



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Vinícius Bernardi Fuerback

Retificador Híbrido Unidirecional baseado em Módulos MMC

Florianópolis
2019

Vinícius Bernardi Fuerback

Retificador Híbrido Unidirecional baseado em Módulos MMC

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, na área de concentração em Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico.

Orientador: Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.

Florianópolis

2019

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Bernardi Fuerback, Vinícius
Retificador Híbrido Unidirecional baseado em Módulos MMC
/ Vinícius Bernardi Fuerback ; orientador, Marcelo Lobo
Heldwein, 2019.
133 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa
Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2019.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Eletrônica de Potência. 3.
Retificadores. 4. Correção de fator de potência. 5. Média
Tensão. I. Lobo Heldwein, Marcelo . II. Universidade
Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica. III. Título.

Vinícius Bernardi Fuerback

Retificador Híbrido Unidirecional baseado em Módulos MMC

O presente trabalho em nível de mestrado foi avaliado e aprovado por banca examinadora composta pelos seguintes membros:

Prof. Yales Rômulo de Novaes, Dr.
Universidade Estadual de Santa Catarina - UDESC

Prof. Márcio Silveira Ortmann, Dr.
Instituto Federal de Santa Catarina - IFSC

Certificamos que esta é a **versão original e final** do trabalho de conclusão que foi julgado adequado para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, na área de concentração em Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico.

Prof. Bartolomeu Ferreira Uchoa-Filho, Dr.
Coordenador do Programa

Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.
Orientador

Florianópolis, 05 de agosto de 2019.

Aos meus pais, Kiciosan e Mauro.

AGRADECIMENTOS

Tenho a sorte de fazer parte de uma família cujo apoio e carinho possibilitaram os meus quase nove anos dedicados ao meio acadêmico. Agradeço de coração à minha mãe Kiciosan, meu padrasto Mauro, minha irmã Sofia, meu avô Aristides e minha avó Naira.

Não menos importante, dedico este trabalho ao meu tio André Bernardi e à sua esposa Flávia, que me acolheram como um filho e nunca mediram esforços para facilitar minha vida. Também, aos meus tios Alex e Eliz, aguardo o dia em que terei meu nome escrito no TCC do Bê e da Marina.

À minha namorada Kethlyn Defaveri, por me ter possibilitado um mundo de experiências, alegrias e conquistas. Espero retribuir um pouco do que você tem feito por mim. Eu não teria conseguido terminar esta dissertação sem sua ajuda.

Aos meus sogros, Nilsa e João, minha segunda família no oeste. Obrigado pelas palavras gentis e pela amizade.

Também, agradeço à Bernadete e ao José, meus mais que amigos. Serei eternamente agradecido.

Tenho diversos colegas que participaram destes 9 anos de UFSC. Começo agradecendo o meu grande amigo e coautor desta dissertação, Gean Maia. Este trabalho, bem como tantos outros, não teriam sido possíveis sem sua ajuda, apoio, supervisão e sugestões.

Agradeço meu amigo Matheus, que desde computação científica 2, em 2012, tem trabalhado comigo em artigos e projetos do INEP. Sua contribuição à minha formação é imensurável. Muito obrigado.

Demais colegas de graduação e mestrado, em especial ao Bruno Luiz e Lui Pillmann. Aos amigos com quem dividi sala, Felipe, José, Gustavo e Carlos, Renan e Leonardo. Aos demais colegas orientados pelo professor Marcelo, em especial ao Jacoboski, Lange, Marcos, Bruno e Eduardo.

Finalmente, ao meu tio André Fuerback, pelas contribuições no meu TCC, na minha dissertação e por sempre estar disponível para ajudar quem precisa.

Às minhas amigas Aloma e Bianca, por estarem no meu lado em tantos dias fáceis e difíceis. Vocês foram uma ilha de alegria durante o mar de mudanças na minha vida. Ao meu amigo André, agradeço por ter me entendido quando nem eu me entendia.

Ao meu orientador Dr. Marcelo Lobo Heldwein pela orientação, pelo conhecimento compartilhado e artigos publicados e, principalmente, por apoiar de maneira irrestrita os tópicos e ideias que surgiram no decorrer do mestrado.

Aos demais professores do INEP com os quais dividi o ambiente de trabalho desde 2012. Em especial ao professor Telles, pelas oportunidades, pelos primeiros

artigos e por todo o conhecimento dividido. Igualmente, ao professor Arnaldo, que me ensinou a escrever trabalhos acadêmicos e me despertou a paixão pela pesquisa.

Aos técnicos do INEP, Pacheco e Coelho, pelas lições e por todo o suporte desde o meu primeiro dia no laboratório. Ao secretário Diogo, por nunca ter medido esforços, bem como aos responsáveis pela limpeza e manutenção do laboratório.

Agradeço à pós-graduação da UFSC e à Capes, pela bolsa de estudos e pelo auxílio durante o mestrado. Finalmente, agradeço ao povo brasileiro, que com trabalho e muito esforço financia a ciência no nosso país.

*"Nothing in life is to be feared, it is only to be understood.
Now is the time to understand more, so that we may fear less."*
Marie Curie

RESUMO

Embarcações movidas a propulsão elétrica (MES - *more-electric ships*) e sistemas submersos de extração de óleo são tipicamente alimentados por geradores síncronos. Eles são impulsionados principalmente por turbinas a gás no caso de óleo e gás (O&G) ou motores a diesel em MESs. Em nenhuma destas aplicações o gerador deve experimentar uma operação regenerativa, ou seja, ele não opera com fluxo de potência reverso. Os retificadores unidirecionais de média tensão possuem características elétricas favoráveis às aplicações, além de oferecer proteção natural contra reversões de fluxo de energia. Assim, propõe-se um retificador híbrido *transformerless* baseado em uma ponte de diodos comutando na frequência da rede, o qual processa o fluxo da maior parte da energia elétrica, aliada à redundância e maior frequência de operação de submódulos (SMs) de conversor multinível modular (MMC - *modular multilevel converter*). Os SM do retificador híbrido proposto sintetizam formas de onda idealmente compostas de harmônicos com três ou seis vezes a frequência da rede. Assim, as oscilações de potência nos capacitores dos SM são deslocadas para frequências superiores às de um MMC convencional. A capacitância geral necessária é consequentemente reduzida. Além disso, um número muito menor de SMs é necessário quando comparado a um MMC trifásico convencional. Essas características são bem-vindas nas aplicações apresentadas. Este trabalho discute o dimensionamento, operação e controle do conversor proposto.

Palavras-Chave: Retificador unidirecional, correção de fator de potência, média tensão, corrente contínua, conversor modular multinível.

ABSTRACT

More-electric ships (MESs) and subsea oil processing electric power systems are typically fed by synchronous generators. These are primarily driven by gas turbines in the case of O&G or diesel engines in MESs. In neither of these applications the generators should experience regenerative operation, i.e., they do not operate under reversed power flow. Medium voltage dc unidirectional rectifiers are well suited and provide natural protection against power flow reversals. Thus, a hybrid transformerless rectifier concept that is based on line commutated diodes to transfer a large portion of electric power allied with the redundancy and higher operating frequency of modular multilevel converter (MMC) submodules (SMs) is proposed. The hybrid rectifier operates the MMC SMs to synthesize waveforms that are ideally composed of triplen harmonics. Therefore, the frequency of the power oscillations at the capacitors are shifted to frequencies higher than those of a conventional MMC. The overall required capacitance is consequently reduced. Furthermore, a much lower number of SMs is required when compared to a conventional three-phase MMC. These characteristics are welcome in the cited applications. This work discusses how to size, operate and control the proposed system.

Key-Words: Unidirectional rectifier, power factor correction, medium voltage direct current, modular multilevel converters.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Modelo elétrico simplificado de um retificador trifásico convencional com interruptores S_w de quatro quadrantes.	29
Figura 2 – Faixa de operação em tensão e corrente dos semicondutores convencionais em média tensão em 2017.	31
Figura 3 – Porção das correntes i_A , i_B e i_C conduzida pelos diodos do retificador de seis pulsos. A região sombreada corresponde à porção que deve ser injetada por um circuito auxiliar.	32
Figura 4 – Retificador de seis pulsos e circuito de injeção de terceira harmônica.	33
Figura 5 – Formas de onda do modelo ideal de um retificador de seis pulsos com braço de injeção de terceira harmônica.	33
Figura 6 – Modelo elétrico ideal de um retificador de seis pulsos com filtro indutivo do lado CC.	34
Figura 7 – Efeito do aumento da indutância do indutor de filtro do lado CC sobre as correntes drenadas da rede e injetadas no barramento CC. A THD apresentada corresponde à da corrente de saída em relação ao valor CC.	35
Figura 8 – Modelo simplificado do retificador de seis pulsos com filtro eletrônico ideal.	35
Figura 9 – Formas de onda de um filtro eletrônico ideal em série com um retificador de seis pulsos.	36
Figura 10 – Submódulo do tipo meia ponte, unidirecional em tensão e bidirecional em corrente.	37
Figura 11 – Estados de comutação de um submódulo do tipo meia ponte. a) Corrente $i_{p,1}$ positiva e $s_{p,1} = 1$; b) Corrente $i_{p,1}$ positiva e $s_{p,1} = 0$; c) Corrente $i_{p,1}$ negativa e $s_{p,1} = 1$; e d) Corrente $i_{p,1}$ negativa e $s_{p,1} = 0$.	38
Figura 12 – Ramo MMC composto de N submódulos meia ponte.	38
Figura 13 – Modelo médio quase instantâneo de um ramo composto por N submódulos.	39
Figura 14 – Modelo elétrico simplificado do (LVC-VC).	40
Figura 15 – Modelo elétrico simplificado do retificador trifásico unidirecional MMC.	41
Figura 16 – SM unidirecionais: (a) célula <i>chopper</i> ; (b) ponte H assimétrico.	41
Figura 17 – Modelo elétrico simplificado do retificador de seis pulsos com filtro <i>shunt</i>	42
Figura 18 – Modelo elétrico simplificado do retificador de doze pulsos com filtro <i>shunt</i> conectado a montante do transformador defasador.	43
Figura 19 – Modelo elétrico simplificado do retificador de doze pulsos com filtro <i>shunt</i> conectado através do transformador de quatro enrolamentos.	44

Figura 20 – Modelo elétrico simplificado do retificador de doze pulsos com filtro série.	44
Figura 21 – Diagrama elétrico simplificado do HU-MMC. Os ramos B_p , B_n e B_s representam a conexão série de submódulos.	47
Figura 22 – (a) Configuração dos interruptores utilizada para S_1 , S_2 e S_3 ; (b) SM H-bridge assimétrico; (c) SM <i>half-Bridge</i>	48
Figura 23 – Sextantes de operação em baixa frequência do HU-MMC.	50
Figura 24 – 1ª etapa de operação.	51
Figura 25 – 2ª etapa de operação.	51
Figura 26 – 3ª etapa de operação.	51
Figura 27 – 4ª etapa de operação.	52
Figura 28 – 5ª etapa de operação.	52
Figura 29 – 6ª etapa de operação.	52
Figura 30 – Principais formas de onda do retificador HU-MMC. De cima para baixo: tensões da rede; tensão nos ramos paralelo; corrente nos ramos paralelo; correntes na saída do retificador de seis pulsos; e tensão no ramo série.	53
Figura 31 – Formas de onda de corrente e tensão sobre o interruptor S_1	58
Figura 32 – Efeito do número de módulos nas tensões sintetizadas pelo ramo B_p	59
Figura 33 – Correntes através dos semicondutores do primeiro SM do ramo B_p	61
Figura 34 – Correntes através dos semicondutores do primeiro SM do ramo B_p	62
Figura 35 – Correntes através dos semicondutores do primeiro SM do ramo B_p	63
Figura 36 – Correntes através dos semicondutores do primeiro SM do ramo B_s com condição $v_s = 0$ imposta exclusivamente pelos semicondutores $T_{h,k}$ e $D_{h,k}$	65
Figura 37 – Correntes através dos semicondutores do primeiro SM do ramo B_s com condição $v_s = 0$ utilizando dois estados de comutação.	67
Figura 38 – Ondulação de tensão nos capacitores dos submódulos e no capacitor equivalente do ramo paralelo B_p	70
Figura 39 – Ondulação de tensão nos capacitores dos submódulos e no capacitor equivalente do ramo paralelo B_s	70
Figura 40 – Circuito equivalente para o dimensionamento da a) indutância dos indutores de interface com a rede elétrica, b) indutância do indutor de filtro da corrente i_{L_f}	71
Figura 41 – Formas de onda da componente CA da corrente i_A (Δi_A) e da corrente i_{L_f} (Δi_{L_f}).	72
Figura 42 – Formas de onda da corrente sobre o diodo D_1 e sobre o interruptor de baixa frequência S_1	74

Figura 43 – Diagrama de blocos do controle em $dq0$ das correntes drenadas da rede.	75
Figura 44 – Diagrama de blocos do controle: a) da soma das tensões nos capacitores equivalentes dos ramos paralelo e; b) da diferença das tensões nos capacitores equivalentes dos ramos paralelo.	78
Figura 45 – Diagrama de blocos do controle da corrente i_{L_f} e da tensão v_{C_s} do ramo série B_s	79
Figura 46 – Diagrama de controle geral.	81
Figura 47 – Efeito do atraso de amostragem e atuação de controle na função de transferência H_{i_s} . Frequência de amostragem igual a frequência de comutação equivalente dos ramos paralelo $f_s = 10,8 \text{ kHz}$ e $T_s = 1/f_s$	84
Figura 48 – Validação da função de transferência $H_{i_d}(s)$	86
Figura 49 – Validação da função de transferência $H_{i_s}(s)$	87
Figura 50 – Validação da função de transferência $H_{v_s}(s)$	88
Figura 51 – Validação da função de transferência $H_{v_{p+n}}(s)$	90
Figura 52 – Validação da função de transferência $H_{v_{p-n}}(s)$	94
Figura 53 – Diagrama de Bode do filtro média móvel sintonizado em $3f$	94
Figura 54 – Função de transferência de malha fechada (FTMF) e de laço aberto (FTLA) de um sistema $H_x(s)$ genérico.	96
Figura 55 – Diagrama de bode da função de transferência $H_{i_{d,q}}$	98
Figura 56 – Diagrama de bode da função de transferência H_{v_s}	98
Figura 57 – Diagrama de bode da função de transferência $H_{v_{p+n}}$	99
Figura 58 – Diagrama de bode da função de transferência $H_{v_{p-n}}$	99
Figura 59 – Diagrama de bode da FTLA de H_{i_s} e $H_{i_s}F_{HP,i_s}$	100
Figura 60 – Lugar das raízes para $kH_{i_s}F_{HP,i_s}$	101
Figura 61 – Diagrama de blocos em malha fechada do controle de i_{L_f} utilizando um controlador proporcional multi-ressonante genérico.	103
Figura 62 – Lugar das raízes para o controle do conteúdo CA da corrente i_{L_f}	104
Figura 63 – Diagrama de blocos em malha fechada do controle de i_{L_f} utilizando um controlador proporcional multi-ressonante genérico.	105
Figura 64 – Diagrama de Bode da malha de controle da corrente i_{L_f} para um projeto base com $a_{r,3} = 0,5$, $a_{r,6} = 1$ e $a_{r,12} = 0,5$	106
Figura 65 – Diagrama de Bode do controlador equivalente da malha de controle da corrente i_{L_f} para um projeto base com $a_{r,3} = 0,5$, $a_{r,6} = 1,0$ e $a_{r,12} = 0,5$	106
Figura 66 – THD de i_{L_f} para diversos valores de C_o e L_f , utilizando os parâmetros do projeto base.	107
Figura 67 – THD da corrente i_{L_f} e função da margem de fase e frequência de cruzamento a jusante do filtro passa-alta.	107

Figura 68 – THD da corrente i_{L_f} e função das ponderações de ganho dos ressonantes em $6f$ e $12f$	108
Figura 69 – Formas de onda do HU-MMC na resposta ao degrau positivo de carga de 50 %.	110
Figura 70 – Referências de tensão e tensões comutadas nos ramos MMC durante o degrau.	111
Figura 71 – Esforços de controle das componentes v_{FF}^* , v_{HF}^* e v_{LF}^*	112
Figura 72 – THD da corrente i_{L_f} em relação à componente CC utilizando o controlador otimizado.	112
Figura 73 – Correntes e tensões de fase normalizadas.	113
Figura 74 – Correntes e tensões de fase normalizadas para i_θ apresentando 15 % de distorção de terceira harmônica.	114
Figura 75 – THD das correntes de fase em relação à componente em 60 Hz. . .	114
Figura 76 – Esquema elétrico equivalente do conversor para análise da pré-carga pelo lado CA.	115
Figura 77 – Primeira etapa de partida do conversor: Carga dos capacitores de B_p e B_n utilizando resistor de partida R_{on}	115
Figura 78 – Modelo simplificado para estimativa de R_{on} e da tensão de passagem para segunda etapa de partida.	115
Figura 79 – Segunda etapa de partida do conversor: Carga dos capacitores de B_p e B_n pela variação do índice de modulação e pela malha saturada do controle da tensão v_{C_p}	116
Figura 80 – Esquema utilizado para a simulação em tempo real. A demarcação em vermelho limita a atuação do HIL.	117
Figura 81 – Pré-carga completa do conversor utilizando uma resistência de partida igual a $R_{on} = 75 \Omega$	119
Figura 82 – Destaque nas etapas 1 e 2 da pré-carga do conversor utilizando uma resistência de partida igual a $R_{on} = 75 \Omega$	120
Figura 83 – Efeito da variação de R_{on} na partida do conversor. São consideradas três condições, $R_{on} = 25 \Omega$, $R_{on} = 75 \Omega$ e $R_{on} = 125 \Omega$	121
Figura 84 – Partida do conversor com desbalanço de perdas nos ramos paralelo. São consideradas perdas quatro vezes maior no ramo B_n	121
Figura 85 – Resposta ao degrau de carga das correntes i_A , i_B e i_{L_f} . Variação da condição sem carga para a de carga nominal.	122
Figura 86 – Resposta ao degrau de carga das correntes i_A , i_B e i_{L_f} . Variação da condição de carga nominal para a operação sem carga.	122
Figura 87 – Formas de onda das correntes i_A , i_B e v_A com o conversor em regime permanente.	123

Figura 88 – Efeito da malha de controle da diferença de tensão entre os ramos paralelo. Malha $v_{C_p} - v_{C_n}$	124
Figura 89 – Efeito da malha de controle da tensão no capacitor equivalente do ramo série. Malha v_{C_s}	124
Figura 90 – Modelo elétrico equivalente do ramo CC do HU-MMC.	132

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros de simulação em média tensão	49
Tabela 2 – Comparação entre os valores médio e eficaz analíticos e simulados das correntes $i_{T_{k,h}}$, $i_{D_{k,l}}$, $i_{T_{k,l}}$, $i_{D_{k,l}}$ e $i_{C_{p,k}}$ do ramo B_p	61
Tabela 3 – Comparação entre os valores médio e eficaz analíticos e simulados das correntes $i_{T_{k,h}}$, $i_{D_{k,l}}$, $i_{T_{k,l}}$, $i_{D_{k,l}}$ e $i_{C_{p,k}}$ do ramo B_s utilizando apenas um estado para tensão 0.	65
Tabela 4 – Comparação entre os valores médio e eficaz analíticos e simulados das correntes $i_{T_{k,h}}$, $i_{D_{k,l}}$, $i_{T_{k,l}}$, $i_{D_{k,l}}$ e $i_{C_{p,k}}$ do ramo B_s utilizando dois estados para a tensão 0.	67
Tabela 5 – Capacitâncias dos SM dos ramos MMC para uma ondulação Δv_{C_x} de 10 %.	69
Tabela 6 – Relação entre a energia armazenada nos ramos MMC e a potência processada pelo conversor.	70
Tabela 7 – Comparação entre os valores médio e eficaz analíticos e simulados das correntes no diodo D_1 e no interruptor de baixa frequência S_1	74
Tabela 8 – Estado dos interruptores de baixa frequência e referências de tensão dos ramos paralelo	77
Tabela 9 – f_{cx} e Mf_x para o cálculo dos controladores PI.	97
Tabela 10 – Ganhos calculados para os controladores PI.	97
Tabela 11 – Parâmetros otimizados utilizados no controlador passa-alta multi-ressonante.	108
Tabela 12 – Parâmetros de simulação utilizado no HIL	118

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

MVS	<i>Medium Voltage System</i>
MMC	<i>Modular Multilevel Converter</i>
SM	Submódulo
HVDC	<i>High Voltage Direct Current</i>
MVDC	<i>Medium Voltage Direct Current</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

v_j	Tensão instantânea na fase $j = A, B, C$
\mathbf{v}_θ	Vetor das tensões de fase
\hat{v}	Valor de pico da tensão de fase
i_j	Corrente instantânea na fase $j = A, B, C$
\mathbf{i}_θ	Vetor das correntes de fase
\hat{i}	Valor de pico da corrente de fase
ω	Frequência angular da rede elétrica
f	Frequência da rede elétrica
T	Período da rede elétrica
p_j	Potência instantânea na fase $j = A, B, C$
\mathbf{p}_θ	Vetor das potências instantâneas nas fases
\mathbf{P}_θ	Vetor de potência ativa de fase
Φ_i	Deslocamento angular entre as tensões e correntes de fase
v_ς	Vetor de tensão nas fases do retificador, referenciadas no negativo do barramento CC.
v_j	Tensão instantânea nas fases $j = a, b, c$ do retificador, referenciadas no negativo do barramento CC.
L_g	Indutância do indutor em série com a rede elétrica
C_o	Capacitância do capacitor do barramento CC
v_o	Tensão instantânea do barramento CC
V_o	Valor médio em um período de rede da tensão do barramento CC
P_o	Potência ativa entregue pelo conversor a carga.
R_o	Carga resistiva equivalente cuja potência ativa consumida é igual a P_o
i_o	Corrente instantânea em uma carga resistiva equivalente R_o

I_o	Valor médio em um período de rede da corrente instantânea em uma carga resistiva equivalente R_o .
λ	Fator de potência visto da rede elétrica
v_j	Tensão instantânea na fonte controlada ou ramo $j = p, n, s$
i_j	Corrente instantânea nas fontes controladas ou ramos $j = p, n$
L_f	Indutância do indutor de filtragem da corrente injetada no barramento
i_{L_f}	Corrente instantânea que flui através do indutor de indutância L_f
S_{wk}	K-ésimo interruptor de quatro quadrantes de um retificador trifásico genérico.
S_k	k-ésimo interruptor de quatro quadrantes de um braço de injeção de terceira harmônica.
i_S	Corrente do ramo de injeção de terceira harmônica.
D_k	k-ésimo diodo do retificador de seis pulsos.
f_s	Frequência de comutação dos submódulos MMC.
$i_{C_j,k}$	Corrente através do capacitor do k-ésimo submódulo do ramo $j = p, n, s$.
$v_{C_j,k}$	Tensão no capacitor do k-ésimo submódulo do ramo $j = p, n, s$.
$i_{j,k}$	Corrente na porta do k-ésimo submódulo do ramo $j = p, n, s$.
$\check{v}_{j,k}$	Tensão comutada em f_s Hz na porta do k-ésimo submódulo do ramo $j = p, n, s$.
$v_{j,k}$	Tensão média quase instantânea na porta do k-ésimo submódulo do ramo $j = p, n, s$.
$s_{j,k}$	Sinal de comutação do k-ésimo submódulo do ramo $j = p, n, s$.
s_j	Sinal de comutação equivalente do ramo $j = p, n, s$.
d_j	Razão cíclica equivalente do ramo $j = p, n, s$.
B_j	Ramo $j = p, n, s$ composto pela associação série de submódulos MMC.
$k_{r,x}$	Ganho do controlador ressonante posicionado na frequência de x Hz.

$B_{r,x}$ Fator de qualidade controlador ressonante posicionado na frequência de x Hz.

$\omega_{r,x}$ Frequência angular de ressonância do controlador ressonante posicionado na frequência de x Hz.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	22
1.1	OBJETIVOS DO TRABALHO	24
1.2	CONTRIBUIÇÕES	25
1.3	ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	26
2	RETIFICADORES TRIFÁSICOS: CONCEITOS E REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	27
2.1	CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA EM SISTEMAS TRIFÁSICOS	27
2.2	SEMICONdutoRES DE POTÊNCIA	30
2.3	RETIFICADOR COM BRAÇO DE INJEÇÃO DE TERCEIRA HARMÔNICA	32
2.4	RETIFICADOR COM EMPREGO DO INDUTOR ELETRÔNICO	34
2.5	CONCEITOS BÁSICOS SOBRE O CONVERSOR MODULAR MULTINÍVEL	36
2.6	RETIFICADORES UNIDIRECIONAIS EM MÉDIA TENSÃO	40
3	RETIFICADOR HÍBRIDO UNIDIRECIONAL BASEADO EM MÓDULOS MMC	46
3.1	REALIZAÇÃO DO CONVERSOR	46
3.2	PRINCÍPIOS DE OPERAÇÃO	49
3.3	FLUXO DE POTÊNCIA ATIVA ATRAVÉS DOS RAMOS MMC	54
3.4	INTERRUPTORES DE INJEÇÃO DE CORRENTE EM BAIXA FREQUÊNCIA	56
3.5	EFEITO DOS MÓDULOS DO MMC NAS TENSÕES DOS RAMOS	57
3.6	DIMENSIONAMENTO DO HU-MMC	58
3.6.1	Submódulos dos Ramos MMC	58
3.6.2	Capacitores equivalentes dos ramos MMC	67
3.6.3	Indutores de interface com a rede e de saída	71
3.6.4	Semicondutores de baixa frequência	73
4	MODELAGEM E CONTROLE DO HU-MMC	75
4.1	ESTRATÉGIA DE CONTROLE	75
4.1.1	Controle das correntes do lado CA	75
4.1.2	Controle da tensão dos capacitores equivalentes dos ramos paralelo	77
4.1.3	Controle da corrente injetada no barramento CC	78
4.1.4	Banda de controle da corrente do ramo série	80
4.2	MODELAGEM DO CONVERSOR	82
4.2.1	Modelo dos atrasos de amostragem e atuação do controle	82
4.2.2	Correntes drenadas da rede	83

4.2.3	Corrente do ramo série	86
4.2.4	Tensão sobre o capacitor equivalente do ramo série	88
4.2.5	Tensão sobre os capacitores equivalentes dos ramos paralelo .	89
4.2.5.1	Soma das tensões v_{C_p} e v_{C_n}	89
4.2.5.2	Diferença das tensões v_{C_p} e v_{C_n}	90
4.2.6	Feed forwards	94
4.3	SINTONIA DOS CONTROLADORES	95
4.3.1	Controladores PI	95
4.3.2	Controle passa-alta multi-ressonante	97
4.4	OTIMIZAÇÃO POR SIMULAÇÃO DOS CONTROLADORES DE CORRENTE DO RAMO SÉRIE	105
4.5	RESPOSTA A VARIAÇÕES DE CARGA	108
4.6	CONTROLE DA PARTIDA E OPERAÇÃO SEM CARGA	110
5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO EM TEMPO REAL	117
5.1	PARÂMETROS DA SIMULAÇÃO NO HIL	118
5.2	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO EM TEMPO REAL	119
	REFERÊNCIAS	127
	APÊNDICE A – LINEARIZAÇÃO DE EQUAÇÕES EM TORNO DE UM PONTO DE OPERAÇÃO	131

1 INTRODUÇÃO

Retificadores projetados para operar em média potência e alta-tensão (HVDC - *High Voltage Direct Current*) ou média-tensão (MVDC - *Medium Voltage Direct Current*) são constante foco de pesquisas e têm apresentado uma rápida evolução. Sistemas eólicos *offshore* continuam sendo o campo mais explorado (ISLAM *et al.*, 2019), mas tópicos emergentes têm experimentado intensa busca por soluções que atendam restrições de peso e volume, segurança, qualidade de energia e custo.

A distribuição ativa em corrente contínua em áreas urbanas utilizando média tensão (MVDC) (STIENEKER; DE DONCKER, 2016; DE DONCKER *et al.*, 2007; ENGEL *et al.*, 2015; HUNTER *et al.*, 2017) é tema de diversos trabalhos, sendo um ponto chave às redes inteligentes. Nestes sistemas, conversores com saída em corrente contínua controlam o fluxo de energia entre áreas vizinhas de acordo com o perfil de geração e consumo do sistema, possibilitando um melhor aproveitamento das fontes intermitentes e garantindo a continuidade do fornecimento de energia.

Outro ponto de destaque é o controle da distribuição de energia nas embarcações movidas a propulsão elétrica conhecidas como (*more-electric ships* (MES) ou embarcações totalmente elétricas (*all-electric ships*), onde geradores de grande porte alimentam o sistema de tração elétrica. Neste caso, a capacidade de operar com potências elevadas e volume reduzido, sem comprometer a eficiência e segurança, são pontos igualmente importantes. Devido aos níveis de potência processados, sistemas em média tensão surgem como uma possível solução (CASTELLAN *et al.*, 2018; SULLIGOI *et al.*, 2012).

De forma similar, a extração submarina de óleo e gás (O&G) possui restrições quanto ao volume, segurança e eficiência dos conversores, os quais tipicamente compõem o sistema de acionamento das bombas e compressores. Os *drives* de frequência variável utilizados nestas aplicações podem ser alimentados em média- e alta-tensão, exigindo sistemas de transmissão e distribuição compatíveis à aplicação (SOUSA; Marcelo L HELDWEIN, 2013a; 2013b).

Navios mais elétricos e sistema submarinos de extração e processamento de óleo e gás são tipicamente alimentados por geradores síncronos. Estes utilizam turbinas a gás, no caso de O&G, ou máquinas a diesel, tipicamente em MESs. Devido às características do gerador e da máquina primária, retificadores unidirecionais têm a vantagem de prover uma proteção natural contra o fluxo reverso de potência. É comum grandes geradores síncronos possuírem sistemas de proteção para evitar a operação como motor (função 32 na tabela ANSI de proteção), a qual leva ao desligamento da máquina.

Equipamentos pesados resultam no aumento do consumo de combustível em MESs e, assim como ocorre em estações *offshore* de extração de O&G, a diminuição

do espaço útil das embarcações devido ao volume dos equipamentos elétricos resulta em prejuízo econômico. Logo, o conversor deve ser tão pequeno e leve quanto possível. Evidentemente, o sistema deve operar com alto rendimento, de forma a reduzir o consumo de combustíveis e os requisitos térmicos, os quais normalmente afetam o volume e peso do sistema.

Topologias usuais de conversores esbaram nas limitações de tensão e corrente dos componentes. Semicondutores com elevadas tensões de bloqueio possuem perdas de comutação excessivas quando operados em alta frequência (MATSUOKA *et al.*, 2014) e o desenvolvimento de novos semicondutores é uma proposta cara para diversas aplicações. A associação de semicondutores de baixa tensão reduz os esforços elétricos. Entretanto, implica em circuitos adicionais para equalização das tensões e correntes durante a comutação dos interruptores (PIAZZESI; MEYSENC, 2004), tornando essa solução pouco atrativa em média tensão.

Assim, retificadores baseados no conversor modular multinível (*modular multilevel converter* - MMC) (MARQUARDT; LESNICAR; HILDINGER, 2002; MARQUARDT, 2017) e retificadores multipulsos (MPR) que utilizam transformadores com deslocamento de fase são soluções normalmente consideradas (CASTELLAN *et al.*, 2018; SOUSA; Marcelo L HELDWEIN, 2013b). Apesar das diversas vantagens como escalabilidade, modularidade e operação com interruptores de menor tensão, os retificadores MMC apresentam um volume considerável devido à energia armazenada nos capacitores dos submódulos (SM). As oscilações de potência na frequência fundamental e em componentes harmônicos de segunda ordem conduzem a valores de capacitância elevados. De forma similar, os MPRs têm volume e peso consideráveis em razão dos transformadores com múltiplos enrolamentos utilizados nas faixas de tensão e potência consideradas. Além disso, a necessidade de manutenção do transformador implica no desligamento do conversor. Apesar destas desvantagens, tanto o retificador MMC quanto o MPR oferecem características interessantes quanto à confiabilidade, ponto importante nas aplicações apresentadas.

Retificadores trifásicos multiníveis com modulação por largura de pulso (*Pulse width modulation* - PWM), como o retificador *Vienna* (J. W. KOLAR; H. ERTL; ZACH, 1996), também garantem a qualidade das formas de onda das correntes drenadas da rede, sem comprometer os limites de peso e volume. Entretanto, a operação em alta frequência implica em diodos e transistores projetados para tal, sem uma redundância natural à topologia. Nesta classe de conversores, a operação em média tensão requer a associação série de semicondutores.

Retificadores MMC possuem redundância natural, a qual é vantajosa quando almeja-se maior confiabilidade e continuidade de operação. Enquanto isso, MPRs utilizando diodos ou tiristores comutando na frequência da rede são bastante robustos, têm montagem, controle e manutenção fáceis quando comparados às soluções em alta

frequência, além de possuírem um L^2t (capacidade de curto circuito em Joule) muito maior do que o obtido com semicondutores operando em frequências elevadas. Neste contexto, retificadores híbridos baseados em diodos comutando na frequência da rede, aliados à redundância, baixo volume e elevada frequência de operação dos SMs MMC, são o foco desta dissertação.

Além das vantagens naturais provenientes destes arranjos, as tensões sintetizadas pelos submódulos são compostas por harmônicos de ordem três e seus múltiplos. Assim, a oscilação de potência nos capacitores dos SMs acontece em frequências mais elevadas que aquelas convencionais em retificadores MMC, onde o conteúdo harmônico é composto pela primeira e segunda componentes, além de múltiplos desta. Além disso, os ramos MMC processam apenas uma fração da potência que flui no conversor, suficiente para garantir a qualidade das formas de onda das correntes drenadas da rede e injetadas no barramento. Outrossim, o número de SMs requeridos é muito menor quando comparado ao retificador MMC trifásico equivalente.

Os princípios básicos de operação do retificador HU-MMC derivam de três conceitos já consolidados na literatura, são eles: (i) o retificador híbrido com ramo ativo de injeção de terceira harmônica, cujo conceito é apresentado em (YOO; SUL, 2010; SOEIRO; VANCU; Johann W KOLAR, 2013; SOEIRO; SOUSA *et al.*, 2014); (ii) o indutor eletrônico (*electronic smoothing inductor* - ESI) proposto em (Hans ERTL; Johann W KOLAR, 2005; MINO; M. HELDWEIN; Johann W KOLAR, 2005); e, (iii) o conversor modular multinível apresentado em (LESNICAR; MARQUARDT, 2003; SOUSA; Marcelo L HELDWEIN, 2013b; DEBNATH *et al.*, 2015). Os dois primeiros são a base para operação em regime permanente, enquanto que o terceiro é aplicado na síntese das células de comutação do ramo ativo de injeção de terceira harmônica e do indutor eletrônico, as quais são construídas utilizando submódulos em meia ponte e ponte H como em conversores MMC.

1.1 OBJETIVOS DO TRABALHO

Até o momento da realização deste trabalho, o conversor proposto apresentava pouca ou nenhuma bibliografia. Desta forma, este documento tem como objetivo principal a proposta e análise de um retificador trifásico unidirecional, adaptado à operação em média tensão, com elevado fator de potência do lado CA e baixa distorção harmônica da corrente injetada no barramento CC.

Os objetivos específicos são resumidos como:

- Descrição e análise das etapas de operação em baixa frequência;
- Dimensionamento de elementos passivos e semicondutores, tanto os de baixa frequência quanto os utilizados nos módulos MMC;

- Proposta de uma estratégia de controle para operação do conversor como retificador com elevado fator de potência no lado CA e baixa *THD* no lado CC;
- Contribuição ao estudo do projeto do controlador multi-ressonante da corrente de saída injetada no barramento CC;
- Projeto das malhas de equilíbrio dos módulos MMC, necessárias à operação do conversor;
- Proposta de uma técnica de pré-carga dos capacitores dos submódulos e partida do conversor;
- Modelagem orientada ao controle do HU-MMC.

1.2 CONTRIBUIÇÕES

São destacadas a seguir as principais contribuições desenvolvidas ao longo deste trabalho:

- Apresentação dos princípios de operação e formas de onda do HU-MMC em regime permanente;
- Cálculo dos esforços elétricos e do fluxo de potência ativa nos ramos compostos por SMs MMC, possibilitando o dimensionamento dos elementos passivos e semicondutores;
- Dimensionamento dos semicondutores responsáveis pela operação em baixa frequência;
- Modelagem orientada ao controle de todas as malhas necessárias ao projeto dos controladores;
- Cálculo dos controladores proporcional integral aplicados ao controle das tensões dos capacitores equivalentes dos submódulos MMC;
- Otimização dos controladores da corrente injetada no barramento de corrente contínua;
- Proposta e validação da estratégia de pré-carga e partida do conversor;
- Validação dos princípios básicos e estratégia de controle utilizando simulações em tempo real realizadas com o *Hardware in the Loop* (HIL).

1.3 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

Este documento é composto desta introdução e mais quatro capítulos destinados ao estudo do retificador híbrido unidirecional baseado em módulos MMC (*Hybrid Unidirectional Modular Multilevel Converter* — HU-MMC), resumidamente apresentados abaixo.

O Capítulo 2 trata dos conceitos básicos que fundamentam a operação do HU-MMC. Após uma breve introdução sobre correção de fator de potência em retificadores trifásicos, são apresentados o circuito de injeção de terceira harmônica e o retificador com indutor eletrônico. Em seguida, conceitos importantes relativos aos módulos MMC são discutidos. Conversores cuja operação assemelha-se à do HU-MMC são destacados e, por fim, apresentam-se os parâmetros de simulação utilizados no decorrer do trabalho.

O dimensionamento e a operação do HU-MMC são detalhados no Capítulo 3. Partindo das etapas de operação de baixa frequência, são derivadas as principais formas de onda e os estados de comutação dos interruptores de baixa frequência do ramo de injeção de terceira harmônica. É demonstrado que, uma vez que o conversor opere corretamente, os ramos MMC são estáveis do ponto de vista da tensão dos seus capacitores. Finalmente, as principais equações para o dimensionamento de elementos ativos e passivos são apresentadas.

A modelagem e controle são temas abordados no Capítulo 4. Partindo de uma explicação detalhada da estratégia de controle adotada, bem como das restrições impostas pela operação do conversor, são definidas e encontradas as funções de transferência necessárias ao cálculo dos controladores. Uma vez obtidas, os parâmetros dos controladores são equacionados e apresentados. Como uma solução analítica não foi encontrada para o caso do controle da corrente injetada no barramento CC, também é apresentada a técnica de otimização via simulação empregada para obtenção dos controladores.

O Capítulo 5 trás os resultados de simulação em tempo real obtidos com o *Hardware in the Loop* (HIL). Detalhes sobre a partida do conversor, bem como sobre a implementação dos controladores no DSP TMS320F28069, são discutidos e embasados com formas de onda obtidas com o OPAL-RT.

Finalmente, as conclusões e propostas de trabalhos futuros são apresentadas.

O Apêndice A faz uma revisão sobre a linearização pelo método de perturbação em torno de um ponto de operação, utilizado no Capítulo 4 para obtenção das funções de transferência utilizadas no projeto dos controladores.

2 RETIFICADORES TRIFÁSICOS: CONCEITOS E REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

A conexão de um barramento CC a um sistema trifásico, seja um gerador isolado o sistema interligado, é normalmente realizada em dois estágios, um retificador trifásico e um conversor CC-CC (J. W. KOLAR; FRIEDLI, 2013). A efetividade do primeiro estágio, ao qual é atribuído a conversão CA-CC, é um ponto chave tanto para a qualidade das formas de onda quanto para o volume e peso do conversor, uma vez que ela afeta a rede e o barramento CC resultante.

A conversão CA-CC é um processo não linear, que resulta em correntes de fase com conteúdo harmônico relevante para a maior parte dos sistemas. Em acionamentos em média tensão, onde uma parcela considerável de energia flui através do conversor, correntes drenadas do sistema trifásico que apresentam elevada distorção harmônica (*Total harmonic distortion* - THD) implicam em filtros volumosos, levando a perdas excessivas e baixa densidade de potência. Além disso, variáveis como robustez, confiabilidade, possibilidade de manutenção em operação e redundância devem ser levados em conta na escolha do retificador.

Indiferente da topologia adotada, um conversor capaz de atender totalmente todos os requisitos impostos não é uma realidade, implicando em várias soluções que buscam evidenciar vantagens e balancear desvantagens. Nesta seção são apresentados os principais conceitos que embasam o conversor proposto, seguido da revisão bibliográfica das principais soluções relacionadas à proposta.

2.1 CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA EM SISTEMAS TRIFÁSICOS

Considere um sistema trifásico balanceado de sequência positiva $v_\theta = [v_A \ v_B \ v_C]^T$, com valor de pico \hat{v} , frequência f e frequência angular $\omega = 2\pi f$, tal que

$$\begin{aligned} v_A(\omega t) &= \hat{v} \sin(\omega t) \\ v_B(\omega t) &= \hat{v} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_C(\omega t) &= \hat{v} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (1)$$

Através deste sistema fluem correntes equilibradas $i_\theta = [i_A \ i_B \ i_C]^T$,

$$\begin{aligned} i_A(\omega t) &= \hat{i} \sin(\omega t + \Phi_i) \\ i_B(\omega t) &= \hat{i} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \Phi_i\right) \\ i_C(\omega t) &= \hat{i} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \Phi_i\right) \end{aligned} \quad (2)$$

onde \hat{i} representa o valor de pico das correntes e Φ_i o deslocamento de fase entre v_θ e i_θ .

A potência instantânea $p_\theta = [p_A \ p_B \ p_C]^T$ em cada uma das fases é composta por uma componente CC e uma CA com duas vezes a frequência angular das tensões

e correntes:

$$\begin{aligned} p_A &= \frac{\hat{i}\hat{v}}{2} \left\{ \cos(\Phi_i) - \text{sen} \left(2\omega t + \Phi_i + \frac{\pi}{2} \right) \right\} \\ p_B &= \frac{\hat{i}\hat{v}}{2} \left\{ \cos(\Phi_i) - \text{sen} \left(2\omega t + \Phi_i + \frac{\pi}{6} \right) \right\} . \\ p_C &= \frac{\hat{i}\hat{v}}{2} \left\{ \cos(\Phi_i) - \text{sen} \left(2\omega t + \Phi_i - \frac{\pi}{6} \right) \right\} \end{aligned} \quad (3)$$

A partir de (3), a potência ativa em cada uma das fases (P_θ) pode ser calculada para um período $T = 1/f$ por

$$P_\theta = \frac{1}{T} \int_T p_\theta(\omega t) d\tau = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} p_\theta(\omega t) d\tau = \frac{\hat{i}\hat{v}}{2} \cos(\Phi_i) \cdot l_3, \quad (4)$$

onde l_3 representa um vetor unitário com 3 linhas. Ao impor $\Phi_i = 0$ ao sistema é assegurado que, para uma frequência angular ω , a máxima potência ativa será drenada por cada uma das fases para um dado valor máximo de corrente.

Embora a condição $\Phi_i = 0$ pareça trivial do ponto de vista matemático, o processo de conversão CA-CC e os limites tecnológicos impõem diversas restrições que dificultam, ou mesmo impossibilitam, que ela seja alcançada sem comprometer o volume e rendimento do conversor.

A Fig. 1 apresenta um retificador trifásico genérico, onde os interruptores S_{wk} podem operar nos quatro quadrantes de tensão e corrente e com qualquer frequência de comutação. Os valores instantâneo $v_\zeta = [v_a \ v_b \ v_c]^T$ representam as tensões de fase do retificador, convenientemente referenciadas ao ponto n . Em série com cada uma das fases é adicionado um indutor de indutância L_l , o qual filtra as correntes drenadas ou injetadas na rede CA. Na saída do conversor é adicionado um capacitor de capacitância C_o , responsável pela inércia de tensão do barramento CC.

Analisando a malha de tensão entre os pontos $\{o, n\}$, para qualquer uma das fases é escrito:

$$v_\theta - L_l \frac{di_\theta}{dt} - v_{n0} \cdot l_3 = v_\zeta. \quad (5)$$

Somando cada uma das componentes de (5) e considerando que em um sistema balanceado $v_A + v_B + v_C = 0$ e $i_A + i_B + i_C = 0$, então:

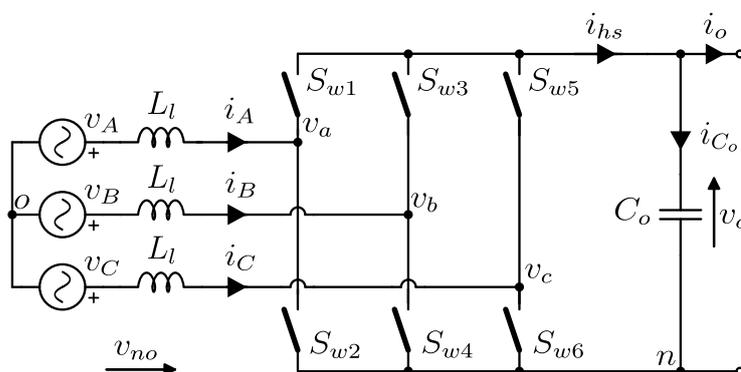
$$v_{n0} = -\frac{v_a + v_b + v_c}{3} \quad (6)$$

Reescrevendo (5) em função das tensões das fases do retificador e isolando a derivada das correntes que fluem na rede, é obtida a equação:

$$L_l \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Dadas as condições impostas sobre as tensões e correntes de fase, a equação (7) representa um sistema possível e indeterminado. Assim, se nenhuma restrição é assumida às tensões v_ζ , há ao menos uma solução para qual $\Phi_i = 0$. Naturalmente,

Figura 1 – Modelo elétrico simplificado de um retificador trifásico convencional com interruptores S_w de quatro quadrantes.



Fonte: O Autor.

como i_θ e v_θ têm características senoidais, v_ζ deve apresentar uma característica equivalente.

Entretanto, as características de operação do conversor implicam em restrições ao valor de v_ζ . Na Fig. 1, se C_o é suficientemente grande, então v_o assume um valor praticamente constante dado por V_o . Assim, em qualquer instante de operação o vetor de tensões v_ζ pode assumir dois estados, V_o ou 0. Isto leva a um conteúdo harmônico indesejado nas correntes i_θ , embora a condição necessária para obter $\Phi_i = 0$ ainda possa ser atendida do ponto de vista da frequência angular fundamental ω .

O comportamento das correntes drenadas ou injetadas na rede é comumente caracterizado pelo seu fator de potência λ , o qual depende de Φ_i , bem como da taxa de distorção harmônica das correntes i_θ , nomeada THD_{*i*}. Estas grandezas estão relacionadas pela equação

$$\lambda = \frac{1}{\sqrt{1 + \text{THD}_i^2}} \cos(\Phi_i), \quad (8)$$

onde a THD de um sinal CA $x(t)$, cuja fundamental apresenta amplitude \hat{x}_{1h} e o valor de pico da k -ésima harmônica é dado por \hat{x}_{kh} , é calculada em relação as N primeiras harmônicas por:

$$\text{THD}_i = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^N \hat{x}_{kh}^2}}{\hat{x}_{1h}}. \quad (9)$$

O fator de potência pode ser visto como a porcentagem da potência aparente convertida em trabalho. Assim, embora em condições específicas operar com $\lambda \neq 1$ possa ser conveniente, na maior parte dos casos o seu valor deve ser tão próximo da unidade quanto possível. É interessante, portanto, assegurar $\Phi_i = 0$ e minimizar o conteúdo harmônico gerado pela comutação dos interruptores S_{wk} .

Uma abordagem convencional consiste em operar os interruptores S_{wk} em alta frequência, deslocando o espectro harmônico de v_ζ para frequências tais que baixos

valores de indutância resultem em baixa ondulação de i_θ . Desta forma, o volume e custo dos indutores de linha são reduzidos tanto quanto necessário, além de ser mantida uma boa dinâmica para o controle das correntes de entrada.

No entanto, perdas de comutação, problemas relativos à compatibilidade eletromagnética e dificuldades intrínsecas à associação série de semicondutores de potência impõem restrições estreitas sobre semicondutores em sistemas de média tensão.

Outra solução é aumentar o valor da indutância L_l . Todavia, devido aos harmônicos de baixa frequência nas correntes de fase (quinta e sétima harmônicas, principalmente), é necessário um valor elevado de indutância. Isto implica em elementos magnéticos volumosos que incrementam o custo, volume e peso do conversor. Além disso, estes podem levar a maiores perdas de condução devido às resistências dos enrolamentos. Considerando ainda a baixa qualidade da corrente resultante e a perda da dinâmica do conversor, esta solução torna-se impraticável na maior parte das aplicações em média tensão.

Assim, um conversor onde os interruptores S_{wk} operam em uma frequência tão próxima à da rede quanto possível, como uma ponte de diodos por exemplo, sem a necessidade de filtros volumosos com indutância elevada seria uma solução ótima. Diversas propostas são encontradas na literatura onde são realizadas alterações e complementos ao circuito básico apresentado. Em (J. W. KOLAR; FRIEDLI, 2013) é conduzida uma revisão dos principais conceitos e topologias de retificadores trifásicos aplicados à correção de fator de potência.

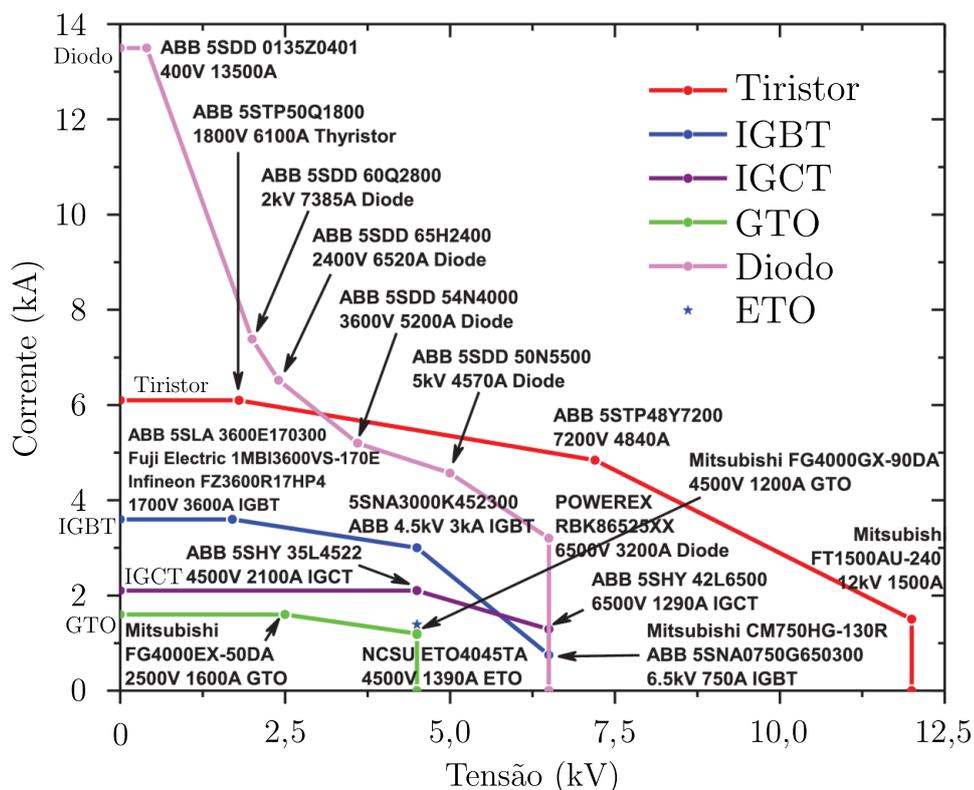
2.2 SEMICONDUCTORES DE POTÊNCIA

Um dos objetivos da eletrônica de potência é operar com tensões e correntes cada vez mais elevadas, ao mesmo tempo em que se garanta baixa taxa de falhas, alto rendimento e qualidade no processamento de energia elétrica. Por esta razão, tanto novos componentes de potência quanto métodos para aperfeiçoar os componentes atuais são foco de diversos estudos.

Quando se trabalha com retificadores em média tensão, a tecnologia disponível de semicondutores ainda é bastante limitada, apresenta perdas consideráveis e tem um custo muito mais elevado quando comparada a dos componentes especificados para baixas tensões. Ao mesmo tempo, novas tecnologias de semicondutores ainda estão distantes de apresentar o baixo custo e a confiabilidade necessários para dominar o mercado. Embora o foco deste trabalho não seja os semicondutores de potência, uma breve apresentação é necessária.

A Fig. 2 mostra os limites de tensão e corrente para semicondutores de silício, baseando-se em diversos componentes comerciais. Naturalmente, os mais adaptados para a média- e alta-tensão são os diodos e tiristores. Embora o tiristor tenha entrada em condução controlada, a comutação exige uma corrente no ânodo do tiristor muito

Figura 2 – Faixa de operação em tensão e corrente dos semicondutores convencionais em média tensão em 2017.



próxima de zero. Assim, em geral os retificadores a tiristor devem operar na frequência da rede, tornando o sistema mais lento, exigindo filtros volumosos, pesados e caros. Além disso, circuitos com comutação controlada que utilizam tiristores são de difícil implementação.

Adaptado para frequências mais elevadas, o IGBT apresenta menos perdas de comutação quando comparado ao tiristor. Somando-se a comutação controlada, a qual permite circuitos operando com frequências acima da frequência fundamental, este semicondutor é a solução natural para aplicações de baixa tensão e média potência. A operação em média tensão, ao contrário, exige a associação série de semicondutores.

Visto a limitação de frequência imposta por componentes adaptados à média tensão e considerando as vantagens de operar com frequência de comutação na ordem de kHz, se torna interessante buscar soluções onde os esforços de tensão sobre os semicondutores são reduzidos, permitindo assim o uso de IGBTs, por exemplo. Neste contexto, duas soluções destacam-se na literatura: a associação de células de comutação (conversores multiníveis) e a associação de módulos de potência.

Uma revisão sobre as topologias multinível clássicas é realizada em (DU *et al.*, 2018). Detalhes sobre a associação série de IGBTs e os efeitos sobre o circuito de *gate driver* são destacados em (JANG *et al.*, 2010). Para um estudo preliminar do

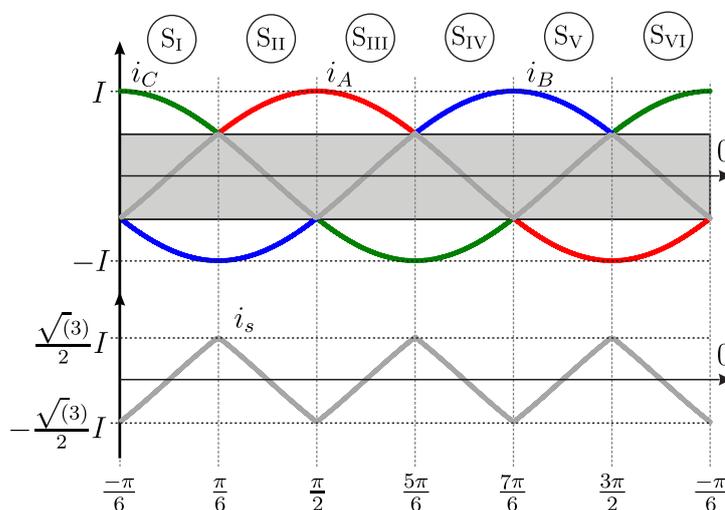
estado da arte em semicondutores no ano de 2017, incluindo as tecnologias SiC e GaN, pode ser consultada a referência (HUANG, 2017).

2.3 RETIFICADOR COM BRAÇO DE INJEÇÃO DE TERCEIRA HARMÔNICA

Em um retificador de seis pulsos operando com correntes de fase senoidais e em fase com as respectivas tensões, cada um dos diodos conduz por um terço do período de rede. Naturalmente, deve existir um caminho para as correntes de fase quando o respectivo diodo não está em condução. Esta condição fica mais clara na Fig. 3, onde a corrente na região sombreada, aqui chamada de i_s , corresponde à porção de i_θ não conduzida.

Este problema pode ser resolvido injetando uma corrente modelada como um segmento de um seno na fase com tensão instantânea intermediária. Conversores CA-CC que empregam esta técnica são conhecidos na literatura como retificadores com rede de injeção de terceira harmônica (YOO; SUL, 2010; SOEIRO; VANCU; Johann W KOLAR, 2013; SOEIRO; SOUSA *et al.*, 2014). Uma forma intuitiva de realizar este circuito é apresentada na Fig. 4.

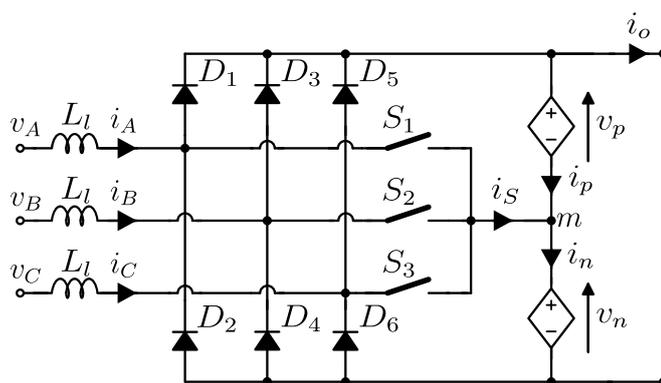
Figura 3 – Porção das correntes i_A , i_B e i_C conduzida pelos diodos do retificador de seis pulsos. A região sombreada corresponde à porção que deve ser injetada por um circuito auxiliar.



Fonte: O Autor.

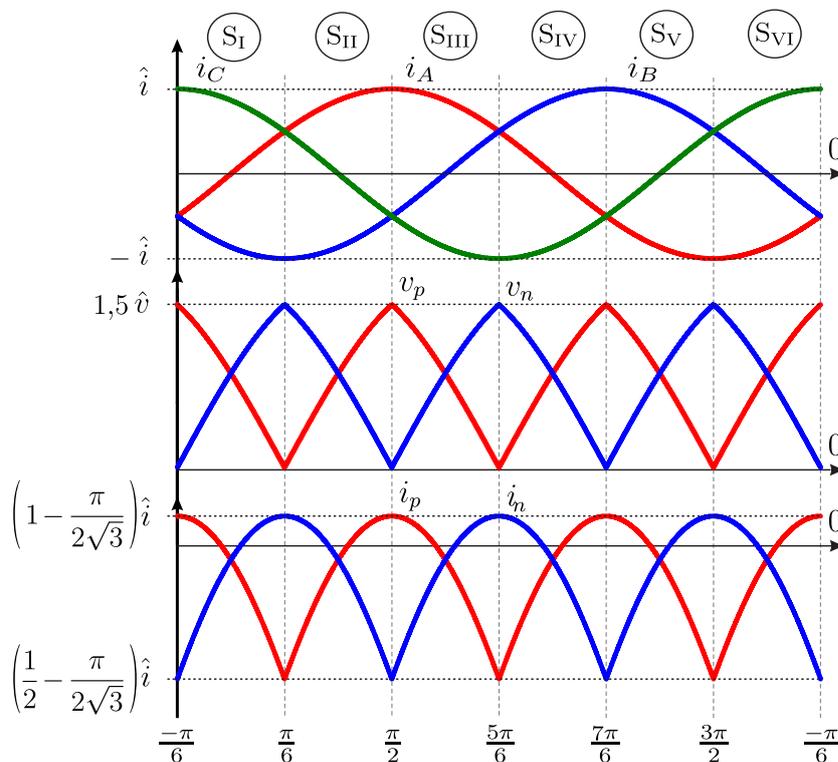
Considere que as fontes controladas de tensão v_p e v_n possam assumir qualquer valor entre 0 e o pico da tensão de linha, $\sqrt{3}\hat{v}$. Além disso, assuma que o interruptor de quatro quadrantes S_k possui uma estratégia de comando tal que o ponto m esteja sempre conectado à fase com tensão intermediária. Naturalmente, a condição para operação com fator de potência elevado pode ser alcançada, uma vez que há dois graus de liberdade para controlar duas correntes de fase (a terceira resulta da condição

Figura 4 – Retificador de seis pulsos e circuito de injeção de terceira harmônica.



Fonte: (Hans ERTL; Johann W KOLAR, 2005)

Figura 5 – Formas de onda do modelo ideal de um retificador de seis pulsos com braço de injeção de terceira harmônica.

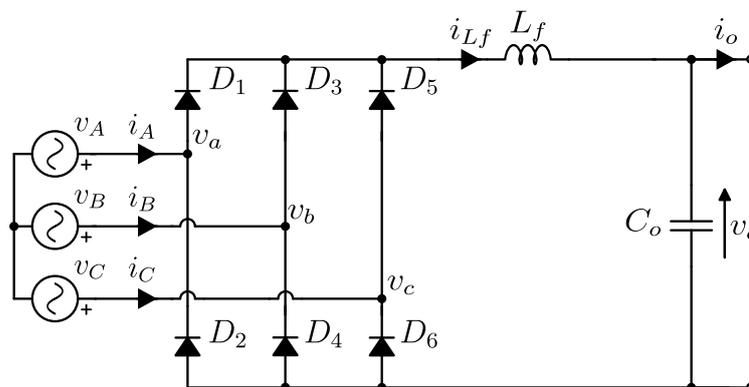


Fonte: O Autor.

$i_A + i_B + i_C = 0$). As formas de onda das tensões controladas e das correntes i_p e i_n que fluem através das fontes controladas que geram as tensões v_p e v_n são mostradas na Fig. 5. É importante perceber que v_p e v_n são sempre positivas, diferente das correntes i_p e i_n .

A corrente i_S é composta por harmônicos de ordem três e múltiplos de três, justificando o nome atribuído. Neste arranjo, considera-se que S_k é um interruptor de quatro quadrantes, isto é, bidirecional em tensão e corrente. A implementação, bem

Figura 6 – Modelo elétrico ideal de um retificador de seis pulsos com filtro indutivo do lado CC.



Fonte: O Autor.

como o controle deste circuito serão detalhados posteriormente.

2.4 RETIFICADOR COM EMPREGO DO INDUTOR ELETRÔNICO

A corrente injetada no barramento CC deve apresentar um conteúdo harmônico tão próximo de zero quanto possível, permitindo a redução da capacitância C_o do capacitor de barramento, bem como do valor eficaz de corrente que flui através dele. Porém, a corrente após o retificador a diodos apresenta ondulações com seis vezes a frequência da rede, além de múltiplos de três deste valor.

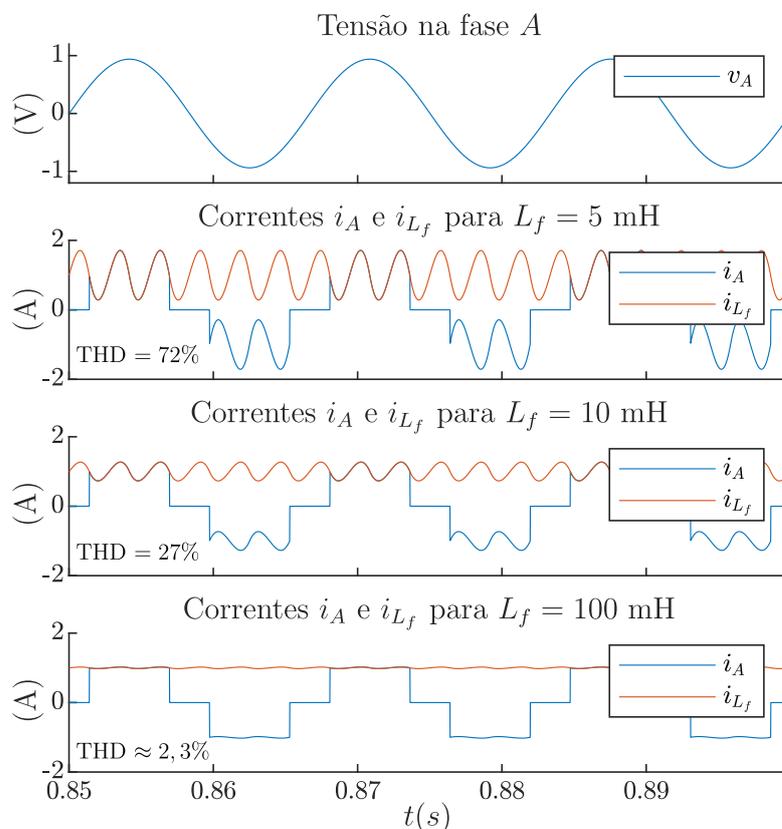
Uma forma simples de atingir uma corrente de saída quase constante partindo de um sistema trifásico é o uso de um retificador de seis pulsos com um indutor no lado CC, cuja indutância é aqui denominada L_f . Este arranjo, bem como as formas de onda das correntes na fase A e através do indutor (i_{L_f}) para diferentes valores de L_f são apresentados, respectivamente, na Fig. 6 e na Fig. 7.

Do ponto de vista da corrente injetada no barramento, operar com $L_f \rightarrow \infty$ seria a solução ideal. Da mesma forma, um excelente fator potência do lado CA, da ordem de $\lambda = 0,95$, pode ser obtido com valores elevados de L_f . Entretanto, devido ao seu peso e volume, este indutor reduziria de forma considerável a densidade de potência do conversor (Hans ERTL; Johann W KOLAR, 2005). Ao mesmo tempo, considerando operação em média tensão, indutâncias da ordem de algumas dezenas de mH são impraticáveis.

Uma solução possível para limitar L_f e manter as características de indutância elevada é o uso de um indutor eletrônico, como apresentado em (Hans ERTL; Johann W KOLAR, 2005) e (MINO; M. HELDWEIN; Johann W KOLAR, 2005). O modelo elétrico equivalente do retificador com indutor eletrônico é mostrado na Fig. 8, onde v_r representa a tensão retificada na saída do retificador de seis pulsos

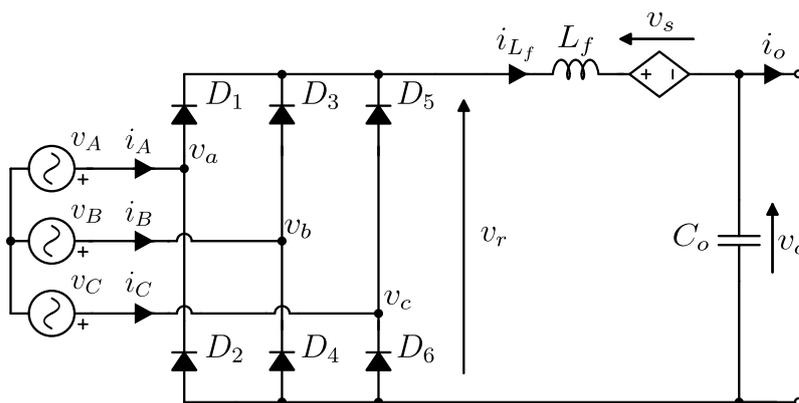
Assuma que os limites de tensão de v_s sejam tais que possibilitem sintetizar com

Figura 7 – Efeito do aumento da indutância do indutor de filtro do lado CC sobre as correntes drenadas da rede e injetadas no barramento CC. A THD apresentada corresponde à da corrente de saída em relação ao valor CC.



Fonte: O Autor.

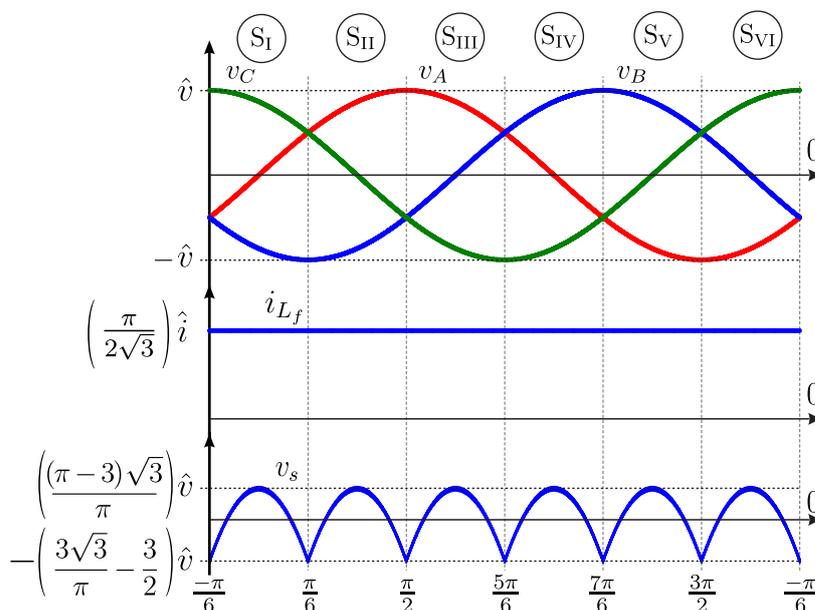
Figura 8 – Modelo simplificado do retificador de seis pulsos com filtro eletrônico ideal.



Fonte: O Autor.

perfeição o conteúdo harmônico da tensão retificada. Desta forma, para v_o constante e igual ao valor médio de v_r , em regime permanente a diferença de tensão sobre o indutor será 0 para qualquer instante de operação e, assim, a corrente que flui para o barramento CC será apenas a componente contínua. As formas de onda resultantes desta condição de operação são mostradas na Fig. 9. Nota-se que a tensão sintetizada

Figura 9 – Formas de onda de um filtro eletrônico ideal em série com um retificador de seis pulsos.



Fonte: O Autor.

é ora positiva, ora negativa, embora a corrente seja constante e maior que zero.

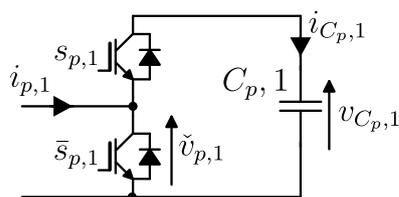
Naturalmente, um circuito que permite uma réplica exata de v_s não é prática-vel, exigindo que L_f filtre algum conteúdo harmônico. Mas o projeto adequado deste circuito permite que o espectro de i_{L_f} seja deslocado para frequência mais elevadas, permitindo a utilização de indutâncias de valor reduzido se comparadas àquelas da Fig. 6. Mais detalhes sobre a implementação e controle deste circuito são apresentados nas seções posteriores.

2.5 CONCEITOS BÁSICOS SOBRE O CONVERSOR MODULAR MULTINÍVEL

Tanto o circuito de injeção de terceira harmônica quanto o retificador com indutor eletrônico foram introduzidos utilizando fontes controladas. Em baixa tensão, v_p e v_n são facilmente realizados por circuitos na configuração meia ponte, enquanto que uma ponte completa assimétrica é suficiente para a tensão v_s . Para apresentar características próximas às de uma fonte controlada ideal, estes devem operar com frequência de comutação elevada, da ordem de centenas de quilohertz, deslocando o conteúdo harmônico das correntes drenadas da rede e injetadas no barramento CC para valores mais elevados, o que implica na redução volume dos filtros e na melhora da dinâmica do controle.

Como discutido, semicondutores baixa tensão possuem diversas soluções para operação em alta frequência. Em média tensão, entretanto, a comutação dos interruptores é limitada a alguns quilohertz. Uma forma de reduzir os esforços elétricos sobre os

Figura 10 – Submódulo do tipo meia ponte, unidirecional em tensão e bidirecional em corrente.



Fonte: O Autor.

semicondutores e, ao mesmo tempo, assegurar o deslocando do conteúdo harmônico para frequência mais altas é o uso de módulos do conversor modular multinível (MMC - *modular multilevel converter*).

O MMC apresenta diversas vantagens que o tornam uma solução ideal para média tensão, tais como: 1) modularidade e escalabilidade, permitindo atender, idealmente, qualquer nível de tensão utilizando arranjos definidos que operam em baixa tensão, 2) eficiência elevada quando comparado a outras soluções de conversores multiníveis e 3) excelente desempenho harmônico quando utiliza um número elevado de submódulos, consequência da frequência aparente de comutação e da redução dos degraus aplicados de tensão (DEBNATH *et al.*, 2015).

O conversor em estudo não é caracterizado como um MMC. Entretanto, o conceito de arranjo de submódulos, bem como os efeitos deste no controle do conversor dependem de princípios básicos relativos ao MMC, os quais são revisados a partir de (DE SOUSA; S. DIAS *et al.*, 2015) e (DE SOUSA, 2014).

Um ramo (*branch*) MMC é constituído de um arranjo de submódulos (SM) idealmente iguais. Cada SM apresenta um elemento armazenador de energia (capacitor) e uma célula de comutação, que permite conectar ou desconectar o elemento armazenador. Os estados de comutação do submódulo em meia ponte (*Half Bridge - SM-HB*) mostrado na Fig. 10 são apresentados na Fig. 11. Por convenção, o diodo e o IGBT conectados ao positivo da tensão do capacitor do SM k são chamados, respectivamente, de $D_{h,k}$ e $T_{h,k}$. Já os conectados ao negativo de $C_{p,k}$ são nomeados $D_{l,k}$ e $T_{l,k}$.

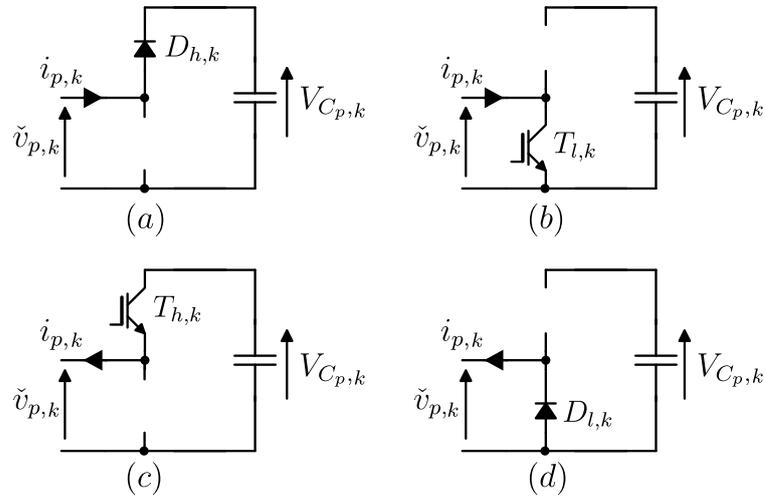
Observando os estados de comutação, fica claro que o SM pode assumir apenas dois valores de tensão, 0 ou $V_{C_{p,k}}$. A frequência aparente de comutação vista pelos terminais do SM é igual à da célula de comutação (f_s) e o valor médio da tensão $v_{p,k}$, é calculada por

$$V_{p,k} = \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t v_{p,k}(\tau) d\tau \quad (10)$$

onde $T_s = \frac{1}{f_s}$.

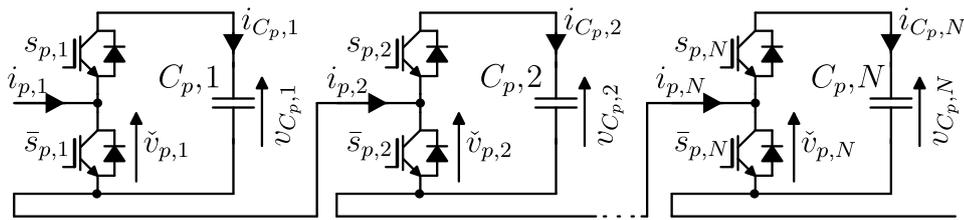
Outra característica importante do SM é a presença de um capacitor no lugar de uma fonte de tensão. Assim, é essencial que o valor médio de $v_{C_{p,k}}$ seja constante em um período definido (um ciclo de rede por exemplo). Para um submódulo ideal, está

Figura 11 – Estados de comutação de um submódulo do tipo meia ponte. a) Corrente $i_{p,1}$ positiva e $s_{p,1} = 1$; b) Corrente $i_{p,1}$ positiva e $s_{p,1} = 0$; c) Corrente $i_{p,1}$ negativa e $s_{p,1} = 1$; e d) Corrente $i_{p,1}$ negativa e $s_{p,1} = 0$.



Fonte: O Autor.

Figura 12 – Ramo MMC composto de N submódulos meia ponte.



Fonte: O Autor.

condição é satisfeita se o valor médio da potência instantânea $p_{p,k}$ que flui através do submódulos neste período T_x for igual a zero, ou seja,

$$\frac{1}{T_x} \int_{t-T_x}^t p_{p,k}(\tau) d\tau = \frac{1}{T_x} \int_{t-T_x}^t i_{p,k}(\tau) v_{p_k}(\tau) d\tau = 0 \quad (11)$$

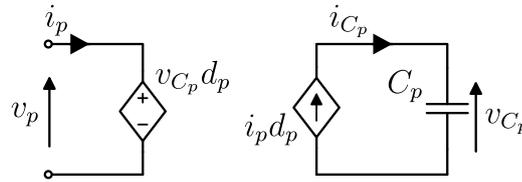
Dois ou mais submódulos podem ser associados em série para formar um ramo, como o apresentado na Fig. 12. Assumindo que os submódulos possuem algum mecanismo de balanço interno das tensões dos capacitores, basta ao controle atuar sobre v_{C_p} .

O valor médio da tensão no ramo (V_p) é igual à soma do valor médio de cada um dos N módulos. Definindo a função de comutação do ramo $s_B \in \{0, \dots, N\}$ como:

$$s_p = \sum_{k=1}^N s_{p,k}, \quad (12)$$

onde $s_{p,k}$ é a função de comutação do módulo k , então é possível definir uma razão

Figura 13 – Modelo médio quase instantâneo de um ramo composto por N submódulos.



Fonte: O Autor.

cíclica equivalente d_p calculada por

$$d_p = \frac{1}{T_s N} \int_{t-T_s}^t s_{p,k}(\tau) d\tau. \quad (13)$$

Como a relação entre o valor de pico da portadora e da moduladora é igual a 1, é comum utilizar a definição de índice de modulação no lugar da razão cíclica. Assim, defini-se $d_x = m_x$, onde m_x é a função de modulação de um ramo genérico.

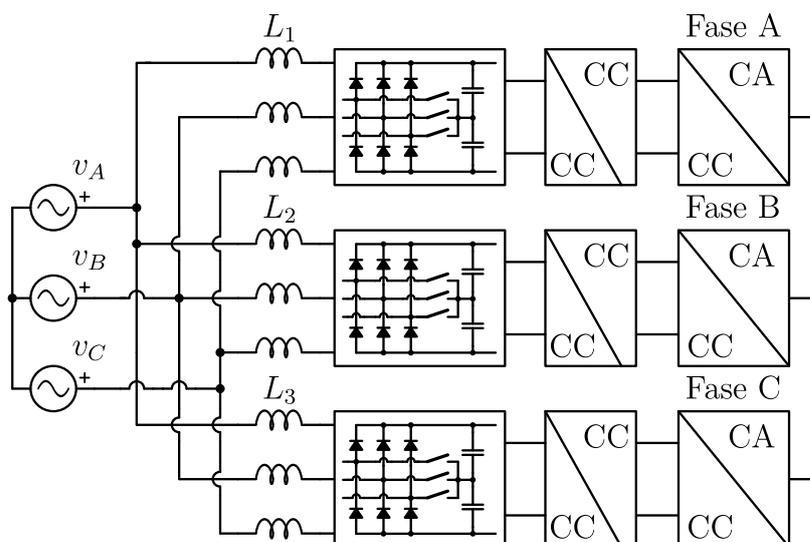
O modelo médio quase instantâneo de um ramo MMC é mostrado na Fig. 13. A capacitância do capacitor equivalente do modelo médio (C_p) é calculada por $C_p = C_{p,k}/N_p$, onde N_p representa o número de módulos do ramo.

Do ponto de vista de controle, esta representação é suficiente para validar de forma satisfatória qualquer dinâmica suficientemente abaixo da frequência de comutação equivalente do ramo. O desenvolvimento teórico realizado neste trabalho assume que as condições para validade do modelo médio quase instantâneo são atendidas, o que simplifica enormemente a análise matemática.

Este modelo é facilmente implementado utilizando fontes controladas de corrente e tensão. O controle do conversor proposto nesta dissertação baseia-se na soma das tensões dos capacitores dos submódulos, o que equivale à atuação sobre a tensão do capacitor equivalente. Ademais, permitindo que d_p assuma valores negativos, este mesmo modelo pode ser utilizado para o módulo em ponte completa.

Uma última observação necessária diz respeito ao mecanismo de equilíbrio das tensões sobre o capacitor de cada um dos submódulos. É assumido que este equilíbrio é garantido por uma malha interna ao ramo, suficientemente rápida para não influenciar no controle do conversor. De fato, este mecanismo não é natural e deve ser imposto por um controle que mede a tensão dos capacitores e atua no comando dos submódulos. Embora este conceito não seja discutido na dissertação, a referência (DEBNATH *et al.*, 2015) trás uma discussão sobre os mecanismos de equilíbrio interno dos capacitores dos SMs normalmente utilizados.

Figura 14 – Modelo elétrico simplificado do (LVC-VC).

Fonte: (JIA *et al.*, 2017)

2.6 RETIFICADORES UNIDIRECIONAIS EM MÉDIA TENSÃO

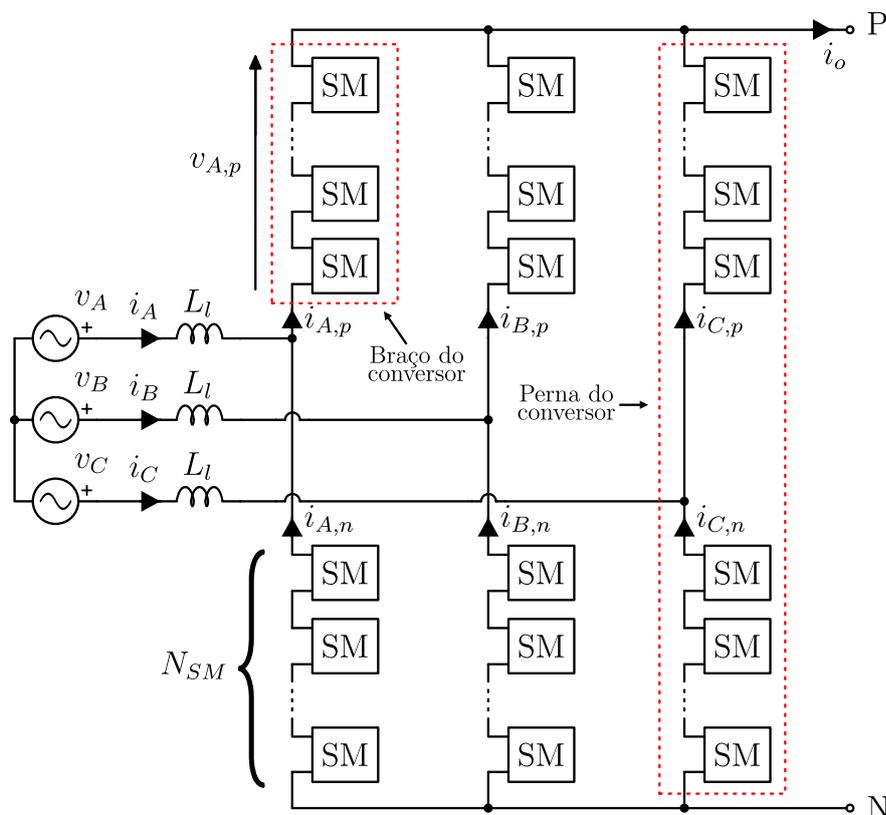
Diversas topologias convencionais de retificadores trifásicos capazes de operar com fator de potência elevado encontram problemas em média tensão devido aos esforços elétricos elevados nos semicondutores. Algumas soluções propostas na literatura, as quais buscam adequar as faixas de tensão àquelas disponíveis ao semicondutor em questão, são resumidas a seguir.

Retificadores multipulso são a estratégia usual para sistemas em média tensão. Embora existam diversos artigos que tratam do assunto, uma revisão completa baseada em mais de 250 trabalhos foi realizada por (SINGH *et al.*, 2008). Quando comparado aos retificadores com correção ativa das correntes drenadas da rede e injetadas no barramento, esta é uma solução tecnicamente simples e econômica para melhorar a qualidade da energia. Suas desvantagens estão ligadas aos transformadores defasadores, os quais são volumosos, pesados e de difícil fabricação. Soluções *off-shore*, propulsão elétrica e sistemas submersos apresentam custo elevado para peso e volume, restringindo o uso destes retificadores.

Devido à divisão dos esforços elétricos entre os interruptores ativos, conversores bidirecionais multiníveis são naturalmente adaptados à média tensão. Em (M. L. HELDWEIN; MUSSA; BARBI, 2010), os autores introduzem alguns retificadores multiníveis unidirecionais derivados do *Neutral Point Clamped* (NPC), do *Flying Capacitor* (FC) e do conversor cascata simétrico com módulos em ponte H (*Cascaded H-Bridge converter* CHB), topologias bidirecionais bem conhecidas na literatura.

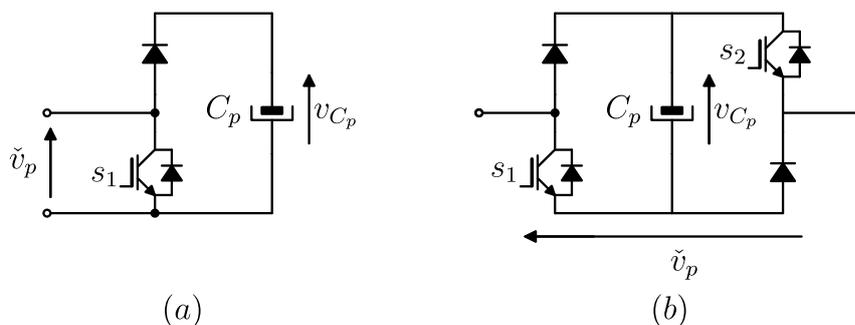
No CHB, os módulos em ponte H implicam em um número elevado de semicondutores controlados. Buscando minimizar este problema, em (JIA *et al.*, 2017) eles

Figura 15 – Modelo elétrico simplificado do retificador trifásico unidirecional MMC.



Fonte: (DE SOUSA; M. L. HELDWEIN, 2013b)

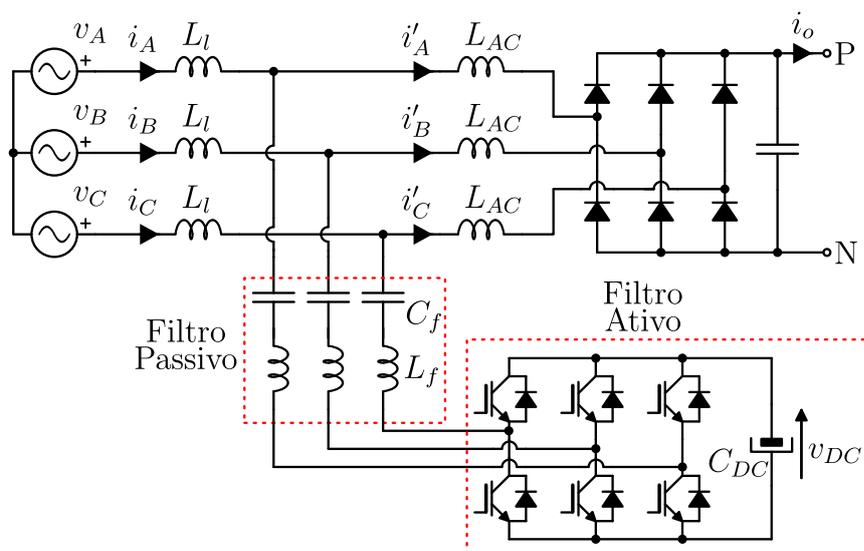
Figura 16 – SM unidirecionais: (a) célula *chopper*; (b) ponte H assimétrico.



Fonte: (DE SOUSA; M. L. HELDWEIN, 2013b)

são substituídos por retificadores tipo Vienna, na versão trifásica, resultando no arranjo apresentado na Fig. 14. Este conversor é denominado pelos autores como *Triple line-voltage cascaded VIENNA converter* (LVC-VC). Para garantir as vantagens da topologia, o Vienna opera com frequência de comutação elevada. Isto pode ser um problema do ponto de vista do semicondutor controlado utilizado, uma vez que há necessidade do arranjo série de dispositivos de menor tensão e, conseqüentemente, circuitos auxiliares à comutação mais sofisticados.

O conversor modular multinível operando como retificador unidirecional para

Figura 17 – Modelo elétrico simplificado do retificador de seis pulsos com filtro *shunt*.

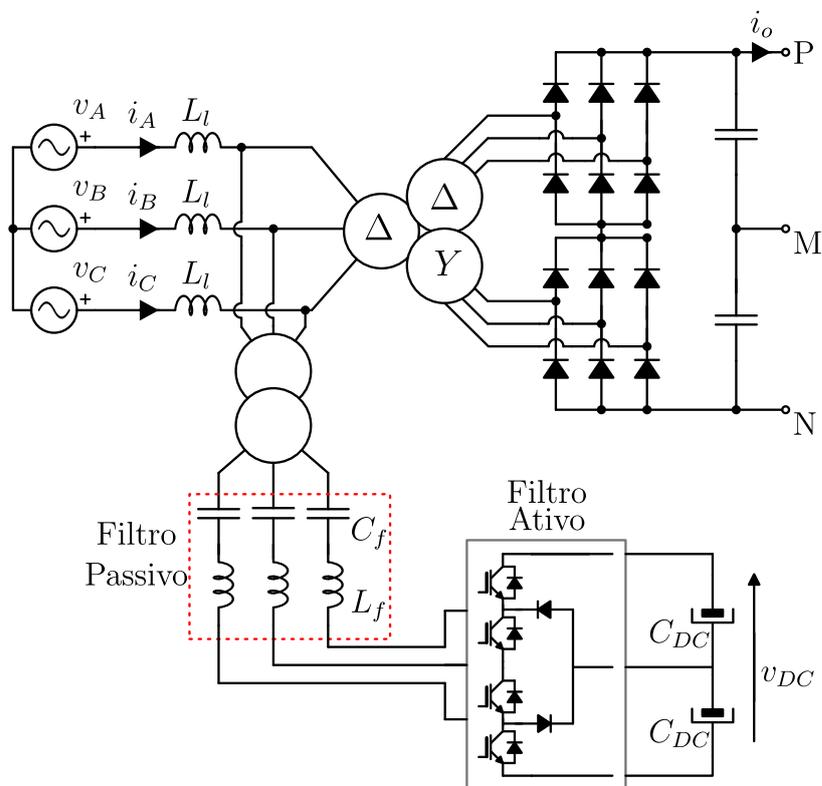
Fonte: (SRIANTHUMRONG; AKAGI, 2003)

transmissão e distribuição submarina em corrente contínua é proposto por (DE SOUSA; M. L. HELDWEIN, 2013b). O artigo apresenta o modelo do conversor e dos submódulos, a técnica de controle e a validação via simulação. O esquema elétrico do retificador proposto é apresentado na Fig. 15. Em cada uma das fases são conectados um ramo positivo e um ramo negativo, chamados de braços, composto por um número igual de submódulos, os quais podem ser unidirecionais em corrente e tensão. Duas topologias convencionais de SM são mostradas na Fig. 16, sendo que no artigo é utilizada a célula *chopper*. O arranjo implica em uma THD das correntes de entrada da ordem de 0,76% com um fator de potência próximo a unidade.

Os mesmos autores propõem em (DE SOUSA; M. L. HELDWEIN, 2013a) um *driver* unidirecional aplicado à média tensão, cujo retificador é o previamente apresentado. É demonstrada a viabilidade do conversor para tensões de linha da ordem de 11 kV, devido ao conversor multinível operar com a associação série de submódulos, reduzindo os esforços elétricos nos semicondutores. Novamente, a simulação das correntes drenadas da rede com o sistema proposto apresentaram baixa THD, da ordem de 1,4%.

Em (SRIANTHUMRONG; AKAGI, 2003) é apresentado um retificador unidirecional de 3,3 kV baseado em uma ponte de diodos, com a filtragem das correntes de entrada realizada por um filtro em paralelo ao conversor (*shunt*), a montante dos indutores de filtro do lado AC, chamados L_{AC} . O filtro é um LC sintonizado na sétima harmônica da frequência da rede, conectado sem o uso de um transformador e alimentado por um barramento CC da ordem das centenas de volts (o qual pode ser um capacitor pré-carregado). Desta forma, IGBTs de baixa tensão são utilizados. Dimensiona-se o filtro para uma potência consideravelmente menor do que aquela

Figura 18 – Modelo elétrico simplificado do retificador de doze pulsos com filtro *shunt* conectado a montante do transformador defasador.



Fonte: (AKAGI; ISOZAKI, 2012)

processada pelo conversor. O modelo elétrico é mostrado na Fig. 17.

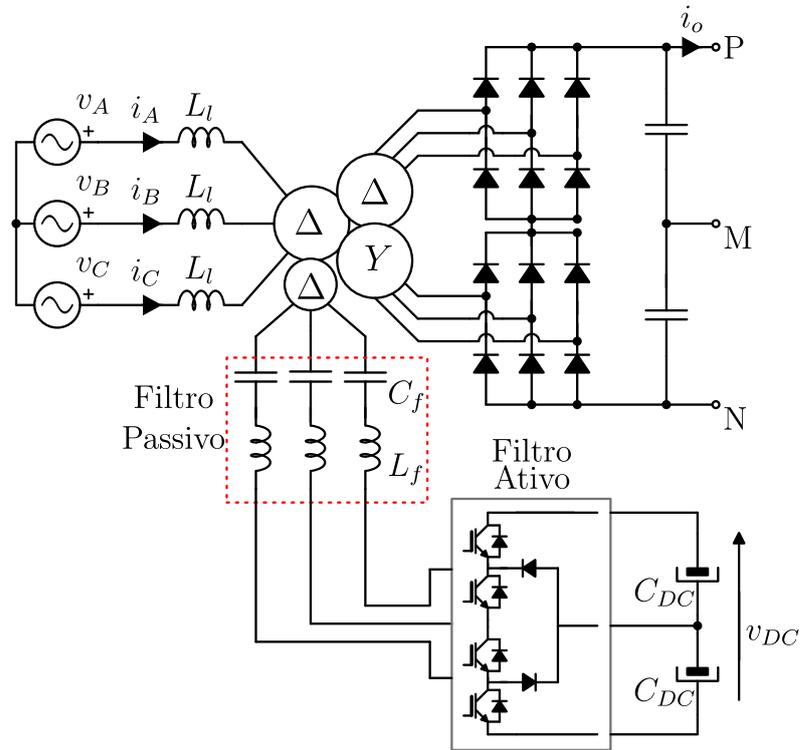
Opta-se por sintonizar o filtro na sétima harmônica devido às características de peso e volume. A compensação da quinta harmônica advém do controle proposto, o qual baseia-se em uma malha *dq* na frequência da rede, somado a um *feed-forward* atuando na quinta harmônica. O arranjo implica em uma THD das correntes de entrada da ordem de 4,0% com um fator de potência unitário. Não há qualquer filtro para as correntes injetadas no barramento CC.

Este conceito pode ser estendido para retificadores de doze pulsos, como apresentado em (AKAGI; ISOZAKI, 2012). Devido aos níveis de potência (em torno de 10 MW), propõe-se o uso de um filtro LC integrado ao conversor NPC conectado por um transformador trifásico a jusante da interface com o retificador ou conectado por um transformador de quatro enrolamentos, como apresentado na Fig. 18 e na Fig. 19. O filtro LC é sintonizado na décima primeira harmônica na frequência da rede.

Um filtro ativo série (*active power filter* - APF) pode ser utilizado no lado CC, para compensar as ondulações de corrente provenientes do retificador de doze pulsos. Esta proposta é descrita em (HAMAD; MASOUD; WILLIAMS, 2014) e apresentada na Fig. 20.

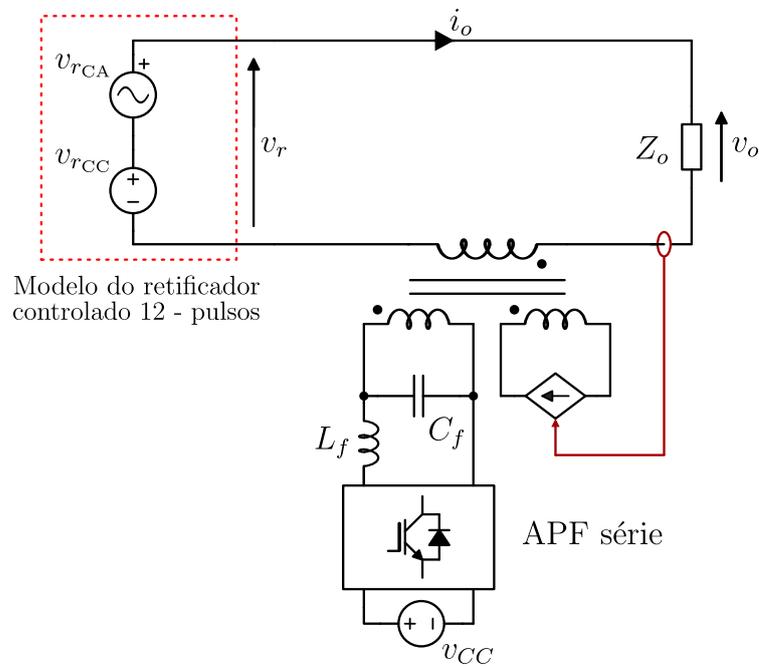
Quando utilizado em série, o APF deve conduzir a corrente de carga, inclusive

Figura 19 – Modelo elétrico simplificado do retificador de doze pulsos com filtro *shunt* conectado através do transformador de quatro enrolamentos.



Fonte: (AKAGI; ISOZAKI, 2012)

Figura 20 – Modelo elétrico simplificado do retificador de doze pulsos com filtro série.



Fonte: (HAMAD; MASOUD; WILLIAMS, 2014)

o valor CC. Para diminuir os requisitos de corrente, o APF é conectado via um circuito amplificador magnético acoplado, o que também garante isolação em relação ao circuito de potência. Vale destacar a semelhança com o conceito de indutor eletrônico discutido anteriormente.

Algumas soluções disponíveis comercialmente para *drives* em média tensão aplicados na indústria petroquímica são revisadas por (ZARGARI; CHENG; PAES, 2018). Como tratam-se de soluções CA-CA, apenas aquelas com armazenamento capacitivo serão mencionadas. Estas têm um interesse especial, uma vez que o conversor proposto neste trabalho pode ser utilizado como CA-CC, substituindo, por exemplo, um retificador multipulso.

Entre as topologias apresentadas, aquelas que têm potencial para utilizar diretamente o HU-MMC são o NPC de três níveis e o *active neutral point clamped* (ANPC) de 5 níveis. Em ambos os casos, este pode substituir o retificador multipulso, o qual depende de transformadores de múltiplos enrolamentos.

O CHB, bem como a variação *cascaded neutral point clamped* (CNPC) dependem de barramentos capacitivos de baixa tensão para os submódulos de potência, tornando obrigatório o uso do transformador. Já a solução MMC não depende de um barramento CC em média tensão, visto que ele é dividido entre os submódulos do conversor.

3 RETIFICADOR HÍBRIDO UNIDIRECIONAL BASEADO EM MÓDULOS MMC

O conversor proposto, chamado retificador híbrido unidirecional baseado em módulos MMC (HU-MMC), baseia-se no compromisso entre as características encontradas nos conversores MMC e nas soluções em baixa frequência, baseadas em transformadores com múltiplos enrolamentos. A conversão CA-CC é realizada por um retificador de seis pulsos a diodo, o qual traz robustez e perdas reduzidas ao conversor. O controle do conteúdo harmônico das correntes de entrada e saída é assegurado por um circuito de injeção de terceira harmônica (lado CA) e um indutor eletrônico (lado CC), os quais são realizados utilizando módulos MMC comutando em alta frequência. Isto implica em filtros com dimensão reduzida, projetados para a frequência de comutação equivalente dos ramos MMC.

Esta seção trata da operação em regime permanente, princípios de controle do retificador e dimensionamento de semicondutores e elementos passivos, destacando as principais vantagens e desvantagens da solução proposta.

3.1 REALIZAÇÃO DO CONVERSOR

A Fig. 21 apresenta o modelo elétrico simplificado do HU-MMC. Ele é composto de uma ponte de diodos conectada à rede trifásica através de um filtro indutivo, um braço de injeção de terceira harmônica e um filtro ativo no ramo CC do conversor.

As correntes do lado CA são moldadas pelos ramos MMC paralelo B_p e B_n , os quais controlam as correntes que fluem entre as fases com tensões máxima e mínima, injetando corrente na fase com tensão intermediária de acordo com a condução dos interruptores S_k .

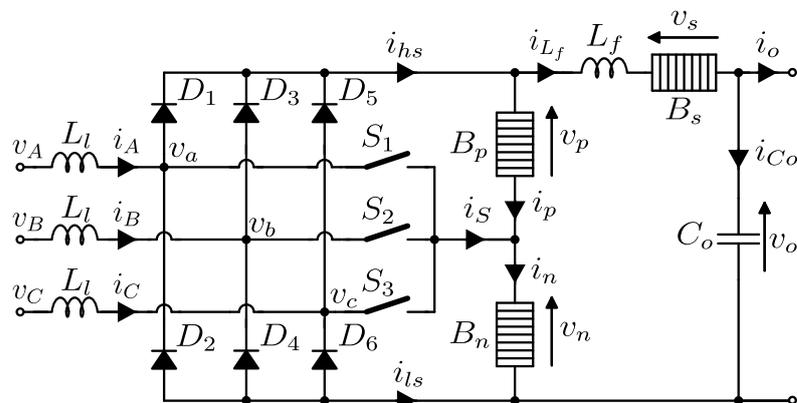
O ramo série (B_s) atua como um indutor eletrônico, filtrando harmônicas de baixa frequência, principalmente a 6ª e 12ª, que de outra forma seriam injetadas no barramento CC.

Uma vez que as harmônicas de baixa frequência são filtradas através do controle dos ramos série e paralelo, os indutores do lado CA (L_l) e CC (L_f) são projetados levando em conta apenas as harmônicas de corrente causadas pela comutação dos módulos MMC.

As tensões v_p e v_n sintetizadas, respectivamente, por B_p e B_n são sempre positivas. Desta forma, submódulos com uma característica de tensão unidirecional, como os do tipo *half-bridge* mostrado na Fig. 22(c), podem ser empregados nos ramos paralelos. Esta característica é interessante visto que estes SMs implicam em perdas de comutação tipicamente menores quando comparadas às obtidas com outras soluções. Ao mesmo tempo, a bidirecionalidade de corrente é garantida.

O ramo série conduz corrente positiva e idealmente constante durante todo o período de operação. Entretanto, a bidirecionalidade em tensão é requerida para

Figura 21 – Diagrama elétrico simplificado do HU-MMC. Os ramos B_p , B_n e B_s representam a conexão série de submódulos.



Fonte: O Autor.

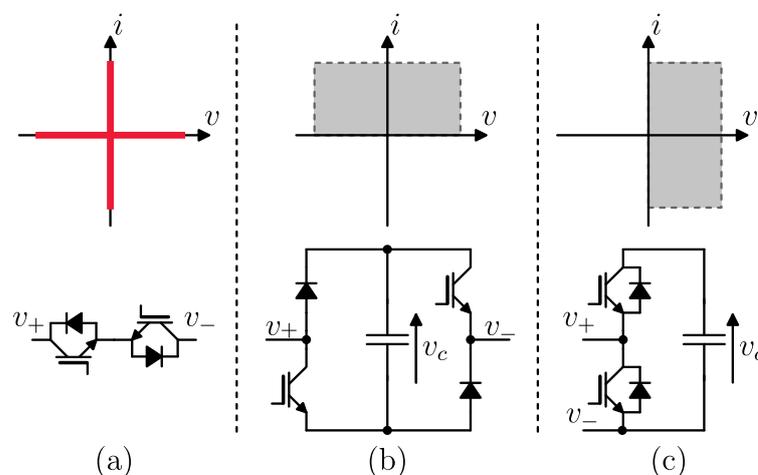
compensar a ondulação gerada pelo retificador de seis pulsos, formado pelos diodos $\{D_{1..6}\}$. Um ramo composto por módulos do tipo ponte-H assimétrica, mostrado na Fig. 22(b), é utilizado neste trabalho. Na prática, diodos em antiparalelo possuindo baixo valor de corrente média podem ser empregados junto aos IGBTs de maneira a prevenir qualquer tensão reversa.

Vale ressaltar que os ramos MMC não possuem indutores em série com os SMs, como ocorre, por exemplo, nas soluções usuais de conversores MMC. Sendo assim, a representação simplificada dos SMs é exatamente aquela mostrada na Fig. 22.

Os interruptores S_1 , S_2 e S_3 operam em baixa frequência e requerem bidirecionalidade em tensão e corrente. A Fig. 22(a) apresenta um arranjo de quatro segmentos. Uma vez que dispositivos para esse nível de tensão ainda não estão prontamente disponíveis no mercado, uma associação série de vários semicondutores é a forma mais direta e comum de implementar os mesmos. Apesar das complicações comumente encontradas neste tipo de conexão, sua comutação é bastante favorável, uma vez que ela ocorre em tensão próxima ou igual a zero e com derivada de subida de tensão bastante limitada, imposta pelas tensões de linha da rede. A primeira vista, circuitos de acionamento mais sofisticados, com capacidade para balancear de forma ativa as tensões sobre os semicondutores, não são requisitados.

A principal vantagem do conversor proposto é o pequeno número de ramos empregados em relação aos conversores MMC convencionais, reduzindo o volume, peso e os pontos de falha do sistema. Além disso, as tensões sintetizadas pelos braços paralelos são sempre menores do que o valor do pico da tensão de linha, enquanto as oscilações de potência compreendem principalmente terceiro harmônico (e triplos), diminuindo drasticamente os requisitos de armazenamento de energia. Para o ramo em série, a tensão sintetizada máxima é, teoricamente, 8,9 % do pico da tensão de linha, enquanto que o primeiro componente da frequência da ondulação da energia

Figura 22 – (a) Configuração dos interruptores utilizada para S_1 , S_2 e S_3 ; (b) SM H-bridge assimétrico; (c) SM *half-Bridge*.



Fonte: O Autor.

está em seis vezes a frequência da rede. Isso também é traduzido em um requisito de armazenamento de energia muito reduzido.

Outrossim, o processamento da maior parcela de energia é realizado em baixa frequência pelo retificador de seis pulsos, diminuindo as perdas e mantendo a robustez da topologia. Os módulos MMC processam apenas a energia necessária para filtrar as correntes drenadas da rede e injetadas no barramento.

Além do aumento da complexidade introduzida pelos ramos MMC, a principal desvantagem associada ao conversor proposto é o valor fixo da tensão média na saída, sendo este igual ao obtido com um retificador de seis pulsos convencional. O uso de fontes internas aos SMs não é uma opção viável, uma vez que elas deveriam ser isoladas, implicando em transformadores de múltiplos enrolamentos, como ocorre no CHB. Como o ramo série conduz uma corrente idealmente contínua, regular o valor médio da tensão de saída implicaria em injeção ou consumo de potência ativa em B_s . Logo, os capacitores do ramo sofreriam uma variação de tensão líquida em um período de rede, haja vista que não existe nenhuma fonte interna aos submódulos que seja capaz de regular a tensão.

No entanto, a restrição sobre o valor médio da tensão de saída não caracteriza um problema em situações onde o HU-MMC tenha o objetivo de substituir um retificador passivo ou onde for seguido por um conversor CC-CC. De fato, como mostrado na revisão bibliográfica, diversas soluções se beneficiam da simples substituição dos transformadores defasadores dos retificadores multipulso.

Para exemplificar e validar os conceitos discutidos ao longo do texto, diversas simulações serão realizadas para um sistema operando em média tensão, cujos parâmetros são apresentados na Table 1. Em todas as simulações o HU-MMC opera em malha fechada com os controles do balanço de tensão necessários, salvos os casos

onde é dito o contrário.

Tabela 1 – Parâmetros de simulação em média tensão

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão de linha da rede (RMS)	V_g	6.9 kV
Potência nominal	P_o	1 MW
Tensão média de saída	V_o	9.32 kV
Frequência da rede	f	60 Hz
Indutância de linha	L_l	2,0 mH
Indutância de saída	L_f	2,0 mH
Número de SMs do ramo série	N_s	2
Capacitores do ramo série (SM)	C_s	280 μ F
Tensões médias do ramo série (SM)	V_{C_s}	950 V
Ondulação de tensão no ramo série	ΔV_{C_s}	10%
Frequência de comutação no ramo série (SM)	f_{s_s}	2.7 kHz
Número de SMs do ramo paralelo	N_p	10
Capacitores do ramo paralelo (SM)	C_p	140 μ F
Tensões médias do ramo paralelo (SM)	V_{C_p}	950 V
Ondulação de tensão no ramo paralelo	ΔV_{C_p}	10%
Frequência de comutação no ramo paralelo (SM)	f_{s_p}	1.08 kHz
Capacitor de saída	C_o	500 μ F

3.2 PRINCÍPIOS DE OPERAÇÃO

A operação do HU-MMC pode ser dividida em duas partes. A primeira compreende o formato das correntes do lado CA, drenadas da rede e a segunda, a filtragem do conteúdo harmônico da corrente injetada no barramento CC.

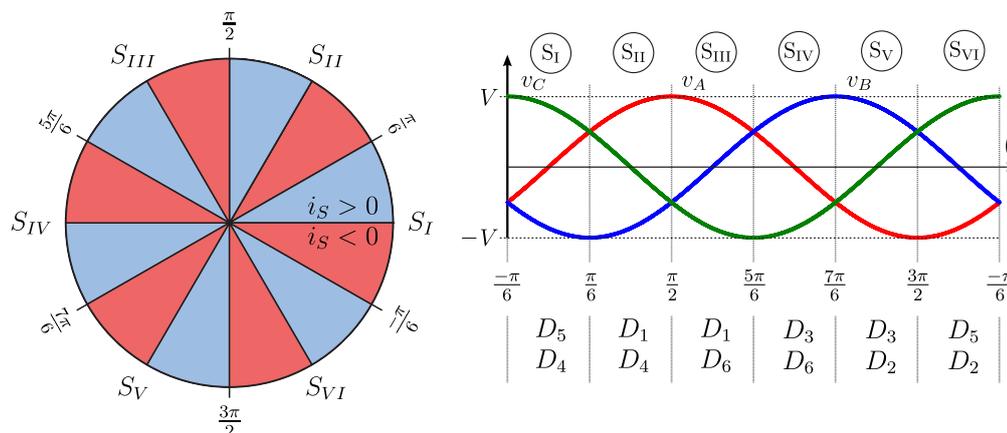
Assuma que o conversor é alimentado por um conjunto de tensões v_θ e que exista uma técnica de controle que assegure um fator de potência unitário das correntes drenadas da rede. Isso implica que $\Phi_i = 0$ e, portanto, i_θ pode ser escrito na forma

$$\begin{aligned} i_A(\omega t) &= \hat{i} \sin(\omega t) \\ i_B(\omega t) &= \hat{i} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_C(\omega t) &= \hat{i} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (14)$$

O controle de i_A , i_B e i_C requer dois graus de liberdade, provenientes dos ramos B_p e B_n . Seis sextantes nomeados $\{S_I, S_{II}, \dots, S_{VI}\}$ são definidos em um período completo de rede, como mostrado na Fig. 23. Associado a cada um dos sextantes, a inequação que relaciona as tensões da rede permanece a mesma e, portanto, o estado de condução dos diodos. Por exemplo, a condição $v_c > v_a > v_b$ é válida durante todo o primeiro sextante (S_I). Isto significa que os diodos D_4 e D_5 estão em condução.

A corrente que flui através das fases com valores máximo e mínimo de tensão é controlada pela tensão equivalente dos ramos paralelo $v_p + v_n$, para cada um dos

Figura 23 – Sextantes de operação em baixa frequência do HU-MMC.



Fonte: O Autor.

sextantes. Ao mesmo tempo, uma segunda corrente é injetada na fase remanescente através dos interruptores de injeção de terceira harmônica $S_1..S_3$. Em cada um dos sextantes a corrente nos interruptores S_k assume valor positivo e negativo. A condução dos diodos é definida de forma análoga à de um retificador de seis pulsos convencional.

Desta forma, a operação em baixa frequência pode ser resumida por seis etapas. Em cada uma delas, a corrente pode fluir da rede, para a rede ou em ambas as direções, como indicado pelas flechas vermelhas.

Sextante S_I - $v_c > v_a \geq v_b$ – Os diodos D_4 e D_5 estão conduzindo. Os ramos paralelo controlam a corrente que flui de v_C para v_B e $v_p + v_n = v_{cb}$. A corrente i_S é injetada em v_A através de S_1 . A primeira etapa de operação é apresentada na Fig. 24.

Sextante S_{II} - $v_a > v_c \geq v_b$ – Os diodos D_1 e D_4 estão conduzindo. Os ramos paralelo controlam a corrente que flui de v_A para v_B e $v_p + v_n = v_{ab}$. A corrente i_S é injetada em v_C através de S_3 . A segunda etapa de operação é apresentada na Fig. 25.

Sextante S_{III} - $v_a > v_b \geq v_c$ – Os diodos D_1 e D_6 estão conduzindo. Os ramos paralelo controlam a corrente que flui de v_A para v_C e $v_p + v_n = v_{ac}$. A corrente i_S é injetada em v_B através de S_2 . A terceira etapa de operação é apresentada na Fig. 26.

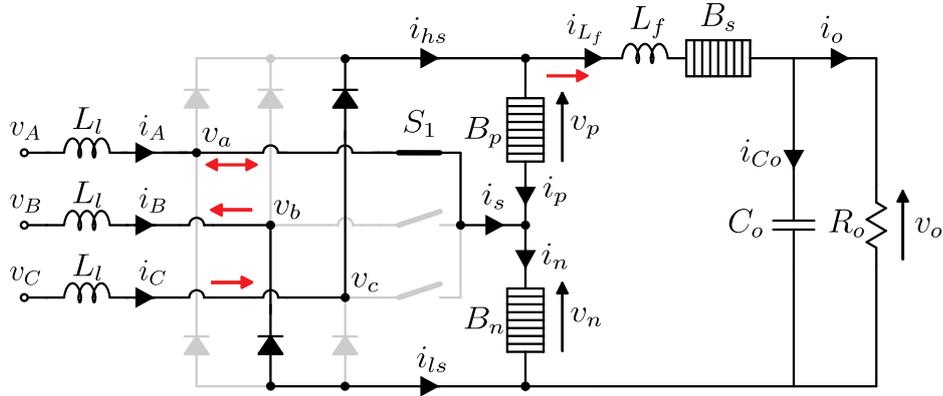
Sextante S_{IV} - $v_b > v_a \geq v_c$ – Os diodos D_3 e D_6 estão conduzindo. Os ramos paralelo controlam a corrente que flui de v_B para v_C e $v_p + v_n = v_{bc}$. A corrente i_S é injetada em v_A através de S_1 . A quarta etapa de operação é apresentada na Fig. 27.

Sextante S_V - $v_b > v_c \geq v_a$ – Os diodos D_3 e D_2 estão conduzindo. Os ramos paralelo controlam a corrente que flui de v_B para v_A e $v_p + v_n = v_{ba}$. A corrente i_S é injetada em v_C através de S_3 . A quinta etapa de operação é apresentada na Fig. 28.

Sextante S_{VI} - $v_c > v_b \geq v_a$ – Os diodos D_5 e D_2 estão conduzindo. Os ramos paralelo controlam a corrente que flui de v_C para v_A e $v_p + v_n = v_{ca}$. A corrente i_S é injetada em v_B através de S_2 . A sexta etapa de operação é apresentada na Fig. 29.

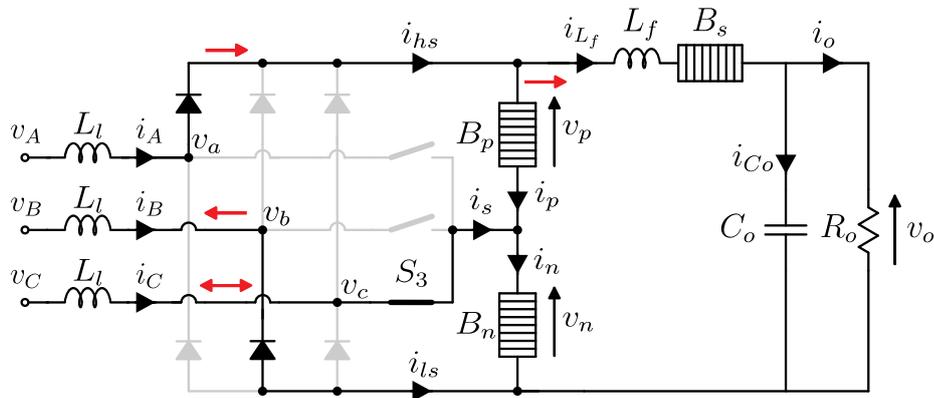
Como a corrente que flui através de B_s é sempre positiva, o valor médio da

Figura 24 – 1ª etapa de operação.



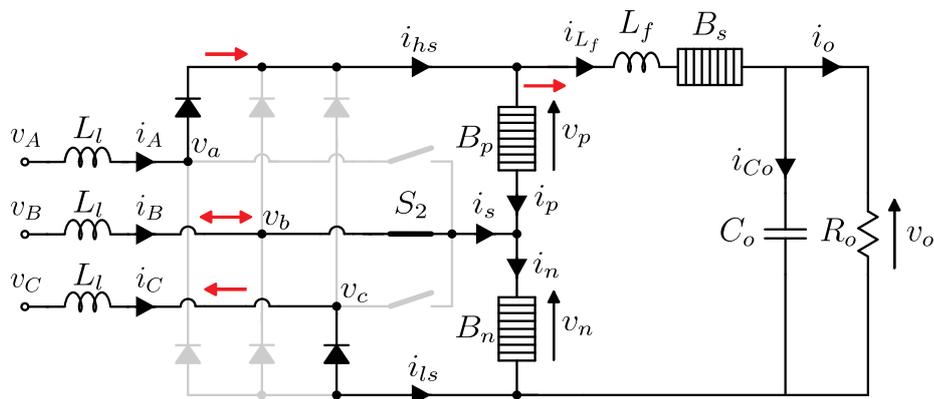
Fonte: O Autor.

Figura 25 – 2ª etapa de operação.



Fonte: O Autor.

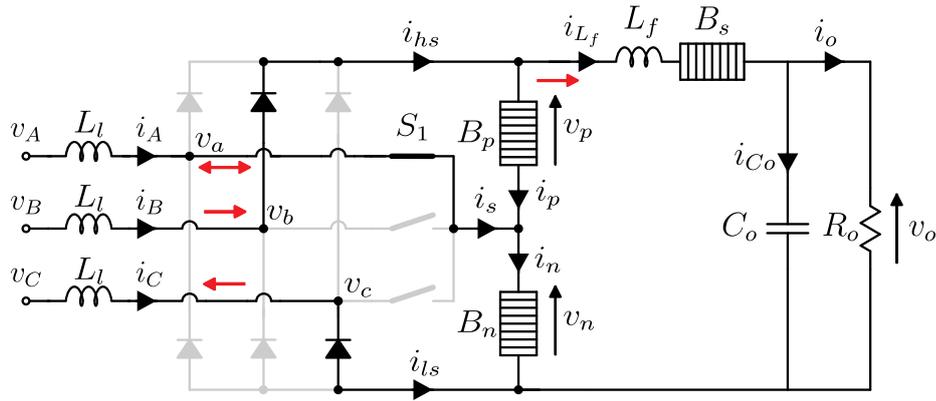
Figura 26 – 3ª etapa de operação.



Fonte: O Autor.

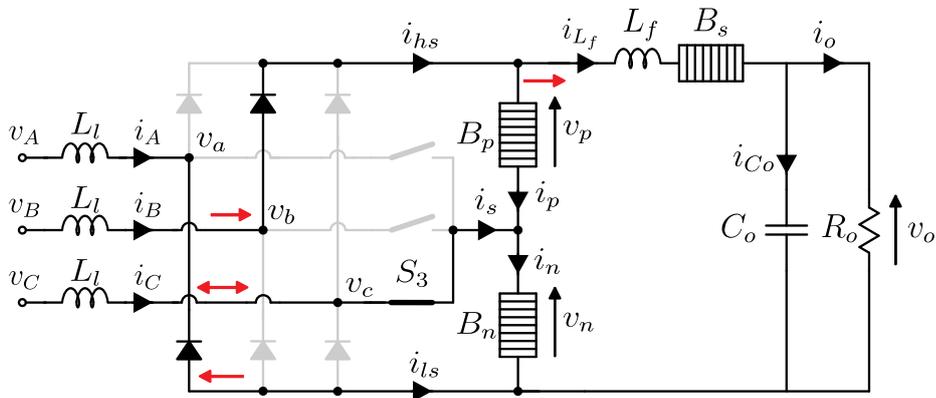
tensão sintetizada pelo ramo série em um período $T/6$ deve ser igual a zero, garantindo uma variação líquida nula de v_{C_s} neste período. Assim, V_o assume o mesmo valor médio

Figura 27 – 4ª etapa de operação.



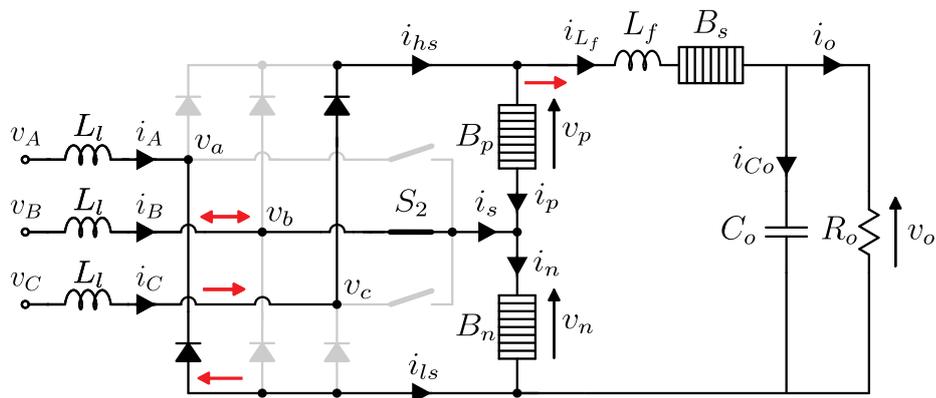
Fonte: O Autor.

Figura 28 – 5ª etapa de operação.



Fonte: O Autor.

Figura 29 – 6ª etapa de operação.



Fonte: O Autor.

da tensão resultante do retificador de seis pulsos, calculado por

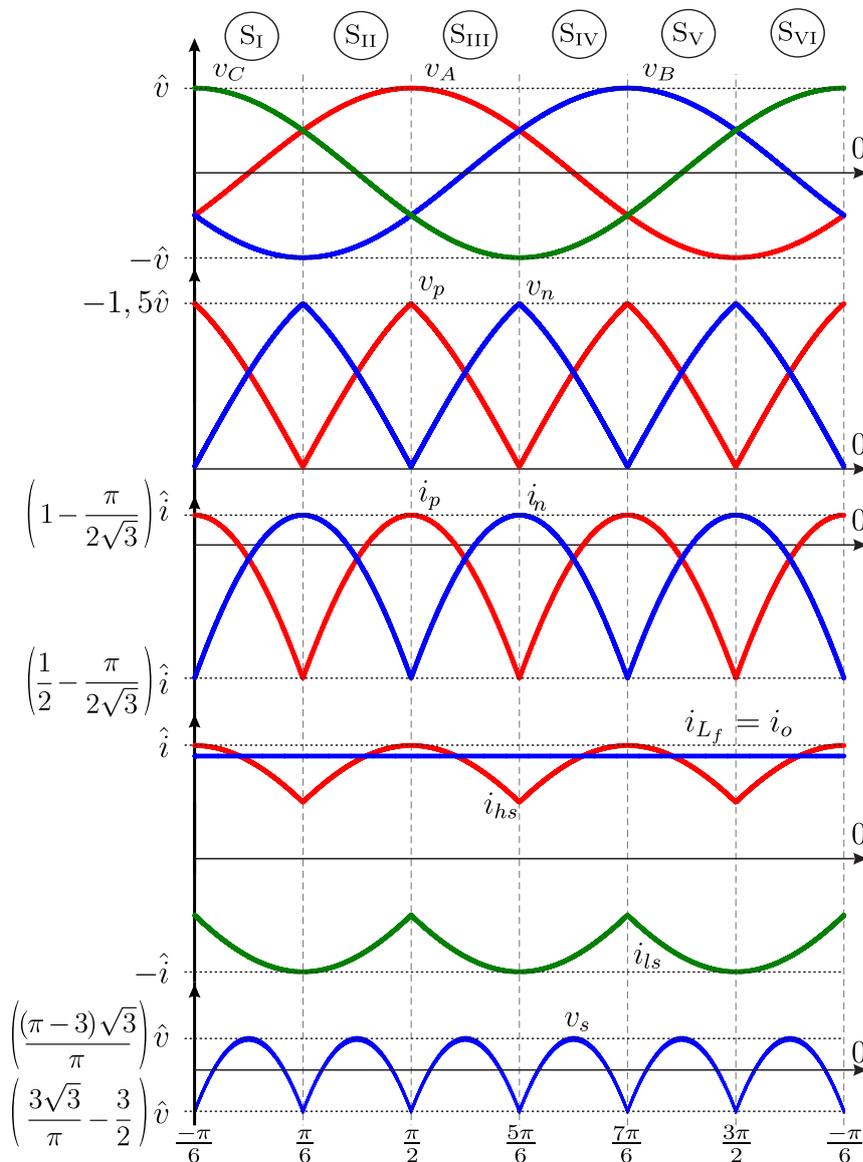
$$V_o = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \sqrt{3}\hat{v}\text{sen}(\tau)d\tau = \frac{3\sqrt{3}\hat{v}}{\pi}. \quad (15)$$

Desconsiderando as perdas no conversor, o valor médio da corrente i_o é encontrado ao igualar as potências processadas de entrada e saída. Assim,

$$I_o = \frac{\pi}{2\sqrt{3}} \hat{i}. \quad (16)$$

Começando em $\omega t = -\frac{\pi}{6}$, as principais formas de onda do conversor são apresentadas na Fig. 30.

Figura 30 – Principais formas de onda do retificador HU-MMC. De cima para baixo: tensões da rede; tensão nos ramos paralelo; corrente nos ramos paralelo; correntes na saída do retificador de seis pulsos; e tensão no ramo série.



Fonte: O Autor.

A corrente i_p é dada por $i_p = i_{hs} - i_{L_f}$, onde i_{L_f} apresenta uma componente contínua I_o e uma ondulação que, em regime permanente, pode ser desconsiderada.

Então, a corrente i_p , em um período de rede, é escrita como:

$$i_p(\omega t) = \begin{cases} i_A - I_o & \text{se } \frac{\pi}{6} \leq \omega t < \frac{5\pi}{6} \\ i_B - I_o & \text{se } \frac{5\pi}{6} \leq \omega t < \frac{3\pi}{2} \\ i_C - I_o & \text{se } \frac{3\pi}{2} \leq \omega t < \frac{\pi}{6} \end{cases} \quad (17)$$

De forma similar, a tensão v_p em um período de rede é dada por:

$$v_p(\omega t) = \begin{cases} v_{ca} = v_c - v_a & \text{se } \frac{-\pi}{6} \leq \omega t < \frac{\pi}{6} \\ v_{ac} = v_a - v_c & \text{se } \frac{\pi}{6} \leq \omega t < \frac{\pi}{2} \\ v_{ab} = v_a - v_b & \text{se } \frac{\pi}{2} \leq \omega t < \frac{5\pi}{6} \\ v_{ba} = v_b - v_a & \text{se } \frac{5\pi}{6} \leq \omega t < \frac{7\pi}{6} \\ v_{bc} = v_b - v_c & \text{se } \frac{7\pi}{6} \leq \omega t < \frac{3\pi}{2} \\ v_{cb} = v_c - v_b & \text{se } \frac{3\pi}{2} \leq \omega t < \frac{-\pi}{6} \end{cases} \quad (18)$$

A corrente i_n é obtida pela equação $i_n = -i_{ls} - i_{L_f}$, logo

$$i_n(\omega t) = \begin{cases} -i_B - I_o & \text{se } \frac{-\pi}{6} \leq \omega t < \frac{\pi}{2} \\ -i_C - I_o & \text{se } \frac{\pi}{2} \leq \omega t < \frac{7\pi}{6} \\ -i_A - I_o & \text{se } \frac{7\pi}{6} \leq \omega t < \frac{-\pi}{6} \end{cases} \quad (19)$$

A partir da equação (18), a tensão v_n é escrita deslocando a fase em $\pi/6$, i.e., $v_n(\omega t) = v_p(\omega t + \frac{\pi}{6})$.

3.3 FLUXO DE POTÊNCIA ATIVA ATRAVÉS DOS RAMOS MMC

Em regime permanente, a potência ativa processada por qualquer um dos ramos MMC durante um período de rede deve ser igual a zero. Dessa maneira, é assegurado que a tensão sobre o capacitor equivalente, o qual resulta da composição dos capacitores de cada um dos módulos, não terá uma variação líquida ao longo da operação do conversor.

A tensão retificada é calculada por $v_r = v_p + v_n$. Entretanto, levando em conta as condições impostas à operação do conversor, é natural que v_r terá um comportamento idêntico ao obtido com um retificador de seis pulsos, resultando em uma tensão com um valor CC somado ao conteúdo harmônico múltiplo da frequência $6f$.

Sabe-se que em regime o valor médio de i_{L_f} é igual a I_o . Assumindo que B_s sintetiza apenas o conteúdo harmônico de v_r e que $V_s = 0$ em $T/6$, conclui-se que a potência ativa processada pelo ramo série durante um período T é igual a zero. Mais que isso, como a tensão processada pelo módulo apresenta a primeira componente harmônica em seis vezes a frequência da rede, a ondulação na energia armazenada também possui frequência igual a $6f$.

Este resultado é menos óbvio para o ramo paralelo. Como ambas as variáveis de tensão e corrente apresentam componentes CA e CC, é preciso verificar a variação líquida média da potência durante um período de rede.

A potência ativa absorvida durante um período de rede para qualquer um dos estados de condução é calculada por:

$$P = \frac{1}{2\pi} \int_{2\pi} i_p v_p d\omega t. \quad (20)$$

Tanto a corrente i_p quanto a tensão v_p apresentam simetria nos seis estados de condução, portanto a potência ativa pode ser computada para $\frac{\pi}{6} \leq \omega t < \frac{5\pi}{6}$ sem perda de generalidade. Logo,

$$P = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} i_p v_p d\omega t. \quad (21)$$

Substituindo (17) e (18) em (21) e computando a integral obtém-se

$$P = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} (i_a - I_o) v_{ac} d\omega t + \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{5\pi}{6}} (i_a - I_o) v_{ab} d\omega t. \quad (22)$$

Resolvidas separadamente, cada uma das integrais têm valor igual a zero e portanto $P = 0$. Este resultado pode ser obtido de forma análoga para todos os estados de condução. O mesmo procedimento, quando aplicado a $i_n = -i_{ls} - i_{Lf}$, conduz a um resultado similar para o ramo B_n .

Isto prova que a energia armazenada por qualquer um dos ramos paralelo durante um período de rede é constante e, por consequência, a variação líquida de tensão é igual a zero. Vale ressaltar que instantaneamente há oscilação da tensão no ramo.

Outra conclusão importante é que, da mesma forma que ocorre no ramo série, a ondulação na energia armazenada possui frequência maior que a fundamental, neste caso igual a $3f$. Como C_p e C_n são dimensionados para um valor máximo de ondulação de tensão, seus valores de capacitância serão menores quando comparados aos capacitores de conversores filtrando componentes em frequência mais baixas.

Estes resultados partem do princípio de que o conversor opera em regime permanente. De forma geral, a tensão sobre os capacitores equivalentes dos ramos não é estável e varia de forma significativa quando ocorre um evento que mude o regime de operação. Também, é assumido que os módulos não possuem perdas ou que, caso existam, elas são idênticas entre os ramos.

Por essa razão, há necessidade de um controle dedicado para corrigir variações no valor médio das tensões dos capacitores equivalentes.

3.4 INTERRUPTORES DE INJEÇÃO DE CORRENTE EM BAIXA FREQUÊNCIA

A função dos interruptores S_k , com $i = 1...3$, (chamados aqui de interruptores de injeção de corrente em baixa frequência ou interruptores de injeção de terceira harmônica) é fornecer um caminho para as correntes de fase durante todo o período de rede. Seu estado de condução muda para cada um dos seis intervalos de operação do retificador de seis pulsos, definidos pelas tensões de linha. Portanto, seis transições, duas por interruptor, ocorrem em um período de rede.

Assumindo $s = \{s_1, s_2, s_3\}$ como o vetor que define a função de comutação de cada um dos interruptores do circuito de injeção de terceira harmônica, os seus valores instantâneos podem ser definidos a partir das tensões de fase do retificador de seis pulsos na forma,

$$s = \begin{cases} \{1, 0, 0\} & \text{se } v_b \leq v_a \leq v_c \text{ ou } v_c \leq v_a \leq v_b \\ \{0, 1, 0\} & \text{se } v_a \leq v_b \leq v_c \text{ ou } v_c \leq v_b \leq v_a \\ \{0, 0, 1\} & \text{se } v_b \leq v_c \leq v_a \text{ ou } v_a \leq v_c \leq v_b \end{cases} \quad (23)$$

Logo, s é definido assim que os valores instantâneos das tensões v_c sejam conhecidos. Vale ressaltar que v_c representa as tensões de fase após os indutores de linha, cuja referência não é o ponto neutro das tensões de rede. Na prática, a referência desta tensão pouco importa do ponto de vista de análise e, posteriormente, de controle.

O valor instantâneo da corrente i_S é facilmente encontrado a partir da Fig. 21 e dos estados de comutação em baixa frequência, observando-se que $i_S = i_n - i_p$. Aplicando a (17) e a (19), segue que

$$i_S(\omega t) = \begin{cases} -i_B - i_C & \text{se } \frac{-\pi}{6} \leq \omega t < \frac{\pi}{6} \\ -i_B - i_A & \text{se } \frac{\pi}{6} \leq \omega t < \frac{\pi}{2} \\ -i_C - i_A & \text{se } \frac{\pi}{2} \leq \omega t < \frac{5\pi}{6} \\ -i_C - i_B & \text{se } \frac{5\pi}{6} \leq \omega t < \frac{7\pi}{6} \\ -i_A - i_B & \text{se } \frac{7\pi}{6} \leq \omega t < \frac{3\pi}{2} \\ -i_A - i_C & \text{se } \frac{3\pi}{2} \leq \omega t < \frac{-\pi}{6} \end{cases} \quad (24)$$

A tensão instantânea sobre o interruptor S_1 é dada por:

$$v_{S_1}(\omega t) = \begin{cases} 0 & \text{se } \frac{-\pi}{6} \leq \omega t < \frac{\pi}{6} \\ v_a - v_c & \text{se } \frac{\pi}{6} \leq \omega t < \frac{\pi}{2} \\ v_a - v_b & \text{se } \frac{\pi}{2} \leq \omega t < \frac{5\pi}{6} \\ 0 & \text{se } \frac{5\pi}{6} \leq \omega t < \frac{7\pi}{6} \\ v_a - v_c & \text{se } \frac{7\pi}{6} \leq \omega t < \frac{3\pi}{2} \\ v_a - v_b & \text{se } \frac{3\pi}{2} \leq \omega t < \frac{-\pi}{6} . \end{cases} \quad (25)$$

De forma análoga, podem ser definidas tensões sobre os demais interruptores de injeção de corrente em baixa frequência. As principais formas de onda do interruptor S_1 são apresentadas na Fig. 31.

Observando a forma de onda da corrente sobre S_1 constata-se que a comutação do interruptor ocorre em baixa frequência e com tensão muito próxima ou igual a zero. Esta é uma vantagem importante, uma vez que os interruptores do braço de injeção de terceira harmônica devem suportar tensões 50 % maiores que as de linhas. Assim, uma associação série de IGBTs não necessitará de circuitos complexos de acionamento e balanço de tensões durante a comutação.

3.5 EFEITO DOS MÓDULOS DO MMC NAS TENSÕES DOS RAMOS

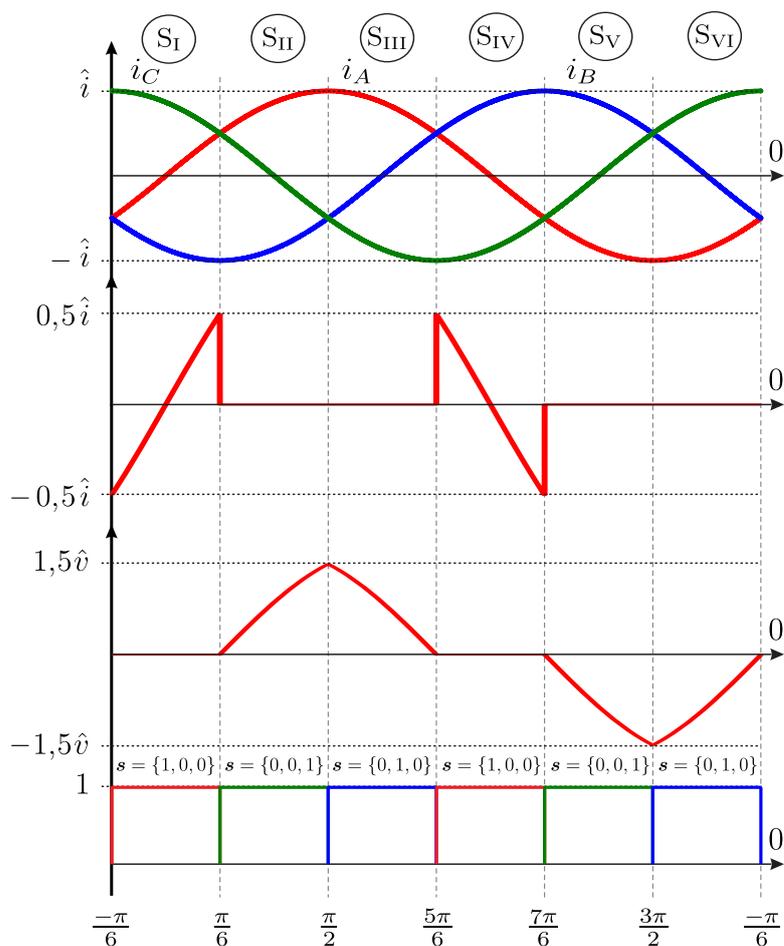
Até agora, as tensões v_p , v_n e v_s foram definidas unicamente a partir das tensões da rede. Logo, o conteúdo harmônico restringe-se à terceira harmônica e aos seus múltiplos. Mas a tensão real é uma composição dos vários níveis de tensão gerados pelos ramos MMC.

Aumentando o número de SMs, melhora a capacidade do ramo em sintetizar sua tensão equivalente teórica. Por razões diversas como custo, implementabilidade, balanço das tensões dos capacitores e volume total, o número de SMs é restrito a um valor que, embora elevado, não torna negligenciáveis os efeitos da transição de níveis sobre as tensões sintetizadas.

A Fig. 32 apresenta a tensão sintetizada por B_p (\check{v}_p) e sua referência v_p^* para três arranjos diferentes, com 2, 5 e 10 SMs no ramo. Fica claro que um dos efeitos do número de módulos nas tensões sintetizadas pelo ramo consiste em melhorar a tensão do ponto de vista harmônico. Outro efeito importante é o aumento da frequência de comutação equivalente do ramo, a qual é N vezes maior que a do SM-HB.

Do ponto de vista da operação em baixa frequência, os efeitos das mudanças de estado podem ser negligenciados sem afetar de forma significativa a operação do conversor. De fato, as seis etapas de operação em baixa frequência são definidas partindo-se do pressuposto de que o número de módulos tende ao infinito.

Figura 31 – Formas de onda de corrente e tensão sobre o interruptor S_1 .



Fonte: O Autor.

Entretanto, a frequência de comutação equivalente dos ramos MMC, bem como os degraus de tensão, devem ser levados em conta no dimensionamento dos indutores de interface com a rede e de filtragem da corrente de saída.

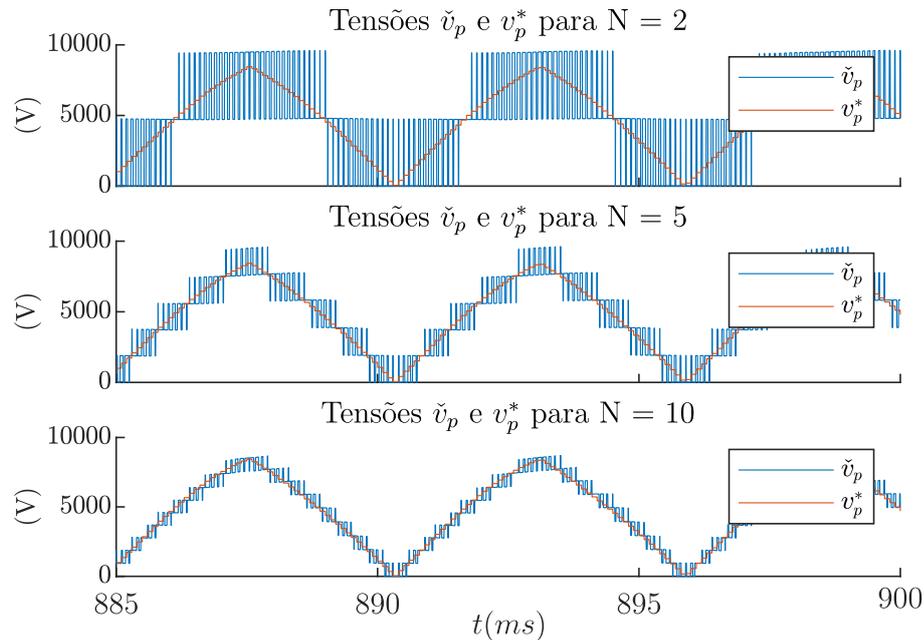
3.6 DIMENSIONAMENTO DO HU-MMC

No projeto do HU-MMC há três principais grupos de componentes que devem ser dimensionados: os SMs dos ramos MMC; os interruptores de injeção de terceira harmônica; e os indutores de interface com a rede e filtragem da corrente de saída.

3.6.1 Submódulos dos Ramos MMC

O dimensionamento dos SMs consiste em encontrar a corrente média e eficaz através dos semicondutores e a corrente eficaz no capacitor. Esta análise é feita separadamente para os ramos paralelo e para o ramo série.

Desconsiderando a defasagem de $\pi/6$, B_p e B_n processam valores idênticos de corrente e tensão. Basta, portanto, encontrar as equações para um dos ramos, que do

Figura 32 – Efeito do número de módulos nas tensões sintetizadas pelo ramo B_p .

Fonte: O Autor.

ponto de vista de valores médio e eficaz não haverá qualquer diferença.

Considere os estados de comutação do SM em meia ponte (SM-HB), os quais são apresentados na Fig. 11. O semiconductor que assume a corrente i_p depende do sentido desta, bem como do estado de condução do IGBT. O sinal de modulação equivalente do ramo B_p , chamado m_p , pode ser escrito como

$$m_p = \frac{v_p}{V_{C_p}}. \quad (26)$$

Define-se também o complementar do sinal m_p da forma,

$$\bar{m}_p = 1 - \frac{v_p}{V_{C_p}}. \quad (27)$$

Tanto (26) quanto (27) assumem que v_{C_p} pode ser representada pelo seu valor médio. Esta aproximação é válida, visto que em regime permanente o valor CA de v_{C_p} é significativamente menor que sua componente CC.

Devido a simetria de i_p e m_p , é possível calcular os valores médio e eficazes em um sexto do período de rede, sem perda de generalidade. Considere o intervalo $\frac{\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{\pi}{2}$. A fase da corrente i_p no instante em que troca seu sentido, definida como θ_{zc} , é igual a:

$$\theta_{zp} = \text{sen}^{-1} \left(\frac{I_o}{\hat{i}} \right) = \text{sen}^{-1} \left(\frac{\pi}{2\sqrt{3}} \right). \quad (28)$$

Nos instantes em que m_p for maior que a portadora, os interruptores $T_{k,h}$ ou $D_{k,h}$ conduzem, dependendo do sinal da corrente. Do contrário, conduzem $T_{k,l}$ ou $D_{k,l}$, o que corresponde à \bar{m}_p .

Assim, sejam $i_{T_{k,h}}$, $i_{D_{k,h}}$, $i_{T_{k,l}}$ e $i_{D_{k,l}}$ as correntes instantâneas nos semicondutores do submódulo k e levando em conta os estados de comutação do SM-HB, seus valores médios são dados por:

$$I_{T_{h,k}} = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\theta_{zp}} i_p m_p d\omega t, \quad (29)$$

$$I_{D_{h,k}} = \frac{3}{\pi} \int_{\theta_{zp}}^{\frac{\pi}{2}} i_p m_p d\omega t, \quad (30)$$

$$I_{T_{l,k}} = \frac{3}{\pi} \int_{\theta_{zp}}^{\frac{\pi}{2}} i_p \bar{m}_p d\omega t, \quad (31)$$

$$I_{D_{l,k}} = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\theta_{zp}} i_p \bar{m}_p d\omega t. \quad (32)$$

De maneira similar, os valores eficazes são calculados como:

$$\tilde{I}_{T_{h,k}}^2 = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\theta_{zp}} m_p i_p^2 d\omega t, \quad (33)$$

$$\tilde{I}_{D_{h,k}}^2 = \frac{3}{\pi} \int_{\theta_{zp}}^{\frac{\pi}{2}} m_p i_p^2 d\omega t, \quad (34)$$

$$\tilde{I}_{T_{l,k}}^2 = \frac{3}{\pi} \int_{\theta_{zp}}^{\frac{\pi}{2}} \bar{m}_p i_p^2 d\omega t, \quad (35)$$

$$\tilde{I}_{D_{l,k}}^2 = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\theta_{zp}} \bar{m}_p i_p^2 d\omega t. \quad (36)$$

Para o caso do capacitor equivalente, a integral deve ser computada para o intervalo $\frac{\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{\pi}{2}$. Assim, o valor médio e eficaz da corrente $i_{C_{p,k}}$ é expresso por:

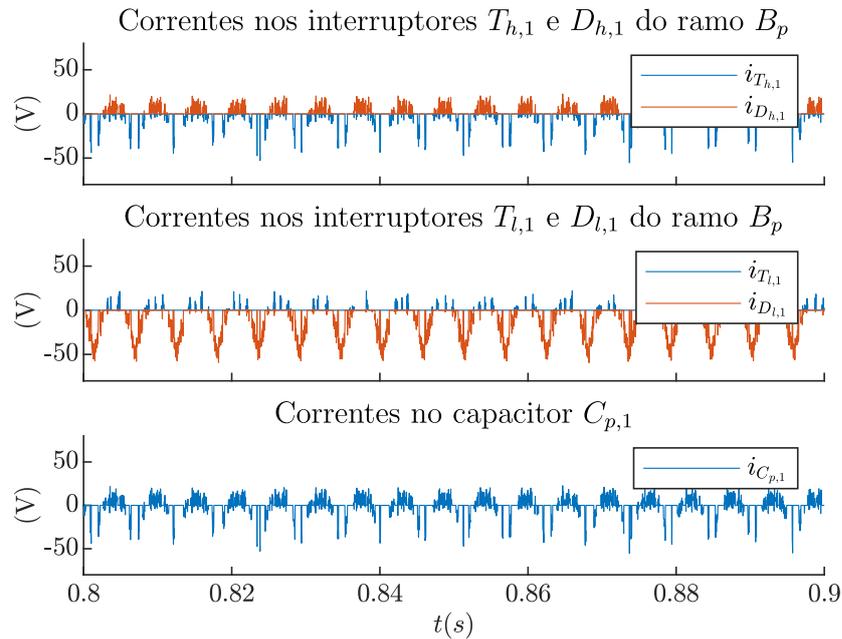
$$I_{C_{p,k}} = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} i_p m_p d\omega t, \quad (37)$$

$$\tilde{I}_{C_{p,k}}^2 = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} m_p i_p^2 d\omega t. \quad (38)$$

A Fig. 33 apresenta as formas de onda das correntes para o primeiro SM do ramo B_p . A Table 2 compara os valores médio e eficaz obtidos via simulação e analiticamente. Optou-se por apresentar as equações sem computar a integral. Entretanto, todas possuem solução analítica.

A título de comparação, são calculadas as correntes média e eficaz que fluem através do ramo B_p . Utilizando o mesmo período de operação obtém-se:

$$I_{B_p} = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \left(\hat{i} \sin(\omega t) - \frac{\hat{i}\pi}{2\sqrt{3}} \right) d\omega t \quad (39)$$

Figura 33 – Correntes através dos semicondutores do primeiro SM do ramo B_p .


Fonte: O Autor.

 Tabela 2 – Comparação entre os valores médio e eficaz analíticos e simulados das correntes $i_{T_{k,h}}$, $i_{D_{k,l}}$, $i_{T_{k,l}}$, $i_{D_{k,h}}$ e $i_{C_{p,k}}$ do ramo B_p

	Eq Médio	Eq Eficaz	Sim Médio	Sim Eficaz
$i_{T_{h,k}}$	-2,40 A	7,28 A	-2,22 A	7,17 A
$i_{D_{h,k}}$	2,40 A	4,65 A	2,21 A	4,71 A
$i_{T_{l,k}}$	0,64 A	2,26 A	0,64 A	2,62 A
$i_{D_{l,k}}$	-10,09 A	18,15 A	-9,77 A	18,50 A
$i_{C_{p,k}}$	0 A	8,63 A	0 A	8,59 A

$$I_{B_p} = -\frac{I(\pi^2 - 9)}{2\pi\sqrt{3}} = -9,45A \quad (40)$$

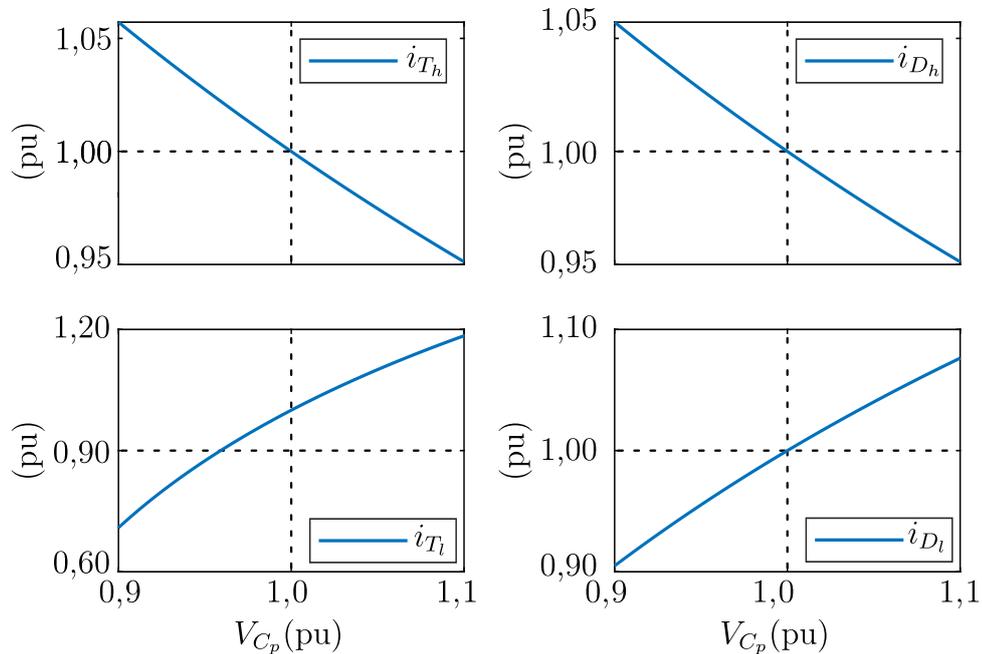
$$\tilde{I}_{B_p}^2 = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \left(I \sin(\omega t) - \frac{I\pi}{2\sqrt{3}} \right)^2 d\omega t \quad (41)$$

$$\tilde{I}_{B_p} = \frac{I}{2} \sqrt{\frac{9\sqrt{3} - 24\pi + 2\pi^3}{6\pi}} = 20,22 \quad (42)$$

O efeito da variação da tensão equivalente V_{C_p} na divisão das correntes eficazes entre os semicondutores dos SMs é mostrado na Fig. 34. A base da tensão V_{C_p} é igual a 9500 V e as bases das correntes são os valores eficazes obtidos analiticamente para $V_{C_p} = 9500$, mostrados na Table 2.

Uma abordagem similar é utilizada para o ramo série. Considere os estados de comutação do SM em ponte completa assimétrica mostrado na Fig. 35 e as formas de

Figura 34 – Correntes através dos semicondutores do primeiro SM do ramo B_p .
Correntes dos SMs (pu) em função de V_{C_p} (pu)



Fonte: O Autor.

onda do ramo série apresentadas na Fig. 30. O índice de modulação m_s do ramo série é calculado por:

$$m_s = \frac{v_p + v_n - V_o}{V_{C_s}}. \quad (43)$$

É definido também o complemento de m_s , escrito como:

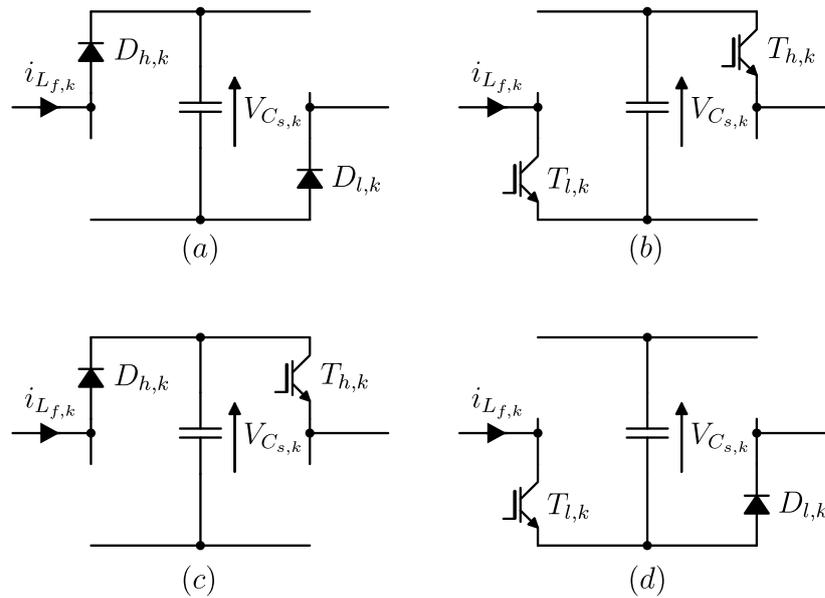
$$\bar{m}_s = 1 - \left| \frac{v_p + v_n - V_o}{V_{C_s}} \right|. \quad (44)$$

Nos instantes em que $m_s \geq 0$ os submódulos sintetizam apenas valores positivos ou zero de tensão. Quando $m_s < 0$ são sintetizados valores negativos ou zero de tensão. Assim, três casos devem ser considerados no dimensionamento, $\tilde{v}_s = v_{C_s}$, $\tilde{v}_s = -v_{C_s}$ e $\tilde{v}_s = 0$. Quanto ao intervalo de integração, as simetrias da forma de onda de v_p permitem generalizar o equacionamento ao período $\frac{\pi}{6} < \omega t \leq \frac{\pi}{3}$.

Quanto ao estado $\tilde{v}_s = 0$, optou-se por restringi-lo à corrente zero através capacitor do SM. O ramo poderia gerar a tensão zero, por exemplo, com nível positivo no primeiro submódulo ($v_{s,1} = v_{C_{s,1}}$) e negativo no segundo ($v_{s,2} = -v_{C_{s,2}}$), resultando em $v_s = v_{C_{s,1}} - v_{C_{s,2}} \approx 0$. Entretanto, isto acarretaria valores elevados de corrente através dos capacitores C_{s_k} .

Se $\tilde{v}_s = 0$, independente de m_s ser positivo ou negativo, a corrente deve fluir por um IGBT, um diodo e pelo capacitor do SM. Assim, do ponto de vista das perdas, basta calcular seu valor médio e eficaz e dividi-los posteriormente de acordo com a

Figura 35 – Correntes através dos semicondutores do primeiro SM do ramo B_p .



Fonte: O Autor.

comutação dos SMs. O valor médio da corrente que flui nos SMs do ramo série durante o estado zero vale:

$$I_{s^0_k} = \frac{6}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{3}} \bar{m}_s i_{L_f} d\omega t, \quad (45)$$

De maneira similar, o valor eficaz é dado por:

$$\tilde{I}_{s^0_k}^2 = \frac{6}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{3}} \bar{m}_s i_{L_f}^2 d\omega t, \quad (46)$$

O estado de condução positivo ou negativo depende da fase θ_{zs} em que ocorre a mudança no sinal da tensão sintetizada pelo ramo. Para o intervalo $\frac{\pi}{6} < \omega t \leq \frac{\pi}{3}$, partindo das formas de onda da tensão no ramo série o ponto onde $m_s = 0$ tem valor:

$$\theta_{zs} = \text{sen}^{-1} \left(\frac{3}{\pi} \right) + \frac{\pi}{3} \quad (47)$$

Assim, as correntes média e eficaz devido aos estados de tensão negativa do ramo série são calculadas, respectivamente, por:

$$I_{s^-_k} = \frac{6}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\theta_{zs}} m_s i_{L_f} d\omega t, \quad (48)$$

$$\tilde{I}_{s^-_k}^2 = \frac{6}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\theta_{zs}} m_s i_{L_f}^2 d\omega t. \quad (49)$$

A mesma abordagem quando aplicada aos instantes em que B_s gera níveis de tensão positiva conduz, respectivamente, aos valores médio e eficaz de corrente

calculados pelas equações:

$$I_{s^+k} = \frac{6}{\pi} \int_{\theta_{zs}}^{\frac{\pi}{3}} m_s i_{L_f} \, d\omega t, \quad (50)$$

$$\tilde{I}_{s^+k}^2 = \frac{6}{\pi} \int_{\theta_{zs}}^{\frac{\pi}{3}} m_s i_{L_f}^2 \, d\omega t. \quad (51)$$

O próximo passo é dividir os esforços elétricos entre os semicondutores. Novamente, a distribuição de corrente vai depender de como o ramo sintetiza o estado zero. Suponha, por exemplo, que o algoritmo impõe $v_s = 0$ unicamente através da condução dos semicondutores $T_{h,k}$ e $D_{h,k}$. Desta forma, as correntes média e eficaz nos semicondutores e no capacitor em função das correntes no estado positivo, negativo e zero, são calculadas pelo conjunto de equações:

$$I_{D_{h,k}} = I_{s^+k} + I_{s^0k}, \quad (52)$$

$$\tilde{I}_{D_{h,k}}^2 = \tilde{I}_{s^+k}^2 + \tilde{I}_{s^0k}^2, \quad (53)$$

$$I_{T_{h,k}} = I_{s^-k} + I_{s^0k}, \quad (54)$$

$$\tilde{I}_{T_{h,k}}^2 = \tilde{I}_{s^-k}^2 + \tilde{I}_{s^0k}^2, \quad (55)$$

$$I_{D_{l,k}} = I_{s^+k}, \quad (56)$$

$$\tilde{I}_{D_{h,k}}^2 = \tilde{I}_{s^+k}^2, \quad (57)$$

$$I_{T_{l,k}} = I_{s^-k}, \quad (58)$$

$$\tilde{I}_{T_{h,k}}^2 = \tilde{I}_{s^-k}^2, \quad (59)$$

$$I_{C_{p,k}} = I_{s^0k} = 0, \quad (60)$$

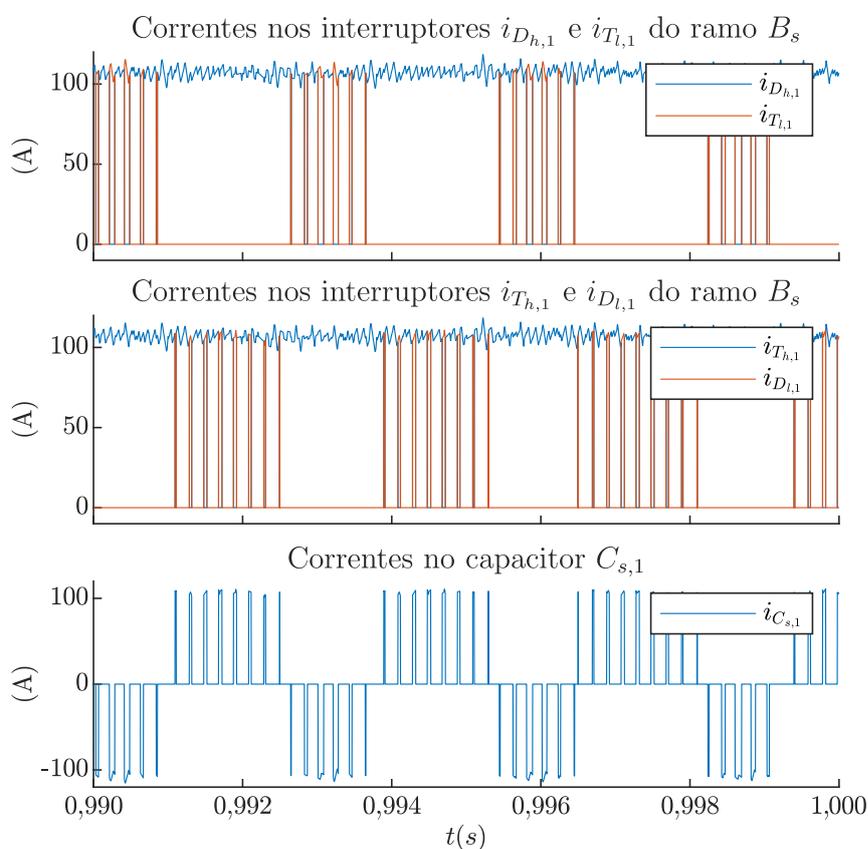
$$\tilde{I}_{C_{p,k}}^2 = \tilde{I}_{s^0k}^2. \quad (61)$$

A comparação entre os resultados analítico e de simulação com esta forma de impor a tensão $v_s = 0$ é apresentada na Table 3. Fica claro que esta escolha conduz a uma divisão assimétrica das correntes e, por consequência, das perdas. A Fig. 36

Tabela 3 – Comparação entre os valores médio e eficaz analíticos e simulados das correntes $i_{T_{k,h}}$, $i_{D_{k,l}}$, $i_{T_{k,l}}$, $i_{D_{k,h}}$ e $i_{C_{p,k}}$ do ramo B_s utilizando apenas um estado para tensão 0.

	Eq Médio	Eq Eficaz	Sim Médio	Sim Eficaz
$i_{T_{h,k}}$	97,80 A	102,44 A	97,88 A	102,50 A
$i_{D_{h,k}}$	97,80 A	102,44 A	97,88 A	102,50 A
$i_{T_{l,k}}$	9,52 A	31,96 A	9,45 A	31,87 A
$i_{D_{l,k}}$	9,52 A	31,96 A	9,46 A	31,88 A
$i_{C_{p,k}}$	0 A	45,19 A	0 A	45,08 A

Figura 36 – Correntes através dos semicondutores do primeiro SM do ramo B_s com condição $v_s = 0$ imposta exclusivamente pelos semicondutores $T_{h,k}$ e $D_{h,k}$.



Fonte: O Autor.

mostra a divisão das correntes entre os semicondutores. Como esperado, $T_{h,k}$ e $D_{h,k}$ conduzem praticamente durante todo o período.

Uma maneira de garantir a distribuição simétrica das perdas é alternar a condução dos semicondutores para o estado $v_p = 0$, ora gerando-o com $T_{h,k}$ e $D_{h,k}$ ora com $T_{l,k}$ e $D_{l,k}$. Para esta nova condição, o conjunto de equações das correntes média e eficaz nos semicondutores e no capacitor em função das correntes no estado positivo,

negativo e zero é:

$$I_{D_{h,k}} = I_{s^+_k} + \frac{I_{s^0_k}}{2}, \quad (62)$$

$$\tilde{I}_{D_{h,k}}^2 = \tilde{I}_{s^+_k}^2 + \frac{\tilde{I}_{s^0_k}^2}{\sqrt{2}}, \quad (63)$$

$$I_{T_{h,k}} = I_{s^-_k} + \frac{I_{s^0_k}}{2}, \quad (64)$$

$$\tilde{I}_{T_{h,k}}^2 = \tilde{I}_{s^-_k}^2 + \frac{\tilde{I}_{s^0_k}^2}{\sqrt{2}}, \quad (65)$$

$$I_{D_{l,k}} = I_{s^+_k} + \frac{I_{s^0_k}}{2}, \quad (66)$$

$$\tilde{I}_{D_{h,k}}^2 = \tilde{I}_{s^+_k}^2 + \frac{\tilde{I}_{s^0_k}^2}{\sqrt{2}}, \quad (67)$$

$$I_{T_{l,k}} = I_{s^-_k} + \frac{I_{s^0_k}}{2}, \quad (68)$$

$$\tilde{I}_{T_{h,k}}^2 = \tilde{I}_{s^-_k}^2 + \frac{\tilde{I}_{s^0_k}^2}{\sqrt{2}}, \quad (69)$$

$$I_{C_{p,k}} = I_{s^0_k} = 0, \quad (70)$$

$$\tilde{I}_{C_{p,k}}^2 = \tilde{I}_{s^0_k}^2. \quad (71)$$

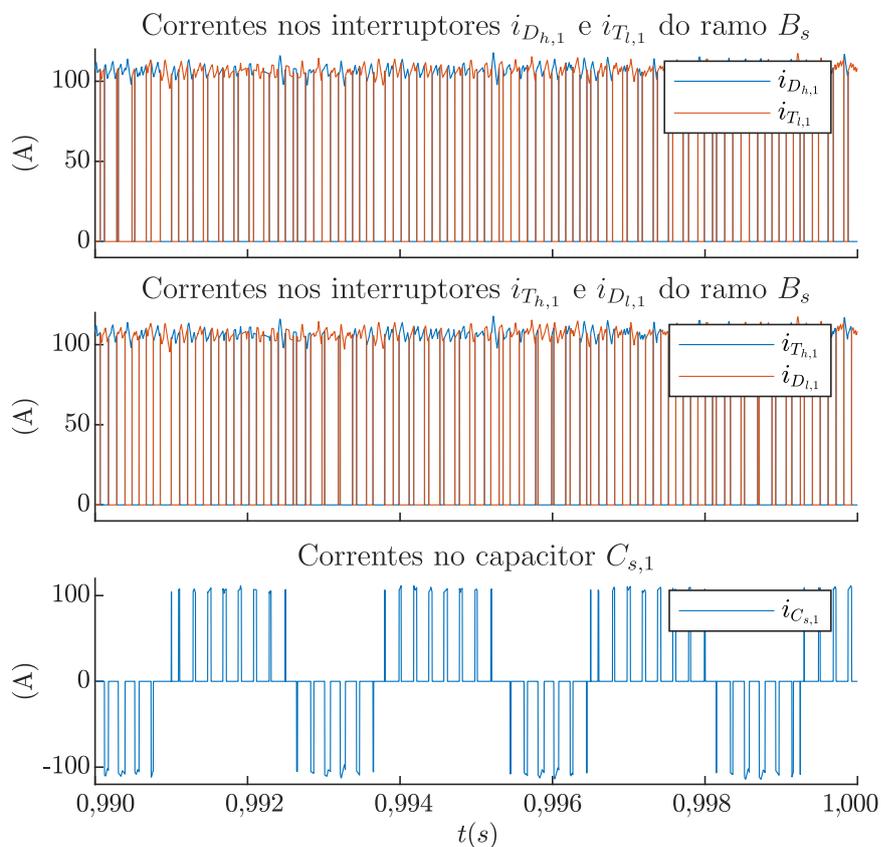
A Table 4 apresenta a comparação entre os resultados analítico e de simulação com o estado $v_s = 0$ intercalado. Com esta escolha, a divisão de esforços é simétrica para todos os semicondutores. Naturalmente, a simetria das perdas depende das características dos componentes utilizados. A Fig. 37 mostra a divisão das correntes entre os semicondutores para esta condição de operação.

Embora desconsiderar o algoritmo de controle interno aos ramos seja válido para o estudo do HU-MMC, ele tem impacto na divisão dos esforços elétricos do conversor. É importante notar que ao restringir os estados de condução dos SMs serão necessárias mais comutações para garantir a correta divisão das tensões entre os respectivos capacitores.

Tabela 4 – Comparação entre os valores médio e eficaz analíticos e simulados das correntes $i_{T_{k,h}}$, $i_{D_{k,l}}$, $i_{T_{k,l}}$, $i_{D_{k,l}}$ e $i_{C_{p,k}}$ do ramo B_s utilizando dois estados para a tensão 0.

	Eq Médio	Eq Eficaz	Sim Médio	Sim Eficaz
$i_{T_{h,k}}$	53,65 A	75,88 A	54,53 A	76,51 A
$i_{D_{h,k}}$	53,65 A	75,88 A	54,53 A	76,51 A
$i_{T_{l,k}}$	53,65 A	75,88 A	54,53 A	76,51 A
$i_{D_{l,k}}$	53,65 A	75,88 A	54,53 A	76,51 A
$i_{C_{p,k}}$	0 A	45,19 A	0 A	45,08 A

Figura 37 – Correntes através dos semicondutores do primeiro SM do ramo B_s com condição $v_s = 0$ utilizando dois estados de comutação.



Fonte: O Autor.

3.6.2 Capacitores equivalentes dos ramos MMC

Os capacitores equivalentes C_p , C_n e C_s são dimensionados com base na ondulação de tensão. Partindo da equação da potência instantânea que flui através dos ramos, encontra-se o valor de capacitância mínimo que assegura uma ondulação de tensão definida.

No intervalo de $\frac{\pi}{6} \leq \omega t < \frac{5\pi}{6}$, a potência instantânea $p_p(\omega t)$ que flui através do

ramo B_p é escrita como:

$$p_p(\omega t) = v_p i_p = \hat{v}_i \left(\sqrt{3} \text{sen}(\omega t) - \frac{\pi}{2} \right) \text{sen} \left(\omega t - \frac{\pi}{6} \right) \quad (72)$$

A tensão instantânea $v_{C_p}(t)$ no capacitor equivalente C_p relaciona-se com a potência instantânea $p_p(\omega t)$ pela equação:

$$\frac{dv_{C_p}}{dt} = \frac{p(\omega t)}{V_{C_p} C_p}. \quad (73)$$

Analisando (73), conclui-se que os pontos onde $p_p(\omega t) = 0$ correspondem aos valores máximo ou mínimo da tensão $v_{C_p}(t)$. Há duas soluções que satisfazem esta equação:

$$\omega t = \frac{\pi}{6}, \quad \omega t = \text{sen}^{-1} \left(\frac{\pi}{2\sqrt{3}} \right). \quad (74)$$

Dividindo a equação (75) por ω , encontram-se os dois instantes de tempo t_{c1} e t_{c2} onde a derivada de v_{C_p} é igual a zero.

$$t_{c1} = \frac{\pi}{6\omega}, \quad t_{c2} = \frac{\text{sen}^{-1} \left(\frac{\pi}{2\sqrt{3}} \right)}{\omega} \quad (75)$$

A solução da equação diferencial (73) no intervalo considerado é escrita como:

$$v_{C_p}(t) = \frac{\hat{v}_i}{2C_p V_{C_p}} \left(\frac{3t}{2} - \pi t \text{sen} \left(\omega t - \frac{\pi}{6} \right) - \sqrt{3} t \text{cos} \left(2\omega t - \frac{\pi}{6} \right) \right) + C, \quad (76)$$

onde C é uma constante arbitrária que depende das condições de operação. Embora seu valor seja necessário para caracterizar a tensão $v_{C_p}(t)$, a ondulação de tensão está relacionada aos valores máximo e mínimo de (76).

Finalmente, o módulo da variação de tensão v_{C_p} em função da capacitância (C_p), definido como $|v_{C_p}(C_p)|$ é escrita como:

$$|\Delta v_{C_p}(C_p)| = |v_{C_p}(t_{c1}) - v_{C_p}(t_{c2})|. \quad (77)$$

Definido um valor máximo para Δv_{C_p} , a capacitância do capacitor equivalente do ramo B_p é encontrada computando (77). Um raciocínio similar pode ser aplicado ao ramo B_n , levando ao mesmo resultado do valor da capacitância. Logicamente, a escolha de outro intervalo que não $\frac{\pi}{6} \leq \omega t < \frac{5\pi}{6}$ também conduziria ao mesmo resultado, desde que o período seja mantido em $\frac{T}{3}$.

O procedimento para o dimensionamento do capacitor equivalente do ramo série é exatamente o mesmo, diferenciando apenas do período igual a $\frac{T}{6}$. Considere o intervalo $\frac{\pi}{6} \leq \omega t < \frac{\pi}{2}$, a potência instantânea que flui no ramo série ($p_s(\omega t)$) é definida como:

$$p_s(\omega t) = v_s I_o = \frac{\hat{v}_i \pi}{2} \left(\text{sen} \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) - \frac{3}{\pi} \right). \quad (78)$$

A tensão instantânea $v_{C_s}(t)$ no capacitor equivalente C_s relaciona-se com a potência instantânea $p_s(\omega t)$ pela equação:

$$\frac{dv_{C_s}}{dt} = \frac{p_s(\omega t)}{V_{C_s} C_s}. \quad (79)$$

Analisando (79), conclui-se que os pontos onde $p_s(\omega t) = 0$ correspondem aos valores máximos ou mínimos da tensão $v_{C_s}(t)$. Há duas soluções possíveis que satisfazem essa equação no intervalo considerado. São elas:

$$\omega t = \frac{5\pi}{6} + \text{sen}^{-1}\left(\frac{3}{\pi}\right), \quad \omega t = \frac{5\pi}{6} - \text{sen}^{-1}\left(\frac{3}{\pi}\right). \quad (80)$$

Dividindo a equação (80) por ω , encontram-se os dois instantes de tempo t_{c1} e t_{c2} onde a derivada de v_{C_s} é igual a zero.

$$t_{c1} = \frac{\frac{5\pi}{6} + \text{sen}^{-1}\left(\frac{3}{\pi}\right)}{\omega}, \quad t_{c2} = \frac{\frac{5\pi}{6} - \text{sen}^{-1}\left(\frac{3}{\pi}\right)}{\omega} \quad (81)$$

Equacionando (79), encontra-se a tensão $v_{C_s}(t)$ para qualquer instante de tempo t dentro do intervalo considerado, a qual depende de uma constante D .

$$v_{C_s}(t) = -\frac{\hat{v}_i \pi}{2V_{C_s} C_s} \left(\frac{\cos}{\omega} \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) + \frac{3t}{\pi} \right) + D \quad (82)$$

Assim como no caso de B_p , não é necessário calcular D para encontrar o módulo da variação de tensão v_{C_s} em função da capacitância (C_s), definido como $|v_{C_s}(C_s)|$. A variação de tensão sobre o capacitor C_s é escrita como:

$$|\Delta v_{C_s}(C_s)| = |v_{C_s}(t_{c1}) - v_{C_s}(t_{c2})|. \quad (83)$$

Definido um valor para Δv_{C_s} , a capacitância equivalente é encontrada através a equação (83).

Para o projeto do conversor foi definida uma ondulação de tensão pico a pico de 10 % de V_{C_x} . Embora tenham sido mostrados na Table 1, os valores de capacitância e ondulação de tensão são reescritos na Table 5.

Tabela 5 – Capacitâncias dos SM dos ramos MMC para uma ondulação Δv_{C_x} de 10 %.

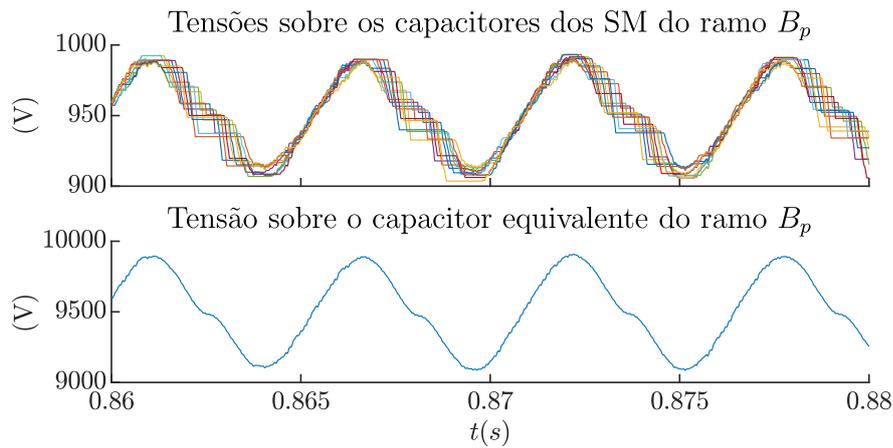
	V_{C_x}	Δv_{C_x}	$C_{x,k}$	C_x
$B_{p,n}$	9500 V	950 V	140 μF	14 μF
B_s	1800 V	180 V	280 μF	140 μF

Partindo das capacitâncias e tensões da Table 1, calcula-se a relação entre a energia total W_{C_x} armazenada nos capacitores, encontrada através de (84), e a potência nominal (S_{in}) do conversor. É assumido que o HU-MMC opera com fator de

Tabela 6 – Relação entre a energia armazenada nos ramos MMC e a potência processada pelo conversor.

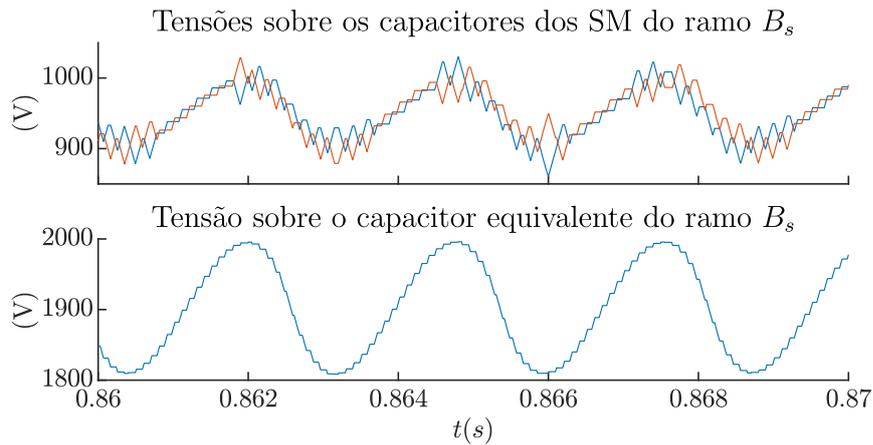
	W_{C_x}	W_{C_x}/S_{in}
$B_{p,n}$	631,75 J	631,8 μ s
B_s	226,80 J	226,8 μ s

Figura 38 – Ondulação de tensão nos capacitores dos submódulos e no capacitor equivalente do ramo paralelo B_p .



Fonte: O Autor.

Figura 39 – Ondulação de tensão nos capacitores dos submódulos e no capacitor equivalente do ramo paralelo B_s .



Fonte: O Autor.

potência unitário e sem perdas, assim $S_{in} = P_o$. O resultado é apresentado na Table 6.

$$W_{C_x} = \frac{1}{2} C_x V_{C_x}^2 \tag{84}$$

Na Fig. 38 são apresentadas as ondulações de tensão dos capacitores dos SMs do ramo B_p , bem como a ondulação sobre o capacitor equivalente C_p . Tanto v_{C_p} quanto

$v_{C_{p,k}}$ respeitam os limites de ondulação em relação ao valor médio.

De maneira análoga, na Fig. 39 são apresentadas as ondulações de tensão dos capacitores dos SMs do ramo B_s , bem como a ondulação sobre o capacitor equivalente C_s . Mais uma vez, a ondulação está de acordo com os limites estabelecidos.

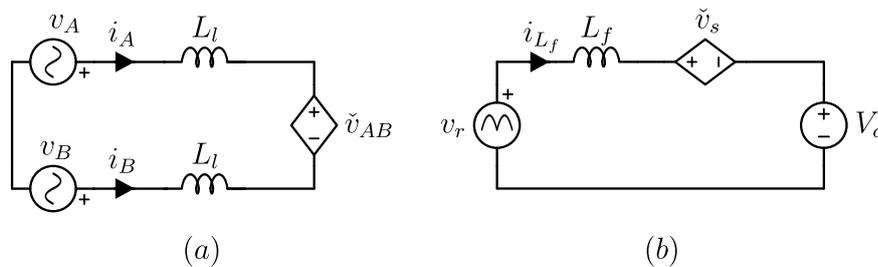
Uma última observação a respeito da Fig. 38 e da Fig. 39 é o período das ondulações, que é duas vezes menor no caso do ramo B_s .

3.6.3 Indutores de interface com a rede e de saída

As componentes de baixa frequência das corrente de entrada e saída são filtradas pelos ramos MMC o e pelo circuito de injeção de terceira harmônica. Logo, L_l e L_f atuam como interface entre fontes com característica de fonte de tensão, filtrando as harmônicas geradas pela comutação em alta frequência dos módulos MMC.

Os modelos elétricos utilizados para o dimensionamento dos indutores de interface com a rede e de filtragem da corrente i_{L_f} são apresentados na Fig. 40. Supõem-se que apenas um SM de um único ramo troca de estado por período de comutação. Assim, para um período T_s a tensão sobre o ramo varia unicamente entre dois valores. Isto não é necessariamente verdadeiro, entretanto esta suposição não afeta de forma significativa o resultado.

Figura 40 – Circuito equivalente para o dimensionamento da a) indutância dos indutores de interface com a rede elétrica, b) indutância do indutor de filtro da corrente i_{L_f} .



Fonte: O Autor.

Analisando as fases A e B , partindo do circuito equivalente, é escrito

$$v_{L_l} = v_A - v_B - \check{v}_{AB}, \quad (85)$$

onde \check{v}_{AB} corresponde a tensão de linha entre as fases A e B , sobreposta à comutação dos SMs.

Assumindo que o conversor opera com fator de deslocamento unitário, a tensão \check{v}_{AB} pode ser aproximada em termos do seu valor médio no período T_s , somado à ondulação devido à comutação de algum dos submódulos de algum dos ramos paralelo ($\Delta v_{p,n_k}$), calculada por

$$\Delta v_{p,n} = s_{p,n_k} V_{C_{p,n_k}} - \frac{V_{C_{p,n_k}}}{2}, \quad (86)$$

onde $s_{(p,n)_k}$ representa o sinal de comutação de algum dos submódulos de algum dos ramos paralelo e $V_{C_{(p,n)_k}}$ representa a tensão deste SM.

Com base em (86), a tensão \check{v}_{AB} é escrita como:

$$\check{v}_{AB} = v_A - v_B + \Delta v_{p,n}. \quad (87)$$

A substituição de (87) em (85) resulta em:

$$v_{L_l} = \Delta v_{p,n}. \quad (88)$$

Conclui-se que o indutor de interface com a rede está submetido a uma tensão igual à gerada pela comutação dos submódulos dos ramos MMC, a qual ocorre com uma frequência f_s .

O valor mínimo da indutância L_l é então calculada pela equação

$$2L_l = \frac{V_{C_{(p,n)_k}}}{2f_s \Delta \hat{i}}, \quad (89)$$

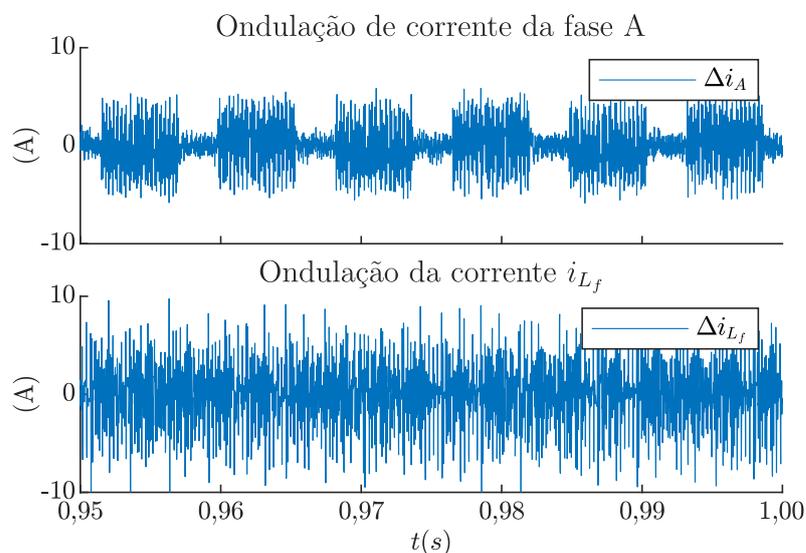
onde $\Delta \hat{i}$ representa a ondulação de corrente, definida com base em \hat{i}

Uma abordagem similar leva ao dimensionamento do indutor de filtro da corrente de saída, calculado por

$$L_f = \frac{V_{C_{(p,n,s)_k}}}{2f_s \Delta I_o} \quad (90)$$

onde ΔI_o representa a ondulação de corrente, definida com base em I_o através do indutor L_f e $V_{C_{(p,n,s)_k}}$ representa a tensão média de algum dos submódulos de algum dos ramos MMC.

Figura 41 – Formas de onda da componente CA da corrente i_A (Δi_A) e da corrente i_{L_f} (Δi_{L_f}).



Fonte: O Autor.

Neste ponto é importante destacar que o dimensionamento dos indutores é apenas uma aproximação, visto que mais de um SM pode entrar em operação durante o período T_s . Definindo uma ondulação de 10 % para as correntes de fase e 20 % para i_{L_f} , foram encontrados indutores de indutância $L_l = L_f \approx 2$ mH. As formas de onda das componentes CA de alta frequência de i_A e i_{L_f} são mostradas na Fig. 41. Para ambos os casos, mesmo com a aproximação utilizada, as correntes foram de acordo com o esperado.

3.6.4 Semicondutores de baixa frequência

O retificador de seis pulsos é dimensionado assumindo que o conversor opera com fator de potência unitário. Assim, basta calcular o valor médio e eficaz em um intervalo de rede, durante o período em que algum dos diodos está em condução.

Utiliza-se como referência a corrente i_{D_1} que flui através do diodo D_1 . Seu valor médio no período $\frac{\pi}{6} \leq \omega t < \frac{5\pi}{6}$ é calculado por:

$$I_{D_1} = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} i_A d\omega t, \quad (91)$$

$$I_{D_1} = \frac{\hat{i}\sqrt{3}}{2\pi}. \quad (92)$$

No mesmo período, seu valor eficaz é encontrado através da equação:

$$\tilde{I}_{D_1}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} i_A^2 d\omega t, \quad (93)$$

$$\tilde{I}_{D_1} = \frac{\hat{i}}{2} \sqrt{\frac{3\sqrt{3} + 4\pi}{6\pi}}. \quad (94)$$

Devido à simetria do retificador de seis pulsos e das tensões de fase, os mesmos valores de corrente média e eficaz são encontrados para qualquer um dos diodos.

As formas de onda, bem como as equações, das correntes instantâneas no circuito de injeção de terceira harmônica foram apresentados posteriormente. Como os interruptores utilizados são IGBTs, é interessante calcular as correntes separando as contribuições negativa e positiva. O motivo é simples, embora o valor médio de i_{S_1} seja 0, há um valor médio de corrente fluindo separadamente no IGBT e no diodo em antiparalelo. Assim, haverá perdas devido ao valor CC que devem ser consideradas.

Partindo destas considerações e das formas de onda mostradas na Fig. 31, os valores médio e eficaz das correntes sobre o interruptor S_x durante o semiciclo positivo, definida como $i_{S_{x,+}}$, são dados por:

$$I_{S_{x,+}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{6}} (i_n - i_p) d\omega t \quad (95)$$

$$I_{S_{x,+}} = \frac{\hat{i}}{\pi} \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \quad (96)$$

$$\tilde{I}_{S_{x,+}}^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{6}} (i_n - i_p)^2 d\omega t \quad (97)$$

$$\tilde{I}_{S_{x,+}} = \frac{\hat{i}}{2} \sqrt{\frac{2\pi - 3\sqrt{3}}{6\pi}} \quad (98)$$

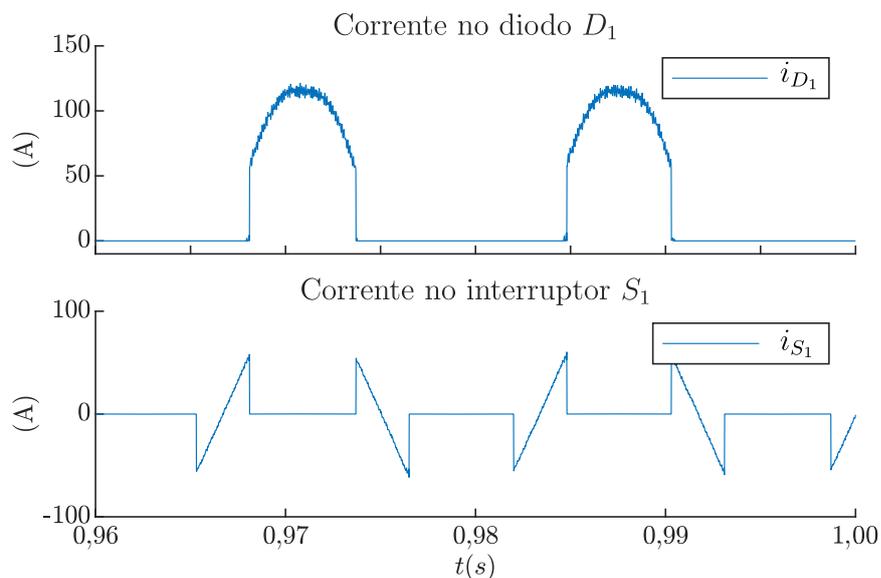
Naturalmente, como os semiciclos positivo e negativo são simétricos, os valores médio e eficaz para a componente negativa que flui em S_x , definida como $i_{S_{x,-}}$, apresentam o mesmo módulo que as positivas.

A Table 7 mostra a comparação entre os valores médio e eficaz analíticos e simulados das correntes no diodo D_1 e no interruptor de baixa frequência S_1 . As formas de onda da corrente sobre o diodo D_1 e sobre o interruptor de baixa frequência S_1 são mostradas na Fig. 42.

Tabela 7 – Comparação entre os valores médio e eficaz analíticos e simulados das correntes no diodo D_1 e no interruptor de baixa frequência S_1 .

	Eq Médio	Eq Eficaz	Sim Médio	Sim Eficaz
i_{D_1}	32,62 A	57,43 A	32,73 A	57,66 A
$i_{S_{1,+}}$	5,05 A	14,21 A	4,81 A	13,50 A
$i_{S_{1,-}}$	-5,05 A	14,21 A	-4,49 A	13,62 A

Figura 42 – Formas de onda da corrente sobre o diodo D_1 e sobre o interruptor de baixa frequência S_1 .



Fonte: O Autor.

4 MODELAGEM E CONTROLE DO HU-MMC

Uma estratégia de controle usual para retificadores PWM operando com elevado fator de potência consiste em controlar as correntes drenadas da rede e a tensão do barramento CC resultante. No conversor HU-MMC o valor médio do barramento é imposto, sendo igual ao valor médio da tensão de saída de um retificador de seis pulsos com carga resistiva. Entretanto, um conjunto extra de malhas de controle é necessário para manter constantes as tensões dos capacitores equivalentes dos ramos MMC, bem como para garantir a sua divisão entre os SMs de cada ramo.

O HU-MMC depende da atuação das malhas de controle para operar de forma estável, não sendo possível a operação em malha aberta. Este capítulo apresenta a estratégia de controle empregada, bem como a modelagem do conversor orientada à estratégia de controle proposta e o cálculo dos controladores.

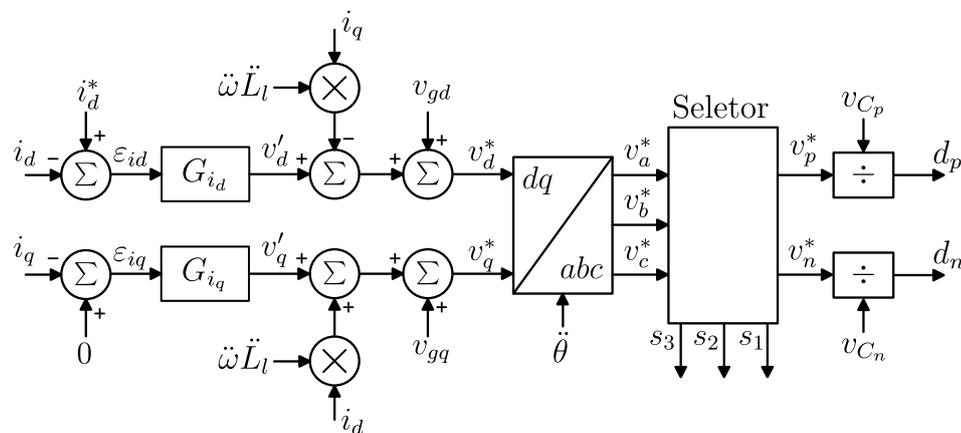
4.1 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

Somado à estratégia de divisão das tensões dos SMs dos ramos MMC (TU; Z. XU; L. XU, 2011), o esquema proposto é composto das malhas de controle: das correntes drenadas do lado CA; da corrente injetada no barramento CC e; das tensões dos capacitores equivalentes dos ramos B_p , B_n e B_s .

4.1.1 Controle das correntes do lado CA

O controle das correntes de entrada é baseado em uma transformada $dq0$ sincronizada com a rede, de forma que i_d corresponda à componente da corrente em fase (que resulta em potência ativa) e i_q à componente em quadratura (que resulta em potência reativa). O diagrama de controle proposto é apresentado na Fig. 43.

Figura 43 – Diagrama de blocos do controle em $dq0$ das correntes drenadas da rede.



Fonte: O Autor.

Impor ao controle a referência $i_q^* = 0$ implica em um sistema cujas correntes i_θ estarão em fase com v_θ , assumindo que θ seja estimado corretamente. Caso a transformada de Park utilizada seja de amplitude constante e garantido que $i_q = 0$, então $\hat{i} = i_d^*$.

Quantidades de sequência positiva cuja frequência angular para um referencial em abc é igual a ω são tratadas como variáveis contínuas em um referencial $dq0$. Desta forma, é possível implementar G_{i_d} e G_{i_q} como controladores proporcional integral (PI), resultando nas tensões acopladas v_d' e v_q' . Na prática, um controlador PI em um referencial $dq0$ pode ser interpretado como um ressonante adaptativo em um referencial abc .

A corrente de referência i_d^* deve ser tal que o equilíbrio das potências ativa na entrada e na saída do conversor seja mantido. O controle da soma das tensões dos capacitores equivalentes dos ramos paralelo gera i_d^* , como será apresentado na subseção seguinte.

Uma vez que o conversor opera com fases balanceadas, os ramos de desacoplamento e o *feed forward* das tensões da rede (v_{gd} e v_{gq}) atuam principalmente em transitórios, tendo pouca influência em regime.

A estimativa da fase $\hat{\theta}$ e da frequência angular $\hat{\omega}$ da rede advêm de um algoritmo *Phase-locked Loop* (PLL). Aqui, diversas soluções podem ser implementadas, dependendo dos requisitos do processador e do impacto na dinâmica do controle. Neste trabalho foi utilizado um PLL baseado no conceito de *synchronous reference frame* (SRF-PLL) (GOLESTAN; GUERRERO; VASQUEZ, 2017). Uma das vantagens desta implementação é a utilização das tensões v_{gd} e v_{gq} tanto para estimar a fase quanto para o *Feed Forward*.

Aplica-se a anti-transformada $dq0$ às referências v_d^* e v_q^* , resultando em v_j^* , com $j = a, b, c$. Estas tensões não podem ser diretamente impostas ao conversor, visto que o retificador utiliza semicondutores não controlados. É necessário, portanto, relacionar v_j^* às tensões v_p e v_n geradas pelos ramos MMC B_p e B_n .

O bloco seletor, também mostrado na Fig. 43, tem a função de calcular as referências v_p^* e v_n^* a partir de v_j^* . Além disso, ele define o estado de condução dos interruptores do ramos de injeção de terceira harmônica. Sua operação é resumida na Table 8.

As tensões v_p^* e v_n^* são obtidas assumindo que v_{C_p} e v_{C_n} são iguais a V_C . Entretanto, estas tensões ondulam com componentes de terceira harmônica e múltiplos. Uma forma de compensar esta dinâmica é dividir as referências v_p^* e v_n^* pelas respectivas tensões dos capacitores equivalentes dos ramos B_p e B_n , as quais são medidas por sensores de tensão. Desta divisão resultam as razões cíclicas equivalentes d_p e d_n e, por consequência, os índices de modulação m_p e m_n responsáveis pelo controle dos ramos paralelo do conversor.

Tabela 8 – Estado dos interruptores de baixa frequência e referências de tensão dos ramos paralelo

Sextante 1	$v_c > v_a \geq v_b$	Sextante 2	$v_a > v_c \geq v_b$
$v_p = v_c - v_a$	$S = \{1, 0, 0\}$	$v_p = v_a - v_c$	$S = \{0, 0, 1\}$
$v_n = v_a - v_b$		$v_n = v_c - v_b$	
Sextante 3	$v_a > v_b \geq v_c$	Sextante 4	$v_b > v_a \geq v_c$
$v_p = v_a - v_b$	$S = \{0, 1, 0\}$	$v_p = v_b - v_a$	$S = \{1, 0, 0\}$
$v_n = v_b - v_c$		$v_n = v_a - v_c$	
Sextante 5	$v_b > v_c \geq v_a$	Sextante 6	$v_c > v_b \geq v_a$
$v_p = v_b - v_c$	$S = \{0, 0, 1\}$	$v_p = v_c - v_b$	$S = \{0, 1, 0\}$
$v_n = v_c - v_a$		$v_n = v_b - v_a$	

4.1.2 Controle da tensão dos capacitores equivalentes dos ramos paralelo

A variação da energia armazenada em C_p e C_n depende do balanço entre a potência drenada da rede e fornecida à carga. Uma variação líquida nula da energia em um período de rede assegura que os capacitores terão valores médios de tensão constantes.

No lado CC, o valor médio da corrente i_{Lf} e a potência fornecida pelo conversor são impostos pela carga. Logo, o controle da variação da energia armazenada nos capacitores dos ramos paralelo é feito exclusivamente através das correntes drenadas da rede. O esquema de controle proposto pode ser visto na Fig. 44(a).

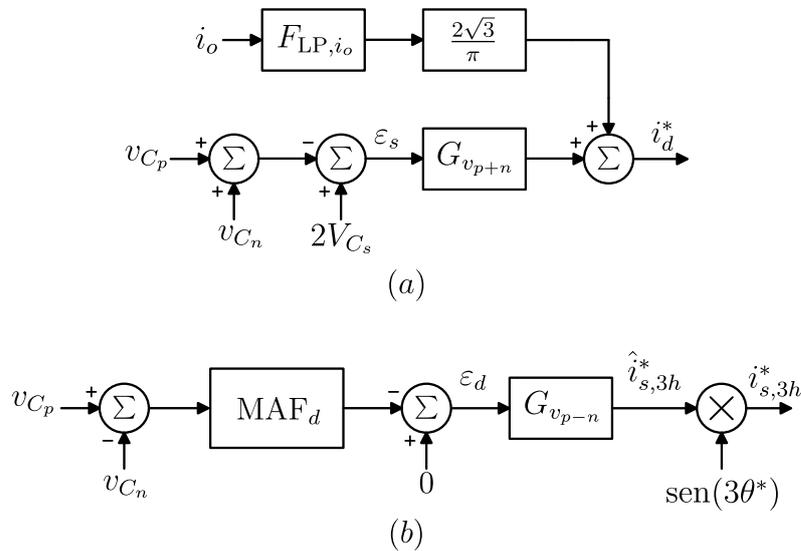
O valor de i_d controla \hat{i} e, portanto, a potência drenada das fases. O controle relaciona a referência i_d^* à soma $v_{C_p} + v_{C_n}$ e a um *feed forward* da corrente de saída i_o após o capacitor C_o . O erro de tensão resultante da comparação com o valor médio esperado ($V_{C_p} + V_{C_n}$) passa pelo controlador $G_{v_{p+n}}$, o qual pode ser um PI.

Supondo que os capacitores dos submódulos dos ramos paralelo fossem grandes o bastante para manter suas tensões constantes, $v_{C_p} + v_{C_n}$ não variaria e o valor de i_d seria apenas o necessário para manter o balanço entre a potência de entrada e saída. Entretanto, as capacitâncias são tipicamente limitadas a algumas centenas de milifaradays e, por consequência, os capacitores se descarregam durante a operação em regime permanente. O erro de tensão é compensado pelo aumento de i_d^* .

De forma análoga, variações de carga impactam na soma das tensões dos capacitores. Como a malha de controle de $v_{C_p} + v_{C_n}$ é lenta em relação a das correntes de fase, degraus de carga são parcialmente compensados pelo *feed forward* de i_o . O filtro passa-baixa F_{LP, i_o} filtra possíveis ruídos na medição da corrente, os quais de outra forma afetariam i_d^* .

Uma segunda malha, mostrada na Fig. 44(b), é responsável por controlar a diferença entre v_{C_p} e v_{C_n} . Ela resulta na referência da corrente de terceira harmônica $i_{s,3h}^*$ imposta no lado CC, a qual flui através de B_p , B_n e B_s .

Figura 44 – Diagrama de blocos do controle: a) da soma das tensões nos capacitores equivalentes dos ramos paralelo e; b) da diferença das tensões nos capacitores equivalentes dos ramos paralelo.



Fonte: O Autor.

O produto entre $i_{s,3h}$ e a componente de terceira harmônica das tensões v_p e v_n conduz à troca entre os ramos paralelo da energia armazenada nos capacitores de B_p e B_n . Desta forma, é possível restabelecer o equilíbrio das tensões v_{C_p} e v_{C_n} sem a necessidade de fontes externas ao HU-MMC. Além disso, é esperado que em regime permanente a amplitude do pico de $i_{s,3h}$, definido como $\hat{i}_{s,3h}$, seja pequena quando comparada às correntes na rede e na carga.

Um filtro média móvel MAF_d é utilizado para filtrar ondulações de tensão em 180 Hz e múltiplos. Seu emprego será melhor explicado na modelagem da malha. O controle tem como referência o valor zero, uma vez que objetiva-se igualar as tensões v_{C_p} e v_{C_n} . O controlador $G_{v_{p-n}}$ pode ser um PI.

O sinal resultante da malha de controle da diferença é $\hat{i}_{s,3h}$, que serve de referência ao controle do ramo série. Este é multiplicado pelo $\text{sen}(3\hat{\phi})$, portanto deve ser assegurado que $\hat{\phi}$ seja corretamente estimado pelo PLL.

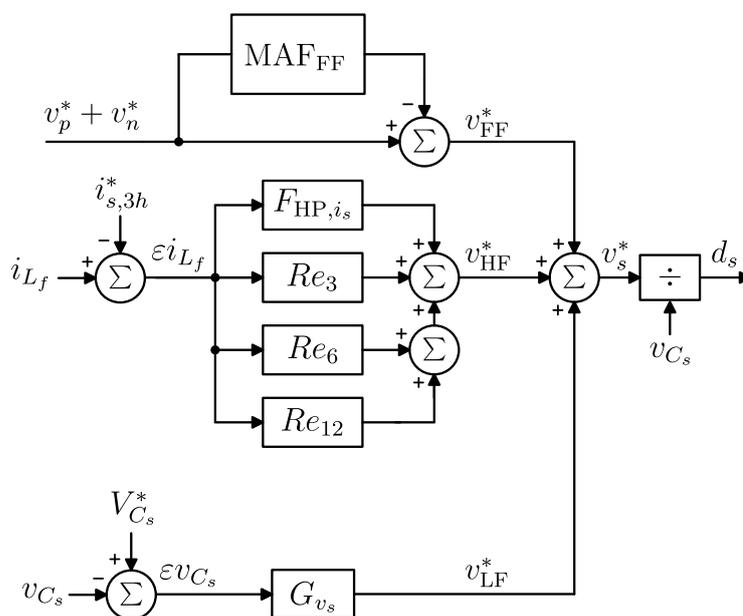
4.1.3 Controle da corrente injetada no barramento CC

O ramo série tem duas funções principais: atuar como um indutor eletrônico, filtrando ondulações de tensão de sexta harmônica e múltiplos; e impor a corrente de terceira harmônica que flui pelos ramos paralelo, cuja referência é $i_{s,3h}^*$. Adicionalmente, o controle deve assegurar o equilíbrio do valor médio de v_{C_s} .

No esquema proposto, apresentado na Fig. 45, a tensão de referência do ramos série v_s^* é composta da soma de três componentes, v_{FF}^* , v_{HF}^* e v_{LF}^* .

O sinal v_{FF}^* representa uma ação *feed forward*, cujo valor provém da componente

Figura 45 – Diagrama de blocos do controle da corrente i_{L_f} e da tensão v_{C_s} do ramo série B_s .



Fonte: O Autor.

CA da soma das referências v_p^* e v_n^* . A componente CC de $v_p^* + v_n^*$ é filtrada utilizando um filtro média móvel MAF_{FF} sintonizado em $6f$.

A referência v_{HF}^* resulta do controle da componente CA de i_{L_f} . O controlador é realizado por um filtro passa-alta F_{HP,i_s} e um conjunto de controladores ressonantes Re_x . Projeta-se esta malha de forma que a componente CC da corrente i_{L_f} seja definida exclusivamente pela carga. Assim o controlador atua apenas nas componentes CA, as quais são impostas de forma ativa pelo ramo série.

Uma melhora na performance do controlador em relação à rejeição de harmônicos é alcançada com a aplicação de controladores ressonantes. Ganhos elevados para a 3ª e 6ª harmônicas asseguram a imposição da referência $i_{s,3h}^*$ e a compensação da principal componente harmônica resultante do retificador de seis pulsos. Em razão da frequência de comutação equivalente do ramo série (f_s), foi projetado outro ressonante para a 12ª harmônica. A relação entre as componentes passíveis de serem controladas e f_s será discutida na subseção seguinte.

O sinal v_{LF}^* é calculado pelo controlador G_{v_s} , o qual pode ser um PI. Este atua no erro da tensão v_{C_s} em relação ao seu valor médio $V_{C_s}^*$. De forma similar ao que ocorre nos ramos paralelo, os capacitores dos SMs do ramo série descarregam-se com o passar do tempo. Para corrigir isso, pequenas variações de tensão, que resultam em valor médio durante um período de tempo, são aplicadas à v_s . A potência ativa absorvida por B_s é apenas a suficiente para manter v_{C_s} constante. Esta malha de controle é projetada para ser lenta em relação à malha do conteúdo CA de i_{L_f} . Assim, as bandas de controle não se sobrepõem, assegurando o desacoplamento dinâmico.

Uma vez somadas as três parcelas do controle, é obtida a tensão v_s^* . Dividindo-a por v_{C_s} , de forma a desacoplar o sinal de controle das variações de tensão no capacitor equivalente do ramo série, encontra-se o sinal de modulação d_s e, por consequência, a função de modulação m_s que controla o ramo B_s . É válido notar que a tensão v_{C_s} deve ser medida para o controle de seu valor médio. Logo, a técnica de desacoplamento utilizada não implica em um aumento do número de sensores.

A Fig. 46 apresenta o diagrama de controle geral, dividido em malhas lentas e rápidas. Da mesma forma que em um controle convencional, as malhas lentas servem como referência para as rápidas, permitindo que, em teoria, a modelagem e o projeto sejam feitos individualmente.

4.1.4 Banda de controle da corrente do ramo série

É válido entender a banda de controle como os limites de frequência para os quais o controlador pode atuar sem gerar acoplamentos indesejados ou instabilidades no sistema.

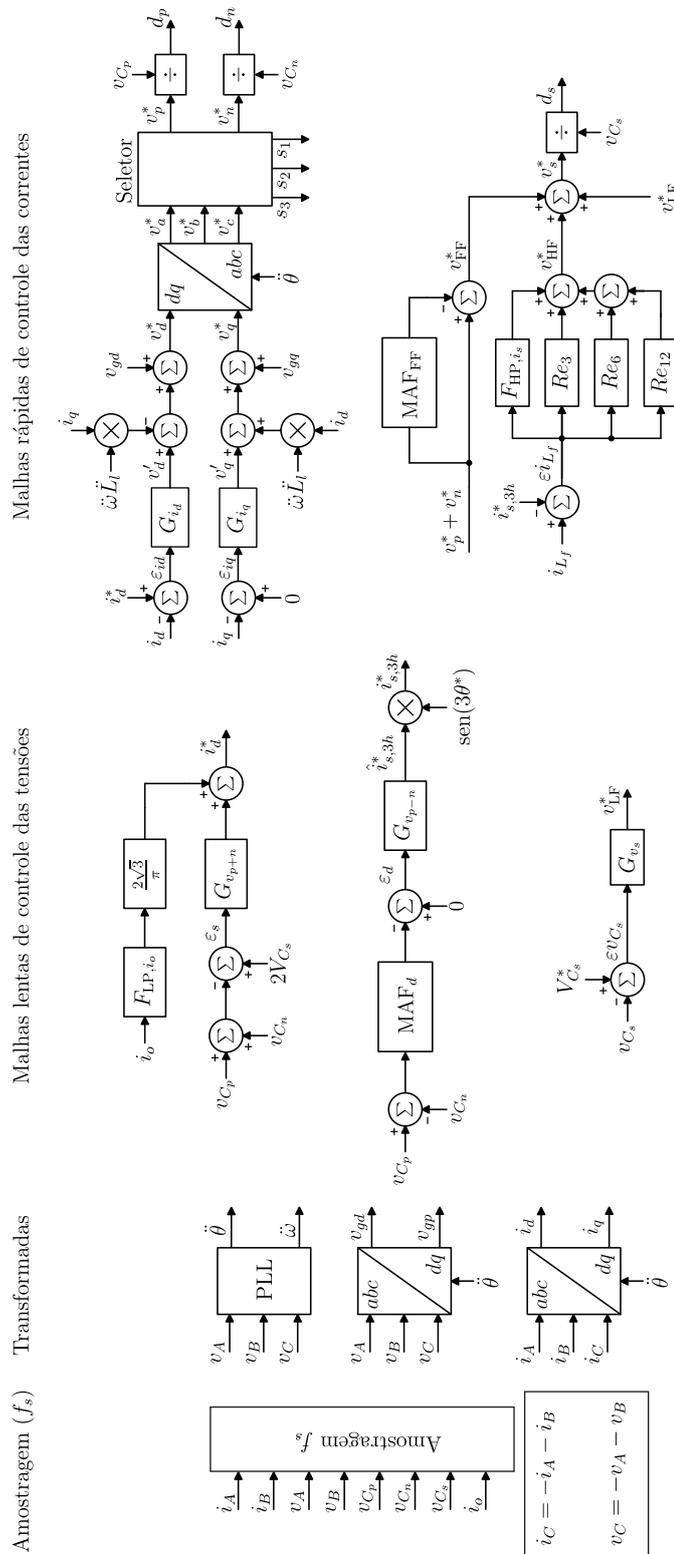
Em eletrônica de potência, é comum definir a frequência de cruzamento como um décimo da frequência de comutação, o que assegura o desacoplamento entre os efeitos da comutação e do controle. Qualquer frequência na qual o controlador objetiva atuar de forma direta deve ser menor que a frequência de cruzamento.

Supondo um sinal $f(x)$, de período fundamental T , com um conteúdo harmônico descrito pela série de Fourier mostrada em (99), onde k_b representa o último índice cuja harmônica correspondente é menor que a frequência de cruzamento. Qualquer componente acima de k_b deverá ser atenuada utilizando algum outro método que não a malha de controle.

$$f(x) = \frac{a_o}{2} + \sum_{k=1}^{k_b} \left\{ a_k \cos \left(\frac{2\pi kx}{T} \right) + b_k \sin \left(\frac{2\pi kx}{T} \right) \right\} + \sum_{k=k_b+1}^{\infty} \left\{ a_k \cos \left(\frac{2\pi kx}{T} \right) + b_k \sin \left(\frac{2\pi kx}{T} \right) \right\} \quad (99)$$

Com base nas referências utilizadas, em sistemas em baixa tensão o indutor eletrônico tende a operar com uma frequência de comutação elevada, em torno de 100 kHz, o que garante uma banda de controle mínima de aproximadamente 10 kHz. Assumindo uma rede trifásica operando com uma frequência de 60 Hz e que utiliza um retificador de seis pulsos, as harmônicas resultantes são de 6ª ordem e múltiplas. Para este sistema, o controle poderia atuar, teoricamente, até o 27º múltiplo da 6ª harmônica, que corresponde a frequência de 9720 Hz. A partir do 28º múltiplo, a amplitude da harmônica é tão baixa que não apresenta qualquer relevância no espectro da variável controlada.

Figura 46 – Diagrama de controle geral.



Fonte: O Autor.

Em média tensão, entretanto, f_s tem limites muito mais conservadores, geralmente não maiores que 10 kHz. Caso a frequência de cruzamento fosse definida como pouco mais de um décimo deste valor, para a mesma situação apresentada anterior-

mente o controle pode atuar até o 3º múltiplo da 6ª harmônica, que corresponde a frequência de 1080 Hz. Além disso, devido à proximidade ao limite da banda de controle, o ganho fica limitado à estabilidade do sistema.

Em razão da frequência equivalente do ramo ser maior que a dos interruptores dos SMs, o HU-MMC é vantajoso do ponto de vista da banda de controle. Para o conversor proposto nesta dissertação, os interruptores do ramo B_s comutam em 2,7 kHz. Caso fosse utilizada outra solução que não resulta em uma frequência equivalente maior, a banda ficaria restrita a 270 Hz, dificultando ou mesmo impossibilitando a atuação do ramo série.

4.2 MODELAGEM DO CONVERSOR

Uma vez estabelecidas as malhas de controle e os objetivos que devem ser atingidos, constata-se que cinco funções de transferência são suficientes para descrever as dinâmicas a controlar. Esta seção trata da modelagem orientada ao controle do HU-MMC.

Na linearização das equações para posterior aplicação da transformada de Laplace utiliza-se o método de perturbação das variáveis dinâmicas em torno de um ponto de operação, o qual é detalhada no Apêndice A. Nesta seção a linearização é realizada diretamente.

4.2.1 Modelo dos atrasos de amostragem e atuação do controle

Em aplicações em alta frequência, onde a largura de banda do controle está suficientemente distante da frequência de comutação, os atrasos de amostragem e atuação do controle pouco afetaram a estabilidade. No entanto, a frequência de corte do controle de i_θ e de i_{L_f} estão a cerca de uma década de f_s . Assim, faz-se necessário utilizar o modelo do atraso na simulação do conversor e na síntese dos controladores.

No tempo contínuo, um *delay* pode ser facilmente introduzido ao sistema através da equação

$$D(s) = e^{-\sigma s T_x}, \quad (100)$$

onde σ é um número real que fatora o atraso em relação a um período qualquer T_x . Como os controladores são projetados no tempo contínuo, esta representação é suficiente.

Em controle digital, é comum utilizar uma rotina de amostragem em sincronismo com as rotinas de atualização dos registradores dos periféricos responsáveis por gerar os pulsos de comando do conversor. Assim, o período de amostragem (T_{sa}) é igual ao de comutação (T_s). Em razão da modulação utilizada ser por largura de pulso, estes registradores são comumente chamados de registradores PWM.

O *delay* introduzido pelo efeito da amostragem pode ser deduzido de forma intuitiva. No momento em que os registradores PWM são atualizados, o conversor analógico-digital (AD) do controlador faz a aquisição dos valores atuais das quantidades elétricas. A atualização seguinte ocorre apenas após um período de comutação. Logo, há um atraso de T_s entre a aquisição das variáveis elétricas e a atuação do controle. Uma explicação mais detalhada pode ser encontrada em (MATTAVELLI; BUSO, 2006).

Assim, o atraso devido à amostragem é modelado por:

$$D(s) = e^{-1,0sT_s}. \quad (101)$$

O atraso de atuação do controle depende da portadora utilizada para gerar o sinal PWM. Em (MATTAVELLI; BUSO, 2006) este *delay* é descrito como a distância temporal entre a amostragem do sinal modulador e o instante em que o pulso de saída está completamente determinado, (i.e., quando a moduladora intersecta a portadora). Para uma portadora triangular o atraso resultante é calculado por

$$D(s) = \frac{1}{2} \{ e^{-sdT_s/2} + e^{-s(1-d)T_s/2} \}, \quad (102)$$

onde d representa a razão cíclica do conversor.

Assumindo o caso crítico, o qual corresponde a $d = 0,5$, o atraso resultante vale:

$$D(s) = e^{-0,5sT_s}. \quad (103)$$

Assim, no domínio da frequência, o atraso total considerado no equacionamento dos controladores é igual a:

$$D(s) = e^{-1,5sT_s}. \quad (104)$$

A Fig. 47 apresenta a função de transferência para o controle da corrente no ramo série com e sem o atraso $D(s)$. A perda de fase é percebida com o aumento da frequência, que se acentua após $f_s/10$. Embora o módulo permaneça constante no intervalo considerado, $D(s)$ impacta a margem de fase, reduzindo a estabilidade da malha.

4.2.2 Correntes drenadas da rede

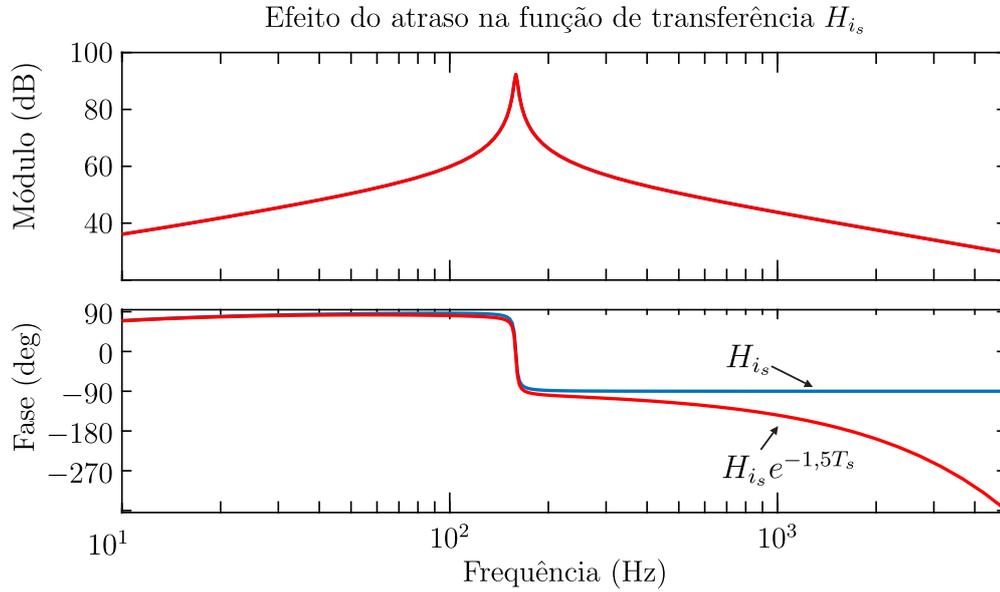
O controle de i_θ é realizado em $dq0$. Assim, as funções de transferência devem ser obtidas neste referencial. Equacionando as três fases do conversor, é escrito:

$$\mathbf{v}_\theta - L_l \frac{d\mathbf{i}_\theta}{dt} - \mathbf{v}_{n0} = \mathbf{v}_\zeta, \quad (105)$$

onde \mathbf{v}_ζ é referenciado no ponto n .

A transformada de Park permite representar a sequência positiva de um eixo trifásico estacionário equilibrado, cujas variáveis apresentam frequência angular ω ,

Figura 47 – Efeito do atraso de amostragem e atuação de controle na função de transferência H_{i_s} . Frequência de amostragem igual a frequência de comutação equivalente dos ramos paralelo $f_s = 10,8 \text{ kHz}$ e $T_s = 1/f_s$.



como duas componentes estacionárias referenciadas em um eixo que evolui com uma frequência angular ω .

Escolhendo a transformada com amplitudes constantes, com o fase A alinhada ao eixo d , a matriz de transformação, denotada por \mathbf{T} , é definida como:

$$\mathbf{T} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\text{sen}(\omega t) & -\text{sen}(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}. \quad (106)$$

Também, é possível definir \mathbf{T}^{-1} como a transformada inversa de Park, a qual relaciona um sistema \mathbf{x}_{dq0} em coordenadas $dq0$ ao correspondente trifásico \mathbf{x}_{abc} .

$$\mathbf{x}_{abc} = \mathbf{T}^{-1} \mathbf{x}_{dq0} \quad (107)$$

A matriz da transformada inversa de Park nada mais é do que a inversa da matriz \mathbf{T} , portanto:

$$\mathbf{T}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\text{sen}(\omega t) & 1 \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix}. \quad (108)$$

Aplicando (107) em (5), encontra-se:

$$\mathbf{v}_{\theta,dq0} - L_l \frac{d\mathbf{i}_{\theta,dq0}}{dt} - L_l \mathbf{T} \frac{d\mathbf{T}^{-1}}{dt} \cdot \mathbf{i}_{\theta,dq0} - \mathbf{T} \cdot \mathbf{v}_{n0} = \mathbf{v}_{s,dq0}. \quad (109)$$

O terceiro termo de (109) pode ser reescrito como:

$$\mathbf{T} \frac{d\mathbf{T}^{-1}}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (110)$$

Já o quarto termo de (109) afeta exclusivamente o eixo 0, não influenciando no controle empregado.

$$\mathbf{T} \cdot \mathbf{v}_{no} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ v_{no} \end{bmatrix} \quad (111)$$

Considerando apenas as componentes de eixo d e q , obtém-se:

$$\mathbf{v}_{\theta,dq} - L_l \frac{d\mathbf{i}_{\theta,dq}}{dt} - L_l \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{i}_{\theta,dq} = \mathbf{v}_{\varsigma,dq}. \quad (112)$$

A equação (112) é similar a (5), apenas em um referencial dq . Como a transformada de Park é linear, é válido aplicar as mesmas técnicas de linearização comuns a sistemas com referencial estacionário. Aplicando o método de linearização em torno do ponto de operação nominal à (112), encontra-se:

$$\tilde{\mathbf{v}}_{\theta,dq} - L_l \frac{d\tilde{\mathbf{i}}_{\theta,dq}}{dt} - L_l \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \cdot \tilde{\mathbf{i}}_{\theta,dq} = \tilde{\mathbf{v}}_{\varsigma,dq}, \quad (113)$$

onde \tilde{x} representa uma pequena variação da variável x .

O conjunto de tensões $\mathbf{v}_{\theta,dq}$ pode ser considerado constante para uma pequena variação em $\mathbf{v}_{\varsigma,dq}$, o que implica em $\tilde{\mathbf{v}}_{\theta,dq} = 0$. Assim,

$$-L_l \frac{d\tilde{\mathbf{i}}_{\theta,dq}}{dt} - L_l \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \cdot \tilde{\mathbf{i}}_{\theta,dq} = \tilde{\mathbf{v}}_{\varsigma,dq}. \quad (114)$$

Na prática utiliza-se um *feed forward* para compensar o efeito de $\mathbf{v}_{\theta,dq}$ no controle, principalmente durante transitórios ou perturbações nas tensões da rede.

O segundo termo do lado esquerdo de (114) representa o acoplamento entre os eixos dq . Diferente do primeiro termo, que é uma derivada e portanto depende de valores anteriores de $\mathbf{i}_{\theta,dq}$, o acoplamento resulta do valor instantâneo das correntes. A forma convencional de tratar este termo é somando-o ao sinal resultante dos controladores de corrente dos eixos dq .

Após estas considerações, a equação para o projeto do controle reduz-se a:

$$-L_l \frac{d\tilde{\mathbf{i}}_{\theta,dq}}{dt} = \tilde{\mathbf{v}}_{\varsigma,dq}. \quad (115)$$

Separando os termos dos eixos d e q e aplicando a transformada de Laplace às equações, encontram-se as funções de transferência $H_{i_d}(s)$ e $H_{i_q}(s)$ que relacionam $\tilde{v}_{\varsigma,dq}$ à $\tilde{i}_{\theta,dq}$.

$$H_{i_d}(s) = \frac{\tilde{i}_{\theta,d}(s)}{\tilde{v}_{\varsigma,d}(s)} = \frac{-1}{sL_l}. \quad (116)$$

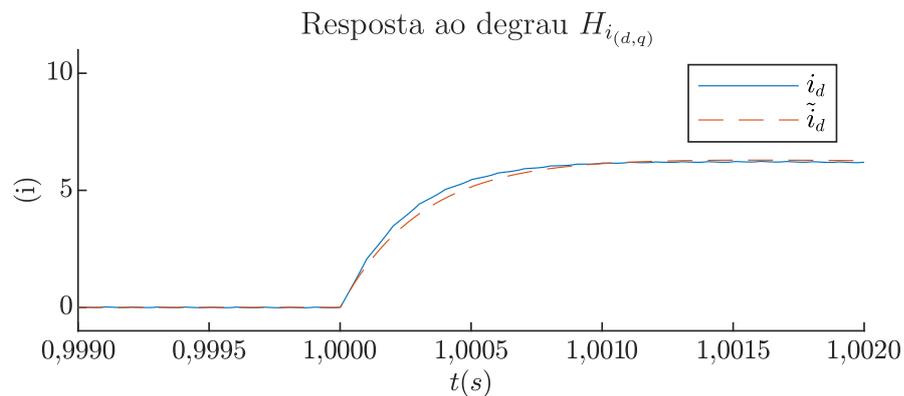
$$H_{i_q}(s) = \frac{\tilde{i}_{\theta,q}(s)}{\tilde{v}_{\zeta,q}(s)} = \frac{-1}{sL_l}. \quad (117)$$

É válido lembrar que o HU-MMC não sintetiza diretamente v_ζ . Isto é feito através das tensões v_p e v_n impostas pelos ramos MMC paralelo.

Outro ponto a ser observado é a escolha do eixo d alinhado com a fase A. Embora seja uma escolha usual em eletrônica de potência, em outras áreas é comum alinhar a fase A ao eixo q . Assim, mudam as matrizes da transformada de Park, bem como o eixo que representa a potência ativa. O módulo das funções de transferências, entretanto, permanece inalterado.

Diferente das outras funções de transferência que serão apresentadas a seguir, $H_{i_d}(s)$ e $H_{i_q}(s)$ não são facilmente validadas em malha aberta. A Fig. 48 trás a resposta da corrente i_d (conversor) e \tilde{i}_d (modelo) para um degrau de 1% na referência i_d^* , que resulta em um degrau em v_d . O sistema opera em malha fechada com um controlador PI genérico.

Figura 48 – Validação da função de transferência $H_{i_d}(s)$.



Fonte: O Autor.

Observa-se que para um mesmo degrau, e utilizando o mesmo controlador, as dinâmicas de \tilde{i}_d e i_d^* são semelhantes. Assim, é válido inferir que $H_{i_d}(s)$ modela de forma correta o sistema. A mesma conclusão poderia ser obtida com um degrau em $H_{i_q}(s)$.

4.2.3 Corrente do ramo série

A função de transferência que relaciona a corrente através do ramo série com tensão sintetizada pelo ramo B_s é obtida equacionando a malha fechada do lado CC da Fig. 21. Assumindo que $v_p + v_n = v_r$, onde v_r representa a uma tensão retificada ideal, então:

$$v_r = L_f \frac{di_{L_f}}{dt} + v_o + v_s. \quad (118)$$

A corrente i_{L_f} pode ser escrita em termos da tensão de saída na forma:

$$i_{L_f} = \frac{v_o}{R_o} + C_o \frac{dv_o}{dt}. \quad (119)$$

Como o termo v_r é constante para uma pequena variação em v_s , a linearização de (118) e (119) em torno do ponto de operação nominal fornece:

$$0 = L_f \frac{d\tilde{i}_{L_f}}{dt} + \tilde{v}_o + \tilde{v}_s, \quad (120)$$

$$\tilde{i}_{L_f} = \frac{\tilde{v}_o}{R_o} + C_o \frac{d\tilde{v}_o}{dt}. \quad (121)$$

Aplicando a transformada de Laplace à (120) e (121), são obtidas as equações:

$$0 = sL_f \tilde{i}_{L_f} + \tilde{v}_o + \tilde{v}_s; \quad (122)$$

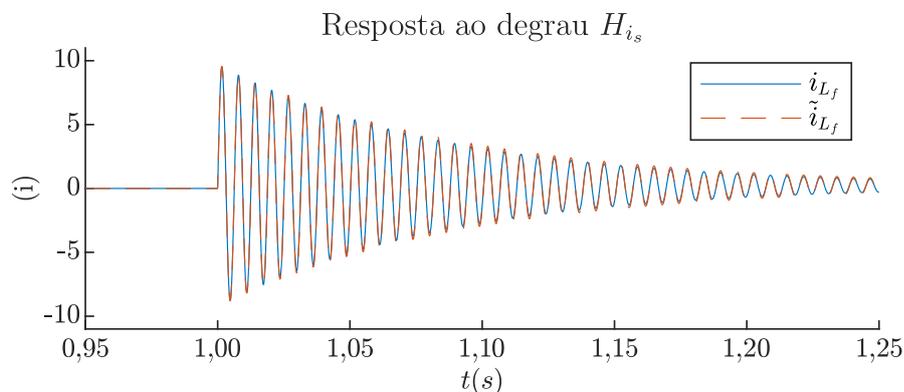
$$\tilde{i}_{L_f} = \frac{\tilde{v}_o}{R_o} + sC_o \tilde{v}_o. \quad (123)$$

Isolando \tilde{v}_o em (123) e aplicando-o em (122), encontra-se a função de transferência $H_{i_s}(s)$ que relaciona \tilde{i}_{L_f} à \tilde{v}_s , escrita na forma:

$$H_{i_s}(s) = \frac{\tilde{i}_{L_f}(s)}{\tilde{v}_s(s)} = -\frac{1 + sC_o R_o}{s^2 R_o C_o L_f + sL_f + R_o}. \quad (124)$$

Esta função de transferência pode ser validada aplicando um degrau de 1% à tensão v_s , comparando então as respostas das correntes i_{L_f} (conversor) e \tilde{i}_{L_f} (modelo). As formas de onda resultantes da validação do modelo são mostradas na Fig. 49.

Figura 49 – Validação da função de transferência $H_{i_s}(s)$.



Fonte: O Autor.

A resposta obtida é característica de uma função de transferência com polos complexo conjugados. Assim, é de se esperar que $H_{i_s}(s)$ apresente uma ressonância.

4.2.4 Tensão sobre o capacitor equivalente do ramo série

O controle de baixa frequência do ramo série relaciona a tensão v_s à variação de tensão v_{C_s} no capacitor equivalente C_s . Partindo do modelo médio do SM, mostrado na Fig. 13, é escrito:

$$C_s \frac{dv_{C_s}}{dt} = \frac{i_{L_f} v_s}{v_{C_s}}. \quad (125)$$

A dinâmica do controle de v_{C_s} é lenta em relação à da corrente i_{L_f} . Logo, é assumido que $i_{L_f} = I_o$. Também, representar a razão $1/v_{C_s}$ por seu valor médio $1/V_{C_s}$ não afeta significativamente a malha. Como foi previamente apresentado, a tensão de controle v_s^* é dividida por v_{C_s} , garantindo o desacoplamento em relação às ondulações na tensão do capacitor. Esta afirmação não pode ser feita em relação à derivada de v_{C_s} . Com estas considerações, a linearização de (125) em torno do ponto de operação nominal resulta em:

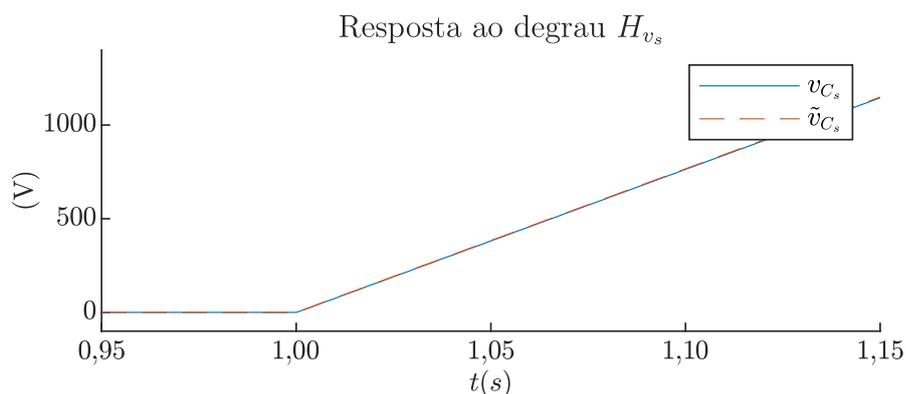
$$C_s \frac{d\tilde{v}_{C_s}(t)}{dt} = \frac{I_o \tilde{v}_s(t)}{V_{C_s}}. \quad (126)$$

Aplicando a transformada de Laplace à (126) e rearranjando os termos, encontra-se a função de transferência $H_{v_s}(s)$ que relaciona uma pequena variação em \tilde{v}_s à tensão \tilde{v}_{C_s} .

$$H_{v_s}(s) = \frac{\tilde{v}_{C_s}(s)}{\tilde{v}_s(s)} = \frac{I_o}{sC_s V_{C_s}} \quad (127)$$

A validação de $H_{v_s}(s)$ é realizada aplicando um degrau da ordem de 1% à tensão v_s . Comparam-se então as respostas das tensões v_{C_s} (conversor) e \tilde{v}_{C_s} (modelo), como mostrado na Fig. 50.

Figura 50 – Validação da função de transferência $H_{v_s}(s)$.



Fonte: O Autor.

Como $H_{v_s}(s)$ é um integrador puro, espera-se que um degrau em v_s resulte em uma resposta do tipo rampa.

4.2.5 Tensão sobre os capacitores equivalentes dos ramos paralelo

Os ramos em paralelo influenciam um o outro, de forma que as tensões sobre os capacitores equivalentes de B_n e B_p não podem ser controladas separadamente. Assim como no caso do ramos série, deseja-se que v_{C_p} e v_{C_n} sejam constantes e respectivamente iguais a V_{C_p} e V_{C_n} . Obviamente, como os ramos são simétricos, $V_{C_p} = V_{C_n}$. Dentre as possibilidades, os controles da soma e diferença das tensões são uma forma intuitiva de assegurar o equilíbrio. Assim, é preciso associar uma variável de controle à $v_{C_p} + v_{C_n}$ e outra à $v_{C_p} - v_{C_n}$. Em ambos os casos o controle pode ser lento, desde que os limites de sobre- e sub-tensão sejam satisfeitos durante degraus de carga.

4.2.5.1 Soma das tensões v_{C_p} e v_{C_n}

Como apresentado anteriormente, o controle de $v_{C_p} + v_{C_n}$ é condicionado à referência i_d^* . Partindo mais uma vez do modelo apresentado na Fig. 21, relaciona-se a potência instantânea drenada pelo conversor (p_{in}) aos valores instantâneos de potência absorvidas nos ramos paralelo B_p , dada por p_{B_p} , e B_n , dada por p_{B_n} , e a potência instantânea fornecida pelo conversor (p_o):

$$p_{in} = p_{B_p} + p_{B_n} + p_o. \quad (128)$$

Devido a dinâmica do controle de i_{L_f} , é coerente afirmar que $p_o = P_o$. Assim, a linearização de (128) em torno do ponto de operação nominal resulta em:

$$\tilde{p}_{in} = \tilde{p}_{B_p} + \tilde{p}_{B_n}. \quad (129)$$

A partir da Fig. 13, a potência instantânea no ramo B_p é calculada por:

$$p_{B_p} = v_{C_p} C_p \frac{dv_{C_p}}{dt}. \quad (130)$$

A linearização de (130) em torno do ponto de operação nominal do conversor fornece:

$$\tilde{p}_{B_p} = V_{C_p} C_p \frac{d\tilde{v}_{C_p}}{dt}. \quad (131)$$

Uma abordagem idêntica pode ser aplicada ao ramo B_n , levando a:

$$p_{B_n} = v_{C_n} C_n \frac{dv_{C_n}}{dt}. \quad (132)$$

Linearizando (132) é escrito:

$$\tilde{p}_{B_n} = V_{C_n} C_n \frac{d\tilde{v}_{C_n}}{dt}. \quad (133)$$

Assumindo que $V_{C_p} = V_{C_n}$ e $C_p = C_n$ e aplicando (131) e (133) à (129), a relação de potências é reescrita em termos de $\tilde{v}_{C_p} + \tilde{v}_{C_n}$ na forma:

$$\tilde{p}_{in} = V_{C_p} C_p \frac{d(\tilde{v}_{C_p} + \tilde{v}_{C_n})}{dt}. \quad (134)$$

A potência instantânea p_{in} relaciona-se às correntes e tensões de fase pela equação:

$$p_{in} = v_A i_A + v_B i_B + v_C i_C = \frac{3}{2} \hat{v} \hat{i}. \quad (135)$$

Assumindo que as tensões v_θ são livres de perturbações, a linearização de (135) em torno do ponto de operação nominal resulta em:

$$\tilde{p}_{in} = \frac{3}{2} \hat{v} \tilde{i}_{peak}, \quad (136)$$

onde i_{peak} representa um pequena variação em \hat{i} .

Substituindo (136) em (134) encontra-se a relação de $\hat{v}_{C_p} + \hat{v}_{C_n}$ com \hat{i} , escrita como:

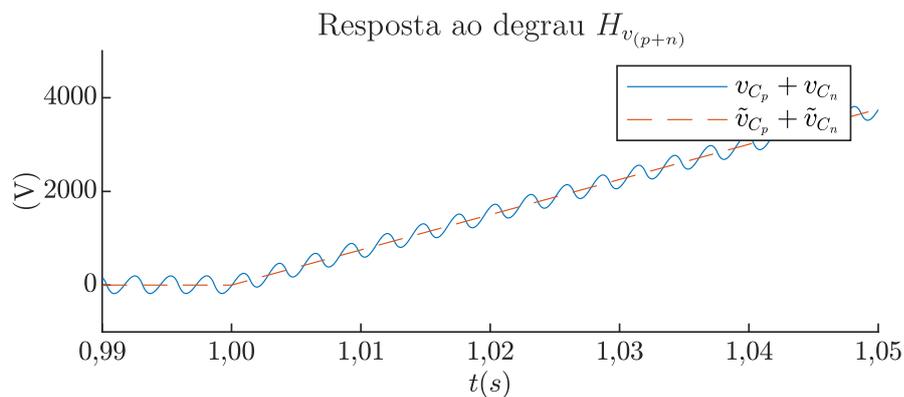
$$\frac{3}{2} \hat{v} \tilde{i}_{peak} = V_{C_p} C_p \frac{d(\tilde{v}_{C_p} + \tilde{v}_{C_n})}{dt}. \quad (137)$$

Aplicando a transformada de Laplace à (137) e reorganizando os termos, é escrita a função de transferência $H_{v_{p+n}}(s)$ que relaciona uma pequena variação em i_{peak} à soma $\tilde{v}_{C_p} + \tilde{v}_{C_n}$:

$$\frac{\tilde{v}_{C_p}(s) + \tilde{v}_{C_n}(s)}{\tilde{i}_{peak}(s)} = \frac{3\hat{v}}{2V_{C_p}} \frac{1}{sC_p}. \quad (138)$$

Esta função de transferência é validada aplicando um degrau ao valor de pico da corrente drenada da rede, o que é feito variando i_d^* em cerca de 5%. A resposta das tensões $\tilde{v}_{C_p}(s) + \tilde{v}_{C_n}(s)$ é comparada na Fig. 51 com $v_{C_p}(s) + v_{C_n}(s)$.

Figura 51 – Validação da função de transferência $H_{v_{p+n}}(s)$.



Fonte: O Autor.

Como a transformada de Park utilizada é a amplitude constante, $i_d = \hat{i}$. Caso outra transformada for escolhida, é necessário adequar o ganho à função de transferência, visto que o controle é em $dq0$.

4.2.5.2 Diferença das tensões v_{C_p} e v_{C_n}

A malha responsável pelo controle de $v_{C_p}(s) - v_{C_n}(s)$ gera uma referência de corrente de terceira harmônica que flui através dos ramos paralelo. A escolha desta

componente advém do conteúdo harmônico de v_p e v_n , o qual possui valor elevado em $3f$. Assim, para um mesmo valor de potência, uma corrente de amplitude reduzida será necessária.

Como optou-se por uma corrente fluindo através de L_f , a função de transferência desejada relaciona $v_{C_p} - v_{C_n}$ à referência $\hat{i}_{s,3h}^*$. O primeiro passo consiste, portanto, em encontrar a componente em $3f$ das tensões nos ramos paralelo.

Considere uma função $f(x)$ qualquer de período fundamental T_x . O conteúdo harmônico de $f(x)$ pode ser determinado a partir da série de Fourier do sinal, definido pelo conjunto de equações:

$$f(x) = \frac{a_o}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos\left(\frac{2\pi kx}{T_x}\right) + \sum_{k=1}^{\infty} b_k \sen\left(\frac{2\pi kx}{T_x}\right), \quad (139)$$

$$a_k = \frac{2}{T_x} \int_0^{T_x} f(x) \cos\left(\frac{2\pi kx}{T_x}\right) dx, \quad (140)$$

$$b_k = \frac{2}{T_x} \int_0^{T_x} f(x) \sin\left(\frac{2\pi kx}{T_x}\right) dx, \quad (141)$$

$$a_o = \frac{2}{T_x} \int_0^{T_x} f(x) dx, \quad (142)$$

onde a_o representa o termo relacionado à componente CC e a_k e b_k representam, respectivamente, às componentes par e impar do conteúdo CA.

Para um sinal com frequência fundamental igual a $3f$, o coeficiente a_k da transformada de Fourier de $f(\omega t)$ é calculado por:

$$a_k = \frac{3}{\pi} \int_{-\pi/3}^{\pi/3} f(\omega t) \cos\left(\frac{2\pi k\omega t}{2\pi/3}\right) d\omega t \quad (143)$$

Aplicando (143) a tensão v_{B_p} deslocada de $-\pi/6$, é escrito:

$$a_k = \hat{v} \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \left(\int_{-\pi/3}^0 \sen(\omega t + \pi/3) \cos(3k\omega t) d\omega t + \int_0^{\pi/3} \sen(\omega t + 2\pi/3) \cos(3k\omega t) d\omega t \right). \quad (144)$$

A equação (144) pode ser trabalhada em função de k , obtendo-se assim a equação geral dos coeficientes a_k da tensão v_p , dada por:

$$a_k = \hat{v} \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \left(\frac{1 - 2\cos(\pi k)}{18k^2 - 2} + \frac{1 - 2\cos(\pi k)}{18k^2 - 2} \right). \quad (145)$$

Computando (145) para a terceira harmônica, a qual corresponde a $k = 1$, encontra-se:

$$a_1 = \hat{v} \frac{9\sqrt{3}}{8\pi}. \quad (146)$$

A tensão v_p , quando deslocada de $-\pi/6$, tem característica de um sinal par no intervalo considerado, resultando em $b_k = 0$. Assim, o valor de a_1 equivale ao valor de pico da terceira harmônica de v_p , dado por $\hat{v}_{3h,p}$.

Substituindo a_1 em (139) e considerando o deslocamento angular, é obtida a equação da terceira harmônica de v_p , definida como $v_{3h,p}$ e representada por:

$$v_{3h,p} = \hat{v}_{3h,p} \cos \left(3 \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) \right) \quad (147)$$

A mesma metodologia, quando aplicada à tensão v_n resulta na equação:

$$v_{3h,n} = \hat{v}_{3h,n} \cos \left(3 \left(\omega t - \frac{\pi}{6} \right) \right), \quad (148)$$

onde $v_{3h,n}$ e $\hat{v}_{3h,n}$ representam, respectivamente, a terceira harmônica de v_n e seu valor de pico.

A etapa seguinte é relacionar $v_{C_p} - v_{C_n}$ à potência que resulta do fluxo da corrente de terceira harmônica.

Subtraindo (132) de (130) encontra-se:

$$v_{C_p} - v_{C_n} = (p_{B_p} - p_{B_n}) \frac{1}{sV_{C_p}C_p}. \quad (149)$$

A potência instantânea em um ramo paralelo é calculada pelo produto da tensão pela corrente através dele. Lembrando que $i_{s,3h}$ também flui por B_p e B_n , então p_{B_p} e p_{B_n} são expressos por:

$$p_{B_p} = v_p (i_p + i_{s,3h}), \quad (150)$$

$$p_{B_n} = v_n (i_n + i_{s,3h}). \quad (151)$$

Substituindo (150) e (151) em (149) resulta em:

$$\frac{d}{dt}v_{C_p} - \frac{d}{dt}v_{C_n} = (v_p i_p - v_n i_n + i_{s,3h} (v_p - v_n)) \frac{1}{V_{C_p}C_p} \quad (152)$$

Notando que em regime $V_{C_p} = V_{C_n}$, então (152) pode ser representada utilizando (147) e (148) na forma:

$$\frac{d}{dt}(v_{C_p} - v_{C_n}) = (v_p i_p - v_n i_n + i_{s,3h} (v_{3h,p} - v_{3h,n})) \frac{1}{V_{C_p}C_p}. \quad (153)$$

Não é possível assegurar que $v_{C_p} - v_{C_n} = 0$ para qualquer instante de tempo utilizando apenas $i_{s,3h}$. Porém, esta corrente é suficiente para controlar o valor médio da diferença das tensões dos capacitores dos ramos paralelo em um período igual a $T/3$. Sendo $\langle x \rangle_{\frac{T}{3}}$ o valor médio de uma variável x em um período $T/3$, (152) é reescrita na forma:

$$\frac{d}{dt} \langle v_{C_p} - v_{C_n} \rangle_{\frac{T}{3}} = \langle (v_p i_p - v_n i_n + i_{s,3h} (v_{3h,p} - v_{3h,n})) \rangle_{\frac{T}{3}} \frac{1}{V_{C_p}C_p}. \quad (154)$$

No Capítulo 3 foi demonstrado que $\langle v_p i_p \rangle_{\frac{T}{3}} = \langle v_n i_n \rangle_{\frac{T}{3}} = 0$. Resta então calcular o valor médio devido às componentes de terceira harmônica. Note que a diferença $v_{3h,p} - v_{3h,n}$ pode ser reescrita como:

$$\hat{v}_{3h,p} \cos\left(3\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)\right) - \hat{v}_{3h,n} \cos\left(3\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right)\right) = -2\hat{v}_{3h} \text{sen}(3\omega t), \quad (155)$$

onde $\hat{v}_{3h} = \hat{v}_{3h,p} = 2\hat{v}_{3h,n}$.

Utilizando a definição de valor médio em um intervalo T_x qualquer, $\langle i_{s,3h} (v_{3h,p} - v_{3h,n}) \rangle_{\frac{T}{3}}$ pode ser calculado por:

$$\frac{3}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} 2\hat{v}_{3h} \text{sen}(3\omega t) \hat{i}_{s,3h} \text{sen}(3\omega t) d\omega t = -\hat{v}_{3h} \hat{i}_{s,3h}. \quad (156)$$

Logo, (154) é simplificado para a equação:

$$\frac{d}{dt} \langle v_{C_p} - v_{C_n} \rangle_{\frac{T}{3}} = -\hat{v}_{3h} \hat{i}_{s,3h} \frac{1}{V_{C_p} C_p}. \quad (157)$$

Linearizando (157) em torno do ponto de operação nominal, é obtido:

$$\frac{d}{dt} \langle \tilde{v}_{C_p} - \tilde{v}_{C_n} \rangle_{\frac{T}{3}} = -\hat{v}_{3h} \tilde{i}_{3h,\text{peak}} \frac{1}{V_{C_p} C_p}, \quad (158)$$

onde $\tilde{i}_{3h,\text{peak}}$ descreve uma pequena variação de $\hat{i}_{s,3h}$.

Substituindo o valor de \hat{v}_{3h} , o qual é igual ao obtido em (146), em (158) e aplicando a transformada de Laplace, é encontrada a função de transferência $H_{v_{p-n}}(s)$, que relaciona uma pequena variação de $\tilde{i}_{3h,\text{peak}}$ ao valor médio em um período $T/3$ de uma pequena variação de $\tilde{v}_{C_p} - \tilde{v}_{C_n}$.

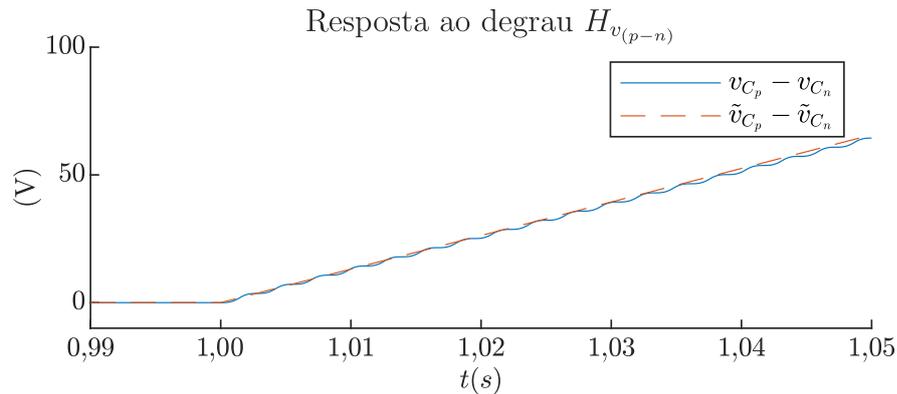
$$H_{v_{p-n}}(s) = \frac{\tilde{v}_{C_p}(s) - \tilde{v}_{C_n}(s)}{\tilde{i}_{3h,\text{peak}}(s)} = -\frac{9\sqrt{3}}{8\pi} \frac{\hat{v}}{s V_{C_p} C_p} \quad (159)$$

A função de transferência $H_{v_{p-n}}(s)$ pode ser validada aplicando um degrau de 1% à $\hat{i}_{s,3h}$, comparando então as respostas de $v_{C_p} - v_{C_n}$ (conversor) e $\tilde{v}_{C_p} - \tilde{v}_{C_n}$ (modelo). As formas de onda resultantes são mostradas na Fig. 52.

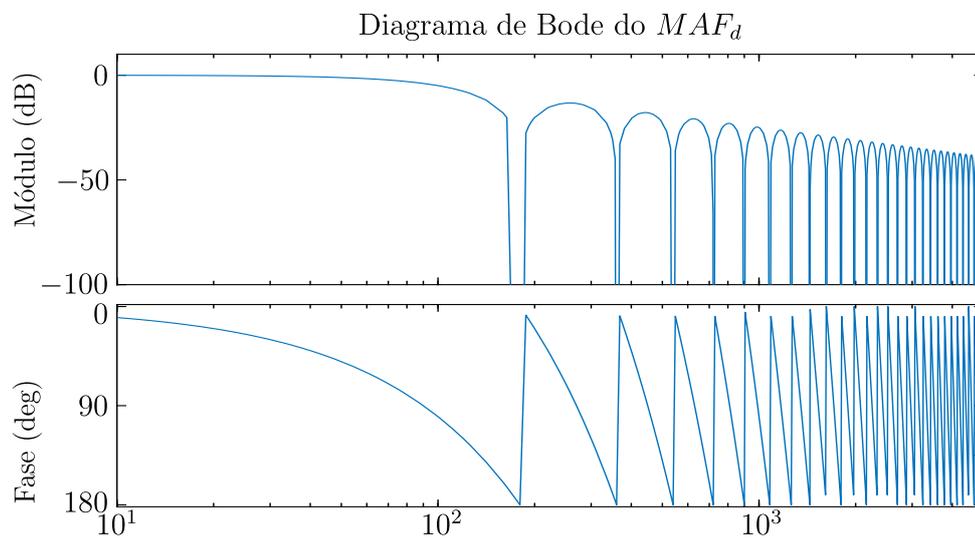
Como existem outras harmônicas de corrente fluindo através de B_p e B_n , após um intervalo de tempo suficientemente longo os modelos divergem. Entretanto, a dinâmica obtida está dentro da desejada para o projeto do controlador.

Neste momento é fácil entender o filtro média móvel MAF_d sintonizado em $3f$, o qual foi apresentado na malha de controle da diferença das tensões dos capacitores equivalentes dos ramos paralelo. Sua função é implementar a definição de $\langle x \rangle_{\frac{T}{3}}$. O diagrama de Bode do filtro média móvel sintonizado em $3f$ é mostrado na Fig. 53. Sua função de transferência, mostrada em (160), é considerada no projeto do controlador.

$$MAF_d(s) = \frac{3}{T} \left(\frac{1 - e^{-s\frac{T}{3}}}{s} \right) \quad (160)$$

Figura 52 – Validação da função de transferência $H_{v_{p-n}}(s)$.

Fonte: O Autor.

Figura 53 – Diagrama de Bode do filtro média móvel sintonizado em $3f$.

Fonte: O Autor.

4.2.6 Feed forwards

Na etapa da modelagem alguns termos foram considerados iguais à zero do ponto de vista de pequenas perturbações. Entretanto, eles não podem ser ignorados durante variações no estado de operação do conversor, como degraus de carga. Além disso, o *feed forward* tem um efeito benéfico durante transitórios, uma vez que seu tempo de atuação na malha de controle é geralmente menor que o tempo de atuação dos controladores.

Na dedução da função de transferência orientada ao controle das correntes drenadas da rede o termo $v_{\theta,dq}$ foi considerado igual a zero. Entretanto, ele pode ser somado às tensões resultantes do controlador da malha, como mostrado na Fig. 43. As componentes v_{gq} e v_{gd} são obtidas diretamente das tensões da rede elétrica, aplicando a transformada de Park.

A parcela compensada por um *feed forward* é destacada na equação:

$$\underbrace{v_{\theta,dq}}_{\text{Feed forward}} - L_l \frac{di_{\theta,dq}}{dt} - L_l \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \cdot i_{\theta,dq} = v_{s,dq}. \quad (161)$$

O controle de $v_{C_p} + v_{C_n}$ sustenta-se na premissa de que a potência instantânea na saída do conversor não afeta de forma significativa p_{B_p} e p_{B_n} . Isto pode ser assumido em regime permanente, mas não é válido durante um transitório de carga.

Um *feed forward* da potência de saída pode ser feito diretamente da corrente i_o ou utilizando i_{L_f} e a tensão v_o para estimar i_o . A primeira opção tem custo de um novo sensor de corrente, enquanto a segunda necessita do cálculo da derivada da tensão sobre C_o . Indiferente da opção escolhida, a parcela de i_o é diretamente somada a referência i_d^* , garantindo a dinâmica do conversor durante uma variação de carga.

A parcela compensada por um *feed forward* surge naturalmente da equação do equilíbrio das potências instantâneas:

$$p_{in} = p_{B_p} + p_{B_n} + \underbrace{p_o}_{\text{Feed forward}}. \quad (162)$$

O *feed forward* da tensão retificada, utilizado no controle da corrente i_{L_f} , apresenta uma particularidade. Como o valor médio de i_{L_f} é imposto pela carga, a malha atua apenas nas componentes CA da corrente. Assim, o *feed forward* é feito subtraindo $v_p^* + v_n^*$ do seu valor médio obtido com um filtro média móvel sintonizado em $6f$.

O esquema utilizado foi apresentado na Fig. 45. Este *feed forward* também é destacado na equação diferencial que rege o controle de i_{L_f} :

$$\underbrace{v_r}_{\text{Feed forward}} = L_f \frac{di_{L_f}}{dt} + v_o + v_s. \quad (163)$$

4.3 SINTONIA DOS CONTROLADORES

Uma vez definidas as funções de transferência, o passo seguinte é o cálculo dos parâmetros dos controladores. São utilizados o proporcional integral (PI) e o passa-alta ressonante (PR). Optou-se pelo projeto no domínio da frequência, utilizando o diagrama de Bode e os conceitos de margem de fase e frequência de cruzamento por zero.

4.3.1 Controladores PI

Dada uma referência constante, o controlador proporcional integral permite um erro nulo em regime permanente. Dentre as possíveis representações no domínio da frequência, o PI é usualmente escrito na forma:

$$PI_x(s) = k_{px} \left(1 + \frac{1}{sT_{ix}} \right) \quad (164)$$

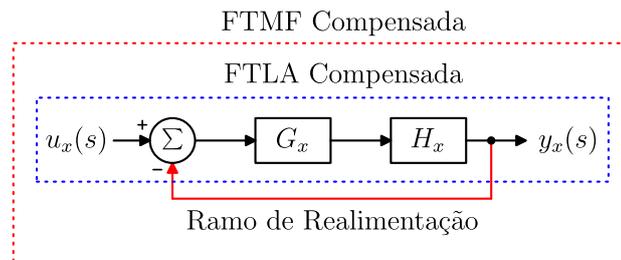
onde k_{px} e T_{ix} representam, respectivamente, o ganho proporcional e um fator de ganho integral.

O controle das tensões nos capacitores equivalentes dos submódulos, bem como das correntes de fase em uma referência dq podem ser feitas com PIs.

Desta forma há cinco controladores que devem ser projetados de maneira similar. Calculam-se os coeficientes k_{px} e T_{ix} para uma frequência de corte e margem de fase específicas, relacionadas às características da planta não controlada e aos requisitos dinâmicos almejados em malha fechada.

Considere um sistema genérico como apresentado na Fig. 54. Definem-se a função de transferência de malha fechada (FTMF) como a relação $y_x(s)/u_x(s)$ com o sistema realimentado e a função de transferência de laço aberto (FTLA) como a relação $y_x(s)/u_x(s)$ com o sistema não realimentado.

Figura 54 – Função de transferência de malha fechada (FTMF) e de laço aberto (FTLA) de um sistema $H_x(s)$ genérico.



Fonte: O Autor.

Suponha que deseja-se uma margem de fase igual a Mf_x para uma frequência de cruzamento f_{cx} . A margem de fase representa a distância, em graus ou radianos, entre -180° e a fase calculada no ponto f_{cx} . Assim, pode ser escrito o seguinte sistema de equações:

$$\begin{aligned} \angle FTLA(f_x) &= -180 + Mf \\ |FTLA(f_x)| &= 1 \end{aligned} \quad (165)$$

onde $FTLA(f_{cx})$ representa o valor da função de transferência de malha aberta do sistema calculada para uma frequência de corte igual a f_{cx} .

Resolvendo o sistema de equações para k_{px} e T_{ix} e definindo $f_{ix} = 1/(2\pi T_{ix})$, são encontradas as relações para o cálculo dos controladores PI,

$$T_{ix} = \frac{\tan(MF_x - 90^\circ - \angle FTLA(f_{cx}))}{2\pi f_{cx}}, \quad (166)$$

$$k_{px} = \frac{f_{cx}}{\sqrt{(f_{cx}^2 + f_{ix}^2) |FTLA(f_{cx})|}}. \quad (167)$$

Para mais detalhes, as referências (HO; HANG; CAO, 1992; OGATA, 2001) podem ser consultadas. As frequências de cruzamento e margens de fase das funções

de transferência de laço aberto compensada e não compensada são apresentadas na Table 9.

O valor da frequência de cruzamento para o projeto da malha de H_{v_s} é fixada em um décimo da frequência de cruzamento a montante (definida posteriormente) da FTMF da malha de H_{i_s} . Assim, o desacoplamento necessário para as duas malhas é garantido. No caso das malhas de controle de $H_{v_{(p+n)}}$ e $H_{v_{(p-n)}}$ o ajuste foi via simulação. Buscou-se um controlador lento em relação a malha $H_{i_{(d,q)}}$, mas suficientemente rápido para garantir a dinâmica das tensões dos capacitores do ramo paralelo.

Para $H_{i_{(d,q)}}$ a margem de fase é limitada pela frequência de cruzamento. Dentre as soluções que forneciam um controlador realizável, a margem de fase de 55° com o cruzamento por zero em 555,56 Hz foi a que apresentou melhor dinâmica.

Os ganhos dos controladores obtidos com (166) e (167) são resumidos na Table 9.

Tabela 9 – f_{cx} e Mf_x para o cálculo dos controladores PI.

	FTNC MF	FTNC f_{zc}	FTC MF	FTC f_{zc}
$H_{i_{(d,q)}}$	87, 7°	79, 6 Hz	55°	555, 56 Hz
H_{v_s}	-15, 6°	10, 22 kHz	60°	10, 73 Hz
$H_{v_{(p+n)}}$	-95, 9°	10, 00 kHz	60°	18, 00 Hz
$H_{v_{(p-n)}}$	-32, 5°	170, 00 Hz	60°	18, 00 Hz

Tabela 10 – Ganhos calculados para os controladores PI.

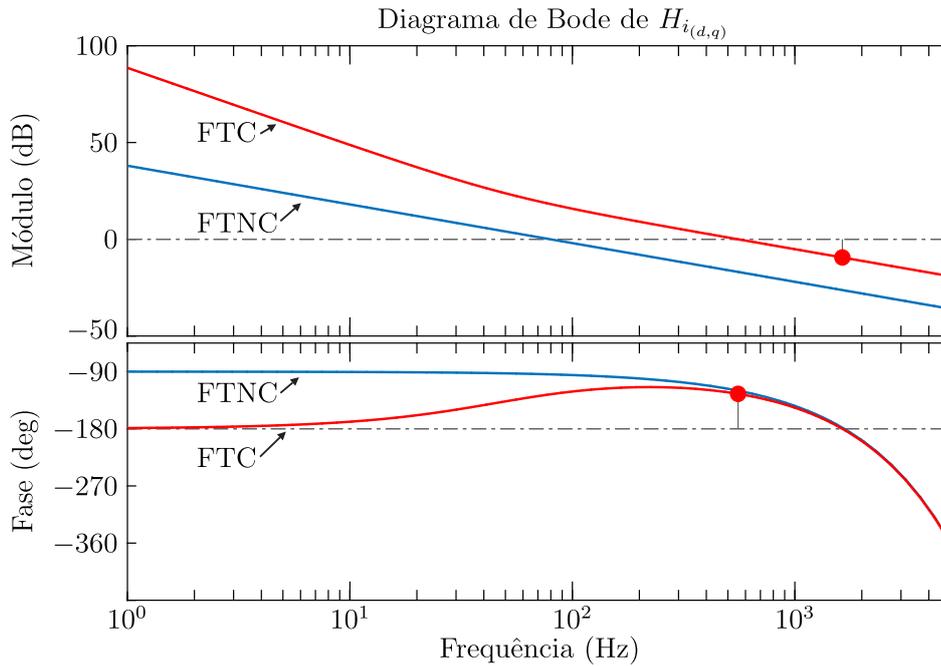
	$C_{i_{(d,q)}}$	C_{v_s}	$C_{v_{(p+n)}}$	$C_{v_{(p-n)}}$
$ k_{px} $	6, 95	145, 60 m	1, 60 m	3, 01 m
$ T_{ix} $	3, 33 m	26, 30 m	15, 93 m	45, 40 m

Na Fig. 55, Fig. 56, Fig. 57 e Fig. 58 são apresentadas as funções de transferência de laço aberto não compensadas (FTNC) e compensadas (FTC), onde o controlador é o PI calculado. É importante destacar que o efeito do atraso foi considerado para o projeto dos controladores. Em especial, no caso de $H_{v_{p-n}}$, o média móvel em $3f$ resulta em múltiplos cruzamentos por -180° . Entretanto, para a FTLA compensada, estes se encontram em uma frequência acima da de corte, garantindo a estabilidade da malha de controle.

4.3.2 Controle passa-alta multi-ressonante

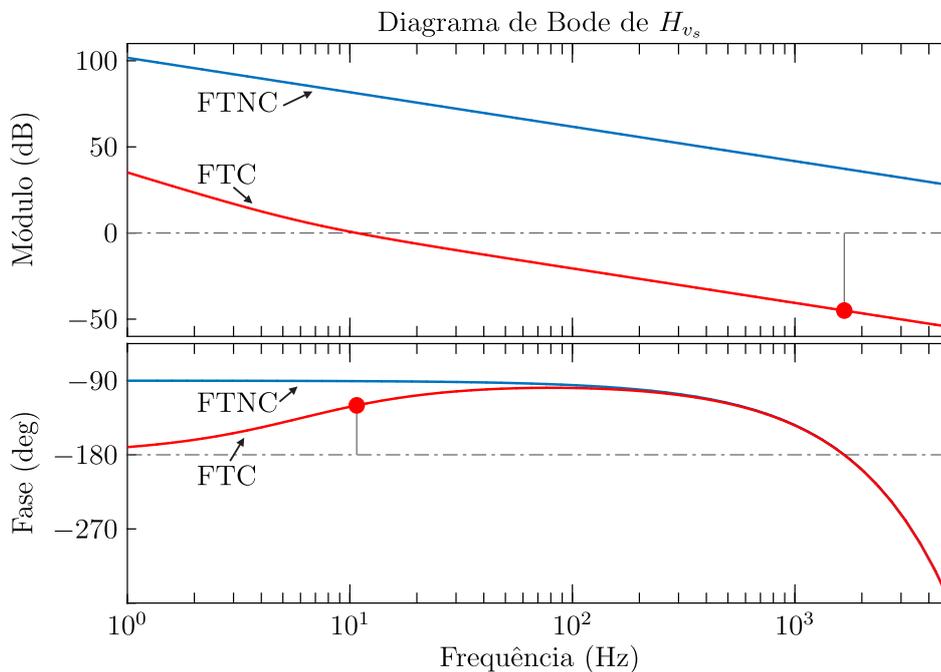
O controle passa-alta multi-ressonante atua sobre as componentes CA de i_{L_f} . Assim, o filtro passa-alta, que é interpretado como o ganho proporcional para componentes de frequência maior que a de corte, deve desacoplar os controles CA e CC.

Figura 55 – Diagrama de bode da função de transferência $H_{i,d,q}$.



Fonte: O Autor.

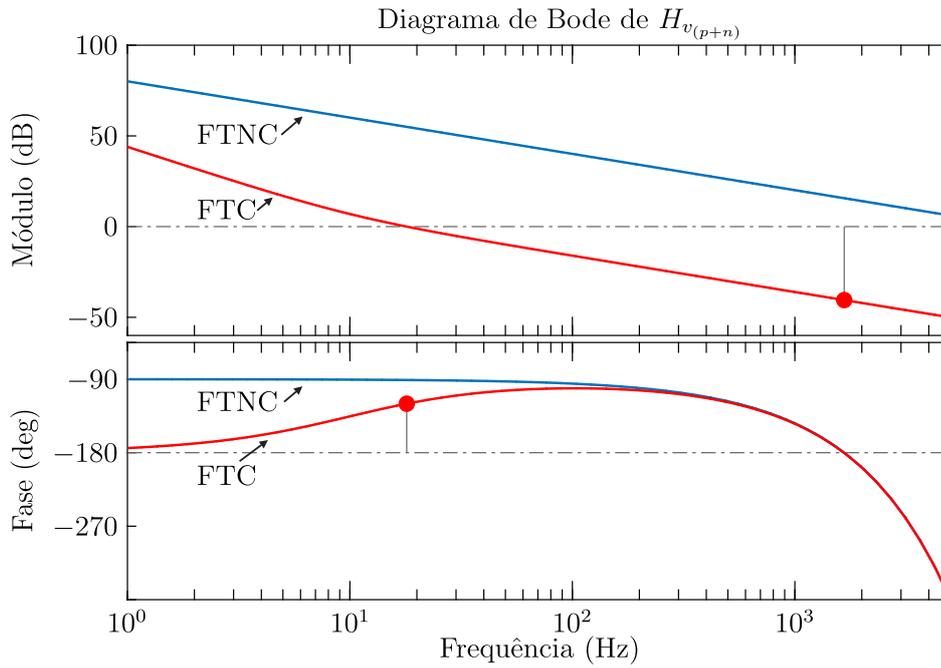
Figura 56 – Diagrama de bode da função de transferência H_{v_s} .



Fonte: O Autor.

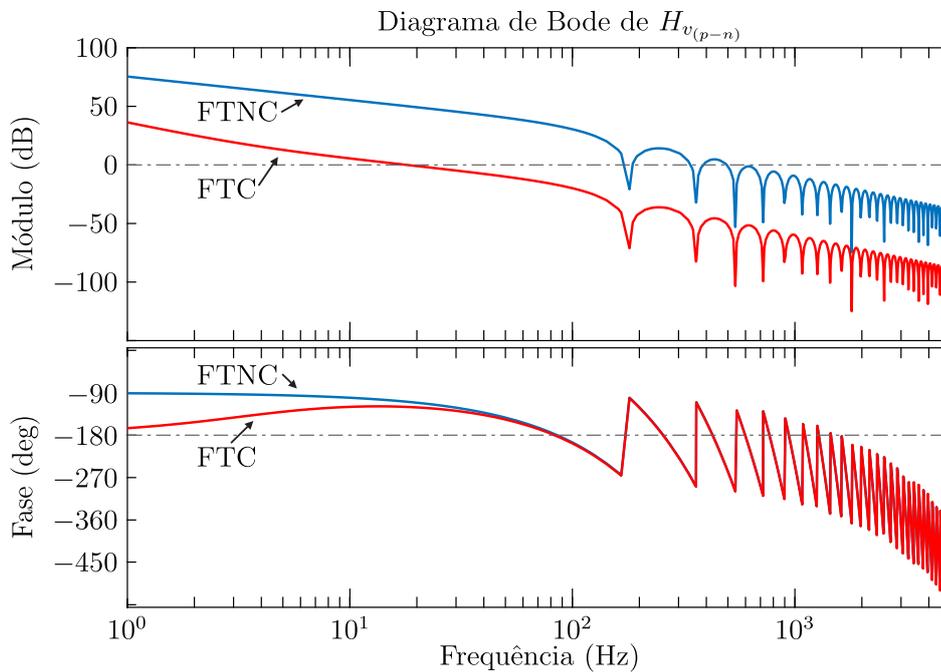
Ao mesmo tempo, a banda do controle CA deve ser maior que a harmônica de ordem mais elevada na qual se deseja atuar, garantindo assim margem de fase ao sistema. Entretanto, a frequência de corte deve ser posicionada suficientemente longe de f_s , visando reduzir os efeitos do atraso de amostragem e atuação sobre a malha de

Figura 57 – Diagrama de bode da função de transferência $H_{v_{p+n}}$.



Fonte: O Autor.

Figura 58 – Diagrama de bode da função de transferência $H_{v_{p-n}}$.



Fonte: O Autor.

controle.

São definidas assim a frequência de cruzamento a montante (f_{c_m, i_s}) e a frequência de cruzamento a jusante (f_{c_j, i_s}) da malha CA do controle de H_{i_s} . A primeira diz respeito à rejeição do controle ao valor CC de i_{L_f} e a segunda ao desacoplamento em

relação à frequência de comutação.

O algoritmo para o cálculo do controle multi-ressonante possui duas etapas. Inicialmente, o filtro passa-alta F_{HP,i_s} tem seus parâmetros ajustados para atender uma margem de fase e frequência de cruzamento a jusante por 0 dB. Para isto, utilizam-se as condições de módulo e fase, similar ao que foi feito no controlador PI. Neste ponto, nenhuma restrição é feita à f_{c_m,i_s} . Após, adicionam-se os ressonantes.

Um controlador passa-alta genérico pode ser escrito como

$$F_{HP,x} = \frac{k_{HP,x}s}{s + \omega_{HP,x}}, \quad (168)$$

onde $k_{HP,x}$ e $\omega_{HP,x}$ representam, respectivamente, o ganho e a frequência de corte do filtro.

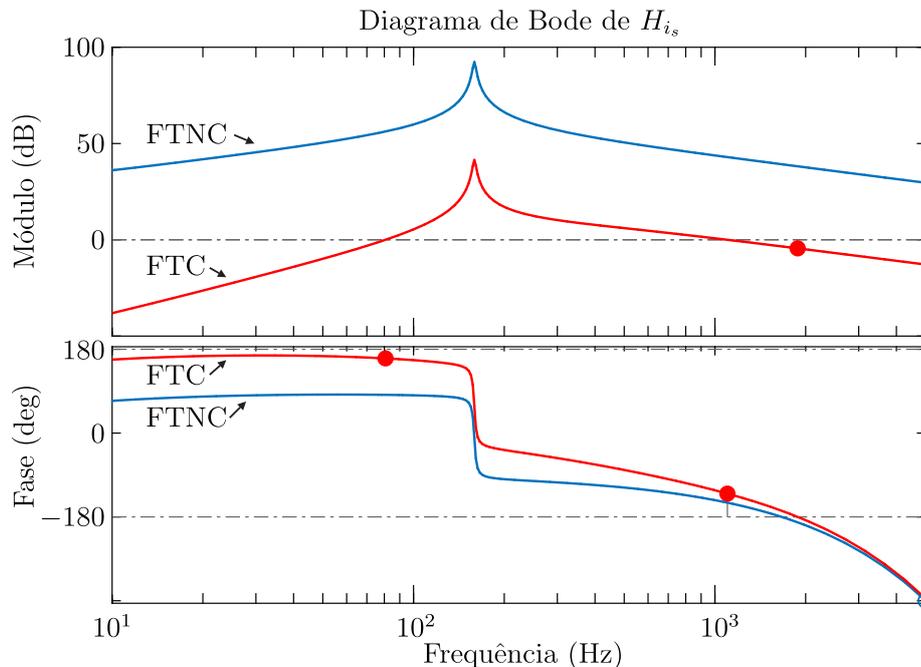
Aplicando as condições de fase e ângulo na frequência f_{c_j,i_s} à FTLA $H_{i_s}F_{HP,i_s}$, dadas por

$$\begin{aligned} \angle H_{i_s}(f_{c_j,i_s})F_{HP,i_s}(f_{c_j,i_s}) &= -180 + Mf_{i_s} \\ |H_{i_s}(f_{c_j,i_s})F_{HP,i_s}(f_{c_j,i_s})| &= 1 \end{aligned} \quad (169)$$

encontram-se os parâmetros k_{HP,i_s} e ω_{HP,i_s} .

Para uma primeira solução, a margem de fase é posicionada arbitrariamente em 50° e f_{c_j,i_s} em 1100 Hz. Entretanto, é utilizada uma malha de otimização por simulação para o ajuste dos valores, como será mostrado posteriormente. As funções de transferência compensada e não compensada são apresentadas na Fig. 59.

Figura 59 – Diagrama de bode da FTLA de H_{i_s} e $H_{i_s}F_{HP,i_s}$.



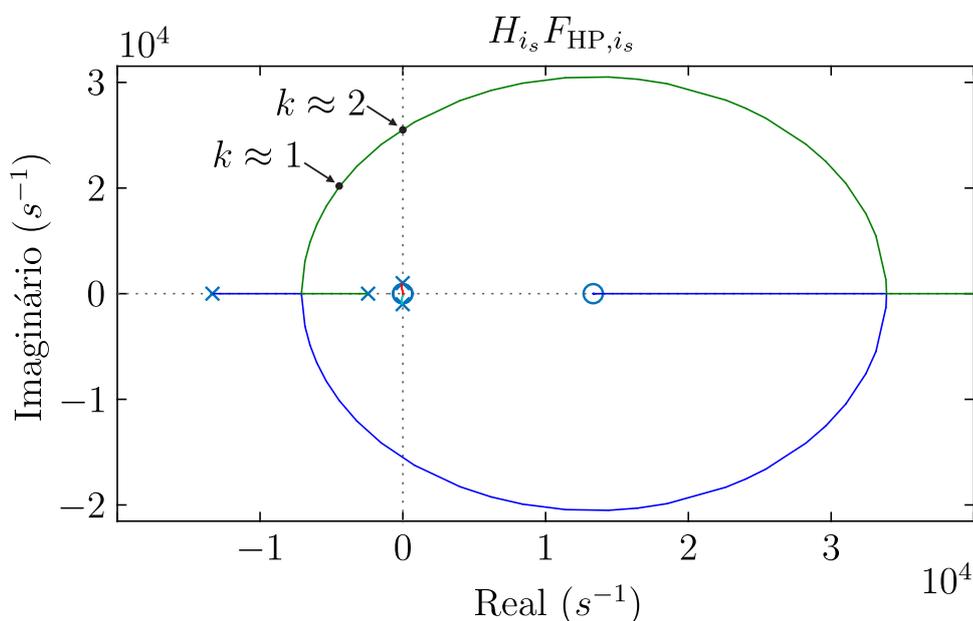
Fonte: O Autor.

Analisando o diagrama de Bode, a função de transferência resultante apresenta características que assegurariam a operação em regime permanente, visto que há

ganho maior que 0dB em $3f$ e $6f$. De fato, dependendo do ponto onde está localizada a ressonância, uma malha utilizando F_{HP,i_s} é suficiente para assegurar uma boa resposta. Para os parâmetros de projeto utilizados neste trabalho, empregando exclusivamente um passa-alta, a corrente i_{L_f} apresentou uma THD em relação ao valor CC de cerca de 7 %, consideravelmente superior ao obtido sem o indutor eletrônico.

A primeira vista, o aumento do ganho do passa-alta poderia reduzir ainda mais a THD de i_{L_f} . Calculando o lugar das raízes para o sistema projetado, utilizando uma aproximação de Padé para os atrasos, é obtida a Fig. 60. Percebe-se que o ganho poderia, em teoria, ser aumentado em até duas vezes, sem gerar instabilidade. Porém, o aumento de k_{HP,i_s} incrementa f_{c_j,i_s} e decrementa f_{c_m,i_s} , gerando acoplamento com o controle CC e com os efeitos de comutação e *delays*.

Figura 60 – Lugar das raízes para $kH_{i_s}F_{HP,i_s}$.



Fonte: O Autor.

Tendo em mente as limitações do controle utilizando o filtro passa-alta e como as componentes harmônicas mais relevantes de i_{L_f} estão bem definidas, é conveniente utilizar controladores ressonantes sintonizados nestas frequências para melhorar a THD. Além disso, variando L_f ou C_o a ressonância natural do sistema muda. Para combinações paramétricas onde ela ocorre próxima de f_{c_j,i_s} , o emprego de um passa-alta não garante ganho suficiente para a malha de controle da diferença das tensões.

Neste ponto do trabalho é importante comentar que, diferente do restante do texto, a metodologia de projeto proposta para os ressonantes não possui sustentação matemática suficiente para caracteriza-la como analítica. De fato, não foi encontrada tal solução, a qual possivelmente consiste de uma otimização dos parâmetros dos controladores ressonantes. Dito isto, a metodologia de projeto utilizada será apresentada

por duas razões: 1) para servir como base para projetos estáveis, os quais podem ser utilizados em simulações preliminares e 2) por se basear em conceitos que podem ser explorados em trabalhos futuros, visando uma solução analítica e genérica.

Um controlador ressonante genérico pode ser escrito como:

$$Re_x(s) = \frac{k_{r,x} B_{r,x}}{s^2 + B_{r,x}s + \omega_{r,x}^2}, \quad (170)$$

onde $k_{r,x}$ representa o ganho do controlador ressonante, $B_{r,x}$ o fator de qualidade e $\omega_{r,x}$ a frequência angular em que ocorre a ressonância.

Dos três parâmetros que devem ser calculados, $\omega_{r,x}$ depende exclusivamente do harmônico no qual pretende-se atuar. Devido a $f_s = 10,8$ kHz, as harmônicas de i_{L_f} passíveis de serem controladas são a 6ª e a 12ª. Além disto, é necessário o controle da 3ª harmônica, da qual depende a relação $v_{C_p} - v_{C_n}$.

O ajuste do fator de qualidade foi feito de forma empírica, embora a escolha seja justificada e baseada em outros trabalhos. Caso $B_{r,x}$ for muito pequeno, aumentando a seletividade do filtro, surgem problemas de implementação digital devido aos coeficientes apresentarem ordens muito diferentes. Isto pode levar a instabilidades numéricas, prejudicando a resposta. Ao mesmo tempo, valores elevados de $B_{r,x}$ influenciam na margem de fase do controle. Foram escolhidos os seguintes valores para o fator de qualidade, $B_{r,3} = 0,25$ rad/s, $B_{r,6} = 0,50$ rad/s e $B_{r,12} = 0,25$ rad/s. Resta assim definir $k_{r,x}$.

Considere o diagrama de blocos de malha fechada do controle de i_{L_f} que utiliza um controlador passa-alta multi-ressonante genérico, como mostrado na Fig. 61. É interessante analisar o efeito do aumento do ganho k , que multiplica $\sum Re_x$, na estabilidade do sistema.

A FTMF do sistema é calculada por:

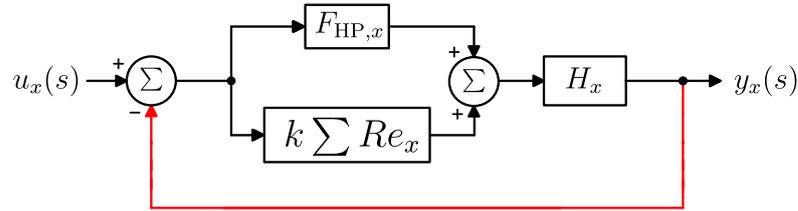
$$H_{MF,x} = \frac{H_x (F_{HP,x} + k \sum Re_x)}{1 + H_x (F_{HP,x} + k \sum Re_x)}. \quad (171)$$

Os polos $H_{MF,x}$ em função do parâmetro k correspondem os zeros de $1 + H_x (F_{HP,x} + k \sum Re_x)$. Este é o mesmo conceito utilizado para a análise do lugar das raízes. Todavia, primeiro é preciso fixar valores iniciais para os ressonantes, permitindo assim calcular o valor dos polos de malha fechada.

A escolha dos ganhos iniciais pode ser feita de forma genérica, uma vez que k , em teoria, varia dentro de qualquer intervalo desejado. Porém, seria interessante fixar este valor a um ganho próprio do sistema, de forma que k varie em termos de uma mesma referência, indiferente do arranjo paramétrico do malha de H_{i_s} .

Uma forma simples de generalizar o ganho inicial de $\sum Re_x$ consiste em fixar a magnitude máxima de cada um dos controladores ressonantes à da ressonância natural da função de transferência $H_{i_s} F_{HP,i_s}$, que ocorre na frequência ω_{re} calculada

Figura 61 – Diagrama de blocos em malha fechada do controle de i_{L_f} utilizando um controlador proporcional multi-ressonante genérico.



Fonte: O Autor.

por:

$$\omega_{re} = \frac{1}{R_o C_o L_f} \sqrt{\frac{2L_f C_o R_o^2 - L_f^2}{2}}. \quad (172)$$

Esta escolha trás a vantagem de ser equivalente para qualquer arranjo de C_o , R_o e L_f . Os ganhos dos ressoantes são então distribuídos da seguinte forma,

$$\begin{aligned} |Re_3(3\omega)| &= |a_{r,3} H_{i_s}(\omega_{re}) F_{HP,i_s}(\omega_{re})| \\ |Re_6(6\omega)| &= |a_{r,6} H_{i_s}(\omega_{re}) F_{HP,i_s}(\omega_{re})|, \\ |Re_{12}(12\omega)| &= |a_{r,12} H_{i_s}(\omega_{re}) F_{HP,i_s}(\omega_{re})| \end{aligned} \quad (173)$$

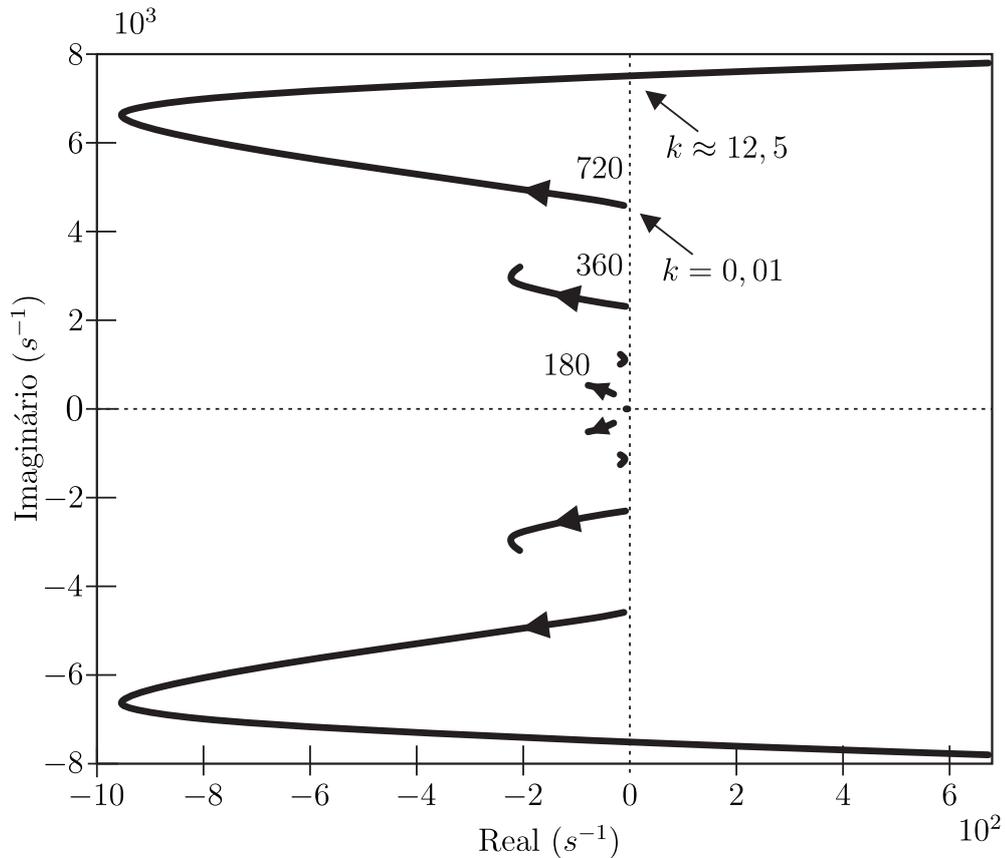
onde $a_{r,x}$ é a ponderação do ganho do ressonante na harmônica x .

Escolhendo $a_{r,3} = 0,5$, $a_{r,6} = 1$ e $a_{r,12} = 0,5$ e calculando os polos de malha fechada de (171) para k variando de 0,01 até 15, é possível traçar o lugar das raízes mostrado na Fig. 62.

De acordo com o lugar das raízes, conforme o ganho k aumenta os polos se deslocam de uma condição de baixo amortecimento para uma região mais estável. Após um certo valor de k , o par de polos cuja frequência natural é aproximadamente 720 Hz migram para o semiplano direito, instabilizando o sistema. O limite de estabilidade ocorre com $k \approx 12,5$. Isto leva a crer que o ganho equivalente dos ressonantes possa ser aumentado em mais de 10 vezes, sem instabilizar o sistema.

Na Fig. 63 é apresentada a corrente i_{L_f} para três condições de k . A primeira é para o projeto genérico, com $k = 1$, o qual apresenta boa resposta e baixa THD. Com $k = 12$ o controle de corrente já não é capaz de corrigir de maneira eficaz o conteúdo harmônico de i_{L_f} , embora o sistema continue estável. Finalmente, com $k = 13$ a malha instabiliza.

Algumas observações devem ser feitas a respeito da Fig. 62 e da resposta de corrente obtida na Fig. 63. Primeiro, considera-se apenas a influência da malha CA do controle de corrente, ignorando o valor CC. Além disto, não é considerada a malha de controle da diferença das tensões. De fato, é assumido que todos os capacitores têm capacitâncias suficientemente elevadas para assegurar uma tensão constante na operação do conversor (característica de fonte de tensão).

Figura 62 – Lugar das raízes para o controle do conteúdo CA da corrente i_{L_f} .

Fonte: O Autor.

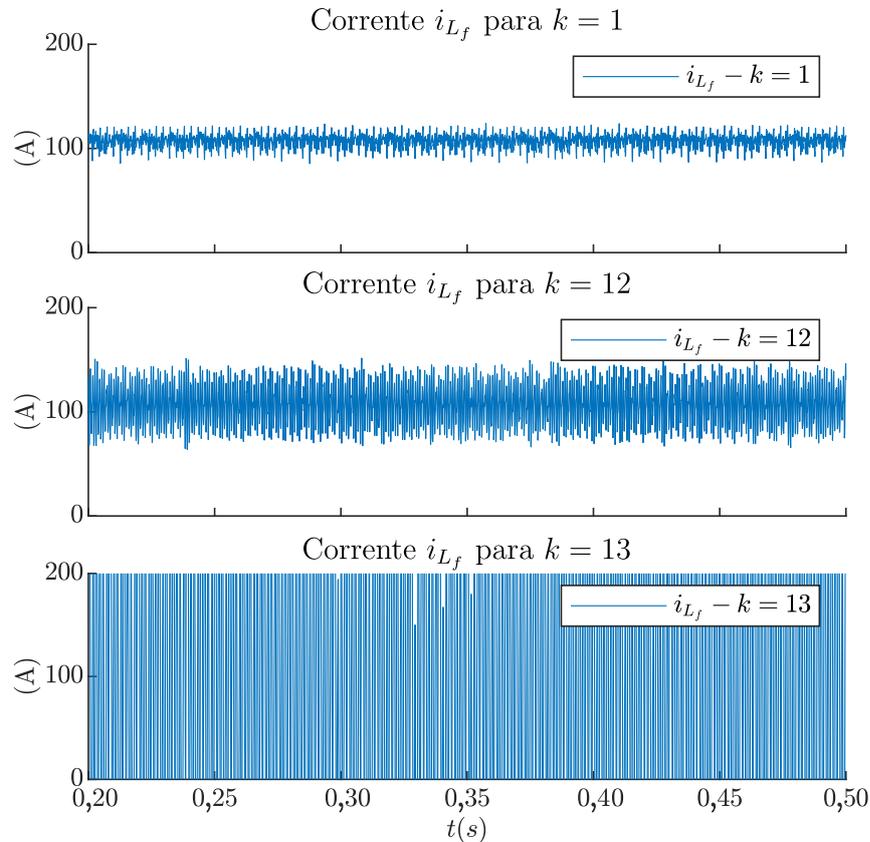
O passo seguinte consistiria em expandir a análise para incluir o ramo de controle de $v_{C_p} - v_{C_n}$. Entretanto, a malha possui uma multiplicação por $\sin(3\theta^*)$, que é uma operação não linear. Assim, as ferramentas de análise de estabilidade utilizadas não se adequam ao novo sistema, o qual depende de um estudo que considere o efeito da não linearidade.

Além disso, observou-se por simulação que esta malha tem grande influência na estabilidade, limitando o ganho equivalente do parâmetro k que multiplica os ressonantes em $k \approx 1,6$. Devido a dificuldade em analisar o novo sistema, optou-se por uma solução que não dependa de uma abordagem analítica.

Optou-se assim por uma otimização dos ganhos via simulação, por garantir apenas soluções estáveis e por fornecer, em teoria, a melhor resposta para uma faixa de valores definida. O projeto padrão é aquele apresentado anteriormente, com os ganhos associados à ressonância natural de $H_{i_s} F_{HP,i_s}$. Para este projeto, o diagrama de Bode da malha de controle do valor CA de i_{L_f} , compensada e não compensada, é mostrada na Fig. 64. Vale lembrar que o passa-alta foi projetado para assegurar uma margem de fase de 50° na frequência de corte a jusante de 1100 Hz.

O diagrama de Bode considerando apenas o controle é apresentado na Fig. 65.

Figura 63 – Diagrama de blocos em malha fechada do controle de i_{L_f} utilizando um controlador proporcional multi-ressonante genérico.



São destacadas as frequências de corte, banda de controle e filtros ressonantes.

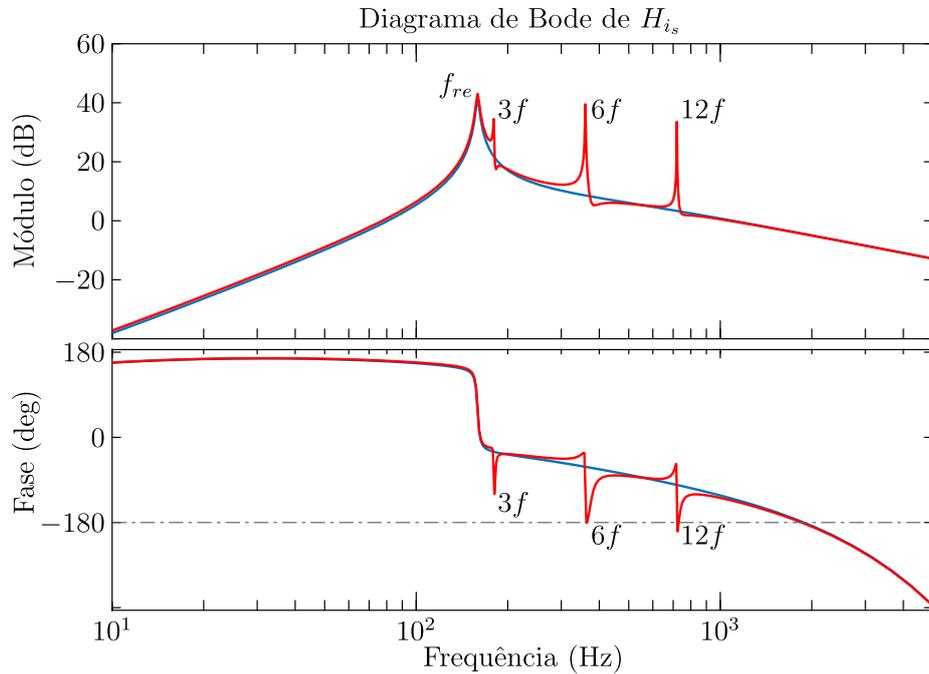
Para demonstrar que fixar o ganho dos ressonantes como apresentado conduz a um projeto inicial estável, a Fig. 66 mostra a THD de i_{L_f} para diversos valores de C_o e L_f . Com o intervalo de valores escolhido ($1 \leq L_f \leq 5$ mH e $0,1 \leq C_o \leq 0,5$ mF), a ressonância natural cobre toda a banda de controle.

4.4 OTIMIZAÇÃO POR SIMULAÇÃO DOS CONTROLADORES DE CORRENTE DO RAMO SÉRIE

O controlador passa-alta multi-ressonante obtido de acordo com a seção anterior fornece um sistema estável. Com o intuito de melhorar a resposta da corrente i_{L_f} , foi feita uma otimização via simulação. Embora seja lenta do ponto de vista computacional, não foi possível encontrar uma função de otimização que considerasse todos os efeitos dos parâmetros do controle. Assim, o algoritmo realiza diversas simulações, filtrando os resultados que se adequam às restrições de sobretensão e sobrecorrente no HU-MMC.

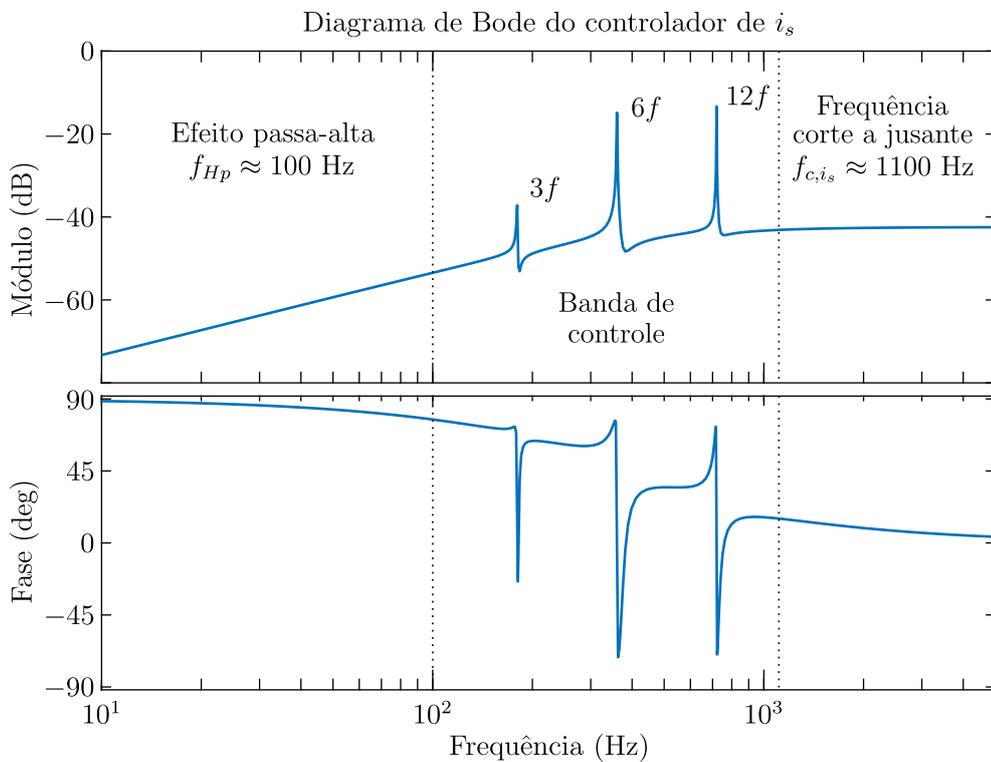
A Fig. 67 mostra a THD do sistema em função da margem de fase e frequência

Figura 64 – Diagrama de Bode da malha de controle da corrente i_{L_f} para um projeto base com $a_{r,3} = 0,5$, $a_{r,6} = 1$ e $a_{r,12} = 0,5$.



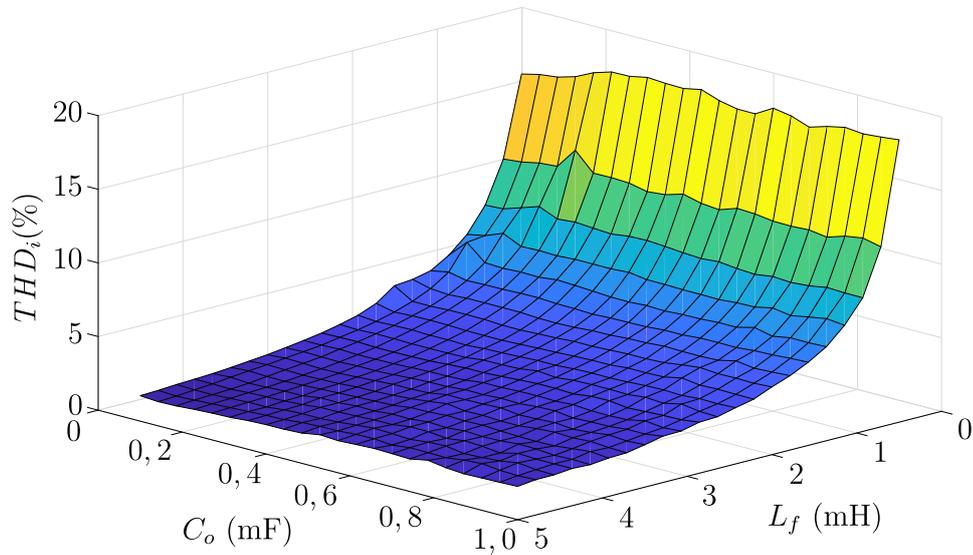
Fonte: O Autor.

Figura 65 – Diagrama de Bode do controlador equivalente da malha de controle da corrente i_{L_f} para um projeto base com $a_{r,3} = 0,5$, $a_{r,6} = 1,0$ e $a_{r,12} = 0,5$.



Fonte: O Autor.

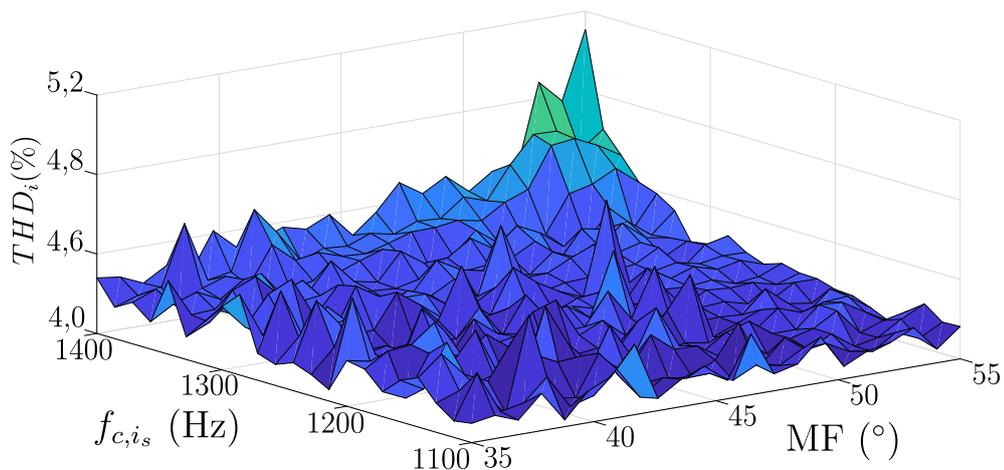
Figura 66 – THD de i_{L_f} para diversos valores de C_o e L_f , utilizando os parâmetros do projeto base.



Fonte: O Autor.

de cruzamento a jusante para cálculo do filtro passa alta. Utiliza-se o projeto genérico dos filtros ressonantes durante as simulações. O algoritmo também retorna os pontos que não satisfazem a condição de sobretensão nos capacitores equivalentes dos ramos MMC. É interessante notar que existem diversos mínimos e máximos locais. Um algoritmo de otimização puramente analítico necessitaria de uma técnica capaz de lidar com este tipo de sistema.

Figura 67 – THD da corrente i_{L_f} e função da margem de fase e frequência de cruzamento a jusante do filtro passa-alta.

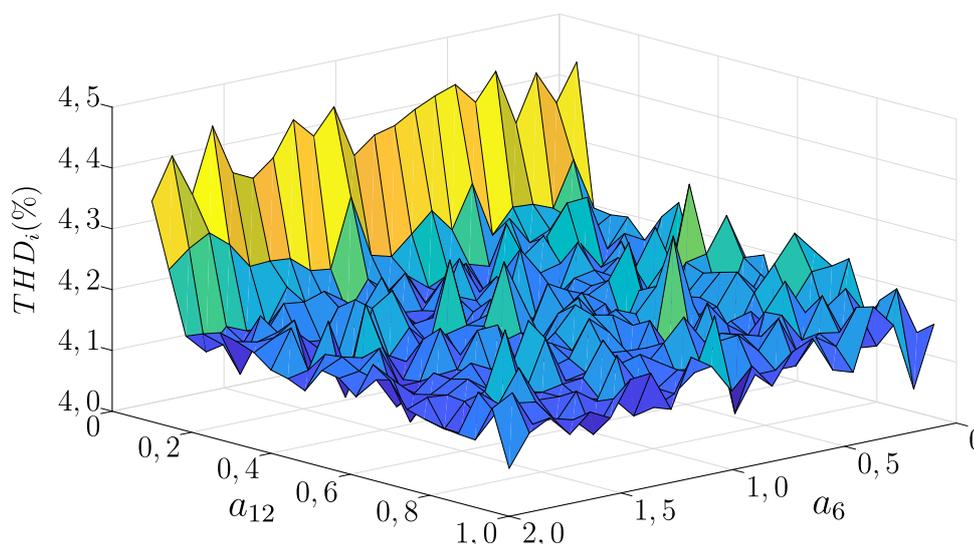


Fonte: O Autor.

Uma vez definidos MF_{i_s} e f_{c_j}, i_s , é realizado o ajuste dos ganhos do ressonantes. A Fig. 68 mostra o efeito da variação de $a_{r,6}$ e $a_{r,12}$ nos intervalos $0,1 \leq a_6 \leq 2$ e $0,1 \leq a_{12} \leq 1$. Novamente, devem ser desconsideradas as soluções que não respeitam

os limites de sobretensão. A mesma análise, quando feita para $a_{r,3}$, mostra que o ganho do ressonante em $3f$ não influencia significativamente a THD de i_{L_f} . Assim, foi calculado o valor de $a_{r,3}$ que garante uma frequência de cruzamento mínima a montante de cerca de 80 Hz, com a_3 limitado à unidade.

Figura 68 – THD da corrente i_{L_f} e função das ponderações de ganho dos ressonantes em $6f$ e $12f$.



Fonte: O Autor.

A Table 11 apresenta a comparação entre os parâmetros otimizados do controle de i_{L_f} (OPT) em relação aos do projeto padrão (PP). A THD de i_{L_f} com os parâmetros do projeto base foi de 4,37 %, enquanto que com o otimizado foi de 4,07 %. Esta variação é pequena, entretanto é importante lembrar que os valores do projeto base foram escolhidos sem base analítica. Assim, para condições paramétricas diferentes o impacto da otimização na THD pode ser consideravelmente maior.

Tabela 11 – Parâmetros otimizados utilizados no controlador passa-alta multi-ressonante.

	a_3	a_6	a_{12}	MF_{i_s}	f_{c_j, i_s}
OPT	1,0	1,33	0,98	56,57°	1127 Hz
PP	0,5	1,0	0,5	50,00°	1100 Hz

4.5 RESPOSTA A VARIAÇÕES DE CARGA

Uma vez definidos todos os controladores, a operação do conversor deve ser validada para degraus de carga. O controle de i_{L_f} utilizado é o dos parâmetros otimizados.

As principais formas de onda do HU-MMC durante a resposta ao degrau positivo de carga de 50% no tempo $t = 1\text{s}$ são apresentadas na Fig. 69. A sobrecorrente em i_{L_f} está restrita a pouco mais de 20% enquanto que as correntes de fase não mostram sobrecorrente considerável. A variação de tensão nos capacitores também é limitada em 20%, já levando em conta a ondulação natural de v_{C_j} . Esta sobretensão pode ser reduzida com a melhora da dinâmica das malhas de controle da tensão nos capacitores equivalentes.

Na Fig. 70 são destacadas as referências de tensão e tensões comutadas nos ramos MMC durante o degrau. É evidente que o ramo série necessita de um esforço de controle maior para absorver a variação de carga. Nota-se que o número de níveis gerados pelos ramos B_p , B_n e B_s não se altera com a potência fornecida pelo conversor, mas sim apenas com a tensão de referência para o controle de i_θ e i_{L_f} .

Os esforços de controle do ramo B_s da parcela *Feed-Forward* (v_{FF}^*), do controle das componentes CA (v_{HF}^*) e de baixa frequência para controle do conteúdo CC (v_{LF}^*) são mostradas na Fig. 71. Percebe-se que v_{LF}^* impõe um valor CC à v_s logo após o degrau, com o intuito de carregar o capacitor equivalente de capacitância C_p . No momento do degrau v_{FF}^* varia bruscamente com o objetivo de corrigir a corrente, justificando o uso do *Feed-Forward*.

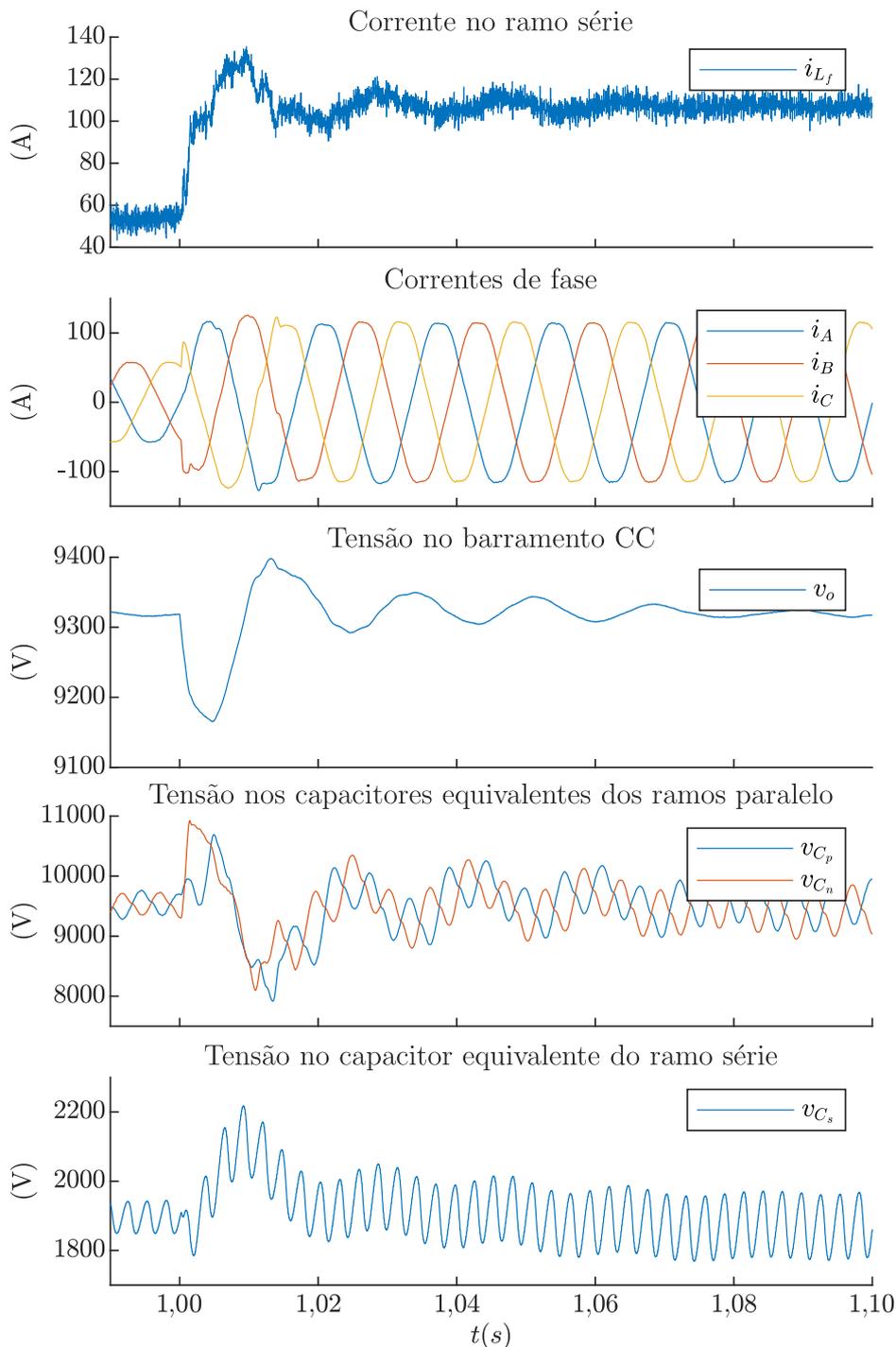
A THD da corrente i_{L_f} em relação à componente CC, quando utilizados os parâmetros de controle otimizados, é mostrada na Fig. 72. É evidente a atenuação das harmônicas em $6f$ e $12f$, as quais estão limitadas a menos de 0,1% do valor CC. Como esperado, existe um conteúdo harmônico em $3f$, consequência da malha de controle de $v_{C_p} - v_{C_n}$.

As correntes de fase obtidas com o controle $dq0$ são apresentadas na Fig. 73. A malha atua após o degrau positivo de carga de 50%, corrigindo i_θ em cerca de um oitavo de ciclo de rede. Logo após o degrau, o conversor alcança o regime permanente com as correntes normalizadas das três fases exibindo baixa distorção harmônica e um fator de deslocamento nulo.

Uma análise similar é realizada para o conversor operando conectado a uma rede com 15% de terceira harmônica. Como esperado, o conversor rejeita esta perturbação e garante correntes com fator de deslocamento nulo. O tempo de resposta ao degrau nesta situação é idêntica. Vale ressaltar que dependendo do PLL utilizado, o conteúdo harmônico de v_θ pode ser prejudicial na estimativa da fase da rede.

Para uma rede sem harmônicos, a Fig. 75 mostra a THD das correntes de fase em relação a fundamental. Observam-se picos na quinta e sétima harmônicas, característico do retificador a diodos utilizado. Entretanto, estas componentes são suficientemente baixas, garantindo o elevado fator de potência e qualidade da energia drenada da rede.

Figura 69 – Formas de onda do HU-MMC na resposta ao degrau positivo de carga de 50 %.

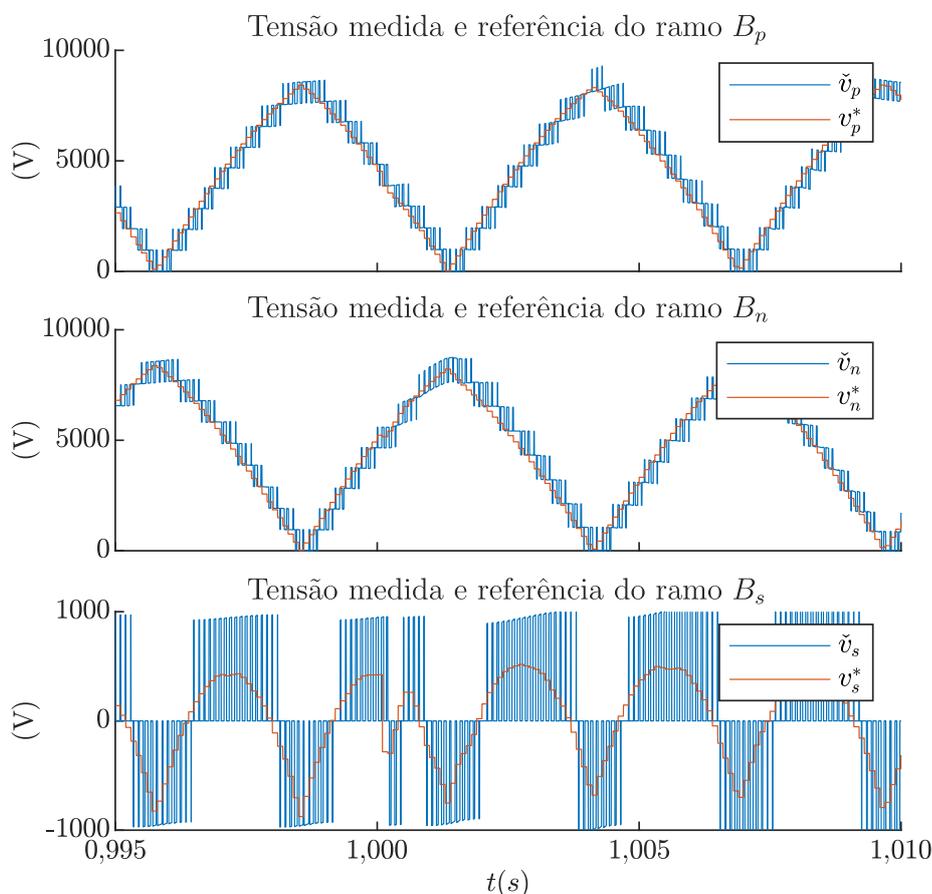


Fonte: O Autor.

4.6 CONTROLE DA PARTIDA E OPERAÇÃO SEM CARGA

O HU-MMC possui nos SMs dos ramos MMC vários capacitores que precisam ser pré-carregados. Como suas tensões não são asseguradas por qualquer fonte externa, como por exemplo no cascata multinível, é necessário realizar a pré-carga pelo

Figura 70 – Referências de tensão e tensões comutadas nos ramos MMC durante o degrau.



Fonte: O Autor.

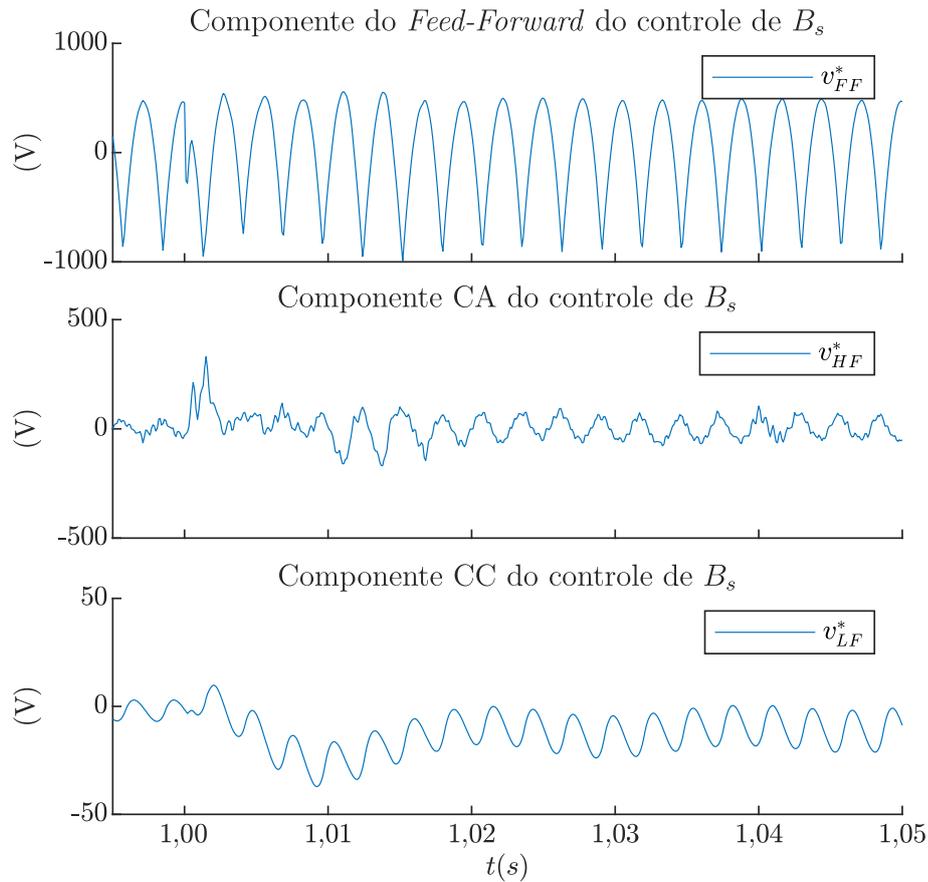
lado da rede. Esta pode ser dividida em duas etapas: conexão à rede com resistores de pré-carga e aumento da tensão pelo controle do sinal de modulação.

O esquema elétrico equivalente do conversor para análise da pré-carga pelo lado CA é mostrado na Fig. 76. S_{on} representa o conjunto de interruptores em paralelo aos resistores de partida R_{on} , os quais são controlados por um mesmo sinal de comando.

A primeira etapa (E1) de carga é realizada com os resistores de partida em série com as respectivas fases, como mostrado na Fig. 77. Com este arranjo o pico das correntes i_θ e i_{L_f} no momento em que o conversor é conectado à rede é reduzido.

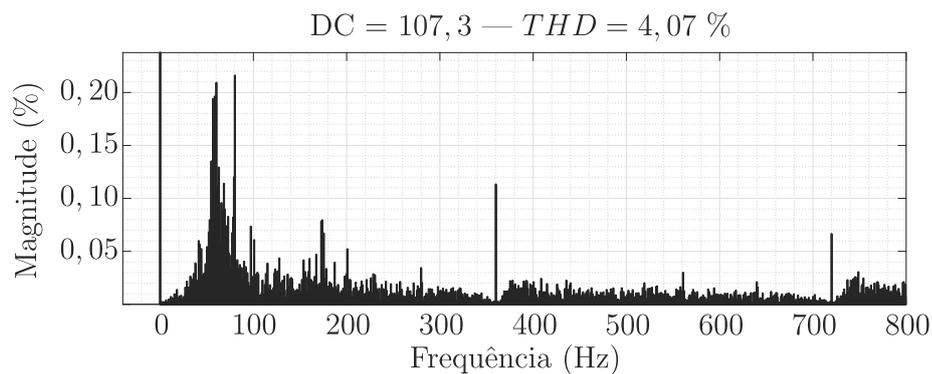
O ajuste de R_{on} depende do segundo pico de corrente, o qual ocorre na passagem do estado de carga 1 para o estado 2 (E2). Ele é realizado a partir dos resultados obtidos com a simulação em tempo real. Uma primeira aproximação para R_{on} consiste em estimar a queda de tensão devido à corrente que flui nas fases com o conversor operando sem carga. Isto é feito transferindo R_{on} e L_l para o lado CC, a jusante do retificador de seis pulsos. A sobrecorrente acontece devido a absorção pelo indutor da

Figura 71 – Esforços de controle das componentes v_{FF}^* , v_{HF}^* e v_{LF}^* .



Fonte: O Autor.

Figura 72 – THD da corrente i_{L_f} em relação à componente CC utilizando o controlador otimizado.

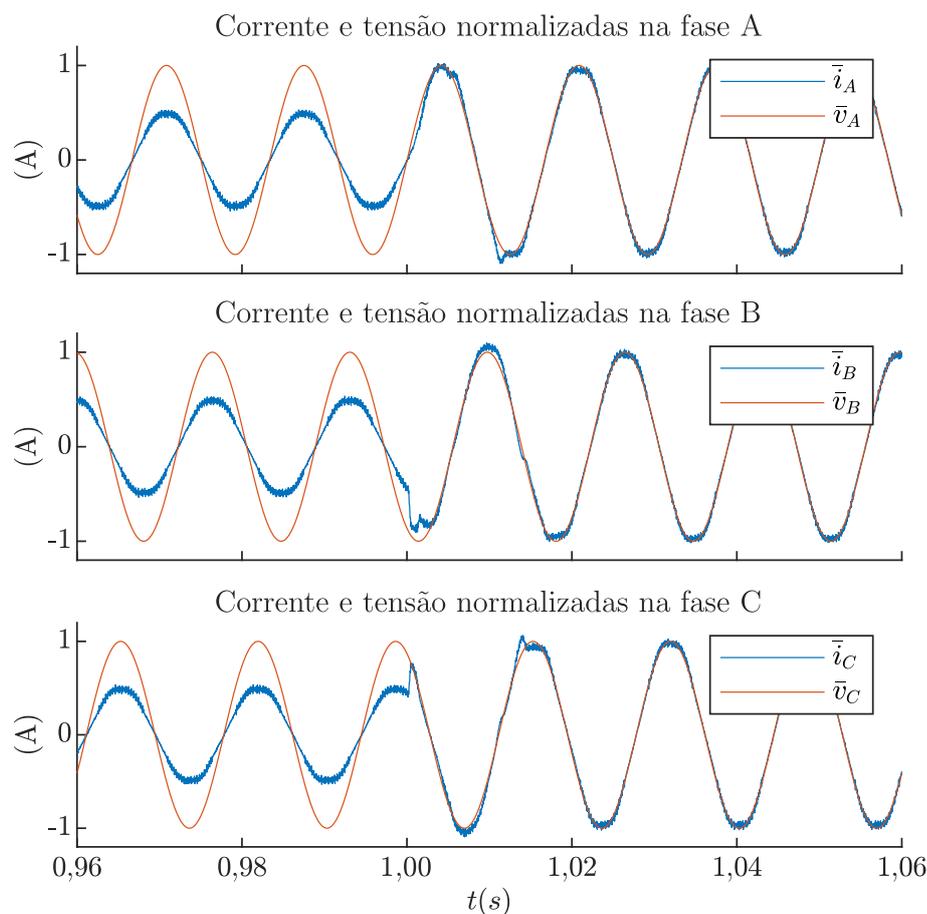


Fonte: O Autor.

tensão sobre R_{on} imediatamente antes deste ser curto-circuitado. Assim, colocando S_{on} em condução tão próximo quanto possível da condição de regime da primeira etapa de partida reduz o valor de pico da sobrecorrente.

O modelo elétrico equivalente para o ajuste de R_{on} é mostrado na Fig. 78. Opta-se por fazê-lo pelo lado CC porque no lado CA a sobrecorrente em cada uma das fases

Figura 73 – Correntes e tensões de fase normalizadas.



Fonte: O Autor.

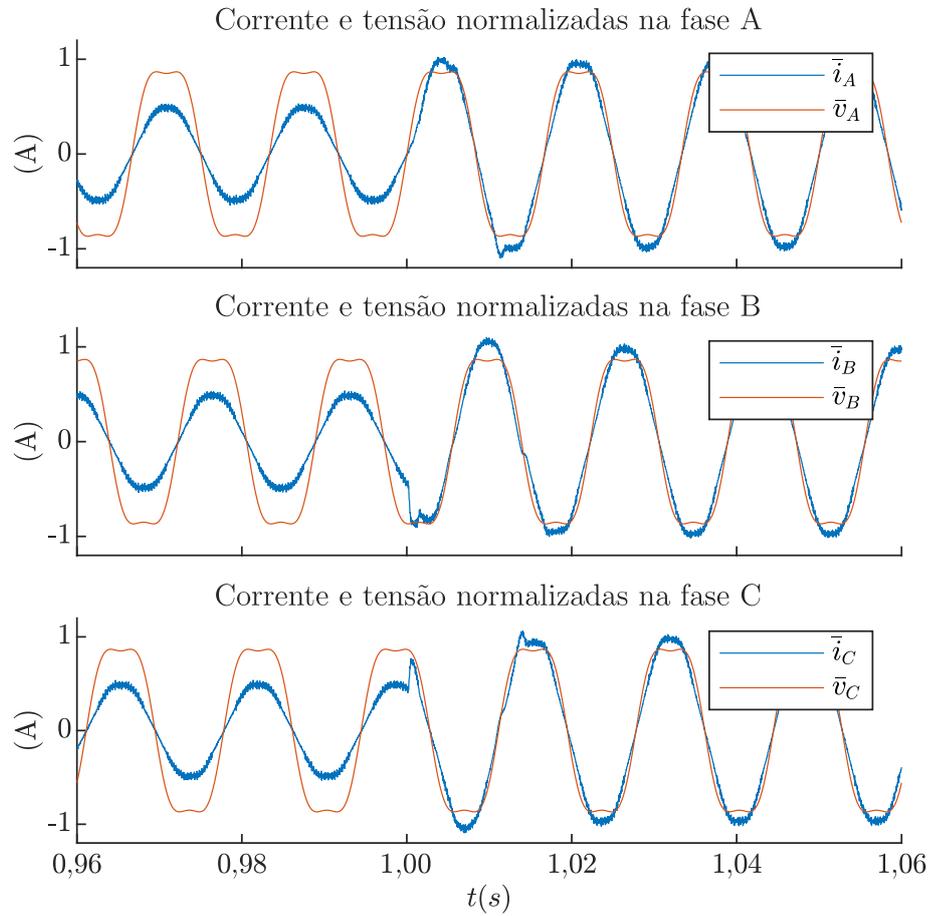
depende do instante em que ocorre o comando de S_{on} .

Tão logo a tensão $v_p + v_n$ alcance o valor da tensão de comparação, inicia-se a segunda etapa (E2) de carga, mostrada na Fig. 79, a qual se encerra no final da carga dos capacitores do ramo paralelo. Os interruptores S_{on} entram em condução, realizando um *by-pass* dos resistores de partida. Os índices de modulação dos ramos paralelo são decrementados em rampa de $m_{p,b} = 1$ até um valor que garanta $v_p + v_n \approx 2V_{C_p}$. Vale notar que a condição $m_{p,b} = 1$ significa que os capacitores dos SMs dos ramos paralelo estão todos diretamente conectados ao retificador de seis pulsos.

Devido ao desequilíbrio das perdas entre B_p e B_n é utilizada uma malha de controle de $v_{C_p} - v_{C_n}$. Um controlador proporcional de ganho $k_{\Delta V}$ é suficiente para garantir um erro pequeno tanto na partida quanto em regime permanente no estado de espera por carga. Um controlador PI poderia ser utilizado para assegurar erro nulo.

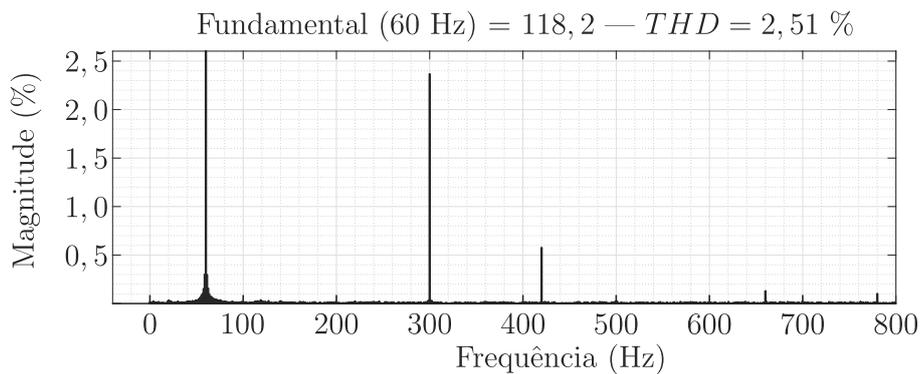
Junto à carga do ramo paralelo ocorre a do ramo série. Basicamente, a malha de controle da tensão v_{C_s} entra em operação, impondo uma tensão v_s com valor médio positivo. A limitação da velocidade de carga do ramo B_s é realizada naturalmente pelo *anti-windup* do controlador PI. Ajustando a saturação do controle é possível ajustar o

Figura 74 – Correntes e tensões de fase normalizadas para i_θ apresentando 15 % de distorção de terceira harmônica.



Fonte: O Autor.

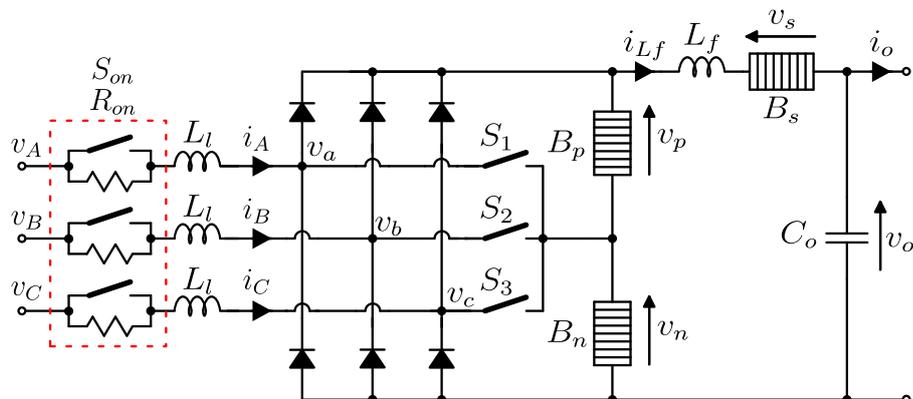
Figura 75 – THD das correntes de fase em relação à componente em 60 Hz.



Fonte: O Autor.

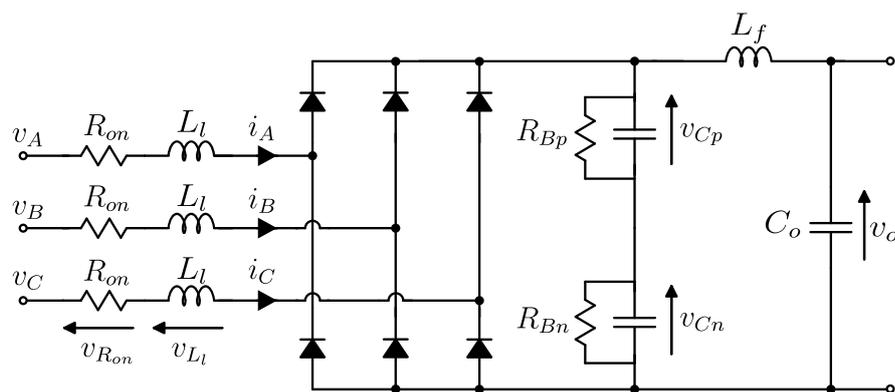
tempo de carga. Embora seria interessante diminuir ao máximo este tempo de carga, o sobressinal de v_{C_s} deve ser levado em conta. O estágio 3 (E3) da carga caracteriza-se como o período em que o ramo paralelo está operando com tensão nominal, aguardando a carga do ramo série.

Figura 76 – Esquema elétrico equivalente do conversor para análise da pré-carga pelo lado CA.



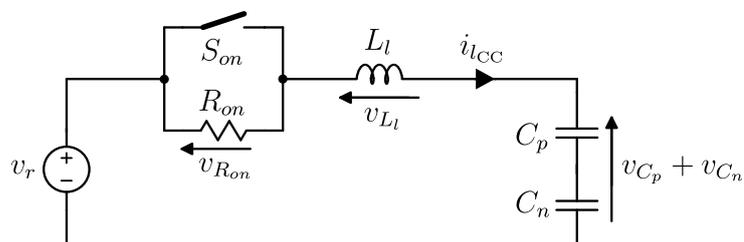
Fonte: O Autor.

Figura 77 – Primeira etapa de partida do conversor: Carga dos capacitores de B_p e B_n utilizando resistor de partida R_{on} .



Fonte: O Autor.

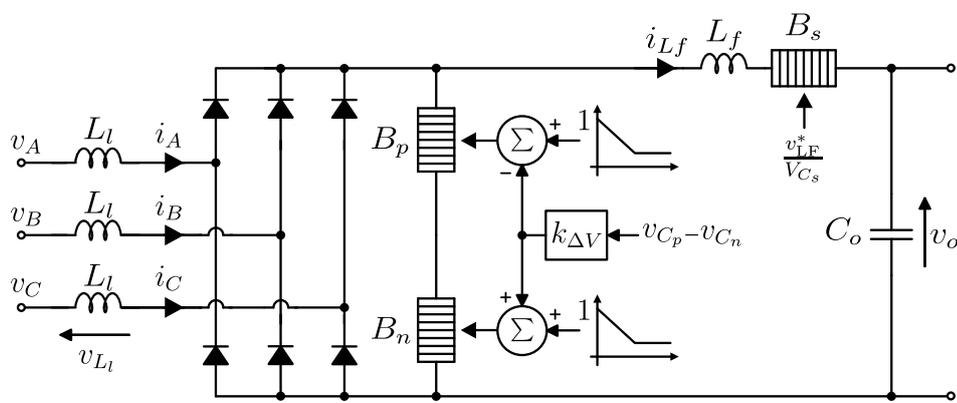
Figura 78 – Modelo simplificado para estimativa de R_{on} e da tensão de passagem para segunda etapa de partida.



Fonte: O Autor.

Uma vez finalizada a carga do conversor, o sistema entra no quarto estado de operação (E4), o modo de espera. Caso ocorra qualquer variação de carga, a condição de entrada em condução, feita a partir da medição da corrente de saída ou de i_{L_f} , ativa as malhas de controle do HU-MMC.

Figura 79 – Segunda etapa de partida do conversor: Carga dos capacitores de B_p e B_n pela variação do índice de modulação e pela malha saturada do controle da tensão v_{C_p} .



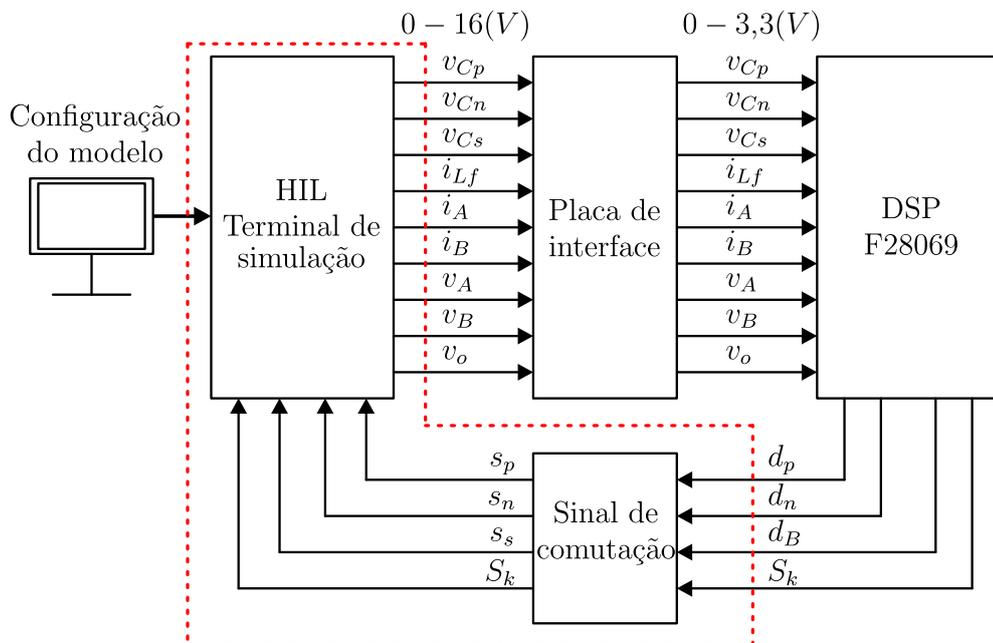
Fonte: O Autor.

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO EM TEMPO REAL

Com o objetivo de validar os conceitos apresentados e o controle proposto, são realizadas simulações no OPAL-RT, um simulador em tempo real ou *Hardware in the Loop* - (HIL). Diferente da simulação exclusivamente via *software*, no HIL o circuito de potência (*hardware*) é realizado pelo simulador em tempo real, enquanto que o controle é feito com um controlador físico. Assim, de forma similar ao que aconteceria em um protótipo, o controlador deve ler os sinais analógicos e atualizar as saídas PWM ou sinais digitais de controle. O esquema de simulação em tempo real é apresentado na Fig. 80.

A configuração do modelo e o início da simulação são feitos através de um terminal conectado ao HIL. Uma vez iniciado, o modelo é carregado e não pode mais ser alterado. Os sinais de saída do OPAL-RT são condicionados por uma placa de interface e lidos pelo conversor analógico-digital (AD) do controlador (*Digital Signal Processor* - DSP). Uma vez calculados os sinais de controle, estes são enviados ao HIL e convertidos em sinais de comutação. Naturalmente, os atrasos de amostragem e de atualização das saídas PWM são considerados, uma vez que do ponto de vista do controlador o modelo do simulador em tempo real é similar ao de um protótipo físico.

Figura 80 – Esquema utilizado para a simulação em tempo real. A demarcação em vermelho limita a atuação do HIL.



Fonte: O Autor.

5.1 PARÂMETROS DA SIMULAÇÃO NO HIL

Um dos objetivos da simulação no HIL é fazer uma pré-validação do controle em condições mais próximas às do protótipo do que aquelas obtidas exclusivamente via simulador. Assim, optou-se pelos parâmetros do conversor em desenvolvimento, o qual foi projetado para operar em baixa tensão. Os parâmetros utilizados são mostrados na Table 12.

Tabela 12 – Parâmetros de simulação utilizado no HIL

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão de linha da rede (RMS)	V_g	311 V
Potência nominal	P_o	5000 W
Tensão média de saída	V_o	514,6 V
Frequência da rede	f	60 Hz
Indutância de linha	L_l	2,5 mH
Indutância de saída	L_f	2,5 mH
Número de submódulos do ramo série	N_s	2
Capacitores do ramo série (Submódulos)	C_s	280 μ F
Tensões do ramo série (Submódulos)	V_{C_s}	200 V
Frequência de comutação no ramo série (Submódulos)	f_{ss}	2,7 kHz
Número de submódulos do ramo paralelo	N_p	4
Capacitores do ramo paralelo (Submódulos)	C_p	280 μ F
Tensões do ramo paralelo (Submódulos)	V_{C_p}	200 V
Frequência de comutação no ramo paralelo (Submódulos)	f_{sp}	2,7 kHz
Capacitor de saída	C_o	500 μ F

O *hardware* de controle utilizado é o DSP TMS320F28069 da Texas Instruments. A simulação em tempo real é realizada no Opal-RT, o qual possui interface com o *Simulink*. A placa de interface foi projetada no Instituto de Eletrônica de Potência (INEP) e permite a conexão com o DSP utilizado.

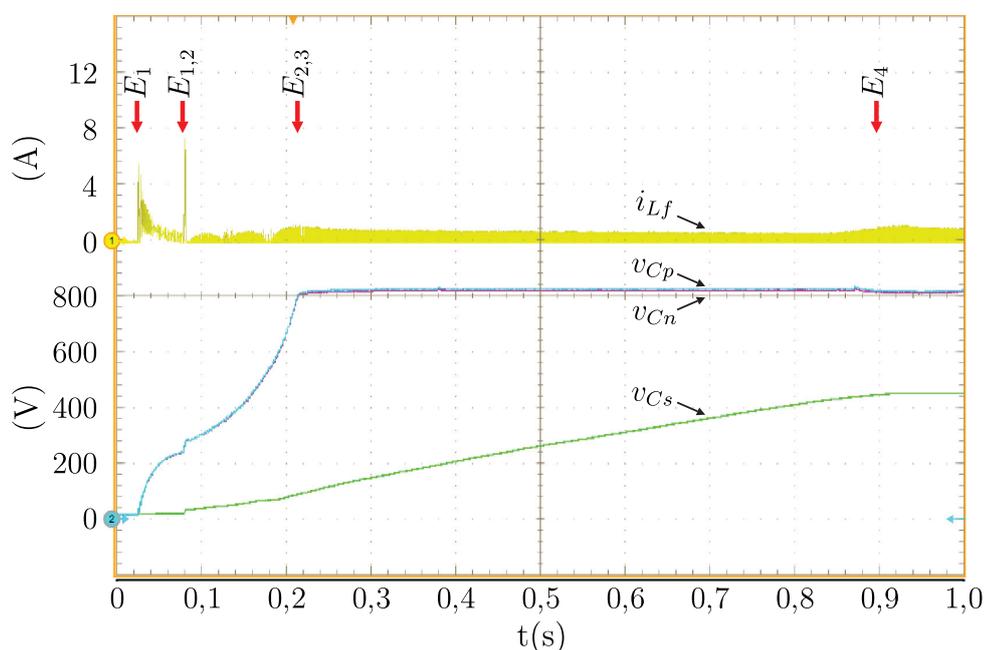
As medições são realizadas via osciloscópio diretamente das saídas analógicas, utilizando as devidas compensações de ganho e *offset*. Devido a restrições da velocidade da simulação, utiliza-se um tempo escalonado em 10 vezes. No entanto, nos resultados apresentados este tempo também é compensado. Assim as formas de onda possuem valores reais em relação aos do protótipo.

Naturalmente o HIL não substitui o conversor físico, o qual possui não idealidades, fontes auxiliares, problemas de medição e condicionamento, entre outros fatores relevantes. Entretanto, a implementação do código no controlador proporciona maior fidelidade em relação à simulação convencional.

5.2 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO EM TEMPO REAL

A Fig. 81 apresenta as tensões nos capacitores equivalentes dos submódulos e a corrente i_{L_f} durante a partida do conversor, destacando os limites das etapas descritas anteriormente. A resistência de partida tem valor $R_{on} = 75 \Omega$, limitando a cerca de 6 A a sobrecorrente máxima no ramo série. As flechas vermelhas indicam o momento no tempo onde ocorre a mudança de estado do conversor. Após aproximadamente 1 segundo a pré-carga dos capacitores está completa.

Figura 81 – Pré-carga completa do conversor utilizando uma resistência de partida igual a $R_{on} = 75 \Omega$.



Fonte: O Autor.

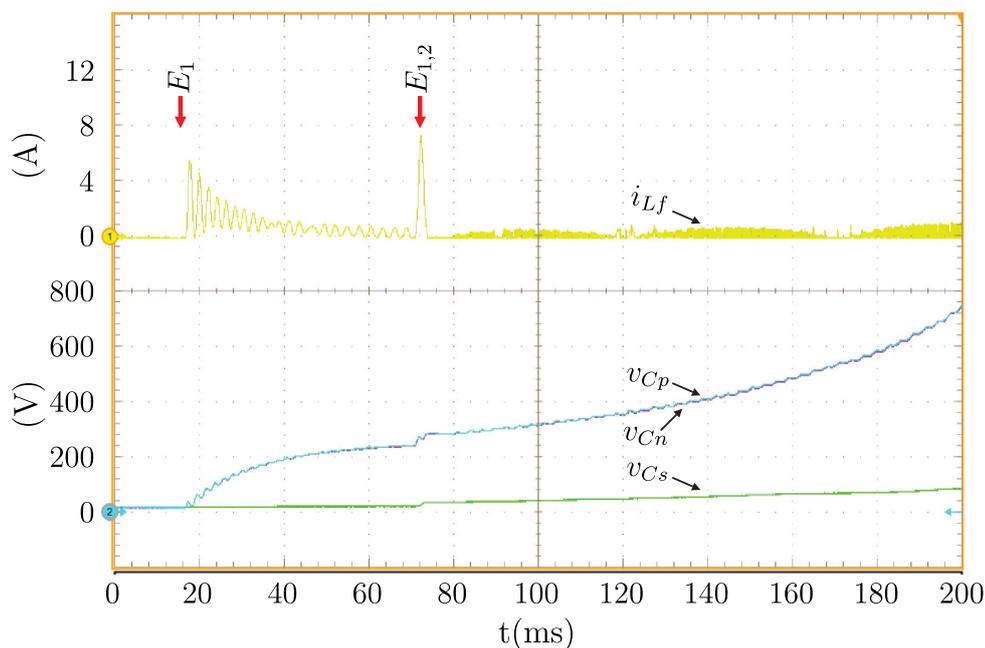
Na mudança do estado um para o dois, que ocorre quando a soma das tensões nos capacitores dos ramos paralelo alcança 430 V, é observada a sobrecorrente prevista no capítulo 4. Este efeito fica mais visível na Fig. 82.

Na Fig. 83 a partida do conversor é realizada para vários valores de resistência. Optou-se por salvar os pontos com o osciloscópio e plotar três condições, $R_{on} = 25 \Omega$, $R_{on} = 75 \Omega$ e $R_{on} = 125 \Omega$. A condição de tensão para passagem da etapa 1 para a 2 foi mantida em $v_{C_p} + v_{C_n} = 430 \text{ V}$.

O tempo da pré-carga aumenta com o aumento de R_{on} e o primeiro pico de corrente diminui. Este efeito poderia sugerir que valores elevados de resistência são a melhor opção e portanto o tempo de partida seria a única condição para o dimensionamento do resistor de partida.

Entretanto, o segundo pico da corrente i_{L_f} não diminui na passagem de $R_{on} = 75 \Omega$ para $R_{on} = 125 \Omega$. O ajuste da condição de tensão para um valor maior que 430 V

Figura 82 – Destaque nas etapas 1 e 2 da pré-carga do conversor utilizando uma resistência de partida igual a $R_{on} = 75 \Omega$.



Fonte: O Autor.

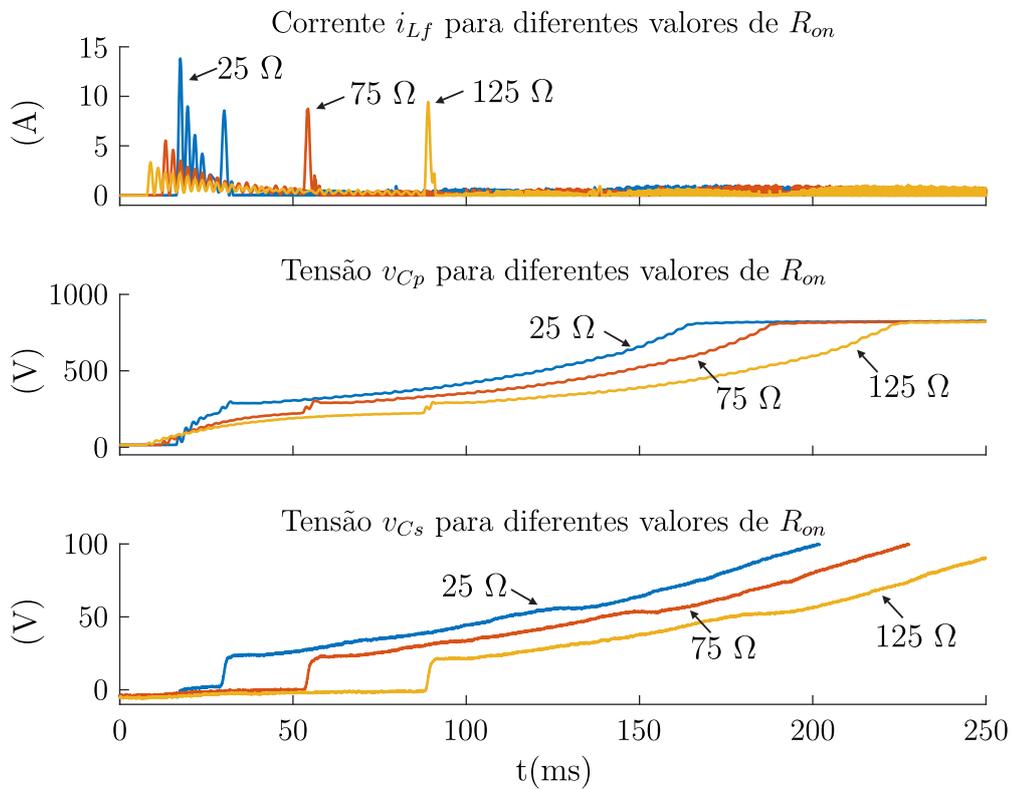
poderia diminuir o pico da corrente, mas observou-se que com valores elevados de resistência o valor limite de $v_{C_p} + v_{C_n}$ tende a influenciar menos na sobrecorrente máxima. Após simulações, foi constatado que o valor ótimo do ponto de vista de sobrecorrente e tempo de carga é $R_{on} = 75 \Omega$. Naturalmente, outras condições significam valores diferentes para a resistência de partida. Um valor próximo pode ser obtido analiticamente desde que as perdas sem carga do conversor sejam conhecidas.

O desbalanço das perdas entre os ramos paralelo implica na atuação das malhas de balanço de tensão. Para validar a partida nesta condição, foram adicionadas perdas quatro vezes maior no ramo B_n . A partida do conversor nesta situação é mostrada na Fig. 84.

Devido ao desbalanço e ao aumento da corrente drenada sem carga, a sobrecorrente na troca das etapas aumenta. Mesmo nesta condição o conversor faz a pré-carga dos capacitores como esperado, mantendo um erro estático reduzido entre as tensões v_{C_p} e v_{C_n} quando atinge o estado de espera. Este erro advém do uso de um controle proporcional puro.

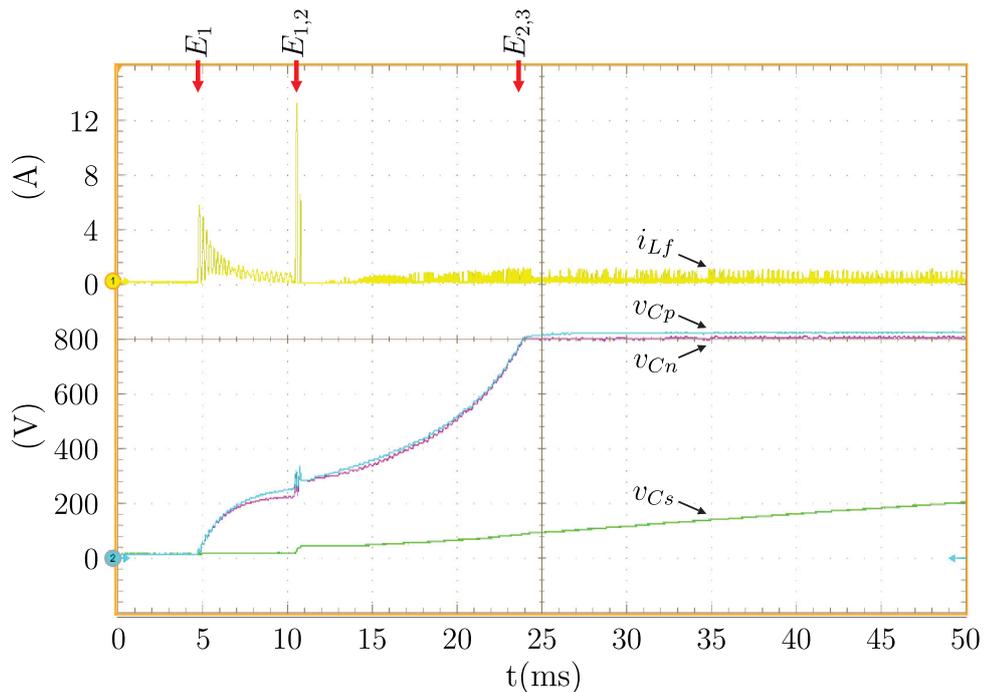
A resposta das correntes i_A , i_B e i_{L_f} à variação da condição sem carga para a de carga nominal é mostrada na Fig. 85. Como o modelo apresenta perdas nos submódulos, há fluxo de corrente mesmo quando nenhuma carga é conectada aos terminais do conversor. Devido ao *Feed – Forward* as correntes apresentam uma resposta com pouco ou nenhum sobressinal. O tempo de acomodação é cerca de 20 ms.

Figura 83 – Efeito da variação de R_{on} na partida do conversor. São consideradas três condições, $R_{on} = 25 \Omega$, $R_{on} = 75 \Omega$ e $R_{on} = 125 \Omega$.



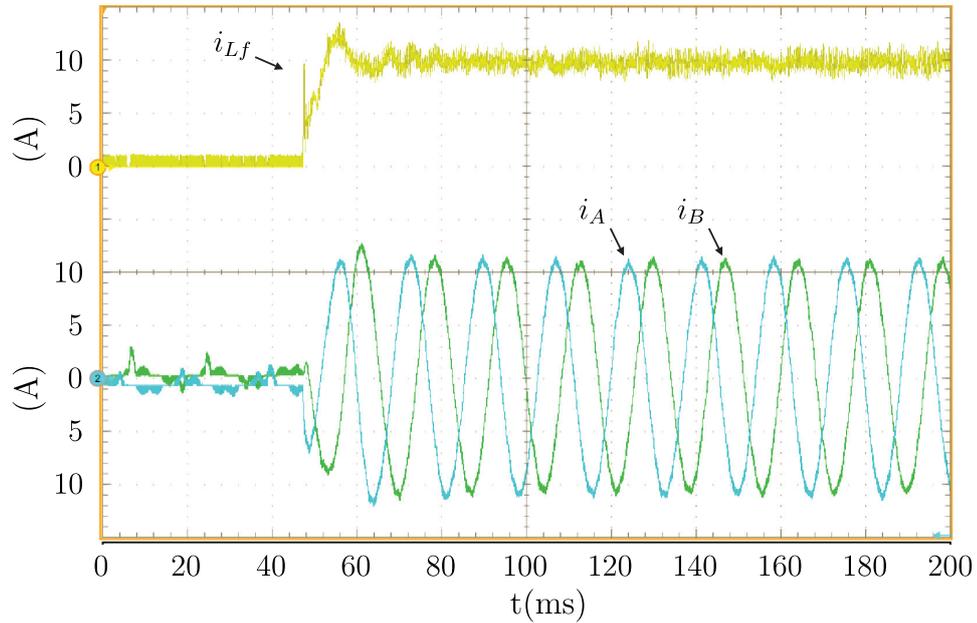
Fonte: O Autor.

Figura 84 – Partida do conversor com desbalanço de perdas nos ramos paralelo. São consideradas perdas quatro vezes maior no ramo B_n .



Fonte: O Autor.

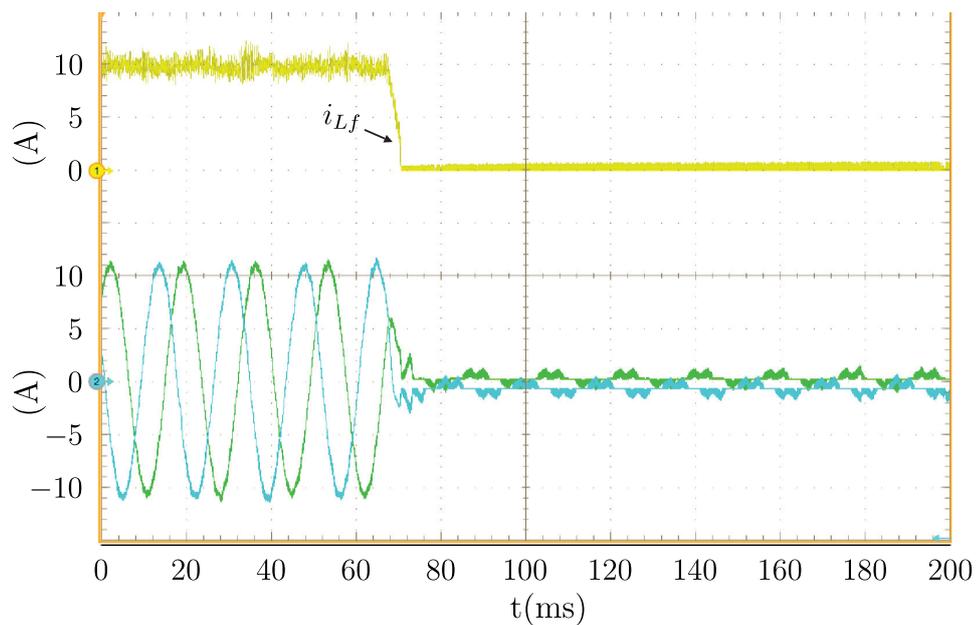
Figura 85 – Resposta ao degrau de carga das correntes i_A , i_B e i_{L_f} . Variação da condição sem carga para a de carga nominal.



Fonte: O Autor.

A Fig. 86 apresenta a resposta das correntes i_A , i_B e i_{L_f} à variação da condição de carga nominal para a operação sem carga. Após cerca de 10 ms as correntes estão devidamente acomodadas e o conversor retorna ao estado de espera. As transições de estado são detectadas através do valor médio da corrente i_{L_f} .

Figura 86 – Resposta ao degrau de carga das correntes i_A , i_B e i_{L_f} . Variação da condição de carga nominal para a operação sem carga.

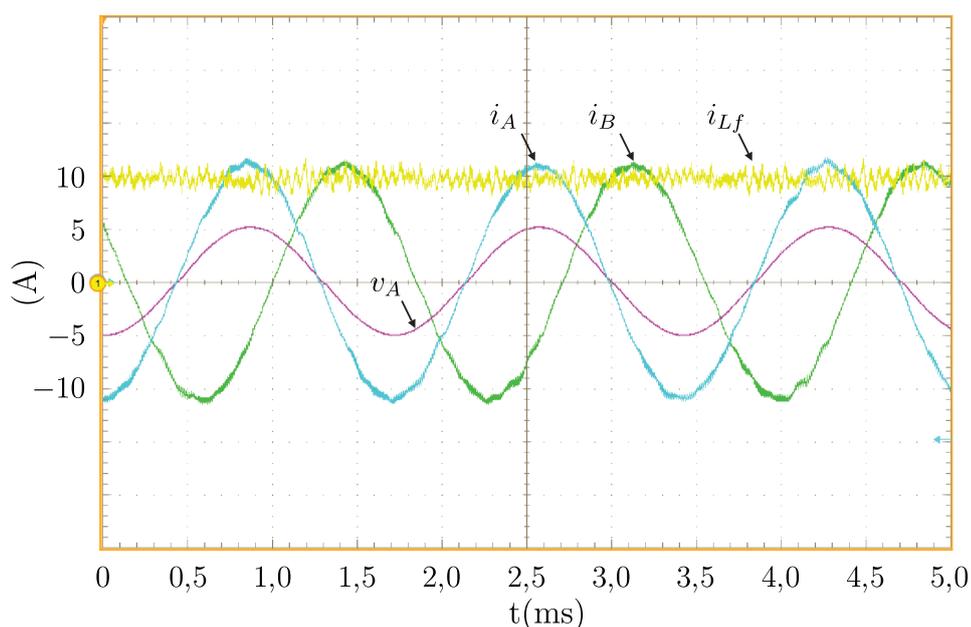


Fonte: O Autor.

As formas de onda das correntes i_A , i_B e i_{L_f} com o conversor operando em regime permanente são mostradas na Fig. 87. É apresentada também a tensão normalizada da fase A.

Comparando o deslocamento de fase entre i_A e v_A , valida-se o controle em $dq0$. A baixa ondulação de i_A , implicando em baixa THD, assegura um fator de potência quase unitário do conversor. A corrente i_{L_f} apresentou uma THD de cerca de 6 %, valor em acordo com as simulações utilizando os parâmetros do protótipo.

Figura 87 – Formas de onda das correntes i_A , i_B e v_A com o conversor em regime permanente.



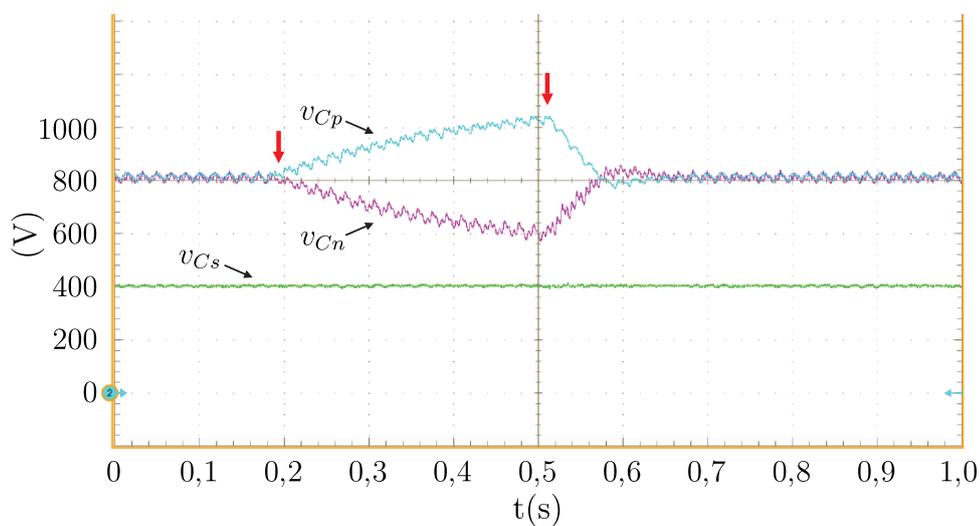
Fonte: O Autor.

A simulação em tempo real permite realizar testes que poderia ser destrutivos se feitos com o protótipo, como por exemplo o efeito das malhas de controle do desbalanço de tensão dos capacitores dos ramos MMC.

A Fig. 88 apresenta o efeito do malha de controle de $v_{C_p} - v_{C_n}$. Com o conversor operando em regime permanente este controle é desativado em $t \approx 0,2$ s. Imediatamente as tensões começam a divergir devido à diferença das perdas entre os ramos B_p e B_n (as quais, mesmo que pequenas, sempre existirão). Em $t \approx 0,5$ s este controle é reativado e o conversor volta a operar como desejado.

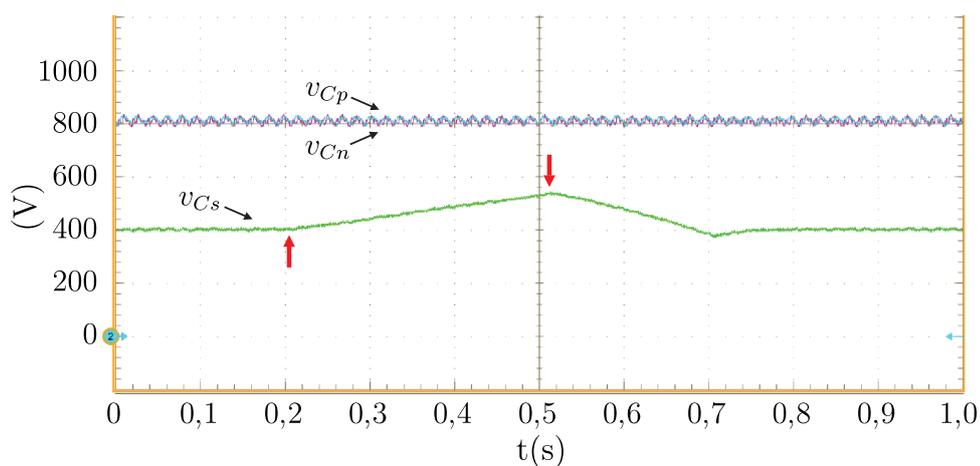
O efeito do controle da tensão equivalente do capacitor do ramo B_s é apresentado na Fig. 89. Com o conversor operando em regime permanente este controle é desativado em $t \approx 0,2$ s. Imediatamente o valor da tensão cresce no capacitor equivalente do ramo B_s . Em $t \approx 0,5$ s este controle é reativado e o conversor volta a operar como desejado.

Figura 88 – Efeito da malha de controle da diferença de tensão entre os ramos paralelo. Malha $v_{C_p} - v_{C_n}$.



Fonte: O Autor.

Figura 89 – Efeito da malha de controle da tensão no capacitor equivalente do ramo série. Malha v_{C_s} .



Fonte: O Autor.

CONCLUSÃO

O conversor proposto, chamado de retificador híbrido unidirecional baseado em módulos MMC (HU-MMC), apresenta vantagens importantes para sistemas em média tensão. Características como modularidade, estados redundantes, elevado fator de potência das correntes drenadas e baixa THD da corrente injetada no barramento CC são relevantes em sistemas operando com grandes blocos de energia. Somado ao volume reduzido do conversor, o HU-MMC é uma solução em aplicações como MES e sistemas de extração e processamento de óleo e gás, os quais são naturalmente unidirecionais.

A divisão das tensões entre os SMs MMC permite a utilização de semicondutores adaptados à baixa tensão, ao mesmo tempo em que o aumento da frequência equivalente dos ramos implica em um volume reduzido dos filtros de interface com a rede e com a carga. Além disso, a energia armazenada pelos SMs é menor quando comparada a uma solução MMC trifásica convencional. No entanto, os ramos MMC introduzem complexidade ao controle, uma vez que o balanço de tensão sobre os capacitores equivalentes deve ser assegurado de forma ativa.

No Capítulo 2 foram apresentadas as bases teóricas para o estudo do conversor, bem como uma revisão bibliográfica para soluções unidirecionais em média tensão. Evidenciou-se a dependência em relação a transformadores com múltiplos enrolamentos, os quais são caros, volumosos, pesados e de difícil manutenção.

Os princípios de operação do HU-MMC são explorados no Capítulo 3. Concluiu-se que, partindo de um circuito de braço de injeção de terceira harmônica e do indutor eletrônico é possível controlar as correntes drenadas da rede e injetada no barramento CC. Com base nas formas de onda obtidas, encontram-se as equações para o dimensionamento do conversor.

O controle do HU-MMC é assunto do Capítulo 4. Uma vez apresentada a estratégia de controle, encontram-se as cinco funções de transferência que descrevem as dinâmicas que devem ser controladas. Partindo disso, é realizada a sintonia dos controladores PI com base nos conceitos de margem de fase e frequência de cruzamento, e do controlador passa-alta multi-ressonante, baseado em uma otimização via simulação. No final do capítulo é detalhada a estratégia de pré-carga do conversor, a qual é feita pelo lado CA.

Finalmente, o Capítulo 5 trás a validação dos conceitos apresentados através de simulações em tempo real utilizando o *hardware in the loop* OPAL-RT. Os controladores são implementados em um controlador físico, o qual possui interface com o OPAL-RT. As formas de onda obtidas validam o controle proposto, tanto para a partida quanto para degraus de carga e operação em regime.

As sugestões de trabalhos futuros consistem em:

- Estudar a malha não-linear formada pelo controle da diferença das tensões dos capacitores equivalentes dos ramos paralelo e da corrente injetada no barramento;
- Obter as funções de otimização para o cálculo dos controladores ressonantes;
- Explorar a possibilidade de manutenção em operação;
- Analisar a solução bidirecional do HU-MMC;
- Comparar os resultados obtidos com o HIL em relação aos obtidos com um protótipo de parâmetros semelhantes;
- Realizar um sistema de acionamento de máquina em velocidade variável utilizando o retificador proposto.

REFERÊNCIAS

- AKAGI, H.; ISOZAKI, K. A Hybrid Active Filter for a Three-Phase 12-Pulse Diode Rectifier Used as the Front End of a Medium-Voltage Motor Drive. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 1, p. 69–77, jan. 2012. ISSN 0885-8993. DOI: 10.1109/TPEL.2011.2157977.
- CASTELLAN, Simone *et al.* A review of power electronics equipment for all-electric ship MVDC power systems. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, Elsevier, v. 96, p. 306–323, 2018.
- DE DONCKER, Rik W *et al.* Power electronics for future utility applications. *In: IEEE. POWER Electronics and Drive Systems, 2007. PEDS'07. 7th International Conference on.* [S.l.: s.n.], 2007. k–1.
- DE SOUSA, G. J. M. **Estudo de conversores modulares multiníveis (MMC) uni- e bidirecionais**. 2014. Dissertação (mestrado) – Universidade Federal de Santa Catarina.
- DE SOUSA, G. J. M.; HELDWEIN, M. L. Modular multilevel converter based unidirectional medium/high voltage drive system. *In: IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society.* [S.l.: s.n.], nov. 2013. p. 1037–1042. DOI: 10.1109/IECON.2013.6699276.
- DE SOUSA, G. J. M.; HELDWEIN, M. L. Three-phase unidirectional modular multilevel converter. *In: 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE).* [S.l.: s.n.], set. 2013. p. 1–10. DOI: 10.1109/EPE.2013.6634676.
- DE SOUSA, G. J. M.; S. DIAS, A. d. *et al.* Modeling and control of a Modular Multilevel Converter for medium voltage drives rectifier applications. *In: 2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE).* [S.l.: s.n.], jun. 2015. p. 1080–1087. DOI: 10.1109/ISIE.2015.7281622.
- DEBNATH, S. *et al.* Operation, Control, and Applications of the Modular Multilevel Converter: A Review. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 1, p. 37–53, jan. 2015. ISSN 0885-8993. DOI: 10.1109/TPEL.2014.2309937.
- DU, S. *et al.* Review of High-Power Converters. *In: MODULAR Multilevel Converters: Analysis, Control, and Applications.* [S.l.]: IEEE, 2018. ISBN 9781119367291. DOI: 10.1002/9781119367291.ch1. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8293024>.
- ENGEL, Stefan P *et al.* Comparison of the modular multilevel DC converter and the dual-active bridge converter for power conversion in HVDC and MVDC grids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 30, n. 1, p. 124–137, 2015.

ERTL, Hans; KOLAR, Johann W. A constant output current three-phase diode bridge rectifier employing a novel "Electronic Smoothing Inductor". **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 52, n. 2, p. 454–461, 2005.

GOLESTAN, S.; GUERRERO, J. M.; VASQUEZ, J. C. Three-Phase PLLs: A Review of Recent Advances. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 3, p. 1894–1907, mar. 2017. ISSN 0885-8993. DOI: 10.1109/TPEL.2016.2565642.

HAMAD, M. S.; MASOUD, M. I.; WILLIAMS, B. W. Medium-Voltage 12-Pulse Converter: Output Voltage Harmonic Compensation Using a Series APF. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 1, p. 43–52, jan. 2014. ISSN 0278-0046. DOI: 10.1109/TIE.2013.2248337.

HELDWEIN, M. L.; MUSSA, S. A.; BARBI, I. Three-Phase Multilevel PWM Rectifiers Based on Conventional Bidirectional Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 25, n. 3, p. 545–549, mar. 2010. ISSN 0885-8993. DOI: 10.1109/TPEL.2009.2032365.

HO, W. K.; HANG, C. C.; CAO, L. S. Tuning of PI controllers based on gain and phase margin specifications. *In*: [1992] Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics. [S.l.: s.n.], maio 1992. 879–882 vol.2. DOI: 10.1109/ISIE.1992.279722.

HUANG, A. Q. Power Semiconductor Devices for Smart Grid and Renewable Energy Systems. **Proceedings of the IEEE**, v. 105, n. 11, p. 2019–2047, nov. 2017. ISSN 0018-9219. DOI: 10.1109/JPROC.2017.2687701.

HUNTER, Lewis *et al.* MVDC for enhanced utility scale distribution power delivery and control. *In*: IEEE. UNIVERSITIES Power Engineering Conference (UPEC), 2017 52nd International. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6.

ISLAM, M. R. *et al.* A New Magnetic-Linked Converter for Grid Integration of Offshore Wind Turbines Through MVDC Transmission. **IEEE Transactions on Applied Superconductivity**, v. 29, n. 2, p. 1–5, mar. 2019. ISSN 1051-8223. DOI: 10.1109/TASC.2019.2895259.

JANG, S. R. *et al.* A comparative study of the gate driver circuits for series stacking of semiconductor switches. *In*: 2010 IEEE International Power Modulator and High Voltage Conference. [S.l.: s.n.], maio 2010. p. 322–326. DOI: 10.1109/IPMHVC.2010.5958358.

JIA, Z. *et al.* Triple line-voltage cascaded VIENNA converter applied as the medium-voltage rectifier. *In*: IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. [S.l.: s.n.], out. 2017. p. 1635–1641. DOI: 10.1109/IECON.2017.8216277.

KOLAR, J. W.; ERTL, H.; ZACH, F. C. Design and experimental investigation of a three-phase high power density high efficiency unity power factor PWM (VIENNA) rectifier employing a novel integrated power semiconductor module. *In: PROCEEDINGS of Applied Power Electronics Conference. APEC '96. [S.l.: s.n.], mar. 1996. 514–523 vol.2. DOI: 10.1109/APEC.1996.500491.*

KOLAR, J. W.; FRIEDLI, T. The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems—Part I. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 1, p. 176–198, jan. 2013. ISSN 0885-8993. DOI: 10.1109/TPEL.2012.2197867.

LESNICAR, Anton; MARQUARDT, Rainer. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range. *In: IEEE. 2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings, [S.l.: s.n.], 2003. 6–pp.*

MARQUARDT, Rainer. Modular Multilevel Converter-Impact on future applications and semiconductors. *In: VDE. POWER Electronic Components and their Applications 2017; 7. ETG-Symposium; Proceedings of. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–10.*

MARQUARDT, Rainer; LESNICAR, Anton; HILDINGER, Jürgen. Modulares stromrichterkonzept für netzkupplungsanwendung bei hohen spannungen. **ETG-Fachtagung, Bad Nauheim, Germany**, v. 114, 2002.

MATSUOKA, Y. *et al.* 2.5kV, 200kW bi-directional isolated DC/DC converter for medium-voltage applications. *In: POWER Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE-ASIA), 2014 International. [S.l.: s.n.], maio 2014. p. 744–749.*

MATTAVELLI, P.; BUSO, S. [S.l.: s.n.], 2006.

MINO, K; HELDWEIN, ML; KOLAR, Johann W. Ultra compact three-phase rectifier with electronic smoothing inductor. *In: PROC. of APEC. [S.l.: s.n.], 2005. p. 522–528.*

OGATA, Katsuhiko. **Modern Control Engineering**. 4th. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall PTR, 2001. ISBN 0130609072.

PIAZZESI, A.; MEYSENC, L. Series connection of 3.3 kV IGBTs with active voltage balancing. *In: POWER Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual. [S.l.: s.n.], jun. 2004. 893–898 vol.2.*

SINGH, B. *et al.* Multipulse AC–DC Converters for Improving Power Quality: A Review. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 1, p. 260–281, jan. 2008. ISSN 0885-8993. DOI: 10.1109/TPEL.2007.911880.

SOEIRO, Thiago B; SOUSA, Gean JM de *et al.* Three-phase unidirectional buck-type third harmonic Injection Rectifier Concepts. *In: IEEE. APPLIED Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2014 Twenty-Ninth Annual IEEE. [S.l.: s.n.], 2014. p. 928–934.*

SOEIRO, Thiago B; VANGU, Florian; KOLAR, Johann W. Hybrid active third-harmonic current injection mains interface concept for DC distribution systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 28, n. 1, p. 7–13, 2013.

SOUSA, Gean JM de; HELDWEIN, Marcelo L. Modular multilevel converter control strategy for future DC subsea electric transmission and distribution systems. *In: IEEE. POWER Electronics Conference (COBEP), 2013 Brazilian. [S.l.: s.n.], 2013. p. 100–106.*

SOUSA, Gean JM de; HELDWEIN, Marcelo L. Three-phase unidirectional modular multilevel converter. *In: IEEE. POWER Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–10.*

SRIANTHUMRONG, S.; AKAGI, H. A medium-voltage transformerless AC/DC power conversion system consisting of a diode rectifier and a shunt hybrid filter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 39, n. 3, p. 874–882, maio 2003. ISSN 0093-9994. DOI: 10.1109/TIA.2003.811787.

STIENEKER, Marco; DE DONCKER, Rik W. Medium-voltage DC distribution grids in urban areas. *In: IEEE. POWER Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2016 IEEE 7th International Symposium on. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–7.*

SULLIGOI, Giorgio *et al.* Linearizing control of shipboard multi-machine MVDC power systems feeding constant power loads. *In: IEEE. ENERGY Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE. [S.l.: s.n.], 2012. p. 691–697.*

TU, Qingrui; XU, Zheng; XU, Lie. Reduced Switching-Frequency Modulation and Circulating Current Suppression for Modular Multilevel Converters. **IEEE Transactions on Power Delivery**, Institute of Electrical e Electronics Engineers (IEEE), v. 26, n. 3, p. 2009–2017, jul. 2011. DOI: 10.1109/tpwr.2011.2115258.

YOO, Hyunjae; SUL, Seung-Ki. A new circuit design and control to reduce input harmonic current for a three-phase ac machine drive system having a very small dc-link capacitor. *In: IEEE. 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). [S.l.: s.n.], 2010. p. 611–618.*

ZARGARI, N. R.; CHENG, Z.; PAES, R. A Guide to Matching Medium-Voltage Drive Topology to Petrochemical Applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 54, n. 2, p. 1912–1920, mar. 2018. ISSN 0093-9994. DOI: 10.1109/TIA.2017.2785759.

APÊNDICE A – LINEARIZAÇÃO DE EQUAÇÕES EM TORNO DE UM PONTO DE OPERAÇÃO

No desenvolvimento do trabalho são obtidas as funções de transferência orientadas ao controle do conversor. O controle é realizado no domínio da frequência, geralmente empregando a transformada de Laplace, que é um operador contínuo. Entretanto, na maior parte dos casos o conjunto de equações obtidos é não linear ou apresenta não linearidades que impedem a aplicação direta da transformada de Laplace. Este anexo apresenta o conceito de linearização conhecido na literatura como perturbação em torno de um ponto de operação. Como exemplo, será calculada a função de transferência H_{i_s} .

Considere o sistema mostrado na Fig. 90, que representa a malha CC do HUmMC. Equacionando esta malha, encontra-se:

$$v_r + L_f \frac{di_{L_f}}{dt} - \check{v}_s = v_o. \quad (174)$$

A tensão \check{v}_s pode assumir três valores, $+v_{C_s}$, $-v_{C_s}$ e 0, dependendo dos sinais de comando s_{T_h} e s_{T_l} . Define-se um sinal de comando equivalente s_{FB} , tal que $s_{FB} \in \{-1, 0, 1\}$. Assim, a tensão sintetizada pelo ramo série é escrita como $\check{v}_s = v_{C_s} s_{FB}$.

Como o objetivo é encontrar um modelo linear, o primeiro passo consiste em linearizar os efeitos da comutação do ramo série, que ocorre com uma frequência f_s . Para isto, utiliza-se o conceito de valor médio quase instantâneo de uma variável comutada \check{x} , que consiste em calcular o valor médio da variável no intervalo T_s , onde $T_s = 1/f_s$. Define-se assim,

$$x = \langle \check{x} \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_t^{T_s+t} \check{x}(\tau) d\tau, \quad (175)$$

onde x representa o valor médio quase instantâneo da variável \check{x} em um intervalo T_s .

Aplicando o mesmo conceito à \check{v}_s é escrito:

$$v_s = \frac{1}{T_s} \int_t^{T_s+t} \check{v}_s(\tau) d\tau = \frac{1}{T_s} \int_t^{T_s+t} v_{C_s}(\tau) s_{FB}(\tau) d\tau. \quad (176)$$

A tensão v_{C_s} não é comutada e sua dinâmica é lenta em relação ao período de comutação. Embora do ponto de vista matemático faça sentido considerar a variação de v_{C_s} em um período T_s , do ponto de vista físico esta variação é insignificante. Outrossim, em geral alguma técnica de desacoplamento é utilizada para garantir que, do ponto de vista do controle, esta ondulação não tenha influência significativa. Assim, a equação (176) pode ser reescrita na forma:

$$v_s = \frac{v_{C_s}}{T_s} \int_t^{T_s+t} s_{FB}(\tau) d\tau = v_{C_s} d_s, \quad (177)$$

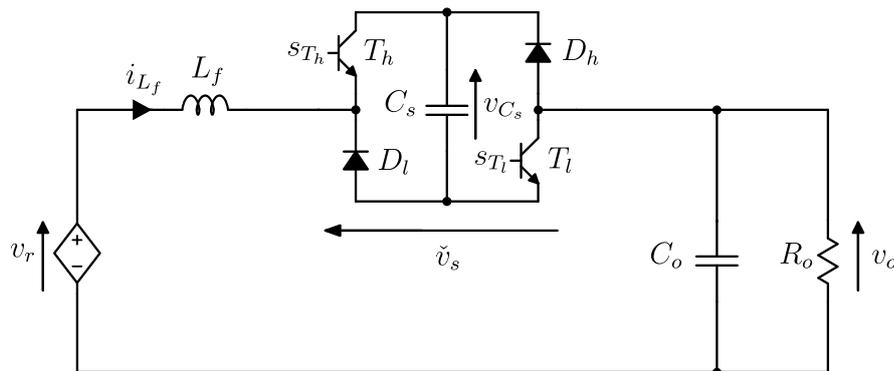
onde d_s representa o valor médio quase instantâneo do sinal de comutação s_{FB} .

À variável d_s é comumente atribuído o nome de razão cíclica, definida como a fração do período na qual um sinal equivalente está em nível lógico alto. Assumindo que o valor máximo da moduladora é igual ao da portadora, então $d_s = m_s$, com m_s representando a função de modulação.

Feitas estas considerações e notando que $v_s = m_s v_{C_p}$, (174) é reescrita como:

$$v_r + L_f \frac{di_{L_f}}{dt} - v_s = v_o \quad (178)$$

Figura 90 – Modelo elétrico equivalente do ramo CC do HU-MMC.



Fonte: O Autor.

A (178) está completamente definida em termos de T , isto é, não existem descontinuidades devido a comutação. Um modelo com estas características é conhecido como de grandes sinais.

A etapa seguinte consiste em linearizar o sistema em torno de um ponto de operação. Para isso, atribui-se a cada uma das variáveis x um valor CC (X) e uma pequena variação (\tilde{x}), tal que $x = X + \tilde{x}$. De forma intuitiva este processo consistem em causar uma pequena variação em uma variável controlada do sistema e observar o efeito nas demais variáveis. Assim, sendo $v_r = V_r + \tilde{v}_r$, $i_{L_f} = I_{L_f} + \tilde{i}_{L_f}$, $v_s = V_s + \tilde{v}_s$ e $v_o = V_o + \tilde{v}_o$ a (178) pode ser expressa em termo dos valores CC e pequenas variações na forma:

$$V_r + \tilde{v}_r + L_f \frac{d(I_{L_f} + \tilde{i}_{L_f})}{dt} - V_s - \tilde{v}_s = V_o + \tilde{v}_o. \quad (179)$$

Embora o conceito de pequena variação pareça empírico, basta fazer a formulação por derivadas para que ele se torne bem definido. Como a função de transferência deve relacionar uma pequena variação na variável controlada i_{L_f} às demais variáveis, o método é formalizado como uma linearização por série de Taylor na forma:

$$\begin{aligned} \tilde{i}_{L_f} + I_{L_f} = & i_{L_f}(V_r, V_s, V_o) + \tilde{v}_r \frac{\partial i_{L_f}(V_r, V_s, V_o)}{\partial v_r} + \\ & + \tilde{v}_s \frac{\partial i_{L_f}(V_r, V_s, V_o)}{\partial v_s} + \tilde{v}_o \frac{\partial i_{L_f}(V_r, V_s, V_o)}{\partial v_o} + \\ & + \text{Termos de Ordem Superior.} \end{aligned} \quad (180)$$

Desconsiderando os termos de ordem superior, (180) resulta em (179), a qual é linear em torno de um ponto de operação. Obtida a forma linear, a transformada de Laplace pode ser aplicada.