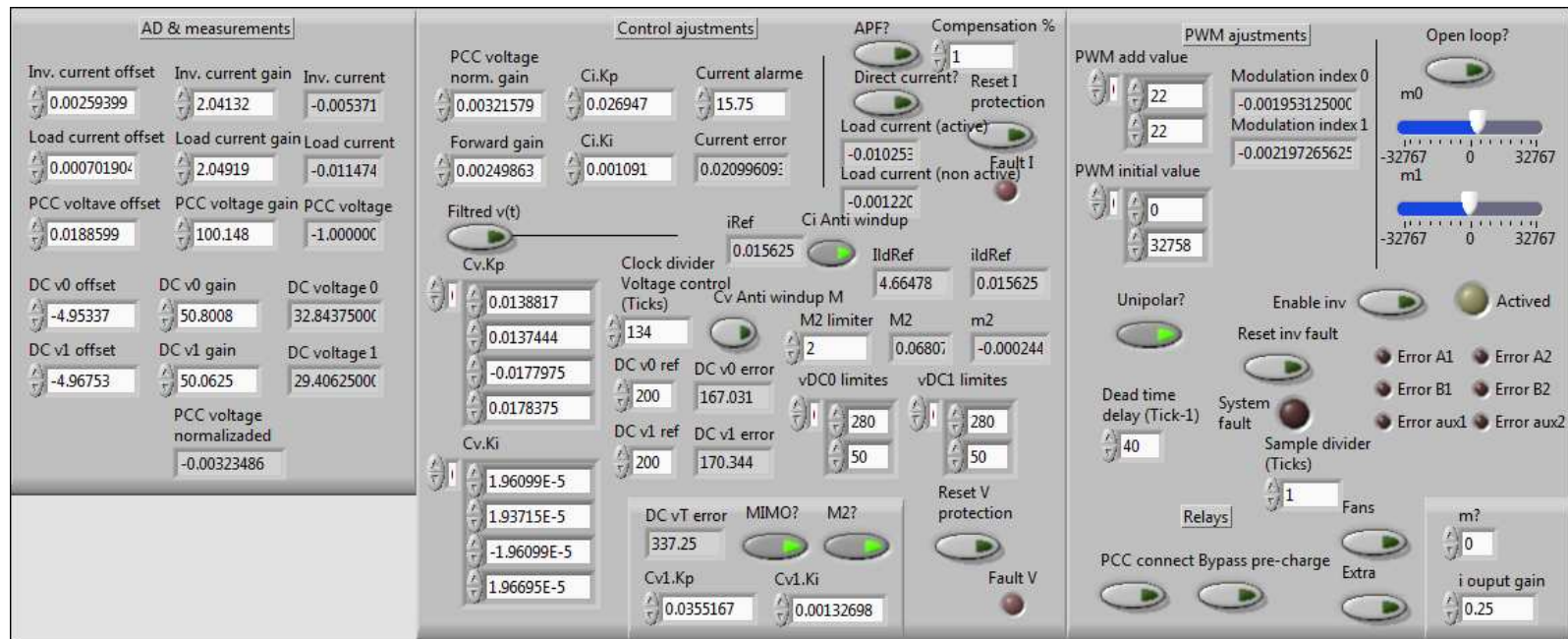


LVFixedPointQuantizationPolicyTypeDef.ctl com controle de quantização do ponto fixo usado;

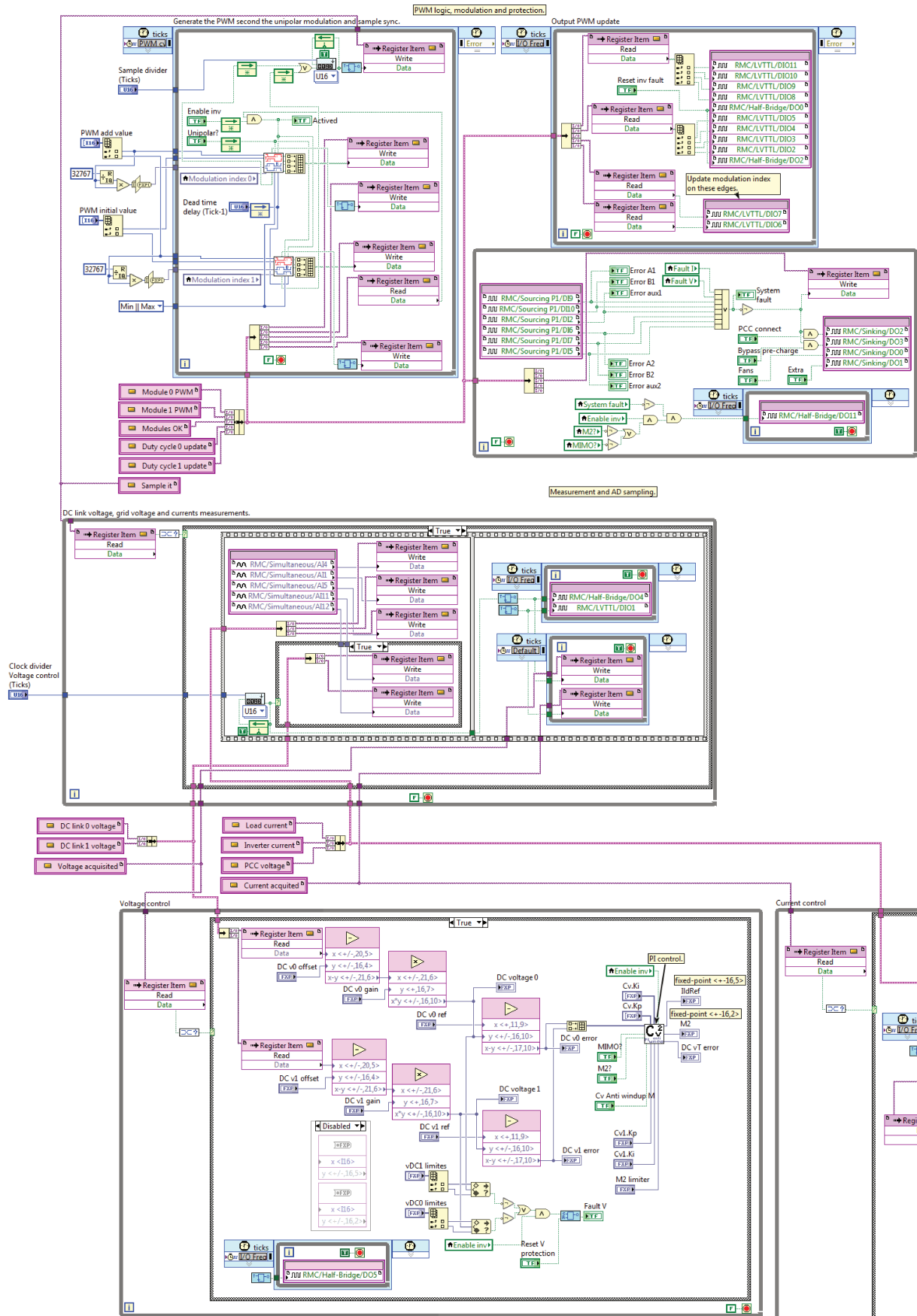


LVFixedPointOverflowPolicyTypeDef.ctl com o controle de estouro das variáveis.

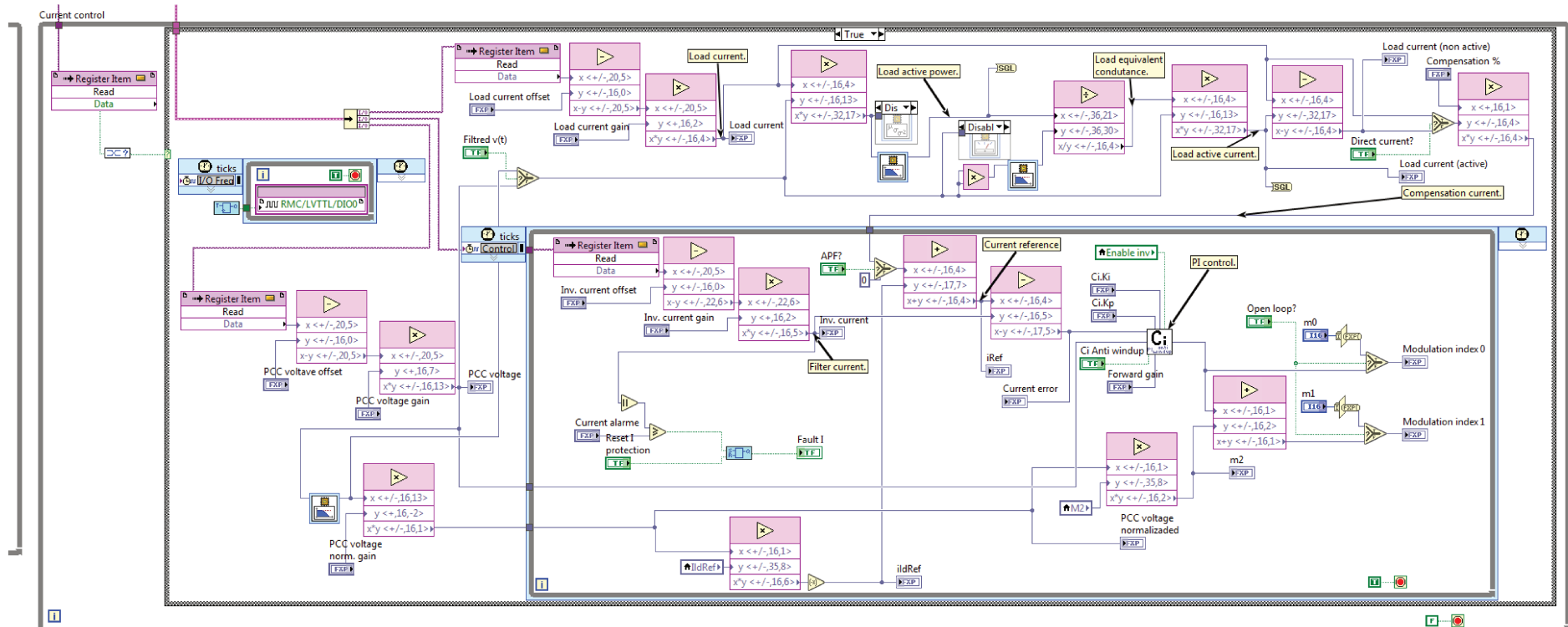
F.2 SOFTWARE PRINCIPAL



Blocos com implementação do PWM (internamente mostrado no Apêndice F.8), lógicas de proteções, amostragem e controle de tensão (detalhado no Apêndice F.6):



Continuação da imagem anterior, mostrando a malha rápida para controle de corrente através de um controlador PI (mostrado no Apêndice F.7) e cálculo da referência de compensação:



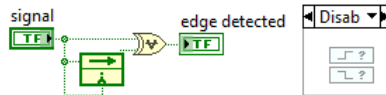
F.3 DETECÇÃO DE BORDA EM UM SINAL

Entradas e saídas:

signal  edge detected

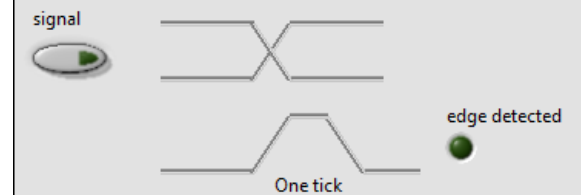
Código:

LabVIEW provide the falling and rising edge detector. This detect both.
Written by Hildo Guillard Junior in LabVIEW 2017 on 18-05-2018.




Painel frontal:

LabVIEW provide the falling and rising edge detector. This detect both.
Written by Hildo Guillard Junior in LabVIEW 2017 on 18-05-2018.



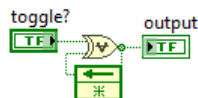
F.4 MUDA BIT

Entradas e saídas:

toggle?  output

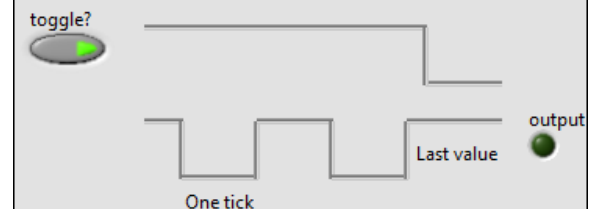
Código:

Toggle a bit value if the input is TRUE (default TRUE).
Written by Hildo Guillard Junior in LabVIEW 2017 on 18-05-2018.




Painel frontal:

Toggle a bit value if the input is TRUE (default TRUE).
Written by Hildo Guillard Junior in LabVIEW 2017 on 18-05-2018.



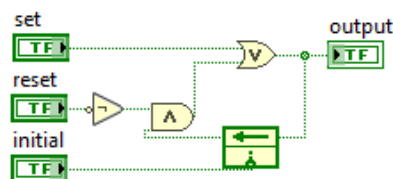
F.5 FLIP-FLOP TIPO RS

Entradas e saídas:

set  output
reset
initial

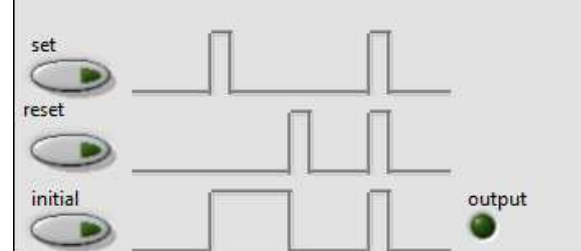
Código:

Create a memory reset-set element kind (flip-flop). The input are HIGH level active, it starts LOW and the set is prioritize over reset.
Written by Hildo Guillard Junior in LabVIEW



Painel frontal:

Create a memory reset-set element kind (flip-flop). The input are HIGH level active, it starts LOW and the set is prioritize over reset.
Written by Hildo Guillard Junior in LabVIEW 2017 on 18-05-2018.



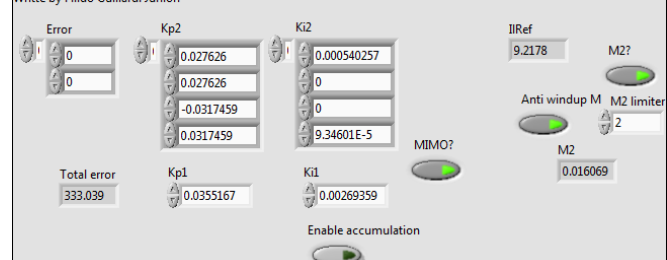
F.6 CONTROLE DE TENSÃO DE 2 MÓDULOS

Entradas e saídas:

Enable accumulation
Ki2
Kp2
Error
MIMO?
M2?
Anti windup M
Kp1
Ki1
M2 limiter

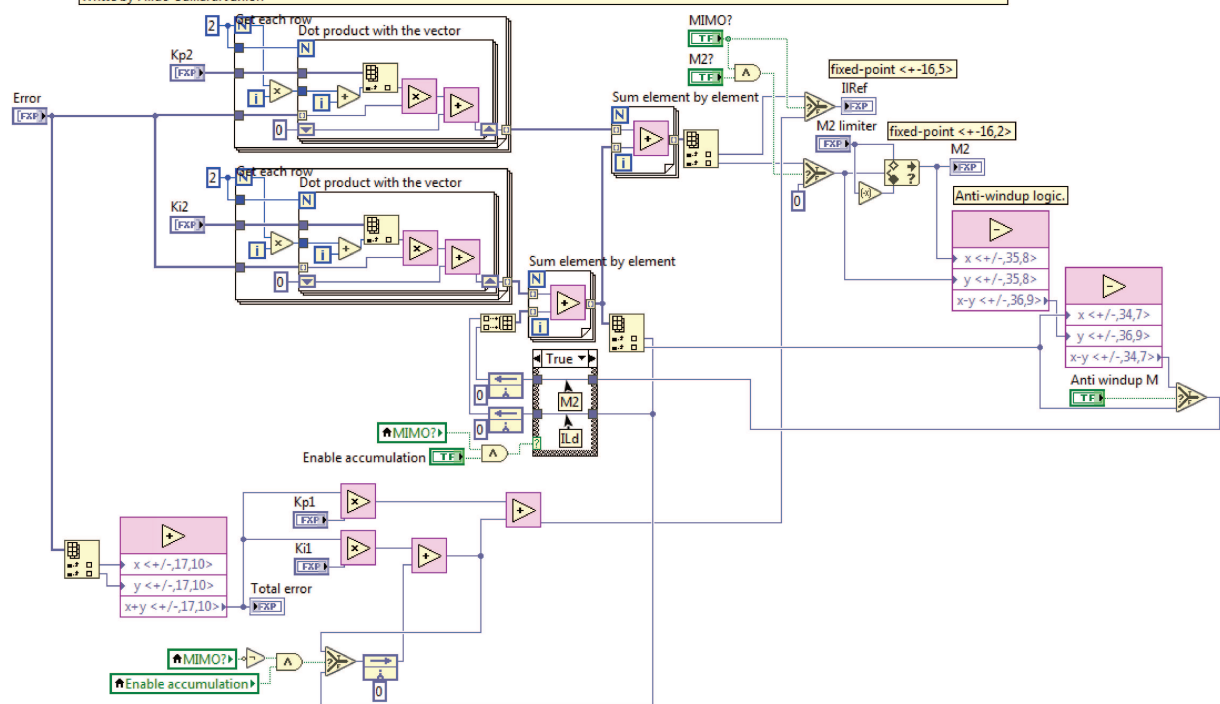
Painel frontal:

TWO module voltage control using a MIMO PI(z). Implemented also an anti-windup logic in the integrative accumulative value of the unbalanced signal via.
This implementation is a increment of the already tested PI.
Written in LabVIEW 2017 on 11-July-2018.
Write by Hildo Guillard Junior.

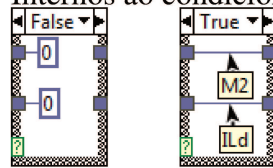


Código:

TWO module voltage control using a MIMO PI(z). Implemented also a anti-windup logic in the integrative accumulative value of the unbalanced signal via. This implementation is a increment of the already tested PI.
Written in LabVIEW 2017 on 11-July-2018.
Write by Hildo Guillard Junior.



Internos ao condicional:

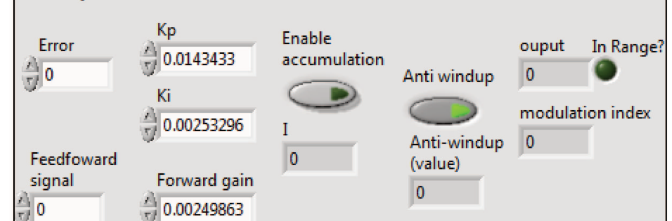
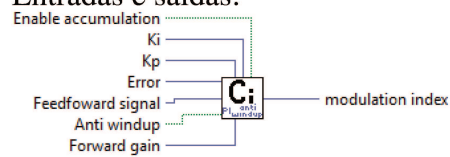


F.7 CONTROLE DE CORRENTE

Painel frontal:

Current control using a SISO PI(z) and feed-forward of the normalized voltage signal. Implemented also a anti-windup logic in the integrative accumulative value using all the summed output (including the feed forward portion). This implementation is a increment of the already tested PI.
Written in LabVIEW 2017 on 11-July-2018.
Write by Hildo Guillard Junior.

Entradas e saídas:



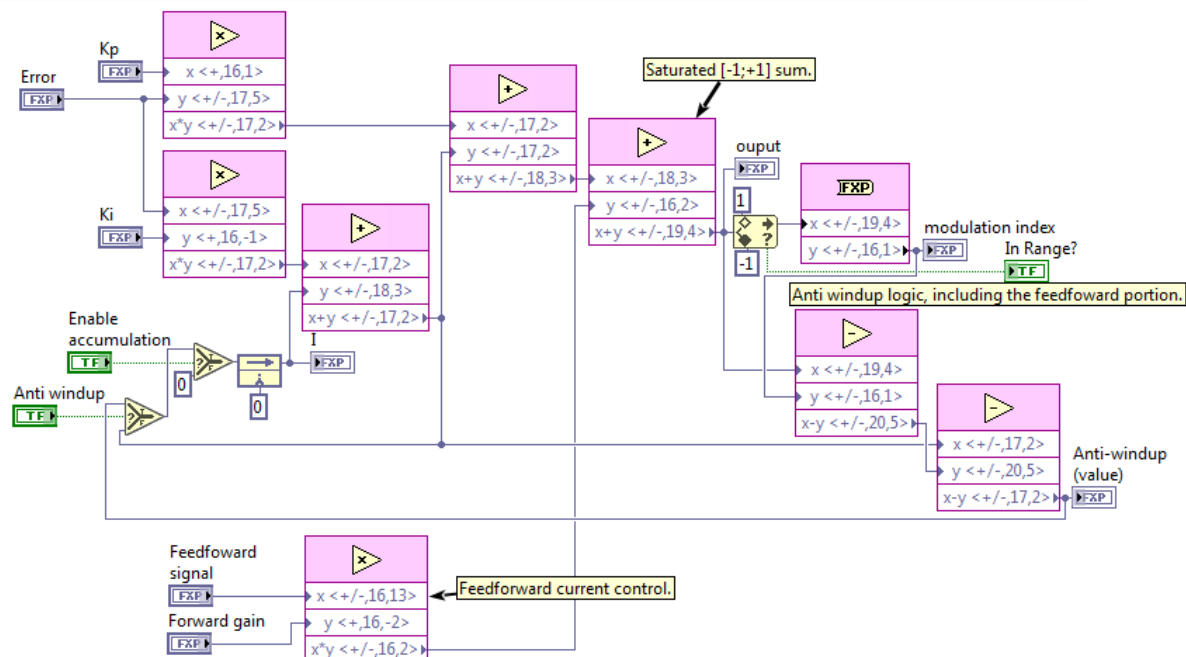
Código:

Current control using a SISO PI(z) and feed-forward of the normalized voltage signal. Implemented also a anti-windup logic in the integrative accumulative value using all the sumed output (including the feed forward portion).

This implementation is a increment of the already tested PI.

Written in LabVIEW 2017 on 11-July-2018.

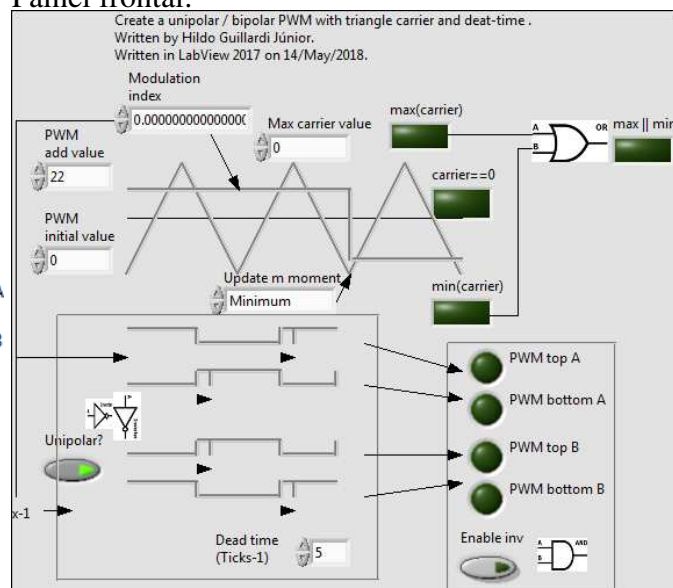
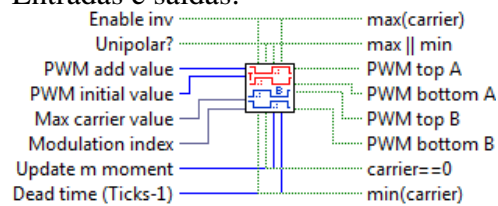
Writte by Hildo Guillard Junior.



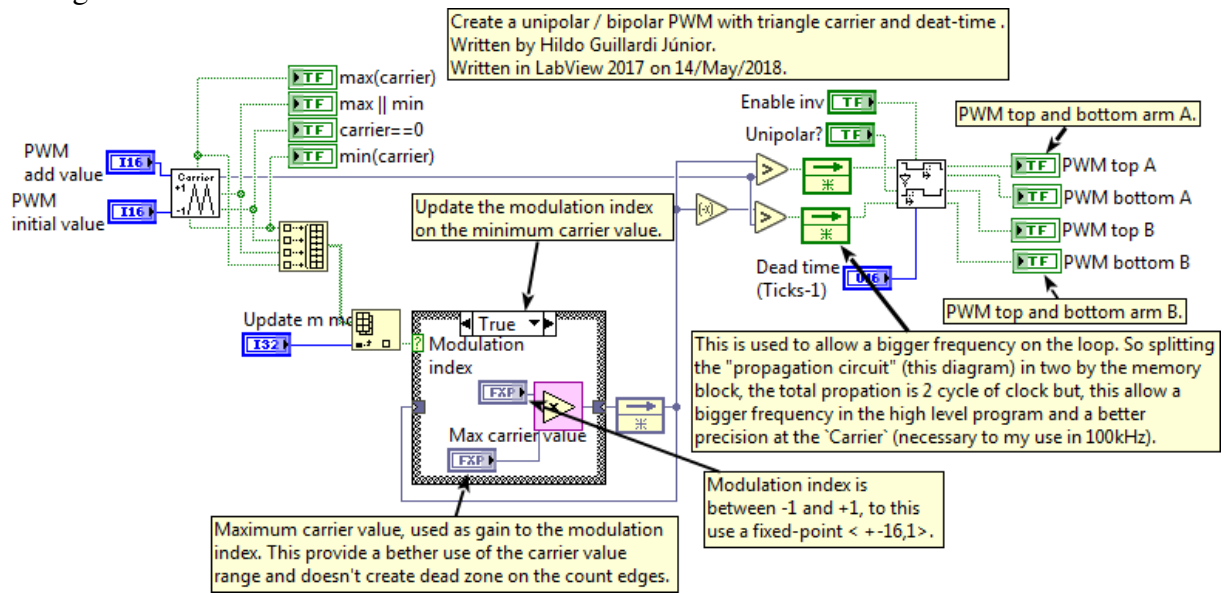
F.8 GERAÇÃO DE SINAL PWM PARA UMA PONTE H

Painel frontal:

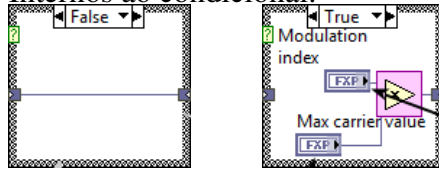
Entradas e saídas:



Código:

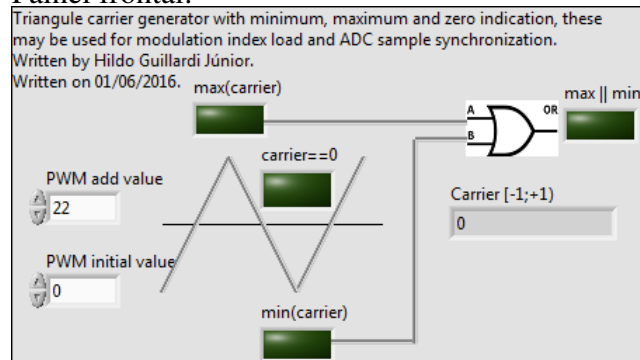


Internos ao condicional:

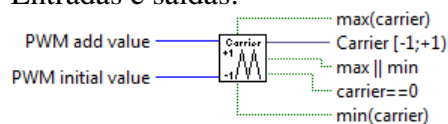


F.8.1 GERAÇÃO DE PORTADORA

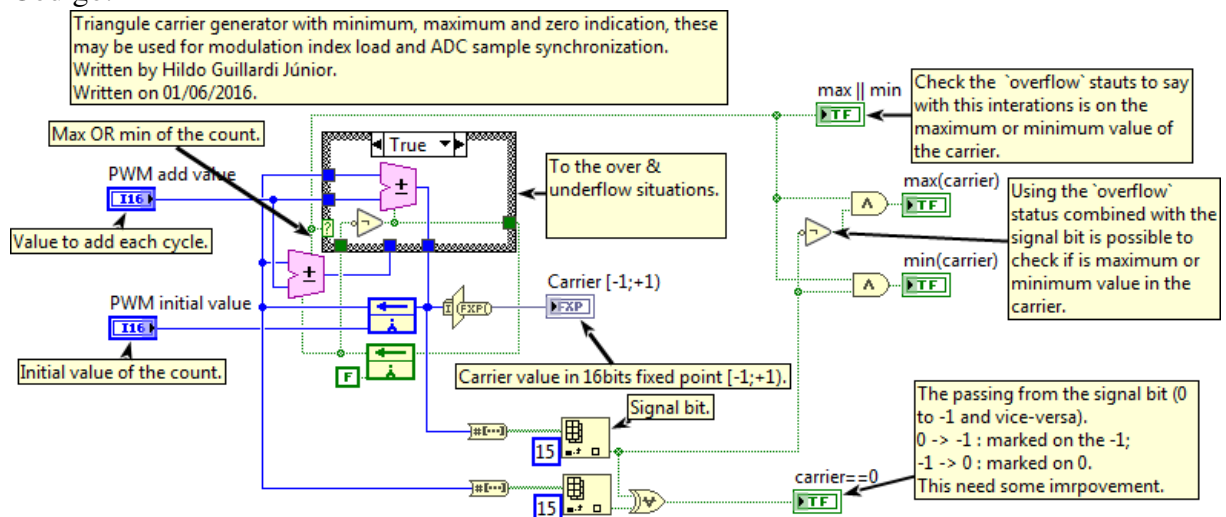
Painel frontal:



Entradas e saídas:



Código:

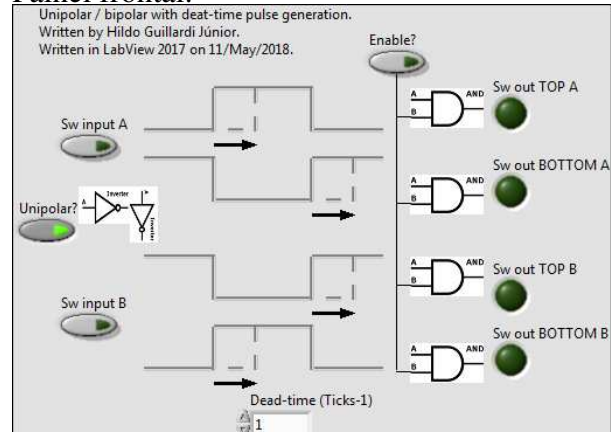


Internos ao condicional:

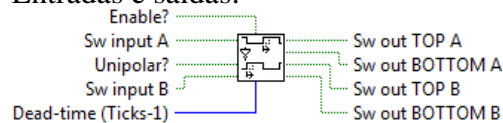


F.8.2 DEAD-TIME PARA UMA PONTE H

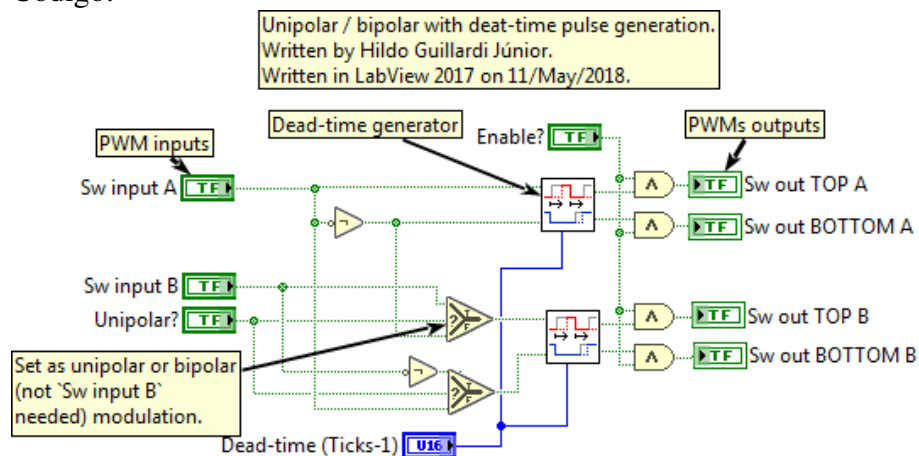
Painel frontal:



Entradas e saídas:

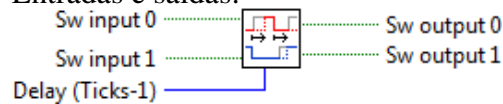


Código:

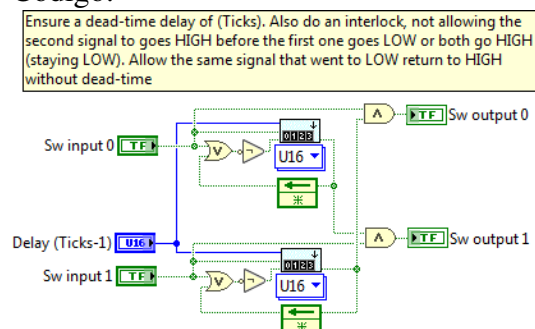


F.8.2.1 DEAD-TIME PARA UM BRAÇO

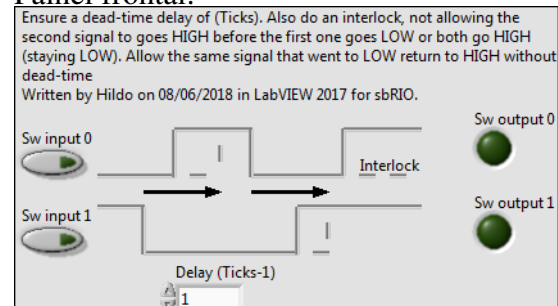
Entradas e saídas:



Código:



Painel frontal:



APÊNDICE G – RESULTADOS PRÉVIOS

Esta seção mostra os resultados experimentais iniciais conseguidos durante o período de estágio, agosto de 2015 a agosto de 2016, na *Università degli Studi di Padova* (UNIPD), Itália.

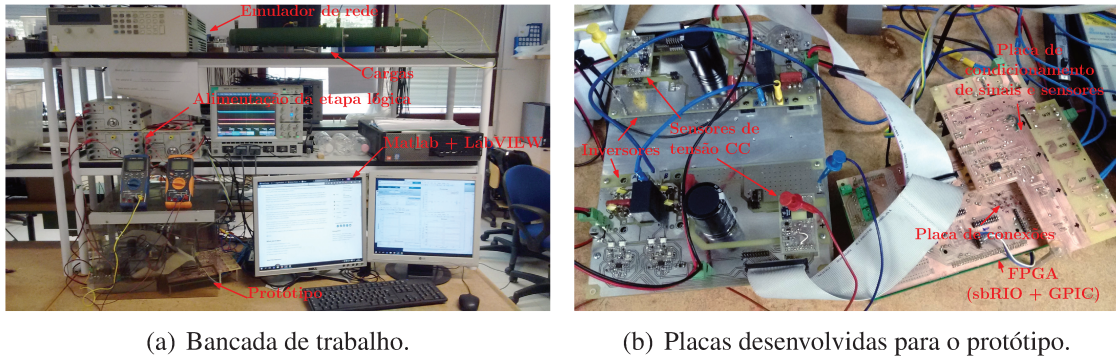


Figura G.1 – Bancada de trabalho e protótipo para teste de conceito.

Durante o desenvolvimento desse primeiro protótipo, diversas topologias de circuitos de disparo, amostragem de sinal e condicionamento foram testadas; sendo o apresentado na Figura G.1(b) a versão final e funcional composta de dois módulos em série para constituir o CHB. O módulo #1 construído com IGBTs IRGP20B60PD e o módulo #2 com MOSFETs IPW6R160C6, possuindo diferentes comportamentos em perdas, necessário para comprovar o funcionamento prático do modelo. Os demais parâmetros usados estão listados na Tabela G.1.

Tabela G.1 – Parâmetros do protótipo inicial realizado. Ganho dos controladores apresentados no Apêndice D.

Parâmetros	Símbolo	Valor
Tensão da rede	V_{AC}	220 V
Frequência da rede	f_{AC}	60 Hz
Indutância de rede	L_s	500 μ H
Número de módulos do CHB	n	2
Tensão de referência dos barramentos	$V_{DC1}^{ref}, V_{DC2}^{ref}$	200 V
Capacitância dos barramentos	C_{DC1}, C_{DC2}	680 μ F
Indutância do filtro de saída	L	1,2 mH
Capacitância do filtro de saída	C_s	10 μ F
Frequência de chaveamento	f_{sw}	20 kHz
Tipo de modulação	PS-PWM unipolar	
Parâmetros de linearização do modelo	I_{Ld}^{eq}	1 A
	M_2^{eq}	0
Parâmetros do controle de corrente	Frequência de corte (BW_{C_i}): 1 kHz Margem de fase: 70°	
Parâmetros do controle de tensão	Frequência de corte (BW_{C_v}): $f_{AC}/20$ Desacoplamento: $\alpha = 0, 1$ K_I diagonal	

Como mostrado na Figura G.2, mesmo com a restrição da matriz K_I diagonal (o modelo derivado a partir de K não havia sido desenvolvido até então), o controle de tensão foi capaz de trazer e manter o sistema no ponto de equilíbrio. O sistema também foi capaz de trabalhar como filtro ativo de potência. Mais resultados a respeito desse protótipo podem ser encontrados na publicação “*Modeling and control of a cascade multilevel inverter for power conditioning applications*” (GUILLARDI Júnior *et al.*, 2015).

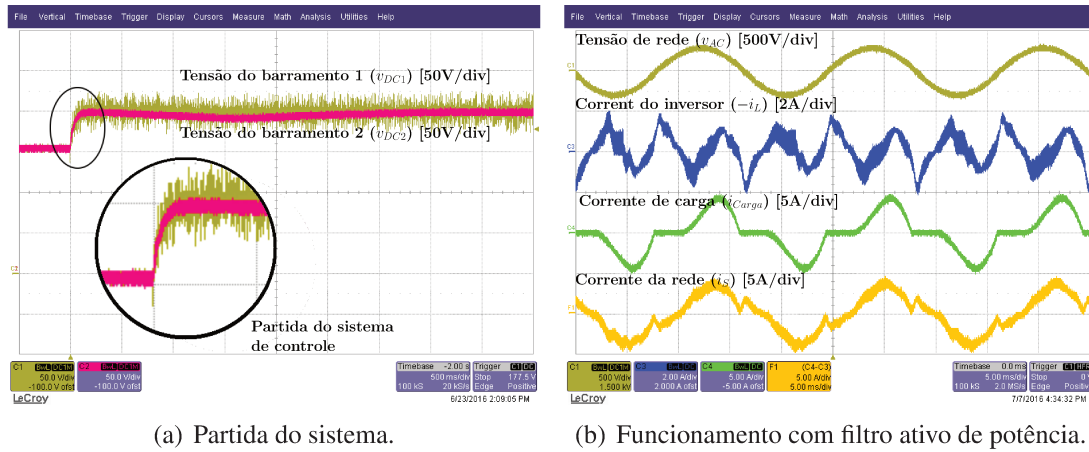


Figura G.2 – Resultado experimental do protótipo inicial em rede 220 V 60 Hz com 1 kHz de banda para o controle de corrente.

A corrente de rede (i_S) permaneceu distorcida devido ao limite de 1 kHz para a banda do controle de corrente, adotado devido à frequência de chaveamento de 20 kHz para cada braço de transistores que compõem uma ponte H. Apesar do chaveamento visto pela corrente ser de 80 kHz (modulação unipolar com portadoras deslocadas), percebeu-se na prática que, devido à interação entre os PWMs, para alguns valores de índice de modulação, alguns instantes de comutação entre módulos e mesmo entre braços do mesmo módulo podem coincidir; gerando instabilidades ao se aplicar a regra de projeto de uma década de diferença na frequência somada de chaveamento (Figura G.3).

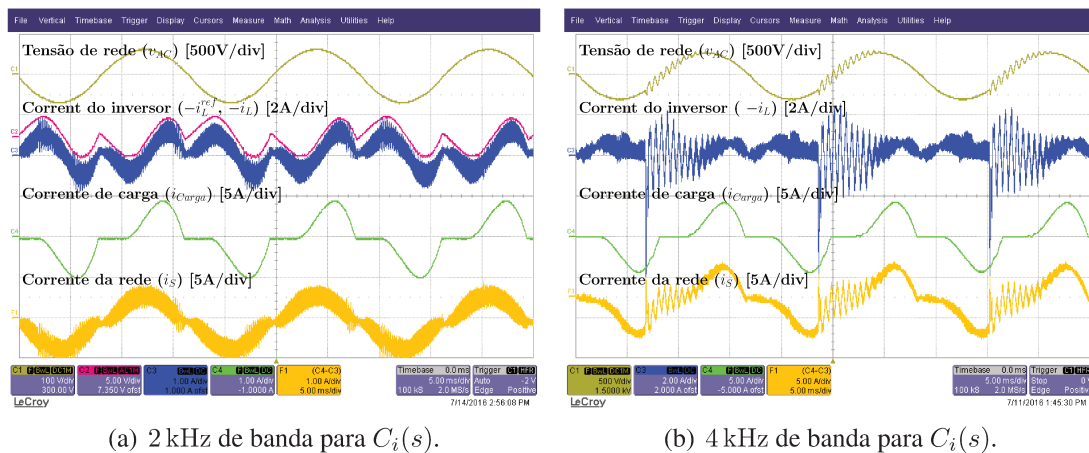


Figura G.3 – Resultado para compensação ativa em rede 220 V em 60 Hz variando a banda do controle de corrente.

Apesar disso, o modelo se mostrou viável para diferentes frequências de rede (Figura G.4), focando a aplicação aeronáutica. Na qual, novamente a corrente da rede não possuiu forma completamente senoidal devido à resposta do controle de corrente.

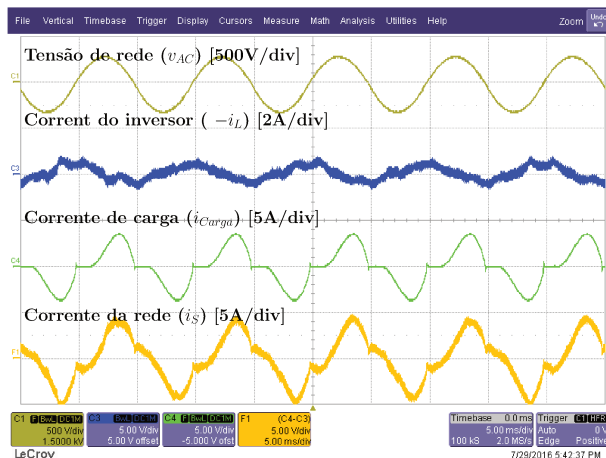


Figura G.4 – Resultado para compensação ativa de corrente com rede 230 V em 200 Hz, mantendo-se o parâmetros da Tabela G.1.

APÊNDICE H – SOMMARIO (RESUMO EM ITALIANO)

Lo crescente uso di energia elettrica negli aerei, principalmente di grandi dimensioni, accentuata dalla tendenza di sostituire tecnologie meccaniche e pneumatiche per elettrica, chiamata di *More Electric Aircraft - MEA*, o “Aviazione Più Elettrica” in traduzione libera, rende gli occhi dei ricercatori e dei fornitori di componenti per la qualità dell’energia elettrica. Questa tendenza esegue la rimozione della marcia che prima faceva il generatore lavorare in rotazione fissa, e pertanto presentare 400 Hz fisso in sua uscita.

Questo accoppiamento diretto dello generatore alla turbina causa la operazione in frequenza variabile di 360 alla 800 Hz con una variazione fino a 500 Hz/s. Pertanto, i condizionatori di energia elettrica, prima utilizzati nelle reti di distribuzione industriale e residenziale, devono essere adattati per l’uso in questo ambiente e provare la mitigazione degli effetti indesiderati di qualittà della energia in questo nuovo ambiente aeronautico.

Grazie a suoi vantaggi, che si può listare: interoperabilità e distribuzione di tensione e frequenza di commutazione. Questa tese propone l’uso di uno Invertitore Cascata Multilivello per mitigare gli squilibri, componenti reattivi e spettrali della corrente mettendo la rete in conformità con gli normative MIL-STD-704F, BS-ISO-1540 e RTCA-DO106F.

Poiché la topologia dello invertitore è dotata di diversi bus di tensione continua, è necessario un sistema di controllo e bilanciamento per questi. Così, questo lavoro presenta una panoramica delle principali strategie di regolazione degli tensioni e sviluppa un’ modello lineare per lo controllo e bilanciamento delle tensioni continua, sendo convalidatto dalla simulazione ed sperimenti in uno prototipo monofase di 100 kHz di frequenza di commutazione, rete 230 V a varie frequenze.

I risultati della simulazione mostrano la fattibilità dell’architettura operare con tensioni simmetriche e asimmetriche, ed eventuale trasformazione in un sistema trifase ed n moduli per fase. I risultati sperimentale mostrano lo prototipo funzionando come compensatore reattivo e non lineare di corrente.

Le appendici presentano lo *software* di controllo per una FPGA Xilinx®, svilupatto in ambiente LabVIEW™, e lo *hardware* di condizionamento richiesto per l’applicazione che, con una frequenza di commutazione di 100 kHz per braccio, può totalizzare $2 \cdot n \cdot 100$ kHz, secondo la modulazione *Phase Shift PWM - PSPWM* utilizzata.

Ed’anche studiatto modi diversi per calcolare la matrici dello PI utilizzato per controllare la tensioni continua, mostrando che la derivazione della parte integrante dei porzione proporzionale risulta nella migliori caratteristiche dinamiche.

Parole chiavi: Aviation Più Elettrica; Convettitore Multinivelo; Sistema di Controllo Multiple-Entrate e Multiple-Uscitte.