

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**CONVERSORES CA-CC MONOFÁSICOS E
TRIFÁSICOS REVERSÍVEIS
COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA**

Tese submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

IVAN EIDT COLLING

Florianópolis, dezembro de 2000.

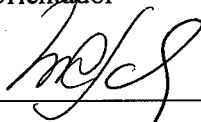
CONVERSORES CA-CC MONOFÁSICOS E TRIFÁSICOS REVERSÍVEIS COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA

Ivan Eidt Colling

‘Esta Tese foi julgada adequada para obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Sistemas de Energia, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’

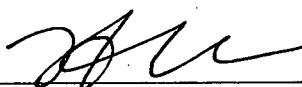


Prof. Ivo Barbi, Dr.Ing.
Orientador



1/1 Prof. Aguinaldo Silveira e Silva, Ph.D.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

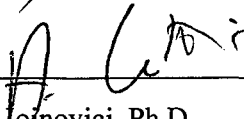
Banca Examinadora:



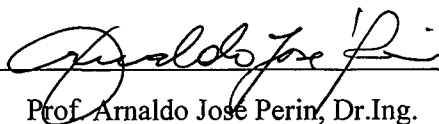
Prof. Ivo Barbi, Dr.Ing.
Presidente



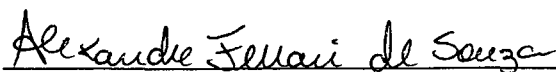
Prof. José Renes Pinheiro, Dr.



Prof. Adrian Ioinovici, Ph.D.



Prof. Arnaldo José Perin, Dr.Ing.



Prof. Alexandre Ferrari de Souza, Dr.

*A meu pai
e à memória de minha mãe.*

*A Rita Mara amada,
esposa e namorada.*

*"Ciência sem consciência
não passa de ruína da alma."*

(François Rabelais)

*"Saber é tocar a natureza com os nossos
sentidos iguais a ela e transfundi-la em
espírito na nossa inteligência... Saber é
admirar, e é confraternizar com a
humanidade inteira."*

(Alvaro Moreyra)

*"Não basta adquirir sabedoria,
é preciso tirar proveito dela."*

(Cícero)

"Não menos que saber, duvidar me apraz."

(Dante)

AGRADECIMENTOS

Ao Professor Ivo Barbi, de quem tive o privilégio e a honra de receber orientação, já de longa data. Seguro, competente, dedicado, tolerante. Orientador do mestrando, do engenheiro assistente de pesquisa e no trabalho que ora apresentamos. Pelos ensinamentos e pela amizade cultivada ao longo dos anos. Pela seriedade e pelo esforço em prol da eletrônica de potência em nosso país.

Aos Professores Arnaldo José Perin e Alexandre Ferrari de Souza, pela amizade, pelo interesse demonstrado, pelos questionamentos, comentários e sugestões. Ao Professor José Renes Pinheiro, por haver sido sempre um forte incentivador do estudo e da pesquisa, sendo co-responsável pelo rumo que imprimi a minha vida acadêmica após a graduação. Por seus questionamentos, sugestões e pela amizade duradoura. Aos Professores Adrian Ioinovici, Denizar Cruz Martins e Patrick Kuo-Peng, pelos comentários e sugestões. Aos Professores Enio Valmor Kassick, João Carlos dos Santos Fagundes, Hari Bruno Mohr e Humberto Pinheiro, pelo interesse demonstrado e pelo companheirismo. Ao Professor Ewaldo Luiz de Mattos Mehl, por sua inestimável ajuda.

Aos colegas nesta árdua - mas fascinante - jornada do doutorado, Fabiana Pöttker de Souza, Adriano Péres, Cícero Marcos Tavares Cruz e, de forma especial, ao René Pastor Torrico Bascopé, colega "permanente" desde os tempos do mestrado. Pela amizade sincera que se desenvolveu entre todos nós, durante as horas de intenso trabalho e discussão e também em conversações mais amenas. Que esta amizade perdure e se fortaleça ao longo dos anos que virão, ainda que as trajetórias individuais nos afastem fisicamente.

Aos colegas Domingo A. Ruiz Caballero, Falcondes J. Mendes de Seixas, Wail M. Pastorello Filho, Grover V. Torrico Bascopé, Roger Gules, Anderson S. André, Luiz Claudio S. dos Santos, Adilson Monte e Leandro dos Santos Coelho e a todos os integrantes do INEP durante esse período, pelo companheirismo, pela colaboração e pelos incontáveis momentos em que trocamos idéias.

Aos técnicos do Instituto de Eletrônica de Potência, Antonio Luiz Schalata Pacheco e Luiz Marcellus Coelho, às secretárias Patrícia Schmitt e Dulcemar Borges, e aos secretários da Coordenadoria de Pós-Graduação, Wilson Silva Costa e Marcos Luiz de Assis, pela competência e presteza com que sempre me atenderam. À Dona Arlete T. Carvalho, pela amizade e pelo carinho.

Ao CNPq e ao INEP, por viabilizarem a realização deste trabalho. Ao trabalhador brasileiro, sempre esquecido, mas cujo suor permite a manutenção de uma Universidade séria e atuante como a UFSC. Foi ele, na verdade, o grande patrocinador desta pesquisa.

Ao Professor Evaldo Pauli, sua esposa Tudy e à memória de Valda, que de braços abertos nos receberam em sua casa quando de nossa chegada a esta bela cidade. Aos samideanos esperantistas James Rezende Piton, Professor Rudolf Fischer, Professor Geraldo Mattos, Aldrin Speck e Marco Antônio Ferreira Teixeira. *Elkorajn sincerajn dankojn!*

Al Bekhavulo, pro lia ĉeesto.

A meus pais, Clara Elídia e Ivo Orlando, sem os quais nada disso teria sido possível. Foram eles meus primeiros mestres. Dedicados, carinhosos, sensíveis e compreensivos, propiciaram um clima extremamente favorável ao nosso desenvolvimento desde a tenra idade. Sempre contei com seu apoio incondicional, suas palavras sóbrias e com o exemplo de suas vidas. Guardo no coração todos os momentos, sensações e experiências que com eles tive e tenho a felicidade de vivenciar. Se consegui dar alguns passos, a eles devo grande parte da caminhada. A meu pai, sempre presente, e a minha mãe, cuja ausência neste plano a torna mais presente em meu espírito.

A meu irmão Ivacir, pela dedicação, pelo apoio e pela firme amizade e espírito de união.

A meus sogros, Maria de Lourdes e Estevam, aos cunhados Ondina, João, Maria da Graça e Beloni e à sobrinha Michele pelo carinho, pela compreensão e pelo apoio.

A Deus, indefinível e indecifrável energia cósmica, por possibilitar-nos esta maravilhosa experiência terrena.

AGRADECIMENTO ESPECIAL

A minha querida Rita Mara, esposa, namorada, companheira de todas as horas, que sempre compartilha minhas responsabilidades, incentivando-me nas horas mais difíceis, e cuja palavra sensata é sempre uma luz a iluminar o caminho de nossas conquistas. Pelas manhãs, pelas tardes, pelas noites, pelos fins de semana de renúncia em favor deste trabalho e pela competente revisão do mesmo. Pelo carinho, pela dedicação... pelo amor! *Mi kisas vin, amatino... estu eterna êi tiu kiso!*

Resumo da Tese apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

CONVERSORES CA-CC MONOFÁSICOS E TRIFÁSICOS REVERSÍVEIS COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA

Ivan Eidt Colling

Dezembro / 2000

Orientador: Prof. Ivo Barbi, Dr.Ing.

Área de Concentração: Sistemas de Energia.

Palavras-chave: Fontes de alimentação; conversores CA-CC; conversores CC-CA; conversores CC-CC; qualidade de energia; sistemas com estrutura variável.

Número de páginas: 210.

Neste trabalho apresenta-se o conversor CA-CC elevador/abaixador monofásico reversível. Trata-se de um sistema de quinta ordem que permite a transferência de energia de uma fonte CA para uma fonte CC e vice-versa, qualquer que seja a razão entre os níveis das tensões alternada e contínua, fazendo circular no lado CA uma corrente senoidal de alta qualidade. O circuito utiliza para tanto um único estágio de processamento de energia. Aborda-se inicialmente a operação CC-CA; posteriormente, mediante a simples inversão do sinal de referência para a corrente CA, o sistema passa a operar como um retificador com elevado fator de potência. Os conceitos empregados são então estendidos a um circuito trifásico com características semelhantes, quais sejam, operação com elevado fator de potência, ausência de restrição à razão entre as tensões CA e CC e possibilidade de reversão do fluxo de energia. Os sistemas são analisados como conexões de subsistemas de ordens inferiores independentes entre si, controlados por regime (ou modo) de deslizamento com esquema de comutação descentralizado. Na parte inicial do trabalho, faz-se uma abordagem dessa importante técnica de controle no contexto da eletrônica de potência, mostrando-se aplicações a um conversor abaixador de tensão e a um conversor elevador de tensão. A fim de corroborar as análises matemáticas realizadas, apresentam-se resultados de simulações numéricas dos diversos conversores estudados, bem como resultados de ensaios com um protótipo monofásico de 100W operando nos dois sentidos, como inversor e como retificador.

Abstract of Thesis presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements
for the degree of Doctor in Electrical Engineering.

REVERSIBLE SINGLE-PHASE AND THREE-PHASE AC-DC CONVERTERS WITH HIGH POWER FACTOR

Ivan Eidt Colling

December / 2000

Advisor: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Area of Concentration: Energy Systems.

Keywords: Power supplies; AC-DC power conversion; DC-AC power conversion; DC-DC power conversion; power quality; variable structure systems.

Number of pages: 210.

A reversible step-up/step-down AC-DC converter is presented in this work. It is a fifth-order system, capable of managing power transfer from an AC source to a DC one and vice versa, with any ratio between the AC and the DC voltage levels, and producing a sinusoidal current at the AC side, using only one power processing stage. The first approach is done on the DC-AC operation; afterwards, by reversing the energy flow, the system becomes a high power factor rectifier. This reversion can be obtained simply by inverting the reference AC current. Subsequently, the concepts are extended to a three-phase circuit with similar characteristics, i.e., high power factor, no restriction to the ratio between the AC and DC voltages, and possibility of energy flow reversion. The systems are analysed as connections of independent lower-order subsystems, controlled by sliding mode (or regime) with decentralised switching scheme. In the first part of the work, this important control technique is shown in the context of power electronics, applied to a step-down converter and to a step-up converter. In order to confirm the mathematical analyses, results from numerical simulations of the converters are presented, as well as experimental results from a single-phase 100W prototype operating in two senses, as inverter and as rectifier.

Resumo de la Tezo prezentita al UFSC kiel parta postulo por la havigo
de la rango de Doktoro pri Elektra Inĝenierio

INVERSIGEBLAJ UNUFAZAJ KAJ TRIFAZAJ AK-KK-KONVERTILOJ KUN ALTA AGOFAKTORO

Ivan Eidt Colling

Decembro / 2000

Gvidanto: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Fako de Koncentriĝo: Sistemoj de Enerĝio.

Ŝlosilvortoj: Nutrofontoj; AK-KK-konvertiloj; KK-AK-konvertiloj; KK-KK-konvertiloj; kvalito de energio; sistemoj kun variigebla strukturo.

Nombro de paĝoj: 210.

En tiu ĉi laboro oni prezentas la inversigeblan levan/mallevan AK-KK-konvertilon. Temas pri kvinaorda sistemo ebliganta la transigon de energio de alterna al kontinua tensifonto kaj inverse, kun iu ajn rejŝo inter la niveloj de la AK- kaj KK-tensioj, cirkuliganta en la AK-flanko altkvalitan sinusecan kurenton. Por tio, la cirkvito uzas nur unu energitraktan ŝtupon. Oni unue pritraktas la KK-AK-funkciadon; poste, per la nura inversigo de la referenca signalo por la alterna kurento, la sistemo iĝas rektifilo kun alta agofaktoro. La konceptoj uzitaj estas do etendigitaj al trifaza sistemo kun similaj ecoj, t.e., funkciado kun alta agofaktoro, nenia limigo al la rejŝo inter la AK- kaj la KK-tensiniveloj kaj inversigebleco de la energifluo. La sistemoj estas analizataj kiel konektaĵoj de sendependaj subsistemoj kun malpli grandaj ordoj, reguligataj per reĝimo de glitado kun malcentralizan skemon de ŝaltigo. En la komenca parto de la laboro, oni pritraktas tiun gravan reguligtekton en la sfero de povuma elektroniko, montrante ĝian aplikon al tensimalleva konvertilo kaj al tensileva konvertilo. Por konfirmi la matematikajn analizojn, estas prezentataj rezultoj de nombraj simuloj elhavitaj por la diversaj konvertiloj, samkiel eksperimentaj rezultoj elhavitaj el 100-vatta unufaza prototipo funkcia en la du sencoj, kiel ondigo kaj kiel rektifilo.

SUMÁRIO

SIMBOLOGIA E ABREVIATURAS	xiv
Capítulo I - INTRODUÇÃO	1
Capítulo II - APLICAÇÃO DO CONTROLE POR REGIME DE DESLIZAMENTO A UM CONVERSOR ABAIXADOR DE TENSÃO	9
2.1 - INTRODUÇÃO	9
2.2 - DIFERENTES ESTRUTURAS ASSUMIDAS PELO CONVERSOR ABAIXADOR DE TENSÃO	9
2.3 - O PLANO DE ESTADO E O REGIME DE DESLIZAMENTO	12
2.3.1 - A função de controle equivalente	21
2.3.2 - A redução da ordem do sistema em regime de deslizamento	22
2.3.3 - Definição da superfície de deslizamento	23
2.3.4 - O deslizamento real: frequência finita de comutações e faixa de histerese	27
2.4 - PROJETO DOS ELEMENTOS DE POTÊNCIA DO CONVERSOR	29
2.5 - REGIME DE DESLIZAMENTO DO CONVERSOR ABAIXADOR DE TENSÃO	30
2.5.1 - Com realimentação da corrente do capacitor de saída	30
2.5.1.1 - Resultados de simulações numéricas	31
2.5.2 - Controle com realimentação da corrente do indutor de saída	42
2.6 - CONCLUSÃO	47
Capítulo III - CONVERSOR ELEVADOR DE TENSÃO CONTROLADO POR REGIME DE DESLIZAMENTO	49
3.1 - INTRODUÇÃO	49
3.2 - O PLANO DE ESTADO E O REGIME DE DESLIZAMENTO	50

3.3 - ESPECIFICAÇÕES E PROJETO DOS ELEMENTOS DE POTÊNCIA DO CONVERSOR	56
3.4 - O REGIME DE DESLIZAMENTO DO CONVERSOR ELEVADOR DE TENSÃO	57
3.4.1 - Operação com referências de tensão e de corrente	58
3.4.2 - Operação com filtragem do sinal da corrente de entrada	62
3.5 - CONVERSOR ELEVADOR COM SAÍDA EM CORRENTE	70
3.6 - CONCLUSÃO	75

Capítulo IV- **CONVERSOR CA-CC ELEVADOR/ABAIXADOR MONOFÁSICO**

REVERSÍVEL COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA

4.1 - INTRODUÇÃO	77
4.2 - ANÁLISES QUALITATIVA E QUANTITATIVA	80
4.2.1 - Conversor do lado direito	80
4.2.2 - Conversor do lado esquerdo	87
4.2.3 - O sistema completo	90
4.2.4 - Outras considerações	92
4.2.4.1 - Excursão total da frequência das comutações durante um período da rede	92
4.2.4.2 - O fator α (inclinação da reta σ no plano do estado)	93
4.2.4.3 - A frequência natural de oscilação	93
4.2.4.4 - A corrente do indutor L_{cc2}	93
4.3 - ESPECIFICAÇÕES E PROJETO DO CONVERSOR	94
4.3.1 - Conversor do lado direito	96
4.3.2 - Conversor do lado esquerdo	98
4.4 - RESULTADOS DE SIMULAÇÕES NUMÉRICAS	100
4.4.1 - Operação como inversor	100
4.4.2 - Operação como retificador	103
4.5 - CONCLUSÃO	106

Capítulo V - **PROJETO E EXPERIMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR CA-CC**

ELEVADOR/ABAIXADOR MONOFÁSICO REVERSÍVEL

5.1 - INTRODUÇÃO	107
5.2 - PROJETO DO CONVERSOR	107

5.3 - RESULTADOS DE SIMULAÇÕES NUMÉRICAS	109
5.3.1 - Operação como inversor	109
5.3.2 - Operação como retificador	112
5.3.3 - Pseudo-referência e esquema de partida do circuito	113
5.4 - DIAGRAMAS ESQUEMÁTICOS DO PROTÓTIPO DE LABORATÓRIO E ASPECTOS CONSTRUTIVOS	120
5.4.1 - Circuito de potência	120
5.4.1.1 - Projeto dos indutores L_{cc1} e L_{cc2}	120
5.4.2 - Circuito de controle e comando	122
5.4.2.1 - Conversor direito	122
5.4.2.2 - Conversor esquerdo	127
5.5 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS	130
5.5.1 - Operação como inversor	130
5.5.2 - Operação como retificador	133
5.5.3 - Outras formas de onda	136
5.5.4 - A frequência das comutações	141
5.5.5 - O efeito da pseudo-referência	144
5.5.6 - Desempenho do conversor com variação da carga	149
5.6 - CIRCUITO ALTERNATIVO PARA DIMINUIÇÃO DA FAIXA DE FREQUÊNCIAS DE COMUTAÇÃO	150
5.7 - CONCLUSÃO	155

Capítulo VI - CONVERSOR CA-CC TRIFÁSICO REVERSÍVEL COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA CONTROLADO POR REGIME DE DESLIZAMENTO	157
6.1 - INTRODUÇÃO	157
6.2 - ANÁLISES QUALITATIVA E QUANTITATIVA	159
6.2.1 - O conversor T	159
6.2.2 - Os conversores R e S	161
6.3 - ESTRATÉGIA DE CONTROLE	162
6.4 - ESPECIFICAÇÕES DO SISTEMA E RESULTADOS DE SIMULAÇÕES NUMÉRICAS	163

6.4.1 - Operação como inversor	164
6.4.2 - Operação como retificador	166
6.5 - CONCLUSÃO	167
CONCLUSÃO GERAL	169
APÊNDICE A	173
APÊNDICE B	175
APÊNDICE C	177
APÊNDICE D	187
APÊNDICE E	191
APÊNDICE F	195
APÊNDICE G	199
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	205







SIMBOLOGIA E ABREVIATURAS


- A** - Matriz de sistema ou de estado.
- A_e - Área da seção transversal da parte central do núcleo de ferrite, perpendicular às linhas de campo magnético (cm^2).
- A_i - Amplificador operacional.
- A_j - Área da janela do núcleo de ferrite (cm^2).
- ATr - Autotransformador.
- B** - Vetor de entrada ou de controle.
- B_c - Vetor de termos constantes na equação de estado.
- $B_{m\acute{a}x}$ - Máxima densidade de fluxo magnético (T)
- BLOQ - Interruptor bloqueado (em estado aberto).
- C** - Capacitor (F).
- CA - Corrente alternada. (Como subíndice, é escrito em minúsculas.)
- cap. - Refere-se a adiantamento da corrente senoidal com relação à tensão (efeito capacitivo).
- CC - Corrente contínua. (Como subíndice, é escrito em minúsculas.)
- C_{ca} - Capacitor de desacoplamento colocado em paralelo com a fonte v_{ca} (F).
- Ch - Interruptor comandado manualmente.
- C.I. - Condição(ões) inicial(is).
- COND - Interruptor em condução (em estado fechado).
- C_s - Capacitor de saída (F).
- D - Interruptor não controlado (diodo); razão cíclica (razão de condução).
- \bar{D} - Razão cíclica complementar:


$$\bar{D} = 1 - D$$
- D_{rl} - Diodo de roda livre.
- D_s - Diodo de saída.
- f_{am} - Frequência de oscilação amortecida do circuito ressonante (Hz):

$$f_{am} = \omega_{am} / 2\pi$$
- f_{amc} - Frequência de oscilação amortecida do circuito comutado (Hz).
- f_c - Frequência das comutações (Hz).
- f_n - Frequência natural de oscilação do circuito ressonante: $f_n = \omega_n / 2\pi$ (Hz).
- f_{nc} - Frequência de oscilação do circuito comutado não amortecido (Hz).
- F.P. - Fator de potência.
- f_{pa} - Frequência de corte do filtro passa-alta (Hz).
- f_{pb} - Frequência de corte do filtro passa-baixa (Hz).
- f_r - Frequência da rede de alimentação senoidal (neste trabalho, sempre $f_r = 60\text{Hz}$).
- FT - Função de transferência.
- I** - Matriz identidade.
- i_{ca} - Corrente do lado primário do transformador (corrente que circula na fonte alternada) (A).
- i_{cc} - Corrente total na fonte de tensão contínua (A).
- I_{ent} - Corrente de entrada (A).
- ind. - Refere-se a atraso da corrente senoidal com relação à tensão (efeito indutivo).
- I_s - Corrente de saída (A).
- J - Densidade de corrente elétrica (A/cm^2).
- j - unidade imaginária ($j = \sqrt{-1}$).
- K - Fator de utilização da janela do núcleo de ferrite.
- K_i - Comparador.
- l_{ar} - Comprimento do entreferro (mm).
- L_{ca} - Indutor conectado à fonte CA (H).
- L_{cc} - Indutor conectado à fonte CC (H).
- L_{ent} - Indutor de entrada (H).
- L_m - Indutância magnetizante do transformador (lado primário) (H).
- L_s - Indutor de saída (H).
- M - Interruptor do tipo MOSFET (Transistor de efeito de campo metal-óxido-semicondutor).

- N - Número de espiras do enrolamento de um indutor.
- n - Ordem do sistema.
- P - Ação de controle proporcional (Ω).
- P - Potenciômetro.
- P_d - Potência processada pelo conversor do lado direito (W).
- P_e - Potência processada pelo conversor do lado esquerdo (W).
- P_s - Potência de saída (W).
- PI - Ações de controle proporcional e integral.
- PWM - Modulação por largura de pulsos (do inglês *pulse-width modulation*).
- Q - Interruptor controlado. Q_i também pode representar o sinal de gatilho do interruptor Q_i .
- \bar{Q}_i - Sinal de gatilho complementar do interruptor Q_i .
- q - Ganho estático da estrutura.
- r - Raio de circunferência (unidades de comprimento).
- R - Resistor genérico - circuito de controle e comando (Ω).
- R,S,T - Identificação das fases no sistema trifásico. Como subíndice, utiliza-se em minúsculas.
- R_d - Razão entre os valores máximo e mínimo da razão cíclica do conversor durante um período da rede.
- R_e - Resistência conectada à entrada não inversora do amplificador operacional.
- R_f - Razão entre as frequências de comutação máxima e mínima observadas durante um período da rede.
- R_{neg} - Resistência conectada à entrada inversora do amplificador operacional (Ω).
- R_s - Resistência de carga (Ω).
- R_{se} - Resistência equivalente em série de um capacitor (Ω).
- R_{shar} - Resistência de carga do amplificador operacional (Ω).
- R_{sup} - Resistência de polarização ("pull-up") do amplificador operacional (Ω).
- S - Matriz-linha composta pelos coeficientes s_i .
- s - Variável complexa.
- s_i - Coeficiente da variável x_i na definição da superfície de deslizamento.
- T_c - Período de comutação (s).
- TDH - Taxa de distorção harmônica (%).
- Tr - Transformador.
- t - Variável tempo (s).
- t_{at} - Tempo de atraso (tempo necessário para que o sinal atinja pela primeira vez 50% de seu valor de regime permanente) (s).
- t_{cond} - Tempo de condução do interruptor comandado (s).
- t_s - Tempo de subida (tempo necessário para que o sinal excursionsse de 10% até 90% de seu valor de regime permanente) (s).
- u - Controle ou entrada.
- u^- - Nível mínimo do sinal de controle.
- u^+ - Nível máximo do sinal de controle.
- V - Função de Lyapunov.
- v - Vetor das variáveis de estado.
- v_{AB} - Tensão entre os pontos A e B (lado secundário do transformador) (V).
- v_i - Variável de estado.
- V_{bat} - Tensão nos bornes da bateria a ser carregada (V).
- v_{ca} - Tensão alternada (V).
- V_{cc} - Tensão contínua (V).
- $V_{dlz_{min}}$ - Tensão de saída mínima para ocorrência de deslizamento sem fuga (V).
- V_{ent} - Fonte de tensão de entrada (V).
- V_{H+} - Nível de comparação superior em um comparador com histerese (V).
- V_{H-} - Nível de comparação inferior em um comparador com histerese (V).
- vl. - Valor.
- V_n - Tensão do ponto neutro do sistema trifásico, com relação ao potencial de terra do circuito (V).

- V_{op} - Tensão de alimentação do amplificador operacional (V).
 v_{rede} - Tensão da rede de alimentação (V).
 V_s - Tensão de saída (V).
 V_{sop} - Tensão de saída do amplificador operacional (V).
 x - Variável real.
 x_i - Erro da variável de estado i .
 \mathbf{x} - Vetor erro do estado.
 y - Variável real.
 Z_n - Impedância característica do circuito ressonante (Ω).
 α - Razão entre os coeficientes dos erros ε_{vC} e ε_{iL} ; em um sistema com duas variáveis, corresponde à inclinação da reta σ no plano de erro do estado (S).
 α_{fcrit} - Inclinação de fuga crítica: inclinação da reta de deslizamento que possibilita atingir-se o ponto de equilíbrio com apenas duas comutações (S).
 γ - Representação do estado dos interruptores; pode assumir os valores 0 ou 1.
 $\bar{\gamma}$ - Complemento de γ : $\bar{\gamma} = (1 - \gamma)$.
 γ_{rp} - Estado médio dos interruptores em regime permanente; pode assumir qualquer valor entre 0 e 1.
 Δ - Variação.
 ΔV_{op} - Máxima excursão possível da tensão de saída de um comparador ($\Delta V_{op} = V_{op+} + |V_{op-}|$) (V).
 $\Delta\sigma$ - Faixa de histerese (V).
 ε - Erro, diferença.
 $\varepsilon\%$ - Diferença percentual.
 ζ - Coeficiente de amortecimento.
 θ - Ângulo de inclinação da reta de deslizamento σ : $\theta = \arctg(\alpha)$ (graus ou radianos).
 μ_0 - Constante de permeabilidade do vácuo ($4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m).
 μ_r - Permeabilidade relativa do material.
 σ - Superfície de deslizamento.
- σ_d - Superfície de deslizamento do conversor do lado direito.
 σ_e - Superfície de deslizamento do conversor do lado esquerdo.
 τ - Constante de tempo (s).
 τ_{pa} - Tempo característico de resposta do filtro passa-alta de primeira ordem (s).
 τ_{pb} - Tempo característico de resposta do filtro passa-baixa de primeira ordem (s).
 φ - Ângulo de fase na evolução senoidal (na frequência da rede): $\varphi = \omega t$. φ_i refere-se ao defasamento da variável i com relação à origem (graus ou radianos).
 ϕ_i - Defasamento da fase i , com relação à origem, no sistema de alimentação trifásico (graus ou rad).
 ω - Frequência angular da rede de alimentação ($\omega = 2\pi f_r$) (rad/s).
 ω_{am} - Frequência angular amortecida do circuito ressonante (rad/s).
 ω_{amc} - Frequência angular amortecida do circuito comutado (rad/s).
 ω_n - Frequência angular natural de oscilação do circuito ressonante :
 $\omega_n = 1/\sqrt{LC}$ (rad/s).
 ω_{nc} - Frequência angular de oscilação do circuito comutado não amortecido (rad/s).
-  - Filtro passa-alta.
 - Filtro passa-baixa.
 - Fonte de tensão senoidal sobre patamar contínuo.
 - Fonte de tensão senoidal invertida somada a um nível contínuo.
 - Sensor de corrente.
 - Comparador inversor com histerese.

 - Porta lógica E.

 - Porta lógica E com inversão do sinal de entrada superior.

Subíndices

- 0 - Denota condição inicial:
 $x_0 = x(t=0)$.
- af* - Altas frequências.
- bf* - Baixas frequências.
- crít* - Assinala o valor crítico.
- d* - Refere-se ao conversor do lado direito.
- e* - Refere-se ao conversor do lado esquerdo.
- eq* - Equivalente.
- i* - Em um conjunto, assinala o *i*-ésimo elemento.
- inv* - Refere-se à ação inversora (CC-CA).
- lim* - Indica o valor limite de um parâmetro ou de uma variável.
- máx* - Indica o valor máximo.
- mín* - Indica o valor mínimo.
- nom* - Indica o valor nominal.
- p* - Indica o valor de pico de uma grandeza.
- ret* - Refere-se à ação retificadora (CA-CC).
- rp* - Regime permanente.

Superíndices

- e* - Indica o erro estimado via filtragem.
- T - Indica transposição de vetor ou de matriz.
- *
- Indica valor de referência. (No capítulo V, é utilizado também para identificar a "pseudo-referência" para a variável v_{Cj} .)
- ' - Grandeza referida ao lado primário do transformador.

Quando se considera o valor instantâneo de uma grandeza, utiliza-se a notação com letras minúsculas. Por exemplo, $v_s(t)$ representa o valor instantâneo da tensão de saída, variável com o tempo. Convencionou-se também utilizar texto normal para notar funções e letras gregas, letras em itálico para notar constantes e variáveis, letras maiúsculas em negrito para grandezas matriciais e letras minúsculas em negrito para vetores (por exemplo: $\sin(\omega t)$, V_s , A e v , respectivamente). A derivada temporal de uma variável é assinalada por ' : $v'_{C_s}(t)$ equivale a $\frac{d}{dt} v_{C_s}(t)$.

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

Há pouco mais de três décadas, as fontes lineares começaram a ceder espaço às fontes chaveadas. Dois aspectos foram particularmente decisivos no estabelecimento dessa transição: a utilização de semicondutores de potência operando como interruptores, ora bloqueados, ora em condução, e o emprego de altas frequências de comutação nesses semicondutores. Em consequência, houve um substancial aumento do rendimento e uma drástica redução no tamanho dos transformadores e dos elementos armazenadores de energia. As fontes chaveadas representam, pois, uma grande evolução na filosofia e na técnica de processamento de energia, sendo atualmente uma escolha quase unânime em aplicações com potências acima de 25W.

Devido a suas virtudes, as fontes chaveadas se popularizaram rapidamente, podendo ser encontradas em uma ampla gama de projetos, englobando desde aplicações aeroespaciais (como satélites alimentados via painéis fotovoltaicos), industriais (como empilhadeiras) e comerciais e domésticas (como microcomputadores e aparelhos de videocassete).

Para que um sistema seja versátil, ele deve fazer uso de uma fonte de energia de fácil acesso. Ainda que uma parcela considerável da população não seja atendida pela rede alternada, é normalmente ela a fonte considerada em primeiro lugar por um projetista. No entanto, o cerne de uma fonte chaveada é um conversor CC-CC, alimentado, portanto, com uma tensão contínua. O antagonismo existente entre a forma da tensão disponível e a da tensão necessária para alimentar o conversor foi, desde o início, resolvido de um modo bastante simples e eficaz: por meio de retificador ligado diretamente à rede, associado a um filtro capacitivo. Esse arranjo representa para a rede de alimentação uma carga não linear, pois não se mantém a linearidade entre a tensão aplicada e a corrente drenada pelo retificador: em cada semiperíodo da tensão alternada, somente há condução nos intervalos em que a tensão de saída é inferior à de entrada. Devido ao princípio da conservação de energia, é durante esses intervalos que toda a energia relativa ao semiperíodo deve ser

sadores, que haviam possibilitado esse advento, um novo desafio: estudar formas de minimizar o efeito da distorção e implementar técnicas de correção do fator de potência nos casos para os quais os capacitores se mostravam ineficazes.

Salienta-se que o ramo no qual se insere a presente tese de doutorado é bastante atual. Basta citar-se que até o final da década de 1980 e primeiros anos da década passada, em muitos cursos de graduação em engenharia elétrica no Brasil (e provavelmente em muitos outros países), “corrigir o fator de potência” era ainda apenas um sinônimo de “dimensionar capacitores para compensar a energia reativa da instalação”.

Conforme já mencionado anteriormente, o estágio de entrada do tipo retificador + filtro capacitivo estabelece a ligação entre o sistema CA de alimentação e a tensão CC necessária ao funcionamento do equipamento propriamente dito. A questão do fator de potência se resolve pela inclusão de um conversor no estágio de entrada que continua mantendo o nível CC adequado, e cujas comutações ocorrem de sorte a conformar a corrente absorvida da rede ao formato senoidal de sua tensão, com amplitude de acordo com a demanda de carga². Os ruídos da corrente, causados pelas comutações, são então atenuados por filtros para altas frequências. Tem-se assim um retificador com elevado fator de potência, percebido pela rede praticamente como uma resistência pura.

Diversos são os esquemas já consolidados para o projeto de retificadores com elevado fator de potência. Dentre eles, o mais difundido emprega um conversor elevador de tensão (*step-up converter*, *up converter* ou *boost converter*) operando com condução contínua de corrente no indutor de entrada, conforme mostrado na fig. 1.1b. A condução contínua permite diminuir muito o nível dos ruídos de comutação, visto que as ondulações da corrente se reduzem a apenas um percentual de sua amplitude nominal. Há, no entanto, uma restrição operacional neste esquema, associada à própria natureza do conversor elevador: sua tensão de saída deve ser superior ao máximo valor de pico da tensão de entrada. Em sistemas com valor eficaz de $(220 \pm 22)V$, isso significa operar-se com, no mínimo, 342V na saída (tipicamente, opta-se pelo patamar de 400V).

² Há ainda a possibilidade de implantação de redes passivas para correção do fator de potência de equipamentos ou de instalações. Estas são soluções mais simples, mas em contrapartida menos compactas e menos flexíveis às variações do fluxo de carga. Ainda outra alternativa são os filtros ativos para instalações. Tais abordagens, no entanto, fogem ao escopo do presente trabalho.

liberdade na escolha dessas tensões, posto que somente a diferença entre elas interessa à carga. Assim, uma tensão de saída senoidal pode ser obtida tanto se mantendo um dos capacitores com tensão fixa e impondo-se ao outro uma variação senoidal, como se utilizando duas referências senoidais defasadas entre si. De fato, o melhor aproveitamento dos componentes ocorre com um deslocamento de 180° entre as tensões dos conversores. Este foi o tratamento dado pelos autores, estando também ilustrado na fig. 1.2.

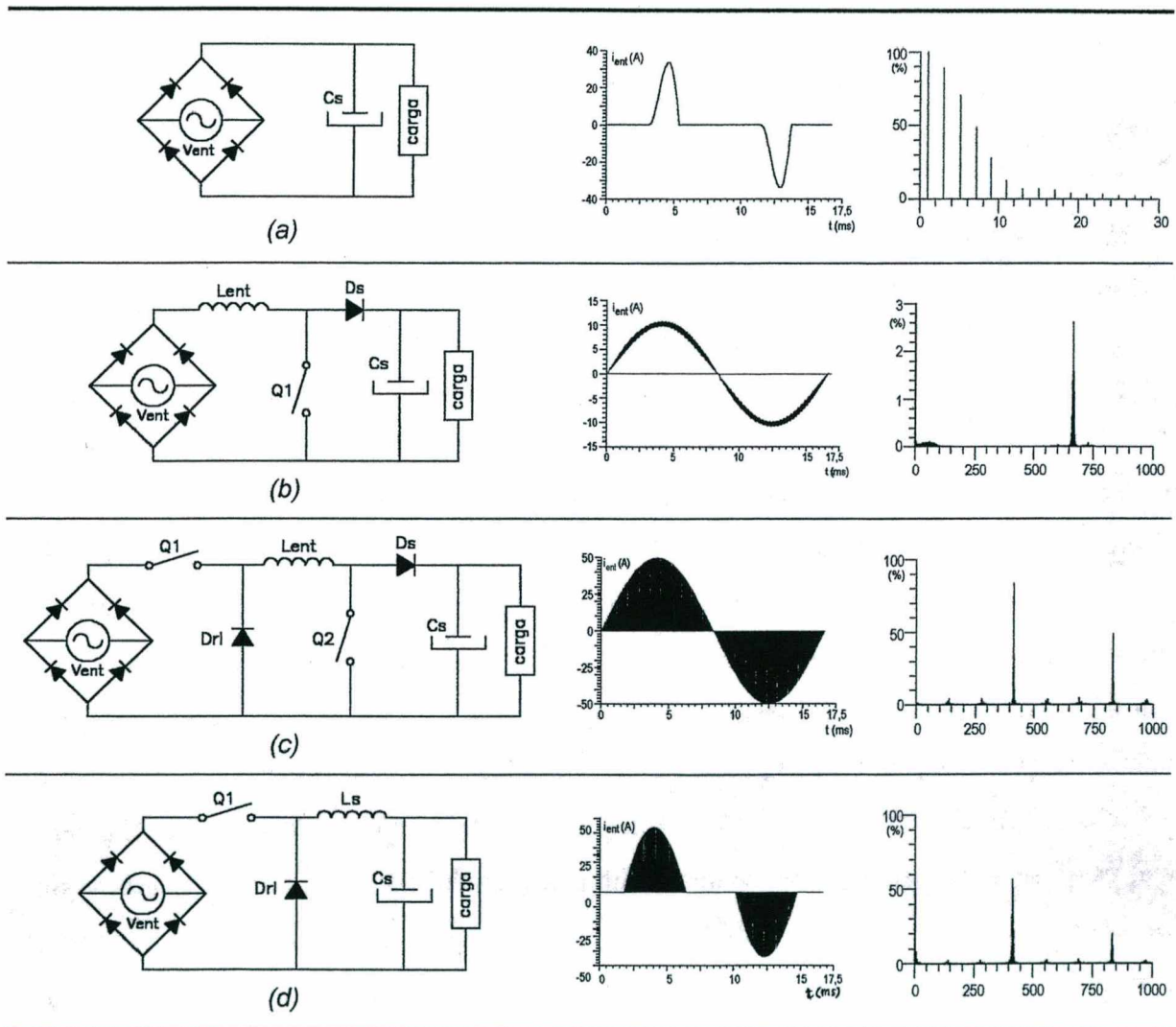


Fig. 1.1 - Diagramas de quatro circuitos retificadores de tensão. Mostram-se também as formas de onda das correntes de entrada e seus respectivos espectros harmônicos (as abscissas identificam a ordem dos componentes harmônicos): a) retificador monofásico a diodos com filtro capacitivo; b) esquema utilizando o conversor elevador de tensão com condução contínua de corrente no indutor; c) emprego do conversor "abaixador + elevador"; d) utilização do conversor abaixador de tensão.

(CÁCERES AGELVIZ, 1997). Dentre as três soluções relatadas, a última conferiu as melhores características de estabilidade e robustez ao sistema. Com base nesse resultado, opta-se por aplicar o regime de deslizamento também ao circuito de quinta ordem.

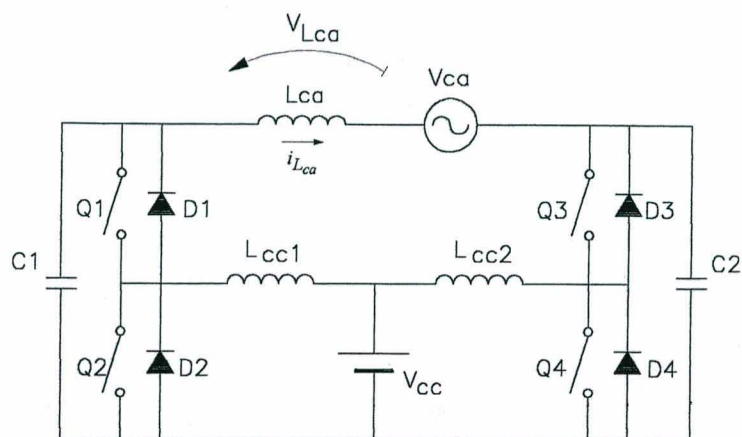


Fig. 1.3 - Diagrama do retificador/inversor após a inclusão do indutor L_{ca} .

Pretende-se, assim, no presente trabalho, desenvolver um sistema retificador com elevado fator de potência, baseado no inversor proposto por BARBI & CÁCERES. O sistema como um todo passa a ser de quinta ordem, sendo controlado por meio de regime (ou modo) de deslizamento (“sliding mode” ou “sliding regime”). Esta estratégia de controle foi escolhida devido a suas qualidades de robustez, invariância e simplicidade de implementação. O sistema total é dividido em dois subsistemas, aplicando-se sobre eles um esquema de comutação descentralizado. O circuito em questão não apresenta restrições com relação aos valores relativos das tensões CC e CA: o nível CC pode tanto ser menor, igual ou maior que o valor de pico da senóide de entrada.

Os conceitos desenvolvidos para a aplicação monofásica devem então ser estendidos para um sistema de alimentação trifásico, destinado a aplicações com potências mais elevadas.

Deseja-se também que os retificadores, tanto o monofásico quanto o trifásico, operem com reversibilidade, ou seja, como inversores com corrente de saída imposta, mediante a simples modificação do(s) sinal(is) de referência da(s) corrente(s). Esses inversores poderiam fornecer energia à rede a partir de fontes CC como painéis fotovoltaicos, por exemplo.

CAPÍTULO II

APLICAÇÃO DO CONTROLE POR REGIME DE DESLIZAMENTO A UM CONVERSOR ABAIXADOR DE TENSÃO

2.1 - INTRODUÇÃO

Deseja-se apresentar no presente capítulo uma aplicação do regime de deslizamento a um conversor CC-CC abaixador de tensão (*step-down*, *down* ou *buck converter*). Esta topologia é escolhida por representar a forma mais básica, simples e estável de conversão direta de energia elétrica em alta frequência. Realiza-se assim uma exploração de conceitos associados ao regime de deslizamento, a qual serve como sustentáculo para as aplicações descritas nos capítulos subseqüentes. As considerações feitas são ilustradas por resultados de simulações numéricas.

2.2 - DIFERENTES ESTRUTURAS ASSUMIDAS PELO CONVERSOR ABAIXADOR DE TENSÃO

O diagrama do conversor abaixador de tensão é mostrado na fig. 2.1. Ele é constituído por um filtro de segunda ordem ($L_s - C_s$) alimentado por pulsos de tensão, causados pelas comutações entre os interruptores Q e D . Devido à ação do filtro, a tensão de saída é o próprio valor médio da tensão pulsada. Durante a operação, o conversor pode se configurar em três diferentes estruturas, em função dos estados de Q e D , conforme mostrado na tabela 2.1. No estudo aqui apresentado, considera-se somente a operação com condução contínua de corrente no indutor L_s , o que torna inexistente a estrutura 3. Esta foi incluída na tabela apenas para que todas as possibilidades fossem ilustradas.

O “estado” de um sistema, objeto ou entidade se refere a sua condição, situação, posição, disposição ou modo de ser ou estar em determinado momento. A dependência temporal é intrínseca à noção de estado, conforme já revela sua etimologia: o termo

mesmo, indicando a ordem do sistema, n . (Aliás, a ordem do modelo de um sistema também depende do nível de detalhamento com que se deseja realizar a análise: “o estado representa toda a informação que *interessa* saber sobre o comportamento do sistema”¹.) (Cfr. KUO, 1967; LIFERMAN, 1972; WOLOVICH, 1994.)

Usualmente, as grandezas associadas a elementos acumuladores de energia (na análise de redes: corrente ou fluxo magnético em indutores e tensão ou carga em capacitores) são escolhidas como variáveis de estado. Informações sobre os estados de interruptores ou válvulas porventura presentes completam a descrição. Este é o critério utilizado no levantamento das equações do conversor abaixador apresentadas na tabela 2.1. Alternativamente, podem-se utilizar v_{C_s} e i_{C_s} para obter uma descrição consistente do sistema:

Estrutura 1

$$v'_{C_s} = \frac{i_{C_s}}{C_s} \quad (2.1)$$

$$i'_{C_s} = \frac{(V_{ent} - v_{C_s})}{L_s} - \frac{i_{C_s}}{R_s C_s} \quad (2.2)$$

Estrutura 2

$$v'_{C_s} = \frac{i_{C_s}}{C_s} \quad (2.3)$$

$$i'_{C_s} = \frac{-v_{C_s}}{L_s} - \frac{i_{C_s}}{R_s C_s} \quad (2.4)$$

Dessa forma, pode-se estabelecer a equação de estado conforme segue:

$$\mathbf{v}' = \mathbf{A}\mathbf{v} + \mathbf{B}u \quad (2.5)$$

$$\begin{bmatrix} v'_{C_s} \\ i'_{C_s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1/C_s \\ -1/L_s & -1/R_s C_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{C_s} \\ i_{C_s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/L_s \end{bmatrix} \cdot u \quad (2.6)$$

O controle u assume os valores $u^+ = V_{ent}$ ou $u^- = 0$, de acordo com o estado dos interruptores. Pode-se expressar u como segue:

¹ KUO, 1967, p.104; grifo nosso.

Na forma matricial:

$$\begin{bmatrix} v_1'(t) \\ v_2'(t) \\ \vdots \\ v_{n-1}'(t) \\ v_n'(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -a_0 & -a_1 & -a_2 & \dots & -a_{n-1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_1(t) \\ v_2(t) \\ \vdots \\ v_{n-1}(t) \\ v_n(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \cdot u(t) \quad (2.12)$$

Esta maneira particular de representar o sistema é conhecida como *forma canônica de fase* (UTKIN, 1977), *forma canônica variável de fase*, *forma canônica de Bush* ou *forma canônica controlável* (FEINSTEIN, 1979). A matriz **A**, nestes casos, se encontra na *forma companheira*.

Para um sistema de segunda ordem, basta que $v_1'(t) = v_2(t)$ para que se tenham variáveis de fase. Assim:

$$\begin{cases} v_1'(t) = v_2(t) \\ v_2'(t) = -a_0 v_1(t) - a_1 v_2(t) + u(t) \end{cases} \quad (2.13)$$

Ou:

$$\begin{bmatrix} v_1'(t) \\ v_2'(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -a_0 & -a_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_1(t) \\ v_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \cdot u(t) \quad (2.14)$$

As duas variáveis de fase podem ser representadas em um plano coordenado v_1 versus v_2 , utilizando-se o tempo como parâmetro. A condição inicial das variáveis v_1 e v_2 define um ponto e, à medida que o tempo passa, o movimento desse *ponto representativo* descreve uma *trajetória* no plano. Essa representação é conhecida como *plano de extensão em fase* ou *plano de fase*, estudada por Henri Poincaré (1854-1912) para a visualização e resolução de equações diferenciais de segunda ordem. Na física, o *plano de fase* ou *plano físico* é o gráfico coordenado da posição de um ponto de massa ou corpo rígido versus seu impulso (produto da massa pela velocidade) ou sua velocidade, ou então de seu ângulo e sua velocidade angular (FRANKE, 1967; KITTEL e outros, 1970; WOLOVICH, 1994). O termo “fase” é utilizado, neste contexto, em sua acepção de “estágio”, “etapa”, aproximando-se, portanto, da idéia de “estado”. Na verdade, *espaço de estado* é uma generalização da noção de *plano de fase* para além do caso bidimensional (WOLOVICH, 1994).

Dos planos de fase acima mostrados, pode-se inferir que o movimento do ponto representativo sempre se faz da esquerda para a direita no semiplano superior ($x'(t) > 0$). Isto ocorre porque se a derivada for positiva, a tendência da função é crescer, e este crescimento é tanto mais rápido quanto maior a ordenada do ponto representativo. Analogamente, o movimento no semiplano inferior se realiza da direita para a esquerda. (GILLE e outros, 1975; OGATA, 1982.)

Além disso, percebe-se que os quadrantes I e III estão associados à instabilidade, ao crescimento dos valores até o infinito, devido ao fato de a função e sua derivada terem o mesmo sinal: ou ambas são positivas (quadrante I) ou negativas (quadrante III). Quando há oposição de sinal entre x e x' , a tendência é a estabilidade. Essa constatação, estendida a um contexto multidimensional, fornece uma base intuitiva para a compreensão do segundo método de Lyapunov (Liapunov, Ljapunov) para determinar a estabilidade de sistemas. Lyapunov associa ao sistema uma *função de energia* $V(\mathbf{x}, t)$ com sinal constante (positiva definida, por exemplo). Se a derivada dessa função apresentar sempre sinal oposto, então o sistema é estável e tende para o equilíbrio (cfr. VIDAL, 1978; OGATA, 1982).

A equação de estado referente ao conversor abaixador de tensão, eq. (2.6), se encontra em uma forma facilmente redutível à forma canônica controlável. Pode-se associar um plano de fase a cada uma das estruturas consideradas, utilizando-se as variáveis v_{Cs} e $v'_{Cs} (= i_{Cs}/C_s)$ e supondo-se interruptores bidirecionais em corrente. As trajetórias nos planos de fase referentes às estruturas 1 e 2 convergem, respectivamente, para $(V_{ent}, 0)$ e para $(0, 0)$. Se o sistema for subamortecido, as trajetórias são espirais (foco estável) e o movimento do ponto representativo se faz no mesmo sentido dos ponteiros de um relógio, conforme ilustrado na fig. 2.4. Se o sistema for criticamente amortecido ou superamortecido, não há oscilações na resposta, e a convergência ocorre de forma mais abrupta (nó estável). Mostram-se na fig. 2.5 algumas trajetórias concernentes ao sistema superamortecido (OGATA, 1982; PASTORELLO F^o, 1995). Em função das restrições de ΔI_{Ls} e ΔV_{Cs} , os conversores projetados normalmente apresentam comportamento subamortecido.

Quando se estabelecem sucessivas comutações dos interruptores, na verdade está-se variando a estrutura do conversor. O conversor abaixador e, de forma geral, os sistemas de eletrônica de potência, baseiam-se nas comutações e no encadeamento de diversas estruturas com vistas a um determinado objetivo. Eles são, portanto, *sistemas com estru-*

Comutando-se convenientemente entre as estruturas cada vez que a trajetória passa por essa reta, consegue-se estabelecer um novo percurso para as variáveis do sistema. No conversor abaixador em estudo, a estrutura 2 é associada à região “acima” da reta σ , ao passo que à região inferior corresponde a estrutura 1. Desta forma, ao partir de um estado inicial genérico, o sistema segue naturalmente uma trajetória até encontrar a reta σ . Desse momento em diante, as comutações entre as estruturas não permitem que ele se desloque para longe da reta. Da mesma forma que um riacho, constrangido de ambos os lados pelas margens, com ou sem turbulência segue seu rumo, também o sistema passa a operar sobre a reta predeterminada.

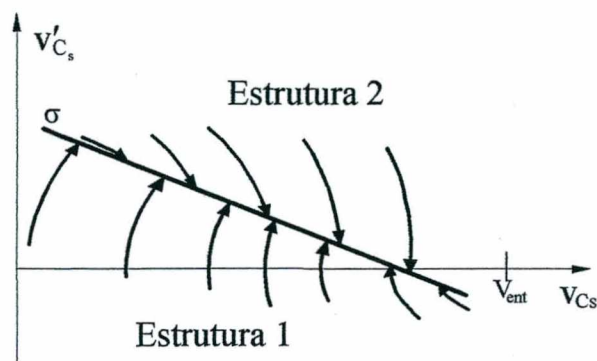


Fig. 2.6 - Plano de fase do sistema com definição da reta σ e das estruturas correspondentes a cada uma das regiões do plano.

Em uma descrição idealizada do processo, considera-se que tais comutações ocorram com frequência infinita. Uma vez “aprisionado” na reta σ , o sistema não mais apresenta características de nenhuma das estruturas originais, e seu plano de fase se reduz à própria reta, conforme mostrado na fig. 2.7. Há, pois, uma redução de sua ordem, já que a reta no plano de fase corresponde à evolução exponencial das variáveis, conforme exposto anteriormente. O ponto de equilíbrio corresponde ao cruzamento da reta com o eixo das abscissas, que é o próprio valor de referência desejado para a tensão de saída, denotado por V_s^* na fig. 2.7. O valor de referência pode ser fixo ou variável com o tempo, de acordo com as especificações do projeto. Logicamente, em se tratando do conversor abaixador, a faixa de tensões deve permanecer restrita ao intervalo entre 0 e V_{ent} .

A análise matemática do conjunto fica bastante facilitada se, ao invés de se lidar com o espaço de estado, utiliza-se o conceito de espaço de *erro* do estado. Por uma conveniência que será melhor compreendida posteriormente, define-se o erro como a diferença entre o valor do estado e seu valor de referência:

$$\mathbf{x} = \mathbf{v} - \mathbf{v}^* , \quad (2.15)$$

ou seja:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varepsilon_{v_{C_s}} \\ \varepsilon_{i_{C_s}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{C_s} - V_{C_s}^* \\ i_{C_s} - I_{C_s}^* \end{bmatrix} . \quad (2.16)$$

Dessa forma, σ passa pela origem do sistema ($\varepsilon_{v_{C_s}} = 0$; $\varepsilon_{i_{C_s}} = 0$) e a origem torna-se o ponto de equilíbrio, justamente por representar a condição de erro nulo. A reta σ é então descrita por uma equação bastante simples [eq. (2.17)], através da qual se pode também inferir que, no que tange ao deslizamento, não interessam os valores individuais dos coeficientes s_1 e s_2 , mas apenas a razão entre eles, denominada α . De fato, α passa a ser o único parâmetro necessário para a construção da superfície de deslizamento, indicando sua inclinação com relação ao eixo horizontal, conforme se mostra na fig. 2.8. Havendo variação no valor de referência, o espaço de erro do estado acompanha essa variação, deslocando-se com relação ao espaço de estado original.

$$\sigma = s_1 x_1 + s_2 x_2 = 0 \Rightarrow x_2 = -(s_1/s_2) \cdot x_1 = -\alpha \cdot x_1 \quad ; \quad s_1, s_2 > 0 \quad (2.17)$$

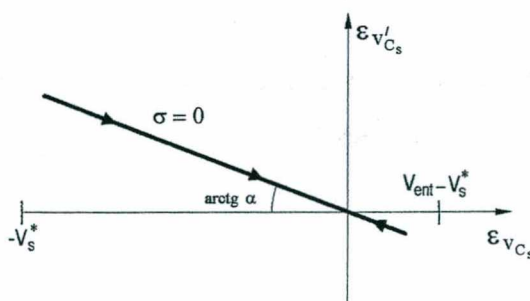


Fig. 2.8 - Regime de deslizamento no plano de erro do estado. O ponto de equilíbrio corresponde à origem e a reta é definida apenas pela inclinação $\alpha = s_1/s_2$. Observe-se que a abscissa $\varepsilon_{v_{C_s}} = 0$ corresponde a $v_s = V_s^*$.

De uma maneira compacta, pode-se escrever σ como o produto da matriz-linha S pelo vetor de erro do estado \mathbf{x} :

sentativo se aproxime do espaço nulo $\sigma = 0$. Essa condição lembra os comentários sobre estabilidade suscitados pelas figs. 2.2 e 2.3. De fato, tomando-se a seguinte função de Lyapunov:

$$V(\mathbf{x}, t) = 0,5 \cdot \sigma^2, \quad (2.23)$$

que é positiva definida, e estabelecendo-se que sua derivada temporal seja negativa definida:

$$V'(\mathbf{x}, t) = \sigma \cdot \sigma' < 0 \quad (\mathbf{x} \neq \mathbf{0}), \quad (2.24)$$

e restringindo-se o domínio às redondezas de σ , chega-se à equação (2.22). A rigor, esta condição não assegura que o encontro ocorra em um tempo finito (HUNG e outros, 1993).

Já a condição de encontro é resolvida por meio de uma abordagem geométrica, em problemas cuja complexidade não é excessiva.

2.3.1 - A função de controle equivalente

O sinal de controle u é uma função descontínua do estado. Pode-se, no entanto, definir uma função contínua u_{eq} , equivalente ao valor médio de u , uma vez que o sistema esteja em regime de deslizamento (UTKIN, 1977). Conforme já visto anteriormente:

$$\sigma = \mathbf{S} \cdot \mathbf{x} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = s_1 x_1 + s_2 x_2. \quad (2.18)$$

Escolhendo-se \mathbf{S} invariante com o tempo, tem-se:

$$\sigma' = \mathbf{S} \cdot \mathbf{x}' ; \quad (2.25)$$

$$\sigma' = \mathbf{S} \cdot (\mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{A}\mathbf{v}^* + \mathbf{B}u) . \quad (2.26)$$

Em regime de deslizamento, pode-se assumir que:

$$\sigma = 0 \quad \text{e} \quad \sigma' = 0. \quad (2.27)$$

Logo:

$$\mathbf{S} \cdot (\mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{A}\mathbf{v}^* + \mathbf{B}u_{eq}) = 0 ; \quad (2.28)$$

$$u_{eq} = -(\mathbf{S}\mathbf{B})^{-1} \cdot \mathbf{S} \cdot (\mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{A}\mathbf{v}^*) . \quad (2.29)$$

$$v'_{C_s} + \frac{\alpha}{C_s} \cdot v_{C_s} = \frac{\alpha}{C_s} V_{C_s}^* \quad (2.35)$$

A solução dessa equação diferencial é:

$$v_{C_s}(t) = V_{C_s}^* \cdot (1 - e^{-\alpha t/C_s}) + v_{C_s}(0) \cdot e^{-\alpha t/C_s} \quad (2.36)$$

Em palavras: uma vez sob regime de deslizamento, a dinâmica da resposta do sistema depende do parâmetro α , ou seja, da razão entre s_1 e s_2 . É importante notar-se que não está incluído nesse equacionamento o tempo necessário para que se inicie o processo de deslizamento, a partir de uma dada condição inicial (tempo de encontro). Fica claro também que a unidade de α é o Siemens (S), por expressar a razão entre uma corrente e uma tensão.

2.3.3 - Definição da superfície de deslizamento

Analisa-se a seguir as condições de existência e de encontro do regime de deslizamento no caso do conversor abaixador de tensão sob estudo. Da equação (2.17):

$$\sigma = s_1 \cdot \varepsilon_{v_{C_s}} + s_2 \cdot \varepsilon_{i_{C_s}} = s_1 \cdot (v_{C_s} - V_{C_s}^*) + s_2 \cdot (i_{C_s} - I_{C_s}^*) \quad (2.37)$$

Assim, quando os valores das variáveis de estado são menores que os valores de referência, os ε_i são negativos e conseqüentemente também σ é inferior a zero. É natural, portanto, que se associe o estado $\gamma = 1$ (sinal de controle u^+) a esta situação, a fim de que mais energia seja injetada no conversor, promovendo-se um incremento nos valores das variáveis, que se traduz em uma derivada positiva de σ . Quando, por outro lado, o ponto representativo se encontra acima da superfície de deslizamento ocorre o inverso, conforme sumariado na tabela 2.2.

Tabela 2.2 - Situação geral do sistema em cada uma das estruturas de operação.

Valor de σ	Sentido da variação de σ	Interruptores	Sinal de controle	Tendência da variável i_{C_s}
$\sigma < 0$	$\sigma' > 0$	$\gamma = 1$	$u^+ = V_{ent}$	$i_{C_s} \uparrow$
$\sigma > 0$	$\sigma' < 0$	$\gamma = 0$	$u^- = 0$	$i_{C_s} \downarrow$

Em particular, σ' é maior que zero para qualquer valor de α sempre que a inequação (2.45) se verificar.

$$R_s > \frac{Z_n}{2} \cdot \sqrt{\frac{V_{C_s}^*}{V_{ent}}} \quad (2.45)$$

Na situação $\varepsilon_{iC_s} < 0$ tem-se:

$$\frac{-\alpha^2 \cdot (v_{C_s} - V_{C_s}^*)}{C_s} + \frac{V_{ent} - v_{C_s}}{L_s} + \frac{\alpha \cdot (v_{C_s} - V_{C_s}^*)}{R_s C_s} > 0 \quad (2.46)$$

Pode-se então estabelecer um limite superior de v_{C_s} para que o deslizamento ocorra. O pior caso ocorre na operação em vazio ($R_s \rightarrow \infty$):

$$v_{C_s} < \frac{C_s \cdot V_{ent} + \alpha^2 \cdot L_s \cdot V_{C_s}^*}{C_s + \alpha^2 \cdot L_s} \quad (2.47)$$

$$\gamma = 0 \Rightarrow \sigma' < 0 \Rightarrow s_1 \cdot \frac{\varepsilon_{iC_s}}{C_s} + s_2 \cdot \left(\frac{-v_{C_s}}{L_s} - \frac{\varepsilon_{iC_s}}{R_s C_s} \right) < 0 \quad (2.48)$$

Com $\varepsilon_{iC_s} > 0$, pode-se estabelecer um limite inferior para v_{C_s} :

$$\alpha \cdot \frac{-\alpha \cdot (v_{C_s} - V_{C_s}^*)}{C_s} - \frac{v_{C_s}}{L_s} + \frac{\alpha \cdot (v_{C_s} - V_{C_s}^*)}{R_s C_s} < 0 \quad ; \quad (2.49)$$

Considerando-se o pior caso (operação em vazio):

$$v_{C_s} > \frac{Z_n^2 \cdot \alpha^2}{1 + Z_n^2 \cdot \alpha^2} \cdot V_{C_s}^* \quad (2.50)$$

No caso em que $\varepsilon_{iC_s} < 0$, toma-se $\varepsilon_{iC_s} = -|\varepsilon_{iC_s}|$:

$$\frac{-\alpha \cdot |\varepsilon_{iC_s}|}{C_s} - \frac{v_{C_s}}{L_s} + \frac{|\varepsilon_{iC_s}|}{R_s C_s} < 0 \quad (2.51)$$

$$-\alpha + \frac{1}{R_s} - \frac{v_{C_s} \cdot C_s}{L_s \cdot |\varepsilon_{iC_s}|} < 0 \quad (2.52)$$

Pode-se ainda obter uma aproximação por excesso desse erro, a partir de (2.42), desconsiderando-se a evolução circular no plano de fase:

$$\varepsilon_{i_{C_s \text{ máx}}} (v_{C_s}(0)=0) \cong \alpha \cdot V_{C_s}^* \quad (2.57)$$

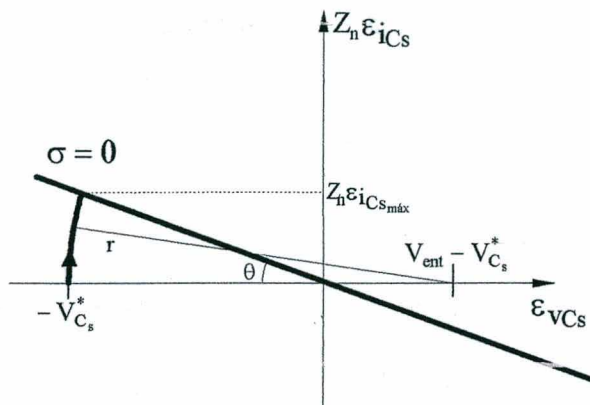


Fig. 2.9 - Evolução da trajetória das variáveis no plano de fase. O sistema parte do repouso em $t = 0$ com $v_{C_s} = 0$ e $\varepsilon_{v_{C_s}} = -V_{C_s}^*$, seguindo então uma trajetória circular com raio $r = V_{ent}$ e centro em $V_{ent} - V_{C_s}^*$, até encontrar a superfície de deslizamento. O ângulo de inclinação da reta é dado por $\theta = \text{arctg}(\alpha)$.

2.3.4 - O deslizamento real: frequência finita de comutações e faixa de histerese

Até o momento, tratou-se do regime de deslizamento como o movimento sobre uma curva definida no plano de fase. Após o estado haver atingido essa curva, é mantido sobre ela em virtude das sucessivas comutações entre as estruturas. Para que isso ocorra, tais comutações devem ser realizadas em um tempo infinitesimal, evitando que o ponto representativo se afaste do espaço nulo. Na prática, porém, não há dispositivos capazes de realizar comutações com frequência infinita. Quando se conseguem elementos que operam com frequências bastante altas se comparadas com as dinâmicas do processo sendo controlado, pode-se estabelecer uma faixa de histerese e/ou saturação em torno da superfície de deslizamento, na qual se toleram pequenas evoluções das variáveis no intervalo entre duas comutações, dando origem ao que se conhece como quase-deslizamento (HUNG e outros, 1993)⁵. Se essa faixa for suficientemente estreita, o comportamento macroscópico

⁵ MIRA (1969) utiliza *regime de deslizamento* de forma genérica, reservando a denominação *regime de deslizamento limite* ao sistema idealizado, com frequência infinita.

$$f_{crp} = \frac{s_2}{\Delta\sigma \cdot L_s} \cdot \frac{V_{C_s}^* \cdot (V_{ent} - V_{C_s}^*)}{V_{ent}} \quad (2.63)$$

Com a histerese, passa-se a operar com duas superfícies de comutação: a superior e a inferior. É importante notar-se que devido à faixa de histerese, o equilíbrio do sistema não ocorre em um “ponto”, mas em um ciclo limite com amplitude reduzida, em comparação com as grandezas nominais do sistema, como aliás é rotineiro em projetos de circuitos de eletrônica de potência. Estar o sistema nesse ciclo limite significa não haver mais acumulação/diminuição da energia dos elementos acumuladores (a não ser pelas variações nominais durante um ciclo de operação), de modo que a energia absorvida da fonte em um intervalo de comutação é entregue à carga (sorvedouro de energia) no mesmo intervalo, e o sistema retorna sempre ao mesmo ponto ou nível energético.

2.4 - PROJETO DOS ELEMENTOS DE POTÊNCIA DO CONVERSOR

As especificações a serem atendidas pelo conversor são:

- $V_{ent} = 100V$;
- $V_s = (50 \pm 1)V$;
- $P_{snom} = 100W$;
- $f_{crp} = 25kHz$.

Considera-se ainda que o circuito opere com rendimento de 100%. Conseqüentemente, podem-se definir:

- $R_{snom} = 25\Omega$;
- $I_{entnom} = 1A$;
- $I_{snom} = 2A$.

Escolhendo-se a variação total da corrente de L_s como sendo 20% do valor nominal, tem-se $\Delta I_{L_s} = 0,4A$. Sabe-se também que a razão cíclica em regime permanente deve ser $D = 50/100 = 0,5$. Assim, determina-se:

$$L_s \geq \frac{V_{ent} \cdot D \cdot \bar{D}}{\Delta I_{L_s máx} \cdot f_c} \Rightarrow L_s \geq 2,5 \text{ mH} \quad (2.64)$$

Sendo $\Delta V_{C_s} = 2V$, dimensiona-se o capacitor de saída:

$$C_s \geq \frac{\Delta I_{L_s máx}}{8 \cdot \Delta V_{C_s} \cdot f_c} \Rightarrow C_s \geq 1,6\mu F \rightarrow C_s = 1,8\mu F \quad (2.65)$$

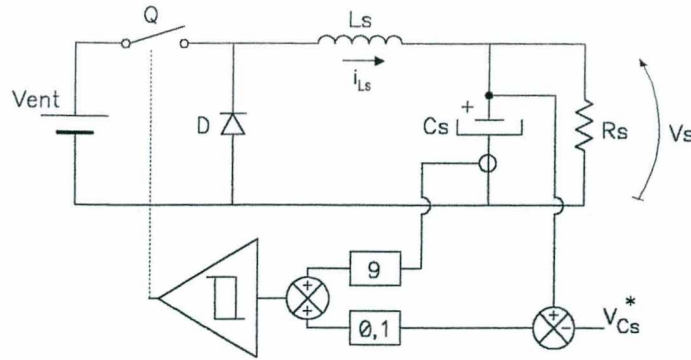


Fig. 2.10 - Conversor abaixador de tensão com controle por regime de deslizamento.

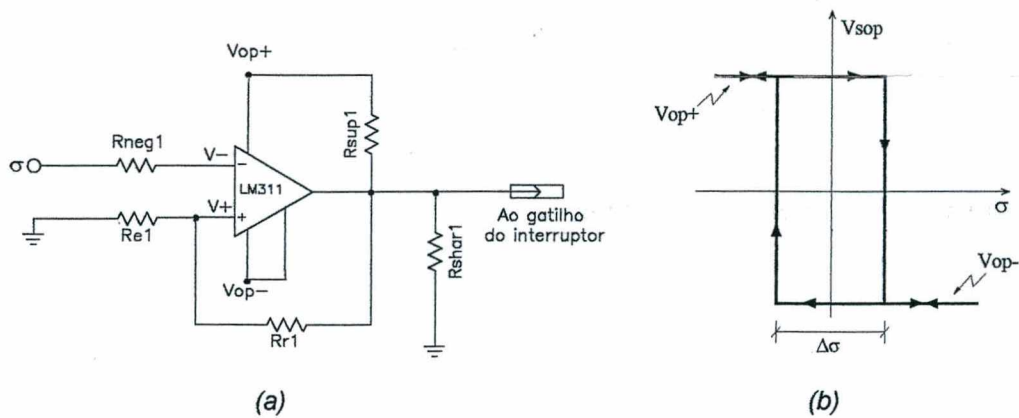


Fig. 2.11 - a) Configuração do comparador com histerese; b) Tensão de saída do circuito comparador em função de σ ($R_{sup1} \ll R_{shar1}$).

$$\Delta\sigma = \left(V_{op+} + |V_{op-}| \right) \cdot \frac{R_{e1}}{R_{e1} + R_{r1}} \quad (2.69)$$

$$R_{e1} = \frac{\Delta\sigma}{\Delta V_{op} - \Delta\sigma} \cdot R_{r1} \quad (2.70)$$

2.5.1.1 - Resultados de simulações numéricas

Mostram-se a seguir resultados de simulações numéricas do conversor e do controlador projetados nas seções anteriores. Tais simulações foram realizadas por intermédio do programa *PSpice*, versão 4.05. O sistema parte do repouso, devendo atingir uma tensão de 50V na saída e manter essa condição, mesmo sob perturbações. A listagem do arquivo básico utilizado nas simulações se encontra no apêndice B.

cia V_{CS}^* , e é em função dela que se orchestra toda a evolução das variáveis. Já $\epsilon_{i_{CS}}$, por apresentar incisivas e rápidas excursões, é o *grande responsável pela definição dos instantes das comutações*. Essa diferenciação se deve à dinâmica dessas variáveis: v_{CS} varia lentamente, enquanto i_{CS} é diretamente afetada pelo controle u , conforme já o demonstra a equação de estado (2.6).

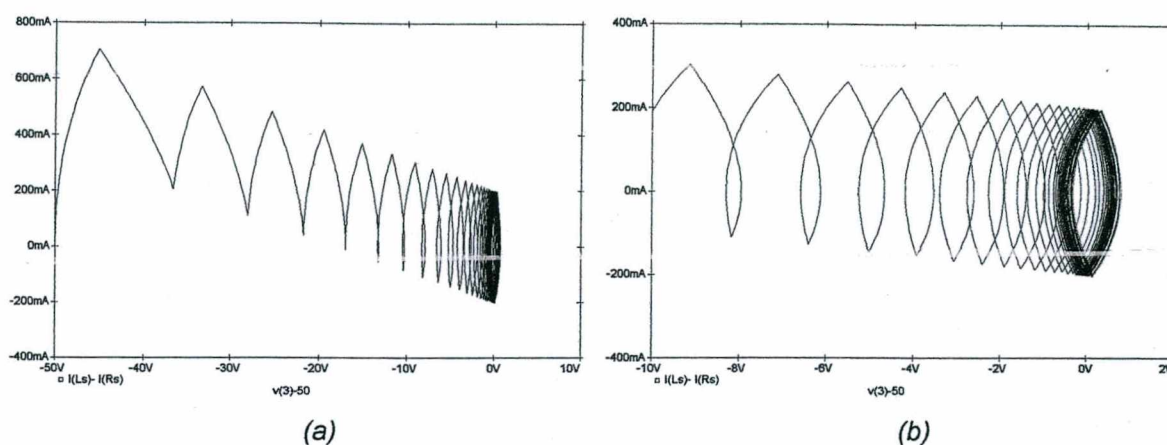


Fig. 2.13 - a) Plano de fase de erro do estado ($\epsilon_{V_{CS}} \times \epsilon_{i_{CS}}$); b) Detalhe do plano de fase próximo à origem do sistema.

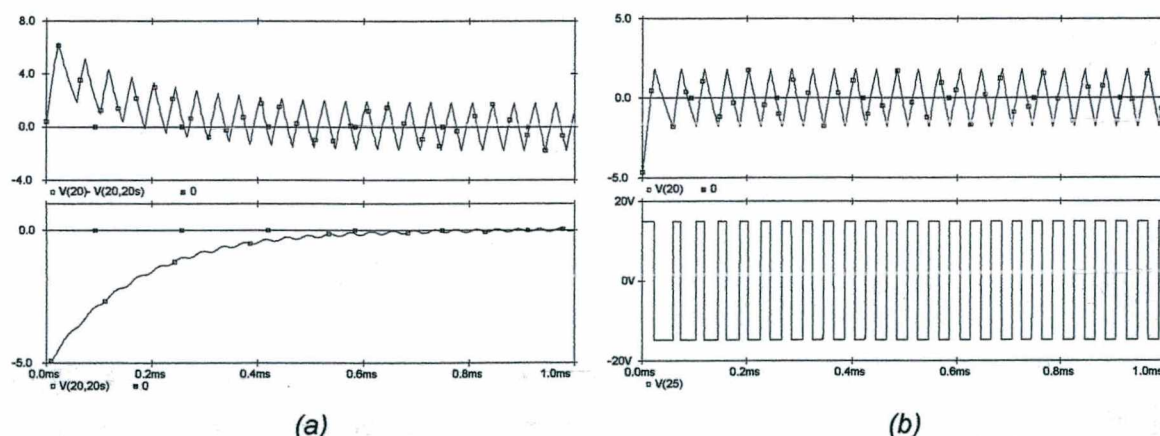


Fig. 2.14 - a) Sinais de erro da corrente e da tensão. b) Sinal de erro total levado à entrada do comparador e sinal resultante da comparação (acionamento do interruptor).

b) Simulação com perturbação na tensão de entrada

A fim de verificar-se a reação do sistema à perturbação da tensão de entrada, alimenta-se o conversor com uma tensão que apresenta em $t = 1\text{ms}$ um degrau positivo com 20% de seu valor nominal. Conforme se mostra na fig. 2.15, a razão cíclica se adapta instantaneamente à nova condição de trabalho, mantendo a saída insensível à perturbação.

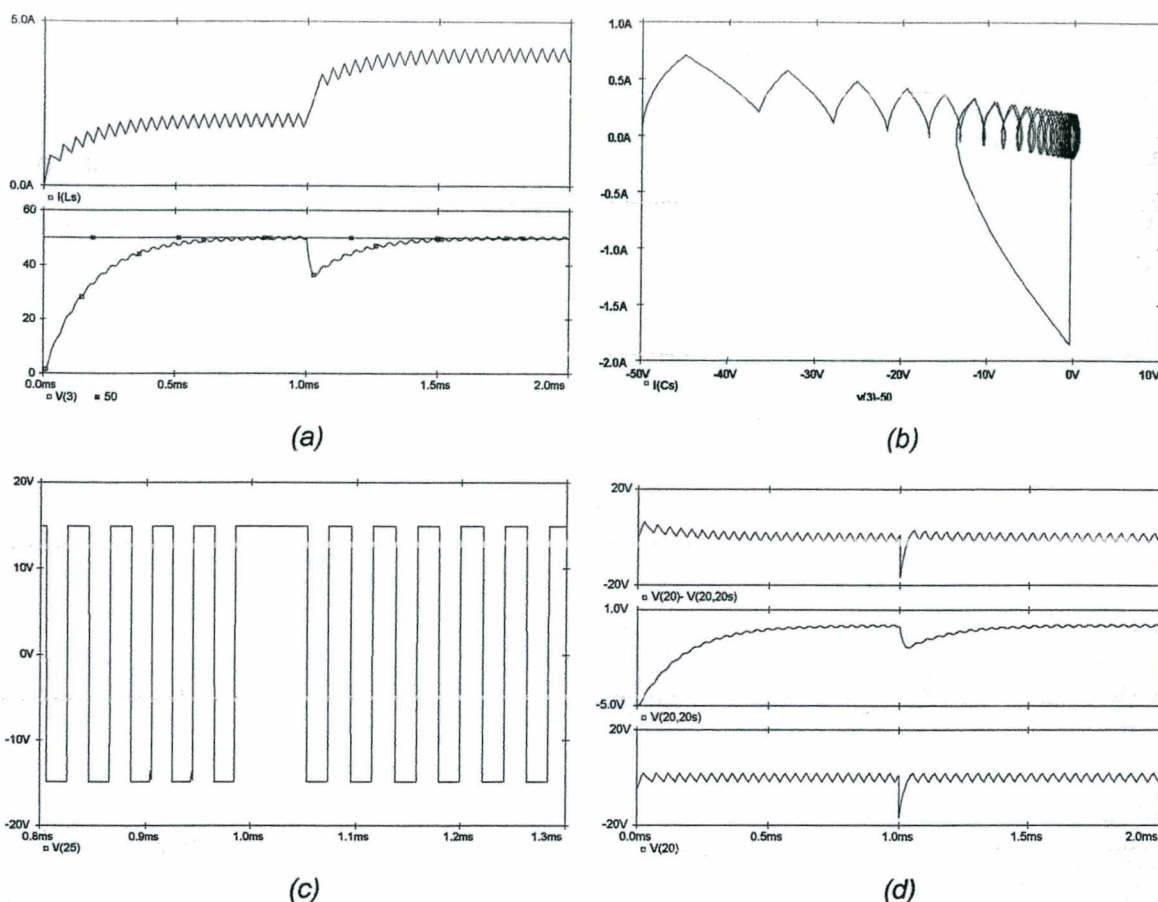


Fig. 2.16 - a) Corrente no indutor L_s e tensão de saída; b) Plano de fase; c) Sinal de gatilho do interruptor; d) Sinais de erro: de corrente, de tensão e erro total.

d) Simulação com perturbação na tensão de saída

Nesta simulação, aplica-se uma perturbação diretamente na tensão de saída (fonte de tensão em série com o capacitor C_s). Esse tipo de perturbação não é usual na operação normal do conversor, mas é bastante útil para a verificação do desempenho do sistema. Em $t = 1$ ms, tem-se um degrau com amplitude de +20% de V_{C_s} * (10V); em $t = 2$ ms, a perturbação é de -40% de V_{C_s} * (-20V). Podem-se visualizar a corrente do capacitor e os sinais dos erros na fig. 2.17 e os sinais de comando do interruptor Q na fig. 2.18. Tem-se, entre 0 e 1ms, a mesma evolução ilustrada na fig. 2.13, aqui repetida (figs. 2.19a e 2.19b). Posteriormente, em $t = 1$ ms, a tensão de saída sofre um aumento súbito, no que é seguida pela corrente de carga (i_{R_s}), fazendo com que a corrente no capacitor C_s decresça. O ponto

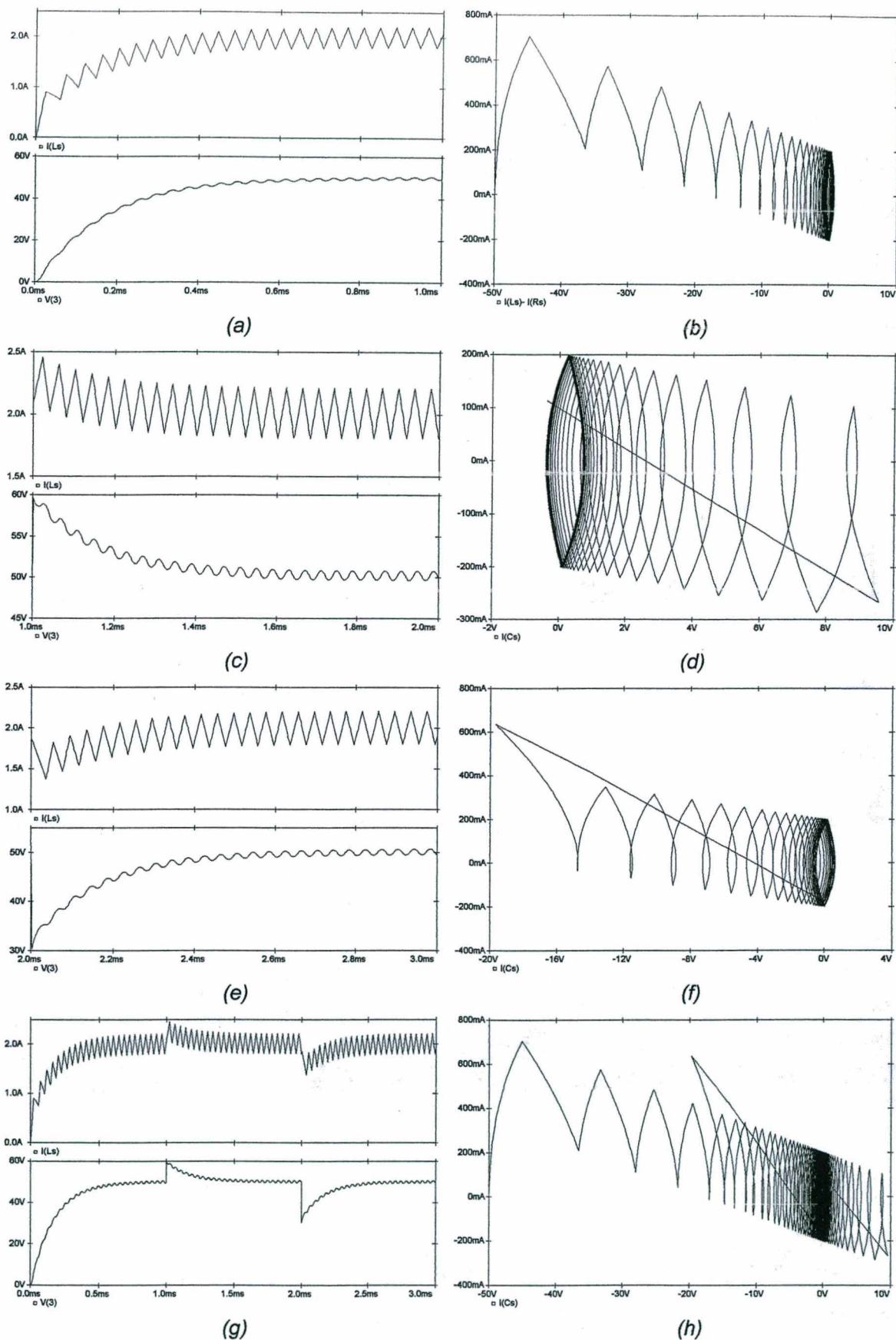


Fig. 2.19 - Corrente do indutor e tensão de saída (figuras do lado esquerdo) e planos de fase (à direita) referentes aos seguintes intervalos de tempo: estabilização inicial (a,b); após o degrau positivo (c,d); após o degrau negativo (e,f); intervalo total (g,h).

passando a operar-se com as três estruturas mostradas na tabela 2.1: o sistema não comuta apenas entre as estruturas 1 e 2, mas mantém-se durante longos intervalos com corrente nula no indutor, conforme evidenciado pela fig. 2.21. Para que o circuito trabalhe convenientemente, deve-se eliminar a possibilidade de existência da estrutura 3. Este é o tema do próximo item.

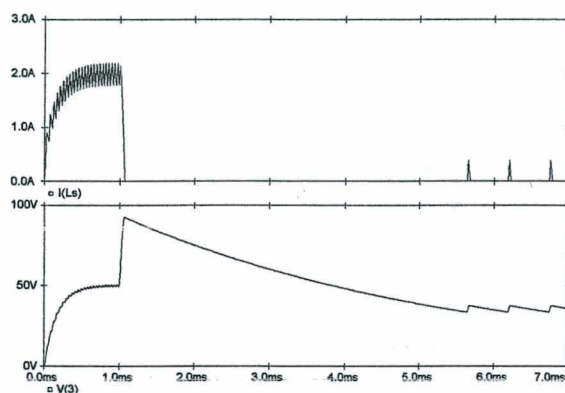


Fig. 2.21 - Corrente do indutor e tensão de saída do conversor na situação em que a resistência de carga é comutada de 25Ω para $2,5k\Omega$. O sistema não retorna ao ponto de equilíbrio: a tensão de saída passa a variar em torno de 35,5V.

f) Simulação com aplicação de degrau severo de carga e com possibilidade de devolução de energia à fonte de alimentação

A fim de possibilitar-se a manutenção do regime de deslizamento no conversor abaixador de tensão mesmo sob condição de carga muito baixa, deve-se impedir a ocorrência da estrutura 3. Isto pode ser conseguido utilizando-se interruptores bidirecionais em corrente, representados pelos pares $Q_1 - D_{q1}$ e $Q_2 - D_{q2}$ no diagrama da fig. 2.22. Desta forma, ao atingir o valor nulo, a corrente de L_s segue evoluindo negativamente, absorvendo energia do capacitor de saída e posteriormente devolvendo-a à fonte de alimentação V_{ent} . Q_1 continua sendo comandado normalmente e Q_2 recebe pulsos complementares, tendo portanto razão cíclica \bar{D} .

Os gráficos referentes à operação com $R_s = 250\Omega$ podem ser vistos na fig. 2.23. Verifica-se que, após afastar-se bruscamente da origem do plano de fase, o ponto representativo encontra a superfície de deslizamento no quarto quadrante, dirigindo-se então ao ponto de equilíbrio. Esse deslizamento não ocorre no resultado da fig. 2.20, pois o equilíbrio é atingido através da estrutura 3.

tenha como destino certo o ponto de equilíbrio desejado. Os gráficos da fig. 2.24 ratificam estas afirmações.

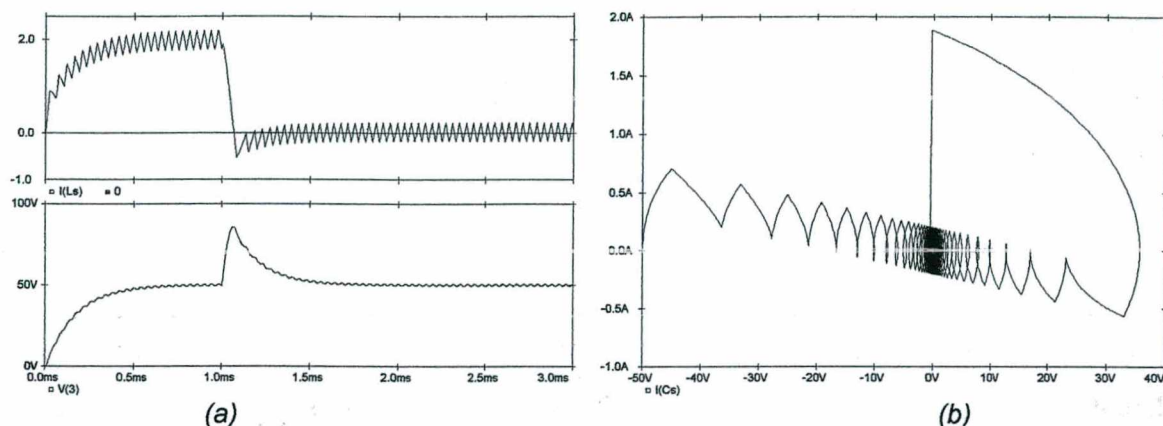


Fig. 2.24 - Degrau de carga de 25Ω para $2,5k\Omega$, com devolução de energia:
 a) i_{Ls} e v_s ; b) plano de fase de erro do estado.

g) Simulação com menor ondulação na tensão de saída

Nos resultados mostrados até o momento, utiliza-se um capacitor de saída de $1,8\mu\text{F}$. Quando ocorrem perturbações na carga, o capacitor absorve (ou fornece) energia, incorrendo em variações substanciais na tensão de saída, devido ao baixo valor de sua capacitância. Manteve-se esse valor, a fim de permitir uma melhor visualização dos fenômenos que ocorrem, enfatizando a capacidade de o sistema reencontrar a condição de equilíbrio. Em geral, no entanto, não se admitem excursões tão amplas na tensão de saída. Busca-se ilustrar uma aplicação mais realista na fig. 2.25, em que se apresentam os resultados obtidos com $C_s = 180\mu\text{F}$ e $\alpha = 0,346\text{S}$. A carga do sistema é inicialmente de 25Ω ; em $t = 4\text{ms}$, $12,5\Omega$, retornando-se à carga original em $t = 8\text{ms}$. As ondulações da tensão se restringem à faixa de $\pm 0,55\text{V}$. É importante registrar que nesse circuito o deslizamento ocorre com qualquer valor de α , desde que $R_s > 1,32\Omega$. Com base nas equações (2.47) e (2.50), obtém-se a faixa de valores admissíveis para a tensão de saída: $[31,2\text{V}; 68,8\text{V}]$. A faixa é um pouco ampliada considerando-se a operação com carga, conforme a expressão (2.71): $[29,8\text{V}; 70,2\text{V}]$ com $R_s = 25\Omega$ e $[28,1\text{V}; 71,9\text{V}]$ com $R_s = 12,5\Omega$.

$$\frac{\frac{\alpha^2}{C_s} - \frac{\alpha}{R_s \cdot C_s}}{\frac{\alpha^2}{C_s} - \frac{\alpha}{R_s \cdot C_s} + \frac{1}{L_s}} \cdot V_{C_s}^* < v_{C_s} < \frac{\frac{\alpha^2 \cdot V_{C_s}^*}{C_s} + \frac{V_{ent}}{L_s} - \frac{\alpha \cdot V_{C_s}^*}{R_s \cdot C_s}}{\frac{\alpha^2}{C_s} + \frac{1}{L_s} - \frac{\alpha}{R_s \cdot C_s}} \quad (2.71)$$

dos erros das variáveis (equação da superfície σ), de forma que a imposição de uma referência de corrente inadequada incorre em um erro na tensão de saída. Enquanto a referência da tensão v_{Cs} é bem definida, i_{Ls}^* equivale, em um conversor abaixador *idealizado*, à corrente $I_{R_{srp}}$, sendo, portanto, dependente da carga a cada instante. Assim, SILVA & PAULO (1993) utilizam i_{Ls} e dela subtraem o valor da corrente de carga. Com este procedimento, no entanto, aumenta-se o número de sensores no circuito, motivo pelo qual PINHEIRO e outros (1994) empregam um observador da corrente de saída.

Em outras topologias de conversores estáticos, a determinação da referência não é tão direta, obrigando a implementação de sistemas mais complexos (SANDERS e outros, 1989 - aplicação em um conversor a acumulação indutiva [*buck-boost* ou *up-down converter*]).

Uma solução bastante interessante para este impasse foi proposta por pesquisadores do Instituto de Tecnologia da Califórnia, EUA (VENKATARAMANAN, SABANOVIĆ e ČUK, 1985). A corrente do indutor é composta por um valor médio acrescido de evoluções em altas frequências, causadas pelas comutações. Partindo da observação de que somente interessam ao controlador as variações de pequenos sinais desta corrente, os autores empregam um filtro passa-alta para processar o sinal antes de enviá-lo ao controlador.

No artigo mencionado, a técnica é aplicada em um conversor CC-CC elevador de tensão (*boost* ou *step-up converter*). Ela pode ser estendida a outros sistemas, uma vez que as variáveis de estado secundárias⁸ naturalmente se adaptam à operação do circuito. Esse aspecto é explorado por um grupo da Universidade de Pádua, Itália (MALESANI e outros, 1992; MATTAVELLI e outros, 1993; 1997). Em conversores de ordens superiores a dois, os autores fazem com que cada sinal secundário seja processado por um filtro passa-alta, encaminhando o sinal filtrado para a composição da superfície de deslizamento. O mesmo resultado é obtido utilizando-se um filtro passa-baixa para a obtenção do valor de referência, posteriormente subtraído do sinal original. Os autores propõem a técnica para *uso geral* em conversores CC-CC.

Como os próprios autores apontam, a filtragem do sinal introduz uma nova dinâmica no circuito, aumentando a ordem do sistema. Esse aumento equivale à soma das

⁸ Neste trabalho, emprega-se a denominação *variável secundária* para toda variável de estado que não possui um valor de referência declarado.

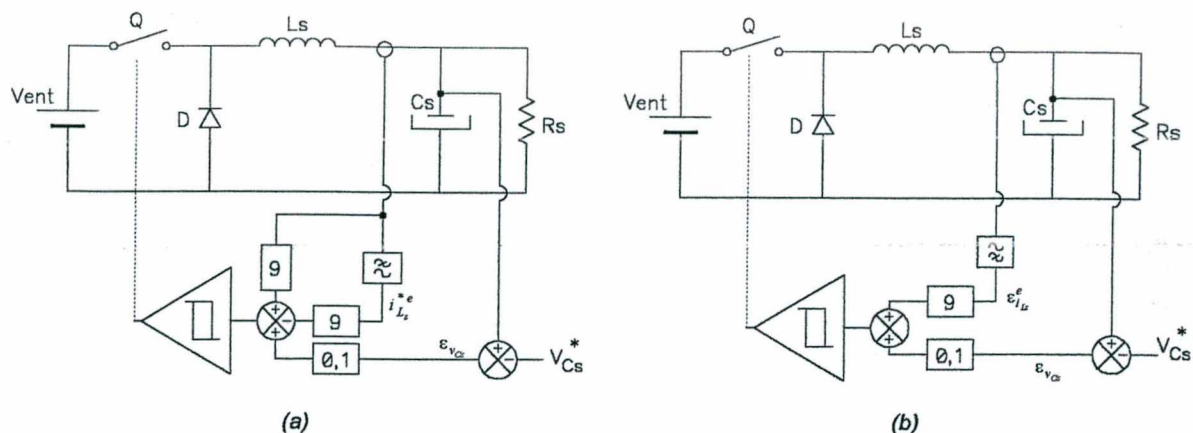


Fig. 2.26 - Diagrama do conversor abaixador de tensão controlado por regime de deslizamento: a) empregando-se um filtro passa-baixa para a definição da referência $i_{L_s}^*$; b) utilizando-se o sinal da corrente i_{L_s} após a filtragem das baixas frequências.

$$\frac{i_{L_s}^{*e}(s)}{i_{L_s}(s)} = \frac{1}{1 + s \cdot \tau_{pb}} \quad (2.72)$$

sendo $\tau_{pb} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{pb}}$. (2.73)

$$i_{L_s}^{*e}(t)' = \frac{i_{L_s}(t)}{\tau_{pb}} - \frac{i_{L_s}^{*e}(t)}{\tau_{pb}} \quad (2.74)$$

$$\begin{bmatrix} v_{C_s}'(t) \\ i_{L_s}'(t) \\ i_{L_s}^{*e}(t)' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/R_S C_s & 1/C_s & 0 \\ -1/C_s & 0 & 0 \\ 0 & 1/\tau_{pb} & -1/\tau_{pb} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{C_s}(t) \\ i_{L_s}(t) \\ i_{L_s}^{*e}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/L_s \\ 0 \end{bmatrix} \cdot u \quad (2.75)$$

De forma análoga, tem-se para o sistema com filtro passa-alta:

$$\frac{\varepsilon_{i_{L_s}}^e(s)}{i_{L_s}(s)} = \frac{s \cdot \tau_{pa}}{1 + s \cdot \tau_{pa}} \quad (2.76)$$

sendo $\tau_{pa} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{pa}}$, (2.77)

$$\varepsilon_{i_{L_s}}^{te}(t) = i_{L_s}'(t) - \frac{\varepsilon_{i_{L_s}}^e(t)}{\tau_{pa}} \quad ; \quad (2.78)$$

Percebe-se, na fig. 2.27, que quando o sistema opera em regime permanente, o filtro passa-alta logra separar com bastante fidelidade os componentes médio e alternado de i_{L_s} . A saída do filtro, no entanto, é um sinal que tende exponencialmente ao valor $\tau_{pa} \cdot \frac{d}{dt} i_{L_s}$. Tal característica exponencial é particularmente visível durante a partida do conversor. O primeiro bloqueio na fig. 2.12a, em que se tem realimentação da corrente do capacitor, ocorre em $t = 22,8\mu\text{s}$ com $i_{L_s} = 0,90\text{A}$; já na fig. 2.27a, ele somente ocorre em $t = 35,4\mu\text{s}$ com $i_{L_s} = 1,36\text{A}$. Há, pois, uma certa “perda de informação” de corrente, devida ao longo tempo de condução do interruptor. Verifica-se, na fig. 2.27d, como o primeiro encontro com a linha de comutação é atrasado em virtude da evolução exponencial de $\varepsilon_{i_{L_s}}^e$ (compare-se com a fig. 2.13a). Como conseqüência, mais energia é injetada no circuito logo nos instantes iniciais de funcionamento, reduzindo o tempo de resposta da tensão de saída: seu tempo característico é de $90,9\mu\text{s}$. A referida “perda de informação” pode se tornar crítica no início da operação do conversor, pois o controlador não tem acesso ao valor real da corrente, motivo pelo qual sempre se inclui um elemento limitador da corrente de partida, como já se verifica no artigo de VENKATARAMANAN e outros (1985). Tal limitação, de fato, modifica a linha de comutação no plano do estado, sem contudo comprometer as características do regime de deslizamento.

Cabe ainda uma observação final: apesar de o sistema (2.79) haver-se tornado de ordem três, na implementação de seu controlador (fig. 2.26b) utiliza-se uma superfície bidimensional, pois se está desprezando a variável i_{L_s} . Formalmente, isso não ocorre no sistema (2.75), apesar de que se possa considerar $(i_{L_s} - i_{L_s}^{*e})$ como uma variável única.

2.6 - CONCLUSÃO

No presente capítulo, o regime de deslizamento foi apresentado no contexto de uma aplicação no conversor abaixador de tensão. Suas características mais relevantes foram levantadas com base na interpretação do plano de fase e em equações matemáticas, formando um alicerce para as aplicações mostradas nos capítulos que seguem. Sob regime de deslizamento, o sistema se mostra bastante robusto, retornando sempre ao ponto de

CAPÍTULO III

CONVERSOR ELEVADOR DE TENSÃO CONTROLADO POR REGIME DE DESLIZAMENTO

3.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo, pretende-se realizar uma aplicação do controle por regime de deslizamento em um conversor elevador de tensão (*step-up*, *up* ou *boost converter*), cujo diagrama é mostrado na fig. 3.1. Este circuito é dual ao do conversor abaixador, apresentando entrada com característica de fonte de corrente e saída com característica de fonte de tensão; como seu próprio nome indica, a operação exige que a tensão de saída seja maior que a tensão de entrada. Na tabela 3.1 apresentam-se as três estruturas em que se pode configurar o conversor elevador. Para que todas as possibilidades estejam ilustradas, inclui-se a estrutura 3 que, no entanto, não é considerada para o regime de deslizamento.

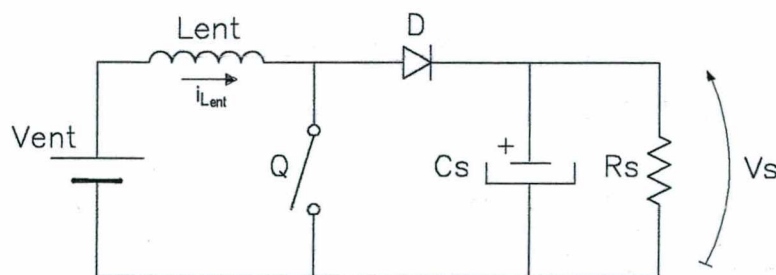


Fig. 3.1 - Diagrama do conversor elevador de tensão.

As equações de estado podem ser colocadas na forma matricial como segue:

$$\begin{bmatrix} v'_{C_s} \\ i'_{L_{ent}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/R_s C_s & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{C_s} \\ i_{L_{ent}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{L_{ent}}/C_s \\ -v_{C_s}/L_{ent} \end{bmatrix} \cdot (1-\gamma) + \begin{bmatrix} 0 \\ V_{ent}/L_{ent} \end{bmatrix}, \quad (3.1)$$

ou, de forma compacta:

$$\mathbf{v}' = \mathbf{A}\mathbf{v} + \mathbf{B}u + \mathbf{B}_c, \quad (3.2)$$

sendo \mathbf{B}_c o vetor de termos constantes $\begin{bmatrix} 0 \\ V_{ent}/L_{ent} \end{bmatrix}^T$.

linear, que depende exclusivamente de V_{ent} e do valor da indutância L_{ent} , ao passo que v_{Cs} decai exponencialmente, de acordo com o valor de $R_s C_s$. Mostra-se na fig. 3.2 a construção do plano de estado a partir das formas de onda de $i_{Lent}(t)$ e de $v_{Cs}(t)$. Devido ao deslocamento entre as variáveis, o movimento do ponto representativo não segue os preceitos do plano de fase (evolução no sentido horário), mas se faz sempre da direita para a esquerda. Por este motivo, emprega-se a denominação *plano de estado* para o mapeamento de $v_{Cs}(t)$ versus $i_{Lent}(t)$. Na fig. 3.3 exibem-se diversas trajetórias no plano de estado, obtidas com diferentes condições iniciais.

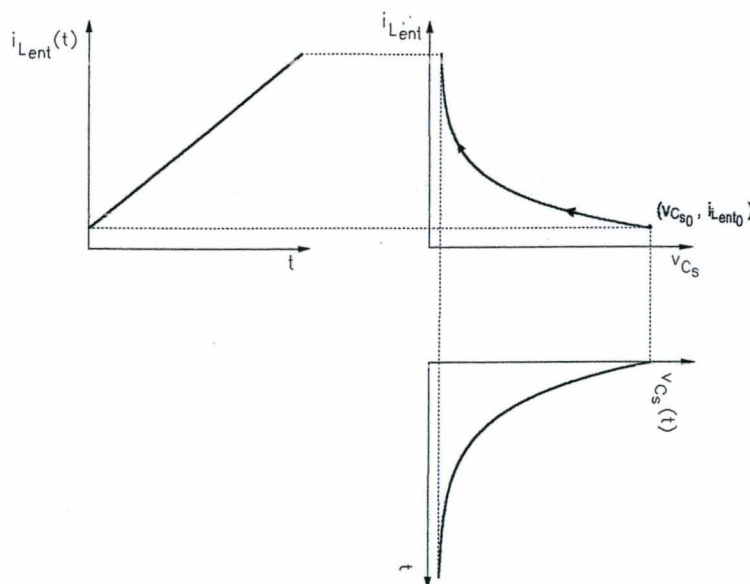


Fig. 3.2 - Construção do plano de estado referente à estrutura 1 do conversor elevador de tensão. Não há dependência entre as variáveis, ou seja, uma não influencia na derivada da outra. A corrente i_{Lent} apresenta crescimento linear, enquanto a tensão v_{Cs} sofre decrescimento exponencial. O movimento no plano de estado ocorre da direita para a esquerda, diferentemente do plano de fase, em que o deslocamento ocorre no sentido dos ponteiros de um relógio.

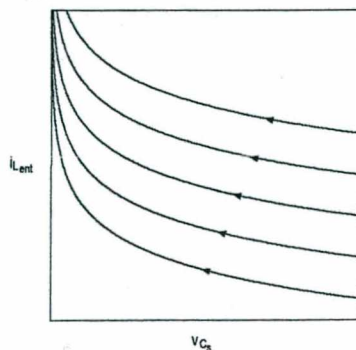


Fig. 3.3 - Trajetórias no plano de estado da estrutura 1 obtidas partindo-se de diferentes condições iniciais.

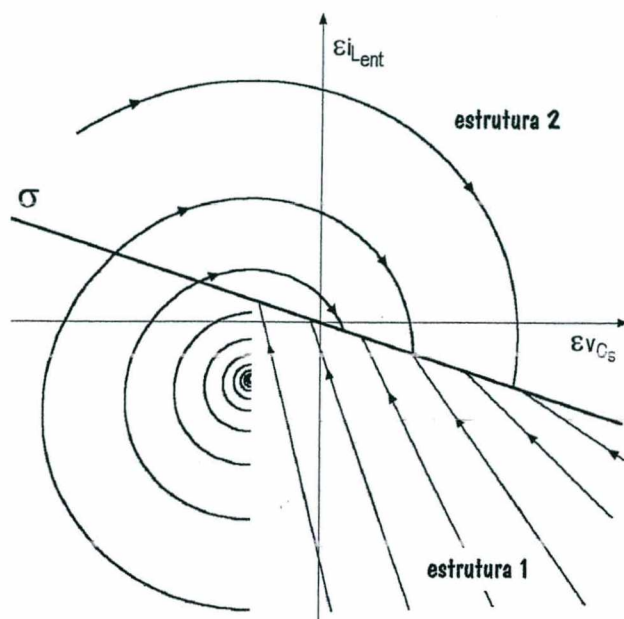


Fig. 3.5 - Plano de estado combinando as trajetórias das estruturas 1 e 2. Quando o ponto representativo se encontra abaixo de σ , o sistema demanda injeção de energia, o que corresponde à estrutura 1. No entanto, como a operação é restrita à faixa $v_{Cs} > V_{ent}$, a estrutura 1 somente é ativada na região em que $\sigma < 0$ e $\varepsilon_{v_{Cs}} > -(V_{Cs}^* - V_{ent})$.

A reta de deslizamento e sua derivada são definidas como anteriormente [equações (2.18) e (2.25)], permitindo que se escrevam as expressões (3.7) e (3.8).

$$\sigma = s_1 \cdot \varepsilon_{v_{Cs}} + s_2 \cdot \varepsilon_{i_{L_{ent}}} \quad (3.7)$$

$$\sigma' = s_1 \cdot \left(\bar{\gamma} \cdot \frac{i_{L_{ent}}}{C_s} - \frac{v_{Cs}}{R_s C_s} \right) + s_2 \cdot \left(\frac{V_{ent} - \bar{\gamma} \cdot v_{Cs}}{L_{ent}} \right) \quad (3.8)$$

Quando $\sigma < 0$, o sistema requer injeção de energia, e portanto o interruptor deve ser colocado em condução ($\gamma = 1$), o que se reflete em uma derivada positiva de σ , conforme a equação (3.9). Pode-se assim definir o limite para α [eq. (3.10)] ($Z_n = \sqrt{L_{ent}/C_s}$).

$$\gamma = 1 \Rightarrow \sigma' > 0 \Rightarrow -\frac{s_1 \cdot v_{Cs}}{R_s C_s} + \frac{s_2 \cdot V_{ent}}{L_{ent}} > 0 ; \quad (3.9)$$

$$\alpha < \frac{V_{ent} \cdot R_s}{v_{Cs} \cdot Z_n^2} \quad (3.10)$$

sua inclinação fosse nula. Esta última equação pode ser colocada de outra forma, definindo o limite mínimo da tensão v_{C_s} no qual o deslizamento ocorre sem fugas na estrutura 2:

$$v_{C_s} > V_{dlz_{min}} = \frac{V_{ent} + \alpha \cdot Z_n^2 \cdot (I_{L_{ent}}^* + \alpha \cdot V_{C_s}^*)}{1 + \alpha \cdot Z_n^2 \cdot (1/R_s + \alpha)}, \quad (3.13)$$

que também pode ser escrita como segue:

$$v_{C_s} > V_{dlz_{min}} = \frac{V_{ent} + V_{C_s}^* \cdot \alpha \cdot Z_n^2 \cdot \left(\frac{V_{C_s}^*}{V_{ent}} \cdot \frac{1}{R_s} + \alpha \right)}{1 + \alpha \cdot Z_n^2 \cdot (1/R_s + \alpha)}. \quad (3.14)$$

Esse limite é obtido utilizando-se o resultado (3.15), válido para todos os pontos sobre a reta de deslizamento. Cumpre observar que com a faixa de histerese, aumenta-se um pouco o valor de $\bar{V}_{dlz_{min}}$.

$$i_{L_{ent}} = I_{L_{ent}}^* + \alpha \cdot (V_{C_s}^* - v_{C_s}). \quad (3.15)$$

A função de controle equivalente pode ser calculada da mesma forma como na seção 2.3.1:

$$u_{eq} = -(\mathbf{SB})^{-1} \cdot \mathbf{S} \cdot (\mathbf{Ax} + \mathbf{Av}^* + \mathbf{Bc}); \quad (3.16)$$

$$u_{eq} = \frac{-1}{s_1 \cdot i_{L_{ent}}/C_s - s_2 \cdot v_{C_s}/L_{ent}} \cdot \left(s_1 \cdot \frac{v_{C_s}}{R_s C_s} - s_2 \cdot \frac{V_{ent}}{L_{ent}} \right). \quad (3.17)$$

No ponto de equilíbrio, a lei da conservação de energia impõe que:

$$I_{L_{ent}}^* = (V_{C_s}^*)^2 / R_s V_{ent}. \quad (3.18)$$

Então:

$$\bar{\gamma}_{rp} = u_{eq_{rp}} = \frac{s_1 \cdot V_{ent} V_{C_s}^* L_{ent} - s_2 \cdot V_{ent}^2 R_s C_s}{s_1 \cdot (V_{C_s}^*)^2 L_{ent} - s_2 \cdot V_{ent} V_{C_s}^* R_s C_s} = \frac{V_{ent}}{V_{C_s}^*}. \quad (3.19)$$

A expressão acima concorda com a equação (3.4), pois $\bar{\gamma}_{rp} = \bar{D}_{rp} = (1 - D_{rp})$.

Considerando-se que o rendimento do sistema seja unitário, são definidos:

$$\bullet R_{snom} = 100\Omega; \quad \bullet I_{entnom} = 2A; \quad \bullet I_{snom} = 1A.$$

A razão cíclica em regime permanente é $D = (100-50)/100 = 0,5$. Admite-se que a corrente do indutor de entrada apresente variação de 20% de seu valor nominal, ou seja, $\Delta I_{Lentmáx} = 0,4A$. Assim, chega-se a:

$$L_{ent} \geq \frac{V_{ent} \cdot D}{\Delta I_{Lentmáx} \cdot f_c} \Rightarrow L_{ent} \geq 2,5 \text{mH} \quad (3.24)$$

Também o capacitor de saída pode ser dimensionado:

$$C_s \geq \frac{I_{snom} \cdot D}{\Delta V_{C_s máx} \cdot f_c} \Rightarrow C_s \geq 10\mu\text{F} \quad (3.25)$$

O circuito $L_{ent} - C_s$ apresenta $Z_n = 15,81\Omega$ e $f_n = 1.007\text{Hz}$.

3.4 - O REGIME DE DESLIZAMENTO DO CONVERSOR ELEVADOR DE TENSÃO

Utilizando-se os valores calculados no item anterior, parte-se para a definição da reta de deslizamento σ . Sua inclinação deve respeitar o seguinte limite:

$$\alpha < \frac{50 \cdot 100}{100 \cdot 250} = 0,2 \text{S} \quad (3.26)$$

Se se considerar que a tensão de saída pode apresentar uma evolução até 20% superior a seu valor nominal, esse limite diminui para 0,167S. No entanto, mesmo com este valor, o deslizamento somente é garantido na estrutura 2 a partir de 99V [cfr. eq. (3.13)], praticamente o valor nominal. Escolhe-se $\alpha = 0,031\text{S}$, que possibilita a ocorrência de deslizamento com $v_{C_s} > 67,9\text{V}$. Para que os sinais permaneçam dentro da faixa de operação dos amplificadores operacionais ($\pm 15\text{V}$), escolhe-se $s_1 = 0,07\text{V/V}$; conseqüentemente, $s_2 = 2,26\Omega$. Para que se tenha $f_{cnom} = 25\text{kHz}$, utiliza-se uma faixa de histerese de 0,764V, com a qual se pode esperar uma freqüência de 29,6kHz em vazio.

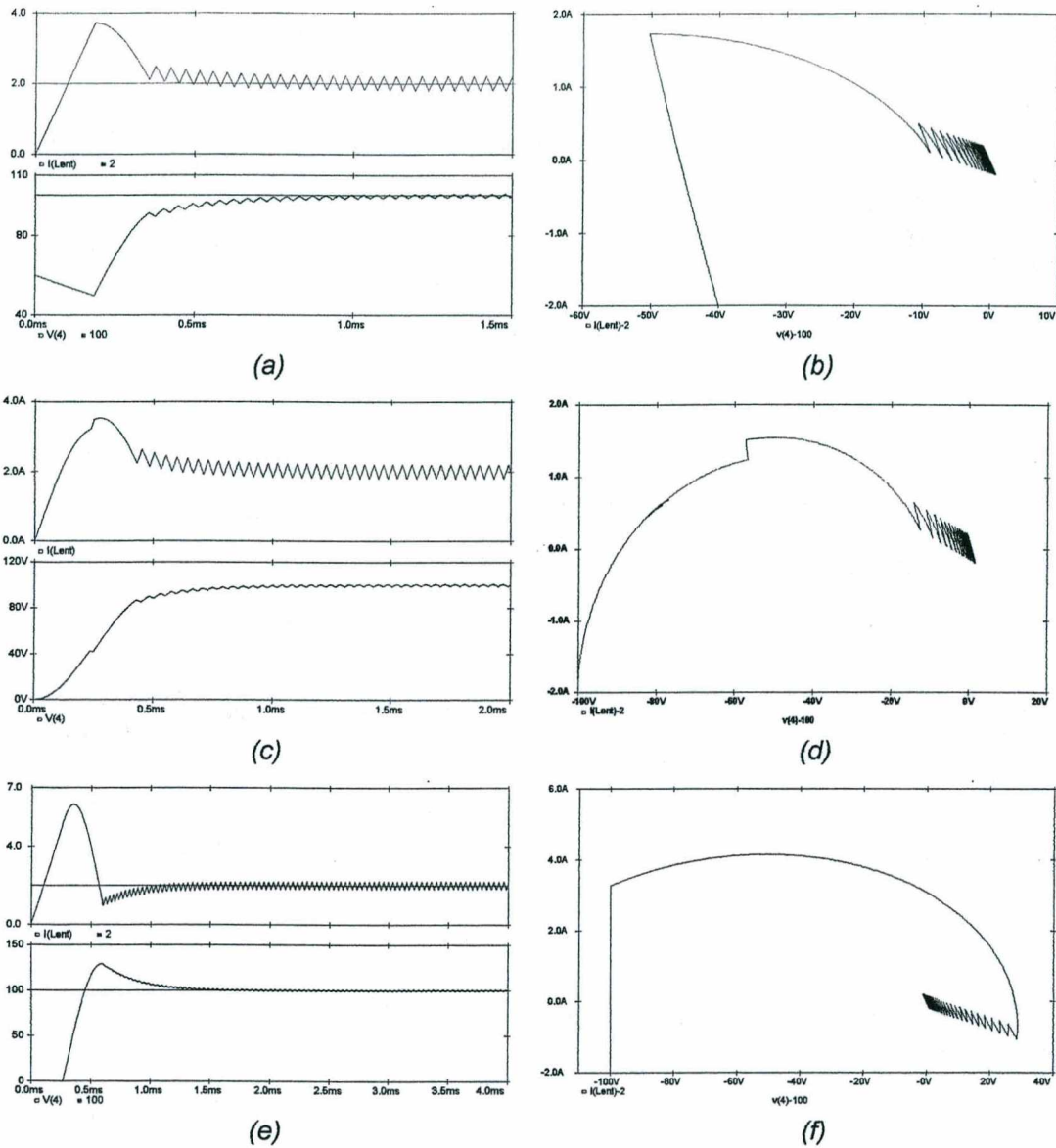


Fig. 3.8 - Resultados obtidos em simulações numéricas: curvas de i_{Lent} , de v_{Cs} e o plano de erro do estado nos seguintes casos: condição inicial de 60V e 0A (a, b); partida do repouso, com inibição dos comandos se $v_{Cs} < 40V$ ou se $i_{Lent} > 3A$ (c, d); partida do repouso, sem inibição dos comandos (e, f).

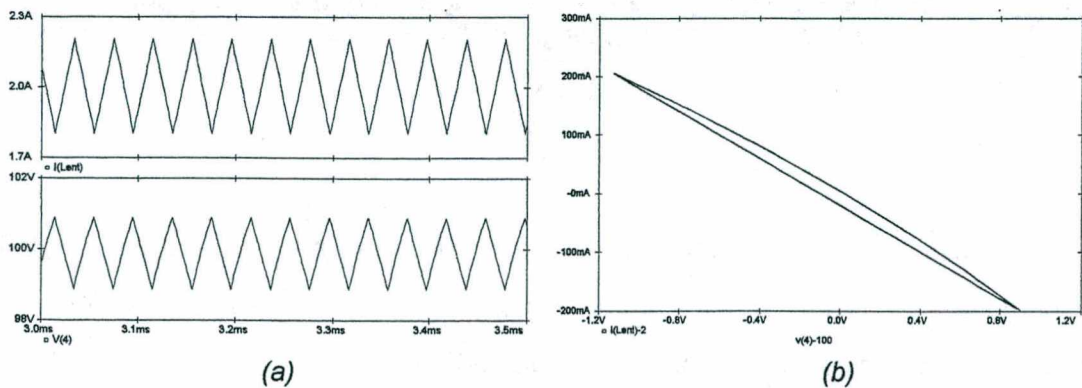


Fig. 3.9 - Grandezas do conversor em regime permanente: a) corrente de entrada e tensão de saída; b) plano de erro do estado, mostrando o ciclo limite de regime permanente.

(OGATA, 1982). Estes resultados são obtidos com $\alpha = 0,2S$. Com a redução do valor de α , reduz-se também a envergadura do ciclo limite (fig. 3.13). A listagem do arquivo básico utilizado para simulação do conversor elevador de tensão se encontra no apêndice D.

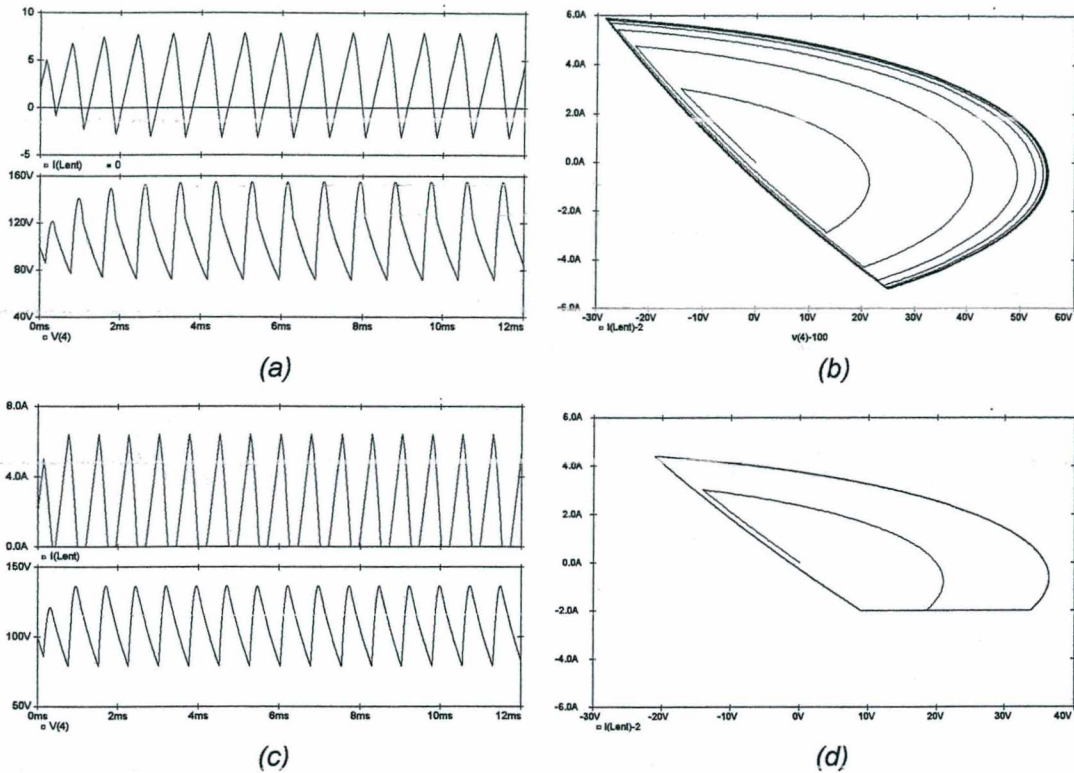


Fig. 3.11 - Exemplos de operação com inclinação muito acentuada da reta de deslizamento: utiliza-se $\alpha = 0,2S$, partindo-se do ponto de equilíbrio (100V; 2A). Nos gráficos "a" e "b", os interruptores utilizados são bidirecionais em corrente; já em "c" e "d", impedem-se as incursões negativas de $i_{L_{ent}}$, motivo pelo qual o plano de erro é "ceifado" na parte inferior.

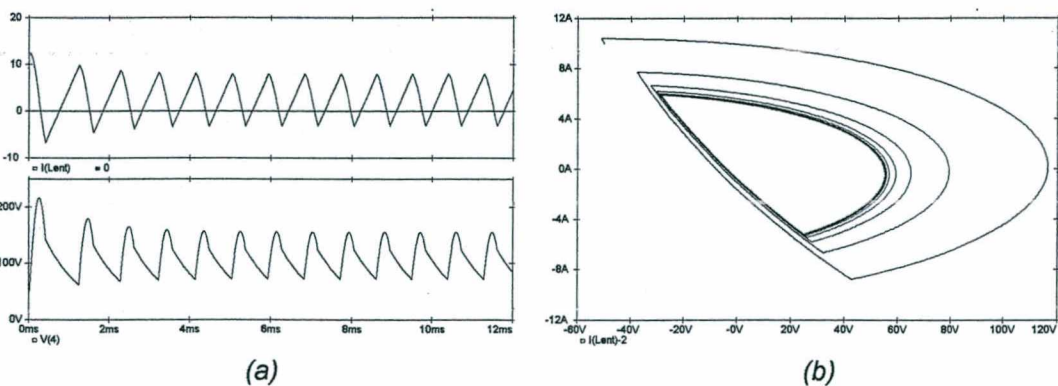


Fig. 3.12 - Ainda operação com $\alpha = 0,2S$, mas partindo-se das condições iniciais (50V; 12A). Após algumas oscilações, as trajetórias permanecem confinadas no mesmo ciclo limite anterior (fig. 3.11b). Trata-se, pois, de um ciclo limite estável.

O uso do filtro passa-alta associado ao conversor CC-CC elevador de tensão exige um cuidado não requerido pelo conversor abaixador: a frequência de corte do filtro deve ser escolhida em concordância com a frequência de oscilação do circuito $L_{ent} - C_s - R_s$, para que haja alguma sensibilidade nesta frequência. Caso contrário, o filtro atenua as oscilações que naturalmente surgem no circuito, e o sistema de controle fica incapacitado de reagir a contento. Há ainda um agravante nessa questão: considerando-se a célula de comutação $Q - D$ como um “divisor” do circuito, L_{ent} e C_s localizam-se em porções distintas no diagrama. As comutações modificam a forma como as grandezas se refletem de uma porção para outra do circuito, com um efeito semelhante ao de um “transformador” (FREITAS & BARBI, 1991), modificando portanto também a frequência das oscilações, conforme as equações (3.28) e (3.30). Esta última não leva em consideração o amortecimento. (No apêndice E, enfoca-se o tema da frequência de oscilação do conversor elevador comutado.)

$$f_{am} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_{ent}C_s} - \frac{1}{(2R_sC_s)^2}} \quad (3.27)$$

$$f_{amc} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{(1-D)^2}{L_{ent}C_s} - \frac{1}{(2R_sC_s)^2}} \quad (3.28)$$

$$f_n = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_{ent}C_s}} \quad (3.29)$$

$$f_{nc} = \frac{1-D}{2\pi \cdot \sqrt{L_{ent}C_s}} \quad (3.30)$$

Tome-se por exemplo o conversor projetado anteriormente, cujos parâmetros são aqui novamente relacionados:

- $V_{ent} = 50\text{V};$ • $V_s = (100 \pm 1)\text{V};$ • $P_{snom} = 100\text{W};$ • $f_{cnom} = 25\text{kHz};$
- $R_{snom} = 100\Omega;$ • $I_{entnom} = 2\text{A};$ • $I_{snom} = 1\text{A};$ • $D_{nom} = 0,5;$
- $L_{ent} = 2,5\text{mH};$ • $C_s = 10\mu\text{F};$ • $f_n = 1007\text{Hz};$ • $Z_n = 15,81\Omega.$

A frequência do sistema comutado com D_{nom} diminui para $f_{nc} = 503\text{Hz}$ (ou, considerando-se o amortecimento, $f_{amc} = 497\text{Hz}$). Utilizando-se a inclinação $\alpha = 0,031\text{S}$, já empregada na seção 3.4.1, e um filtro passa-alta de primeira ordem com $f_{pa} = 3\text{kHz}$, obtêm-se os resultados mostrados na fig. 3.15. As primeiras oscilações (até $t = 640\mu\text{s}$) são devidas ao limitador da corrente. Posteriormente, a resposta do sistema apresenta oscila-

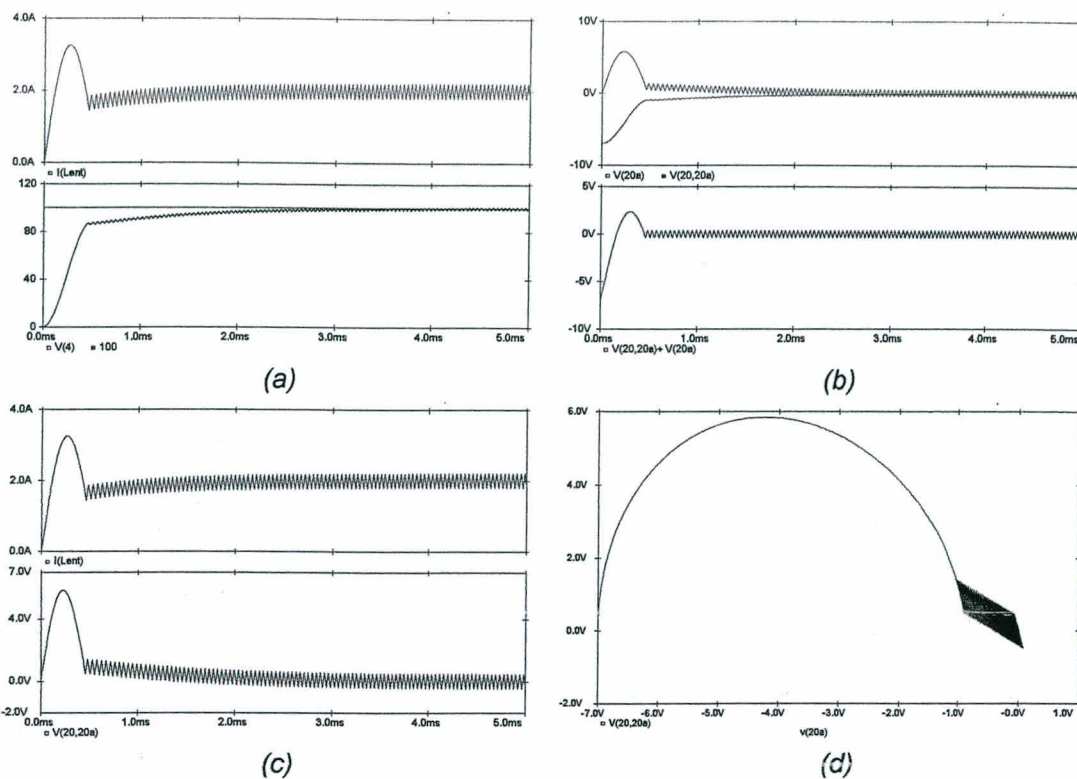


Fig. 3.16 - Resultados obtidos utilizando-se $f_{pa} = 250\text{Hz}$: a) corrente de entrada e tensão de saída; b) sinais dos erros ponderados: da corrente, da tensão e erro total; c) corrente de entrada e seu correspondente sinal de erro; d) plano de erro do estado ($s_1 \cdot \varepsilon_{V_{Cs}} \times s_2 \cdot \varepsilon_{i_{Lent}}$).

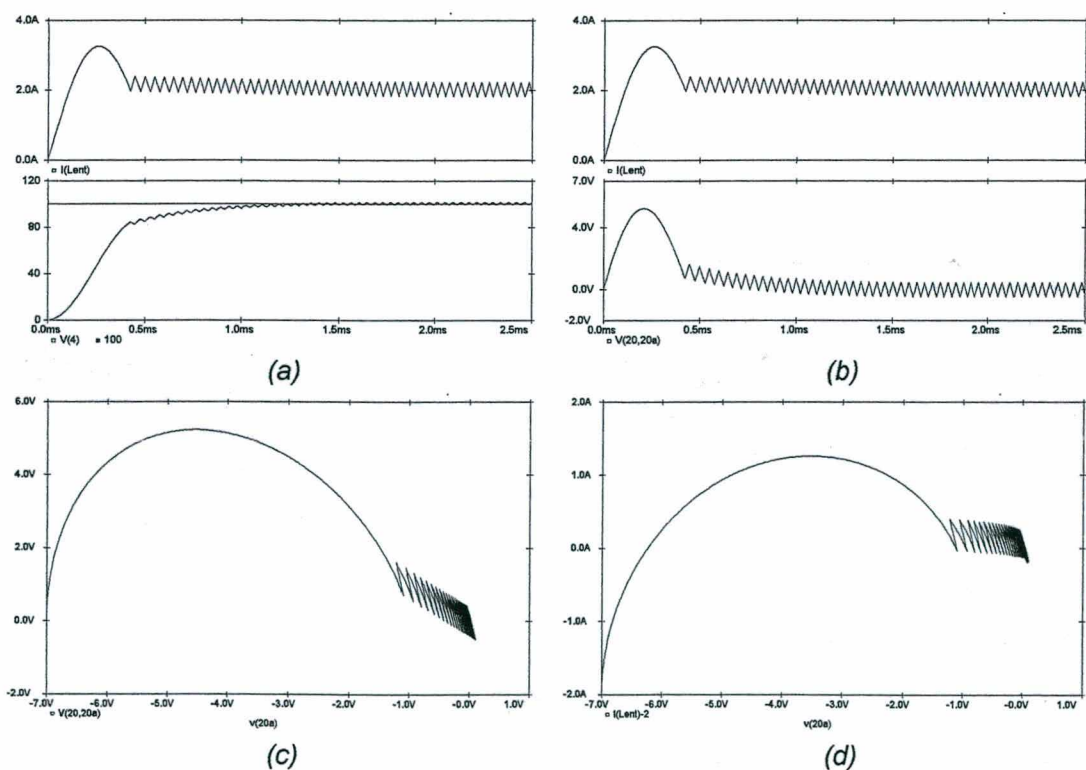


Fig. 3.17 - Resultados obtidos com $f_{pa} = 400\text{Hz}$: a) i_{Lent} e v_{Cs} ; b) corrente de entrada e seu sinal de erro estimado; c) plano de erro do estado (estimado: $s_1 \cdot \varepsilon_{v_{Cs}} \times s_2 \cdot \varepsilon_{i_{Lent}}$); d) plano de erro do estado "real": $s_1 \cdot \varepsilon_{v_{Cs}} \times \varepsilon_{i_{Lent}}$.

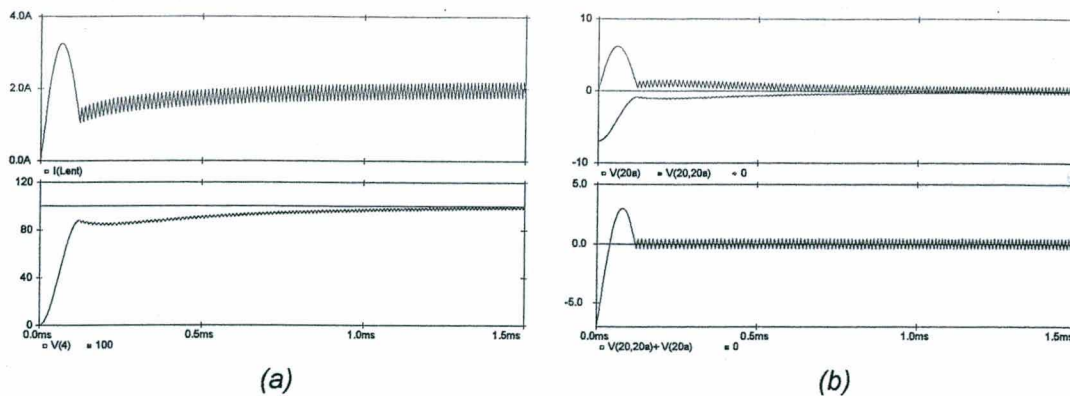


Fig. 3.18 - Resultados obtidos com $f_c = 100\text{kHz}$ e $f_{pa} = 600\text{Hz}$: a) i_{Lent} e v_{Cs} ; b) sinais dos erros ponderados da tensão e da corrente e erro total.

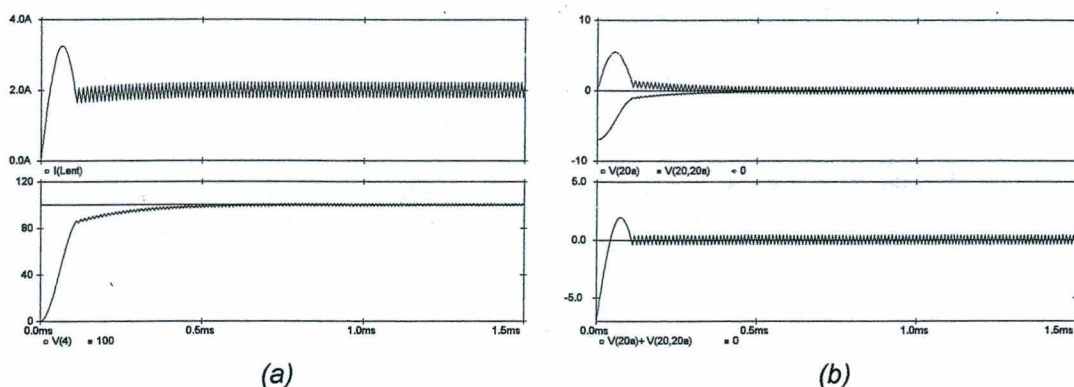


Fig. 3.19 - Resultados obtidos com $f_c = 100\text{kHz}$ e $f_{pa} = 1,2\text{kHz}$: a) i_{Lent} e v_{Cs} ; b) sinais dos erros: da tensão ($s_1 \cdot \varepsilon_{v_{Cs}}$), da corrente ($s_2 \cdot \varepsilon_{i_{Lent}}$) e erro total.

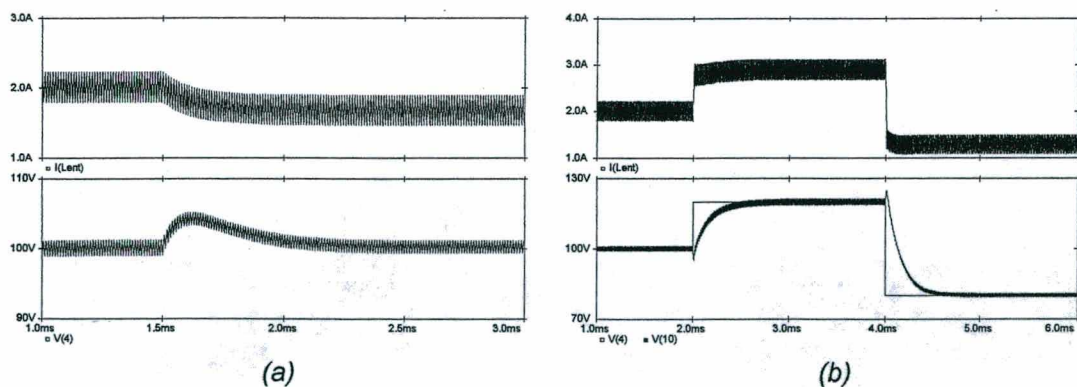


Fig. 3.20 - Respostas do sistema: a) ao degrau positivo de 20% na tensão de entrada; b) a degraus positivo e negativo no valor de referência V_{Cs}^* .

Um sistema mais imune a variações da tensão de saída é obtido com um valor maior de capacitância na saída. Ilustram-se nas figs. 3.21 e 3.22 algumas curvas do sistema com $C_s = 50\mu\text{F}$, $L_{ent} = 625\mu\text{H}$, $\alpha = 0,2\text{S}$, $s_1 = 0,07\text{V/V}$, $s_2 = 0,35\Omega$, $\Delta\sigma = 0,14\text{V}$,

A evolução das variáveis de estado a partir das condições iniciais $v_{Cs} = 55V$ e $i_{Lent} = 0A$ pode ser vista na fig. 3.23. O sobre-sinal máximo observado é de 2,4V (característica de segunda ordem com $\zeta = 0,76$). Na fig. 3.24, tem-se a resposta do conversor ao degrau de tensão na entrada. Finalmente, a reação a variações paramétricas pode ser avaliada na fig. 3.25. Percebe-se que o sistema é invariante com relação às modificações em L_{ent} e em C_s .

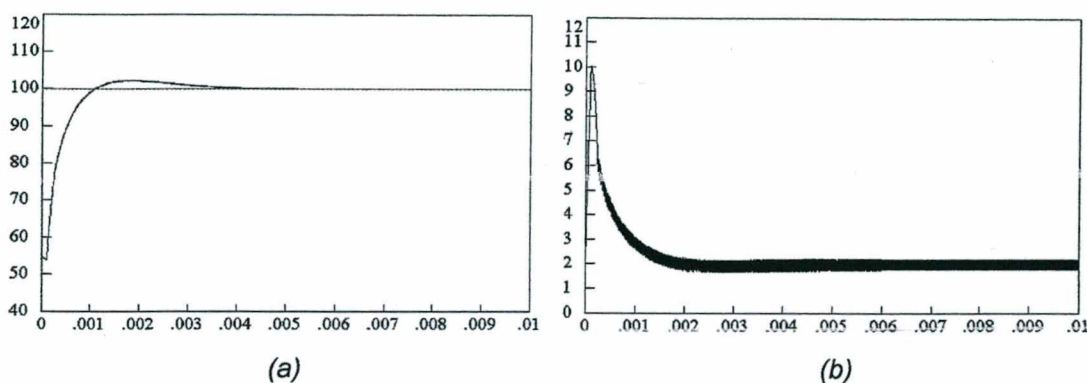


Fig. 3.23 - Evolução das variáveis partindo-se das condições iniciais $v_{Cs0} = 55V$ e $i_{Lent0} = 0A$: a) v_{Cs} ; b) i_{Lent} .

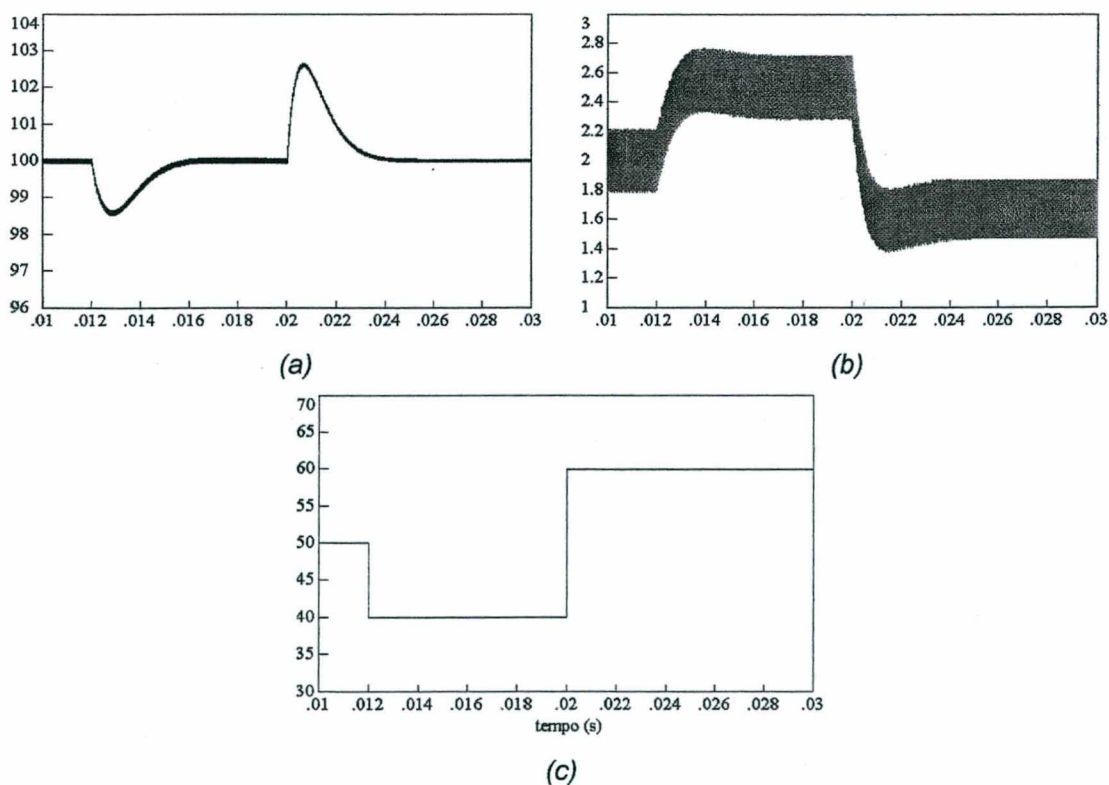


Fig. 3.24 - Resposta do sistema ao degrau na tensão de entrada: a) tensão de saída; b) corrente de entrada; c) tensão de entrada. No início, $V_{ent} = 50V$, sofrendo posteriormente as seguintes modificações: $V_{ent} = 50V \rightarrow 40V$ em $t = 12ms$ e $V_{ent} = 40V \rightarrow 60V$ em $t = 20ms$.

que pode ser colocada em uma forma mais sucinta:

$$\begin{bmatrix} i'_{L_s}(t) \\ v'_{C_s}(t) \\ i'_{L_{ent}}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1/L_s & 0 \\ -1/C_s & 0 & \bar{\gamma}/C_s \\ 0 & -\bar{\gamma}/L_{ent} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L_s}(t) \\ v_{C_s}(t) \\ i_{L_{ent}}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -V_{bat}/L_s \\ 0 \\ V_{ent}/L_{ent} \end{bmatrix}. \quad (3.33)$$

O parâmetro regente do sistema é i_{L_s} , enquanto os instantes das comutações são definidos primordialmente por $i_{L_{ent}}$.

A superfície de deslizamento é definida pela equação abaixo:

$$\sigma = \mathbf{S} \cdot \mathbf{x} = s_1 \cdot \varepsilon_{i_{L_s}} + s_2 \cdot \varepsilon_{v_{C_s}} + s_3 \cdot \varepsilon_{i_{L_{ent}}}. \quad (3.34)$$

Sendo $\frac{d}{dt} \mathbf{v}^*(t) = \mathbf{0}$, chega-se a:

$$\sigma'(t) = s_1 \cdot \left(\frac{v_{C_s}(t) - V_{bat}}{L_s} \right) + s_2 \cdot \left(\frac{\bar{\gamma} \cdot i_{L_{ent}}(t) - i_{L_s}(t)}{C_s} \right) + s_3 \cdot \left(\frac{V_{ent} - \bar{\gamma} \cdot v_{C_s}(t)}{L_{ent}} \right) \quad (3.35)$$

Deseja-se injetar 2A em uma fonte $V_{bat} = 100V$, utilizando $V_{ent} = 50V$ como fonte de alimentação e frequência de comutações de 25kHz em regime permanente. Por meio da equação (3.24), sendo $\Delta I_{L_{ent}máx} = 0,4A$, determina-se $L_{ent} = 2,5mH$. Escolhe-se $C_s = 2\mu F$, admitindo-se $\Delta V_{C_s m\u00e1x} = 20V$ na expressão (3.25), pois não há necessidade de uma forte restrição na ondulação da tensão, em virtude da presença do filtro de segunda ordem na saída, cuja frequência de corte fica em torno de 1,5kHz ao se empregar o valor $L_s = 6mH$. A escolha dos coeficientes pode ser feita considerando-se inicialmente que o indutor de saída se comporte como uma fonte de corrente I_{L_s} a fim de determinar-se o limite para α (que agora representa a razão s_2/s_3), dado pela equação (3.36), sendo $Z_n = \sqrt{L_{ent}/C_s}$.

$$\alpha < \frac{V_{ent}}{I_{L_s} \cdot Z_n^2}. \quad (3.36)$$

Para o caso em estudo, α deve ser inferior a 0,02S. Escolhe-se o valor 0,005S ($s_2 = 0,0125V/V$ e $s_3 = 2,5\Omega$), que fornece $V_{dlzmin} = 67,6V$ [utilizando-se $V_{C_s}^* = V_{bat}$ e R_s igual à razão $V_{C_s}^*/I_{L_s}^*$ na equação (3.14)]. Com base em (3.35), exprime-se s_1 em função dos outros parâmetros:

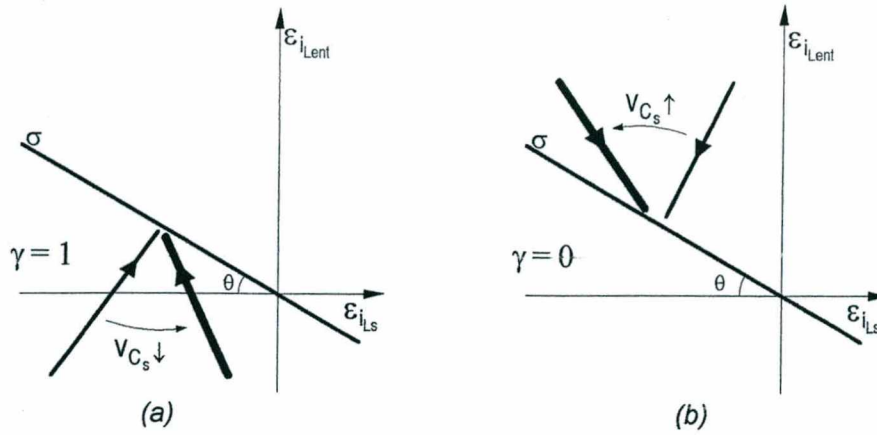


Fig. 3.27 - Mapeamento das inclinações das trajetórias no plano de erro do estado durante um intervalo de comutação: a) $\gamma = 1$; b) $\gamma = 0$.

Para que o resultado seja obtido matematicamente, faz-se $s_2 = 0$ em (3.37) e em (3.38):

$$\gamma = 1 \Rightarrow \frac{s_1}{s_3} < \frac{V_{ent}}{V_{bat} - v_{C_s}(t)} \cdot \frac{L_s}{L_{ent}} ; \quad (3.40)$$

Quando o interruptor Q está conduzindo, a tendência é que C_s esteja sendo descarregado; ao final do intervalo v_{C_s} situa-se entre V_{ent} e V_{bat} ; a pior situação ocorre com $v_{C_s} = V_{ent}$:

$$\frac{s_1}{s_3} < \frac{V_{ent}}{V_{bat} - V_{ent}} \cdot \frac{L_s}{L_{ent}} . \quad (3.41)$$

$$\gamma = 0 \Rightarrow \frac{s_1}{s_3} < \frac{v_{C_s}(t) - V_{ent}}{v_{C_s}(t) - V_{bat}} \cdot \frac{L_s}{L_{ent}} ; \quad (3.42)$$

Quando o interruptor Q está bloqueado, C_s recebe energia via diodo D ; supõe-se que ao final do processo v_{C_s} seja maior que V_{bat} ; desta forma:

$$\frac{s_1}{s_3} < \frac{L_s}{L_{ent}} . \quad (3.43)$$

Esses resultados podem ser obtidos também diretamente de (3.39). O menor valor entre (3.41) e (3.43) deve ser usado como limite:

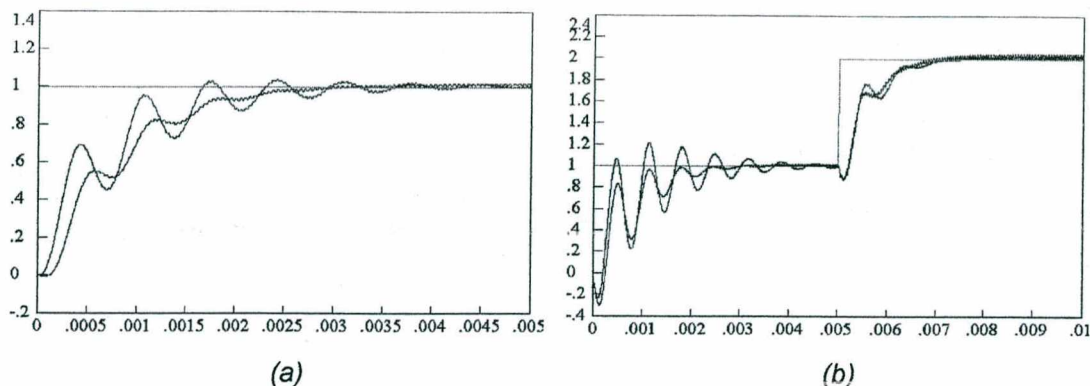


Fig. 3.29 - Respostas do sistema com emprego do filtro passa-alta. As curvas apresentadas são o sinal de referência I_{Ls}^* e as correntes de saída com e sem realimentação do sinal v_{Cs} . a) $V_{Cs0} = 100V$; b) $V_{Cs0} = 80V$ e degrau de referência em $t = 5ms$. As respostas mais oscilatórias correspondem ao controlador com ordem reduzida. Tempo em segundos.

3.6 - CONCLUSÃO

Ao comparar-se o conversor elevador com o abaixador, percebe-se que a comutação tem efeito bastante diverso em ambos. Enquanto este último pode ser compreendido como uma rede RLC cuja excitação é ora u^+ (V_{ent}), ora u^- (0), no conversor elevador tem-se uma mudança profunda na estrutura física. A comutação promove sucessivos rompimentos e restabelecimentos da ligação entre L e C , originando dois circuitos com características próprias, o que se reflete também nas trajetórias que os descrevem no plano de estado.

Com o controle por regime de deslizamento, o sistema passa a apresentar uma excelente rejeição a perturbações de carga e da tensão de entrada, e invariância com relação a variações paramétricas. Especificamente no que se refere a perturbações da tensão de entrada, a rejeição do sistema conversor elevador é inferior ao do conversor abaixador. Isso ocorre porque naquele o indutor de entrada está conectado à fonte V_{ent} , devendo sua corrente obrigatoriamente acompanhar, em sentido inverso, as variações da tensão. Já no conversor abaixador o indutor L_s encontra-se ligado à saída, de modo que sua corrente deve permanecer no mesmo patamar, a menos que ocorram variações na carga.

O filtro passa-alta para processamento da variável secundária também produz bom resultado no conversor elevador, mas se deve sempre levar em conta que ele interfere na dinâmica do sistema. Além disso, a determinação da frequência de corte do filtro deve

CAPÍTULO IV

CONVERSOR CA-CC ELEVADOR/ABAIXADOR MONOFÁSICO REVERSÍVEL COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA

4.1 - INTRODUÇÃO

O objetivo do presente capítulo é analisar e projetar um sistema, baseado no inversor elevador de tensão, capaz de absorver de uma fonte de alimentação senoidal uma corrente com fator de potência elevado, transferindo energia a uma fonte de tensão contínua, principalmente voltado para os casos em que esta tensão é menor que o valor de pico da senóide de entrada. Na prática, a saída do circuito poderá ser o capacitor de entrada de outro sistema eletroeletrônico. Outro atributo do sistema em questão é sua capacidade de transferir energia no sentido inverso, de uma fonte CC para a fonte senoidal, mantendo a característica de elevado fator de potência.

Conforme já mencionado no capítulo I, o circuito da fig. 4.1 foi proposto por BARBI e CÁCERES AGELVIZ (CÁCERES A., 1997; BARBI e CÁCERES A., 1995a, 1995b, 1995c, 1996a, 1996b, 1999). Ele pode ser entendido como a associação de dois conversores elevadores de tensão, sendo v_{C1} a tensão de saída do conversor do lado esquerdo ou, mais simplificadamente, conversor esquerdo, e v_{C2} a tensão de saída do conversor direito. Por serem conversores elevadores, v_{C1} e v_{C2} devem obrigatoriamente ser superiores a V_{ent} todo o tempo. Já a carga é conectada de modo diferencial entre os conversores, de forma que quaisquer valores individuais dessas tensões são aceitáveis, desde que a diferença ($v_{C1} - v_{C2}$) tenha o formato e a amplitude desejados. Para a obtenção de v_s senoidal, a melhor distribuição de tensões ocorre se se impuserem referências v_{C1}^* e v_{C2}^* com níveis CC idênticos e níveis CA defasados em 180° e cada qual com metade da amplitude de v_s , conforme indicado na fig. 4.1. Os níveis CC garantem tensões mínimas superiores a V_{ent} e, por serem idênticos em ambos os lados, não são percebidos pela carga. Devido à conexão diferencial, é possível qualquer relação entre as tensões de entrada e de saída: V_{sp} pode ser tanto menor, igual ou maior que V_{ent} .

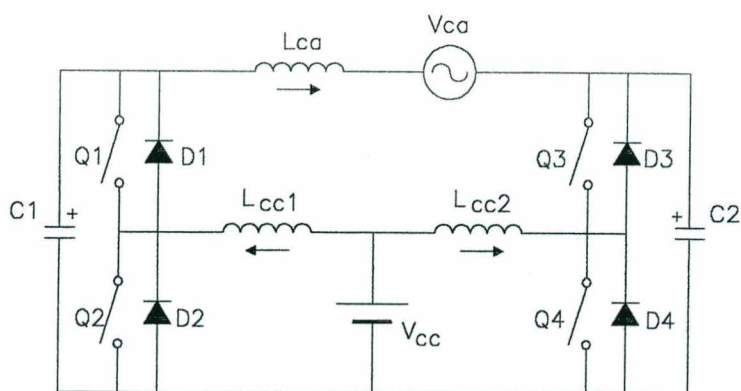


Fig. 4.2 - Diagrama do retificador/inversor proposto.

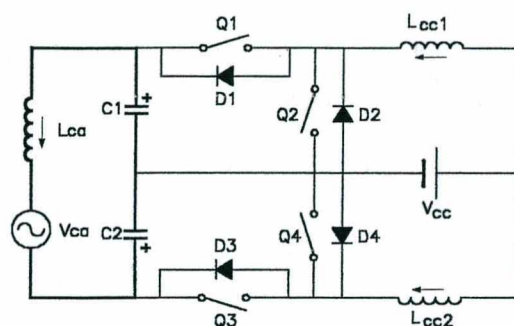


Fig. 4.3 - Forma alternativa de representação do circuito, na qual se evidencia o filtro no lado CA, composto por L_{ca} , C_1 e C_2 .

Apesar de se considerar que a função principal do circuito seja sua atuação como retificador, define-se que i_{Lca} seja positiva na ação inversora. Na verdade, toda a análise que segue é realizada sob o prisma da transferência de potência da porção CC para a porção CA. Como se mostra posteriormente, basta a inversão do sentido da referência de i_{Lca} para que a ação retificadora se concretize também. Um esboço dos formatos das tensões v_{C1} e v_{C2} e da corrente i_{Lca} é mostrado na fig. 4.4.

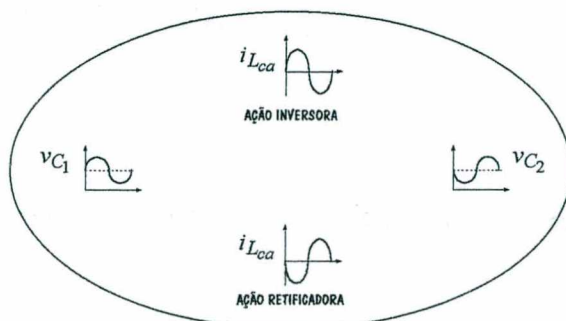


Fig. 4.4 - Esboço das tensões sobre os capacitores C_1 e C_2 e da corrente de L_{ca} , nas ações retificadora e inversora.

Para que a excursão senoidal total seja igualmente dividida entre os dois capacitores, estabelece-se que a porção alternada tenha metade da amplitude da tensão V_{ca_p} :

$$V_{C2_{ca_p}}^* = \frac{1}{2} \cdot V_{ca_p} \quad (4.2)$$

Assim, a condição abaixo deve ser satisfeita com folga, de modo que jamais a tensão de C_2 seja inferior a V_{cc} .

$$V_{C2_{cc}}^* > V_{cc} + \frac{1}{2} \cdot V_{ca_p} \quad (4.3)$$

A razão cíclica do interruptor Q_4 (aqui referida como *razão cíclica do conversor direito*) é dada por (4.4), supondo-se que v_{C_2} siga sua referência.

$$d_d(t) = 1 - \frac{V_{cc}}{v_{C_2}^*(t)} = 1 - \frac{V_{cc}}{V_{C2_{cc}}^* + V_{C2_{ca_p}}^* \cdot \text{sen}(\omega t + \pi)} = 1 - \frac{V_{cc}}{V_{C2_{cc}}^* - \frac{1}{2} \cdot V_{ca_p} \cdot \text{sen } \omega t} \quad (4.4)$$

Pelo balanço da energia, pode-se calcular a corrente que circula no indutor L_{cc2} :

$$i_{L_{cc2}}(t) = \frac{v_{C_2}(t) \cdot (-i_{L_{ca}} + i_{C_2})}{V_{cc}} \quad (4.5)$$

Em regime permanente, as variáveis assumem seus respectivos valores de referência [adianta-se que $i_{L_{ca}}^*(t) = I_{L_{ca_p}}^* \cdot \text{sen } \omega t$, como será visto na próxima seção]:

$$i_{L_{cc2}}(t) = \frac{V_{C2_{cc}}^* + V_{C2_{ca_p}}^* \cdot \text{sen}(\omega t + \pi)}{V_{cc}} \cdot \left\{ -I_{L_{ca_p}}^* \cdot \text{sen } \omega t + C_s \cdot \frac{d}{dt} \left[V_{C2_{ca_p}}^* \cdot \text{sen}(\omega t + \pi) \right] \right\}; \quad (4.6)$$

$$i_{L_{cc2}}(t) = \frac{V_{C2_{ca_p}}^* \cdot I_{L_{ca_p}}^*}{2 \cdot V_{cc}} \cdot (1 - \cos 2\omega t) - \frac{V_{C2_{cc}}^* \cdot I_{L_{ca_p}}^*}{V_{cc}} \cdot \text{sen } \omega t - \omega C_2 \cdot \left(\frac{V_{C2_{cc}}^* \cdot V_{C2_{ca_p}}^*}{V_{cc}} \cdot \cos \omega t - \frac{V_{C2_{ca_p}}^{*2}}{2 \cdot V_{cc}} \cdot \text{sen } 2\omega t \right) \quad (4.7)$$

Se a corrente do capacitor não for considerada, o termo $-\omega C_2(\dots)$ desaparece. A expressão (4.7) descreve a corrente em baixas frequências de L_{cc2} ; sobre ela há ainda as

Os interruptores Q_3 e Q_4 recebem pulsos complementares, de modo a evitar-se a condução descontínua no indutor L_{cc2} , tornando possível a existência de somente duas estruturas, mostradas na fig. 4.6. Nesta figura, representam-se cada semiconductor controlado e seu diodo antiparalelo como um interruptor único. Também se admite que i_{Lca} esteja em seu valor de referência. O estado dos interruptores é novamente descrito por γ , definido na equação (4.11).

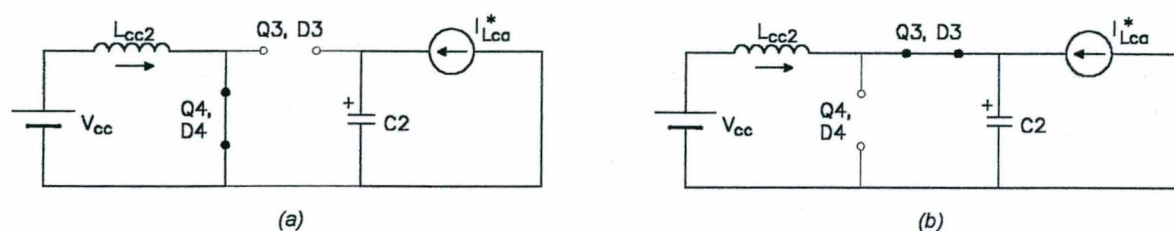


Fig. 4.6 - As duas subtopologias do conversor direito: a) Q_4, D_4 em condução ($\gamma = 1$); b) Q_4, D_4 bloqueados ($\gamma = 0$).

$$\begin{cases} \gamma = 1 \Rightarrow Q_4, D_4 \text{ COND}; & Q_3, D_3 \text{ BLOQ} \\ \gamma = 0 \Rightarrow Q_4, D_4 \text{ BLOQ}; & Q_3, D_3 \text{ COND} \end{cases} \quad (4.11)$$

Apresenta-se em (4.12) a equação matricial de estado. Consta-se que neste caso a matriz A é nula, evidenciando que os inter-relacionamentos entre as variáveis de estado são completamente subordinados ao controle γ . De fato, com $\gamma = 1$, v'_{C_2} e $i'_{L_{cc2}}$ dependem somente dos valores de V_{cc} e de i_{Lca}^* , respectivamente (v. fig. 4.6a). Os erros das variáveis de estado são definidos em (4.13), permitindo que se escreva a equação de erro do estado (4.14).

$$\begin{bmatrix} v'_{C_2} \\ i'_{L_{cc2}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{L_{cc2}}/C_2 \\ -v_{C_2}/L_{cc2} \end{bmatrix} \cdot \bar{\gamma} + \begin{bmatrix} i_{Lca}^*/C_2 \\ V_{cc}/L_{cc2} \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

$$\begin{cases} \epsilon_{v_{C_2}} = v_{C_2} - v_{C_2}^* \\ \epsilon_{i_{L_{cc2}}} = i_{L_{cc2}} - i_{L_{cc2}}^* \end{cases} \quad (4.13)$$

$$\begin{bmatrix} \epsilon'_{v_{C_2}} \\ \epsilon'_{i_{L_{cc2}}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{L_{cc2}}/C_2 \\ -v_{C_2}/L_{cc2} \end{bmatrix} \cdot \bar{\gamma} + \begin{bmatrix} i_{Lca}^*/C_2 \\ V_{cc}/L_{cc2} \end{bmatrix} - \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{C_2}^* \\ i_{L_{cc2}}^* \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

A equação (4.20) pode levar a valores menores que V_{cc} , quando $i_{L_{cc2}}(t) < 0$. Portanto:

$$v_{dz_{min}}(t) = V_{cc} + \max \left\{ \alpha_d Z_{nd}^2 \cdot [i_{L_{cc2}}(t) + i_{L_{ca}}^*(t)], 0 \right\}. \quad (4.22)$$

Em regime permanente, a frequência com que ocorrem as comutações depende do ângulo φ em que se encontram as variáveis na evolução senoidal:

$$f_{c_{d_{rp}}}(t) = \frac{1}{\Delta\sigma_d} \cdot \left[1 - \frac{V_{cc}}{v_{C2}^*(t)} \right] \cdot \left[s_2 \cdot \frac{V_{cc}}{L_{cc2}} + s_1 \cdot \frac{i_{L_{ca}}^*(t)}{C_2} \right], \quad (4.23)$$

ou então:

$$f_{c_{d_{rp}}}(t) = \frac{d_d(t)}{\Delta\sigma_d} \cdot \left[s_2 \cdot \frac{V_{cc}}{L_{cc2}} + s_1 \cdot \frac{i_{L_{ca}}^*(t)}{C_2} \right]. \quad (4.24)$$

Percebe-se, pois, que tanto o aumento da razão cíclica como do valor da corrente alternada contribuem positivamente para o aumento da frequência. Como se pode observar na fig. 4.4, na ação inversora há injeção de corrente em C_2 nos instantes em que a forma de onda de sua tensão se encontra no vale e retirada de corrente quando se encontra na crista. Ocorre, portanto, uma combinação favorável das grandezas: as variações de $d_d(t)$ e de $i_{L_{ca}}^*$ ocorrem em sentido contrário, de modo a se atenuarem mutuamente, não permitindo uma excursão muito ampla da frequência durante um período da rede (cfr. CÁCERES A., 1997 e ROMANELI, 1998). A condição de máxima frequência ocorre na operação em vazio e razão cíclica máxima ($i_{L_{ca}}^* = 0$; $v_{C2} = V_{C2p}^*$; $\varphi = \omega t = 3\pi/2$):

$$f_{c_{d_{mv_{max}}}} = \frac{1}{\Delta\sigma_d} \cdot \left(1 - \frac{V_{cc}}{V_{C2p}^*} \right) \cdot \left(s_2 \cdot \frac{V_{cc}}{L_{cc2}} \right). \quad (4.25)$$

Já na ação retificadora, $i_{L_{ca}}^*$ tem seu sentido invertido, crescendo e decrescendo concomitantemente com a razão cíclica, o que redundará em uma ampla variação da frequência. A situação de razão cíclica máxima coincide com a de corrente máxima positiva, quando $\varphi = 3\pi/2$:

Para que o valor de $f_{cd_{min}}$ realmente se verifique, a faixa de histerese do comparador deve ser escolhida de forma congruente:

$$\Delta\sigma_d \leq \frac{D_{d_{min}}}{f_{c_{d_{min}}}} \cdot \left(\frac{s_2 \cdot V_{cc}}{L_{cc2}} - \frac{s_1 \cdot I_{L_{cap}}^*}{C_2} \right) \quad (4.33)$$

Outro aspecto que deve ser considerado no dimensionamento de C_2 é sua corrente em baixas frequências: quanto maior ela for, mais energia reativa circula no circuito. Esta corrente é expressa por (4.34), e deve ser limitada a um percentual (5 a 10%) da corrente $i_{L_{ca_{nom}}}$.

$$i_{C_{2bf}}(t) = C_2 \cdot \frac{d}{dt}(v_{C_2}) \approx -\omega C_2 V_{C_{2acp}}^* \cos\omega t \quad (4.34)$$

Da mesma forma que no capítulo III, $\varepsilon_{v_{C_2}}$ é o *parâmetro regente*, enquanto $\varepsilon_{i_{L_{cc2}}}$ é o principal responsável pelas comutações. Este último sinal é, na verdade, $\varepsilon_{i_{L_{cc2}}}$, obtido após o filtro passa-alta. Há que se tomar em conta, no projeto do filtro passa-alta, o fato de que a maior frequência da corrente “de referência” é $2f_r$, e esta deve ser considerada pelo filtro como um processo quase-estático, ou seja, deve ser suficientemente atenuada. Isto é conseguido empregando-se um valor de f_{pa} elevado e/ou um filtro de ordem superior (-40 ou -60 dB/déc.).

4.2.2 - Conversor do lado esquerdo

O parâmetro regente do conversor do lado esquerdo é $\varepsilon_{i_{L_{ca}}}$. Manter a corrente do indutor L_{ca} suficientemente próxima de seu valor de referência é o objetivo primordial do conversor esquerdo, e também do sistema como um todo. Com efeito, as exigências sobre o conversor direito quanto ao rastreamento da referência de v_{C_2} não são muito grandes. Obviamente, espera-se uma boa fidelidade nesse rastreamento, mas o que importa para o sistema global é $i_{L_{ca}}$, e portanto a diferença $[v_{C_1}(t) - v_{C_2}(t)]$. Cabe, desta forma, ao conversor esquerdo amainar as possíveis discrepâncias que surjam. $\varepsilon_{i_{L_{cc1}}}$ é o principal responsável pela determinação dos instantes das comutações e $\varepsilon_{v_{C_1}}$ é o parâmetro *estabilizador*. Este parâmetro é indispensável, pois nesta aplicação a referência é variável com o tempo, exigindo maior estabilidade que nos exemplos da seção 3.5.

As duas estruturas assumidas pelo conversor esquerdo são mostradas na fig. 4.7. Da mesma forma que na seção anterior, Q_1 e Q_2 recebem pulsos complementares e admite-se que $v_{C_2}(t)$ esteja em seu valor de referência. A função γ é definida em (4.41). Em seguida, apresentam-se a equação matricial de estado e a equação de erro do estado.

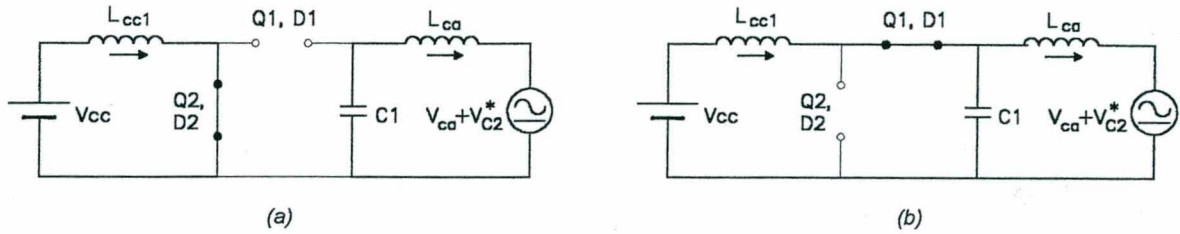


Fig. 4.7 - As duas estruturas assumidas pelo conversor esquerdo: a) Q_2, D_2 em condução ($\gamma = 1$); b) Q_2, D_2 bloqueados ($\gamma = 0$).

$$\begin{cases} \gamma = 1 \Rightarrow Q_2, D_2 \text{ COND}; & Q_1, D_1 \text{ BLOQ} \\ \gamma = 0 \Rightarrow Q_2, D_2 \text{ BLOQ}; & Q_1, D_1 \text{ COND} \end{cases} \quad (4.41)$$

$$\begin{bmatrix} i'_{L_{ca}} \\ v'_{C_1} \\ i'_{L_{cc1}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1/L_{ca} & 0 \\ -1/C_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L_{ca}} \\ v_{C_1} \\ i_{L_{cc1}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ i_{L_{cc1}}/C_1 \\ -v_{C_1}/L_{cc1} \end{bmatrix} \cdot \bar{\gamma} + \begin{bmatrix} -(v_{ca} + v_{C_2}^*)/L_{ca} \\ 0 \\ V_{cc}/L_{cc1} \end{bmatrix}; \quad (4.42)$$

$$\begin{bmatrix} \varepsilon'_{i_{L_{ca}}} \\ \varepsilon'_{v_{C_1}} \\ \varepsilon'_{i_{L_{cc1}}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1/L_{ca} & 0 \\ -1/C_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L_{ca}} \\ v_{C_1} \\ i_{L_{cc1}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ i_{L_{cc1}}/C_1 \\ -v_{C_1}/L_{cc1} \end{bmatrix} \cdot \bar{\gamma} + \begin{bmatrix} -(v_{ca} + v_{C_2}^*)/L_{ca} \\ 0 \\ V_{cc}/L_{cc1} \end{bmatrix} - \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L_{ca}}^* \\ v_{C_1}^* \\ i_{L_{cc1}}^* \end{bmatrix}. \quad (4.43)$$

Novamente aqui, o termo $\frac{d}{dt} [\dots]^T$ é desconsiderado. Com a definição da superfície de deslizamento (4.44), pode-se determinar a derivada da trajetória do erro no entorno da superfície [eq. (4.45)].

$$\sigma_e = \mathbf{S}_e \cdot \mathbf{x}_e = s_3 \cdot \varepsilon_{i_{L_{ca}}} + s_4 \cdot \varepsilon_{v_{C_1}} + s_5 \cdot \varepsilon_{i_{L_{cc1}}}; \quad (4.44)$$

$$\sigma'_e = s_3 \cdot \frac{v_{C_1} - v_{ca} - v_{C_2}^*}{L_{ca}} + s_4 \cdot \frac{\bar{\gamma} \cdot i_{L_{cc1}} - i_{L_{ca}}}{C_1} + s_5 \cdot \frac{V_{cc} - \bar{\gamma} \cdot v_{C_1}}{L_{cc1}}. \quad (4.45)$$

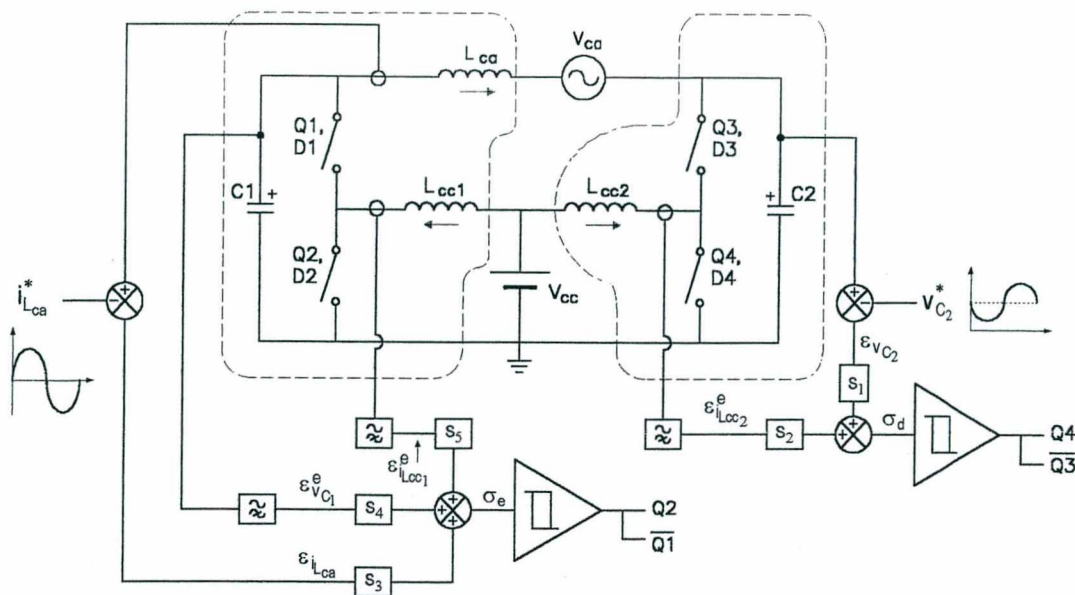


Fig. 4.8 - Panorama do conversor completo controlado por regime de deslizamento. Com o esquema descentralizado, duas superfícies de deslizamento são definidas, σ_d e σ_e , cada qual aplicada em um braço de comutação.

Conforme já mencionado nos capítulos anteriores, ao processar-se uma variável por meio de um filtro passa-alta, perde-se a informação sobre seu valor real. Por essa razão, é importante implementarem-se os limitadores com histerese das correntes i_{Lcc1} e i_{Lcc2} , com prioridade no acionamento dos interruptores, segundo os esquemas ilustrados na fig. 4.9 para o conversor direito e na fig. 4.10 para o lado esquerdo. Sem limitação das correntes há o risco de, no início da operação, os interruptores inferiores (Q_2 e/ou Q_4) permanecerem em condução indefinidamente, danificando elementos do circuito por sobrecorrente. Em geral, os limitadores atuam nos primeiros instantes da partida do conversor, após o que são habilitados os controladores por deslizamento.

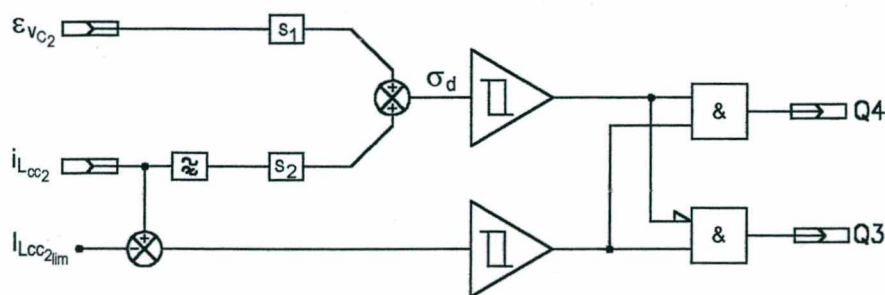


Fig. 4.9 - Processamento das variáveis do conversor direito incluindo limitador da corrente i_{Lcc2} , com prioridade no acionamento dos interruptores Q_3 e Q_4 . O controlador por deslizamento somente se encontra habilitado se a corrente estiver abaixo do limite preestabelecido ($i_{Lcc2lim}$).

sendo R_d a razão entre os valores máximo e mínimo da razão cíclica em um período da rede, α_{dlim} o valor limite para s_1 / s_2 [eq. (4.18)] e α_d o valor efetivamente escolhido.

Uma menor variação da razão cíclica pode ser conseguida através da diminuição de $V_{C2_{cap}}^* / V_{C2_{cc}}^*$, ou seja, pela elevação do nível CC da tensão sobre C_2 , ou então pela diminuição de V_{cc} , mantidas as demais condições inalteradas. Com isso, no entanto, elevam-se os patamares de d_d , o que implica maior tempo de acumulação de energia no indutor e menor tempo de transferência, e aumenta-se a circulação de energia reativa no circuito.

4.2.4.2 - O fator α (inclinação da reta σ no plano do estado)

Podem-se combinar as expressões (4.18), (4.31) e (4.32) para obter:

$$\alpha = \frac{s_1}{s_2} < \frac{V_{cc}}{I_{Lca_p}^*} \cdot \frac{I_{Lca_p}^* \cdot D_{d_{min}}}{\Delta V_{C2_{máx}} \cdot f_{c_{d_{min}}}} \cdot \frac{\Delta I_{Lcc2_{máx}} \cdot f_{c_{d_{min}}}}{V_{cc} \cdot D_{d_{min}}} \quad (4.51)$$

Portanto, pode-se afirmar que, *grosso modo*:

$$\alpha < \Delta I_{Lcc2_{máx}} / \Delta V_{C2_{máx}} \quad (4.52)$$

4.2.4.3 - A frequência natural de oscilação

Com base em (4.31) e (4.32), obtém-se uma expressão para f_n :

$$f_n = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{f_{c_{d_{min}}}}{d_{d_{min}}} \sqrt{\frac{\Delta I_{Lcc2_{máx}}}{I_{Lca_p}^*} \cdot \frac{\Delta V_{C2_{máx}}}{V_{cc}}} \quad (4.53)$$

que pode ser reescrita de modo a fornecer o produto das variações das grandezas para um dado projeto:

$$\Delta I_{Lcc2_{máx}} \cdot \Delta V_{C2_{máx}} \geq \left(\frac{2\pi \cdot f_n \cdot d_{d_{min}}}{f_{c_{d_{min}}}} \right)^2 \cdot I_{Lca_p}^* \cdot V_{cc} \quad (4.54)$$

4.2.4.4 - A corrente do indutor L_{cc2}

Com base nas equações (4.7) e (4.8), pode-se determinar a relação entre os valores eficaz e médio da corrente i_{Lcc2} :

$$\frac{I_{Lcc2_{bfef}}}{I_{Lcc2_{méd}}} = \sqrt{1,5 + 2 \cdot \left(V_{C2_{cc}}^* / V_{C2_{cap}}^* \right)^2} \quad (4.55)$$

As razões cíclicas variam na faixa $[0,331; 0,783]$. Mostram-se na fig. 4.11 os gráficos referentes a essas grandezas, em função do ângulo de fase $\varphi = \omega t$.

A corrente que deve circular através de L_{cc1} no modo inversor é expressa por (4.61). Seu valor de pico (positivo) é de 29,6A e o valor eficaz, 15,16A (não se consideram a corrente de C_1 , nem as excursões causadas pelas comutações). A corrente de L_{cc2} [eq. (4.62)] apresenta os mesmos valores de pico e eficaz. Mostram-se na fig. 4.12 os formatos dessas correntes à medida que varia o ângulo φ . O efeito das correntes dos capacitores também pode ser avaliado nessas figuras (utilizam-se os valores $C_1 = 5,3\mu\text{F}$ e $C_2 = 16,8\mu\text{F}$, calculados mais adiante). Sobre essas ondas ocorrem ainda as excursões em alta frequência, devidas às comutações. Os valores médios positivos das correntes nas figs. 4.12a e 4.12b indicam transferência de potência da fonte CC para a fonte CA (modo inversor).

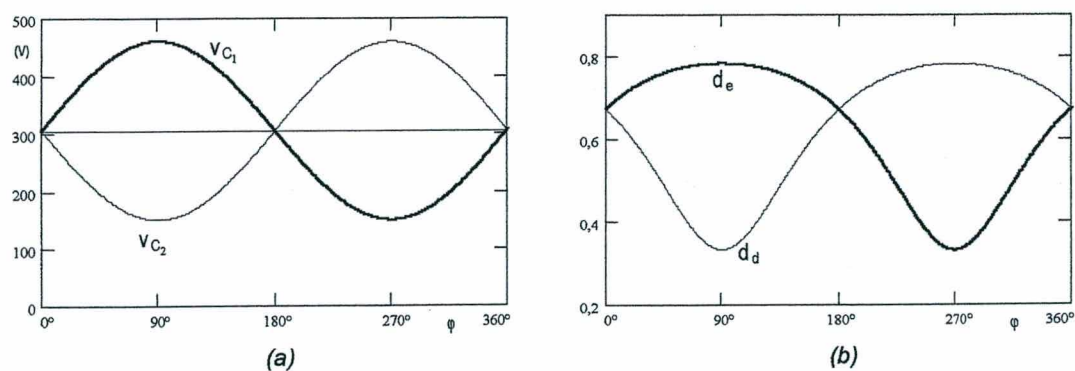


Fig. 4.11 - a) Tensões v_{C1} e v_{C2} juntamente com seu nível CC (305V);
b) razões cíclicas d_d e d_e . As curvas são mostradas em função do ângulo de fase φ , expresso em graus.

$$i_{L_{cc1}}(t) = 5 \cdot (1 + \cos 2\omega t) + 19,6 \cdot \sin \omega t ; \quad (4.61)$$

$$i_{L_{cc2}}(t) = 5 \cdot (1 - \cos 2\omega t) - 19,6 \cdot \sin \omega t . \quad (4.62)$$

A fim de evidenciar-se a independência dos dois conversores com seus controladores, estipulam-se diferentes faixas de frequências de operação para cada um deles, como se mostra nos itens 4.3.1 e 4.3.2.

$s_1 = 0,02V/V$ e, portanto, $s_2 = 0,1\Omega$. Podem-se ver na fig. 4.13 as curvas de v_{C2}^* e das tensões mínimas para que o deslizamento ocorra sem fugas.

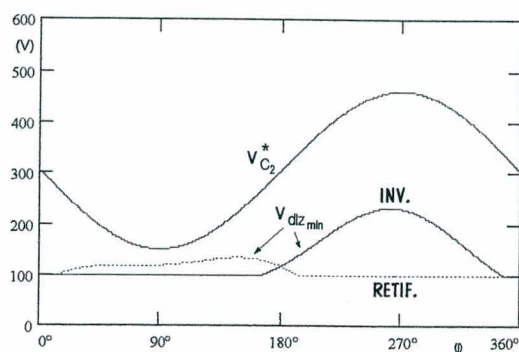


Fig. 4.13 - Valor de referência da tensão sobre C_2 e os limites mínimos para ocorrência de deslizamento sem fugas, na operação como inversor e também como retificador.

A faixa de histerese é escolhida de acordo com a frequência das comutações, utilizando-se a equação (4.33):

$$\Delta\sigma_d = \frac{0,331}{13000} \cdot (21231 - 7655) = 0,35(V) \quad (4.66)$$

Mostra-se na fig. 4.14 o gráfico da frequência em função de ϕ , em três condições de trabalho: inversor com carga plena, retificador com carga plena e operação em vazio. Neste último caso, o formato da curva é ditado pela razão cíclica (cfr. fig. 4.11b). Com os parâmetros utilizados, o retificador com plena carga apresenta uma variação da frequência em torno de 40kHz com formato bastante próximo do senoidal. As curvas representativas das variações das grandezas em C_2 e em L_{cc2} durante um período de comutação são apresentadas na fig. 4.15.

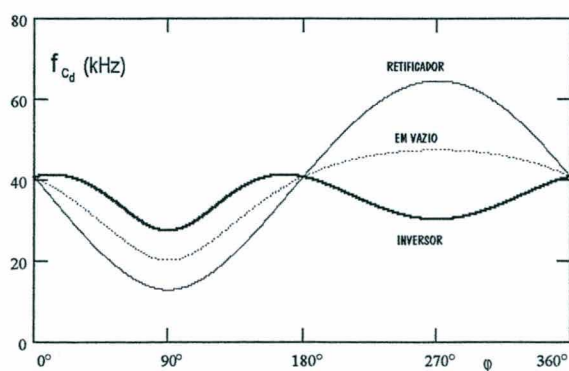


Fig. 4.14 - Frequência das comutações do conversor direito em função do ângulo de fase em três condições de trabalho: inversor com carga plena, retificador com carga plena e operação em vazio. Os valores extremos são 12,9kHz e 64,6kHz.

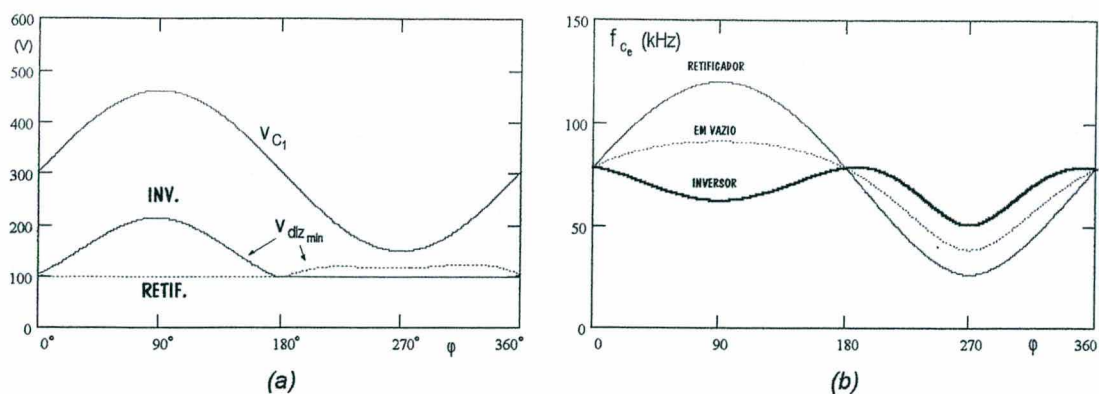


Fig. 4.16 Conversor esquerdo: a) limites para realização do deslizamento sem fuga, juntamente com o sinal de referência v_{C1}^* ; b) frequência das comutações.

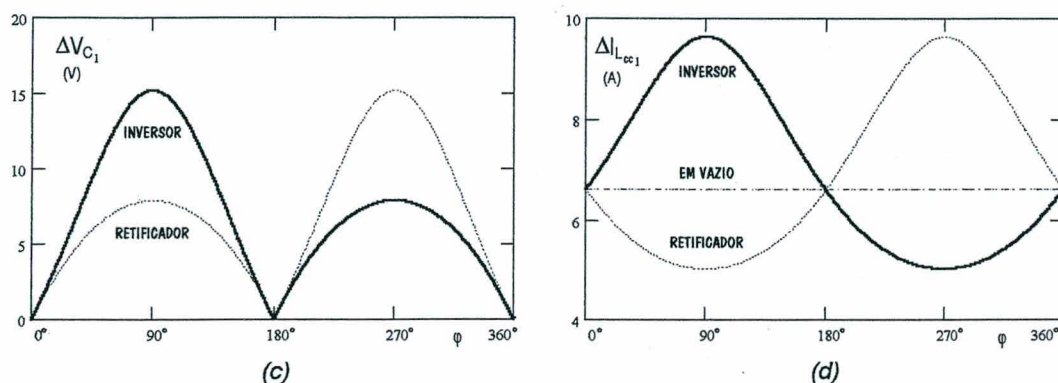


Fig. 4.17 - Conversor esquerdo: variação de pico a pico das grandezas v_{C1} (a) e $i_{L_{cc1}}$ (b) durante um intervalo de comutação.

Para a determinação do coeficiente s_3 plotam-se, na fig. 4.18, os dois argumentos da equação (4.48), verificando-se que ambos jamais são inferiores a 15. Escolhendo-se $s_3 = 0,2\Omega$, consegue-se uma boa margem de segurança na operação do circuito (teoricamente, permitiria que $|v_{L_{ca}}|$ chegasse a 75V.

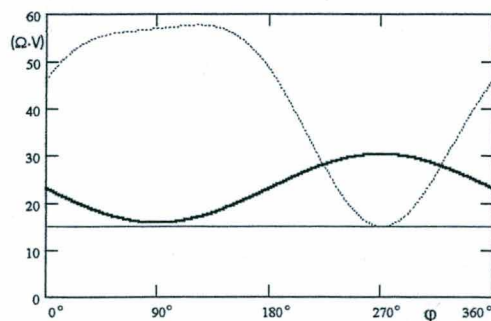


Fig. 4.18 - Gráfico dos argumentos da função de valor mínimo (multiplicados por L_{ca}) da equação (4.48). Utilizam-se os valores de referência dos termos envolvidos. Observa-se que as funções jamais assumem valores inferiores a 15.

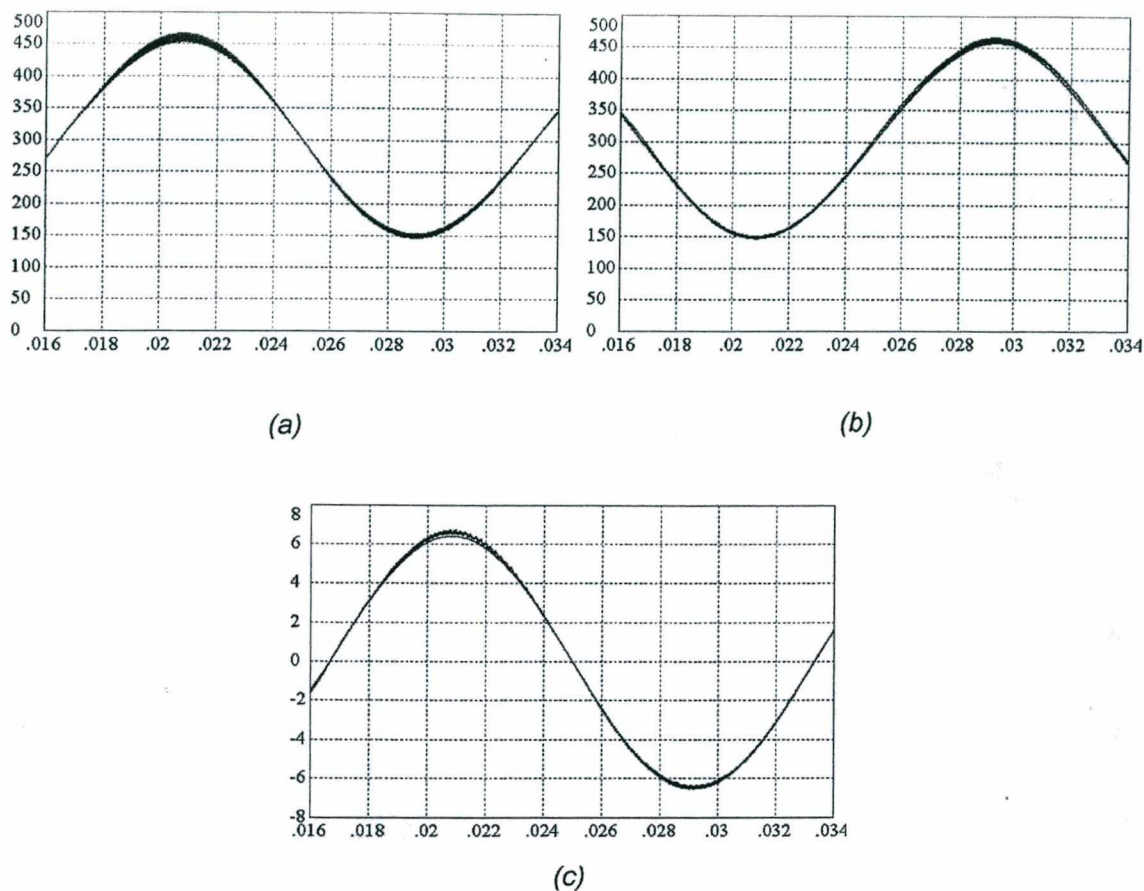


Fig. 4.19 - a) Tensão sobre o capacitor C_1 ; b) tensão sobre C_2 ; c) corrente circulante no indutor L_{ca} . Nas figuras (b) e (c), incluem-se os sinais de referência, que por vezes se confundem com as saídas obtidas. Escalas verticais: volts (a, b), ampères (c). Tempo em segundos.

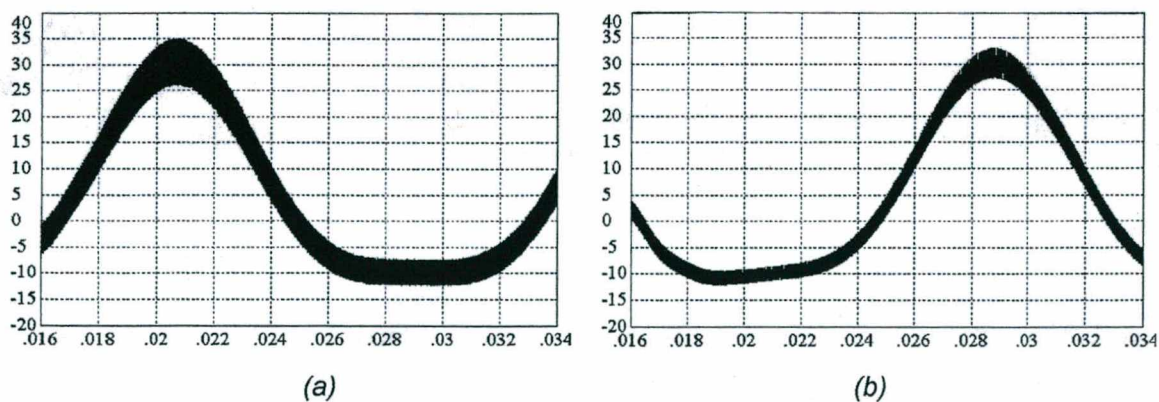


Fig. 4.20 - Correntes dos indutores ligados à fonte CC:
a) L_{cc1} ; b) L_{cc2} . Escalas verticais: ampères; tempo em segundos.

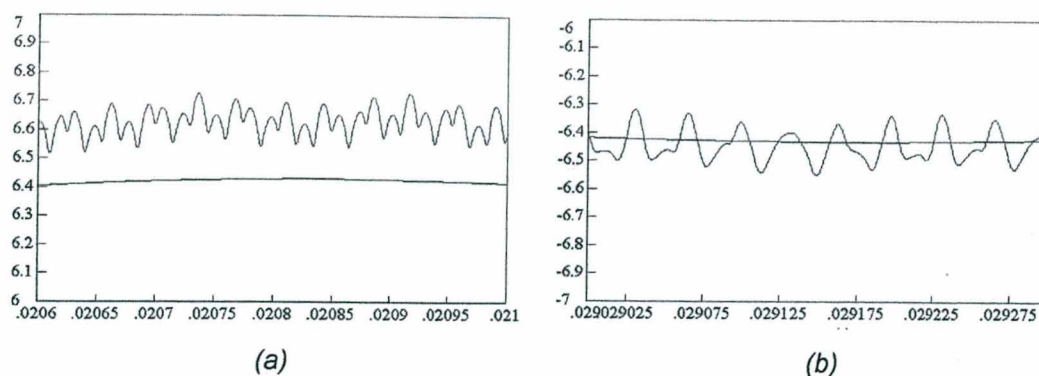


Fig. 4.23 - Detalhes da corrente em L_{ca} juntamente com seu sinal de referência: a) Na região em que a referência atinge seu valor máximo ($\varphi = \pi/2$); b) quando ela é mínima ($\varphi = 3\pi/2$).

Tabela 4.1 - Tabela comparativa entre os valores obtidos na simulação numérica e os valores teóricos correspondentes (ação inversora).

Parâmetro	Conversor esquerdo		Conversor direito	
	VI. teórico	VI. simul.	VI. teórico	VI. simul.
I_{Lcc} (A) médio	5,00	5,17	5,00	5,01
sen ωt	19,6	20,0	-19,6	-20,0
cos ωt	0,95	0,93	-3,00	-3,2
eficaz	15,3	15,7	15,4	15,6
$\Delta I_{Lccmáx}$ (A)	9,64	8,85	5,54	5,58
$\Delta V_{Cmáx}$ (V)	15,2	14,5	10,0	9,9
f_c (kHz) $\varphi = 0^\circ$	78,3	82,3	40,8	42,0
$\varphi = 90^\circ$	62,5	65,8	27,5	26,8
$\varphi = 180^\circ$	78,3	80,6	40,8	36,4
$\varphi = 270^\circ$	50,8	54,1	30,4	29,9

Corrente i_{Lca} :

$$6,54 / -0,04^\circ \text{ (A) (teórico: } 6,43 / 0^\circ \text{)}$$

valor eficaz: 4,63A

$$\text{TDH} \cong 4,9\%$$

$$\Delta I_{Lcamáx}: 0,16\text{A}$$

Potência transferida: 1017W (CC \rightarrow CA)

4.4.2 - Operação como retificador

Invertendo-se o sinal de referência para i_{Lca} , o sistema passa a operar como conversor CA-CC. Os principais resultados de simulações numéricas obtidos para a condição de carga nominal (1kW) são mostrados nas figuras e na tabela que seguem.

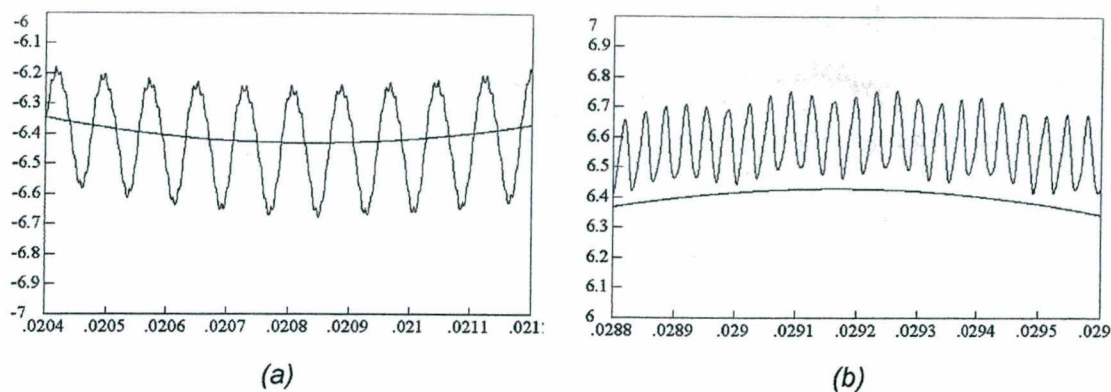


Fig. 4.26 - Corrente i_{Lca} juntamente com seu sinal de referência: b) detalhe das curvas na região em que a referência é mínima ($\varphi = \pi/2$); c) detalhe, região de referência máxima ($\varphi = 3\pi/2$) (erro = 0,17A).

Tabela 4.2 - Operação como retificador: tabela comparativa entre os valores obtidos na simulação e os valores teóricos correspondentes.

Parâmetro	Conversor esquerdo		Conversor direito	
	VI. teórico	VI. simul.	VI. teórico	VI. simul.
I_{Lcc} (A) médio	-5,00	-4,87	-5,00	-5,12
sen ωt	-19,6	-19,8	19,6	20,0
cos ωt	0,95	0,96	-3,00	-3,2
eficaz	15,3	15,4	15,4	15,8
$\Delta I_{Lccmáx}$ (A)	9,64	9,16	5,54	5,67
$\Delta V_{Cmáx}$ (V)	15,2	15,5	10,0	10,4
f_c (kHz) $\varphi = 0^\circ$	77,2	81,1	40,8	40,5
$\varphi = 90^\circ$	120,0	121,3	12,8	12,6
$\varphi = 180^\circ$	78,3	85,7	40,8	48,9
$\varphi = 270^\circ$	26,4	28,4	64,6	61,3

Corrente i_{Lca} :

6,50 / 179,98° (A) (teórico: 6,43 / 180°)

valor eficaz: 4,594A

TDH < 1,0%

$\Delta I_{Lcamáx}$: 0,44A

Potência transferida: -1010W (CA → CC)

CAPÍTULO V

PROJETO E EXPERIMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR CA-CC ELEVADOR/ABAIXADOR MONOFÁSICO REVERSÍVEL

5.1 - INTRODUÇÃO

No presente capítulo, discorre-se sobre o projeto e a implementação de um protótipo em laboratório empregando a metodologia descrita no capítulo anterior, destinado a realizar a transferência de até 100W entre uma fonte CA com tensão eficaz de 50V e uma fonte CC de 30V.

5.2 - PROJETO DO CONVERSOR

As especificações do conversor são listadas a seguir:

$$\bullet V_{cc} = 30V; \quad \bullet v_{ca}(t) = 70,7 \text{ sen}\omega t \text{ (V)}; \quad \bullet f_r = 60\text{Hz}; \quad \bullet P_s = 100W.$$

A excursão senoidal é igualmente dividida entre os dois lados do circuito. Logo:

$$V_{C_{2ca_p}}^* = \frac{1}{2} \cdot V_{ca_p} \Rightarrow V_{C_{2ca_p}}^* = 35,4V \quad (5.1)$$

Escolhendo-se $V_{C_{2cc}}^* = 80V$, garante-se uma margem de pelo menos 14V entre v_{C_2} e V_{cc} . Dessa forma, definem-se as duas funções de referência para o sistema:

$$v_{C_2}^*(t) = 80 - 35,4 \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (5.2)$$

$$i_{L_{ca}}^*(t) = 2,83 \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (5.3)$$

A referência para $i_{L_{ca}}$ acima corresponde à operação como inversor com plena carga, devendo ser invertida quando se trate de ação retificadora.

Pode-se esperar em C_1 uma tensão dada aproximadamente pela equação (5.4). Com essas definições para as tensões, as razões cíclicas d_d e d_e ficam na faixa de 0,33 a 0,74 ($R_d = 2,24$).

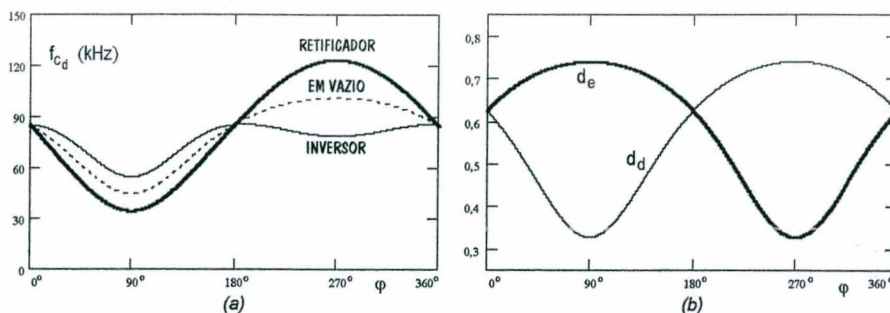


Fig. 5.1 - a) Frequência das comutações do conversor direito: operação com carga plena (retificador e inversor) e em vazio; b) razões cíclicas dos conversores direito e esquerdo.

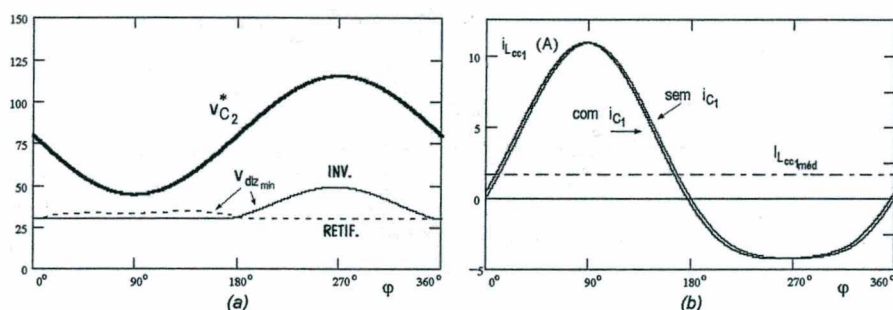


Fig. 5.2 - a) Tensão sobre o capacitor C_2 juntamente com os limites mínimos para que o deslizamento ocorra sem fugas; b) Corrente de L_{cc1} (lado esquerdo - modo inversor), com e sem o efeito da corrente i_{C1} ; mostra-se também seu valor médio (responsável pela transferência de energia).

5.3 - RESULTADOS DE SIMULAÇÕES NUMÉRICAS

Objetivando comprovar-se o projeto do item anterior, o circuito foi simulado por meio do programa *VisSim*. Os resultados obtidos são apresentados nas seções que seguem.

5.3.1 - Operação como inversor

Observa-se na fig. 5.3a que a tensão v_{C2} se encontra um pouco atrasada com relação a sua referência, e que v_{C1} está adiantada com relação à função aproximada dada pela equação (5.4)¹. Há, pois, um “deslocamento” dessas ondas, indicado pelas setas na figura, visando acomodar a tensão sobre o indutor $v_{L_{ca}}$ que claramente apresenta um componente co-senoidal em baixas frequências (fig. 5.4a), necessário para moldar a corrente senoidal

¹ Veja-se também, mais adiante, a fig. 5.12a.

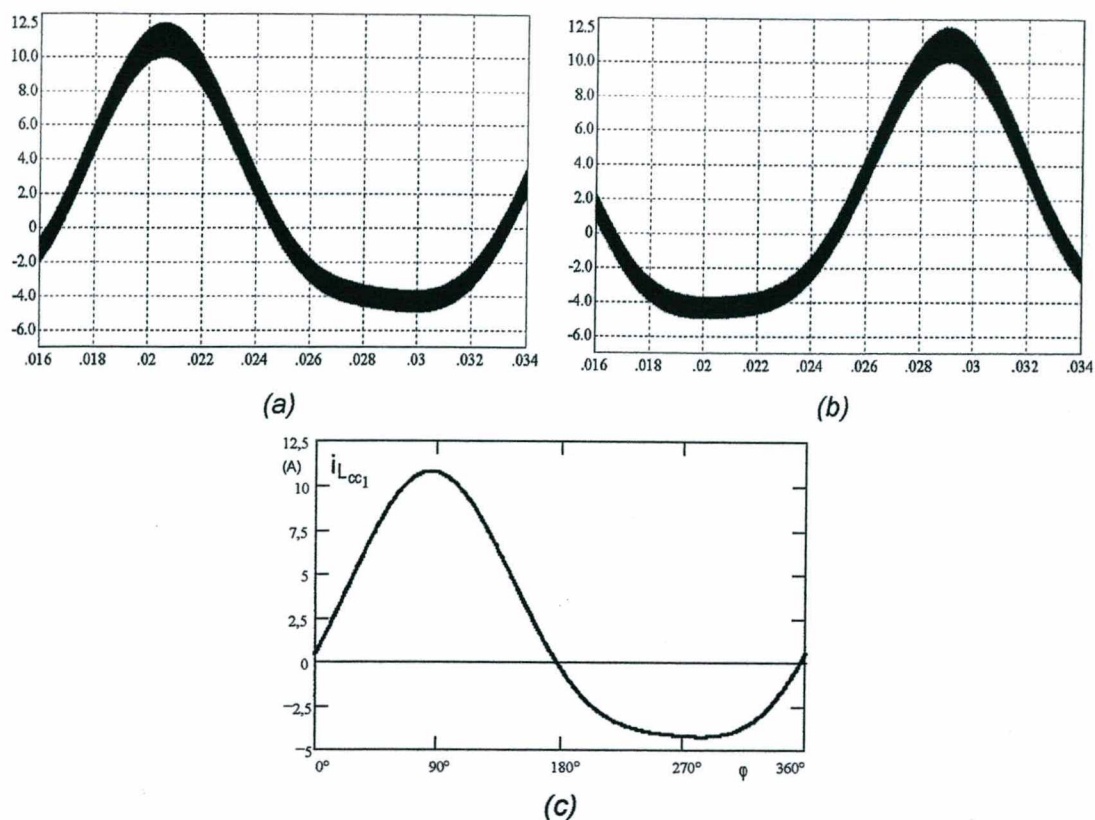


Fig. 5.5 - a) Corrente i_{Lcc1} ; b) corrente i_{Lcc2} ; c) curva teórica de i_{Lcc1} , obtida considerando-se a defasagem de v_{C1} com relação a sua função aproximada.

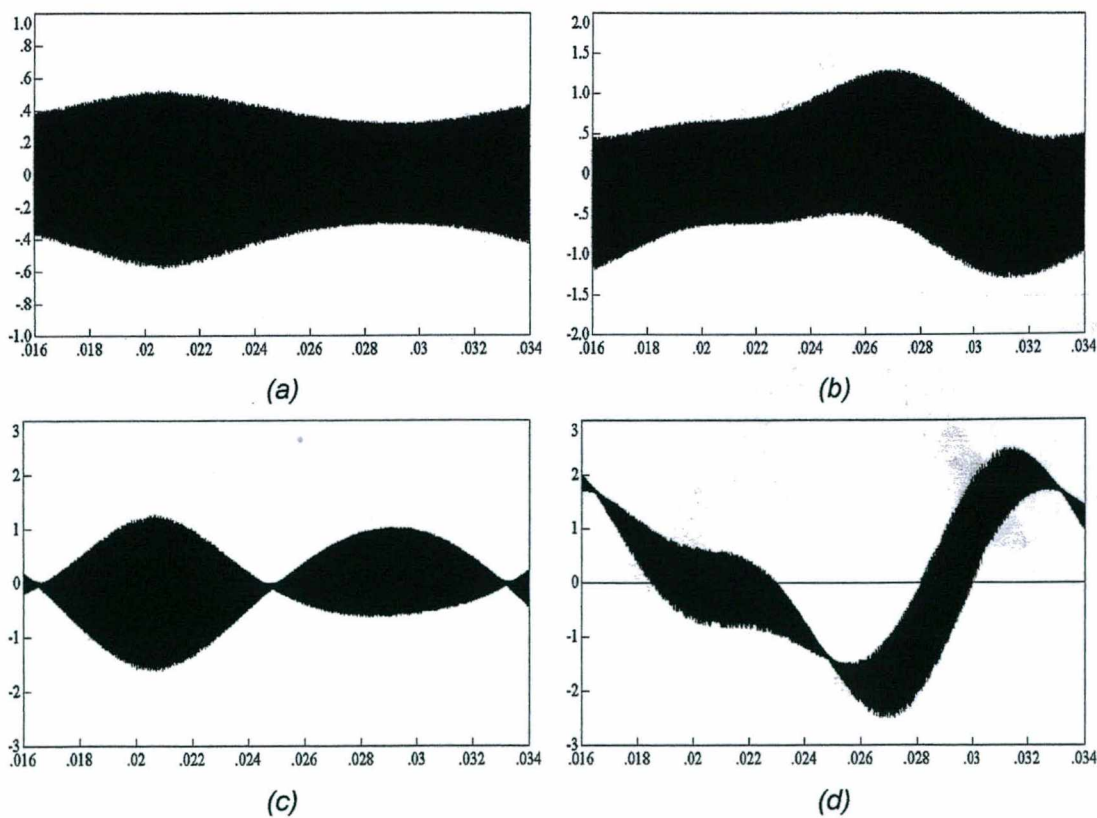


Fig. 5.6 - Sinais de erros: a) $s_5 \cdot e^e_{iLcc1}$; b) e^e_{iLcc2} ; c) e^e_{vC1} ; d) e_{vC2} . Somente o último sinal é obtido através de efetiva comparação com referência; os demais provêm dos filtros passa-alta.

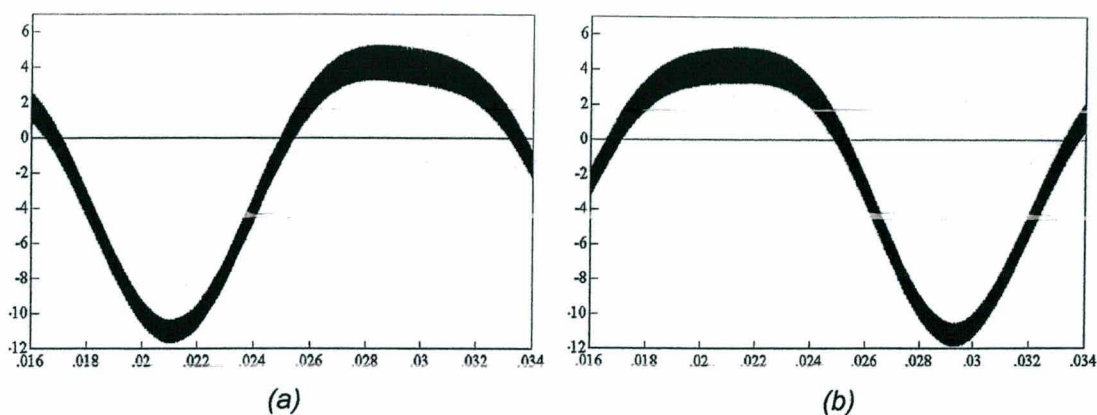


Fig. 5.9 - a) corrente $i_{L_{cc1}}$; b) corrente $i_{L_{cc2}}$.

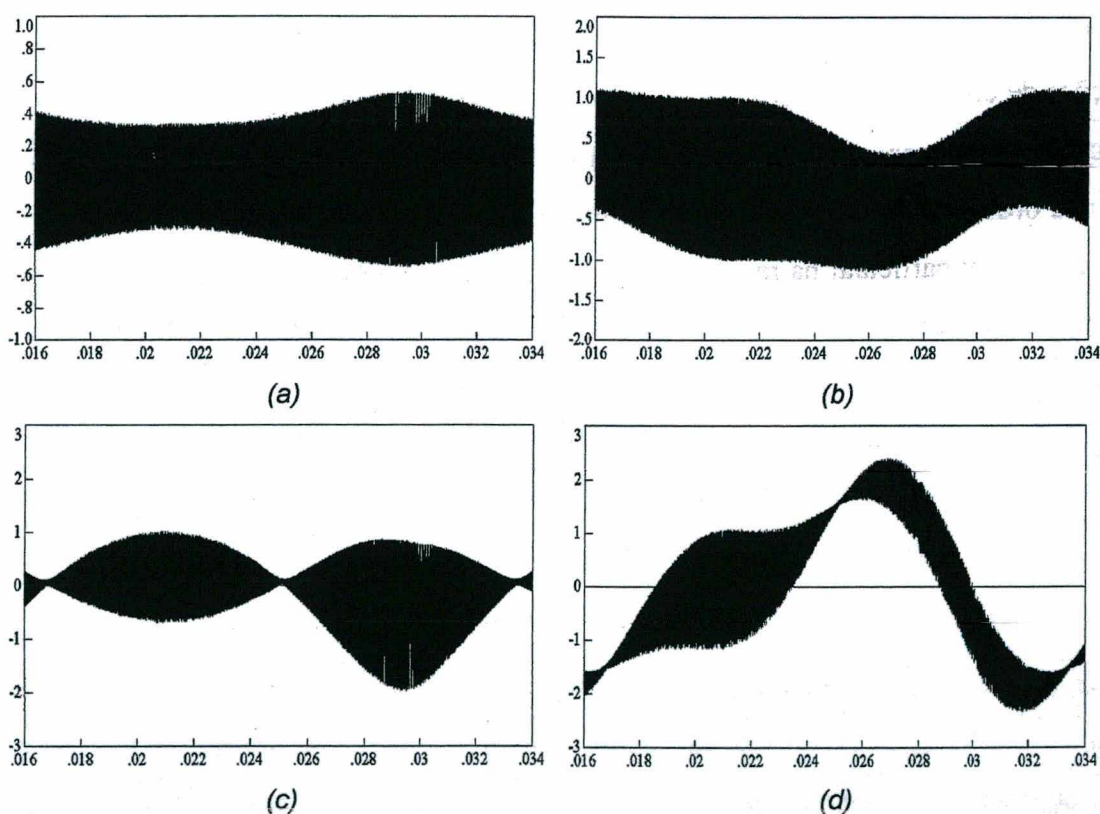


Fig. 5.10 - Sinais de erros: a) $s_5 \cdot e^e_{i_{L_{cc1}}}$; b) $e^e_{i_{L_{cc2}}}$; c) $e^e_{v_{C1}}$; d) $e^e_{v_{C2}}$. Os três primeiros sinais se referem a variáveis secundárias, tendo sido obtidos por meio de filtros passa-alta.

5.3.3 - Pseudo-referência e esquema de partida do circuito

A estratégia adotada para controlar o conversor CA-CC reversível com esquema de comutação descentralizado consiste em definir-se duas referências: v_{C2}^* , a tensão a ser controlada pelo conversor do lado direito, e $i_{L_{ca}}^*$, a corrente alternada que circula através

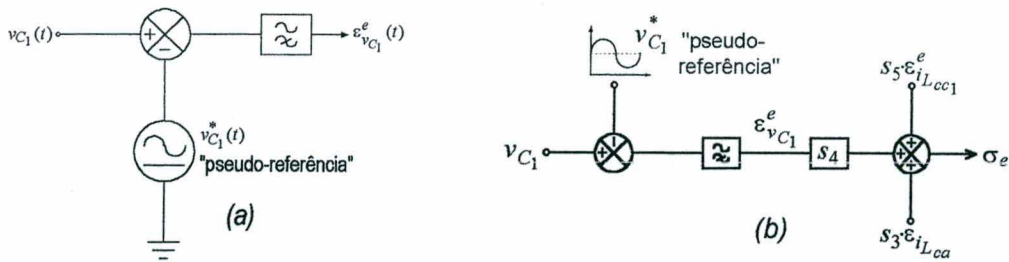


Fig. 5.11 - a) Emprego de pseudo-referência do sinal v_{C1} antes da filtragem; b) obtenção da superfície de deslizamento σ_e .

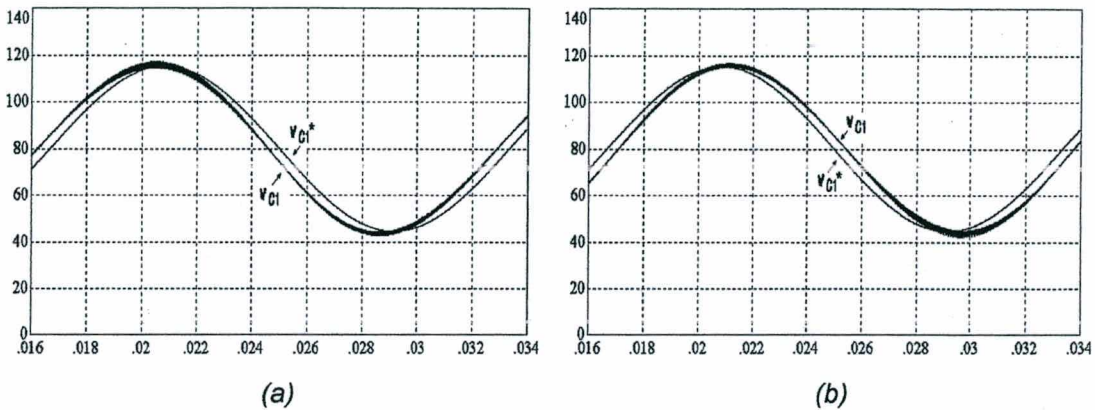


Fig. 5.12 - Tensão sobre C_1 juntamente com a função aproximada $v_{C1}^*(t)$: a) operação como inversor; b) modo retificador, ambos com carga plena. Utilizando-se $v_{C1}^*(t)$ como pseudo-referência, o filtro passa-alta deve filtrar apenas a diferença entre os sinais.

Cumprе salientar que os resultados de simulações numéricas mostrados nas seções 5.3.1 e 5.3.2 foram conseguidos com o uso de pseudo-referência. Mostram-se na fig. 5.13 os resultados obtidos levando-se v_{C1} diretamente para o filtro de primeira ordem. É bem verdade que os formatos das correntes $i_{L_{ca}}$ são aceitáveis, mas os erros observados são sensivelmente maiores em virtude dos resíduos da filtragem nas curvas da fig. 5.13c.

Conforme se observa nas curvas da fig. 5.13c, o erro de v_{C1} apresenta um formato predominantemente co-senoidal em 60Hz, em ambos os modos de operação. Esse componente é oriundo, em grande parte, do resíduo da filtragem, o qual pode ser calculado por meio da função de transferência do filtro passa-alta de primeira ordem:

$$FT_{pa}(\omega) = \frac{j\omega \cdot \tau_{pa}}{1 + j\omega \cdot \tau_{pa}}, \quad (5.7)$$

ou, em termos da frequência:

$$FT_{pa}(f) = \frac{jf/f_{pa}}{1 + jf/f_{pa}}. \quad (5.8)$$

Tabela 5.1 - Valores dos componentes fundamentais (60Hz) dos erros da tensão v_{C1} e da corrente i_{Lca} observados nas simulações numéricas em ambos os modos de operação.

Modo de operação	Sem pseudo-referência		Com pseudo-referência	
	$\varepsilon_{v_{C1}}$ (V)	$\varepsilon_{i_{Lca}}$ (A)	$\varepsilon_{v_{C1}}$ (V)	$\varepsilon_{i_{Lca}}$ (A)
Inversor	1,45 / $96,9^\circ$	0,15 / $-78,3^\circ$	0,077 / $177,5^\circ$	0,036 / $-1,8^\circ$
Retificador	1,44 / $78,5^\circ$	0,15 / $-108,7^\circ$	0,077 / $-3,8^\circ$	0,041 / $174,8^\circ$

Admitindo-se que $\varepsilon_{i_{Lcc1}bf}$ seja nulo, pode-se encontrar uma expressão aproximada para o erro de i_{Lca} em baixas frequências:

$$\varepsilon_{i_{Lca}bf} \approx -\frac{s_4}{s_3} \cdot \varepsilon_{v_{C1}bf}^e \quad (5.10)$$

Por esse motivo, há um forte componente co-senoidal negativo no formato do erro da corrente CA (fig. 5.13b) com amplitude de $0,1 \cdot \varepsilon_{v_{C1}bf}^e$, em ambos os modos de operação. O efeito desse componente é distinto em cada modo: conforme se percebe nas curvas da fig. 5.13a, i_{Lca} se encontra atrasada com relação a sua referência na ação inversora e adiantada no modo retificador. Esses resultados podem ser compreendidos também a partir do diagrama fasorial da fig. 5.14, estabelecido com base na equação (5.10).

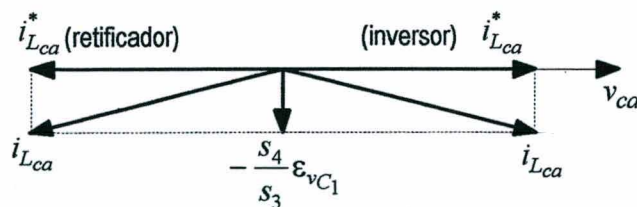


Fig. 5.14 - Diagrama fasorial (com escala vertical ampliada): efeito do resíduo de $\varepsilon_{v_{C1}}$ em 60Hz na corrente do indutor L_{ca} .

Para a partida do sistema, concebeu-se inicialmente o encadeamento descrito a seguir e ilustrado na fig. 5.15. Em primeiro lugar, com o interruptor Ch_A aberto e Ch_B posicionado para cima, impõem-se as referências para as tensões dos capacitores C_1 e C_2 . Com as tensões equilibradas, fecha-se Ch_A , conectando o indutor L_{ca} , seguindo-se a comutação de Ch_B , que habilita o filtro de v_{C1} . A partir desse momento, a referência de i_{Lca} é incrementada até seu valor nominal. Incluem-se ainda limitadores com histerese das correntes dos indutores CC, i_{Lcc1} e i_{Lcc2} . Segundo essa estratégia de partida, o sinal de referên-

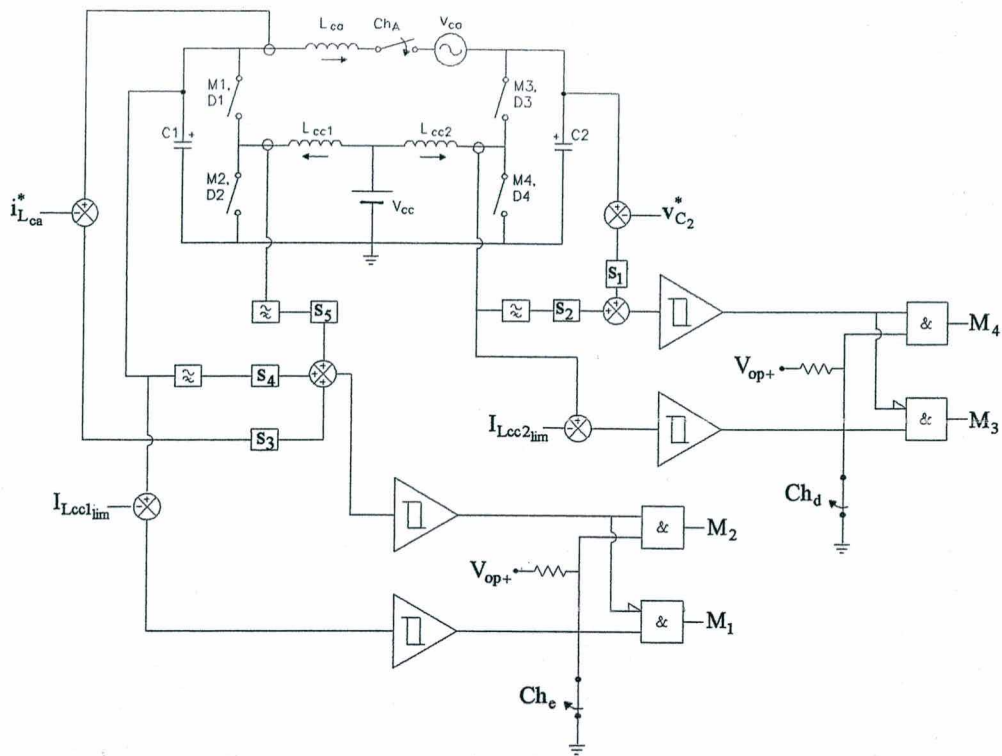


Fig. 5.16 - Diagrama do sistema incorporando a estratégia de partida.

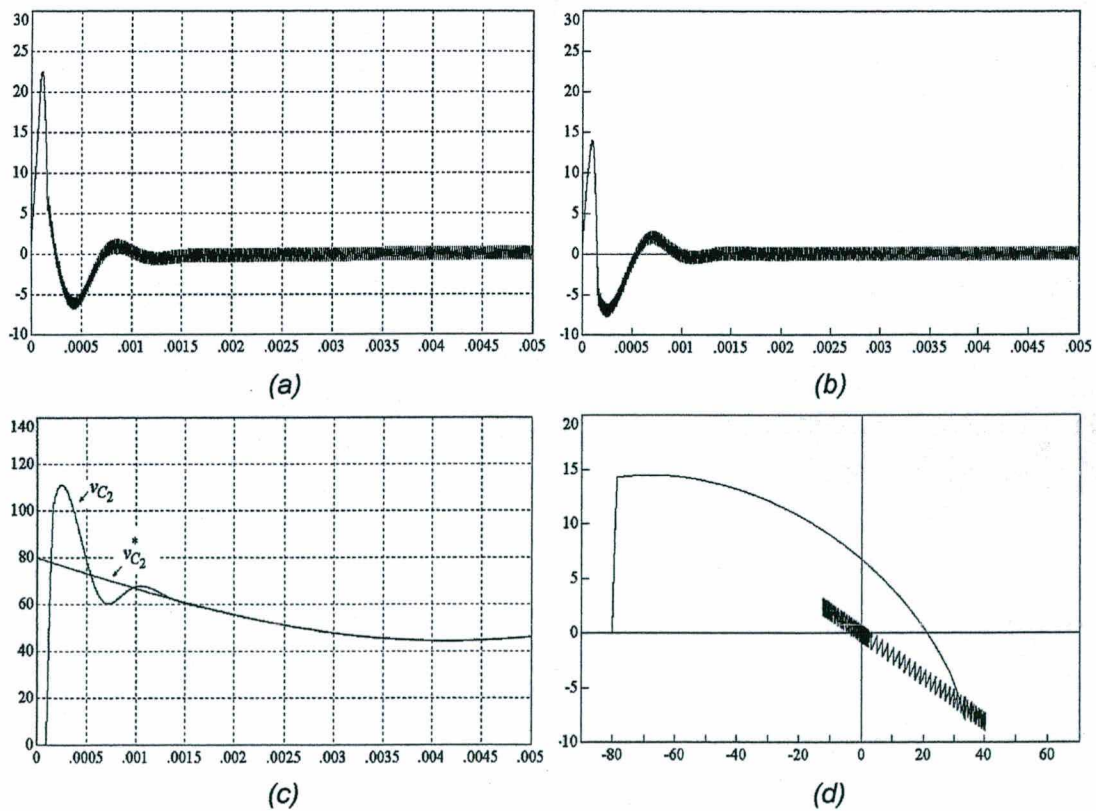


Fig. 5.17 - Partida do conversor direito em vazio: a) Corrente do indutor L_{cc2} ; b) sinal $\varepsilon_{iL_{cc2}}$; c) v_{C2} e sua referência; d) Plano de erro do estado $\varepsilon_{v_{C2}} \times \varepsilon_{iL_{cc2}}$. Escalas verticais: ampères (a, b, d), volts (c); escalas horizontais: segundos (a, b, c), volts (d).

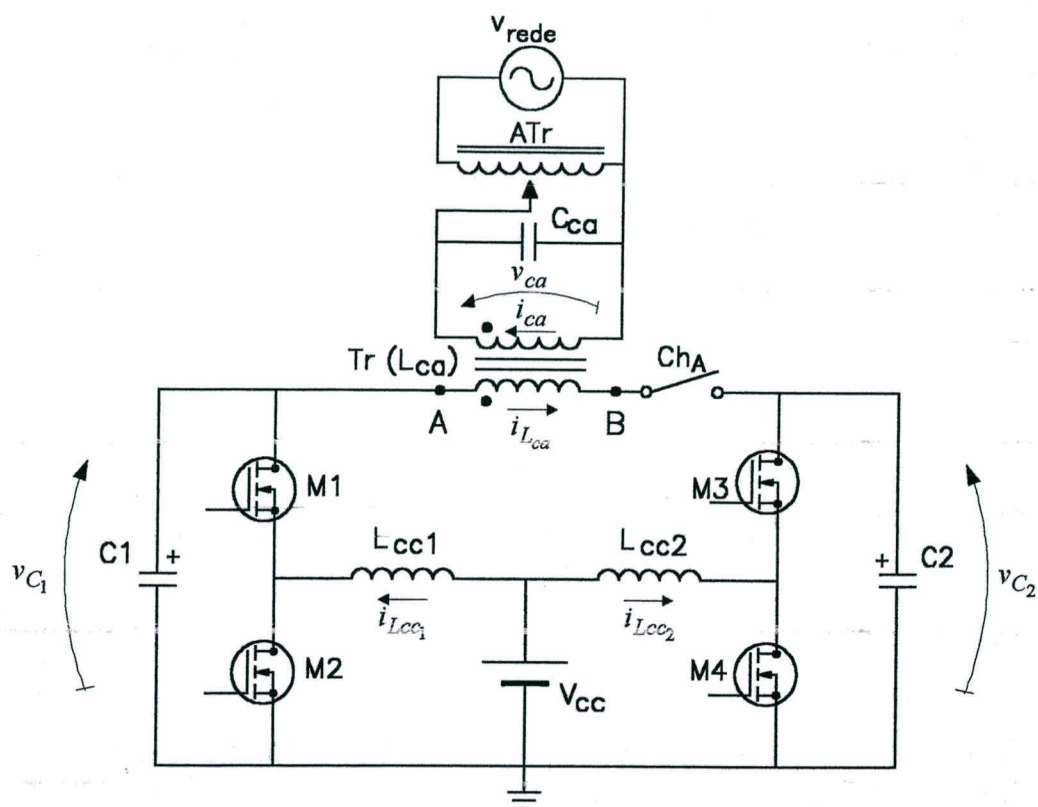


Fig. 5.18 - Circuito de potência do conversor.

Assim, tem-se:

$$A_e \cdot A_j = \frac{141 \cdot 10^{-6} \cdot 12 \cdot 5,7}{0,7 \cdot 0,28 \cdot 270} \cdot 10^4 = 1,82 \text{cm}^4 \quad (5.12)$$

Escolhe-se o núcleo Thornton EE 42/15, material IP-12, que apresenta $A_e = 1,81 \text{cm}^2$ e $A_j = 1,57 \text{cm}^2$ ($A_e A_j = 2,84 \text{cm}^4$) (THORNTON INPEC ELETRÔNICA, 1994). Uma vez que há folga no núcleo escolhido, passa-se a utilizar $B_{m\acute{a}x} = 0,25 \text{T}$.

Número de espiras dos enrolamentos:

$$N = \frac{L_{cc_i} \cdot I_{Lcc_i p}}{B_{m\acute{a}x} \cdot A_e} \cdot 10^4 \Rightarrow N = \frac{141 \cdot 10^{-6} \cdot 12}{0,25 \cdot 1,81} \cdot 10^4 = 37,4 \rightarrow 38 \text{ espiras.} \quad (5.13)$$

Comprimento do entreferro ($\mu_r \approx 1$):

$$l_{ar} = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot N^2 \cdot A_e}{L_{cc_i}} \cdot 10^{-1} \Rightarrow l_{ar} = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 1 \cdot 38^2 \cdot 1,81}{141 \cdot 10^{-6}} \cdot 10^{-1} = 2,33 \text{mm.} \quad (5.14)$$

O valor acima calculado corresponde ao comprimento total do entreferro. O entreferro é, na verdade, distribuído entre as pernas do núcleo, de modo que a cada uma delas está associada a metade do valor calculado (1,2mm).

Sensor de v_{C2}

O sinal de v_{C2} é obtido por meio de um divisor resistivo em paralelo com C_2 , aplicado a um seguidor de tensão, conforme mostrado na fig. 5.20. Ajustando-se o potenciômetro P_3 , obtém-se o valor $s_1 \cdot v_{C2}$ (lembrando-se que $s_1 = 0,1$).

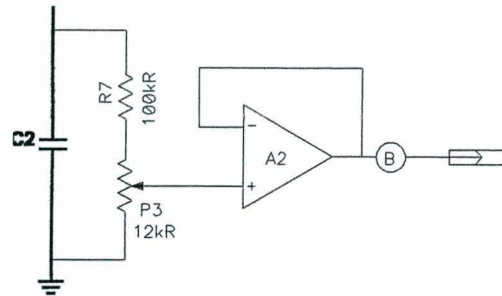


Fig. 5.20 - Sensor de v_{C2} .

Obtenção do erro ponderado da variável v_{C2}

O sinal $s_1 \cdot \varepsilon_{v_{C2}}$ é obtido pela subtração de $s_1 \cdot v_{C2}$ e $s_1 \cdot v_{C2}^*$ ($B - A$), implementada no circuito da fig. 5.21.

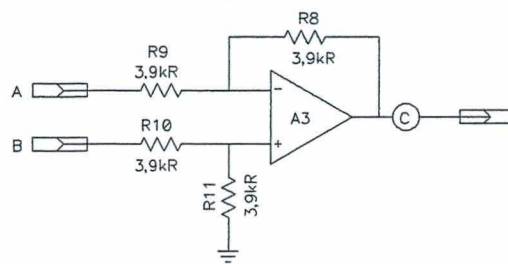


Fig. 5.21 - Obtenção de $s_1 \cdot \varepsilon_{v_{C2}}$.

O erro ponderado da variável i_{Lcc2}

Para a obtenção do sinal correspondente a i_{Lcc2} , faz-se uso do transdutor de corrente LA 25-NP, produzido pela empresa LEM. Esse transdutor é escolhido por apresentar uma resposta confiável mesmo em altas frequências. Internamente, o fluxo magnético gerado pela corrente de entrada se opõe ao gerado pela corrente de saída. Esta é imposta por um comparador associado a um sensor de efeito Hall, buscando anular o fluxo resultante, mantendo dessa forma a proporcionalidade entre as duas correntes. O circuito permite diferentes conexões, com diferentes ganhos de corrente. Na presente aplicação, utiliza-se a

O limitador da corrente i_{Lcc2}

Conforme visto anteriormente, a tensão no ponto D da fig. 5.22 é $0,15 \cdot i_{Lcc2}$. Esse sinal é levado a um comparador de nível não inversor com histerese, mostrado na fig. 5.24. Os níveis de transição do comparador são dados pela equação (5.15), resultando $V_{H-} = 2,88V$ e $V_{H+} = 3,18V$ ¹, ou seja, o circuito gera na saída um nível de tensão alto sempre que i_{Lcc2} ultrapassa 21A, voltando a fornecer uma tensão baixa quando a corrente desce abaixo de 19A.

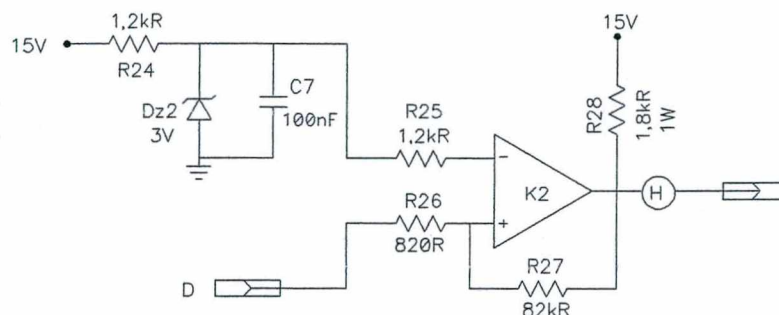


Fig. 5.24 - Limitador de i_{Lcc2} .

$$\begin{cases} V_{H+} = V_{Dz_2} \cdot \frac{R_{26} + R_{27}}{R_{27}} + |V_{op-}| \cdot \frac{R_{26}}{R_{27}} \\ V_{H-} = V_{Dz_2} \cdot \frac{R_{26} + R_{27}}{R_{27}} - V_{op+} \cdot \frac{R_{26}}{R_{27}} \end{cases} \quad (5.15)$$

É importante salientar-se que o circuito somente limita correntes positivas. Um aprimoramento do circuito pode ser obtido mediante retificação do sinal D antes da comparação.

¹ As tensões V_{H-} e V_{H+} são os limiares da tensão no ponto D que causam modificação do estado do comparador. Nada têm a ver com a tensão do ponto H, na saída, que somente assume os valores V_{op+} e $-|V_{op-}|$.

Obtenção do sinal de erro da tensão v_{C1}

O circuito mostrado na fig. 5.29 é bastante semelhante ao implementado para v_{C2} . Porém, uma vez que v_{C1ca} deve estar 180° invertido com relação a v_{C2ca} , o sinal proveniente de Tr_1 e V_{C2cc}^* são conectados na mesma entrada de A_{12} (compare-se com a fig. 5.19). Assim, nos pontos N e O tem-se, respectivamente, $-s_4 \cdot v_{C1}^*$ e $-s_4 \cdot \varepsilon_{v_{C1}}$. No ponto P, após o filtro passa-alta ($f_{pa} = 1,51\text{kHz}$), o sinal é $s_4 \cdot \varepsilon_{v_{C1}}^e$. A geração da referência v_{C1}^* pode ser inibida desconectando-se o resistor R_{54} .

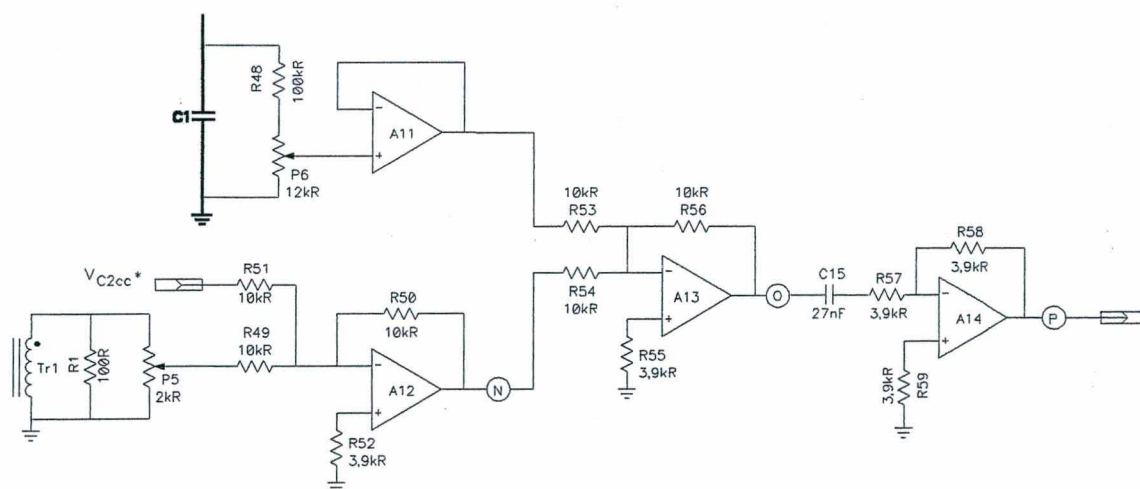


Fig. 5.29 - Processamento do sinal v_{C1} .

Comparação com a superfície de deslizamento

A soma ponderada dos erros é obtida com o circuito representado na fig. 5.30a, que fornece no ponto Q o sinal $-(0,99 \cdot \varepsilon_{i_{Lca}} + 0,5 \cdot \varepsilon_{i_{Lca}}^e + 0,1 \cdot \varepsilon_{v_{C1}}^e)$, ou seja, $-\sigma_e$, que por sua vez é levado ao comparador com histerese da fig. 5.30b. Devido ao fato de σ_e estar com sinal invertido no ponto Q, utiliza-se o comparador K_3 com configuração não inversora. Com o arranjo utilizado, tem-se $\Delta\sigma_e = 0,77\text{V}$ (cfr. equação 5.15, fazendo-se $V_{Dz} = 0$).

dos para condições análogas de operação. Consta-se que a distorção harmônica da corrente efetivamente controlada (i_{Lca} , lado secundário) é menor que no lado da rede. O fator de potência é 0,997.

As correntes dos indutores L_{cc1} e L_{cc2} podem ser visualizadas na fig. 5.33. A curva de i_{Lcc1} pode ser comparada aos resultados previstos na análise (fig. 5.2b) e via simulação numérica (fig. 5.5a), lembrando-se que, na aquisição do resultado experimental, $\varphi = 0^\circ$ ocorre na metade do eixo horizontal. A corrente absorvida da fonte CC (i_{cc}) é apresentada na fig. 5.34a. Ela não corresponde exatamente à soma $i_{Lcc1} + i_{Lcc2}$, pois parte das oscilações causadas pelas comutações são atenuadas pelos capacitores colocados junto ao conversor, conforme comentado no item 5.4.1. As curvas da fig. 5.34b revelam o comportamento das tensões nos capacitores C_1 e C_2 ; v_{C2} segue a referência para ela estabelecida, ao passo que v_{C1} se adapta às condições de operação. Ambas as tensões se mantêm acima de V_{ent} (30V). Na fig. 5.35 ilustram-se as correntes dos interruptores M_1 e M_2 .

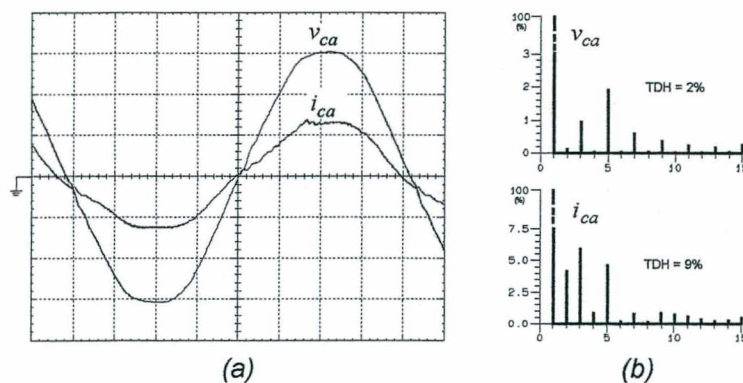


Fig. 5.31 - a) Tensão e corrente no lado primário do transformador. Escalas: 100V/div., 500mA/div., 2ms/div.; b) Espectros harmônicos de v_{ca} e de i_{ca} .

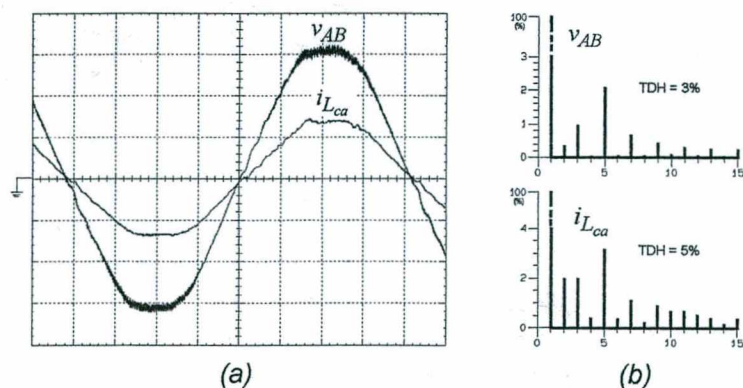


Fig. 5.32 - a) Tensão e corrente no lado secundário do transformador. Escalas: 25V/div., 2A/div., 2ms/div.; b) Espectros harmônicos de v_{AB} e de i_{Lca} .

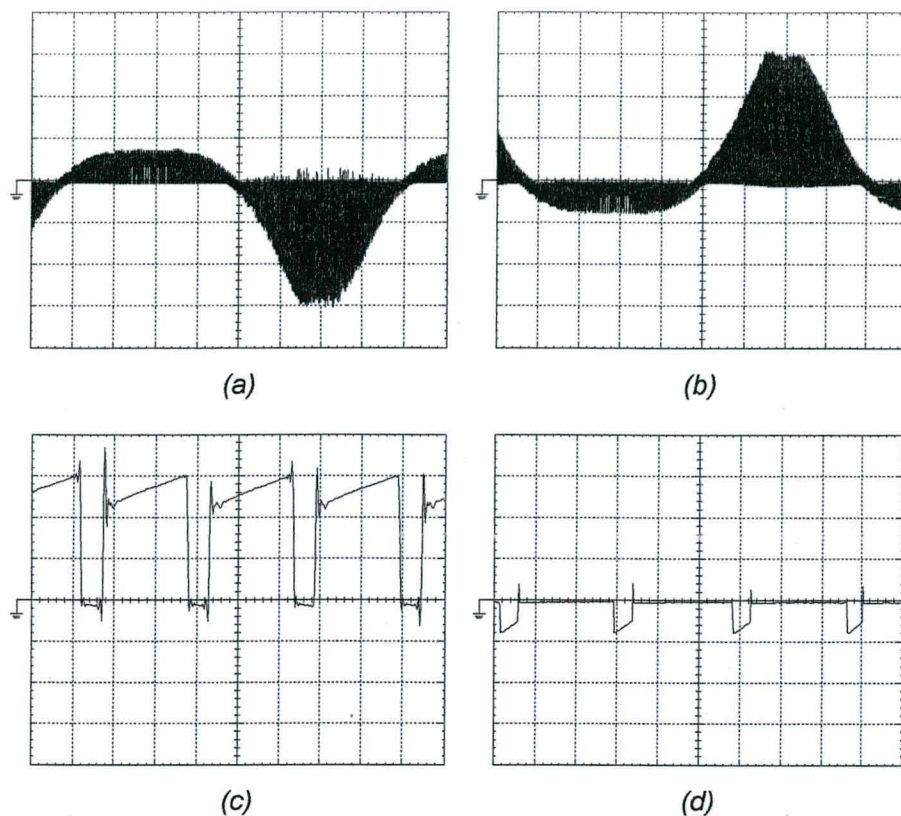


Fig. 5.35 - Correntes dos interruptores do braço esquerdo: a) i_{M1} ; b) i_{M2} ; c) detalhe de i_{M2} no pico da senóide de referência; d) detalhe de i_{M2} no vale da senóide de referência. Escalas verticais: 5A/div.; escalas horizontais: 2ms/div. (a, b); 10 μ s/div. (c); 20 μ s/div. (d).

5.5.2 - Operação como retificador

Ao transferir-se energia da fonte CA para a fonte CC, observam-se as formas de onda ilustradas nas figs. 5.36 e 5.37, respectivamente nos terminais primários e secundários do transformador. Os valores numéricos correspondentes estão relacionados na tabela 5.3. A distorção harmônica da corrente é menor que no caso da ação inversora e não há muita diferença nas TDHs das correntes medidas nos dois lados do transformador. Além disso, a defasagem entre v_{ca} e i_{ca} é bastante próxima de 180°; em conseqüência, o fator de potência no lado primário é bastante elevado (0,999), maior que no lado do conversor.

As correntes i_{Lcc1} e i_{Lcc2} são apresentadas na fig. 5.38. Na fig. 5.39a mostra-se a corrente na fonte CC, negativa devido à inversão do fluxo de potência (CA \rightarrow CC), e na fig. 5.39b podem ser vistos os formatos de v_{C1} e de v_{C2} .

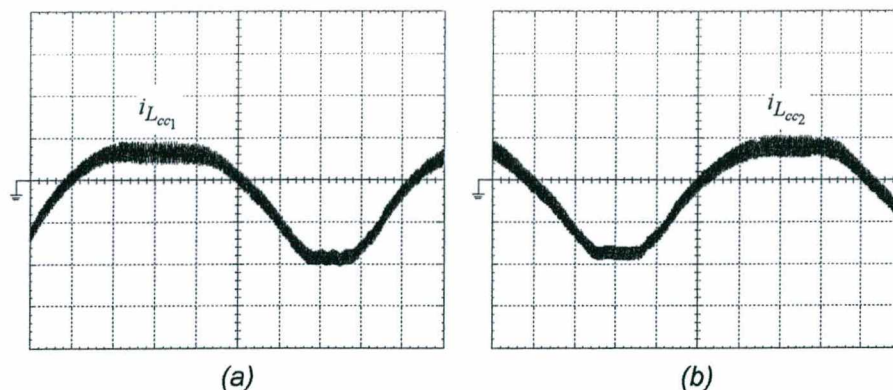


Fig. 5.38 - Correntes dos indutores: a) $i_{L_{cc1}}$; b) $i_{L_{cc2}}$. Escalas: 5A/div.; 2ms/div.

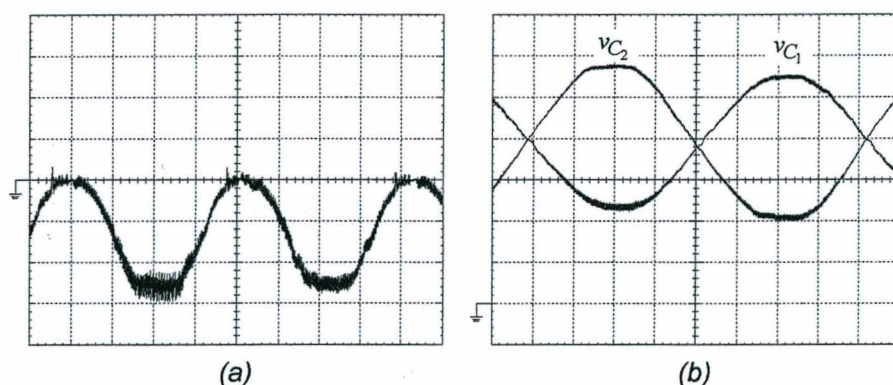


Fig. 5.39 - a) Corrente na fonte CC (com valores negativos em virtude da transferência de energia da fonte CA para a fonte CC); b) tensões v_{C1} e v_{C2} . Escalas: 2A/div., 20V/div., 2ms/div.

Mostra-se na fig. 5.40 como o sinal referente a $i_{L_{cc1}}$ se apresenta no circuito de controle (fig. 5.28), após o seguidor A_9 . Na mesma figura, inclui-se o sinal após o filtro passa-alta de segunda ordem, a fim de evidenciar a eficiência do mesmo. Na fig. 5.41a, mostra-se v_{C2} após o divisor resistivo (ponto B, fig. 5.20) e sua respectiva referência (gerada pelo circuito da fig. 5.19). O erro resultante é bastante reduzido, conforme revela a fig. 5.41b. Todas essas curvas são concernentes à operação como retificador.

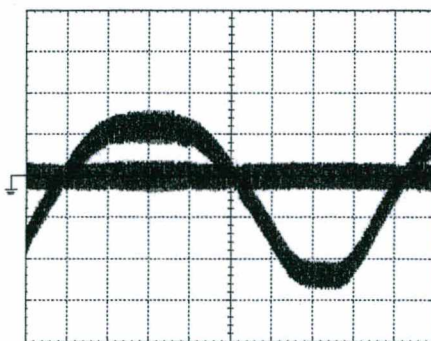


Fig. 5.40 - Sinal correspondente a $i_{L_{cc1}}$ (saída de A_9 , fig. 5.28), juntamente com o sinal após o filtro de segunda ordem (ponto M). Escalas: 500mV/div., 2ms/div.

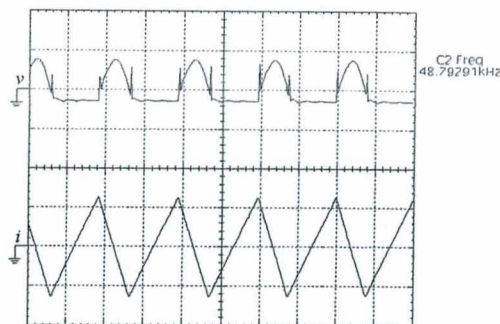


Fig. 5.43 - Comportamento do conversor em regime permanente operando em vazio: v_{C2} (somente o sinal CA) e i_{Lcc2} . Escalas: 200mV/div., 1A/div., 10 μ s/div.

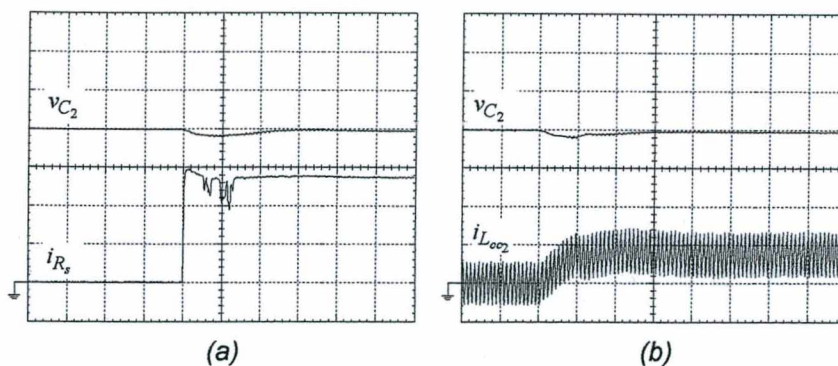


Fig. 5.44 - Degrau de carga positivo: a) tensão de saída (v_{C2}) e corrente de carga; b) v_{C2} e i_{Lcc2} . Referência para v_{C2} : 80V. Escalas: a) 20V/div., 200mA/div., 200 μ s/div.; b) 20V/div., 2A/div., 200 μ s/div.

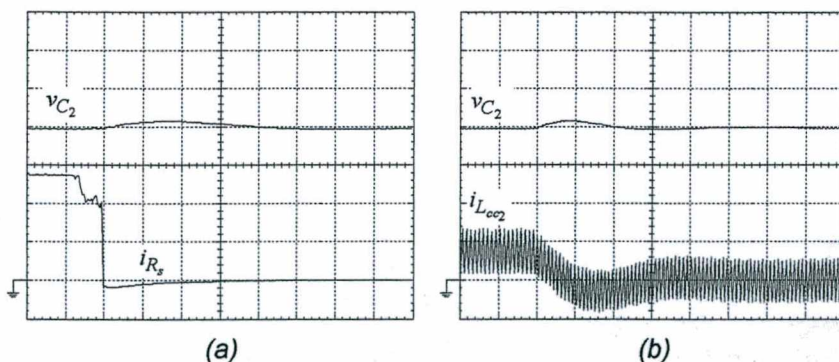


Fig. 5.45 - Degrau de carga negativo, sendo $V_{C2}^* = 80V$: a) v_{C2} e corrente de carga; b) v_{C2} e i_{Lcc2} . Escalas: a) 20V/div., 200mA/div., 100 μ s/div.; b) 20V/div., 2A/div., 200 μ s/div.

A rejeição a alterações na tensão de entrada é constatada através das curvas da fig. 5.46. A referência foi ajustada para que se obtivessem 80V na saída em vazio (fig. 5.46f). As demais curvas foram então obtidas mediante variação de V_{ent} na faixa de 20V a 40V, com carga de 137 Ω . O sistema naturalmente adapta a frequência das comutações e a razão cíclica em cada condição de operação, objetivando manter o nível da tensão de saída. É interessante observar os limites assumidos pela corrente em cada caso.

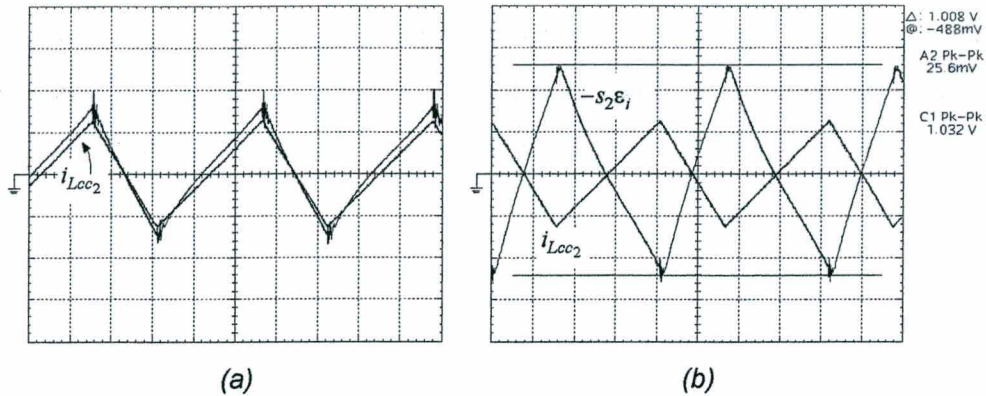


Fig. 5.47 - Conversor direito operando em vazio: a) corrente $i_{L_{cc2}}$ e sinal (tensão) na saída do transdutor LA 25NP; (v. fig. 5.22); b) $i_{L_{cc2}}$ e o sinal de erro correspondente $-s_2 \cdot \epsilon_i$ (ponto E na fig. 5.22). Escalas: a) 1A/div., 100mV/div., 5 μ s/div.; b) 1A/div, 200mV/div., 5 μ s/div.

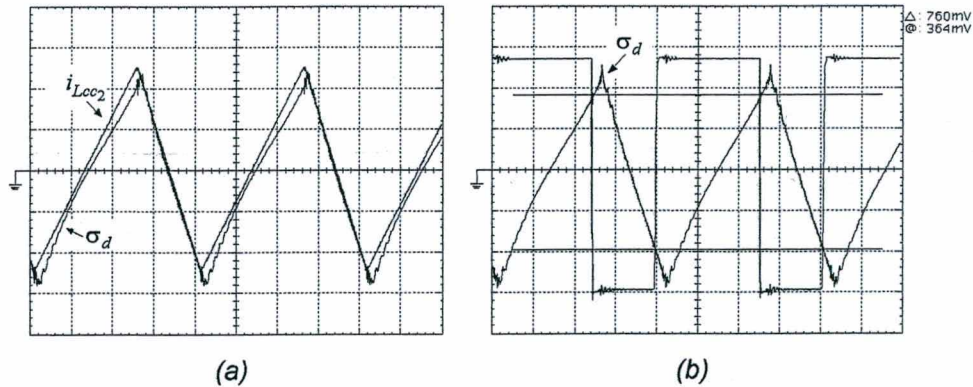


Fig. 5.48 - a) Corrente $i_{L_{cc2}}$ e a superfície de deslizamento σ_d ; b) sinal σ_d e saída do comparador K_1 (v. fig. 5.23). Escalas: 500mA/div. ($i_{L_{cc2}}$), 200mV/div. (σ_d), 5V/div. (saída do comparador); tempo: 5 μ s/div.

Uma vez estabelecido o nível CC no lado direito, o próximo passo no procedimento de partida do conversor é o fechamento do interruptor Ch_A . Ocorre nesse instante um surto de corrente em L_{ca} , responsável por transferir ao capacitor C_1 a energia necessária para que sua tensão percorra a diferença $(V_{C_2}^* - V_{ent})$ - posto que este elemento se encontra previamente carregado com V_{ent} . Concomitantemente, ocorre uma diminuição da tensão v_{C_2} , prontamente corrigida pelo controlador do lado direito. O processo está ilustrado na fig. 5.49a.

Posteriormente, elevam-se a tensão v_{ca} e a referência $v_{C_{2ca}}^*$ até seus valores nominais. Mantendo-se $i_{L_{ca}}^*$ nula, dever-se-ia idealmente observar no indutor L_{ca} uma cor-

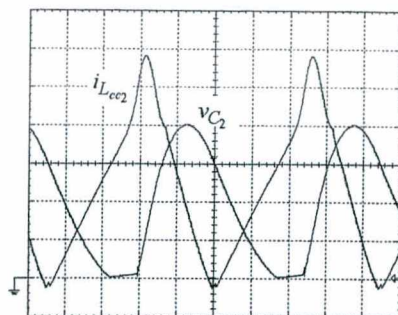


Fig. 5.51 - Comportamento do conversor com falha: v_{C2} e i_{Lcc2} com o interruptor M_1 em curto-circuito. Escalas: 20V/div., 5A/div., 50 μ s/div.

Finalmente, fica clara na fig. 5.52 a adaptação das tensões dos capacitores conforme requerido para moldar a corrente CA. Da esquerda para a direita, tem-se a condição de inversor com carga plena, operação em vazio e a ação retificadora com carga plena. Nos três casos, v_{C2} modifica-se muito pouco, mas é visível a variação de v_{C1} . A tensão v_{AB} ($= v_{C1} - v_{C2}$) apresenta respectivamente amplitudes de 76V, 71V e 66V. Como é natural, a tensão é maior no caso de transferência de energia CC \rightarrow CA, diminuindo quando o fluxo se inverte.

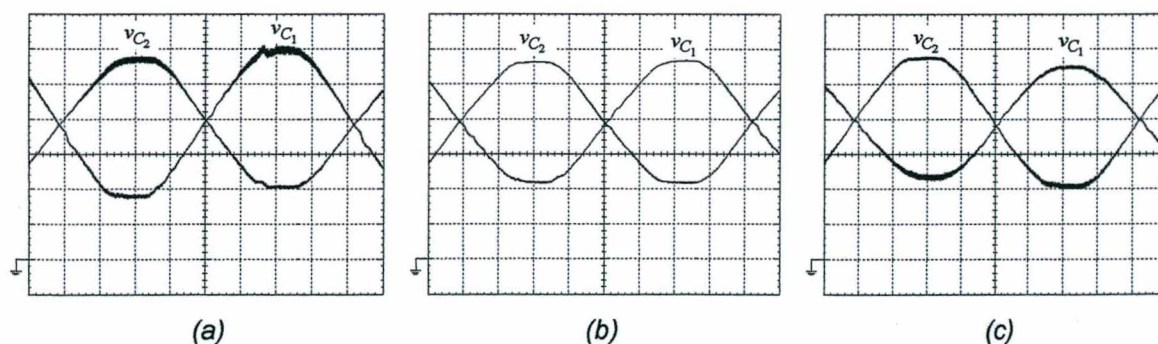


Fig. 5.52 - Tensões dos capacitores C_1 e C_2 em três situações: a) operação como inversor com carga plena; b) operação em vazio; c) operação como retificador com carga plena. Escalas: 20V/div., 2ms/div.

5.5.4 - A frequência das comutações

Percebe-se, a partir da tabela 5.4, que frequência real das comutações se posicionou bastante aquém do que se prevê teoricamente. Dois fatores podem ser apontados como principais causadores das discrepâncias observadas. Um deles é a aquisição das variáveis.

torna-se mais perceptível à medida que a frequência de operação aumenta. Uma investigação mais detalhada sobre o atraso introduzido em cada etapa do processamento dos sinais é feita no apêndice F.

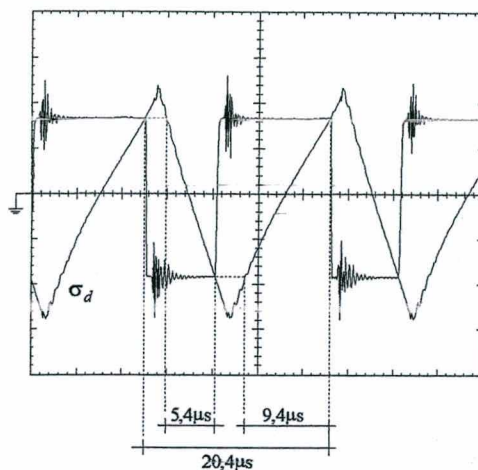


Fig. 5.53 - Sinais nas duas entradas do comparador K_1 , mostrando o efeito dos atrasos de transporte. Escalas: 200mV/div., 5μs/div.

Com o intuito de aumentar-se a frequência das comutações, modificaram-se os ganhos referentes aos sinais ε_{iLCCr}^e . No lado direito, aumentou-se o resistor R_{14} (realimentação do filtro passa-alta - fig. 5.22) para 39kΩ, implicando um aumento de 18% em s_2 . Um incremento correspondente foi também aplicado a s_5 , por meio da associação de 56kΩ em paralelo com R_{62} (fig. 5.30a). Mostram-se na fig. 5.54 resultados obtidos após esse procedimento. Na tabela 5.5 encontram-se sumariados alguns valores numéricos de f_{ce} . Observa-se um aumento médio da ordem de 20% na frequência das comutações.

Tabela 5.5 - Frequências de comutação do conversor esquerdo após a modificação dos coeficientes s_2 e s_5 .

Ângulo	Inversor	Retificador
f_c (kHz) $\varphi = 0^\circ$	59,8	59,5
$\varphi = 90^\circ$	45,5	68,3
$\varphi = 270^\circ$	23,0	34,7

v_{C1} (compare-se com a fig. 5.14). A combinação dos dois efeitos contribui, portanto, para que as grandezas estejam mais alinhadas. Esse resultado somente é válido quando se utiliza filtro de primeira ordem para a obtenção de $\varepsilon^e_{v_{C1}}$, e não seria desejável no caso de ligação direta à rede, sem transformador.

Na tabela 5.6 estão sumariados os resultados obtidos no protótipo com e sem o uso da pseudo-referência. Quando se a utiliza, há uma melhoria na comparação, comprovada pelos menores ângulos de defasagem observados entre as grandezas no lado secundário, em ambos os modos de operação; há também um pequeno ganho no que se refere à distorção harmônica, especialmente na operação como retificador. A compensação do deslocamento, contudo, tem impacto maior (ainda que mínimo) no fator de potência medido no lado primário.

Tabela 5.6 - Tabela comparativa dos valores obtidos experimentalmente sob carga nominal, com e sem o uso de pseudo-referência.

OPERAÇÃO COMO INVERSOR			
Parâmetro		Com pseudo-referência	Sem pseudo-referência
Lado primário	i_{ca} - TDH	8,12%	8,88%
	i_{ca} - TDH (15)	7,94%	7,94%
	Deslocamento ($\varphi_v - \varphi_i$)	-5,44° (cap.)	-1,70° (cap.)
	Fator de potência	0,993	0,997
Lado secundário	i_{Lca} - TDH	4,06%	5,00%
	i_{Lca} - TDH (15)	3,74%	4,58%
	Deslocamento ($\varphi_v - \varphi_i$)	-0,34° (cap.)	+3,17° (ind.)
	Fator de potência	0,999	0,998
OPERAÇÃO COMO RETIFICADOR			
Parâmetro		Com pseudo-referência	Sem pseudo-referência
Lado primário	i_{ca} - TDH	2,96%	4,71%
	i_{ca} - TDH (15)	2,82%	4,00%
	Deslocamento ($\varphi_v - \varphi_i$)	-176,85° (ind.)	+179,51° (cap.)
	Fator de potência	0,998	0,999
Lado secundário	i_{Lca} - TDH	3,12%	3,92%
	i_{Lca} - TDH (15)	2,97%	3,70%
	Deslocamento ($\varphi_v - \varphi_i$)	-179,44° (ind.)	+175,26° (cap.)
	Fator de potência	0,999	0,996

As correntes podem ser vistas com mais detalhe nas curvas da fig. 5.58. Na fig. 5.59, colocam-se lado a lado os sinais correspondentes a i_{Lca} e a i_{Lca}^* (respectivamente, saídas do transdutor LA 25NP e do potenciômetro P_4 , na fig. 5.27) no modo retificador com e sem pseudo-referência. Os sinais de erro da corrente i_{Lca} ($0,75 \cdot \epsilon_{i_{Lca}}$; ponto L, fig. 5.27) referentes às três condições representativas de funcionamento do circuito são mostrados na fig. 5.60.

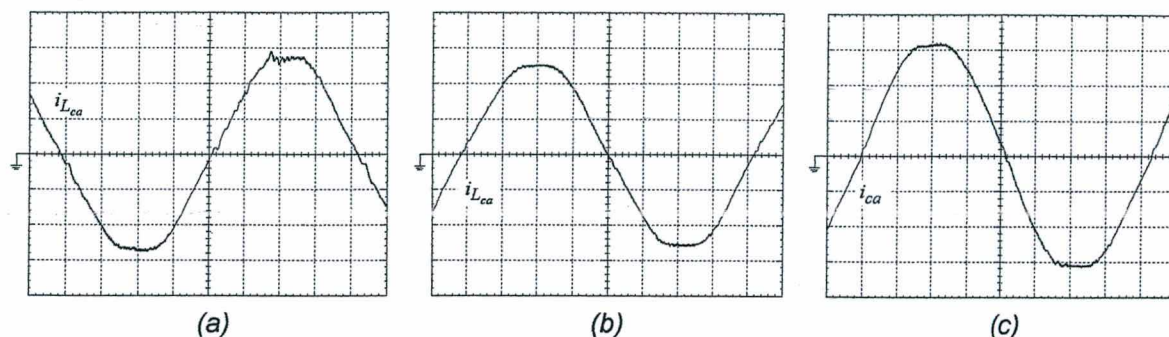


Fig. 5.58 - Correntes CA mostradas com maior detalhamento: a) inversor, lado secundário (1A/div.); b) retificador, lado secundário (1A/div.); c) retificador, lado primário (200mA/div.). Tempo: 2ms/div.

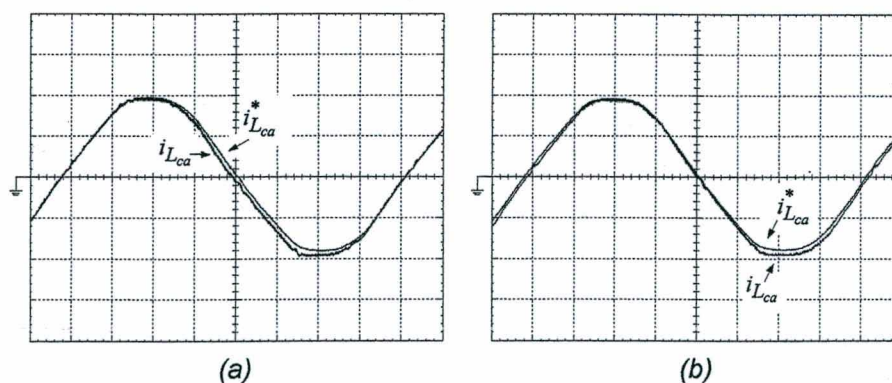


Fig. 5.59 - Sinais correspondentes à corrente i_{Lca} e a sua referência na operação como retificador com carga nominal: a) sem pseudo-referência; b) com pseudo-referência. Observa-se que em (a) i_{Lca} está adiantada com relação a sua referência. Escalas: 1V/div., 2ms/div.

Na fig. 5.61, apresentam-se os sinais de erro de v_{C1} ($\epsilon^e_{v_{C1}}$, ponto P na fig. 5.29), que podem ser comparados com os resultados das simulações numéricas (figs. 5.10c e 5.13c), lembrando-se que $\varphi = 0^\circ$ ocorre no centro da imagem do osciloscópio.

Conforme a tabela 5.6, o resíduo da filtragem promove um atraso de $3,74^\circ$ na operação CC-CA e um adiantamento de $3,64^\circ$ no modo retificador. Os valores teóricos correspondentes, levando-se em consideração os parâmetros reais do filtro, da tensão v_{C1} e da corrente i_{Lca} , são respectivamente $3,5^\circ$ e $2,9^\circ$.

5.5.6 - Desempenho do conversor com variação da carga

Mostram-se nas figs. 5.62, 5.63 e 5.64, respectivamente, os gráficos do fator de potência, da taxa de distorção harmônica da corrente i_{ca} e de $|\cos(\varphi_{v_{ca}} - \varphi_{i_{ca}})|$, em função da potência transferida, utilizando-se a pseudo-referência. O fator de potência se situa acima de 0,98 a partir de 47% da potência nominal na operação como inversor e a partir de 36% na operação como retificador.

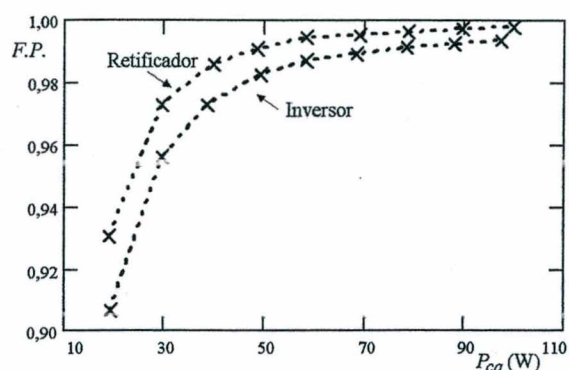


Fig. 5.62 - Fator de potência em função da potência transferida.

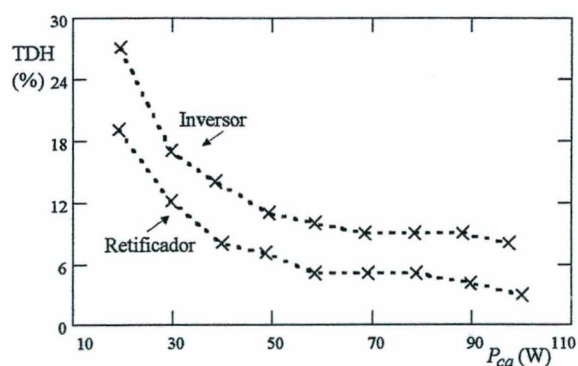


Fig. 5.63 - Evolução da taxa de distorção harmônica da corrente i_{ca} com a variação da potência.

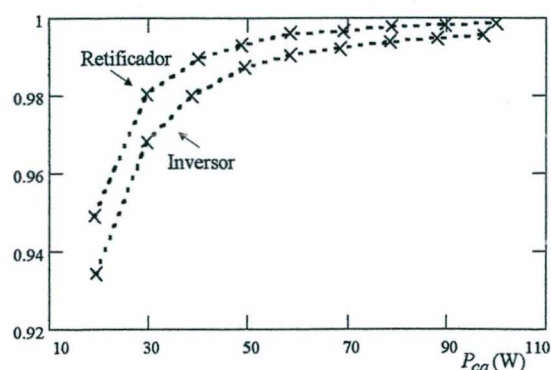


Fig. 5.64 - Valores de $|\cos(\varphi_v - \varphi_i)|$ com diferentes níveis de carga.

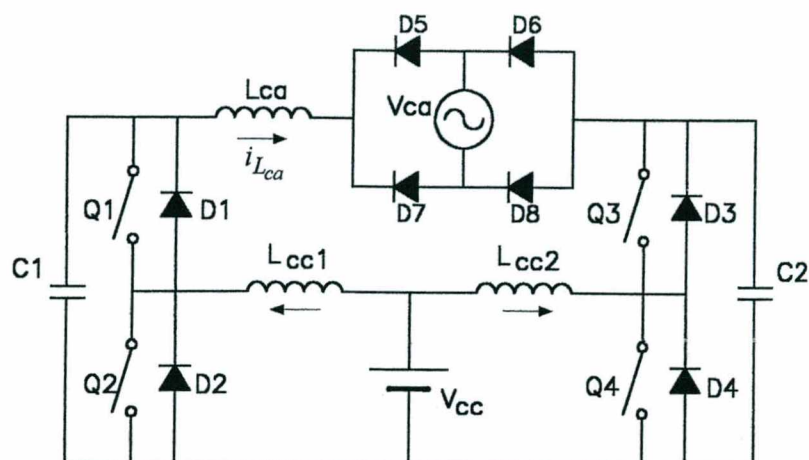
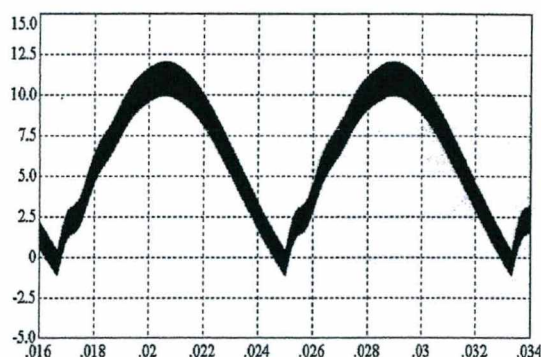
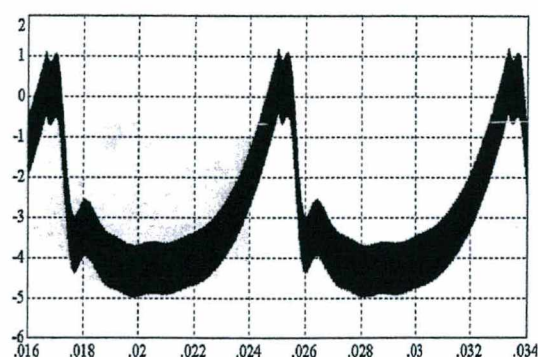


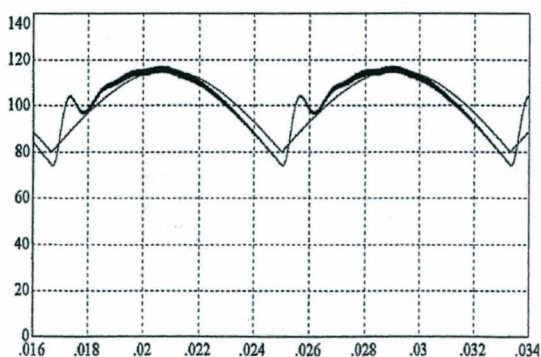
Fig. 5.66 - Circuito para operação somente como retificador. (A referência para i_{Lca} é uma senóide retificada invertida.)



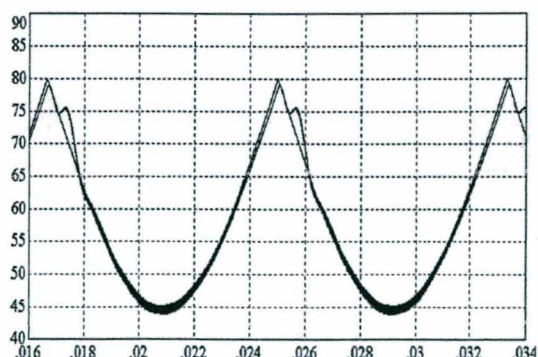
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. 5.67 - Operação como inversor: a) i_{Lcc1} ; b) i_{Lcc2} ; c) v_{C1} e v_{C1}^* ; d) v_{C2} e v_{C2}^* .

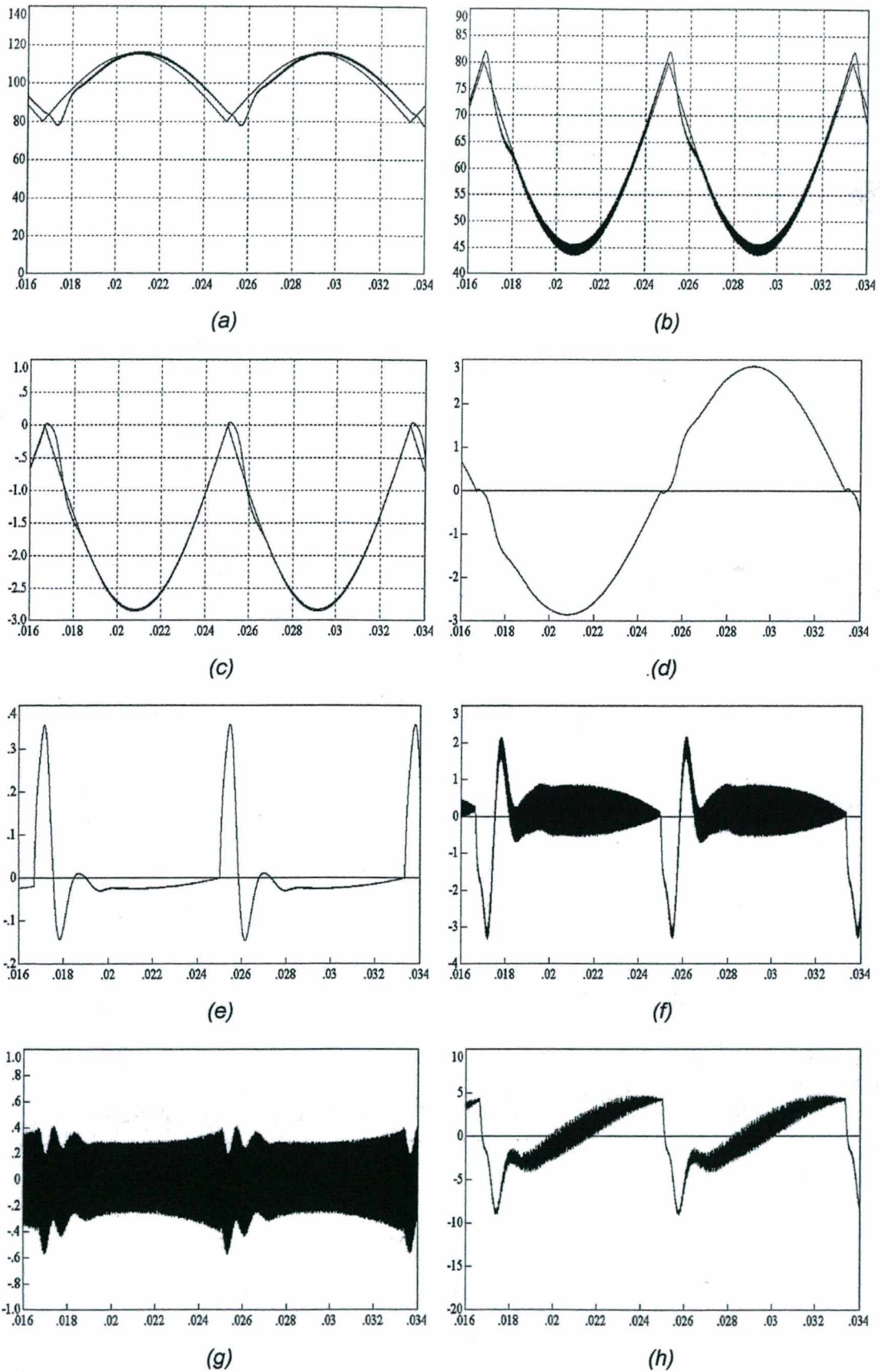


Fig. 5.70 - Operação como retificador: a) v_{C1} e sua referência; b) v_{C2} e v_{C2}^* ; c) i_{Lca} e i_{Lca}^* ; d) corrente circulante na fonte CA (i_{ca}); e) s_iLca ; f) e^e_vC1 ; g) $s_5 e^e_iLcc1$; h) v_{Lca} .

5.7 - CONCLUSÃO

Como costuma ocorrer em trabalhos envolvendo experimentação, a implementação de um protótipo, com suas dificuldades inerentes, acaba por revelar aspectos não ponderados nas fases de análise e de simulação numérica, proporcionando uma compreensão mais profunda do sistema físico em questão, conduzindo a um refinamento na maneira como são encarados seus inter-relacionamentos e suas não-idealidades.

Assim é que algumas considerações tiveram de ser feitas, especialmente no que tange à estratégia de partida, aos atrasos de resposta dos componentes e seu impacto na frequência das comutações, bem como ao efeito da corrente de magnetização do transformador (aliado ou não ao uso de pseudo-referência). Tais considerações, no entanto, não comprometem o funcionamento do sistema como um todo, cujo desempenho se mostrou bastante satisfatório, corroborando as análises realizadas, tanto ao transferir-se energia da fonte CA para a fonte CC (objetivo primeiro deste trabalho) como no sentido contrário. A estratégia de controle adotada provou ser uma ferramenta simples e eficiente também em laboratório, logrando conduzir as variáveis ao ponto desejado na partida e mantê-las nas condições preestabelecidas em regime permanente.

O circuito opera com fator de potência superior a 0,98 na ação inversora com potências acima de 47% do valor nominal. Na operação como retificador, a faixa mostra-se um pouco mais ampla: acima de 36% da potência nominal. Não se deve desconsiderar o fato de que parte da distorção harmônica de i_{Lca} pode ser atribuída à distorção da tensão da rede (de 2 a 3%, nos resultados apresentados), uma vez que um sinal proporcional a v_{rede} é utilizado como referência CA no conversor. (Isso não é de todo indesejável, pois propicia um aproveitamento de potência de harmônicos.)

CAPÍTULO VI

CONVERSOR CA-CC TRIFÁSICO REVERSÍVEL COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA CONTROLADO POR REGIME DE DESLIZAMENTO

6.1 - INTRODUÇÃO

Apresenta-se no presente capítulo o conversor CA-CC trifásico reversível baseado no inversor elevador de tensão. O circuito se presta para o processamento de energia entre o sistema CA trifásico e uma fonte de tensão contínua, possibilitando que o fluxo de potência ocorra tanto de CA para CC como no sentido inverso, sem restrições quanto aos valores relativos das tensões das fontes. A reversão do fluxo de potência é obtida através da inversão das duas referências das correntes CA. O funcionamento do circuito é baseado na interação de três subsistemas independentes, cada um associado a uma das fases e cada qual com uma célula de comutação.

Conforme se mostra na fig. 6.1a, a versão trifásica pode ser obtida partindo-se do conversor monofásico dos capítulos IV e V, agora representado pelos subconversores S e T , com $(v_{cas} - v_{cat})$ no lugar da fonte CA original, incluindo-se um terceiro bloco (subconversor R) e a fonte v_{car} . O arranjo como um todo passa a ser de oitava ordem, podendo ser redesenhado como na fig. 6.1b. Os elementos são agora identificados pela fase a que estão associados (R , S ou T). Denomina-se também “(sub)conversor R (S , T)” ao conjunto de elementos posicionados entre a fase R (S , T) e a fonte V_{cc} . Cumpre salientar-se que a topologia inversora trifásica não reversível de sexta ordem, composta por três conversores elevadores de tensão (sem controle das correntes CA e portanto sem os indutores L_{car} e L_{cas}), é proposta pelos autores do inversor elevador, tendo sido empregada no acionamento de motores de indução trifásicos (CÁCERES AGELVIZ, 1997; ROMANELI e BARBI, 1998).

Novamente aqui, a operação do circuito exige um nível CC nos capacitores C_r , C_s e C_t , a fim de que suas tensões jamais sejam inferiores a V_{cc} . Estabelecendo-se o nível CC em um dos capacitores, ele naturalmente se estabelece também no ponto neutro do sistema trifásico (v_n , tensão entre o ponto neutro e o potencial de terra do circuito) e, por extensão,

nos demais capacitores, não sendo portanto percebido pelo sistema trifásico, nem pelos indutores L_{car} e L_{cas} . A corrente da fase T é uma variável dependente, uma vez que o ponto neutro do sistema trifásico não é aterrado. Por esse motivo, pode-se prescindir de um indutor conectado à fase T .

6.2 - ANÁLISES QUALITATIVA E QUANTITATIVA

Na versão monofásica, os conversores direito e esquerdo são vistos como “blocos funcionais” responsáveis por manter algum parâmetro conforme sua referência (respectivamente, a tensão v_{C2} e a corrente i_{Lca}). No caso trifásico, essa interpretação também é aplicável: o sistema como um todo é rompido em três subsistemas de ordens inferiores, cada qual associado a uma das fases do sistema de alimentação CA. Conforme se mostra na fig. 6.2a, o subsistema associado à fase R , denominado *subsistema R*, *subconversor R* ou simplesmente *conversor R*, é de terceira ordem e tem como missão impor a corrente i_{Lcar} , não importando qual seja o valor de $(v_{car} + v_n)$. De forma análoga, o conversor S (fig. 6.2b) deve controlar i_{Lcas} . Já o conversor T (fig. 6.2c) é um sistema de segunda ordem e deve manter a tensão v_{Ct} próxima a sua referência, independentemente do valor de $(i_{Lcar} + i_{Lcas})$. Desse modo, as análises dos subconversores seguem os mesmos passos estabelecidos nos dois capítulos precedentes.

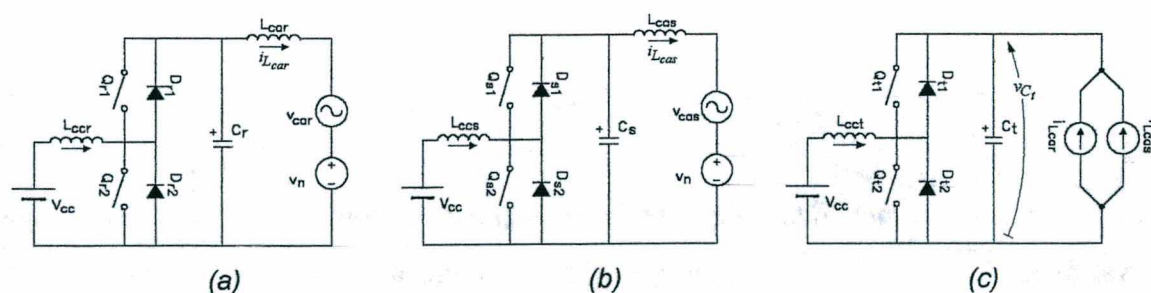


Fig. 6.2 - a) Subsistema associado à fase R , responsável pela imposição de i_{Lcar} ; b) Subsistema S , responsável por i_{Lcas} ; c) Subsistema T , que deve controlar a tensão v_{Ct} .

6.2.1 - O conversor T

Elege-se o conversor T para controlar a tensão sobre C_t , de forma análoga ao que faz o conversor direito no sistema monofásico. A referência dessa tensão é, como anteriormente, um sinal alternado somado a um nível contínuo, conforme expressa a eq. (6.1).

6.2.2 - Os conversores R e S

Analisa-se apenas o conversor R , uma vez que o conversor S é similar a R , diferindo apenas pelos sinais de referência a serem seguidos. Ambos são funcionalmente equivalentes ao conversor esquerdo do sistema monofásico. A variável de saída do conversor R é a corrente i_{Lca_r} , cuja função de referência é definida na equação (6.6). Na operação como retificador, somam-se π rad ao argumento da função seno. A tensão v_{C_r} adapta-se conforme necessário para que a corrente siga $i_{Lca_r}^*$.

$$i_{Lca_r}^*(t) = I_{Lca_r p}^* \cdot \text{sen}(\omega t + \phi_r) \quad (6.6)$$

Conforme mencionado na seção 6.1, a tensão do capacitor C_r em regime permanente é tal que v_n se mantém praticamente constante no nível CC estabelecido. Assim, as demais tensões se acomodam de acordo com suas respectivas tensões de fase:

$$v_{C_r}(t) \approx V_{C_{icc}}^* + v_{ca_r}(t) \quad (6.7)$$

$$v_{C_s}(t) \approx V_{C_{icc}}^* + v_{ca_s}(t) \quad (6.8)$$

As estruturas assumidas pelo conversor R estão ilustradas na fig. 6.4. Definindo-se o estado dos interruptores (variável γ) de forma similar ao que se faz para o conversor T [eq (6.2)] e os erros das variáveis conforme a equação (6.9), pode-se escrever a equação de erro do estado (6.10).

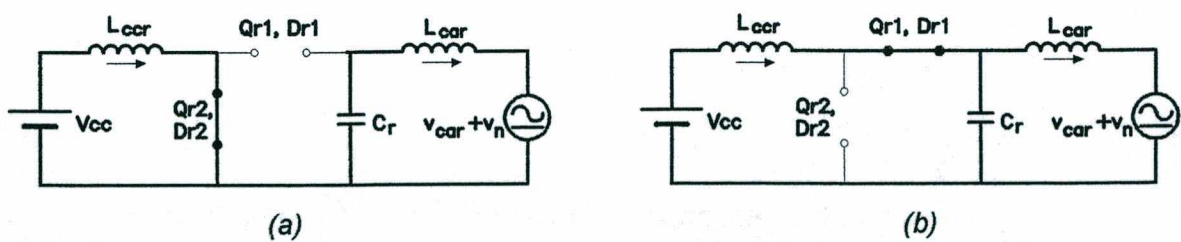


Fig. 6.4 - As duas estruturas assumidas pelo conversor R :
a) Q_{r2}, D_{r2} em condução; b) Q_{r2}, D_{r2} bloqueados.

$$\varepsilon_{i_{Lca_r}} = i_{Lca_r} - i_{Lca_r}^* ; \quad \varepsilon_{v_{C_r}} = v_{C_r} - v_{C_r}^* ; \quad \varepsilon_{i_{Lcc_r}} = i_{Lcc_r} - i_{Lcc_r}^* \quad (6.9)$$

$$\begin{bmatrix} \varepsilon'_{i_{Lca_r}} \\ \varepsilon'_{v_{C_r}} \\ \varepsilon'_{i_{Lcc_r}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{C_r}/L_{ca_r} \\ -i_{Lca_r}/C_r \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ i_{Lcc_r}/C_r \\ -v_{C_r}/L_{cc_r} \end{bmatrix} \cdot \bar{\gamma} + \begin{bmatrix} -(v_{ca_r} + v_n)/L_{ca_r} \\ 0 \\ V_{cc}/L_{cc_r} \end{bmatrix} \quad (6.10)$$

$$f_{c_t}(t) = \frac{d_t(t)}{\Delta\sigma_t} \cdot \left[s_2 \cdot \frac{V_{cc}}{L_{cc_t}} + s_1 \cdot \frac{i_{L_{ca_r}}^*(t) + i_{L_{ca_s}}^*(t)}{C_t} \right] \quad (6.16)$$

Na fig. 6.5 estão os panoramas dos subsistemas T e R , mostrando os diagramas dos conversores juntamente com seus controladores.

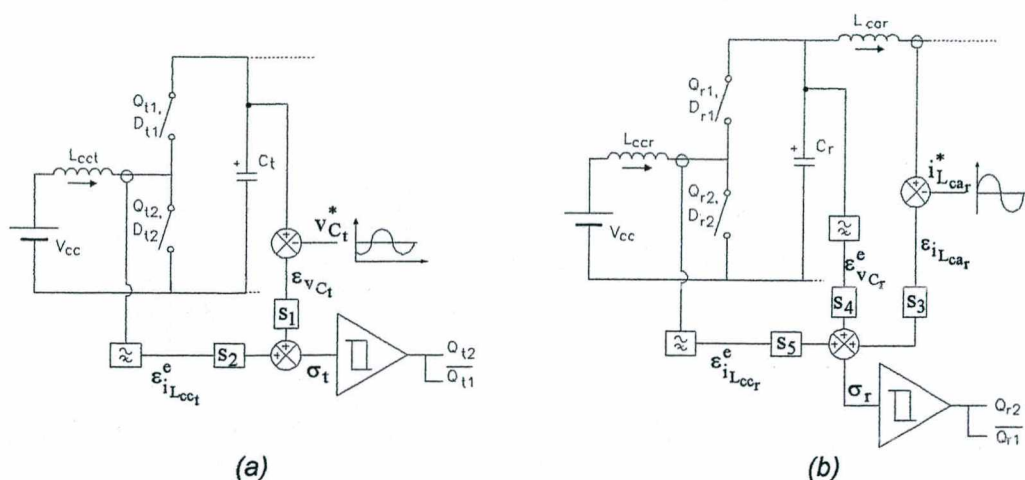


Fig. 6.5 - a) Panorama do subconversor T , juntamente com seu controlador;
b) visão geral do subconversor R com seu controlador.

6.4 - ESPECIFICAÇÕES DO SISTEMA E RESULTADOS DE SIMULAÇÕES NUMÉRICAS

Utilizando-se tensões de fase com 155,5V de pico e estipulando-se $V_{C_{tcc}}^* = 305V$, as excursões das tensões em C_r , C_s e C_t são de amplitudes idênticas às verificadas no conversor monofásico do capítulo IV. Naquele conversor, a potência por braço é de 500W; conseqüentemente, para uma potência total de 1500W e com $V_{cc} = 100V$, as condições se equivalem. De fato, podem-se utilizar exatamente os mesmos parâmetros do projeto anterior: para os conversores R e S , os parâmetros referentes ao conversor esquerdo, e para o conversor T , aqueles referentes ao conversor direito:

- Conversor T : $L_{cc_t} = 471\mu H$; $C_t = 16,8\mu F$; $s_1 = 0,02V/V$; $s_2 = 0,1\Omega$. A faixa de histerese é de 0,35V. Filtro para obtenção de $\varepsilon_{iL_{cc_t}}^e$: primeira ordem, $f_{pa} = 1,2kHz$.
- Conversores R e S : $C_r = C_s = 5,3\mu F$; $s_3 = s_6 = 0,2\Omega$; $s_4 = s_7 = 0,021V/V$; $L_{cc_r} = L_{cc_s} = 130\mu H$; $s_5 = s_8 = 0,11\Omega$; $L_{ca_r} = L_{ca_s} = 300\mu H$; $\Delta\sigma_r = \Delta\sigma_s = 0,66V$. Filtrros para as variáveis secundárias: segunda ordem (Butterworth), $f_{pa} = 1,0kHz$.

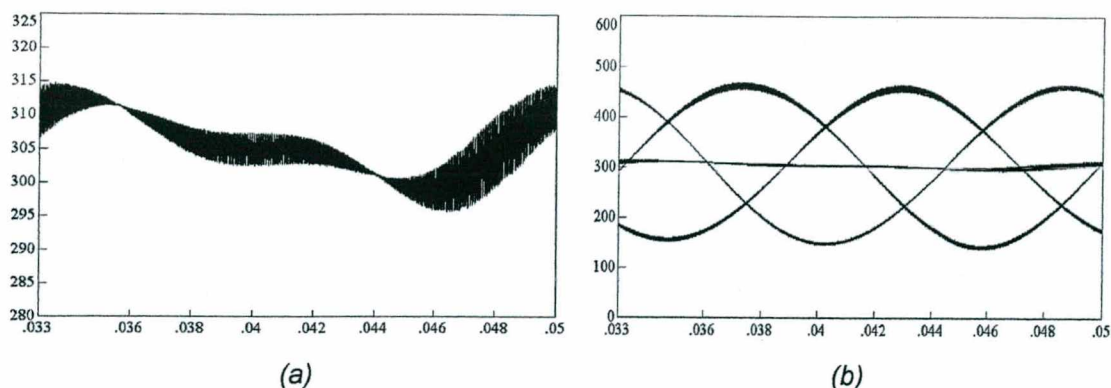


Fig. 6.7 - a) Tensão no ponto neutro do sistema trifásico (v_n). Em (b), mostram-se as tensões nos capacitores C_r , C_s e C_t juntamente com v_n . Tempo em segundos

Tabela 6.1 - Valores referentes às correntes CA observados na simulação do circuito operando como inversor trifásico.

	Fase R	Fase S	Fase T
Corrente (A)	6,55 / -0,07°	6,54 / -120,0°	6,54 / 120,0°
Valor eficaz (A)	4,633	4,629	4,618
TDH	1,8%	4,8%	< 1,0%

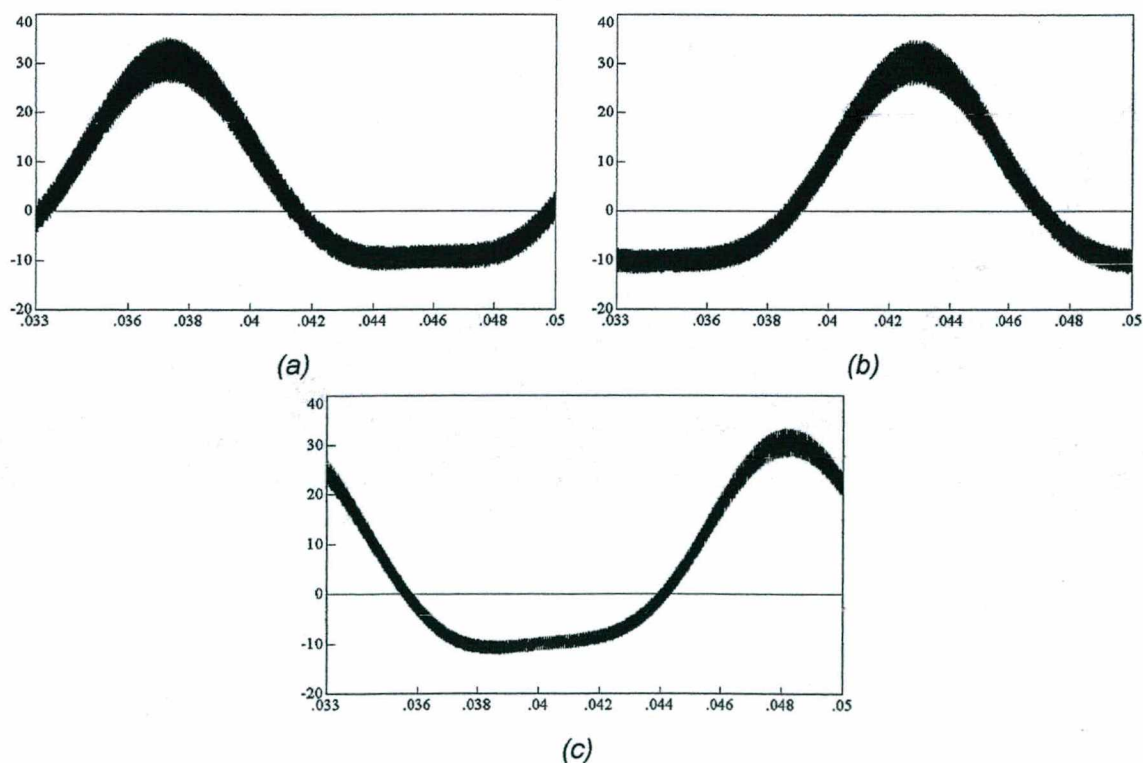


Fig. 6.8 - Correntes nos indutores CC: a) conversor R (i_{Lccr}); b) conversor S (i_{Lccs}); c) conversor T (i_{Lcct}). O tempo é dado em segundos. Os valores médios positivos indicam transferência da fonte CC para a fonte CA.

Tabela 6.2 - Valores relativos às correntes observados na simulação do retificador trifásico.

	Fase R	Fase S	Fase T
Corrente (A)	6,49 / $-180,0^\circ$	6,50 / $60,0^\circ$	6,49 / $-60,1^\circ$
Valor eficaz (A)	4,59	4,60	4,59
TDH	1,6%	5,9%	3,4%

6.5 - CONCLUSÃO

Com a abordagem descentralizada utilizada para o conversor monofásico nos capítulos IV e V, a extensão dos conceitos para o sistema trifásico se torna bastante simples. Cada braço de comutação é visto como um “bloco funcional”, responsável por manter algum parâmetro conforme sua referência. Se cada bloco cumprir sua finalidade, então o sistema como um todo funcionará adequadamente. Isso efetivamente ocorre, e o sistema de oitava ordem é controlado como três subsistemas, dois de terceira e um de segunda ordens. Constata-se que, sob iguais condições de operação, pouco importa aos blocos estarem em um circuito monofásico ou trifásico.

O conversor proposto se apresenta como uma alternativa bastante atraente para o processamento de energia entre o sistema trifásico e uma fonte de tensão contínua, especialmente nos casos em que o nível da tensão CC é baixo em relação às amplitudes das tensões senoidais. Observa-se um excelente desempenho dos controladores por regime de deslizamento, cada qual garantindo a estabilidade do subconversor a ele associado. Os subsistemas atuam independentemente, integrando-se de forma harmoniosa na operação do conjunto. A resposta é plenamente satisfatória em ambos os modos de operação, havendo-se obtido fator de potência superior a 0,999 nas simulações numéricas, tanto na operação como retificador como na ação inversora.

CONCLUSÃO GERAL

No presente trabalho, o regime de deslizamento é apresentado no contexto da eletrônica de potência, mostrando quão íntimas podem ser as duas áreas. Os sistemas de eletrônica de potência apresentam diferentes estruturas em função dos estados dos interruptores; logo, são sistemas com estrutura variável. Partindo-se dessa compreensão, é quase natural dar-se o passo seguinte: a imposição de um regime de deslizamento para que as variáveis atinjam o estado desejado e nele se mantenham, seja esse estado fixo ou variável com o tempo. Assim sendo, essa estratégia pode se tornar uma ferramenta extremamente útil nas mãos de um engenheiro projetista, devendo portanto estar ao seu alcance.

Um dos pontos desfavoráveis dessa técnica consiste na seleção dos coeficientes associados aos erros na definição da superfície de deslizamento, que segue um processo um tanto heurístico, apesar de se estabelecerem limites teóricos para as faixas de valores nas quais eles se devem enquadrar. A complexidade da escolha dos coeficientes aumenta com a ordem do sistema (considere-se, por exemplo, o conversor de terceira ordem apresentado no capítulo III). Outra desvantagem do regime de deslizamento, muitas vezes apontada nos textos técnicos, é a inexistência formal de um estado de equilíbrio: as variáveis sempre apresentam variações em torno de um ponto de referência. No entanto, pelo menos no campo da eletrônica de potência, esse aspecto não é percebido como desvantagem, mas como uma característica inerente ao próprio sistema, qual seja, a existência de um ciclo limite estável de equilíbrio, que pode ser reduzido a fim de atender às especificações de determinado projeto. Entre os principais benefícios auferidos com o regime de deslizamento figuram a relativa simplicidade de implementação, bem como a excelente rejeição a perturbações e a incertezas e/ou variações paramétricas, resultante da avaliação quase instantânea das variáveis e a subsequente comparação com a superfície de deslizamento.

Nas aplicações mostradas neste trabalho, utiliza-se faixa de histerese fixa para a comparação com a superfície de deslizamento. Com isso, estabelece-se uma dependência entre a frequência das comutações e o ponto de operação. Tal dependência não está, no

No capítulo V discute-se a elaboração de um protótipo de menor potência, o qual é projetado, simulado e implementado. Diversos aspectos construtivos e resultados experimentais são abordados, inclusive mostrando-se em que pontos e em que grau o comportamento do protótipo difere do previsto pela análise. As discrepâncias observadas em nada interferem no comportamento global do sistema, que apresenta resultados plenamente satisfatórios. Em particular, o fator de potência é superior a 0,98 em ampla faixa de potências (acima de 47% da potência nominal na operação como inversor e acima de 36% como retificador). Esse excelente resultado é obtido apesar da disparidade observada nas frequências de comutação, em virtude de diferenças nos ganhos e de atrasos de transporte introduzidos pelos componentes, o que serve para atestar a eficácia do regime de deslizamento em presença dessas não-idealidades. O uso de v_{C1}^* como pseudo-referência é também introduzido neste capítulo, com o objetivo de se reduzir o resíduo após a filtragem do sinal referente a v_{C1} , o que redundará em diminuição do erro da corrente alternada. Observa-se que esse recurso realmente aprimora a comparação, verificando-se no entanto que o resíduo pós-filtragem atua no sentido contrário à corrente de magnetização do transformador de conexão à rede, motivo pelo qual o fator de potência no lado primário se mostra maior sem pseudo-referência.

Finalmente, a versão trifásica é apresentada como uma extensão do caso monofásico, mantendo-se a independência entre os três subsistemas interligados, mediante a definição de três superfícies de deslizamento. Um dos subconversores torna-se responsável pela imposição da tensão, enquanto os outros dois são encarregados de controlar as correntes em suas respectivas fases. Aqui, cada subsistema percebe como perturbações as saídas dos outros subsistemas. As análises são comprovadas por simulações numéricas de um circuito capaz de gerir a transferência de 1,5kW entre a rede trifásica e a fonte CC. Com base nessas simulações, nos resultados obtidos com o protótipo monofásico e nos resultados relatados sobre o inversor trifásico (ROMANELI e BARBI, 1998), pode-se esperar que uma eventual implementação desse circuito também atenderá às expectativas.

As topologias estudadas encontram fértil campo de aplicação na (co-)geração de energia a partir de fontes de tensão contínua (painéis fotovoltaicos, por exemplo). Na operação como retificador, oferecem uma solução para conectarem-se à rede, sem degradar o fator de potência, sistemas que demandem tensões contínuas, especialmente nos casos em que os níveis destas sejam inferiores ao valor de pico da tensão senoidal disponível.

APÊNDICE A

PARÂMETROS EMPREGADOS NAS SIMULAÇÕES DOS CIRCUITOS RETIFICADORES DO CAPÍTULO I

No capítulo I (fig. 1.1) são apresentados quatro circuitos retificadores de tensão, incluindo-se também as formas de onda das correntes por eles demandadas da fonte CA e seus respectivos espectros harmônicos. Todas as estruturas são projetadas para transferir 1500W de uma fonte senoidal com valor eficaz de 220V e frequência de 60Hz a uma carga resistiva. A ondulação total da tensão sobre esta carga não deve ultrapassar 10% de seu valor nominal.

Os parâmetros utilizados nas simulações numéricas são detalhados a seguir.

A.1 - RETIFICADOR MONOFÁSICO A DIODOS COM FILTRO CAPACITIVO

- $V_{ent} = 311 \cdot \text{sen}(\omega t)$;
- $C_s = 1000\mu\text{F}$;
- $V_s = (305 \pm 15)\text{V}$;
- Uma indutância de $500\mu\text{H}$ é incluída em série com a fonte de entrada, a fim de representar as indutâncias de linha e de dispersão dos transformadores.

Pode-se observar na fig. 1.1a que a distorção harmônica se concentra nas frequências baixas.

A.2 - CIRCUITO RETIFICADOR EMPREGANDO O CONVERSOR ELEVADOR DE TENSÃO PARA CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA

O circuito opera com frequência fixa e com controle do valor médio instantâneo da corrente de entrada.

- $V_{ent} = 311 \cdot \text{sen}(\omega t)$;
- $f_c = 40\text{kHz}$;
- $V_s = (400 \pm 20)\text{V}$;
- $L_{ent} = 1,67\text{mH}$;
- $C_s = 270\mu\text{F}$.

APÊNDICE B

LISTAGENS DOS ARQUIVOS UTILIZADOS PARA AS SIMULAÇÕES NUMÉRICAS DO CONVERSOR ABAIXADOR DE TENSÃO (CAPÍTULO II)

B.1 - CIRCUITO COM REALIMENTAÇÃO DA CORRENTE DO CAPACITOR DE SAÍDA (ITEM 2.5.1)

O arquivo básico (ref. programa *PSPICE*, versão 4.05) para simulação do sistema com degrau de carga é apresentado a seguir. Pequenas adaptações são necessárias para se conseguirem os outros tipos de perturbações.

* CONVERSOR ABAIXADOR DE TENSÃO

* Tensimalleva konvertilo
* Controle por regime de deslizamento.
* Reguligo per glitado.
* Diversas simulações reunidas
* Pluraj simuloj kunigitaj
* $V_{ent} = 100$, $V_s = 50$
* KRGLIT_2.CIR, iec, maio / Majo 1998.
* Circuito de potência
* Povuma cirkvito
V1 1 0 100
Sq1 1 2 25g 0 shaltilo
Ds1 2 1 diodo
D1 0 2 diodo
Ls 2 3 2.5m ic=0
Rcs 3 4 0.01
Cs 4 0 1.8u ic=0
Rs 3 0 25

* Degrau de carga

* Sharghshtupo
Rss 3 5 25
Sss 5 0 40 0 shaltilo
Vsss 40 0 pulse (0 15 1m 1u 1u 1m 2m)
Rsss 40 0 1k

* Referência / Referenco

Vref 10 0 50
Rref 10 0 1k

* Controle e comando

* Reguligo kaj komando
* Sensor / sentilo
Esens1 20 20s value = {V(3,10)*0.1}
Esens2 20s 0 value = {900*V(3,4)}
Rsens 20 0 1k
* Histerese / histerezo
xop1 21 22 23 24 25 24 LM311
Vopp 23 0 15.75
Ropp 23 0 1k
Vopn 0 24 15
Ropn 24 0 1k
Rneg 20 22 5.64k
Rel 0 21 6.41k
Rr1 21 25 47k
Rsup 23 25 500
Rshar 25 0 10k
Egat 25g 0 table {V(25)} = (-.01, 0) (0,0) (0.01,15)

* Outros parâmetros

* Aliaj parametroj
.model diodo D(Is=1e-18)
.model shaltilo vswitch(ron=.1
+ roff=1e7 Von=3 Voff=2)
.lib linear.lib
.tran 1u 2m 0m 1u uic
.ic V(25) = 15 V(22) = -5
.options itl4=40 itl5=0 abstol=10n
+ vntol=.1uV reltol=.001 numdgt=8
.probe V(3) I(Ls) V(3,4) V(21) V(25)
+ V(22) I(Sq1) I(D1) V(2) I(Cs)
+ I(Ds1) V(1) I(Rs) V(20,20s) V(20)
.end

APÊNDICE C

ESTUDO SOBRE A VARIAÇÃO DA INCLINAÇÃO DA RETA DE DESLIZAMENTO DO CONVERSOR ABAIXADOR DE TENSÃO

C.1 - OBJETIVOS

Apresenta-se no capítulo II uma aplicação do regime de deslizamento para controlar um conversor abaixador de tensão simples. Deseja-se inicialmente verificar o funcionamento do conversor utilizando-se diferentes inclinações para a reta de deslizamento. Uma discussão sobre este tema também se encontra no trabalho de PASTORELLO F^o (1995) e no artigo de SPIAZZI e outros (1997).

Posteriormente, aumenta-se sensivelmente o valor do capacitor de saída (C_s), a fim de diminuir-se a ondulação da tensão v_s . Com o sistema assim redefinido, novas observações podem ser realizadas, no que tange à inclinação de σ .

C.2 - OPERAÇÃO DO CONVERSOR ORIGINAL COM SUPERFÍCIES DE DESLIZAMENTO MAIS INCLINADAS

Ao aumentar-se o valor de α , espera-se uma resposta mais rápida do sistema, pois $\tau = C_s/\alpha$. Cumpre lembrar que τ representa a constante de tempo da evolução exponencial das variáveis *após se haver atingido a superfície de deslizamento* σ . As simulações são realizadas para três diferentes valores de α : 0,035S, 0,04S e 0,08S, incluindo-se ainda o caso estudado no capítulo II ($\alpha = 0,011S$), conforme se encontra resumido na tabela C.1. Na fig. C.1 são apresentados os resultados obtidos nos quatro casos, mantendo-se propositalmente sempre as mesmas escalas, visando melhor evidenciar as diferenças entre eles. A configuração do circuito comparador é adaptada em cada caso, a fim de manter-se sempre a mesma faixa de histerese. As variáveis de estado empregadas são v_{C_s} e i_{C_s} .

Tabela C.1 - Valores de s_1 e s_2 , bem como do tempo característico teórico para diferentes inclinações α .

α (S)	s_1 (V/V)	s_2 (Ω)	τ (μ s)
0,011	0,1	9,000	162,0
0,035	0,1	2,857	51,4
0,040	0,1	2,500	45,0
0,080	0,1	1,250	22,5

Analisando-se as figuras apresentadas, percebe-se que, conforme esperado, a resposta se torna mais rápida com o aumento de α , necessitando-se menos comutações entre as estruturas para atingir o ponto de equilíbrio. Isso também é evidenciado pelos valores dos tempos característicos, sumariados na tabela C.2 (salienta-se que esses valores são medidos desde o início do movimento, não podendo ser comparados com aqueles da tabela C.1, que se referem somente ao regime de deslizamento). Em particular, é interessante observar-se a ampla evolução sofrida pelas variáveis durante os dois primeiros intervalos de comutação no plano de fase da fig. C.1h. O reencontro com a superfície de comutação ocorre próximo do ponto de equilíbrio, conforme se mostra com maior detalhamento na fig. C.2. A resposta do conversor é bastante rápida, porque se diminui o número de comutações, lançando mão da própria natureza do sistema para aproximá-lo da origem do plano de fase. A função precípua do regime de deslizamento, neste caso, passa ser a *manutenção* do estado de equilíbrio. Esse comportamento é analisado com mais detalhes na próxima seção.

Tabela C.2 - Tempos característicos das respostas do sistema partindo do repouso e submetido à referência em degrau.

α (S)	τ (μ s) obt. por simulação
0,011	166,8
0,035	74,4
0,040	71,4
0,080	69,8

Aumentando-se gradativamente a inclinação da superfície de deslizamento, podem-se construir os planos de fase da fig. C.3. Na fig. C.3a, tem-se o regime de deslizamento já conhecido. Na fig. C.3b, após o primeiro encontro com a superfície σ ocorre uma comutação para a estrutura 2, que leva o sistema à *fuga*, *escape* ou *afastamento* da superfície e ao subsequente *reencontro* com a mesma. A partir de então, o deslizamento segue normalmente. À medida que se aumenta o ângulo θ , aproxima-se o ponto de reencontro à origem do sistema, de modo que, com uma determinada inclinação, consegue-se atingir a origem em apenas duas comutações, conforme a fig. C.3c. Ela é aqui denominada *inclinação de fuga crítica*, denotada por $\alpha_{f_{crit}}$. Um novo incremento de α desloca o ponto de encontro para o quarto quadrante (fig. C.3d). Neste caso, o percurso através dos quadrantes I e IV (região em que $\varepsilon_{v_{Cs}} > 0$) significa sobre-sinal na tensão de saída.

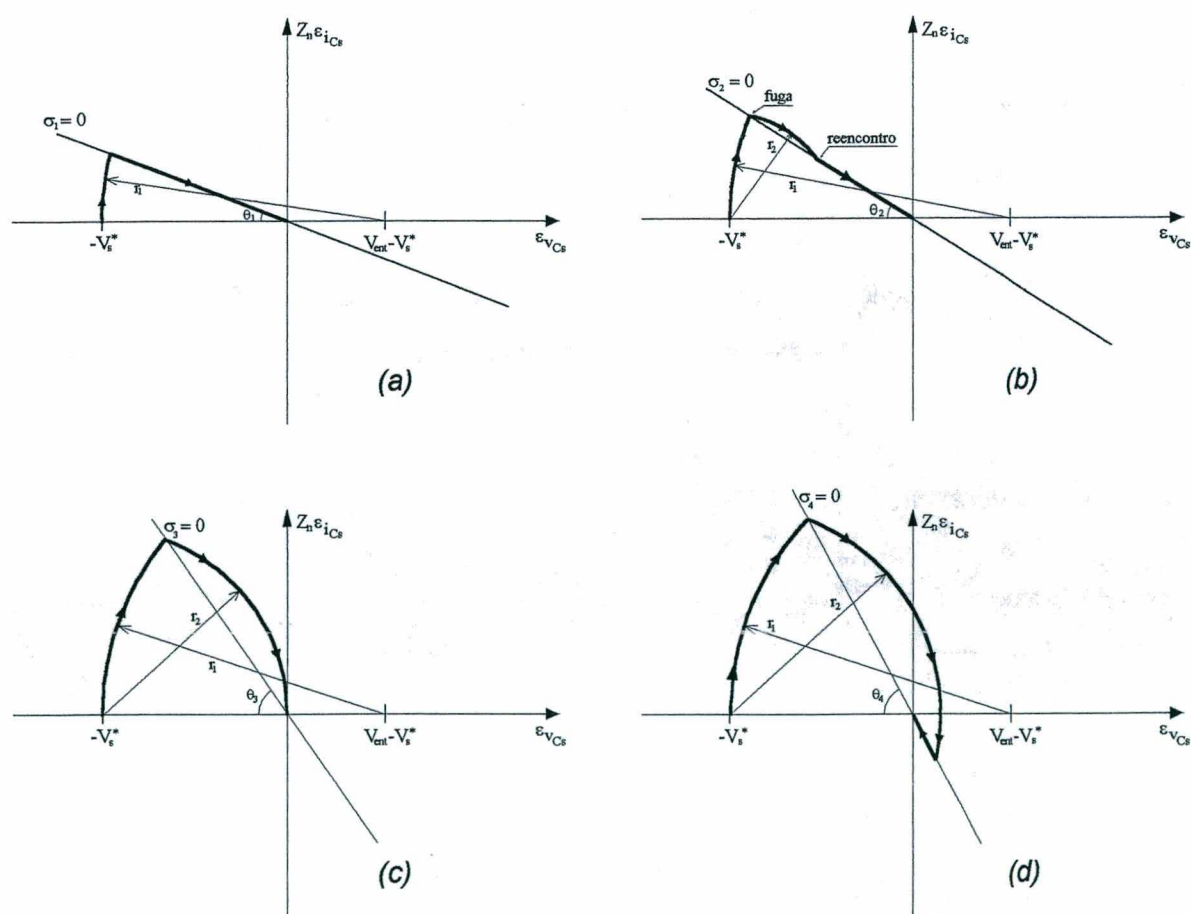


Fig. C.3 - Planos de fase referentes ao conversor abaixador de tensão controlado com valores crescentes da inclinação α . Em (c), tem-se $\alpha = \alpha_{f_{crit}}$; em (d), $\alpha > \alpha_{f_{crit}}$

Igualando-se (C.2) e (C.4), obtêm-se:

$$x = \frac{(V_s^*)^2}{2 \cdot V_{ent}} \quad e \quad (C.5)$$

$$y = V_s^* \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{V_s^*}{2 \cdot V_{ent}} \right)^2} \quad (C.6)$$

Retorna-se agora ao sistema de coordenadas original, para calcular-se o valor de $\alpha_{f_{crit}}$ (x_1 indica o novo valor da abscissa):

$$x_1 = x - V_s^* \Rightarrow x_1 = V_s^* \cdot \left(\frac{V_s^*}{2 \cdot V_{ent}} - 1 \right) ; \quad (C.7)$$

$$\alpha_{f_{crit}} = \frac{y/Z_n}{-x_1} \Rightarrow \alpha_{f_{crit}} = \frac{1}{Z_n} \cdot \frac{V_s^* \cdot \sqrt{1 - (V_s^*/2V_{ent})^2}}{V_s^* \cdot (1 - V_s^*/2V_{ent})} ; \quad (C.8)$$

$$\alpha_{f_{crit}} = \text{tg}(\theta_{f_{crit}}) = \frac{1}{Z_n} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot V_{ent} + V_s^*}{2 \cdot V_{ent} - V_s^*}} = \frac{1}{Z_n} \cdot \sqrt{\frac{2 + V_s^*/V_{ent}}{2 - V_s^*/V_{ent}}} ; \quad (C.9)$$

No caso sendo estudado, $V_s^*/V_{ent} = 0,5$, resultando $\alpha_{f_{crit}} = 0,346S$. Mostram-se a seguir os resultados obtidos por simulação numérica do conversor controlado com diferentes valores de α .

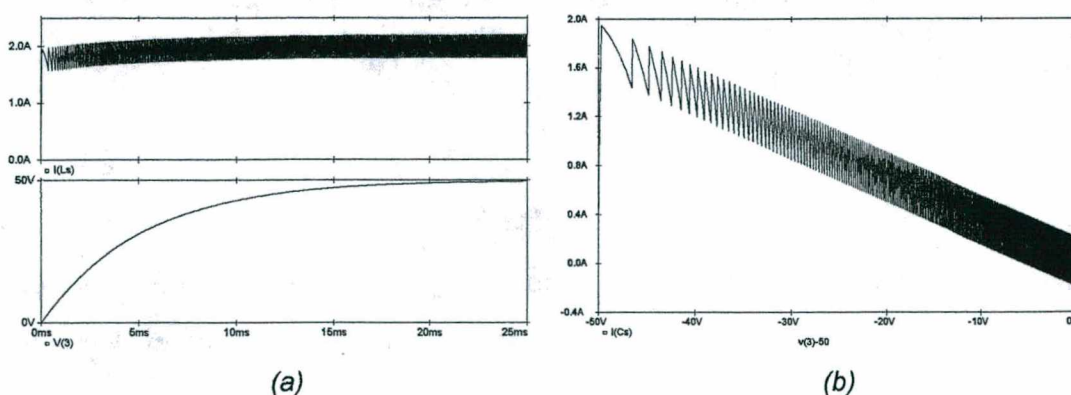


Fig. C.5 - Sistema controlado com $\alpha = 0,035$:
a) i_{Ls} e v_{S1} ; b) Plano de fase.

de energia à fonte, revelada pela corrente negativa na fig. C.6b. (O interruptor utilizado na simulação é bidirecional em corrente.)

Listam-se na tabela C.3 os tempos característicos das respostas do sistema. Uma vez que uma das respostas apresenta característica de sistema de segunda ordem, utilizam-se como parâmetros t_{at} (tempo de atraso) e t_s (tempo de subida) (cfr. OGATA, 1982). Logicamente, no momento em que se decide por uma transição rápida ao regime permanente, deve-se estar pronto a aceitar uma injeção de energia bastante elevada nos instantes iniciais, conforme se verifica pelos picos de corrente atingidos na fig. C.6b.

Tabela C.3 - Valores de s_1 , s_2 e tempos de atraso e de subida obtidos nas simulações numéricas com diferentes valores de α .

α (S)	s_1 (V/V)	s_2 (Ω)	t_{at} (ms)	t_s (ms)
0,035	0,1	2,857	3,57	11,26
0,250	0,1	0,400	0,60	1,51
0,350	0,1	0,289	0,53	0,83
0,400	0,1	0,250	0,52	0,68
0,600	0,1	0,167	0,50	0,54

APÊNDICE D

LISTAGENS DOS ARQUIVOS UTILIZADOS PARA AS SIMULAÇÕES NUMÉRICAS DO CONVERSOR ELEVADOR DE TENSÃO (CAPÍTULO III)

D.1 - CIRCUITO COM IMPOSIÇÃO DAS REFERÊNCIAS DE TENSÃO E DE CORRENTE (ITEM 3.4.1)

Apresenta-se a seguir a listagem do arquivo (ref. programa *PSpice*, versão 4.05) para simulação do conversor com inibição dos pulsos tanto por baixa tensão de saída como por excessiva corrente de entrada. A variação da inclinação da reta de deslizamento é realizada pelo ajuste do parâmetro s_2 . Eventualmente, este ajuste pode ser acompanhado de uma adaptação da faixa de histerese (parâmetros R_{e1} e/ou mu).

* CONVERSOR ELEVADOR DE TENSÃO

* Tensileva konvertilo

* Controle por regime de deslizamento.

* Reguligo per glitiga reghimo.

* $V_{ent} = 50$, $V_s = 100$

* $C_s = 10\mu F$, $\alpha = 0,031$

* LEVKON10.CIR, iec, junho / Junio 1998.

* Parâmetros / parametroj

.param $\mu = 5$, $s_1 = 0.07$, $s_2 = 2.26$

.param $r_{r1} = 47k$, $r_{e1} = 6.86k$

.param $r_{neg1} = \{(r_{r1} * r_{e1}) / (r_{r1} + r_{e1})\}$

* Circuito de potência

* Povuma cirkvito

Vent 1 0 50

Lent 1 2 2.5m ic=0

Rent 2 3 0.001

Sq1 3 0 25g 0 shaltilo

Dsq1 0 3 diodo

Sq2 4 3 25h 0 shaltilo

Dsq2 3 4 diodo

Cs 4 0 10u ic=0

Rs 4 0 100

* Referências / Referencoj

Vref 10 0 100

Rref 10 0 1k

Vrefi 10i 0 2

Rrefi 10i 0 1k

* Controle e comando

* Reguligo kaj komando

* Sensores / sentiloj

Esensv 20a 0 value={ $V(4,10) * s_1$ }

* $E_v = (V_s - V_{ref}) * s_1$

Esensi 20 20a

+ value={ $(V(2,3) * 1000 - V(10i)) * s_2$ }

* $E_i = (I_s - I_{ref}) * s_2$

Rsens 20 0 1k

* Comparador / komparilo

Xkomp 21 22 23 24 25 24 LM311

Vopp 23 0 15.75

Rop 23 24 2k

Vopn 0 24 15

Ekomp 20k 0 table { $V(20) * \mu$ } (-15,-15)

+ (-14.9,-14.9) (0,0) (14.9,14.9)

+ (15,15)

Rneg1 20k 22 { r_{neg1} } ; parâmetros para a

Re1 0 21 { r_{e1} } ; faixa de histerese

Rr1 21 25 { r_{r1} } ; param. por histerezzono

Rsup1 23 25 500

Rshar1 25 0 10k

Egat1 25g 0 table { $V(25)$ } =

+ (-0.01,0) (0,0) (0.01,15)

Egat2 25h 0 table { $V(25)$ } =

+ (-0.01,15) (0,0) (0.01,0)

* Sensor de V_s mínima


```

Xkomp 21 22 23 24 25 24 LM311
Vopp 23 0 15.75
Rop 23 24 2k
Vopn 0 24 15
Ekomp 20k 0 table {V(20)*mu} (-15,-15)
+ (-14.9,-14.9) (0,0) (14.9,14.9)
+ (15,15)
Rneg1 20k 22 {rneg1} ; parâmetros para a
Re1 0 21 {re1} ; faixa de histerese
Rr1 21 25 {rr1} ; param. por histerezzono
Rsup1 23 25 500
Rshar1 25 0 50k

```

```
Ra 25 25a 50
```

```

Egat1 25g 0 table {V(25a)} =
+ (-0.05,0) (0,0) (0.05,15)
Rgat1 25g 0 1k
Egat2 25h 0 table {V(25a)} =
+ (-0.05,15) (0,0) (0.05,0)
Rgat2 25h 0 1k

```

```
* Sensor de Vs mínima
```

```
* Sentilo de minimuma Vs
```

```

Evsmín 50 0 table {V(4,1)+10}
+ (-15,-15) (-14.95,-14.95)
+ (0,0) (14.95,14.95) (15,15)
Xvsmín 51 52 23 24 53 24 LM311
Re2 50 51 7.83k
Rr2 51 53 47k
Rneg2 0 52 6.71k
Rsup2 23 53 1k

```

```
Dvsmín 25a 53 D1N4148
```

```
Rvsmín 25a 53 100k
```

```
* Limitador da corrente de entrada
```

```
* Enirkurenta limigilo
```

```
Eilim 55 0 value={3-1000*V(2,3)}
```

```
Xilim 56 57 23 24 58 24 LM311
```

```
Re3 55 56 1.57k
```

```
Rr3 56 58 47k
```

```
Rneg3 0 57 1.52k
```

```
Rsup3 23 58 1k
```

```
Dilim 25a 58 D1N4148
```

```
Rilim 25a 58 100k
```

```
* Outros parâmetros
```

```
* Aliaj parametroj
```

```
.model diodo D(Is=100e-15)
```

```
.model shaltilo vswitch(ron=.1
```

```
+ roff=1e7 Von=3 Voff=2)
```

```
.lib linear.lib
```

```
.lib diode.lib
```

```
.tran 2u 10m 0m .5u uic
```

```
.nodeset V(58) = 15 V(53) = -15
```

```
.options itl4=100 itl5=0 abstol=1m
```

```
+ vntol=.1mV reltol=.001 numdgt=8
```

```
+ chgtol=100p
```

```
.probe V(4) I(Lent) V(2,3) V(21) V(25)
```

```
+ V(22) I(Sq1) I(Dsq2) V(2) V(25g) V(25h)
```

```
+ I(Dsq1) V(20a) V(20,20a)
```

```
+ V(50) V(51) V(53)
```

```
+ V(55) V(56) V(58)
```

```
+ V(30) V(32) V(33)
```

```
.end
```

APÊNDICE E

INFLUÊNCIA DA RAZÃO CÍCLICA NA FREQUÊNCIA DE OSCILAÇÃO DAS GRANDEZAS EM UM CONVERSOR ELEVADOR DE TENSÃO

Um interruptor, ou mais precisamente, uma célula de comutação, divide um conversor estático em duas porções. A forma como as grandezas se refletem de um lado do interruptor para o outro é grandemente afetada pela razão cíclica de operação, permitindo que se associe a noção de “transformador” à célula de comutação.

Conforme mostram FREITAS & BARBI (1991), pode-se considerar o circuito da fig. E.1b como equivalente ao conversor elevador da fig. E.1a, sendo $V_{ent_{eq}}$ e $L_{ent_{eq}}$ dados, respectivamente, pelas equações (E.1) e (E.2). O termo $d(t)$, nessas equações, se refere à razão cíclica como função do tempo.

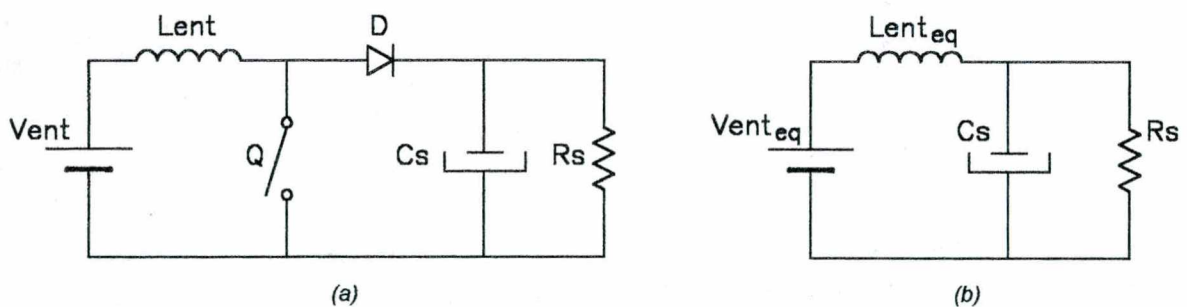


Fig. E.1 - a) Diagrama do conversor elevador de tensão;
b) circuito equivalente ao conversor elevador.

$$v_{ent_{eq}}(t) = \frac{V_{ent}}{1 - d(t)} \quad (E.1)$$

$$l_{ent_{eq}}(t) = \frac{L_{ent}}{[1 - d(t)]^2} \quad (E.2)$$

Conseqüentemente, também a frequência de oscilação do circuito $L_{ent} - C_s - R_s$ depende do ponto de operação. Admitindo-se que a razão cíclica seja fixa, $d(t) = D$, podem-se escrever:

Substituindo-se os valores, obtém-se:

$$f_{amc} = \frac{10^3 \cdot \sqrt{(1-D)^2 \cdot 40 - 0,25}}{2\pi} \quad (E.8)$$

Na tabela E.1, relacionam-se os resultados teóricos e aqueles obtidos nas simulações numéricas.

Tabela E.1 - Tabela comparativa dos valores das frequências de oscilação do circuito comutado com D constante.

<i>D</i>	f_{amc} teórica (Hz)	f_{amc} - simulação (Hz)
0	1.003	960
0,5	497	494
0,8	185	190

APÊNDICE F

VERIFICAÇÃO EXPERIMENTAL DOS TEMPOS DE ATRASO DE TRANSPORTE DOS SINAIS AO LONGO DOS CIRCUITOS DE CONTROLE E DE COMANDO

No item 5.5.4, cita-se o atraso no transporte dos sinais como um dos responsáveis pela queda da frequência das comutações em relação a seus valores teóricos. Um acompanhamento do sinal ao longo dos diversos passos de processamento é feito neste apêndice, buscando-se verificar a influência de cada um deles no atraso total. Tal verificação é feita para o interruptor M_3 , do conversor direito, aplicando-se uma onda retangular de aproximadamente $\pm 0,6V$ na entrada do comparador K_1 (ponto F, fig. 5.23). Os resultados podem ser vistos nas figuras que seguem, nas quais o sinal retangular sempre é mantido como referência para a medição do tempo de atraso. Nas figuras F.1 a F.3, as curvas do lado esquerdo se referem à subida do sinal retangular e as do lado direito, à descida do mesmo.

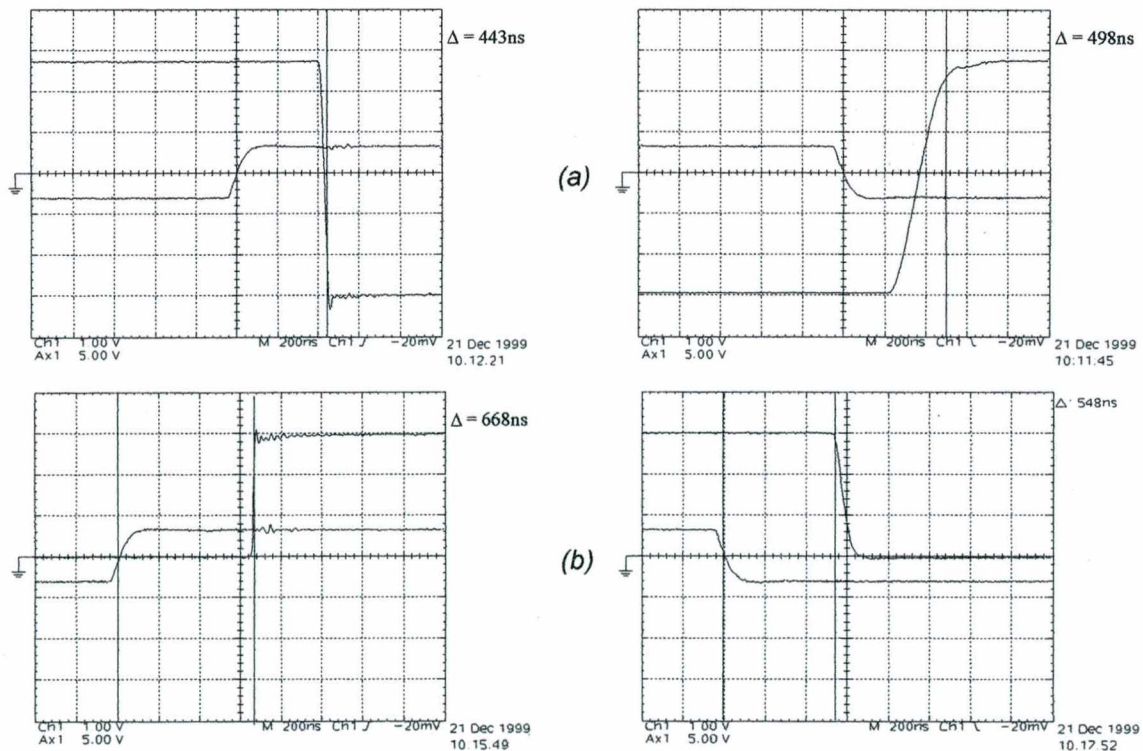


Fig. F.1 - Resposta a um sinal retangular na entrada inversora do comparador K_1 : a) na saída do comparador; b) na saída do primeiro inversor "Schmitt-trigger" (fig. 5.25). As curvas do lado esquerdo se referem à subida do sinal retangular; as do lado direito, à descida do mesmo. Escalas: sinal de entrada: 1V/div.; saída: 5V/div; tempo: 200ns/div.

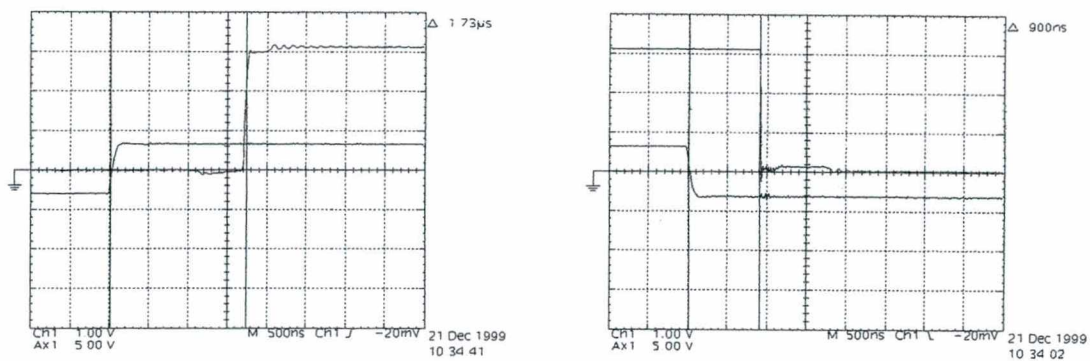


Fig. F.3 - Sinais nos emissores do par complementar $Q_2 - Q_3$ (cfr. fig. 5.26).
Escala: sinal retangular: 1 V/div. ; saídas: 5 V/div. ; tempo: 500 ns/div.

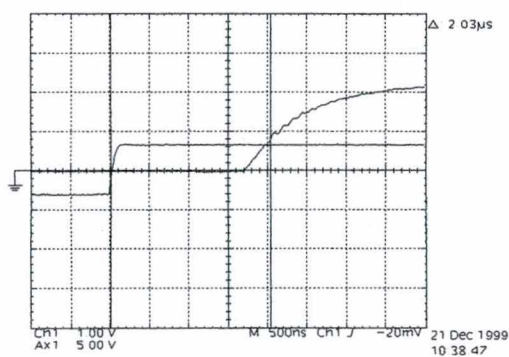


Fig. F.4 - Sinal retangular e pulso de gatilho para entrada em condução de M_3
(assume-se que o limiar de acionamento do MOSFET seja de 3 V).
Escala: 1 V/div. , 5 V/div. , 500 ns/div.

APÊNDICE G

ESQUEMAS UTILIZADOS NAS SIMULAÇÕES NUMÉRICAS DOS CIRCUITOS REALIZADAS POR MEIO DO PROGRAMA *VISSIM*[®]

Mostram-se a seguir os esquemas utilizados nas simulações numéricas dos circuitos levadas a cabo através do programa *VisSim*[®].

G.1 - CONVERSOR ELEVADOR DE TENSÃO

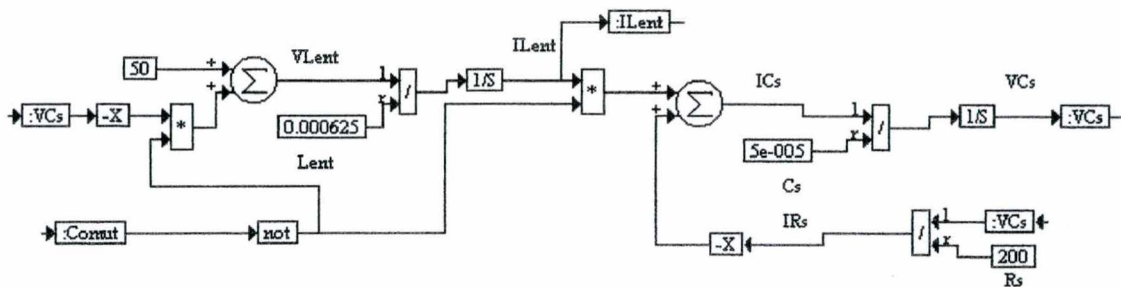


Fig. G.1 - Diagrama básico do conversor elevador de tensão. A variável "comut" assume os valores 1 ou 0, representando as ordens de condução do interruptor comandado.

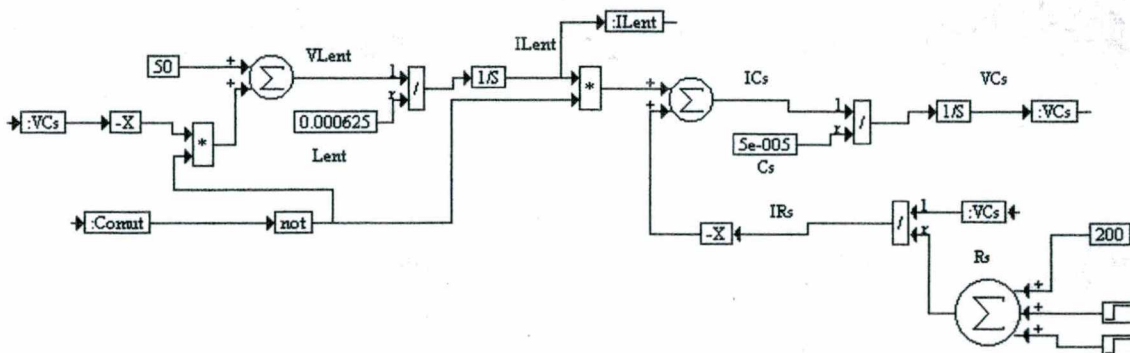


Fig. G.2 - Diagrama com degraus de carga: o primeiro degrau tem valor de -100Ω , ativado em $t = 20\text{ms}$; o segundo tem valor de $+1100\Omega$, ativado em $t = 40\text{ms}$.

G.2 - CONVERSOR CA-CC MONOFÁSICO REVERSÍVEL

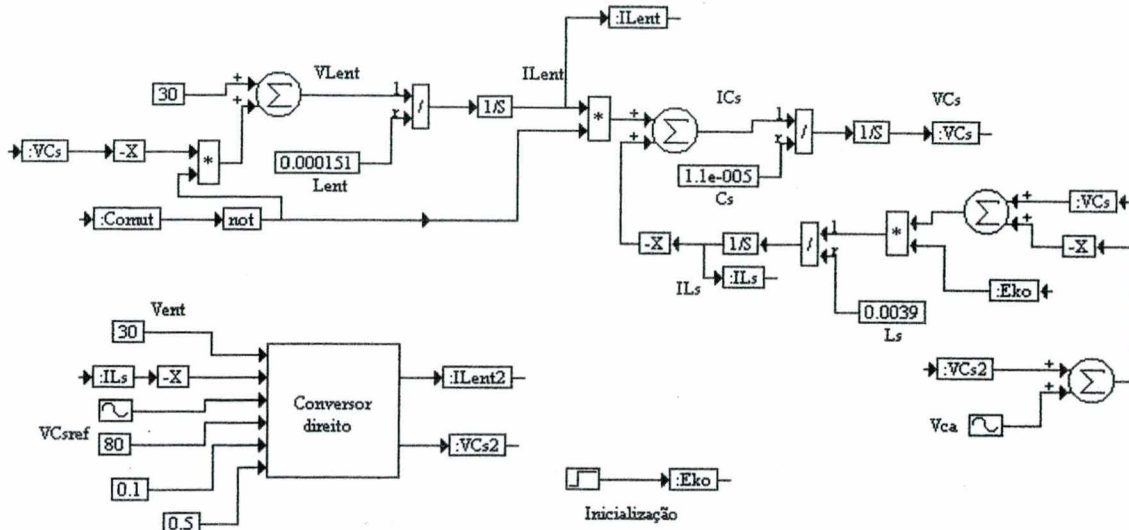


Fig. G.5 - Conversor CA-CC monofásico reversível - circuito de potência.

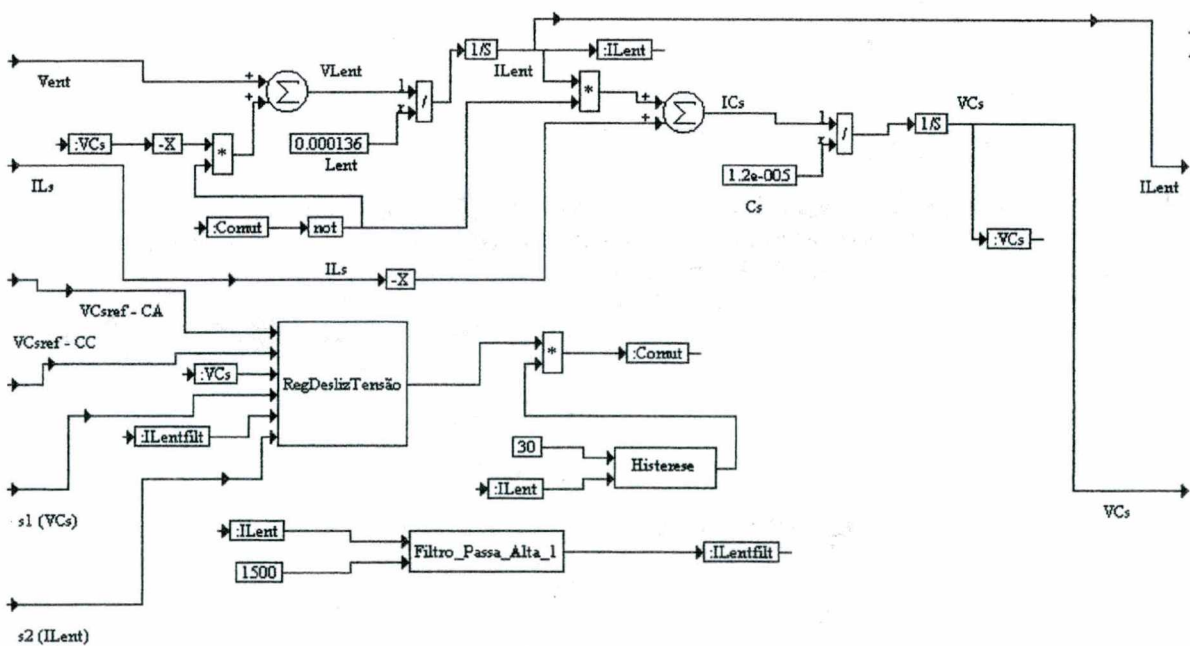


Fig. G.6 - Bloco "Conversor direito".

G.3 - CONVERSOR CA-CC TRIFÁSICO REVERSÍVEL

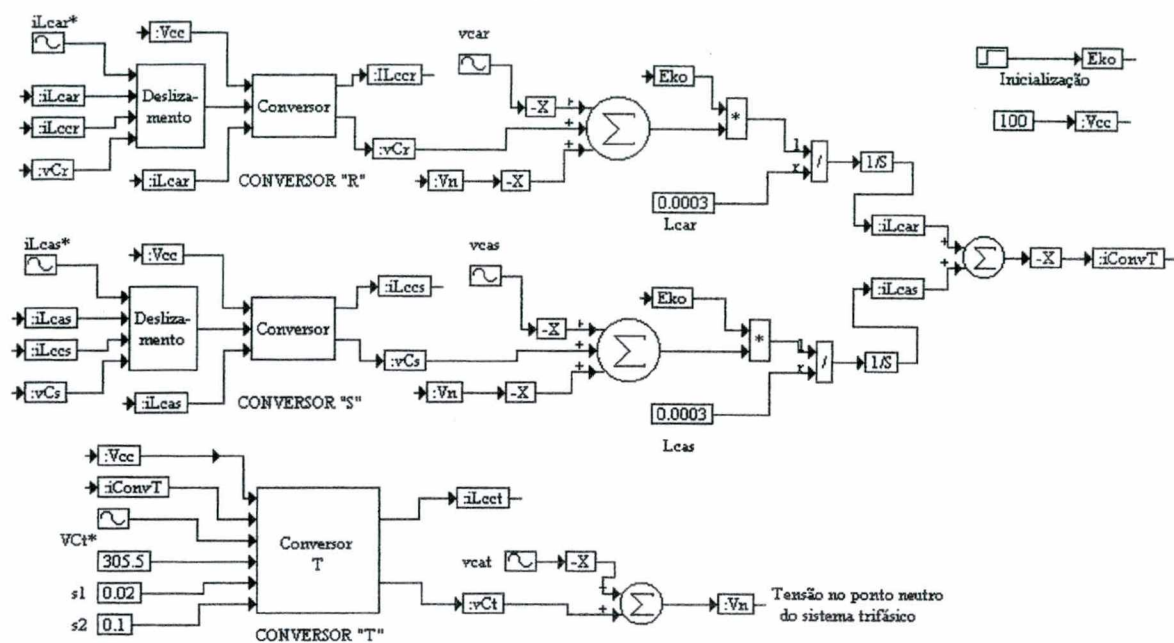


Fig. G.10 - Conversor trifásico: o conversor "R" é semelhante ao conversor esquerdo do caso monofásico (mostrado na fig. G.5), tendo como parâmetros de entrada a tensão da fonte CC e a corrente i_{Lcar} , além da função de comutação, proveniente do bloco "deslizamento" (elaborado conforme o esquema da fig. G.8). O conversor "S" é implementado de forma análoga. O bloco "Conversor T", por sua vez, é idêntico a "Conversor direito" (figs. G.5 e G.6).

G.4 - BLOCOS ACESSÓRIOS

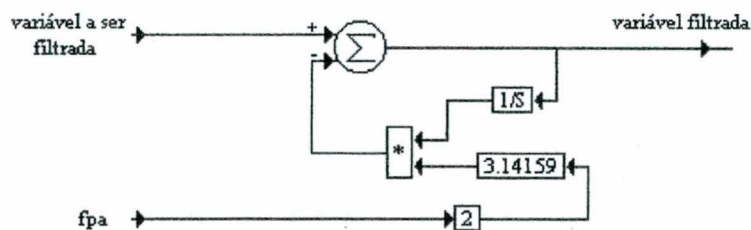


Fig. G.11 - Filtro passa-alta de primeira ordem ("Filtro_Passa_Alta_1"). O parâmetro f_{pa} representa a frequência de corte desejada.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- BARBI, Ivo; s.d. *Eletrônica de Potência II*. Florianópolis : Laboratório de Máquinas Elétricas e Eletrônica de Potência (LAMEP)/UFSC. Apostila de curso: manuscrito.
- _____; 1990. *Projetos de fontes chaveadas*. Florianópolis : Laboratório de Máquinas Elétricas e Eletrônica de Potência (LAMEP)/UFSC. Apostila de curso. 220p.
- BARBI, Ivo; COLLING, I.E.; 1995. *Bancada didática para eletrônica de potência: topologias básicas de conversores estáticos - projeto e simulação*. Florianópolis : UFSC/CNPq/INEP. Relatório para o projeto RHAE/CNPq.
- _____; 1996a. *Projeto de um sistema de alimentação com entrada em CA, correção do fator de potência e saída em corrente contínua - 864W*. Florianópolis : Instituto de Eletrônica de Potência / UFSC. Relatório interno.
- _____; 1996b. *Análise e simulação de inversores trifásicos implementados com dois e com três braços de comutação, aplicados no acionamento de motores a ímã permanente*. Florianópolis : CPGEEL/ UFSC. Relatório final da disciplina de "Trabalho Orientado em Eletrônica de Potência I".
- _____; 1999a. A reversible step-up voltage-source inverter controlled by sliding mode. In: IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE - PESC (30. : June - July 1999 : Charleston, Carolina do Sul, EUA). *Anais*. Piscataway, 1999. v.1, p.538-543.
- _____; 1999b. A reversible unity power factor step-up/step-down AC-DC converter controlled by sliding mode. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA - COBEP (5. : Set. 1999 : Foz do Iguaçu). *Anais*. Curitiba : Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência, 1999. v.1, p.155-160.
- _____; 2000. Conversor CA-CC trifásico reversível com elevado fator de potência e controle por regime de deslizamento. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA - CBA (13. : Set. 2000 : Florianópolis). *Anais*. Florianópolis : Sociedade Brasileira de Automática. p.711-716. CD-ROM.
- BARBI, Ivo; SOUZA, Alexandre Ferrari de; 1995. *Correção do fator de potência de fontes de alimentação*. Florianópolis : Instituto de Eletrônica de Potência/UFSC. Apostila de curso.
- BATISTELA, Nelson Jhoe; 1994. *Inversor de tensão com saída senoidal controlado por modo deslizante com frequência fixa*. Florianópolis. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- BOYCE, William E.; DiPRIMA, Richard D.; 1969. *Elementary differential equations*. 2.ed. New York : John Wiley & Sons.
- BÜHLER, Hansruedi; 1986. *Réglage par mode de glissement*. Lausanne : Presses Polytechniques Romandes.
- CÁCERES AGELVIZ, Ramón Oswaldo; 1997. *Familia de conversores CC-CA, derivados dos conversores CC-CC fundamentais*. Florianópolis. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

- GILLE, J.-C.; DECAULNE, P.; PELEGRIN, M.; 1975. *Systèmes asservis non linéaires*. 3.éd. Paris : Bordas. (Coleção "Dunod Automatique".)
- HUNG, John Y.; GAO, Weibing; HUNG, James C.; 1993. Variable structure control: a survey. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 40, n. 1 (Feb.), p. 2-22.
- ITKIS, U.; 1976 *Control systems of variable structure*. New York : John Wiley and Sons; Jerusalem : Israel Universities Press.
- KASSAKIAN, John G.; SCHLECHT, Martin F.; VERGHESE, George C.; 1991. *Principles of power electronics*. Reading (EUA) : Addison-Wesley.
- KITTEL, Charles; KNIGHT, Walter; RUDERMAN, Malvin A.; 1970. *Curso de física de Berkeley - mecânica*. São Paulo : Edgard Blücher. v.1.
- KOROVIN, S.K.; UTKIN, Vadim I.; 1974. Using sliding modes in static optimization and nonlinear programming. *Automatica*, Oxford (RU), v. 10, n. 5 (Sept.), p. 525-532.
- KUO, Benjamin; 1967. *Automatic control systems*. 2.ed. Englewood Cliffs : Prentice-Hall.
- LIFERMAN, J.; 1972. *Systèmes linéaires - variables d'état*. Paris : Masson.
- MALESANI, L.; ROSSETTO, L.; SPIAZZI, G.; TENTI, P.; 1992. Performance optimization of Čuk converters by sliding-mode control. In: ANNUAL APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE - APEC (7. : Feb. 1992 : Boston, EUA). *Anais*. IEEE Power Electron. Soc., IEEE Ind. Appl. Soc., Power Sources Manufacturers Assoc. p.395-402.
- MATTAVELLI, P.; ROSSETTO, L.; SPIAZZI, G.; 1993. General purpose sliding-mode controller for DC-DC converter applications. In: ANNUAL IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONF. - PESC (24. : June 1993 : Seattle, EUA). *Anais*. IEEE Power Electron. Soc. p. 609-615.
- _____; 1997. Sliding mode control of DC-DC converters. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA - COBEP (4. : Dez. 1997 : Belo Horizonte). *Anais*. Belo Horizonte : Soc. Brasileira de Eletrônica de Potência. p.59-68.
- McLYMAN, Colonel William T.; 1993. *Designing magnetic components for high frequency DC-DC converters*. San Marino (EUA) : Kg Magnetics.
- MIRA, C.; 1969. *Cours de systèmes asservis non linéaires*. Paris: Dunod. (Maîtrise d'électronique, d'électrotechnique et d'automatique; C3 - Automatique.)
- MOHAN, Ned; UNDELAND, Tore M.; ROBBINS, William P.; 1989. *Power electronics: converters, applications, and design*. New York : John Wiley & Sons.
- OGATA, Katsuhiko; 1982. *Engenharia de controle moderno*. Rio de Janeiro : Prentice/Hall do Brasil. Trad. port. André F. Kohn; José Carlos T.B. Moraes. *Modern Control Engineering*. Englewood Cliffs : Prentice-Hall, 1970.
- PASTORELLO FILHO, Wail Metzker; 1995. *Controle por modo deslizante aplicado em inversores de tensão*. Florianópolis. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- PINHEIRO, Humberto; MARTINS, Alexandre S.; PINHEIRO, José R.; 1994. Inversores monofásicos de tensão controlados por modos deslizantes. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA - CBA

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- BARBI, Ivo; s.d. *Eletrônica de Potência II*. Florianópolis : Laboratório de Máquinas Elétricas e Eletrônica de Potência (LAMEP)/UFSC. Apostila de curso: manuscrito.
- _____; 1990. *Projetos de fontes chaveadas*. Florianópolis : Laboratório de Máquinas Elétricas e Eletrônica de Potência (LAMEP)/UFSC. Apostila de curso. 220p.
- BARBI, Ivo; COLLING, I.E.; 1995. *Bancada didática para eletrônica de potência: topologias básicas de conversores estáticos - projeto e simulação*. Florianópolis : UFSC/CNPq/INEP. Relatório para o projeto RHAE/CNPq.
- _____; 1996a. *Projeto de um sistema de alimentação com entrada em CA, correção do fator de potência e saída em corrente contínua - 864W*. Florianópolis : Instituto de Eletrônica de Potência / UFSC. Relatório interno.
- _____; 1996b. *Análise e simulação de inversores trifásicos implementados com dois e com três braços de comutação, aplicados no acionamento de motores a imã permanente*. Florianópolis : CPGEEL/ UFSC. Relatório final da disciplina de "Trabalho Orientado em Eletrônica de Potência I".
- _____; 1999a. A reversible step-up voltage-source inverter controlled by sliding mode. In: IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE - PESC (30. : June - July 1999 : Charleston, Carolina do Sul, EUA). *Anais*. Piscataway, 1999. v.1, p.538-543.
- _____; 1999b. A reversible unity power factor step-up/step-down AC-DC converter controlled by sliding mode. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA - COBEP (5. : Set. 1999 : Foz do Iguaçu). *Anais*. Curitiba : Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência, 1999. v.1, p.155-160.
- _____; 2000. Conversor CA-CC trifásico reversível com elevado fator de potência e controle por regime de deslizamento. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA - CBA (13. : Set. 2000 : Florianópolis). *Anais*. Florianópolis : Sociedade Brasileira de Automática. p.711-716. CD-ROM.
- BARBI, Ivo; SOUZA, Alexandre Ferrari de; 1995. *Correção do fator de potência de fontes de alimentação*. Florianópolis : Instituto de Eletrônica de Potência/UFSC. Apostila de curso.
- BATISTELA, Nelson Jhoe; 1994. *Inversor de tensão com saída senoidal controlado por modo deslizante com frequência fixa*. Florianópolis. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- BOYCE, William E.; DiPRIMA, Richard D.; 1969. *Elementary differential equations*. 2.ed. New York : John Wiley & Sons.
- BÜHLER, Hansruedi; 1986. *Réglage par mode de glissement*. Lausanne : Presses Polytechniques Romandes.
- CÁCERES AGELVIZ, Ramón Oswaldo; 1997. *Familia de conversores CC-CA, derivados dos conversores CC-CC fundamentais*. Florianópolis. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.