



**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

LUIZ DANIEL SANTOS BEZERRA

**CONTROLE DE CONVERSORES CA-CC DE ESTÁGIO ÚNICO COM CARGAS
SIMULTÂNEAS**

FORTALEZA

2018

Página em branco intencionalmente

LUIZ DANIEL SANTOS BEZERRA

CONTROLE DE CONVERSORES CA-CC DE ESTÁGIO ÚNICO COM CARGAS
SIMULTÂNEAS

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Eletrônica de Potência.

Orientador: Prof. Dr. René Pastor Torrico
Bascopé.

Coorientador: Prof. Dr. Cícero Marcos Tavares
Cruz.

FORTALEZA

2018

Página em branco intencionalmente

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca Universitária
Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

B469c Bezerra, Luiz Daniel Santos.
Controle de conversores CA-CC de estágio único com cargas simultâneas / Luiz Daniel Santos
Bezerra. – 2018.
199 f. : il. color.

Tese (doutorado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2018.

Orientação: Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé.

Coorientação: Prof. Dr. Cícero Marcos Tavares Cruz.

1. Conversores CA-CC de único estágio . 2. Conversores CA-CC multifuncionais. 3. Correção de fator
de potência. 4. Carregadores de bateria. I. Título.

CDD 621.3

Página em branco intencionalmente

LUIZ DANIEL SANTOS BEZERRA

CONTROLE DE CONVERSORES CA-CC DE ESTÁGIO ÚNICO COM CARGAS
SIMULTÂNEAS

Esta tese foi julgada adequada para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica, Área de concentração em Eletrônica de potência e Acionamentos, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará.

Aprovada em: 18/05/2018

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (PPGEE-UFC)

Prof. Dr. Telles Brunelli Lazzarin
Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC)

Prof. Dr. Marcello Mezaroba
Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC)

Prof. Dr. Bismark Claire Torrico
Universidade Federal do Ceará (PPGEE-UFC)

Prof. Dr. Cícero Marcos Tavares Cruz
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Júnior
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Página em branco intencionalmente

AGRADECIMENTOS

Ao povo brasileiro, que através dos impostos possibilita o acesso a laboratórios, profissionais e literatura de excelente qualidade.

Ao IFCE, Campus Maracanaú, por me disponibilizar tempo para a realização deste trabalho e desenvolvimento científico. À WEG por contribuir com o apoio financeiro para as bolsas de pesquisa. Ao LCE-UFC, LPC-IFCE por disponibilizar o espaço físico e equipamentos necessários ao projeto.

Ao professor René Pastor Torrico Bascope por sua primordial forma de orientar, amizade e disponibilidade para discutir diversos aspectos relevantes à conclusão deste trabalho, além da confiança que se desenvolveu durante estes meses de projeto. Agradeço também ao professor Cícero por acreditar em mim e no que é possível ser feito com garra e coragem. Agradeço aos professores Marcello Mezaroba, Telles Brunelli e Bismark Claire Torrico por disponibilizarem tempo para analisar e proporcionar uma série de contribuições e aprimoramentos da tese. Gostaria de agradecer aos professores Demercil, Fernando Antunes, José Carlos, Luiz Henrique, Otacílio, Ricardo Thé, Laurinda, Ruth Leão, Almeida, Ailson, Ivanildo, Filgueiras, por toda a paciência e disponibilidade durante o período da graduação e a pós-graduação. Um agradecimento especial ao Gustavo Castelo Branco pelos vários meses de trabalho em conjunto, discutindo e resolvendo problemas. Gostaria também de agradecer aos meus estagiários e bolsistas, que foram fundamentais para a conclusão deste e de muitos outros projetos, Clemídio, Dante Shimoda, Leandro e Everton. Aos meus colegas de graduação e de pós-graduação que sempre me apoiaram durante esta jornada complexa e repleta de desafios, Rômulo Thardelly, Thiago “Doutor”, Salomão Gomes, Rodrigo Ciarlini, Samuelson Mesquita, Elmano, Nelber, Raphael, Paulo Praça, Ranoyca, Rômulo Leite, Rômulo Ramos, entre outros que não lembro o nome agora.

À minha família e a minha namorada, Karina, e a minha filha, Heloísa, por me apoiarem nas difíceis horas de estudo e dedicação a este projeto.

Página em branco intencionalmente

*“Temos o destino que merecemos.
O nosso destino está de
acordo com os nossos Méritos”
Albert Einstein*

*“Não importa se você faz certo ou errado.
As pessoas sempre vão encontrar um motivo para te criticar”
Clarisse Lispector*

*“O trabalho poupa-nos de três grandes males: tédio, vício e necessidade”
Voltaire*

Página em branco intencionalmente

RESUMO

A tese trata do estudo de conversores CA-CC monofásicos e trifásicos de estágio único alimentando duas cargas simultâneas ligadas na saída, sendo uma resistiva e um banco de baterias. Quando se trata de um conversor alimentando uma carga resistiva pura ou uma carga não linear somente, o sistema de controle monitora a corrente de entrada para realizar a correção de fator de potência e tensão de saída. Já nos conversores CA-CC propostos, além das grandezas indicadas é monitorada a corrente através da bateria, pois durante o processo de recarga é fundamental que a corrente não ultrapasse o valor recomendado pelo fabricante de baterias para preservar sua vida útil. Para esta finalidade foi apresentada uma estratégia de controle baseado em diagramas de blocos onde são apresentadas funções de transferência-FT da planta. Para encontrar as funções de transferência da planta é realizada uma modelagem matemática dos conversores sob estudo, para esta finalidade foi incluído o modelo da bateria. Todas as funções de transferência foram validadas usando os recursos do programa PSIM. Nas estruturas foram usados controladores ressonantes (CR) pelo fato de se adaptarem melhor a dinâmica do sistema em malha fechada. É importante destacar que os conversores sob estudo apresentam aplicação em sistemas ininterruptos de energia (*Uninterruptible Power supplies-UPSs*) e veículos elétricos (VEs). Para mostrar a viabilidade da proposta, resultados experimentais foram obtidos e publicados para um retificador trifásico inicialmente de 300W e posteriormente de 3kW, incluindo uma versão monofásica para 1kW. Para simplificar a denominação, os conversores sob estudo são chamados de Conversores CA-CC de Estágio Único com Cargas Simultâneas - EUCS.

Palavras-chave: Conversores CA-CC de único estágio com cargas simultâneas, Conversores CA-CC com correção de fator de potência, Conversores CA-CC multifuncionais, Carregadores de bateria.

Página em branco intencionalmente

ABSTRACT

The thesis deals with the study of single-phase, single-phase and three-phase AC-DC converters feeding two simultaneous loads connected at the output, one being a resistive and one battery bank. When a converter feeds a pure resistive load or a non-linear load only, the control system monitors the input current to perform the power factor correction and the output voltage. In the proposed AC-DC converters with simultaneous loads, in addition to the latter quantities, a feedback loop of the current through the battery is also included, since during the recharging process it is essential that the current does not exceed the value recommended by the battery manufacturer, thus preserving its useful life. For this purpose, a control strategy was shown based on block diagrams showing plant-FT transfer functions. The mathematical modeling of the converters under study is developed to find the transfer functions of the plant, which includes the battery model. All transfer functions were checked using the features of the PSIM program. The modified resonant controllers (CR) were used because they better adapt to the system dynamics in closed loop. It is important to emphasize that the inverters under study present applications in uninterruptible power systems (UPS) and electric vehicles (EVs). To show the feasibility of the proposal, experimental results were obtained and published for a three-phase rectifier initially of 300W and later of 3kW, also including results for a single-phase 1kW version. To simulate the designation, the converters under study are called Single Stage Converters with Simultaneous Loads (SCSL).

Keywords: Single-stage AC-DC converter with simultaneous loads, AC-DC converters with power factor correction, Multifunction AC-DC converters, Battery chargers.

Página em branco intencionalmente

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1 – ESTIMATIVA DE CRESCIMENTO DO FLUXO DE DADOS NOS PRINCIPAIS <i>DATA CENTERS</i> – 2013-2018- IMAGEM EXTRAÍDA DE [2].....	31
FIGURA 2 – INDICADORES DE DEC E FEC ANUAIS NO PERÍODO DE 2004-2014, [1].....	32
FIGURA 3 – PROJEÇÃO DE VENDAS PARA VÉS NO MUNDO – IMAGEM EXTRAÍDA DE [4].	33
FIGURA 2.1 – MÚLTIPLAS CARGAS CONECTADAS EM UM ÚNICO BARRAMENTO CC: A) REALIMENTAÇÃO DE TENSÃO DE SAÍDA E CORRENTE DO CONJUNTO; B) CASO COM REALIMENTAÇÃO INDIVIDUALIZADA DAS CARGAS.....	37
FIGURA 2.2 – ARQUITETURAS DE DISTRIBUIÇÃO DE ENERGIA PARA <i>DATA CENTERS</i> : A) DISTRIBUIÇÃO DE ENERGIA EM TENSÃO ALTERNADA, B) TENSÃO CC EM NÍVEL DE <i>RACK</i> , E C) TENSÃO CC EM NÍVEL DE DISTRIBUIÇÃO (ADAPTADO DE [49]).....	39
FIGURA 2.3 – CLASSIFICAÇÃO DOS CARREGADORES DE BATERIAS EMPREGADOS EM VEÍCULOS ELÉTRICOS (ADAPTADO DE [92]).....	41
FIGURA 2.4 – DEFINIÇÕES DE SISTEMAS DE UPS DE ACORDO COM A NORMA NBR 15014 (2003). A) SISTEMA DE DUPLA CONVERSÃO, B) UPS DO TIPO <i>LINE-INTERACTIVE</i> , C) TIPO <i>STAND-BY</i> , D) DUPLA CONVERSÃO MODIFICADA.....	42
FIGURA 2.5 – CLASSIFICAÇÃO DE TOPOLOGIAS DE RETIFICADORES UNIDIRECIONAIS EM PASSIVO, HÍBRIDO E ATIVO, COM CARACTERÍSTICAS ELEVADORA OU ABAIXADORA, PROPOSTA POR [69], COM ADAPTAÇÕES.....	43
FIGURA 2.6 – PREDOMINÂNCIA DE APLICAÇÕES PARA OS DIVERSOS TIPOS DE BATERIAS (ADAPTADO DE [20]).....	45
FIGURA 2.7 – CLASSIFICAÇÃO DE BATERIAS EMPREGADAS EM VÉS: ENERGIA ESPECÍFICA VERSUS TAXA DE CARGA (ADAPTADO DE [92]).....	47
FIGURA 2.8 – PERFIS DE COMPENSAÇÃO TÉRMICA PARA BATERIAS VRLA A) TENSÃO DE FLUTUAÇÃO B) TENSÃO DE CARGA INTERMITENTE, TODOS EM FUNÇÃO DA TEMPERATURA AMBIENTE (ADAPTADO DE [52]).....	50
FIGURA 2.9 – PRINCIPAIS TIPOS DE PERFIS DE CARGA PARA BATERIAS (ADAPTADO DE [52] E [94]).....	51
FIGURA 2.10 – COMPARATIVO ENTRE PERFIS DE CARGA (ADAPTADO DE [52]).....	52
FIGURA 2.11 – ESTADO DA ARTE DE MODELOS ELÉTRICOS DE BATERIAS: A) THEVENIN, B), IMPEDÂNCIA, C) TEMPO- DE-EXECUÇÃO (ADAPTADO DE [46] E [60]).....	53
FIGURA 2.12 – ESTADO DA ARTE DE MODELOS ELÉTRICOS DE BATERIAS: A) IR, B), OTC, C) TTC (ADAPTADO DE [76]).....	54
FIGURA 2.13 – MODELO APRIMORADO DE BATERIA PROPOSTO POR [89].....	55
FIGURA 2.14 – MODELO DE BATERIA PROPOSTO POR [104].....	56
FIGURA 2.15 – MODELO DE BATERIA PROPOSTO PELO AUTOR.....	57
FIGURA 2.16 – SOLUÇÕES INTEGRADAS PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS: A) CONFIGURAÇÃO CLÁSSICA DO ACIONAMENTO DO MOTOR DE INDUÇÃO, B) MODIFICAÇÃO PARA A OPERAÇÃO DO INVERSOR COMO <i>BOOST</i> E MOTOR COMO INDUTOR, C) VERSÃO TRIFÁSICA, D) OPERAÇÃO INTEGRADA COM QUATRO MOTORES ELÉTRICOS.....	59
FIGURA 2.17 – ESQUEMA DO CONTROLADOR DE CORRENTE <i>DEAD-BEAT</i> POR HISTERESE ADAPTATIVO (ADAPTADO DE [30]).....	60
FIGURA 2.18 – EQUIVALÊNCIA ENTRE O CONTROLE POR EIXOS ROTACIONÁRIOS EM DQ COM OS CONTROLADORES P+RESSONANTE (ADAPTADO DE [36]).....	61
FIGURA 2.19 – CONTROLADOR POR ALOCAÇÃO DE PÓLOS SOB O FORMATO RST APLICADO AO CARREGADOR DE VÉS E VERSÃO COM SATURAÇÃO (ADAPTADO DE [63] E [64]).....	62
FIGURA 3.1 – ESTRUTURAS DE POTÊNCIA PARA O CONVERSOR UNIDIRECIONAL ABAIXADOR, A) CONVERSOR ABAIXADOR UNIDIRECIONAL COM FILTRO NO LADO CA, B) VERSÃO COM O FILTRO NO LADO CC, C) INCORPORAÇÃO DO ESTÁGIO ABAIXADOR NA PONTE, D) CONVERSOR UNIDIRECIONAL COM GTO NO LADO DA PONTE [38].....	69
FIGURA 3.2 – A) ESTRUTURA DE CONTROLE PARA O CONVERSOR ABAIXADOR PARA OPERAÇÃO COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA, B) MODIFICAÇÃO PROPOSTA NESTE TRABALHO PARA CONTROLE DA CORRENTE DE CARGA MÉDIA NA BATERIA.....	70
FIGURA 3.3 – PARTE SUPERIOR: CONVERSOR ABAIXADOR OPERANDO COMO CARREGADOR E PRÉ-REGULADOR DE FATOR DE POTÊNCIA. PARTE INFERIOR: MODELO DE BATERIA EMPREGADO NA SIMULAÇÃO.....	72
FIGURA 3.4 – RESULTADO DE SIMULAÇÃO DA METODOLOGIA PROPOSTA PARA A INCORPORAÇÃO DO CARREGADOR DE BATERIAS AO PRÉ-REGULADOR COM CONVERSOR ABAIXADOR. DE CIMA PARA BAIXO: REFERÊNCIA DE CORRENTE E LEITURA ATUAL DA CORRENTE ATRAVÉS DA BATERIA, TENSÃO DE REFERÊNCIA E VALOR ATUAL NA BATERIA, E VALORES DE SAÍDA DOS CONTROLADORES DE CORRENTE E DE TENSÃO.....	73
FIGURA 3.5 – DETALHE DE (A) DO RESULTADO DE SIMULAÇÃO DA METODOLOGIA PROPOSTA PARA A INCORPORAÇÃO DO CARREGADOR DE BATERIAS AO PRÉ-REGULADOR COM CONVERSOR ABAIXADOR.	73

FIGURA 3.6 – ESTRUTURAS DE POTÊNCIA PARA O CONVERSOR UNIDIRECIONAL ELEVADOR, A) CONVERSOR ELEVADOR UNIDIRECIONAL COM FILTRO DE EMI DO LADO CA, B) VERSÃO COM O INDUTOR DO ELEVADOR NO LADO CA, C) INCORPORAÇÃO DO ESTÁGIO ELEVADOR NA PONTE, D) CONVERSOR UNIDIRECIONAL DO TIPO INTERCALADO DE DUAS FASES [38].	75
FIGURA 3.7 – ESTRUTURAS DE POTÊNCIA PARA O CONVERSOR BIDIRECIONAL ELEVADOR, A) CONVERSOR ELEVADOR BIDIRECIONAL EM MEIA-PONTE, B) INVERSOR FONTE DE TENSÃO EM PONTE COMPLETA OPERANDO COMO ELEVADOR, C) COMPENSAÇÃO DE ONDULAÇÃO CC ATRAVÉS DE CAPACITORES E CONEXÃO COM PONTO CENTRAL CA E UMA TERCEIRO BRAÇO, D) COMPENSAÇÃO DE ONDULAÇÃO DA TENSÃO CC ATRAVÉS DE INDUTOR E TERCEIRO BRAÇO [38].	75
FIGURA 3.8 – CONVERSOR CA-CC ELEVADOR – BOOST OPERANDO COMO PRÉ-REGULADOR COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA. A) PRIMEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO PARA O SEMI-CICLO POSITIVO DA TENSÃO DA REDE ELÉTRICA, B) SEGUNDA ETAPA DE OPERAÇÃO. C) TERCEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO – FASE DESCONTÍNUA DA CORRENTE, D) MODELO SIMPLIFICADO DO RETIFICADOR, E) DETALHE DA OPERAÇÃO DO PRÉ-REGULADOR.	77
FIGURA 3.9 – A) ESTRUTURA DE CONTROLE PARA O CONVERSOR ELEVADOR PARA OPERAÇÃO COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA, B) MODIFICAÇÃO PROPOSTA NESTE TRABALHO PARA CONTROLE DA CORRENTE DE CARGA MÉDIA NA BATERIA.	78
FIGURA 3.10 – PARTE SUPERIOR: CONVERSOR ELEVADOR DO TIPO BRIDGELESS OPERANDO COMO CARREGADOR E PRÉ-REGULADOR DE FATOR DE POTÊNCIA, O MODELO DE BATERIA ESTÁ APRESENTADO NA FIGURA 3.3.	78
FIGURA 3.11 – RESULTADO DE SIMULAÇÃO DA METODOLOGIA PROPOSTA PARA A INCORPORAÇÃO DO CARREGADOR DE BATERIAS AO PRÉ-REGULADOR COM CONVERSOR ELEVADOR. DE CIMA PARA BAIXO: REFERÊNCIA DE CORRENTE E LEITURA ATUAL DA CORRENTE ATRAVÉS DA BATERIA, TENSÃO DE REFERÊNCIA E VALOR ATUAL NA BATERIA, E VALORES DE SAÍDA DOS CONTROLADORES DE CORRENTE E DE TENSÃO.	79
FIGURA 3.12 – DETALHE DO RESULTADO DE SIMULAÇÃO DA METODOLOGIA PROPOSTA PARA A INCORPORAÇÃO DO CARREGADOR DE BATERIAS AO PRÉ-REGULADOR COM CONVERSOR ELEVADOR. DE CIMA PARA BAIXO: REFERÊNCIA DE CORRENTE E LEITURA ATUAL DA CORRENTE ATRAVÉS DA BATERIA, TENSÃO DE REFERÊNCIA E VALOR ATUAL NA BATERIA, E VALORES DE SAÍDA DOS CONTROLADORES DE CORRENTE E DE TENSÃO.	80
FIGURA 3.13 – ESTRUTURAS DE POTÊNCIA PARA O CONVERSOR ELEVADOR-ABAIXADOR, A) CONVERSOR ABAIXADOR-ELEVADOR UNIDIRECIONAL ASSOCIADO À PONTE RETIFICADORA, B) INCORPORAÇÃO DO CONVERSOR ABAIXADOR-ELEVADOR À PONTE, C) VERSÃO ISOLADA – CONVERSOR FLYBACK, D) REFERENCIAL DO LADO DA CARGA [95], E) CONVERSOR FLYBACK SEM PONTE [93], F) FLYBACK INTERCALADO [38], [85].	83
FIGURA 3.14 – FORMAS DE ONDA TEÓRICAS PARA O CONVERSOR CA-CC FLYBACK OPERANDO COMO PRÉ-REGULADOR COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA DE ESTÁGIO ÚNICO. A) PRIMEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO PARA O SEMI-CICLO POSITIVO DA TENSÃO DA REDE ELÉTRICA, B) SEGUNDA ETAPA DE OPERAÇÃO DURANTE A ABERTURA DO INTERRUPTOR. C) TERCEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO, DURANTE O SEMI-CICLO NEGATIVO DA REDE ELÉTRICA, D) QUARTA ETAPA DE OPERAÇÃO DURANTE A ABERTURA DO INTERRUPTOR, E) FORMAS DE ONDA TEÓRICAS DO PRÉ-REGULADOR.	84
FIGURA 3.15 – RESULTADO DE SIMULAÇÃO DA METODOLOGIA PROPOSTA PARA A INCORPORAÇÃO DO CARREGADOR DE BATERIAS AO PRÉ-REGULADOR COM CONVERSOR FLYBACK ISOLADO. DE CIMA PARA BAIXO: REFERÊNCIA DE CORRENTE E LEITURA ATUAL DA CORRENTE ATRAVÉS DA BATERIA, TENSÃO DE REFERÊNCIA E VALOR ATUAL NA BATERIA, E VALORES DE SAÍDA DOS CONTROLADORES DE CORRENTE E DE TENSÃO.	85
FIGURA 3.16 – ESTRUTURAS DE POTÊNCIA PARA O CONVERSOR SEPIC, A) CONVERSOR SEPIC UNIDIRECIONAL ASSOCIADO À PONTE RETIFICADORA (DOIS ESTÁGIOS), B) VERSÃO ISOLADA (DOIS ESTÁGIOS), C) INCORPORAÇÃO DO CONVERSOR À PONTE RETIFICADORA (HÍBRIDO), D) VERSÃO COM UM INTERRUPTOR (HÍBRIDO), E) UM INTERRUPTOR BIDIRECIONAL (ESTÁGIO ÚNICO), F) SEPIC DE ESTÁGIO ÚNICO COM MODIFICAÇÕES PARA APLICAÇÃO EM CARREGADOR DE BATERIAS COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA.	86
FIGURA 3.17 – ESTRUTURAS DE POTÊNCIA PARA O CONVERSOR ZETA, A) ESTRUTURA COM PONTE, B) REFERENCIAL DO INTERRUPTOR CONECTADO AO DA PONTE RETIFICADORA, C) CONVERSOR ZETA DE ESTÁGIO ÚNICO, D) CONVERSOR ZETA ISOLADO COM SNUBBER LC.	88
FIGURA 3.18 – ESTRUTURAS DE POTÊNCIA PARA O CONVERSOR CŪK, A) CONVERSOR CŪK ASSOCIADO À PONTE RETIFICADORA, B) INCORPORAÇÃO DO INTERRUPTOR BIDIRECIONAL, C) VERSÃO ISOLADA – CONVERSOR CŪK, D) VERSÃO ISOLADA DO CONVERSOR CŪK COM INTERRUPTOR BIDIRECIONAL – “TRUE BRIDGELESS”, [61], E) ALTERAÇÃO PROPOSTA POR, F) VERSÃO COM UM ÚNICO DIODO E INDUTOR DE SAÍDA.	90

FIGURA 3.19 – RESULTADO DE SIMULAÇÃO DA METODOLOGIA PROPOSTA PARA A INCORPORAÇÃO DO CARREGADOR DE BATERIAS AO PRÉ-REGULADOR COM CONVERSOR CŪK ISOLADO. DE CIMA PARA BAIXO: REFERÊNCIA DE CORRENTE E LEITURA ATUAL DA CORRENTE ATRAVÉS DA BATERIA, TENSÃO DE REFERÊNCIA E VALOR ATUAL NA BATERIA, TENSÃO DA REDE ELÉTRICA E CORRENTE E VALORES DE SAÍDA DOS CONTROLADORES DE CORRENTE E TENSÃO.	91
FIGURA 3.20 – A) CONVERSOR <i>BUCK</i> UNIDIRECIONAL DE INTERRUPTOR ÚNICO, B) CONVERSOR <i>BUCK</i> UNIDIRECIONAL DE INTERRUPTOR DUPLO, C) CONVERSOR <i>BUCK</i> UNIDIRECIONAL DE TRÊS INTERRUPTORES, D) CONVERSOR <i>BUCK</i> UNIDIRECIONAL A SEIS INTERRUPTORES BASEADO NO INVERSOR FONTE DE CORRENTE. A REMOÇÃO DO DIODO D7 CONFIGURA A BI-DIRECIONALIDADE DOS CONVERSORES C) E D) [65], E) VERSÃO BI-DIRECIONAL COM QUATRO BRAÇOS [40].	93
FIGURA 3.21 – ESTRUTURAS DE POTÊNCIA TRIFÁSICAS PARA O CONVERSOR ELEVADOR (<i>BOOST</i>) UNI-DIRECIONAL, A) CONVERSOR <i>BOOST</i> UNIDIRECIONAL DE INTERRUPTOR ÚNICO, B) VERSÃO UNIDIRECIONAL COM TRANSFORMADOR ZIGZAG, OU RETIFICADOR MINESSOTA, C) RETIFICADOR UNIDIRECIONAL COM TRÊS INTERRUPTORES (RETIFICADOR VIENNA), D) VERSÃO EMPREGANDO TRANSFORMADORES NA CONEXÃO SCOTT [40].	94
FIGURA 3.22 – ESTRUTURAS DE POTÊNCIA TRIFÁSICAS PARA O CONVERSOR ELEVADOR (<i>BOOST</i>) BI-DIRECIONAL, A) CONVERSOR <i>BOOST</i> À QUARTO INTERRUPTORES, B) VERSÃO COM SEIS INTERRUPTORES SEM PONTO CENTRAL, C) VERSÃO COM PONTO CENTRAL E NEUTRO ([12] E [13]), D) VERSÃO COM QUATRO BRAÇOS PARA CONTROLE DA CORRENTE DE NEUTRO [40].	95
FIGURA 3.23 – DIAGRAMA DE BLOCOS DO CONJUNTO DE GERENCIAMENTO DE FLUXO DE POTÊNCIA DO RETIFICADOR TRIFÁSICO [86].	96
FIGURA 3.24 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO PROCESSO DE CARGA DE BATERIAS ATRAVÉS DE RETIFICADOR TRIFÁSICO A) TENSÕES NAS FASES 1, 2 E 3, ALÉM DA CORRENTE NA FASE 1, B) TENSÕES NAS BATERIAS E CORRENTE DE CARGA [86].	96
FIGURA 3.25 – ESTRUTURAS DE POTÊNCIA TRIFÁSICAS PARA O CONVERSOR ELEVADOR <i>BUCK-BOOST</i> . A) VERSÃO COM 6 INTERRUPTORES [32], B) VERSÃO COM 4 INTERRUPTORES [41].	97
FIGURA 3.26 – ESTRUTURAS DE POTÊNCIA TRIFÁSICAS A) <i>BOOST(VIENNA)+BUCK</i> , B) <i>BUCK+BOOST</i> [50].	98
FIGURA 3.27 – ESTRUTURAS DE POTÊNCIA TRIFÁSICAS PARA O CONVERSOR ELEVADOR <i>BUCK-BOOST</i> . A) VERSÃO UNIDIRECIONAL [53], B) VERSÃO BIDIRECIONAL BASEADA EM CONVERSOR MATRICIAL.	99
FIGURA 4.1 – DIAGRAMA DE POTÊNCIA DO CONVERSOR ELEVADOR <i>BOOST</i> OPERANDO COMO CARREGADOR. A) DIAGRAMA BÁSICO, B) SIMPLIFICAÇÃO DA PONTE RETIFICADORA, C) SIMPLIFICAÇÃO DO CONVERSOR OPERANDO APENAS EM MCC, D) PROPOSTA DE MODELO GENERALIZADO PARA A BATERIA, CONVERSOR E CARGA.	102
FIGURA 4.2 – DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA DE REALIMENTAÇÃO DO RETIFICADOR <i>BOOST</i> , (A) COM OPERAÇÃO COMO CARREGADOR, (B) SIMPLIFICAÇÃO DA DINÂMICA RÁPIDA DA MALHA DE CORRENTE.	102
FIGURA 4.3 – ANÁLISE DE RESPOSTA EM FREQUENCIA PARA A FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA $G_{ID}(S)=I_L(S)/D(S)$ (ESQ.), COM OS COMPARATIVOS DAS FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA SIMPLIFICADAS ($G_{IDS}(S)$, $G_{IDSS}(S)$) E $I_L(S)/D(S)$ (DIR.) COMPARADA COM OS RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.	109
FIGURA 4.4 – ANÁLISE DE RESPOSTA EM FREQUENCIA PARA A FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA $G_{VD}(S)=V_o(S)/D(S)$ (ESQ.), E $G_{VT}(S)=V_o(S)/I_L(S)$ (DIR.) COMPARADA COM OS RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.	110
FIGURA 4.5 – ANÁLISE DE RESPOSTA EM FREQUENCIA PARA A FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA $G_{BI}(S)=I_B(S)/I_L(S)$	110
FIGURA 4.6 – ANÁLISE DO COMPORTAMENTO GEOMÉTRICO DO LUGAR DAS RAÍZES DE $G_{ID}(S,D')$, AS SETAS INDICAM O EFEITO DA RAZÃO CÍCLICA COMPLEMENTAR A PARTIR DE 0 ATÉ O VALOR UNITÁRIO.	113
FIGURA 4.7 – ANÁLISE DO COMPORTAMENTO GEOMÉTRICO DO LUGAR DAS RAÍZES DE $G_{BI}(S,D')$, AS SETAS INDICAM O EFEITO DA RAZÃO CÍCLICA COMPLEMENTAR A PARTIR DE 0 ATÉ O VALOR UNITÁRIO.	113
FIGURA 4.8 – ANÁLISE DO COMPORTAMENTO GEOMÉTRICO DO LUGAR DAS RAÍZES DE $G_{VT}(S,D')$, AS SETAS INDICAM O EFEITO DA RAZÃO CÍCLICA COMPLEMENTAR A PARTIR DE 0 ATÉ O VALOR UNITÁRIO.	114
FIGURA 4.9 – A) CARACTERÍSTICA TRANSITORIA DE $T_{CC}(S)$ – EQ. (4.52), PARA DIVERENTES VALORES DE Ω_c , B) E C) CONTROLADOR P+RESSONANTE EM MALHA FECHADA PARA $\Omega_{cc}=2\pi 10\text{RAD/S}$ E $\Omega_{cc}=2\pi 40\text{RAD/S}$, RESPECTIVAMENTE.	119
FIGURA 4.10 – A) EQUAÇÕES (4.65) <i>VERSUS</i> (4.66), B) EQUAÇÕES (4.66) <i>VERSUS</i> (4.67), NAS DUAS FIGURAS, $\Omega_{cc}=2\pi 10\text{RAD/S}$ E $\Omega_{cc}=2\pi 60\text{RAD/S}$	121
FIGURA 4.11 – VERSÃO SIMPLIFICADA DA MALHA DE TENSÃO COM A MALHA DE CONTROLE DE CORRENTE DE CARGA DA BATERIA, E MODELOS SIMPLIFICADOS DO LADO CC.	122
FIGURA 4.12 – CONTROLADOR POR ALOCAÇÃO DE PÓLOS NO FORMATO RST, N(S) E W(S) SÃO OS MODELOS MATEMÁTICOS PARA O RÚIDO E PERTURBAÇÕES EXTERNAS, RESPECTIVAMENTE.	123
FIGURA 4.13 – CONTROLADOR POR ALOCAÇÃO DE PÓLOS NO FORMATO PID-RST MODIFICADO, N(S) E W(S) SÃO OS MODELOS MATEMÁTICOS PARA O RÚIDO E PERTURBAÇÕES EXTERNAS, RESPECTIVAMENTE.	125

FIGURA 4.14 – LUGAR DAS RAÍZES PARA A EXPRESSÃO (4.84), COM APRESENTAÇÃO DAS LINHAS DE MÁXIMO DE SOBRE-SINAL DE 2% E 5%, COM K_p VARIANDO DE 0,002 ATÉ 0,6.	127
FIGURA 4.15 – LUGAR DAS RAÍZES PARA A EXPRESSÃO (4.84), COM VARIAÇÃO DE CARGA, ENTRE OS LIMITES MÁXIMO E MÍNIMO DE CARGA.	128
FIGURA 4.16 – VISUALIZAÇÃO EM DIAGRAMA DE BLOCOS DO CONTROLADOR $C_b(s)$ PARA A MALHA DE CORRENTE DE CARGA DA BATERIA.	129
FIGURA 4.17 – SIMULAÇÃO NUMÉRICA DO CONTROLADOR DUPLO INTEGRADOR + PROPORCIONAL, CONSIDERANDO UMA REDUÇÃO DE 5F PARA 0,0005F. $\omega_b=2\pi 20\text{RAD/S}$	130
FIGURA 4.18 – OPERAÇÃO COM CARGA NOMINAL ($P_o=1500W$), EM DIVERSOS INSTANTES DE OPERAÇÃO DO RETIFICADOR. A) ENERGIZAÇÃO, B) INÍCIO DA REGULAÇÃO DA CORRENTE DE CARGA DA BATERIA, C)-D) TRANSIÇÃO DE REFERÊNCIA DE CORRENTE, E) OPERAÇÃO COM REGULAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA.	131
FIGURA 4.19 – DETALHE DA OPERAÇÃO COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA, DURANTE A FASE DE REGULAÇÃO DA CORRENTE DE CARGA DA BATERIA, COM POTÊNCIA NOMINAL.	132
FIGURA 4.20 – DETALHE DA OPERAÇÃO DE TRANSIÇÃO DE REFERÊNCIA DE CORRENTE DE CARGA, $I_{BREF} = 3A$, PARA $I_{BREF} = 2A$	133
FIGURA 4.21 – OPERAÇÃO COM ENVELHECIMENTO DE BATERIA: ESQUERDA – BATERIA ENVELHECIDA, DIREITA – BATERIA COM CAPACIDADE NOMINAL.	134
FIGURA 5.1 – FORMAS DE ONDA DA TENSÃO, CORRENTE E POTÊNCIA INSTANTÂNEAS PARA UM CONVERSOR OPERANDO COMO PRÉ-REGULADOR COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA.	137
FIGURA 5.2 – MODELO SIMPLIFICADO OBTIDO A PARTIR DA ANÁLISE DOS VALORES MÉDIOS DAS TENSÕES E CORRENTES NOS TERMINAIS ‘A’, ‘P’ E ‘C’ DO CONVERSOR DE DOIS NÍVEIS MONOFÁSICO.	138
FIGURA 5.3 – A) EQUAÇÕES (5.52) <i>VERSUS</i> (5.53), B) EQUAÇÕES (5.51) <i>VERSUS</i> (5.52), NAS DUAS FIGURAS, $\omega_{cc}=2\pi 10\text{RAD/S}$ E $\omega_{cc}=2\pi 60\text{RAD/S}$	146
FIGURA 5.4 – COMPARATIVO DE MODELOS ATRAVÉS DA ANÁLISE DE RESPOSTA EM FREQUÊNCIA: A) FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA $V_{diff}(s)/V_{ncc}(s)$ - EQUAÇÃO (5.65), B) FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA $V_{sum}(s)/I_{ref}(s)$ - EQUAÇÃO (5.66).	148
FIGURA 5.5 – DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA DE REALIMENTAÇÃO DO RETIFICADOR DE DOIS NÍVEIS.	149
FIGURA 5.6 – OPERAÇÃO COM CARGA NOMINAL ($P_o=1500W$), EM DIVERSOS INSTANTES DE OPERAÇÃO DO RETIFICADOR. A) ENERGIZAÇÃO, B) INÍCIO DA REGULAÇÃO DA CORRENTE DE CARGA DA BATERIA 1, C) TRANSIÇÃO DE REFERÊNCIA DE CORRENTE, D) OPERAÇÃO COM REGULAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA E) TRANSIÇÃO DE REFERÊNCIA DE TENSÃO COM LIMITAÇÃO DE CORRENTE DE CARGA.	150
FIGURA 5.7 – OPERAÇÃO COM CARGA NOMINAL ($P_o=1500W$) E TRANSIÇÃO DE DESEQUILÍBRIO DE CARGA ($P_o=50+750W$), EM DIVERSOS INSTANTES DE OPERAÇÃO DO RETIFICADOR. A) ENERGIZAÇÃO, B) INÍCIO DA REGULAÇÃO DA CORRENTE DE CARGA DA BATERIA 1 E 2, C) TRANSIÇÃO DE REFERÊNCIA DE CORRENTE, D) OPERAÇÃO COM REGULAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA E ENTRADA DO DESEQUILÍBRIO DE POTÊNCIA.	151
FIGURA 5.8 – TOPOLOGIA DO CONVERSOR DE POTÊNCIA CA-CC EUCS TRIFÁSICO A QUATRO FIOS [102].	152
FIGURA 5.9 – MODELO POR VALORES MÉDIOS DO CONVERSOR DE POTÊNCIA CA-CC EUCS TRIFÁSICO A QUATRO FIOS [102].	152
FIGURA 5.10 – PROPOSTA DE ALGORITMO DE CONTROLE PARA O CONVERSOR EUCS TRIFÁSICO [102].	153
FIGURA 5.11 – BANCADA EXPERIMENTAL DE 3kW DO EUCS TRIFÁSICO [102].	154
FIGURA 5.12 – RESULTADOS DE REGIME PERMANENTE DA OPERAÇÃO DO CONVERSOR EUCS - TENSÕES [102].	154
FIGURA 5.13 – RESULTADOS DE REGIME PERMANENTE DA OPERAÇÃO DO CONVERSOR EUCS - CORRENTES [102].	155
FIGURA 5.14 – RESULTADOS DE TRANSITÓRIO DA OPERAÇÃO DO CONVERSOR EUCS [102].	155
FIGURA 5.15 – RESULTADOS DE TRANSITÓRIO DA OPERAÇÃO DO CONVERSOR EUCS COM DESEQUILÍBRIO DE CARGA NO BARRAMENTO CC [102].	156
FIGURA 6.1 – TOPOLOGIA DO CONVERSOR DE POTÊNCIA CA-CC EUCS MONOFÁSICO.	159
FIGURA 6.2 – BANCADA EXPERIMENTAL DO CONVERSOR CA-CC EUCS MONOFÁSICO.	160
FIGURA 6.3 – FORMAS DE ONDA PARA OPERAÇÃO EM REGIME PERMANENTE DA MALHA DE CORRENTE, NA PARTE INFERIOR ESTÁ O DETALHE DA REGIÃO CIRCULADA.	162
FIGURA 6.4 – DETALHE DA RESPOSTA TRANSITÓRIA PARA O CONVERSOR EUCS MONOFÁSICO COM FREQUENCIA AMORTECIDA PROJETADA PARA $F_c=0,5\text{HZ}$	163
FIGURA 6.5 – DETALHE DA RESPOSTA TRANSITÓRIA PARA O CONVERSOR EUCS MONOFÁSICO COM FREQUENCIA AMORTECIDA PROJETADA PARA $F_c=1,0\text{HZ}$	163
FIGURA 6.6 – DETALHE DA RESPOSTA TRANSITÓRIA PARA O CONVERSOR EUCS MONOFÁSICO COM FREQUENCIA AMORTECIDA PROJETADA PARA $F_c=3,0\text{HZ}$	164

FIGURA 6.7 – RESULTADO EXPERIMENTAL X MODELO SIMULADO DA RESPOSTA A UM DEGRAU DE CORRENTE AMORTECIDO NO CONJUNTO DE BATERIAS DE 7AH.....	165
FIGURA 6.8 – RESULTADO EXPERIMENTAL X MODELO SIMULADO – VERIFICAÇÃO DO MODELO DE BATERIA UTILIZADO.	165
FIGURA 6.9 – RESULTADO EXPERIMENTAL X MODELO SIMULADO DA RESPOSTA A UM DEGRAU DE CORRENTE AMORTECIDO NO CONJUNTO DE BATERIAS EM BOM ESTADO.	166
FIGURA 6.10 – RESULTADO EXPERIMENTAL X MODELO SIMULADO DA RESPOSTA A UM DEGRAU DE CORRENTE AMORTECIDO NO CONJUNTO DE BATERIAS EM BOM ESTADO.	167
FIGURA 6.11 – RESULTADO EXPERIMENTAL X MODELO SIMULADO DA RESPOSTA A UM DEGRAU DE CORRENTE AMORTECIDO NO CONJUNTO DE BATERIAS COM MAIOR DEGRADAÇÃO.	167
FIGURA 6.12 – RESULTADO EXPERIMENTAL X MODELO SIMULADO DA RESPOSTA A UM DEGRAU DE CORRENTE AMORTECIDO NO CONJUNTO DE BATERIAS EM BOM ESTADO - DINÂMICA COM $\Omega_B=2,5\text{RAD/S}$ (LENTA).....	168
FIGURA 6.13 – RESULTADO EXPERIMENTAL X MODELO SIMULADO DA RESPOSTA A UM DEGRAU DE CORRENTE AMORTECIDO NO CONJUNTO DE BATERIAS COM MAIOR DEGRADAÇÃO – DINÂMICA COM $\Omega_B=2,5\text{RAD/S}$ (LENTA).	168
FIGURA 6.14 – RESULTADO EXPERIMENTAL X MODELO SIMULADO DA RESPOSTA A UM DEGRAU DE CARGA NO BARRAMENTO CC - CONJUNTO DE BATERIAS EM BOM ESTADO – DINÂMICA COM $\Omega_B=20\text{RAD/S}$ (RÁPIDA).	169
FIGURA 6.15 – RESULTADO EXPERIMENTAL X MODELO SIMULADO DA RESPOSTA A UM DEGRAU DE CARGA NO BARRAMENTO CC - CONJUNTO DE BATERIAS EM BOM ESTADO – DINÂMICA COM $\Omega_B=20\text{RAD/S}$ (RÁPIDA).	169
FIGURA 6.16 – RESULTADO PARA TRANSIÇÃO DE BATERIAS CONECTADAS AO BARRAMENTO CC – DINÂMICA COM $\Omega_B=20\text{RAD/S}$ (RÁPIDA).....	170
FIGURA 6.17 – RESULTADO EXPERIMENTAL PARA A TRANSIÇÃO DE MALHA DE TENSÃO E CORRENTE A PARTIR DO DEGRAU DE REFERÊNCIA NA CORRENTE DE CARGA DAS BATERIAS.....	171
FIGURA 6.18 – RESULTADO EXPERIMENTAL PARA A TRANSIÇÃO DE MALHA DE TENSÃO E CORRENTE A PARTIR DA TRANSIÇÃO DE BANCO DE BATERIAS.	171
FIGURA 6.19 – RESULTADO EXPERIMENTAL PARA A TRANSIÇÃO DE MALHA DE TENSÃO E CORRENTE A PARTIR DA TRANSIÇÃO ENTRE BANCO DE BATERIAS.	172
FIGURA 6.20 – RESULTADO EXPERIMENTAL PARA A TRANSIÇÃO DE MALHA DE TENSÃO E CORRENTE A PARTIR DA ENTRADA DE CARGAS NO BARRAMENTO CC.	172
FIGURA 6.21 – RESULTADO EXPERIMENTAL PARA A TRANSIÇÃO DE MÚLTIPLAS CARGAS E BATERIAS.	173
FIGURA 6.22 – RESULTADO EXPERIMENTAL DA HABILITAÇÃO DO CONTROLADOR RST NA MALHA DE TENSÃO. .	174
FIGURA 6.23 – RESULTADO EXPERIMENTAL PARA A TRANSIÇÃO.	174
FIGURA B0.1 – DIAGRAMA DO OPERADOR DELTA [36].....	195
FIGURA B0.2 – LUGAR GEOMÉTRICO DAS RAÍZES DO CONTROLADOR PR^2 COMPARATIVAMENTE À REALIZAÇÃO ATRAVÉS DE PONTO FLUTUANTE E A VERSÃO EM PONTO FIXO. O INCREMENTO NA PRECISÃO DE 9 BITS PARA 20 BITS É APRESENTADO NAS SETAS.	198
FIGURA B0.3 – RESPOSTA EM FREQUÊNCIA PARA DIFERENTES REALIZAÇÕES DO CONTROLADOR PR^2	199

Página em branco intencionalmente

LISTA DE TABELAS

TABELA 1 – CARACTERÍSTICAS ENERGÉTICAS DOS PRINCIPAIS ACUMULADORES (ADAPTADO DE [20]).....	46
TABELA 2 – PRINCIPAIS DADOS DE SIMULAÇÃO EMPREGADOS PARA VERIFICAÇÃO DO MODELO DO CONVERSOR <i>BOOST</i> UTILIZADO COMO CARREGADOR DE BATERIAS DE 12V.....	109
TABELA 3 – PARÂMETROS DE FREQUÊNCIA DO MODELO DO CONVERSOR <i>BOOST</i> UTILIZADO COMO CARREGADOR DE BATERIAS DE 12V.....	111
TABELA 4 – PARÂMETROS DE ENTRADA DO CONVERSOR DESCRITO PELA EQUAÇÃO (4.46) E AS CARACTERÍSTICAS TRANSITÓRIAS DESEJADAS.....	118
TABELA 5 – PARÂMETROS DE ENTRADA DO CONVERSOR DESCRITO PELA EQUAÇÃO (4.85) E AS CARACTERÍSTICAS TRANSITÓRIAS DESEJADAS.....	127
TABELA 6 – PARÂMETROS DE PROJETO DINÂMICO PARA AS MALHAS DO RETIFICADOR.....	130
TABELA 7 – INSTRUMENTAÇÃO EMPREGADA NA BANCADA EXPERIMENTAL.....	160
TABELA 8 – PARÂMETROS DO CONVERSOR DE POTÊNCIA MONOFÁSICO.....	160
TABELA 9 – LEITURAS RELACIONADAS E APRESENTADAS NA FIGURA 6.2.....	161
TABELA 10 – DADOS COMPARATIVOS DOS PRINCIPAIS TIPOS DE ACUMULADORES SECUNDÁRIOS, PARA APLICAÇÕES ATUAIS E FUTURAS (ADAPTADO DE [20]).....	192
TABELA 11 – CONVERSÃO DE COEFICIENTES PARA O FILTRO IIR DISCRETO E NO OPERADOR DELTA.....	196
TABELA 12 – CONVERSÃO DE COEFICIENTES PARA O CONTROLADOR PR^2 E CONTROLADOR NO FORMATO DISCRETO – ATRAVÉS DA TRANSFORMADA BILINEAR.....	197
TABELA 13 – CONVERSÃO DE COEFICIENTES PARA O CONTROLADOR PR^2 E CONTROLADOR NO FORMATO DISCRETO – ATRAVÉS DA TRANSFORMADA BILINEAR.....	197
TABELA 14 – VALORES DE COEFICIENTES PARA O CONTROLADOR PR^2 E CONTROLADOR NO FORMATO DISCRETO – ATRAVÉS DA TRANSFORMADA BILINEAR E OPERADOR DELTA.....	197
TABELA 15 – VALORES DE COEFICIENTES PARA O CONTROLADOR PR^2 E CONTROLADOR NO FORMATO DISCRETO – ATRAVÉS DA TRANSFORMADA BILINEAR E OPERADOR DELTA.....	198

Página em branco intencionalmente

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolo	Significado	Unidade
π	Número transcendental $\pi = 3,141592\dots$	-
e	Número de Euler $e = 2,718281\dots$	-
j	Número complexo $\sqrt{-1}$	-
θ, φ	Angulo	Rad
s	Variável complexa	-
ω	Frequência	Rad/s
ω_0	Frequência natural de oscilação do filtro LC	Rad/s
η	Rendimento	-
η_{global}	Rendimento global	-
T_s	Período de comutação	s
f_{sw}	Frequência de comutação	Hz
f_R	Frequência da rede elétrica	Hz
V_m	Tensão máxima	Volts
V_o	Tensão de saída	Volts
V_b	Tensão de bateria	Volts
V_c	Tensão no capacitor	Volts
V_g	Tensão na entrada ou de rede	Volts
I_L	Corrente através do indutor	Ampères
I_o	Corrente através da saída	Ampères
I_b	Corrente através da bateria	Ampères
I_c	Corrente através do capacitor	Ampères
R_e	Resistência equivalente	Ohms
r_L	Resistência série equivalente no indutor	Ohms
r_C	Resistência série equivalente no capacitor	Ohms
$r_{b;B}$	Resistência série equivalente na bateria	Ohms
X_L	Reatância indutiva	Ohms
X_C	Reatância capacitiva	Ohms
Z	Impedância	Ohms
$P_{carga; bateria}$	Potências de carga ou de bateria	Watts
ΔB_{max}	Máxima variação de fluxo magnético	Tesla
L_o	Indutor de saída	Henry
C_o	Capacitância de saída	Farads
$C_{b;B}$	Capacitância equivalente da bateria	Farads
Δ	Ondulação de uma determinada grandeza	-
d	Razão cíclica de pequenos sinais	-
D	Razão cíclica	-
D_n, D'	Razão cíclica complementar	-
K_p	Ganho proporcional	-
K_i	Ganho integral	-
K_d	Ganho derivativo	-

Página em branco intencionalmente

ACRONIMOS E ABREVIATURAS

Sigla	Significado
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
AWG	<i>American Wire Gauge</i>
CHESF	Companhia Hidro-Elétrica do São Francisco
CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
EUCS	Estágio único com cargas simultâneas
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
PFC	<i>Power Factor Correction</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
PFCCR	Correção de Fator de Potência, Carregamento e Regulação
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
UFC	Universidade Federal do Ceará
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i>
IIR	<i>Infinite Impulse Response</i>
FIR	<i>Finite Impulse Response</i>
RMS	<i>Root-Mean-Square</i>
AVG	<i>Average Value</i>

Página em branco intencionalmente

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO GERAL	31
2	REVISÃO SOBRE CONVERSORES CA-CC ALIMENTANDO CARGAS SIMULTÂNEAS	37
2.1	INTRODUÇÃO	37
2.2	CLASSIFICAÇÃO DAS FONTES ININTERRUPTAS DE ENERGIA SEGUNDO AS NORMAS IEC E NBR.....	41
2.2.1	<i>Classificação das baterias.</i>	44
2.2.2	<i>Principais tipos de baterias recarregáveis.</i>	46
2.2.3	<i>Métodos de recarga de baterias.</i>	48
2.2.4	<i>Modelos elétricos de baterias</i>	52
2.3	CLASSIFICAÇÃO DE CARREGADORES DE VES E UPS.....	57
2.4	TÉCNICAS DE CONTROLE ADOTADAS EM CONVERSORES CA-CC EUCS	60
2.5	MOTIVAÇÃO DA TESE	64
2.6	CONCLUSÕES	65
3	ARQUITETURAS DE CONVERSORES CA-CC MONOFÁSICOS E TRIFÁSICOS COM CARGAS SIMULTÂNEAS.....	67
3.1	INTRODUÇÃO	67
3.2	CONVERSORES CA-CC MONOFÁSICOS	67
3.2.1	<i>Família Abaixadora – Buck</i>	67
3.2.2	<i>Família Elevadora – Boost</i>	73
3.2.3	<i>Família Abaixadora-Elevadora – Buck-Boost</i>	80
3.2.4	<i>Família Sepic</i>	85
3.2.5	<i>Família Zeta</i>	87
3.2.6	<i>Família Cúk</i>	89
3.3	CONVERSORES CA-CC TRIFÁSICOS	91
3.3.1	<i>Família Abaixadora – Buck</i>	91
3.3.2	<i>Família Elevadora – Boost</i>	94
3.3.3	<i>Família Abaixadora-Elevadora – Buck-Boost e demais conversores.</i>	97
3.4	ARQUITETURAS ESTUDADAS NA TESE	99
3.4.1	<i>Conversor CA-CC Monofásico da Família Boost.</i>	99
3.5	CONCLUSÕES	100
4	ESTUDO DO CONVERSOR CA-CC MONOFÁSICO DA FAMÍLIA BOOST COM CARGAS SIMULTÂNEAS	101
4.1	INTRODUÇÃO	101
4.2	MODELAGEM DO CONVERSOR BOOST OPERANDO COMO RETIFICADOR E CARREGADOR.....	101
4.2.1	<i>Verificação através de simulação.</i>	108
4.2.2	<i>Análise das funções de transferência do conversor.</i>	110
4.2.3	<i>Análise da variação da razão cíclica nas funções de transferência.</i>	112
4.2.4	<i>Análise do efeito da degradação da bateria nas funções de transferência.</i>	114
4.3	PROJETO DOS CONTROLADORES DE CORRENTE E TENSÃO COM CARACTERÍSTICAS TRANSITÓRIAS DESEJADAS.....	115
4.4	PROJETO DO CONTROLADOR DE TENSÃO COM CARACTERÍSTICAS TRANSITÓRIAS DESEJADAS.	123
4.4.1	<i>Efeito da variação paramétrica da carga no lugar das raízes em malha fechada.</i>	128
4.5	PROJETO DO CONTROLADOR DE CORRENTE DE CARGA DAS BATERIAS COM CARACTERÍSTICAS TRANSITÓRIAS DESEJADAS	128
4.6	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	130
4.7	CONCLUSÃO.....	134
5	ANÁLISE DO CONVERSOR ELEVADOR BIDIRECIONAL DE DOIS NÍVEIS.....	137
5.1	INTRODUÇÃO	137
5.2	ANÁLISE DO CONVERSOR ELEVADOR BIDIRECIONAL DE DOIS NÍVEIS.	137
5.3	VERIFICAÇÃO DOS MODELOS TEÓRICOS ATRAVÉS DA ANÁLISE DE RESPOSTA EM FREQUÊNCIA.....	147
5.4	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	148
5.5	TOPOLOGIA DO CONVERSOR CA-CC TRIFÁSICO - EUCS.....	151
5.6	PROPOSTA DE UM MÉTODO DE CONTROLE DA VERSÃO TRIFÁSICA DO CONVERSOR CA-CC - EUCS..	152

5.7	RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONTROLE DA VERSÃO TRIFÁSICA DO CONVERSOR CA-CC - EUCS	154
5.8	CONCLUSÃO	157
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	159
6.1	METODOLOGIA UTILIZADA PARA OBTENÇÃO E COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS	159
6.2	RESULTADOS EXPERIMENTAIS DA MALHA DE CORRENTE DA REDE ELÉTRICA	161
6.3	RESULTADOS EXPERIMENTAIS DA MALHA DE CORRENTE DA BATERIA	164
6.3.1	<i>Modelo elétrico da bateria.....</i>	<i>164</i>
6.3.2	<i>Resposta em malha fechada – corrente através da bateria.....</i>	<i>166</i>
6.3.3	<i>Resposta dinâmica em malha fechada – corrente através da bateria – transitório de carga no barramento CC.....</i>	<i>168</i>
6.4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS DA MALHA DE TENSÃO DA BATERIA	170
6.5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS DA TRANSIÇÃO ENTRE MALHAS DE GERENCIAMENTO DE CARGA DA BATERIA – OPERAÇÃO COM O CONTROLADOR RST	173
6.6	CONCLUSÕES.....	174
7	CONCLUSÃO GERAL E TRABALHOS FUTUROS	177
7.1	CONCLUSÃO GERAL.....	177
7.2	TRABALHOS FUTUROS	178
	REFERÊNCIAS.....	181
	APÊNDICE A - TABELA DE DADOS COMPARATIVOS DE BATERIAS.....	192
	APÊNDICE B - REALIZAÇÃO DOS CONTROLADORES EMPREGADOS NA TESE.....	194

1 INTRODUÇÃO GERAL

A energia elétrica se tornou imprescindível para a qualidade de vida da sociedade do século XXI. Nosso mundo tecnológico é profundamente dependente da contínua disponibilidade de energia elétrica. Na grande maioria dos países, a energia elétrica comercial é disponibilizada através da rede de interconexões entre a geração e os consumidores. A rede elétrica deve suprir as necessidades energéticas para consumidores residenciais, iluminação, aquecimento, refrigeração, condicionamento de ar, transporte, além das demandas consideradas críticas, como o fornecimento de energia para agências governamentais, indústrias, médicas, financeiras, comerciais, além da infra-estrutura de comunicação. Em uma recente análise, a falha no fornecimento de energia elétrica para empresas de caráter industrial e de comércio digital causa a perda de US\$ 45,7 bilhões por ano, apenas nos Estados Unidos da América [3]. Na presente data em que esta tese é escrita, é estimado que o fluxo de dados IP (*internet protocol*) nos principais *data centers* esteja na ordem de 4,7 zettabytes ($4,7 \times 10^{21}$ bytes) por ano, [2]. Com a elevação da demanda por tráfego de dados, estimando ultrapassar os 8,6 zettabytes ($8,6 \times 10^{21}$ bytes) no final de 2018, [2]. A Figura 1 exibe a estimativa da Cisco® para esta tendência mundial. A demanda para a expansão no fluxo de dados irá acarretar na construção de novos *data centers*, ou expansão dos existentes, incremento na infra-estrutura de rede, e por consequência, maior demanda por equipamentos que garantam a disponibilidade energética durante uma falha da rede elétrica, as UPS (*Uninterruptible Power Supplies*), conhecidos no Brasil como *Nobreaks*.



Figura 1 – Estimativa de crescimento do fluxo de dados nos principais *data centers* – 2013-2018- Imagem extraída de [2].

No Brasil, a Figura 2 mostra a situação dos indicadores de Duração Equivalente de Interrupção por Unidade Consumidora (DEC) e Frequência Equivalente de Interrupção por Unidade Consumidora (FEC) no período de 2004 a 2014, [1].

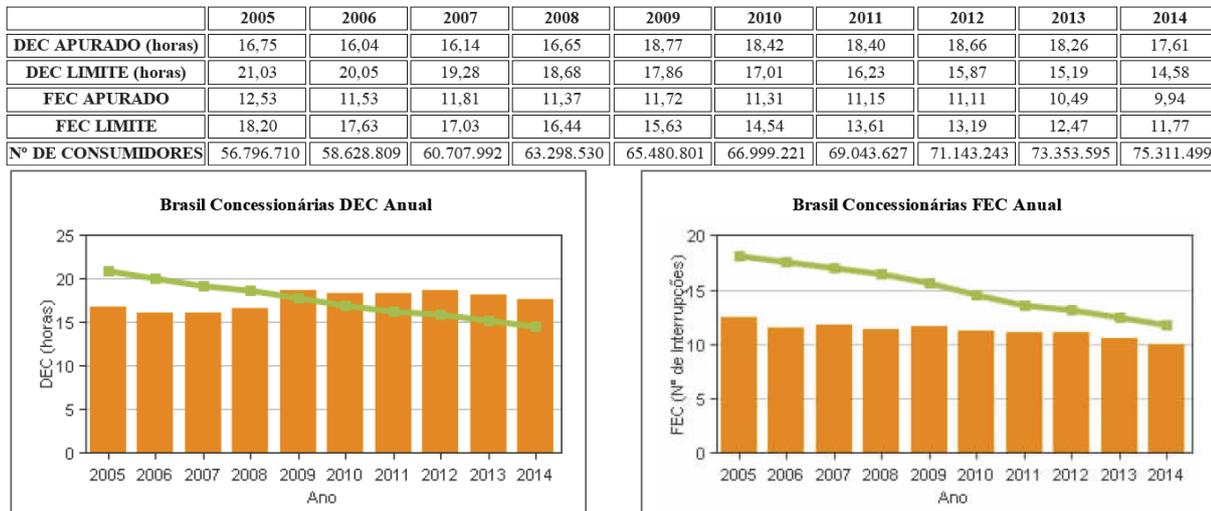


Figura 2 – Indicadores de DEC e FEC anuais no período de 2004-2014, [1].

Estes indicadores mostram que mesmo com a melhoria dos índices de qualidade do fornecimento da energia elétrica, a quantidade de interrupções no fornecimento de energia elétrica e tempo de duração médio da falta, ainda estão acima dos limites estabelecidos. Para cargas consideradas críticas, tais limites são inaceitáveis, o que obrigam as empresas ou instituições a empregar *UPSs* visando à continuidade do fornecimento de energia elétrica.

Além dos *data centers*, existe uma tendência mundial para o crescimento no mercado dos Veículos Elétricos (VEs). Na projeção de longa duração, os VEs são importantes para os países que querem descarbonizar o setor de transportes. Em 2012 existiam no mundo um valor aproximado de 180 mil VEs, e é projetado que, em 2020, este número chegue a 20 milhões [4]. A Figura 3 mostra a tendência para as vendas de VEs nos principais mercados consumidores. Este crescimento é proporcionado pela redução nos custos de produção das baterias, através de um considerável esforço global de pesquisa e desenvolvimento para resolver os principais problemas que os VEs possuem [4].

Um dos grandes desafios dos VEs está no tempo necessário para carregar a bateria. Dois métodos são bem conhecidos, o carregamento lento, na qual necessita de 4 a 12 horas para ocorrer a recarga completa e a carga rápida, na qual este período é reduzido para 0,5 a 2 horas.

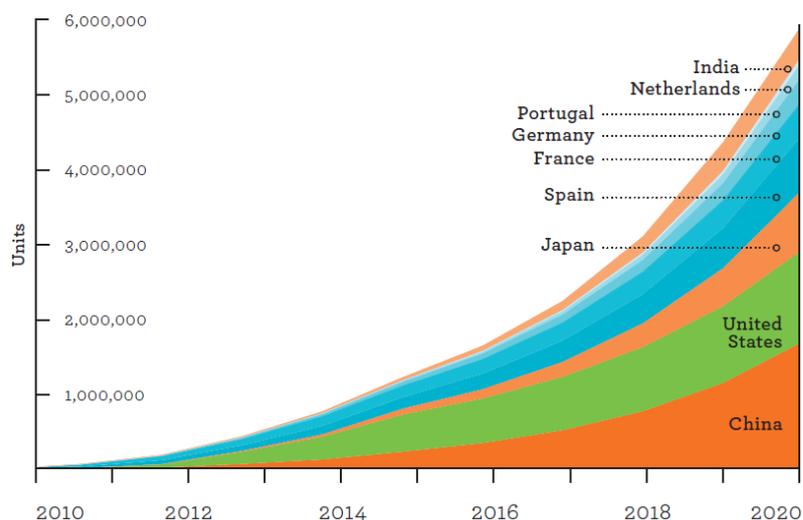


Figura 3 – Projeção de vendas para VEs no mundo – Imagem extraída de [4].

Neste contexto entram os retificadores monofásicos e trifásicos para carregamento de baterias, sejam estes aplicados em *UPS* para *data centers*, ou mesmo para o carregamento das baterias dos VEs. A interface entre um VE, ou uma *UPS* e a rede elétrica é realizada através de um retificador, seja ele trifásico ou monofásico, este dispositivo transfere a energia do sistema elétrico para armazená-la no banco de baterias eletroquímicas.

Os retificadores permitem a conversão de tensão alternada em tensão contínua. Nos retificadores não controlados convencionais, o fator de potência (FP) é considerado abaixo dos limites estabelecidos pelas normas internacionais [5], [7] e a taxa de distorção harmônica da corrente circulante pela rede elétrica apresenta valor muito acima do que é estabelecido [7], além de não haver um controle adequado no processo de carga e monitoração das baterias. As consequências destas características estão presentes na rede elétrica atual: distorções na tensão de alimentação, incremento nas perdas por efeito Joule nas redes de distribuição, além de interferências eletromagnéticas, que ocasiona mal funcionamento em outros equipamentos elétricos [15]-[17].

Através da inclusão de dispositivos passivos de filtragem (por exemplo, indutores, seja no lado CC ou no lado CA), os retificadores baseados em ponte podem apresentar um fator de potência dentro do estabelecido pelas normas internacionais, porém a taxa de distorção harmônica da corrente de entrada, e a falta de regulação da tensão de saída continuam sendo alguns dos elementos que inviabilizam a aplicação destas topologias, [15]-[17] e [69].

Conversores híbridos, em que são introduzidos dispositivos ativos de filtragem (retificadores híbridos, nos quais é introduzido um filtro-ativo, processando apenas uma parte da potência nominal da carga), também são uma solução para aprimorar a taxa de distorção

harmônica, entretanto a regulação da tensão de saída do retificador se torna limitada a uma faixa restrita de valores, [15]-[17] e [69].

Os retificadores controlados aprimoram a qualidade da energia absorvida da rede elétrica, seja através do controle do fator de potência, incremento no rendimento, redução na taxa de distorção harmônica, regulação da tensão de saída, entre outros parâmetros.

Porém, apenas o retificador controlado, da forma como é abordado na literatura corrente, é permitido apenas regular a tensão de saída e delinear o formato da corrente de entrada. Para que ocorra o processo de carregamento de baterias, é necessário introduzir um conversor auxiliar, ou carregador de baterias, para permitir o correto procedimento de transferência de energia da rede elétrica para o acumulador químico. Assim, são necessários, no mínimo, dois estágios de processamento de energia, um que é a interface com a rede elétrica e outro que é a interface com as baterias. Tal abordagem apresenta algumas características peculiares:

- Dois estágios de conversão sempre apresentarão eficiência inferior à de estágio único;
- Maior custo no quantitativo de materiais, se comparado com a solução de estágio único;
- Dois estágios permitem um projeto mais simples dos controladores, pois cada conversor/estágio pode ser projetado de forma independente;
- Dois estágios flexibilizam o processo de manutenção, por exemplo: em uma falha, um dos estágios pode ficar intacto; o que não ocorre na solução de único estágio, se ele falhar, tanto o sistema perde a funcionalidade de interface com a rede elétrica quanto a de carregador de baterias.

Desta forma, este trabalho propõe o estudo de algumas topologias, monofásicas e trifásicas, além de técnicas de controle, visando incorporar a funcionalidade de dois estágios de potência em um único estágio. O gerenciamento do processo de carga, limitação de corrente, perfis de carga, curvas de limitação de potência, corrente, ou tensão, ficam sob responsabilidade de um controlador e suas malhas de controle. Estas por sua vez comandam a seqüência de comutação do único estágio de conversão.

▪ **Estrutura do trabalho**

Neste contexto é realizada uma revisão bibliográfica disponibilizada no Capítulo 1, e é verificado que há a necessidade de fornecer alternativas às diversas configurações existentes

para sistemas de *UPSs*, bem como aprimoramentos nos sistemas de carregamento de baterias para VEs, uma vez que as topologias de potência e circuitos de controle podem ser utilizados em ambos os casos, com as devidas adaptações. A análise dos diversos trabalhos produzidos na área é apresentada e algumas propostas topológicas adequadas para o projeto são discutidas. No final é apresentada a configuração adotada no projeto.

No Capítulo 2 é realizado o estudo de algumas configurações monofásicas e trifásicas com capacidade de fornecimento de energia à múltiplas cargas, incluindo algumas simulações teóricas para verificação da múltipla funcionalidade (correção de fator de potência+carregamento de baterias+regulação de tensão, ou abreviadamente PFCCR, ou de Estágio único com cargas simultâneas - EUCS). O conversor é responsável por elevar a tensão CC das baterias para um nível adequado para o próximo estágio, o inversor, de forma a possibilitar que a tensão na saída deste seja compatível com a rede elétrica, em frequência e em valor eficaz. É apresentado o princípio de funcionamento e as equações básicas que regem a topologia adotada.

No Capítulo 3 é apresentada a análise teórica do conversor unidirecional elevador três níveis com operação EUCS, para o carregamento de baterias, impacto que as malhas auxiliares apresentam, bem como metodologias para mitigar os problemas encontrados com a adaptação da topologia. O dimensionamento dos elementos magnéticos, esforços de corrente e tensão nos semicondutores são apresentados de forma breve, uma vez que já existe considerável literatura sobre o assunto. É apresentado o projeto do controlador de corrente, tensão e híbrido para realização das malhas de controle do conversor, visando o carregamento de baterias, regulação de tensão.

No Capítulo 4 é apresentada a continuidade do trabalho, através da extensão dos Capítulos 2 e 3 para o conversor bidirecional monofásico e sua versão trifásica. É apresentada a análise qualitativa do conversor elevador monofásico bidirecional, e a aplicação alimentando múltiplas cargas com elevado fator de potência - EUCS. Também são apresentados maiores detalhes dos métodos e modelos apresentados no artigo publicado em revista, descrevendo as idéias, modelos, metodologia e os resultados experimentais presentes em [102].

No Capítulo 5 são apresentados e discutidos os resultados experimentais para um protótipo monofásico de conversor EUCS bidirecional à três níveis, formado através de um conversor ponte completa. Estão presentes os comparativos entre os resultados de bancada do

protótipo até 1kW e comparados com os resultados teóricos obtidos através de simulação com as dinâmicas projetadas, mostrando a aplicação do desenvolvimento teórico. São empregados alguns cenários, tais como transitórios de carga ou transição de bancos de baterias degradadas ou em bom estado para mostrar robustez à variação paramétrica da metodologia de projeto proposto no presente trabalho, validando as idéias desenvolvidas nos Capítulos 3 e 4.

Por fim, nos Apêndices A e B estão relacionados algumas tabelas com informações sobre os principais tipos de acumuladores eletroquímicos e métodos computacionais empregados para realizar os controladores propostos no trabalho.

É esperado que esta obra proporcione as seguintes contribuições:

- Um conceito de retificação com estágio único para cargas simultâneas – EUCS;
 - Gerenciamento de múltiplas atividades que o conversor EUCS apresenta: elevado fator de potência, regulação da tensão de barramento, gerenciamento de estados de carga de bateria, flexibilidade nos métodos de carga de baterias.
 - Elevado fator de potência independente do tipo de carga conectado;
 - Controle da carga das baterias através do emprego de múltiplas malhas e o gerenciamento não linear das mesmas;
 - Modelos dinâmicos dos retificadores, visando à simulação, teste e projeto das malhas;
 - Modelos dinâmicos simplificados de baterias, visando à simulação, teste e projeto das malhas;
 - Modelos de controladores modificados, não tradicionais (PR^2 , duplo integrador, alocação de pólos RST) aplicados a controle em malha fechada do conversor EUCS;
 - Modelagem simplificada do retificador, seja do lado da rede elétrica, seja do lado da carga para facilitar e aprimorar o projeto de malha fechada.
 - Simplificação do projeto de *UPSs* trifásicas ou carregadores monofásicos para as mais variadas aplicações.
 - Uma revisão sobre o presente estado-da-arte da tecnologia de carregadores de baterias empregando conversores comutados em alta frequência.
-

2 REVISÃO SOBRE CONVERSORES CA-CC ALIMENTANDO CARGAS SIMULTÂNEAS

2.1 Introdução

Este capítulo inicial foi elaborado com os seguintes objetivos:

- Introduzir ao leitor a contextualização do trabalho;
- Apresentar o estado-da-arte de tecnologia de baterias;
- Apresentar o estado-da-arte dos conversores aplicados para fontes ininterruptas de energia e veículos elétricos, no que se refere ao estágio carregador de baterias;

Para permitir esta análise, são consideradas as principais publicações na área de eletrônica de potência, abrangendo trabalhos desde o início da década de 90 até o presente.

A parte eletrônica de equipamentos elétricos de grande porte, que obtém energia elétrica de sistemas monofásicos ou trifásicos, é geralmente concebida de dois estágios. O primeiro converte a tensão alternada da rede elétrica em contínua, e o segundo estágio adapta este valor para um nível compatível com o da carga, com ou sem isolamento galvânica. Em muitas aplicações é conveniente que exista apenas uma única direção no fluxo de potência ([15]-[17], [69] e [79]).

A idéia de fornecimento de energia a cargas simultâneas é apresentada na Figura 2.1. As cargas podem ser um conversor estático, um acumulador, ou mesmo um estágio que necessite de energia em tensão contínua. Para os retificadores apresentarem característica favorável à rede elétrica (ou seja, apresentem reduzida taxa de distorção harmônica da corrente circulante entre a rede e o retificador) geralmente se emprega a retificação ativa, onde a corrente e a tensão da rede elétrica são lidas e re-alimentadas em uma malha fechada.

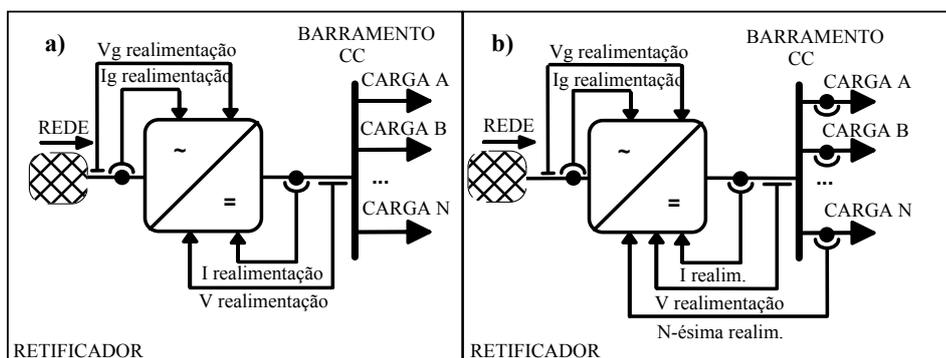


Figura 2.1 – Múltiplas cargas conectadas em um único barramento CC: a) realimentação de tensão de saída e corrente do conjunto; b) caso com realimentação individualizada das cargas.

No caso apresentado na Figura 2.1 a), o retificador apresenta apenas realimentação de tensão e corrente na saída do ponto de conexão comum das cargas, ou seja, para o retificador

o conjunto de cargas pode ser observado como uma única carga equivalente, em que a corrente circulante dependerá exclusivamente da impedância equivalente individualizada e da tensão de barramento CC. Nesta configuração é possível apenas controlar a tensão total do barramento CC ou limitar a corrente entregue à totalidade equivalente das cargas.

Na configuração apresentada na Figura 2.1 b), cada carga apresenta uma realimentação individualizada o que permite uma flexibilidade adicional no gerenciamento das correntes circulantes através de cada carga, por meio da inclusão de malhas de controle adicionais. Tal estratégia é o principal foco deste trabalho e caracteriza a multifuncionalidade do conversor EUCS, na qual ele além de proporcionar a regulação da tensão total do barramento CC. Ele também será responsável por gerenciar as correntes individualizadas de cada carga, evitando o emprego de conversores auxiliares, e ainda garantindo a operação com elevado fator de potência para todas as condições de operação de fornecimento de energia à carga ou para a bateria. As aplicações desta configuração são descritas a seguir.

Em *data centers*, são consideradas três arquiteturas de distribuição de energia [49]: Em tensão alternada, tensão CC em nível de *rack*, e tensão CC em nível de distribuição. A estrutura clássica de distribuição de energia em tensão alternada é apresentada na Figura 2.2-a), esta configuração recebe energia da média tensão e é geralmente reduzida para $480V_{rms}$ na entrada da instalação, emprega UPS de dupla conversão, que fornece energia à uma unidade de distribuição (PDU – *Power Distribution Unit*) tipicamente em $208V_{rms}$ (padrão norte-americano) ou $230V_{rms}$ (padrão europeu). A redução dos níveis de tensão é necessária para atender a faixa de operação das fontes dos servidores, que aceitam uma faixa de $90V_{rms}$ – $264V_{rms}$, a faixa de tensão universal. A configuração de distribuição em tensão alternada apresenta uma quantidade considerável de estágios de conversão de energia, o que a torna a estrutura com menor eficiência energética, se comparada com as demais.

A opção alternativa para a distribuição de energia emprega a operação com tensão contínua, que deriva dos equipamentos de telecomunicações, com tensão da ordem dos - $48V_{cc}$, cuja estrutura básica é apresentada na Figura 2.2-b), na qual os *racks* dos servidores e demais equipamentos são alimentados em $-48V_{cc}$. É uma configuração isolada já no nível do conversor abaixador de distribuição, apresenta um potencial de falhas inferior à configuração em tensão alternada, uma vez que apresenta menos estágios de conversão de energia. Além de possuir um custo de implantação menor, por apresentar menos conversores. Entretanto

emprega uma UPS que apresenta dupla conversão de energia, com um elemento de distribuição de energia (PDU) em tensão alternada.

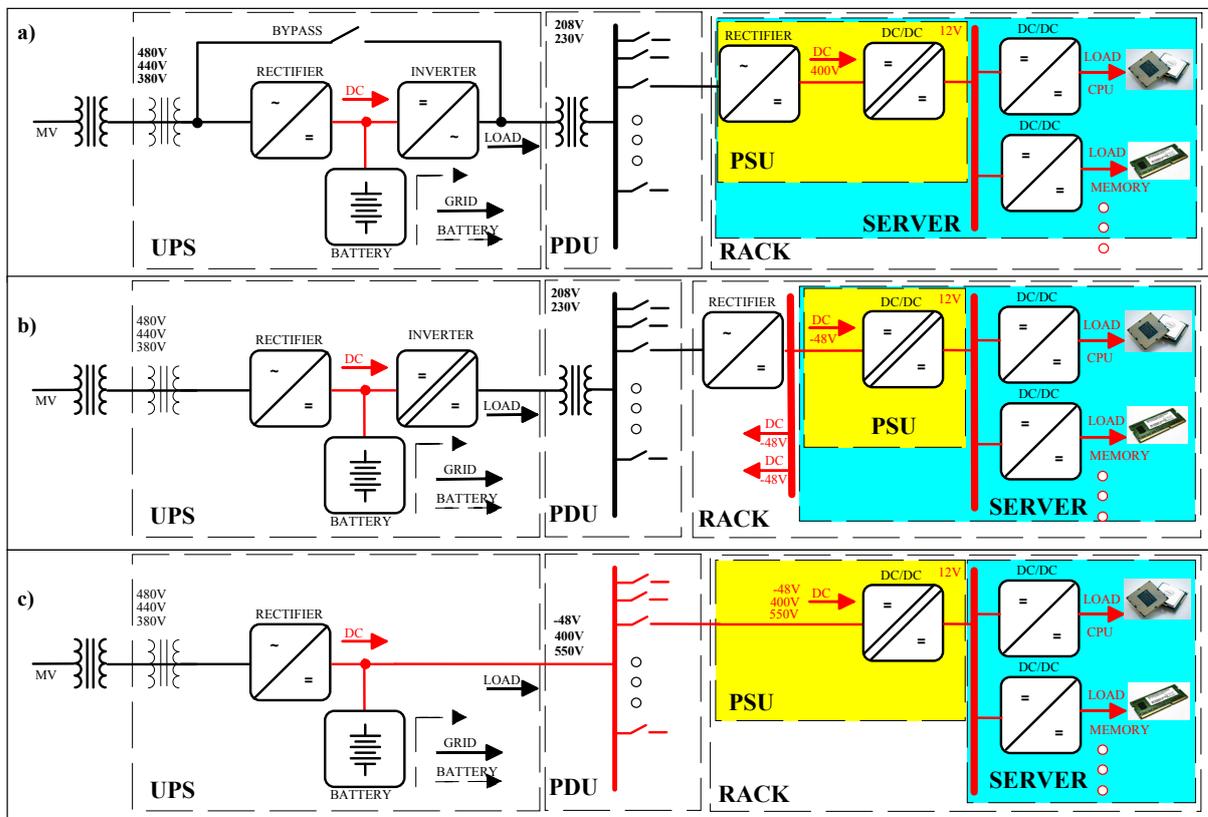


Figura 2.2 – Arquiteturas de distribuição de energia para data centers: a) Distribuição de energia em tensão alternada, b) Tensão CC em nível de rack, e c) Tensão CC em nível de distribuição (adaptado de [49]).

O nível de distribuição totalmente em CC é largamente considerado - Figura 2.2-c), principalmente pela eficiência superior às anteriores descritas. O nível de distribuição pode ser de 48Vcc até 550Vcc. Por questões econômicas (elevação do preço do cobre e o custo da energia), as faixas de tensão mais elevadas são preferenciais, pois impacta na redução do cobre necessário para o transporte da energia e eleva a eficiência geral do *data center*. Além de empregar menos estágios de conversão – inclusive, a UPS pode ser não isolada.

Desta forma, com a redução de estágios e a migração para distribuição de energia em CC, permite que esta configuração possa obter rendimento superior a 72% no processo global de conversão energética. Para as configurações tradicionais em tensão alternada, este valor chega a no máximo 68% (com equipamentos com custos quase proibitivos) e, em média a 51,6% (com equipamentos de custos usuais) [49]. Assim, com a tendência de eliminar estágios e elevar a eficiência, é interessante que nas configurações de distribuição de energia

para aplicações, seja em telecomunicações ou em *data centers*, que estas possuam o mínimo de estágios de conversão de energia.

Com a tendência mundial da gradativa substituição da atual frota de veículos a motor de combustão interna por veículos elétricos, é necessário que sejam estudadas formas mais econômicas e/ou eficientes de carregar o elemento acumulador de energia [4]. Um veículo elétrico pode ser definido como aquele cuja potência de propulsão é proporcionada, de forma total ou parcial, por meio do uso de energia elétrica. Dentre os diferentes tipos de VEs existentes, destacam-se os veículos a bateria (VEB) e os veículos elétricos híbridos conectáveis a rede (VEHP), pois empregam a rede elétrica como principal fonte de energia de reabastecimento [92]. De forma geral, existem dois tipos de carregadores, os *onboard* (ou embarcados) e os *offboard* (ou autônomos). Os carregadores embarcados dão flexibilidade para carregar o automóvel em qualquer lugar que exista uma tomada elétrica. Ele apresenta a desvantagem de adicionar peso, volume e custos ao veículo; assim, é concebido para trabalhar com potência inferior a 3,5kW [78]. Para maior demanda de potência de carregamento, um carregador do tipo autônomo permite flexibilidade no incremento do peso e no volume do conversor. Para VEs que operam em distâncias superiores à 100km, e que necessitam de maior quantidade de energia de recarga ($> 20\text{kWh}$) em curtos períodos de tempo (por exemplo, 30 minutos), um carregador necessitaria processar, pelo menos 40kW ou mais, sendo limitado pela máxima capacidade de carga da bateria. Assim, carregadores elétricos embarcados de elevada potência só são atrativos, se o peso, volume e custo podem ser minimizados. Uma forma de resolver os problemas envolvendo o peso, volume e custo no estágio do carregador é utilizar o *hardware* pré-existente do acionamento, principalmente o inversor e a máquina elétrica, concebendo um carregador integrado ao sistema de tração. A Figura 2.3 exibe a classificação proposta por [92] para os tipos de carregadores disponíveis aplicados aos VEs.

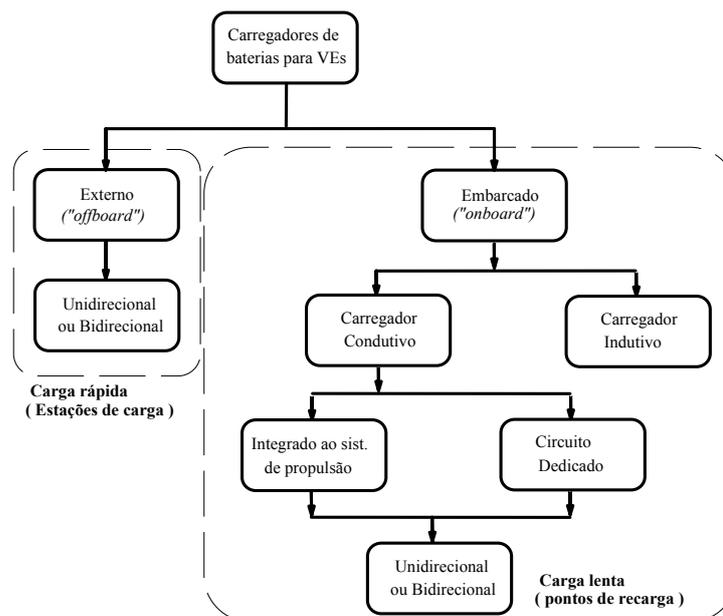


Figura 2.3 – Classificação dos carregadores de baterias empregados em veículos elétricos (adaptado de [92]).

Seja para um veículo elétrico, ou para um *data center*, a principal interface entre a bateria e a rede elétrica é o conjunto retificador/carregador, que, neste trabalho será analisado a partir de algumas topologias de circuitos eletrônicos de potência já existentes. Na próxima seção, serão abordados alguns circuitos já estabelecidos na literatura, que são aplicados, tanto em UPS, como em VE's.

É relevante observar, que quanto maior for a quantidade de estágios de processamento e conversão de energia elétrica, menor será o rendimento global. Logo, é essencial que sejam analisadas propostas que reduzam o número de estágios de conversão de energia elétrica, seja para os sistemas ininterruptos de energia, ou para veículos elétricos. A redução de estágios impacta na elevação da complexidade dos circuitos de controle dos retificadores, e a incorporação do BMS (*battery management system* – ou sistema gerenciador de baterias) ao controlador do retificador.

2.2 Classificação das Fontes Ininterruptas de Energia Segundo as Normas IEC e NBR

Segundo a norma internacional IEC 62040-3 e a Brasileira NBR 15014, existem três níveis de classificação de UPS, baseados no comportamento da tensão de saída da mesma:

- *Online* ou dupla conversão, na qual a carga é continuamente suprida pelo conjunto retificador / inversor, ocorrendo uma conversão em dois estágios da energia

advinda da rede elétrica. Neste tipo de UPS, a frequência e a tensão de saída independem da rede elétrica;

- *Line-Interactive*, ou iterativa com a rede elétrica, onde ocorre a regulação do valor eficaz da tensão de saída, seja através de operação com transformador regulador ou mesmo com a operação do inversor. Neste tipo de UPS a frequência de saída depende da frequência da rede elétrica;
- *Offline* ou *Stand-by*, onde não existe a regulação da tensão de saída e a frequência é dependente da rede elétrica.

A Figura 2.4 exibe as principais classificações de topologias para UPS.

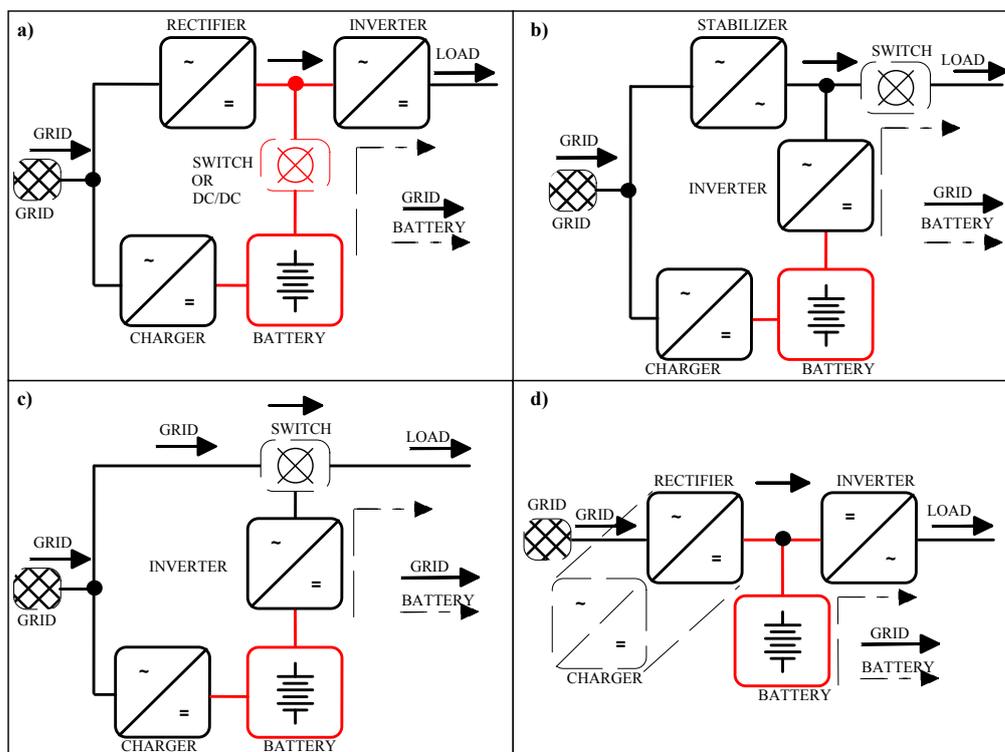


Figura 2.4 – Definições de sistemas de UPS de acordo com a norma NBR 15014 (2003). a) Sistema de dupla conversão, b) UPS do tipo *line-interactive*, c) Tipo *stand-by*, d) dupla conversão modificada.

A norma internacional IEC 62040-3 apresenta uma classificação de UPS com base no desempenho, utilizando determinados códigos relacionados à qualidade de energia entregue à carga, à forma de onda das tensões de saída e ao desempenho dinâmico sob transitórios com carga linear e não linear [48]. O objetivo de classificar as UPS pelo desempenho é o de prover uma plataforma comum de comparação de dados dos fornecedores e fabricantes de UPS.

Com relação ao sistema da UPS que faz interface com a rede elétrica, o trabalho [38] apresenta uma revisão das diversas topologias de retificadores monofásicos, classificando-os

de acordo com a direcionalidade do fluxo de potência (uni- ou bidirecional), além da característica da relação de ganho em tensão (elevador, abaixador, elevador-abaixador e multiníveis), as versões trifásicas são também classificadas em [40], com a adição dos retificadores multipulsos. Em [69] é realizada uma classificação dos retificadores trifásicos unidirecionais, visualizado na Figura 2.5.

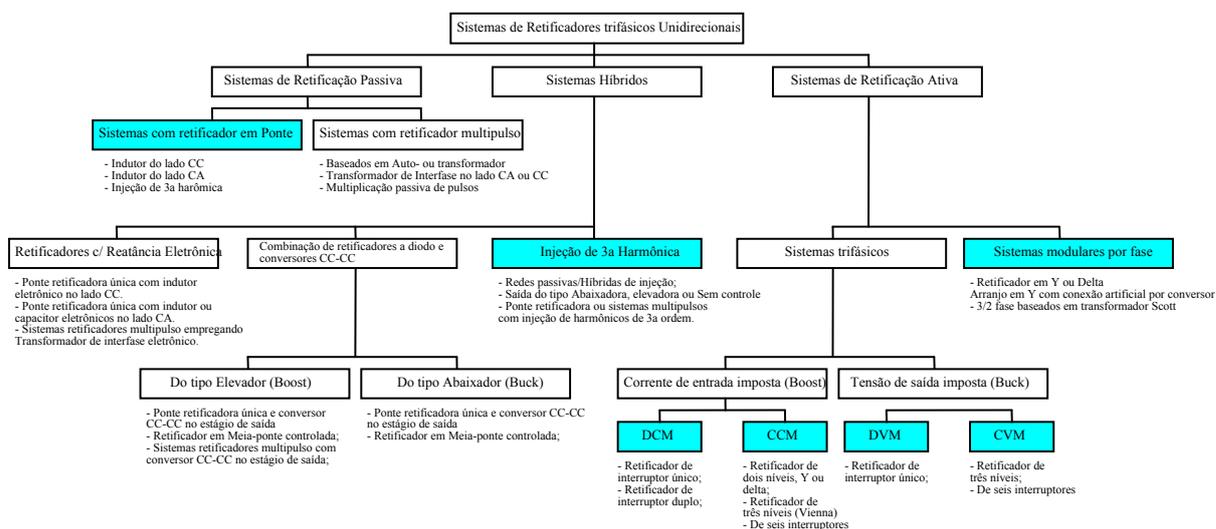


Figura 2.5 – Classificação de topologias de retificadores unidirecionais em passivo, híbrido e ativo, com características elevadora ou abaixadora, proposta por [69], com adaptações.

A classificação proposta por [69] apresenta os retificadores trifásicos em três grandes grupos:

- **Retificação passiva:** não apresentam semicondutores com característica de desligamento forçado; trabalham apenas comutados pela própria rede elétrica e apresentam apenas componentes passivos, seja para a suavização da tensão de saída ou formatação da corrente de entrada, e, quando aplicável, auto/transformadores com deslocamento de fase para operação com vários estágios de retificação – retificadores multipulso, por exemplo. Neste tipo de retificador, não existe regulação da tensão de saída. São retificadores robustos, e, para aplicações de elevada potência (>100kW), as unidades multipulso (12, 18 ou 36 pulsos) são empregadas.
- **Retificação Híbrida:** comutados naturalmente pela rede, apresentam seções que podem ser comutados através de semicondutores com característica de desligamento forçado. Apresentam componentes passivos para operação, seja com baixa ou com alta frequência; apresentam regulação parcial da tensão de saída bem como formato senoidal da corrente de entrada. Neste grupo são encontrados os

conceitos de injeção de terceira harmônica, onde ocorre a injeção da componente de 3ª harmônica, seja através de circuitos ativos ou passivos, sempre na fase onde não ocorrer circulação de corrente na ponte retificadora.

- **Retificação Ativa:** possuem comutação forçada, apresentam componentes passivos operando na frequência de comutação e possibilitam a regulação da tensão de saída. Este conceito é geralmente apresentado por topologias em ponte, com semicondutores de potência conectados aos barramentos positivo e negativo, apresentando simetria de ponte.

Neste trabalho é dada ênfase apenas nos retificadores com retificação ativa, pois é necessário, além de obter a regulação da tensão de saída, regulação da corrente de carga das baterias, potência, bem como garantir o formato adequado da corrente circulante através da rede elétrica. No Capítulo 2 são apresentadas algumas configurações topológicas de potência na literatura que podem ser empregadas como retificadores monofásicos com elevado fator de potência.

2.2.1 Classificação das baterias.

Uma listagem de aplicações de baterias, com os diversos tipos, identificando o nível de potência e tempo de operação em que cada tipo é encontrado em uma área de uso predominante é apresentada na Figura 2.6. As baterias são classificadas conforme a natureza do eletrólito, recarregável ou não, e aplicação. A listagem abaixo relaciona a principal classificação:

- **Primárias:** não recarregáveis, para aplicações de baixa até um nível moderado de potência, geralmente em configurações cilíndricas ou planas, do tipo botão; são de baixo custo, geralmente empregadas em dispositivos eletrônicos portáteis (brinquedos, controles-remotos, relógios, etc). Exemplos deste tipo de bateria são baterias alcalinas (tipo AA, cuja capacidade pode variar de 1800~2600mAh, dependendo do fabricante, com tensão nominal de 1,5V), ou as de Lítio-Dióxido de Manganês (baterias de botão como a CR2032, com capacidade típica de 225mAh, com tensão nominal de 3,0V).
 - **Secundárias:** são as recarregáveis, dispositivos de armazenamento energético, geralmente conectadas por uma fonte de energia primária, capazes de entregar, sob demanda, a energia armazenada à carga. Exemplos deste tipo são as baterias de chumbo-ácido, níquel-cádmio, baseadas em lítio, dentre outras.
-

- **Baterias especiais e primárias de reserva:** são empregadas em aplicações que necessitam de baterias com elevada capacidade de descarga em curtos períodos de tempo após um considerável período de armazenamento ou inativas (em estado de reserva). Geralmente são usadas em aplicações militares, como munições ou mísseis.
- **Baterias de eletrólito sólido:** são baterias com reduzida capacidade de descarga, operando na ordem dos micro-ampéres, porém com vida operacional muito elevada. São usadas em memórias de computadores, marca-passos, e outras aplicações que necessitam de elevada confiabilidade e vida útil.
- **Células combustíveis:** são empregadas nas aplicações em que necessitam de operação contínua no longo prazo. É largamente empregada como fonte de energia em vôos espaciais. Células com maior capacidade energética estão sendo empregadas como alternativa aos geradores elétricos com base em diesel além de fonte de energia para propulsão de veículos elétricos.

A Figura 2.6 exibe as principais aplicações dos diversos tipos de baterias existentes, identificados pelo nível de potência e tempo de operação, para qual cada tipo apresenta um campo predominante de aplicação [20].

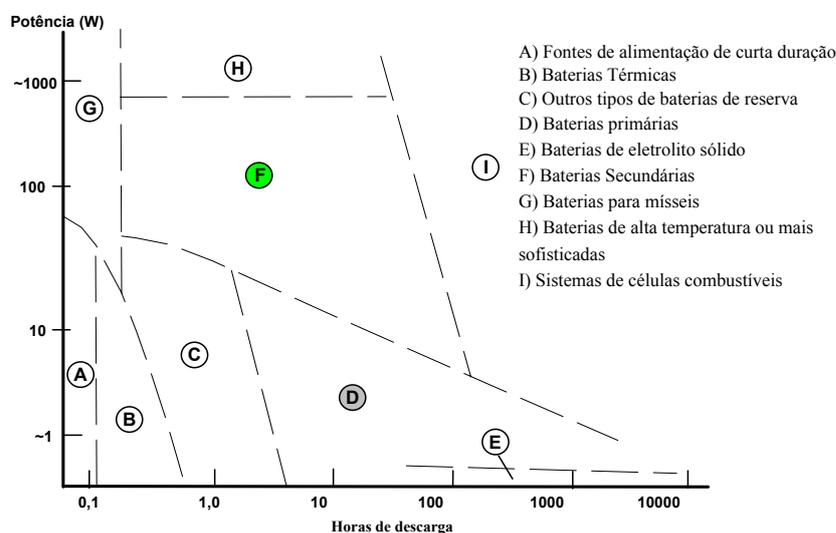


Figura 2.6 – Predominância de aplicações para os diversos tipos de baterias (adaptado de [20]).

No caso das *UPSs*, que trabalham de forma estacionária, não existe necessidade de redução no volume ou peso (apenas para algumas situações específicas), assim, a bateria de chumbo-ácido corresponde por volta de 80% das aplicações em fontes ininterruptas de energia, sendo o tipo VRLA (*Vale regulated lead-acid battery*) o modelo mais empregado

atualmente, devido à baixa necessidade de manutenção, vida moderada durante o estado de “flutuação”, elevada capacidade de descarga, eficiência de carga de moderada a elevada, não apresentar efeito memória – se comparada com baterias do tipo Níquel-Cádmio, todavia o estado de carga pode ser determinado através da medição da tensão e, apresentar disponibilidade em formatos de célula (de 2V) até unidades com múltiplas células, fornecendo até 48V [20].

Nos VEs, as baterias baseadas em células contendo lítio, se tornaram bastante populares, pois apresentam custo relativo baixo e energia específica elevada, essenciais para conceber automóveis de reduzido peso, incrementando as distâncias percorriáveis. O conceito de propulsão com baterias de íons de lítio surgiu através do emprego de blocos de células de íons de lítio, configuradas em bancos maiores, adotada tanto pela BMW como pela *Tesla Motors*. Tais blocos de células de íons de lítio são produzidas aos bilhões na Ásia, visando suprir a demanda por fabricantes de computadores, tablets, celulares e demais equipamentos eletrônicos.

2.2.2 Principais tipos de baterias recarregáveis.

Entre as tecnologias de baterias químicas comercializadas atualmente, a bateria de chumbo-ácido é largamente empregada, pois além de economicamente viável, apresenta uma base de manufatura já consolidada. É empregada tanto em plataformas móveis como estacionárias. A única desvantagem é a reduzida energia específica, se comparada com outras tecnologias, como as baseadas em Lítio (ver Tabela 1). Seja para VEs como para UPSs, baterias de elevada performance estão sendo aprimoradas. Eletrodos com elevada área de contato, com camadas finas de material ativo, estão sendo analisadas em conjunto com materiais e designs mais leves, tais como malhas reforçadas de fibra-de-vidro, folhas de metal fino, além de *designs* que envolvem o uso de fluxo forçado do eletrólito ou mesmo montagens diferenciadas das células. Métodos para carregamento rápido das baterias de chumbo-ácido permitem que sejam empregadas e aceitas no mercado dos VEs.

Tabela 1 – Características energéticas dos principais acumuladores (adaptado de [20]).

	Baterias Primárias			Baterias Secundárias			
	Zn/ Alcalina/ MnO ₂	Li/MnO ₂	Li/SO ₂	NiCd	Cumbo- Ácido	NiMH	Li-Íon
Tensão Nominal da célula, (V)	1,5	3,0	3,0	1,2	2,0	1,2	4,1
Energia Específica (Wh/kg)	145	230	260	35	35	75	150

Densidade de Energia (Wh/L)	400	535	415	100	70	240	400
Retenção de carga sob 20°C	3-5 anos	5-10 anos	5-10 anos	3-6 meses	6-9 meses	3-6 meses	9-12 meses
Vida útil (anos)	-	-	-	4-6	3-8	4-6	5+
Número de Ciclos	-	-	-	400-500	200-250	400-500	1000
Temperatura de Operação (°C)	-20~45	-20~70	-40~70	-20~45	-40~60	-20~45	-20~60

No caso das baterias baseadas em Lítio, operando em temperaturas próximas as ambiente, apresentam contínuo desenvolvimento devido à elevada densidade de energia e retenção de carga, se comparadas com os acumuladores baseados em eletrólito aquoso (ver Tabela 10, apêndice A). Com as várias características atrativas das baterias de Lítio-íon, tais como as elevadas densidades de energia e potência, tornam em uma candidata promissora para aplicações aeroespaciais, VEs, *UPSs*, e outras que requerem acumuladores de elevada capacidade de armazenamento. A Figura 2.7 exhibe um comparativo entre os acumuladores mais empregados em VEs, *versus* a taxa de carga segura para cada tecnologia [92], onde a taxa de carga de uma bateria é expressa como “taxa C”. Uma taxa de carga de 1C significa carga completa de uma bateria em uma hora, uma taxa de “6C” representa carga completa em 10 minutos (1/6 de hora).

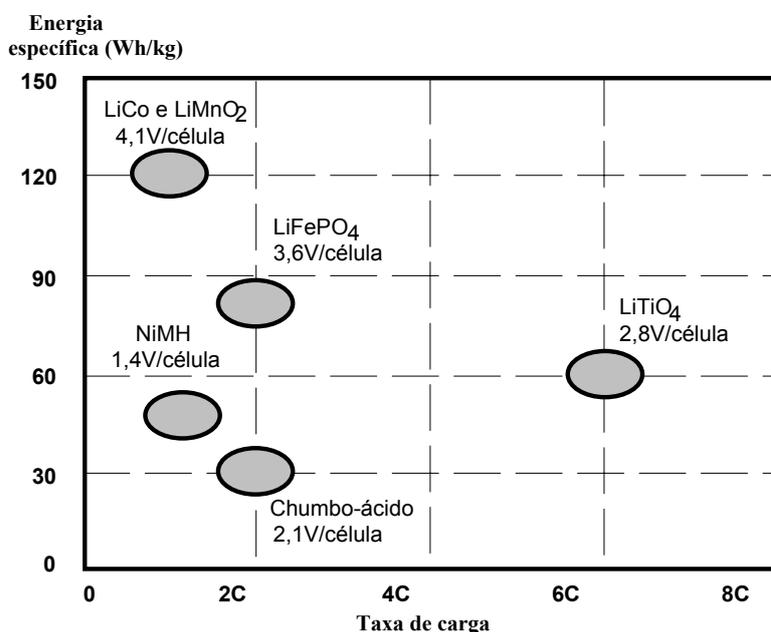


Figura 2.7 – Classificação de baterias empregadas em VEs: Energia específica versus taxa de carga (adaptado de [92]).

É observada a tendência de migração das baterias de chumbo-ácido que passaram a ser substituídas pelas de NiMH (ainda empregada em alguns VEs por questões de segurança e custo), pela tecnologia de baterias baseadas em Lítio, principalmente pela maior energia

específica e maior taxa de carga suportada, além de não apresentar o efeito memória. As baterias de Fosfato de lítio (LiFePO_4 , ou, comumente referidas como “Lítio-ferro”) estão sendo largamente empregadas em VEs por sua ampla aplicação em ferramentas portáteis, boa credibilidade no mercado, apesar de possuírem uma menor energia específica que as baterias de lítio com maior capacidade, elas apresentam capacidade de carga de até “3C”, o que permite que sejam recarregadas rapidamente [92].

2.2.3 Métodos de recarga de baterias

Um regime de recarga de baterias consiste de quatro modos fundamentais: armazenamento de carga, absorção, equalização e descanso. No armazenamento de carga, o máximo de potência ou de corrente é fornecido pelo carregador à bateria. Este modo é mantido até a tensão de flutuação especificada pelo fabricante, V_1 da bateria é alcançada. No modo de absorção, a tensão V_1 é mantida de forma a minimizar a corrosão das placas e formação de hidrogênio (para o caso das baterias de chumbo-ácido). No modo de equalização, a bateria é sobrecarregada por um curto período de tempo sob uma tensão V_2 um pouco acima de V_1 , da ordem da tensão de carga rápida recomendada pelo fabricante. Neste modo, as células já carregadas são levemente sobrecarregadas permitindo que as células que ainda não estejam carregadas sejam forçadas ao estado de carga plena. No modo de descanso a bateria é mantida em elevado estado de carga através de carga continuada. Este regime de carga é mostrado na Figura 2.9 a).

Os métodos de carga convencionais de baterias empregam a manutenção de alguma o de Tensão-Constante (CV do inglês, *Constant Voltage*), entretanto o de Corrente-Constante (CC), Corrente Pulsada, Carga pulsada e variações, também podem ser empregados. A listagem dos principais tipos de recarga é apresentada abaixo, e maiores detalhes podem ser encontrados em [20], [52] (principal), [54], [77] e [94].

- **Tensão Constante (CV – Constant Voltage):** Modo de carga em que é aplicada uma tensão constante V_1 - Figura 2.9 b).
 - **Corrente Constante (CI – Constant Current):** Neste modo de carga, a corrente é mantida constante em um valor I_1 , geralmente da ordem de 0,4C, visando mitigar corrosão da grade ou perda de água - Figura 2.9 c).
 - **Corrente Constante, tensão constante – (CICV):** É o modo mais popular para o carregamento de baterias VRLA. Existem dois modos de operação, no início, o
-

modo de corrente constante, carregando a bateria sob uma corrente constante I_1 - Figura 2.9 d), e, logo em seguida, quando a tensão sob a bateria alcança V_1 , ocorre a transição para o modo de tensão constante.

- **Corrente Constante, tensão constante, tensão constante (CICVCV):** Este procedimento de carga introduz um modo adicional ao CICV, que é a inclusão de níveis alto e baixo para a carga sob tensão constante Figura 2.9 e).
- **Carga intermitente (IC – *Intermittent Charge*):** É um procedimento de carga desenvolvido para eliminar a sobrecarga contínua dos procedimentos anteriores. Neste regime a bateria é carregada para um estado-de-carga elevado e esta condição é mantida entre 100% e 95-97%, determinado pela tensão de regulação. A Figura 2.9 f) exhibe o modo de carga intermitente. Nele, a bateria é inicialmente carregada sob corrente constante (CI), com valor I_1 , até um estado-de-carga elevado. Uma vez obtendo uma tensão de regulação V_1 , ocorre a transição para o modo intermitente (IC). Nesta condição a bateria é carregada por um curto período e mantida em circuito aberto, até que a tensão atinja o patamar inferior V_2 , o que dispara o processo novamente de carga, sob uma corrente inferior a I_1 . O processo de recarga se repete de forma intermitente, como mostrado na Figura 2.9 f).
- **Controle de interrupção de carga (ICC – *Interrupted Charge Control*):** É um procedimento que aprimora o regime de carga intermitente em termos de equalização das tensões das células em um conjunto de baterias; reduz o potencial de sobrecarga do modo CICV e de subcarregar do modo IC. A Figura 2.9 g) exhibe os padrões de carga para o procedimento ICC. O limite superior V_1 é ajustado para uma tensão de carga rápida de 2,45V por célula, já o limite inferior V_2 é ajustado na faixa de 2,14-2,16V por célula para disparar o modo de carga intermitente, e a corrente de carga intermitente é ajustada em 0,05C, evitando problemas térmicos.

De acordo com [52], a compensação térmica para todos os procedimentos de carga de baterias é relevante para a operação apropriada da bateria VRLA. A bateria pode ser instalada em ambientes com faixa de variação térmica que podem ir de 5°C a 45°C em sistemas de emergência ou mesmo em parques eólicos *offshore*. As taxas de perda de água e corrosão das placas são aceleradas por temperaturas mais elevadas. Além disto, a perda de água não pode ser compensada pela adição de mais água na bateria, assim, a compensação térmica deve ser empregada. Um esquema de compensação térmica durante o carregamento é a redução da

corrente de carga para temperaturas mais elevadas e o incremento de tempo quando de temperaturas mais baixas. Para a operação de carga durante a etapa de flutuação da tensão, também é adotada uma variação da referência de tensão de flutuação, reduzindo o valor da tensão de flutuação em função da temperatura ambiente. A Figura 2.8 exibe alguns perfis de compensação térmica para as baterias VRLA.

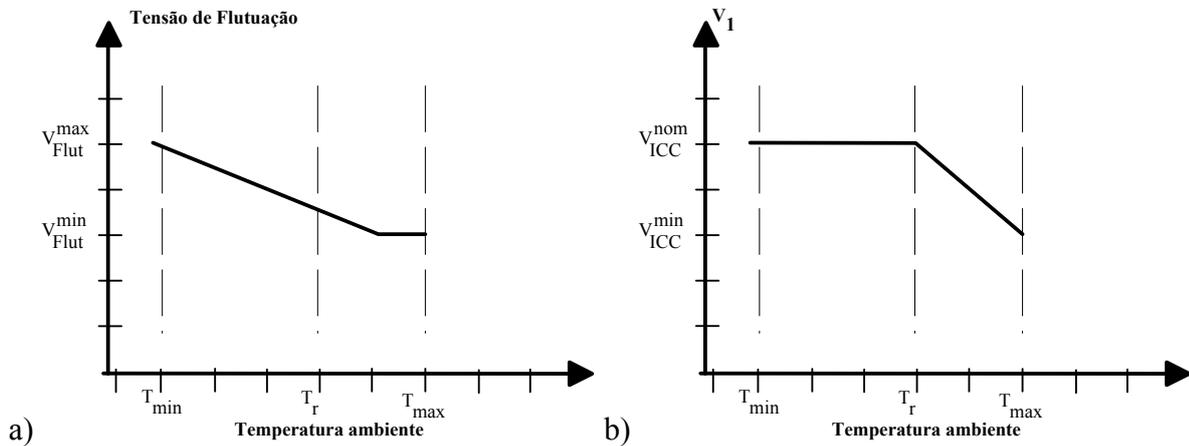


Figura 2.8 – Perfis de compensação térmica para baterias VRLA a) tensão de flutuação b) tensão de carga intermitente, todos em função da temperatura ambiente (adaptado de [52]).

O desempenho dos diferentes procedimentos de carga de baterias VRLA é avaliado em [52], e exibido na Figura 2.10. As principais considerações para a seleção do procedimento de recarga são o prolongamento da vida útil e a recuperação da capacidade máxima após um evento de descarga.

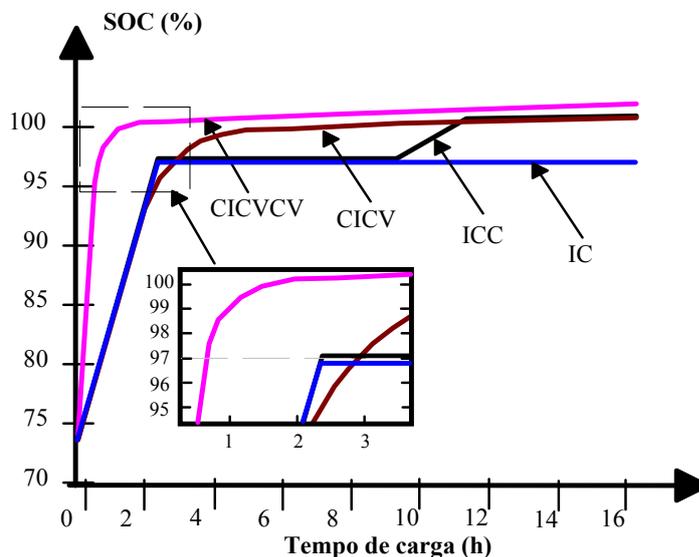


Figura 2.10 – Comparativo entre perfis de carga (adaptado de [52]).

É observado que o regime CICVCV apresenta o menor período de carga da bateria (segundo o autor, 97% do SOC é obtido em 0,66 horas), porém apresenta considerável elevação térmica (para ordem de 29°C), o que pode danificar a bateria em ambientes com temperaturas elevadas. Os regimes CICV, IC e ICC atingem 97% do SOC em 2,91 horas, 24 horas e 2,38 horas, respectivamente, sendo o regime ICC o mais rápido e mantém a temperatura da bateria abaixo de 26,4 °C. Maiores detalhes sobre o procedimento são descritos em [52].

É relevante mostrar que independente do modo adotado, é essencial que o carregador possua a opção de controlar a corrente de carga da bateria além da tensão aplicada, todos de forma temporizada e estável, para que o sistema de gerenciamento do tipo de carga possa adotar os modos CICV, IC, ICC ou CICVCV para a aplicação na qual o carregador é proposto.

2.2.4 Modelos elétricos de baterias

Atualmente existe uma considerável variedade de modelos de baterias, com diversos graus de complexidade [46]. Algumas características específicas das baterias são analisadas e então convertidas em modelos. Estes podem ser eletroquímicos, principalmente empregados

na otimização física e caracterização dos mecanismos do armazenamento e transferência de energia. Tais parâmetros podem ser macroscópicos: tensão e corrente; ou microscópicos: distribuição da concentração eletroquímica. Dependendo da ordem e do grau de complexidade, tais modelos podem envolver a solução de sistemas fortemente acoplados, variantes no tempo, com equações diferenciais parciais de grau elevado. Tais modelos geralmente apresentam modelos de simulação que são resolvidos e analisados na ordem de alguns dias [46]. Os modelos matemáticos, geralmente muito abstratos e de difícil aplicação prática, porém úteis no projeto do sistema, utilizam de uma abordagem estocástica, visando prever o comportamento sistêmico da bateria, tais como: tempo de vida, eficiência ou capacidade. Estes modelos não permitem obter informações como características I-V que podem ser utilizadas em nível de simulação ou otimização de circuitos. Os modelos elétricos que apresentam uma acurácia que reside entre o modelo eletroquímico e o modelo matemático empregam a combinação de resistores, capacitores, fontes de tensão ou corrente, e permitem a simulação com outros circuitos elétricos ou sistemas, além de serem mais intuitivos para os Engenheiros Eletricistas. Existem três categorias básicas para os modelos equivalentes: Thevenin, Impedância e tempo-de-execução. Os modelos são visualizados na Figura 2.11.

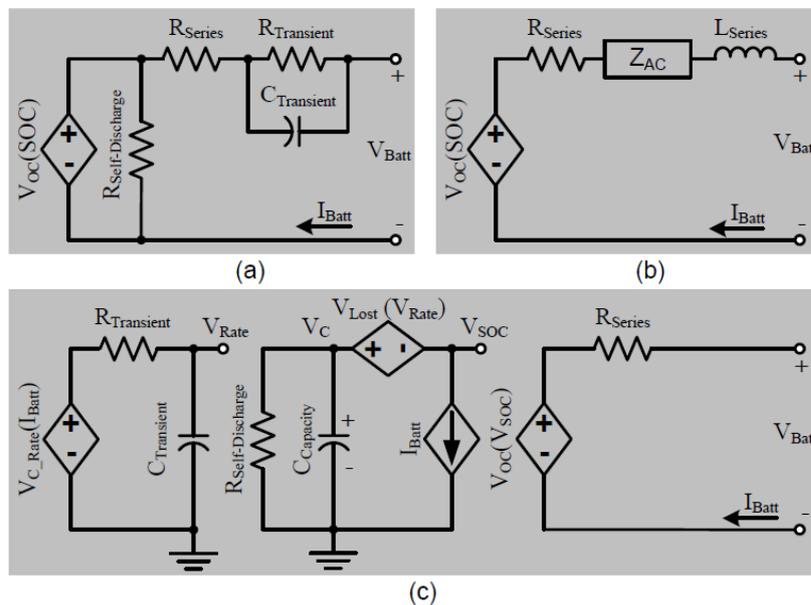


Figura 2.11 – Estado da arte de modelos elétricos de baterias: a) Thevenin, b), impedância, c) tempo-de-execução (adaptado de [46] e [60]).

Métodos para obtenção de parâmetros do modelo de Thevenin são apresentados em [62], com a incorporação de múltiplos circuitos R-C combinados, visando incrementar a acurácia dos modelos de baixa e de alta frequência das baterias. Derivações desses modelos

visando a análise da característica de carga e descarga dinâmica com parâmetros de tensão e corrente através de circuitos equivalentes é apresentada em [76], visualizado na Figura 2.12.

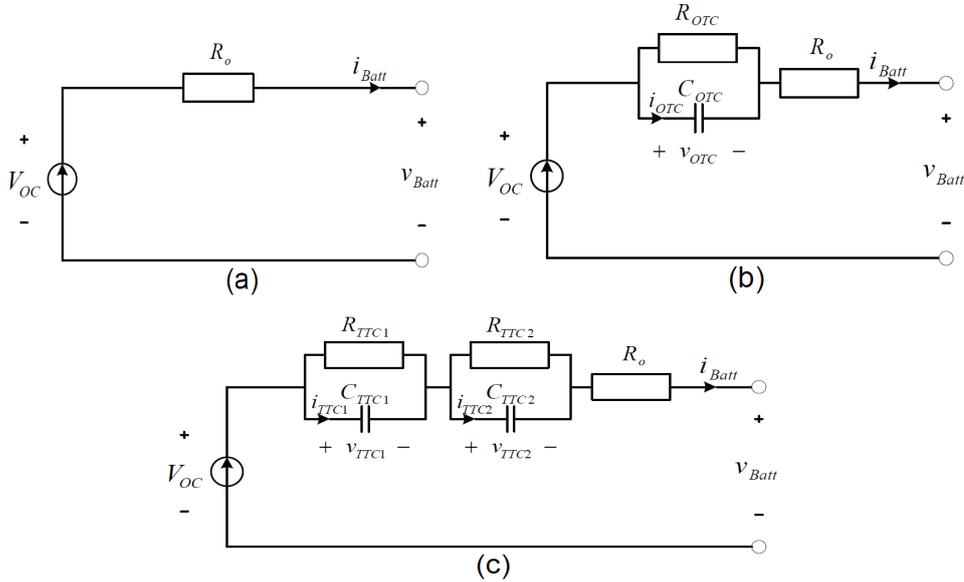


Figura 2.12 – Estado da arte de modelos elétricos de baterias: a) IR, b) OTC, c) TTC (adaptado de [76]).

De acordo com [76], o modelo IR mostrado na Figura 2.12 a), concebe uma fonte de tensão ideal que representa a tensão de circuito aberto da bateria (V_{oc}) e uma resistência ôhmica (R_o), onde ambos são função do estado de carga (SOC – *State of Charge*), estado de saúde (SOH – *State of Health*) e temperatura, de forma que a relação entre a tensão de saída da bateria (v_{batt}) e os parâmetros do modelo são descritos pela equação:

$$v_{Batt} = V_{OC} - R_o i_{Batt} \quad (2.1)$$

Uma vez que o modelo IR não apresenta características dinâmicas e transitórias, ele não permite obter uma estimativa precisa do SOC durante o processo de carga-descarga. O modelo OTC (*One Time Constant*) descrito na Figura 2.12 b), permite uma aproximação dinâmica através da inclusão de um conjunto RC em série com a resistência interna do modelo IR. As equações que descrevem o modelo são:

$$\begin{aligned} \dot{v}_{OTC} &= \frac{1}{R_{OTC} C_{OTC}} v_{OC} + \frac{1}{C_{OTC}} i_{Batt} \\ v_{Batt} &= V_{OC} - v_{OTC} - R_o i_{Batt} \end{aligned} \quad (2.2)$$

Uma vez que neste modelo apresenta uma única característica dinâmica, ocorrerá divergências entre as características transitórias rápidas e lentas, desta forma, [76] propõe o emprego de um modelo de duas dinâmicas (TTC – *Two Time Constants*), proporcionando o aprimoramento do modelo OTC, visualizado na Figura 2.12 c), e cujo equacionamento é

apresentado nas expressões (2.3). Os valores de $[R_{TTC1}; C_{TTC1}]$ e $[R_{TTC2}; C_{TTC2}]$ representam as características de curto e longo prazos, respectivamente:

$$\begin{aligned}\dot{v}_{TTC1} &= \frac{-1}{R_{TTC1}C_{TTC1}}v_{TTC1} + \frac{1}{C_{TTC1}}i_{Batt} \\ \dot{v}_{TTC2} &= \frac{-1}{R_{TTC2}C_{TTC2}}v_{TTC2} + \frac{1}{C_{TTC2}}i_{Batt} \\ v_{Batt} &= V_{OC} - v_{TTC1} - v_{TTC2} - R_0i_{Batt}\end{aligned}\quad (2.3)$$

Maiores detalhes na extração dos parâmetros para caracterização de baterias é discutido e apresetado em [76], na qual os autores mostram resultados experimentais para baterias de lítio-íon, com resultados satisfatórios para a modelagem proposta. Em [77], as condições de estado de carga (SOC) e estado de vida (SOH) de baterias de chumbo-ácido VRLA são estimados de forma *online*, considerando os processos de carga e descarga, empregando redes neurais e lógica *fuzzy*, não havendo a necessidade de desconexão das baterias da carga. O trabalho mostra o modelo dinâmico, similar aos propostos em [46], [60] e [76], porém não aborda a metodologia de como quantificar os valores elétricos do modelo. Em [89] é proposta a caracterização de baterias através de uma rede aprimorada de resistores e capacitores, cujo algoritmo de extração de parâmetros é realizado através de inteligência computacional em tempo quase-real, apresentado na Figura 2.13:

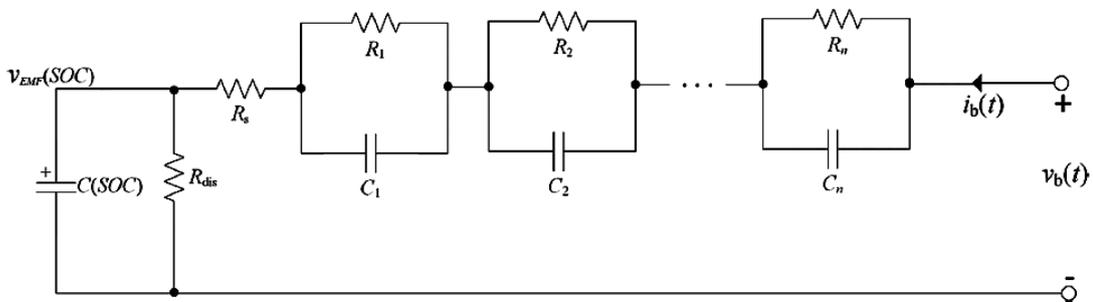


Figura 2.13 – Modelo aprimorado de bateria proposto por [89].

Desta forma, a proposta [89] aprimora as anteriores ao incorporar múltiplas características dinâmicas da bateria. Assim, os autores apresentam a confirmação de obtenção de modelos elétricos para 6 (seis) baterias de LiFePO_4 de 40Ah com tensão de trabalho entre 2,8 e 4,0V, para diferentes estados de carga. Em [104], o modelo é restrito a 3 ordens transitórias para modelar baterias de Li-Ion, NiMH e de Chumbo-Ácido. As constantes de tempo são definidas nos períodos de segundo, minuto e horas, o que simplifica a extração de parâmetros e é consistente com as necessidades de projeto e dinâmicas de ciclagem de carga-descarga empregadas nos veículos elétricos. O modelo é apresentado na Figura 2.14.

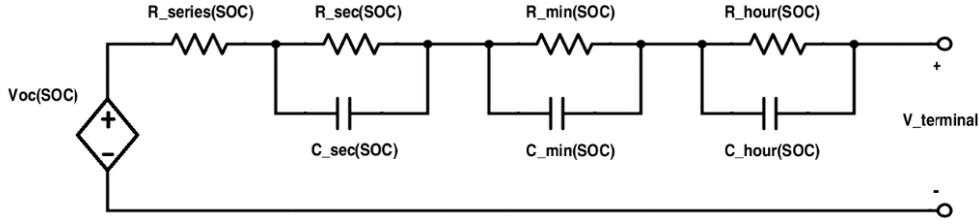


Figura 2.14 – Modelo de bateria proposto por [104].

A extração paramétrica apresentada em [104] é realizada para baterias do tipo Li-Ion, CGR18650, apresentando resultados condizentes com a validação experimental, seja para obtenção do modelo com múltiplas escalas de tempo, ou para extração de características como estado da carga e estado de vida.

Em vista da variedade de modelos a disposição do projeto, neste trabalho é empregado o modelo de única constante de tempo, similar à apresentada em [76], por incorporar detalhes dinâmicos sem comprometer com a complexidade da análise numérica necessária para o projeto das malhas de controle envolvidas. Desta forma é derivado um modelo simplificado de primeira ordem conforme a análise a seguir:

A capacidade de acumulo de energia de uma bateria (em Wh – *Watt-Hora*) é expressa através da igualdade de energia que um capacitor permite armazenar. A expressão abaixo apresenta esta identidade, onde ΔW_b e ΔW_c representam as variações de energia na bateria e no capacitor, respectivamente, descarregados sob uma corrente constante I_{bc} , em um intervalo de tempo ΔT :

$$\begin{aligned} \Delta W_b &= \Delta T (V_{bi} - V_{bf}) I_{bc} \\ \Delta W_c &= \frac{1}{2} C_b (V_{ci}^2 - V_{cf}^2) = \frac{1}{2} C_b (V_{ci} - V_{cf})(V_{ci} + V_{cf}) \end{aligned} \quad (2.4)$$

A energia total que a bateria deve fornecer - ΔW_b , desde o estado de carga (tensão inicial V_{bi}) até a descarga (tensão final V_{bf}) deve ser idêntica a energia que será transferida do capacitor à carga ΔW_c .

$$C_b = \frac{2\Delta W_b}{(V_{bi} - V_{bf})(V_{ci} + V_{cf})} \quad (2.5)$$

Empregando a expressão (2.4) em (2.5), e igualando as tensões $V_{bi} - V_{bf} = V_{ci} - V_{cf}$:

$$C_b = \frac{2 \cdot \Delta T \cdot I_{bc}}{V_{ci} + V_{cf}} \quad (2.6)$$

Portanto, para um modelo simplificado de primeira ordem que incorpore o período de carga e descarga, e incorporando a resistência em série dos terminais e própria, é obtido um modelo elétrico equivalente, visualizado na Figura 2.15:

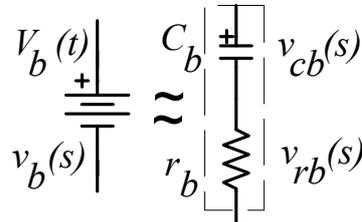


Figura 2.15 – Modelo de bateria proposto pelo autor.

Logo, a expressão que define, no domínio da frequência complexa o modelo é descrito através da transformada de Laplace (v_b – tensão nos terminais da bateria, e v_{cb} – tensão equivalente no modelo capacitivo de primeira ordem):

$$sC_b r_b v_{cb}(s) = v_b(s) - v_{cb}(s) \therefore v_{cb}(s) = \frac{v_b(s)}{1 + sC_b r_b} \quad (2.7)$$

Tal proposta permite incorporar de forma simples a análise dinâmica do transitório desejado, descrito no Capítulo 3, além de incorporar análises extras, como a redução no estado de vida (SOH) ou elevação da resistência intrínseca da bateria.

2.3 Classificação de Carregadores de VEs e UPS

Os carregadores podem ser classificados em termos de nível de potência e tempo de carga. A escolha da classificação depende dos níveis de potência disponíveis. Um exemplo para a classificação na América do Norte para os níveis de potência residenciais é dado por [78], [92]:

- 1) **Nível 1:** circuitos residenciais típicos com tensão de operação de 120V até 15A;
- 2) **Nível 2:** equipamento elétrico para carga de VEs até 240V, 60A e 14,4kW.
- 3) **Nível 3:** equipamento elétrico para carga de VEs com capacidade de fornecimento superior a 14,4kW.

Tais níveis de potência podem ser classificados como carregadores de emergência, que carregam o banco de baterias em 6-8horas, o carregador padrão com período de carga de 2-3 horas e o carregador rápido, que permite carregar o banco de baterias em 10 a 15 minutos (ou carregadores rápidos), respectivamente.

Nos veículos com configuração tradicional, existe de forma separada, o circuito do carregador por fonte externa e o inversor para acionamento do motor Figura 2.16 a). Visando

reduzir o número de componentes e assim, reduzir o custo, volume e peso, onde alguns carregadores integrados são apresentados na Figura 2.16 b)-d). Na Figura 2.16 b) é mostrado um carregador que emprega o motor de indução como um conjunto de indutores durante o período de carga, constituindo uma parte de um conversor *Boost*, derivado do emprego de interruptores inferiores do inversor. Essa configuração é não isolada e utiliza relés de baixo custo para re-configurar o motor de indução para operação como indutor no modo de carga. Para a operação do motor como tracionador, a rede elétrica é desconectada, os relés K2 e K2' ficam em posição de aberto e o relé K1 conecta um braço do inversor a uma fase da máquina elétrica. Na operação como carregador, K1 é mantido na posição aberto, enquanto que K2 e K2' conectam a rede elétrica ao conjunto inversor e motor, sendo o bobinado do motor empregado como indutor do *Boost* monofásico. Para a operação correta do sistema, com elevado fator de potência, é necessário que a tensão do banco de baterias seja maior que o valor de pico da rede elétrica. Uma vantagem desta configuração é a reduzida quantidade de componentes, operação monofásica, e o torque desenvolvido no modo carregador é quase zero, com capacidade de operação de 100-250V_{rms}, de 200W até 20kW. Uma desvantagem é a considerável corrente pulsada de carga no dobro da frequência da rede que aparece na bateria durante o processo de carregamento.

Com o emprego de máquinas de indução com bobinado dividido, é possível conceber a solução apresentada na Figura 2.16 c), onde dois inversores trifásicos trabalham como três pontes H para cada fase do motor no modo de tração.

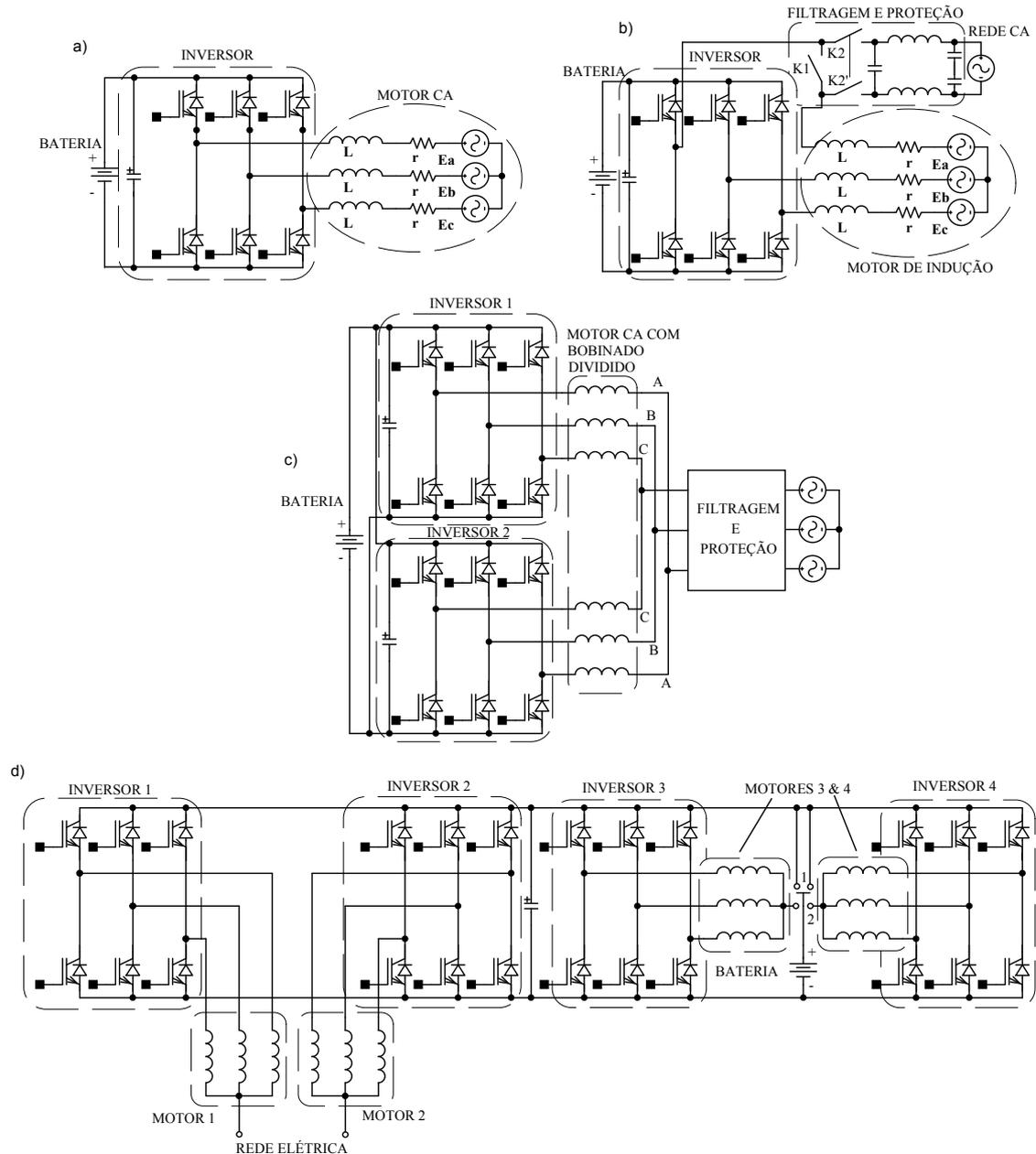


Figura 2.16 – Soluções integradas para veículos elétricos: a) Configuração clássica do acionamento do motor de indução, b) modificação para a operação do inversor como *Boost* e motor como indutor, c) versão trifásica, d) operação integrada com quatro motores elétricos.

O modo carregador é obtido ao regular as mesmas correntes por fase para cada um dos dois conversores elevadores, desta forma é eliminada a força magneto-motriz do motor. Esta configuração permite a operação monofásica ou trifásica, com faixa de operação de potência de 40kW, além de permitir o carregamento de baterias com potência da ordem de 30kW [78].

No caso de VEs com quatro motores a proposta apresentada na Figura 2.16 d) exhibe uma reconfiguração através de um interruptor, tornando quatro inversores trifásicos

conectados ao barramento CC, no modo tração em um único carregador monofásico, empregando o bobinado dos motores como indutores. A operação de carregamento emprega os inversores 1 e 2 como *Boost*, garantindo um elevado fator de potência para a rede elétrica, enquanto os inversores 3 e 4 operam como *Buck*, regulando a corrente de carga, e tensões aplicadas na bateria para o gerenciamento adequado do processo de carga do conjunto de baterias. Maiores detalhes sobre a operação destas configurações podem ser obtidas em [78], [82] em [92].

2.4 Técnicas de Controle Adotadas em Conversores CA-CC EUCS

Motivado pela necessidade de regular e controlar adequadamente as correntes e tensões em regime permanente e transitório dos carregadores, a proposta [30] apresenta o controlador por histerese de corrente, *dead-beat* adaptativo aplicado aos inversores monofásicos ou trifásicos, onde a banda de histerese $\pm B_{p,n}$ é ajustada no menor tempo admissível, que é o período de comutação do conversor. Este controlador visa aprimorar as qualidades do controle de corrente por histerese, adicionando a possibilidade da fixação da frequência de comutação, tal metodologia combinada com a modulação através de portadora é apresentada em [39].

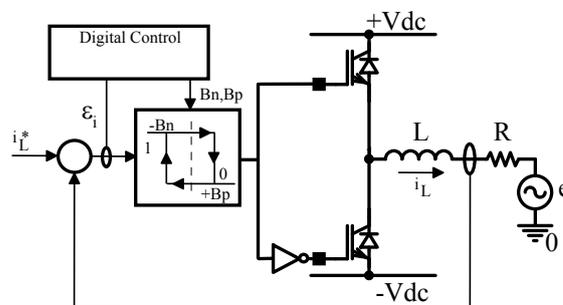


Figura 2.17 – Esquema do controlador de corrente *dead-beat* por histerese adaptativo (adaptado de [30]).

Abordagem empregando controlador adaptativo de corrente, para retificadores com elevado fator de potência é apresentada em [35].

Em [36] o controlador proporcional associado ao termo ressonante é apresentado como uma alternativa ao emprego de controladores de eixos rotacionários em DQ, com algumas vantagens significativas: remoção de transformação de eixos e de tabelas senoidais, produzindo conseqüente redução da complexidade de realização computacional destes controladores, este modelo é visualizado na Figura 2.18.

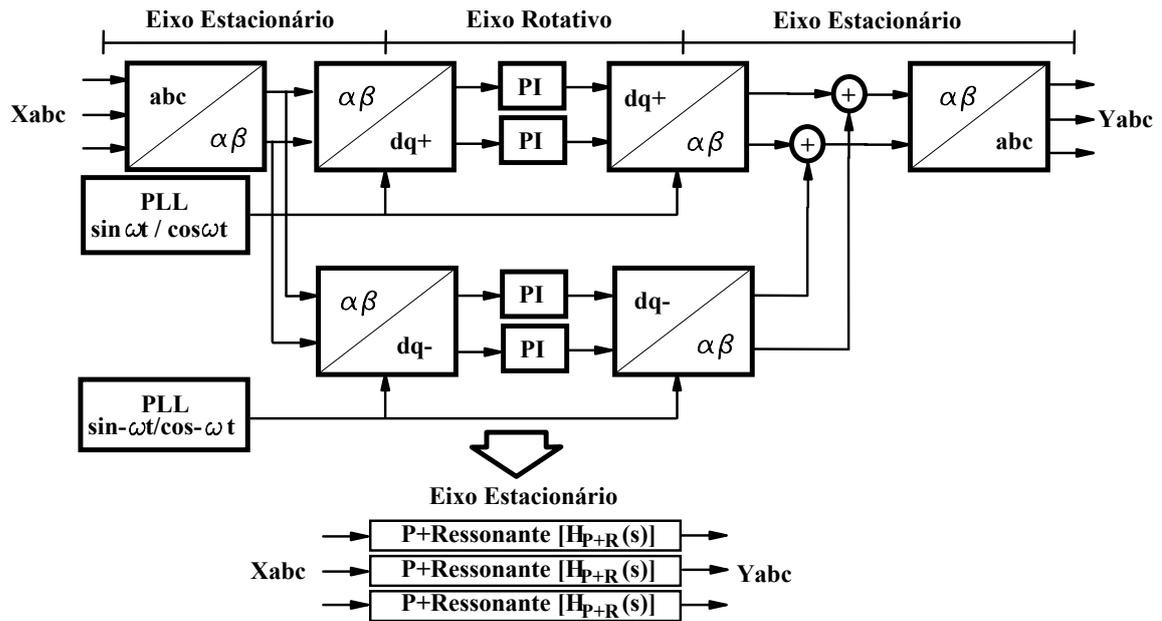


Figura 2.18 – Equivalência entre o controle por eixos rotacionários em DQ com os controladores P+Ressonante (adaptado de [36]).

Ademais, a utilização do controlador P+Ressonante apresenta considerável sensibilidade aos erros de arredondamento dos coeficientes o que pode inviabilizar a utilização de processadores ou DSPs mais simples, desta forma, [36] apresenta o emprego da transformada Delta para aprimorar os controladores P+R e os filtros de *Notch* (ou rejeita faixa), minimizando os erros de truncamento numérico e mantendo as faixas de operação de frequência similares às do domínio de frequência contínua. A expressão (2.8) exibe a função de transferência do controlador P+R no domínio da frequência complexa s , e, a versão concebida sob o formato de um filtro IIR na forma canônica, empregando a transformada Delta, operador γ – equação (2.8).

$$H_{P+R}(s) = K_p + \frac{2K_i \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \therefore H_\delta(\gamma) = \frac{\beta_0 + \beta_1 \gamma^{-1} + \beta_2 \gamma^{-2}}{1 + \alpha_1 \gamma^{-1} + \alpha_2 \gamma^{-2}} \quad (2.8)$$

O aprimoramento da resposta dinâmica destes controladores é discutido em [103], no qual com o ajuste adequado e modificação do controlador P+R, é possível alterar a resposta transitória de acordo com as especificações dinâmicas desejadas. A expressão (2.9) apresenta o formato do controlador P+R com os parâmetros K_{R1} e K_{R2} , ajustáveis em relação aos parâmetros ω_c – constante de resposta transitória desejada, ω_0 – frequência de rotação do sistema, $Kr1$ e $Kr2$ – parâmetros de ajuste, em função de ω_c , apresentados na equação (2.10).

$$H_{P+R}(s) = K_{p,AC} + \frac{K_{R1}s}{s^2 + \omega_0^2} + \frac{K_{R2}}{s^2 + \omega_0^2} \quad (2.9)$$

$$K_{p,AC} = 2L\omega_c, K_{R1} = L\omega_c^2 + 2R\omega_c, K_{R2} = R\omega_c^2 - 2L\omega_c\omega_0^2 \quad (2.10)$$

O emprego de controladores baseados no princípio do modelo interno com um número reduzido de pólos e aprimoramento dos erros numéricos, aplicado ao inversor de UPS trifásica é abordado em [48], visando o rigoroso atendimento à norma IEC62040-3.

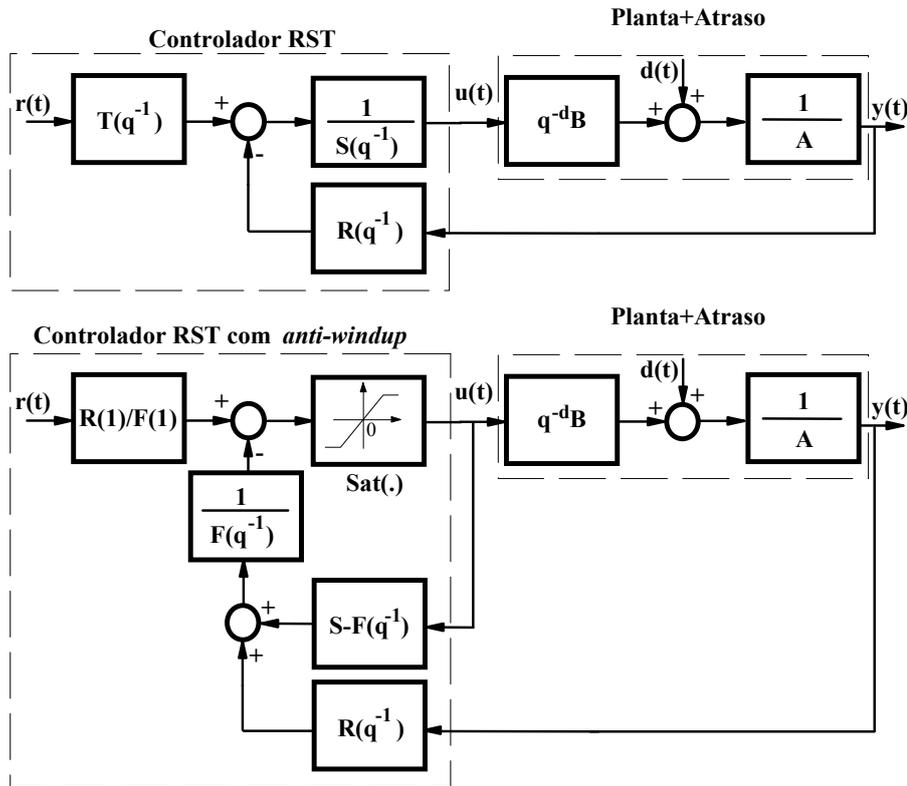


Figura 2.19 – Controlador por alocação de pólos sob o formato RST aplicado ao carregador de VEs e versão com saturação (adaptado de [63] e [64]).

Em [44] é apresentada a proposta do emprego do controlador por alocação de pólos sob o formato RST, exibido na Figura 2.19, com os objetivos de seguir referências senoidais com erro estático nulo, além do controle das dinâmicas transitórias de regulação e rastreamento de formas independentes, aplicado a inversores monofásicos. A função de transferência em malha fechada para o método de alocação de pólos sob o formato RST é exibida na expressão (2.11):

$$y = \frac{z^{-d}B(q^{-1})T(q^{-1})}{A(q^{-1})S(q^{-1}) + z^{-d}B(q^{-1})R(q^{-1})}r + \frac{S(q^{-1})}{A(q^{-1})S(q^{-1}) + z^{-d}B(q^{-1})R(q^{-1})}d \quad (2.11)$$

Onde, r é a referência, y é a saída, e d é a perturbação. Os polinômios $R(q^{-1})$ e $S(q^{-1})$ são obtidos através de uma estratégia de alocação de pólos, e são soluções da equação Diofantina:

$$A(q^{-1})S(q^{-1}) + z^{-d}B(q^{-1})R(q^{-1}) = D(q^{-1}) \quad (2.12)$$

O controlador por alocação de pólos na configuração polinomial do tipo RST, também é empregado nos retificadores para carregamento de baterias de VEs e sua aplicação é discutida em [63] e [64]. Os autores expõem resultados de simulação para a aplicação, projeto e *design* do controlador RST, com a alteração da equação Diofantina (2.12) para comparação dos efeitos de rastreamento de três diferentes tipos de referência: Rampa, Senoidal e o método convencional de alocação de pólos. Em [55] os autores apresentam um controlador preditivo para a modulação por corrente de pico, cujo objetivo é reduzir a frequência de amostragem do ADC, remoção da compensação por rampa, e prover uma dinâmica rápida da malha de corrente, a aplicação apresentada é para um conversor abaixador (15W de saída, em 1,5V e 10A) e implementada através de FPGA, exibindo resultados superiores (dinâmica e com aprimoramento da limitação da razão cíclica) se comparada à técnica de controle analógico, mostrando as vantagens e a flexibilidade do controle digital.

Sob o aspecto da análise teórica do projeto de controle, o modelo LTI (Linear e Invariante no Tempo) é muito empregado para a análise de retificadores de potência controlados em malha fechada, este modelo pode não ser suficiente para representar as características dinâmicas do retificador. A abordagem LTI não considera a conversão de frequências inerente ao processo de modulação que ocorre na conversão CA-CC e presente nos conversores. Através da análise de modelos Lineares Periódicos variantes no tempo (LTP), partindo originalmente de estudos para sistemas dinâmicos de rotores em helicópteros [6], é possível modelar componentes não-lineares, sejam retificadores, fontes chaveadas ou outras cargas com tais características [7]-[8]. Tais modelos permitem obter maiores detalhes do acoplamento que existe entre as diferentes frequências de operação que surgem durante a operação periódica da carga. Um *Framework* para obtenção de modelos LTP através da matriz de função de transferência harmônica e de análise dos sistemas elétricos no domínio da frequência é apresentado em [9], e em [10]-[11] um modelo LTP para um inversor aplicado as locomotivas com comutação forçada em alta frequência é obtido. Esta abordagem permitindo observar o efeito do acoplamento que existe entre o lado CA da rede monofásica e o lado CC do inversor, visando analisar as condições que garantam a estabilidade elétrica do sistema de

transmissão. No caso dos retificadores com elevado fator de potência, a análise LTP é utilizada nos trabalhos [72], [73] e [74], onde os autores empregam a abordagem LTP para análise de estabilidade. Os modelos médios lineares e invariantes no tempo (LTI) não descrevem corretamente o comportamento do conversor com característica de conversão de frequência, onde existe acoplamento entre o lado CC e o lado CA da rede elétrica. Os autores apresentam modelos e resultados para dois retificadores, o meia-ponte e o ponte completa.

Apesar de ser um método mais completo que a análise LTI, a abordagem através de função de transferência harmônica (HTF) é mais complexa e envolve maior esforço computacional bem como o reduzido quantitativo de ferramentas para obtenção destas matrizes [72], [73] e [74].

2.5 Motivação da Tese

Através da análise bibliográfica corrente, é observado que alguns sistemas de carregadores de baterias, modelos de baterias e controladores se apresentam com pouco nível de detalhe de projeto da dinâmica das malhas que incorporam o carregador, ou mesmo estruturas de potência que podem ser modificadas através de sofisticadas técnicas de controle. Desta forma a proposta de tese de doutorado é modificar algumas estruturas de potência já consagradas na literatura, e incorporar a funcionalidade do carregador de baterias, através do projeto adequado do controlador, ao conversor de potência. Assim, são apresentadas simulações de conversores EUCS, seja de carregador (através do gerenciamento correto da corrente de carga) bem como a regulação da tensão de barramento, com a dinâmica projetada, e em todos os casos garantindo elevado fator de potência para a rede elétrica. Tal feito é pouco discutido na literatura corrente, o que permite espaço para a contribuição da presente proposta de tese de doutorado. Assim, para mostrar a funcionalidade da proposta, resultados experimentais foram obtidos e publicados para um retificador trifásico inicialmente de 300W e posteriormente de 3kW, visando a remoção completa da unidade carregadora para aplicações em UPS, e incorporando esta funcionalidade ao retificador trifásico. Garantindo o elevado fator de potência para a rede elétrica, mesmo em condições de regulação de tensão ou de carregamento sob corrente constante ou mesmo de equalização da tensão das baterias. As aplicações principais para tais carregadores EUCS estendem-se de fontes ininterruptas de energia (UPS) e para os veículos elétricos (VEs) já que em certas situações o VE pode necessitar de energia e ao mesmo tempo ser carregado (Ex. em situações de manutenção, ensaios de linha de produção).

2.6 Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas as tecnologias envolvidas, e o estado da arte no processo de carregamento de baterias. As aplicações são as mais diversas, envolvendo desde UPS (*No-Breaks*) até veículos elétricos. Foram apresentadas as técnicas mais recentes no processo de carga das baterias, tipos de baterias, controladores e técnicas de gerenciamento do fluxo de potência que deve sair da rede elétrica e ser entregue às baterias. Neste contexto, o presente trabalho analisa os diversos conversores presentes na literatura e propõe uma contribuição para a técnica de carregamento de baterias, incluindo as várias funcionalidades que um conversor estático pode propiciar, seja para o lado da rede elétrica (correção de fator de potência, injeção de reativo, etc.), com para o lado da carga – controle de tensão de saída, flutuação, e regulação e forma de onda da corrente entregue à bateria. Tal diversidade de funcionalidades, incorporadas em um único conversor, propicia a este o título de EUCS (Estágio Único com Cargas Simultâneas) e é o principal tema desta tese de doutorado.

Página em branco intencionalmente



3 ARQUITETURAS DE CONVERSORES CA-CC MONOFÁSICOS E TRIFÁSICOS COM CARGAS SIMULTÂNEAS

3.1 Introdução

Neste capítulo são abordadas as arquiteturas, topologias e configurações monofásicas e trifásicas com características EUCS. Através de uma revisão dos principais trabalhos relacionados, é possível mostrar que os conversores podem operar com outra finalidade, além da regulação da tensão de saída. Um exemplo de uma funcionalidade extra é a regulação da corrente circulante à carga (operação com corrente constante), regular a potência de saída (operação com potência constante) ou mesmo regular o modelo da impedância de saída ou da entrada, com a devida alteração no controlador empregado no conversor.

No caso dos conversores empregados no carregamento de baterias, é necessário que haja a regulação da corrente, tensão ou mesmo potência em função das características da bateria sendo carregada, tais como: temperatura, estado da bateria, quantidade de energia transferida à bateria, e outras grandezas de interesse.

Para os conversores analisados na seqüência que se segue, são considerados que:

- A tensão de entrada é uma senóide, em que a amplitude e frequências são consideradas constantes: $v_{ac}(t) = V_m \sin(\omega t) \Big|_{\omega=2\pi f_R} \triangleq V_m \sin(\theta) \Big|_{\theta=\omega t}$
- A tensão de saída V_O é constante, ou seja, apresenta ondulação (*ripple*) cujo valor pode ser desprezado.
- A frequência de comutação f_{sw} é constante e muito maior que a frequência da rede elétrica f_R .
- O deslocamento de fase ocasionado pelo filtro de entrada é mínimo e pode ser desconsiderado.

Cada conversor é analisado para a operação em modo de condução descontínua ou contínua nos ângulos de operação correspondentes, bem como os modos na qual ele poderá operar como carregador de baterias.

3.2 Conversores CA-CC monofásicos

3.2.1 Família Abaixadora – Buck

Em estágios pré-reguladores que empregam conversores elevadores, como o *Boost*, na qual a tensão de saída é relativamente elevada, na ordem de 380-400V, a dissipação por comutação é considerável, tanto nos interruptores do conversor conectado à rede como no

estágio CC-CC que realiza a redução da tensão para a carga. Com a necessidade crescente de aplicações que demandam eficiências mínimas em uma faixa de 80%, 50%, e em 20% da carga nominal, principalmente em decorrência das ações que visam auxiliar na recuperação climática [21]-[23], é necessária a análise de opções diferentes do estágio pré-regulador elevador de tensão. Desta forma o conversor abaixador é considerado para resolver as questões de eficiência em toda a faixa de carga como da tensão da linha [26] – além de proporcionar uma tensão de saída inferior à de pico da entrada. Em [45] o conversor abaixador é apresentado como opção para a correção de fator de potência utilizando o controlador por ciclo único (*one-cycle control*) cuja característica é não utilizar – de acordo com os autores, circuitos mais complexos, que necessitem de multiplicadores ou mesmo a monitoração da tensão de rede elétrica como referência para rastreamento da corrente de entrada. Em [58] é realizada uma visão geral comparativa entre as principais vantagens que a estrutura abaixadora pode oferecer para atendimento das principais normas que regulamentam os equipamentos que devem ser oferecidos aos mercados Europeu, Norte-Americano e Japonês, além de atendimento a certas restrições relativas à eficiência [21], [22], [23] e [24]. Dentre algumas vantagens que [58] aponta, podem ser citadas: - Redução de ruído de modo comum, incremento na eficiência através do uso de MOSFETs com tensão de operação menor e melhor figuras de mérito, além de apresentar um circuito de partida suave da tensão inerente à topologia.

Em [59] é apresentado um comparativo entre as topologias abaixadora e elevadora para baixa potência, aplicados a adaptadores de tensão para *notebooks*, porém não são relacionadas ou mencionadas outras aplicações, que não a de regulação de tensão de saída que tais conversores proporcionam.

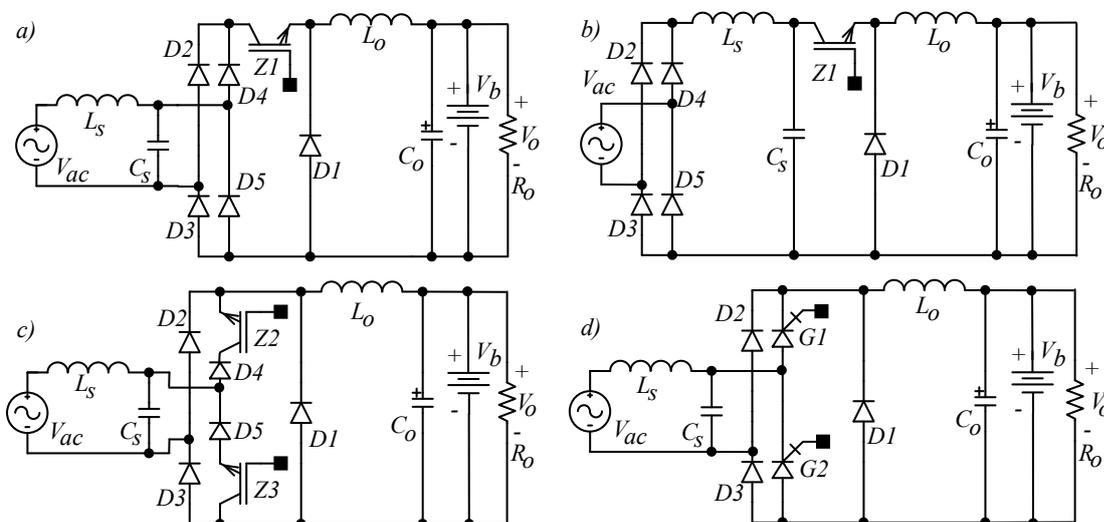


Figura 3.1 – Estruturas de potência para o conversor unidirecional abaixador, a) conversor abaixador unidirecional com filtro no lado CA, b) versão com o filtro no lado CC, c) Incorporação do estágio abaixador na ponte, d) Conversor unidirecional com GTO no lado da ponte [38].

A derivação da estrutura abaixadora em combinação com o estágio retificador é visualizado na Figura 3.1, na qual são mostradas as principais configurações possíveis para o conversor abaixador operando como pré-regulador para correção do fator de potência. Para potências elevadas, é sugerido o emprego de GTOs (*Gate-Turn-off Thyristors*), na Figura 3.1 d).

O conversor abaixador sendo empregado como estágio pré-regulador para correção de fator de potência, como mostrado na Figura 3.1 b) irá operar como abaixador para a condição em que a tensão de entrada for maior que a tensão de saída. Para situações em que a tensão de entrada é menor que a de saída o conversor abaixador não é capaz de operar, ocorrendo discontinuidades na forma de onda a corrente de entrada. Em regime permanente e considerando a tensão de saída v_o constante, e a tensão de entrada $v_s(\theta)$ variante com o tempo, o ângulo θ_o , na qual o conversor poderá operar como pré-regulador será dado por:

$$\begin{aligned} |V_m \cdot \sin(\theta)| &\geq V_o \\ \theta_{cond} &\geq \arcsin\left(\frac{V_o}{V_m}\right) \end{aligned} \quad (3.1)$$

Considerando a tensão de saída constante, a razão cíclica necessária para que o conversor abaixador opere com elevado fator de potência é dada pela relação entre a tensão de entrada e a saída,

$$M(d(\theta)) = \frac{v_o(\theta)}{v_s(\theta)} = \frac{V_o}{|V_m \cdot \sin(\theta)|} \quad (3.2)$$

Considerando o conversor operando no modo de condução contínua e apresentando um controlador que modifique a razão cíclica de forma contínua, objetivando emular uma carga resistiva na entrada, cujo valor seja R_e , a expressão para a razão cíclica variante no ângulo da rede elétrica pode ser obtida pela expressão:

$$V_o \cdot i(\theta) = v_s(\theta) \cdot i_s(\theta) = \frac{v_s^2(\theta)}{R_e} \quad (3.3)$$

Logo, a corrente que é entregue à carga e ao capacitor de saída é:

$$i(\theta) = \frac{v_s^2(\theta)}{V_o R_e} = \frac{V_m^2}{V_o R_e} \sin^2(\theta) = \frac{V_m^2}{V_o R_e} [1 - \cos(2\theta)] \quad (3.4)$$

O qual é um resultado já estabelecido na literatura. Uma vez que o conversor abaixador opera no modo de condução contínua, a função $M(d(\theta)) = d(\theta)$, relaciona a tensão de saída $v_o(\theta)$ pela tensão de entrada $v_i(\theta)$. Assim $d(\theta)$ é dado por

$$d(\theta) = \frac{V_o}{|V_m \cdot \sin(\theta)|} \quad (3.5)$$

O controle dos conversores abaixadores é conhecido na literatura e está bastante consolidado. A operação com controle direto da razão cíclica para imposição da corrente no indutor, com malhas de tensão e corrente cascadeadas, é uma das opções que [37] considera mais adequada para a obtenção da forma de onda, tanto de tensão como de corrente, com elevadas características de qualidade da energia (ou seja, baixa taxa de distorção harmônica, elevado fator de potência).

Na análise que segue, é adotado o controle por valores médios da corrente através do indutor, obtido através da atuação de um modulador visando à obtenção de uma razão cíclica $d(t)$ variante no tempo.

Para possibilitar a regulação do fluxo de potência bem como a tensão de saída nos retificadores com elevado fator de potência, é necessário regular a resistência emulada R_e , seja através do modo de controle por corrente média ou através de qualquer outro método. Tal mecanismo pode ser concebido empregando a tensão da rede elétrica, como mostrado na Figura 3.2a).

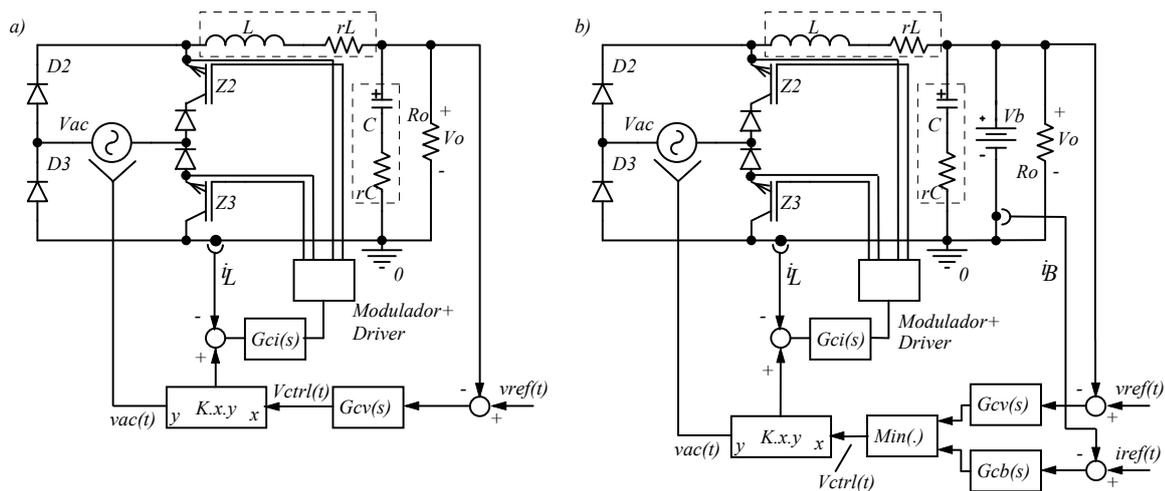


Figura 3.2 – a) Estrutura de controle para o conversor abaixador para operação com elevado fator de potência, b) Modificação proposta neste trabalho para controle da corrente de carga média na bateria.

As malhas ajustam de forma contínua o valor da resistência emulada R_e , visando manter o equilíbrio entre a potência média na entrada do conversor abaixador, e a potência demandada pela carga, de acordo com a relação:

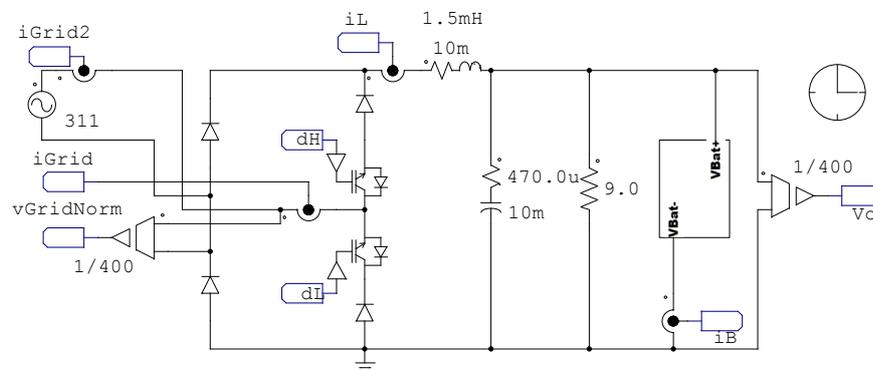
$$P_{avg} = \frac{V_{ac,rms}^2}{R_e} = P_{carga} \quad (3.6)$$

Uma modificação para este conjunto de malhas, visando a incorporação de um estágio carregador de baterias, na funcionalidade do conversor abaixador, garantindo elevado fator de potência, está na modificação do mecanismo de ajuste de P_{carga} , como mostrado na Figura 3.2b).

Nesta proposta, é introduzido um seletor não linear que modifica a entrada do multiplicador, selecionado um valor mínimo entre o controlador de tensão ou um controlador de corrente. Através deste seletor de valor mínimo, é possível modificar a amplitude da referência de corrente na qual o conversor abaixador deverá impor a rede elétrica, como consequência da imposição da corrente circulante através da rede, ocorrerá a alteração do valor de P_{carga} na equação (3.6), por um valor de potência de carga da bateria $P_{bateria}$.

$$\frac{V_{ac,rms}^2}{R_e} = \begin{cases} P_{carga} \\ P_{bateria} \end{cases} \quad (3.7)$$

Assim, a resistência emulada passa a apresentar duas características, ora operando em potência nominal, ora operando em potência parcial, em decorrência do processo de limitação da corrente média de carga das baterias. Durante a operação no modo de carga da bateria, a tensão de saída se torna dependente das características da bateria, de seu estado, e da resistência interna. A simulação abaixo exhibe o processo de carregamento de bateria com a proposta de modificação do controlador com elevado fator de potência aplicado ao carregamento de baterias.



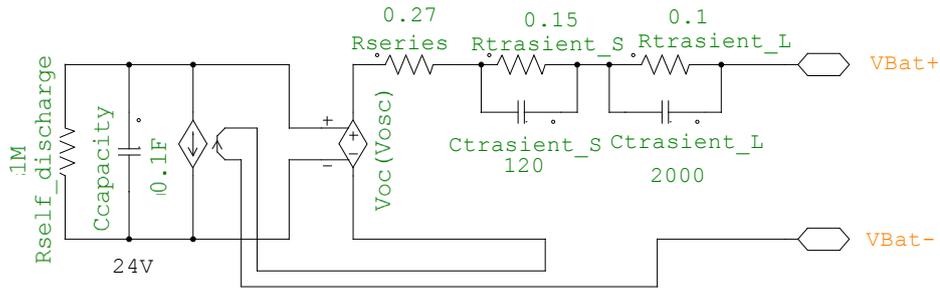


Figura 3.3 – Parte superior: conversor abaixador operando como carregador e pré-regulador de fator de potência. Parte inferior: Modelo de bateria empregado na simulação.

Os resultados da simulação do conversor abaixador são apresentados na seqüência. Uma vez que o processo de carga das baterias reais possui um período prolongado, e que dificultaria a simulação, os períodos de carga são apresentados em escala reduzida de tempo, facilitando a análise do processo.

Na Figura 3.4 é apresentado o resultado de simulação para um conversor abaixador operando com $36V_{cc}$ de tensão nominal, com baterias conectadas diretamente na saída CC do retificador. A potência nominal de operação do conversor é de $144W$, com corrente de carga no máximo $1,4A$.

É observado que a estratégia de transição entre as malhas de corrente através da bateria e regulação de tensão CC opera de acordo com a proposta apresentada.

No instante representado pela letra (A) da Figura 3.4, ocorre a transição entre os sinal da malha de tensão e de corrente, cujo valor até o instante A era superior ao da malha de tensão. Após o primeiro segundo de simulação é realizado um degrau de referência de corrente de carga de $0,7A$ para $1,4A$, visível logo após o instante (A).

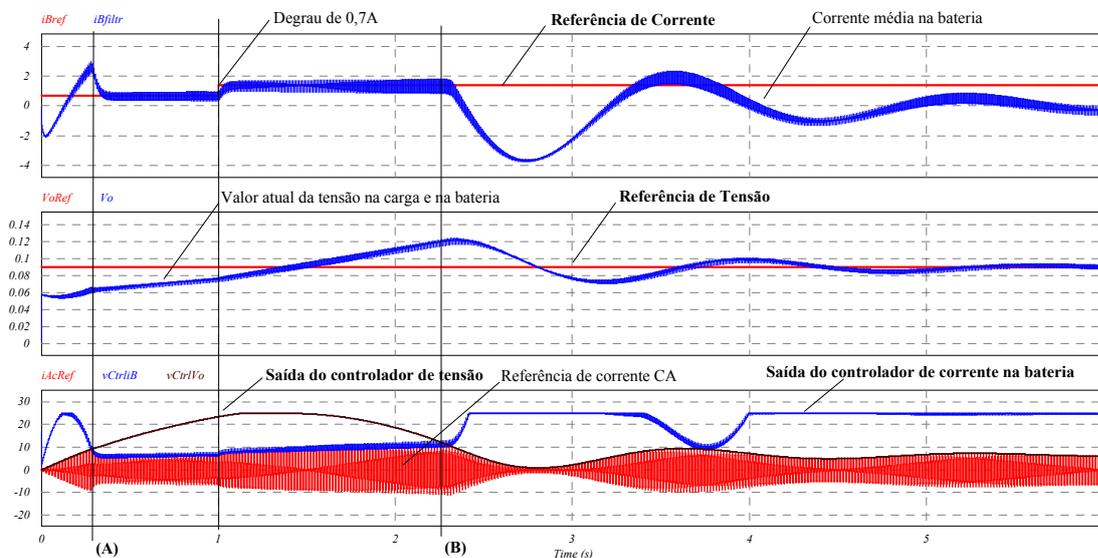


Figura 3.4 – Resultado de simulação da metodologia proposta para a incorporação do carregador de baterias ao pré-regulador com conversor abaixador. De cima para baixo: Referência de corrente e leitura atual da corrente através da bateria, Tensão de referência e valor atual na bateria, e valores de saída dos controladores de corrente e de tensão.

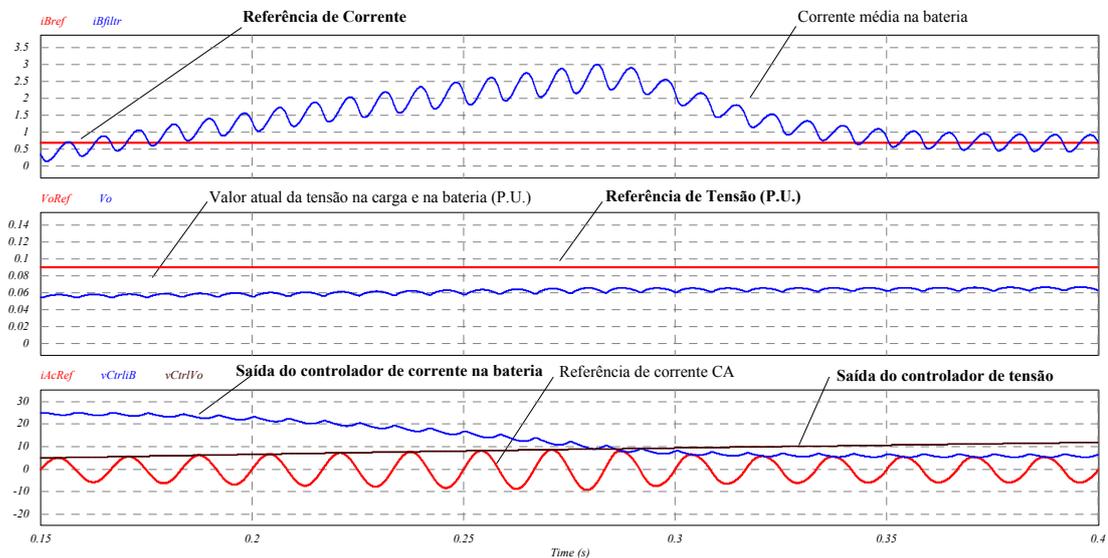


Figura 3.5 – Detalhe de (A) do resultado de simulação da metodologia proposta para a incorporação do carregador de baterias ao pré-regulador com conversor abaixador.

Após aproximadamente 1,5 segundos, a saída do controlador de tensão inicia o processo de decréscimo do valor, uma vez que a tensão na carga começa a se tornar superior ao valor de referência. No instante (B) é observada a transição entre o controlador de corrente para o de tensão, o que força a redução gradual e estabilização da tensão de saída. A corrente média de carga das baterias é nula, evitando a sobrecarga da mesma. O detalhe das formas de onda da Figura 3.4, é observado na Figura 3.5, em que o período de transição entre as saídas dos controladores é detalhado.

3.2.2 Família Elevadora – Boost

No conversor CC-CC do tipo elevador, a tensão média da saída é maior que a tensão de entrada, ou seja, a mínima tensão de saída é, teoricamente, igual à tensão de alimentação. No caso da incorporação deste conversor no estágio do retificador, tornando-o um CA-CC de único estágio, os interruptores e o indutor são re-arranjados, de forma que o indutor apareça em série com a rede elétrica, semelhante ao conversor CC-CC [14], [15] e [16].

As estruturas monofásicas elevadoras que incorporam o estágio de comutação à ponte retificadora (*bridgeless*) são opções de único estágio e o trabalho [51] apresenta um extenso comparativo entre as topologias presentes na literatura. Os autores de [51] mostram que é uma

topologia de conversor mais eficiente que a estrutura de dois estágios (ponte + *Boost*). Também apresenta estruturas de potência que não são práticas sob a óptica das normas que regulamentam a quantidade máxima de ruído de modo comum. Em [51] o conversor é observado sempre como um *front-end* para as aplicações conectadas à rede elétrica, necessitando de estágio extra (no caso de carregador de baterias) para gerenciamento do fluxo de potência para o processo de carregamento. Já no trabalho [67] os conversores elevadores do tipo *bridgeless* convencional, *bridgeless* intercalado, dentre outros, são comparados sob o ponto de vista da eficiência, entretanto sempre considerando que um estágio extra é utilizado para regular a tensão e o processo de carga das baterias.

Estes conversores são empregados em fontes com elevado fator de potência de equipamentos de processamento de dados, como servidores de rede [91], equipamentos de telecomunicações, além de carregadores para veículos elétricos [87]. Este conversor apresenta características favoráveis no uso dos interruptores, ao possuir valor RMS de corrente nestes elementos, inferior às demais topologias de estágios de potência. O único ponto negativo desta estrutura de processamento de energia é a falta de limite da corrente de partida ou *inrush*, além de ser um conversor não isolado [15]-[17].

As configurações de único estágio e de dois estágios são mostradas na Figura 3.6. A incorporação do interruptor na ponte retificadora permite a redução no número de interruptores controlados em série, na etapa de armazenamento de energia no indutor, elevando a eficiência do conversor. O intercalamento dos conversores mostrados na Figura 3.6 d), permite a redução dos filtros de *EMI*, além do incremento da eficiência, se comparado com a estrutura clássica Figura 3.6 a).

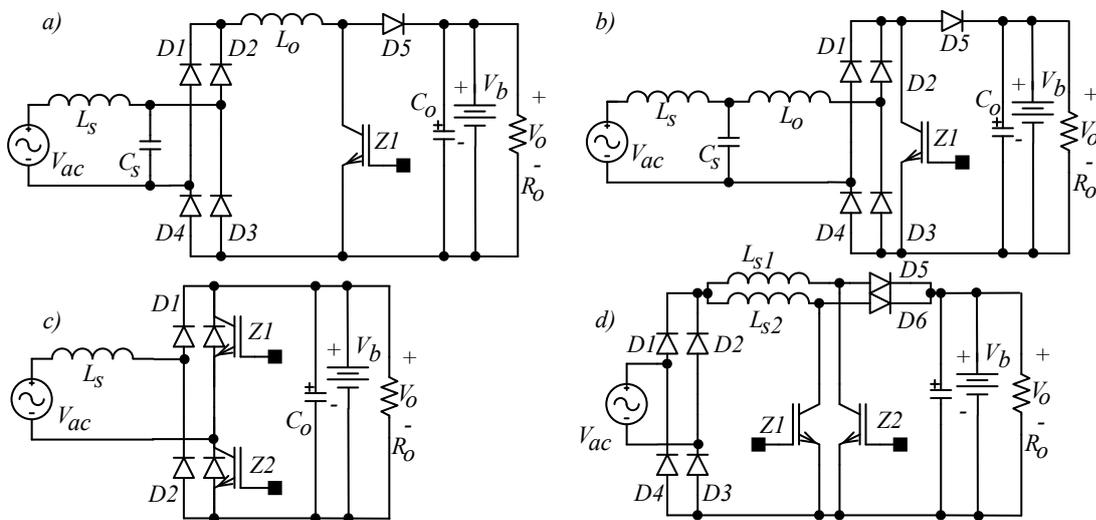


Figura 3.6 – Estruturas de potência para o conversor unidirecional elevador, a) conversor elevador unidirecional com filtro de EMI do lado CA, b) versão com o indutor do elevador no lado CA, c) incorporação do estágio elevador na ponte, d) conversor unidirecional do tipo intercalado de duas fases [38].

O conversor elevador sendo empregado como estágio pré-regulador para correção de fator de potência, como mostrado na Figura 3.6 irá operar como elevador para a condição em que a tensão de entrada for menor que a tensão de saída. Na Figura 3.7 são apresentadas estruturas de potência que permitem a bidirecionalidade de potência no conversor elevador. Tais topologias permitem que o controle do fluxo de potência para a bateria apresente uma dinâmica aprimorada em relação às da Figura 3.6, pois parte da energia excedente no processo de carga pode ser momentaneamente retornada à rede (p. ex. quando a tensão de saída exceder o valor de referência), o que não é possível nas estruturas unidirecionais.

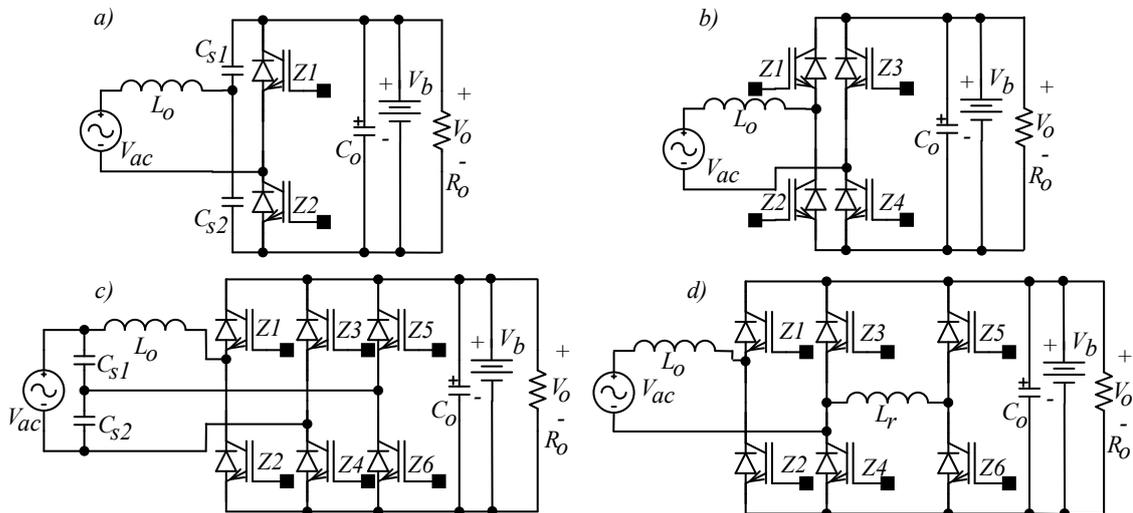


Figura 3.7 – Estruturas de potência para o conversor bidirecional elevador, a) conversor elevador bidirecional em meia-ponte, b) inversor fonte de tensão em ponte completa operando como elevador, c) compensação de ondulação CC através de capacitores e conexão com ponto central CA e um terceiro braço, d) compensação de ondulação da tensão CC através de indutor e terceiro braço [38].

Considerando a tensão de saída constante, a razão cíclica necessária para que o conversor elevador opere com elevado fator de potência é dada pela relação entre a tensão de entrada e a saída,

$$M(d(\theta)) = \frac{v_o(\theta)}{v_s(\theta)} = \frac{V_o}{|V_m \cdot \sin(\theta)|} \quad (3.8)$$

Considerando o conversor elevador em modo de condução contínua, aplicando a expressão (3.8) a relação do ganho estático do conversor elevador, em regime permanente, $M(d(\theta)) = 1/[1 - d(\theta)]$, $d(\theta)$ é dado por

$$d(\theta) = 1 - \frac{|V_m \cdot \sin(\theta)|}{V_o} \quad (3.9)$$

Na Figura 3.8 é apresentado o conversor elevador operando como pré-regulador com correção de fator de potência, através do emprego da função de razão cíclica $d(\theta)$, desenvolvida na expressão (3.9).

Assim, a função da razão cíclica imposta pelo controlador do pré-regulador, deve apresentar a seguinte característica,

$$d(\theta, \varphi) = 1 - \frac{|V_m \cdot \sin(\theta - \varphi)|}{V_o} \triangleq 1 - k_m |\sin(\theta - \varphi)| \quad (3.10)$$

Na qual k_m representa um índice que relaciona o valor de pico da rede elétrica pela tensão de saída. A tensão média sintetizada pelo conversor elevador, deve apresentar uma defasagem angular para com a tensão da rede elétrica visando controlar o fluxo de potência que é extraído da rede.

$$v_{ret,avg}(\theta, \varphi) = \langle v_{ret}(t, \theta, \varphi) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{d(\theta, \varphi)T_s} 0 \cdot d\tau + \int_{d(\theta, \varphi)T_s}^T V_o d\tau \right] = V_o [1 - d(\theta, \varphi)] \quad (3.11)$$

Desta forma, a tensão média observada pelo indutor é dada por (operação em modo de condução contínua, em regime quase estático de operação):

$$\begin{aligned} v_L(\theta, \varphi) &= v_{ac}(\theta) - v_{ret,avg}(\theta, \varphi) = V_m \sin(\theta) - V_o \cdot [1 - d(\theta, \varphi)] \\ &= V_m \sin(\theta) - k_m V_o \sin(\theta - \varphi) \\ &\triangleq V_m \angle 0^\circ - k_m V_o \angle -\varphi = V_m \angle 0^\circ + k_m V_o \angle (\pi + \varphi) \end{aligned} \quad (3.12)$$

A razão cíclica variante no ângulo (ou no tempo) da rede elétrica, apresenta uma defasagem angular φ , podendo ser representada na forma fasorial, como mostra a equação (3.12), assim, empregando o modelo simplificado e descrito na Figura 3.8 d), o fasor da corrente I_L será expresso por:

$$I_L(\varphi) = -j \frac{V_m + k_m V_o \angle (\pi + \varphi)}{X_L} \quad (3.13)$$

O módulo da amplitude da corrente circulante no indutor, considerando uma pequena variação do ângulo φ da razão cíclica, é expresso por:

$$|I_L(\varphi)| = \frac{1}{\omega L} \sqrt{[V_m + k_m V_o \cos(\pi + \varphi)]^2 + [k_m V_o \sin(\pi + \varphi)]^2} \quad (3.14)$$

$$\approx \frac{V_m}{\omega L} \sqrt{\varphi^2 - \frac{1}{12} \varphi^4 + \frac{1}{36} \varphi^6} \approx \frac{\varphi V_m}{\omega L}$$

A Figura 3.8 d) exibe a característica fasorial do modelo do retificador monofásico, exibindo o efeito da variação no ângulo φ , do sinal de controle.

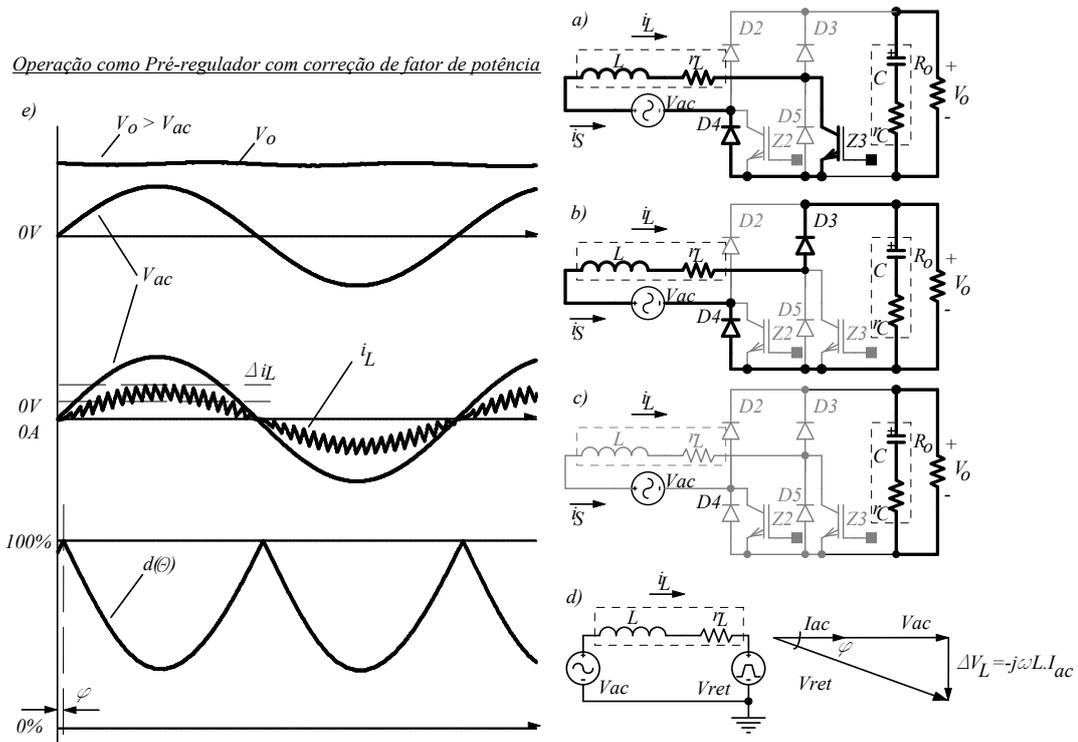


Figura 3.8 – Conversor CA-CC elevador – *Boost* operando como pré-regulador com elevado fator de potência. a) Primeira etapa de operação para o semi-ciclo positivo da tensão da rede elétrica, b) Segunda etapa de operação. c) Terceira etapa de operação – fase descontínua da corrente, d) Modelo simplificado do retificador, e) Detalhe da operação do pré-regulador.

Portanto o controlador de corrente além de alterar a amplitude da razão cíclica, de acordo com a equação (3.9), ele também concebe um defasamento angular, expresso na equação (3.14).

Uma modificação para a operação como “único” estágio é proposto em [90], através de um retificador convencional monofásico em ponte associado à dois conversores intercalados *Buck+Boost*, com o compartilhamento do indutor pelos conversores CC-CC. A modificação do conversor CA-CC do tipo elevador para que possa operar como carregador de baterias, de único estágio de fato – apenas um conversor, necessita que o conjunto de baterias conectado a parte CC do conversor apresente, no mínimo, tensão superior ao valor de pico da

rede elétrica, possibilitando a operação com elevado fator de potência. A modificação do retificador e da estrutura de controle básica para operação EUCS é apresentada na Figura 3.9.

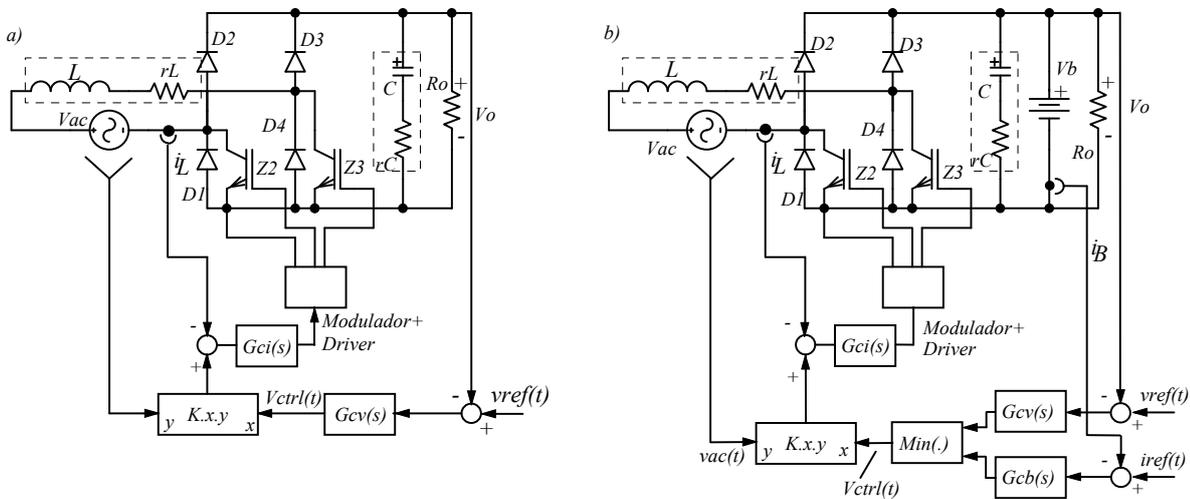


Figura 3.9 – a) Estrutura de controle para o conversor elevador para operação com elevado fator de potência, b) Modificação proposta neste trabalho para controle da corrente de carga média na bateria.

Da mesma forma como foi realizada a modificação da estrutura do controlador do regulador abaixador, a função de escolha de valor mínimo possibilita a transição entre as malhas de tensão e corrente, permitindo a carga das baterias bem como a regulação da tensão de saída V_o , ou mesmo outras modificações nas estratégias de controle necessárias.

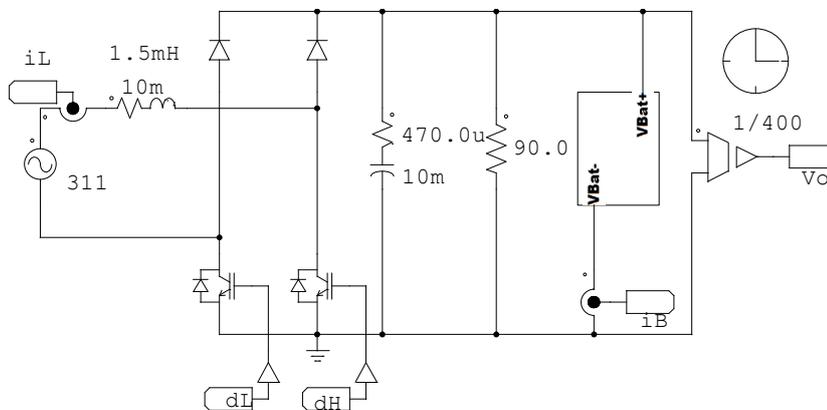


Figura 3.10 – Parte superior: conversor elevador do tipo *bridgeless* operando como carregador e pré-regulador de fator de potência, o modelo de bateria está apresentado na Figura 3.3.

A desvantagem deste mecanismo de carregamento, no caso monofásico, reside na ondulação de corrente circulante através das baterias, pois o valor RMS é muito maior que o valor médio da corrente, o que acarreta elevação da temperatura, podendo reduzir a vida útil da bateria. Porém os trabalhos [28] e [42] reportam que as correntes pulsadas permitem a aceleração do processo de recarga, prolongamento do período de vida útil, número de ciclos

de carga e descarga pode ser incrementado por um fator de três a quatro, além de uma possível recuperação na capacidade de armazenamento da bateria. Desta forma o fato de impor uma corrente pulsada de 120Hz (para a rede de 60Hz) no processo de carga das baterias se apresenta de forma vantajosa, para o caso monofásico.

A Figura 3.11 mostra os resultados de simulação para um conversor elevador apresentado na Figura 3.10 operando com $380V_{cc}$ de tensão nominal, com baterias conectadas diretamente na saída CC do retificador. A potência nominal de operação do conversor é de $1600W$, com corrente de carga no máximo $0,7A$ (considerando baterias de $7Ah$, e $0,1C$ de corrente de carga).

É observado que a estratégia de transição entre as malhas de corrente através da bateria e regulação de tensão CC opera de acordo com a proposta apresentada.

No instante representado pela letra (A) da Figura 3.11, ocorre a transição entre os sinal da malha de tensão e de corrente, cujo valor até o instante A era superior ao da malha de tensão. Após o primeiro segundo de simulação é realizado um degrau de referência de corrente de carga de $0,7A$ para $1,4A$, visível logo após o instante (A).

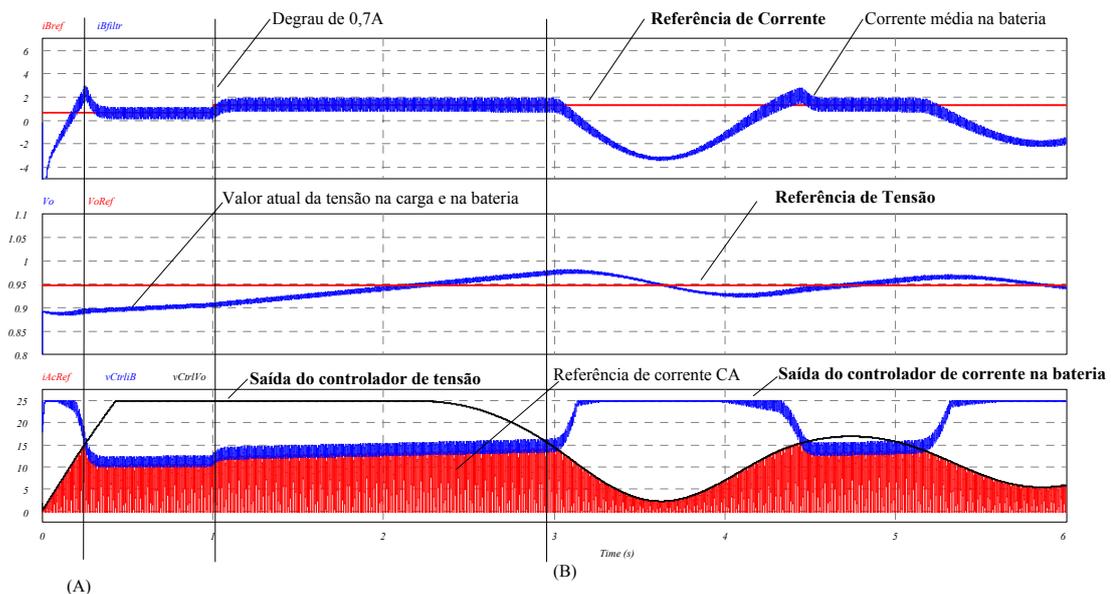


Figura 3.11 – Resultado de simulação da metodologia proposta para a incorporação do carregador de baterias ao pré-regulador com conversor elevador. De cima para baixo: Referência de corrente e leitura atual da corrente através da bateria, Tensão de referência e valor atual na bateria, e valores de saída dos controladores de corrente e de tensão.

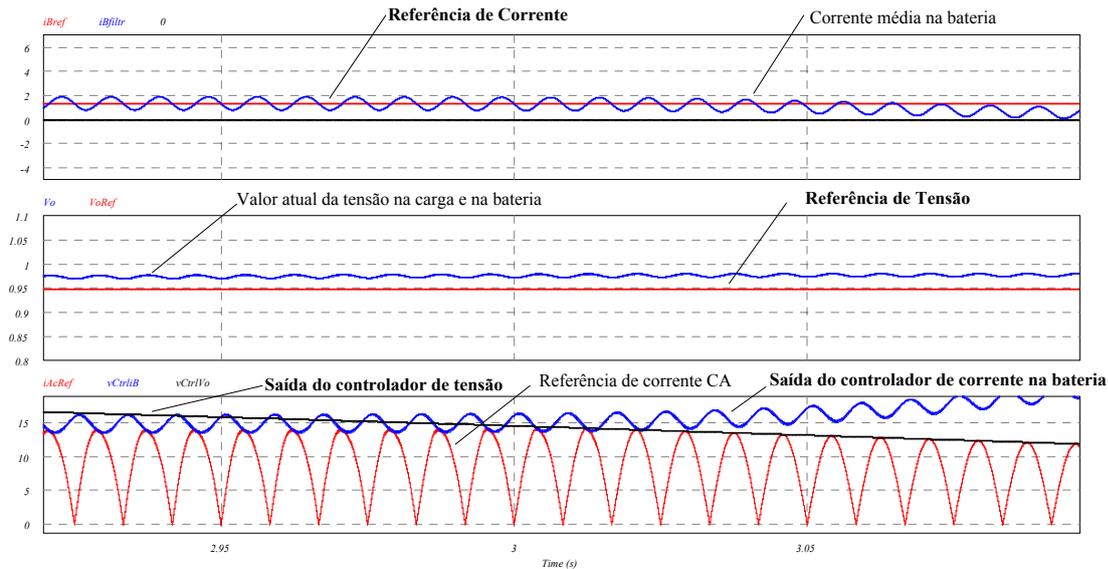


Figura 3.12 – Detalhe do resultado de simulação da metodologia proposta para a incorporação do carregador de baterias ao pré-regulador com conversor elevador. De cima para baixo: Referência de corrente e leitura atual da corrente através da bateria, Tensão de referência e valor atual na bateria, e valores de saída dos controladores de corrente e de tensão.

Após aproximadamente 2 segundos, a saída do controlador de tensão inicia o processo de decréscimo do valor, uma vez que a tensão na carga começa a se tornar superior ao valor de referência. No instante (B) é observada a transição entre o controlador de corrente para o de tensão, o que força a redução gradual e estabilização da tensão de saída. A corrente média de carga das baterias é nula, evitando a sobre-carga da mesma. O detalhe das formas de onda da Figura 3.11, é observado na Figura 3.12, em que o período de transição entre as saídas dos controladores é detalhado.

3.2.3 Família Abaixadora-Elevadora – *Buck-Boost*

A Figura 3.13 a) exibe a estrutura básica do conversor *Buck-Boost* (abaixador-elevador) associado à ponte retificadora, operando como estágio regulador de tensão CC e que também pode apresentar características de elevado fator de potência. Com a característica seja de elevador ou abaixador de tensão, permite a aplicação em etapas de processamento de energia como carregadores, fontes chaveadas, dentre outras. Uma desvantagem que esta estrutura apresenta é o elevado nível de tensão e corrente ao qual os elementos de comutação estão submetidos, que podem ser minimizados através do emprego de circuitos de grampeamento ativo [27], [31], limitando a sobretensão durante o período de desligamento do interruptor, e simultaneamente reciclando a energia de dispersão do transformador. A incorporação do interruptor à ponte retificadora é apresentada nas configurações das Figura

3.13 b) e c), sendo esta última, a versão isolada, conhecida como *flyback*, podendo, inclusive ser operado na configuração em ponte completa [81]. O autor de [81] apresenta um protótipo de 3kW, operando em modo de condução contínua, com tensão de entrada de $220V_{rms}$, e fator de potência de 0,99, seja no modo elevador de tensão ($V_o=400V_{cc}$) como no modo abaixador de tensão ($V_o=200V_{cc}$), em ambas as situações a taxa de distorção harmônica da corrente de no máximo 6,5% é obtida. No trabalho [85] o autor apresenta o conversor *flyback* intercalado para sistemas de iluminação a LED também operando com elevado fator de potência. A estrutura intercalada permite obtenção de menores filtros de entrada e de saída, menor sobretensão nos interruptores, se comparada com a estrutura clássica do conversor. No trabalho, os autores apresentam uma estrutura para processar de 8,1W até 80W, com fator de potência igual ou superior a 0,998 e taxa de distorção harmônica inferior a 6,5% para a faixa de 10 a 100% de potência nominal, além de ser isolado. Esta configuração é mostrada na Figura 3.13 f). Em [88] os autores associam uma combinação do conversor abaixador com o conversor *flyback* visando aprimorar o fator de potência ao eliminar zonas na qual o conversor abaixador se torna inoperante (quando a tensão de entrada da rede elétrica é menor que a tensão de saída), além de permitir que o conversor possa passar nos ensaios de limitação de harmônicos, definidos pela IEC61000-3-2 [24]. No protótipo de 100W, é obtido fator de potência superior a 0,95 para toda a faixa de variação da rede elétrica proposta, de $90V_{rms}$ até $265V_{rms}$, além de mostrar características que atendem ao limite definido pela norma IEC61000-3-2 na situação de menor tensão da rede elétrica. Em [93] é introduzido o *flyback* com interruptor bi-direcional configurando-o como *bridgeless*, o diagrama do conversor é observado na Figura 3.13 e), os autores apresentam um resultado experimental com protótipo de 72W, tensão de entrada de $90-140V_{rms}$, tensão de saída de $48V_{cc}$, eficiência superior a 87% para toda a faixa de tensão descrita e potência acima de 20W, entretanto o autor não relata o fator de potência que este protótipo apresenta, além do nível de sobretensão nos interruptores ser demasiado elevado para a tensão de entrada adotada, mesmo com o emprego de *snubbers* para limitar a sobretensão nos semicondutores. Tal configuração é simulada para testar a viabilidade de realização como carregador de estágio único. No trabalho [95] o conversor *Buck-boost* é modificado para que a saída possa apresentar potencial positivo, ao realizar a inversão da ponte retificadora e empregar o interruptor principal no mesmo referencial da tensão de saída. Esta topologia é mostrada na Figura 3.13 d), nele, os autores apresentam as simulações para um estágio com potência de saída de 3,8kW, em $220V_{rms}$, porém os autores

apresentam dados apenas da taxa de distorção harmônica (inferior a 5% para toda a faixa da tensão de saída de até $150V_{cc}$), não relatando o fator de potência obtido da simulação. No trabalho [96] o conversor é concebido para operação em modo de condução crítica com tempo de condução variável, segundo o autor, este modo permite reduzir a taxa de distorção harmônica, se comparado com o modo de condução crítica com o tempo de condução fixo, o que também permite a elevação do fator de potência. Uma vantagem do modo de condução crítico reside na necessidade apenas da malha de tensão para regular a tensão de saída, ainda assim obtendo elevado fator de potência. Os resultados experimentais dos autores mostram um fator de potência é superior a 0,99 e a taxa de distorção harmônica inferior a 10% para a faixa de tensão de $90V_{rms}$ até $265V_{rms}$ além do atendimento aos requisitos de conteúdo harmônico da IEC61000-3-2 [24], com tensão de saída de $24V_{cc}$ e potência nominal de 50W. Em [99] o conversor elevador-abaiçador é modificado para permitir uma saída auxiliar de tensão independente da principal através do emprego de um único indutor com o conversor em modo de condução crítica, para aplicações que demandam reduzido volume e saídas de tensão com regulação independente. Através do controle apropriado do modulador e combinado com o modo de condução crítica os autores apresentam uma solução que atende às normas referentes à distorção harmônica [24], para uma ampla faixa de tensão da entrada, e apresentando regulação independente das saídas.

Considerando a tensão de saída constante, a razão cíclica necessária para que o conversor elevador opere com elevado fator de potência é dada pela relação entre a tensão de entrada e a saída,

$$M(d(\theta)) = \frac{v_o(\theta)}{v_s(\theta)} = \frac{V_o}{|V_m \cdot \sin(\theta)|} \quad (3.15)$$

Considerando o conversor abaixador-elevador em modo de condução contínua, aplicando a expressão (3.15) na relação do ganho estático do conversor elevador, em regime permanente, $M(d(\theta)) = -d(\theta)/[1-d(\theta)]$, considerando a versão isolada, a expressão obtida é $M(d(\theta)) = (N_2/N_1)d(\theta)/[1-d(\theta)]$, logo, resolvendo para $d(\theta)$,

$$d(\theta) = \frac{V_o}{|V_m \cdot \sin(\theta)| + V_o} \quad (3.16)$$

Para a versão isolada,

$$d(\theta) = \frac{V_o}{\frac{N_2}{N_1} |V_m \cdot \sin(\theta)| + V_o} \quad (3.17)$$

As principais modificações apresentadas na literatura são exibidas na Figura 3.13.

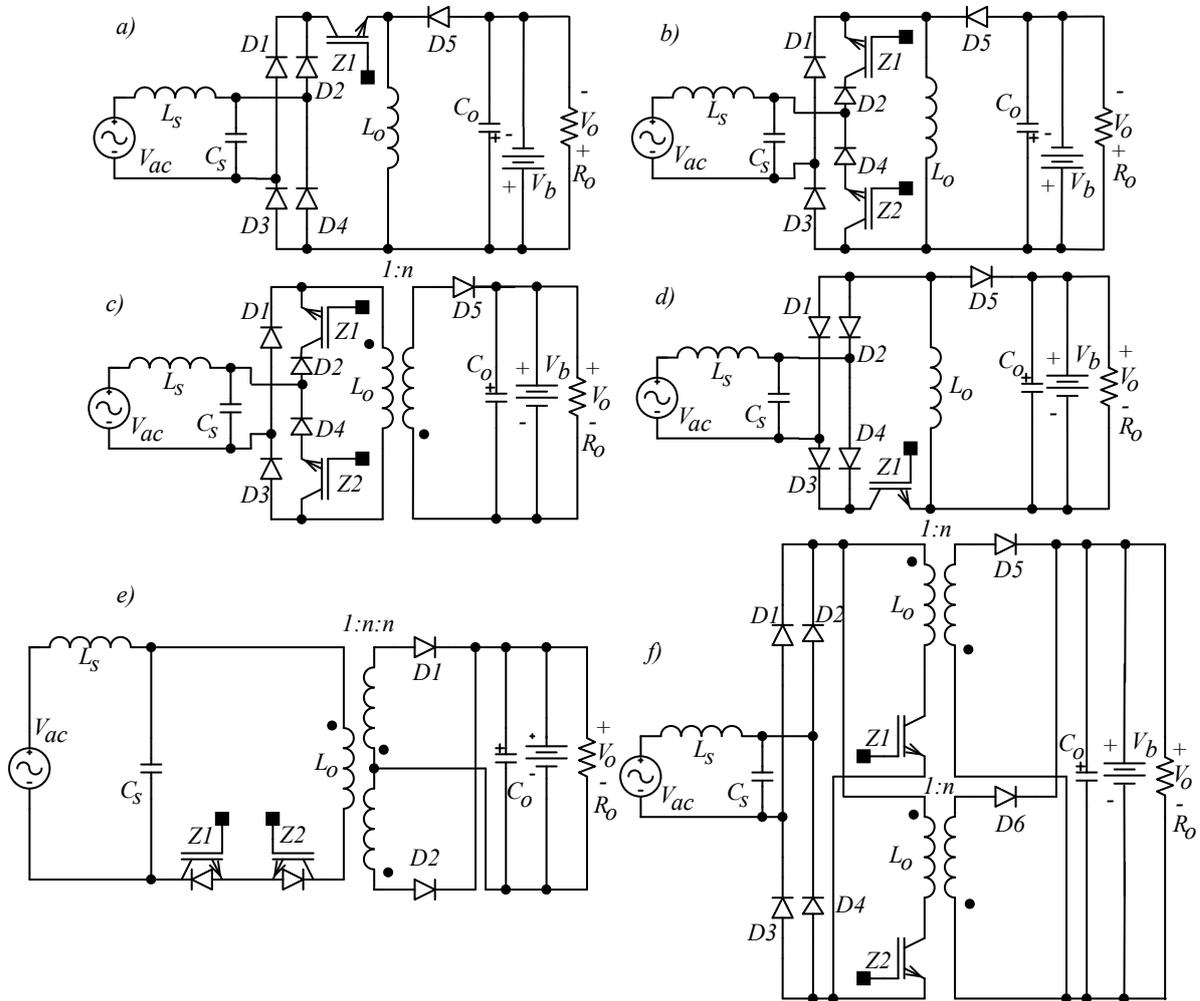


Figura 3.13 – Estruturas de potência para o conversor elevador-abaixador, a) conversor abaixador-elevador unidirecional associado à ponte retificadora, b) incorporação do conversor abaixador-elevador à ponte, c) versão isolada – conversor flyback, d) referencial do lado da carga [95], e) conversor flyback sem ponte [93], f) flyback intercalado [38], [85].

A operação do conversor *flyback bridgeless* é apresentada na Figura 3.14, na qual as principais etapas de operação, incluindo a bateria no lado da carga, são exibidas.

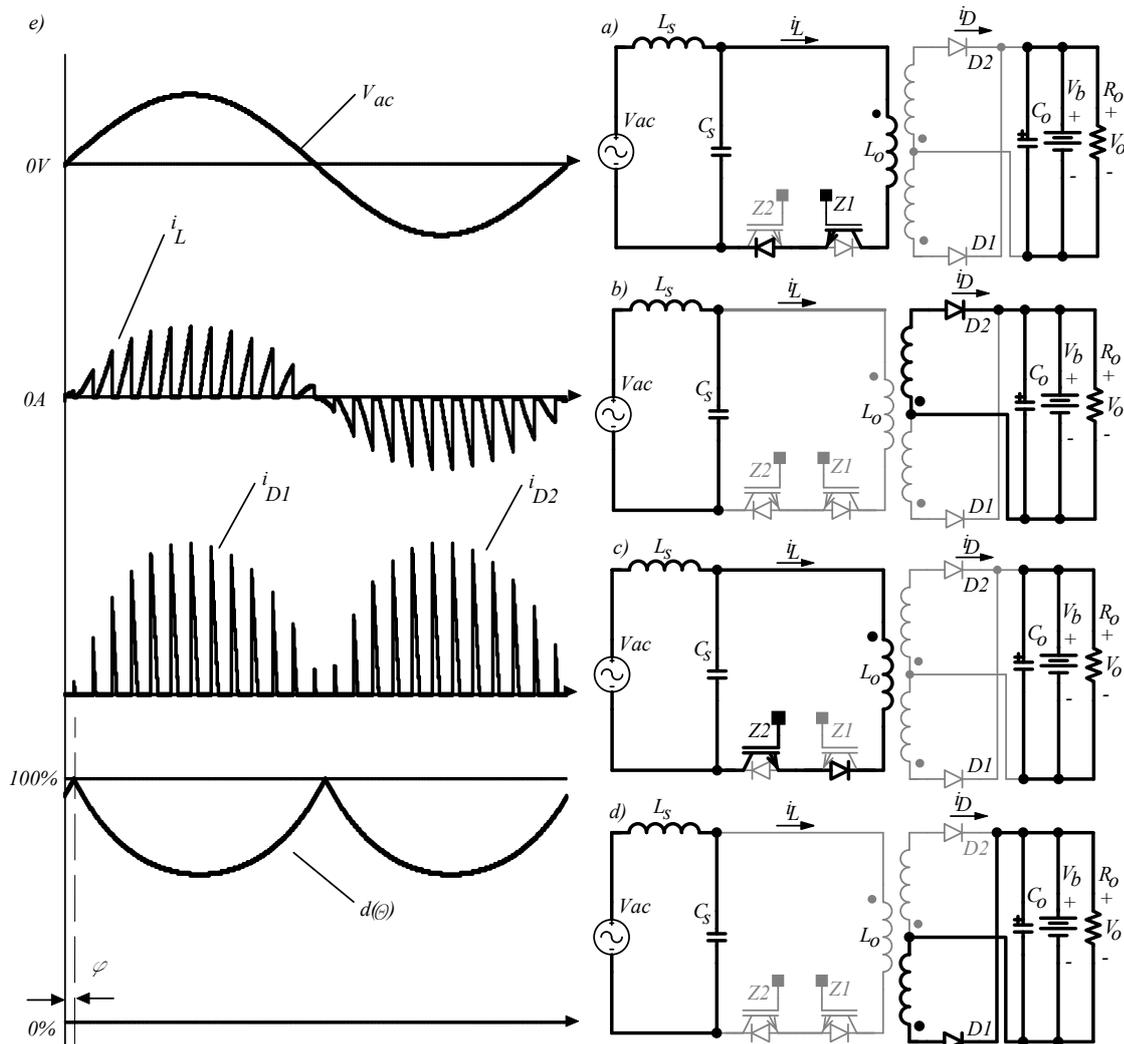


Figura 3.14 – Formas de onda teóricas para o conversor CA-CC flyback operando como pré-regulador com elevado fator de potência de estágio único. a) primeira etapa de operação para o semi-ciclo positivo da tensão da rede elétrica, b) segunda etapa de operação durante a abertura do interruptor. c) terceira etapa de operação, durante o semi-ciclo negativo da rede elétrica, d) quarta etapa de operação durante a abertura do interruptor, e) formas de onda teóricas do pré-regulador.

Os resultados de simulação para operação em potência nominal, com transição entre as malhas de limitação de corrente e de tensão, estão exibidos na Figura 3.15. É observada a transição entre as malhas após $t=1,46s$, na qual a malha que regula a tensão de saída passa a limitar o valor de pico da referência de corrente da rede elétrica.

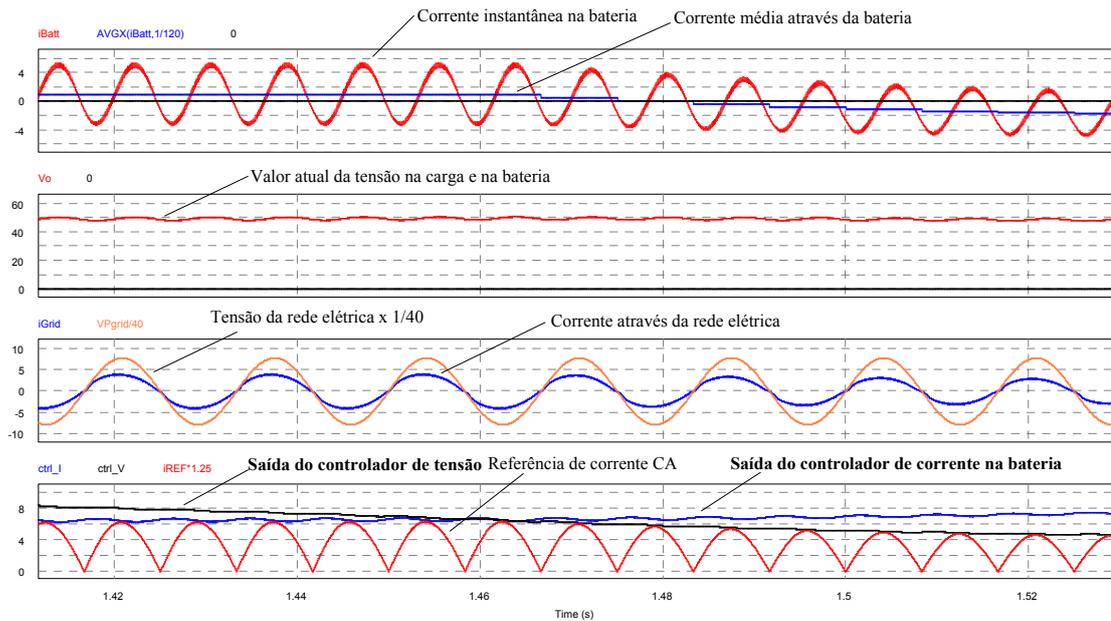


Figura 3.15 – Resultado de simulação da metodologia proposta para a incorporação do carregador de baterias ao pré-regulador com conversor flyback isolado. De cima para baixo: Referência de corrente e leitura atual da corrente através da bateria, Tensão de referência e valor atual na bateria, e valores de saída dos controladores de corrente e de tensão.

O resultado de simulação da Figura 3.15 mostra a operação do conversor *flyback-bridgeless* com elevado fator de potência, isolado e operacional com a metodologia de carregamento de baterias proposto.

3.2.4 Família Sepic

A Figura 3.16 a) exibe a estrutura básica do conversor SEPIC (*Single Ended Primary Inductance Converter*) operando como estágio de entrada e que também pode apresentar características de elevado fator de potência. Com a característica seja de elevador ou abaixador de tensão, permite a aplicação em etapas de processamento de energia como carregadores, fontes chaveadas, dentre outras. Em [29] é realizada a análise do conversor SEPIC como estágio pré-regulador com elevado fator de potência, operando em modo descontínuo de corrente, o que favorece na simplicidade do controlador empregado, em não sendo necessária a introdução de malhas auxiliares para controlar a corrente no indutor de entrada, o que simplifica o projeto do controlador para esta topologia.

Em [33] o conversor SEPIC é aplicado ao retificador trifásico para obtenção de uma unidade isolada, operando em modo de condução contínua, com a finalidade de reduzir o número de estágios de processamento de energia - Figura 3.16 b). Os resultados apresentados

por [33], mostram um fator de potência na ordem de 0,96 para faixa de potência superior a 50% da potência nominal, com rendimento na ordem dos 90% para um conversor de 3kW.

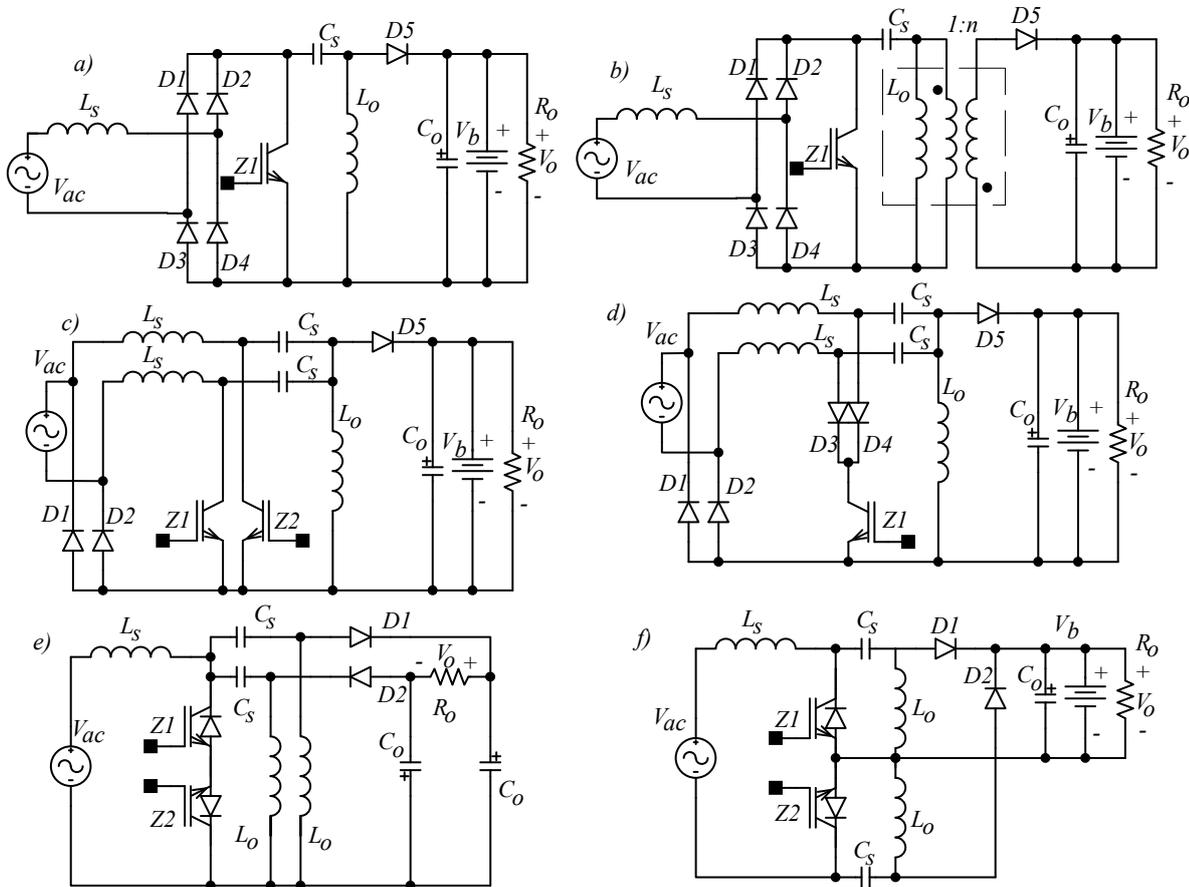


Figura 3.16 – Estruturas de potência para o conversor SEPIC, a) conversor SEPIC unidirecional associado à ponte retificadora (dois estágios), b) versão isolada (dois estágios), c) incorporação do conversor à ponte retificadora (híbrido), d) versão com um interruptor (híbrido), e) um interruptor bidirecional (estágio único), f) SEPIC de estágio único com modificações para aplicação em carregador de baterias com elevado fator de potência.

Em [57] e em [84] são descritos o conversor SEPIC *bridgeless*, cujo objetivo é elevar a eficiência por empregar um estágio híbrido, que é tanto interruptor como retificador para a tensão da rede elétrica. Fator de potência superior a 0,995 é apresentado em uma faixa de potência de 90-130W, com tensão de rede elétrica de $100V_{rms}$, além de uma eficiência na ordem de 95% para a mesma faixa de potência. No trabalho [100] o conversor SEPIC é empregado como solução para a transferência de energia sem contato para distâncias curtas, na faixa das dezenas de kW, para o uso com capacitores rotativos como acoplamento para transferência de energia. Nesse trabalho é mostrada uma aplicação de 1kW com eficiência de 90,3%, com tensão de entrada de 340V e 278Vcc de saída.

Por fim, em [101], Figura 3.16 c)-f), é mostrado um conjunto de modificações na estrutura do conversor SEPIC para incorporar a ponte retificadora ao interruptor principal. No protótipo apresentado, com potência de saída de 200W, com tensão de 100V-200V_{rms} o autor mostra um fator de potência de no mínimo 0,97 para a maior tensão e 0,995 para a menor, com eficiência superior a 97,5%.

O conversor SEPIC em sua versão isolada se mostra como estrutura viável para a aplicação em retificadores com elevado fator de potência e elevada eficiência, por reduzir o número de estágios, apresenta menor valor de sobretensão nos interruptores, e com o conversor operando em modo de condução descontínua, permite o emprego de controladores simples de tensão, o que simplifica o projeto completo do retificador.

3.2.5 Família Zeta

O conversor ZETA e suas variações topológicas estão apresentados na Figura 3.17, a incorporação da funcionalidade do retificador no interruptor principal também é mostrada Figura 3.17-c). Este conversor pode ser observado como um abaixador-elevador-abaixador, cuja característica da corrente de entrada é descontínua. No trabalho [47] o conversor ZETA em meia-ponte assimétrica é aplicado a fontes de telecomunicação com tensão de saída em 48V, para uma potência de 300W e faixa de variação de tensão de 90-265V_{rms}, com eficiência superior a 95% e fator de potência superior a 0,99, em [56] o conversor é aplicado no estágio pré-regulador com elevado fator de potência no acionamento de motores de corrente contínua de ímã permanente sem escovas, o emprego desta topologia se justifica por propiciar um melhor controle, isolamento com transformador de alta frequência o que permite a redução do volume, único interruptor, redução de ondulação de corrente e de torque que a máquina elétrica apresenta. Também é obtido fator de potência quase unitário e reduzida taxa de distorção harmônica da corrente circulante através da rede elétrica. Assim como no SEPIC, o conversor ZETA emprega a transferência de energia através de acoplamento capacitivo, não ocorrendo a inversão da tensão de saída, enquanto realiza a operação tanto de elevador como abaixador de tensão. Como exemplo de aplicação [56] exibe fator de potência 0,999, THD de corrente de 2,40% no acionamento de uma máquina de 1,5kW em 220V_{rms}. Em [71] os autores propõem um modelo por valores médios no ambiente SPICE, visando a análise das condições limites de estabilidade do conversor ZETA como regulador com elevado fator de potência, visando auxiliar na obtenção dos parâmetros ideais para o projeto do conversor. Os autores de [97] aplicam o conversor ZETA isolado com elevado fator de potência em

conjunto com o acionamento de motor CC sem escovas, para aplicações em que um reduzido número de componentes e a isolamento galvânica entre a rede e a máquina elétrica sejam obrigatórios, como, por exemplo equipamentos médicos, no referido trabalho, é obtido experimentalmente, para operação em $220V_{rms}$ com tensão CC de saída do conversor ZETA de $50V_{cc}$ até $130V_{cc}$, segundo o autor, um fator de potência unitário é obtido para toda a faixa de tensão com potência de saída entregue à carga de no máximo 300W.

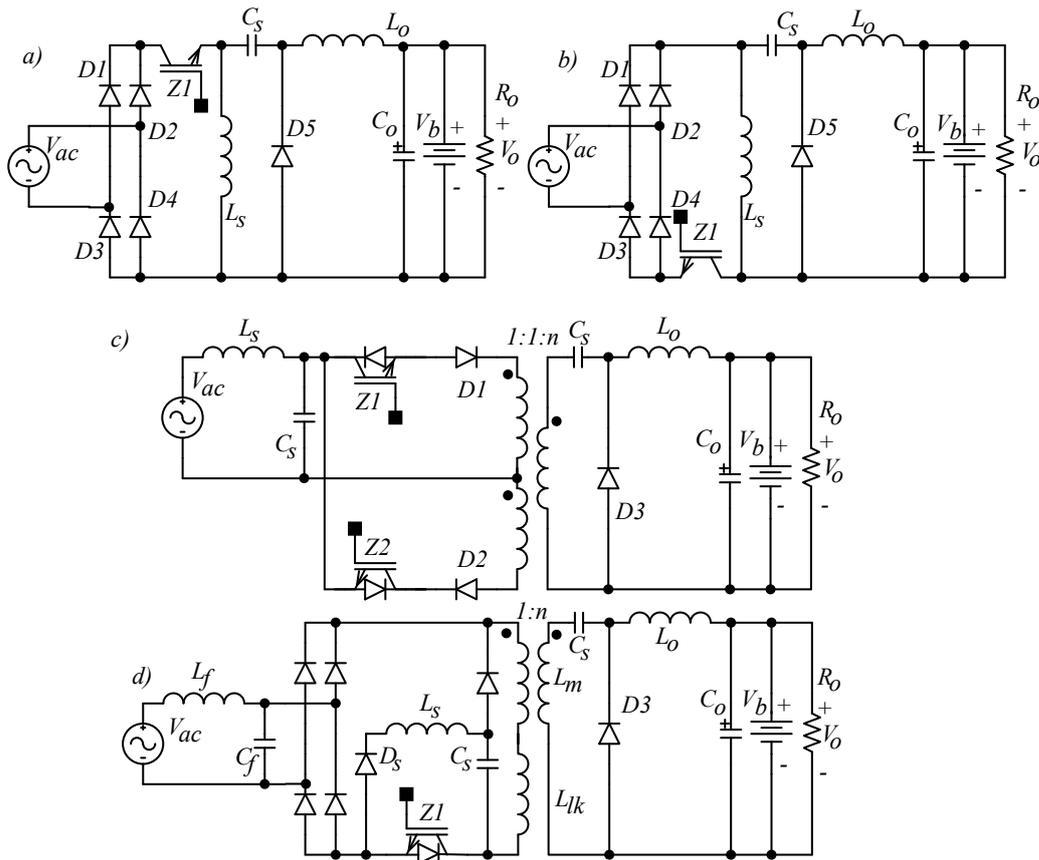


Figura 3.17 – Estruturas de potência para o conversor ZETA, a) estrutura com ponte, b) referencial do interruptor conectado ao da ponte retificadora, c) conversor ZETA de estágio único, d) conversor zeta isolado com snubber LC.

Em [98] os autores apresentam o conversor ZETA operando em modo de condução descontínua empregando um *Snubber* LC, visando à redução na dissipação de energia por comutação, além de reduzir o nível de sobretensão nos semicondutores de potência. Esta estrutura é visualizada na Figura 3.17 d). Um protótipo de 400W, com tensão de entrada de $127V_{rms}$ e saída em $200V_{cc}$ é apresentado. Os autores apresentam uma eficiência de no máximo 85% quando do emprego de *snubber* RCD e eficiência média de 92% com *snubber* LC, além de fator de potência superior a 0,99 para toda a faixa de carga que varia de 10% a 100% da potência nominal.

A aplicação trifásica do conversor Zeta com elevado fator de potência é apresentada em [34]. Na grande maioria dos trabalhos os conversores Zeta atuam como *front-ends* para a rede elétrica e a adaptação do nível de tensão alternada à contínua, principalmente com isolamento e aprimoramento da qualidade da forma de onda da entrada, atendendo às normas de qualidade da corrente circulante através da rede.

3.2.6 Família Cùk

Na Figura 3.18 é mostrada a família de conversores a acumulação capacitiva, em específico a família Cùk. Esta estrutura pode ser analisada como uma associação de um conversor elevador à um abaixador, já que ele apresenta a característica da entrada em fonte de corrente e da saída também em fonte de corrente, com um estágio intermediário (capacitor) com característica de fonte de tensão. Em [61], o autor, e inventor da topologia, apresenta uma estrutura sem a ponte retificadora, isolada, ao incorporar um interruptor bi-direcional à topologia do conversor Cùk. Esta configuração é exibida na Figura 3.18 d), e é considerada de estágio único. Em [83] ela é detalhada, analisada e comparada com um conversor de dois estágios (*Bridgeless Boost* associado à um conversor CC-CC do tipo LLC ressonante), este último exibe eficiência teórica de 95,3% em contraste com os 95,6% que o conversor Cùk *bridgeless* permite realizar com estágio único. O autor apresenta estes resultados para operação de um conversor com potência de saída de 100W e tensão de alimentação em $230V_{\text{rms}}$.)

Os trabalhos [66], [68]-[70] relacionam as principais aplicações e modificações topológicas para o conversor Cuk, incluindo a derivação para operação trifásica. Além das versões consideradas *True-Bridgeless* [66], em que os autores apresentam o conversor CA-CC Cuk diretamente conectado à rede elétrica através de interruptores bidirecionais Ex. Figura 3.18 d).

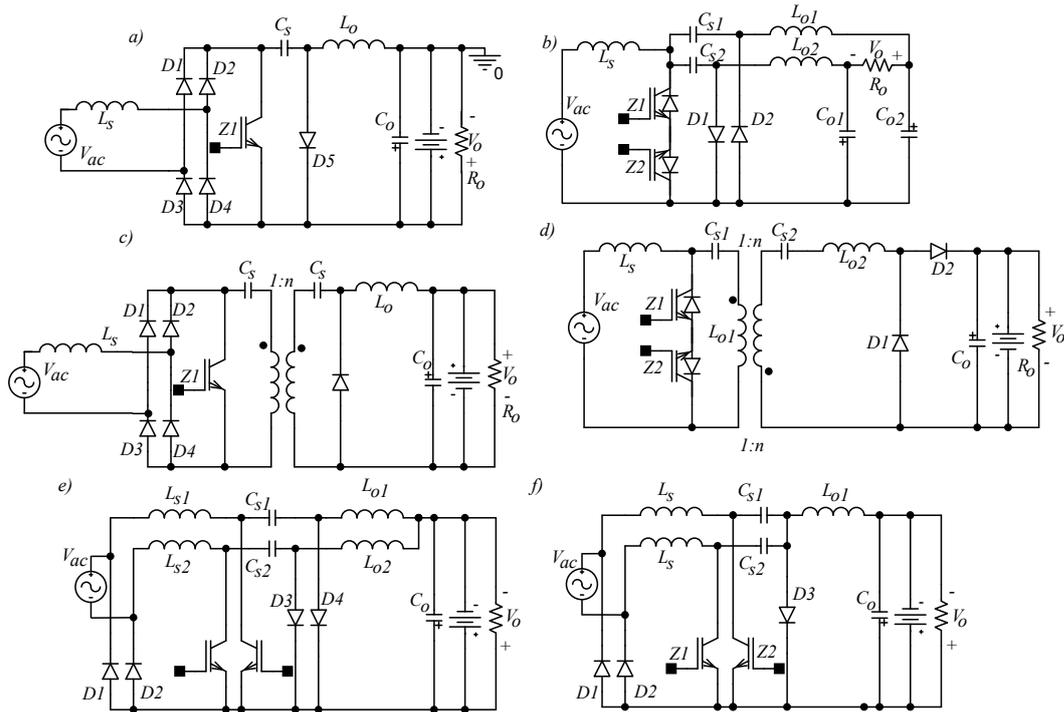


Figura 3.18 – Estruturas de potência para o conversor Cùk, a) conversor Cùk associado à ponte retificadora, b) incorporação do interruptor bidirecional, c) versão isolada – conversor Cùk, d) versão isolada do conversor Cùk com interruptor bidirecional – “true bridgeless”, [61], e) alteração proposta por, f) versão com um único diodo e indutor de saída.

Assim como nas análises anteriores, é considerada a tensão de saída constante para obtenção da razão cíclica necessária para que o conversor Cùk opere com elevado fator de potência. Desta forma a relação entre a tensão de entrada e a saída, é expressa na equação (3.18):

$$M(d(\theta)) = \frac{v_o(\theta)}{v_s(\theta)} = \frac{V_o}{|V_m \cdot \sin(\theta)|} \quad (3.18)$$

A Figura 3.19 exibe o resultado de simulação para um conversor Cùk isolado, com tensão de entrada em $220V_{rms}$ e saída $48V_{cc}$, potência de saída de $500W$, com as baterias conectadas diretamente ao barramento CC.

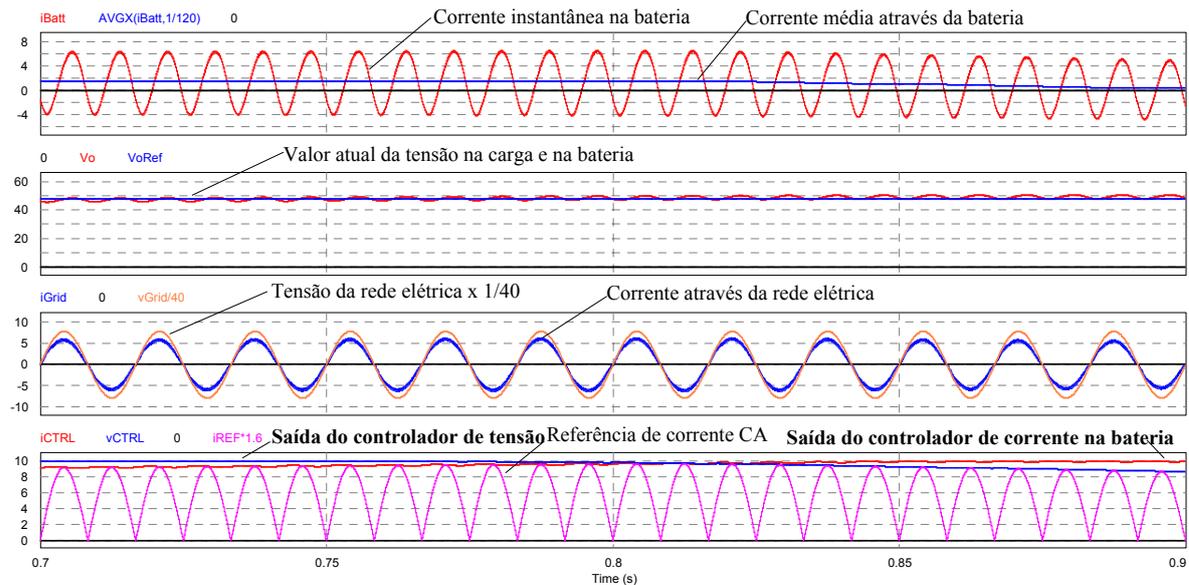


Figura 3.19 – Resultado de simulação da metodologia proposta para a incorporação do carregador de baterias ao pré-regulador com conversor Cúk isolado. De cima para baixo: Referência de corrente e leitura atual da corrente através da bateria, tensão de referência e valor atual na bateria, tensão da rede elétrica e corrente e valores de saída dos controladores de corrente e tensão.

Considerando o conversor Cúk em modo de condução contínua, aplicando (3.18) a relação do ganho estático do conversor, em regime permanente, $M(d(\theta)) = -d(\theta)/[1-d(\theta)]$, considerando a versão isolada, a expressão é $M(d(\theta)) = (N_2/N_1)d(\theta)/[1-d(\theta)]$, logo, $d(\theta)$,

$$d(\theta) = \frac{V_o}{|V_m \cdot \sin(\theta)| + V_o} \quad (3.19)$$

Para a versão isolada,

$$d(\theta) = \frac{V_o}{\frac{N_2}{N_1} |V_m \cdot \sin(\theta)| + V_o} \quad (3.20)$$

Estas relações são semelhantes às do conversor abaixador-elevador. O resultado de simulação da Figura 3.19 mostra a operação do conversor Cúk com elevado fator de potência, isolado e com a metodologia de carregamento de baterias proposto.

3.3 Conversores CA-CC Trifásicos

3.3.1 Família Abaixadora – Buck

A operação de retificação trifásica com elevado fator de potência pode ser obtida sem isolamento, cuja tensão de saída CC é menor que o valor de pico da tensão da rede elétrica. Tal

opção é obtida através da adaptação do conversor abaixador à estrutura do retificador trifásico.

Configurações abaixadoras trifásicas são apresentadas em [65] com eficiência próxima a 99%, para aplicações de telecomunicações operando com barramentos CC de 400V, novamente são apresentados *front-ends* que fazem interface com a rede elétrica e necessitam de um conversor auxiliar para gerenciar o fluxo de carga para as baterias.

Geralmente nestas configurações o emprego do filtro na entrada da rede elétrica é essencial, em sendo a corrente circulante na entrada do retificador pulsada e em alta frequência. Na estrutura visualizada na Figura 3.20 a) opera com um único interruptor, na topologia da Figura 3.20 b) é empregado transformador de injeção de harmônicos conjuntamente com dois interruptores, em c) é empregado três interruptores com diodo dual, e em d) seis interruptores com diodo de roda-livre. O controle da corrente e a comutação através de modulação por largura de pulso, permitem a redução dos filtros de entrada e saída, peso, além de elevar a eficiência do conversor.

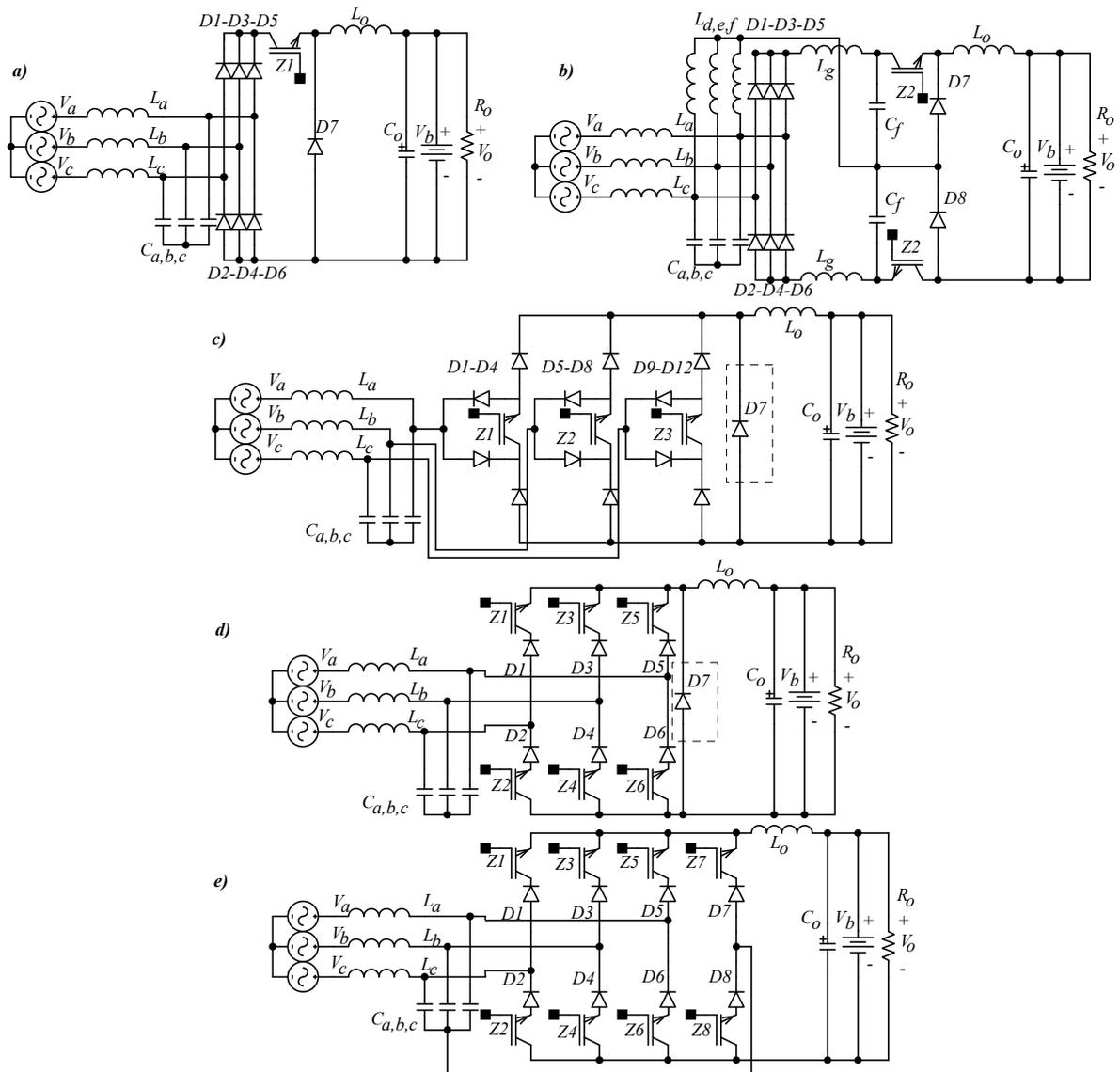


Figura 3.20 – a) conversor *Buck* unidirecional de interruptor único, b) conversor *Buck* unidirecional de interruptor duplo, c) conversor *Buck* unidirecional de três interruptores, d) conversor *Buck* unidirecional a seis interruptores baseado no inversor fonte de corrente. A remoção do diodo D7 configura a bi-direcionalidade dos conversores c) e d) [65], e) versão bi-direcional com quatro braços [40].

Tais estruturas são largamente empregadas no carregamento de baterias nas aplicações automotivas, além do controle de velocidade de motores CC. As correntes de partida são reduzidas devido à conexão série do interruptor de potência entre a fonte e a carga. Com a característica abaixadora, a tensão de saída pode variar de zero até o valor nominal. A remoção do diodo de roda livre em algumas configurações (por exemplo, na figura Figura 3.20 c e d), permitem a reversibilidade no fluxo de potência, o que auxilia na regulação mais rápida da tensão do barramento CC. A configuração exibida na Figura 3.20 e) permite a

redução da ondulação no barramento CC e equilíbrio das correntes por fase durante desequilíbrios nas tensões entre as fases da rede elétrica.

3.3.2 Família Elevadora – Boost

Estes tipos de conversores são empregados de forma a substituir o conjunto convencional da ponte de diodos trifásica (ponte de Graetz), objetivando elevar o fator de potência, reduzir a taxa de distorção harmônica da corrente circulante através da rede elétrica. Ademais, prover regulação da tensão CC de saída mesmo durante variações do valor da rede elétrica, e sempre operar com tensão de saída superior à tensão de pico da rede elétrica. Tais configurações são apresentadas como de interruptor único - Figura 3.21 a), de duplo interruptor - Figura 3.21 b), de triplo, etc. Cada configuração permite obter uma relação custo x performance necessários para as aplicações, por exemplo, a que apresenta o custo mais reduzido em relação à quantidade de semicondutores ativos é obviamente a estrutura apresentada na Figura 3.21 a), ademais, opera de forma adequada apenas em modo de condução descontínua.

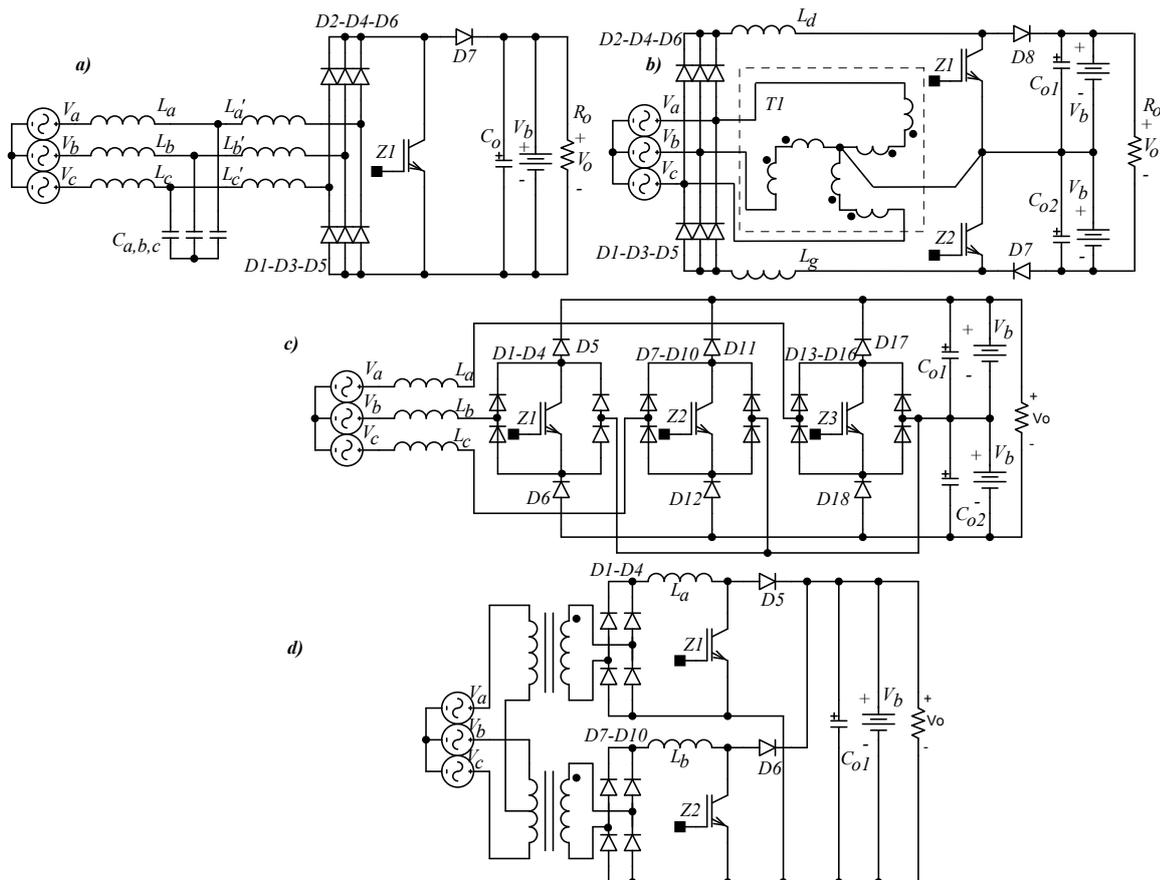


Figura 3.21 – Estruturas de potência trifásicas para o conversor elevador (*Boost*) uni-direcional, a) conversor *Boost* unidirecional de interruptor único, b) versão unidirecional com transformador zigzag, ou

retificador Minessota, e) retificador unidirecional com três interruptores (retificador Vienna), d) versão empregando transformadores na conexão Scott [40].

As configurações apresentadas na Figura 3.21 permitem transferência de energia apenas em único sentido, da rede elétrica para a carga CC. Já as apresentadas na Figura 3.22 permitem que o fluxo de potência possa sair da carga CC para a rede elétrica, o que auxilia na regulação mais rápida da tensão do barramento CC.

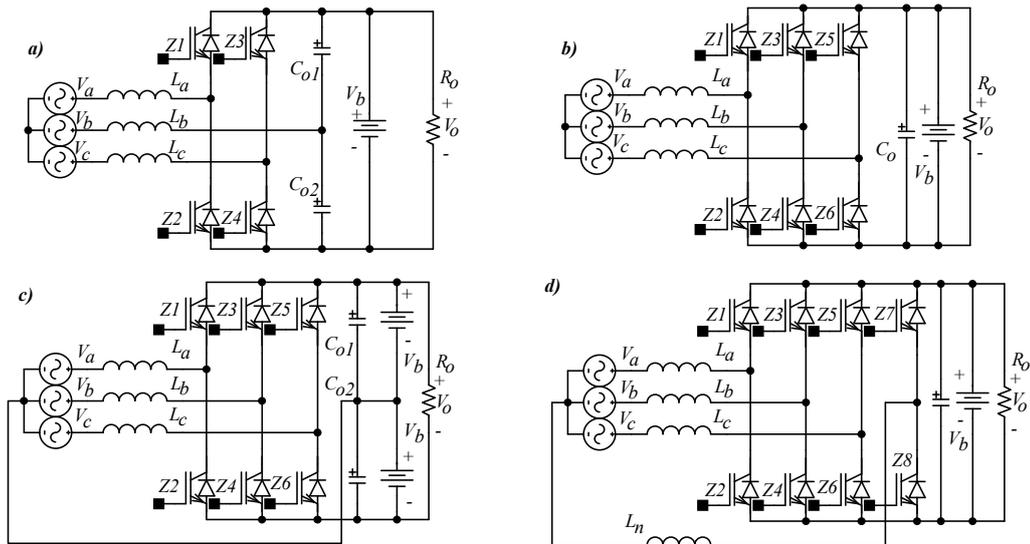


Figura 3.22 – Estruturas de potência trifásicas para o conversor elevador (*Boost*) bi-direcional, a) conversor *Boost* à quatro interruptores, b) versão com seis interruptores sem ponto central, c) versão com ponto central e neutro ([12] e [13]), d) versão com quatro braços para controle da corrente de neutro [40].

Configurações que necessitam de melhor aproveitamento energético, incremento na eficiência no processo de conversão energética se aproveitam da bidirecionalidade destas estruturas de potência, como, por exemplo, a configuração apresentada na Figura 3.22 a), que é empregada em *Drives* de potência de baixo custo para acionamento de motores de indução. Conversores mais sofisticados com mais braços são empregados quando uma aplicação necessita reduzir, por exemplo, o desequilíbrio de tensões nos barramentos CC durante uma situação de carga desequilibrada - Figura 3.22 c), ou mesmo redução na ondulação da tensão de barramento CC em decorrência de tensões de rede desequilibradas - Figura 3.22 d).

O trabalho [86], apresenta uma proposta onde o conversor trifásico mostrado na Figura 3.22 c), através de transformadores abaixadores do lado da rede elétrica, permite o gerenciamento energético do fluxo de potência disponibilizado às baterias, seja através de corrente constante ou por gerenciamento dos níveis de tensão. Em [12] e [13] as estratégias de regulação com múltiplas malhas utilizando controladores Proporcional + Ressonante são

aplicados à UPS e avaliados com relação à re-alimentação da corrente do capacitor de filtro. E em particular, a re-alimentação da corrente do capacitor de filtro aprimora a performance durante condições de transição de carga e cargas não-lineares. A Figura 3.23 apresenta a proposta do conjunto de controle e gerenciamento do retificador trifásico para obtenção de elevado fator de potência em todas as condições de operação do retificador trifásico, proposto em [86].

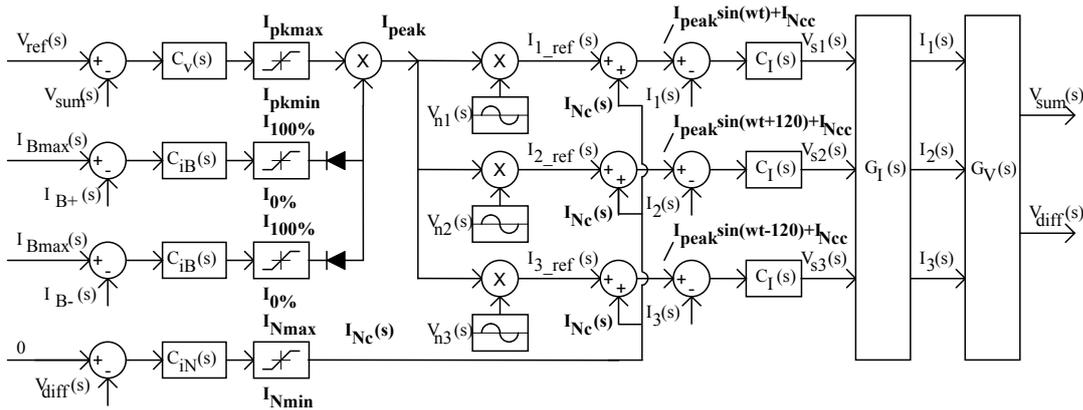


Figura 3.23 – Diagrama de blocos do conjunto de gerenciamento de fluxo de potência do retificador trifásico [86].

Os resultados de [86] são mostrados na Figura 3.24 para um protótipo de 300W.

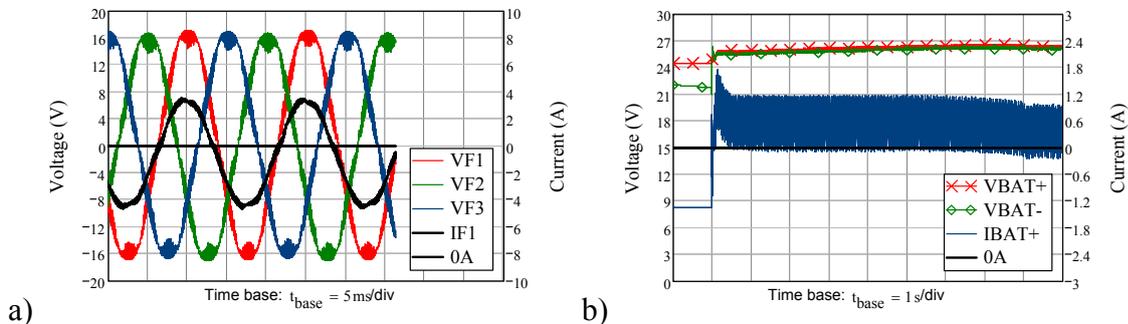


Figura 3.24 – Resultados experimentais do processo de carga de baterias através de retificador trifásico a) Tensões nas fases 1, 2 e 3, além da corrente na fase 1, b) Tensões nas baterias e corrente de carga [86].

Nele é observado que a corrente apresenta característica senoidal, com elevado fator de potência, durante o processo de carga da bateria sob corrente constante - Figura 3.24-b), e mesmo após entrar no estado de tensão de flutuação da bateria o elevado fator de potência também é garantido.

3.3.3 Família Abaixadora-Elevadora – *Buck-Boost* e demais conversores

Nas aplicações que a tensão de saída CC opera com uma faixa de operação ampla (seja abaixo ou acima da tensão de pico da rede elétrica) os conversores com característica tanto de elevação e redução são empregados. Os trabalhos [32] e [41] apresentam uma estrutura trifásica mostrada na Figura 3.25, onde os interruptores do conversor elevador-abaixador são incorporados à filtragem trifásica de entrada.

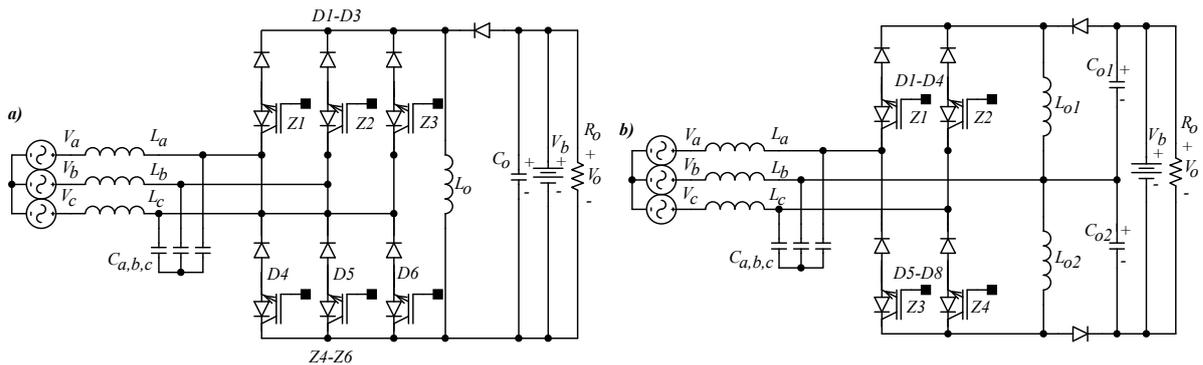


Figura 3.25 – Estruturas de potência trifásicas para o conversor elevador *Buck-Boost*. a) versão com 6 interruptores [32], b) versão com 4 interruptores [41].

Nos trabalhos [32] e [41] são apresentados resultados com elevado fator de potência e $THDi$ inferior a 5% dentro da faixa de 70V a 140V de tensão de barramento CC, para uma entrada com tensão de pico de 90V. A versão com seis interruptores apresenta Figura 3.25-a) característica de $THDi$ inferior a 5% para uma faixa de tensão maior que a versão à quatro interruptores, em contra-partida, a versão com quatro interruptores se apresenta mais eficiente que à de seis. Em [50] são comparadas as estruturas *Buck+Boost* e a *Boost (Vienna)+Buck* com relação a volume, peso e eficiência, ambas para 6kW com tensão de operação de 400Vrms de linha e tensão de saída de 200-600V, tais estruturas estão apresentadas na Figura 3.26.

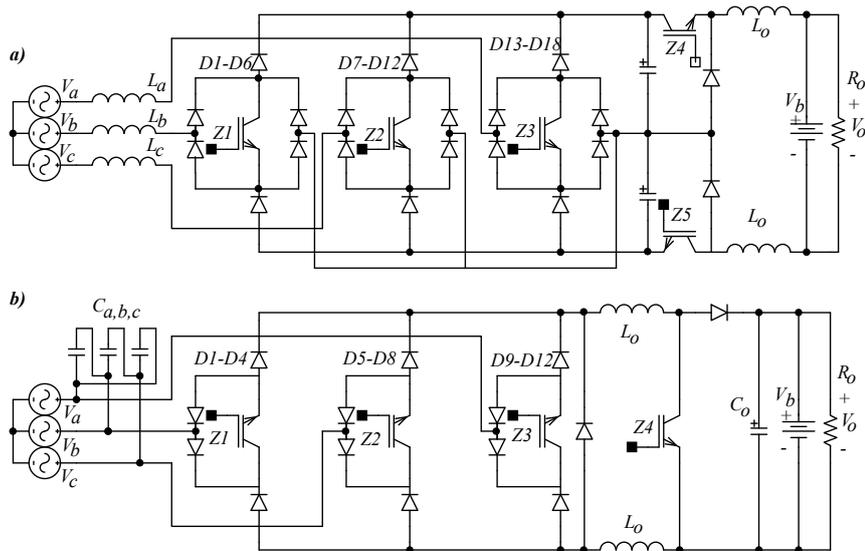


Figura 3.26 – Estruturas de potência trifásicas a) *Boost(Vienna)+Buck*, b) *Buck+Boost* [50].

Como apresentado em [50], a proposta *Buck+Boost* Figura 3.26-b), apresenta algumas vantagens em relação à complexidade do circuito de potência, eficiência brandamente superior à outra topologia, além de permitir a suavização da partida através do próprio conversor, o que na versão *Boost+Buck* Figura 3.26-a), só é possível através de componentes externos. Como apontado pelo autor, tais conversores se apresentam como estruturas promissoras para o emprego em Aeronaves, que demandam consideráveis requisitos de confiabilidade, e podem ser modificados para introduzir a funcionalidade extra para o carregamento de baterias. No trabalho [53] é apresentado um retificador trifásico com característica elevador-abaixadora para aplicações pulsadas, cuja estrutura topológica é semelhante à apresentada em [32] e na Figura 3.27 a). Em [80] o conversor elevador-abaixador trifásico unidirecional é apresetando através da redução do número de interruptores com a incorporação da característica elevadora-abaixadora do lado CC após a ponte retificadora.

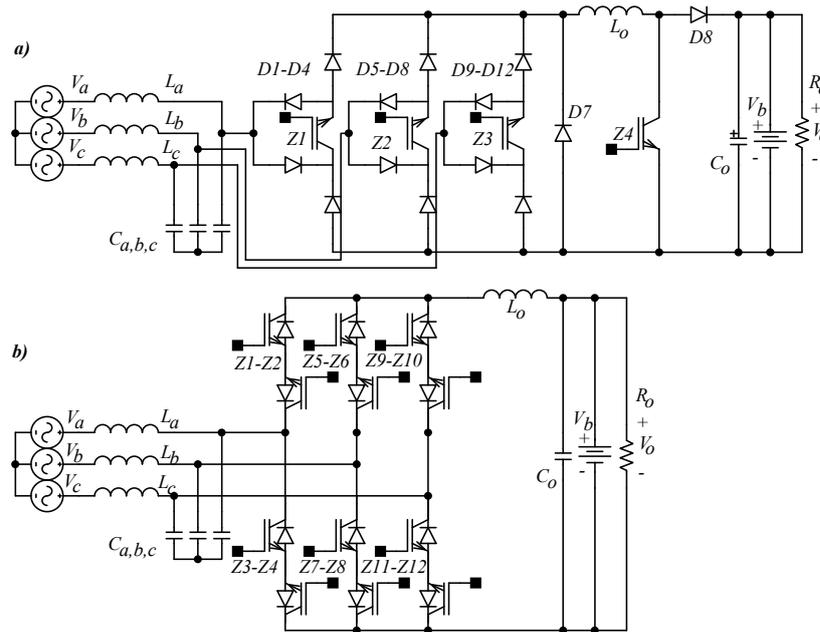


Figura 3.27 – Estruturas de potência trifásicas para o conversor elevador *Buck-Boost*. a) versão unidirecional [53], b) versão bidirecional baseada em conversor matricial.

Uma vez que é possível obter uma faixa ampla de tensões de saída em relação às tensões de pico da entrada, os conversores com característica elevadora/abaixadora são fortes candidatos para aplicação com baterias conectadas diretamente ao lado CC, pois flexibilizam o quantitativo de células que podem ser organizadas, para uma ampla faixa de tensões do lado CA. Como é apresentado nas seções anteriores, a utilização do conversor com elevado fator de potência do tipo elevador-abaixador monofásico pode ser estendida para o caso trifásico com a devida adaptação na lógica de controle, visando a obtenção da característica EUCS.

3.4 Arquiteturas Estudadas na Tese

3.4.1 Conversor CA-CC Monofásico da Família Boost

Devido à considerável quantidade de conversores que o conceito de EUCS pode ser aplicado, e é demonstrado neste capítulo, alguns conversores particulares foram adotados para um estudo mais aprofundado.

O conversor monofásico da família *Boost*, unidirecional, em particular, por ser bastante difundido, apresentar característica de elevado fator de potência para uma ampla faixa de tensão de entrada, e ser largamente apresentado, modelado e experimentado na literatura. Além deste, a versão monofásica *Boost*, bidirecional, embasada na célula de comutação de dois níveis também é estudada com maiores detalhes no capítulo quatro pois ela dá origem às versões trifásicas com quantitativo maior de níveis de tensão, além de permitir a

bidirecionalidade do fluxo de potência, entre as baterias e a rede elétrica, caso seja necessária a opção de teste de descarga de baterias (Ex. transferindo energia das baterias para a rede elétrica para verificação das mesmas, em situações de baixa carga do lado CC).

3.5 Conclusões

Este capítulo apresentou diversos conversores presentes na literatura atual e mostrou através de simulações, a viabilidade do uso da técnica EUCS em algumas topologias clássicas, ou modificadas (Ex. Conversor *Cúk* isolado, *true-bridgeless*), que são opções para o processo de recarga de baterias com elevado fator de potência e fornecimento simultâneo de energia às cargas conectadas ao barramento CC. Foram apresentados os principais trabalhos e topologias trifásicas, candidatas ao uso da técnica EUCS, seja para aplicações em UPS ou mesmo em veículos elétricos. No próximo capítulo, o detalhamento de projeto para garantir a característica de elevado fator de potência, seja durante o processo de carga de baterias, seja para o fornecimento de energia às cargas CC, é detalhado para dois conversores monofásicos, um unidirecional e outro bidirecional.

4 ESTUDO DO CONVERSOR CA-CC MONOFÁSICO DA FAMÍLIA BOOST COM CARGAS SIMULTÂNEAS

4.1 Introdução

Nesta seção é apresentada a análise teórica do conversor *Boost* unidirecional e do conversor elevador de dois níveis, ambos operando como estágio único, suprindo energia tanto para a carga como para a bateria. Esta análise teórica visa à obtenção dos modelos estáticos e dinâmicos dos conversores. Tais modelos servem como ferramentas para análise de estabilidade e auxílio no projeto dos controladores empregados nos conversores com EUCS. É fundamental analisar o comportamento do conversor quando da remoção, inserção e envelhecimento da bateria, pois são eventos comuns durante a operação do equipamento na qual o conversor é empregado. Esforços de tensão, corrente e demais parâmetros referentes aos componentes do conversor não são discutidos, pois não é o objetivo desta seção, tais assuntos já são extensivamente descritos e detalhados em outros trabalhos.

4.2 Modelagem do conversor Boost operando como retificador e carregador.

Considere o modelo do conversor elevador mostrado na Figura 4.1, e a derivação dos circuitos equivalentes do circuito de comutação, formado pelo interruptor S1 e o diodo D1:

Através do emprego das expressões (4.1)-(4.8) e com a remoção de alguns termos visando a simplificação do modelo dinâmico do conversor, é possível obter a forma em diagrama que representa as equações dinâmicas para o modelo do retificador, bateria e carga, apresentados nas Figura 4.1-c e -d.).

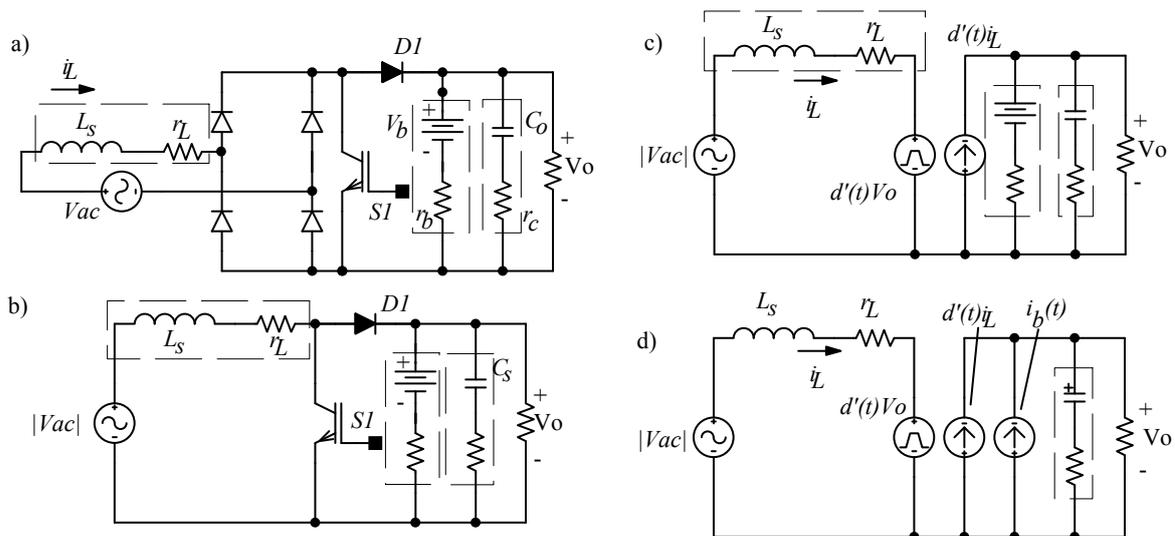


Figura 4.1 – Diagrama de potência do conversor elevador *Boost* operando como carregador. a) diagrama básico, b) simplificação da ponte retificadora, c) simplificação do conversor operando apenas em MCC, d) proposta de modelo generalizado para a bateria, conversor e carga.

Maiores detalhes de obtenção dos modelos dinâmicos descritos na Figura 4.1-c e -d) e equações (4.1)-(4.8) são obtidos em [15]-[17], [18] e [19]. De forma que uma vez obtidos os modelos dinâmicos, é possível extrair uma visualização gráfica da forma de controle individual de cada malha do retificador, através da separação de cada planta desejada. Tal separação é apresentada na Figura 4.2 a). A malha de gerenciamento da corrente de referência para carga da bateria sob corrente constante é apresentada na Figura 4.2 a)-i), a regulação da tensão em ii) e a malha de corrente é mostrada em iii).

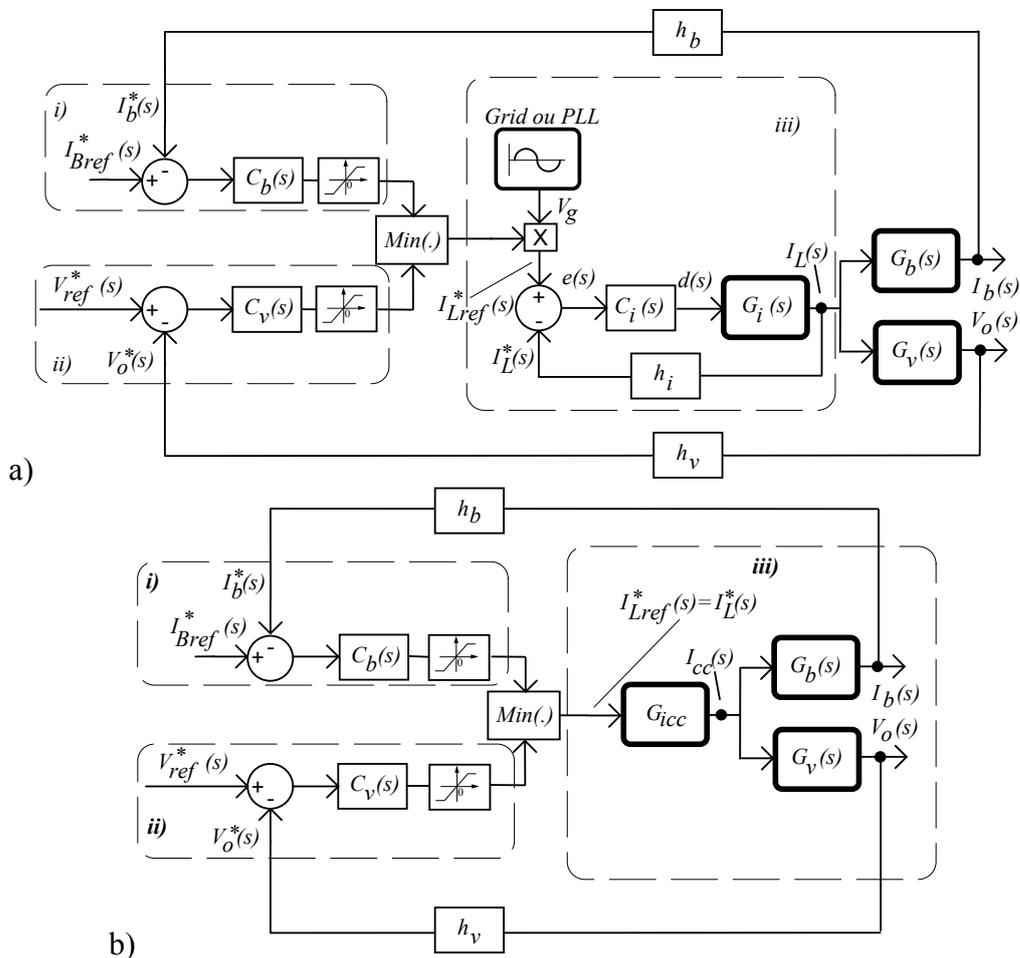


Figura 4.2 – Diagrama de blocos do sistema de realimentação do retificador *Boost*, (a) com operação como carregador, (b) simplificação da dinâmica rápida da malha de corrente.

Com o objetivo de simplificar a análise de cada malha, é necessário que o modelo de diagrama de blocos apresentado na Figura 4.2 a) seja reduzido até o modelo proposto em b), na qual a malha de corrente que circula através do lado CA e a parcela através do lado CC

sejam apropriadamente acopladas e reduzidas, tal procedimento é detalhado e analisado neste capítulo.

São utilizadas as seguintes definições para as variáveis envolvidas, onde os termos em maiúsculo denotam variáveis contínuas, e variáveis em minúsculo com sinal circunflexo representam os pequenos sinais. As equações mostradas nos procedimentos a seguir são baseadas em representação matemática linear e invariante no tempo (LTI).

No caso da tensão de saída:

$$\begin{aligned} \langle v_o(t) \rangle_{T_s} &= V_o + \hat{v}_o(t) \\ |\hat{v}_o(t)| &\ll |V_o| \end{aligned} \quad (4.1)$$

A corrente através do indutor:

$$\begin{aligned} \langle i_L(t) \rangle_{T_s} &= I_L + \hat{i}_L(t) \\ |\hat{i}_L(t)| &\ll |I_L| \end{aligned} \quad (4.2)$$

A tensão de entrada:

$$\begin{aligned} \langle v_g(t) \rangle_{T_s} &= V_g + \hat{v}_g(t) \\ |\hat{v}_g(t)| &\ll |V_g| \end{aligned} \quad (4.3)$$

E, a razão cíclica:

$$\begin{aligned} d(t) &= D + \hat{d}(t) \\ d'(t) &= 1 - [D + \hat{d}(t)] = D' - \hat{d}(t) \\ |\hat{d}(t)| &\ll |D| \end{aligned} \quad (4.4)$$

As principais equações relacionando as tensões e correntes por valores médios instantâneos do conversor:

$$L \frac{d \langle i_L(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle v_g(t) \rangle_{T_s} - d'(t) \langle v_o(t) \rangle_{T_s} - r_L \langle i_L(t) \rangle_{T_s} \quad (4.5)$$

Ou, sob o formato que inclui as parcelas contínuas associadas às perturbações:

$$L \frac{d [I_L + \hat{i}_L(t)]}{dt} = [V_g + \hat{v}_g(t)] - r_L [I_L + \hat{i}_L(t)] - [D' - \hat{d}(t)] [V_o + \hat{v}_o(t)] \quad (4.6)$$

O resultado para I_L empregando o equilíbrio do fluxo de potência para a carga resulta em:

$$I_L = \frac{V_o}{R_o D'} \quad (4.7)$$

Em regime permanente, removendo os termos não-lineares, bem como os termos estáticos, a equação diferencial para todas as perturbações de pequenos sinais que envolvem o estágio referente ao indutor é dada por:

$$L \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} \cong \hat{v}_g(t) - r_L \hat{i}_L(t) + \hat{d}(t)V_o - D'\hat{v}_o(t) \quad (4.8)$$

Cuja transformada de Laplace dá origem a equação:

$$sLi_L(s) = v_g(s) - r_L i_L(s) + d(s)V_o - D'v_o(s) \quad (4.9)$$

Fazendo os termos $v_g(s)$, $v_o(s)$ iguais a zero (sem perturbação nestas tensões), é obtida a função de transferência da corrente através do indutor em função da razão cíclica, simplificada:

$$G_{ids}(s) = \frac{i_L(s)}{d(s)} = \frac{V_o}{sL + r_L} \cong \frac{V_o}{sL} \therefore G_{iss}(s) = \frac{V_o}{sL} \quad (4.10)$$

Esta expressão desconsidera perturbações na tensão de saída. A expressão mais completa, que incorpora as perturbações em $v_o(s)$, empregando a equação do circuito de saída, utiliza as equações da bateria, do capacitor e da carga. As seguintes equações descrevem este modelo. Para a bateria:

$$\begin{aligned} \langle v_b(t) \rangle_{T_s} &= V_b + \hat{v}_b(t) = \langle v_o(t) \rangle_{T_s} - r_b \langle i_b(t) \rangle_{T_s} \\ |\hat{v}_b(t)| &\ll |V_b| \end{aligned} \quad (4.11)$$

Para o capacitor:

$$\begin{aligned} \langle v_c(t) \rangle_{T_s} &= V_c + \hat{v}_c(t) = \langle v_o(t) \rangle_{T_s} - r_c \langle i_c(t) \rangle_{T_s} \\ |\hat{v}_c(t)| &\ll |V_c| \end{aligned} \quad (4.12)$$

Com as seguintes igualdades:

$$\begin{aligned} \langle v_c(t) \rangle_{T_s} + r_c \langle i_c(t) \rangle_{T_s} &= V_c + \hat{v}_c(t) + r_c I_c + r_c \hat{i}_c(t) = \langle v_o(t) \rangle_{T_s} \\ V_c + \hat{v}_c(t) &= V_b + \hat{v}_b(t) + r_b I_b + r_b \hat{i}_b(t) - r_c I_c - r_c \hat{i}_c(t) \end{aligned} \quad (4.13)$$

As equações diferenciais para cada elemento armazenador, capacitor:

$$C_o \frac{d\langle v_c(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle i_c(t) \rangle_{T_s} = \frac{\langle v_o(t) \rangle_{T_s} - \langle v_c(t) \rangle_{T_s}}{r_c} \quad (4.14)$$

Bateria, conforme descrito no Capítulo 1:

$$C_b \frac{d\langle v_b(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle i_b(t) \rangle_{T_s} = \frac{\langle v_o(t) \rangle_{T_s} - \langle v_b(t) \rangle_{T_s}}{r_b} \quad (4.15)$$

E, as relações de corrente que entram nos nós do circuito:

$$d'(t)\langle i_L(t) \rangle_{T_s} = \langle i_b(t) \rangle_{T_s} + \langle i_c(t) \rangle_{T_s} + \langle i_o(t) \rangle_{T_s} \quad (4.16)$$

Cuja expansão fornece:

$$d'(t)\langle i_L(t) \rangle_{T_s} = C_b \frac{d\langle v_b(t) \rangle_{T_s}}{dt} + C_o \frac{d\langle v_c(t) \rangle_{T_s}}{dt} + \frac{\langle v_o(t) \rangle_{T_s}}{R_o} \quad (4.17)$$

Aplicando as parcelas estáticas associadas às parcelas de pequenos sinais:

$$[D' - \hat{d}(t)][I_L + \hat{i}_L(t)] = C_b \frac{d[V_b + \hat{v}_b(t)]}{dt} + C_o \frac{d[V_c + \hat{v}_c(t)]}{dt} + \frac{V_o + \hat{v}_o(t)}{R_o} \quad (4.18)$$

Removendo os termos não-lineares e os termos cujas derivadas são constantes,

$$-\hat{d}(t)I_L + D'\hat{i}_L(t) = C_b \frac{d\hat{v}_b(t)}{dt} + C_o \frac{d\hat{v}_c(t)}{dt} + \frac{\hat{v}_o(t)}{R_o} \quad (4.19)$$

Aplicando a transformada de Laplace,

$$-d(s)I_L + D'i_L(s) = sC_b v_b(s) + sC_o v_c(s) + \frac{v_o(s)}{R_o} \quad (4.20)$$

Aplicando a linearização em (4.14) e em (4.15), no capacitor:

$$sC_o r_o v_c(s) = v_o(s) - v_c(s) \therefore v_c(s) = \frac{v_o(s)}{1 + sC_o r_c} \quad (4.21)$$

E, na bateria, agora considerando a resistência intrínseca ao modelo de primeira ordem adotado – r_b :

$$sC_b r_b v_b(s) = v_o(s) - v_b(s) \therefore v_b(s) = \frac{v_o(s)}{1 + sC_b r_b} \quad (4.22)$$

Logo,

$$-d(s)I_L + D'i_L(s) = sC_b \frac{v_o(s)}{1 + sC_b r_b} + sC_o \frac{v_o(s)}{1 + sC_o r_c} + \frac{v_o(s)}{R_o} \quad (4.23)$$

Empregando a expressão (4.9), com a organização apropriada dos termos:

$$i_L(s) = v_g(s) \frac{1}{sL + r_L} + d(s) \frac{V_o}{sL + r_L} - v_o(s) \frac{D'}{sL + r_L} \quad (4.24)$$

O que produz:

$$\begin{aligned}
& -d(s)I_L + v_g(s)\frac{D'}{sL+r_L} + d(s)\frac{V_oD'}{sL+r_L} - v_o(s)\frac{D'D'}{sL+r_L} = \\
& sC_b\frac{v_o(s)}{1+sC_b r_b} + sC_o\frac{v_o(s)}{1+sC_o r_c} + \frac{v_o(s)}{R_o}
\end{aligned} \tag{4.25}$$

Que, fornece as seguintes funções de transferência:

$$\begin{aligned}
& -d(s)\frac{V_o}{R_oD'} + v_g(s)\frac{D'}{sL+r_L} + d(s)\frac{V_oD'}{sL+r_L} - v_o(s)\frac{D'D'}{sL+r_L} = \\
& sC_b\frac{v_o(s)}{1+sC_b r_b} + sC_o\frac{v_o(s)}{1+sC_o r_c} + \frac{v_o(s)}{R_o}
\end{aligned} \tag{4.26}$$

Empregando as identidades: $Z_L = r_L + sL$, $Z_{Co} = r_c + \frac{1}{sC_o} \triangleq \frac{sC_o r_c + 1}{sC_o}$ e

$Z_{Cb} = r_b + \frac{1}{sC_b} \triangleq \frac{sC_b r_b + 1}{sC_b}$, após algum algebrismo:

$$\begin{aligned}
& -I_L d(s) + \frac{V_o D'}{Z_L} d(s) + \frac{D'}{Z_L} v_g(s) = \\
& \frac{1}{Z_{Cb}} v_o(s) + \frac{1}{Z_{Co}} v_o(s) + \frac{D'D'}{Z_L} v_o(s) + \frac{1}{R_o} v_o(s)
\end{aligned} \tag{4.27}$$

A relação entre razão cíclica, considerando $v_g(s)=0$, e $I_L = \frac{V_o}{R_o D'}$:

$$\left(-\frac{V_o}{R_o D'} + \frac{V_o D'}{Z_L} \right) d(s) = \left(\frac{1}{Z_{Cb}} + \frac{1}{Z_{Co}} + \frac{D'D'}{Z_L} + \frac{1}{R_o} \right) v_o(s) \tag{4.28}$$

Ou,

$$G_{vd}(s) = \frac{v_o(s)}{d(s)} = \frac{V_o \left(\frac{D'D'R_o - Z_L}{Z_L R_o D'} \right)}{\frac{1}{Z_{Cb}} + \frac{1}{Z_{Co}} + \frac{D'D'}{Z_L} + \frac{1}{R_o}} \triangleq \frac{V_o \frac{D'}{Z_L} - I_L}{\frac{1}{Z_{Cb}} + \frac{1}{Z_{Co}} + \frac{D'D'}{Z_L} + \frac{1}{R_o}} \tag{4.29}$$

Aplicando (4.29) em (4.24), após algum algebrismo, dá origem a $G_{id}(s) = i_L(s)/d(s)$:

$$G_{id}(s) = \frac{i_L(s)}{d(s)} = \frac{V_o \left(\frac{1}{Z_{Cb}} + \frac{1}{Z_{Co}} + \frac{1}{R_o} \right) + I_L D'}{\left(\frac{1}{Z_{Cb}} + \frac{1}{Z_{Co}} + \frac{D'D'}{Z_L} + \frac{1}{R_o} \right) Z_L} \triangleq \frac{V_o \left(\frac{1}{Z_{Cb}} + \frac{1}{Z_{Co}} + \frac{2}{R_o} \right)}{\left(\frac{1}{Z_{Cb}} + \frac{1}{Z_{Co}} + \frac{1}{R_o} + \frac{D'D'}{Z_L} \right) Z_L} \tag{4.30}$$

Utilizando (4.29) e (4.30), é possível extrair a relação $G_{vi}(s) = v_o(s)/i_L(s)$:

$$G_{vi}(s) = \frac{v_o(s)}{i_L(s)} = \frac{Z_L \left(\frac{D'}{Z_L} - \frac{I_L}{V_o} \right)}{\frac{1}{Z_{Cb}} + \frac{1}{Z_{Co}} + \frac{2}{R_o}} \triangleq \frac{D' - Z_L / (D'R_o)}{\frac{1}{Z_{Cb}} + \frac{1}{Z_{Co}} + \frac{2}{R_o}} \quad (4.31)$$

Para obtenção da relação entre a corrente na bateria e a razão cíclica, é empregada a relação modificada da equação (4.20):

$$-d(s)I_L + D'i_L(s) = i_b(s) + \left(\frac{1}{Z_{Co}} + \frac{1}{R_o} \right) v_o(s) \quad (4.32)$$

Substituindo

$$\begin{aligned} -d(s)I_L + D' \frac{V_o \left(\frac{1}{Z_{Cb}} + \frac{1}{Z_{Co}} + \frac{1}{R_o} \right) + I_L D'}{\left(\frac{1}{Z_{Cb}} + \frac{1}{Z_{Co}} + \frac{D'D'}{Z_L} + \frac{1}{R_o} \right) Z_L} d(s) \\ = i_b(s) + \left(\frac{1}{Z_{Co}} + \frac{1}{R_o} \right) \frac{\frac{1}{Z_L} D' V_o - I_L}{\frac{1}{Z_{Cb}} + \frac{1}{Z_{Co}} + \frac{D'D'}{Z_L} + \frac{1}{R_o}} d(s) \end{aligned} \quad (4.33)$$

Cuja simplificação resulta em:

$$\frac{i_b(s)}{d(s)} = \frac{V_o D' - I_L Z_L}{\left(\frac{1}{Z_{Cb}} + \frac{1}{Z_{Co}} + \frac{D'D'}{Z_L} + \frac{1}{R_o} \right) Z_L Z_{Cb}} \quad (4.34)$$

Empregando as relações (4.30) e (4.34), é obtida a função que relaciona a corrente através da entrada pela corrente que circula através da bateria ou $G_{bi}(s) = i_b(s)/i_L(s)$:

$$G_{bi}(s) = \frac{i_b(s)}{i_L(s)} = \frac{V_o D' - I_L Z_L}{V_o Z_{Cb} \left(\frac{1}{Z_{Cb}} + \frac{1}{Z_{Co}} + \frac{1}{R_o} \right) + Z_{Cb} I_L D'} \quad (4.35)$$

As equações (4.1)-(4.35) apresentam termos contínuos (por exemplo: I_L) associados às perturbações de pequenos sinais (por exemplo: $\hat{i}_L(t)$). Esta consideração é válida para os conversores CC-CC, porém para os conversores CA-CC, como nos retificadores com elevada qualidade da corrente de entrada, I_L é uma parcela periódica variante no tempo, na frequência da rede elétrica. Tais relações também podem ser obtidas através do método do espaço de estados por valores médios [17], [18] e [19].

A análise LTI para o caso do conversor CC-CC se apresenta incompleta no caso do retificador. Ocorre interação entre o dobro da frequência da rede elétrica (que aparece no barramento CC do conversor, em conjunto com a parcela contínua) com as demais

freqüências envolvidas, seja no conversor, seja no controlador. Uma abordagem para aprimorar a análise LTI nos retificadores com correção de fator de potência é a dos sistemas lineares periódicos ou LTP, que é apresentado em [72], [73] e [74].

4.2.1 Verificação através de simulação.

Nesta seção é verificada a validade das funções de transferência obtidas na seção anterior. Em particular, validar as funções de transferência através de comparativos no domínio da freqüência com os obtidos através de simulação. Para realizar o procedimento de análise da validade das funções de transferência, são empregados os seguintes parâmetros de um conversor *Boost*:

Tabela 2 – Principais dados de simulação empregados para verificação do modelo do conversor *Boost* utilizado como carregador de baterias de 12V.

Parâmetro	Valor	Significado	Parâmetro	Valor	Significado
V_g	8V	Tensão de entrada	L, r_L	1mH; 100mΩ	Parâmetros do indutor de entrada
V_o	13V	Tensão de saída	C, r_C	910μF; 50mΩ	Modelo equivalente do capacitor de saída
D	0,384615	Razão cíclica	P_o	10W	Potência do conversor
D'	0,615385	Razão cíclica complementar	R_o	16,9Ω	Carga
C_B, r_B	0,1F; 200mΩ	Modelo equivalente da Bateria	ΔV_o	0,065V	Ondulação da tensão de saída
f_s	5kHz	Frequência de Comutação	I_L	1,25A	Corrente média através do indutor

Na Figura 4.3 é apresentado o resultado teórico e simulado da expressão (4.30) - $G_{id}(s)$ e as simplificações que podem ser incorporadas à mesma, tais como: redução dos termos referentes às impedâncias no barramento CC ($G_{ilds}(s)$), remoção da parcela resistiva de Z_L ($G_{ildss}(s)$). No caso da equação (4.34), é também apresentado o resultado na Figura 4.3 em $G_{ibd}(s)$, mostrando a validade da análise teórica e a simulação.

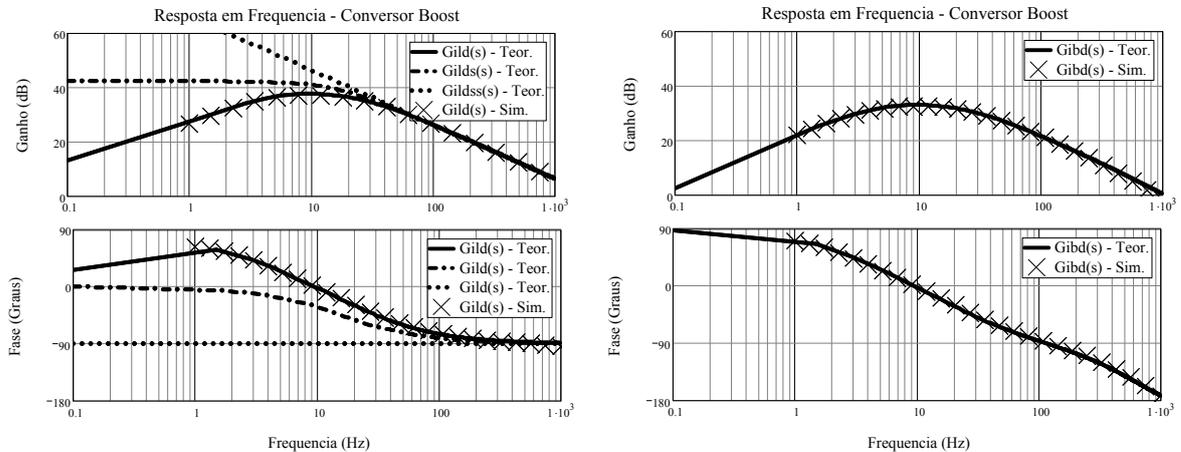


Figura 4.3 – Análise de resposta em frequência para a função de transferência $G_{id}(s)=i_L(s)/d(s)$ (esq.), com os comparativos das funções de transferência simplificadas ($G_{ids}(s)$, $G_{idss}(s)$) e $i_L(s)/d(s)$ (dir.) comparada com os resultados de simulação.

Para as equações (4.29) - $G_{vd}(s)$ e (4.31) - $G_{vi}(s)$, os resultados comparativos entre a análise teórica e a simulação estão apresentados na Figura 4.4:

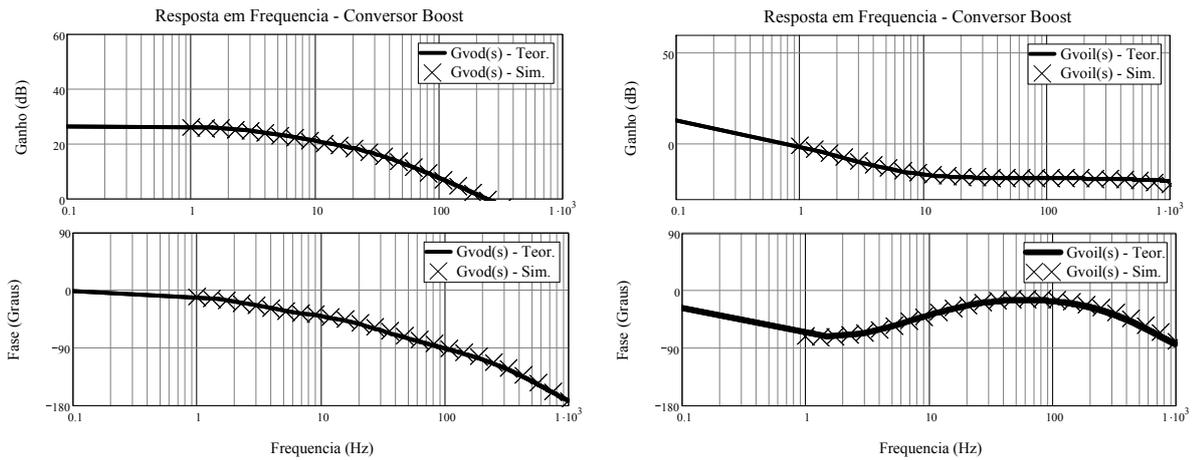


Figura 4.4 – Análise de resposta em frequência para a função de transferência $G_{vd}(s)=v_o(s)/d(s)$ (esq.), e $G_{vi}(s)=v_o(s)/i_L(s)$ (dir.) comparada com os resultados de simulação.

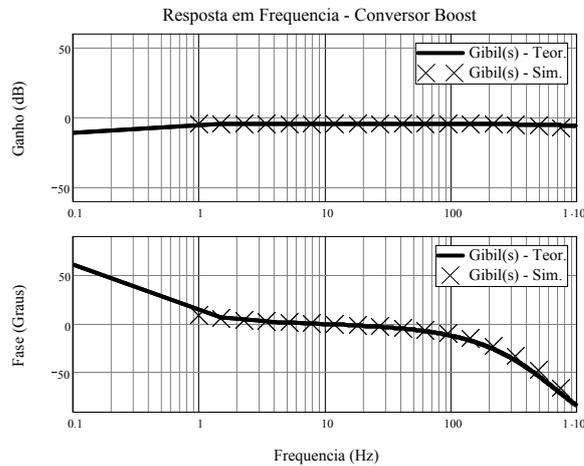


Figura 4.5 – Análise de resposta em frequência para a função de transferência $G_{bi}(s)=i_b(s)/i_L(s)$.

E, o comparativo entre a análise teórica de (4.35) - $G_{bi}(s)$ e de simulação é apresentado na Figura 4.5.

4.2.2 Análise das funções de transferência do conversor.

Observando as funções de transferência $G_{vd}(s)$, $G_{id}(s)$, $G_{vi}(s)$ e $G_{bi}(s)$, em (4.29), (4.30), (4.31) e (4.35), respectivamente, expressando-as na forma de pólos e zeros, considerando as identidades e equivalências:

$$\begin{aligned}
 Z_L &= L(s + r_L/L) = L(s + \omega_L) \triangleq L\Omega_L(s) \\
 Z_{Cb} &= \frac{r_b}{s} (s + 1/C_b r_b) = \frac{r_b}{s} (s + \omega_b) \triangleq \frac{r_b}{s} \Omega_b(s) \\
 Z_{Co} &= \frac{r_c}{s} (s + 1/C_o r_c) = \frac{r_c}{s} (s + \omega_c) \triangleq \frac{r_c}{s} \Omega_c(s)
 \end{aligned}
 \tag{4.36}$$

Uma relação relevante combina a impedância equivalente do capacitor de saída com o modelo elétrico da bateria. Esta relação dá origem ao pólo localizado na frequência combinada ω_{eq} .

$$Z_{Ceq} = Z_{Cb} \parallel Z_{Co} = \left(\frac{1}{Z_{Cb}} + \frac{1}{Z_{Co}} \right)^{-1} = \frac{r_{eq} \Omega_b(s) \Omega_c(s)}{s[s + \omega_{eq}]} \quad \left. \begin{array}{l} r_{eq} = r_c \parallel r_b \\ \omega_{eq} = \frac{r_c \omega_c + r_b \omega_b}{r_c + r_b} \end{array} \right| \quad (4.37)$$

Adaptando estas igualdades, são obtidas as identidades:

$$G_{vd}(s) \triangleq \frac{V_o r_b r_c}{R_o D'} \cdot \frac{\Omega_b(s) \Omega_c(s) [R_o D' - L \Omega_L(s)]}{r_b r_c \Omega_b(s) \Omega_c(s) (D')^2 + L \Omega_L(s) [r_b r_c \Omega_b(s) \Omega_c(s) (1/R_o) + s(r_c \Omega_c(s) + r_b \Omega_b(s))]} \quad (4.38)$$

$$G_{bi}(s) \triangleq \frac{r_c}{R_o D'} \cdot \frac{s \cdot \Omega_c(s) \cdot [R_o (D')^2 - L \Omega_L(s)]}{s(r_c \Omega_c(s) + r_b \Omega_b(s)) + 2r_b r_c \Omega_b(s) \Omega_c(s) (1/R_o)} \quad (4.39)$$

$$G_{vi}(s) \triangleq \frac{r_c r_b}{R_o D'} \cdot \frac{\Omega_c(s) \Omega_b(s) \cdot [R_o (D')^2 - L \Omega_L(s)]}{s(r_c \Omega_c(s) + r_b \Omega_b(s)) + 2r_b r_c \Omega_b(s) \Omega_c(s) (1/R_o)} \quad (4.40)$$

$$G_{id}(s) \triangleq V_o \cdot \frac{2r_b r_c \Omega_b(s) \Omega_c(s) (1/R_o) + s(r_c \Omega_c(s) + r_b \Omega_b(s))}{[s(r_c \Omega_c(s) + r_b \Omega_b(s)) + r_b r_c \Omega_b(s) \Omega_c(s)] L \Omega_L(s) + r_b r_c \Omega_b(s) \Omega_c(s) (D')^2} \quad (4.41)$$

Para as funções descritas nas equações (4.38), (4.39), (4.40), é observada a presença de três zeros: dois são característicos do capacitor de saída e do modelo da bateria. O outro zero depende exclusivamente da razão cíclica, da carga e da frequência característica do indutor, este é o Zero que pode ser deslocado até o semiplano direito, responsável pela característica de fase não mínima do conversor elevador. Tal característica pode produzir condições de instabilidade em malha fechada, mesmo com re-alimentação em corrente, uma vez que ele é comum às expressões (4.39), (4.40), e são essenciais no projeto da malha de tensão como na malha de corrente de carga da bateria.

Para a expressão (4.41), não é observado zero no semiplano direito, restando apenas três pólos e dois zeros, todos localizados no semiplano esquerdo. A tabela abaixo exhibe as frequências características para o conversor do exemplo acima.

Tabela 3 – Parâmetros de frequência do modelo do conversor *Boost* utilizado como carregador de baterias de 12V.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
$\omega_L = r_L / L$	100,00 rad/s	$\omega_{Cb} = 1 / C_b r_b$	50,00 rad/s
$\omega_{Co} = 1 / C_o r_c$	21.978,02 rad/s	$\omega_{Ceq} = \frac{r_c \omega_c + r_b \omega_b}{r_c + r_b}$	4.435,60 rad/s

$$\omega_z = \omega_L - \frac{R_o D'}{L} \quad -10.300,00 \text{ rad/s} \quad \omega_t = -\frac{R_o D'}{L} \quad -10.400,00 \text{ rad/s}$$

As expressões (4.38), (4.39), (4.40) e (4.41) apresentam no denominador polinômios de segundo e terceiros graus, dependentes da razão cíclica complementar, D' . As raízes não são facilmente expressadas de forma analítica, portanto é utilizado o exemplo acima para verificar o efeito da variação paramétrica nas funções de transferência, seja variando D' , que sofre alterações no decorrer da variação angular da rede elétrica, bem como o efeito da degradação da bateria.

A frequência do zero característico do conversor, em função da tensão de saída e do valor máximo da rede elétrica, bem como do ângulo, com auxílio equação (3.9), é descrita por:

$$\omega_z(M, \theta) = \omega_L - \frac{R_o D'(M)}{L} = \frac{1}{L} (r_L - R_o M |\sin(\theta)|) \quad (4.42)$$

Onde $M = V_m/V_o$. O deslocamento para o semiplano direito pode ser caracterizado por um ângulo em que tal efeito corre:

$$\theta_z > \sin^{-1} \left(\frac{r_L}{R_o M} \right) \quad (4.43)$$

4.2.3 Análise da variação da razão cíclica nas funções de transferência.

Uma vez conhecidas as funções de transferência, e as principais características que estas apresentam no domínio da frequência, é realizada a análise quantitativa do efeito da variação da razão cíclica complementar nas funções de transferência do conversor, embasadas nas frequências características dos componentes que compõem o retificador. Para a função de transferência que relaciona a corrente no indutor (4.41), $G_{id}(s, D')$, são obtidos os seguintes efeitos nos valores de pólos e zeros:

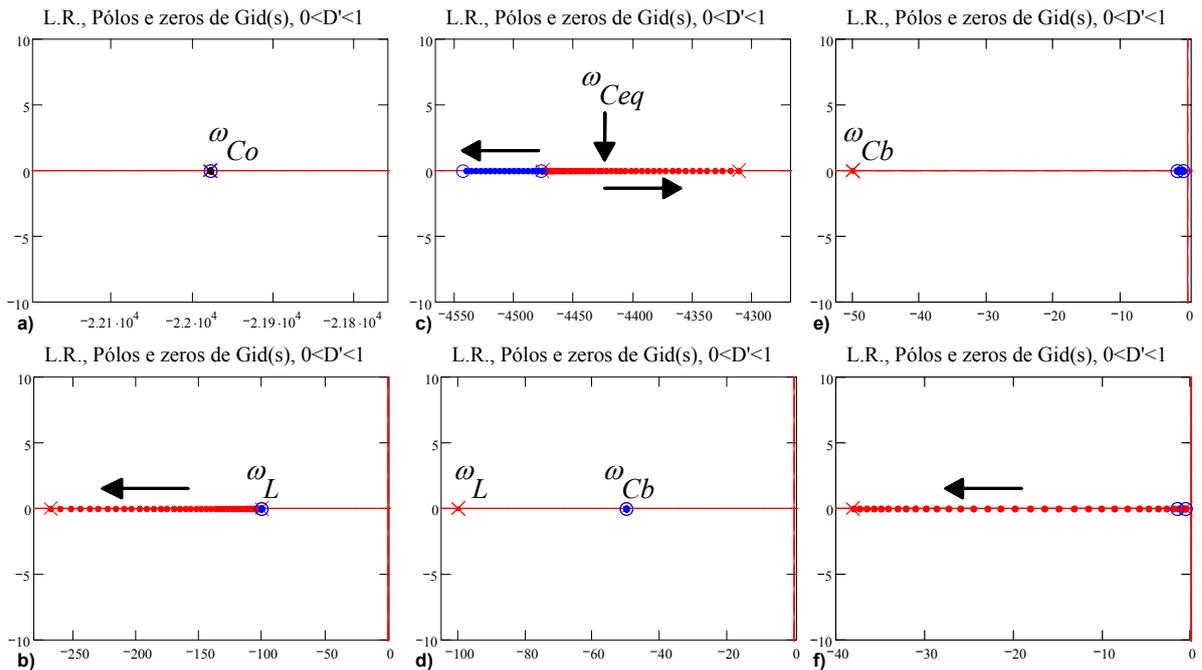


Figura 4.6 – Análise do comportamento geométrico do lugar das raízes de $G_{id}(s, D')$, as setas indicam o efeito da razão cíclica complementar a partir de 0 até o valor unitário.

Para a função de transferência $G_{bi}(s, D')$, os efeitos da variação da razão cíclica são observados na Figura 4.7.

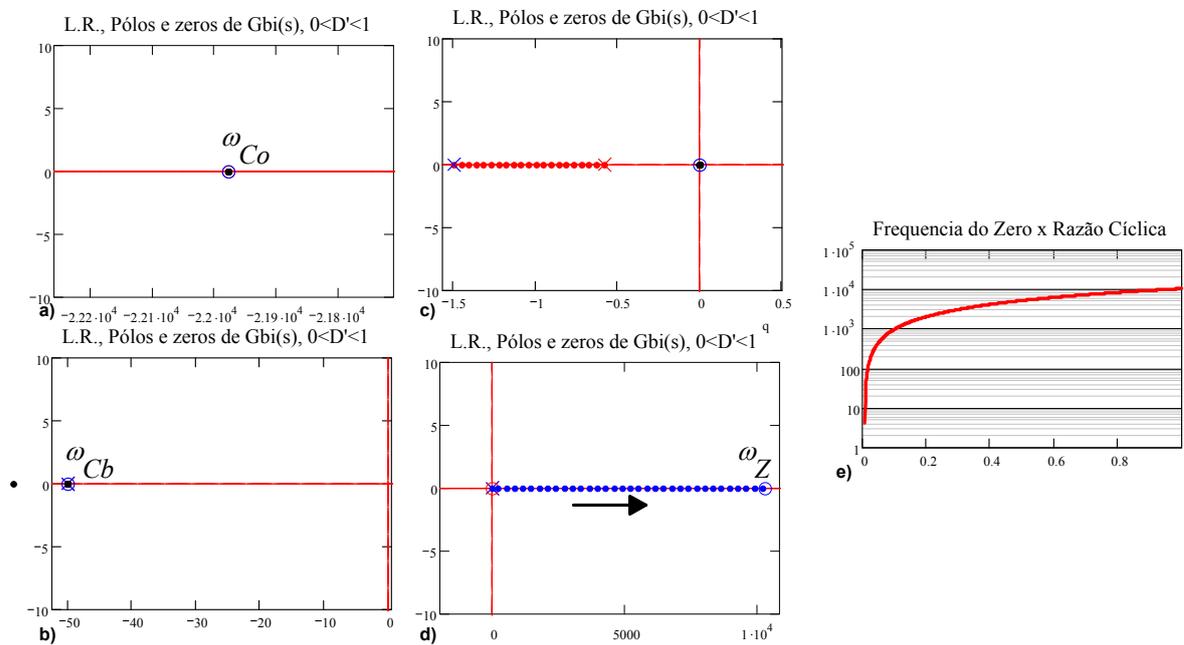


Figura 4.7 – Análise do comportamento geométrico do lugar das raízes de $G_{bi}(s, D')$, as setas indicam o efeito da razão cíclica complementar a partir de 0 até o valor unitário.

Vale destacar que o zero no semiplano direito, desloca-se rapidamente para frequências elevadas à medida que a razão cíclica estática se move para valores acima de 20%. Este verificação é observada na Figura 4.7-e).

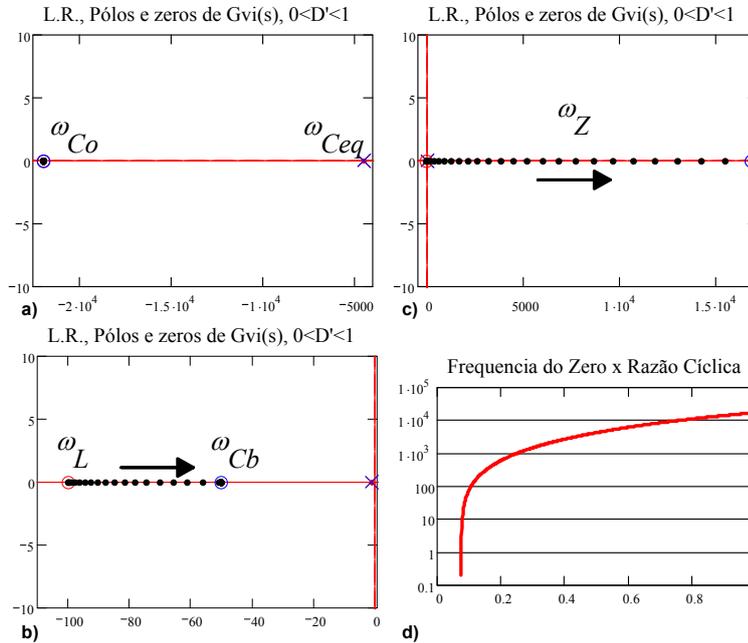


Figura 4.8 – Análise do comportamento geométrico do lugar das raízes de $G_{vi}(s, D')$, as setas indicam o efeito da razão cíclica complementar a partir de 0 até o valor unitário.

Dependendo os valores de projeto para o indutor e carga, a frequência deste zero pode ser transferida para valores consideravelmente elevados, o que não impactaria no projeto em malha fechada.

4.2.4 Análise do efeito da degradação da bateria nas funções de transferência.

Baterias degradam com o tempo. Tal efeito é observado através da redução da capacidade de acumulo de energia além da elevação da resistência série equivalente, e tais processos decorrem de reações químicas irreversíveis e inerentes ao processo de carga e descarga. Considere como exemplo, uma bateria com capacidade de 7Ah, comercial, com tensão de início de descarga de $V_{ci} = 13V$ e de fim de descarga $V_{cf} = 10,5V$, sob uma corrente de descarga de 0,6A, em 20 horas, produz:

$$C_b = \frac{2 \cdot 20h \cdot 0,6A}{13V + 10,5V} = 3.677,0F \tag{4.44}$$

Esta mesma bateria, sob uma corrente de descarga de 7,2A, em 1 hora, e com tensão de fim de descarga $V_{cf} = 10,0V$:

$$C_b = \frac{2 \cdot 1h \cdot 7,2A}{13V + 10V} = 2.254,0F \quad (4.45)$$

Portanto, uma vez que é possível exprimir a relação entre a capacidade de energia acumulada na bateria, como uma relação entre a capacitância equivalente, o desgaste que ocorre também pode ser expresso como uma redução neste valor da capacitância equivalente acompanhada da elevação da resistência interna. Tal efeito modifica a localização dos pólos e zeros das plantas que representam o conversor. Em algumas situações, esta modificação do lugar geométrico das características do sistema, pode não ser significativa, uma vez que os pólos dominantes (ou os zeros) estão localizados em regiões que os tornam não significativos para as malhas de controle consideradas.

4.3 Projeto dos controladores de corrente e tensão com características transitórias desejadas

Para que sejam garantidas as características transitórias das malhas de corrente através do indutor, corrente através da bateria e tensão de saída, são utilizados alguns controladores com características mais adequadas para cada tipo de malha. A primeira malha em análise é a de corrente através do indutor, que necessita das seguintes características transitórias:

- Erro estático nulo em regime permanente na amplitude e fase;
- Período de transição controlável através de uma constante característica especificada pelo projetista, ω_c ;
- Simples, fácil concepção e esforço computacional.

Assim, os trabalhos [36] e [103] apresentam a proposta do uso do controlador P+Ressonante aplicado à solução do problema de rastreamento de trajetória senoidal, com erro estático nulo em amplitude e em fase, mesmo em sistemas com reduzida largura de banda do controlador de corrente. A análise elaborada em [103] aprimora esta proposta e é aplicada ao presente trabalho.

Considerando a forma generalizada da equação (4.5):

$$L \frac{d \langle i_L(t) \rangle_{T_s}}{dt} = d(t) \langle v_o(t) \rangle_{T_s} - \langle v_r(t) \rangle_{T_s} - r_L \langle i_L(t) \rangle_{T_s} \quad (4.46)$$

A razão cíclica $d(t)$ pode assumir a faixa de valores $0 < d(t) < 1$, caso o conversor se comporte como CC-CC ou $-1 < d(t) < 1$, caso se comporte como CA-CC. A Tensão $v_r(t)$ é equivalente a tensão da rede elétrica, ou da entrada do conversor. Observar que no caso do *Boost* $v_r(t) = -v_g(t)$.

Para minimizar os efeitos das dinâmicas externas da tensão $v_o(t)$ (o que pode tornar mais não linear a operação do conversor) e da tensão da rede $v_r(t)$, a razão cíclica que deve ser re-escrita sob o seguinte formato:

$$d(t) = \frac{1}{v_o(t)} [v_n(t) + v_r(t)] \quad (4.47)$$

Portanto, a equação dinâmica de malha fechada em corrente se torna:

$$L \frac{d \langle i_L(t) \rangle_{T_s}}{dt} = v_n(t) - r_L \langle i_L(t) \rangle_{T_s} \quad (4.48)$$

Logo, a linearização de (4.48), produz o mesmo resultado da função de transferência (4.10), exceto pela remoção da tensão do barramento CC:

$$sL I_L(s) + r_L I_L(s) = V_n(s) \cdot \frac{I_L(s)}{V_n(s)} = \frac{1}{Z_L(s)} \triangleq Y_L(s) \quad (4.49)$$

Considere agora uma referência de corrente CC expressa por $u(t)$, ou pela função degrau, cuja representação no tempo e na frequência complexa s é:

$$i^*(t) = Au(t) \xleftrightarrow[Lap^{-1}]{Lap} I^*(s) = \frac{A}{s} \quad (4.50)$$

O comportamento desejado no domínio do tempo é definido através da expressão:

$$i(t) = A(1 - e^{-\omega_c t})u(t) \xleftrightarrow[Lap^{-1}]{Lap} I(s) = A \left(\frac{1}{s} - \frac{1}{s + \omega_c} \right) = \frac{A}{s} \cdot \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (4.51)$$

Onde ω_c define a característica transitória desejada, assim,

$$I(s) = \frac{A}{s} \cdot \frac{\omega_c}{s + \omega_c} = I^*(s) \cdot T_{CC}(s) \quad (4.52)$$

A função de transferência em malha fechada, considerando o controlador $C_{iCC}(s)$ terá o seguinte formato:

$$\frac{I(s)}{I^*(s)} = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} = \frac{C_{iCC}(s) \cdot Y_L(s)}{1 + C_{iCC}(s) \cdot Y_L(s)} \therefore C_{iCC}(s) = \frac{\omega_c \cdot Z_L(s)}{s} \quad (4.53)$$

Com um pouco de algebrismo, é possível obter o seguinte controlador PI, e seus respectivos parâmetros:

$$C_{iCC}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = \omega_c L + \frac{\omega_c r_L}{s} \quad (4.54)$$

$$K_p = \omega_c L \therefore K_i = \omega_c r_L$$

Considere agora, que a corrente $i_L(t)$, deve seguir uma referência senoidal, com a seguinte característica:

$$i^*(t) = M \sin(\omega_0 t) u(t) \xleftrightarrow[Lap^{-1}]{Lap} I^*(s) = M \frac{\omega_0}{s^2 + \omega_0^2} \quad (4.55)$$

Utilizando (4.50) na expressão (4.53):

$$\frac{I(s)}{I^*(s)} = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \therefore I(s) = M \frac{\omega_0}{s^2 + \omega_0^2} \cdot \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (4.56)$$

Cuja transformada de Laplace produz o seguinte resultado:

$$i(t) = M \frac{\omega_0}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega_0^2}} \left[\sin \left(\omega_0 t - \arctan \left(\frac{\omega_0}{\omega_c} \right) \right) - \omega_0 e^{-\omega_c t} \right] u(t) \quad (4.57)$$

Logo, são observados tanto erro em regime permanente, como em fase. Assim, alterando o comportamento da resposta desejada no domínio do tempo para a expressão:

$$i(t) = M (1 - e^{-\omega_c t}) \sin(\omega_0 t) u(t) \xleftrightarrow[Lap^{-1}]{Lap} I(s) = M \frac{\omega_0}{s^2 + \omega_0^2} \cdot \frac{2\omega_c s + \omega_c^2}{(s + \omega_c)^2 + \omega_0^2} \quad (4.58)$$

Tem-se então uma característica de resposta transitória desejada, dado pelo termo ajustável ω_c , bem como um erro de regime permanente nulo, tanto em amplitude como em fase. O controlador que atende a tal característica é obtido de forma semelhante ao desenvolvimento de $C_{iCC}(s)$:

$$I(s) = M \frac{\omega_0}{s^2 + \omega_0^2} \cdot \frac{2\omega_c s + \omega_c^2}{(s + \omega_c)^2 + \omega_0^2} = I^*(s) \cdot T_{CA}(s) \quad (4.59)$$

Portanto,

$$T_{CA}(s) = \frac{I(s)}{I^*(s)} = \frac{2\omega_c s + \omega_c^2}{(s + \omega_c)^2 + \omega_0^2} = \frac{C_{iCA}(s) \cdot Y_L(s)}{1 + C_{iCA}(s) \cdot Y_L(s)} \quad (4.60)$$

Após algum algebrismo, é obtido o controlador que satisfaz a essa característica desejada:

$$C_{iCA}(s) = \frac{2\omega_c s + \omega_c^2}{(s + \omega_c)^2 + \omega_0^2} Z_L(s) \quad (4.61)$$

Logo, o controlador P+Ressonante modificado, que atende ao projeto dinâmico da malha é expresso por:

$$C_{iCA}(s) = K_{pCA} + K_{r1} \frac{s}{s^2 + \omega_0^2} + K_{r2} \frac{1}{s^2 + \omega_0^2} \quad (4.62)$$

Cujos coeficientes são: $K_{pCA}=2L\omega_c$; $K_{r1}=L\omega_c^2+2r_L\omega_c$; $K_{r2}=r_L\omega_c^2-2L\omega_c\omega_0^2$.

O exemplo a seguir exhibe a aplicação dos controladores modificados, na equação diferencial (4.46), para as diferentes condições dinâmicas, seja em CC como em CA. Os parâmetros para cada simulação estão mostrados na Tabela 4. Os resultados de simulação para a característica amortecida em CC é apresentada na Figura 4.9(a). Nas Figura 4.9(b) e (c) é exibida a operação do controlador P+Ressonante modificado, para $\omega_{cc}=2\pi 10\text{rad/s}$ e $\omega_{cc}=2\pi 120\text{rad/s}$ respectivamente.

Tabela 4 – Parâmetros de entrada do conversor descrito pela equação (4.46) e as características transitórias desejadas.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
<i>CC: L, r_L</i>	1,00 mH; 200 mΩ	$\omega_{cc}=2\pi 6,0\text{rad/s}$ $K_{pCC}; K_{iCC}$	$K_p=0,038; K_i=7,54$
<i>CA: L, r_L</i>	1,00 mH; 200 mΩ	$\omega_0=2\pi 60\text{rad/s}$ $\omega_{cc}=2\pi 10\text{rad/s}$ $K_{pCA}; K_{r1}; K_{r2}$	$K_{pCA}=0,126;$ $K_{r1}=29,081;$ $K_{r2}=-1.707 \times 10^4$
<i>CA: L, r_L</i>	1,00 mH; 200 mΩ	$\omega_0=2\pi 60\text{rad/s}$ $\omega_{cc}=2\pi 40\text{rad/s}$ $K_{pCA}; K_{r1}; K_{r2}$	$K_{pCA}=0,503;$ $K_{r1}=163,696;$ $K_{r2}=-5.881 \times 10^4$

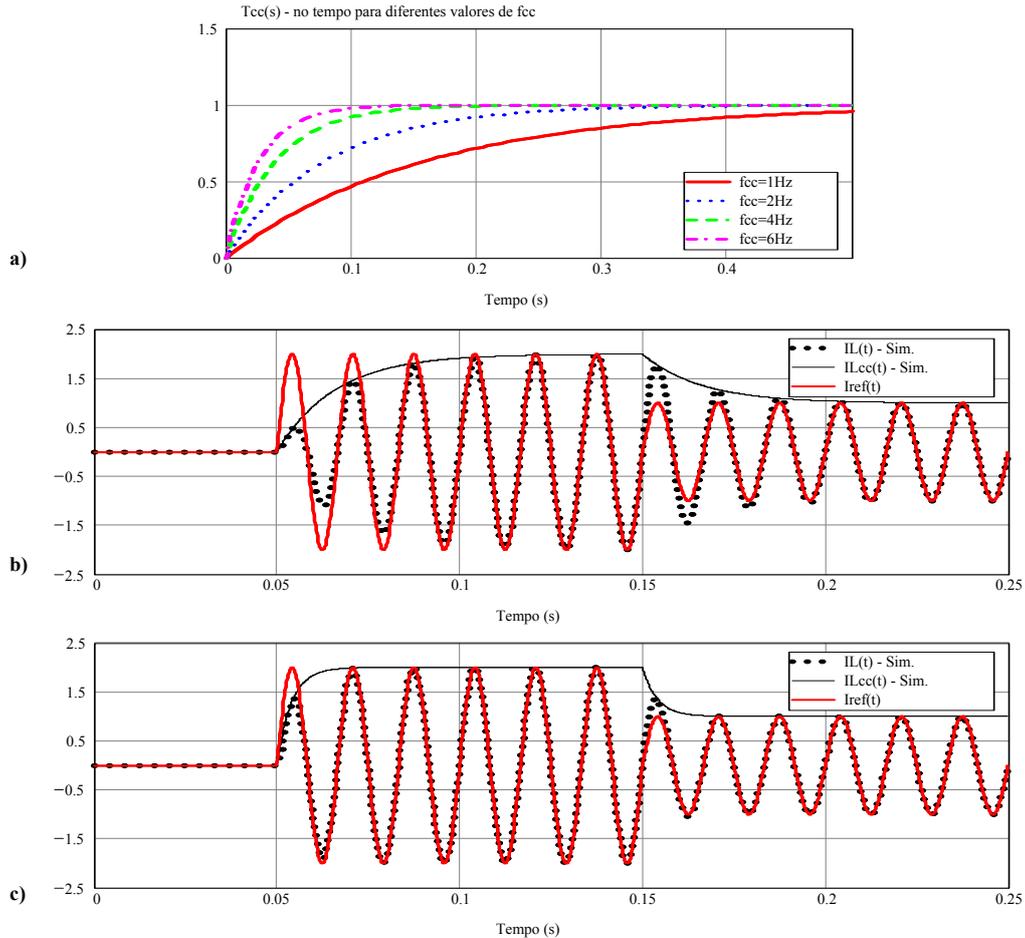


Figura 4.9 – a) Característica transitória de $T_{CC}(s)$ – Eq. (4.52), para diferentes valores de ω_c , b) e c) controlador P+Ressonante em malha fechada para $\omega_{cc}=2\pi 10rad/s$ e $\omega_{cc}=2\pi 40rad/s$, respectivamente.

Logo é possível modificar a característica de malha fechada de corrente com o controlador P+Ressonante modificado, descrito pela expressão (4.62).

Do lado CC, a potência entregue ao circuito formado pela carga e elementos de armazenamento de energia, deve obedecer a equação de equilíbrio de potências:

$$P_{ca}(t) = P_{cc}(t) \therefore i_{ca}(t)v_{ca}(t) = i_{cc}(t)V_{cc} \quad (4.63)$$

Considerando a tensão de barramento CC constante e igual à V_{CC} . Utilizando a característica imposta pelo controlador – Eq. (4.58), e substituindo-a em (4.63), a corrente CC do lado do barramento CC é expressa por:

$$i_{cc}(t) = \frac{I_m V_m}{V_{cc}} \sin^2(\omega_0 t) (1 - e^{-\omega_c t}) u(t) \quad (4.64)$$

Onde, I_m , V_m , representam a corrente de pico e a tensão de pico respectivamente. Uma constante $K = I_m V_m / V_{cc}$ é utilizada por simplificação. A transformada de laplace de (4.64) é:

$$K \sin^2(\omega_0 t)(1 - e^{-\omega_c t})u(t) \xleftrightarrow[\text{Lap}^{-1}]{\text{Lap}} \frac{K}{2} \left(\underbrace{\frac{1}{s} - \frac{1}{s + \omega_c}}_{\text{Eq.A}} - \underbrace{\frac{s}{s^2 + (2\omega_0)^2} + \frac{s + \omega_c}{(s + \omega_c)^2 + (2\omega_0)^2}}_{\text{Eq.B}} \right) \quad (4.65)$$

Ela apresenta duas partes, a equação A e B. Estas parcelas, uma responsável pelo valor médio não nulo, representada por $i_{cc_cc}(t)$ em (4.66), que é responsável por transferir energia para a carga, e outra parcela, oscilatória, cujo valor médio é nulo, representada por $i_{cc_ca}(t)$, em (4.67), para todas as análises de valor médio é considerando a frequência da rede elétrica. A análise gráfica destas expressões é apresentada na Figura 4.10.

$$i_{cc_cc}(t) = \frac{K}{2}(1 - e^{-\omega_c t})u(t) \xleftrightarrow[\text{Lap}^{-1}]{\text{Lap}} \frac{K}{2} \left(\underbrace{\frac{1}{s} - \frac{1}{s + \omega_c}}_{\text{Eq.A}} \right) \triangleq \frac{K}{2} \frac{1}{s} \cdot \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (4.66)$$

$$i_{cc_ca}(t) = -\frac{K}{2}(1 - e^{-\omega_c t})\cos(2\omega_0 t)u(t) \xleftrightarrow[\text{Lap}^{-1}]{\text{Lap}} \frac{K}{2} \left(\underbrace{\frac{-s}{s^2 + (2\omega_0)^2} + \frac{s + \omega_c}{(s + \omega_c)^2 + (2\omega_0)^2}}_{\text{Eq.B}} \right) \quad (4.67)$$

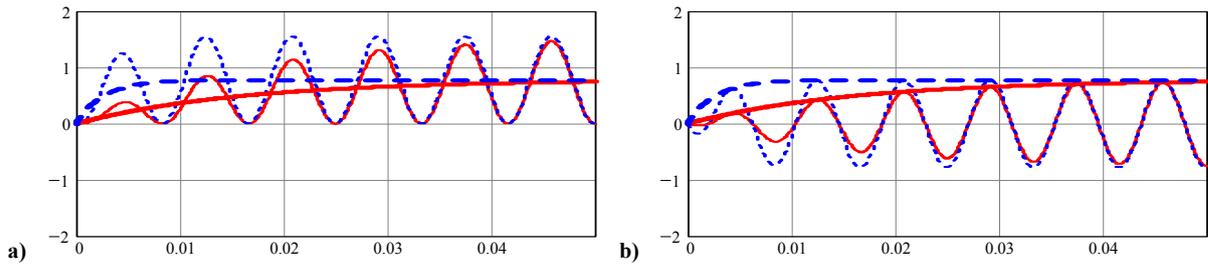
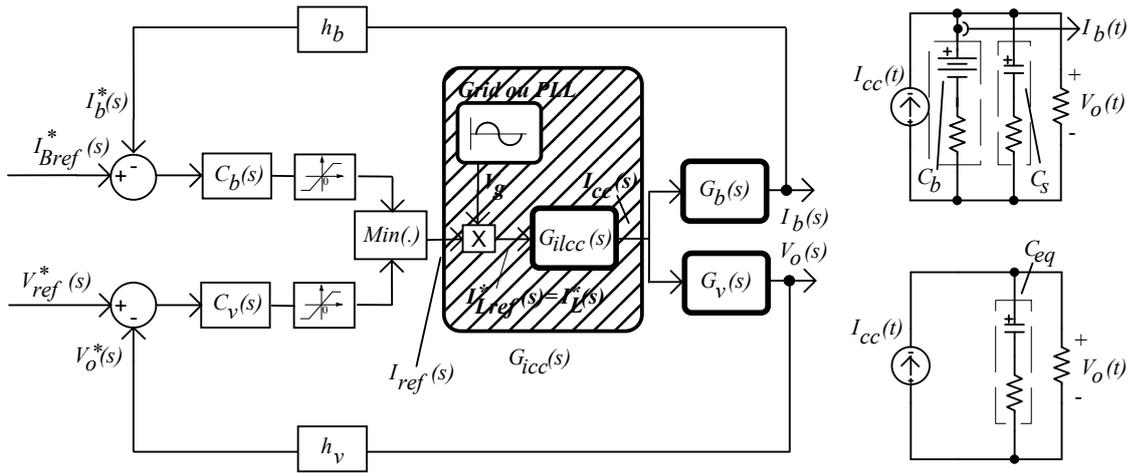


Figura 4.10 – a) equações (4.65) versus (4.66), b) equações (4.66) versus (4.67), nas duas figuras, $\omega_{cc}=2\pi 10\text{rad/s}$ e $\omega_{cc}=2\pi 60\text{rad/s}$.

Portanto, o modelo do lado CC do retificador pode ser simplificado por uma fonte de corrente, cuja característica é imposta pela amplitude da referência de corrente (que é uma função degrau) e pela frequência de resposta amortecida, ω_{cc} desejada no projeto. Portanto a função de transferência da malha de corrente, refletida para o lado CC é expresso por:

$$G_{icc}(s) = \frac{I_{cc}(s)}{I_{ref}(s)} = \frac{K}{2} \cdot \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (4.68)$$

O modelo para tal aproximação é observado na Figura 4.11. Nela é observada que todo o conjunto descrito pelo circuito de sincronia (ou obtenção direta do valor da rede elétrica), malha interna de regulação de corrente de rede (área rachurada), pode ser simplificado pelo modelo apresentado na expressão (4.68). Tal simplificação resulta em um modelo que reflete as principais propriedades relevantes para o correto projeto das malhas de tensão ou de corrente de carga das baterias.



Versão Simplificada do modelo acima

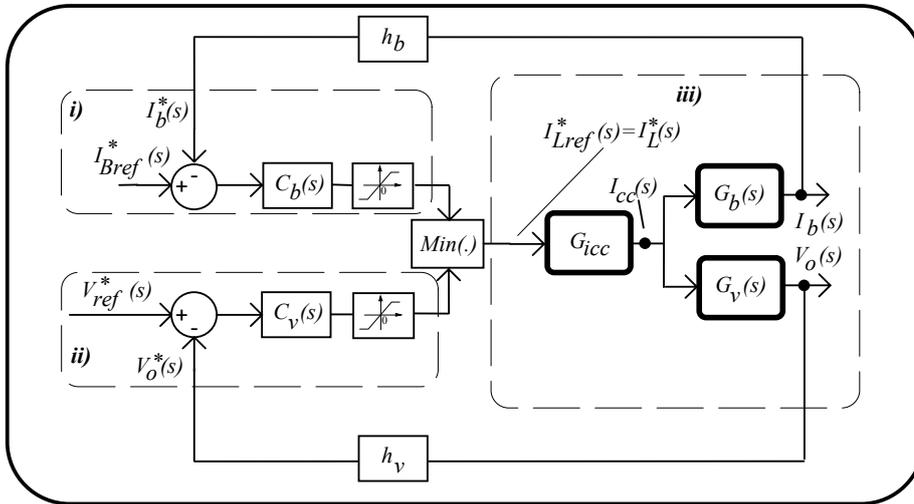


Figura 4.11 – Versão simplificada da malha de tensão com a malha de controle de corrente de carga da bateria, e modelos simplificados do lado CC.

A equação completa da planta que relaciona a tensão de saída $V_o(s)$, com a corrente no lado CC, $I_{cc}(s)$, é descrita pela expressão:

$$G_v(s) = \frac{V_o(s)}{I_{cc}(s)} = Z_{eq}(s) = \frac{1}{\frac{1}{R_o} + \frac{1}{Z_{Co}} + \frac{1}{Z_b}} \triangleq \frac{1}{Y_{Ro} + Y_{Co} + Y_b} \quad (4.69)$$

A relação entre a corrente de bateria $I_b(s)$, com a corrente do lado CC, $I_{cc}(s)$, é obtida pela expressão:

$$G_b(s) = \frac{I_b(s)}{I_{cc}(s)} = \frac{1}{\frac{1}{R_o} + \frac{1}{Z_{Co}} + \frac{1}{Z_b}} \triangleq \frac{Y_b}{Y_{Ro} + Y_{Co} + Y_b} \quad (4.70)$$

As próximas seções tratam do projeto adequado para cada controlador, seja de corrente de carga, ou de tensão de saída.

4.4 Projeto do controlador de tensão com características transitórias desejadas.

Considere o controlador por alocação de pólos, no formato RST, descrito pela abaixo:

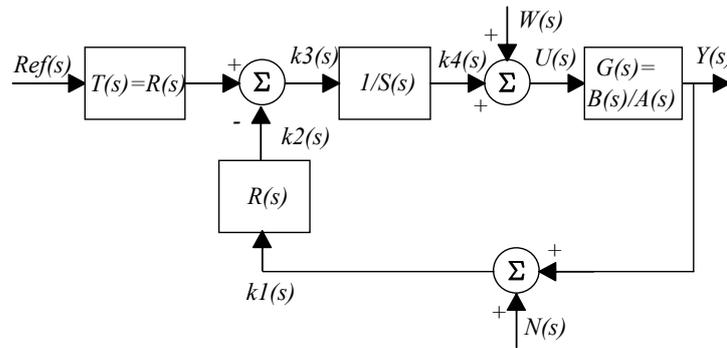


Figura 4.12 – Controlador por alocação de pólos no formato RST, $N(s)$ e $W(s)$ são os modelos matemáticos para o ruído e perturbações externas, respectivamente.

A função de transferência que relaciona a saída $Y(s)$ para a entrada $Y^*(s)$ é descrita pela expressão:

$$\frac{Y(s)}{Y^*(s)} = \frac{T \cdot \frac{G}{S}}{1 + R \cdot \frac{G}{S}} \triangleq \frac{B(s) \cdot T(s)}{S(s) \cdot A(s) + R(s) \cdot B(s)} \quad (4.71)$$

A função de transferência $G(s)$ para a malha de tensão, que relaciona a tensão de saída $V_o(s)$ com a dinâmica imposta na corrente de entrada da rede elétrica $i_{ref}(s)$, ou $G_{Vo_iref}(s)$ é obtida através da associação de (4.68) com (4.69):

$$G_{Vo_iref}(s) = Z_{eq}(s) G_{icc_iref}(s) \triangleq \frac{N_Z}{D_Z} \cdot \frac{N_{Gi}}{D_{Gi}} \quad (4.72)$$

A forma que a expressão (4.71) irá obter com a introdução de (4.72), é:

$$\frac{Y(s)}{Y^*(s)} \triangleq \frac{N_Z(s) \cdot N_{Gi}(s) \cdot T(s)}{S(s) D_Z(s) D_{Gi}(s) + R(s) N_Z(s) N_{Gi}(s)} \quad (4.73)$$

Portanto, a imposição da característica transitória, em malha fechada, com características de erro estático nulo, impõe que a expressão (4.73), apresente o seguinte formato:

$$\frac{Y(s)}{Y^*(s)} \triangleq \frac{N_Z(s) \cdot N_{Gi}(s) \cdot T(s)}{S(s) D_Z(s) D_{Gi}(s) + R(s) N_Z(s) N_{Gi}(s)} = \frac{\prod_n P_{d_n} \prod_m P_{a_m}}{\prod_n (s + p_{d_n}) \prod_m (s + p_{a_m})} \quad (4.74)$$

Onde, p_{d_n} são n -pólos com características dinâmicas desejadas, logo, dominantes, e p_{a_m} são m -pólos auxiliares não dominantes. As ordens de ambos os polinômios do numerador como denominador devem ser idênticas, para garantir a alocação correta dos pólos.

No caso da planta de tensão sob análise, são consideradas as seguintes equações para N_Z , N_{Gi} , D_Z e D_{Gi} :

$$\frac{N_Z(s) \cdot N_{Gi}(s)}{D_Z(s) \cdot D_{Gi}(s)} = \frac{1}{C_{eq}} \cdot \frac{\omega_c V_m}{2 V_{cc}} \quad (4.75)$$

Onde, $C_{eq} = C_o + C_b$ e $\omega_{eq} = 1/(R_o C_{eq})$, ω_c é a frequência amortecida, projetada, para a malha de corrente. Assim, a equação (4.74) é apresentada em (4.76), adotando a identidade:

$$K_r = \omega_c V_m / (2 C_{eq} V_{cc}):$$

$$\frac{Y(s)}{Y^*(s)} \triangleq \frac{K_r \cdot T(s)}{S(s)(s + \omega_{eq})(s + \omega_c) + R(s)K_r} \quad (4.76)$$

Portanto, a equação irá apresentar grau do denominador no mínimo igual a dois (considerando $S(s)$ uma constante). Utilizando um integrador com a forma $S(s) = s \cdot T_i$, com constante de integração igual a T_i , o grau do polinômio passa a ser no mínimo igual a três:

$$\frac{Y(s)}{Y^*(s)} \triangleq \frac{K_r \cdot T(s)}{T_i \cdot s(s + \omega_{eq})(s + \omega_c) + R(s)K_r} \quad (4.77)$$

Basta que $R(s) = T(s) = I$, para garantir erro estático nulo, entretanto não há flexibilidade na alocação dos pólos de malha fechada (raízes do polinômio do denominador de (4.77)) para garantir as características de sobre-sinal, e amortecimento desejados. A análise do lugar das raízes para a equação acima, considerando $R(s) = T(s) = I$, mostra que existe uma restrição na região de alocação dos pólos.

Adotando uma modificação na função de transferência de $R(s)$:

$$R(s) \triangleq sK_p + K_i + s^2K_d = K_i \left(s \frac{K_p}{K_i} + 1 + s^2 \frac{K_d}{K_i} \right) \quad (4.78)$$

E, as modificações em $T(s) = K_i = I/T_i$, e, $S(s) = s$ como um integrador puro, produz a seguinte expressão de malha fechada:

$$\frac{Y(s)}{Y^*(s)} \triangleq \frac{K_r \cdot K_i}{\frac{K_i}{K_i} s(s + \omega_{eq})(s + \omega_c) + K_i \left(s \frac{K_p}{K_i} + 1 + s^2 \frac{K_d}{K_i} \right) \cdot K_r} \quad (4.79)$$

Com algum algebrismo,

$$\frac{Y(s)}{Y^*(s)} \triangleq \frac{K_r}{\frac{1}{K_i} s(s + \omega_{eq})(s + \omega_c) + \left(s \frac{K_p}{K_i} + 1 + s^2 \frac{K_d}{K_i} \right) \cdot K_r} \quad (4.80)$$

Com, $S'(s)=K_i/s$, $T'(s)=I$, e $R'(s)$ modificado de forma adequada. Logo, a análise de regime permanente de (4.80) mostra que:

$$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{Y(s)}{Y^*(s)} \triangleq \frac{K_r}{K_r} = 1 \quad (4.81)$$

Portanto, o controlador PID-RST modificado, irá possuir a seguinte estrutura:

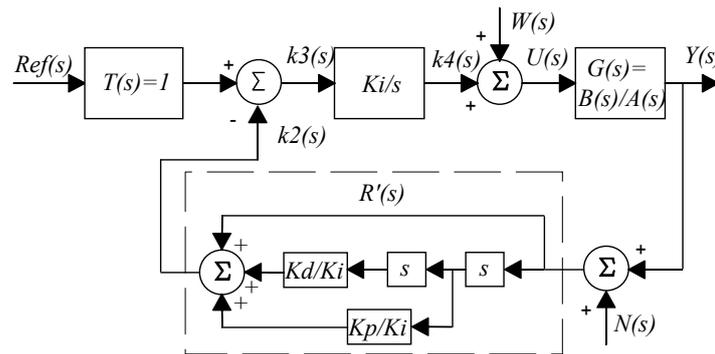


Figura 4.13 – Controlador por alocação de pólos no formato PID-RST modificado, $N(s)$ e $W(s)$ são os modelos matemáticos para o ruído e perturbações externas, respectivamente.

Para garantir a realização de $R'(s)$, são introduzidos pólos adicionais e amortecidos, com freqüência superior às dos zeros desejados em $R'(s)$. Estes pólos também podem apresentar a finalidade de atenuar sinais de freqüências indesejadas ao projeto da malha de tensão. Logo, a estrutura final de $R'(s)$ será (com dois pólos adicionais):

$$R'(s) \triangleq \frac{p_{a1}p_{a2}}{(s + p_{a1})(s + p_{a2})} \left(s \frac{K_p}{K_i} + 1 + s^2 \frac{K_d}{K_i} \right) \quad (4.82)$$

Ou, com três pólos adicionais:

$$R'(s) \triangleq (p_{a1}p_{a2}p_{a3}) \frac{s \frac{K_p}{K_i} + 1 + s^2 \frac{K_d}{K_i}}{(s + p_{a1})(s + p_{a2})(s + p_{a3})} \quad (4.83)$$

Ademais, com a adequada alocação, e por serem pólos adicionais não dominantes, também não se tornarão zeros dominantes em malha fechada. Em malha fechada, considerando apenas a expressão (4.80), o polinômio do denominador, apresenta a seguinte forma:

$$\frac{1}{K_i} s(s + \omega_{eq})(s + \omega_c) + \left(s \frac{K_p}{K_i} + 1 + s^2 \frac{K_d}{K_i} \right) \cdot K_r = \frac{1}{K_i} \left[s^3 + (\omega_{eq} + \omega_c + K_r K_d) s^2 + (K_r K_p + \omega_{eq} \omega_c) s + K_r \cdot K_i \right] \quad (4.84)$$

A expressão (4.84) é igualada a um segundo polinômio, com os pólos alocados nas características desejadas, como a frequência natural ω_n , ou o fator de amortecimento ζ , além de pólos que naturalmente se mostram no polinômio. Assim, os fatores do controlador PID-RST modificado, são obtidos através das expressões que se seguem:

$$\frac{1}{K_i} \left[s^3 + (\omega_{eq} + \omega_c + K_r K_d) s^2 + (K_r K_p + \omega_{eq} \omega_c) s + K_r \cdot K_i \right] = \frac{1}{K_i} (s + p_{d1})(s + p_{d2})(s + p_{d3}) \quad (4.85)$$

Irá implicar que:

$$K_d = \frac{(p_{d1} + p_{d2} + p_{d3}) - \omega_{eq} - \omega_c}{K_r} \quad (4.86)$$

$$K_p = \frac{(p_{d1} p_{d2} + p_{d2} p_{d3} + p_{d1} p_{d3}) - \omega_{eq} \omega_c}{K_r} \quad (4.87)$$

$$K_i = \frac{p_{d1} p_{d2} p_{d3}}{K_r} \quad (4.88)$$

A título de exemplo, podemos identificar que p_{d3} é um pólo não característico e que pouco varia sua posição, enquanto p_{d1} e p_{d2} são pares conjugados, característicos, cuja expressão que os determina emprega o fator de amortecimento, máximo de sobre-sinal, e frequência natural:

$$\zeta_d = \zeta(os) = \frac{-\ln(os)}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2(os)}} \quad (4.89)$$

$$p_{d1,2} = \zeta_d \omega_n \pm j \omega_n \sqrt{1 - \zeta_d^2} \quad (4.90)$$

Logo, dado o valor de sobre-sinal os , é obtido um coeficiente de amortecimento ζ_d através da expressão (4.89), e uma frequência de resposta natural ω_n pode ser escolhida com base no tempo em que se deseja que o sobre-sinal permaneça, durante a duração transitória.

Outra abordagem é utilizar valores iniciais de K_i , ou K_p , e, através da análise do lugar das raízes, determinar de forma iterativa valores de outra variável, por exemplo K_d , visando a alocação correta dos pólos do polinômio característico de malha fechada.

O exemplo a seguir utiliza os dois métodos para obtenção dos parâmetros do controlador de tensão com características transitórias desejadas. Nele é considerado o caso de bateria nova, com o maior valor de capacitância equivalente, e bateria já degradada com capacitância equivalente de valor reduzido.

Tabela 5 – Parâmetros de entrada do conversor descrito pela equação (4.85) e as características transitórias desejadas.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
$C_{bateria}$	0,1F (Min.) 2.000F (Max.)	V_{cc}	380V-400V
C_o	910 μ F	V_m	311V
P_{carga}	150W-1500W	ω_0	$2\pi 60rad/s$
R_{carga}	1067 Ω -106,67 Ω	ω_{cc}	$2\pi 80rad/s$
K_r	0,098 (com 2.000F) 1.936 (com 0,1F)	$os=2\%$ $\zeta_d = \zeta(2\%)$	0,779703

Aplicando o método do lugar das raízes no polinômio do denominador, na expressão (4.84), com os parâmetros iniciais de $K_i=0,1$, K_p variando de 0,002 até 0,6, e $K_d=0,01$, são apresentados na Figura 4.14.

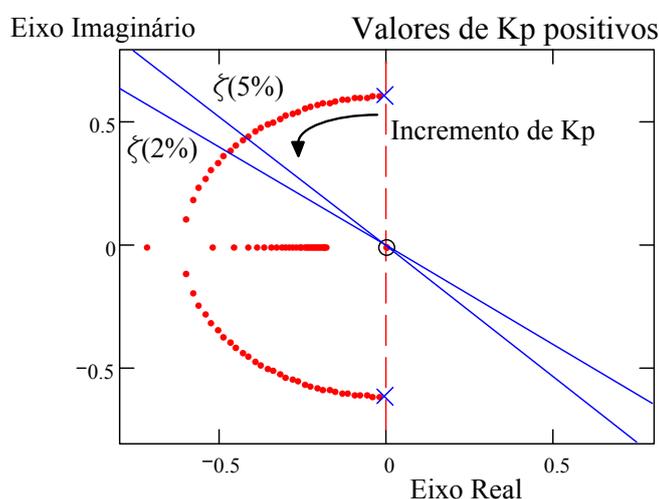


Figura 4.14 – Lugar das raízes para a expressão (4.84), com apresentação das linhas de máximo de sobre-sinal de 2% e 5%, com K_p variando de 0,002 até 0,6.

Utilizando a equação da reta do fator de amortecimento $\zeta_d = \zeta(2\%)$, para um máximo de sobre-sinal de 2%, mostra que os pólos característicos desejados de malha fechada, residem em $p_{d1,2} \cong -0,46 \pm j0,39$, caso seja 5% de sobre-sinal, $p_{d1,2} \cong -0,425 \pm j0,436$. Empregando as expressões (4.86)-(4.88), considerando o pólo não característico localizado em $p_{d3} \cong -522$, irá produzir $K_i=0,098$, $K_p=0,246$, e $K_d=0,01$. Para a situação de 5% de sobre sinal: $K_i=0,1$, $K_p=0,227$, e $K_d=0,01$. Demais refinamentos destes valores são obtidos em simulação numérica.

4.4.1 Efeito da variação paramétrica da carga no lugar das raízes em malha fechada.

Nesta seção, é considerado o controlador parametrizado anteriormente, e a carga será modificada desde o limite inferior de admitância projetada (ou potência mínima) até a admitância máxima (potência máxima) especificadas na Tabela 5.

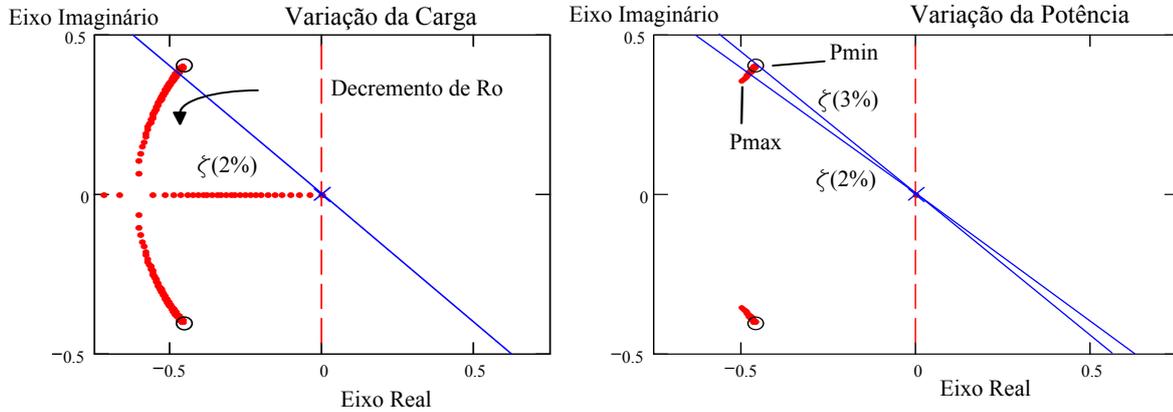


Figura 4.15 – Lugar das raízes para a expressão (4.84), com variação de carga, entre os limites máximo e mínimo de carga.

Como é mostrado na Figura 4.15 o controlador projetado, mesmo para variação de carga mantém o máximo de sobre-sinal dentro um valor máximo de 3%, para a carga mínima.

4.5 Projeto do controlador de corrente de carga das baterias com características transitórias desejadas

Para a análise e projeto do controlador da corrente de carga, é necessário recorrer a Figura 4.11. A relação que existe entre a corrente fornecida à bateria - $I_b(s)$, e a corrente advinda do retificador - $I_{cc}(s)$, considerando as admitâncias Y_b , Y_C e Y_{Ro} , da bateria, do capacitor e da carga, respectivamente, é obtida através da seguinte expressão:

$$G_{ib_icc}(s) = \frac{I_b(s)}{I_{cc}(s)} = \frac{Y_b}{Y_b + Y_C + Y_{Ro}} = \frac{1}{Z_b \parallel Z_C \parallel R_o} \quad (4.91)$$

Utilizando versões simplificadas de $Z_b = 1/sC_b$ e $Z_C = 1/sC_o$, a função de transferência descrita em (4.91), é expressa por:

$$G_{ib_icc}(s) = \frac{C_b}{C_b + C_o} \frac{s}{s + \omega_{eqCb}} \quad (4.92)$$

Onde, $\omega_{eqCb} = 1/[R_o(C_b + C_o)]$. Se, $C_b \gg C_o$, a função de transferência se torna:

$$G_{ib_icc}(s) = \frac{s}{s + \omega_{eqCb}} \quad (4.93)$$

Logo, de forma semelhante ao que foi descrito no começo deste capítulo, é utilizada uma frequência amortecida ω_b para ajustar as características dinâmicas do processo de transferência de energia à bateria. Considere uma referência de corrente CC expressa por $u(t)$, ou pela função degrau, cuja representação no tempo e na frequência complexa s é:

$$i^*(t) = Au(t) \xleftrightarrow[Lap^{-1}]{Lap} I^*(s) = \frac{A}{s} \quad (4.94)$$

O comportamento desejado no domínio do tempo é definido através da expressão:

$$i(t) = A(1 - e^{-\omega_b t})u(t) \xleftrightarrow[Lap^{-1}]{Lap} I(s) = A \left(\frac{1}{s} - \frac{1}{s + \omega_b} \right) = \frac{A}{s} \cdot \frac{\omega_b}{s + \omega_b} \quad (4.95)$$

Onde ω_b define a frequência amortecida transitória desejada, assim,

$$I(s) = \frac{A}{s} \cdot \frac{\omega_b}{s + \omega_b} = I^*(s) \cdot T_{CC}(s) \quad (4.96)$$

A função de transferência em malha fechada, considerando o controlador $C_b(s)$ terá o seguinte formato:

$$\frac{I(s)}{I^*(s)} = \frac{\omega_b}{s + \omega_b} = \frac{C_b(s) \cdot G_{ib_icc}(s)}{1 + C_b(s) \cdot G_{ib_icc}(s)} \therefore C_b(s) = \frac{\omega_b}{s} \cdot \frac{s + \omega_{eqCb}}{s} \quad (4.97)$$

Com um pouco de algebrismo, é possível obter o controlador do tipo duplo integrador + proporcional, e seus respectivos parâmetros:

$$C_b(s) = \frac{K_{i_ext}}{s} \left(K_p + \frac{K_{i_int}}{s} \right) = \frac{\omega_b}{s} \left(1 + \frac{\omega_{eqCb}}{s} \right) \quad (4.98)$$

$$K_p = 1 \therefore K_{i_ext} = \omega_b \therefore K_{i_int} = \omega_{eqCb}$$

A realização do controlador responsável pela característica da carga da bateria é apresentada na Figura 4.16:

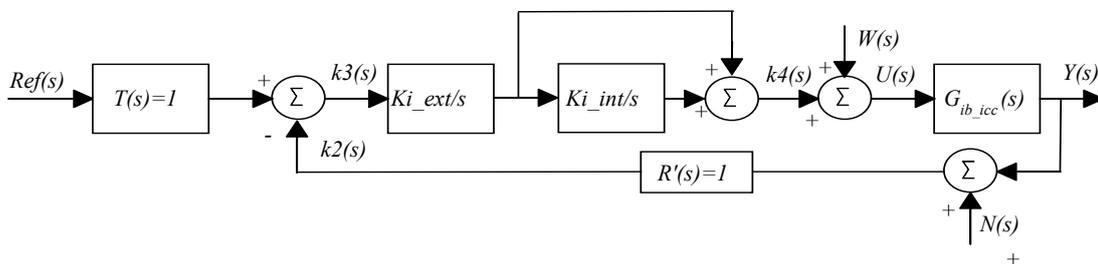


Figura 4.16 – Visualização em diagrama de blocos do controlador $C_b(s)$ para a malha de corrente de carga da bateria.

O exemplo abaixo exhibe a característica dinâmica da operação do controlador de corrente de carga para variação paramétrica do valor do capacitor equivalente da bateria.

Neste caso é simulado o efeito da degradação da bateria nas características dinâmicas do controlador operando em malha fechada.

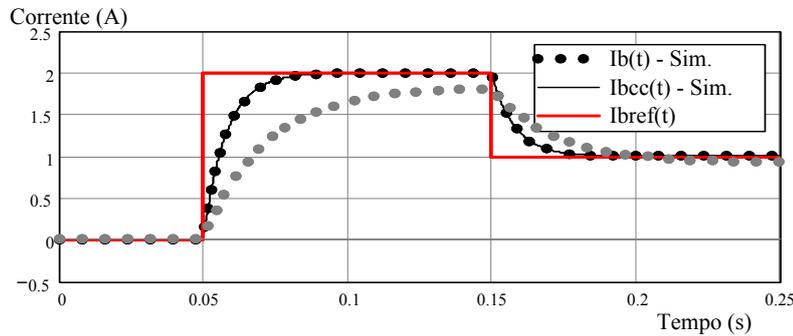


Figura 4.17 – Simulação numérica do controlador duplo integrador + proporcional, considerando uma redução de 5F para 0,0005F. $\omega_b=2\pi 20\text{rad/s}$.

Na simulação numérica apresentada na Figura 4.17, o controlador proposto se apresenta invariante no aspecto dinâmico para valores da ordem de 10^4 vezes inferior que a original projetada. Tal invariância é preponderante para garantir a estabilidade em malha fechada, mesmo com baterias em considerável estado de degradação.

4.6 Resultados de simulação

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação do retificador monofásico com o estágio elevador operando tanto como retificador com elevado fator de potência e como carregador, com as funções de limitação de corrente de carga da bateria e regulação da tensão de saída, conforme projeto apresentado anteriormente.

Tabela 6 – Parâmetros de projeto dinâmico para as malhas do retificador.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
$C_{bateria}$	0,1F (Min.) 2.000F (Max.)	V_{cc}	380V-400V
C_o	910 μ F	V_m	311V
P_{carga}	150W-1500W	ω_0 (freq. da rede elétrica)	2 π 60rad/s
R_{carga}	1067 Ω -106,67 Ω	ω_{cc} (freq. amortecida da malha de corrente)	2 π 80rad/s
ω_b (freq. amortecida da malha de corrente de carga da bateria)	2 π 4,0rad/s	$\sigma_s=2\%$ $\zeta_d = \zeta (2\%)$	0,779703

O primeiro resultado exibe a operação com elevado fator de potência no modo regulação da corrente de carga da bateria. A Figura 4.18 exibe 5 etapas distintas do regulador com elevado fator de potência e operação como carregador de baterias. Estas etapas são classificadas de acordo com o modo de operação que está ocorrendo no retificador. São elas:

Energização inicial – a), regulação da corrente de carga da bateria – b), alteração de referência da corrente de carga – c) e d), e regulação da tensão de saída –e).

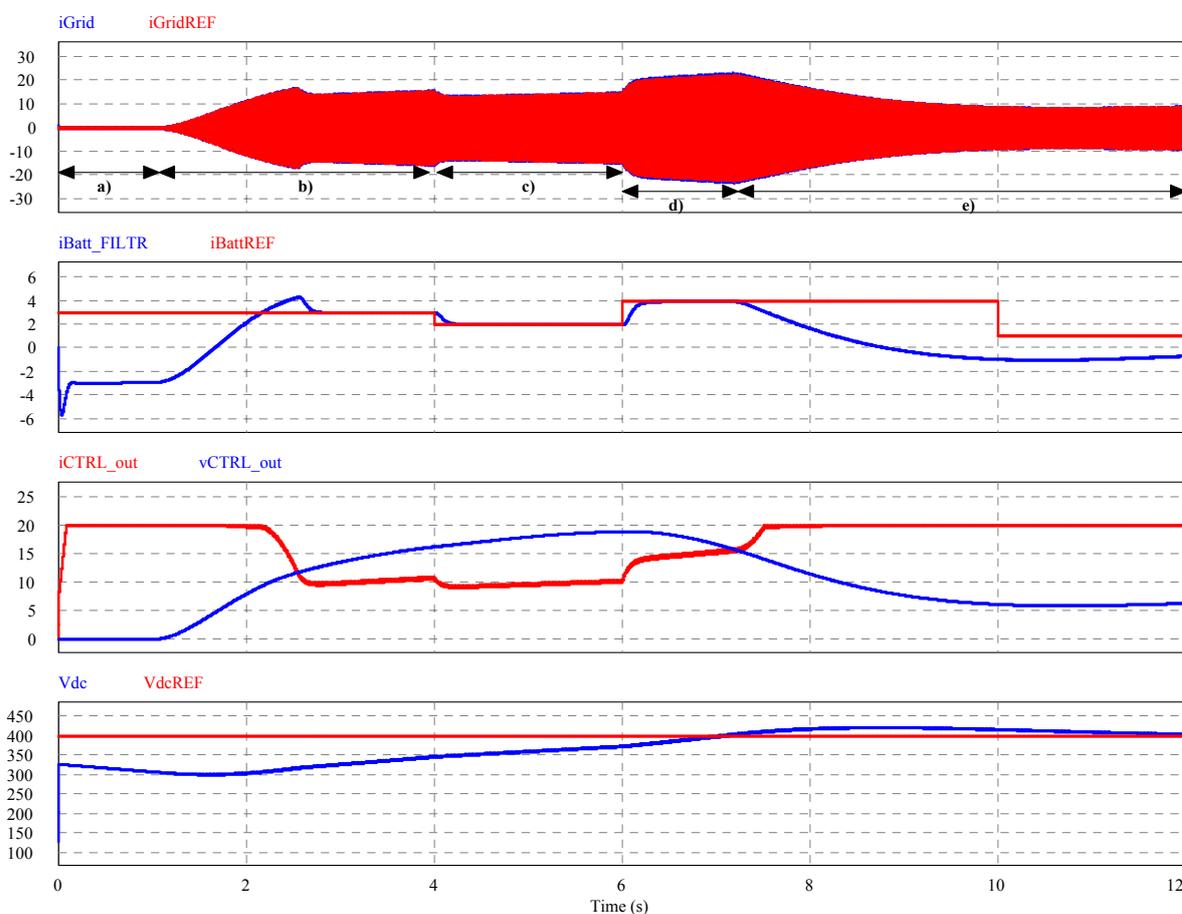


Figura 4.18 – Operação com carga nominal ($P_o=1500W$), em diversos instantes de operação do retificador.

a) Energização, b) início da regulação da corrente de carga da bateria, c)-d) transição de referência de corrente, e) operação com regulação da tensão de saída.

A Figura 4.18 apresenta 8 formas de onda durante as cinco etapas de operação do retificador são elas:

iGrid e *iGridREF*: Corrente através da rede elétrica e corrente de referência fornecida pelo controlador PR-modificado; *Batt_FILTR* e *iBattREF*: Corrente circulante através da bateria, processada por um filtro de segunda ordem para extrair apenas o valor médio e atenuar a componente no dobro da frequência da rede elétrica, com o mínimo de defasagem angular entre o sinal originário, e a corrente de referência para o processo de carga da bateria sob corrente constante; *CTRL_out* e *vCTRL_out*: Saídas dos controladores de corrente e tensão propostos neste capítulo; *Vdc* e *VdcREF*: Valor lido da tensão de saída do retificador e referencia de tensão.

A etapa - b) inicia o processo de regulação da corrente de carga da bateria, limitando na corrente de referência de carga. Uma vez que a corrente de carga no retificador monofásico apresenta uma componente senoidal no dobro da frequência da rede elétrica, a forma de onda apresentada na Figura 4.18 (i_{Batt_Filtr}) é a componente após a aplicação de um filtro de segunda ordem para extração apenas do valor médio da corrente circulante através da bateria. A alteração de referência é exibida nas etapas – c) e d), mostrando a operação da malha. A transição entre malhas, é observada entre as etapas – d) e e), com o sinal de controle escolhido através de uma função de mínimo.

O detalhe da operação com elevado fator de potência é apresentado na Figura 4.19, onde os mesmos sinais da Figura 4.18 são mostrados.

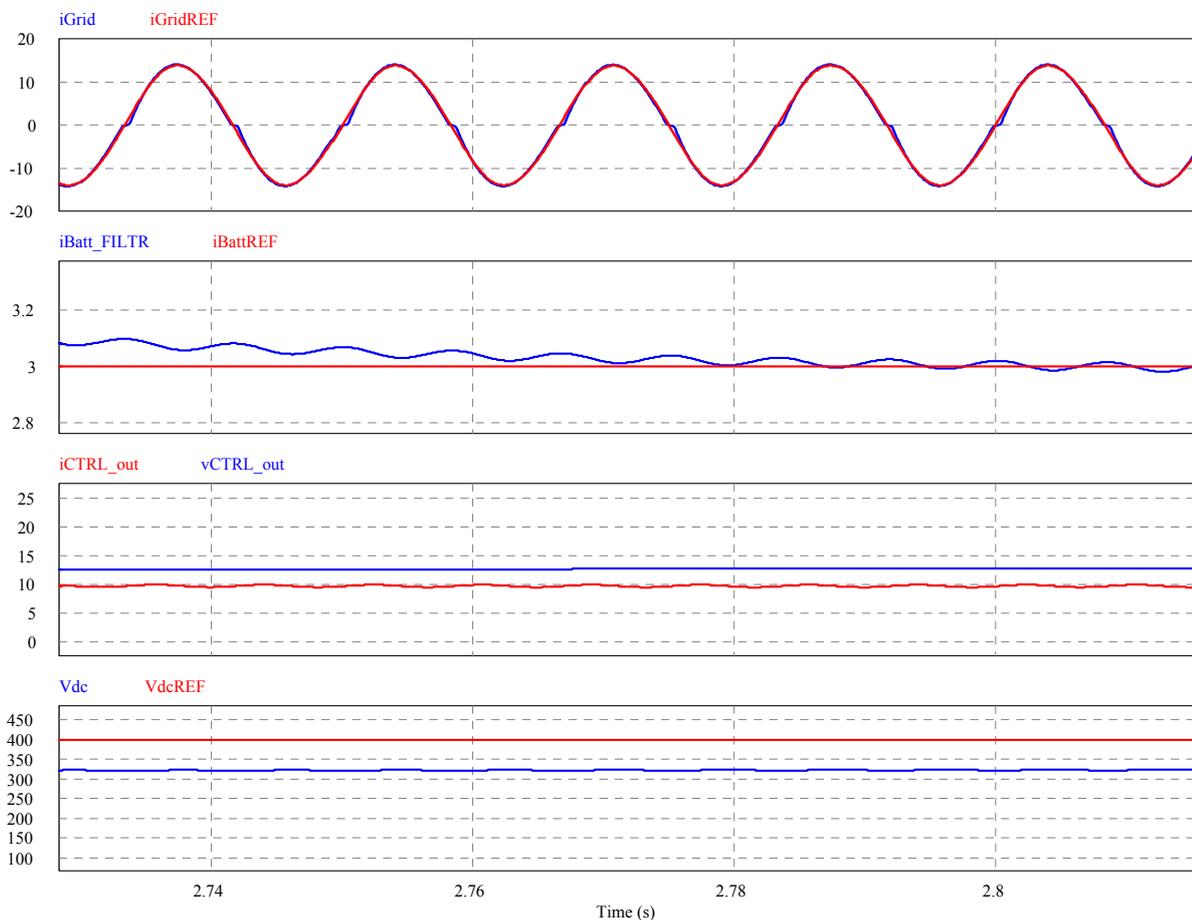


Figura 4.19 – Detalhe da operação com elevado fator de potência, durante a fase de regulação da corrente de carga da bateria, com potência nominal.

Na Figura 4.20 é apresentado o detalhe da transição de referência de corrente para verificação da operação do controlador de corrente de carga com característica transitória desejada. Como o valor projetado para ω_b é de $2\pi 4,0rad/s$, é esperado que o valor da corrente

passa a rastrear a referência em aproximadamente 0,2 segundos após a transição, o que é conferido através da Figura 4.9-a).

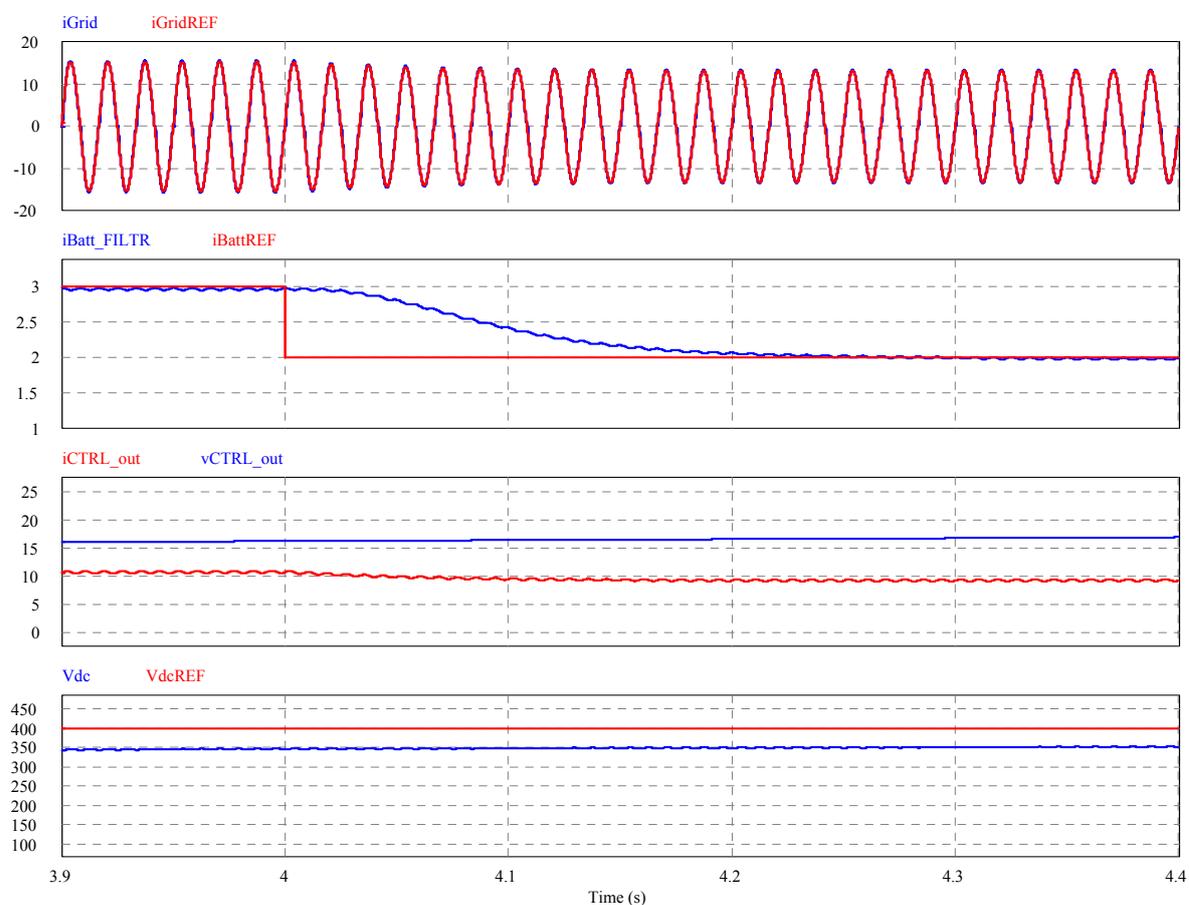


Figura 4.20 – Detalhe da operação de transição de referência de corrente de carga, $I_{bref} = 3A$, para $I_{bref} = 2A$.

A verificação da operação do retificador, em condições de transição de carga nominal para carga mínima e com o efeito de envelhecimento da bateria é apresentada na Figura 4.21.

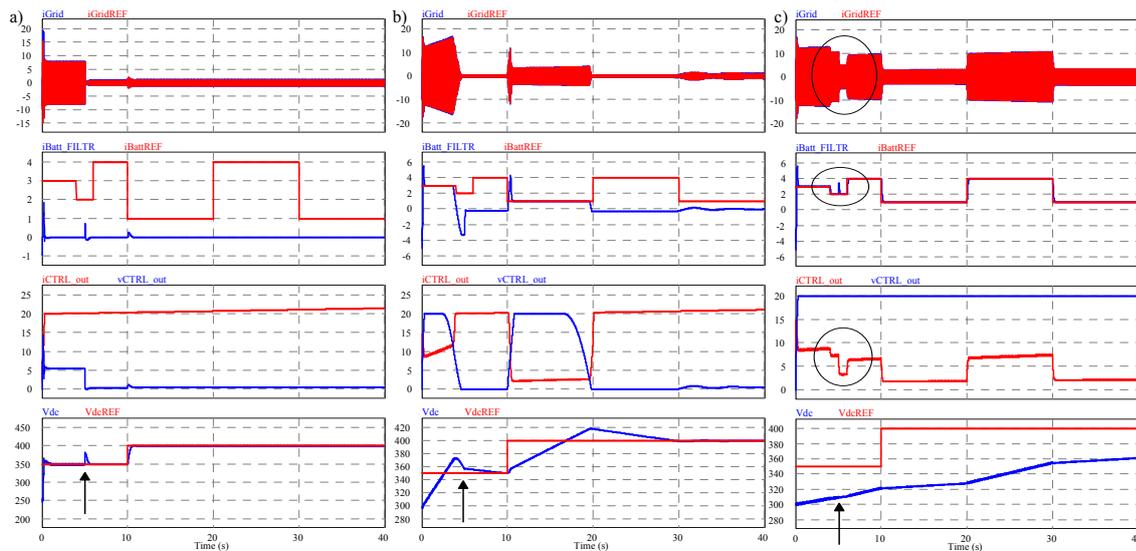


Figura 4.21 – Operação com envelhecimento de bateria: Esquerda – Bateria Envelhecida, Direita – bateria com capacidade nominal.

As setas na Figura 4.21 indicam o local no tempo onde ocorre a transição da carga nominal para a operação com valor mínimo. O único resultado que não atendeu ao critério de sobre-sinal máximo é mostrado Figura 4.21-b), o que decorre de transitório de variação de carga, e não variação de referência. Uma modificação no controlador proposto na Figura 4.13, permite tornar a saída ainda mais invariante às alterações na carga. A introdução de uma malha de *feed-forward* da admitância de saída (ou da corrente de saída) possibilita reduzir o sobre-sinal ocasionado por alterações na carga. Tal modificação é apresentada na próxima seção. Na Figura 4.21-c) é notável a manutenção da corrente de carga da bateria mesmo com redução da corrente fornecida à carga. Para este resultado de simulação os novos parâmetros do controlador de tensão necessitaram de refinamento apenas para aprimorar o tempo de simulação, com os novos parâmetros: $K_i=0,6$, $K_p=0,146$, e $K_d=0,01$.

4.7 Conclusão

Neste capítulo é apresentada a metodologia de modelagem e projeto para o conversor elevador unidirecional, monofásico, comutado a três níveis de tensão.

Na proposta de controle do conversor é possível aplicar a metodologia de modificação do sinal modulador e utilizar o controlador P+Ressonante modificado para aprimorar as características dinâmicas desejadas da malha de corrente, com erro estático nulo de amplitude e fase.

É demonstrado através de modelos e simulação que a proposta de uso do controlador P+Ressonante modificado simplifica o projeto das malhas de realimentação de corrente e

aprimora as características essenciais para o correto funcionamento do retificador ao interagir com a rede elétrica, garantindo erro estático nulo de amplitude e fase.

Ademais, os modelos aprimorados, empregando o controlador P+Ressonante modificado, também simplificam a obtenção de modelos dinâmicos para o lado CC da carga, o que fornece ao projetista uma melhor compreensão dos processos de transferência energética entre a rede elétrica, retificador e carga. Por fim é mostrada a aplicação dos modelos desenvolvidos na escolha do controlador ideal para a corrente de carga da bateria, permitindo o correto gerenciamento do processo de recarga da bateria sob corrente constante.

Nos próximos capítulos, os modelos desenvolvidos serão aplicados para o retificador monofásico de dois níveis e que pode ser expandido para o caso trifásico com o emprego dos controladores modificados visando atender as características transitórias desejadas.

Página em branco intencionalmente



5 ANÁLISE DO CONVERSOR ELEVADOR BIDIRECIONAL DE DOIS NÍVEIS

5.1 Introdução

Neste capítulo será apresentada a continuidade do trabalho, através da extensão dos capítulos 2 e 3 para o conversor monofásico e posteriormente é apresentado o caso trifásico. Neste capítulo é apresentada a análise qualitativa do conversor elevador monofásico bidirecional de dois níveis, e a aplicação do conversor alimentando múltiplas cargas com elevado fator de potência. A modelagem apresentada neste capítulo serve de base para o desenvolvimento de métodos e modelos propostos no artigo publicado em revista, descrevendo as idéias, modelos, metodologia e os resultados experimentais presentes em [102].

5.2 Análise do conversor elevador bidirecional de dois níveis.

Considere o modelo do conversor elevador mostrado na Figura 5.1 – ela descreve a transição que ocorre na comutação dos interruptores do conversor de dois níveis, e pode ser simplificado através de um comutador de alta frequência transitando entre os nós ‘a’ e ‘p’. A razão cíclica efetiva D e a complementar D' são apresentadas no modelo bem como o efeito da tensão comutada observada entre o nó ‘c’ e o neutro ‘N’. As relações entre os períodos de comutação, correntes e tensões nos principais elementos, sob condições ideais, estão descritas nas formas de onda presentes na Figura 5.1.

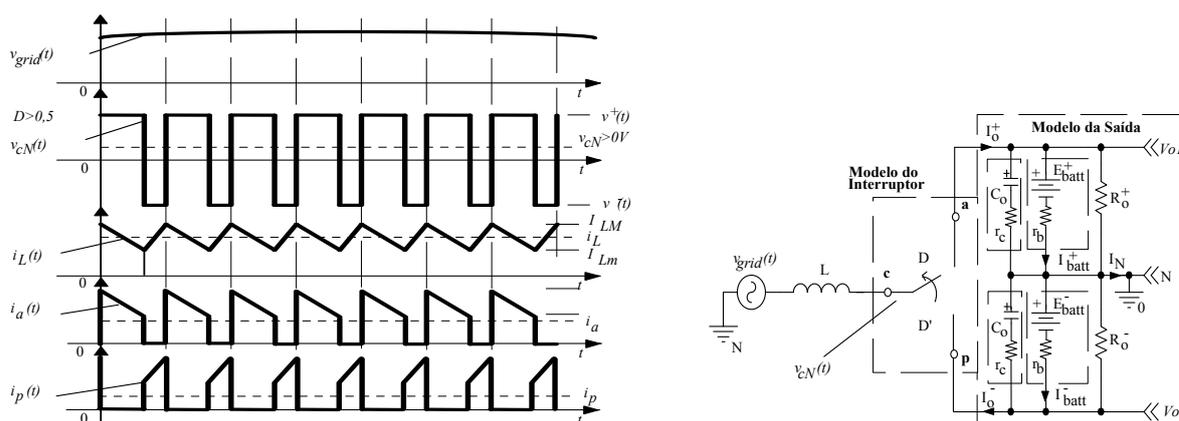


Figura 5.1 – Formas de onda da tensão, corrente e potência instantâneas para um conversor operando como pré-regulador com elevado fator de potência.

Através das relações dos valores médios das correntes e tensões da Figura 5.1, na Figura 5.2 é apresentado o modelo simplificado através de fontes de corrente e tensão que

relacionam as correntes e tensões através e sobre os nós ‘a’, ‘p’ e ‘c’, com base nas equações que os interruptores impõem ao circuito.

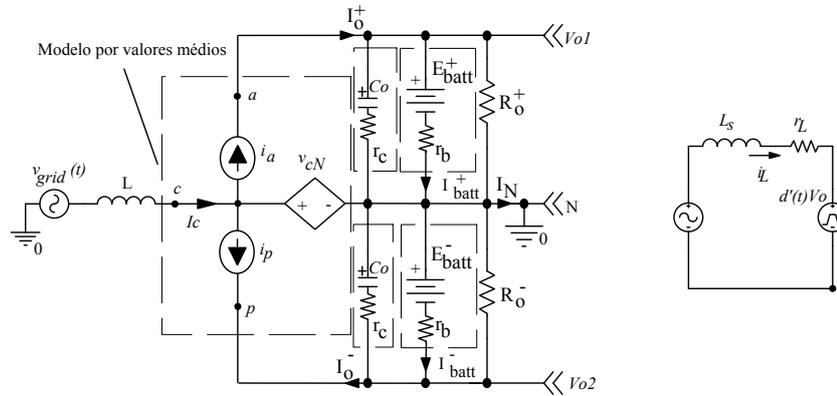


Figura 5.2 – Modelo simplificado obtido a partir da análise dos valores médios das tensões e correntes nos terminais ‘a’, ‘p’ e ‘c’ do conversor de dois níveis monofásico.

Considere as seguintes definições e considerações para as variáveis envolvidas, onde os termos em maiúsculo denotam variáveis contínuas, e variáveis em minúsculo com sinal circunflexo representam os pequenos sinais. No caso das tensões de saída:

$$\langle v_{o1}(t) \rangle_{T_s} = V_{o1} + \hat{v}_{o1}(t) \quad (5.1)$$

$$|\hat{v}_{o1}(t)| \ll |V_{o1}|$$

$$\langle v_{o2}(t) \rangle_{T_s} = V_{o2} + \hat{v}_{o2}(t) \quad (5.2)$$

$$|\hat{v}_{o2}(t)| \ll |V_{o2}|$$

Uma relação entre a soma das tensões e a diferença entre as tensões de saída é fundamental para obter os parâmetros para o controlador de tensão total e de equilíbrio entre estas tensões, logo são definidos:

$$\langle v_{sum}(t) \rangle_{T_s} = V_{o1} - V_{o2} + \hat{v}_{o1}(t) - \hat{v}_{o2}(t) \triangleq V_{sum} + \hat{v}_{sum}(t) \quad (5.3)$$

$$\langle v_{diff}(t) \rangle_{T_s} = V_{o1} + V_{o2} + \hat{v}_{o1}(t) + \hat{v}_{o2}(t) \triangleq V_{diff} + \hat{v}_{diff}(t) \quad (5.4)$$

Que, produzem as seguintes identidades:

$$\begin{aligned} \hat{v}_{o1}(t) + \hat{v}_{o2}(t) &\triangleq \hat{v}_{diff}(t) \\ \hat{v}_{o1}(t) - \hat{v}_{o2}(t) &\triangleq \hat{v}_{sum}(t) \end{aligned} \quad (5.5)$$

$$\begin{aligned}\hat{v}_{o1}(t) &\triangleq \frac{1}{2}(\hat{v}_{diff}(t) + \hat{v}_{sum}(t)) \\ \hat{v}_{o2}(t) &\triangleq \frac{1}{2}(\hat{v}_{diff}(t) - \hat{v}_{sum}(t))\end{aligned}\quad (5.6)$$

A corrente através do indutor, considerando uma parcela CC associada a uma parcela de pequenos sinais:

$$\begin{aligned}\langle i_L(t) \rangle_{T_s} &= I_L + \hat{i}_L(t) \\ |\hat{i}_L(t)| &\ll |I_L|\end{aligned}\quad (5.7)$$

Entretanto, na operação com correção ativa do fator de potência, a equação (5.7) deve ser analisada como a sobreposição de uma parcela cossenoidal na frequência da rede elétrica, acrescida de uma parcela CC e o termo de pequenos sinais, o que produz a expressão:

$$\begin{aligned}\langle i_L(t) \rangle_{T_s} &= I_L \cos(\omega_0 t) + I_{L,cc} + \hat{i}_L(t) \\ |\hat{i}_L(t)| &\ll |I_L|\end{aligned}\quad (5.8)$$

A tensão de entrada, caso o conversor opere apenas com tensão CC:

$$\begin{aligned}\langle v_g(t) \rangle_{T_s} &= V_g + \hat{v}_g(t) \\ |\hat{v}_g(t)| &\ll |V_g|\end{aligned}\quad (5.9)$$

Com a consideração de que a tensão de entrada seja uma forma de onda cossenoidal, acrescida do termo de pequenos sinais a expressão (5.9) se torna:

$$\begin{aligned}\langle v_g(t) \rangle_{T_s} &= V_g \cos(\omega_0 t) + \hat{v}_g(t) \\ |\hat{v}_g(t)| &\ll |V_g|\end{aligned}\quad (5.10)$$

E, a razão cíclica:

$$\begin{aligned}d(t) &= D + \hat{d}(t) \\ d'(t) &= 1 - [D + \hat{d}(t)] = D' - \hat{d}(t) \\ |\hat{d}(t)| &\ll |D|\end{aligned}\quad (5.11)$$

As principais equações relacionando as tensões e correntes por valores médios do conversor:

$$L \frac{d \langle i_L(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle v_g(t) \rangle_{T_s} - \left[d(t) \langle v_{o1}(t) \rangle_{T_s} + d'(t) \langle v_{o2}(t) \rangle_{T_s} \right] - r_L \langle i_L(t) \rangle_{T_s} \quad (5.12)$$

Cuja forma expandida, resulta em:

$$L \frac{d \langle i_L(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle v_g(t) \rangle_{T_s} - r_L \langle i_L(t) \rangle_{T_s} - d(t) \left[\langle v_{o1}(t) \rangle_{T_s} - \langle v_{o2}(t) \rangle_{T_s} \right] - \langle v_{o2}(t) \rangle_{T_s} \quad (5.13)$$

Utilizando as identidades (5.3) a (5.6):

$$L \frac{d \langle i_L(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle v_g(t) \rangle_{T_s} - r_L \langle i_L(t) \rangle_{T_s} - d(t) \left[\langle v_{o1}(t) \rangle_{T_s} - \langle v_{o2}(t) \rangle_{T_s} \right] - \langle v_{o2}(t) \rangle_{T_s} \quad (5.14)$$

Ou, sob o formato que inclui as parcelas contínuas associadas às perturbações:

$$L \frac{d [I_L + \hat{i}_L(t)]}{dt} = [V_g + \hat{v}_g(t)] - r_L [I_L + \hat{i}_L(t)] - [D + \hat{d}(t)] [V_{sum} + \hat{v}_{sum}(t)] - \frac{V_{diff} + \hat{v}_{diff}(t) - (V_{sum} + \hat{v}_{sum}(t))}{2} \quad (5.15)$$

Em regime permanente, removendo os termos não-lineares, bem como os termos estáticos, a equação diferencial para todas as perturbações de pequenos sinais que envolvem o estágio referente ao indutor é dada por (a partir deste ponto, os termos com o sinal circunflexo são todos variantes no tempo):

$$L \frac{d \hat{i}_L}{dt} \cong \hat{v}_g - r_L \hat{i}_L - D \hat{v}_{sum} - V_{sum} \hat{d} - \frac{\hat{v}_{diff} - \hat{v}_{sum}}{2} \quad (5.16)$$

Cuja transformada de Laplace dá origem a equação:

$$L \left[s I_L(s) - i_L(0^-) + \frac{r_L}{L} I_L(s) \right] = V_g(s) - V_{sum} D(s) - D V_{sum}(s) - \frac{1}{2} V_{diff}(s) + \frac{1}{2} V_{sum}(s) \quad (5.17)$$

Ou, sob a forma de impedância $Z_L(s) = sL + r_L$ e considerando a corrente inicial do indutor nula, $i_L(0^-) = 0A$:

$$Z_L(s) I_L(s) = V_g(s) - V_{sum} D(s) - V_{sum}(s) \left(D - \frac{1}{2} \right) - \frac{1}{2} V_{diff}(s) \quad (5.18)$$

Ou, para diferenciar os termos estáticos das funções complexas na variável s ,

$$Z_L(s) i_L(s) = v_g(s) - V_{sum} d(s) - v_{sum}(s) \left(D - \frac{1}{2} \right) - \frac{1}{2} v_{diff}(s) \quad (5.19)$$

Fazendo os termos $v_g(s)$, $v_{diff}(s)$ e $v_{sum}(s)$ iguais a zero (sem perturbação nestas tensões), é obtida a função de transferência para o indutor e para a razão cíclica, simplificada:

$$G_{ild}(s) = \frac{i_L(s)}{d(s)} = -\frac{V_{sum}}{sL + r_L} \quad (5.20)$$

Esta expressão desconsidera perturbações na tensão de saída, de entrada e influência dos elementos conectados ao barramento CC, que foram incluídos na análise apresentada na seção anterior.

Empregando a modificação proposta nas expressões (4.46)-(4.49) (Capítulo 3), com a incorporação da tensão diferencial em (5.12), é possível minimizar os efeitos das dinâmicas externas (ex. tensões de saída e tensão de entrada) na malha de corrente, considerando a igualdade $v_r(t) = v_g(t)$, a nova razão cíclica irá apresentar o seguinte formato:

$$d(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{v_{o1}(t) - v_{o2}(t)} \left[-v_n(t) + v_r(t) - \frac{v_{o1}(t) + v_{o2}(t)}{2} \right] \quad (5.21)$$

Ou, sob a forma de tensão total e tensão diferencial:

$$d(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{v_{sum}(t)} \left[-v_n(t) + v_r(t) - \frac{v_{diff}(t)}{2} \right] \quad (5.22)$$

Írá produzir a mesma relação obtida em (4.48) e (4.49), onde $v_n(t)$ é o sinal que o controlador passa a enviar ao modulador, minimizando os efeitos dinâmicos da saída para a entrada, logo:

$$L \frac{d \langle i_L(t) \rangle_{T_s}}{dt} = v_n(t) - r_L \langle i_L(t) \rangle_{T_s} \quad (5.23)$$

Com a devida linearização:

$$sL I_L(s) + r_L I_L(s) = V_n(s) \therefore \frac{I_L(s)}{V_n(s)} = \frac{1}{Z_L(s)} \triangleq Y_L(s) \quad (5.24)$$

Para permitir que ocorra a troca de energia entre os barramentos, visando à garantia de tensão diferencial nula (ou equilíbrio de tensões nos barramentos CC), a expressão deve ser modificada para incorporar uma parcela alternada V_{nCA} que possibilita a troca de energia com a rede elétrica, e uma parcela V_{nCC} , que permite a troca de energia entre os barramentos CC, logo:

$$Z_L(s) [I_{LCC}(s) + I_{LCA}(s)] = V_{nCC}(s) + V_{nCA}(s) \therefore \frac{I_{LCC}(s)}{V_{nCC}(s)} = \frac{1}{Z_L(s)} \triangleq Y_L(s) \quad (5.25)$$

Ou seja, duas funções de transferência que relacionam a corrente alternada na frequência da rede elétrica, que seguem o mesmo procedimento de projeto dinâmico descrito na seção anterior, e uma função de transferência que relaciona a parcela CC de troca de energia entre os barramentos CC.

A expressão completa, que incorpora as perturbações em $v_{sum}(s)$ e em $v_{diff}(s)$, empregando a equação do circuito de saída, utiliza a equações das baterias, dos capacitores e das cargas. As seguintes equações descrevem este modelo. As corrente que saem do modelo

do interruptor PWM, e entram no circuito formado pelo capacitor, carga e bateria são descritas através das relações:

$$\langle i_{c1}(t) \rangle_{T_s} + \langle i_{b1}(t) \rangle_{T_s} + \langle i_{Ro1}(t) \rangle_{T_s} - \langle i_{o1}(t) \rangle_{T_s} = 0 \quad (5.26)$$

E,

$$\langle i_{c2}(t) \rangle_{T_s} + \langle i_{b2}(t) \rangle_{T_s} + \langle i_{Ro2}(t) \rangle_{T_s} - \langle i_{o2}(t) \rangle_{T_s} = 0 \quad (5.27)$$

O termo $\{1,2\}$ representa os elementos conectados no barramento positivo e negativo, respectivamente. As equações diferenciais dos elementos armazenadores, sejam as baterias ou os capacitores, são descritas por:

$$C_{o\{1,2\}} \frac{d \langle v_{c\{1,2\}}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle i_{c\{1,2\}}(t) \rangle_{T_s} \quad (5.28)$$

$$C_{b\{1,2\}} \frac{d \langle v_{b\{1,2\}}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle i_{b\{1,2\}}(t) \rangle_{T_s}$$

Nos elementos dissipativos:

$$\frac{\langle v_{o\{1,2\}}(t) \rangle_{T_s}}{R_{o\{1,2\}}} = \langle i_{Ro\{1,2\}}(t) \rangle_{T_s} \quad (5.29)$$

E, as correntes que fluem entre os elementos,

$$\langle i_{c\{1,2\}}(t) \rangle_{T_s} = \frac{\langle v_{o\{1,2\}}(t) \rangle_{T_s} - \langle v_{c\{1,2\}}(t) \rangle_{T_s}}{r_{c\{1,2\}}} \quad (5.30)$$

$$\langle i_{b\{1,2\}}(t) \rangle_{T_s} = \frac{\langle v_{o\{1,2\}}(t) \rangle_{T_s} - \langle v_{b\{1,2\}}(t) \rangle_{T_s}}{r_{b\{1,2\}}}$$

As tensões das baterias e dos capacitores são descritas através das relações com as partes estáticas e as de pequenos sinais por:

$$\langle v_{b\{1,2\}}(t) \rangle_{T_s} = V_{b\{1,2\}} + \hat{v}_{b\{1,2\}}(t) \quad (5.31)$$

$$|\hat{v}_{b\{1,2\}}(t)| \ll |V_{b\{1,2\}}|$$

Para os capacitores:

$$\langle v_{c\{1,2\}}(t) \rangle_{T_s} = V_{c\{1,2\}} + \hat{v}_{c\{1,2\}}(t) \quad (5.32)$$

$$|\hat{v}_{c\{1,2\}}(t)| \ll |V_{c\{1,2\}}|$$

Logo, a equação, da tensão de saída do barramento 1 é descrita pelo uso das expressões (5.28)-(5.32) resultando em:

$$V_{o1} + \hat{v}_{o1}(t) = V_{c1} + \hat{v}_{c1}(t) + r_{c1}C_{o1} \frac{d(V_{c1} + \hat{v}_{c1}(t))}{dt} \quad (5.33)$$

Removendo os termos constantes, e mantendo apenas as parcelas de pequenos sinais, e aplicando a transformada de Laplace,

$$\frac{V_{o1}(s)}{r_{c1}C_{o1}} = \frac{V_c(s)}{r_{c1}C_{o1}} + sV_{c1}(s) - v_{c1}(0^-) \quad (5.34)$$

Considerando a condição inicial igual a zero, e adotando a identidade $Z_C(s) = r_c + \frac{1}{sC_o} \triangleq \frac{sr_cC_o + 1}{sC_o}$, ou sob a forma de admitância: $Y_C(s) = \frac{1}{Z_C(s)} = \frac{sC_o}{sr_cC_o + 1}$:

$$\frac{v_{o1}(s)}{r_{c1}C_{o1}} = \frac{v_{c1}(s)}{r_{c1}C_{o1}} + s v_{c1}(s) = v_{c1}(s) \left(\frac{1 + sr_{c1}C_{o1}}{r_{c1}C_{o1}} \right) \quad (5.35)$$

Ou, de forma simplificada, e usando a Linearização da equação (5.28):

$$\begin{aligned} sC_{o\{1,2\}}v_{c\{1,2\}}(s) &= i_{c\{1,2\}}(s) \therefore v_{c\{1,2\}}(s) = i_{c\{1,2\}}(s)/sC_{o\{1,2\}} \\ sC_{b\{1,2\}}v_{b\{1,2\}}(s) &= i_{b\{1,2\}}(s) \therefore v_{b\{1,2\}}(s) = i_{b\{1,2\}}(s)/sC_{b\{1,2\}} \end{aligned} \quad (5.36)$$

Resulta em (aplicando (5.36) em (5.35)):

$$\frac{v_{o1}(s)}{r_{c1}C_{o1}} = i_{c1}(s) \left(\frac{1 + sr_{c1}C_{o1}}{r_{c1}C_{o1}} \frac{1}{sC_{o1}} \right) \quad (5.37)$$

Após algum algebrismo, a relação entre a tensão de saída e a corrente no capacitor apresenta a seguinte característica:

$$v_{o1}(s) = i_{c1}(s) \left(\frac{1 + sr_{c1}C_{o1}}{sC_{o1}} \right) \triangleq i_{c1}(s) Z_{c1}(s) \quad (5.38)$$

Ou, sob a forma de admitância:

$$i_{c1}(s) = Y_{c1}(s) v_{o1}(s) \quad (5.39)$$

Logo, todas as relações das correntes nas equações (5.26)-(5.27) podem ser expressas através dos equivalentes com suas respectivas impedâncias-admitâncias:

$$\begin{aligned} \frac{1}{Z_{c1}(s)} V_{o1}(s) + \frac{1}{Z_{b1}(s)} V_{o1}(s) + \frac{1}{R_{o1}} V_{o1}(s) - I_{o1}(s) &= 0 \\ Y_{c1}(s) V_{o1}(s) + Y_{b1}(s) V_{o1}(s) + Y_{R_{o1}} V_{o1}(s) - I_{o1}(s) &= 0 \end{aligned} \quad (5.40)$$

Para o barramento negativo:

$$\frac{1}{Z_{c2}(s)}V_{o2}(s) + \frac{1}{Z_{b2}(s)}V_{o2}(s) + \frac{1}{R_{o2}}V_{o2}(s) - I_{o2}(s) = 0 \quad (5.41)$$

$$Y_{c2}(s)V_{o2}(s) + Y_{b2}V_{o2}(s) + Y_{Ro2}V_{o2}(s) - I_{o2}(s) = 0$$

Ou, de forma simplificada:

$$\begin{aligned} Y_{eq1}V_{o1} &= I_{o1}(s) \therefore Z_{eq1}I_{o1} = V_{o1} \\ Y_{eq2}V_{o2} &= I_{o2}(s) \therefore Z_{eq2}I_{o2} = V_{o2} \end{aligned} \quad (5.42)$$

Portanto, basta determinar a função de transferência característica que relaciona a corrente fornecida pelo retificador às cargas. Do lado CC, a potência entregue ao circuito formado pela carga e elementos de armazenamento de energia, deve obedecer à equação de equilíbrio de potências:

$$P_{ca}(t) = P_{cc}(t) \therefore i_{ca}(t)v_{ca}(t) = i_{o1}(t)V_{o1} + i_{o2}(t)V_{o2} \quad (5.43)$$

Ou, considerando as tensões de barramento CC constantes, simétricas e iguais à V_{CC} .

$$i_{ca}(t)v_{ca}(t) = i_{o1}(t)V_{cc} - i_{o2}(t)V_{cc} \quad (5.44)$$

Utilizando a característica imposta pelo controlador de corrente de entrada – Eq. (4.58), e substituindo-a em (4.63), a corrente CC do lado do barramento CC é expressa por:

$$i_{o1}(t) - i_{o2}(t) = \frac{I_m V_m}{V_{cc}} \sin^2(\omega_0 t) (1 - e^{-\omega_c t}) u(t) \quad (5.45)$$

As funções analíticas que $i_{o1}(t)$ ou $i_{o2}(t)$ apresentam, são obtidas com base na razão cíclica e no modelo elétrico de cada uma. As correntes médias que descrevem a saída para a carga terão o seguinte formato:

$$\begin{aligned} \langle i_{o1}(t) \rangle_{T_s} &= I_m \sin(\omega_0 t) \langle d(t) \rangle_{T_s} \\ \langle i_{o2}(t) \rangle_{T_s} &= I_m \sin(\omega_0 t) \langle d'(t) \rangle_{T_s} \triangleq I_m \sin(\omega_0 t) \langle 1 - d(t) \rangle_{T_s} \end{aligned} \quad (5.46)$$

Logo, considerando $d(t) = 1/2 + D_m(t)\sin(\omega_0 t)$, e combinando as equações (5.45) e (5.46) irá produzir:

$$I_m \sin(\omega_0 t) (1 - 2d(t)) = \frac{I_m V_m}{V_{cc}} \sin^2(\omega_0 t) (1 - e^{-\omega_c t}) u(t) \quad (5.47)$$

Ou, de forma simplificada:

$$I_m D_m(t) \sin^2(\omega_0 t) = \frac{I_m V_m}{V_{cc}} \sin^2(\omega_0 t) (1 - e^{-\omega_c t}) u(t) \quad (5.48)$$

Que leva a obtenção de $D_m(t)$:

$$D_m(t) = \frac{V_m}{V_{cc}}(1 - e^{-\omega_c t})u(t) \quad (5.49)$$

E, as correntes:

$$\begin{aligned} \langle i_{o1}(t) \rangle_{T_s} &= I_m \sin(\omega_0 t) \left[1/2 + \frac{V_m}{V_{cc}}(1 - e^{-\omega_c t}) \sin(\omega_0 t) u(t) \right] \\ \langle i_{o2}(t) \rangle_{T_s} &= -I_m \sin(\omega_0 t) \left[1/2 + \frac{V_m}{V_{cc}}(1 - e^{-\omega_c t}) \sin(\omega_0 t) u(t) \right] \end{aligned} \quad (5.50)$$

Que, de forma semelhante às apresentadas nas equações (4.65)-(4.67), mostram uma parte senoidal, que não apresenta valor médio, e uma parte senoidal quadrática, com valor médio diferente de zero, e responsável por transferir energia à carga. Uma constante $K = I_m V_m / V_{cc}$ é utilizada por simplificação. A transformada de Laplace de (5.50) é:

$$\left[\begin{array}{l} \frac{1}{2} I_m \sin(\omega_0 t) + \\ K(1 - e^{-\omega_c t}) \sin^2(\omega_0 t) u(t) \end{array} \right] \begin{array}{l} \xrightarrow{\text{Lap}} \\ \xleftarrow{\text{Lap}^{-1}} \end{array} \left\{ \begin{array}{l} \underbrace{\frac{I_m \omega_0}{2 s^2 + \omega_0^2}}_{\text{Eq.C}} + \\ K \left(\underbrace{\frac{1}{s} - \frac{1}{s + \omega_c}}_{\text{Eq.A}} - \underbrace{\frac{s}{s^2 + (2\omega_0)^2} + \frac{s + \omega_c}{(s + \omega_c)^2 + (2\omega_0)^2}}_{\text{Eq.B}} \right) \end{array} \right\} \quad (5.51)$$

É uma expressão que apresenta três partes, A, responsável pela dinâmica do valor médio não nulo – ou parcela $i_{cc_cc}(t)$, B e C, responsáveis pela parte oscilatória, cujo valor médio é nulo; a equação B, que oscila no dobro da frequência da rede elétrica, enquanto que a parcela C oscila na frequência da rede elétrica. A análise gráfica destas expressões é apresentada na sequência - Figura 5.3.

$$i_{cc_cc}(t) = \frac{K}{2}(1 - e^{-\omega_c t})u(t) \xleftarrow{\text{Lap}^{-1}} \frac{K}{2} \underbrace{\left(\frac{1}{s} - \frac{1}{s + \omega_c} \right)}_{\text{Eq.A}} \triangleq \frac{K}{2} \frac{1}{s} \cdot \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (5.52)$$

$$i_{cc_ca2}(t) = -\frac{K}{2}(1 - e^{-\omega_c t}) \cos(2\omega_0 t) u(t) \xleftarrow{\text{Lap}^{-1}} \frac{K}{2} \underbrace{\left(\frac{-s}{s^2 + (2\omega_0)^2} + \frac{s + \omega_c}{(s + \omega_c)^2 + (2\omega_0)^2} \right)}_{\text{Eq.B}} \quad (5.53)$$

$$i_{cc_ca}(t) = \frac{I_m}{2} \sin(\omega_0 t) u(t) \xleftarrow{\text{Lap}^{-1}} \frac{I_m}{2} \underbrace{\frac{\omega_0}{s^2 + \omega_0^2}}_{\text{Eq.C}} \quad (5.54)$$

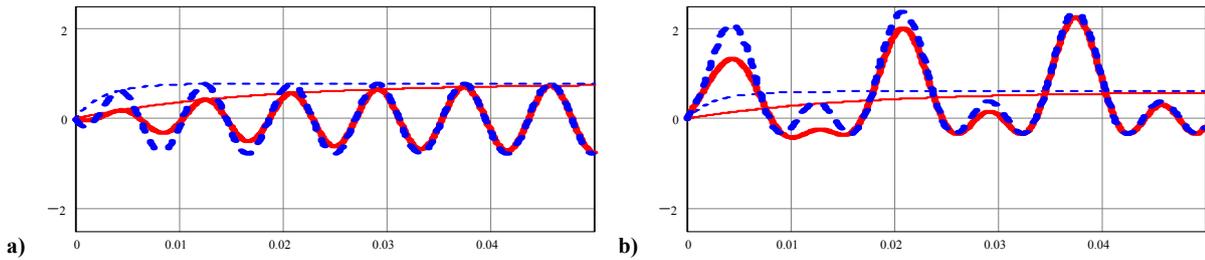


Figura 5.3 – a) Equações (5.52) versus (5.53), b) Equações (5.51) versus (5.52), nas duas figuras, $\omega_{cc}=2\pi10\text{rad/s}$ e $\omega_{cc}=2\pi60\text{rad/s}$.

Logo, o modelo do lado CC do retificador pode ser simplificado por uma fonte de corrente, cuja característica é imposta pela amplitude da referência de corrente (que é uma função degrau) e pela frequência de resposta amortecida, ω_{cc} desejada no projeto. Portanto a função de transferência da malha de corrente refletida para o lado CC é expresso por:

$$G_{icc_iref}(s) = \frac{I_{cc}(s)}{I_{ref}(s)} = \frac{K}{2} \cdot \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (5.55)$$

No caso da parcela de corrente que é circulante entre os barramentos CC:

$$Z_{eq1}I_{o1} + Z_{eq2}I_{o2} = V_{o1} + V_{o2} \triangleq V_{diff}(s) \quad (5.56)$$

As correntes I_{o1} e I_{o2} são obtidas através da expansão do modelo das correntes médias que circulam através do retificador e são funções da razão cíclica d :

$$I_{o1}(s) = dI_L(s); I_{o2} = d'I_L(s) \quad (5.57)$$

Em regime permanente, d e d' apresentam valor médio igual a $\frac{1}{2}$, considerando a equação (5.46), a expressão (5.56) irá resultar em:

$$\left(Z_{eq1} + Z_{eq2} \right) \frac{1}{2} I_L(s) \triangleq V_{diff}(s) \quad (5.58)$$

Utilizando a relação estabelecida em (5.25), a função de transferência aproximada que relaciona a tensão diferencial com um valor de controle de correção de desequilíbrio (V_{nCC}) é expressa por:

$$\frac{V_{diff}(s)}{V_{nCC}(s)} = \frac{1}{2} \frac{Z_{eq1}(s) + Z_{eq2}(s)}{Z_L(s)} \quad (5.59)$$

Para a tensão total, considerando o projeto da malha de corrente produzindo uma parcela com valor médio não nulo – equação (5.55), e combinando com as equações em (5.42), produzem:

$$\begin{aligned} Z_{eq1} \frac{K}{2} \frac{\omega_c}{s + \omega_c} I_{ref}(s) &= V_{o1} \\ Z_{eq2} \frac{K}{2} \frac{\omega_c}{s + \omega_c} I_{ref}(s) &= V_{o2} \end{aligned} \quad (5.60)$$

A tensão total pode ser descrita através da modificação de (5.60):

$$V_{sum}(s) = I_{ref}(s) \frac{K}{2} \frac{\omega_c}{s + \omega_c} (Z_{eq1} + Z_{eq2}) \quad (5.61)$$

Para simplificar as equações, as identidades são consideradas:

$$\begin{aligned} C_{b1} &= C_{b2} = C_b \\ C_{o1} &= C_{o2} = C_o \end{aligned} \quad (5.62)$$

E,

$$\begin{aligned} r_{b1} &= r_{b2} = r_b \\ r_{c1} &= r_{c2} = r_c \end{aligned} \quad (5.63)$$

Para as cargas,

$$R_{o1} = R_{o2} = R_o \quad (5.64)$$

O que produz o modelo simplificado para a diferença de tensões:

$$\frac{V_{diff}(s)}{V_{nCC}(s)} = \frac{R_o \parallel Z_b(s) \parallel Z_c(s)}{Z_L(s)} = \frac{R_o \parallel Z_b(s) \parallel Z_c(s)}{r_L + sL} \quad (5.65)$$

E, para a tensão total:

$$\frac{V_{sum}(s)}{I_{ref}(s)} = K \frac{\omega_c}{s + \omega_c} (R_o \parallel Z_b(s) \parallel Z_c(s)) \quad (5.66)$$

Nas próximas seções são apresentados resultados de simulação para os controladores projetados com características transitórias desejadas, para as malhas de corrente e tensão envolvidas no retificador.

5.3 Verificação dos modelos teóricos através da análise de resposta em frequência.

A validação dos modelos propostos nas equações (5.65) e (5.66) é realizada através da análise de resposta em frequência simulada em ambiente PSIM e cujos resultados comparativos são exibidos na Figura 5.4.

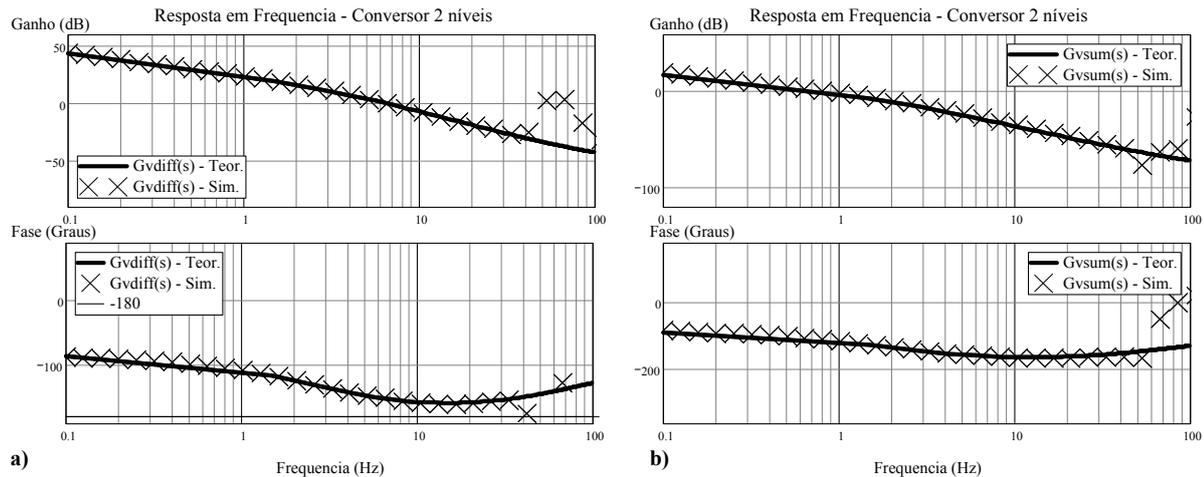


Figura 5.4 – Comparativo de modelos através da análise de resposta em frequência: a) Função de transferência $V_{diff}(s)/V_{nCC}(s)$ - Equação (5.65), b) Função de transferência $V_{sum}(s)/I_{ref}(s)$ - Equação (5.66).

Como é observado na Figura 5.4(a) a função de transferência que relaciona a tensão diferencial pela tensão de controle da razão cíclica diferencial corresponde com a equação (5.65) até as proximidades da frequência da rede elétrica (60Hz), enquanto que a função de transferência que relaciona a tensão total corresponde até as proximidade do dobro da frequência da rede – equação (5.66). Tais resultados validam a proposta de modelagem do retificador apresentada na seção anterior.

5.4 Resultados de simulação.

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação do retificador monofásico de dois níveis operando tanto como retificador com elevado fator de potência e como carregador. São mostradas as funções de limitação de corrente de carga da bateria e regulação da tensão de saída, conforme projeto apresentado anteriormente, e concebido de forma similar à da seção 4.6. É empregada a estrutura do controlador apresentada na Figura 5.5, na qual a malha de corrente da rede elétrica

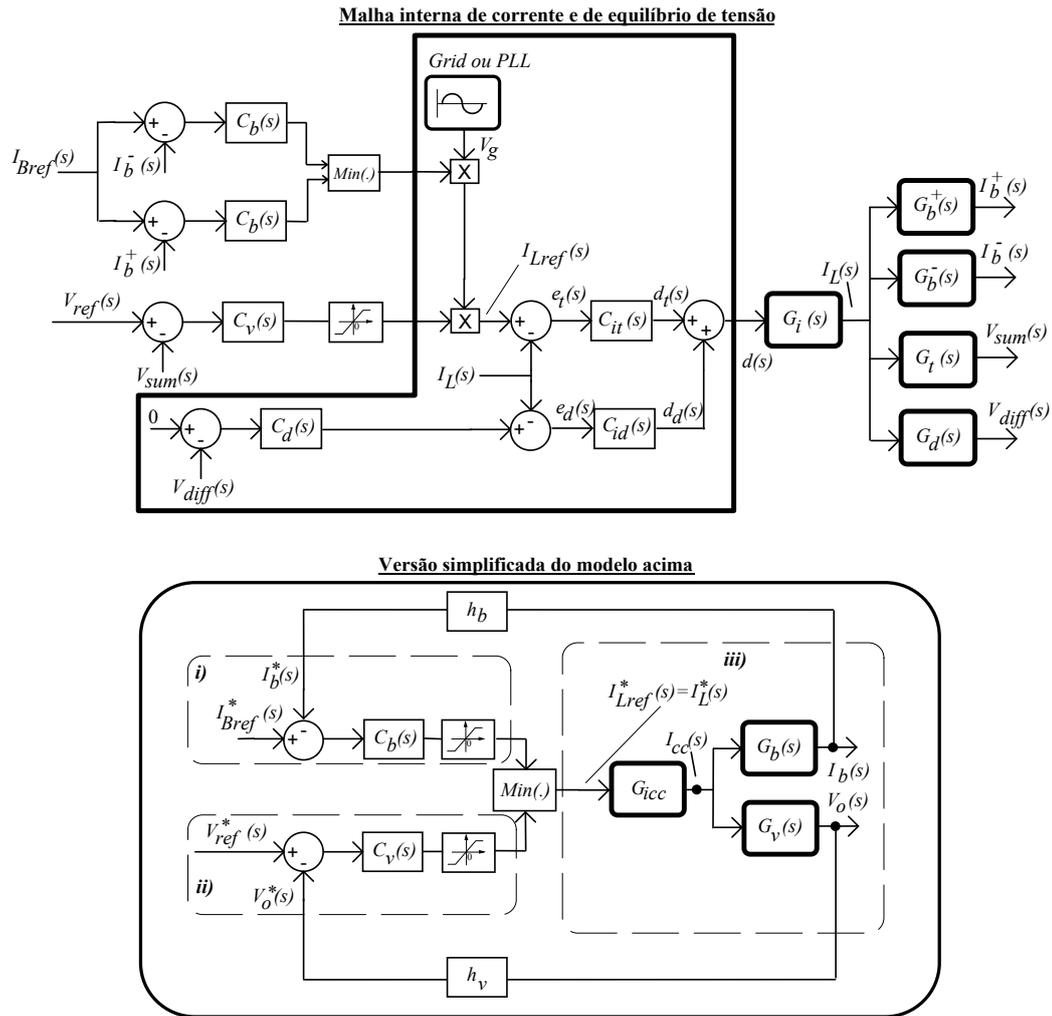


Figura 5.5 – Diagrama de blocos do sistema de realimentação do retificador de dois níveis.

O primeiro resultado exibe a operação com elevado fator de potência no modo regulação da corrente de carga da bateria, com baterias de características dinâmicas distintas (Ex. um conjunto de baterias com menor capacidade de armazenamento). A Figura 5.6 exibe 5 etapas distintas do regulador com elevado fator de potência e operação como carregador de baterias. Estas etapas são classificadas de acordo com o modo de operação que está ocorrendo no retificador.

As etapas são: Energização inicial – a), regulação da corrente de carga da bateria – b), alteração de referência da corrente de carga – c), regulação da tensão de saída - d) e alteração da referência da tensão de saída com respectiva limitação da corrente de carga da bateria um - e).

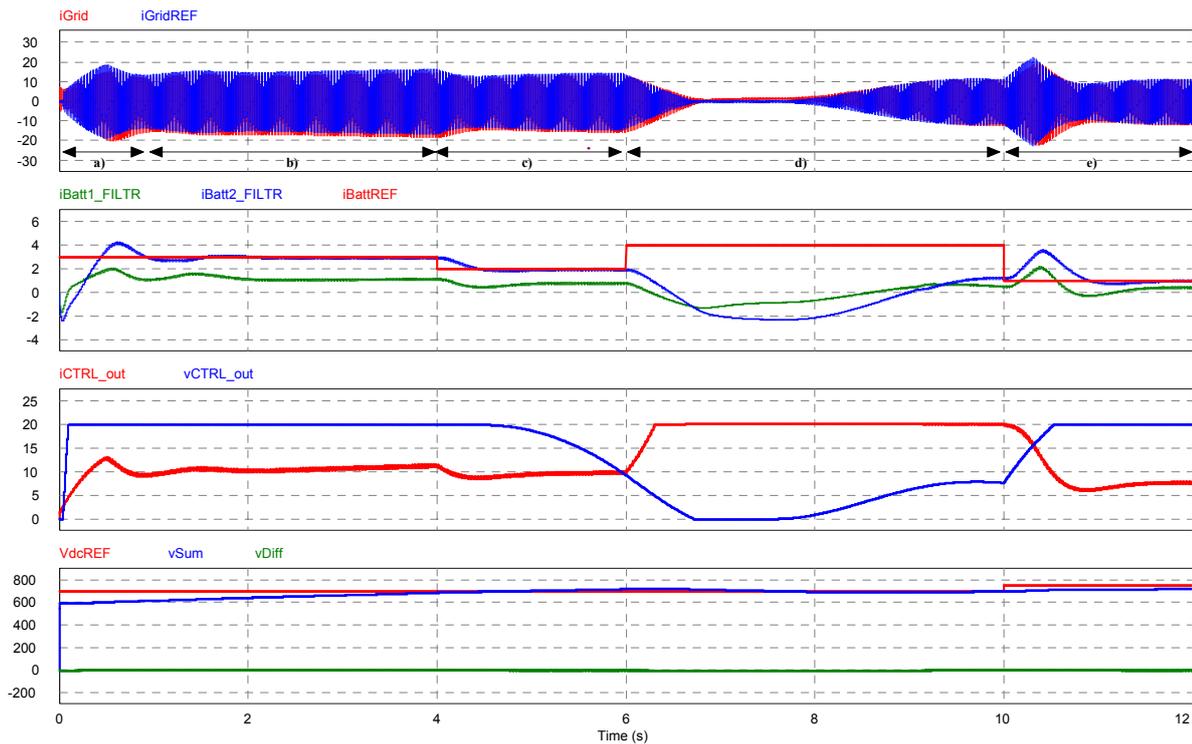


Figura 5.6 – Operação com carga nominal ($P_o=1500W$), em diversos instantes de operação do retificador.

a) Energização, b) início da regulação da corrente de carga da bateria 1, c) transição de referência de corrente, d) operação com regulação da tensão de saída e) transição de referência de tensão com limitação de corrente de carga.

A verificação da funcionalidade da malha de desequilíbrio de carga, com a simultânea operação da limitação da corrente de carga das baterias é apresentado no resultado de simulação descrito na Figura 5.7. O controlador da tensão diferencial foi ajustado para a frequência de cruzamento de 2Hz, com margem de fase superior a 45° .

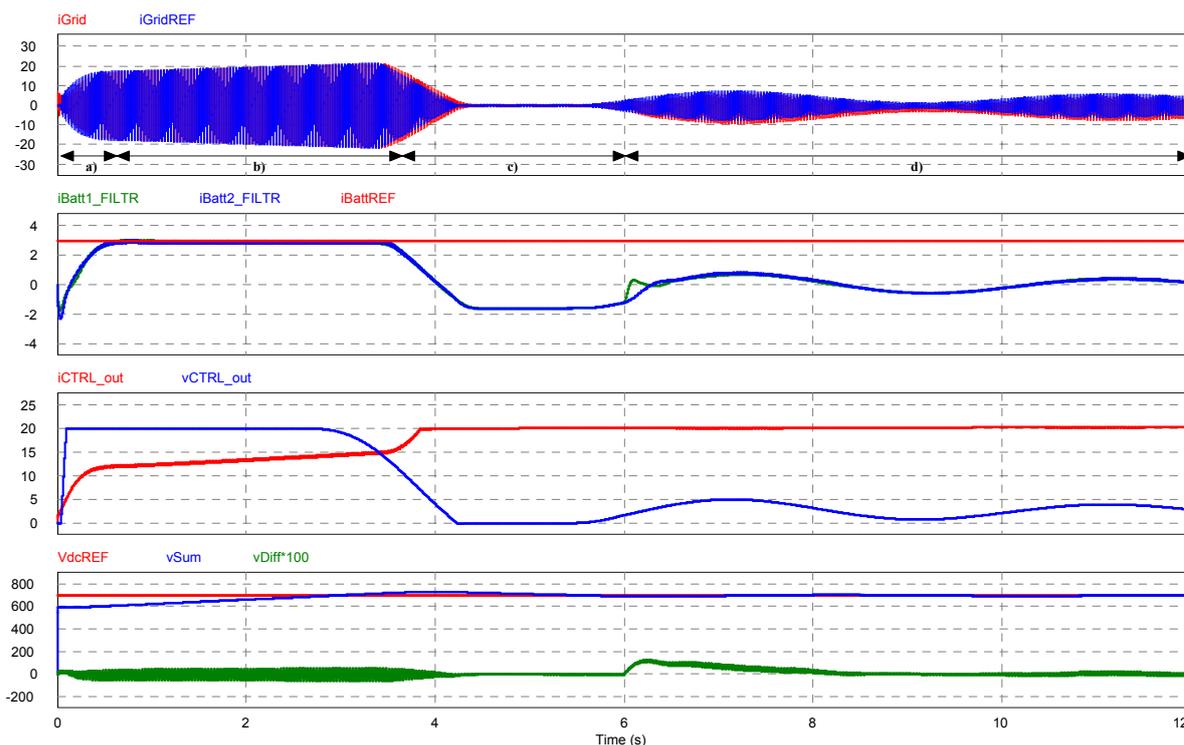


Figura 5.7 – Operação com carga nominal ($P_o=1500W$) e transição de desequilíbrio de carga ($P_o=50+750W$), em diversos instantes de operação do retificador. a) Energização, b) início da regulação da corrente de carga da bateria 1 e 2, c) transição de referência de corrente, d) operação com regulação da tensão de saída e entrada do desequilíbrio de potência.

Como é observado na Figura 5.7, na transição de operação c) para d) a malha de tensão diferencial mantém as tensões de saída equilibradas (observar a leitura do valor $vDiff$ que é multiplicada por 100 para melhor visualização).

5.5 Topologia do conversor CA-CC trifásico - EUCS

A estrutura de potência que é desenvolvida neste capítulo é estendida para topologia apresentada na Figura 5.8. Este é um retificador de dois níveis trifásico adaptado para operar com as baterias conectadas diretamente aos barramentos CC operando com neutro para permitir a simplificação de *Bypass* em UPS de grande porte.

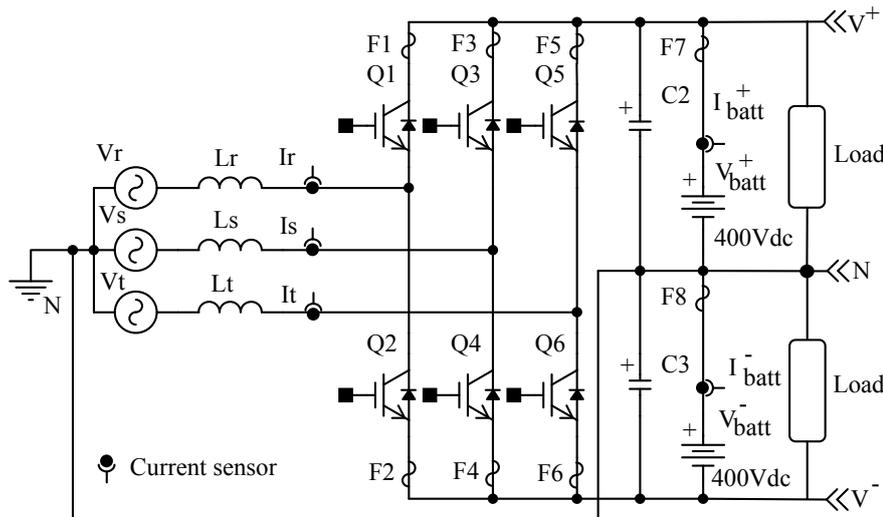


Figura 5.8 – Topologia do conversor de potência CA-CC EUCS Trifásico a quatro fios [102].

Os resultados são obtidos do trabalho já publicado [102]. O conversor de potência apresentado na Figura 5.8 é dividido em três seções, cada uma sendo respectivamente às fases R-S-T. Cada conjunto de comutação é semelhante ao apresentado na Figura 5.1. Desta forma, o modelo por valores médios da versão trifásica é apresentado na Figura 5.9.

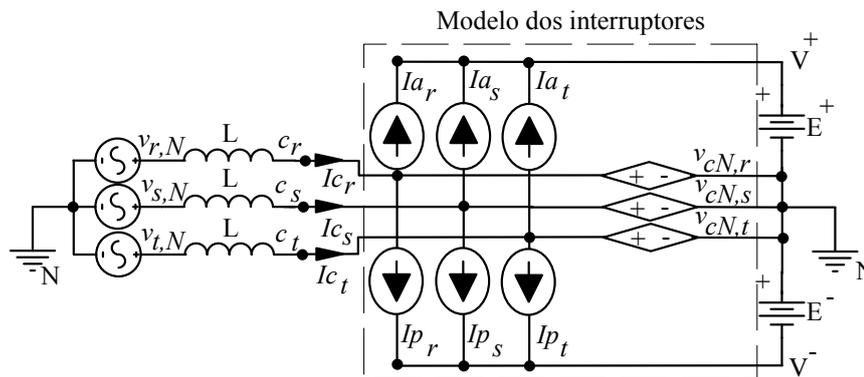


Figura 5.9 – Modelo por valores médios do conversor de potência CA-CC EUCS Trifásico a quatro fios [102].

Cada elemento de comutação (Ex. Q1, Q2 - Figura 5.8) é substituído pelo equivalente por valores médios de tensão e corrente, desenvolvidos previamente. O mesmo se aplica para cada uma das demais fases, produzindo o modelo apresentado na Figura 5.9.

5.6 Proposta de um método de controle da versão trifásica do conversor CA-CC - EUCS

Em [102], uma metodologia de controle que permite o gerenciamento da corrente de carga das baterias, tensão total de barramento e equilíbrio das tensões é mostrada na Figura 5.10.

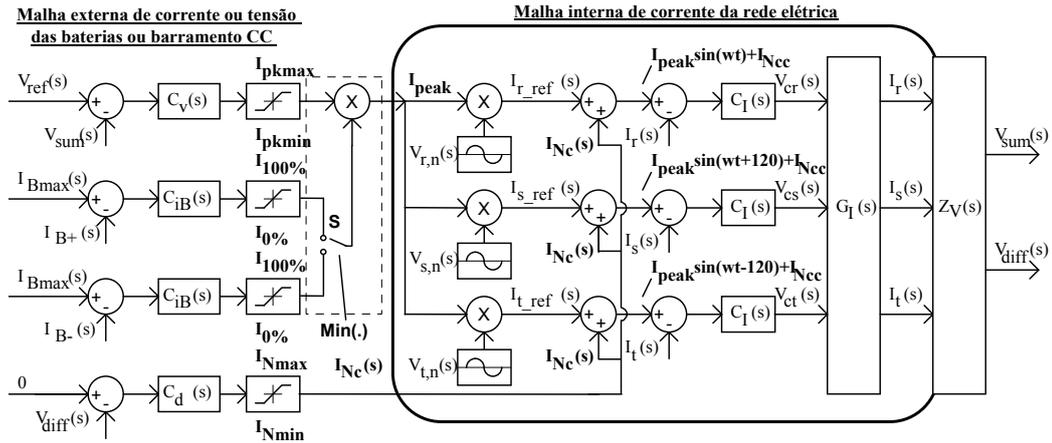


Figura 5.10 – Proposta de algoritmo de controle para o conversor EUCS trifásico [102].

O diagrama de blocos proposto permite gerenciar a corrente individual de carga das baterias conectadas em cada um dos barramentos através da lógica de seleção de valor de controle mínimo (região pontilhada na Figura 5.10), onde os sinais dos controladores de tensão ou corrente são selecionados para impor o pico da corrente das malhas internas da rede elétrica. Considerando que a potência total disponibilizada na entrada do retificador seja transferida às cargas e baterias, em termos da eficiência η , e do fator de potência φ :

$$\begin{aligned}
 P_{in} &= 3V_{rms.LN}I_{rms.LN} \cos \varphi \triangleq 3\sqrt{3}V_{rms.LL}I_{rms.LN} \cos \varphi \\
 P_{in} &= 3\frac{V_{pk.LN}}{\sqrt{2}}I_{rms.LN} \cos \varphi = 3\frac{V_{pk.LN}}{\sqrt{2}}\frac{I_{pk.LN}}{\sqrt{2}} \cos \varphi \\
 P_{in} &= \frac{3}{2}V_{pk}I_{pk} \cos \varphi \therefore V_{sum}(t)I_o(t) = \eta P_{in}(t).
 \end{aligned} \tag{5.67}$$

Onde, V_{pk} , I_{pk} , são os valores de pico da tensão e corrente de fase (termos L-N da expressão (5.62)). Logo, controlando o valor de $I_{pk}(t)$, é realizado o gerenciamento da potência total disponibilizada no barramento CC, com um pouco de algebrismo, é demonstrado que a corrente através dos bancos de baterias combinadas com às da carga é expressa por:

$$I_o(t) = I_{batt}(t) + I_{load}(t) = \eta \frac{3}{2} \frac{V_{pk}}{V_{sum}} I_{pk}(t). \tag{5.68}$$

Sob as condições de regime permanente, a corrente média através dos capacitores do barramento CC é zero, possibilitando a obtenção simplificada de (5.62). De forma geral, é possível impor a corrente $I_{batt}(t)$ ou a $I_{load}(t)$ através de $I_{pk}(t)$, porém a simultaneidade de ambas não (Ex. imagine a situação em que não existe carga – logo $I_{load}(t) = 0$, enquanto que existe a presença de baterias, logo $I_{batt}(t) > 0$ – para a situação de carga das baterias).

5.7 Resultados experimentais do controle da versão trifásica do conversor CA-CC - EUCS

A forma de controle e projeto é similar ao apresentado nas seções anteriores, e a análise para obtenção das plantas no caso trifásico está descrita em [102]. Assim, apenas os resultados experimentais da metodologia são apresentados e descritos nesta seção. A bancada experimental do retificador EUCS trifásico é apresentada na Figura 5.11. O protótipo apresenta potência nominal de 3kW em $220V_{rms-LN_s}$, com tensão de barramentos de $\pm 400V_{cc}$.

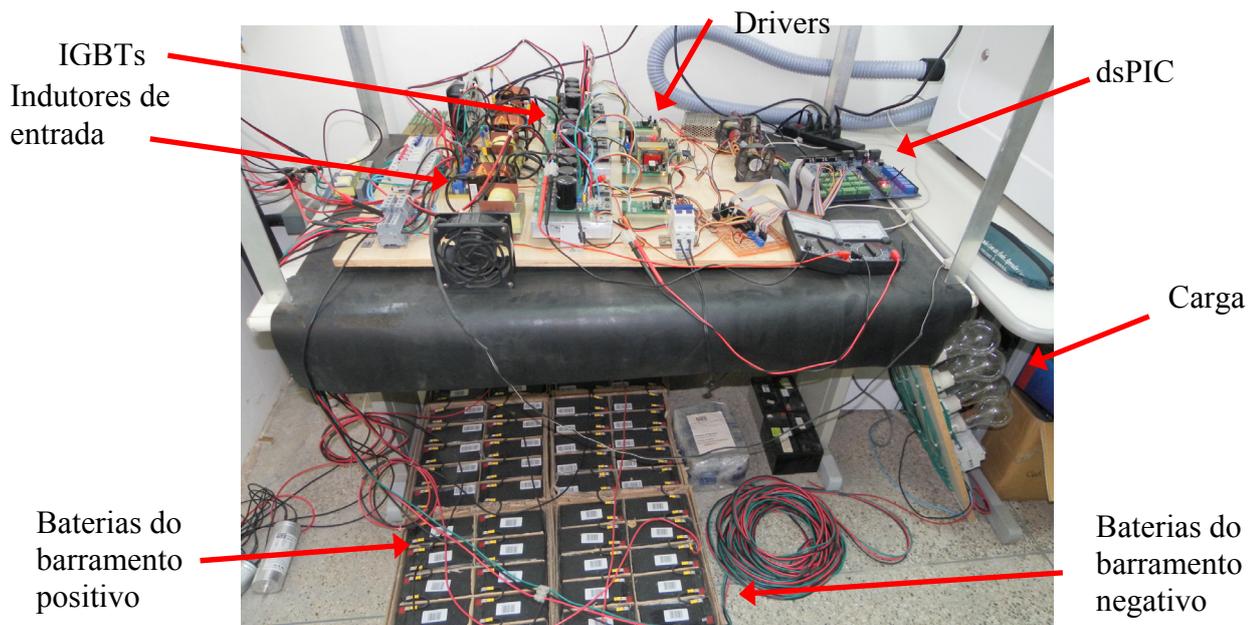


Figura 5.11 – Bancada experimental de 3kW do EUCS trifásico [102].

O conjunto de baterias é formado através da associação de 32+32 baterias de 12V, 7Ah, e um conjunto de 1,5kW+1,5kW de cargas resistivas é conectável ao barramento CC através de disjuntores. O primeiro resultado experimental da operação estática do conversor é a regulação da tensão do barramento CC e controle do equilíbrio das tensões. As formas de onda das fases R-S e dos barramentos positivo e negativo são apresentados na Figura 5.12.

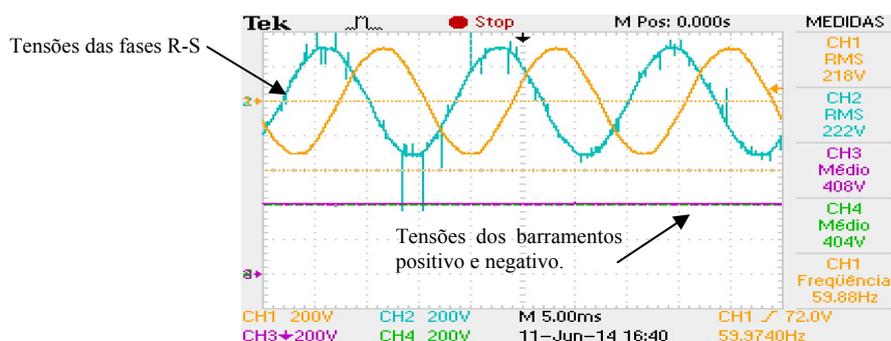


Figura 5.12 – Resultados de regime permanente da operação do conversor EUCS - Tensões [102].

É observado que durante a operação em regime permanente a regulação dos barramentos e manutenção do equilíbrio das tensões é obtida para um fator de potência de 0,99, mensurado através do analisador de energia MEGABRÁS MAR-715L, com taxa de distorção da corrente na ordem de 5%. Os resultados para a corrente circulante através das fases R-S-T é visualizado na Figura 5.13.

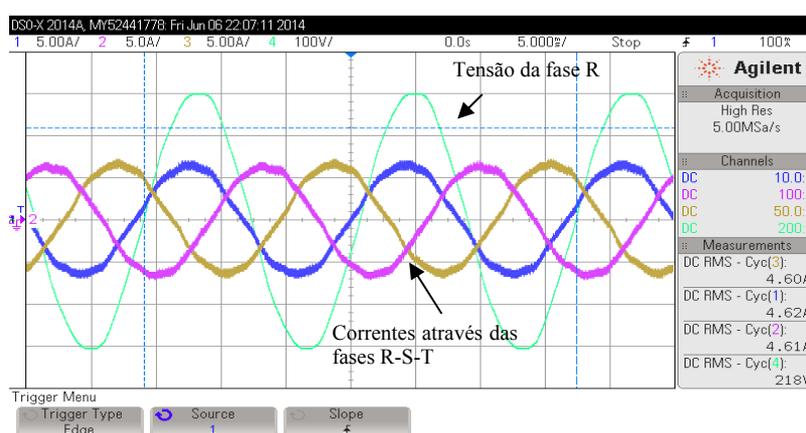


Figura 5.13 – Resultados de regime permanente da operação do conversor EUCS - Correntes [102].

A validação do controlador proposto no conversor trifásico é feita através da análise transitória das malhas de tensão e corrente, durante a comutação dos estados de carga das baterias e entrada de carga no barramento CC. Os resultados para essas operações são mostrados na Figura 5.14.

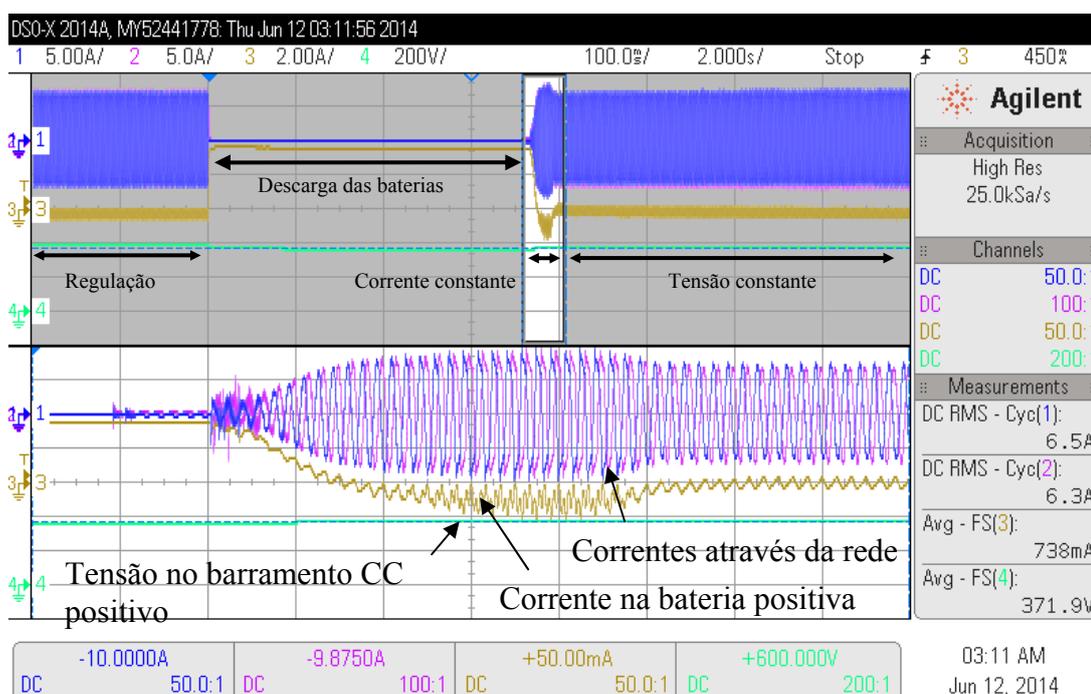


Figura 5.14 – Resultados de transitório da operação do conversor EUCS [102].

Na parte inicial da Figura 5.14 o retificador EUCS está operacional e conectado à rede elétrica, regulando a tensão do barramento CC sem carregar as baterias e com potência nominal conectada ao barramento CC. Logo após os 4 segundos iniciais, a rede elétrica é desconectada e as baterias passam a fornecer energia para as cargas (processo de descarga com aproximadamente $3,5A_{cc}$). Após a reconexão da rede (região ampliada), o processo de carregamento sob corrente constante é iniciado e as baterias passam por um breve momento sob corrente constante (I_{CC} , de aproximadamente $0,5A_{cc}$), até ocorrer à transição para o modo de tensão constante. A operação sob desequilíbrio de carga conectada no barramento CC é apresentada na Figura 5.15.

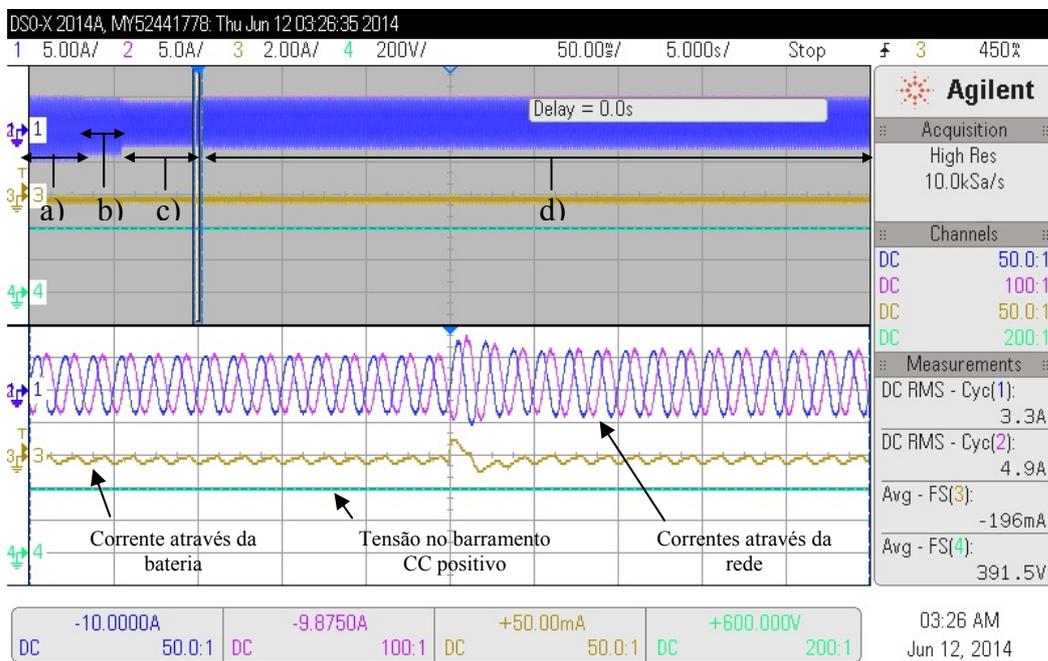


Figura 5.15 – Resultados de transitório da operação do conversor EUCS com desequilíbrio de carga no barramento CC [102].

A operação de conexão de cargas desbalanceadas nos barramentos CC é detalhada na Figura 5.15, onde são apresentadas 4 partes distintas no tempo, e com os percentuais de potência para o barramento positivo e para o negativo, respectivamente. Na parte a) está conectado 50%+50% de cargas em cada barramento, em b) 50%+40%, em c) 40%+20% e d) 50%+20%. Mesmo em condições de desbalanceamento de cargas o algoritmo proposto apresenta manutenção da regulação da tensão e elevado fator de potência.

5.8 Conclusão

Neste capítulo é apresentada a metodologia de modelagem e projeto para o conversor elevador bidirecional, monofásico, comutado de dois níveis de tensão.

Na proposta de controle do conversor é possível aplicar a metodologia de modificação do sinal modulador e utilizar o controlador P+Ressonante modificado para aprimorar as características dinâmicas desejadas da malha de corrente, com erro estático nulo de amplitude e fase. É demonstrado através de modelos e simulação que a proposta de uso do controlador P+Ressonante modificado simplifica o projeto das malhas de realimentação de corrente e aprimora as características essenciais para o correto funcionamento do retificador ao interagir com a rede elétrica, garantindo erro estático nulo de amplitude e fase.

Ademais, os modelos aprimorados, empregando o controlador P+Ressonante modificado, também simplificam a obtenção de modelos dinâmicos para o lado CC da carga, o que fornece ao projetista uma melhor compreensão dos processos de transferência energética entre a rede elétrica, retificador e carga. É mostrada a aplicação dos modelos desenvolvidos na escolha do controlador ideal para a corrente de carga da bateria, permitindo o correto gerenciamento do processo de recarga da bateria sob corrente constante. Também foi apresentado o detalhamento dos resultados publicados no trabalho [102], relacionados com os modelos desenvolvidos para a versão monofásica e extendidas para a versão trifásica, porém sem o emprego dos controladores modificados propostos na parte inicial do trabalho, demonstrando a aplicação do conversor EUCS para o caso trifásico.

Nos próximos capítulos, os modelos desenvolvidos e os controladores modificados são aplicados para o retificador monofásico bidirecional de três níveis em ponte completa.

Página em branco intencionalmente



6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

6.1 Metodologia utilizada para obtenção e comparação dos resultados

Neste capítulo são apresentados e discutidos os resultados experimentais para o protótipo da unidade de processamento de energia EUCS monofásico. A estrutura de potência empregada é a do tipo ponte completa, e é visualizada na Figura 6.1. Os principais pontos de monitoração de variáveis são apresentados e os locais de inserção da instrumentação são apresentados. A figura abaixo também serve de referência para as demais informações sobre os locais onde as ponteiras de medição de corrente e tensão são inseridas para apresentação de resultados.

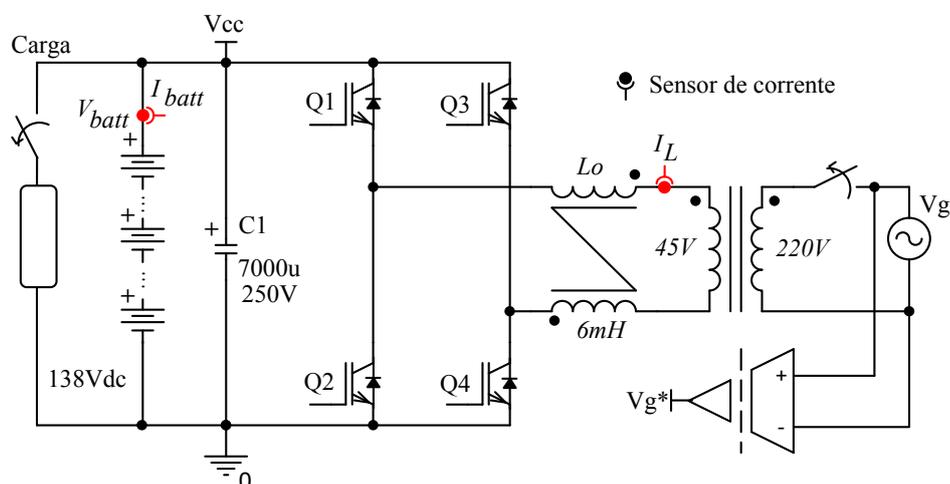


Figura 6.1 – Topologia do conversor de potência CA-CC EUCS monofásico.

A bancada de ensaios montada para a obtenção dos resultados experimentais é apresentada na Figura 6.2, onde é possível visualizar o banco de baterias VRLA empregado, a estrutura do conversor de potência e a instrumentação utilizada.

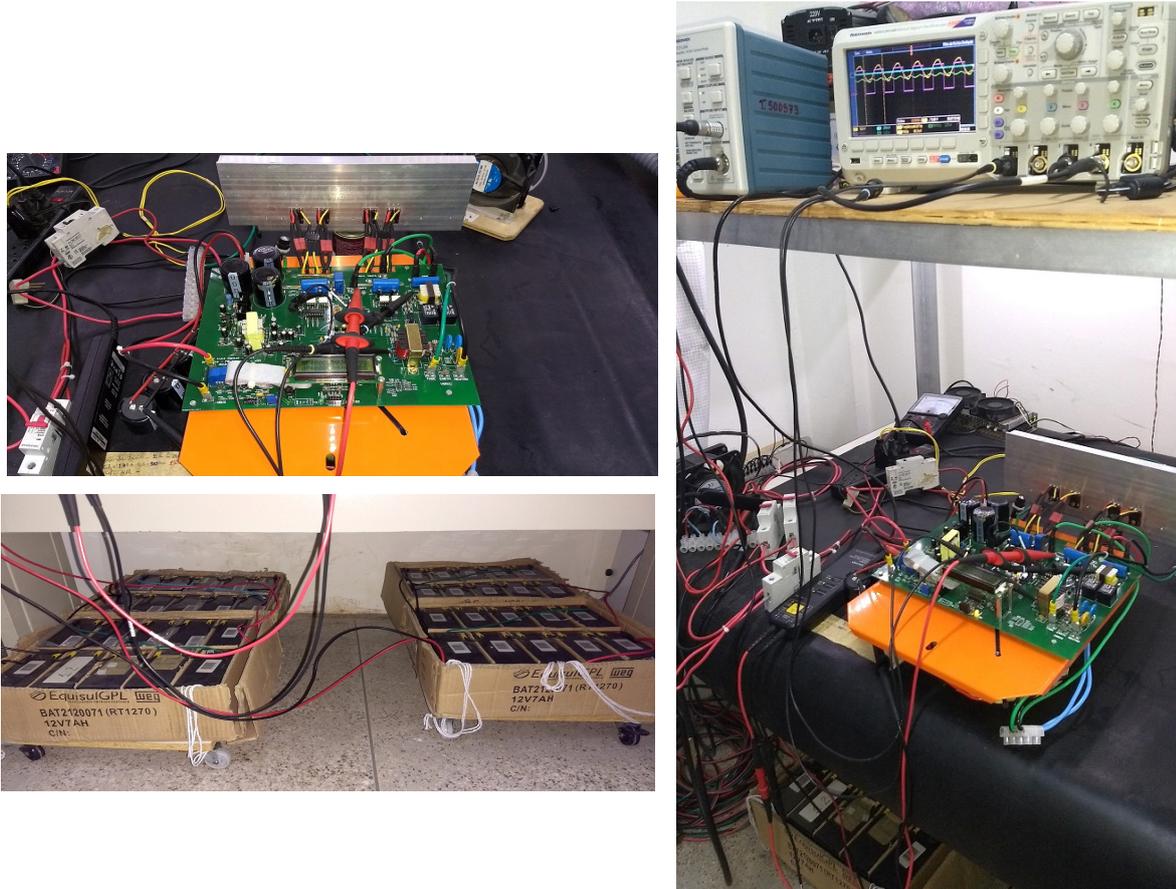


Figura 6.2 – Bancada experimental do conversor CA-CC EUCS monofásico.

A Tabela 7 exhibe os instrumentos empregados na bancada experimental para extração dos resultados experimentais.

Tabela 7 – Instrumentação empregada na bancada experimental.

Parâmetro	Equipamento	Parâmetro	Equipamento
<i>Osciloscópio</i>	Tektronix MSO2014	<i>Medição de corrente</i>	Tektronix TCPA300+TCP312A
<i>Medição de tensão</i>	Tektronix P5200A	<i>Multímetros</i>	ICEL MD6130 SAMWA YX-360TR

A Tabela 8 exhibe os principais parâmetros do conversor EUCS monofásico de três níveis utilizado na bancada experimental.

Tabela 8 – Parâmetros do conversor de potência monofásico.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
<i>Potência máxima</i>	1,2kW	<i>Nº de Baterias de 7Ah</i>	40
<i>Tensão de Barramento CC</i>	138V _{cc}	<i>Ampacidade Total (Ah)</i>	280Ah
<i>Corrente máxima CC</i>	7,2A	<i>Corrente máxima</i>	28A

– Carga		CC- Baterias (0,1C)	
Indutor – Lado CA	900 μ H	Capacitores – Barramento CC (Total)	7.000 μ F/250V _{cc}
IGBTs	4xIRGP50B60PD1	Modulação utilizada	Híbrida (HF+LF)
Relação do Transformador	220V/45V	Indutância Magnetizante	520mH

Para efeito de comparação entre os resultados teóricos e os experimentais, foram utilizadas simulações empregando os modelos discutidos no trabalho e cada malha foi testada de forma estática e dinâmica as variações e transitórios, seja de referência, sejam de cargas. Os resultados teóricos e experimentais são apresentados e comparados lado-a-lado para facilitar a compreensão.

6.2 Resultados experimentais da malha de corrente da rede elétrica

Na Figura 6.3 é apresentado o resultado da operação em regime permanente para a malha de corrente entre o secundário do trafo e o inversor. A tabela abaixo relaciona o canal e a respectiva leitura. A simulação da respectiva etapa de operação é também apresentada na mesma figura, porém alguns detalhes são omitidos, mantendo apenas a mesma escala de visualização.

Tabela 9 – Leituras relacionadas e apresentadas na Figura 6.2.

Parâmetro	Valor	Canal do Osciloscópio	Cor / Escala
Corrente no indutor (I_L)	I_L - Figura 6.2	CH4	Verde – 5A/div
Tensão de barramento CC (V_{cc})	V_{cc} - Figura 6.2	CH3	Roxo – 50V/div
Tensão de rede refletida para o controle (V_g^*)	V_g^* - Figura 6.2	CH1	Azul – 10V/div

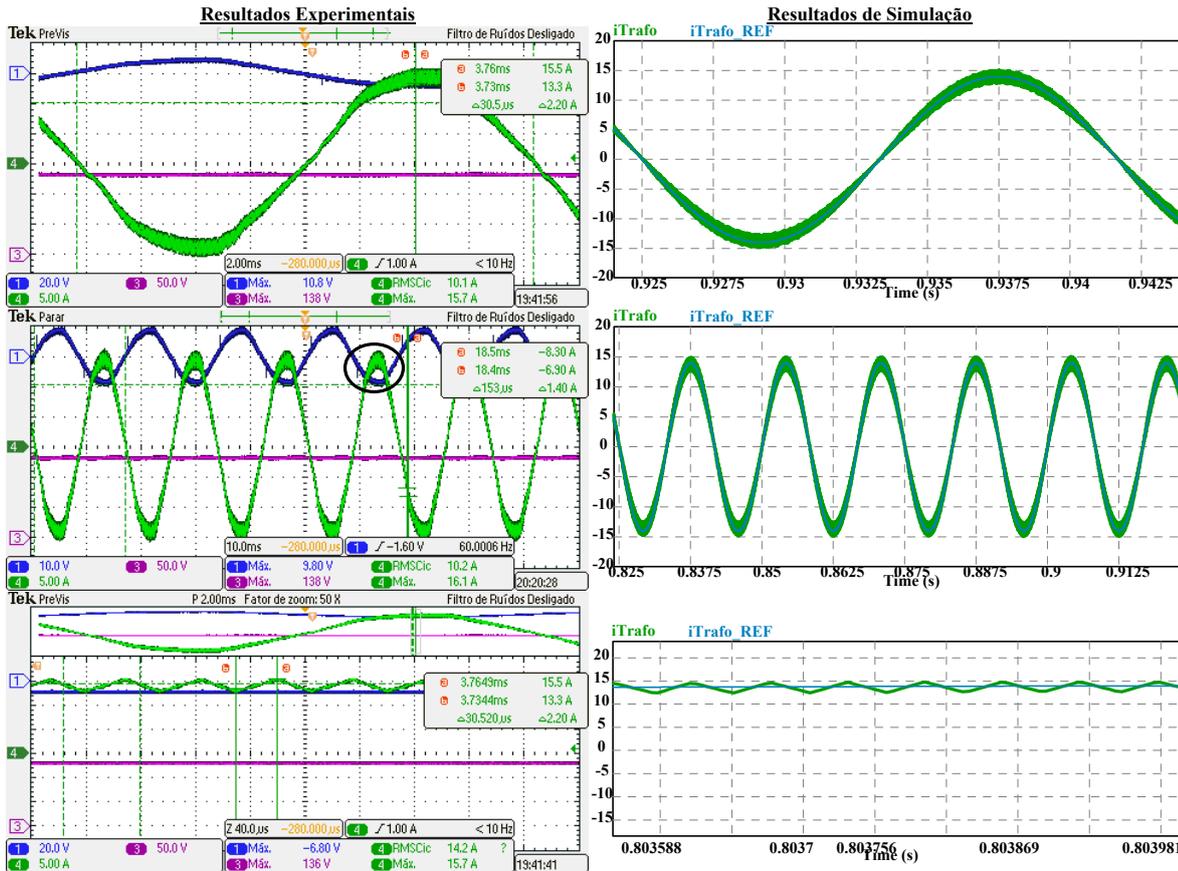


Figura 6.3 – Formas de onda para operação em regime permanente da malha de corrente, na parte inferior está o detalhe da região circutada.

As características em regime permanente realizadas de forma experimental e através de simulação são apresentadas e comparadas na Figura 6.3, e a característica de elevado fator de potência com valor aproximadamente unitário também é apresentado no protótipo experimental. A referência de corrente circulante pelo primário é ajustada internamente no *firmware*. A característica transitória com dinâmica amortecida para $f_c=0,51\text{Hz}$, $f_c=1,0\text{Hz}$ e $f_c=3,0\text{Hz}$ são apresentadas nas Figura 6.4, Figura 6.5 e Figura 6.6, respectivamente.

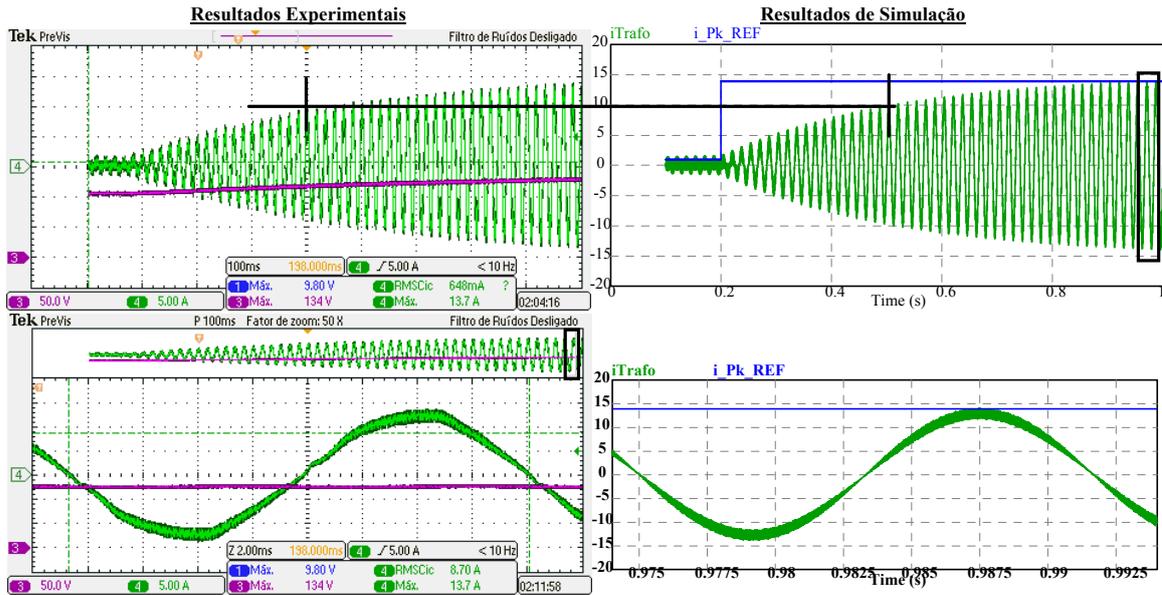


Figura 6.4 – Detalhe da resposta transitória para o conversor EUCS monofásico com frequência amortecida projetada para $f_c=0,51Hz$.

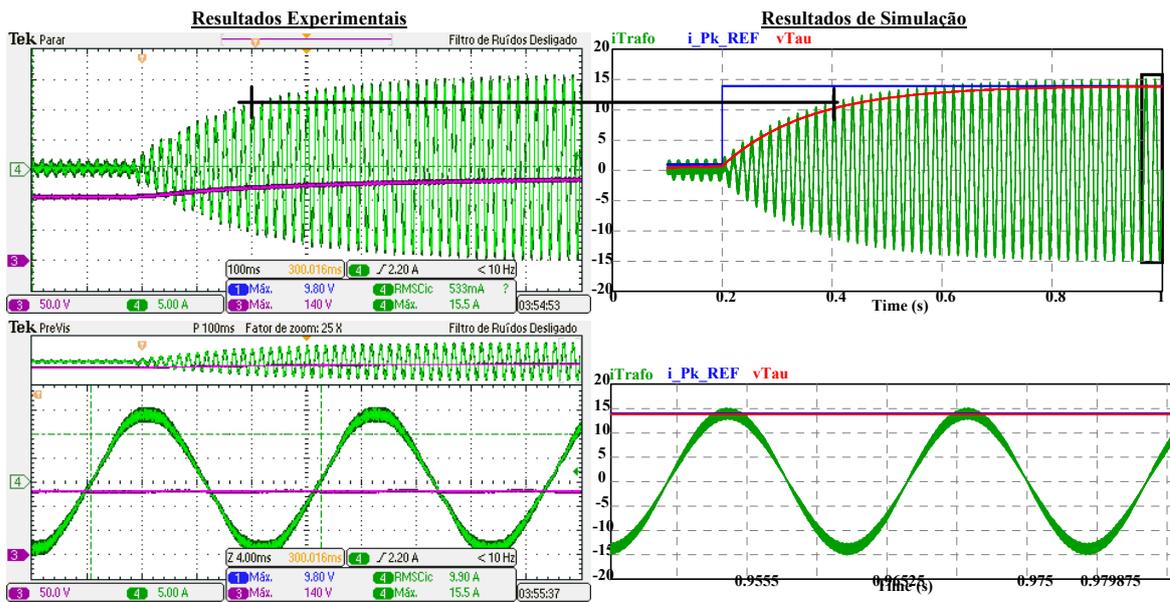


Figura 6.5 – Detalhe da resposta transitória para o conversor EUCS monofásico com frequência amortecida projetada para $f_c=1,0Hz$.

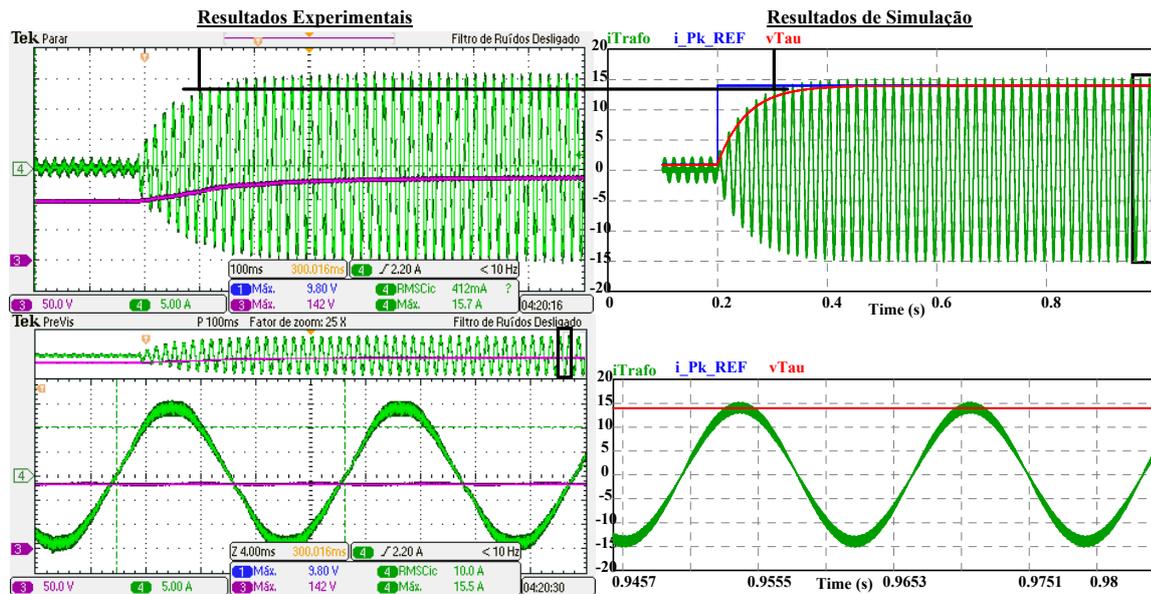


Figura 6.6 – Detalhe da resposta transitória para o conversor EUCS monofásico com frequência amortecida projetada para $f_c=3,0Hz$.

É visualizado o comparativo do comportamento da corrente controlada pela malha através do controlador PR² e a respectiva simulação lado-a-lado. Em todas as figuras, linhas de auxílio estão presentes para facilitar a comparação entre os valores de pico e os respectivos períodos de aproximação dos valores da corrente controlada I_L . Tais resultados validam a teoria e simulações apresentadas nos capítulos anteriores.

6.3 Resultados experimentais da malha de corrente da bateria

Nesta seção são apresentados os resultados experimentais para a malha de corrente de carga da bateria. Todos os resultados são comparados com os similares obtidos em simulação para comparar o equacionamento teórico desenvolvido com o real obtido na bancada experimental.

6.3.1 Modelo elétrico da bateria

Para a extração do modelo elétrico da bateria, foi empregado um ensaio de degrau de corrente, partindo de 0,16A até 3,06A, com uma ondulação de corrente senoidal em 120Hz e amplitude de aproximadamente 0,5A, com tensões de subida e descida de 110V e 130V, respectivamente, enquanto que durante 30,8s a elevação de tensão foi de 130V para 131V. A tensão de circuito aberto V_{OC} inicial de 110V. Tais valores são observados na Figura 6.17. A Figura 6.7 apresenta um comparativo do resultado experimental da resposta transitória a um degrau de corrente amortecido para o processo da carga da bateria sob corrente constante,

visando a extração dos parâmetros do modelo. Também é observado o comparativo entre o modelo real e o teórico apresentado na simulação. Todas as escalas empregadas são similares às do osciloscópio.

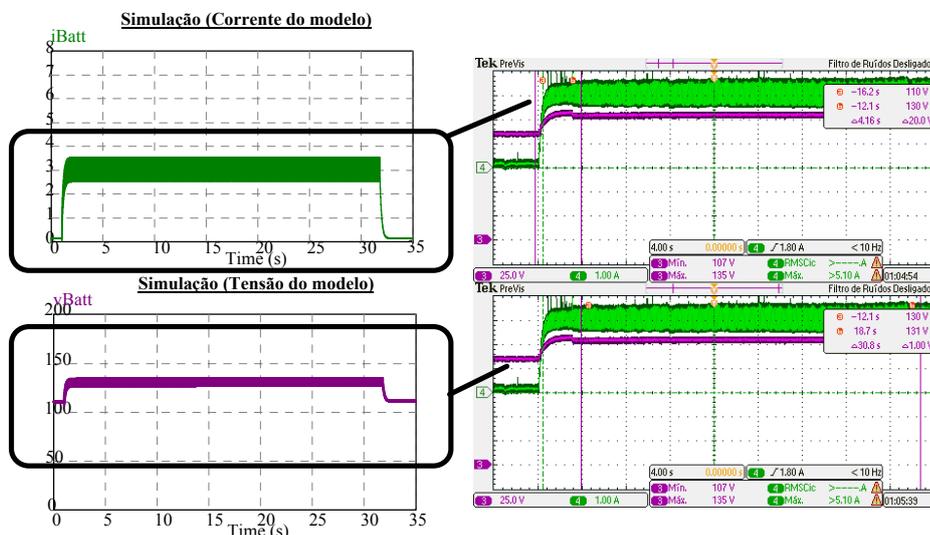


Figura 6.7 – Resultado experimental x modelo simulado da resposta a um degrau de corrente amortecido no conjunto de baterias de 7Ah.

Empregando as expressões descritas no Capítulo 1, é obtido o seguinte modelo:

$$C_b = 2 \frac{30,8s \cdot (3,06A - 0,16A)}{131V - 130V} \cong 178,64F \quad (6.1)$$

$$r_b = \frac{130V - 110V}{3,06A - 0,16A} \cong 6,9\Omega \quad (6.2)$$

Tais valores mostram que a bateria em análise está degradada (devido à elevada resistência) e com baixa capacidade de armazenamento (devido à reduzida capacitância equivalente). O modelo elétrico da bateria é validado através de simulação. É observado que a resistência dinâmica experimental para a operação sob corrente média de 3,06A, é reduzida de 6,9Ω para aproximadamente 1,1Ω, como mostrado na Figura 6.8.

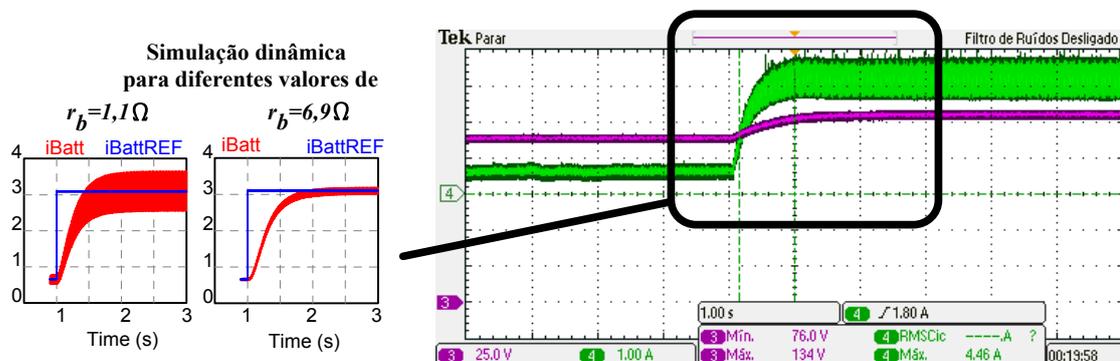


Figura 6.8 – Resultado experimental x modelo simulado – verificação do modelo de bateria utilizado.

mostrado nas Figura 6.10 e Figura 6.11, respectivamente. Nas formas de onda é observado o efeito da elevação da resistência interna através da ondulação da corrente, o que é maior (aprox. 2Apk-pk) na Figura 6.10 se comparado com a Figura 6.11 (aprox. 1Apk-pk). Além do efeito da redução da capacidade de armazenamento, que é observada pela diferença entre taxas de elevação da tensão.

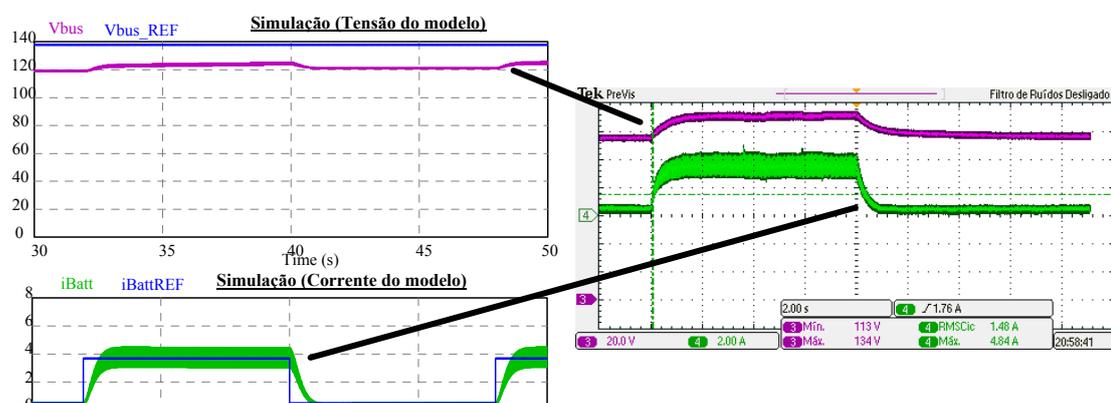


Figura 6.10 – Resultado experimental x modelo simulado da resposta a um degrau de corrente amortecido no conjunto de baterias em bom estado.

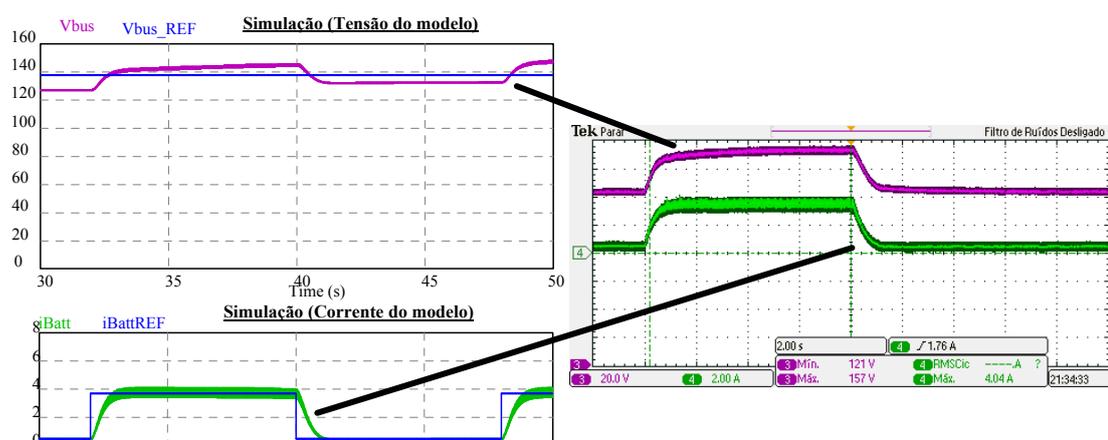


Figura 6.11 – Resultado experimental x modelo simulado da resposta a um degrau de corrente amortecido no conjunto de baterias com maior degradação.

Uma vez que a dinâmica do processo de carga das baterias pode ser modificada, os resultados para ω_b , de 2,5rad/s são apresentados nas Figura 6.12 e Figura 6.13.

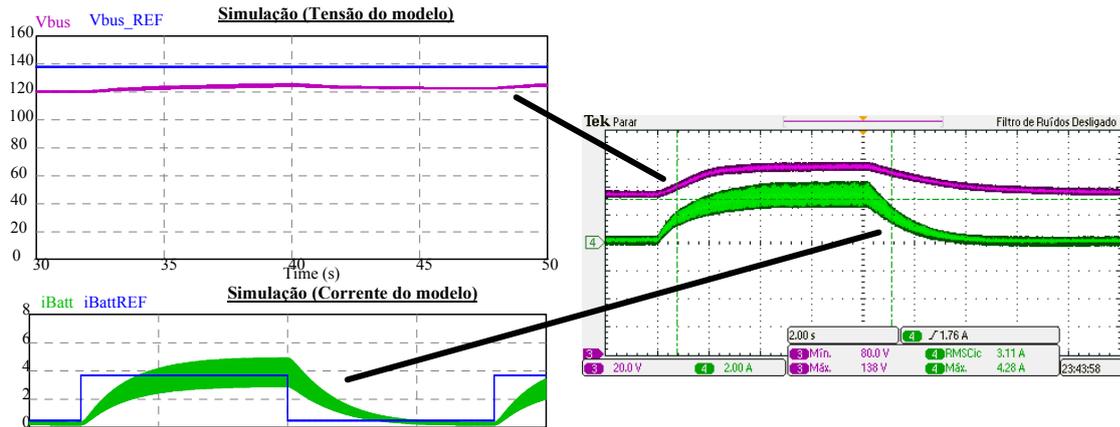


Figura 6.12 – Resultado experimental x modelo simulado da resposta a um degrau de corrente amortecido no conjunto de baterias em bom estado - dinâmica com $\omega_b = 2,5\text{rad/s}$ (lenta).

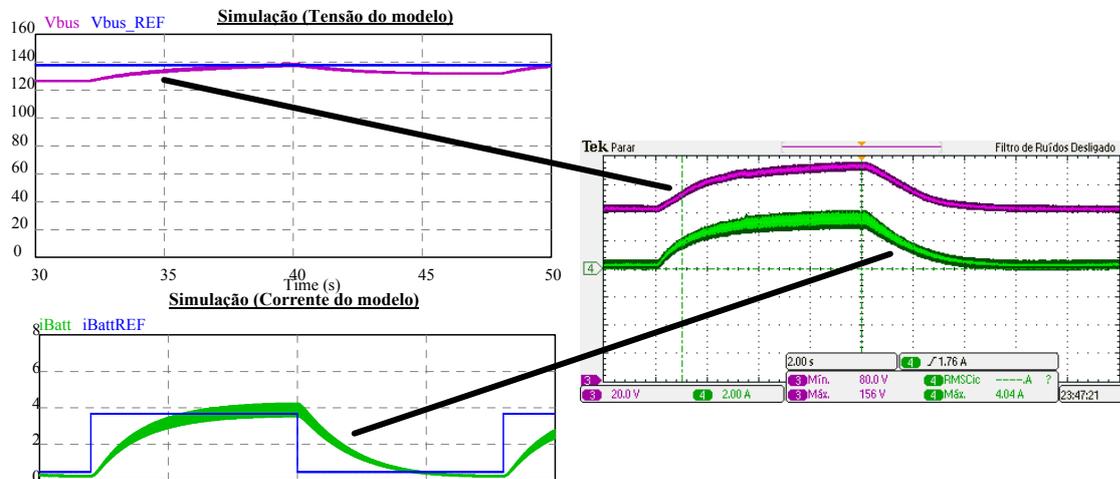


Figura 6.13 – Resultado experimental x modelo simulado da resposta a um degrau de corrente amortecido no conjunto de baterias com maior degradação – dinâmica com $\omega_b = 2,5\text{rad/s}$ (lenta).

Alguns resultados discrepantes na tensão do conjunto de baterias são decorrentes do modelo simplificado que é utilizado, uma vez que não há o elemento de autodescarga presente (não está incorporado ao modelo).

6.3.3 Resposta dinâmica em malha fechada – corrente através da bateria – transitório de carga no barramento CC

A conexão do conjunto de cargas ao barramento CC deve manter a corrente de carga através das baterias (processo de carga sob corrente constante), assim os resultados para este resultado experimental são descritos a seguir. O primeiro resultado é apresentado na Figura 6.14, na qual são apresentadas 3 regiões distintas de transitórios de carga. O transitório a) apresenta a desconexão de um conjunto de cargas de 500W em 220V (no barramento CC esta carga com a tensão de trabalho de 138V fica da ordem de 196W. No transitório b) este mesmo

conjunto de cargas é reconectado, e no transitório c) são adicionados mais 196W de carga, totalizando aproximadamente 393W. O valor médio da corrente de carga das baterias é mantido em aproximadamente $0,5A_{CC}$, enquanto que a ondulação é incrementada.

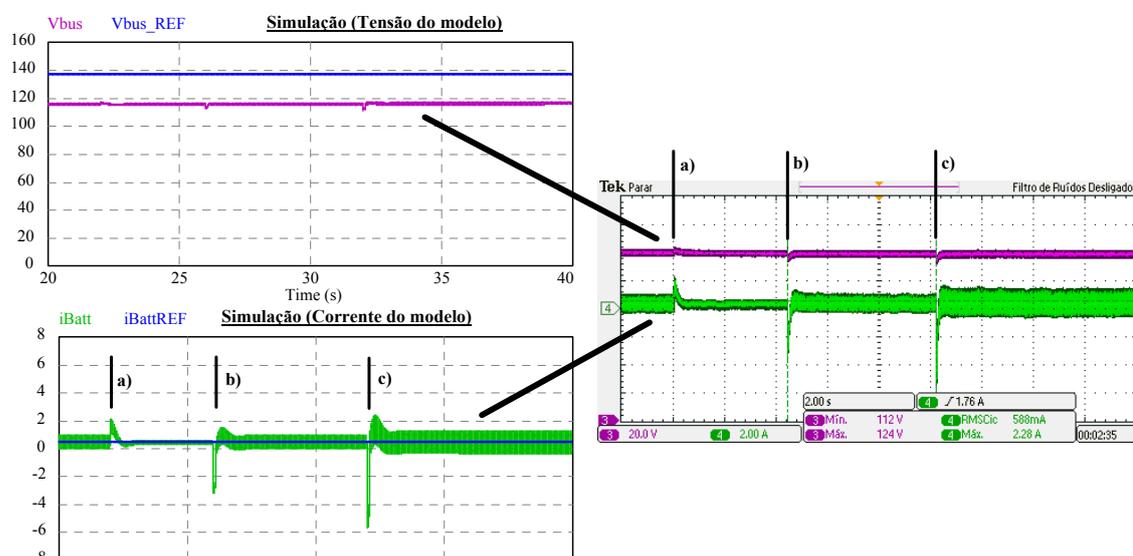


Figura 6.14 – Resultado experimental x modelo simulado da resposta a um degrau de carga no barramento CC - conjunto de baterias em bom estado – dinâmica com $\omega_b=20\text{rad/s}$ (rápida).

Na Figura 6.15, é inserido um degrau na referência de corrente de carga da bateria, que inicia de 0,5A para aproximadamente 3,5A, no período a). Em b) é introduzida a carga no barramento CC de 196W e em c) outra carga adicional de 196W. Em todos os resultados é apresentado o processo de regulação da corrente de carga das baterias, independente da carga conectada ao barramento CC.

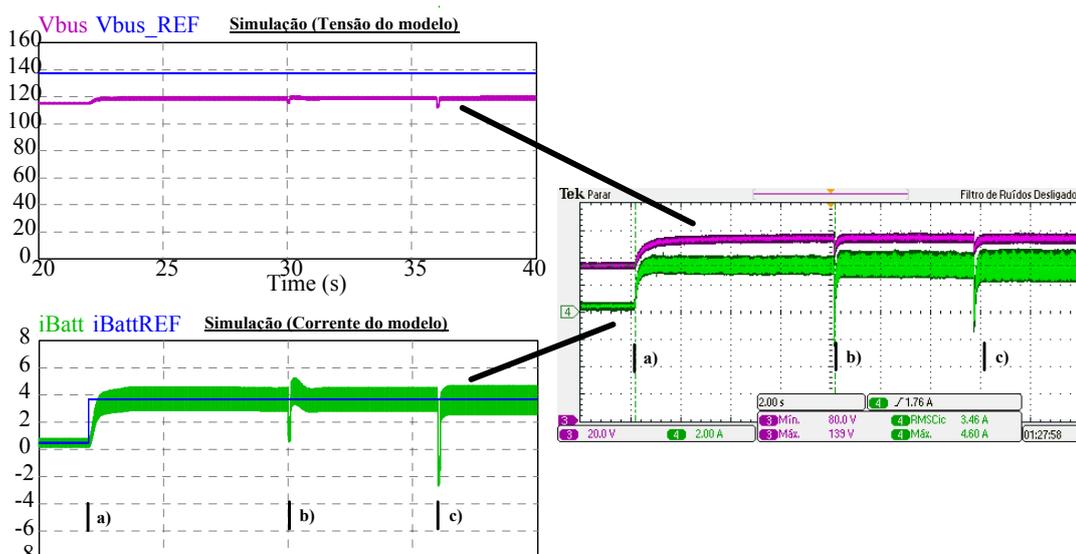


Figura 6.15 – Resultado experimental x modelo simulado da resposta a um degrau de carga no barramento CC - conjunto de baterias em bom estado – dinâmica com $\omega_b=20\text{rad/s}$ (rápida).

Também é realizado o ensaio de transição de baterias para mostrar que o controlador de corrente permite gerenciar adequadamente a corrente, de forma independente do estado das baterias, porém devido à elevada degradação de um conjunto apenas o resultado parcial é apresentado, devido a elevada tensão o qual o barramento CC apresenta. Tal resultado é apresentado na Figura 6.16, porém sem simulação. É observada a transição (no instante a) da desconexão do banco de baterias em bom estado para o banco degradado.

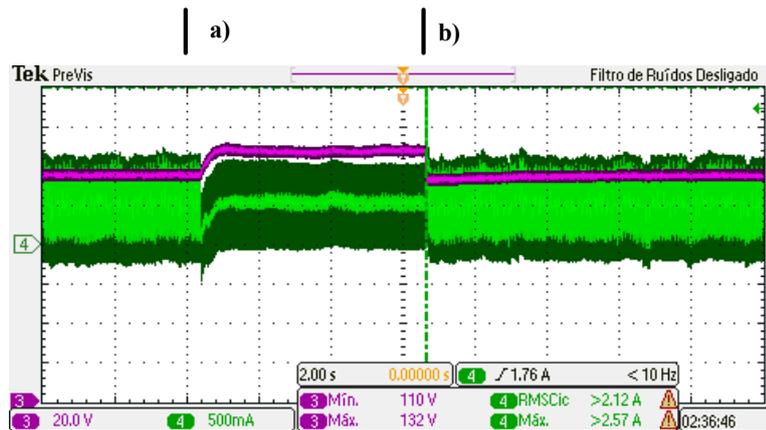


Figura 6.16 – Resultado para transição de baterias conectadas ao barramento CC – dinâmica com $\omega_b = 20 \text{ rad/s}$ (rápida).

O resultado da operação apresentado na Figura 6.16, é sob carga de 393W diretamente conectada ao barramento CC. No instante b) é realizada a reconexão do banco de baterias em bom estado.

6.4 Resultados experimentais da malha de tensão da bateria

A operação de transição entre malhas de corrente de carga de baterias e regulação da tensão de barramento é apresentada nesta seção. O primeiro resultado experimental é exibido na Figura 6.17. A transição inicial, antes do instante marcado a), é da alteração de referência de $0,5A_{cc}$ para $3,75A_{cc}$ (degrau). Entre os instantes a) e b) é iniciado o processo de carga sob corrente constante e após o instante b), a malha de tensão passa a gerenciar a etapa de carga sob tensão constante. O período entre a) e b) é o tempo em que o integrador da malha de tensão sai do estado saturado e passa para a operação linear.

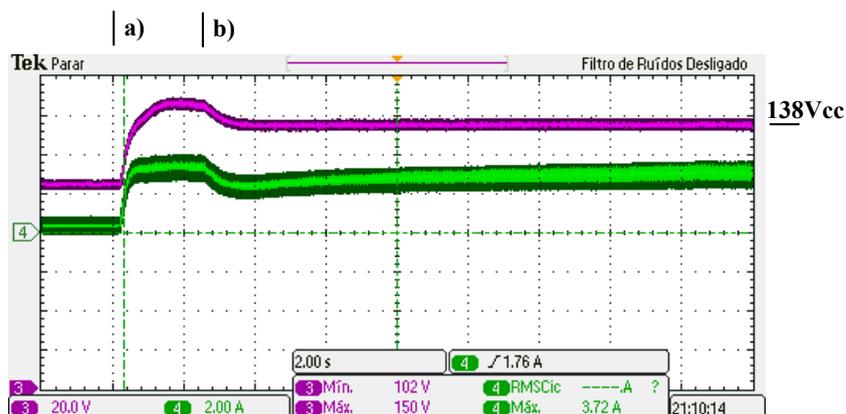


Figura 6.17 – Resultado experimental para a transição de malha de tensão e corrente a partir do degrau de referência na corrente de carga das baterias.

A operação descrita na Figura 6.18 mostra a transição entre bancos de baterias com a imposição da corrente de referência de carga em $3,75A_{cc}$, antes do instante **a)** o banco de baterias degradado está conectado e a malha de regulação de tensão está atuando e mantendo a tensão de barramento CC em 138V. No instante **a)** o banco de baterias em bom estado é conectado, e a malha de regulação de corrente passa a atuar. Em **b)** ocorre a transição entre a malha de corrente para a malha de regulação da tensão do barramento CC.

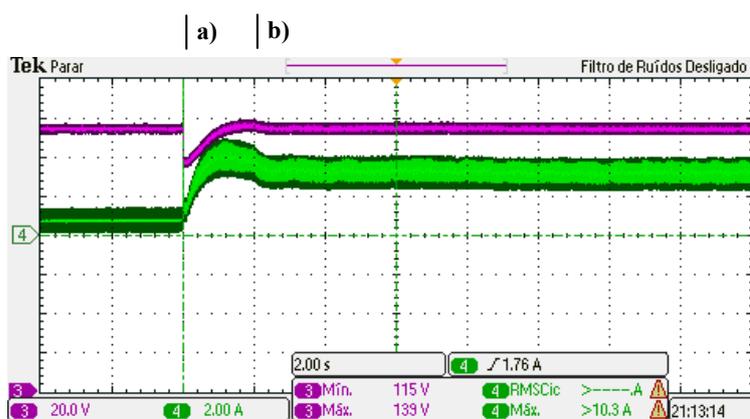


Figura 6.18 – Resultado experimental para a transição de malha de tensão e corrente a partir da transição de banco de baterias.

O resultado experimental apresentado na Figura 6.19 mostra a transição de desconexão do banco de baterias em bom estado do barramento CC. A malha de tensão não incorpora totalmente o controlador RST, apenas a parte integral, para mostrar o efeito de sobre-sinal que a não realização completa (como incorporação do filtro R no ramo da realimentação) apresenta.

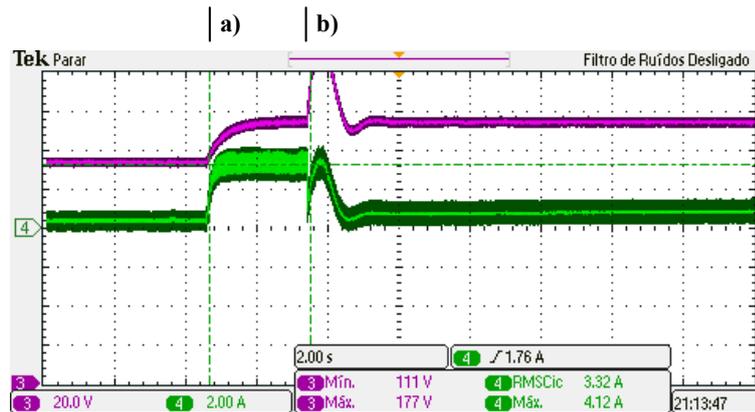


Figura 6.19 – Resultado experimental para a transição de malha de tensão e corrente a partir da transição entre banco de baterias.

No instante **a)** é introduzido um degrau de $3,75A_{cc}$ e no instante **b)** o banco de baterias em bom estado é desconectado do barramento CC, o resultado mostra um sobre-sinal de $177V_{cc}$, decorrente da característica dinâmica das malhas e emprego exclusivamente do termo integral na malha de tensão. No resultado experimental apresentado na Figura 6.20 as cargas são conectadas e desconectadas ao barramento CC, mostrando o efeito da regulação da tensão durante o transitório de cargas com as baterias conectadas ao barramento.

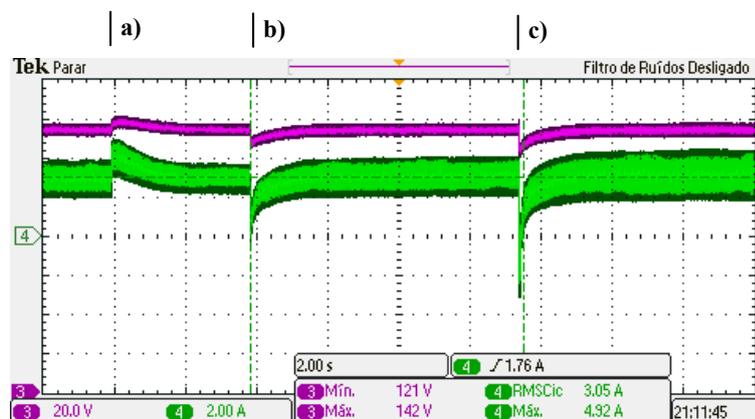


Figura 6.20 – Resultado experimental para a transição de malha de tensão e corrente a partir da entrada de cargas no barramento CC.

Em **a)** e em **b)** $196W$ de carga são removidos e reconectados ao barramento CC, respectivamente. Em **c)** é acrescentado mais $196W$ de carga. Múltiplas transições de carga e baterias são apresentados na Figura 6.21. Este resultado serve para validar a operação de transições de malhas de tensão e corrente, com variação das características das plantas (seja para tensão, seja para corrente de carga das baterias).

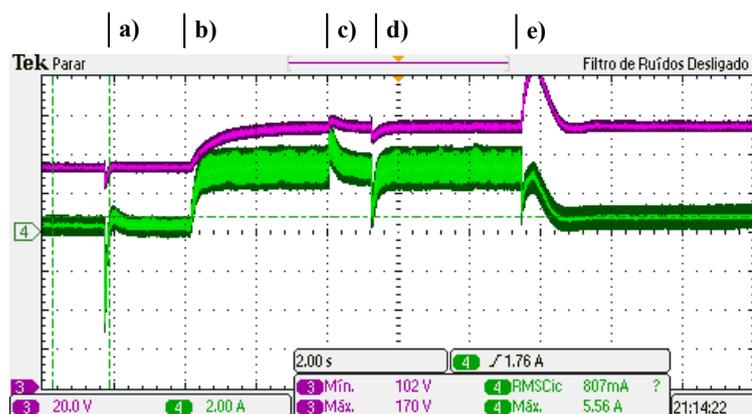


Figura 6.21 – Resultado experimental para a transição de múltiplas cargas e baterias.

Logo, na Figura 6.21-a) ocorre a inserção de 196W sob corrente de bateria de $0,5A_{cc}$. Em b) o degrau de referência de $3,75A_{cc}$ é introduzido, em c) e em d) a carga de 196W é desconectada e reconectada, respectivamente. E em e) o banco de baterias em bom estado é desconectado do barramento.

6.5 Resultados experimentais da transição entre malhas de gerenciamento de carga da bateria – operação com o controlador RST

Os resultados experimentais apresentados nas Figura 6.22 e Figura 6.23 mostram a operação do controlador por alocação de pólos RST realizado na malha de tensão, visando aprimorar as características transitórias, conforme proposto no Capítulo 3. O resultado apresentado na Figura 6.22 é a completa desconexão das baterias do barramento CC, sob carga de 392W . Antes da transição a) a carga e o banco de baterias em bom estado estão conectados ao barramento CC, e após o instante a) é realizada a desconexão das baterias do barramento CC, com o controlador RST desabilitado (apenas um integrador na malha de tensão). Em b) o banco de baterias é reconectado e o controlado RST habilitado. Em c) ocorre a desconexão do banco de baterias. É observado o aprimoramento das características transitórias (p. ex. sobre sinal de 171V reduzido para 150V , além do amortecimento) através do emprego do controlador RST.

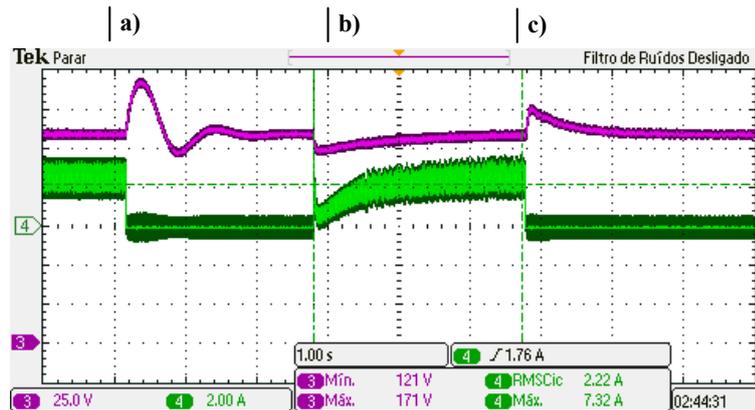


Figura 6.22 – Resultado experimental da habilitação do controlador RST na malha de tensão.

Outro resultado relevante é apresentado na Figura 6.23, onde o barramento CC está com carga de 196W e com um banco de baterias degradado. Procedimento similar ao resultado anterior é realizado, da desconexão do banco de baterias com a habilitação do controlador RST.

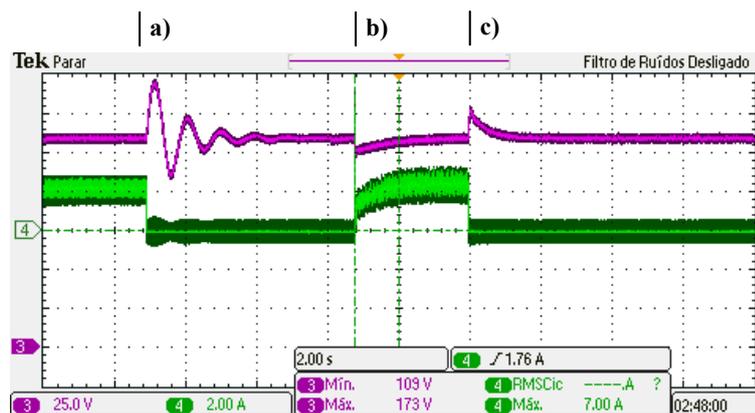


Figura 6.23 – Resultado experimental para a transição.

Em **a)** o banco de baterias é desconectado com o controlador RST desabilitado (apenas um integrador), em **b)** o banco de baterias é reconectado com o controlador RST habilitado, e em **c)** o banco de baterias é desconectado. Todos os resultados mostram o aprimoramento das características dinâmicas (sobre-sinal – 173V para 150V e características de amortecimento) que o controlador proposto apresenta.

6.6 Conclusões

Neste capítulo são apresentados resultados experimentais e teóricos de simulação para o conversor EUCS bidirecional, monofásico, comutado a três níveis de tensão.

Na proposta de controle do conversor é possível aplicar a metodologia de modificação do sinal modulador e utilizar o controlador P+Ressonante modificado para aprimorar as

características dinâmicas desejadas da malha de corrente, com erro estático nulo de amplitude e fase, tais resultados são semelhantes aos teóricos e validam a teoria desenvolvida. É demonstrado através de resultados em bancada e de simulação que a proposta de uso do controlador P+Ressonante modificado simplifica o projeto das malhas de realimentação de corrente e aprimora as características essenciais para o correto funcionamento do retificador ao iteragir com a rede elétrica, garantindo erro estático nulo de amplitude e fase.

Ademais, os controladores para a corrente de carga das baterias (duplo integrador) e RST para a malha de tensão, são opções ao projeto do retificador para o aprimoramento da transferência energética entre a rede elétrica, retificador, bateria e carga. É mostrada a aplicação dos modelos desenvolvidos na escolha do controlador ideal para a corrente de carga da bateria, permitindo o correto gerenciamento do processo de recarga da bateria sob corrente constante ou manutenção da tensão de barramento CC (tensão de flutuação ou regulação), sob diferentes regimes de carga.

Página em branco intencionalmente



7 CONCLUSÃO GERAL E TRABALHOS FUTUROS

7.1 *Conclusão geral*

Neste trabalho investigou-se o uso de um estágio único de conversor de potência para o processamento de energia elétrica, denominado EUCS – Estágio único com cargas simultâneas para a aplicação em carregadores de baterias. A análise e modelagem do conversor de estágio único são desenvolvidas para permitir que o engenheiro projetista possa observar uma forma diferente de abordar a troca de energia entre o conversor, rede elétrica e as cargas. Assim, através da metodologia proposta, modelos mais simples são obtidos, permitindo que seja desenvolvida uma forma não usual de projeto de controle das malhas envolvidas no gerenciamento energético entre a rede elétrica e as cargas conectadas ao barramento CC.

Assim, com o emprego de modelos de conversor EUCS mais simples, é possível desenvolver uma análise matemática para a determinação de um controlador de corrente do lado da rede elétrica que seja mais adequado ao projeto por meio de características transitórias desejadas. Como é demonstrado no Capítulo 3, esse controlador se constitui de um P+Ressonante modificado, que é denominado de PR², por ser constituído de dois controladores ressonantes, um ressonando em cosseno e outro em seno. Tal abordagem permite que o engenheiro projetista, através de poucas e relativamente simples equações, obtenha um controlador estável e com características de troca energética favoráveis à rede elétrica, principalmente com elevado fator de potência e reduzida taxa de distorção harmônica na corrente circulante.

Com a abordagem matemática do modelo e do controlador do lado da rede elétrica desenvolvidos, é então analisada como a energia é processada pelo conversor em conjunto com as malhas para desenvolver um modelo do lado CC. Este modelo combinado permite o projeto das malhas de regulação de tensão e gerenciamento do processo de recarga de baterias, o que dá a característica de simultaneidade de conexão de cargas no barramento CC.

No caso do EUCS para a recarga de baterias, são propostos modelos mais simples do que já presente na literatura, visando aprimorar os períodos de simulação, análise e projeto de malhas de controle envolvidas, uma vez que a ordem de grandeza dos valores apresentados na simulação pode tomar dezenas de horas, caso não seja realizado o correto emprego dos modelos dinâmicos do conversor, carga ou baterias. Estudou-se uma técnica de controle adequada para o gerenciamento da corrente de recarga de baterias, e de acordo com uma

dinâmica projetada, é demonstrado que a malha de corrente de carga das baterias é concebida através de um duplo integrador. A análise deste controlador é realizada para verificar estabilidade e condições de regulação na faixa de operação em toda vida útil da bateria, desde a condição em bom estado, onde a impedância equivalente é baixa, até a condição de fim de vida, em que a impedância equivalente se eleva consideravelmente.

A malha de regulação da tensão de barramento é analisada a luz, novamente, de parâmetros de dinâmica projetada, e o emprego do controlador por alocação de pólos, RST é empregado e a análise matemática desenvolvida. Assim, o projeto da malha de tensão emprega um controlador PID+RST modificado, visando atender as especificações de projeto, principalmente o valor máximo de sobre-sinal nas diversas condições de carga conectadas ao barramento. A validação destas técnicas é realizada através de simulações numéricas em uma variedade de conversores, mostrando a aplicabilidade do EUCS nos conversores de potência apresentados na literatura.

A validação experimental do *framework* desenvolvido neste trabalho é realizada por meio de dois conversores de potência, um trifásico de $3kW$, bidirecional de dois níveis de tensão, a quatro fios, e uma versão monofásica de $1kW$, também bidirecional, de três níveis de tensão. As diversas condições aos quais os controladores deste retificador devem trabalhar são testadas e apresentadas no Capítulo 5, demonstrando a aplicabilidade das idéias desenvolvidas nesta Tese.

Desta forma, o engenheiro projetista obtém um conjunto completo de novas ferramentas matemáticas, de modelagem e de controladores para o projeto de retificadores com elevado fator de potência, de estágio único, e com cargas simultâneas conectadas ao barramento CC.

7.2 Trabalhos futuros

A estratégia de controle EUCS desenvolvida pode ser aplicada em praticamente todos os conversores estáticos. As versões isoladas em alta frequência não foram abordadas do ponto de vista experimental, o que dá margem a análise do comportamento de como esta estratégia pode operar com conversores isolados. Outra abordagem é a análise com conversores multiportas, em que uma porta do conversor pode ser responsável pela transferência de energia entre a bateria e a demais portas, seja durante o processo de recarga, seja no processo de descarga.

Além da análise com outros conversores, a estratégia do emprego do controlador com dinâmica projetada PR^2 pode ser utilizada nos conversores trifásicos fazendo uso apenas da transformada $\alpha\beta$, reduzindo o *overhead* computacional e talvez eliminando a necessidade de PLLs (uma vez que não é necessária a transformada DQ, daí não é necessário o ângulo de sincronia).

Também é levantado um questionamento sobre o uso nas versões unidirecionais trifásicas (por exemplo, o retificador trifásico do tipo *Vienna*) dos controladores RST para a malha de tensão e duplo integrador para a malha de corrente de recarga das baterias, o que pode ser resolvido através de uma análise mais detalhista se os modelos aqui presentes podem ser utilizados ou necessitam de adaptação adequada.

Há também uma lacuna sobre a análise do modelo do retificador para o modo de operação descontínuo da corrente de entrada, que pode produzir outro modelo elétrico distinto do que é analisado e proposto nesta obra, principalmente nas aplicações de baixa potência. Tal variação no modelo, permite nova análise e nova proposição de outro controlador mais adequado para a corrente de entrada e para o modelo da corrente de saída, bem como deixa espaço para a proposição de modelos simplificados dos conversores operando em modo de condução descontínua.

Página em branco intencionalmente



REFERÊNCIAS

- [1] AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA (ANEEL), *Indicadores de qualidade – 2004-2014*, Brasília, 2015. Disponível em: http://www.aneel.gov.br/aplicacoes/indicadores_de_qualidade/pesquisaGeral.cfm.
- [2] CISCO GLOBAL CLOUD INDEX: Forecast and Methodology, 2013–2018, Source: Cisco Analysis, 2014, localizado em: http://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/service-provider/global-cloud-index-gci/Cloud_Index_White_Paper.html.
- [3] SEYMOUR, Joseph. *The seven Types of power Problems*, White Paper 18, Schneider Electric Data Center Science Center, Schneider Electric, 2011. Disponível em: http://www.apc.com/prod_docs/results.cfm?DocType=White%20Paper&Query_Type=10
- [4] GLOBAL EV OUTLOOK. Understanding the Electric Vehicle Landscape to 2020, International Energy Agency (IEA) and the Electric Vehicles Initiative of the Clean Energy Ministerial (EVI), April 2013, localizado em: <https://www.iea.org/publications/freepublications/publication/global-ev-outlook.html>.
- [5] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. IEC 61000 3-4. 1998. Electromagnetic compatibility (EMC) –Part 3-4: Limits – *Limitation of emission of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16 A*.
- [6] WERELEY, Norman M.. *Analysis and Control of Linear Periodically Time Varying Systems*. 1991. 224 p. Tese (Doctor of Philosophy in the Field of Estimation and Control) — Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, Massachusetts, USA, 1990.
- [7] IEEE INDUSTRY APPLICATION SOCIETY. IEEE std 519. *IEEE Recommended Practices and Requirements of Harmonic Control in Electrical Power Systems*, NY-USA, 1993.
- [8] MÖLLERSTEDT, Erik; BERNHARDSSON, Bo. *A simple model for harmonics in electrical distribution networks*. In: Proceedings of the 36TH CONFERENCE ON DECISION & CONTROL. [S.l.: s.n.], 1997. v. 4, p. 3108–3109.
- [9] MÖLLERSTEDT, Erik. *Dynamic Analysis of Harmonics in Electrical Systems*. 2000. 148 p. Tese (Doutorado) — Department of Automatic Control, Lund Institute of Technology, Lund, Sweden, United Kingdom, 2000.
-

- [10] MÖLLERSTEDT, Erik; BERNHARDSSON, Bo. Out of control because of harmonics: an analysis of the harmonic response of an inverter locomotive. *IEEE Control Systems Magazine*, v. 20, n. 4, p. 70–81, aug 2000. ISSN 1066-033X.
- [11] _____. *A harmonic transfer function model for a diode converter train*. In: IEEE Power Engineering Society Winter Meeting. [S.l.: s.n.], 2000. v. 2, p. 957–962.
- [12] LO, Yu-Kang.; OU, Sheng-Yuan; YEN, Shang-Chin. *The analysis and elimination of voltage imbalance between the split capacitors in half-bridge boost rectifiers*. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, ISIE 2002. [S.l.: s.n.], 2002. v. 3, p. 728–730.
- [13] LOH, Poh Chiang; ZMOOD, Daniel Nahum; HOLMES, Grahame. A comparative analysis of multiloop voltage regulation strategies for single and three-phase ups systems. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 18, n. 5, p. 1176 – 1185, sept. 2003. ISSN 0885-8993.
- [14] MARTINS, Denizar Cruz; BARBI, Ivo. *Conversores CC-CC Básicos Não Isolados*. 2.ed. Florianópolis, Editora do Autor, 2006.
- [15] RASHID, Muhammad H., *Power Electronics Handbook*. California: Academic Press, 2001.
- [16] MOHAN, Ned; UNDELAND, Tore M.; ROBBINS, William P., *Power Electronics: converters, applications, and design*. 2nd Ed, New York: John Wiley & Sons, 1995.
- [17] ERICKSON, Robert W.; MAKSIMOVIC, Dragan. *Fundamentals of Power Electronics*. 2nd Ed, New York, Kluwer Academic Publishers, 2000.
- [18] JOHANSON, Bengt, *Improved Models for DC-DC Converters*, Licentiate Thesis, Lund University, Lund, 2003.
- [19] JOHANSON, Bengt, *DC-DC Converters – Dynamic model design and experimental verification*, Ph.D. dissertation, Lund University, Lund, 2004.
- [20] REDDY, Thomas, *Linden's Handbook of Batteries*, 4th Ed, McGraw-Hill Education, November, 2010.
- [21] *80 Plus specification [Online]*. Disponível em: <http://www.80plus.org/80what.htm>
- [22] *Climate Savers Computing Initiative, White Paper. (2007). [Online]*. Disponível em: http://www.climatesaverscomputing.org/docs/20655_Green_Whitepaper_0601307_ry.pdf
- [23] *Environmental Protection Agency (EPA). (2009). Energy Star Program requirements for computers [Online]*. Disponível em:
-

http://www.energystar.gov/ia/partners/prod_development/revisions/downloads/computer/Version5.0_Computer_Spec.pdf

- [24] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. IEC 61000-3-2, 2005 Electromagnetic Compatibility (EMC), Part 3-2: *Limits for Harmonic Current Emissions (Equipment Input Current ≤ 16 A per phase)*.
- [25] MIDDLETON, Richard H.; GOODWIN, Graham C., Improved finite word length characteristics in digital control using delta operators, *IEEE Transactions on Automatic Control*, v. 31, p. 1015–1021, Nov. 1986.
- [26] ENDO, H.; YAMASHITA, T.; SUGIURA, T., *A high-power-factor buck converter*, em Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf. (PESC) Rec., Jun. 1992, p. 1071–1076.
- [27] WATSON, R.; HUA, G.C.; LEE, Fred C., *Characterization of an active clamp flyback topology for power factor correction applications*, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1994. APEC '94, Feb 1994.
- [28] LAM, L.T.; OZGUN, H.; LIM, O.V.; HAMILTON, J.A.; VU, L.H.; VELLA, D.G.; RAND, David A. J.; Pulsed-current charging of lead/acid batteries - a possible means for overcoming premature capacity loss?, *Journal of Power Sources* 53, p. 215-228, Elsevier, 1995.
- [29] SIMONETTI, Domingos Sávio Lyrio; SEBASTIÁN; UCEDA Javier, The Discontinuous Conduction Mode Sepic and Cúk Power Factor Preregulators: Analysis and Design, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 44, n. 5, October, 1997.
- [30] BUSO, Simone; FASOLO, Sandro; MALESANI, Luigi; MATTAVELLI, Paolo, A Dead-Beat Adaptive Hysteresis Current Control, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 36, n. 4, Julho/Agosto de 2000.
- [31] CHEN, Jingquan; MAKSIMOVIC, Dragan; ERICKSON, Robert., *A new low-stress buck-boost converter for universal-input PPC applications*, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. APEC 2001, Mar 2001.
- [32] PIRES, Vitor Fernao; SILVA, J. Fernando Alves da, Single-stage three-phase buck-boost type AC-DC converter with high power factor, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 16, n. 6, November de 2001.
- [33] MARTINS, Denizar Cruz; OLIVEIRA, Anderson H. de; BARBI, Ivo, Retificador Trifásico Isolado com correção do fator de potência empregando o conversor CC-CC Sepic em condução contínua, *Revista Eletrônica de Potência* - v. 6-n.1, Dezembro 2001.
-

- [34] MARTINS, Denizar Cruz; CASARO, Márcio M.; BARBI, Ivo, Retificador trifásico isolado com alto fator de potência utilizando o conversor Zeta no modo de condução contínua, *Revista Eletrônica de Potência* - v. 6-n.1, Dezembro 2001.
- [35] CHEN, Jingquan; PRODIC', Aleksandar; ERICKSON, Robert W., Predictive Digital Current Programmed Control, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 18, n. 1, Janeiro de 2003.
- [36] NEWMAN, Michael John; HOLMES, Donald Grahame, Delta Operator Digital Filters for High Performace Inverter Applications, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 18, n. 1, Janeiro de 2003.
- [37] GARCIA, Oscar; COBOS, José A.; PRETO, Roberto; ALOU, Pedro; UCEDA, Javier, Single Phase Power Factor Correction: A Survey. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 3, May. 2003.
- [38] SINGH, Bhim; SINGH, Brij N.; CHANDRA, Ambrish; AL-HADDAD, Kamal; PANDEY, Ashish; KOTHARI, Dwarka P., A Review of Single-Phase Improved Power Quality AC–DC Converters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 50, n. 5, Out. 2003.
- [39] SALMON, John; ZHANG, Hao, *A hybrid current controller for a 1-phase pwm rectifier combining hysteresis and carrier-based schemes to achieve a zero current error and unipolar pwm waveforms*, IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, 2004.
- [40] SINGH, Bhim; SINGH, Brij N.; CHANDRA, Ambrish; AL-HADDAD, Kamal; PANDEY, Ashish; KOTHARI, Dwarka P., A Review of Three-Phase Improved Power Quality AC–DC Converters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 51, n. 3, Jun. 2004.
- [41] PIRES, Vitor Fernao; SILVA, J. Fernando Alves da, Three-phase single-stage four-switch PFC buck-boost-type rectifier, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 52, n. 2, Abr. 2005
- [42] IKEDA, Hajimu; MINAMI, Shigeyuki; HOU, Song Jie; ONISHI, Yoichiro; KOZAWA, Akiya, Nobel High Current Pulse Charging Method for Prolongation of Lead-acid Batteries, *Journal of Asian Electric Vehicles*, v. 3, n. 1, Jun. 2005.
- [43] SERA, Dezso; KERKES, Tamas; LUNGEANU, Marian; NAKHOST, Pezhman; TEODORESCU, Remus; ANDERSEN, Gert K.; LISERRE, Marco, *Low-cost digital implementation of proportional-resonant current controllers for PV inverter applications*
-

using delta operator, 31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005.

[44] OSTERTAG, Eric; GODOY, Emmanuel; *RST-Controller Design for Sinewave References by Means of an Auxiliary Diophantine Equation*, Proc. IEEE 44th European Conference on Decision and Control, December 2005.

[45] BING, Chen; YUN-XIANG, Xie; FENG, Huang; JIANG-HUI, Chen; *A Novel Single-phase Buck PFC Converter Based on One-cycle Control*, CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2006.

[46] CHEN, Min; RINCÓN-MORA, Gabriel A., *An Accurate Electrical Battery Model Capable of Predicting Runtime and I–V Performance*, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 21, n. 2, June 2006

[47] CHOI, Woo-Young; KWON, Jung-Min; KWON, Bong-Hwan, *High-performance front-end rectifier system for telecommunication power supplies*, IEE Proceedings - Electric Power Applications, v. 153 , n. 4, July 2006.

[48] BOTTERÓN, Fernando; PINHEIRO, Humberto, *A Three-Phase UPS That Complies With the Standard IEC 62040-3*, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 4, Aug. 2007.

[49] PRATT, Annabelle; KUMAR, Pavan; ALDRIDGE, Tomm V., *Evaluation of 400V DC Distribution in Telco and Data Centers to Improve Energy Efficiency*, 29th International Telecommunications Energy Conference, 2007. INTELEC 2007., Oct. 2007.

[50] NUSSBAUMER, Thomas; KOLAR, Johann Walter. *Comparison of 3-Phase Wide Output Voltage Range PWM Rectifiers*, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v.36, n.5, Dec. 2007.

[51] HUBER, Laszlo; JANG, Yungtaek; JOVANOVIC, Milan M. *Performance evaluation of bridgeless PFC boost rectifiers*, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v.23, n.3, p.1381,1390, May 2008.

[52] WONG, Y.S.; HURLEY, William G.; WÖLFLE, Werner H. *Charge regimes for valve-regulated lead-acid batteries: Performance overview inclusive of temperature compensation*, *Journal of Power Sources* 183, p.783-791, Elsevier 2008.

[53] BORTIS, Dominik; WAFFLER, Stefan; BIELA, Jürgen; KOLAR, Johann Walter. *25-kW Three-Phase Unity Power Factor Buck–Boost Rectifier With Wide Input and Output*

Range for Pulse Load Applications, *IEEE Transactions on Plasma Science*, v.36, n.5, Oct. 2008.

[54] EATON. Manual EATON – *ABM Technology*, disponível em:

<http://powerquality.eaton.com/Products-services/Backup-Power-UPS/9395.aspx>, April 2009

[55] LAI, Yen-Shin; YEH, Chia-An. Predictive Digital-Controlled Converter With Peak Current-Mode Control and Leading-Edge Modulation, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v.56, n.6, Jun. 2009.

[56] SINGH, Bhim; SINGH, Sanjeev. Single-phase power factor controller topologies for permanent magnet brushless DC motor drives, *IET Power Electronics*, v. 3, n. 2, March 2010.

[57] SABZALI, Ahmad J.; ISMAIL, Esam H.; AL-SAFFAR, Mustafa A.; FARDOUN Abbas A. New Bridgeless DCM Sepic and Cuk PFC Rectifiers With Low Conduction and Switching Losses, *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 47, v. 2, March/April 2011.

[58] Texas Instruments. *Power Factor Correction Using The Buck Topology – Efficiency Benefits and Practical Design Considerations*, Texas Instruments Power Supply Design Seminar, Unitrode Seminar n. 264, 2010.

[59] HUBER, Laslo; GANG, Liu; JOVANOVIC, Milan M. Design-Oriented Analysis and Performance of Buck PFC front end. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, v. 1, Jan. 2010.

[60] WU, Guoliang; ZHU, Chunbo; CHAN, C. C., Comparison of the First Order and the Second Order Equivalent Circuit Model Applied in State of Charge Estimation for Battery Used in Electric Vehicles, *Journal of Asian Electric Vehicles*, v. 8, n. 1, June 2010.

[61] CUK, Slobodan, True bridgeless PFC converter achieves over 98% efficiency, 0.999 power factor, *Power Electronics Technology Magazine*, Part 1: p. 10 18, July 2010; Part 2: p. 34 40, Aug. 2010; Part 3: p. 22 31, Oct. 2010.

[62] HU, Tingshu; ZANCHI, Brian; ZHAO, Jianping. *Determining battery parameters by simple algebraic method*, American Control Conference, June 29 - July 01, 2011.

[63] LACROIX, S.; HILAIRET, Mickaël; LABOURE, Eric; *A High Performance RST Controller for on Board Battery Charger*, 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society (IECON), p. 4552 – 4557, Nov. 2011.

- [64] LACROIX, S.; HILAIRET, Mickaël; LABOURE, Eric. *Design of a battery-charger controller for electric vehicle based on RST controller*, Vehicle Power and Propulsion IEEE Conference (VPPC), p. 1-6, Sept. 2011.
- [65] STUPAR, Andrija; FRIEDLI, Thomas; MINIBÖCK, Johann; SCHWEIZER, Mario; KOLAR, Johann Walter, *Towards a 99% Efficient Three-Phase Buck-Type PFC Rectifier for 400 V DC Distribution Systems*, Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC, p. 505 – 512, March 2011.
- [66] FARDOUN, A. Abbas; ISMAIL, Esam H.; SABZALI, Ahmad J.; AL-SAFFAR, Mustafa A. *New “Real” Bridgeless High Efficiency ACDC Converter*, 27th annual IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC), Orlando, p. 317-323 Feb. 2012.
- [67] MUSAVI, Fariborz; EDINGTON, Murray; EBERLE, Wilson; DUNFORD, William G. *Evaluation and Efficiency Comparison of Front End AC-DC plug-in Hybrid Charger Topologies*, *IEEE Transactions on Smart Grid*, v. 3, n. 1, Mar. 2012.
- [68] SINGH, Bhim; SINGH, Sanjeev. *A Voltage Controlled PFC Cuk Converter Based PMBLDCM Drive for Air-Conditioners*, *IEEE Transactions on Industry applications*, v. 48, n. 2, March/April 2012.
- [69] KOLAR, Johann Walter; FRIEDLI, Thomas. *The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems—Part I*, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 1, May 2012.
- [70] FARDOUN, A. Abbas; ISMAIL, Esam H.; SABZALI, Ahmad J.; AL-SAFFAR, Mustafa A., *New Efficient Bridgeless Cuk Rectifiers for PFC Applications*, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 7, July 2012.
- [71] ZHANG, Hao; ZHANG, Yuan; MA, Xikui. *Distortion Behavior Analysis of General Pulse-Width Modulated Zeta PFC Converter Operating in Continuous Conduction Mode*, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 10, Oct. 2012.
- [72] SCAPINI, Rafael Zanatta; BELLINASSO, Lucas Vizzotto; MICHELS, Leandro. *Análise de estabilidade do retificador meia-ponte monofásico empregando a abordagem LTP*. In: XIX Congresso Brasileiro de Automática. [s.n.], 2012. p. 8. Disponível em: <https://sites.google.com/a/dee.ufcg.edu.br/cba-2012/home>.
- [73] _____. *Stability analysis of half-bridge rectifier employing LTP approach*. In: 38th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Montreal, Canada: [s.n.], 2012. p. 6. Disponível em: <http://www.icelie2012.org/>.
-

- [74] SCAPINI, Rafael Zanatta. *Análise de estabilidade de retificadores com correção de fator de potência empregando modelos lineares periódicos no tempo*. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Maria, RS, 2012.
- [75] THANAGASUNDRAM, Suguna; ARUNACHALA, Raghavendra; MAKINEJAD, Kamyar; TEUTSCH, Tanja; JOSSEN, Andreas. *A Cell Level Model for Battery Simulation*, European Electric Vehicle Congress Brussels, Belgium, 20th – 22nd November 2012.
- [76] RAHMOUN, Ahmad; BIECHL, Helmuth. Modelling of Li-ion batteries using equivalent circuit diagrams, *Przeegląd Elektrotechniczny (Electrical Review)*, ISSN 0033-2097, v. 88, n.7b, Dez. 2011.
- [77] SHAHRIARI, Mehrnoosh; FARROKHI, Mohammad. *Online State-of-Health Estimation of VRLA Batteries Using State of Charge*, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 1, Jan. 2013.
- [78] HAGHBIN, Saeid; LUNDMARK, Sonja; ALAKÜLA, Mats; CARLSON, Ola. Grid-Connected Integrated Battery Chargers in Vehicle Applications: Review and New Solution, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 60, n. 2, Feb. 2013.
- [79] FRIEDLI, Thomas; HARTMANN, Michael, KOLAR, Johann Walter, The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems—Part II, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 2, Abr. 2013.
- [80] WIJERATNE, Dunisha; MOSCHOPOULOS, Gerry. A Novel Three-Phase Buck–Boost AC–DC Converter, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 3, Abr. 2013.
- [81] DUARTE, Janderson; LIMA, Luiz R.; OLIVEIRA, Leandro ; MEZAROBA, Marcello; MICHELS, Leandro ; Rech, Cassiano, Modeling and Digital Control of a Single-Stage Step-Up/Down Isolated PFC Rectifier, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, v. 9, n. 2, May 2013.
- [82] YILMAZ, Murat; KREIN, Philip T. Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 5, May 2013.
- [83] BORTIS, Dominik; FÄSSLER, Lukas; KOLAR, Johann W.. *Comprehensive Analysis and Comparative Evaluation of the Isolated True Bridgeless Cuk Single-Phase PFC Rectifier System*, Proceedings of the 14th IEEE Workshop on Control and Modeling for Power Electronics - COMPEL, Salt Lake City, USA, June 23-26, 2013.
-

- [84] YANG, Jae-Won; DO, Hyun-Lark. Bridgeless SEPIC Converter With a Ripple-Free Input Current, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 7, July 2013.
- [85] MOON, SangCheol; KOO, Gwan-Bon; MOON, Gun-Woo. A New Control Method of Interleaved Single-Stage Flyback AC–DC Converter for Outdoor LED Lighting Systems, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 8, Aug. 2013.
- [86] BEZERRA, Luiz D. S.; TORRICO-BASCOPE, René P.; CRUZ, Cicero M. T., *Control strategy for multifunctional, three-phase, four wire, AC-DC boost converter*, Brazilian Power Electronics Conference – COBEP, Oct. 2013.
- [87] DAS, Pritam; PAHLEVANINEZHAD, Majid; DROBNIK, Josef; MOSCHOPOULOS, Gerry; JAIN, Praveen K., Nonlinear Controller Based on a Discrete Energy Function for an AC/DC Boost PFC Converter, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 12, December 2013.
- [88] XIE, Xiaogao; ZHAO, Chen; LU, Qiang; LIU, Shirong. A Novel Integrated Buck–Flyback Nonisolated PFC Converter With High Power Factor, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 12, December 2013.
- [89] WANG, Wenguan; CHUNG, Henry Shu-Hung; ZHANG, Jun. Near-Real-Time Parameter Estimation of an Electrical Battery Model With Multiple Time Constants and SOC-Dependent Capacitance, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v.29, n.11, Nov. 2014.
- [90] OH, Chang-Yeol; KIM, Dong-Hee; WOO, Dong-Gyun; SUNG, Won-Yong; KIM, Yun-Sung, LEE, Byoung-Kuk. A High-Efficient Nonisolated Single-Stage On-Board Battery Charger for Electric Vehicles, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 12, December 2013.
- [91] KIM, Hyoung-Suk; KIM, Jae-Kuk; PARK, Ki-Bum; SEONG, Hyun-Wook; MOON, Gun-Woo; YOUN, Myung-Joong. On/Off Control of Boost PFC Converters to Improve Light-Load Efficiency in Paralleled Power Supply Units for Servers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 61, n. 3, March 2014.
- [92] RODRIGUES, Márcio Do Carmo Barbosa Poncilio; OLIVEIRA, Janaína Gonçalves De; FERREIRA, André Augusto; BARBOSA, Pedro Gomes; BRAGA, Henrique Antônio Carvalho. Conexão de veículos elétricos à rede de energia elétrica para recarga de baterias: Uma visão geral, *Revista Eletrônica de Potência* - v.19, n.2, Maio 2014.
-

- [93] SHIN, Jong-Won; CHOI, Sung-Jin; CHO, Bo-Hyung. High-Efficiency Bridgeless Flyback Rectifier With Bidirectional Switch and Dual Output Windings, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 9, Sept. 2014.
- [94] EATON - Nota de aplicação – EATON – *ABM Technology*, Disponível em: http://lit.powerware.com/ll_download.asp?file=ABMTechnology.pdf, Outubro de 2014.
- [95] ABDELSALAM, Ibrahim; ADAM, Grain P.; HOLLIDAY, Derrick; WILLIAMS, Barry W. Single-stage, single-phase, ac–dc buck–boost converter for low-voltage applications, *IET Power Electronics*, v. 7, October 2014.
- [96] YAN, Tiesheng; XU, Jianping; ZHANG, Fei; SHA, Jin; DONG, Zheng. Variable-On-Time-Controlled Critical-Conduction-Mode Flyback PFC Converter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 61, n. 12, Nov. 2014.
- [97] BIST, Vashist; SINGH, Bhim. A Brushless DC Motor Drive With Power Factor Correction Using Isolated Zeta Converter, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, v. 10, n. 4, Nov. 2014.
- [98] CALLEGARO, Alan Dorneles; MARTINS, Denizar Cruz; BARBI, Ivo. Isolated Single-phase High Power Factor Rectifier Using Zeta Converter Operating In Dcm With Non-dissipative Snubber, *Revista Eletrônica de Potência* - v. 19 n.4, November 2014.
- [99] LIU, Xueshan; XU, Jianping; CHEN Zhangyong; WANG, Nan. Single Inductor Dual-Output Buck-Boost Power Factor Correction Converter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 62, n. 2, February 2015.
- [100] DAI, Jiejian; LUDOIS, Daniel C., Single Active Switch Power Electronics for Kilowatt Scale Capacitive Power Transfer, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v.3, n. 1, March 2015.
- [101] GABRI, Ahmed M. Al; FARDOUN, Abbas A.; ISMAIL, Esam H. Bridgeless PFC-Modified SEPIC Rectifier With Extended Gain for Universal Input Voltage Applications, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 8, Aug. 2015.
- [102] BEZERRA, Luiz D. S.; TORRICO-BASCOPE, René P.; CRUZ, Cicero M. T., SILVA, Antonio Wallace N. da. Proposal of a control algorithm for three-phase, four-phase, ac-dc converter for EV and UPS applications, *Revista Eletrônica de Potência* - v. 20 n.3, Agosto 2015.
-

- [103] KUPERMAN, Alon. Proportional-Resonant Current Controllers Design Based on Desired Transient Performance, *IEEE Transactions on Power Electronics – Letters* – v. 30, n. 10, October 2015.
- [104] CAO, Yue; KROEZE, Ryan C.; KREIN, Philip T. Multi-timescale Parametric Electrical Battery Model for Use in Dynamic Electric Vehicle Simulations, *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, v. 2, n. 4, Dec. 2016.
-

APÊNDICE A - Tabela de dados comparativos de baterias

Tabela de dados comparativos de baterias

Esta seção apresenta algumas tabelas empregadas no trabalho.

Tabela 10 – Dados comparativos dos principais tipos de acumuladores secundários, para aplicações atuais e futuras (adaptado de [20]).

Tecnologia	Vida útil (Ciclos)	Configuração	Energia específica (Wh/kg)	Densidade de Energia (Wh/L)	Potência Específica (W/kg)	Aplicações	Vantagens / Desvantagens
Chumbo-Ácido	800	Célula	35	80	200	Veículos Elétricos / Híbridos, armazenamento de energia para distribuição, UPS	Disponível comercialmente, baixa manutenção Energia específica muito baixa
Níquel-Cádmio	1000	Célula	35	80	260	Veículos Elétricos / Híbridos, aeroespacial, comercial	Disponível comercialmente, baixa manutenção Energia específica muito baixa, elevado custo
Níquel-Metal Hidreto	900	Célula	65	220	850	Veículos Elétricos / Híbridos, aeroespacial, comercial	Elevada potência específica Elevado custo
Níquel-Ferro	1000	Célula	30	60	100	Industrial	Disponível comercialmente, Elevada manutenção, aparecimento de H ₂ considerável Elevada vida útil
Níquel-Hidrogênio	2000	Célula	55	60	100	Aeroespacial, militar	Custo muito elevado, pronunciada auto-descarga
Zinco / óxido de Prata	40-50	Célula	90	180	500	Aeroespacial, militar, consumidor final	Elevadas energia específica e potência Elevado custo, vida útil muito reduzida
Zinco / Bromo	1250	Bateria	65	60	90	Armazenamento de energia elétrica para distribuição	Baixo custo Baixa densidade de energia específica
Zinco / Ar	-	Bateria	150	150	160	Industrial	Energia específica moderada Baixa durabilidade, baixa potência específica
Regensys (polisulfeto / brometo)	2000	Bateria	20	20	-	Armazenamento de energia elétrica para distribuição	Aplicações em grande escala
Vanádio-Redox	3000	Bateria	10	10	-	Armazenamento de energia elétrica para distribuição	Aplicações em grande escala
Sódio / Enxofre	1500	Célula	170	345	250	Armazenamento de energia elétrica	Elevadas energia específica e

	1000	Bateria	115	170	240	para distribuição	densidade Elevada temperatura de operação
Li-C / LiCoO ₂	600	Célula	155	410	-	Veículos Elétricos / Híbridos, armazenamento de energia para distribuição, consumidor final	Elevada energia específica Custo incerto
Li-C / LiNi _{1-x} Co _x O ₂	400	Célula	150	400	-	Veículos Elétricos / Híbridos, armazenamento de energia para distribuição, consumidor final	Elevada energia específica
Li-C / LiMn ₂ O ₄ (eletrólito de polímero)	600	Célula	140	300	-	Veículos Elétricos / Híbridos, armazenamento de energia para distribuição, consumidor final	Elevada energia específica Necessita de aprimoramentos tecnológicos
Li/Mn ₂ O ₂ (eletrólito líquido)	300	Célula	120	265	-	Consumidor final	Elevada energia específica Riscos à segurança

APÊNDICE B - Realização dos controladores empregados na tese

Neste apêndice são apresentados todos os equacionamentos empregados para a obtenção dos controladores desenvolvidos no tempo contínuo para sua concepção no tempo discreto, seja através da transformada z, seja através da transformada delta (δ - γ) [25], [36] e [43].

Considere q o operador de avanço para frente empregado na análise dos sistemas discretos de tempo. O operador de deslocamento (ou avanço) em uma determinada amostra de tempo discreto $u[k]$ é a amostra futura, ou $u[k+1]=qu[k]$, e a forma equivalente $u[k+1]=zu[k]$. A operação inversa (causal – e realizável) é: $z^{-1}u[k]=u[k-1]$. Então defina o operador de diferenças incremental (ou operador delta) por:

$$\delta = \frac{q-1}{\Delta} \quad (\text{B0.1})$$

Para sistemas discretos, o operador delta é uma aproximação de Euler para a derivada:

$$\delta u(k) = \frac{u([k+1]\Delta) - u(k\Delta)}{\Delta} \approx \left. \frac{du(t)}{dt} \right|_{u=u(k\Delta)} \quad (\text{B0.2})$$

Onde Δ é o intervalo de amostragem ou uma variável de otimização numérica de projeto [36].

A Transformada Delta pode ser empregada para converter o operador de tempo discreto δ no equivalente em frequência discreta “ γ ”. Considerando a transformada de Laplace:

$$F(s) = L\{f(t)\} = \int_0^{\infty} e^{-st} f(t) dt \quad (\text{B0.3})$$

Sendo discretizada pela substituição de $k\Delta$ pelo tempo e um somatório infinito pela integral, é obtido então:

$$F'(s) = \sum_{k=0}^{\infty} \Delta e^{-sk\Delta} f(k\Delta) \quad (\text{B0.4})$$

Com a substituição de $e^{s\Delta} = 1 + \Delta\gamma$ o resultado é a *transformada delta* unilateral:

$$F_{\delta}(\gamma) = D\{f[k]\} = \sum_{k=0}^{\infty} \Delta (1 + \Delta\gamma)^{-k} f[k] \quad (\text{B0.5})$$

A expressão (B0.5) é utilizada para determinar a transformada Delta do operador da derivada (B0.2), logo:

$$D\{\delta f[k]\} = \gamma F_{\delta}(\gamma) - (1 + \Delta\gamma) f[0] \quad (\text{B0.6})$$

Uma comparação da expressão (B0.6) com a transformada de Laplace do operador da derivada mostra que se $\Delta = 0$, então o operador “ γ ” se torna intercambiável com o operador “ s ”.

$$L\left\{\frac{d}{dt} f(t)\right\} = sF(s) - f(0) \quad (\text{B0.7})$$

Observe que $e^{s\Delta}$ é um deslocamento de tempo Δ , e é equivalente a z . Assim, da mesma substituição empregada para obter (B0.5), os operadores de deslocamento e operador delta, estão relacionados por:

$$z = 1 + \gamma\Delta \quad (\text{B0.8})$$

E o operador δ é associado com a transformada- γ da mesma forma que o operador de deslocamento q é associado a transformada- z , assim, de (B0.8):

$$q = 1 + \delta\Delta \quad (\text{B0.9})$$

A relação (B0.9) mostra que o operador de deslocamento para frente é composto pela amostragem atual acrescida da diferença (termo derivativo δ multiplicado pelo período Δ). A forma utilizável do operador delta em controle discreto deve ser causal. A forma inversa do operador delta é obtida através da manipulação de (B0.1) e (B0.9):

$$\delta^{-1} = \frac{\Delta q^{-1}}{1 - q^{-1}} \quad (\text{B0.10})$$

A construção de (B0.10) é exibida na Figura B0.1:

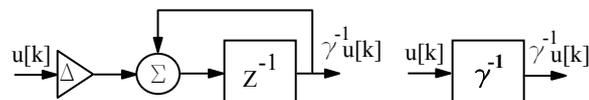


Figura B0.1 – Diagrama do operador delta [36].

O principal objetivo do emprego da transformada delta é aprimorar as características do controlador desenvolvido sob o formato de filtro discreto do tipo IIR (principalmente manter os pólos e zeros em suas posições para elevadas frequências, quando da discretização do controlador e sua devida realização numéricas no DSP). Assim, o filtro IIR de segunda ordem:

$$H(s) = \frac{\beta'_0 s^2 + \beta'_1 s + \beta'_2}{s^2 + \alpha'_1 s + \alpha'_2} \quad (\text{B0.11})$$

O filtro IIR é concebido no domínio discreto através da aplicação da transformada Z, empregando a transformada bilinear, através da substituição da variável s:

$$s = \frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1} \triangleq \frac{2}{T_s} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \quad (\text{B0.12})$$

Que resulta no controlador:

$$H_q(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \quad (\text{B0.13})$$

Logo, aplicando a identidade (B0.8) em (B0.13):

$$H_\delta(\gamma) = H_q(z) \Big|_{z=1+\gamma\Delta} \quad (\text{B0.14})$$

O que leva ao formato da realização da função de transferência da Transformada Delta (que é semelhante a forma canônica IIR empregando o operador de deslocamento q):

$$H_\delta(\gamma) = \frac{\beta_0 + \beta_1 \gamma^{-1} + \beta_2 \gamma^{-2}}{1 + \alpha_1 \gamma^{-1} + \alpha_2 \gamma^{-2}} \quad (\text{B0.15})$$

Assim, a realização do controlador discreto empregando o operador delta é semelhante ao filtro IIR que emprega o operador de deslocamento, com a diferença na variável de atraso e coeficientes distintos.

Os coeficientes que relacionam a forma com o operador delta e a versão discreta estão relacionados na Tabela 11:

Tabela 11 – Conversão de coeficientes para o filtro IIR discreto e no operador delta.

β_0	$\beta_0 = b_0$	α_0	$\alpha_0 = 1$
β_1	$\beta_1 = \frac{2b_0 + b_1}{\Delta}$	α_1	$\alpha_1 = \frac{2 + a_1}{\Delta}$
β_2	$\beta_2 = \frac{b_0 + b_1 + b_2}{\Delta^2}$	α_2	$\alpha_2 = \frac{1 + a_1 + a_2}{\Delta^2}$

O exemplo de aplicação do operador delta no controlador PR² é apresentado a seguir:

Considere o controlador duplo ressonante apresentado em (4.62):

$$C_{iCA}(s) = K_{pCA} + K_{r1} \frac{s}{s^2 + \omega_0^2} + K_{r2} \frac{1}{s^2 + \omega_0^2} = \frac{K_{pCA} s^2 + K_{r1} s + (K_{r2} + K_{pCA} \omega_0^2)}{s^2 + \omega_0^2} \quad (\text{B0.16})$$

Quando discretizado pela transformação bilinear, apresentará os seguintes coeficientes (B0.12) e (B0.13):

Tabela 12 – Conversão de coeficientes para o controlador PR² e controlador no formato discreto – através da transformada bilinear.

β'_0	$\beta'_0 = K_{pCA}$	α'_0	$\alpha_0 = 1$
β'_1	$\beta'_1 = K_{r1}$	α'_1	$\alpha_1 = 0$
β'_2	$\beta'_2 = K_{r2} + \omega_0^2 \cdot K_{pCA}$	α'_2	$\alpha_2 = \omega_0^2$

E, apresentará os coeficientes discretizados:

Tabela 13 – Conversão de coeficientes para o controlador PR² e controlador no formato discreto – através da transformada bilinear.

b_0	$b_0 = \frac{4K_{pCA} + 2K_{r1}T_s + (\omega_0^2 K_{pCA} + K_{r2})T_s^2}{\omega_0^2 T_s^2 + 4}$	a_0	$a_0 = 1$
b_1	$b_1 = \frac{-8K_{pCA} + 2(\omega_0^2 K_{pCA} + K_{r2})T_s^2}{\omega_0^2 T_s^2 + 4}$	a_1	$a_1 = 2 \frac{\omega_0^2 T_s^2 - 4}{\omega_0^2 T_s^2 + 4}$
b_2	$b_2 = \frac{4K_{pCA} - 2K_{r1}T_s + (\omega_0^2 K_{pCA} + K_{r2})T_s^2}{\omega_0^2 T_s^2 + 4}$	a_2	$a_2 = 1$

Logo, aplicando as relações da Tabela 11, os coeficientes para o operador Delta são obtidos. Considere os coeficientes obtidos na Tabela 4, os parâmetros discretos e com o operador delta são visualizados abaixo:

Tabela 14 – Valores de coeficientes para o controlador PR² e controlador no formato discreto – através da transformada bilinear e operador delta.

L	$L=1mH, rL=0,2\Omega$	ω_0/ω_c	$\omega_0=2\pi 60Hz; \omega_c=2\pi 20Hz$
β'_0	$\beta'_0 = K_{pCA} = 0,251$	α'_0	$\alpha_0 = 1$
β'_1	$\beta'_1 = K_{r1} = 66,057$	α'_1	$\alpha_1 = 0$
β'_2	$\beta'_2 = K_{r2} + \omega_0^2 \cdot K_{pCA} = 3.158,273$	α'_2	$\alpha_2 = \omega_0^2 = 142.122,303 rad^2/s^2$
Discretização – Ponto flutuante			$f_s = 15kps$
b_0	$b_0 = 0,253493$	a_0	$a_0 = 1$
b_1	$b_1 = -0,502568$	a_1	$a_1 = -1,999368$
b_2	$b_2 = 0,24909$	a_2	$a_2 = 1$
Discretização – Ponto fixo – Q15			$f_s = 15kps$
$b_{0Q15} = 16616$	a_{0Q15}	$a_0 = 16387$	
$b_{1Q15} = -32942$	a_{1Q15}	$a_1 = -32763$	
$b_{2Q15} = 16327$	a_{2Q15}	$a_2 = 16387$	

O efeito que a discretização associada à realização do controlador em ponto fixo produz no lugar geométrico dos pólos e zeros do controlador é apresentada na Figura B0.2.

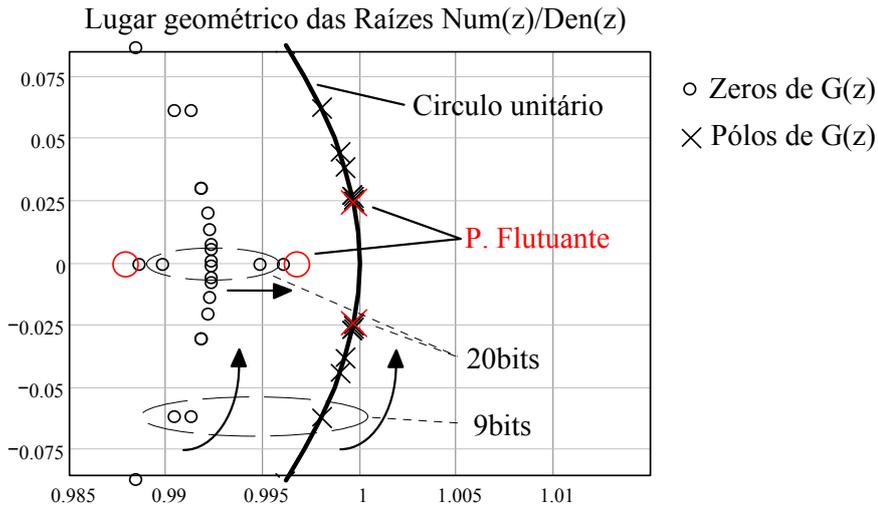


Figura B0.2 – Lugar geométrico das raízes do controlador PR² comparativamente à realização através de ponto flutuante e a versão em ponto fixo. O incremento na precisão de 9 bits para 20 bits é apresentado nas setas.

É observado que com um incremento na precisão de 9 para 20 bits, o lugar geométrico do controlador discreto em ponto fixo é incapaz de local corretamente os pólos e zeros, o que acarretará em características de malha fechada inadequadas. Com a modificação na frequência de amostragem é possível aprimorar um pouco o cenário, entretanto para sistemas que necessitam dinâmicas rápidas na malha de corrente, característicos de uma frequência de comutação elevada é necessário o emprego do controlador realizável em ponto-fixo. A versão discreta empregando o operador delta apresenta os seguintes parâmetros:

Tabela 15 – Valores de coeficientes para o controlador PR² e controlador no formato discreto – através da transformada bilinear e operador delta.

L	$L=1mH, rL=0,2\Omega$	ω_0/ ω_c	$\omega_0=2\pi 60Hz; \omega_c=2\pi 20Hz$
β'_0	$\beta'_0=K_{pCA}=0,251$	α'_0	$\alpha_0=1$
β'_1	$\beta'_1=K_{r1}=66,057$	α'_1	$\alpha_1=0$
β'_2	$\beta'_2=K_{r2}+\omega_0^2.K_{pCA}=3.158,273$	α'_2	$\alpha'_2=\omega_0^2=142.122,303rad^2/s^2$

A análise de resposta em frequência para diferentes realizações do controlador PR² é apresentada na Figura B0.3.

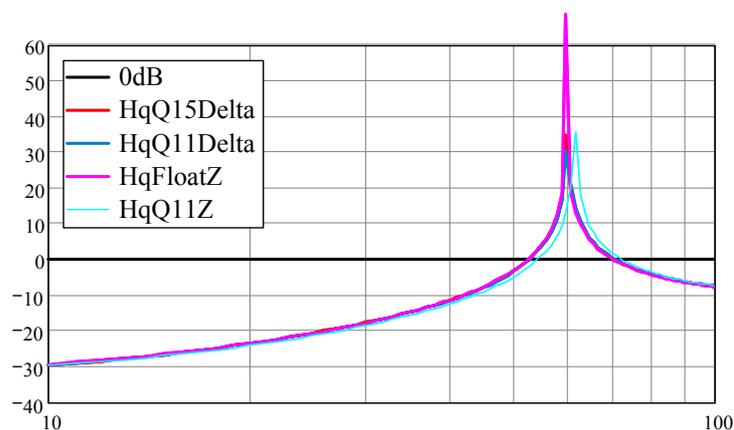


Figura B0.3 – Resposta em frequência para diferentes realizações do controlador PR².

É observado que para a realização na transformada delta com 11bits e na transformada Z, ocorrerá divergência em frequência, como mostrado Figura B0.3 – curva azul, enquanto que a realização com maior número de bits ou mesmo em ponto flutuante, mantém as propriedades desejadas do controlador.
