

**DEIVIS BORGONOVO**

***ANÁLISE MODELAGEM E CONTROLE DE  
RETIFICADORES PWM TRIFÁSICOS***

**FLORIANÓPOLIS**

**2005**



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA – UFSC  
CENTRO TECNOLÓGICO – CTC  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA – PPGEEL  
INSTITUTO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA – INEP

# ***ANÁLISE MODELAGEM E CONTROLE DE RETIFICADORES PWM TRIFÁSICOS***

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

**DEIVIS BORGONOVO**

Florianópolis, Junho de 2005.

---

---

# ANÁLISE MODELAGEM E CONTROLE DE RETIFICADORES PWM TRIFÁSICOS

Deivis Borgonovo

‘Esta Tese foi julgada adequada para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica (Dr. Eng.), **Área de Concentração em Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico**, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’

---

Prof. Ivo Barbi, Orientador, Dr. Ing.

---

Prof. Alexandre Trofino Neto, Dr.

Coordenador do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

---

Eng. Peter Montovanelli Barbosa, Ph.D.

---

Prof. Cláudio Manoel da Cunha Duarte, Dr.

---

Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

---

Prof. Denizar Cruz Martinz, Dr.

---

A Deus.  
À minha família.

---

"A imaginação é mais importante que o conhecimento"

Albert Einstein

---

## AGRADECIMENTOS

A Deus, por ter permitido minha existência.

À minha família pelo apoio e incentivo.

Ao professor Ivo Barbi, pela orientação, pela amizade e pelas experiências e conhecimentos transmitidos.

Ao professor Arnaldo J. Perin, pela amizade, pelos conhecimentos transmitidos, tendo sido meu orientador durante a graduação.

A todos os professores do Instituto de Eletrônica de Potência da Universidade Federal de Santa Catarina: Ênio Valmor Kassick, Alexandre Ferrari de Souza, João Carlos dos Santos Fagundes, Denizar Cruz Martins e Hari Bruno Mohr, pelos ensinamentos transmitidos durante minha passagem pelo INEP.

Aos membros da banca examinadora na Defesa pública da Tese de Doutorado: Eng. Peter Montovanelli Barbosa, Prof. Cláudio Manoel da Cunha Duarte, Prof. Arnaldo José Perin e Prof. Denizar Cruz Martinz, que em muito contribuíram neste trabalho. Também aos membros da banca examinadora do Exame de Qualificação: Prof. Ivan Eidt Colling, Prof. Cláudio Manoel Duarte, Prof. Hari Bruno Mohr e Prof. Arnaldo José Perin.

Aos técnicos e funcionários do INEP, pelo auxílio sempre que necessário.

Aos amigos e colegas que em muito contribuíram para que esta passagem fosse inesquecível, em especial aos amigos e colegas de sala Yales, José Augusto, Róbson e Luis Sérgio.

A todos os integrantes do INEP, desta e de outras épocas, que ajudaram a construir um reconhecido centro de referência em Eletrônica de Potência.

---

A todos que, de uma forma ou de outra, direta ou indiretamente, contribuíram para a realização deste trabalho.

Ao povo brasileiro que, através do CNPQ, por meio de bolsa, ajudou a viabilizar economicamente a realização deste trabalho.

---

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

## **ANÁLISE MODELAGEM E CONTROLE DE RETIFICADORES PWM TRIFÁSICOS**

**DEIVIS BORGONOVO**

junho/2005

Orientador: Ivo Barbi, Dr. Ing.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico.

Palavras-chave: Eletrônica de potência, retificadores trifásicos, fator de potência, taxa de distorção harmônica.

Número de Páginas: 255.

**RESUMO:** Este trabalho apresenta uma análise, proposição de novos modelos, e estratégias de controle das correntes de entrada, sem a utilização de referências de corrente artificiais, para os retificadores pwm com fator de potência unitário. Inicialmente é analisado o boost pfc monofásico, com o objetivo de chegar ao foco principal, que está voltado para os retificadores pwm trifásicos. São analisadas três topologias conhecidas na literatura, com características bem distintas, objetivando a maior generalidade possível da análise. São exploradas as características físicas destes conversores, como a possibilidade de processar energia reativa com topologias unidirecionais e estratégias de controle para o balanço de tensão nas topologias três-níveis Apresenta-se também a modulação vetorial, associada à estratégia de controle proposta, para os retificadores trifásicos, inclusive para os unidirecionais.

---



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

## **ANALISYS MODELING AND CONTROL OF THREE-PHASE PWM RECTIFIERS**

**DEIVIS BORGONOVO**

June/2005

Advisor: Ivo Barbi, Dr. Ing.

Area of Concentration: Power Electronics and Electrical Drives.

Keywords: Power Electronics, three-phase rectifiers, modeling, control, power factor, harmonic distortion ratio

Number of pages: 255.

**ABSTRACT:** This thesis presents, for pwm ac-dc converters, analysis, new modeling and control strategies for the input currents, without artificial references, using only a proportional controller. Initially the single-phase pfc boost is analyzed, but with the focus directed to the three-phase pwm rectifiers. Three known topologies, with distinct characteristics, are studied, to assure a more general analysis. The physical characteristics of the converters are explored, showing some particular characteristics, like the possibility to get reactive power from unidirectional topologies. It is presented yet control strategies for output voltage balance on the three-level converters. Finally it will be presented the space vector modulation, associated to the proposed control strategy, for the input currents, applied to the three-phase rectifiers, also for the unidirectional rectifiers and for the active filters.

---

---

## SUMÁRIO

RESUMO.....	vii
ABSTRACT.....	viii
SUMÁRIO.....	x
SIMBOLOGIA.....	xv
CONTEXTUALIZAÇÃO.....	xvii

## CAPÍTULO 1

### INTRODUÇÃO GERAL

1.1 - INTRODUÇÃO .....	1
1.2 - FATORES DE DESEMPENHO PARA SISTEMAS MONOFÁSICOS.....	4
1.2.1 - FATOR DE POTÊNCIA.....	4
1.2.2 - FATOR DE ONDULAÇÃO DE POTÊNCIA .....	16
1.2.3 - COMPARAÇÕES .....	18
1.3 - FATORES DE DESEMPENHO EM SISTEMAS TRIFÁSICOS.....	22
1.3.1 - TAXA DE DISTORÇÃO HARMÔNICA .....	22
1.3.2 - FATOR DE POTÊNCIA.....	22
1.3.3 - FATOR DE ONDULAÇÃO DE POTÊNCIA .....	24
1.4 - CONVERSORES CA-CC - RETIFICADORES .....	27
1.4.1 - RETIFICADORES CONVENCIONAIS .....	27
1.4.2 - RETIFICADORES PASSIVOS.....	30
1.4.3 - RETIFICADORES TRIFÁSICOS ATIVOS .....	37
1.5 - CONCLUSÕES .....	43

---

## CAPÍTULO 2

### RETIFICADOR PWM MONOFÁSICO

2.1 - INTRODUÇÃO .....	45
2.2 - ESTRUTURA E PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO.....	45
2.3 - CONTROLE DA CORRENTE DE ENTRADA.....	46
2.3.1 - LIMITES PARA A TENSÃO DE SAÍDA.....	58
2.3.2 - OUTROS LIMITES FÍSICOS NO CONTROLE DA CORRENTE.....	59
2.3.3 - EVITANDO A DEFORMAÇÃO DA CORRENTE NA PASSAGEM POR ZERO .....	63
2.4 - ONDULAÇÃO NA TENSÃO DE SAÍDA.....	66
2.5 - CONTROLE DA TENSÃO DE SAÍDA.....	70
2.6 - CONCLUSÕES .....	72

## CAPÍTULO 3

### RETIFICADORES PWM TRIFÁSICOS SEM NEUTRO

3.1 - INTRODUÇÃO .....	73
3.2 - ESTRUTURAS E PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO.....	74
3.2.1 - ESTADOS TOPOLÓGICOS CONVERSOR A .....	76
3.2.2 - ESTADOS TOPOLÓGICOS CONVERSOR B.....	79
3.2.3 - ESTADOS TOPOLÓGICOS CONVERSOR C.....	83
3.3 - CONTROLE DAS CORRENTES DE ENTRADA.....	86
3.3.1 - OBTENÇÃO DO MODELO DINÂMICO.....	88
3.3.2 - TRANSFORMAÇÃO $\alpha\beta 0$ E TRANSFORMAÇÃO DE PARK.....	90
3.3.3 - TRANSFORMAÇÃO $\Delta$ -Y .....	92
3.4 - CONTROLE CLÁSSICO.....	94
3.4.1 - CONTROLE DO CONVERSOR A.....	97

---

3.4.2 - CONTROLE DO CONVERSOR B .....	98
3.4.3 - CONTROLE DO CONVERSOR C .....	99
<i>3.5 - LIMITES PARA A TENSÃO DE SAÍDA.....</i>	<i>102</i>
3.5.1 - LIMITES PARA A TENSÃO DE SAÍDA PARA O CONVERSOR A .....	103
3.5.2 - LIMITES PARA A TENSÃO DE SAÍDA PARA O CONVERSOR B .....	104
3.5.3 - LIMITES PARA A TENSÃO DE SAÍDA PARA O CONVERSOR C .....	104
<i>3.6 - LIMITES FÍSICOS PARA O CONTROLE DAS CORRENTES.....</i>	<i>106</i>
3.6.1 - LIMITES FÍSICOS NO CONTROLE DAS CORRENTES DO CONVERSOR A .....	106
3.6.2 - LIMITES FÍSICOS NO CONTROLE DAS CORRENTES DO CONVERSOR B.....	107
3.6.3 - LIMITES FÍSICOS NO CONTROLE DAS CORRENTES DO CONVERSOR C.....	111
<i>3.7 - CONVERSORES UNIDIRECIONAIS PROCESSANDO POTÊNCIA REATIVA .....</i>	<i>114</i>
<i>3.8 - ONDULAÇÃO NA TENSÃO DE SAÍDA.....</i>	<i>123</i>
<i>3.9 - CONTROLE DA TENSÃO TOTAL DE SAÍDA.....</i>	<i>124</i>
<i>3.10 - CONTROLE DO BALANÇO DE TENSÃO PARA O 3-NÍVEIS.....</i>	<i>130</i>
3.10.1 - AÇÃO DIRETA SOBRE AS RAZÕES CÍCLICAS .....	131
3.10.2 - LIMITES PARA O CONTROLE DO BALANÇO DE TENSÃO.....	136
3.10.3 - CONTROLE INDIRETO DO BALANÇO DE TENSÃO .....	138
<i>3.11 - CONCLUSÕES .....</i>	<i>141</i>

## **CAPÍTULO 4**

### **AUTOCONTROLE DE RETIFICADORES PWM**

<i>4.1 - INTRODUÇÃO .....</i>	<i>143</i>
<i>4.2 - AUTOCONTROLE DO BOOST PFC MONOFÁSICO.....</i>	<i>143</i>
4.2.1 - CONTROLE DA CORRENTE DE ENTRADA .....	143
4.2.2 - CONTROLE DA TENSÃO DE SAÍDA .....	151
4.2.3 -ESPECIFICAÇÃO E PROJETO DO CONTROLADOR DE TENSÃO .....	153

---

4.2.4 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	155
4.2.5 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....	156
<b>4.3 - AUTOCONTROLE PARA RETIFICADORES PWM TRIFÁSICOS .....</b>	<b>158</b>
4.3.1 - TÉCNICA DE AUTOCONTROLE APLICADA AO CONVERSOR A.....	159
4.3.2 - TÉCNICA DE AUTOCONTROLE APLICADA AO CONVERSOR B.....	165
4.3.3 - TÉCNICA DE AUTOCONTROLE APLICADA AO CONVERSOR C.....	165
4.3.4 - CONTROLE DA TENSÃO TOTAL DE SAÍDA .....	169
4.3.5 - CONTROLE DO BALANÇO DE TENSÃO .....	170
4.3.6 - ESPECIFICAÇÃO E PROJETO DO CONTROLADOR DE TENSÃO.....	173
4.3.7 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO PARA O CONVERSOR B .....	175
4.3.8 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO PARA O CONVERSOR C .....	178
<b>4.4 - CONCLUSÕES .....</b>	<b>183</b>

## **CAPÍTULO 5**

### **AUTOCONTROLE ASSOCIADO À MODULAÇÃO VETORIAL PARA RETIFICADORES PWM TRIFÁSICOS**

<b>5.1 - INTRODUÇÃO .....</b>	<b>185</b>
<b>5.2 - PRINCÍPIOS DA REPRESENTAÇÃO VETORIAL EM SISTEMAS TRIFÁSICOS ..</b>	<b>186</b>
5.2.1 - SISTEMAS TRIFÁSICOS EM ESTRELA COM NEUTRO .....	186
5.2.2 - SISTEMAS TRIFÁSICOS EM ESTRELA SEM NEUTRO.....	188
<b>5.3 - AUTOCONTROLE E MODULAÇÃO VETORIAL PARA O CONVERSOR A .....</b>	<b>192</b>
5.3.1 - ANÁLISE DO CONVERSOR E VETORES DISPONÍVEIS .....	192
5.3.2 - IMPLEMENTAÇÃO DO VETOR TENSÃO EQUIVALENTE.....	197
5.3.3 - APLICAÇÃO DO AUTOCONTROLE.....	201
<b>5.4 - AUTOCONTROLE E MODULAÇÃO VETORIAL PARA O CONVERSOR B .....</b>	<b>207</b>
5.4.1 - ANÁLISE DO CONVERSOR E VETORES DISPONÍVEIS .....	207

---

5.4.2 - IMPLEMENTAÇÃO DO VETOR TENSÃO EQUIVALENTE.....	217
5.4.3 - APLICAÇÃO DO AUTOCONTROLE.....	221
<i>5.5 - AUTOCONTROLE E MODULAÇÃO VETORIAL PARA O CONVERSOR C.....</i>	<i>225</i>
5.5.1 - ANÁLISE DO CONVERSOR E VETORES DISPONÍVEIS .....	225
5.5.2 - IMPLEMENTAÇÃO DO VETOR TENSÃO EQUIVALENTE.....	233
5.5.3 - MALHA DE CONTROLE DO BALANÇO DE TENSÃO.....	241
5.5.4 - APLICAÇÃO DO AUTOCONTROLE.....	244
<i>5.6 - CONCLUSÕES .....</i>	<i>249</i>
 <i>CONCLUSÃO GERAL .....</i>	 <i>251</i>
 <i>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....</i>	 <i>253</i>

---

## SIMBOLOGIA

### 1. Símbolos adotados nos equacionamentos.

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>	<i>Unidade</i>
V	Tensão alternada	V
$w$	Frequência angular	rad/s
t	Instante de tempo	s
D	Razão cíclica	
E	Tensão contínua	V
L	Indutância	H
$d/dt$	Derivada em função do tempo	
K	Ganho de realimentação da corrente	
R	Resistência	$\Omega$
C	Capacitância	F
Z(S)	Impedância	$\Omega$
S	Potência aparente trifásica	VA
I	Corrente	A
P	Potência ativa	W
f	Frequência	Hz
$\Delta$	Varição de uma grandeza em torno de um valor	
$\vec{V}$	Vetor tensão	
$\vec{I}$	Vetor corrente	
T	Período, Intervalo.	s
$\phi$	Ângulo de defasagem	°
s	Variável complexa (aplicando Laplace)	
$\eta$	Rendimento	%

### 2. Acrônimos e abreviaturas.

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
FP	Fator de Potência
FOP	Fator de Ondulação de Potência
FTMF	Função de Transferência em Malha Fechada

---

FTLA	Função de Transferência em Laço aberto
OFF	Interruptor Aberto
ON	Interruptor Fechado
PWM	Modulação por largura de pulso (Pulse Width Modulation)
TDH / THD	Taxa de distorção harmônica (Total Harmonic Distotion)
Y	Conexão em Y ou estrela
$\Delta$	Conexão em $\Delta$ – delta ou triângulo

---

### 3. Símbolos de unidades de grandezas físicas.

---

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
A	Ampère
db	Decibel
f	Frequência
F	Faraday
H	Henry
°	Graus elétricos
s	Segundos
V	Volt
VA	VoltAmpere
W	Watt
Rad/s	Radiano por segundo
$\Omega$	Ohm

---

### 4. Símbolos para referenciar elementos de circuitos.

---

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
C	Capacitor
D	Diodo
L	Indutor
R	Resistência
S	Interruptor
V	Fonte de tensão alternada
E	Valor contínuo de tensão

---



## CONTEXTUALIZAÇÃO

Nos últimos anos tem-se observado um crescente aumento no consumo de energia nos diversos segmentos do mercado elétrico mundial, em sua maioria pelo grande aumento das chamadas cargas eletrônicas, ou ainda cargas não-lineares, como por exemplo: televisores, vídeos, computadores, fontes de alimentação para centrais de telecomunicações, reatores eletrônicos de iluminação, entre muitos outros.

Geralmente os componentes eletrônicos presentes nestes equipamentos exigem tensão contínua, de forma que a alimentação é feita mediante um processo de conversão da tensão alternada disponível na rede comercial, em tensão contínua, denominado retificação.

A utilização de retificadores trifásicos se faz necessária quando se processa níveis elevados de potência, com o objetivo de garantir o equilíbrio de potência entre as fases.

Nos denominados retificadores convencionais, que utilizam apenas diodos e/ou tiristores, observa-se elevada taxa de distorção harmônica nas correntes de entrada, levando a um baixo fator de potência e causando diversos problemas ao sistema elétrico. Diante disso, muitos países já dispõem de normas rígidas para regular estas cargas.

Além disso, a interferência eletromagnética causada pelas harmônicas de corrente pode comprometer o funcionamento de cargas sensíveis, como centrais de telecomunicações.

Surgiram então os retificadores PWM, monofásicos e trifásicos, baseados no conversor boost CC-CC, cujo princípio é controlar as correntes sobre os indutores de entrada e conseqüentemente as correntes drenadas da rede. Além disso, controlando as correntes, controla-se também o fluxo de energia, possibilitando regular a tensão de saída, geralmente filtrada por um banco de capacitores.

O foco deste trabalho está direcionado ao estudo dos retificadores PWM trifásicos sem neutro, analisando as características das topologias e buscando estratégias para controlar as variáveis de interesse: correntes de entrada e tensões de saída.

Ainda são muito utilizadas técnicas empíricas para controlar as correntes de entrada, nos retificadores PWM trifásicos sem neutro, geralmente baseados na estratégia utilizada classicamente para controlar o conversor boost pfc monofásico.

Mesmo para o boost pfc monofásico podem ser propostas estratégias de controle mais simples e robustas, inclusive com efetiva melhora na dinâmica e conseqüentemente na qualidade da corrente drenada da rede.

---

Questiona-se ainda a interpretação de alguns fatores de desempenho utilizados para avaliar a corrente drenada por uma determinada carga, como o fator de potência e a taxa de distorção harmônica. Restam dúvidas sobre qual o melhor formato para estas correntes: perfeitamente senoidais, ou seguindo o formato da tensão da rede, mesmo quando distorcida, tal qual cargas resistivas.

Todavia, o foco principal do trabalho está voltado para o estudo dos retificadores PWM trifásicos sem neutro, tratando não somente dos modelos adotados e das estratégias de controle utilizadas, mas analisando também as topologias encontradas na literatura e seus limites físicos de operação.

É comum, por exemplo, a utilização de controladores de corrente independentes para cada fase, tratando o conversor como a associação de três monofásicos independentes. Entretanto, pela ausência de neutro, a soma das 3 correntes de linha deve ser nula, de forma que não é possível controlar independentemente cada uma delas.

Apesar desta técnica apresentar bons resultados práticos, ela não é interpretada corretamente, podendo trazer alguns efeitos indesejáveis, como a deformação das correntes na passagem por zero. Ainda, dependendo da topologia do conversor, utilizam-se adaptações empíricas, como controlar diretamente as correntes ou apenas o módulo delas.

Será visto que a deformação da corrente na passagem por zero, para o boost PFC monofásico, é fisicamente inevitável ao utilizar a tensão como referência para a corrente. Pela natureza do conversor, é necessário um defasamento, que deve ser otimizado, já que também é limitado pela natureza física do conversor. Já para os retificadores PWM trifásicos sem neutro, não se observa esta limitação, mas depende da estratégia de controle aplicada, pois é possível a troca de energia entre as fases.

Devido à característica da curva de potência instantânea, para os retificadores monofásicos, tem-se uma inevitável ondulação na tensão de saída, com frequência igual a duas vezes à da rede de alimentação CA, refletindo exatamente a ondulação na curva de potência instantânea, para tensão e corrente de entrada senoidais e em fase.

Assim, a malha de tensão deve ser suficientemente lenta, para evitar deformações na corrente de entrada. Já para os trifásicos este problema não se observa, de forma que pode-se utilizar uma malha de tensão com resposta dinâmica mais rápida, sem deformar as correntes de entrada.

Para os retificadores PWM unidirecionais trifásicos sem neutro, há uma certa “folga” nos limites físicos de controle das correntes, o que não se observa nos monofásicos, podendo-se processar potência reativa entre as fases. Também chama a

---

atenção para a possível existência de conversores otimizados, tal qual o monofásico, que não permitam processamento de energia reativa, mas por outro lado possibilitam um melhor aproveitamento do conversor.

Outro ponto de interesse está no estudo do controle do balanço de tensão na saída dos retificadores 3 níveis. Utiliza-se atualmente uma estratégia empírica, onde um sinal de controle é adicionado às referências retificadas de corrente. Entretanto, devido à não compreensão desta estratégia, é comum o ajuste manual deste controlador, o que pode levar o sistema à instabilidade.

---

# CAPÍTULO 1

## 1 - INTRODUÇÃO GERAL

### 1.1 - INTRODUÇÃO

Durante muito tempo, a grande maioria das cargas ligadas à rede elétrica comercial apresentava comportamento linear, de forma que a corrente drenada por elas possuía apenas componente senoidal na mesma frequência da tensão.

Além disso, haviam muitas cargas com características indutivas, onde a corrente total drenada era tipicamente senoidal e atrasada em relação à tensão. O formato senoidal da corrente era tão natural, que tal característica era ignorada.

Nessas condições, o conceito de fator de potência confundia-se com fator de deslocamento, onde a corrente senoidal, defasada em relação à tensão, podia ser dividida em duas parcelas, a primeira em fase com a tensão, originando a chamada potência ativa; e a segunda em quadratura, ou seja, atrasada 90° em relação à tensão, dando origem à potência reativa, assim denominada pois a potência média gerada por ela, em um período de rede, apresentava valor nulo.

Tinha-se então o conhecido triângulo de potências. Corrigia-se o fator de potência com a adição de capacitores, pois estes drenam correntes adiantadas 90° em relação à tensão, ou seja, em oposição de fase com as correntes em quadratura, devendo ter a mesma amplitude com o objetivo de se anularem, restando apenas as componentes em fase.

Este panorama permaneceu até as décadas de 1930 e 1940, onde apesar da extensiva utilização de válvulas e outros dispositivos não-lineares, as cargas não-lineares ainda não representavam um problema. Mas o quadro começaria a mudar quando em dezembro de 1939 William Schockley observou pela primeira vez o funcionamento de um semicondutor, e principalmente a partir da invenção do transistor, cuja data oficial é 23 de dezembro de 1947, nos laboratórios Bell. Estava inaugurada a era da Eletrônica!

Em 1957 a General Electric anunciou a invenção do tiristor, inicialmente denominado SCR (*Silicon Controlled Rectifier*), para diferenciá-lo do diodo normal (*Silicon Rectifier*), dando origem à Eletrônica de Potência atual.

Atualmente a Eletrônica de Potência lida com o processamento da energia elétrica, suprimindo cargas das mais variadas naturezas, abrangendo praticamente todas as áreas, desde o setor industrial comercial e doméstico, até o aeroespacial e o militar.

---

---

Com a rápida disseminação dos equipamentos eletrônicos nos últimos anos, houve um grande crescimento das chamadas cargas não-lineares.

Estas cargas geralmente necessitam da energia elétrica disponível em tensão/corrente contínua, como por exemplo equipamentos eletrônicos, acionamento de máquinas elétricas a partir de inversores, dentre outros. Para isso, fez-se necessária a conversão da tensão alternada disponibilizada pela rede, em contínua, dando origem aos chamados conversores CA-CC, ou simplesmente retificadores.

Entretanto, os primeiros retificadores, aqui denominados retificadores convencionais, utilizavam apenas diodos ou tiristores, apresentando geralmente um grande banco de capacitores na saída, com o objetivo de filtrar a tensão. Estes retificadores drenam da rede correntes pulsadas, não mais apresentando formato senoidal.

Obviamente estas cargas não são mais lineares, já que as correntes por elas drenadas apresentam componentes em diversas frequências, múltiplas da frequência fundamental da tensão da rede, denominadas componentes harmônicas. Os retificadores convencionais não são as únicas cargas não-lineares ligadas à rede, mas representam a principal parcela.

No Brasil, a parcela de cargas não-lineares ainda é menos significativa do que nos países desenvolvidos, mas já representa um grave problema para o sistema elétrico, havendo uma notável tendência de crescimento de cargas desta natureza, na medida em que aumenta o número de equipamentos eletrônicos, representando uma parcela cada vez mais significativa da carga total ligada à rede.

Estas componentes harmônicas de corrente drenadas da rede, dão origem a uma série de problemas para todo o sistema, desde a geração e transmissão, até os sistemas de distribuição, as instalações e as próprias cargas, tais como:

- Baixo fator de potência;
  - Distorção nas tensões da rede, devido à circulação das componentes harmônicas de corrente através das impedância de linha, tipicamente indutivas, podendo comprometer o funcionamento de outros equipamentos conectados à mesma rede;
  - Desperdício de energia, com o aumento das perdas nos elementos da rede de transmissão e distribuição, além de ser necessário sobredimensioná-los;
  - As componentes harmônicas causam ainda diversos problemas aos geradores, aumentando perdas e desperdiçando energia, causando aquecimento e reduzindo sua vida útil;
-

- Interferência eletromagnética em equipamentos sensíveis, como em sistemas de telecomunicações, podendo comprometer seu funcionamento;
- Esta interferência pode introduzir ainda erros em equipamentos de medição e proteção;
- Circulação de componentes harmônicas pelo neutro, em sistemas trifásicos, havendo necessidade de sobredimensioná-lo;
- Consequente elevação de potencial do neutro dos sistemas trifásicos, causando problemas de proteção;
- Desperdício de energia e aquecimento em transformadores, devido ao efeito pelicular, histerese e correntes parasitas;

Em virtude dos problemas citados, muitos países elaboraram uma rigorosa regulamentação, com o intuito de limitar os níveis das componentes harmônicas injetadas na rede. Em 1975, a CENELEC (*Commission Européen pour la Normalisation Eléctrique*) apresentou a norma europeia EN50006, que foi substituída em 1982 pela IEC-555 (*International Electrotechnical Commission*), revisada em 1991. Atualmente os principais padrões são o europeu, determinado pela IEC-61000-3-4 [2], e o americano, definido pela IEEE-519 [3], ainda mais rígidos, não somente em relação ao nível da TDH (Taxa de Distorção Harmônica) e de cada componente harmônica individualmente, mas também da interferência eletromagnética.

No entanto, também será apresentado neste trabalho, que a injeção de componentes harmônicas nem sempre será prejudicial, já que é possível injetar componentes harmônicas em oposição de fase com as injetadas por outras cargas não-lineares. Pode-se citar como exemplo o filtro ativo paralelo apresentado em [4], que gera uma corrente deformada, mas que somada à corrente de outra carga não-linear específica, faz com que a corrente resultante apresente menor conteúdo harmônico do que a drenada originalmente pela carga.

Para avaliar o comportamento das cargas, surgem alguns fatores de desempenho, como o fator de potência. Alguns destes fatores serão apresentados a seguir, com sua aplicação para sistemas monofásicos e trifásicos.

## 1.2 - FATORES DE DESEMPENHO PARA SISTEMAS MONOFÁSICOS

Para avaliar o comportamento das cargas e o efeito provocado por elas sobre a rede, são utilizados alguns fatores de desempenho. O mais conhecido é o fator de potência, cuja definição é apresentada a seguir.

### 1.2.1 - Fator de Potência

Define-se fator de potência (FP) como a razão entre a potência média em um período de rede, denominada potência ativa, e o produto entre a tensão eficaz e a corrente eficaz na carga, denominada potência aparente:

$$FP = \frac{P}{S} \quad (\text{Eq.1.1})$$

Onde:

$$P = P_{med} = \frac{1}{T} \int_0^T P(t) \cdot dt \quad (\text{Eq.1.2})$$

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T [V(t) \cdot I(t)] \cdot dt \quad (\text{Eq.1.3})$$

$$S = V_{ef} \cdot I_{ef} \quad (\text{Eq.1.4})$$

$$V_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T V(t)^2 \cdot dt} \quad \text{e} \quad I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T I(t)^2 \cdot dt} \quad (\text{Eq.1.5})$$

Tem-se ainda a potência reativa, como resultado da relação abaixo:

$$S^2 = P^2 + Q^2 \quad \rightarrow \quad Q = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (\text{Eq.1.6})$$

A (Eq.1.6) representa a potência reativa, processada na freqüência da rede, quando não há distorção harmônica na tensão e na corrente, ou a composição das potências reativas nas diversas freqüências múltiplas a da rede, quando houver distorção (componentes harmônicas) na tensão e/ou na corrente.

Deve-se observar ainda que o fator de potência pode se referir a qualquer elemento de um circuito, onde se possa observar tensão e corrente (dipolo). Pode se referir a uma fonte de tensão ou corrente, ou a uma carga.

### A - Fator de potência para tensão e corrente senoidais

Para uma rede monofásica, com tensão de alimentação perfeitamente senoidal, tomada como referência, tem-se:

$$V(t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (\text{Eq.1.7})$$

Para uma carga linear, a forma de onda da corrente drenada também será senoidal e na mesma frequência da tensão, com um possível defasamento entre tensão e corrente, podendo ser representada por:

$$I(t) = I_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + \phi) \quad (\text{Eq.1.8})$$

Logo, a potência instantânea, definida como produto entre tensão e corrente, é dada por:

$$P(t) = V(t) \cdot I(t) \quad (\text{Eq.1.9})$$

$$P(t) = V_p \cdot I_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + \phi) \quad (\text{Eq.1.10})$$

Então, a potência média, conforme apresentado na (Eq.1.3), é dada por:

$$P = V_p \cdot I_p \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^{2\pi} \text{sen}(\omega \cdot t) \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + \phi) \cdot d\omega t \quad (\text{Eq.1.11})$$

Logo:

$$P = \frac{V_p \cdot I_p}{2} \cdot \cos(\phi) \quad (\text{Eq.1.12})$$

A tensão eficaz é definida na (Eq.1.5) como:

$$V_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T V(t)^2 \cdot dt} \quad (\text{Eq.1.13})$$

Então, substituindo a (Eq.1.7):

$$V_{ef} = V_p \cdot \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2\pi} \text{sen}(\omega \cdot t)^2 \cdot d\omega t} \quad (\text{Eq.1.14})$$

$$V_{ef} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \quad (\text{Eq.1.15})$$

Da mesma forma, a corrente eficaz é dada por:



$$I_{ef} = I_P \cdot \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2 \cdot \pi} \text{sen}(\omega \cdot t + \phi)^2 \cdot d\omega t} \quad (\text{Eq.1.16})$$

$$I_{ef} = \frac{I_P}{\sqrt{2}} \quad (\text{Eq.1.17})$$

Tem-se, então, a potência aparente dada por:

$$S = V_{ef} \cdot I_{ef} \quad (\text{Eq.1.18})$$

$$S = \frac{V_P \cdot I_P}{2} \quad (\text{Eq.1.19})$$

Substituindo a (Eq.1.12) e a (Eq.1.19), na definição de fator de potência apresentada na (Eq.1.1) obtém-se:

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\frac{V_P \cdot I_P}{2} \cdot \cos(\phi)}{\frac{V_P \cdot I_P}{2}} \quad (\text{Eq.1.20})$$

$$\boxed{FP = \cos(\phi)} \quad (\text{Eq.1.21})$$

A expressão da (Eq.1.21) define o fator de potência apenas para tensão e corrente perfeitamente senoidais e de mesma frequência. Na verdade, a expressão da (Eq.1.21) determina o chamado fator de deslocamento, medindo o defasamento entre as componentes fundamentais de tensão e corrente.

### **B - Fator de Potência para tensão senoidal e corrente distorcida**

Supõe-se novamente que a carga é alimentada por uma fonte de tensão monofásica perfeitamente senoidal, dada por:

$$V(t) = V_P \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (\text{Eq.1.22})$$

Logo, a tensão eficaz é dada por:

$$V_{ef} = V_P \cdot \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2 \cdot \pi} \text{sen}(\omega \cdot t)^2 \cdot d\omega t} \quad (\text{Eq.1.23})$$

$$V_{ef} = \frac{V_P}{\sqrt{2}} \quad (\text{Eq.1.24})$$

Supõe-se que a corrente drenada pela carga seja periódica, com período igual ao período da tensão. Desta forma esta corrente pode ser representada genericamente, em série de Fourier, por:

$$I(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_n(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_{P-n} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \varphi_n) \quad (\text{Eq.1.25})$$

Onde:

$$I_n(t) = I_{P-n} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \varphi_n) \quad (\text{Eq.1.26})$$

O valor eficaz da corrente é definido por:

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T I(t)^2 \cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2 \cdot \pi} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} I_{P-n} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \varphi_n) \right]^2 \cdot d\omega t} \quad (\text{Eq.1.27})$$

Então:

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2 \cdot \pi} \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} [I_{P-n} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \varphi_n)]^2 \right\} \cdot d\omega t + \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2 \cdot \pi} \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} \left[ I_{P-n} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \varphi_n) \cdot \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq n}}^{\infty} I_{P-i} \cdot \text{sen}(i \cdot \omega \cdot t + \varphi_i) \right] \right\} \cdot d\omega t} \quad (\text{Eq.1.28})$$

Na segunda integral da (Eq.1.28), tem-se o produto de senóides de frequências diferentes, de forma que o resultado da integral é nulo, restando apenas a primeira integral:

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} I_{P-n}^2} \quad (\text{Eq.1.29})$$

Retirando a componente fundamental da somatória:

$$I_{ef} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{I_{P-1}^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_{P-n}^2} \quad (\text{Eq.1.30})$$

Normalizando em função da componente fundamental da corrente:

$$I_{ef} = \frac{I_{P-1}}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{1 + \sum_{n=2}^{\infty} \left( \frac{I_{P-n}}{I_{P-1}} \right)^2} \quad (\text{Eq.1.31})$$

Define-se a taxa da distorção harmônica da corrente (TDH<sub>I</sub>), por:

$$TDH_I = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left( \frac{I_{P-n}}{I_{P-1}} \right)^2} \quad (\text{Eq.1.32})$$

Substituindo a (Eq.1.32) na (Eq.1.31):

$$I_{ef} = \frac{I_{P-1}}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{1 + (TDH_I)^2} \quad (\text{Eq.1.33})$$

Se:

$$I_n(t) = I_{P-n} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \varphi_n) \quad (\text{Eq.1.34})$$

Então:

$$I_{ef-n} = \frac{I_{P-n}}{\sqrt{2}} \quad (\text{Eq.1.35})$$

Substituindo a (Eq.1.35) na (Eq.1.32) e na (Eq.1.33):

$$I_{ef} = I_{ef-1} \cdot \sqrt{1 + (TDH_I)^2} \quad \text{e} \quad TDH_I = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left( \frac{I_{ef-n}}{I_{ef-1}} \right)^2} \quad (\text{Eq.1.36})$$

Assim:

$$S = V_{ef} \cdot I_{ef} \rightarrow S = \frac{V_P}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{P-1}}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{1 + (TDH_I)^2} \quad (\text{Eq.1.37})$$

$$S = \frac{V_P \cdot I_{P-1}}{2} \cdot \sqrt{1 + (TDH_I)^2} \quad (\text{Eq.1.38})$$

A potência média, ou potência ativa, é definida por:

$$P = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T P(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T [V(t) \cdot I(t)] \cdot dt \quad (\text{Eq.1.39})$$

Substituindo a (Eq.1.22) e a (Eq.1.25) na (Eq.1.39):

$$P = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2 \cdot \pi} [V_P \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)] \cdot \sum_{n=1}^{\infty} I_{P-n} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \varphi_n) \cdot d\omega t \quad (\text{Eq.1.40})$$

Retirando-se a componente fundamental da corrente para fora da somatória, e lembrando da propriedade distributiva das integrais, obtém-se a soma de duas integrais:

$$P = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left\{ \int_0^{2\pi} [V_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)] \cdot [I_{p-1} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + \varphi_1)] \cdot d\omega t + \int_0^{2\pi} [V_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)] \cdot \left[ \sum_{n=1}^{\infty} I_{p-n} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \varphi_n) \right] \cdot d\omega t \right\} \quad (\text{Eq.1.41})$$

Novamente, na segunda integral tem-se o produto de senóides de frequências diferentes, onde o resultado da integral é nulo, restando apenas o resultado da primeira integral. Sabidamente componentes de diferentes frequências de tensão e corrente não geram potência ativa. Obtém-se então:

$$P = \frac{V_p \cdot I_{p-1} \cdot \cos(\varphi_1)}{2} \quad (\text{Eq.1.42})$$

Da (Eq.1.1) tem-se:

$$FP = \frac{P}{S} \quad (\text{Eq.1.43})$$

Logo, substituindo os resultados obtidos na (Eq.1.38) e na (Eq.1.42):

$$FP = \frac{\frac{V_p \cdot I_{p-1} \cdot \cos(\varphi_1)}{2}}{\frac{V_p \cdot I_{p-1}}{2} \cdot \sqrt{1 + (TDH_1)^2}} \quad (\text{Eq.1.44})$$

$$FP = \frac{\cos(\varphi_1)}{\sqrt{1 + (TDH_1)^2}} \quad (\text{Eq.1.45})$$

A expressão apresentada na (Eq.1.45) determina o fator de potência para elementos de circuitos submetidos a tensões perfeitamente senoidais e quaisquer correntes periódicas, com período igual ao período da tensão.

Deve-se lembrar ainda que  $\varphi_1$  representa o defasamento entre a tensão (senoidal) e a componente fundamental da corrente (também senoidal e na mesma frequência da tensão). Nota-se que se a corrente não for distorcida, a expressão da (Eq.1.45) reduz-se à apresentada na (Eq.1.21).

Analisando o espectro da tensão e da corrente, sabendo que somente componentes de mesma frequência geram potência ativa, como a tensão apresenta componente apenas em uma frequência, somente a componente fundamental da corrente, na mesma frequência da tensão, gera toda a potência ativa, enquanto que as componentes harmônicas não geram potência ativa, mas apenas reativa.

### C - Fator de Potência para Tensão e Corrente Distorcidas

Será apresentada a dedução de fator de potência para tensão e corrente distorcidas, mas com mesma frequência, sendo representadas genericamente por série de Fourier.

Define-se a tensão de alimentação por:

$$V(t) = \sum_{n=1}^{\infty} V_n(t) = \sum_{n=1}^{\infty} V_{P-n} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \theta_n) \quad (\text{Eq.1.46})$$

Desta forma, o valor eficaz da tensão é dado por:

$$V_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T V(t)^2 \cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2\pi} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} V_{P-n} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \theta_n) \right]^2 \cdot d\omega t} \quad (\text{Eq.1.47})$$

$$V_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2\pi} \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} [V_{P-n} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \theta_n)]^2 \right\} \cdot d\omega t + \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2\pi} \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} \left[ V_{P-n} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \theta_n) \cdot \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq n}}^{\infty} V_{P-i} \cdot \text{sen}(i \cdot \omega \cdot t + \theta_i) \right] \right\} \cdot d\omega t} \quad (\text{Eq.1.48})$$

Como o resultado da segunda integral é nulo, obtém-se:

$$V_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} V_{P-n}^2} = \frac{V_{P-1}}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{1 + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{V_{P-n}^2}{V_{P-1}^2}} = V_{ef-1} \cdot \sqrt{1 + \sum_{n=2}^{\infty} \left( \frac{V_{P-n}}{V_{P-1}} \right)^2} \quad (\text{Eq.1.49})$$

Onde  $V_{ef-1}$  corresponde ao valor eficaz da componente fundamental da tensão de alimentação. Define-se então a taxa da distorção harmônica da tensão por:

$$TDH_V = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left( \frac{V_{P-n}}{V_{P-1}} \right)^2} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left( \frac{V_{n-ef}}{V_{1-ef}} \right)^2} \quad (\text{Eq.1.50})$$

Assim, substituindo a (Eq.1.50) na (Eq.1.49), tem-se:

$$V_{ef} = V_{1-ef} \cdot \sqrt{1 + T.D.H._V^2} \quad (\text{Eq.1.51})$$

Da mesma forma, a corrente pode ser definida, de forma genérica, por:

$$I(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_n(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_{P-n} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \phi_n) \quad (\text{Eq.1.52})$$

Calculando o valor eficaz da corrente:

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T I(t)^2 \cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2\pi} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} I_{P_{-n}} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \varphi_n) \right]^2 \cdot d\omega t} \quad (\text{Eq.1.53})$$

Então:

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2\pi} \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} [I_{P_{-n}} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \varphi_n)]^2 \right\} \cdot d\omega t + \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2\pi} \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} \left[ I_{P_{-n}} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \varphi_n) \right] \cdot \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq n}}^{\infty} I_{P_{-i}} \cdot \text{sen}(i \cdot \omega \cdot t + \varphi_i) \right\} \cdot d\omega t} \quad (\text{Eq.1.54})$$

Novamente o resultado da segunda integral é nulo, de forma que:

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} I_{P_{-n}}^2} = \frac{I_{P_{-1}}}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{1 + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{I_{P_{-n}}^2}{I_{P_{-1}}^2}} = I_{ef_{-1}} \cdot \sqrt{1 + \sum_{n=2}^{\infty} \left( \frac{I_{ef_{-n}}}{I_{ef_{-1}}} \right)^2} \quad (\text{Eq.1.55})$$

Onde  $I_{ef_{-n}}$  corresponde ao valor eficaz da n-ésima componente da corrente de  $I(t)$ . A taxa de distorção harmônica é dada por:

$$TDH_I = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left( \frac{I_{P_{-n}}}{I_{P_{-1}}} \right)^2} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left( \frac{I_{ef_{-n}}}{I_{ef_{-1}}} \right)^2} \quad (\text{Eq.1.56})$$

Logo:

$$I_{ef} = I_{1_{-ef}} \cdot \sqrt{1 + TDH_I^2} \quad (\text{Eq.1.57})$$

Assim, da (Eq.1.51) e da (Eq.1.57), tem-se a potência aparente dada por:

$$S = V_{1_{-ef}} \cdot I_{1_{-ef}} \cdot \sqrt{1 + TDH_V^2} \cdot \sqrt{1 + TDH_I^2} \quad (\text{Eq.1.58})$$

A potência média, ou potência ativa, é dada por:

$$P = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T P(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T [V(t) \cdot I(t)] \cdot dt \quad (\text{Eq.1.59})$$

Substituindo a (Eq.1.46) e a (Eq.1.52):

$$P = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2\pi} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} V_{P_{-n}} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \theta_n) \right] \cdot \left[ \sum_{n=1}^{\infty} I_{P_{-n}} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \varphi_n) \right] \cdot d\omega t \quad (\text{Eq.1.60})$$

Retirando da somatória a componente fundamental da tensão e da corrente, valendo-se da propriedade distributiva das integrais, pode-se representar a integral original pela soma de duas integrais:

$$P = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left\{ \int_0^{2 \cdot \pi} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} V_{P\_n} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \theta_n) \cdot I_{P\_n} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \varphi_n) \right] \cdot d\omega t + \int_0^{2 \cdot \pi} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} V_{P\_n} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \theta_n) \cdot \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq n}}^{\infty} I_{P\_i} \cdot \text{sen}(i \cdot \omega \cdot t + \varphi_i) \right] \cdot d\omega t \right\} \quad (\text{Eq.1.61})$$

O resultado da segunda integral é nulo, já que somente componentes de mesma frequência geram potência ativa, ou seja, potência com valor médio diferente de zero. O produto das componentes de tensão e corrente de frequências diferentes não geram potência ativa, mas apenas reativa. Desta forma, a (Eq.1.61) resume-se a:

$$P = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_{P\_n} \cdot I_{P\_n}}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2 \cdot \pi} \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \theta_n) \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \varphi_n) \cdot d\omega t \quad (\text{Eq.1.62})$$

Resolvendo a integral:

$$P = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_{P\_n} \cdot I_{P\_n}}{2} \cdot \cos(\theta_n - \varphi_n) \quad (\text{Eq.1.63})$$

Define-se o defasamento entre as componentes de cada frequência de tensão e corrente por:

$$\phi_n = \varphi_n - \theta_n \quad (\text{Eq.1.64})$$

Obtendo-se então:

$$P = \sum_{n=1}^{\infty} V_{n\_ef} \cdot I_{n\_ef} \cdot \cos(\phi_n) \quad (\text{Eq.1.65})$$

Observa-se que as componentes harmônicas de tensão e corrente geram potência ativa, ou seja, pode haver potência ativa processada em diversas frequências, não somente na fundamental. Nos casos anteriores, havia potência ativa processada apenas na frequência fundamental, quando apenas uma das formas de onda (no caso a corrente) era distorcida.

Pode-se ainda normalizar a expressão da (Eq.1.65) para potência ativa, em função das componentes fundamentais de tensão e corrente:

$$P = V_{1\_ef} \cdot I_{1\_ef} \cdot \cos(\phi_1) \cdot \left( 1 + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{V_{n\_ef} \cdot I_{n\_ef} \cdot \cos(\phi_n)}{V_{1\_ef} \cdot I_{1\_ef} \cdot \cos(\phi_1)} \right) \quad (\text{Eq.1.66})$$

Introduz-se aqui a taxa de distorção harmônica da potência, que representa a parcela da potência ativa processada nas frequências harmônicas:

$$T.D.H._p = \sum_{n=2}^{\infty} \frac{V_{n\_ef} \cdot I_{n\_ef} \cdot \cos(\phi_n)}{V_{1\_ef} \cdot I_{1\_ef} \cdot \cos(\phi_1)} \quad (\text{Eq.1.67})$$

Desta forma, substituindo a (Eq.1.67) na (Eq.1.66), obtém-se:

$$P = V_{1\_ef} \cdot I_{1\_ef} \cdot \cos(\phi_1) \cdot (1 + TDH_p) \quad (\text{Eq.1.68})$$

Pela definição de fator de potência (FP) apresentada na (Eq.1.1), substituindo as expressões obtidas na (Eq.1.58) e na (Eq.1.68):

$$FP = \frac{[V_{1\_ef} \cdot I_{1\_ef} \cdot \cos(\phi_1) \cdot (1 + TDH_p)]}{[V_{1\_ef} \cdot I_{1\_ef} \cdot \sqrt{1 + TDH_v^2} \cdot \sqrt{1 + TDH_i^2}]} \quad (\text{Eq.1.69})$$

$$F.P. = \cos(\phi) \cdot \frac{(1 + TDH_p)}{\sqrt{1 + TDH_i^2} \cdot \sqrt{1 + TDH_v^2}} \quad (\text{Eq.1.70})$$

#### D - Interpretação do Fator de Potência

A  $TDH_p$  contribui para o aumento do fator de potência. Por outro lado, pode-se provar que:

$$[1 + TDH_p^2]^2 \leq [1 + TDH_i^2] \cdot [1 + TDH_v^2]$$

Logo:

$$\frac{(1 + TDH_p)}{\sqrt{1 + TDH_i^2} \cdot \sqrt{1 + TDH_v^2}} \leq 1 \quad (\text{Eq.1.71})$$

Ou seja, mesmo com deslocamento nulo entre as componentes fundamentais de tensão e corrente, não é possível obter fator de potência maior que a unidade. Por outro lado, quando a corrente se apresenta como imagem da tensão, observa-se que:

$$TDH_i = TDH_v \quad \text{e} \quad [1 + TDH_p^2]^2 = [1 + TDH_i^2] \cdot [1 + TDH_v^2] \quad (\text{Eq.1.72})$$

Ou seja, o conceito de fator de potência se refere à parcela da carga que pode ser representada por uma resistência pura, como se prova a seguir:



Quando uma resistência pura é submetida a uma tensão qualquer, a corrente será uma imagem da tensão, a menos de um ganho  $k$ :

$$I(t) = k \cdot V(t) \quad (\text{Eq.1.73})$$

A potência ativa, ou potência média, será dada por:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T [V(t) \cdot I(t)] \cdot dt \quad (\text{Eq.1.74})$$

$$\boxed{P = \frac{k}{T} \int_0^T V(t)^2 \cdot dt} \quad (\text{Eq.1.75})$$

Os valores eficazes de tensão e corrente são dados por:

$$V_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T V(t)^2 \cdot dt} \quad (\text{Eq.1.76})$$

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T [I(t)]^2 \cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T [k \cdot V(t)]^2 \cdot dt} \quad (\text{Eq.1.77})$$

$$I_{ef} = k \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T [V(t)]^2 \cdot dt} \quad (\text{Eq.1.78})$$

Substituindo a (eq.1.76) e a (Eq.1.78) na (Eq.1.4):

$$S = \left[ \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T V(t)^2 \cdot dt} \right] \cdot \left[ k \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T V(t)^2 \cdot dt} \right] \quad (\text{Eq.1.79})$$

$$\boxed{S = \frac{k}{T} \cdot \int_0^T V(t)^2 \cdot dt} \quad (\text{Eq.1.80})$$

Então, substituindo a (Eq.1.75) e a (Eq.1.80) na (Eq.1.1) obtém-se:

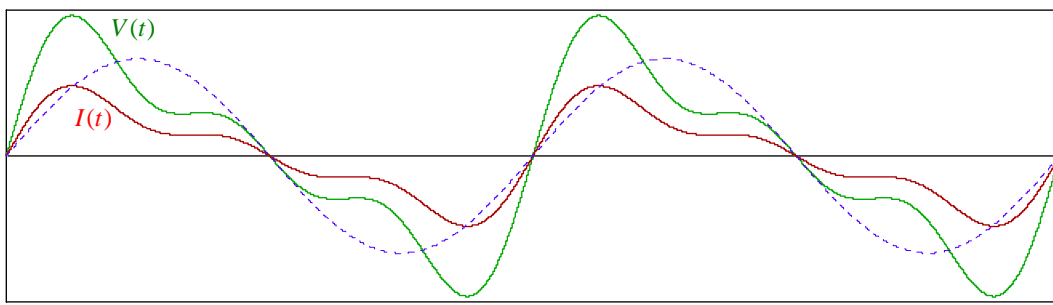
$$FP = \frac{\left[ \frac{k}{T} \cdot \int_0^T V(t)^2 \cdot dt \right]}{\left[ \frac{k}{T} \cdot \int_0^T V(t)^2 \cdot dt \right]} = 1 \quad (\text{Eq.1.81})$$

Ou seja, para qualquer forma de onda de tensão e corrente, onde uma é imagem da outra (resistor puro equivalente), tem-se fator de potência unitário. Então, o fator de

potência determina a parcela da carga que pode ser representada por um resistor puro, que será responsável pela totalidade da potência ativa processada.

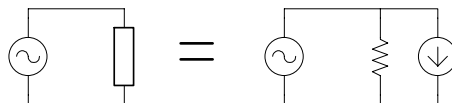
Para uma tensão distorcida, a corrente drenada pela carga deve ser igualmente distorcida, com o mesmo formato, para que se tenha fator de potência unitário. Ou seja, quando se tem tensão e corrente distorcidas, a (Eq.1.21) e (Eq.1.45) deixam de ser válidas, devendo-se utilizar a (Eq.1.70). Mesmo com taxa de distorção harmônica da corrente diferente de zero, tem-se fator de potência unitário.

Por exemplo, na Fig.1.1 tem-se tensão e corrente em uma carga com fator de potência unitário, mesmo com taxa de distorção harmônica da corrente de 60%.



**Fig.1.1: Forma de onda de tensão e corrente (componente fundamental em azul), para uma carga com  $TDH_1=60\%$ , mas com fator de potência unitário.**

Então, pela definição de fator de potência apresentada, uma carga qualquer pode ser dividida em duas parcelas, a primeira representada por um resistor, que absorve uma corrente como imagem da tensão, responsável por toda a potência ativa processada; e uma segunda parcela, complementar, representada por uma fonte de corrente, de forma que a potência média absorvida por ela sempre será nula. O circuito equivalente é apresentado na Fig.1.2:



**Fig.1.2: Carga qualquer representada por uma carga equivalente.**

### 1.2.2 - Fator de Ondulação de Potência

É possível obter fator de potência unitário, mesmo com elevada taxa de distorção harmônica na tensão e na corrente, de forma que pode não ser desejável fator de potência unitário em algumas aplicações. Podem ser definidos outros fatores de desempenho para melhor avaliar o comportamento de determinadas cargas, ou de um sistema elétrico como um todo.

O fator de ondulação de potência (FOP), é definido na (Eq.1.84) como a relação entre a potência média para um período de rede, também denominada potência ativa, e a potência de pico, ou seja, a potência instantânea máxima, definida pelo produto instantâneo de tensão e corrente.

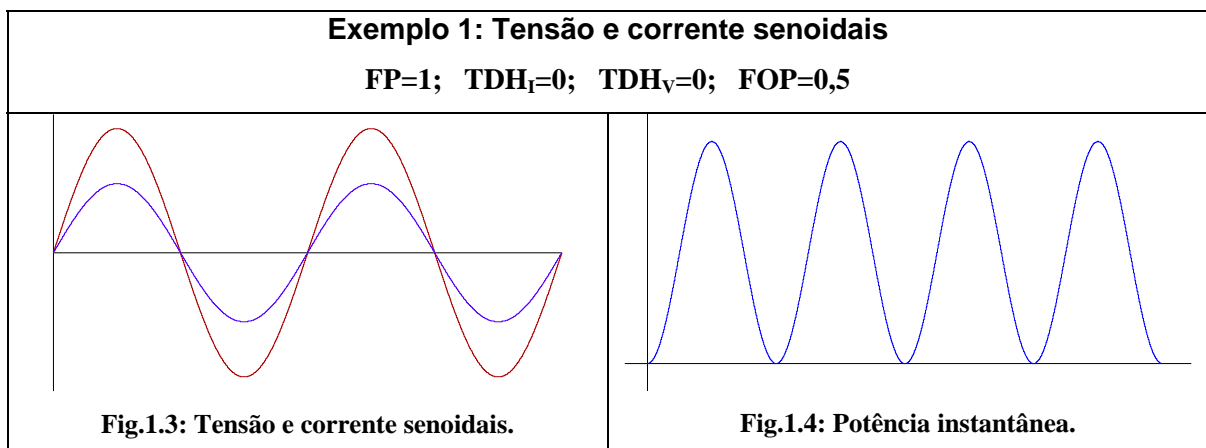
$$P(t) = V(t) \cdot I(t) \quad P = P_{med} = \frac{1}{T} \int_0^T [V(t) \cdot I(t)] \cdot dt \quad (\text{Eq.1.82})$$

$$P_{PICO} = \max[P(t)] = \max[V(t) \cdot I(t)] \quad (\text{Eq.1.83})$$

$$FOP = \frac{P_{med}}{P_{PICO}} \quad (\text{Eq.1.84})$$

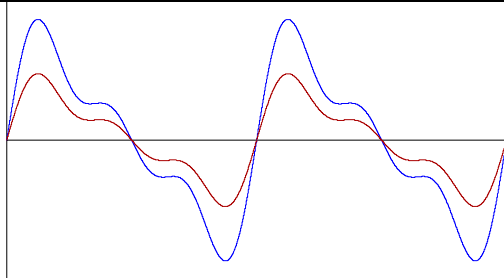
O FOP será sempre menor ou igual a 1. Quando a potência instantânea for constante, ou seja, sem ondulação, ter-se-á FOP=1. Apesar desta definição ser semelhante ao fator de demanda, difere no período em que se avalia a potência média, além da potência instantânea.

Por exemplo, para uma fonte de tensão monofásica, perfeitamente senoidal, alimentando uma carga puramente resistiva, tem-se fator de potência unitário e taxa de distorção harmônica de tensão e corrente nulas, mas o fator de ondulação de potência é igual a 0,5. A seguir são apresentados alguns exemplos:

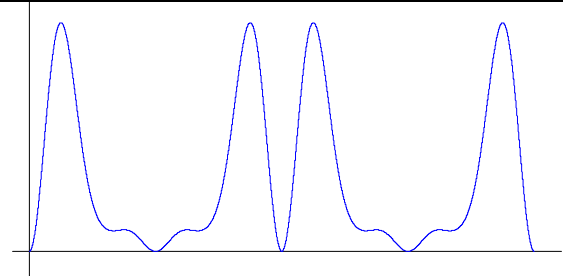


**Exemplo 2: Tensão e corrente distorcidas**

**FP=1; TDH<sub>I</sub>=60%; TDH<sub>V</sub>=60%; FOP=0,327**



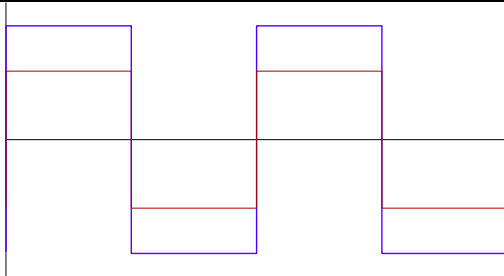
**Fig.1.5: Tensão e corrente distorcidas.**



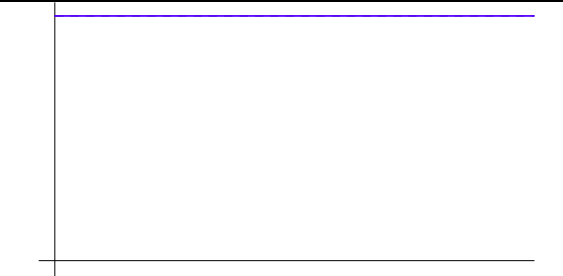
**Fig.1.6: Potência instantânea.**

**Exemplo 3: Tensão e corrente quadradas**

**FP=1; TDH<sub>I</sub>=50%; TDH<sub>V</sub>=50%; FOP=1**



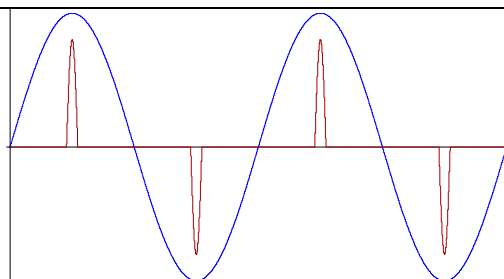
**Fig.1.7: Tensão e corrente quadradas.**



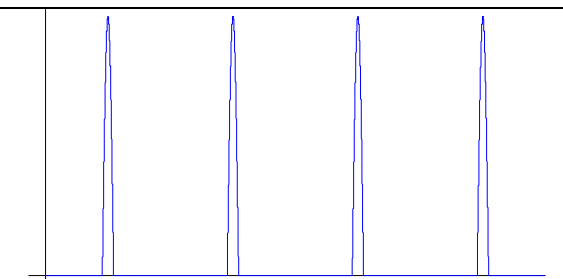
**Fig.1.8: Potência instantânea.**

**Exemplo 4: Tensão senoidal e corrente pulsada**

**FP=0,388; TDH<sub>I</sub>=238%; TDH<sub>V</sub>=0%; FOP=0,058**



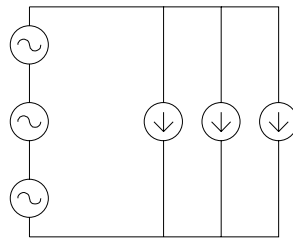
**Fig.1.9: Tensão senoidal e corrente pulsada.**



**Fig.1.10: Potência instantânea.**

### 1.2.3 - Comparações

Uma fonte de tensão com componentes em  $n$  freqüências, pode ser representada pela associação série de  $n$  fontes de tensão senoidais, cada uma representando uma componente da original. Da mesma forma, uma carga representada por uma fonte de corrente com componentes em  $m$  freqüências pode ser representada pela associação em paralelo de  $m$  fontes de corrente senoidais, cada uma representando uma componente da original. A Fig.1.11 apresenta o circuito equivalente para  $n=m=3$ .



**Fig.1.11: Circuito equivalente para  $m=n=3$ .**

Para as formas de onda apresentadas na Fig.1.1, com fator de potência unitário, tem-se uma fonte de tensão representada pela soma de 3 parcelas de tensão em diferentes freqüências. A carga equivalente pode ser representada por três fontes de corrente em paralelo, cada uma com freqüência igual e amplitude proporcional às tensões da fonte de alimentação. Tem-se portanto fator de potência unitário, já que as três fontes de corrente podem ser substituídas por um resistor.

No entanto, analisando por sobreposição, observa-se que apesar de se ter fator de potência unitário, cada componente de corrente circula pelas três fontes de tensão, gerando potência ativa quando circula pela fonte de mesma freqüência, mas gerando potência reativa quando circula pelas outras duas fontes, que apresentam freqüências diferentes. Mesmo assim, pela definição apresentada, a potência reativa total é nula.

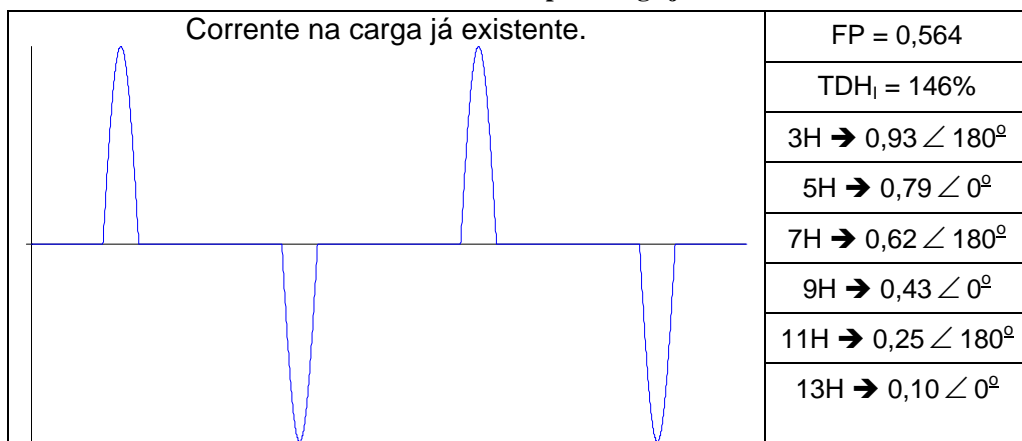
Quando se dispõe de um sistema com tensão distorcida, pode-se questionar se é mais desejável uma corrente igualmente distorcida, mas com fator de potência unitário; ou uma corrente perfeitamente senoidal, mas com fator de potência menor.

Ou ainda, uma corrente distorcida e com forma de onda diferente da tensão. Pode-se citar como exemplo um filtro ativo paralelo, que apesar de apresentar baixo fator de potência e elevada taxa de distorção da corrente, quando analisado individualmente, se for associado de forma conveniente às cargas já existentes, pode ser benéfico para o sistema elétrico. Ou seja, a melhor corrente que uma carga pode drenar, para a rede, depende também das outras cargas.

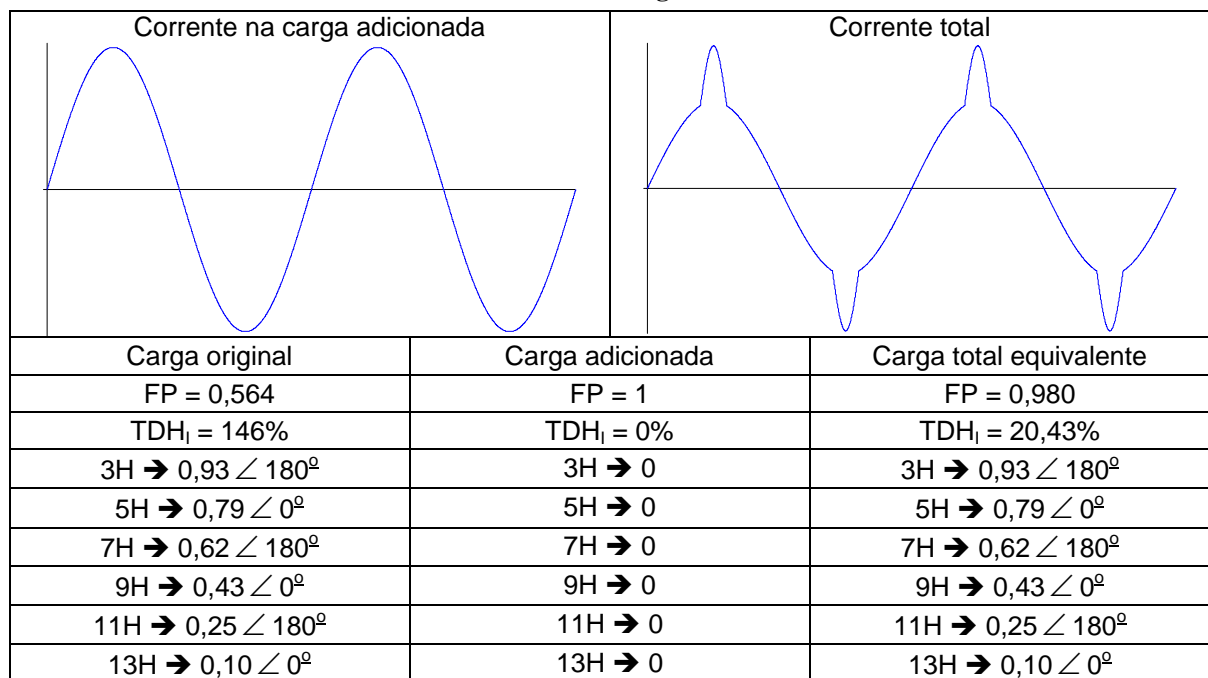
O objetivo é demonstrar que o comportamento de uma carga não pode ser analisado individualmente, mas sim sua influência no sistema como um todo. Além disso, alguns fatores de desempenho utilizados para avaliar as cargas, como fator de potência ou taxa de distorção harmônica da corrente, podem não ser suficientes para uma boa avaliação, apresentando muitas vezes resultados imprecisos ou até mesmo invertidos.

Pode-se supor, por exemplo, um conjunto de cargas, alimentado por uma fonte de tensão perfeitamente senoidal, drenando uma corrente pulsada, conforme mostrado na Tab.1.1. Se uma nova carga precisa ser colocada em paralelo com a existente, surge a questão: qual a melhor forma de onda de corrente que deve ser drenada pela nova carga? São apresentadas a seguir 4 situações distintas, para comparação dos resultados, da Tab.1.2 à Tab.1.5.

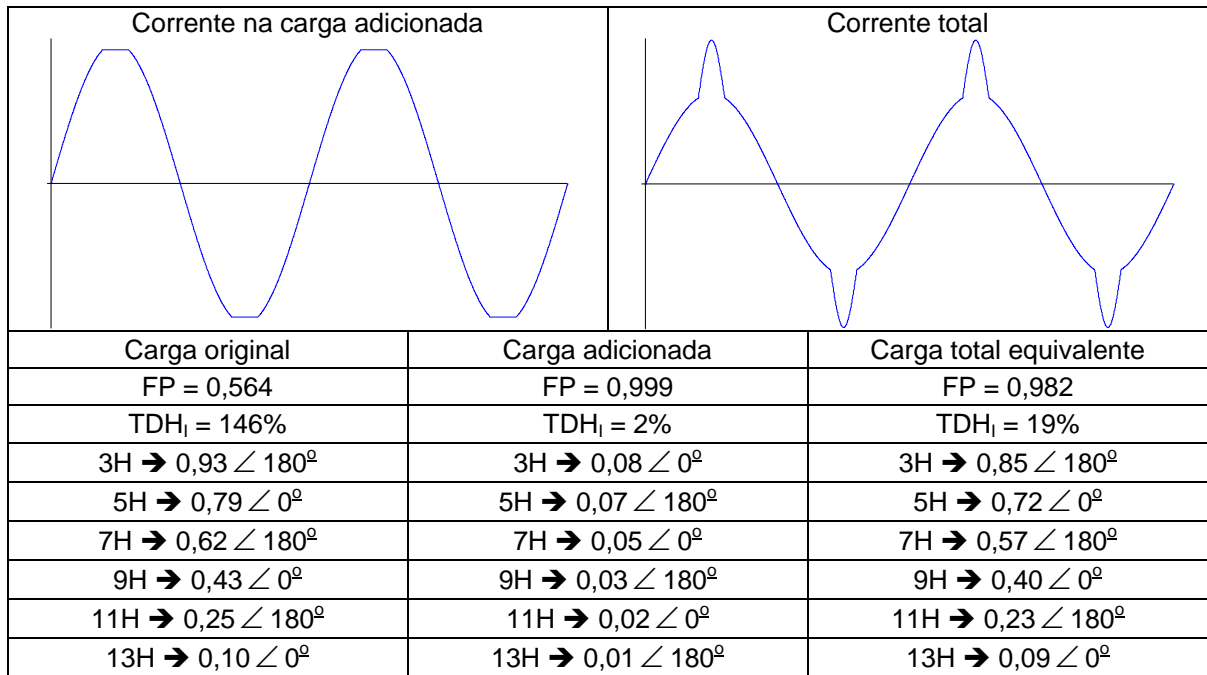
**Tab.1.1: Corrente drenada pela carga já existente.**



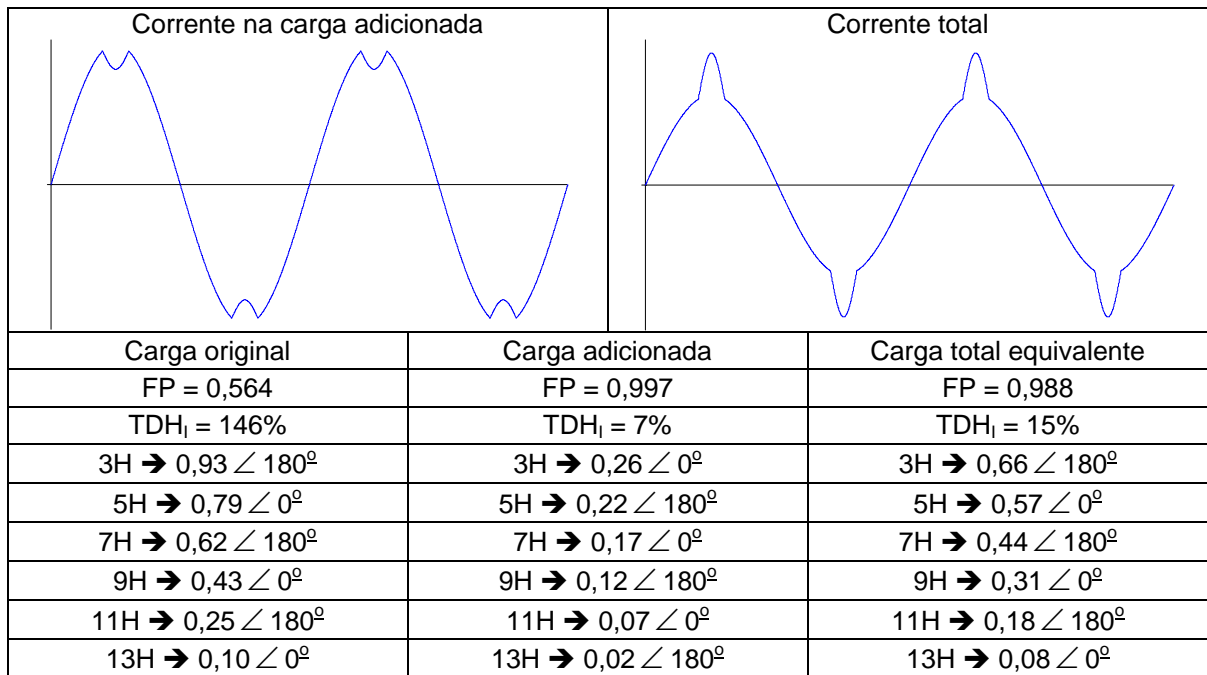
**Tab.1.2: Carga 1.**



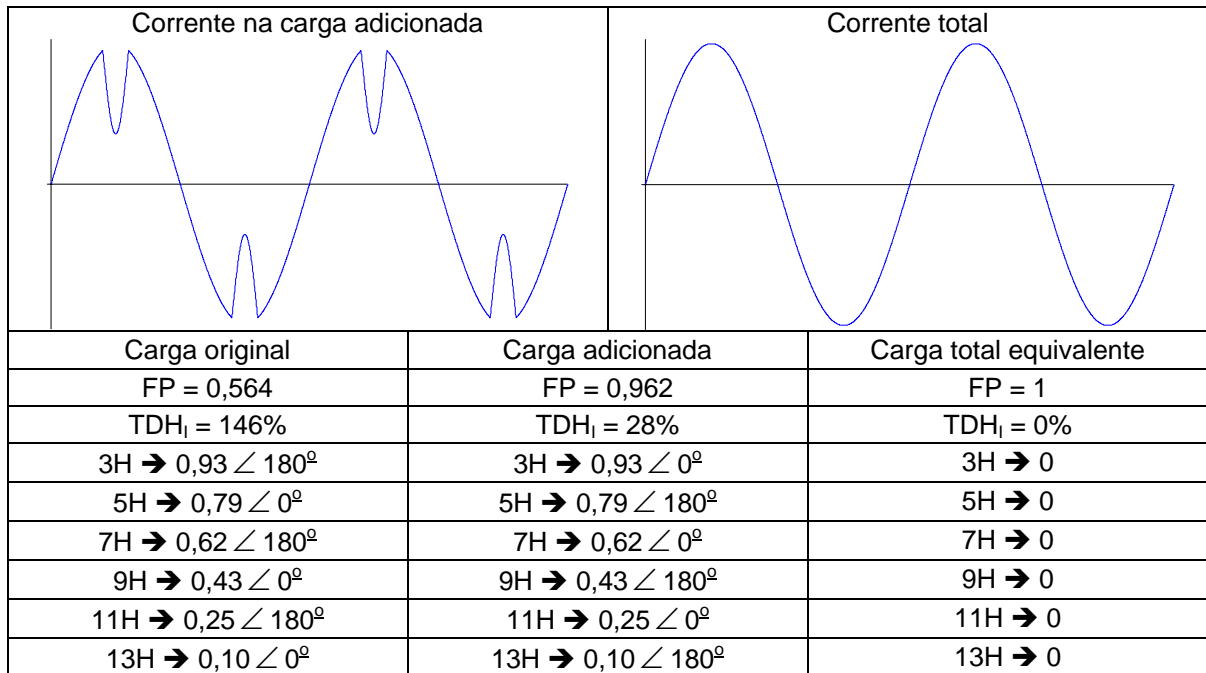
**Tab.1.3: Carga 2.**



**Tab.1.4: Carga 3.**



Tab.1.5: Carga 4.



Dentre as opções apresentadas, observa-se que a carga 4, apresentada na Tab.1.5 é a mais benéfica para o sistema como um todo, apesar de apresentar, individualmente, a maior taxa de distorção harmônica e o menor fator de potência.

Por outro lado, a carga 1, apresentada na Tab.1.2, foi a pior opção para o sistema, apesar de apresentar corrente perfeitamente senoidal, com fator de potência unitário e taxa de distorção harmônica da corrente nula.

Não se pode afirmar, de maneira geral, que a distorção na corrente seja melhor para o sistema, no entanto é desejável que a nova carga drene componentes harmônicas em oposição de fase com as componentes drenadas pelas cargas já existentes, e com amplitude de cada harmônica limitada nas respectivas amplitudes da carga existente. Trata-se do princípio de operação dos filtros ativos paralelos.

Esta característica faz com que as componentes harmônicas circulem localmente. Usualmente, os filtros ativos paralelo são projetados para corrigir cargas específicas, bem conhecidas, mas não processam potência ativa. Mas é possível que um retificador pwm, além de processar potência ativa, compense as harmônicas injetadas na rede por outras cargas não-lineares.

Na rede comercial de energia elétrica, observa-se uma distorção característica na tensão, proveniente da circulação de componentes harmônicas de corrente sobre as impedâncias do sistema, como linhas de transmissão, transformadores, etc.

Da mesma forma como nos exemplos apresentados, devido às cargas não-lineares existentes, que drenam correntes com elevado conteúdo harmônico, novas



cargas, com correntes distorcidas, podem ser mais benéficas para o sistema, reduzindo a circulação total de harmônicas de corrente e reduzindo a distorção da tensão disponibilizada nas extremidades das linhas de transmissão.

Na prática, sabe-se que as cargas não-lineares mais abundantes, os retificadores a diodo, drenam correntes pulsadas, com elevada amplitude próximo ao pico da tensão. Pela característica indutiva da impedância equivalente do sistema, tem-se uma tensão tipicamente “achatada”.

Como foi apresentado, cargas que drenam correntes senoidais, com “afundamento” nos picos, como nos exemplos apresentados na Tab.1.4 e na Tab.1.5, são mais benéficas. Mesmo cargas com correntes “achatadas”, seguindo o formato da tensão, podem ser mais benéficas que correntes perfeitamente senoidais.

### **1.3 - FATORES DE DESEMPENHO EM SISTEMAS TRIFÁSICOS**

Alguns fatores de desempenho referem-se exclusivamente a sistemas monofásicos. Sua interpretação algumas vezes é estendida para sistemas trifásicos, mas não se deve perder de vista esta limitação.

#### **1.3.1 - Taxa de Distorção Harmônica**

A taxa de distorção harmônica pode referir-se apenas a uma corrente ou tensão, portanto somente a uma das fases. Ao se avaliar, por exemplo, uma carga trifásica, citando determinada taxa de distorção harmônica para as correntes, supõe-se que todas apresentam a mesma distorção.

#### **1.3.2 - Fator de Potência**

O fator de potência é um conceito monofásico, de forma que só pode se referir a uma das fases. Embora, por definição, a potência instantânea ou a potência média (ativa) total do sistema possa ser dada pela soma das potências em cada uma das fases, o mesmo não é válido para a potência aparente.

Existe na literatura uma análise denominada teoria de potência ativa e reativa instantânea [35], proposta pela primeira vez por Akagi et Al. (1983), aplicada a sistemas trifásicos, que na verdade trata-se de uma ferramenta bastante útil para o controle das correntes de linha, aplicada principalmente em filtros ativos.

Entretanto, esta teoria não coincide com a definição original de fator de potência. Nesta análise, as potências instantâneas são divididas em duas parcelas, a potência ativa é aquela que efetivamente é transferida para a carga, enquanto que a potência

---

denominada reativa refere-se àquela “trocada” entre as fases. Por exemplo, esta análise prevê ondulação na potência ativa instantânea, enquanto que na definição original, a potência ativa corresponde à potência média, para um determinado período. Trata-se também de uma ferramenta de análise bastante útil, mas difere do conceito original de fator de potência. Embora, no limite, com tensões e correntes senoidais, coincide também com o conceito clássico de fator de potência.

Além disso, como o fator de potência é o resultado da divisão do valor médio do produto tensão x corrente, pela multiplicação dos valores eficazes de tensão e corrente, é necessário ao menos um período de rede para calcular o fator de potência. Por definição, consiste na operação do resultado de integrais.

Pela definição apresentada na (Eq.1.4), a potência aparente é definida simplesmente como o produto entre tensão e corrente eficaz sobre um certo elemento de circuito. De maneira geral, a potência aparente de um sistema qualquer não é dada simplesmente pela soma das potências aparentes, embora em casos particulares possa coincidir.

Apesar de ser um conceito monofásico, referindo-se apenas a um elemento de circuito (uma carga monofásica por exemplo), na prática costuma-se atribuir fator de potência a sistemas trifásicos, definindo a potência aparente total como a soma das potências aparentes em cada uma das fases. Este procedimento, na verdade, calcula a média ponderada (em função da potência ativa) dos fatores de potência em cada uma das fases. Sabe-se que:

$$FP_1 = \frac{P_1}{S_1} \quad FP_2 = \frac{P_2}{S_2} \quad FP_3 = \frac{P_3}{S_3} \quad (\text{Eq.1.85})$$

Costuma-se definir o fator de potência de um sistema trifásico por:

$$FP = \frac{P_1 + P_2 + P_3}{S_1 + S_2 + S_3} \quad (\text{Eq.1.86})$$

Assim, a (Eq.1.86) pode ser escrita como:

$$FP = \frac{P_1 + P_2 + P_3}{S_1 + S_2 + S_3} = \frac{P_1}{S_1} \cdot \frac{S_1}{S_1 + S_2 + S_3} + \frac{P_2}{S_2} \cdot \frac{S_2}{S_1 + S_2 + S_3} + \frac{P_3}{S_3} \cdot \frac{S_3}{S_1 + S_2 + S_3} \quad (\text{Eq.1.87})$$

$$FP = \frac{P_1 + P_2 + P_3}{S_1 + S_2 + S_3} = FP_1 \cdot \frac{S_1}{S_1 + S_2 + S_3} + FP_2 \cdot \frac{S_2}{S_1 + S_2 + S_3} + FP_3 \cdot \frac{S_3}{S_1 + S_2 + S_3} \quad (\text{Eq.1.88})$$

Entretanto, a potência aparente total não pode ser calculada simplesmente pela soma das potências aparentes em cada uma das fases, já que é um conceito válido para um determinado elemento de circuito, relacionando a tensão e a corrente sobre ele.

Desta forma, o fator de potência calculado pela (Eq.1.86) representa uma média ponderada dos fatores de potência em cada uma das fases, em função da soma escalar das potências aparentes, como se observa na (Eq.1.88).

A potência aparente pode ser interpretada como uma grandeza vetorial, não se podendo simplesmente somar seu módulo. Apenas para sistemas com fator de potência elevado, onde a potência aparente é aproximadamente igual à potência ativa, a (Eq.1.86) pode ser utilizada para calcular uma média ponderada do fator de potência nas três fases.

### 1.3.3 - Fator de Ondulação de Potência

Para o fator de ondulação de potência, é possível uma avaliação que abranja sistemas trifásicos, observando a definição apresentada na (Eq.1.84), a potência instantânea total é dada pela soma das potências instantâneas em cada fase. A potência média é dada pela integral da potência instantânea, lembrando que a integral da soma é igual à soma das integrais, tem-se que a potência média, ou ativa, do sistema, é dada pela soma das potências médias em cada uma das fases. É possível então calcular o FOP para o sistema como um todo.

$$P(t) = P_1(t) + P_2(t) + P_3(t) \quad (\text{Eq.1.89})$$

$$P = P_{med} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T P(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T [P_1(t) + P_2(t) + P_3(t)] \cdot dt \quad (\text{Eq.1.90})$$

$$P = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T P_1(t) \cdot dt + \frac{1}{T} \cdot \int_0^T P_2(t) \cdot dt + \frac{1}{T} \cdot \int_0^T P_3(t) \cdot dt \quad (\text{Eq.1.91})$$

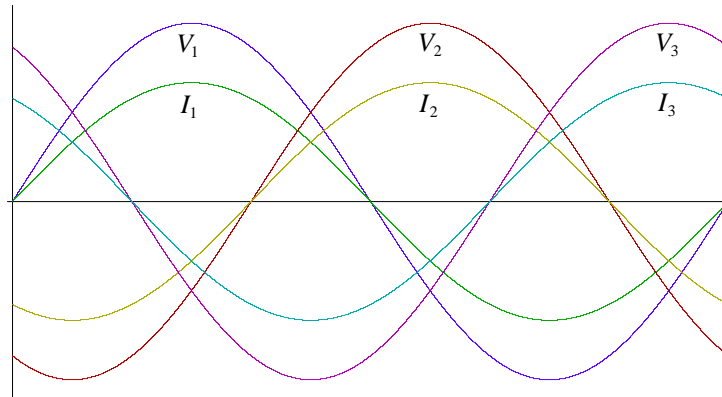
$$P = P_1 + P_2 + P_3 \quad (\text{Eq.1.92})$$

$$P_{PICO} = \max[P_1(t) + P_2(t) + P_3(t)] \quad (\text{Eq.1.93})$$

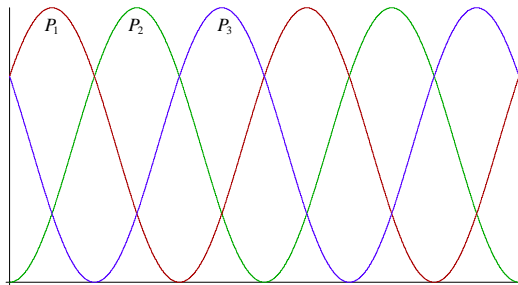
$$FOP = \frac{P_{PICO}}{P} \quad (\text{Eq.1.94})$$

Deve-se observar que o FOP de cada uma das fases é diferente do FOP total do sistema. Por exemplo, um sistema monofásico alimentando uma carga resistiva, apresenta FOP=2, como se observa nas Fig.1.3 e Fig.1.4. Já para um sistema trifásico alimentando uma carga resistiva trifásica balanceada, tem-se FOP=1, pois ao se somar

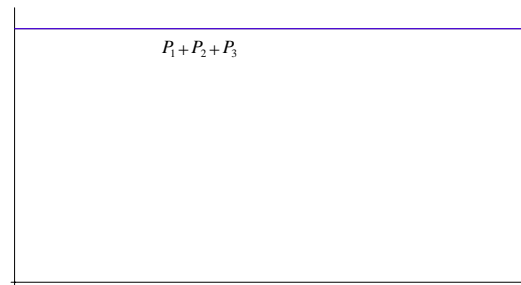
as curvas de potência de cada uma das fases, obtém-se uma curva de potência instantânea constante, ou seja, sem ondulação, como ilustram as figuras a seguir.



**Fig.1.12: Tensão e corrente nas três fases de um sistema trifásico alimentando uma carga resistiva balanceada.**



**Fig.1.13: Potência instantânea em cada uma das fases**



**Fig.1.14: Potência instantânea total do sistema trifásico..**

Para tensões e correntes perfeitamente senoidais e balanceadas, tem-se:

$$\begin{cases} V_1(t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \\ V_2(t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t - 120^\circ) \\ V_3(t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + 120^\circ) \\ V_1(t) + V_2(t) + V_3(t) = 0 \end{cases} \quad \begin{cases} I_1(t) = I_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \\ I_2(t) = I_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t - 120^\circ) \\ I_3(t) = I_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + 120^\circ) \\ I_1(t) + I_2(t) + I_3(t) = 0 \end{cases} \quad (\text{Eq.1.95})$$

$$\begin{cases} P_1(t) = V_p \cdot I_p \cdot [\text{sen}(\omega \cdot t)]^2 \\ P_2(t) = V_p \cdot I_p \cdot [\text{sen}(\omega \cdot t - 120^\circ)]^2 \\ P_3(t) = V_p \cdot I_p \cdot [\text{sen}(\omega \cdot t + 120^\circ)]^2 \\ P(t) = P_1(t) + P_2(t) + P_3(t) \end{cases} \quad (\text{Eq.1.96})$$

$$\begin{cases} P_1(t) = V_p \cdot I_p \cdot \left[ \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t) \right]^2 \\ P_2(t) = V_p \cdot I_p \cdot \left[ \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t - 120^\circ) \right]^2 \\ P_3(t) = V_p \cdot I_p \cdot \left[ \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t + 120^\circ) \right]^2 \end{cases} \quad (\text{Eq.1.97})$$

$$P(t) = \frac{3}{2} \cdot V_p \cdot I_p - \frac{1}{2} \cdot [\cos(2 \cdot \omega \cdot t) + \cos(2 \cdot \omega \cdot t - 120^\circ) + \cos(2 \cdot \omega \cdot t + 120^\circ)] \quad (\text{Eq.1.98})$$

Mas:

$$\cos(2 \cdot \omega \cdot t) + \cos(2 \cdot \omega \cdot t - 120^\circ) + \cos(2 \cdot \omega \cdot t + 120^\circ) = 0 \quad (\text{Eq.1.99})$$

Então:

$$P(t) = \frac{3}{2} \cdot V_p \cdot I_p = cte. \quad (\text{Eq.1.100})$$

Observa-se que as curvas de potência instantânea em cada uma das fases apresentam um nível médio, correspondente à potência ativa, acrescida de uma componente senoidal com frequência igual ao dobro da frequência da rede.

No capítulo 2, quando será apresentado o Boost monofásico utilizado na correção de fator de potência (Boost PFC monofásico), será observado que é inevitável uma ondulação na tensão de saída com frequência igual ao dobro da frequência da rede, exatamente por esta característica na curva de potência instantânea. Esta ondulação pode ser atenuada, com o aumento da capacitância na saída, de forma que este capacitor absorve ondulação de potência, absorvendo energia da rede nos pontos de máxima potência e fornecendo esta energia acumulada para a carga, nos intervalos de mínima potência.

Já para sistemas trifásicos, alimentando cargas balanceadas, drenando da rede correntes senoidais e em fase com as tensões, observa-se que a curva de potência instantânea é idêntica a de um sistema em corrente contínua (CC), ou seja, sem ondulação. Por isso o FOP é importante para avaliar um sistema trifásico, explicitando o balanço de potência entre as fases.

Também por esta característica, como será apresentado mais adiante, nos retificadores PWM trifásicos, idealmente, não há ondulação na tensão na saída, pois como a potência instantânea é constante, a corrente injetada na carga também será constante, exceto pelas componentes de alta frequência (comutação).

## 1.4 - CONVERSORES CA-CC - RETIFICADORES

Denomina-se retificador o equipamento capaz de converter tensão/corrente alternada (CA) em tensão/corrente contínua (CC). Retificadores controlados são assim caracterizados quando há um controle da tensão média de saída.

Os primeiros retificadores, ainda utilizavam válvulas, e as estruturas em meia ponte ou de ponto médio eram as mais empregadas, pois as válvulas com um só cátodo e vários ânodos facilitavam a implementação.

Atualmente, os retificadores empregam semicondutores de potência, onde as topologias mais utilizadas são as de ponte completa, otimizando o aproveitamento do transformador de entrada.

Os retificadores podem processar variados níveis de potência, desde uma fração de watt, até centenas de megawatts (como em linhas de transmissão em CC). Além disso, para potências elevadas (acima de 2kW ou 3 kW), são utilizados retificadores trifásicos, com o objetivo de equilibrar a potência drenada de cada fase.

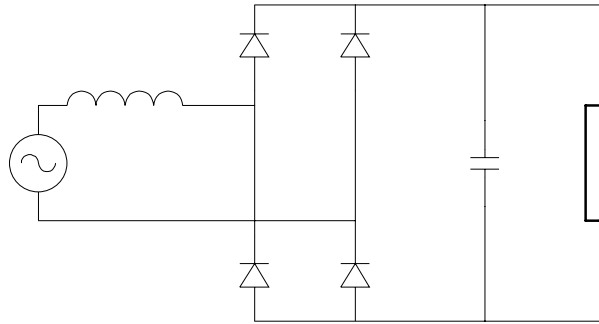
Para evitar os problemas já citados, com relação à distorção harmônica das correntes drenadas pelos retificadores convencionais, surgem algumas topologias de retificadores com reduzida taxa de distorção das correntes drenadas, que podem ser divididos em dois grandes grupos: passivos e ativos. A seguir, serão apresentados alguns exemplos de retificadores convencionais, passivos (não-controlados) e ativos (controlados).

O objetivo deste trabalho é estudar os retificadores trifásicos ativos, se utilizando de análises para os monofásicos, estendendo por analogia alguns resultados, para facilitar o estudo dos trifásicos.

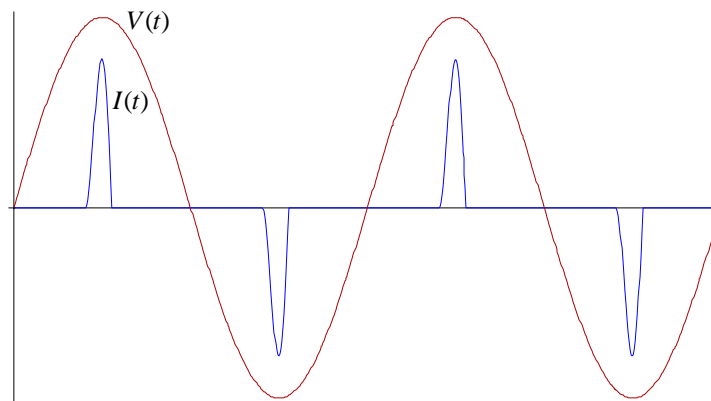
### 1.4.1 - Retificadores Convencionais

A Fig.1.15 apresenta a estrutura do retificador monofásico de onda completa em ponte, com filtro capacitivo na saída. Apesar do foco deste trabalho estar voltado para os retificadores trifásicos, é imprescindível a apresentação desta estrutura, responsável pela maior quantidade de cargas não-lineares ligadas à rede comercial, já que a maior parte dos equipamentos eletrônicos consome baixa potência, sendo desta forma monofásicos.

Deve-se observar que as indutâncias de entrada representam as impedâncias de linha, indutâncias de dispersão dos transformadores, dentre outras. A Fig.1.16 apresenta as formas de onda características de tensão e corrente.

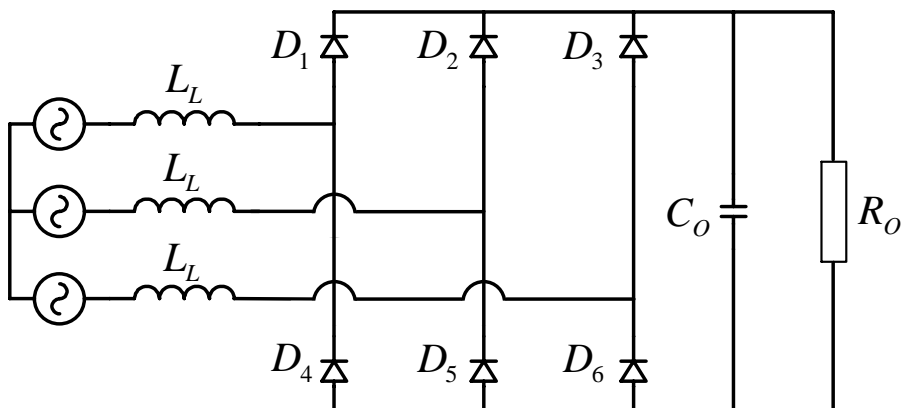


**Fig.1.15: Retificador monofásico em ponte.**



**Fig.1.16: Formas de onda de tensão e corrente para o retificador monofásico em ponte.**

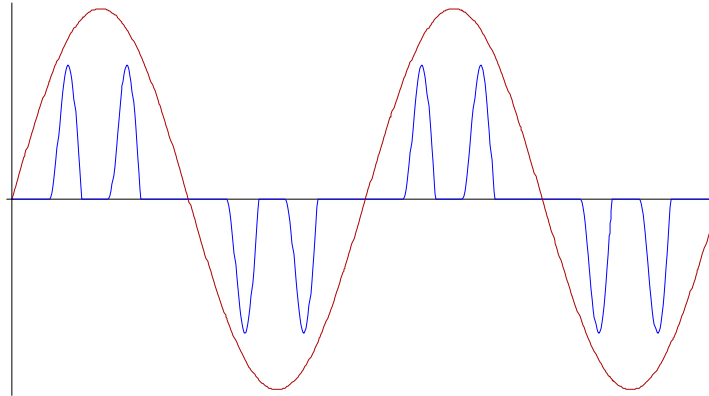
A seguir, é apresentada na Fig.1.17 uma das estruturas mais empregadas industrialmente, o retificador trifásico de onda completa, também conhecido como Ponte de Graetz. A estrutura apresentada também utiliza filtro capacitivo na saída. Deve-se observar que as indutâncias  $L_L$  são as indutâncias de linha (acrescidas das indutâncias de dispersão dos transformadores e de outras possíveis indutâncias parasitas).



**Fig.1.17: Ponte de Graetz.**

Esta estrutura, assim como sua versão monofásica, apresenta como principais vantagens: robustez, baixo peso, volume e custo, além da simplicidade. No entanto,

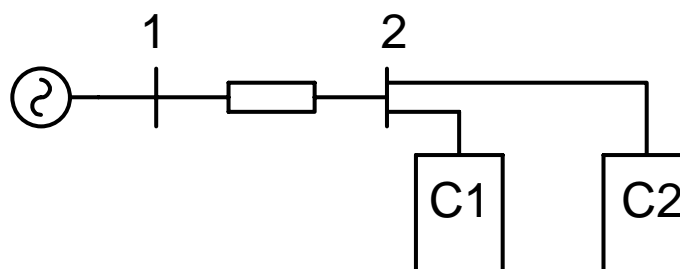
apresenta uma desvantagem muito grande no que diz respeito à corrente de entrada, que apresenta uma taxa de distorção harmônica muito elevada e baixo fator de potência. A Fig.1.18 apresenta as formas de onda de tensão e corrente na fase 1.



**Fig.1.18: Tensão e corrente de entrada para a ponte de Graetz.**

Com os parâmetros simulados, obteve-se para a estrutura monofásica uma taxa de distorção harmônica da corrente de 190%, enquanto que para o trifásico foi de 125%. A distorção da corrente está diretamente ligada aos valores das indutâncias de entrada, que determinam limites para as derivadas de corrente. Ainda, o fator de potência para o monofásico foi de 0,47, enquanto que para o trifásico, para cada fase, o fator de potência foi de 0,62 (simetria entre as fases). Além disso, como se sabe, estas estruturas são as principais responsáveis pela deformação nas tensões disponíveis na rede comercial.

Para ilustrar este efeito, foi efetuada uma simulação, onde um gerador trifásico alimenta, através de uma linha de transmissão, um conjunto de cargas não-lineares, compostas de retificadores convencionais. O diagrama unifilar é apresentado na Fig.1.19:

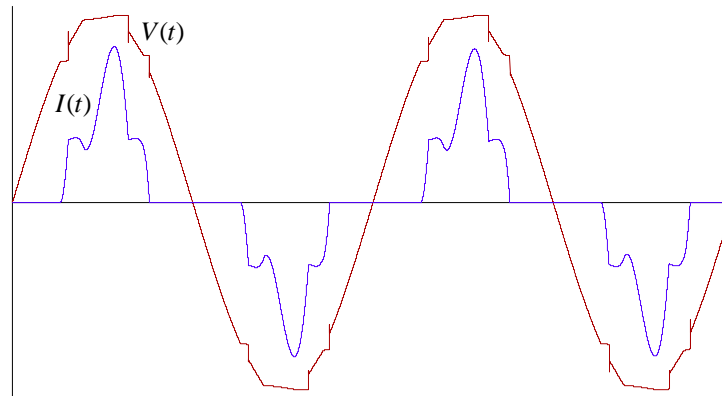


**Fig.1.19: Diagrama unifilar, onde um gerador trifásico alimenta um conjunto de cargas não-lineares, através de uma linha de transmissão.**

Para o diagrama unifilar da Fig.1.19, a barra 1 apresenta tensões perfeitamente senoidais; a linha de transmissão foi modelada como uma indutância pura; a carga C1 é composta por três retificadores convencionais monofásicos, com filtro capacitivo, conforme apresentado na Fig.1.15; a carga C2 representa um retificador trifásico convencional, conforme apresentado na Fig.1.17.



Foram escolhidos retificadores convencionais para representar as cargas C1 e C2, por serem as principais cargas não-lineares alimentadas pela rede comercial no Brasil atualmente. Apesar do sistema elétrico não alimentar somente cargas dessa natureza, seu efeito sobre a tensão terminal se sobrepõe ao das demais cargas.



**Fig.1.20: Corrente total na linha de transmissão e tensão na barra 2.**

Observa-se que, devido à natureza indutiva do modelo utilizado para modelar a linha de transmissão, que na verdade reproduz bem o modelo real, observam-se as maiores deformações na tensão nos pontos em que ocorrem as maiores derivadas de corrente, e não necessariamente nos picos de corrente.

Analisando a Fig.1.16, nota-se que os retificadores monofásicos são responsáveis pelas maiores deformações na tensão próximo ao seu pico, enquanto que os trifásicos deformam próximo a  $60^\circ$  e  $120^\circ$ . Essa observação é feita de maneira geral, pois o formato das correntes também depende da dimensão dos capacitores de saída e das indutâncias de linha.

#### 1.4.2 - Retificadores Passivos

Como o trabalho está focado no estudo dos retificadores trifásicos, não serão apresentadas topologias de retificadores passivos (não controlados) monofásicos.

Serão apresentadas algumas topologias de retificadores trifásicos passivos, ou seja, que não apresentam interruptores comandados. Como se encontra na literatura uma grande quantidade de topologias para retificadores passivos trifásicos, serão apresentadas algumas das topologias consideradas de maior relevância, as mais utilizadas e, reconhecidamente, de melhor desempenho.

Nas estruturas que serão apresentadas, para melhorar o formato da corrente drenada da rede, são utilizados elementos passivos, como indutores, capacitores e transformadores associados com ligações convenientes.

### A - Ponte trifásica de diodos com filtro capacitivo na saída e filtro indutivo na entrada

Esta topologia consiste simplesmente em adicionar indutâncias na entrada dos retificadores convencionais, aumentando a indutância equivalente e controlando a derivada das correntes. A qualidade das correntes obtidas varia com a dimensão das indutâncias adicionadas.

A Fig.1.21 apresenta a ponte trifásica de diodos, com filtro capacitivo na saída e filtro indutivo na entrada:

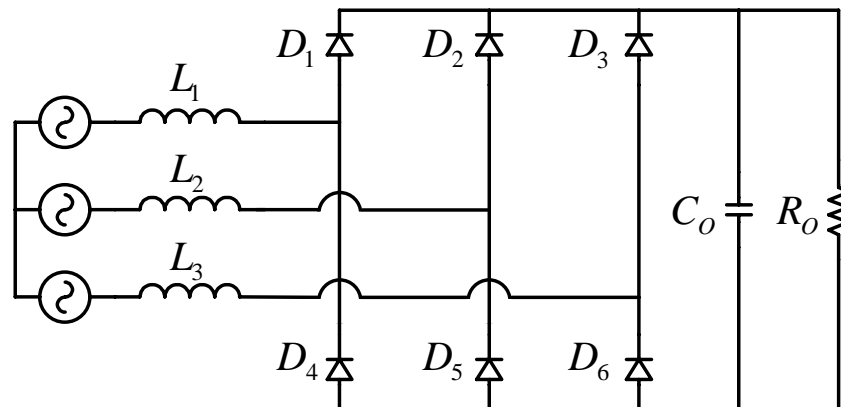


Fig.1.21: Ponte trifásica de diodos com filtro capacitivo na saída e filtro indutivo na entrada.

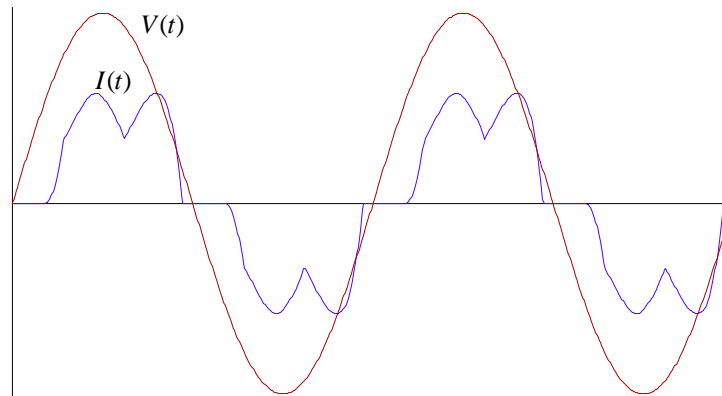
Este circuito também apresenta como vantagem a robustez e a simplicidade. Além disso, em relação à ponte de Graetz, pode apresentar uma significativa redução na taxa de distorção harmônica das correntes de entrada e um conseqüente aumento do fator de potência.

Deve-se no entanto ficar atento para o fato de que um aumento das indutâncias de filtro diminui a taxa de distorção harmônica, mas aumenta o defasamento da componente fundamental da corrente (enquanto ainda estiver em condução descontínua), aumentando o fator de deslocamento, o que pode reduzir o fator de potência.

As desvantagens desta estrutura dizem respeito novamente à corrente de entrada, que apesar de apresentar uma melhora em relação à ponte de Graetz, ainda apresenta taxa de distorção harmônica elevada e baixo fator de potência. Além disso, se comparada à ponte Graetz, esta estrutura apresenta um aumento no custo, peso e volume, devido aos indutores de entrada.

A tensão de saída depende da carga, podendo-se no entanto controlar a tensão de saída substituindo os diodos por tiristores, todavia, assim como para a ponte de

Graetz, esta solução distorce ainda mais a corrente de entrada. A Fig.1.22 mostra as formas de onda de tensão e corrente na entrada do conversor, para a fase 1.

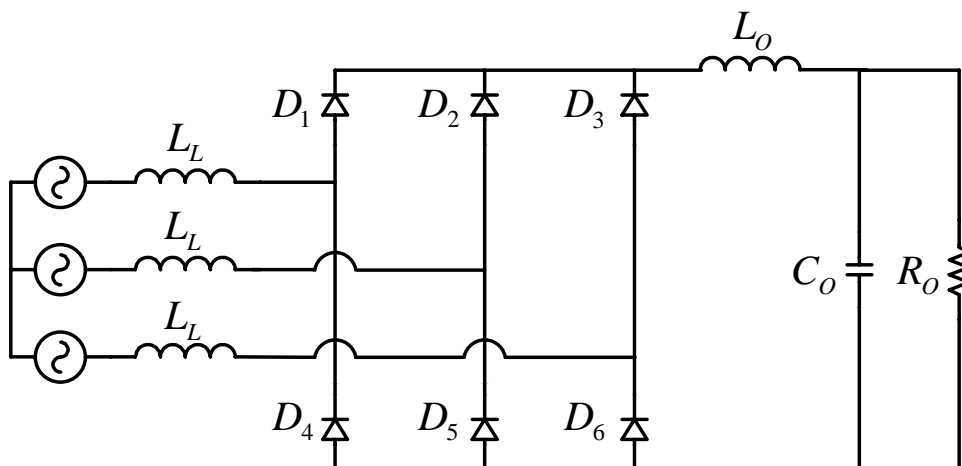


**Fig.1.22: Tensão e corrente de entrada na fase 1.**

Para os parâmetros simulados, foram obtidos:  $TDH_1 = 30\%$ ;  $\cos(\phi) = 0,96$  e  $FP=0,92$ .

### B - Ponte trifásica de diodos, com filtro LC na saída

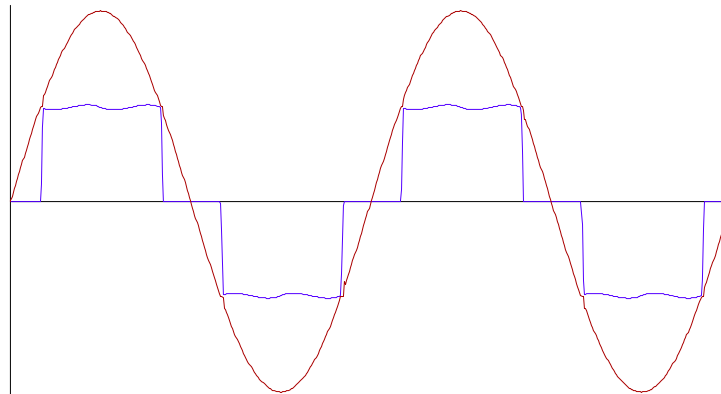
O princípio desta estrutura está na adição de um indutor de filtragem em série com a carga e o capacitor de saída, como mostra a Fig.1.23.



**Fig.1.23: Ponte trifásica de diodos, com filtro LC de saída.**

Esta topologia apresenta uma menor taxa de distorção harmônica e melhor fator de potência, em relação à estrutura apresentada no item anterior, podendo inclusive utilizar um capacitor de saída menor, além de ser uma topologia simples e bastante robusta. Apresenta como desvantagem o volume, peso e custo do indutor de filtragem, já que opera em baixa frequência e com componente CC de corrente.

A Fig.1.24 mostra as formas de onda de tensão e corrente de entrada características, na fase 1.

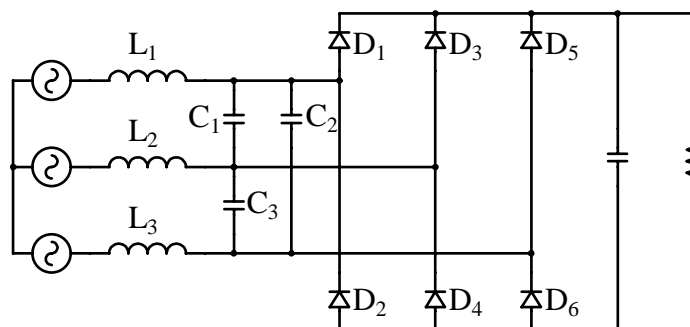


**Fig.1.24: Tensão e corrente de entrada na fase 1.**

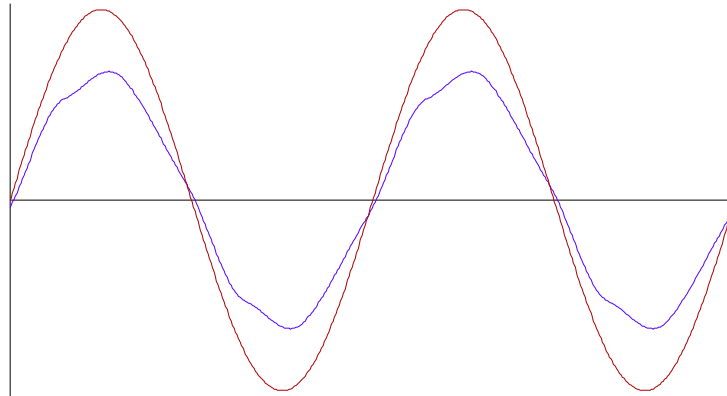
Para os parâmetros simulados, foram obtidos:  $TDH_1 = 30\%$ ;  $\cos(\phi) = 0,999$  e  $FP=0,96$ . Como se pode observar na Fig.1.21, apesar da melhora na taxa de distorção harmônica das correntes e no fator de potência, ainda se tem uma elevada distorção nas correntes.

### C – Retificador passivo LC

A Fig.1.25 apresenta a topologia do retificador passivo LC trifásico. Deve-se observar que a ponte retificadora e o filtro LC não operam de forma independente, mas interagem entre si, formando uma estrutura única. Não pode ser interpretado como um retificador com um filtro na entrada, pois as estruturas não operam de maneira independente.



**Fig.1.25: Retificador passivo LC trifásico.**



**Fig.1.26: Tensão e corrente em uma das fases.**

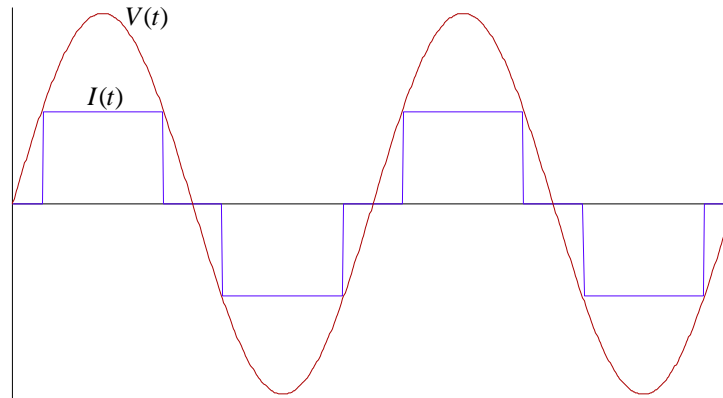
Projetando-se de forma conveniente conforme apresentado em [7], pode-se garantir o formato quase senoidal das correntes de entrada, com defasamento nulo. Neste exemplo tem-se  $TDH_1 = 4,4\%$  e  $FP=0,999$ .

Este conversor apresenta grande robustez, simplicidade e facilidade de implementação, com correntes de excelente qualidade. No entanto, devido à dimensão dos elementos passivos, esta estrutura é recomendada para aplicações específicas, como sistemas onde a frequência da rede CA é mais elevada (sistemas embarcados, por exemplo), o que reduz o volume dos elementos passivos. Além disso, recomenda-se para aplicações com reduzidas variações de carga, o que causa defasamento entre correntes e tensões de entrada.

## **D – Retificadores de Múltiplos Pulsos**

Nos retificadores trifásicos sem neutro, onde a carga tem característica indutiva, ou seja, corrente com reduzida ondulação, as correntes de entrada são compostas, além da componente fundamental, pelas harmônicas de ordem  $6.n+1$  ( $n=1,2,3\dots$ ), são os conversores de 6 pulsos. Podem ser obtidos através da conexão direta do retificador à rede trifásica, ou de forma isolada, geralmente através de transformador na conexão  $\Delta$ -Y.

As correntes apresentam defasamento nulo em relação às tensões, com uma taxa de distorção harmônica de 30%, e um fator de potência de 0,96.

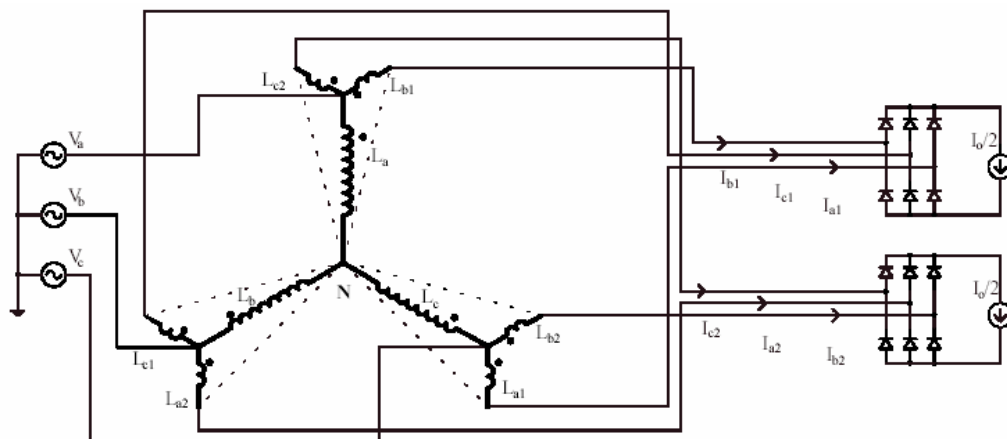


**Fig.1.27: Tensão e corrente em uma das fases para o retificador de 6 pulsos.**

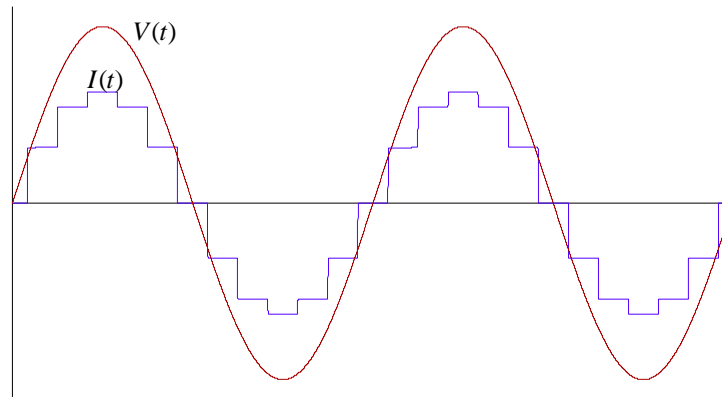
Para reduzir o conteúdo harmônico das correntes, deve-se aumentar o número de pulsos. Os conversores de 12 pulsos são obtidos a partir de dois conjuntos de 6 pulsos, defasados de  $30^\circ$  entre si. Restam apenas as componentes harmônicas de ordem  $12.n+1$  ( $n=1,2,3\dots$ ).

Pode ser implementado, por exemplo, através de uma conexão  $\Delta$ -Y, que defasa em  $30^\circ$ , devendo-se alterar a relação de transformação em  $\sqrt{3}$  vezes para ajustar as amplitudes. Desta forma, liga-se uma das pontes diretamente na rede e outra através da conexão  $\Delta$ -Y.

Pode-se implementar os conversores de 12 pulsos através de diversas conexões, conforme apresentado em [5], como  $\Delta$ -diferencial, Y-diferencial,  $\Delta$ /Z-Z ou  $\Delta$ /P-P (polígono). A Fig.1.26 mostra um exemplo de conexão Y-diferencial de 12 pulsos e a Fig.1.27 apresenta as formas de onda de tensão e corrente para uma das fases.



**Fig.1.28: Conexão Y-diferencial de 12 pulsos.**



**Fig.1.29:** Tensão e corrente em uma das fases para o retificador Y-diferencial de 12 pulsos.

Obteve-se  $TDH_I=14,3\%$ , com deslocamento nulo e  $FP=0,990$ . É possível reduzir ainda a distorção das correntes adicionando-se indutores na entrada, devendo-se levar em conta, no entanto, o defasamento causado por eles, que pode reduzir o fator de potência.

Para reduzir ainda mais o conteúdo harmônico das correntes, pode-se utilizar conversores com maior número de pulsos (sempre múltiplos de 6), desta forma um conversor de  $p$  pulsos apresenta correntes com harmônicas de ordem  $p.n+1$  ( $n=1,2,3\dots$ ).

Além disso, com o objetivo de reduzir o peso e o volume dos elementos magnéticos e tornar as aplicações dos conversores de múltiplos pulsos mais atrativas, surgem conversores com princípio similar, porém não isolados. Um destes conversores é o LIT (*Line Interphase Transformer*) com topologias de 12 e 18 pulsos [6].

### 1.4.3 - Retificadores Trifásicos Ativos

Nos retificadores ativos, também conhecidos como retificadores PWM, controla-se ativamente as correntes de entrada, através de semicondutores de potência comandados (que serão denominados interruptores, por não operarem na região linear, encontram-se bloqueados ou conduzindo com mínima queda de tensão).

Geralmente baseiam-se no princípio operacional do conversor Boost, onde através da imposição de tensão sobre os indutores de entrada, controla-se a corrente de linha.

Os retificadores trifásicos passivos, não apresentam características suficientemente boas para serem utilizados em aplicações regulamentadas por normas rígidas, como em fontes de alimentação para sistemas de telecomunicações, além de não ser possível a regulação da tensão de saída.

Nestes casos se faz necessária a utilização de retificadores PWM. Em sistemas monofásicos, quando se deseja fator de potência próximo da unidade, com baixa taxa de distorção harmônica na corrente de entrada, dispõe-se de uma estrutura já consagrada, o Boost PFC monofásico, operando em condução contínua, que é apresentado e estudado no capítulo 2.

Já no caso trifásico, não há uma topologia tão difundida, de forma que algumas são mais recomendadas para certas aplicações. Por exemplo, existem retificadores PWM trifásicos unidirecionais e bidirecionais, com vantagens e desvantagens para ambos.

Por exemplo, se por um lado os bidirecionais permitem operação nos quatro quadrantes, com fluxo de energia nos 2 sentidos, tem-se maior robustez nos unidirecionais, onde por exemplo não há risco de curto de braço, de forma que não é necessário implementar o “tempo morto” para comandar os interruptores.

Existem ainda retificadores 2 e 3 níveis, onde os 3 níveis são recomendados para aplicações com elevada tensão no barramento de saída, pois se pode reduzir a tensão nos interruptores à metade (dependendo da estrutura). Por outro lado, nos conversores 3 níveis surge a necessidade de controlar o balanço de tensão no barramento de saída.

Uma análise mais detalhada será apresentada no capítulo 3, de forma genérica, comparando a similaridade no princípio de controle das correntes de entrada de todas as topologias.

Serão propostas novas estratégias de controle, além de um estudo dos limites físicos de operação de alguns conversores. Será também apresentado um estudo do controle do balanço das tensões de saída para os conversores 3 níveis.



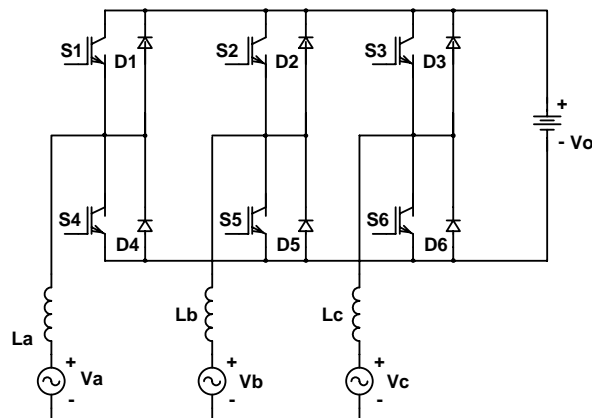
As topologias do tipo BUCK não serão apresentadas, pois não possuem grande interesse prático, pois necessitam de indutores de baixa frequência na saída e de filtros de entrada volumosos. Serão estudadas apenas topologias baseadas no conversor Boost, apresentando algumas características em comum.

Por exemplo, no Boost CC-CC a tensão de saída deve ser maior que a tensão de entrada, de forma que, nos retificadores trifásicos PWM baseados no Boost, a tensão de saída deve ser maior que a tensão de pico de linha da rede CA.

Como este trabalho dedica-se ao estudo dos retificadores trifásicos sem neutro e unidirecionais, são apresentadas a seguir algumas das principais topologias encontradas na literatura.

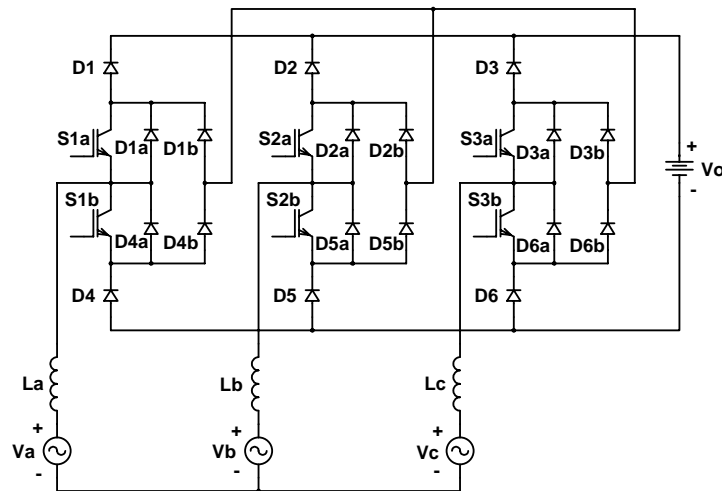
### **Topologias 2 Níveis**

A Fig.1.30 apresenta a estrutura mais conhecida para conversores CA-CC trifásicos, o retificador Boost trifásico bidirecional. Como dito anteriormente, apresenta bidirecionalidade no fluxo de potência. Entretanto, apresenta algumas desvantagens em relação aos unidirecionais, como o risco de curto-circuito do barramento CC. Então para aplicações onde não se faz necessária a bidirecionalidade esta topologia é descartada.



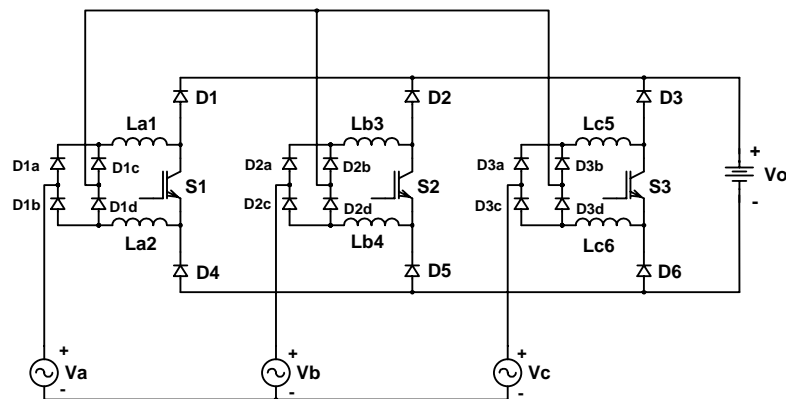
**Fig.1.30: Retificador Boost 2 níveis bidirecional.**

A Fig.1.31 apresenta outra topologia de retificador trifásico dois níveis, onde o comando dos interruptores é bastante simples, podendo-se comandar os interruptores concomitantemente. Porém, devido à diferença de potencial, é necessária a utilização de circuitos de comando isolados. Além disso, ao utilizar interruptores do tipo MOSFET, pode-se utilizar seus diodos intrínsecos.



**Fig.1.31: Retificador Boost trifásico 2 níveis unidirecional.**

A Fig.1.32 apresenta outra topologia de retificador trifásico 2 níveis unidirecional, derivada da topologia apresentada em [8], onde os indutores de entrada estão conectados em uma posição alternativa. Apesar de apresentar o dobro do número de indutores em relação à topologia apresentada na Fig.1.31, cada indutor necessita da metade da indutância para garantir a mesma ondulação de corrente, já que durante a operação do conversor eles se posicionam em série.



**Fig.1.32: Retificador Boost trifásico 2 níveis unidirecional, com 6 indutores de entrada.**

A Fig.1.33 apresenta outra topologia de retificador trifásico 2 níveis unidirecional, apresenta em [9], com a vantagem de utilizar apenas 3 interruptores, onde além do reduzido número de componentes, apresenta grande simplicidade de implementação dos circuitos de controle e comando. Sua topologia sugere uma evolução do Boost PFC monofásico, assim como os demais, mas com menores redundâncias.

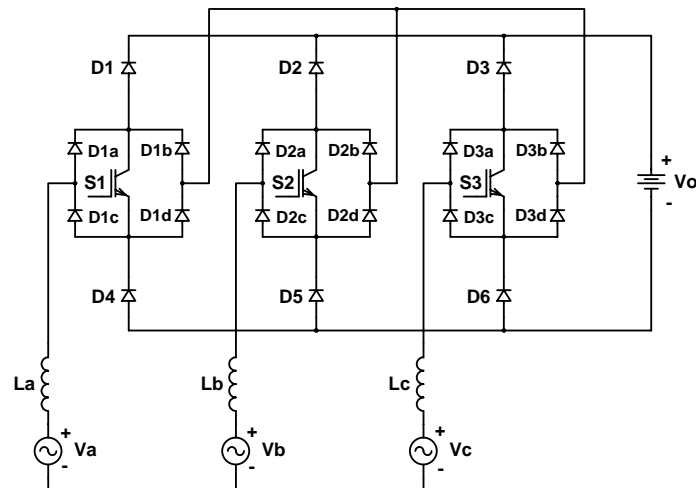


Fig.1.33: Retificador Boost trifásico 2 níveis unidirecional, com 3 interruptores.

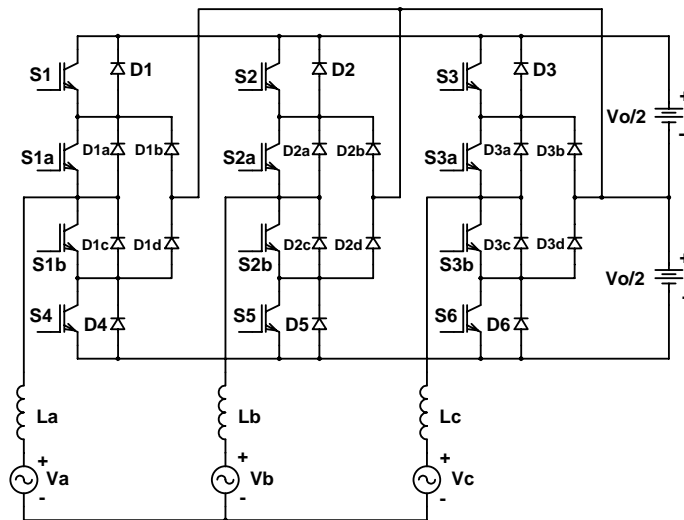
### Topologias 3 Níveis

As topologias três níveis apresentam dois barramentos CC na saída, ou seja, dois bancos de capacitores. Através de uma estratégia de controle conveniente deve-se garantir o balanço de tensão nos dois bancos de capacitores, ou seja, garantir uma divisão equitativa da tensão, onde cada barramento apresente a metade da tensão total de saída.

Garantido este balanço nas tensões de saída, a tensão aplicada sobre os interruptores corresponde a metade da tensão total do barramento CC, tornando estas topologias atrativas para aplicações com tensão de saída elevada.

Observa-se aqui a importância do controle do balanço de tensão nos barramentos CC, pois um desequilíbrio de tensão se reflete em um aumento na tensão sobre os interruptores. A tensão nos interruptores será igual à tensão máxima em um dos barramentos CC.

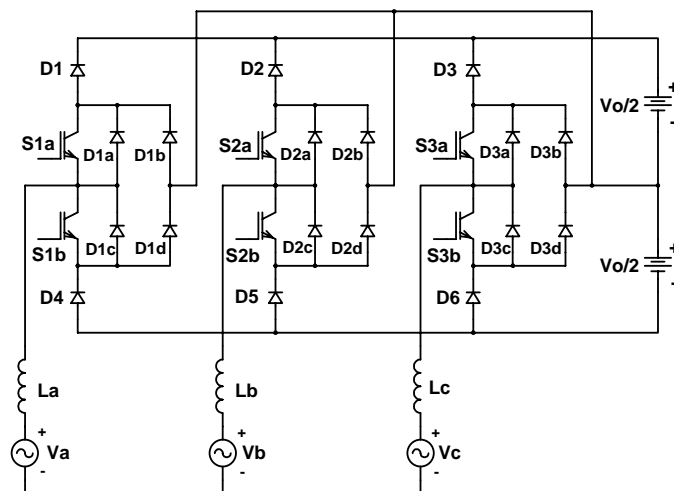
O retificador PWM com grampeamento do ponto neutro apresentado na Fig.1.34 [10] apresenta bidirecionalidade no fluxo de energia. Esta topologia, além da complexidade e alto custo, apresenta as mesmas desvantagens do 2 níveis bidirecional apresentado na Fig.1.30, como risco de curto-circuito do barramento CC.



**Fig.1.34: Retificador Boost 3 níveis bidirecional.**

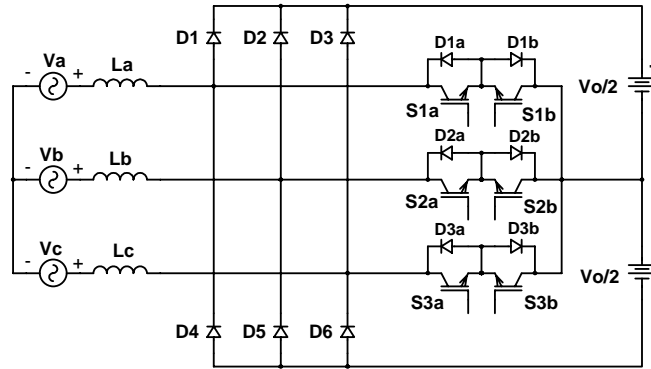
Ao se retirar os interruptores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$ ,  $S_4$ ,  $S_5$  e  $S_6$ , da topologia apresentada na Fig.1.34, obtém-se uma topologia unidirecional, apresentada na Fig.1.35. Os interruptores de cada braço podem ser comandados com o mesmo sinal, devendo-se, no entanto, dispor de circuitos de comando isolados. Também, se forem utilizados MOSFET, pode-se fazer uso de seus diodos intrínsecos.

Esta topologia é mais simples que a apresentada na Fig.1.34, é unidirecional e sem a possibilidade de curto de braço.



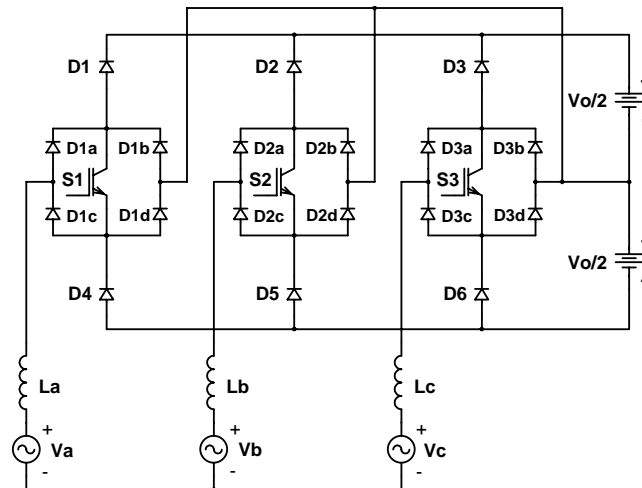
**Fig.1.35: Retificador Boost 3 níveis unidirecional.**

A topologia apresentada na Fig.1.36 [11] apresenta um número de diodos menor que a topologia apresentada na Fig.1.35, mas seu funcionamento é similar, onde os sinais de comando também são os mesmos para cada fase.



**Fig.1.36: Retificador Boost 3 níveis unidirecional.**

A Fig.1.37 apresenta outra topologia de retificador trifásico 3 níveis unidirecional, que utiliza apenas 3 interruptores, de forma que, além do reduzido número de componentes, apresenta grande simplicidade de implementação dos circuitos de controle e comando.

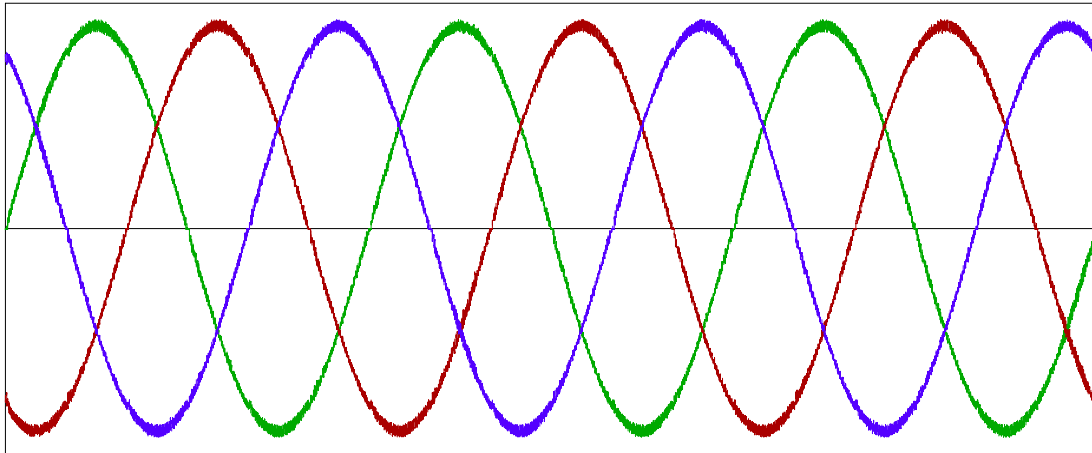


**Fig.1.37: Retificador Boost 3 níveis unidirecional, com 3 interruptores.**

Todavia, a partir de uma comparação entre topologias apresentadas em [7], observou-se que as estruturas apresentadas na Fig.1.35 e Fig.1.36 apresentam perdas menores nos semicondutores.

Todas as topologias apresentadas de retificadores trifásicos PWM, 2 e 3 níveis, apresentam em comum o formato senoidal das correntes de entrada. Apesar de apresentarem ondulação de alta frequência, proveniente da comutação dos interruptores, pode-se filtrá-las facilmente, utilizando filtros de reduzida dimensão, pelo fato da frequência de comutação ser geralmente elevada.

A Fig.1.38 apresenta a forma de onda característica para as correntes de entrada de um retificador PWM trifásico.



**Fig.1.38: Correntes de entrada, para retificadores PWM trifásicos.**

Além disso, nos retificadores trifásicos sem neutro, há uma redundância no controle das correntes, já que pela ausência do neutro a soma das correntes deve ser nula, ou seja, não há componente de sequência zero. Esta característica se reflete num acoplamento das funções de transferência para as malhas de corrente, fato que será visto com mais detalhes no capítulo 3.

## 1.5 - CONCLUSÕES

Foi apresentada uma revisão do conceito de fator de potência e de taxas de distorção harmônica, mostrando ainda as simplificações que comumente são adotadas na prática.

Foram vistos também outros fatores utilizados para medir o desempenho de uma carga. O fator de potência, por exemplo, não avalia uma carga trifásica, mas apenas uma das fases. Geralmente se utiliza uma média entre as fases para avaliar uma carga trifásica.

Além disso, em um sistema trifásico equilibrado, com tensões e correntes senoidais, observa-se um fluxo de energia similar ao de um sistema com tensão e corrente contínua (CC).

Também foram apresentados os retificadores convencionais, com os principais problemas causados ao sistema elétrico como um todo. Para contornar estes problemas, dispõe-se de retificadores trifásicos passivos e ativos, com elevado fator de potência. Comparando-se os dois grupos verificam-se vantagens e desvantagens para os dois lados, de forma que a opção por um ou outro depende de cada aplicação.

---

Os retificadores passivos propiciam melhora na qualidade das correntes, comparados aos convencionais, com elevada robustez e simplicidade, além do baixo custo, se comparado aos retificadores PWM. Além disso podem operar praticamente em qualquer faixa de potência. Por outro lado, apresentam elevado peso e volume, não há regulação da tensão de saída, além da dificuldade de se adequarem a normas rígidas.

Com os retificadores controlados, empregando modulação PWM, são obtidas correntes de melhor qualidade, se adequando mais facilmente a normas rígidas, tem-se também regulação da tensão de saída, além de baixo peso e volume. No entanto apresentam maior custo e complexidade, além das limitações tecnológicas dos semicondutores limitarem a faixa de potência de sua aplicação.

Foram apresentados retificadores PWM trifásicos 2 e 3 níveis, onde nos 3 níveis tem-se a tensão sobre os interruptores igual à metade da tensão de saída, facilitando sua utilização em aplicações que exigem maior tensão de saída, podendo processar maior potência. Por outro lado, se faz necessário o controle do balanço de tensão nos bancos de capacitores de saída, para garantir esta limitação de tensão sobre os interruptores.

O objetivo deste trabalho é o estudo dos retificadores PWM trifásicos unidirecionais sem neutro, avaliando modelagem e estratégias de controle da tensão de saída e das correntes de entrada, bem como estratégias de controle do balanço de tensão nos retificadores 3 níveis, sem deformar as correntes de entrada e sem perturbar a malha de controle da tensão total de saída. Serão também estudadas algumas características físicas dos conversores, como os limites físicos de operação.

---

## CAPÍTULO 2

### 2 - RETIFICADOR PWM MONOFÁSICO

#### 2.1 - INTRODUÇÃO

Antes de iniciar a análise dos retificadores PWM trifásicos, será estudada a topologia do retificador PWM monofásico, baseada no conversor Boost CC-CC operando em condução contínua, conhecida como boost PFC monofásico [21]. As estruturas trifásicas são, de certa forma, uma evolução desta topologia monofásica, sendo baseadas no conversor boost, onde se controla a corrente sobre os indutores de entrada e conseqüentemente as correntes de linha.

Apesar deste trabalho estar focado nos retificadores PWM trifásicos unidirecionais, o estudo do boost PFC monofásico é apresentado com objetivo de estender alguns resultados para os trifásicos.

#### 2.2 - ESTRUTURA E PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

A Fig.2.1 apresenta a topologia do boost PFC monofásico, com o indutor boost posicionado antes da ponte de diodos. Apesar de, na prática, o indutor geralmente estar posicionado após a ponte de diodos, esta variação topológica em nada altera sua análise, tendo sido escolhida de forma conveniente, com o objetivo de facilitar a visualização e a extensão da análise para os conversores trifásicos.

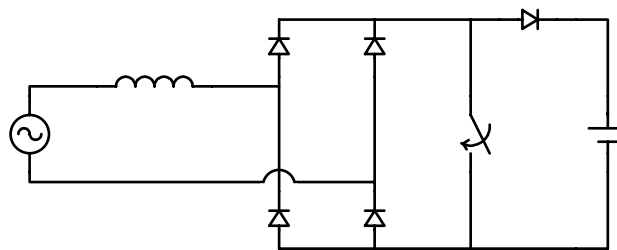


Fig.2.1: Boost PFC monofásico.

Na Fig.2.2 são apresentadas as 4 etapas de operação do boost PFC monofásico, definidas pela combinação dos 2 estados possíveis do interruptor, com os 2 sentidos possíveis para a corrente de entrada.

Observa-se que com o interruptor fechado (conduzindo), a tensão  $V_2(t)$  é nula. A energia fornecida pela fonte de alimentação  $V_1(t)$  é armazenada no indutor boost, fazendo com que a corrente cresça em módulo, não havendo transferência de energia para a carga.



Quando o interruptor é aberto (bloqueado), a tensão  $V_2(t)$  tem sua polaridade definida pelo sentido da corrente de entrada, com módulo igual à tensão de saída  $V_o$ , que deve ter amplitude maior que o pico da tensão de entrada  $V_1(t)$ . Desta forma, inverte-se a polaridade da tensão sobre o indutor boost, fazendo com que sua corrente decresça em módulo. Nesta etapa há transferência de energia da fonte de entrada  $V_1(t)$ , bem como de parte da energia armazenada no indutor boost, para a carga.

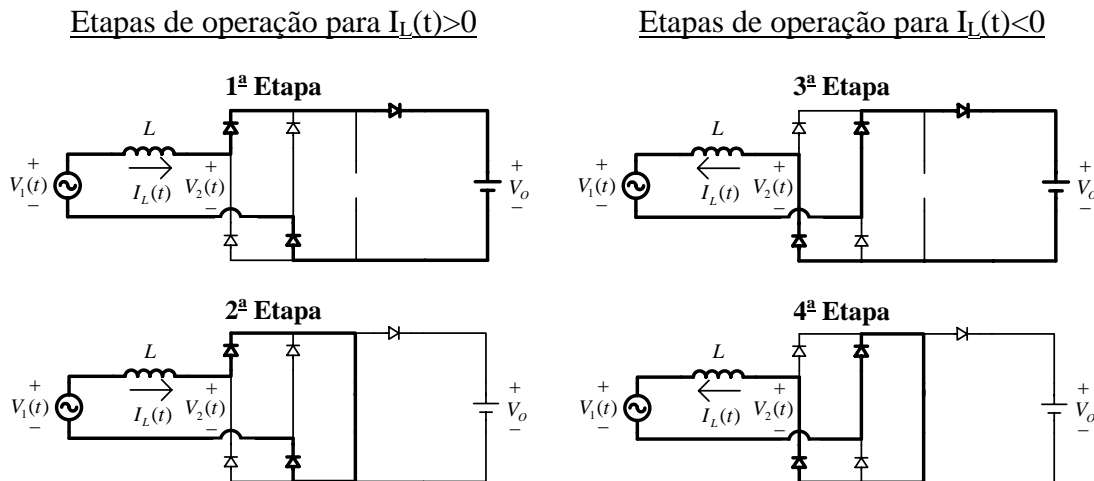


Fig.2.2: Etapas de operação para o conversor Boost PFC monofásico.

### 2.3 - CONTROLE DA CORRENTE DE ENTRADA

Como se pode observar, controla-se a corrente de entrada impondo-se a tensão sobre o indutor boost. Para isso a tensão de saída  $V_o$  deve ter amplitude maior que a tensão de entrada  $V_1(t)$ , para que seja possível inverter a polaridade da tensão sobre o indutor boost. Na análise do controle da corrente de entrada, considera-se a tensão de saída constante.

Pode-se representar este conversor de uma forma interessante, facilitando a visualização de algumas características, como mostra a Fig.2.3, onde o conversor é representado por dois sistemas separados e interligados por uma impedância de linha, que idealmente corresponde ao próprio indutor boost.

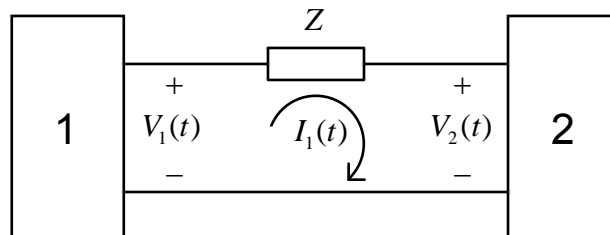


Fig.2.3: Representação do sistema equivalente para o Boost PFC monofásico.

Sabe-se que a energia total de sistemas isolados permanece constante no tempo:

$$\sum E(t_0) = \sum E(t_1) = \dots \sum E(t_n) = cte. \quad (\text{Eq.2.1})$$

Logo:

$$P(t) = \frac{dE(t)}{dt} \quad (\text{Eq.2.2})$$

Então:

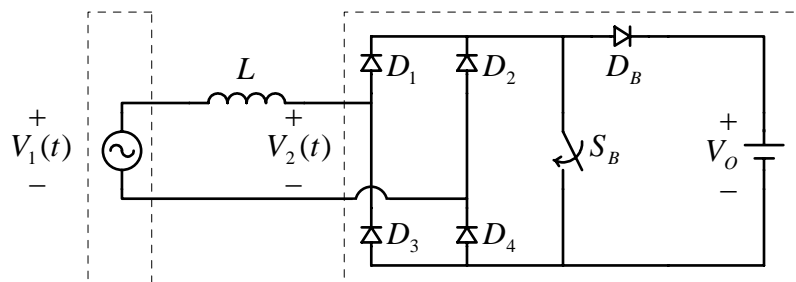
$$\sum P(t_0) = \sum P(t_1) = \dots \sum P(t_n) = 0 \quad (\text{Eq.2.3})$$

Neste caso, tem-se:

$$P_1(t) + P_2(t) + P_3(t) = 0 \quad (\text{Eq.2.4})$$

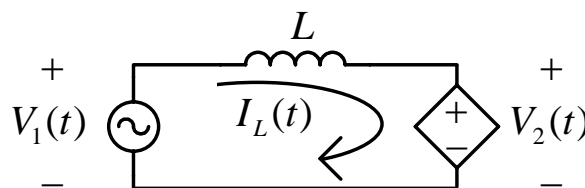
O fluxo de energia entre os blocos 1 e 2, no sistema apresentado na Fig.2.3 é controlado pela corrente  $I_1(t)$ . Mas esta corrente é definida pela diferença de tensão entre os dois sistemas, aplicada sobre a impedância  $Z$ . Se a impedância equivalente  $Z$  for uma indutância pura, tem-se a corrente resultante definida pela integral da tensão sobre ela.

Assim, de acordo com a Fig.2.3, o sistema 1 representa o barramento CA da rede de alimentação, enquanto que o sistema 2 corresponde à célula de comutação, como se pode observar na Fig.2.4. A tensão de saída  $V_o$  é considerada constante.



**Fig.2.4: Boost PFC monofásico representado em blocos para um sistema equivalente.**

Pode-se substituir então o sistema 2 por uma fonte de tensão controlada, como mostra a Fig.2.5.



**Fig.2.5: Circuito equivalente para o Boost PFC monofásico.**

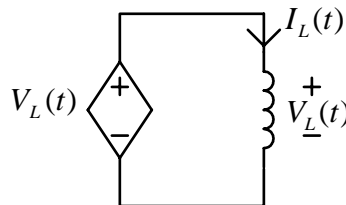
Sabe-se que a relação entre a tensão e a corrente sobre o indutor é definida por:

$$I_L(t) = I_L(0) + \frac{1}{L} \cdot \int_0^t V_L(t) \cdot dt \quad (\text{Eq.2.5})$$

Então, analisando circuito equivalente da Fig.2.5, tem-se:

$$I_L(t) = I_L(0) + \frac{1}{L} \cdot \int_0^t V_1(t) \cdot dt - \frac{1}{L} \cdot \int_0^t V_2(t) \cdot dt \quad (\text{Eq.2.6})$$

Associando-se as duas fontes de tensão em série, obtém-se uma única fonte de tensão controlada equivalente, que é a própria tensão imposta sobre o indutor, como mostra a Fig.2.6.



**Fig.2.6: Circuito equivalente para o boost PFC monofásico.**

Supõe-se que a tensão  $V_1(t)$ , que corresponde à tensão da rede de alimentação CA, seja uma senóide perfeita. Deseja-se ainda fator de potência unitário, ou seja, a transferência de energia deve ocorrer como se o sistema 2 fosse uma resistência, de forma que a corrente  $I_1(t)$  seja uma imagem da tensão da entrada, variando apenas sua amplitude de acordo com a potência consumida pela carga.

Como a tensão  $V_1(t)$  é conhecida, impõe-se  $V_2(t)$  e conseqüentemente  $V_L(t)$ , de forma conveniente, para obter a corrente desejada na indutância de entrada, que corresponde à corrente drenada da rede. A partir do circuito equivalente apresentado na Fig.2.5, observa-se que a tensão sobre o indutor é dada por:

$$V_L(t) = V_1(t) - V_2(t) \quad (\text{Eq.2.7})$$

Supondo  $V_1(t)$  perfeitamente senoidal:

$$V_1(t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (\text{Eq.2.8})$$

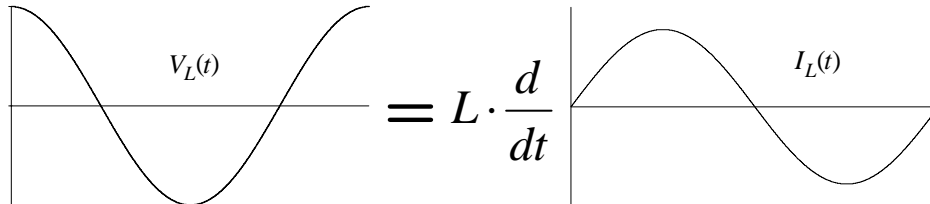
Deseja-se impor  $I_1(t)$  como uma imagem da tensão de entrada  $V_1(t)$ , logo:

$$I_1(t) = I_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (\text{Eq.2.9})$$

A relação tensão/corrente para um indutor linear é definida por:

$$V_L(t) = L \cdot \frac{dI_L(t)}{dt} \quad (\text{Eq.2.10})$$

Logo, para uma corrente senoidal sobre um indutor é necessária uma tensão cossenoidal, como ilustra a Fig.2.7:



**Fig.2.7: Representação gráfica da (Eq.2.10), supondo uma corrente senoidal.**

Logo a tensão resultante que se deve impor sobre o indutor, que é definida pela diferença entre  $V_1(t)$  e  $V_2(t)$ , é dada pela (Eq.2.11):

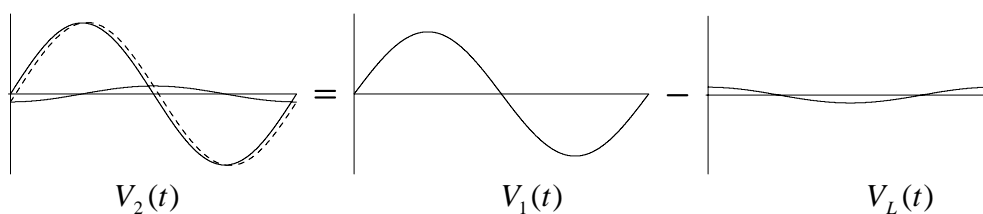
$$V_L(t) = L \cdot I_p \cdot \frac{d}{dt} [\text{sen}(\omega \cdot t)] = \omega \cdot L \cdot I_p \cdot \text{cos}(\omega \cdot t) \quad (\text{Eq.2.11})$$

Assim a fonte controlada de tensão  $V_2(t)$  deve ser tal que, sua composição com  $V_1(t)$  gere a tensão resultante  $V_L(t)$  desejada:

$$V_2(t) = V_1(t) - V_L(t) \quad (\text{Eq.2.12})$$

Ou seja, a tensão  $V_2(t)$  deve ser composta pela soma de duas parcelas, uma correspondente à tensão de entrada  $V_1(t)$ , anulando sua influência, e outra parcela que irá definir exatamente a tensão resultante sobre o indutor, como mostra a (Eq.2.13) e a Fig.2.8 (não considerando as componentes de alta frequência presentes em  $V_2(t)$ ).

$$V_2(t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) - \omega \cdot L \cdot I_p \cdot \text{cos}(\omega \cdot t) \quad (\text{Eq.2.13})$$



**Fig.2.8: Representação gráfica da (Eq.2.12), supondo tensão e corrente de entrada senoidais.**

Na prática, a parcela cossenoidal é muito menor que a parcela senoidal. Aliás esta diferença é necessária, como será mostrado mais adiante, para garantir o bom funcionamento do conversor, devido aos limites físicos de operação da estrutura.

A amplitude da parcela cossenoidal determina o fluxo de energia entre os dois sistemas, que corresponde à energia processada pelo conversor. Supondo fator de potência unitário, a potência média de entrada pode ser definida como:

$$P_{IN} = \frac{V_P \cdot I_P}{2} \quad (\text{Eq.2.14})$$

Considerando um rendimento total  $\eta$  para o conversor, tem-se a potência média na entrada do conversor dada por:

$$P_{IN} = \frac{P_O}{\eta} \quad (\text{Eq.2.15})$$

Onde  $P_O$  representa a potência média de saída. Substituindo (Eq.2.15) em (Eq.2.14), obtém-se a corrente de pico de entrada, em função da tensão de pico de entrada, do rendimento total do conversor e da potência média na saída:

$$I_P = \frac{2 \cdot P_O}{\eta \cdot V_P} \quad (\text{Eq.2.16})$$

Finalmente, substituindo (Eq.2.16) em (Eq.2.13), obtém-se a expressão da tensão  $V_2(t)$ :

$$V_2(t) = V_P \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) - \frac{4 \cdot \pi \cdot f_R \cdot P_O \cdot L}{\eta \cdot V_P} \cdot \cos(\omega \cdot t) \quad (\text{Eq.2.17})$$

Como já foi dito, a parcela senoidal da (Eq.2.17) anula o efeito da tensão de entrada enquanto a parcela cossenoidal determina a corrente e conseqüentemente a energia processada.

Para melhor visualizar o princípio de controle da corrente, pode-se utilizar a representação fasorial das tensões e da corrente de entrada, como se observa nas Fig.2.9 até Fig.2.12.

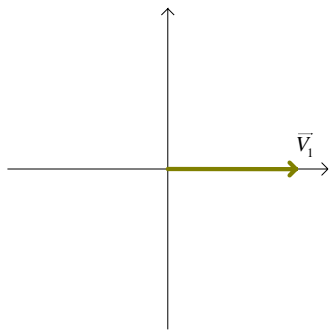


Fig.2.9: Representação fasorial de  $V_1(t)$ .

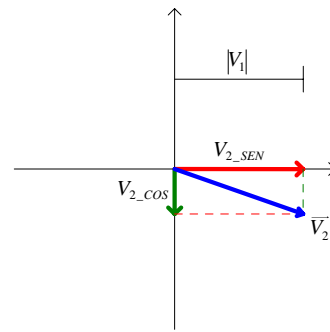


Fig.2.10: Representação fasorial de  $V_2(t)$ , suas parcelas senoidal e cossenoidal.

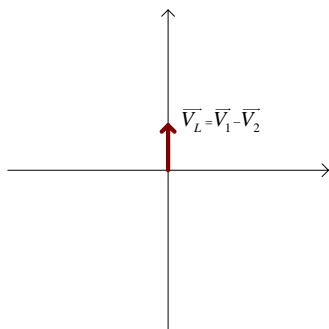


Fig.2.11: Representação fasorial de  $V_L(t)$ , que é igual a  $V_1(t) - V_2(t)$ .

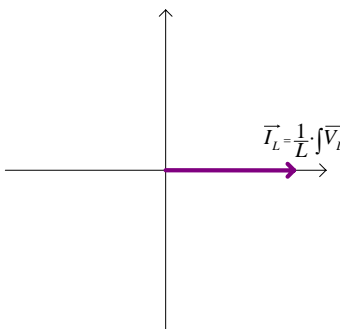


Fig.2.12: Representação fasorial da corrente  $I_L(t)$ , resultado da integral da tensão  $V_L(t)$ .

Como foi visto, a polaridade de  $V_2(t)$  não pode ser controlada, sendo determinada naturalmente pelo sentido da corrente  $I_L(t)$ . Já a amplitude de  $V_2(t)$  é determinada pela posição do interruptor.

Empregando a modulação PWM para comandar o interruptor, define-se  $D(t)$ , conhecida como razão cíclica (*Duty Cycle*) como a parcela do período de comutação em que o interruptor permanece fechado (conduzindo), variando de 0% a 100% (0 a 1).

Como a soma do tempo em que o interruptor permanece fechado (conduzindo), com o tempo em que permanece aberto (bloqueado), corresponde ao período de comutação total (100%), a parcela do período de comutação em que o interruptor permanece aberto é dada por  $[1-D(t)]$ .  $D(t)$  é a variável de controle da corrente, sobre a qual aplica-se a modulação PWM, gerando os sinais de comando para o interruptor.

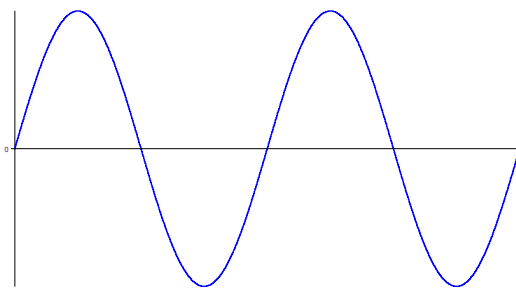
Ao sinal da razão cíclica aplica-se a modulação PWM para gerar os pulsos utilizados para comandar o interruptor, dando origem à tensão  $V_2(t)$ . Embora a modulação aplicada sobre  $D(t)$  gere um sinal com 2 níveis, a tensão resultante  $V_2(t)$  apresenta 3 níveis, já que sua polaridade é dada pelo sentido da corrente de entrada.

Observa-se que a célula de comutação opera como um amplificador, gerando  $V_2(t)$  como uma imagem complementar dos pulsos de comando do interruptor, mas com maior amplitude, definida pela amplitude da tensão de saída.

O fato da polaridade da tensão  $V_2(t)$  ser determinada pelo sentido da corrente de entrada, determina a unidirecionalidade no fluxo de energia, como será mostrado mais adiante.

A aplicação da modulação PWM sobre o sinal modulante  $D(t)$ , dá origem a um sinal modulado que repete o espectro do sinal modulante, com amplitude multiplicada pela tensão de saída  $V_O$ , acrescentando componentes harmônicas do sinal modulador, (frequência de comutação).

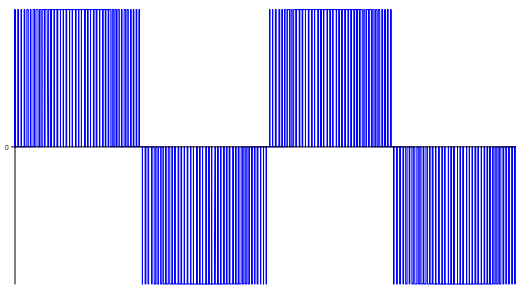
Por exemplo, a Fig.2.13 apresenta a forma de onda de um sinal modulante senoidal, enquanto a Fig.2.14 apresenta seu espectro (domínio da frequência). Aplicando a modulação PWM sobre o sinal modulante, obtém-se o sinal modulado apresentado na Fig.2.15, cujo espectro é mostrado na Fig.2.16.



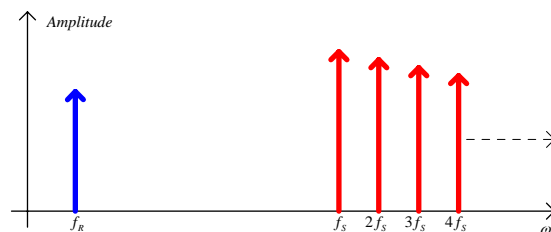
**Fig.2.13: Sinal modulante no do tempo.**



**Fig.2.14: Espectro do sinal modulante.**



**Fig.2.15: Sinal modulado.**



**Fig.2.16: Espectro do sinal modulado.**

Como se pode observar na Fig.2.16, uma parte do espectro do sinal modulado provém do sinal modulante, definido por  $D(t)$  e pela tensão de saída, enquanto as componentes de alta frequência (comutação) são praticamente independentes do sinal modulante, dependendo apenas da frequência de comutação, e tem sua amplitude determinada pela amplitude dos pulsos, definida também pela tensão de saída.

Adota-se um modelo idealizado para o indutor boost, onde a relação corrente/tensão é definida simplesmente por uma integral, de maneira que se pode controlar a corrente através da imposição da tensão sobre o indutor.

$$I_L(t) = I_L(t_0) + \frac{1}{L} \cdot \int_{t_0}^t V_L(t) \cdot dt \quad (\text{Eq.2.18})$$

Observa-se um comportamento característico de filtro passa-baixas de primeira ordem. Desta forma, considerando uma frequência de comutação suficientemente elevada, pode-se desprezar o efeito das componentes de alta frequência da tensão imposta sobre o indutor, pois serão naturalmente atenuadas, o que simplifica a análise.

Considera-se que o sinal modulado é uma imagem do sinal modulante (complementar), com variação apenas da amplitude, determinada exatamente pela tensão de saída  $V_O$ , como mostra a (Eq.2.19):

$$|V_2(t)| = [1 - D(t)] \cdot V_O \quad (\text{Eq.2.19})$$

Apesar da modulação PWM sobre  $D(t)$  dar origem a um sinal modulado do tipo 2 níveis, a tensão resultante  $V_2(t)$  (Fig.2.4) apresenta 3 níveis, já que sua polaridade depende do sentido da corrente de entrada. Pode-se então definir uma função que determina o sinal da corrente  $I_L(t)$ :

$$S(t) = \begin{cases} +1, & \text{se } I_L(t) > 0 \\ -1, & \text{se } I_L(t) < 0 \end{cases} \rightarrow S(t) = \frac{|I_L(t)|}{I_L(t)} \quad (\text{Eq.2.20})$$

Em função do sentido da corrente, define-se uma razão cíclica efetiva:

$$D_E(t) = S(t) \cdot [1 - D(t)] \quad (\text{Eq.2.21})$$

Assim, desprezando as componentes de alta frequência (comutação), tem-se a tensão  $V_2(t)$ , em função do sinal modulante fictício  $D_E(t)$ , dada por:

$$V_2(t) = D_E(t) \cdot V_O \quad (\text{Eq.2.22})$$

Por exemplo, para o conversor boost PFC monofásico operando com fator de potência unitário, considerando uma potência de saída suficientemente baixa, para que se possa desprezar a parcela cossenoidal de  $V_2(t)$ , tem-se a razão cíclica ideal, cuja forma de onda é mostrada na Fig.2.17. Na Fig.2.18 é mostrada a razão cíclica complementar  $[1-D(t)]$ , na Fig.2.19 o sinal da corrente de entrada  $S(t)$  e na Fig.2.20 a razão cíclica efetiva  $D_E(t)$ .



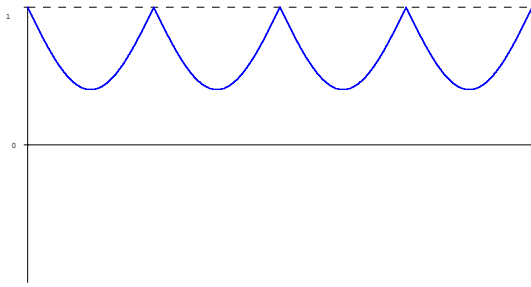


Fig.2.17: Forma de onda da razão cíclica  $D(t)$ .

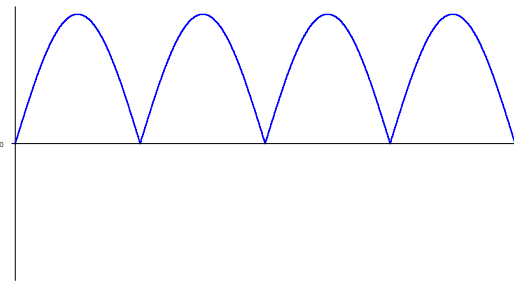


Fig.2.18: Forma de onda da razão cíclica complementar  $D'(t)$ .

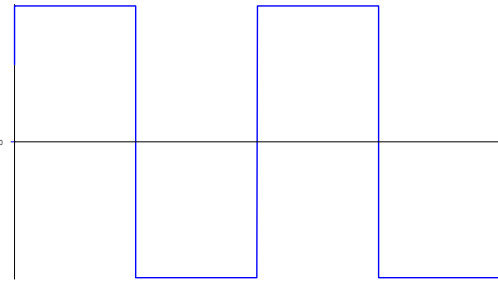


Fig.2.19: Sinal da corrente de entrada  $S(t)$ .

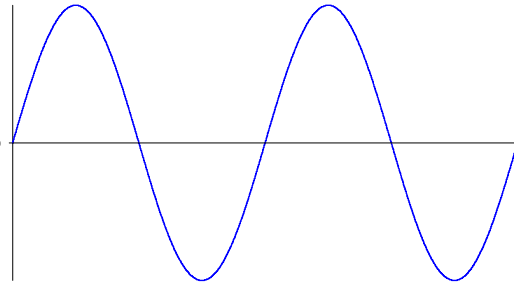


Fig.2.20: Forma de onda da razão cíclica efetiva  $D_E(t)$ .

Ainda, para a tensão  $V_2(t)$ , como o espectro da soma de dois sinais é igual à soma dos espectros destes, pode-se dividir o sinal modulado em duas parcelas, uma referente à parcela do sinal modulante, e outra à soma dos componentes nas demais frequências.

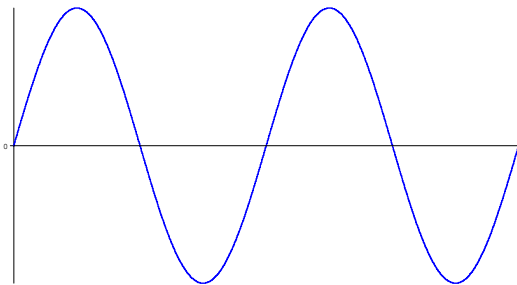


Fig.2.21: Componente na frequência do sinal modulante, no sinal modulado.



Fig.2.22: Espectro da componente na frequência  $f_R$  do sinal modulado.

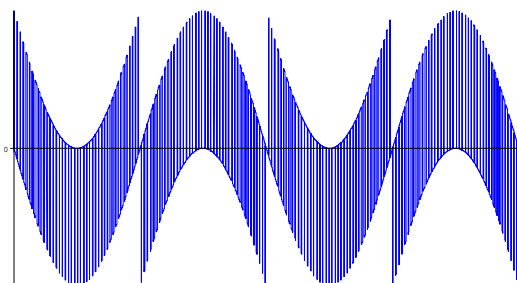


Fig.2.23: Sinal modulado subtraindo a componente na frequência do modulante.

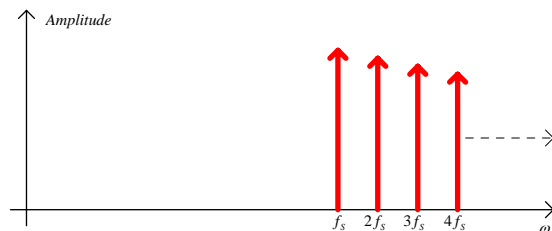


Fig.2.24: Espectro da soma das componentes de alta frequência do sinal modulado.

Para recuperar o sinal modulante, basta passá-lo por um filtro passa-baixas, função exercida na prática pelo indutor boost. As componentes de alta frequência da tensão  $V_2(t)$ , mostradas na Fig.2.23 e Fig.2.24, dão origem à ondulação na corrente resultante. No modelo estabelecido, não será levado em conta o efeito das componentes de alta frequência.

A corrente é dada, em função das tensões, a partir das Fig.2.4 e Fig.2.5, por:

$$I_L(t) = \frac{1}{L} \cdot \int_0^t [V_1(t) - V_2(t)] \cdot dt \quad (\text{Eq.2.23})$$

Aplicando a transformada de Laplace, obtém-se:

$$I_L(s) = \frac{1}{s \cdot L} \cdot [V_1(s) - V_2(s)] \quad (\text{Eq.2.24})$$

Considera-se um modelo para pequenos sinais, onde supõe-se que  $V_2(t)$  compreende duas parcelas, uma anulando  $V_1(t)$  e outra resultante sobre o indutor:

$$V_2(t) = V_1(t) + v_2(t) \rightarrow V_2(s) = V_1(s) + v_2(s) \quad (\text{Eq.2.25})$$

Logo:

$$I_L(s) = -\frac{1}{s \cdot L} \cdot v_2(s) \rightarrow \frac{I_L(s)}{v_2(s)} = -\frac{1}{s \cdot L} \quad (\text{Eq.2.26})$$

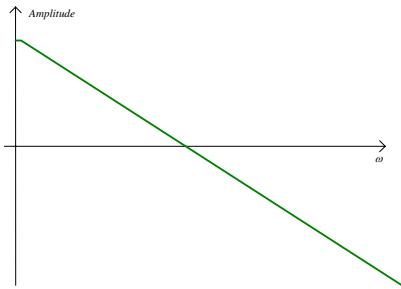
Se for considerada uma resistência  $r$  em série com o indutor tem-se simplesmente:

$$\frac{I_L(s)}{v_2(s)} = -\frac{\frac{1}{r}}{s \cdot \frac{L}{r} + 1} \quad (\text{Eq.2.27})$$

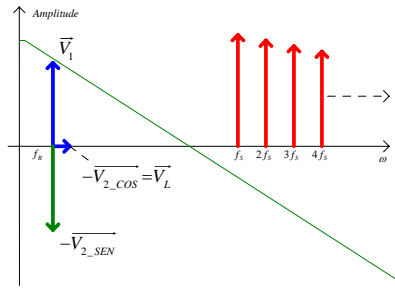
Como a resistência equivalente  $r$ , que representa a soma das resistências no caminho da corrente, apresenta valor bastante reduzido, este sistema tem um pólo muito próximo da origem, sua resposta no domínio da frequência é apresentada na Fig.2.25.

Além disso, como já foi apresentado, a tensão resultante sobre o indutor é a composição da tensão de entrada com a tensão de barramento. Então, para se ter fator de potência unitário, a componente senoidal da tensão de barramento anula a tensão senoidal de alimentação, resultando sobre o indutor apenas a parcela cossenoidal da tensão de barramento. Como a resposta deste sistema apresenta fase de  $90^\circ$ , a componente na frequência da rede  $f_R$  irá apresentar defasamento nulo. A Fig.2.26 mostra a sobreposição do espectro do sinal modulado com a resposta na frequência do filtro

passa-baixas, bem como a representação fasorial das componentes da tensão de barramento e de alimentação, na frequência  $f_R$ .

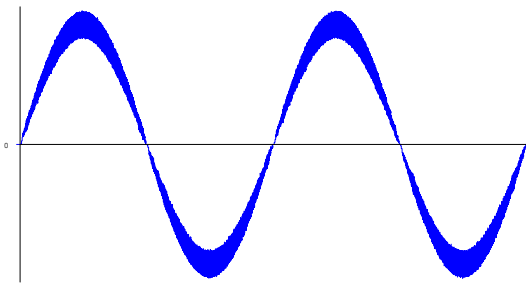


**Fig.2.25:** Resposta na frequência do sistema mostrado na Eq.2.27.

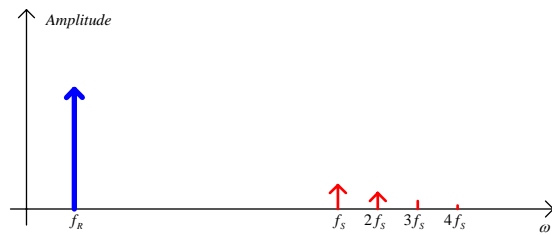


**Fig.2.26:** Sobreposição da resposta na frequência do sistema com seu sinal de entrada.

Na Fig.2.26 pode-se observar o efeito da filtragem no espectro do sinal filtrado, enquanto a Fig.2.27 apresenta o sinal filtrado no tempo. Nota-se que a componente na frequência  $f_R$  apresenta fase  $0^\circ$ , ou seja, está em fase com a tensão da rede de alimentação.



**Fig.2.27:** Sinal resultante da filtragem, correspondente à corrente de entrada do Boost PFC monofásico.



**Fig.2.28:** Espectro do sinal filtrado.

Da (Eq.2.22) tem-se:

$$V_2(t) = D_E(t) \cdot V_O \rightarrow V_2(s) = D_E(s) \cdot V_O \quad (\text{Eq.2.28})$$

Ou, no modelo da pequenos sinais, para um ponto de operação:

$$v_2(s) = d_E(s) \cdot V_O \quad (\text{Eq.2.29})$$

Substituindo (Eq.2.29) em (Eq.2.27):

$$\frac{i_L(s)}{-d_E(s) \cdot V_O} = \frac{1/r}{s \cdot \frac{L}{r} + 1} \rightarrow \frac{i_L(s)}{d_E(s)} = -\frac{V_O/r}{s \cdot \frac{L}{r} + 1} \quad (\text{Eq.2.30})$$

Aplicando o modelo de pequenos sinais à (Eq.2.21), obtém-se:

$$d_E(t) = S(t) \cdot [-d(t)] \quad (\text{Eq.2.31})$$

Mas:

$$S(t) = \begin{cases} +1, & \text{se } I_L(t) > 0 \\ -1, & \text{se } I_L(t) < 0 \end{cases} \quad (\text{Eq.2.32})$$

Logo:

$$d(t) = \begin{cases} -d_E(t), & \text{se } I_L(t) > 0 \\ +d_E(t), & \text{se } I_L(t) < 0 \end{cases} \quad (\text{Eq.2.33})$$

Substituindo a (Eq.2.33) na (Eq.2.30) obtém-se:

$$\frac{i_L(s)}{d(s)} = \begin{cases} -\frac{V_o/r}{s \cdot \frac{L}{r} + 1}, & \text{se } I_L(t) > 0 \\ +\frac{V_o/r}{s \cdot \frac{L}{r} + 1}, & \text{se } I_L(t) < 0 \end{cases} \quad (\text{Eq.2.34})$$

Devido à mudança de sinal, na função de transferência, com a mudança de sentido da corrente, como mostra a (Eq.2.34), controla-se o módulo da corrente, ao invés da própria corrente. Controlar somente o módulo da corrente não seria suficiente para controlá-la efetivamente.

Entretanto, para a aplicação na correção de fator de potência, deseja-se que a corrente apresente o mesmo sinal da tensão de alimentação, o que é fisicamente imposto pela estrutura do conversor, como será mostrado mais adiante, bastando controlar o módulo da corrente. Ao se controlar o módulo da corrente, tem-se:

$$|i_L(s)| = \begin{cases} +i_L(s), & \text{se } I_L(t) > 0 \\ -i_L(s), & \text{se } I_L(t) < 0 \end{cases} \quad (\text{Eq.2.35})$$

Logo, substituindo (Eq.2.35) em (Eq.2.34):

$$\frac{|i_L(s)|}{d(t)} = -\frac{V_o/r}{s \cdot \frac{L}{r} + 1} \quad (\text{Eq.2.36})$$

Na prática, o sinal negativo, implica na necessidade de operar com a razão cíclica complementar, ou inverter os sinais na realimentação, como feito, por exemplo, no CI 3854.

### 2.3.1 - Limites para a Tensão de Saída

Para garantir a controlabilidade da corrente de entrada, deve-se garantir que a tensão de saída esteja dentro de certos limites, pois, para controlar uma variável de estado, no caso a corrente no indutor, deve ser possível impor sua derivada, ou seja, a tensão sobre ele.

Tem-se, da (Eq.2.17) e (Eq.2.22):

$$V_2(t) = D_E(t) \cdot V_O \quad (\text{Eq.2.37})$$

$$V_2(t) = V_P \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) - \frac{4 \cdot \pi \cdot f_R \cdot P_O \cdot L}{\eta \cdot V_P} \cdot \cos(\omega \cdot t) \quad (\text{Eq.2.38})$$

Ou:

$$V_2(t) = V_P \cdot \sqrt{1 + \left( \frac{4 \cdot \pi \cdot f_R \cdot P_O \cdot L}{\eta \cdot V_P^2} \right)^2} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t - \delta) \quad (\text{Eq.2.39})$$

Onde:

$$\delta = \text{tg}^{-1} \left[ \frac{4 \cdot \pi \cdot f_R \cdot P_O \cdot L}{\eta \cdot V_P^2} \right] \quad (\text{Eq.2.40})$$

Substituindo (Eq.2.39) em (Eq.2.37), tem-se:

$$D_E(t) \cdot V_O = V_P \cdot \sqrt{1 + \left( \frac{4 \cdot \pi \cdot f_R \cdot P_O \cdot L}{\eta \cdot V_P^2} \right)^2} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t - \delta) \quad (\text{Eq.2.41})$$

Devido à simetria de operação do conversor, pode-se analisar apenas o semiciclo positivo da rede para determinar os limites para a tensão de saída. Assim, para corrente de entrada positiva, tem-se da (Eq.2.20) e (Eq.2.21):

$$D_E(t) = 1 - D(t) \quad \rightarrow \quad D(t) = 1 - D_E(t) \quad (\text{Eq.2.42})$$

Então:

$$D(t) = 1 - \frac{V_P}{V_O} \cdot \sqrt{1 + \left( \frac{4 \cdot \pi \cdot f_R \cdot P_O \cdot L}{\eta \cdot V_P^2} \right)^2} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t - \delta) \quad (\text{Eq.2.43})$$

Como a razão cíclica  $D(t)$  representa a parcela do período de comutação em que o interruptor permanece fechado (conduzindo), seus limites são definidos por:

$$0 \leq D(t) \leq 1 \quad (\text{Eq.2.44})$$

Substituindo (Eq.2.44) em (Eq.2.45):

$$0 \leq \frac{V_P}{V_O} \cdot \sqrt{1 + \left( \frac{4 \cdot \pi \cdot f_R \cdot P_O \cdot L}{\eta \cdot V_P^2} \right)^2} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t - \delta) \leq 1 \quad (\text{Eq.2.45})$$

Analisando o limite inferior da relação da (Eq.2.45), como  $V_P$  e  $V_O$  são positivos por definição, o módulo do seno será positivo, logo, é necessário que o ângulo  $\delta$  seja menor ou igual a zero.

Esta característica é vista com mais detalhes no item **2.3.2**, onde se observa que é inevitável a deformação da corrente na passagem por zero, se não houver defasamento, pois se  $(\omega \cdot t - \delta)$  não for negativo, necessita-se de razão cíclica negativa. Para o limite superior da (Eq.2.46) tem-se:

$$\frac{V_P}{V_O} \cdot \sqrt{1 + \left( \frac{4 \cdot \pi \cdot f_R \cdot P_O \cdot L}{\eta \cdot V_P^2} \right)^2} \leq 1 \quad (\text{Eq.2.46})$$

Assim:

$$V_O \geq V_P \cdot \sqrt{1 + \left( \frac{4 \cdot \pi \cdot f_R \cdot P_O \cdot L}{\eta \cdot V_P^2} \right)^2} \quad (\text{Eq.2.47})$$

A partir da (Eq.2.47) observa-se que a tensão de saída deve ser maior que a tensão de pico da fonte de alimentação mais uma parcela referente à potência processada. Como esta parcela geralmente apresenta valor reduzido, é comum estabelecer simplesmente que a tensão de saída do Boost PFC monofásico deve ser maior que a tensão de pico da rede de alimentação.

### 2.3.2 - Outros Limites Físicos no Controle da Corrente

Serão vistos com maiores detalhes outros limites físicos no controle da corrente, determinados exatamente pelos limites da tensão  $V_2(t)$  (ver Fig.2.4 e Fig.2.5). Inicialmente, da (Eq.2.20), (Eq.2.21) e (Eq.2.22), e observando as etapas de operação apresentadas na Fig.2.2, tem-se:

$$\begin{cases} V_2(t) \geq 0, \text{ se } I_L(t) > 0 \\ V_2(t) \leq 0, \text{ se } I_L(t) < 0 \end{cases} \quad (\text{Eq.2.48})$$

Assim, a tensão sobre o indutor é dada por:

$$V_L(t) = V_1(t) - V_2(t) \quad (\text{Eq.2.49})$$

Para que se possa impor derivadas positivas e negativas na variável controlada, ou seja, na corrente, é necessário poder inverter a polaridade da tensão aplicada sobre o indutor, ou seja:

$$\begin{cases} V_1(t) \geq 0, \text{ se } V_2(t) \geq 0 \\ V_1(t) \leq 0, \text{ se } V_2(t) \leq 0 \end{cases} \quad (\text{Eq.2.50})$$

Substituindo (Eq.2.49) em (Eq.2.51), obtém-se:

$$\begin{cases} I_L(t) > 0, \text{ se } V_1(t) > 0 \\ I_L(t) < 0, \text{ se } V_1(t) < 0 \end{cases} \quad (\text{Eq.2.51})$$

Quando a tensão de entrada for positiva, só é possível impor corrente de entrada positiva e vice-versa, ou seja, o sistema naturalmente força que a tensão e a corrente de entrada apresentem o mesmo sinal, de forma que a polaridade da tensão de entrada determine o sentido da corrente que pode ser fisicamente imposta, com exceção de transitórios, como a passagem por zero da corrente.

Pode-se visualizar que, quando a corrente de entrada é positiva, a tensão  $V_2(t)$  é necessariamente positiva, contribuindo com uma parcela negativa na derivada da corrente, desta forma, é necessário que  $V_1(t)$  seja positiva, para contribuir com parcela positiva. Se  $V_1(t)$  for negativa, a corrente decresce inevitavelmente, até inverter seu sentido, fazendo com que  $V_2(t)$  inverta sua polaridade.

Ainda, como no semiciclo positivo  $V_2(t)$  apenas contribui com uma parcela negativa para  $V_L(t)$ , é necessário que a tensão de entrada  $V_1(t)$  apresente valor maior que a  $V_L(t)$  que se deseja impor. Por causa desta característica, é fisicamente impossível evitar a deformação da corrente na passagem por zero, pois durante um certo intervalo de tempo, a tensão de entrada ainda não apresenta amplitude suficiente para impor a derivada necessária para garantir corrente senoidal. Além disso, a derivada necessária é máxima nesta região.

É apresentado a seguir o cálculo da duração mínima deste intervalo, que corresponde ao tempo que a corrente demora para atingir seu valor de referência, supondo que o controlador de corrente mantenha o interruptor fechado durante todo este intervalo. Considera-se a tensão de alimentação perfeitamente senoidal, definida por:

$$V_1(t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (\text{Eq.2.52})$$

Como se busca impor fator de potência unitário, a referência para a corrente de entrada é dada por:

$$I_{L\_REF}(t) = I_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (\text{Eq.2.53})$$

Se o interruptor permanece fechado e a corrente de entrada parte de zero, então aplica-se sobre o indutor a própria tensão de entrada, de forma que a corrente sobre ele é dada por:

$$I_L(t) = \frac{1}{L} \cdot \int_0^{\omega \cdot t} V_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \cdot d(\omega \cdot t) \quad (\text{Eq.2.54})$$

Define-se  $\Delta t$  como o intervalo de tempo que a corrente demora para atingir sua referência senoidal, ou seja, no instante  $t=\Delta t$ , tem-se:

$$I_L(t) = I_{L\_REF}(t) \quad (\text{Eq.2.55})$$

Substituindo (Eq.2.53) e (Eq.2.55) em (Eq.2.54):

$$\frac{1}{L} \cdot \int_0^{\omega \cdot \Delta t} V_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \cdot d(\omega \cdot t) = I_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot \Delta t) \quad (\text{Eq.2.56})$$

Resolvendo a integral:

$$\frac{V_p}{\omega \cdot L} \cdot [1 - \cos(\omega \cdot \Delta t)] = I_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot \Delta t) \quad (\text{Eq.2.57})$$

Utilizando identidades trigonométricas obtém-se:

$$\omega \cdot \Delta t = \pi - 2 \cdot \text{tg}^{-1} \left[ \frac{V_p}{\omega \cdot L \cdot I_p} \right] \quad (\text{Eq.2.58})$$

Ou ainda, substituindo a (Eq.2.16) na (Eq.2.58):

$$\omega \cdot \Delta t = \pi - 2 \cdot \text{tg}^{-1} \left[ \frac{\eta \cdot V_p^2}{2 \cdot P_o \cdot \omega \cdot L} \right] \quad (\text{Eq.2.59})$$

Para uma frequência  $f_R$  da rede de alimentação:

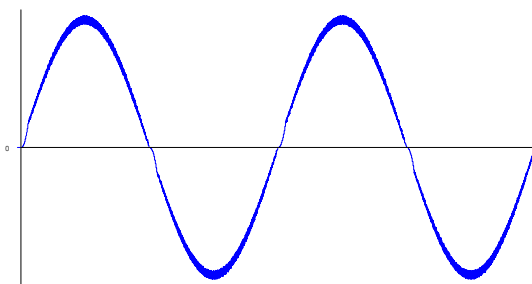
$$\Delta t = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_R} \cdot \left\{ \pi - 2 \cdot \text{tg}^{-1} \left[ \frac{\eta \cdot V_p^2}{4 \cdot \pi \cdot P_o \cdot L \cdot f_R} \right] \right\} \quad (\text{Eq.2.60})$$

Por exemplo, para uma frequência da rede de alimentação  $f_R=60\text{Hz}$ , potência média de saída  $P_o=3\text{kW}$ , indutância de entrada  $L=1\text{mH}$  rendimento total  $\eta=90\%$  e tensão de pico de entrada  $V_p=180\text{V}$ , obtém-se um intervalo de deformação, que a corrente demora para atingir sua referência, igual a:  $\omega \cdot \Delta t=8,87^\circ$  ou  $\Delta t=0,41\text{ms}$ .

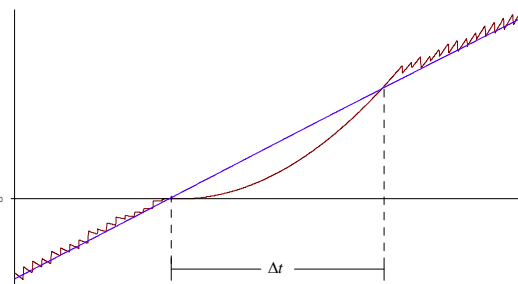


Deve-se observar ainda que este cálculo é aproximado, determinando um intervalo mínimo de deformação, pois não leva em conta as impedâncias dos diodos e do interruptor, considerando que toda a tensão de entrada é aplicada sobre o indutor.

A seguir, na Fig.2.29 e na Fig.2.30, são apresentados resultados de simulação, usando o software Pspice, tendo como parâmetros os dados do exemplo anterior, onde se observa que o intervalo que a corrente demorou para atingir sua referência, na passagem por zero, foi de 9,5° ou 0,44ms. Como era de se esperar, o intervalo foi ligeiramente superior ao calculado, devido ao efeito das resistências dos diodos e do interruptor, bem como do atraso do controlador para manter o interruptor conduzindo.



**Fig.2.29: Corrente de entrada para o boost PFC monofásico.**



**Fig.2.30: Detalhe na passagem por zero da corrente de entrada e de sua referência.**

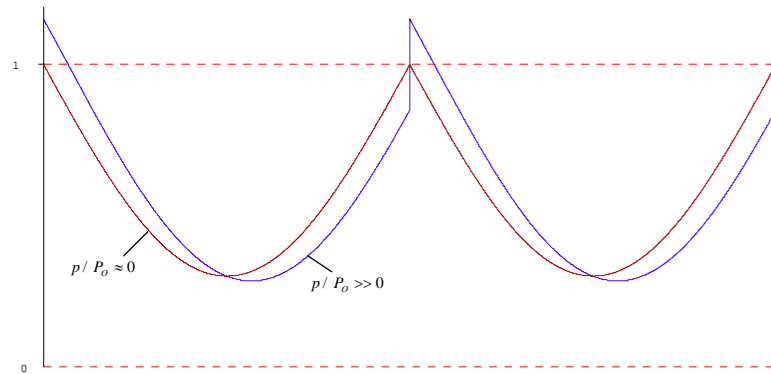
Pode-se também visualizar este fenômeno analisando a forma de onda da razão cíclica necessária para impor uma corrente de entrada senoidal com determinada amplitude. Tem-se, para o semiciclo positivo:

$$D(t) = 1 - \frac{V_P}{V_O} \cdot \sqrt{1 + \left( \frac{4 \cdot \pi \cdot f_R \cdot P_O \cdot L}{\eta \cdot V_P^2} \right)^2} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t - \delta) \quad (\text{Eq.2.61})$$

$$\delta = \text{tg}^{-1} \left[ \frac{4 \cdot \pi \cdot f_R \cdot P_O \cdot L}{\eta \cdot V_P^2} \right] \quad (\text{Eq.2.62})$$

Devido à simetria de operação do conversor, tem-se para o semiciclo negativo a mesma forma de onda, ou seja,  $D(t)$  é regido pela mesma equação apresentada deslocada de  $\pi$ .

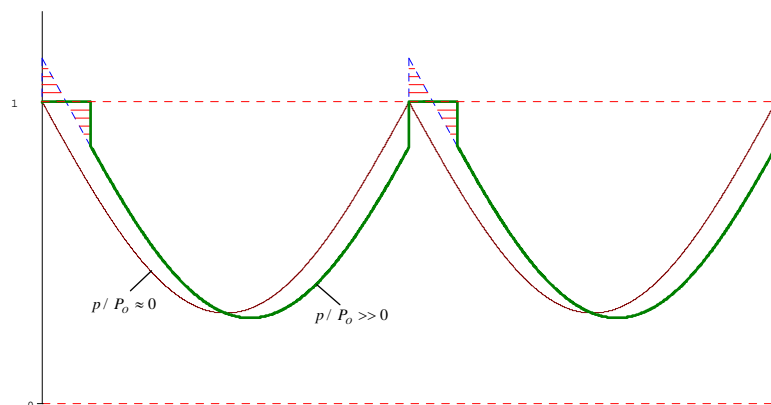
A Fig.2.31 mostra a forma de onda da razão cíclica necessária para impor corrente perfeitamente senoidal para dois casos, o primeiro para potência bastante elevada e o segundo para potência praticamente nula.



**Fig.2.31: Razão cíclica “ideal” para potência de saída muito elevada e para potência praticamente nula.**

Observa-se que, na passagem por zero da corrente, é necessário impor uma razão cíclica maior que 1, que corresponde a razão cíclica complementar negativa, ou seja, seria necessário inverter a polaridade de  $V_2(t)$ . Como a razão cíclica real, definida como ciclo de trabalho, por definição varia de 0 a 100%, na prática observa-se que ela estará saturada em 1 durante este intervalo, permanecendo o interruptor fechado.

A Fig.2.32 apresenta a forma de onda real da razão cíclica, para o mesmo exemplo analisado. Observa-se que esta limitação física faz com que não seja possível impor a razão cíclica ideal, gerando a deformação da corrente na passagem por zero. A área destacada mostra a diferença de energia necessária para fazer com que a corrente no indutor alcance sua referência.



**Fig.2.32: Razão cíclica real para potência de saída muito elevada e para potência praticamente nula.**

### 2.3.3 - Evitando a deformação da corrente na passagem por zero

Assim, como visto, é fisicamente inevitável a deformação da corrente na passagem por zero, para tensão e corrente de entrada em fase. Já que a tensão de entrada ainda não apresenta amplitude suficiente para impor a derivada necessária para a corrente.

Por outro lado, a polaridade da tensão gerada pelo conversor é definida pelo sentido da corrente, de forma que a tensão gerada pelo conversor é responsável apenas pelo decréscimo, em módulo, da corrente.

Desta forma, a única solução para evitar a deformação da corrente na passagem por zero, consiste em fazer com que a tensão de entrada apresente amplitude suficiente, na passagem por zero da corrente. Como se deseja tensão e corrente senoidais, deve-se fazer com que a tensão esteja suficientemente adiantada em relação à corrente, ou analogamente, fazer com que a corrente esteja suficientemente atrasada em relação à tensão.

Este defasamento pode ser facilmente calculado, a partir da derivada de corrente necessária na passagem por zero, o que define a amplitude mínima para a tensão:

$$I_L(t) = I_p \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (\text{Eq.2.63})$$

$$\frac{dI_L(t)}{dt} = \omega \cdot I_p \cdot \cos(\omega t) \quad (\text{Eq.2.64})$$

$$\left. \frac{dI_L(t)}{dt} \right|_{t=0} = \omega \cdot I_p \quad (\text{Eq.2.65})$$

Mas a máxima derivada possível que pode ser imposta, que corresponde ao intervalo máximo com o interruptor fechado (conduzindo), é dada por:

$$\frac{dI_L(t)}{dt} = \frac{V_1(t)}{L} = \frac{V_p \cdot \text{sen}(\omega t + \delta)}{L} \quad (\text{Eq.2.66})$$

Onde  $\delta$  corresponde ao atraso da corrente em relação à tensão. Desta forma, igualando a (Eq.2.65) e a (Eq.2.66):

$$\left. \frac{dI_L(t)}{dt} \right|_{t=0} = \omega \cdot I_p = \frac{V_p \cdot \text{sen}(\delta)}{L} \quad (\text{Eq.2.67})$$

Logo:

$$\text{sen}(\delta) = \frac{\omega \cdot L \cdot I_p}{V_p} \quad (\text{Eq.2.68})$$

$$\delta = \text{sen}^{-1}\left(\frac{\omega \cdot L \cdot I_p}{V_p}\right) \quad (\text{Eq.2.69})$$

Mas, a potência média de entrada pode ser calculada aproximadamente por:

$$P_{IN} = \frac{V_P \cdot I_P}{2} \quad (\text{Eq.2.70})$$

Além disso, como se tem fator de potência aproximadamente unitário, o retificador pode ser representado simplesmente por uma resistência equivalente:

$$P_{IN} = \frac{V_P^2}{2 \cdot R_{EQ}} \rightarrow R_{EQ} = \frac{V_P}{I_P} \quad (\text{Eq.2.71})$$

Logo, substituindo a (Eq.2.71) na (Eq.2.69):

$$\text{sen}(\delta) = \frac{\omega \cdot L}{R_{EQ}} \quad (\text{Eq.2.72})$$

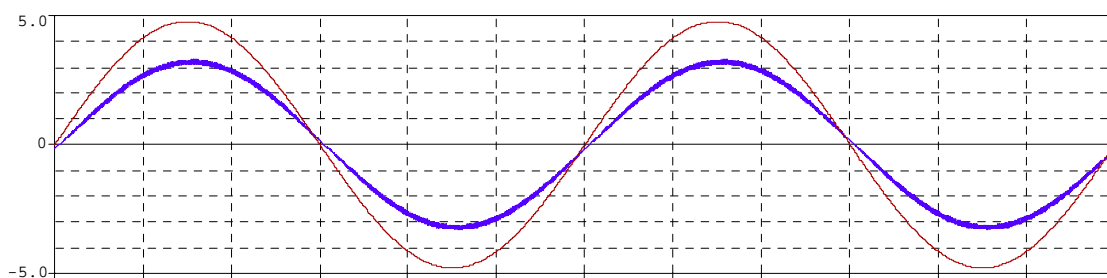
Ou seja, para evitar a deformação da corrente na passagem por zero, deve-se ter o defasamento entre tensão e corrente exatamente igual ao ângulo de carga equivalente, definido pela associação série do indutor de entrada com a resistência equivalente representada pelo conversor, como mostra a (Eq.2.72).

Para ângulos de defasamento maiores ou menores do que o definido pela (Eq.2.72), será inevitável a deformação da corrente na passagem por zero. Além disso, na frequência da rede, a indutância de entrada do conversor corresponde à uma reatância de valor bastante reduzido, levando a um defasamento também reduzido, de modo que não compromete o fator de potência.

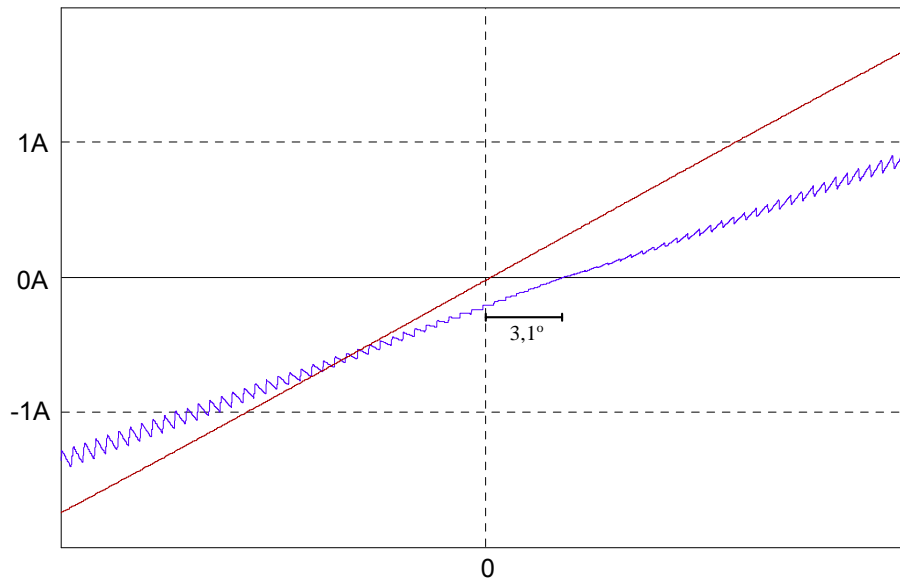
Para ilustrar esta característica, foi efetuada uma simulação, com as seguintes especificações:

- $V_{IN} = 220V_{ef}$  (fase-neutro)
- $F_S = 50\text{kHz}$
- $L_{in} = 14\text{mH}$
- $R_{EQ} = 97\Omega$
- $F_R = 60\text{Hz}$
- $\Delta I_{in} = 5\%$
- $P_{IN} = 500\text{W}$

Desta forma, foi utilizada uma referência de corrente atrasada  $3,1^\circ$ , para que não ocorra deformação da corrente na passagem por zero. A Fig.2.33 mostra a tensão e a corrente de entrada e a Fig.2.34 as mostra em detalhe, na passagem por zero.



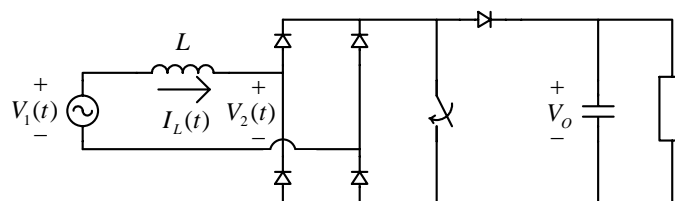
**Fig.2.33: Tensão ( $/\sqrt{2}$ ) e corrente de entrada, com defasamento ótimo para evitar deformação da corrente na passagem por zero.**



**Fig.2.34: Detalhe, na passagem por zero, para tensão e corrente de entrada, impondo defasamento ótimo para evitar a deformação da corrente na passagem por zero.**

### 2.4 - ONDULAÇÃO NA TENSÃO DE SAÍDA

Como visto no capítulo 1, para o conversor boost PFC monofásico operando com fator de potência unitário, observa-se que a forma de onda da potência instantânea drenada da rede não é contínua, mas pulsada. Desprezando a energia acumulada nos demais elementos do circuito, a potência instantânea drenada pela carga (incluindo o filtro capacitivo), apresenta a mesma forma de onda, havendo inevitavelmente ondulação de baixa frequência na saída, onde a componente predominante apresenta frequência igual a duas vezes a frequência da rede de alimentação, além da componente contínua.



**Fig.2.35: Conversor boost PFC monofásico.**

Sabe-se que a energia em um sistema isolado permanece constante:

$$\sum E_n(t) = cte. \rightarrow P_n(t) = \frac{d}{dt}[E_n(t)] \rightarrow \sum P_n(t) = 0 \quad (\text{Eq.2.73})$$

Onde  $P_n(t)$  representa a potência instantânea em cada elemento do conversor. Supondo fator de potência unitário, com tensão e corrente perfeitamente senoidais e em fase, tem-se a potência instantânea drenada da rede dada por:

$$P_{IN}(t) = V_P \cdot I_P \cdot \text{sen}^2(\omega_R \cdot t) \quad (\text{Eq.2.74})$$

Ou ainda, sendo  $P_{IN}$  a potência média de entrada, pode-se escrever:

$$P_{IN}(t) = 2 \cdot P_{IN} \cdot \text{sen}^2(\omega_R \cdot t) \quad (\text{Eq.2.75})$$

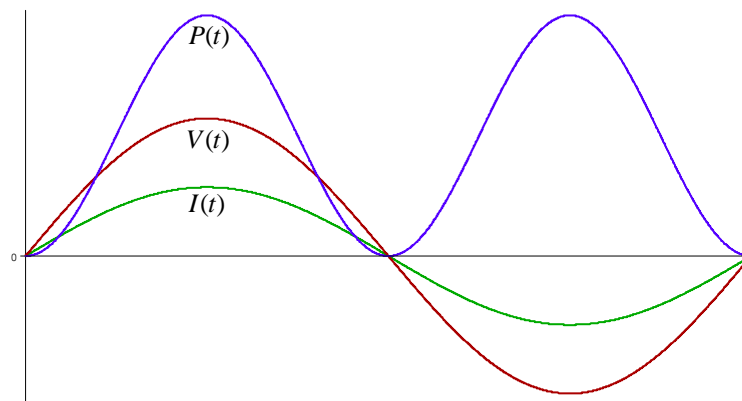
Usando identidades trigonométricas:

$$P_{IN}(t) = 2 \cdot P_{IN} \cdot \left[ \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot \cos(2 \cdot \omega_R \cdot t) \right] \quad (\text{Eq.2.76})$$

A potência instantânea de entrada  $P_{IN}(t)$  pode ser representada em função da potência média de entrada  $P_{IN}$  por:

$$P_{IN}(t) = P_{IN} - P_{IN} \cdot \cos(2 \cdot \omega_R \cdot t) \quad (\text{Eq.2.77})$$

A Fig.2.36 mostra a forma de onda da tensão de alimentação da corrente de entrada e da potência instantânea correspondente drenada da rede. Na forma de onda da potência instantânea, é possível observar uma parcela constante, correspondente à potência média, acrescida de uma parcela cossenoidal, com frequência igual a duas vezes a frequência da tensão da rede e com valor médio nulo.



**Fig.2.36: Tensão de alimentação e corrente de entrada senoidais e potência instantânea correspondente.**

Como já foi mencionado, para simplificar a análise, despreza-se a potência instantânea no indutor boost, bem como nos diodos e no interruptor. Considera-se também que o filtro capacitivo é suficientemente grande para absorver toda a ondulação de potência, fazendo com que a carga apresente potência instantânea praticamente constante.

A energia armazenada no capacitor ideal é dada por:

$$E_C(t) = \frac{1}{2} \cdot C \cdot V_C^2(t) \quad (\text{Eq.2.78})$$

A potência instantânea é dada pela derivada da energia:

$$P_{C_o}(t) = \frac{d}{dt} \left[ \frac{1}{2} \cdot C_o \cdot V_o^2(t) \right] \quad (\text{Eq.2.79})$$

$$P_{C_o}(t) = C_o \cdot V_o(t) \cdot \frac{dV_o(t)}{dt} \quad (\text{Eq.2.80})$$

Desta forma, o sistema pode ser representado por três elementos, cuja soma das potências instantâneas deve ser igual a zero: a fonte de alimentação, o capacitor de saída  $C_o$  e a carga resistiva equivalente, como mostra a (Eq.2.71):

$$P_{IN}(t) + P_{C_o}(t) + P_{Req}(t) = 0 \quad (\text{Eq.2.81})$$

Substituindo (Eq.2.77) e (Eq.2.80) na (Eq.2.81):

$$P_{IN} \cdot [1 - \cos(2 \cdot \omega_R \cdot t)] = C_o \cdot V_o(t) \cdot \frac{dV_o(t)}{dt} + \frac{V_o(t)}{R_{Eq}} \quad (\text{Eq.2.82})$$

Considerando a potência média de entrada igual à potência média de saída:

$$P_o \cdot [1 - \cos(2 \cdot \omega_R \cdot t)] = C_o \cdot V_o(t) \cdot \frac{dV_o(t)}{dt} + \frac{V_o(t)}{R_{Eq}} \quad (\text{Eq.2.83})$$

Representa-se a tensão de saída por:

$$V_o(t) = V_o + \Delta V_o(t) \quad (\text{Eq.2.84})$$

Onde  $V_o$  corresponde ao valor de  $V_o(t)$  em  $\omega \cdot t = 0, 2\pi, 4\pi, \dots$  com o sistema operando em regime permanente. Tem-se desta forma:

$$P_o \cdot [1 - \cos(2 \cdot \omega_R \cdot t)] = C_o \cdot [V_o + \Delta V_o(t)] \cdot \frac{d[V_o + \Delta V_o(t)]}{dt} + \frac{[V_o + \Delta V_o(t)]}{R_{Eq}} \quad (\text{Eq.2.85})$$

Considera-se ainda que a ondulação na tensão de saída seja suficientemente pequena, para que:

$$V_o + \Delta V_o(t) \approx V_o \quad (\text{Eq.2.86})$$

Então, substituindo (Eq.2.74) em (Eq.2.75):

$$P_o - P_o \cdot \cos(2 \cdot \omega_R \cdot t) = C_o \cdot V_o \cdot \frac{d[\Delta V_o(t)]}{dt} + \frac{V_o}{R_{Eq}} \quad (\text{Eq.2.87})$$

Como a potência média de saída concentra-se sobre a carga resistiva equivalente:

$$P_o = \frac{V_o}{R_{Eq}} \quad (\text{Eq.2.88})$$

$$-P_o \cdot \cos(2 \cdot \omega_R \cdot t) = C_o \cdot V_o \cdot \frac{d[\Delta V_o(t)]}{dt} \quad (\text{Eq.2.89})$$

$$\Delta V_o(t) = -\frac{P_o}{C_o \cdot V_o} \cdot \int_0^t \cos(2 \cdot \omega_R \cdot t) \cdot dt \quad (\text{Eq.2.90})$$

$$\Delta V_o(t) = -\frac{P_o}{2 \cdot \omega_R \cdot C_o \cdot V_o} \cdot \text{sen}(2 \cdot \omega_R \cdot t) \quad (\text{Eq.2.91})$$

Substituindo (Eq.2.91) na (Eq.2.84):

$$V_o(t) = V_o - \frac{P_o}{2 \cdot \omega_R \cdot V_o \cdot C_o} \cdot \text{sen}(2 \cdot \omega_R \cdot t) \quad (\text{Eq.2.92})$$

Sabendo que o seno varia de  $-1$  até  $1$ , a variação de pico a pico é igual a 2:

$$\Delta V_o = \frac{P_o}{\omega_R \cdot V_o \cdot C_o} \quad (\text{Eq.2.93})$$

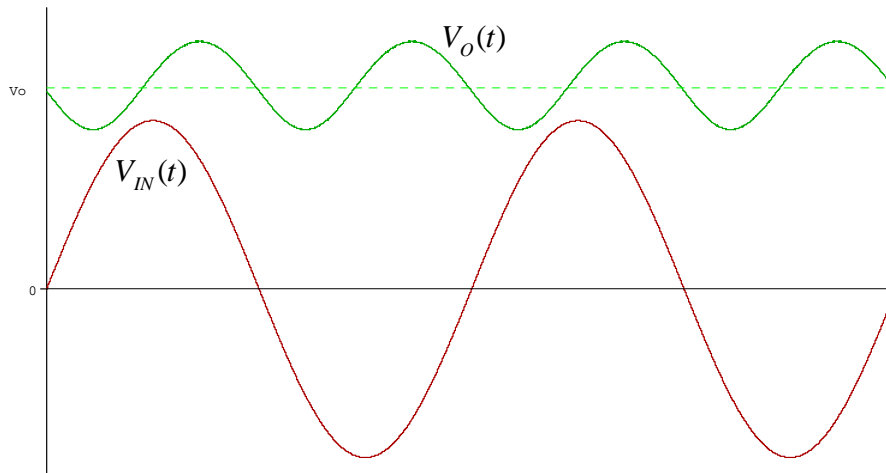
$$\Delta V_o = \frac{P_o}{2 \cdot \pi \cdot f_R \cdot V_o \cdot C_o} \quad (\text{Eq.2.94})$$

Não foi considerada a ondulação de alta freqüência, proveniente da comutação. Todavia, esta ondulação é desprezível comparada à de baixa freqüência. Esta ondulação com freqüência igual ao dobro da freqüência da rede de alimentação pode ser atenuada, aumentando o capacitor de saída. Entretanto, não é possível eliminá-la sem deformar a corrente de entrada, pois o balanço de energia do sistema e, conseqüentemente, o balanço das potências instantâneas, devem ser respeitados.

A utilização de uma malha de tensão rápida o suficiente para eliminar esta ondulação na tensão de saída, alteraria a curva de potência instantânea drenada pela carga, deformando a corrente de entrada, de forma a respeitar o balanço de potências.



A Fig.2.37 mostra as formas de onda características para a tensão de alimentação e a tensão de saída do boost PFC monofásico:



**Fig.2.37: Formas de onda características para a tensão de alimentação e a tensão de saída do boost PFC monofásico.**

## 2.5 - CONTROLE DA TENSÃO DE SAÍDA

Foi visto anteriormente que a malha de tensão deve ser lenta, para evitar deformação na corrente de entrada. Na verdade, a malha de tensão vai gerar uma variável de controle, que será multiplicada por uma amostra da tensão de alimentação, de forma que gerará uma referência senoidal para a corrente de entrada, em fase com a tensão. Em outras palavras, a malha de tensão controla a amplitude da corrente de entrada.

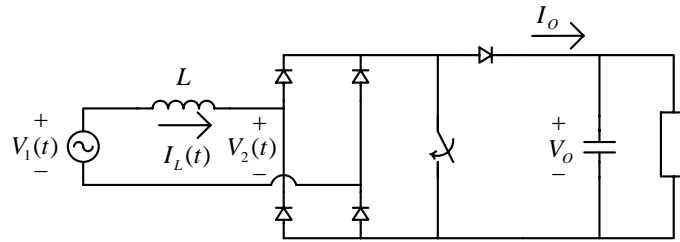
Como visto anteriormente, com fator de potência unitário, a potência média de entrada é dada por:

$$P_{IN} = \frac{V_P \cdot I_P}{2} \quad (\text{Eq.2.95})$$

A potência média de saída é dada por:

$$P_O = V_O \cdot I_O \quad (\text{Eq.2.96})$$

Onde  $V_O$  representa a tensão média de saída e  $I_O$  corresponde à corrente média injetada na carga, como mostra a Fig.2.38:



**Fig.2. 38: Conversor boost PFC monofásico.**

Considerando rendimento de 100%, tem-se  $P_{IN} = P_O$ , logo:

$$I_o = \frac{V_P \cdot I_P}{2 \cdot V_o} \quad (\text{Eq.2.97})$$

A carga será representada por uma resistência equivalente, de forma que:

$$R_{eq} = \frac{V_o^2}{P_o} \quad (\text{Eq.2.98})$$

Assim, considerando a resistência série equivalente do capacitor de saída, tem-se uma impedância de saída equivalente dada por:

$$Z_{eq} = \frac{\frac{V_o^2}{P_o} \cdot (s \cdot R_{SE} \cdot C_o + 1)}{s \frac{C_o \cdot V_o^2}{P_o} \cdot \left(1 + \frac{R_{SE} \cdot P_o}{V_o^2}\right) + 1} \quad (\text{Eq.2.99})$$

Logo:

$$\frac{V_o(s)}{I_o(s)} = \frac{\frac{V_o^2}{P_o} \cdot (s \cdot R_{SE} \cdot C_o + 1)}{s \frac{C_o \cdot V_o^2}{P_o} \cdot \left(1 + \frac{R_{SE} \cdot P_o}{V_o^2}\right) + 1} \quad (\text{Eq.2.100})$$

Como foi visto, a malha de tensão deve apresentar uma dinâmica suficientemente lenta, para não deformar a corrente de entrada. Desta forma considera-se que a corrente injetada na carga  $I_o(t)$  é proporcional à corrente de pico de entrada, considerada como variável de controle da malha de tensão, definida como  $I_P(t)$ .

A partir da (Eq.2.97), considera-se que a tensão de saída e a tensão de pico de entrada permanecem constantes, de forma que a corrente de saída  $I_o(t)$  varia em função da corrente de pico de entrada  $I_P(t)$ , supondo correntes perfeitamente senoidais e equilibradas:

$$I_o(s) = \frac{V_P}{2 \cdot V_o} \cdot I_P(s) \quad (\text{Eq.2.101})$$

Substituindo a (Eq.2.101) na (Eq.2.100), obtém-se a função de transferência da tensão de saída em função da corrente de pico de entrada, mostrada na (Eq.2.102),

necessária para implementar a malha de tensão. A variável de controle da malha de tensão multiplica uma amostra da tensão da rede, gerando as referências de corrente.

$$\frac{V_o(s)}{I_P(s)} = \frac{\frac{V_P \cdot V_o}{2 \cdot P_o} \cdot (s \cdot R_{SE} \cdot C_o + 1)}{s \frac{C_o \cdot V_o^2}{P_o} \cdot \left(1 + \frac{R_{SE} \cdot P_o}{V_o^2}\right) + 1} \quad (\text{Eq.2.102})$$

Como deve ser limitada a dinâmica da malha de tensão, para não deformar a corrente de entrada, o zero da (Eq.2.102) geralmente não é levado em conta, já que encontra-se em frequências bem acima da frequência de corte da função de transferência de laço aberto.

## 2.6 - CONCLUSÕES

Para o Boost pfc monofásico, efetua-se o controle da corrente sobre o indutor de entrada, impondo-se a tensão  $V_2(t)$ , que, desprezando as componentes de alta frequência, apresenta uma parcela senoidal que anula o efeito da tensão de entrada, pois estão associadas em série, e uma parcela cossenoidal, que corresponde à tensão imposta efetivamente sobre o indutor boost, determinando a corrente de entrada.

Na passagem por zero da corrente, durante um certo intervalo de tempo, é fisicamente impossível impor esta parcela cossenoidal em  $V_2(t)$ . Assim, durante este intervalo a corrente não consegue atingir sua referência, sendo deformada.

Como o sentido da corrente é definido pela polaridade da tensão de entrada, só é possível controlar seu módulo. Todavia, como se deseja fator de potência unitário, a tensão e a corrente de entrada devem estar em fase, de forma que o controle do módulo da corrente é suficiente. Na prática, utiliza-se, na malha de corrente, o módulo tanto da corrente amostrada quanto de sua referência.

Observa-se que para respeitar o balanço de potência do sistema, é inevitável a ondulação na tensão de saída, com frequência igual ao dobro da frequência da rede, pois esta é a frequência da ondulação na potência instantânea drenada da rede, em um sistema monofásico operando com fator de potência unitário.

Uma malha de tensão rápida o suficiente para eliminar a ondulação de tensão inevitavelmente deformaria a corrente de entrada. Assim, para atenuá-la pode-se apenas aumentar o capacitor de saída, pois desta forma ele absorve esta “ondulação” na potência instantânea fornecida à carga. A amplitude da ondulação de tensão é inversamente proporcional à capacitância do filtro de saída.

## CAPÍTULO 3

### 3 - RETIFICADORES PWM TRIFÁSICOS SEM NEUTRO

#### 3.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo busca-se um modelo genérico para os conversores CA-CC PWM trifásicos sem neutro, baseados no conversor Boost. Para ilustrar o modelo e os princípios de funcionamento, serão analisados 3 conversores, um bidirecional 2 níveis, um unidirecional 2 níveis e outro unidirecional 3 níveis.

O objetivo inicial é a obtenção de um modelo para o lado CA, para controlar as correntes de entrada e em seguida do lado CC, para controlar a tensão total de saída. Busca-se também uma estratégia para controlar o balanço de tensão nos retificadores 3-níveis.

O controle das variáveis de estado dos conversores sem neutro não pode ser feito de forma independente, devendo-se tratar a modelagem e a estratégia de controle adotada globalmente para o conversor.

A análise estará focada na obtenção dos modelos e estratégias de controle para os conversores, de forma que o projeto dos demais parâmetros do conversor não será apresentado. A partir dos modelos obtidos, será apresentada a forma de controle das correntes e o princípio de atuação da estratégia de controle clássico, utilizando controladores de corrente supostamente “independentes” para cada uma das 3 fases.

---

### 3.2 - ESTRUTURAS E PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

Assim como para o conversor Boost PFC monofásico, também os conversores CA-CC PWM trifásicos sem neutro derivam do conversor Boost, de forma que são controladas as correntes sobre os indutores através da imposição da tensão sobre eles.

No entanto, este controle não é tão direto quanto para o monofásico. Não é possível impor, de forma independente, a tensão sobre cada um dos 3 indutores de entrada. Na verdade eles estão associados de tal forma, que só é possível impor a tensão sobre esta associação de indutores. Será possível controlar combinações linearmente independentes das correntes, e não cada uma individualmente. Isto se reflete nas funções de transferência, que serão acopladas.

Para facilitar a obtenção de um modelo visto pelo lado CA, considera-se que as tensões de saída sejam constantes, ou seja, considera-se no modelo fontes de tensão contínua, no lugar dos capacitores de saída em paralelo com as cargas.

Para se obter os modelos que possibilitam o controle das variáveis de interesse, é necessário analisar os estados topológicos. Alguns dos conversores trifásicos sem neutro apresentam estados topológicos que não dependem somente dos estados dos interruptores, mas também do sentido das correntes. Esta característica traz algumas particularidades na estratégia de controle a ser adotada para cada topologia. Define também os limites físicos de operação dos conversores, como unidirecionalidade ou bidirecionalidade no fluxo de energia.

Devido a esta dependência dos estados topológicos, em relação ao sentido das correntes, a análise da operação dos conversores pode ser dividida em setores, onde cada setor se caracteriza por uma combinação diferente dos sentidos das correntes. Os estados topológicos serão apresentados para um determinado setor, mas os resultados serão generalizados, deixando claro em quais conversores os estados topológicos dependem do sentido das correntes e de que maneira.

Supondo correntes não nulas, existem 2 sentidos possíveis, e como se dispõe de 3 correntes, tem-se  $2^3 = 8$  combinações, ou setores, possíveis. Entretanto, a soma das três correntes é nula:

$$I_1(t) + I_2(t) + I_3(t) = 0 \quad (\text{Eq.3.1})$$

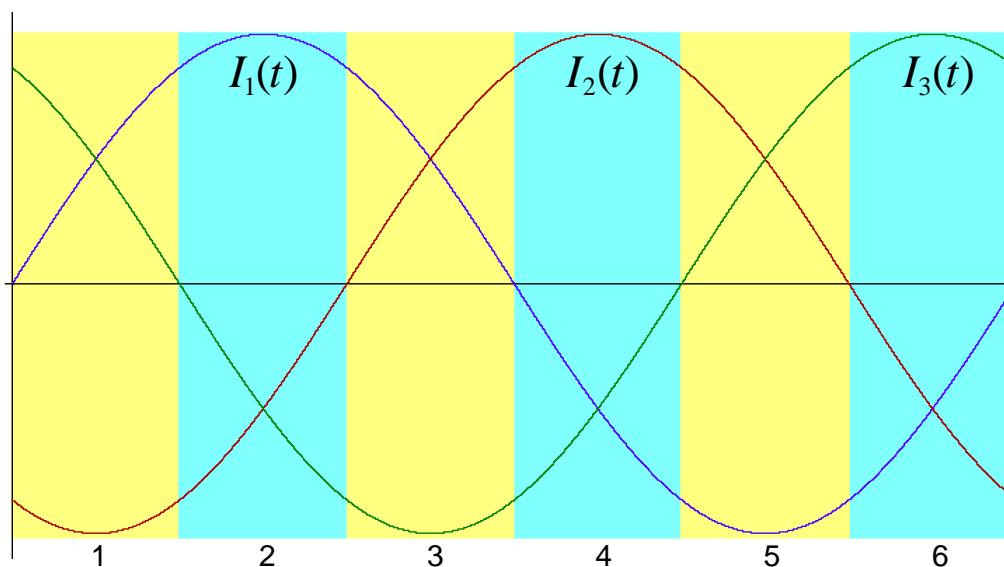
Não é possível que as 3 correntes apresentem o mesmo sentido. Restam então apenas 6 setores possíveis, como mostra a Tab.3.1. Convenciona-se sinal positivo para

as correntes “entrando” no conversor e consequentemente negativo para as correntes “saindo” do conversor.

**Tab.3.1: Setores possíveis de acordo com o sentido das correntes.**

$I_1(t)$	$I_2(t)$	$I_3(t)$	Setor
+	+	+	Impossível
+	-	+	Setor 1
+	-	-	Setor 2
+	+	-	Setor 3
-	+	-	Setor 4
-	+	+	Setor 5
-	-	+	Setor 6
-	-	-	Impossível

A Fig.3.2 ilustra os setores para 3 correntes senoidais em um sistema trifásico equilibrado. Deve-se lembrar que esta divisão em setores é genérica, válida para quaisquer formatos de corrente em sistemas trifásicos sem neutro, desde que nenhuma das correntes seja nula.



**Fig.3.1: Divisão em setores, de acordo com o sentido das correntes, para correntes senoidais.**

Para apresentar os estados topológicos dos conversores propostos escolheu-se o setor 2, onde a corrente na fase 1 é positiva e as correntes nas fases 2 e 3 são negativas. E já que a soma das três correntes é nula, a maior corrente em módulo tem sinal contrário às outras duas e seu módulo é igual à soma do módulo das outras duas.

A seguir são apresentadas três topologias escolhidas para ilustrar a análise. O objetivo é obter um modelo genérico, enfatizando, por outro lado, as particularidades de cada conversor.

### 3.2.1 - Estados Topológicos Conversor A

A Fig.3.2 apresenta o primeiro conversor que será utilizado para ilustrar a análise, aqui denominado **A**, um conversor CA-CC PWM trifásico sem neutro 2 níveis bidirecional, que representa a estrutura mais simples de ser controlada, como será demonstrado mais adiante.

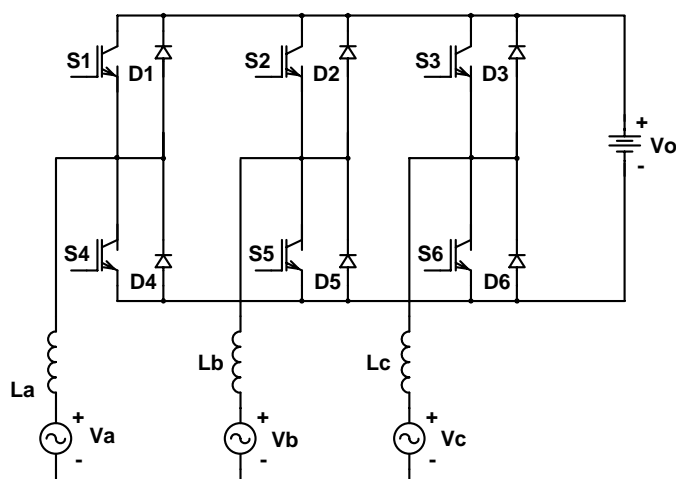


Fig.3.2: Conversor A, CA-CC PWM trifásico, sem neutro, 2 níveis e bidirecional.

Para a apresentação dos estados topológicos do conversor **A**, considera-se o comando complementar dos interruptores de cada braço, ou seja, quando  $S_1=ON$  tem-se  $S_4=OFF$  e assim por diante. Também, para facilitar a análise, representa-se a carga e o filtro capacitivo de saída por uma fonte de tensão contínua (CC). Os estados topológicos são apresentados na Fig.3.3:

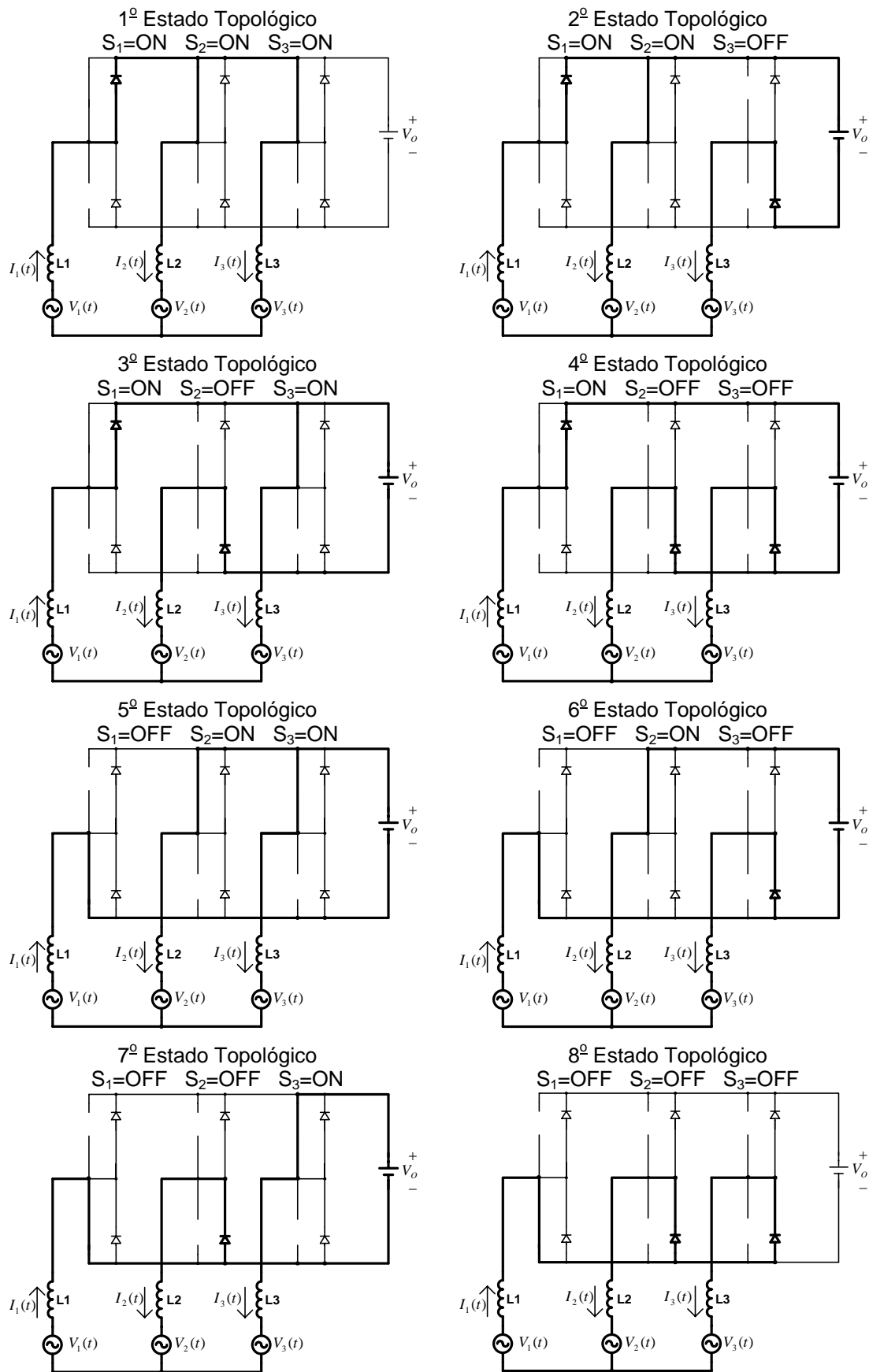


Fig.3.3: Estados topológicos para o conversor A.



A seguir, na Fig.3.4, são apresentados os circuitos equivalentes para cada estado topológico, onde se pode visualizar o efeito da mudança de estado de cada interruptor.

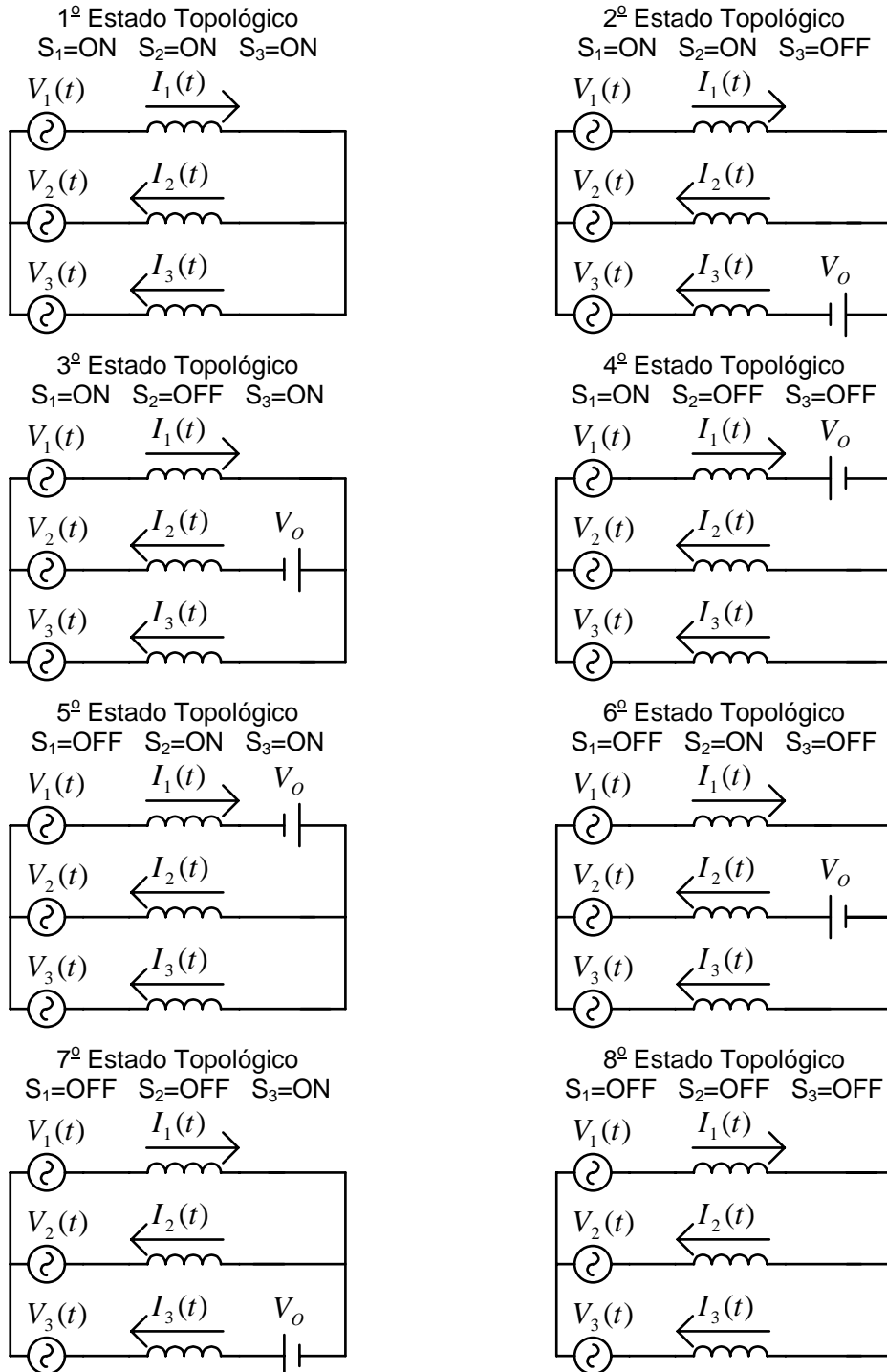


Fig.3.4: Circuitos equivalentes para os estados topológicos do conversor A, apresentados na Fig.3.3.

Para o conversor **A**, observa-se que os estados topológicos dependem exclusivamente da posição dos interruptores, uma característica muito importante, que define a bidirecionalidade do fluxo de energia, como será visto mais adiante.

### 3.2.2 - Estados Topológicos Conversor B

A Fig.3.6 apresenta o segundo conversor utilizado para ilustrar a análise [22], que será denominado conversor **B**, um conversor CA-CC PWM trifásico sem neutro 2 níveis unidirecional.

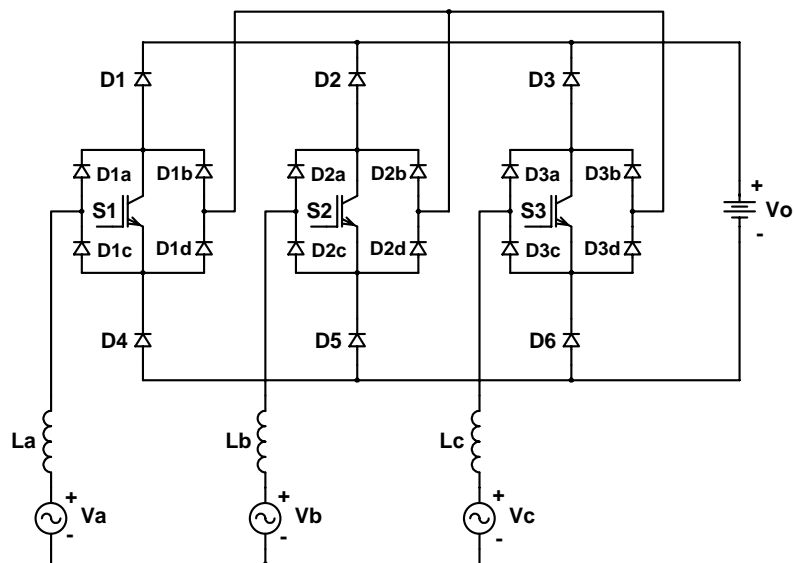


Fig.3.5: Conversor B, CA-CC PWM trifásico, sem neutro, 2 níveis e unidirecional.

Os estados topológicos são apresentados na Fig.3.7:

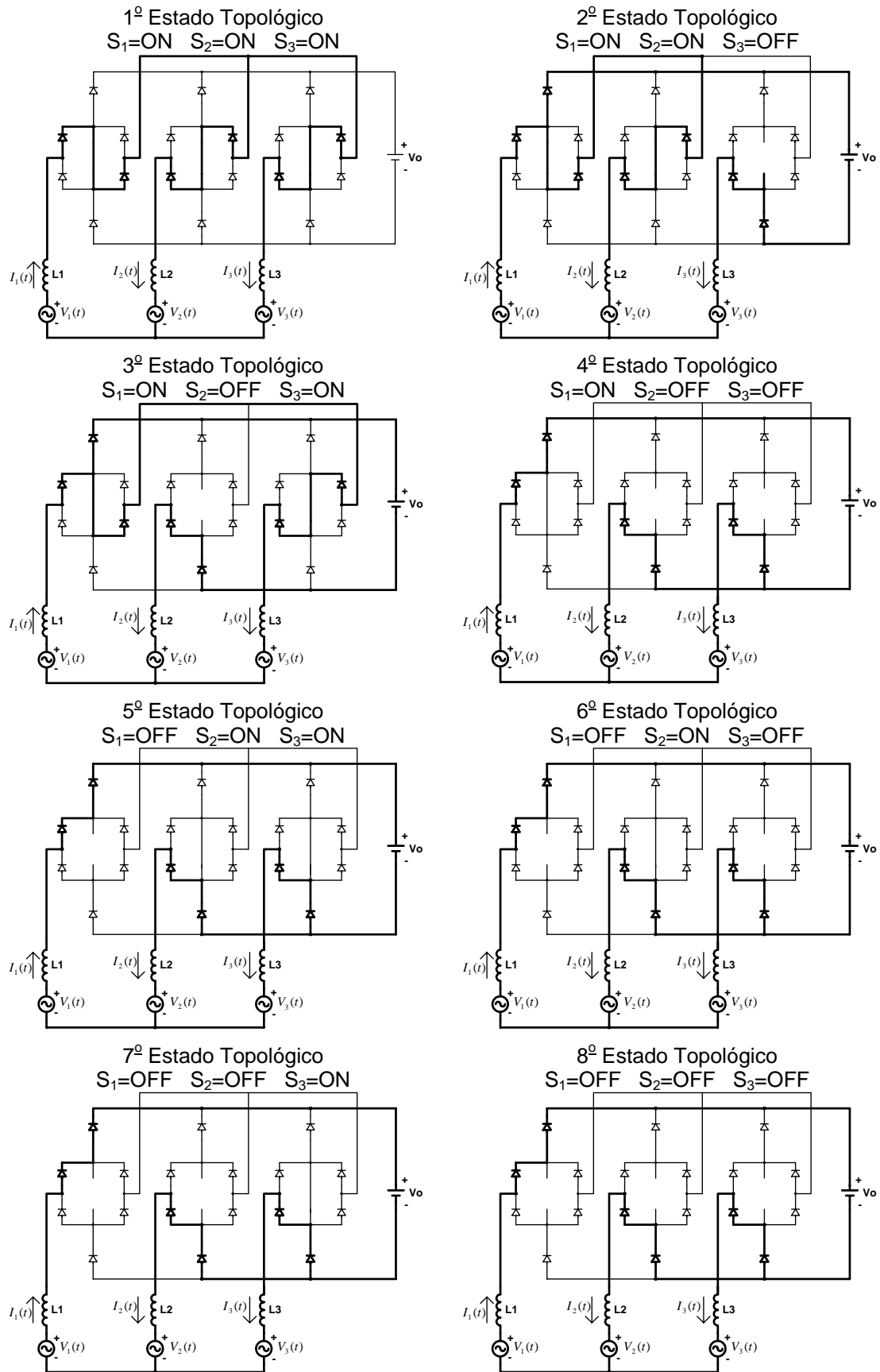
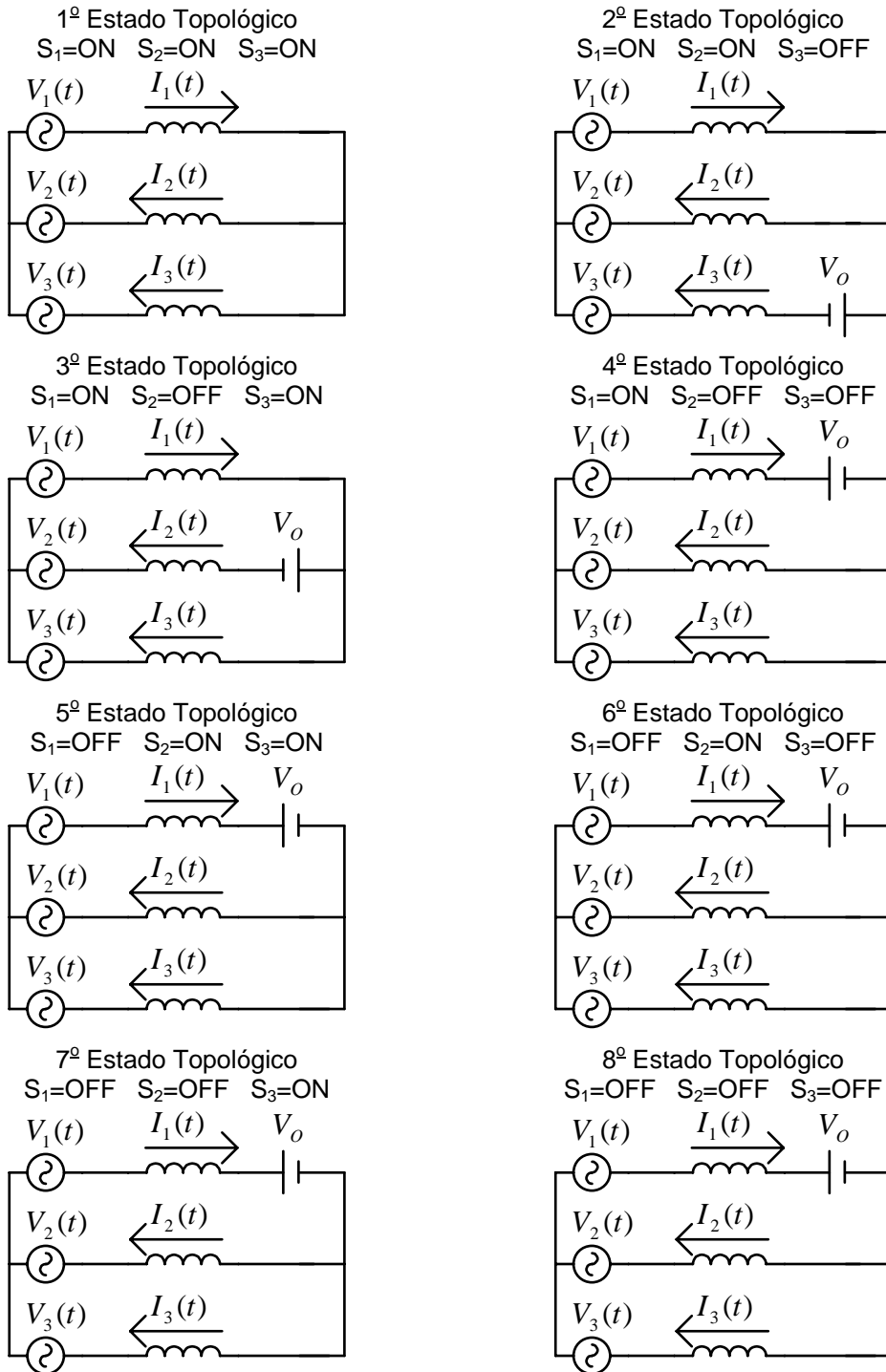


Fig.3.6: Estados topológicos para o conversor B.

A seguir, a Fig.3.7 apresenta os circuitos equivalentes:



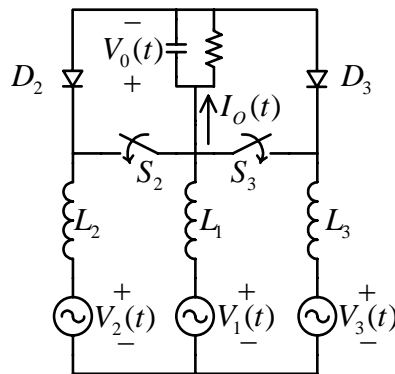
**Fig.3.7:** Circuitos equivalentes para os estados topológicos do conversor B, apresentados na Fig.3.6.

Pode-se observar, pela Fig.3.7, que os estados topológicos 4, 5, 6, 7 e 8 são redundantes. Isto ocorre exatamente quando o interruptor 1 é aberto, que para o setor analisado representa a fase com a maior corrente em módulo. Com  $S_1$  aberto, ao se comandar os interruptores  $S_2$  e  $S_3$ , não se altera o estado topológico. Então, para evitar

estados topológicos redundantes, que leva à perda de controlabilidade das correntes, não se pode comandar a conduzir  $S_2$  ou  $S_3$  quando  $S_1$  estiver bloqueado. De maneira genérica, para todos os setores, quando o interruptor correspondente à fase com maior corrente em módulo estiver aberto, os outros dois também deverão estar.

Ao se aplicar o controle clássico a esta topologia, observa-se a necessidade de sincronizar as portadoras (ondas “dente-de-serra”) do modulador PWM em cada fase. Desta forma, o controle faz com que a razão cíclica para a fase com a maior corrente (e maior referência de corrente) apresente a maior razão cíclica, respeitando esta condição para a controlabilidade das correntes.

Respeitados estes limites, garante-se que o conversor **B** esteja operando numa região linear, onde de acordo com os estados topológicos e circuitos equivalentes apresentados respectivamente nas Fig.3.6 e Fig.3.7, para o setor analisado, pode-se representá-lo pelo circuito equivalente da Fig.3.8.

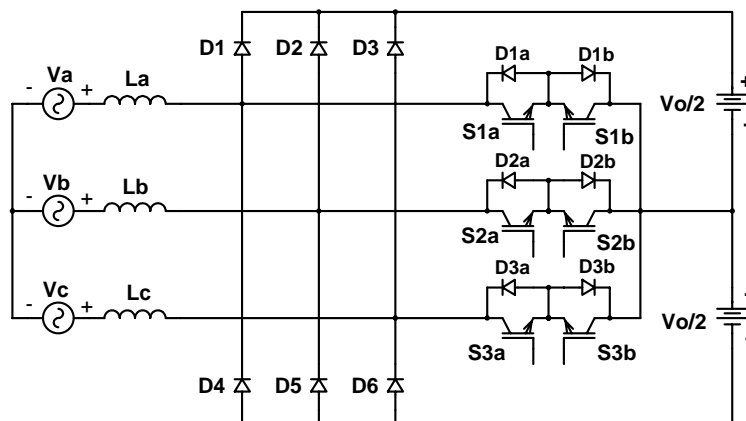


**Fig.3.8:**Circuito equivalente do conversor **B** operando na região linear

Além disso, observa-se que a polaridade das fontes de tensão equivalentes, que representam o estado da célula de comutação, é definida pelo sentido da corrente na respectiva fase, semelhante ao Boost PFC monofásico. Esta característica, conforme será mostrado mais adiante, caracteriza a unidirecionalidade no fluxo de energia.

### 3.2.3 - Estados Topológicos Conversor C

A Fig.3.9 apresenta o terceiro e último conversor utilizado para ilustrar a análise [21], aqui denominado conversor **C**, um conversor CA-CC PWM trifásico sem neutro 3 níveis unidirecional.



**Fig.3.9: Conversor C, CA-CC PWM trifásico, sem neutro, 3 níveis e unidirecional.**

Para a apresentação dos estados topológicos, considera-se que os interruptores de um mesmo braço são comandados ao mesmo tempo, compondo juntos um interruptor bidirecional. Os estados topológicos são apresentados na Fig.3.10:

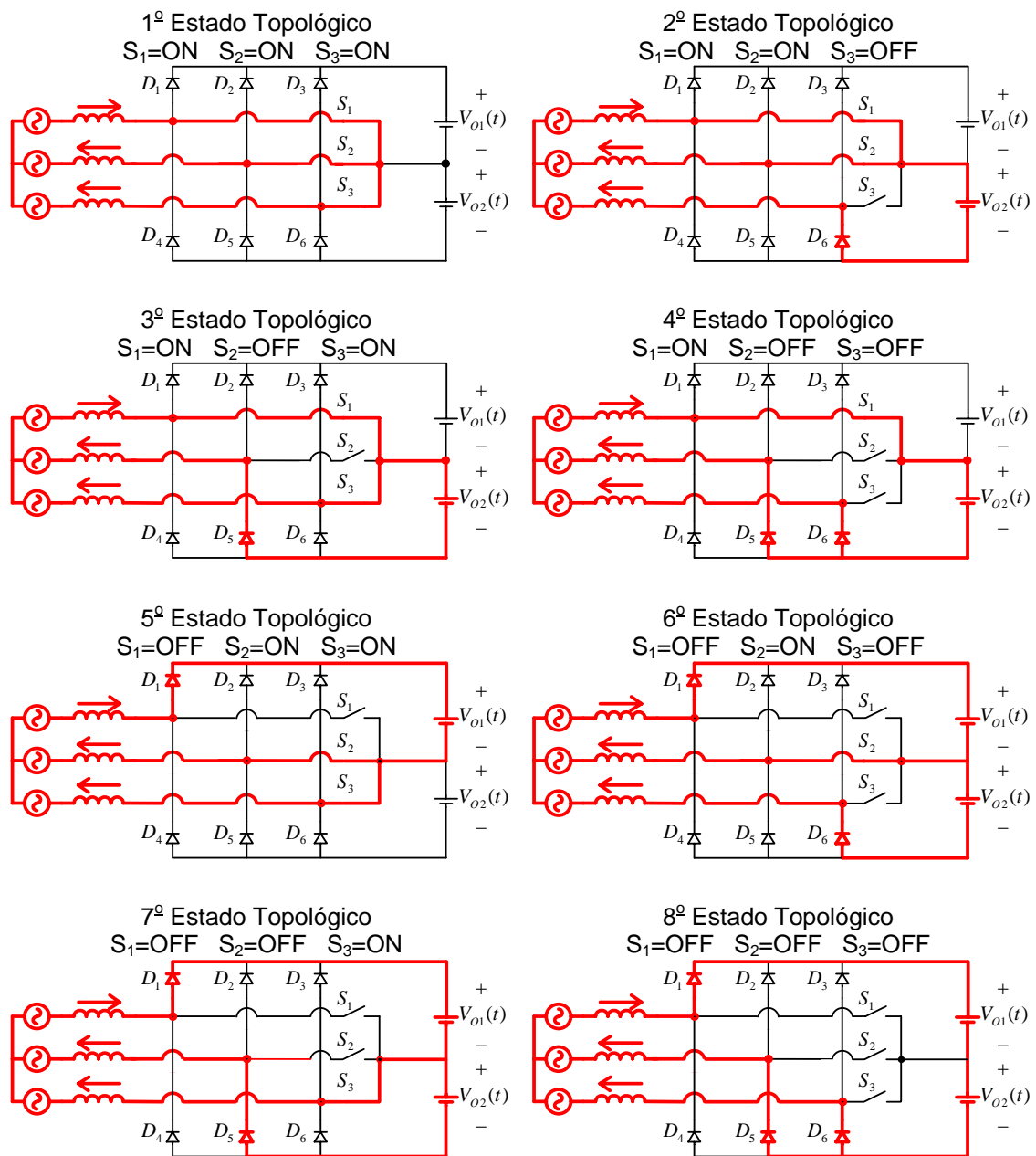


Fig.3.10: Estados topológicos para o conversor C.

A partir dos estados topológicos, são apresentados os circuitos equivalentes na Fig.3.11. Por enquanto, os filtros capacitivos de saída e as cargas são representados por duas fontes de tensão contínua. Além disso, são apresentados os circuitos equivalentes vistos a partir da entrada, por isso, algumas vezes a mesma fonte de tensão (que representa o barramento de saída) aparece duas vezes no mesmo circuito.

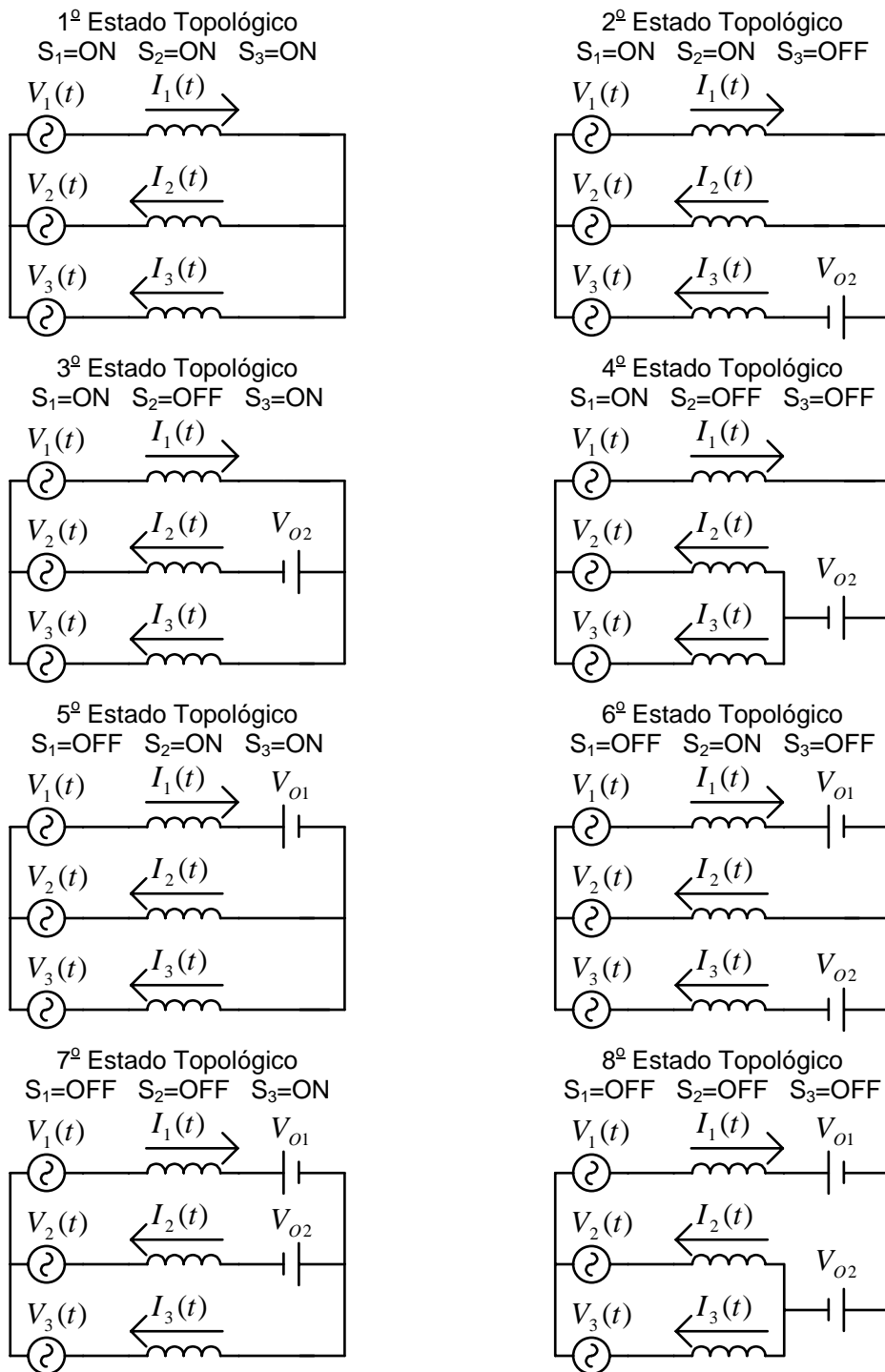


Fig.3.11: Circuitos equivalentes para os estados topológicos do conversor C, apresentados na Fig.3.10.

Observando-se os estados topológicos e os circuitos equivalentes, a princípio, não há estados topológicos redundantes. Observa-se que novamente a polaridade das fontes de tensão equivalentes, representando o estado da célula de comutação, é determinada pelo sentido da corrente na respectiva fase, tal qual no boost pfc monofásico.



### 3.3 - CONTROLE DAS CORRENTES DE ENTRADA

Observando-se os estados topológicos e os circuitos equivalentes, para os três conversores apresentados, observa-se que, analogamente ao Boost PFC monofásico apresentado no capítulo 2, o controle das correntes nos indutores é baseado na imposição das tensões sobre eles.

Para a análise do modelo e estratégia de controle das correntes, considera-se ainda que as tensões de saída permanecem constantes, sendo representadas por fontes de tensão contínua. Além disso, para o conversor **C**, considera-se que as tensões de saída estão perfeitamente equilibradas.

Adicionalmente, considera-se que o efeito da modulação PWM é idêntico ao apresentado no capítulo 2 para o Boost PFC monofásico, com os indutores operando como filtros passa-baixas de primeira ordem, de forma que serão desprezadas as componentes de alta frequência. Esta consideração corresponde ao que é usualmente denominado como “valores médios instantâneos”.

Observando-se ainda os circuitos equivalentes, obtidos dos estados topológicos dos 3 conversores apresentados, pode-se representar o modelo dos conversores, visto a partir do lado CA, por fontes de tensão controladas, conforme apresentado na Fig.3.12. Obviamente que a função que determina o valor da tensão nas fontes controladas, em função das razões cíclicas dos interruptores, varia de acordo com a topologia do conversor.

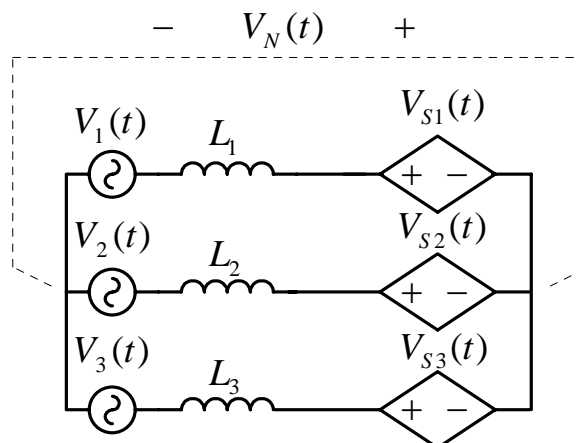
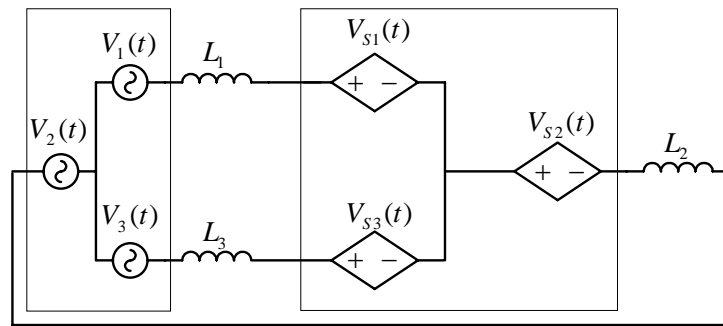
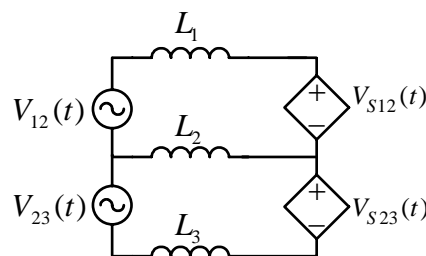


Fig.3.12: Circuito equivalente visto a partir da entrada.

Como se observa na Fig.3.13, para o circuito equivalente visto pelos indutores, que representa o modelo necessário para o controle das correntes sobre eles, pode-se associar em série tanto as fontes de tensão de entrada, que representam a rede de alimentação, quanto as fontes de tensão controlada, obtendo-se o circuito equivalente da Fig.3.14:

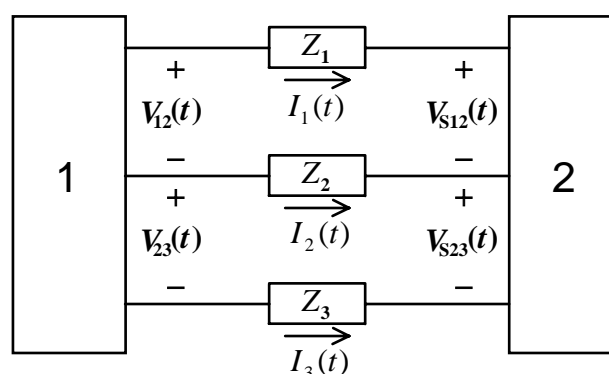


**Fig.3.13: Associação das fontes de tensão da Fig.3.12.**



**Fig.3.14: Circuito equivalente visto a partir da entrada.**

Analogamente ao Boost PFC monofásico, pode-se representar os conversores CA-CC PWM trifásicos na forma de dois sistemas, interligados por 3 impedâncias, conforme apresentado na Fig.3.15, onde a transferência de energia de um sistema para outro é determinada pela corrente nas impedâncias e consequentemente pela tensão imposta sobre elas. Idealmente, estas impedâncias podem ser representadas simplesmente pelos indutores de entrada.



**Fig.3.15: Representação do sistema equivalente para os conversores CA-CC PWM trifásicos.**

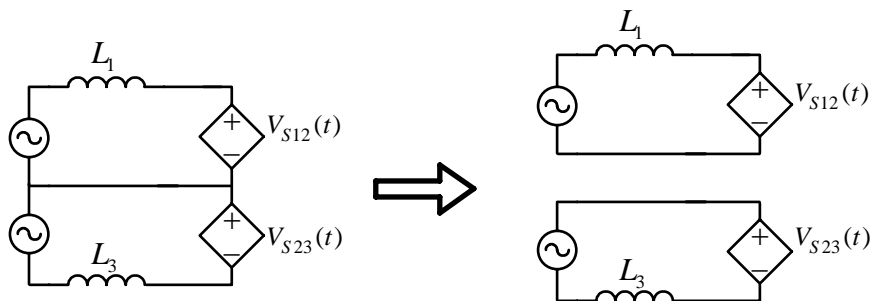
O circuito equivalente da Fig.3.15 pode representar qualquer um dos 3 conversores apresentados, vistos do lado CA, sem perda de generalidade.

Ou seja, não importa a variação da tensão nas fontes controladas equivalentes da Fig.3.12, mas sim as tensões resultantes sobre os indutores, determinadas pelas

fontes de tensão controladas equivalentes da Fig.3.14. Como se pode observar, tem-se apenas duas fontes de tensão controladas para impor as tensões sobre os indutores e controlar suas correntes. Como já foi mencionado, só é possível controlar duas correntes, ou duas combinações linearmente independentes das correntes, pois a soma das 3 correntes de linha é nula por definição.

Observa-se que a utilização de apenas dois indutores seria suficiente para controlar as 3 correntes de entrada dos conversores, facilitando muito a modelagem, ao desacoplar as funções de transferência, permitindo a utilização de apenas duas malhas de corrente convencionais, idênticas às utilizadas no Boost PFC monofásico.

Como o circuito da Fig.3.14 é simétrico, não importa qual dos 3 indutores seja retirado. Retirando-se por exemplo  $L_2$ , obtém-se o circuito equivalente da Fig.3.16:



**Fig.3.16: Circuito equivalente visto a partir do lado CA, retirando um dos indutores de entrada.**

Observa-se que ao se retirar um dos indutores, obtém-se dois circuitos equivalentes idênticos, inclusive idênticos ao circuito equivalente obtido para o Boost PFC monofásico, apresentado no capítulo 2.

Por outro lado, a retirada de um indutor faz com que a respectiva fase tenha um aumento nas componentes da alta frequência. Além disso, embora na prática a ação de controle seja executada por apenas duas fontes de tensão controladas, elas são resultado da associação de 3 fontes controladas, onde estas sim são determinadas pelo estado dos interruptores, ou seja, pelas razões cíclicas com que os interruptores são comandados. Utilizando-se uma lógica conveniente para comandar os interruptores, é possível operar com apenas 2 indutores de entrada.

### 3.3.1 - Obtenção do Modelo Dinâmico

As razões cíclicas com que são comandados os interruptores determinam as tensões  $V_{S1}(t)$ ,  $V_{S2}(t)$ , e  $V_{S3}(t)$ , desta forma buscar-se-á um primeiro modelo das correntes em função destas fontes de tensão controladas. Então, a partir da Fig.3.12, tem-se:

$$V_1(t) - V_{L1}(t) - V_{S1}(t) = V_2(t) - V_{L2}(t) - V_{S2}(t) = V_3(t) - V_{L3}(t) - V_{S3}(t) \quad (\text{Eq.3.2})$$

$$I_{L1}(t) + I_{L2}(t) + I_{L3}(t) = 0 \quad (\text{Eq.3.3})$$

Para facilitar a análise, supõe-se que:

$$L_1 = L_2 = L_3 = L \quad (\text{Eq.3.4})$$

Além disso, como não há neutro, pode-se desconsiderar o efeito de qualquer componente de sequência zero nas fontes de tensão que representam a rede de alimentação, ou seja:

$$V_1(t) + V_2(t) + V_3(t) = 0 \quad (\text{Eq.3.5})$$

Organizando (Eq.3.2), (Eq.3.3), (Eq.3.4) e (Eq.3.5), obtém-se:

$$\begin{cases} V_{L1}(t) = V_1(t) + \frac{-2 \cdot V_{S1}(t) + V_{S2}(t) + V_{S3}(t)}{3} \\ V_{L2}(t) = V_2(t) + \frac{V_{S1}(t) - 2 \cdot V_{S2}(t) + V_{S3}(t)}{3} \\ V_{L3}(t) = V_3(t) + \frac{V_{S1}(t) + V_{S2}(t) - 2 \cdot V_{S3}(t)}{3} \end{cases} \quad (\text{Eq.3.6})$$

Ou:

$$\begin{cases} L \cdot \frac{dI_1(t)}{dt} = V_1(t) + \frac{-2 \cdot V_{S1}(t) + V_{S2}(t) + V_{S3}(t)}{3} \\ L \cdot \frac{dI_2(t)}{dt} = V_2(t) + \frac{V_{S1}(t) - 2 \cdot V_{S2}(t) + V_{S3}(t)}{3} \\ L \cdot \frac{dI_3(t)}{dt} = V_3(t) + \frac{V_{S1}(t) + V_{S2}(t) - 2 \cdot V_{S3}(t)}{3} \end{cases} \quad (\text{Eq.3.7})$$

Representando vetorialmente:

$$L \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_1(t) \\ I_2(t) \\ I_3(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1(t) \\ V_2(t) \\ V_3(t) \end{bmatrix} + \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{S1}(t) \\ V_{S2}(t) \\ V_{S3}(t) \end{bmatrix} \quad (\text{Eq.3.8})$$

Considera-se então um modelo de pequenos sinais, linearizando em torno de um ponto de operação, ou seja, desprezando o efeito das tensões de entrada. Nestas condições, aplicando a transformada de Laplace, obtém-se:

$$\begin{bmatrix} i_1(s) \\ i_2(s) \\ i_3(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{3 \cdot s \cdot L} \cdot \begin{bmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{s1}(s) \\ v_{s2}(s) \\ v_{s3}(s) \end{bmatrix} \quad (\text{Eq.3.9})$$

### 3.3.2 - Transformação $\alpha\beta 0$ e Transformação de Park

Representando as 3 correntes na forma vetorial, ter-se-ia supostamente um vetor corrente pertencente ao  $\mathbb{R}^3$ , podendo-se controlar independentemente as 3 correntes, o que ocorre quando há neutro. No entanto, ao retirar-se o neutro, insere-se uma restrição definida por  $i_1(t)+i_2(t)+i_3(t)=0$ , que representa um plano dentro do espaço original, ou seja, o novo sistema apresenta um vetor corrente que compreende a interseção deste plano com o espaço original ( $\in \mathbb{R}^3$ ). O novo vetor corrente pertence ao  $\mathbb{R}^2$ , que equivale a um sistema bifásico com neutro. A matriz de transferência obtida, apesar de ser  $3 \times 3$ , apresenta  $\text{rank}=2$ , como era de se esperar.

A transformação  $\alpha\beta 0$ , ou transformada de Clark [1], define uma nova base ortogonal sobre este plano, com mostra a Fig.3.17, representando vetores pontualmente. Já a transformação de Park, também apresentada em [1], define a mesma base ortogonal sobre o novo plano, mas girando com velocidade conveniente, em relação à referência original, de forma que o sistema esteja estático quando referido à nova base.

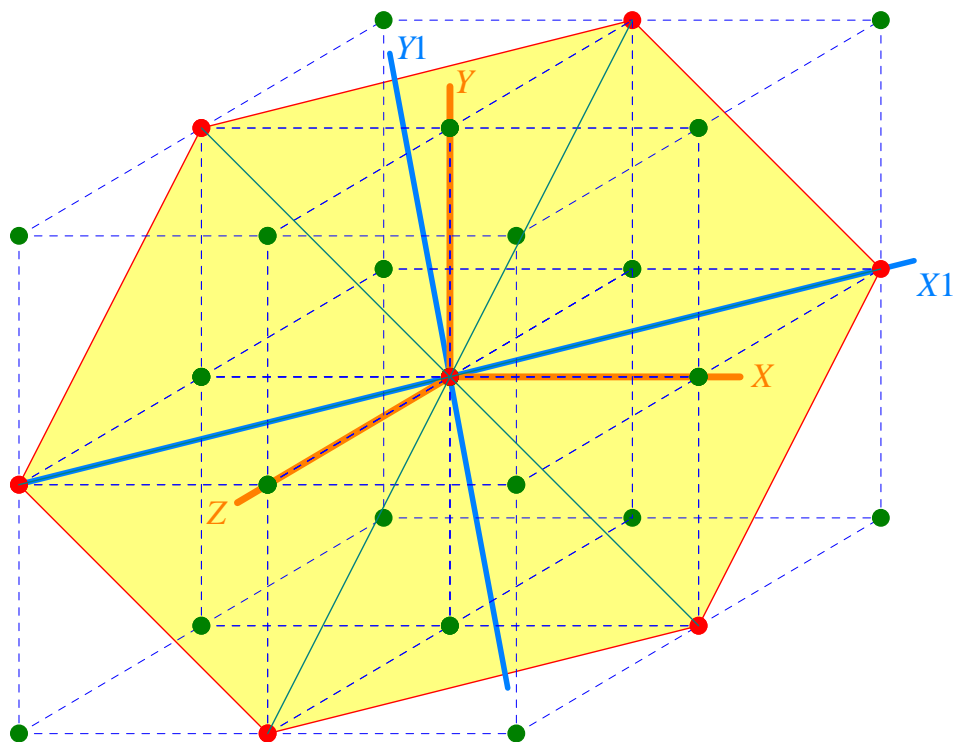


Fig.3.17: Representação do espaço vetorial das correntes em um conversor PWM trifásico sem neutro.

Pelo sistema de coordenadas original, para o controle das correntes de entrada do conversor, a matriz de transferência é acoplada e, apesar de ser 3x3, apresenta rank=2, enquanto que com o novo sistema de coordenadas tem-se uma matriz 2x2 (sem sequência 0) com rank=2. A componente de sequência zero pode ser desconsiderada, já que não há neutro. Sua projeção na representação da Fig.3.17 seria perpendicular ao plano das correntes.

A transformação  $\alpha\beta 0$ , para um vetor  $\vec{X}$  qualquer é dada por:

$$\vec{X}_{\alpha\beta 0} = \bar{A}^{-1} \cdot \vec{X}_{123} \quad (\text{Eq.3.10})$$

Onde:

$$\bar{A}^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{Eq.3.11})$$

Como a transformação é ortogonal, a matriz inversa, que opera a transformação inversa, é igual à transposta da matriz que opera a transformação [21]. Desta forma, a (Eq.3.9) pode ser escrita como:

$$\vec{I}_{123} = \bar{B} \cdot \vec{V}_{S123} \quad (\text{Eq.3.12})$$

Onde:

$$\vec{I}_{123} = \begin{bmatrix} i_1(s) \\ i_2(s) \\ i_3(s) \end{bmatrix} \quad \bar{B} = \frac{1}{3 \cdot s \cdot L} \cdot \begin{bmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix} \quad \vec{V}_{S123} = \begin{bmatrix} v_{S1}(s) \\ v_{S2}(s) \\ v_{S3}(s) \end{bmatrix} \quad (\text{Eq.3.13})$$

Então, substituindo (Eq.3.10) em (Eq.3.12):

$$\bar{A} \cdot \vec{I}_{\alpha\beta 0} = \bar{B} \cdot \bar{A} \cdot \vec{V}_{S\alpha\beta 0} \quad (\text{Eq.3.14})$$

Logo:

$$\vec{I}_{\alpha\beta 0} = \bar{A}^{-1} \cdot \bar{B} \cdot \bar{A} \cdot \vec{V}_{S\alpha\beta 0} \quad (\text{Eq.3.15})$$

Resolvendo a (Eq.3.15):

$$\begin{bmatrix} i_0(s) \\ i_\alpha(s) \\ i_\beta(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{3 \cdot s \cdot L} \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -3 & \sqrt{3} \\ 0 & \sqrt{3} & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{s0}(s) \\ v_{s\alpha}(s) \\ v_{s\beta}(s) \end{bmatrix} \quad (\text{Eq.3.16})$$

Ou, como visivelmente não há influência das componentes de seqüência zero:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(s) \\ i_\beta(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{3 \cdot s \cdot L} \cdot \begin{bmatrix} -3 & \sqrt{3} \\ \sqrt{3} & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{s\alpha}(s) \\ v_{s\beta}(s) \end{bmatrix} \quad (\text{Eq.3.17})$$

Além disso, pelo fato da componente de seqüência zero não influenciar no controle das correntes, por ela ser factível para as fontes de tensão controladas, já que não há nenhuma restrição física neste sentido sobre elas, pode-se utilizar esta propriedade para controlar o balanço de tensão na saída dos retificadores PWM trifásicos 3 níveis, como será apresentado no capítulo 5.

### 3.3.3 - Transformação $\Delta$ -Y

A transformação  $\Delta$ -Y, apesar de não gerar uma base ortogonal, também se encontra sobre o plano das correntes, com a componente de seqüência zero perpendicular. A vantagem de sua utilização está no fato de se obter uma matriz de transferência diagonal. Da (Eq.3.12), obtém-se:

$$\vec{I}_{123} = \bar{B} \cdot \vec{V}_{S123} \rightarrow \vec{X}_{123} = \bar{T} \cdot \vec{X}_{\Delta Y0} \rightarrow \vec{I}_{\Delta Y0} = \bar{D}^{-1} \cdot \bar{B} \cdot \bar{D} \cdot \vec{V}_{S\Delta Y0} \quad (\text{Eq.3.18})$$

$$\bar{D}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad \bar{D} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 \\ -1 & -2 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{Eq.3.19})$$

De onde se obtém:

$$\begin{bmatrix} i_{12}(s) \\ i_{23}(s) \\ i_0(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{s \cdot L} \cdot \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{s12}(s) \\ v_{s23}(s) \\ v_{s0}(s) \end{bmatrix} \quad (\text{Eq.3.20})$$

Como esperado, novamente não há influência das componentes de seqüência zero, podendo-se reescrever a (Eq.3.20):

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{12}(s) \\ \dot{i}_{23}(s) \end{bmatrix} = \frac{-1}{s \cdot L} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{S12}(s) \\ v_{S23}(s) \end{bmatrix} \quad (\text{Eq.3.21})$$

Como  $V_{S12}(t)$  e  $V_{S23}(t)$  são tensões reais, a (Eq.3.21) permite visualizar o princípio da ação de controle do conversor sobre as correntes de entrada, onde a tensão  $V_{S12}(t)$ , definida como  $V_{S1}(t) - V_{S2}(t)$ , controla diretamente a combinação  $I_1(t) - I_2(t)$ , e de forma análoga  $V_{S23}(t)$  controla  $I_2(t) - I_3(t)$ .

Observa-se que a mesma restrição física observada para as tensões de linha, aplica-se também para as correntes de linha, quando não há neutro, onde sua soma é nula por definição. Esta característica faz com que, representando-se estas grandezas vetorialmente no espaço, encontrem-se sobre o mesmo plano.

Como será apresentado no capítulo 5, para controlar o balanço de tensão nos retificadores 3 níveis, pode-se alterar as tensões  $V_{S1}(t)$ ,  $V_{S2}(t)$  e  $V_{S3}(t)$ , e conseqüentemente as razões cíclicas, sem no entanto alterar  $V_{S12}(t)$  e  $V_{S23}(t)$ , de forma que não há qualquer perturbação sobre as correntes. Haverá, no entanto, limitação desta ação de controle sobre o balanço de tensão, definida exatamente pela amplitude da tensão de saída.

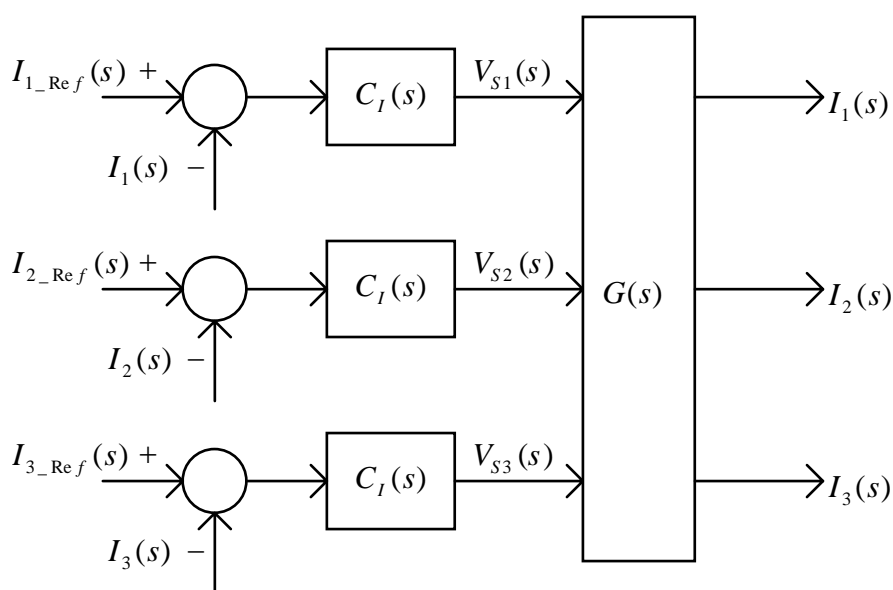
Na estratégia de controle clássica, em que são utilizados “virtualmente” 3 controladores de corrente independentes para cada uma das fases, de fato implementa-se indiretamente a transformação  $\Delta$ -Y, utilizando algumas vezes a componente de seqüência zero nas fontes de tensão controladas, para “aumentar” a faixa de operação do conversor, em relação à tensão de saída.

Entretanto, esta componente de seqüência zero apresenta valor médio nulo, de maneira que não perturba o balanço de tensão nos conversores 3 níveis, causando apenas uma ondulação de tensão, em cada barramento individualmente. Entretanto, esta ondulação se observa em oposição de fase para os dois barramentos, de maneira que não se reflete na tensão total de saída.



### 3.4 - CONTROLE CLÁSSICO

O modelo obtido para o conversor depende da estratégia de controle utilizada. Na estratégia de controle aqui denominada clássica, para os retificadores PWM trifásicos sem neutro, são implementados três controladores de corrente, supostamente independentes, para cada uma das três fases. A malha de tensão origina um sinal de controle, que é multiplicado por uma amostra das tensões de entrada, gerando as referências para as correntes. De maneira simplificada, a arquitetura dos controladores de corrente é apresentada na Fig.3.18:



**Fig.3.18: Representação simplificada da implementação das malhas de corrente na estratégia clássica de controle.**

Como demonstrado, não é possível controlar as três correntes de forma independente. Considera-se que os controladores de corrente  $C_I(s)$  são idênticos, desta forma, as tensões controladas, que exercem a ação de controle, são dadas por:

$$\begin{cases} V_{S1}(s) = C_I(s) \cdot [I_{1\_Ref}(s) - I_1(s)] \\ V_{S2}(s) = C_I(s) \cdot [I_{2\_Ref}(s) - I_2(s)] \\ V_{S3}(s) = C_I(s) \cdot [I_{3\_Ref}(s) - I_3(s)] \end{cases} \quad (\text{Eq.3.22})$$

Entretanto, as referências de corrente são definidas como função das tensões da rede de alimentação:

$$\begin{cases} I_{1\_Ref}(s) = K \cdot V_3(s) \\ I_{2\_Ref}(s) = K \cdot V_2(s) \\ I_{3\_Ref}(s) = K \cdot V_3(s) \end{cases} \quad (\text{Eq.3.23})$$

Supondo que as tensões sejam equilibradas, tem-se:

$$V_1(t) + V_2(t) + V_3(t) = 0 \quad (\text{Eq.3.24})$$

Logo:

$$I_{1\_Ref}(t) + I_{2\_Ref}(t) + I_{3\_Ref}(t) = 0 \quad (\text{Eq.3.25})$$

Mas, devido a ausência do neutro, a soma das correntes de linha é nula:

$$I_1(t) + I_2(t) + I_3(t) = 0 \quad (\text{Eq.3.26})$$

Logo, substituindo (Eq.3.25) e (Eq.3.26) em (Eq.3.22), observa-se que:

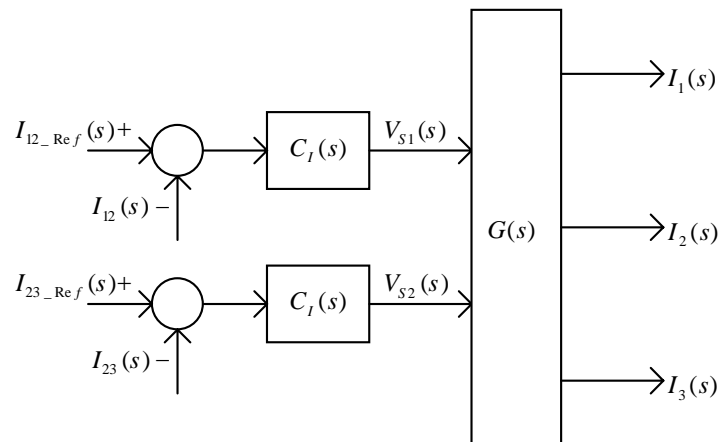
$$V_{S1}(s) + V_{S2}(s) + V_{S3}(s) = 0 \quad (\text{Eq.3.27})$$

Ou seja, esta estratégia de controle faz com que idealmente seja nula a componente de sequência zero das tensões controladas, que representam a ação de controle sobre as correntes. Rescrevendo-se (Eq.3.22) obtém-se:

$$\begin{cases} V_{S1}(s) - V_{S2}(s) = C_I(s) \cdot [I_{1\_Ref}(s) - I_1(s)] - C_I(s) \cdot [I_{2\_Ref}(s) - I_2(s)] \\ V_{S2}(s) - V_{S3}(s) = C_I(s) \cdot [I_{2\_Ref}(s) - I_2(s)] - C_I(s) \cdot [I_{3\_Ref}(s) - I_3(s)] \end{cases} \quad (\text{Eq.3.28})$$

$$\begin{cases} V_{S12}(s) = C_I(s) \cdot [I_{12\_Ref}(s) - I_{12}(s)] \\ V_{S23}(s) = C_I(s) \cdot [I_{23\_Ref}(s) - I_{23}(s)] \end{cases} \quad (\text{Eq.3.29})$$

Representando-se (Eq.3.29) em diagrama de blocos, tem-se:



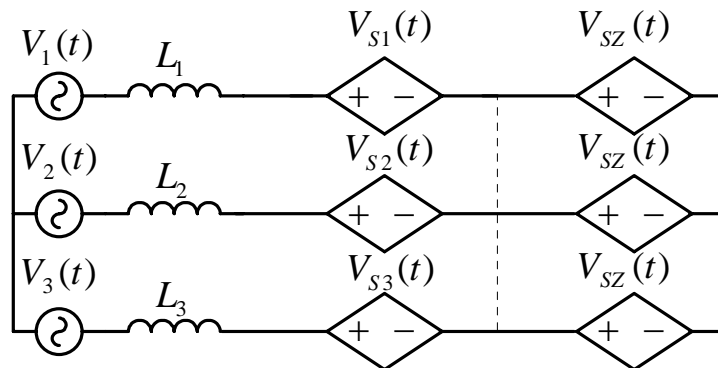
**Fig.3.19: Representação em diagrama de blocos da implementação das malhas de corrente na estratégia clássica de controle.**

Pode-se concluir que a estratégia de controle clássica na verdade implementa, de forma indireta, a transformação  $\Delta$ -Y. Conforme apresentado em (Eq.3.21), tem-se uma matriz de transferência diagonal, ou seja, as funções de transferência são desacopladas. Além disso, como se observa em (Eq.3.21), a função de transferência utilizada para projetar o controlador  $C_i(s)$  é do tipo:

$$\frac{I(s)}{V_s(s)} = \frac{1}{s \cdot L} \tag{Eq.3.30}$$

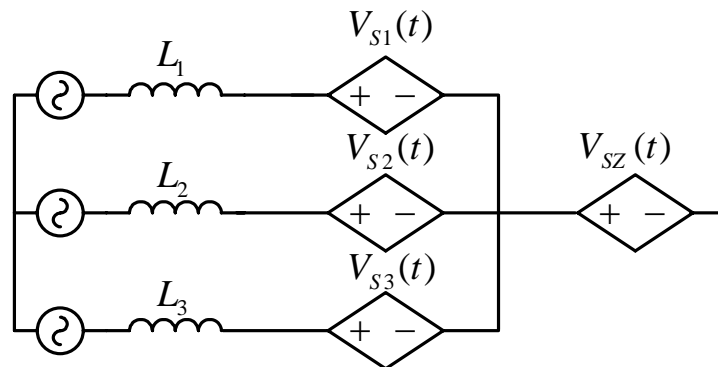
A função que determina  $V_s(s)$  varia para cada topologia, como é apresentado mais adiante. Para garantir o bom funcionamento desta estratégia de controle, deve-se garantir que os controladores de corrente sejam idênticos.

A possível presença de componente de sequência zero nas tensões de entrada, e conseqüentemente nas referências de corrente, se refletirá nas fontes de tensão controladas  $V_{S1}(t)$ ,  $V_{S2}(t)$  e  $V_{S3}(t)$ , mas não se refletirá nas correntes, pois, pela ausência de neutro, o circuito de sequência zero está aberto. A Fig.3.20 ilustra a influência da presença de uma componente de sequência zero  $V_{SZ}(t)$  nas tensões.



**Fig.3.20: Representação da adição de componente de sequência zero nas tensões controladas.**

Como se observa na Fig.3.20, a linha pontilhada representa um curto-circuito virtual, de forma que pode-se representar o sistema pelo circuito equivalente da Fig.3.21:



**Fig.3.21: Representação da adição de componente de sequência zero nas tensões controladas.**

O circuito equivalente da Fig.3.21 permite visualizar claramente que uma componente de sequência zero não apresenta nenhuma influência sobre as correntes de um sistema trifásico sem neutro.

As tensões controladas são definidas pelas razões cíclicas  $D_1(t)$ ,  $D_2(t)$  e  $D_3(t)$ , com as quais são comandados os interruptores. Entretanto, deve-se lembrar das limitações físicas das razões cíclicas (0% a 100%), além da variação da função que determina as tensões controladas em função das razões cíclicas, para cada topologia.

Em função da limitação das razões cíclicas, a adição de componente de sequência zero diretamente sobre elas pode levar o sistema a operar fora da região linear, deformando as correntes e podendo levar o sistema à instabilidade.

### 3.4.1 - Controle do Conversor A

Para o conversor **A**, apresentado na Fig.3.2, observando seus estados topológicos e circuitos equivalentes, mostrados respectivamente na Fig.3.3 e Fig.3.4, pode-se observar que, de acordo com o modelo da Fig.3.11, as tensões das fontes controladas, desprezando-se as componentes de alta frequência provenientes da modulação PWM, são definidas por:

$$\begin{cases} V_{s1}(t) = [1 - D_1(t)] \cdot V_o \\ V_{s2}(t) = [1 - D_2(t)] \cdot V_o \\ V_{s3}(t) = [1 - D_3(t)] \cdot V_o \end{cases} \quad (\text{Eq.3.31})$$

$D_1(t)$  determina a porcentagem do período de comutação em que  $S_1$  fica aberto e  $S_4$  fechado, e de forma análoga  $D_2(t)$  e  $D_3(t)$ . Para controlar este conversor utilizando a transformação  $\Delta$ -Y, basta implementar controladores idênticos para cada uma das 3 fases, onde a razão cíclica para os interruptores de cada braço é determinada pelo sinal de saída do controlador  $C_i(s)$ , onde o sinal de entrada é a diferença entre a referência e uma amostra da própria corrente na respectiva fase.

Tem-se ainda da (Eq.3.31):

$$\begin{cases} V_{s12}(t) = -D_{12}(t) \cdot V_o \\ V_{s23}(t) = -D_{23}(t) \cdot V_o \end{cases} \quad (\text{Eq.3.32})$$

Substituindo (Eq.3.32) em (Eq.3.21) obtém-se:

$$\begin{bmatrix} i_{12}(s) \\ i_{23}(s) \end{bmatrix} = \frac{V_o}{s \cdot L} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} d_{s12}(s) \\ d_{s23}(s) \end{bmatrix} \quad (\text{Eq.3.33})$$

Logo, a função de transferência para a qual se deve projetar o controlador  $C_i(s)$  é definida por:

$$\frac{v(s)}{d(s)} = \frac{V_o}{s \cdot L} \quad (\text{Eq.3.34})$$

Como se pode observar, trata-se da mesma função de transferência obtida para o conversor boost CC-CC ou para o boost PFC monofásico, apresentado no capítulo 2. Entretanto para o conversor boost PFC monofásico, utiliza-se o módulo das referências de corrente, amostrando também o módulo das correntes, enquanto que para o conversor **A** controla-se a própria corrente.

### 3.4.2 - Controle do Conversor B

Analisando o conversor **B**, apresentado na Fig.3.5 e observando seus estados topológicos e circuitos equivalentes, apresentados respectivamente na Fig.3.6 e Fig.3.7, pode-se observar que, de acordo com o modelo da Fig.3.11, as tensões das fontes controladas, desprezando-se as componentes de alta frequência da modulação PWM, são definidas por:

$$\begin{cases} V_{s1}(t) = \begin{cases} + [1 - D_1(t)] \cdot V_o, se I_1(t) > 0 \\ - [1 - D_1(t)] \cdot V_o, se I_1(t) < 0 \end{cases} \\ V_{s2}(t) = \begin{cases} + [1 - D_2(t)] \cdot V_o, se I_2(t) > 0 \\ - [1 - D_2(t)] \cdot V_o, se I_2(t) < 0 \end{cases} \\ V_{s3}(t) = \begin{cases} + [1 - D_3(t)] \cdot V_o, se I_3(t) > 0 \\ - [1 - D_3(t)] \cdot V_o, se I_3(t) < 0 \end{cases} \end{cases} \quad (\text{Eq.3.35})$$

Esta característica é típica dos conversores unidirecionais, fazendo com que a polaridade da tensão controlada gerada pelo comando do interruptor correspondente seja determinada pelo sentido da corrente.

Para implementar a transformação  $\Delta$ -Y no conversor **B**, assim como para o conversor **A**, utilizam-se controladores supostamente independentes para cada uma das fases, assim como para o boost pfc monofásico, utilizando o módulo das referências e das amostras de corrente, controlando efetivamente o módulo das correntes. Conforme será visto no estudo dos limites físicos de operação deste conversor, o controle do módulo das correntes é suficiente. Desta forma a (Eq.3.35) pode ser rescrita como:

$$\begin{cases} |V_{s1}(t)| = [1 - D_1(t)] \cdot V_o \\ |V_{s2}(t)| = [1 - D_2(t)] \cdot V_o \\ |V_{s3}(t)| = [1 - D_3(t)] \cdot V_o \end{cases} \quad (\text{Eq.3.36})$$

Este conversor apresenta uma característica particular, onde o interruptor correspondente à fase com maior corrente em módulo, deve permanecer fechado para que os outros dois possam ser fechados. Se houver um sincronismo na modulação PWM

aplicada à cada fase, basta que a razão cíclica do interruptor correspondente à maior corrente em módulo apresente a maior razão cíclica.

Com a estratégia de controle clássica, esta condição é atendida, evitando a operação nesta região não-linear, pois quando a referida razão cíclica for menor que as outras duas, a corrente correspondente tende a decrescer em módulo, fazendo com que o controlador atue no sentido oposto. Tem-se então:

$$\begin{bmatrix} |i_{12}(s)| \\ |i_{23}(s)| \end{bmatrix} = \frac{V_o}{s \cdot L} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} d_{s12}(s) \\ d_{s23}(s) \end{bmatrix} \quad (\text{Eq.3.37})$$

Entretanto, utilizando a estratégia proposta, esta não-linearidade observada para o conversor **B** pode causar um “achatamento” das correntes no seu pico, ou seja, na região em que esta corrente é a maior em módulo. Além disso, é responsável por uma possível deformação na passagem por zero das correntes, pois trata-se do instante em que ocorre mudança de setor, ou seja, outra corrente passa a ser a maior em módulo, como se pode observar na Fig.3.1.

No estudo dos limites físicos de operação dos conversores, quando operando com fator de potência unitário, será visto que a deformação na passagem por zero não é inevitável, como o é para o Boost PFC monofásico, mas apenas uma desvantagem da estratégia de controle utilizada.

De qualquer forma, a operação na região de não-linearidade pode ser evitada, ou ao menos minimizada, se a dinâmica dos compensadores for suficientemente rápida. Então, pela (Eq.3.37), a função de transferência para a qual se deve projetar o controlador  $C_i(s)$  é dada por:

$$\frac{|i(s)|}{d(s)} = \frac{V_o}{s \cdot L} \quad (\text{Eq.3.38})$$

Observa-se que o modelo obtido para o conversor **B** é idêntico ao obtido para o conversor **A**, alterando apenas a estratégia de controle. Controla-se agora o módulo das correntes, devido à função que determina a tensão das fontes controladas, em função das razões cíclicas, de acordo com o modelo da Fig.3.11.

### 3.4.3 - Controle do Conversor C

Para o conversor **C**, apresentado na Fig.3.9 e observando seus estados topológicos e circuitos equivalentes, apresentados respectivamente na Fig.3.10 e Fig.3.11, pode-se observar que, de acordo com o modelo da Fig.3.12, as tensões das

fontes controladas, em função das razões cíclicas, desprezando-se as componentes de alta frequência da modulação PWM, são definidas por:

$$\begin{cases} V_{s1}(t) = \begin{cases} +[1-D_1(t)] \cdot \frac{V_o}{2}, & \text{se } I_1(t) > 0 \\ -[1-D_1(t)] \cdot \frac{V_o}{2}, & \text{se } I_1(t) < 0 \end{cases} \\ V_{s2}(t) = \begin{cases} +[1-D_2(t)] \cdot \frac{V_o}{2}, & \text{se } I_2(t) > 0 \\ -[1-D_2(t)] \cdot \frac{V_o}{2}, & \text{se } I_2(t) < 0 \end{cases} \\ V_{s3}(t) = \begin{cases} +[1-D_3(t)] \cdot \frac{V_o}{2}, & \text{se } I_3(t) > 0 \\ -[1-D_3(t)] \cdot \frac{V_o}{2}, & \text{se } I_3(t) < 0 \end{cases} \end{cases} \quad (\text{Eq.3.39})$$

Como já visto, esta função é característica dos conversores unidirecionais, por limitar o sentido das correntes em função das tensões de alimentação.

Assim como para os conversores **A** e **B**, implementa-se a transformação  $\Delta$ -Y utilizando controladores supostamente independentes para cada uma das fases. Além disso, como feito para o conversor **B**, utiliza-se o módulo das referências e das amostras de corrente, controlando efetivamente o módulo das correntes. Assim, a (Eq.3.39) pode ser escrita como:

$$\begin{cases} |V_{s1}(t)| = [1-D_1(t)] \cdot \frac{V_o}{2} \\ |V_{s2}(t)| = [1-D_2(t)] \cdot \frac{V_o}{2} \\ |V_{s3}(t)| = [1-D_3(t)] \cdot \frac{V_o}{2} \end{cases} \quad (\text{Eq.3.40})$$

De maneira semelhante ao que foi obtido para os conversores **A** e **B**, tem-se:

$$\begin{bmatrix} i_{12}(s) \\ i_{23}(s) \end{bmatrix} = \frac{V_o}{2 \cdot s \cdot L} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} d_{s12}(s) \\ d_{s23}(s) \end{bmatrix} \quad (\text{Eq.3.41})$$

Além disso, o conversor **C** não apresenta a mesma região de operação não-linear observada para o conversor **B**. Será visto também que, apesar da função de transferência apresentar a tensão de saída dividida por 2, para operação com fator de potência unitário, os limites físicos de operação para a tensão de saída total, são idênticos para os 3 conversores. Da (Eq.3.41), a função de transferência para a qual se deve projetar os compensadores de corrente  $C_i(s)$  é dada por:

$$\frac{|i(s)|}{d(s)} = \frac{V_o}{2 \cdot s \cdot L} \quad (\text{Eq.3.42})$$

Como já foi visto, esta estratégia de controle não insere componente de sequência zero nas tensões das fontes controladas. Para o controle do balanço de tensão na saída do conversor **C**, será adicionada uma malha independente, cuja ação de controle é efetuada por um sinal somado igualmente à tensão das fontes controladas do modelo da Fig.3.12, não causando qualquer perturbação sobre as correntes. Isso, desde que se opere na região linear, respeitando os limites físicos para as razões cíclicas (0% a 100%).

Pode-se notar que a estratégia de controle das correntes é bastante semelhante para os 3 conversores, e os modelos idênticos, exceto por uma variação no módulo para o conversor **C**, podendo-se utilizar na prática os mesmo controladores, para os 3 conversores.



### 3.5 - LIMITES PARA A TENSÃO DE SAÍDA

Como já visto para o Boost PFC monofásico, para garantir a controlabilidade das correntes de entrada, deve-se garantir que a tensão de saída esteja dentro de certos limites, pois é quem define os limites de amplitude para as tensões das fontes controladas do modelo da Fig.3.12.

Para controlar as correntes nos indutores, deve ser possível impor a derivada necessária, ou seja, a tensão sobre eles. Inicialmente, considera-se que os indutores apresentem indutâncias suficientemente pequenas, de forma que seja suficiente garantir que se pode impor derivadas positivas e negativas sobre as variáveis efetivamente controladas:  $I_{12}(t)$  e  $I_{23}(t)$ .

Da Fig.3.14 pode-se escrever:

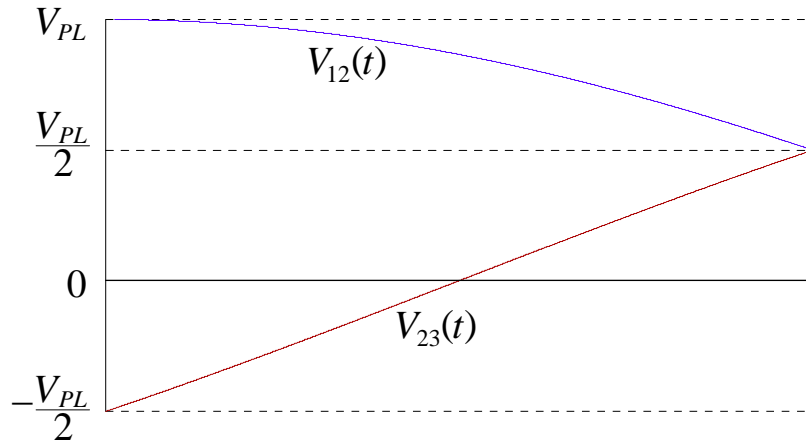
$$\begin{cases} L \cdot \frac{dI_{12}(t)}{dt} = V_{12}(t) - V_{S12}(t) \\ L \cdot \frac{dI_{23}(t)}{dt} = V_{23}(t) - V_{S23}(t) \end{cases} \quad (\text{Eq.3.43})$$

Observando os estados topológicos e os respectivos circuitos equivalentes, apresentados para os 3 conversores, nota-se que com os interruptores comandados a conduzir, as tensões terminais serão sempre nulas.

Então, para garantir a imposição de derivadas positivas e negativas para  $I_{12}(t)$  e  $I_{23}(t)$ , é necessário garantir que:

$$\begin{cases} V_{S12}(t) > V_{12}(t), \text{ se } V_{12}(t) > 0 \\ V_{S12}(t) < V_{12}(t), \text{ se } V_{12}(t) < 0 \end{cases} \quad \begin{cases} V_{S23}(t) > V_{23}(t), \text{ se } V_{23}(t) > 0 \\ V_{S23}(t) < V_{23}(t), \text{ se } V_{23}(t) < 0 \end{cases} \quad (\text{Eq.3.44})$$

Os estados topológicos e circuitos equivalentes apresentados para os três conversores foram obtidos para operação no setor 2, de acordo com a Fig.3.1. Neste setor, supondo operação com fator de potência unitário, onde as correntes são “imagens” das tensões de alimentação, tem-se as tensões de linha variando de acordo com a Fig.3.22, onde  $V_{PL}$  representa a tensão de pico de linha.



**Fig.3.22: Tensões de linha para o setor 2.**

Então, para o setor analisado, é necessário garantir que:

$$\begin{cases} V_{S12\_MAX} > V_{PL} \\ V_{S23\_MAX} > \frac{V_{PL}}{2} \\ V_{S23\_MIN} < -\frac{V_{PL}}{2} \end{cases} \quad (\text{Eq.3.45})$$

### 3.5.1 - Limites para a Tensão de Saída para o Conversor A

Observando os estados topológicos e os respectivos circuitos equivalentes para o conversor **A**, apresentados nas Fig.3.3 e Fig.3.4 respectivamente, observa-se que:

$$\begin{cases} V_{S12\_MAX} = V_O \\ V_{S12\_MIN} = -V_O \\ V_{S23\_MAX} = V_O \\ V_{S23\_MIN} = -V_O \end{cases} \quad (\text{Eq.3.46})$$

Substituindo (Eq.3.46) em (Eq.3.45):

$$\begin{cases} V_O > V_{PL} \\ V_O > \frac{V_{PL}}{2} \\ -V_O < -\frac{V_{PL}}{2} \end{cases} \quad (\text{Eq.3.47})$$

Logo:

$$V_O > V_{PL} \quad (\text{Eq.3.48})$$

Ou seja, para o conversor **A**, a tensão de saída deve ser maior que o valor de pico da tensão de linha da rede de alimentação.

### 3.5.2 - Limites para a Tensão de Saída para o Conversor B

Observando os estados topológicos e os circuitos equivalentes para o conversor **B**, apresentados nas Fig.3.6 e Fig.3.7 respectivamente, observa-se que:

$$\begin{cases} V_{S12\_MAX} = V_O \\ V_{S12\_MIN} = 0 \\ V_{S23\_MAX} = V_O \\ V_{S23\_MIN} = -V_O \end{cases} \quad (\text{Eq.3.49})$$

Substituindo (Eq.3.49) em (Eq.3.45):

$$\begin{cases} V_O > V_{PL} \\ V_O > \frac{V_{PL}}{2} \\ -V_O < -\frac{V_{PL}}{2} \end{cases} \quad (\text{Eq.3.50})$$

Logo:

$$V_O > V_{PL} \quad (\text{Eq.3.51})$$

Observa-se que o limite para o conversor **B** é idêntico ao observado para o conversor **A**, ou seja, a tensão de saída deve ser maior que o valor de pico da tensão de linha da rede de alimentação. Além disso, para ambos os conversores, observando (Eq.3.47) e (Eq.3.50), nota-se que a primeira relação restringe o limite para a tensão de saída, enquanto as outras duas apresentam “folga” de 100%.

### 3.5.3 - Limites para a Tensão de Saída para o Conversor C

Seguindo o mesmo procedimento, observando os estados topológicos e os respectivos circuitos equivalentes para o conversor **C**, apresentados nas Fig.3.10 e Fig.3.11 respectivamente, observa-se que:

$$\begin{cases} V_{S12\_MAX} = V_{O1} + V_{O2} \\ V_{S23\_MAX} = V_{O2} \\ V_{S23\_MIN} = -V_{O2} \end{cases} \quad (\text{Eq.3.52})$$

Considera-se que as tensões de saída do conversor **C** estejam balanceadas.

$$V_{O1} = V_{O2} = \frac{V_O}{2} \quad (\text{Eq.3.53})$$

Substituindo (Eq.3.53) em (Eq.3.52):

$$\begin{cases} V_{S12\_MAX} = V_O \\ V_{S12\_MIN} = 0 \\ V_{S23\_MAX} = \frac{V_O}{2} \\ V_{S23\_MIN} = -\frac{V_O}{2} \end{cases} \quad (\text{Eq.3.54})$$

E finalmente substituindo (Eq.3.54) em (Eq.3.45):

$$\begin{cases} V_O > V_{PL} \\ \frac{V_O}{2} > \frac{V_{PL}}{2} \\ -\frac{V_O}{2} < -\frac{V_{PL}}{2} \end{cases} \quad (\text{Eq.3.55})$$

Logo:

$$V_O > V_{PL} \quad (\text{Eq.3.56})$$

Observa-se que o conversor **C** apresenta a mesma limitação na tensão de saída obtida para os conversores **A** e **B**, apesar da função de transferência apresentar a tensão de saída dividida por 2. Entretanto, observando a (Eq.3.55) nota-se que as 3 restrições são atendidas igualmente, sem nenhuma “folga”, como para os conversores **A** e **B**.

### 3.6 - LIMITES FÍSICOS PARA O CONTROLE DAS CORRENTES

O que define os limites físicos para o controle das correntes são os limites para as tensões  $V_{S12}(t)$  e  $V_{S23}(t)$ , analisando o modelo obtido quando aplicada a transformação  $\Delta$ -Y. As tensões controladas deste modelo são as mesmas do circuito equivalente da Fig.3.14

#### 3.6.1 - Limites Físicos no Controle das Correntes do Conversor A

Observa-se que para o conversor **A**, as tensões controladas  $V_{S12}(t)$  e  $V_{S23}(t)$  variam simplesmente de acordo com a posição dos interruptores, ou seja, da (Eq.3.32) tem-se :

$$\begin{cases} V_{S12}(t) = -D_{12}(t) \cdot V_o \\ V_{S23}(t) = -D_{23}(t) \cdot V_o \end{cases} \quad (\text{Eq.3.57})$$

Os limites de variação das razões cíclicas são definidos por:

$$0 \leq D(t) \leq 1 \quad (\text{Eq.3.58})$$

Logo:

$$\begin{cases} -1 \leq D_{12}(t) \leq 1 \\ -1 \leq D_{23}(t) \leq 1 \end{cases} \quad (\text{Eq.3.59})$$

Substituindo (Eq.3.59) em (Eq.3.57) define-se os limites de variação para  $V_{S12}(t)$  e  $V_{S23}(t)$ :

$$\begin{cases} -V_o \leq V_{S12}(t) \leq V_o \\ -V_o \leq V_{S23}(t) \leq V_o \end{cases} \quad (\text{Eq.3.60})$$

Esta característica também pode ser observada na (Eq.3.46). Como a tensão de saída  $V_o$  deve ser maior que a tensão de pico de linha da rede de alimentação, garante-se que, para qualquer situação  $V_{12}(t)-V_{S12}(t)$  e  $V_{23}(t)-V_{S23}(t)$  podem assumir valores positivos e negativos. Conseqüentemente, pode-se impor derivadas positivas e negativas para  $I_{12}(t)$  e  $I_{23}(t)$ , não havendo qualquer restrição para as correntes no conversor **A**.

Por esta razão, esta topologia pode ser utilizada, por exemplo, como filtro ativo paralelo em sistemas trifásicos, já que teoricamente pode-se impor qualquer forma de onda para as correntes, exceto componentes de sequência zero. Para esta aplicação, não é necessário processar potência ativa, bastando um banco de capacitores na saída, pela bidirecionalidade no fluxo de energia deste conversor.

### 3.6.2 - Limites Físicos no Controle das Correntes do Conversor B

Para o conversor **B**, como visto, a polaridade de cada fonte de tensão controlada do modelo da Fig.3.12 é definida pelo sentido da corrente correspondente. A definição do setor de operação, mostrada na Fig.3.1, é determinada pelas correntes e não pelas tensões. Sabe-se que é necessário impor derivadas positivas e negativas sobre as variáveis que se deseja controlar. Para o setor 2 analisado, de acordo com a Fig.3.1, supondo correntes perfeitamente senoidais e equilibradas:

$$\begin{aligned} I_1(t) &= I_p \cdot \text{sen}(\omega t) \\ I_2(t) &= I_p \cdot \text{sen}(\omega t - 120^\circ) \\ I_3(t) &= I_p \cdot \text{sen}(\omega t + 120^\circ) \end{aligned} \quad (\text{Eq.3.61})$$

Tem-se então o setor 2 definido por:  $60^\circ \leq \omega t \leq 120^\circ$ .

Tomando as correntes como referência para o sistema e supondo as tensões de alimentação equilibradas, com um possível defasamento  $\phi$  em relação às correntes, tem-se:

$$\begin{cases} V_1(t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega t + \phi) \\ V_2(t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega t - 120^\circ + \phi) \\ V_3(t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega t + 120^\circ + \phi) \end{cases} \quad (\text{Eq.3.62})$$

#### Condição para $V_{S12}(t)$

Então da (Eq.3.43), para cada setor, é necessário que se possa impor:

$$\begin{cases} V_{12}(t) - V_{S12\_MIN} \geq 0 \\ V_{12}(t) - V_{S12\_MAX} \leq 0 \end{cases} \quad (\text{Eq.3.63})$$

Ou seja, é necessário que  $V_{12}(t)$  esteja dentro dos limites definidos por  $V_{S12\_MIN}$  e  $V_{S12\_MAX}$ . Observando os circuitos equivalentes para os estados topológicos da Fig.3.7, obtém-se:

$$\begin{cases} V_{S12\_MAX} = V_o \\ V_{S12\_MIN} = 0 \end{cases} \quad (\text{Eq.3.64})$$

$$0 \leq V_{12}(t) \leq V_o \quad (\text{Eq.3.65})$$

$$0 \leq V_{PL} \cdot \text{sen}(\omega t + 30^\circ + \phi) \leq V_o \quad (\text{Eq.3.66})$$

Como já foi estabelecido que a tensão de saída deve ser maior que a tensão de pico de linha, o limite superior está garantido. Para o limite inferior, é necessário simplesmente que a senóide seja positiva, ou seja:

$$0^\circ \leq \omega t + 30^\circ + \phi \leq 180^\circ \quad (\text{Eq.3.67})$$

Como para o setor 2:

$$60^\circ \leq \omega t \leq 120^\circ \quad (\text{Eq.3.68})$$

Tem-se:

$$-90^\circ \leq \phi \leq 30^\circ \quad (\text{Eq.3.69})$$

### **Condição para $V_{S31}(t)$**

Para facilitar o equacionamento, adota-se a tensão de linha  $V_{31}(t)$  para análise. A partir dos circuitos equivalentes para os estados topológicos do conversor **B**, apresentados na Fig.3.7, tem-se:

$$\begin{cases} V_{S31\_MAX} = 0 \\ V_{S31\_MIN} = -V_o \end{cases} \quad (\text{Eq.3.70})$$

Então, deve-se garantir que:

$$-V_o \leq V_{31}(t) \leq 0 \quad (\text{Eq.3.71})$$

Da (Eq.3.62), tem-se:

$$V_{31}(t) = V_{PL} \cdot \text{sen}(\omega t + 150^\circ + \phi) \quad (\text{Eq.3.72})$$

Novamente, como a tensão de saída deve ser maior que a tensão de pico de linha da rede de alimentação, basta garantir que a senóide da (Eq.3.72) seja negativa:

$$180^\circ \leq \omega t + 150^\circ + \phi \leq 360^\circ \quad (\text{Eq.3.73})$$

Como para o setor 2:

$$60^\circ \leq \omega t \leq 120^\circ \quad (\text{Eq.3.74})$$

Tem-se:

$$-30^\circ \leq \phi \leq 90^\circ \quad (\text{Eq.3.75})$$

### **Interseção:**

Fazendo a interseção dos limites para os dois circuitos equivalentes, apresentados respectivamente na (Eq.3.69) e (Eq.3.75), obtém-se:

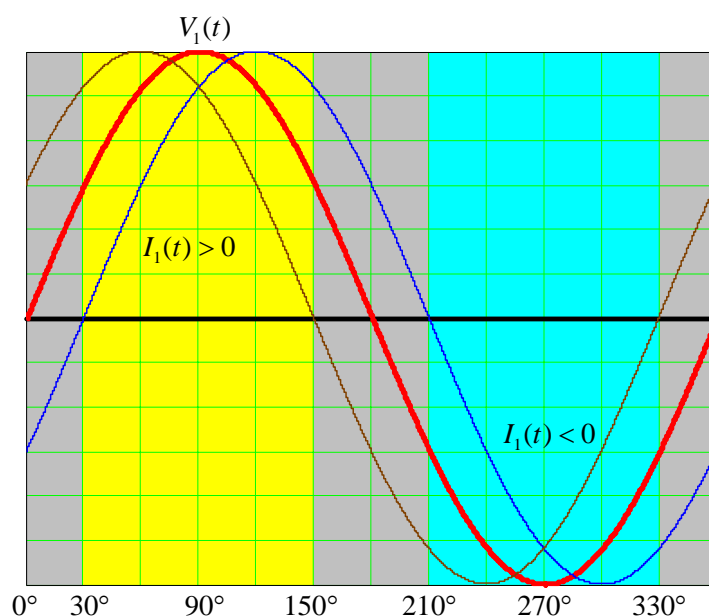
$$-30^\circ \leq \phi \leq 30^\circ \quad (\text{Eq.3.76})$$

Na verdade a (Eq.3.76) representa, para o conversor **B**, o máximo defasamento fisicamente possível, para tensões e correntes perfeitamente senoidais e equilibradas.

Esta característica era esperada, pois trata-se do limite para garantir unidirecionalidade no fluxo de energia.

Observa-se então que, dentro de limites estabelecidos, é possível gerar potência reativa utilizando um conversor CA-CC PWM trifásico unidirecional, mantendo para este conversor o mesmo limite para a tensão de saída.

Na Fig.3.23 tem-se, para uma das fases, os limites para a corrente, tomando a tensão de alimentação como referência. Observa-se a possibilidade de gerar potência reativa na frequência fundamental, ficando claros os limites de deslocamento entre tensão e corrente, entre  $-30^\circ$  e  $+30^\circ$ .

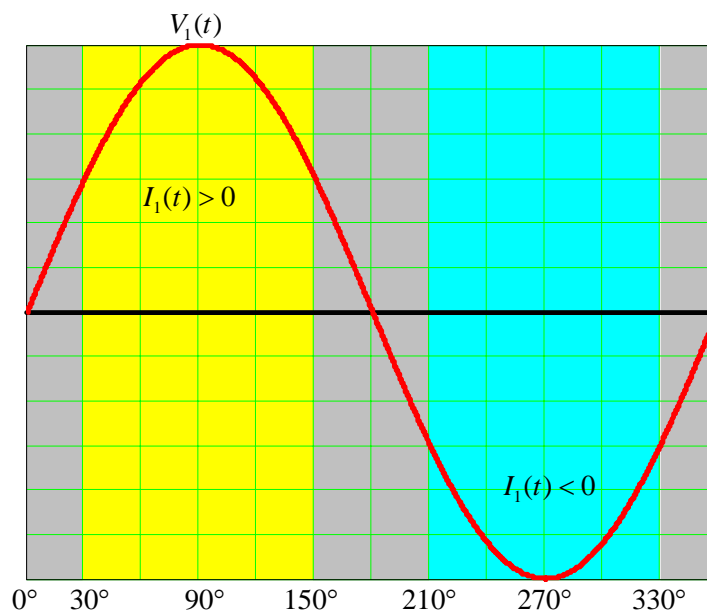


**Fig.3.23: Limites para a corrente de uma das fases, em função da tensão de entrada, supondo correntes senoidais, para o conversor B.**

Até aqui, considerou-se apenas a geração de reativo na frequência da rede, ou seja, devido ao fator de deslocamento. Na verdade, respeitando os limites físicos do conversor, pode-se gerar componentes harmônicas ou até mesmo correntes desbalanceadas.

A Fig.3.24 ilustra a restrição de forma geral. Tem-se, para uma das fases, os limites para a corrente em função da tensão de alimentação. Para a tensão tomada como referência, observa-se que para o intervalo de  $30^\circ$  a  $150^\circ$  a corrente deve ser positiva, para o intervalo de  $210^\circ$  a  $330^\circ$  a corrente deve ser negativa. Mas para os outros 2 intervalos, de  $330^\circ$  a  $30^\circ$  e de  $150^\circ$  a  $210^\circ$ , não importa o sentido da corrente.

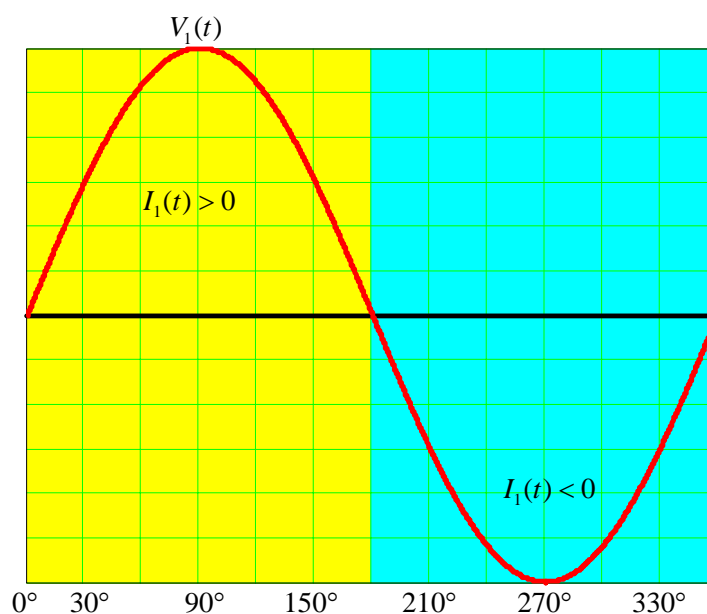




**Fig.3.24: Limites para a corrente de uma das fases, em função da tensão de entrada, para o conversor B.**

Desta forma, respeitando os limites apresentados, o conversor **B**, mesmo sendo unidirecional, pode operar como filtro ativo paralelo. Os limites observados impõem algumas restrições, fazendo com que a máxima potência reativa gerada dependa da potência ativa processada pelo conversor, o que não ocorre por exemplo para o conversor **A**, por ser bidirecional.

Apenas para comparação, os limites físicos para a corrente no Boost PFC monofásico, considerando o indutor boost com indutância desprezível, pode ser descrito pela Fig.3.25:



**Fig.3.25: Limites para a corrente no Boost PFC monofásico.**

Além disso, na prática, observa-se que a deformação na corrente, devido à tensão no indutor boost, se observa apenas próximo dos limites de operação. Por isso há deformação da corrente, na passagem por zero, no Boost PFC monofásico. Da mesma forma, para o conversor **B**, se forem impostas correntes nos limites de operação do conversor (corrente atrasada ou adiantada  $30^\circ$  em relação à tensão), a deformação será fisicamente inevitável, onde esta deformação pode ser calculada de maneira idêntica à apresentada para o Boost PFC monofásico.

### 3.6.3 - Limites Físicos no Controle das Correntes do Conversor C

Para definir os limites físicos para o controle das correntes no conversor **C**, utiliza-se o mesmo princípio utilizado anteriormente para analisar o conversor **B**, observando as tensões de linha da rede de alimentação e os limites para as fontes controladas do modelo da Fig.3.12.

#### Condição para $V_{S12}(t)$

Observando os circuitos equivalentes para os estados topológicos do conversor **C**, na Fig.3.11, obtém-se:

$$\begin{cases} V_{S12\_MAX} = V_o \\ V_{S12\_MIN} = 0 \end{cases} \quad (\text{Eq.3.77})$$

$$0 \leq V_{12}(t) \leq V_o \quad (\text{Eq.3.78})$$

$$0 \leq V_{PL} \cdot \text{sen}(\omega t + 30^\circ + \phi) \leq V_o \quad (\text{Eq.3.79})$$

Como a tensão de saída deve ser maior que a tensão de pico de linha, o limite superior está garantido. Para o limite inferior, é necessário que a senóide seja positiva:

$$0^\circ \leq \omega t + 30^\circ + \phi \leq 180^\circ \quad (\text{Eq.3.80})$$

Como para o setor 2:

$$60^\circ \leq \omega t \leq 120^\circ \quad (\text{Eq.3.81})$$

Tem-se:

$$-90^\circ \leq \phi \leq 30^\circ \quad (\text{Eq.3.82})$$

**Condição para  $V_{S31}(t)$** 

Observando os estados topológicos do conversor **C**, apresentados na Fig.3.11, tem-se:

$$\begin{cases} V_{S31\_MAX} = 0 \\ V_{S31\_MIN} = -V_O \end{cases} \quad (\text{Eq.3.83})$$

Deve-se garantir que:

$$-V_O \leq V_{31}(t) \leq 0 \quad (\text{Eq.3.84})$$

Da (Eq.3.62), tem-se:

$$V_{31}(t) = V_{PL} \cdot \text{sen}(\omega t + 150^\circ + \phi) \quad (\text{Eq.3.85})$$

Como a tensão de saída deve ser maior que a tensão de pico de linha da rede de alimentação, basta garantir que a senóide da (Eq.3.72) seja negativa:

$$180^\circ \leq \omega t + 150^\circ + \phi \leq 360^\circ \quad (\text{Eq.3.86})$$

Como para o setor 2:

$$60^\circ \leq \omega t \leq 120^\circ \quad (\text{Eq.3.87})$$

Tem-se:

$$-30^\circ \leq \phi \leq 90^\circ \quad (\text{Eq.3.88})$$

**Condição para  $V_{S23}(t)$** 

Novamente, observando a Fig.3.11, obtém-se:

$$\begin{cases} V_{S23\_MAX} = \frac{V_O}{2} \\ V_{S23\_MIN} = -\frac{V_O}{2} \end{cases} \quad (\text{Eq.3.89})$$

Então, deve-se garantir que:

$$-\frac{V_O}{2} \leq V_{23}(t) \leq \frac{V_O}{2} \quad (\text{Eq.3.90})$$

Da (Eq.3.62), tem-se:

$$V_{23}(t) = V_{PL} \cdot \text{sen}(\omega t - 90^\circ + \phi) \quad (\text{Eq.3.91})$$

Como para o setor 2 analisado:

$$60^\circ \leq \omega t \leq 120^\circ \quad (\text{Eq.3.92})$$

Para os limites, tem-se:

$$\begin{cases} V_{PL} \cdot \text{sen}(60 - 90 + \phi) \geq -\frac{V_o}{2} \\ V_{PL} \cdot \text{sen}(120 - 90 + \phi) \leq \frac{V_o}{2} \end{cases} \quad (\text{Eq.3.93})$$

Ou:

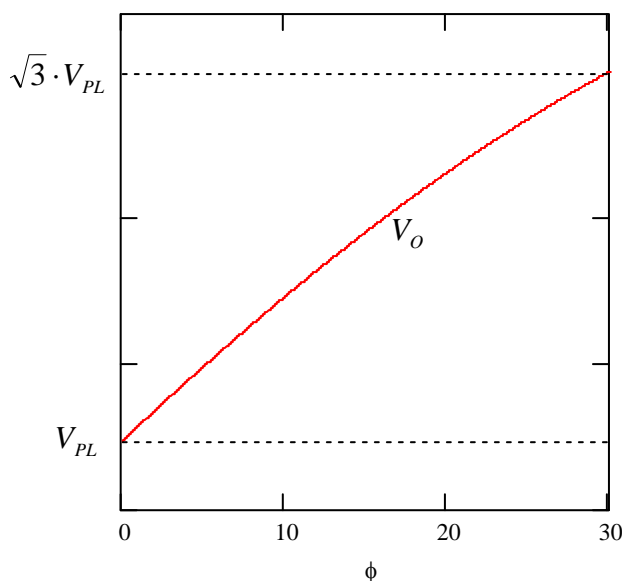
$$V_o \geq 2 \cdot V_{PL} \cdot \text{sen}(30 + |\phi|) \quad (\text{Eq.3.94})$$

### **Interseção:**

Então, fazendo-se a interseção dos limites, obtém-se

$$-30^\circ \leq \phi \leq 30^\circ \quad (\text{Eq.3.95})$$

Observa-se que os limites obtidos para o conversor **C** são idênticos aos obtidos para o conversor **B**, exceto pela nova restrição para a tensão de saída, apresentada na (Eq.3.94), ilustrada na Fig.3.26.



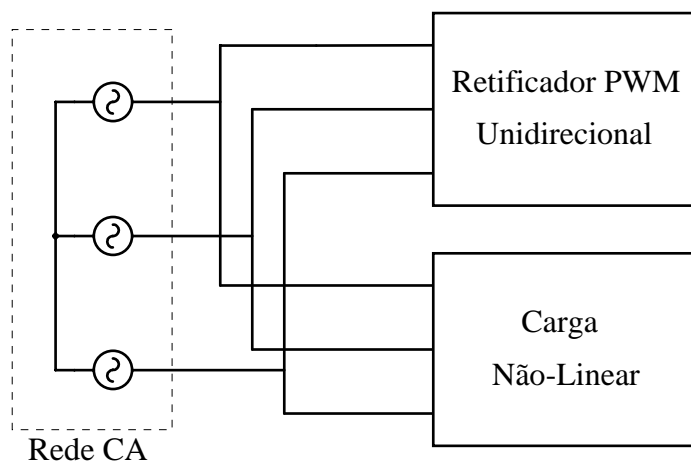
**Fig.3.26: Tensão de saída mínima, em função da fase entre tensão e corrente de entrada, para o conversor C.**

Observando a Fig.3.26, nota-se que para operação com fator de potência unitário, o limite para a tensão de saída é idêntico ao obtido para os demais conversores, entretanto ao se aplicar um defasamento  $\phi$  entre tensão e corrente, este limite aumenta .

É importante ressaltar que os limites apresentados são os limites físicos de operação dos conversores, sem levar em conta a estratégia de modulação e controle. Algumas estratégias podem tornar estes limites mais restritos.

### 3.7 - CONVERSORES UNIDIRECIONAIS PROCESSANDO POTÊNCIA REATIVA

Como foi visto, os conversores **B** e **C**, unidirecionais, podem processar energia reativa, dentro dos limites apresentados, podendo compensar a energia reativa consumida por outras cargas em paralelo com o conversor, conforme o esquema da Fig.3.27:

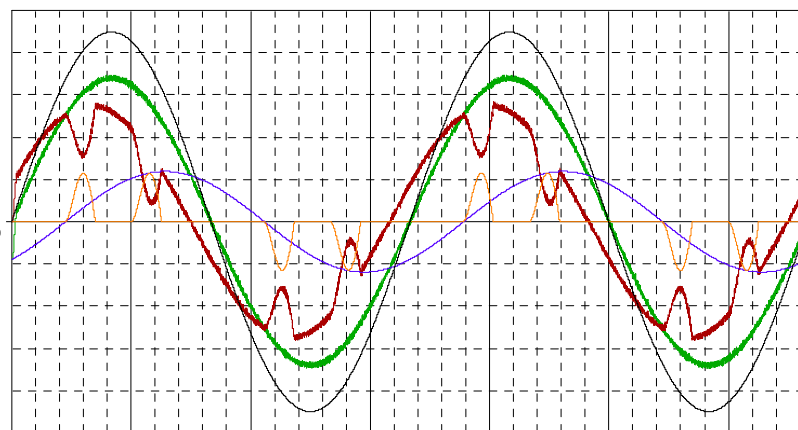


**Fig.3.27: Conversor PWM unidirecional em paralelo com uma carga não linear.**

A Fig.3.28 apresenta os resultados de simulação, utilizando o software Pspice, para estes conversores operando em paralelo com uma carga composta por:

- Um retificador trifásico a diodos com filtro capacitivo na saída, representando uma carga não-linear;
- Uma carga linear com características indutivas.

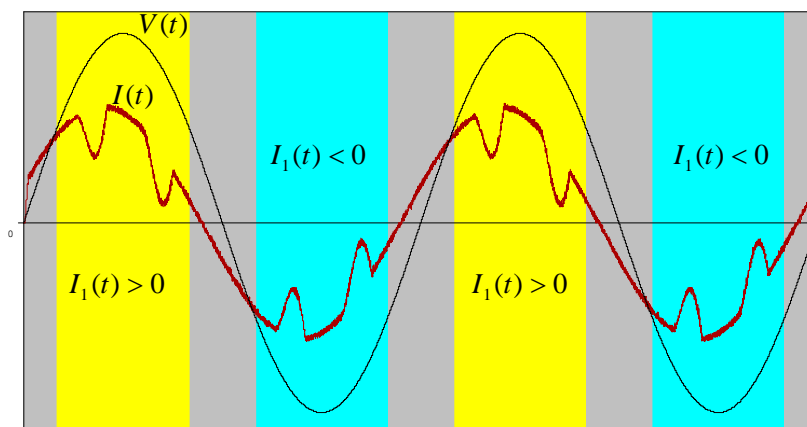
Para a fase 1, tem-se em preto a tensão de entrada, em laranja a corrente no retificador a diodos, em azul a corrente na carga indutiva, em vermelho a corrente de entrada no retificador PWM unidirecional e em verde a corrente total para as três cargas em paralelo.



**Fig.3.28: Resultados de simulação para os conversores unidirecionais B e C operando como filtro ativo paralelo.**

Os resultados obtidos para os conversores **B** e **C** foram idênticos, por isso são apresentados uma única vez, lembrando apenas da necessidade de respeitar os limites para a tensão de saída para o conversor **C**, conforme apresentado na Fig.3.26.

A Fig.3.29 apresenta a adequação da forma de onda de corrente drenada pelo retificador PWM, apresentada na Fig.3.28, aos limites de operação do conversor, conforme apresentado na Fig.3.24.



**Fig.3.29:** Corrente drenada pelo conversor unidirecional, de acordo com seus limites físicos teóricos.

Além dos retificadores PWM unidirecionais deverem respeitar os limites apresentados para as correntes, não são capazes de drenar correntes com componente de sequência zero, devido à ausência de neutro.

Fazendo o dimensionamento correto, é possível então associar o retificador PWM unidirecional em paralelo com outras cargas, ou até mesmo com outro conversor, que apresente a corrente distorcida, alimentando a mesma carga, fazendo com que a corrente total drenada da rede apresente baixa distorção harmônica e elevado fator de potência.

A Fig.3.31 mostra a associação do conversor **B**, com um retificador a diodos e com filtro capacitivo na saída e indutores de filtragem na entrada. Para implementar a malha de corrente, são amostradas as correntes totais de entrada, com a soma das correntes dos dois conversores. A Fig.3.32 apresenta as correntes obtidas.

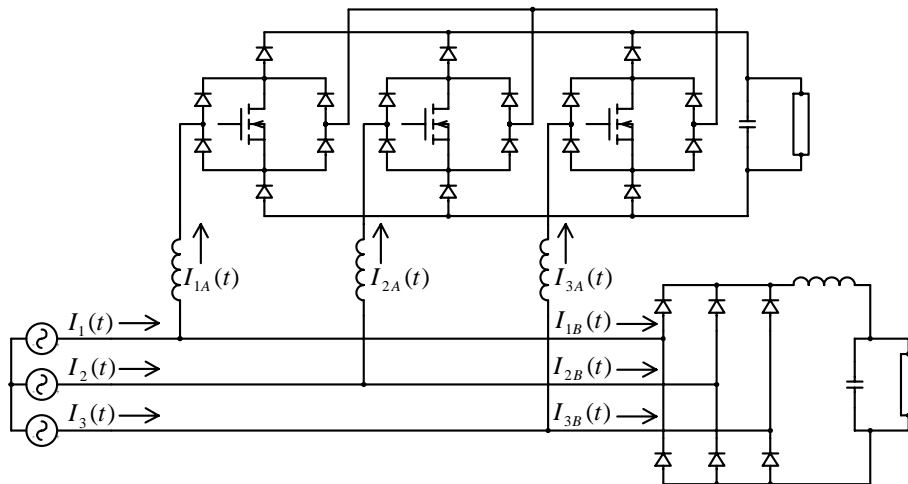


Fig.3.30: Conversor B operando em paralelo com um retificador a diodos com filtro LC na saída.

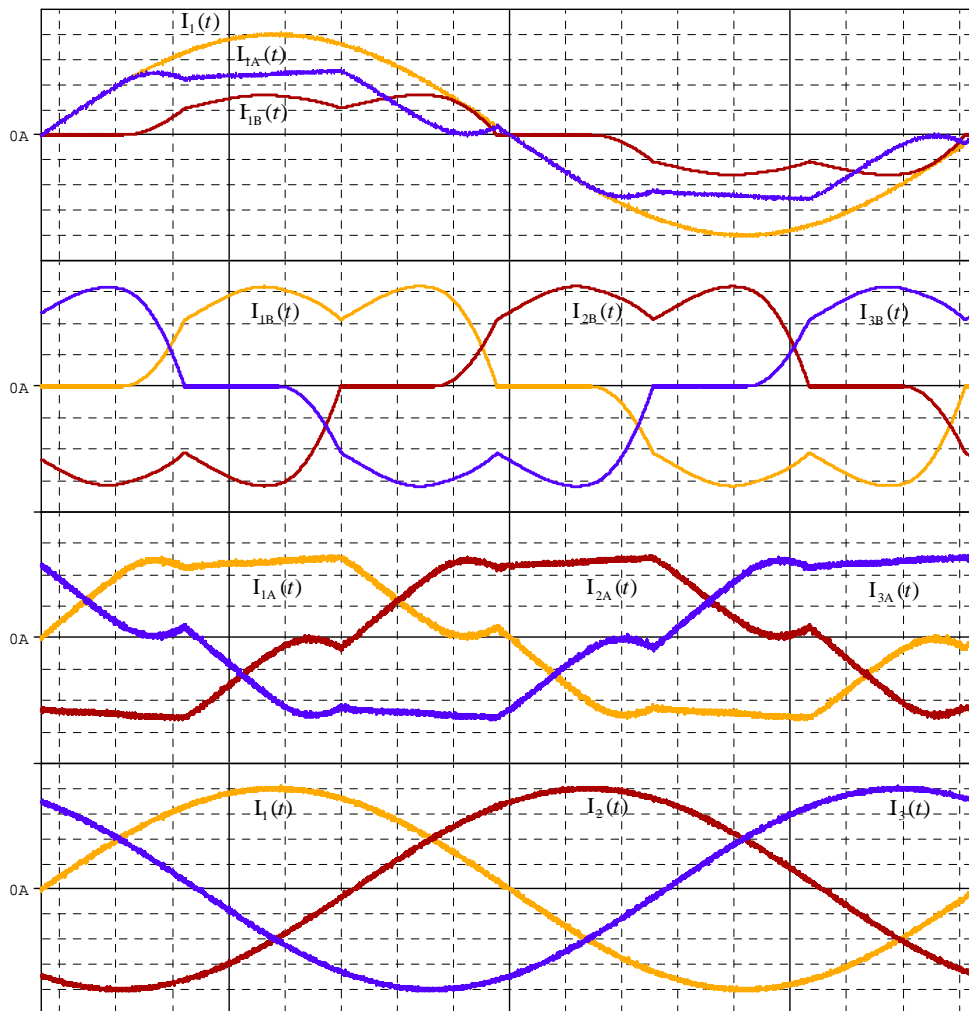
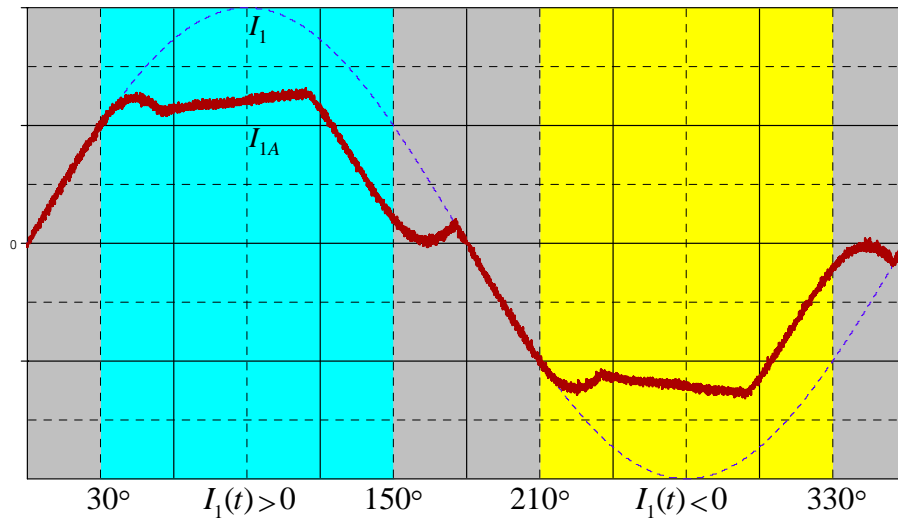


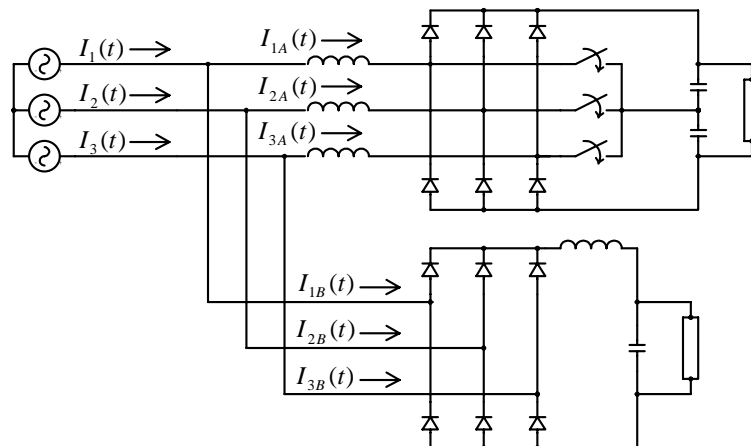
Fig.3.31: Correntes obtidas para o sistema da Fig.3.31.

A Fig.3.32 mostra a adequação da corrente drenada em uma das fases pelo conversor unidirecional, aos limites estabelecidos, conforme apresentado na Fig.3.24:



**Fig.3.32:** Adequação da corrente drenada do conversor unidirecional, de acordo com os limites mostrados na Fig.3.24.

A Fig.3.33 mostra a associação do conversor **C** em paralelo com um retificador a diodos com indutor de filtragem na saída. Da mesma forma, poderia ser utilizado o conversor **B**. A Fig.3.34 apresenta as correntes obtidas.



**Fig.3.33:** Conversor C operando em paralelo com um retificador a diodos com indutor de filtragem na saída.



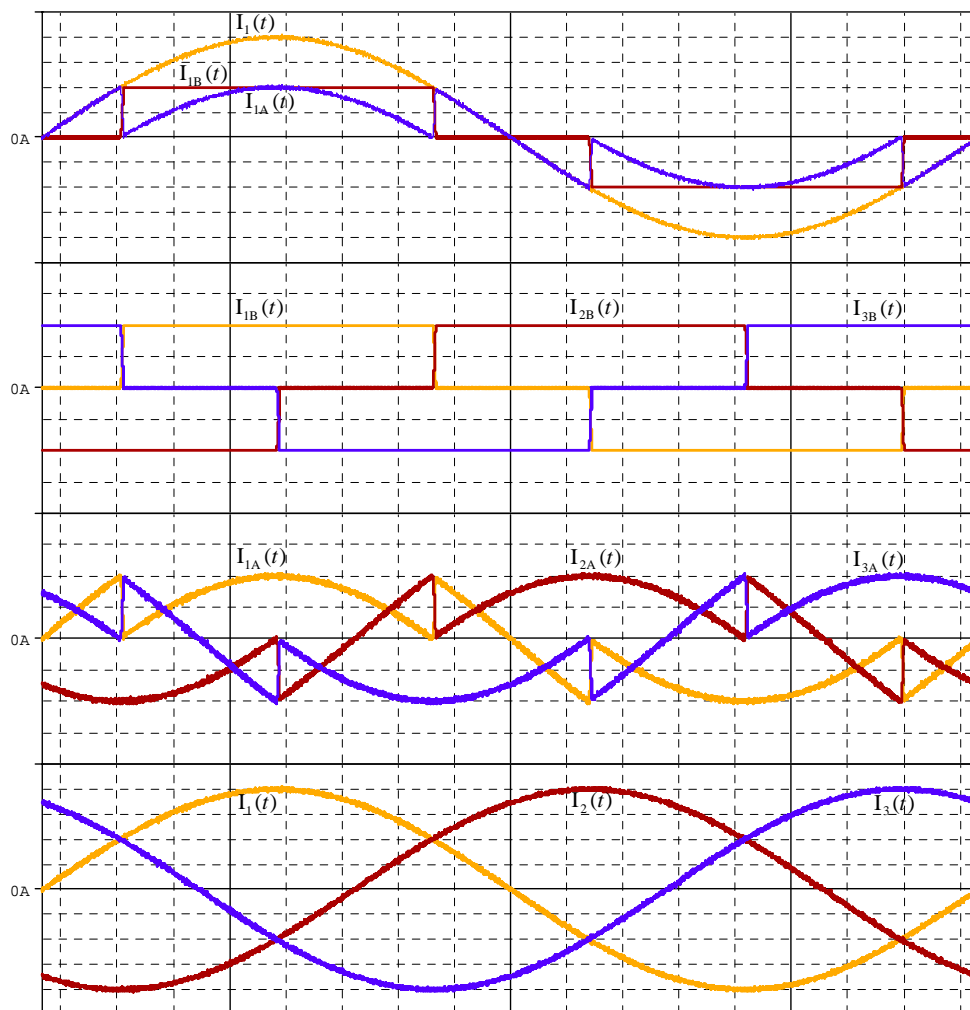


Fig.3.34: Correntes obtidas para o sistema da Fig.3.33.

A Fig.3.35 mostra a adequação da corrente drenada em uma das fases pelo conversor unidirecional, aos limites físicos apresentados na Fig.3.24:

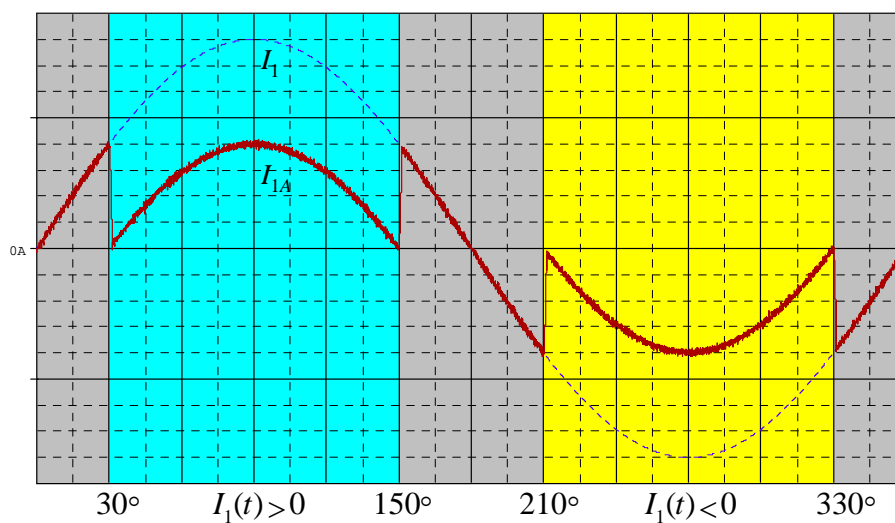


Fig.3.35: Adequação da corrente drenada do conversor unidirecional, de acordo com os limites mostrados na Fig.3.24.

Os conversores unidirecionais não são capazes de operar como filtro ativo, tal qual o conversor **A**. Devem respeitar alguns limites, impostos exatamente pela unidirecionalidade do fluxo de energia, limitando as formas de onda das correntes, como mostra a Fig.3.24.

Por outro lado, se associados convenientemente com outras estruturas, até mesmo conversores passivos, é possível processar maiores quantidades de energia, com menores esforços nos semicondutores. Por exemplo, a partir das correntes apresentadas na Fig.3.34, obtidas para a associação em paralelo de conversores mostrada na Fig.3.33, para uma determinada potência, observa-se que é possível reduzir em 50% a corrente de pico nos elementos do retificador PWM, mantendo fator de potência unitário.

Os limites apresentados para as correntes drenadas pelos retificadores unidirecionais são restrições físicas. Como estes limites não podem ser ultrapassados, se a carga ligada em paralelo exigir correntes fora destes limites, o sistema opera sobre os limites.

Por exemplo, se for exigido que a corrente drenada pelo retificador PWM unidirecional seja negativa, numa região onde ela deve ser não-negativa, ela será nula. Esta deformação se refletirá em uma das outras fases, já que a componente de sequência zero é nula pela ausência de neutro.

Para ilustrar esta característica, foi efetuada uma simulação com conversores ligados de maneira idêntica ao caso anterior, conforme apresentado na Fig.3.33, mas com o segundo conversor drenando mais corrente, exigindo do retificador unidirecional correntes fora dos limites físicos. As correntes obtidas são apresentadas na Fig.3.36:

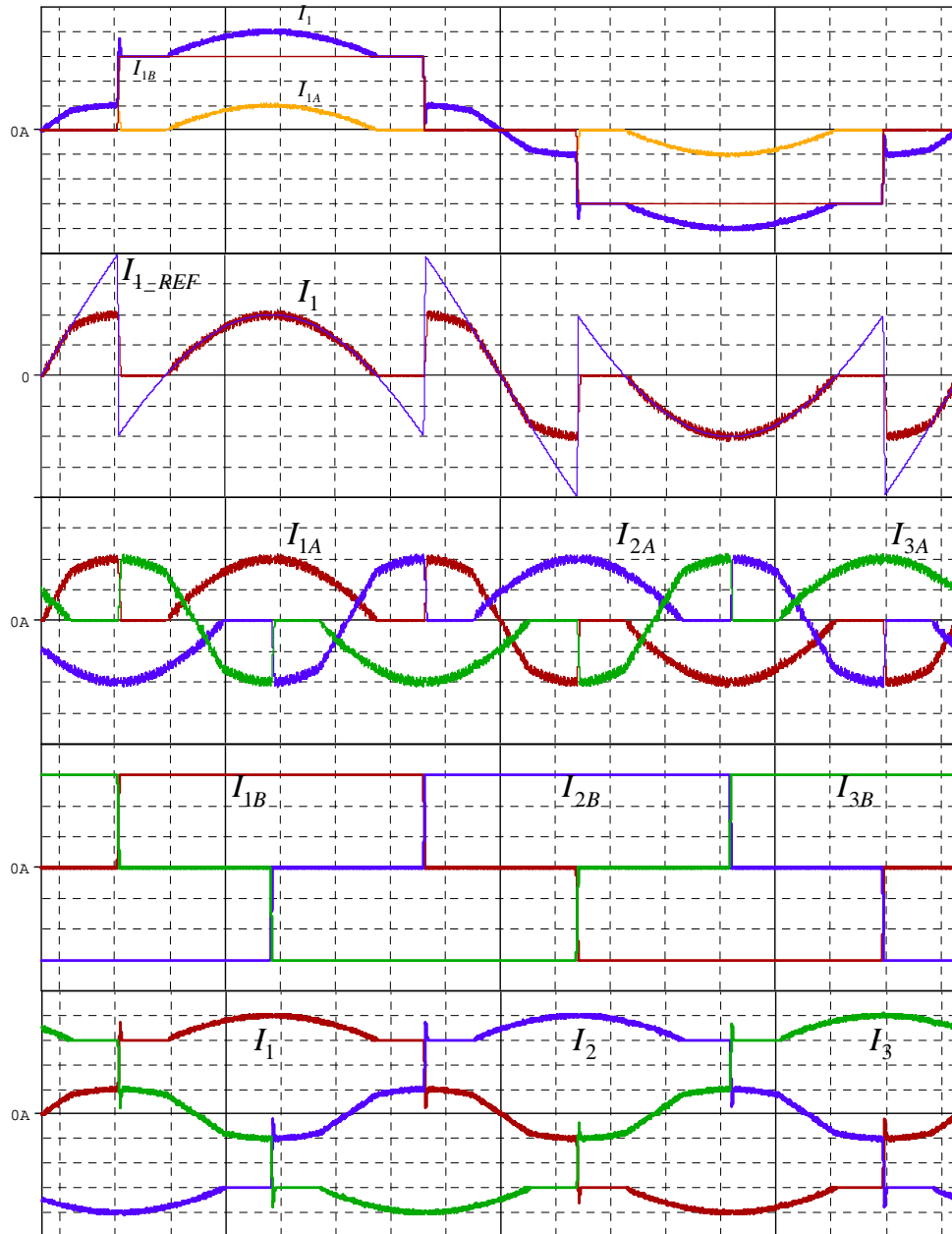
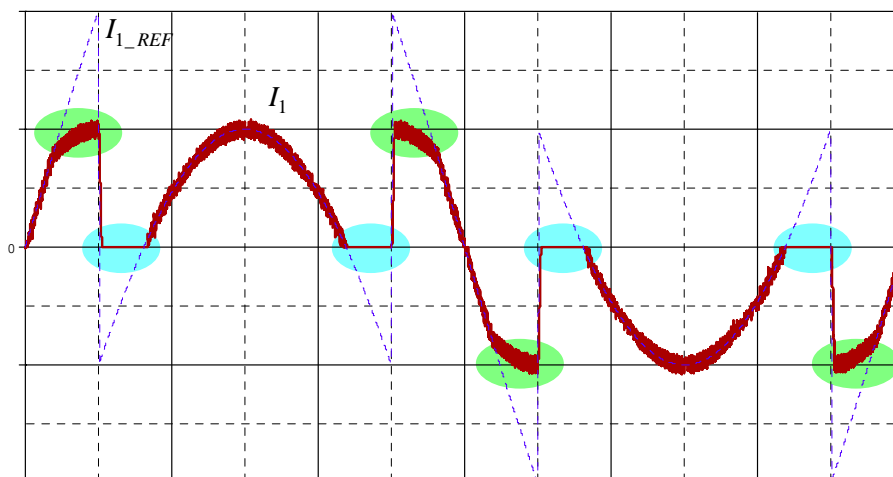


Fig.3.36: Correntes obtidas para o sistema da Fig.3.33.

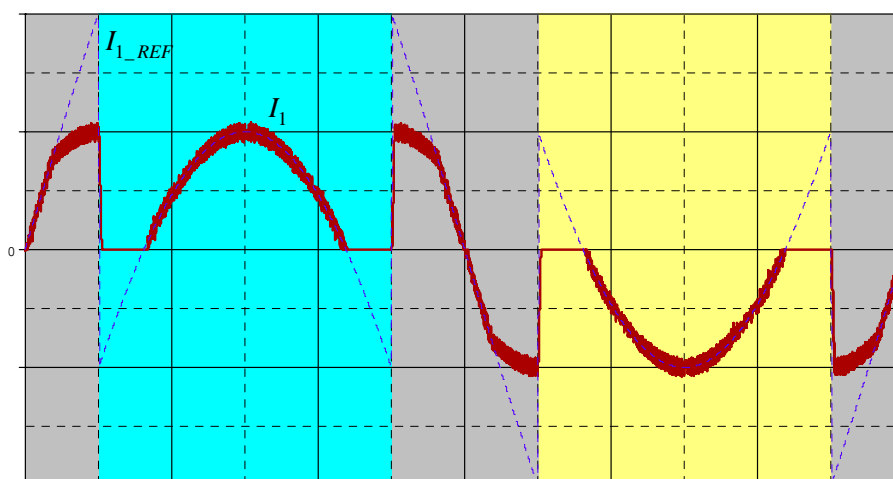
Pode-se observar que as correntes drenadas pelo retificador PWM unidirecional estarão sempre dentro dos limites físicos estabelecidos, fazendo com que a corrente total drenada pelas duas cargas seja distorcida.

Além disso, a Fig.3.24 apenas ilustra o limite da corrente para uma das fases. Entretanto os limites não são independentes para cada fase, já que não é possível drenar componente de sequência zero. Por exemplo, quando a corrente da fase 1 é nula, as correntes das fases 2 e 3 apresentarão mesmo módulo, mas com sentidos opostos, fazendo com que a amplitude de uma esteja limitada à amplitude da outra, causando a deformação circunscrita em verde na Fig.3.37



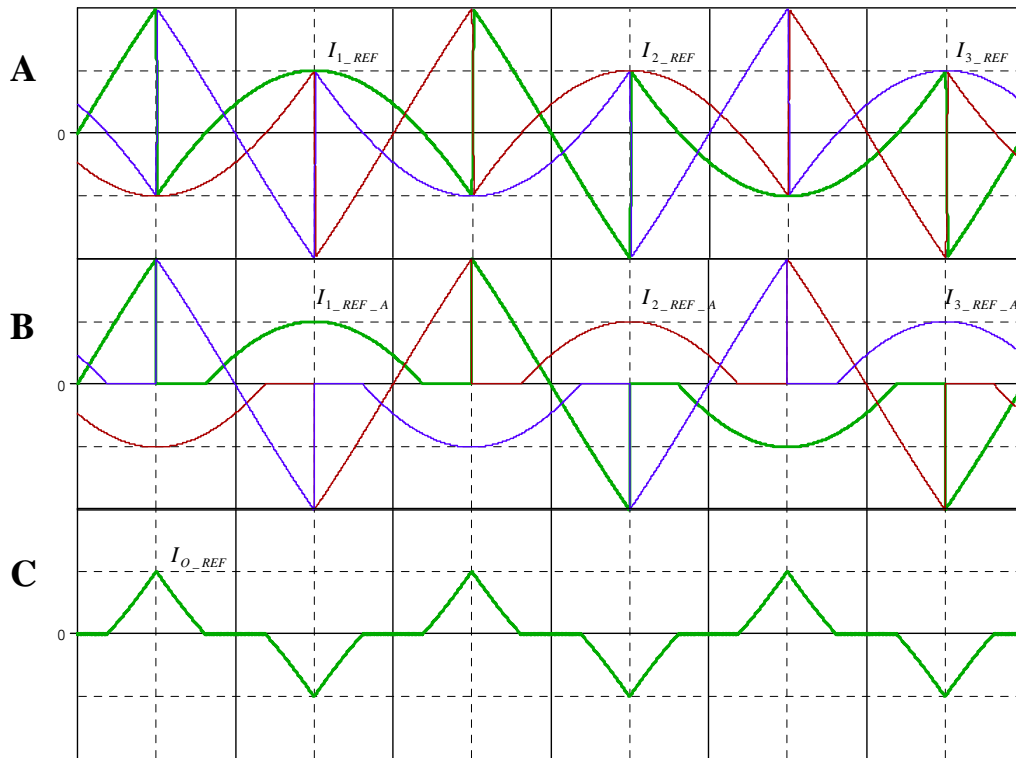
**Fig.3.37: Corrente na fase 1 drenada pelo retificador PWM e sua referência.**

A Fig.3.38 ilustra a corrente na fase 1 drenada pelo retificador PWM unidirecional, e sua referência, de acordo com os limites físicos apresentados na Fig.3.24.



**Fig.3.38: Adequação da corrente na fase 1 drenada pelo retificador.**

A Fig.3.39 ilustra a deformação causada pela impossibilidade de impor componente de sequência zero nas correntes de um retificador PWM trifásico sem neutro. Na Fig.3.39-A são apresentadas as referências de corrente necessárias para que as correntes drenadas pelo sistema sejam perfeitamente senoidais. Na Fig.3.39-B tem-se as referências adaptadas aos limites físicos de operação do retificador PWM unidirecional, conforme apresentado na Fig.3.24. Na Fig.3.39-C é apresentada a componente de sequência zero presente nestas referências adaptadas, que serão naturalmente suprimidas, sendo obtida então a corrente apresentada na Fig.3.38.



**Fig.3.39:** Referências de corrente, referências adaptadas ao limite de operação e componente de sequência zero presente nas referências adaptadas.

### 3.8 - ONDULAÇÃO NA TENSÃO DE SAÍDA

Supõe-se tensões e correntes balanceadas, perfeitamente senoidais e em fase no lado CA:

$$\begin{cases} V_1(t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega t) \\ V_2(t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega t - 120^\circ) \\ V_3(t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega t + 120^\circ) \end{cases} \quad \begin{cases} I_1(t) = I_p \cdot \text{sen}(\omega t) \\ I_2(t) = I_p \cdot \text{sen}(\omega t - 120^\circ) \\ I_3(t) = I_p \cdot \text{sen}(\omega t + 120^\circ) \end{cases} \quad (\text{Eq.3.96})$$

A forma de onda de potência instantânea drenada da rede de alimentação, para cada uma das fases, pode ser calculada por:

$$\begin{cases} P_1(t) = V_p \cdot I_p \cdot \text{sen}^2(\omega t) \\ P_2(t) = V_p \cdot I_p \cdot \text{sen}^2(\omega t - 120^\circ) \\ P_3(t) = V_p \cdot I_p \cdot \text{sen}^2(\omega t + 120^\circ) \end{cases} \quad (\text{Eq.3.97})$$

A potência instantânea total é dada pela soma das potências drenadas em cada uma das fases:

$$P_{IN}(t) = P_1(t) + P_2(t) + P_3(t) \quad (\text{Eq.3.98})$$

Substituindo (Eq.3.98) em (Eq.3.97):

$$P_{IN}(t) = V_p \cdot I_p \cdot [\text{sen}^2(\omega t) + \text{sen}^2(\omega t - 120^\circ) + \text{sen}^2(\omega t + 120^\circ)] \quad (\text{Eq.3.99})$$

Mas, tem-se por identidade trigonométrica que:

$$[\text{sen}^2(\omega t) + \text{sen}^2(\omega t - 120^\circ) + \text{sen}^2(\omega t + 120^\circ)] = \frac{3}{2} \quad (\text{Eq.3.100})$$

Logo:

$$P_{IN}(t) = \frac{3}{2} \cdot V_p \cdot I_p \quad (\text{Eq.3.101})$$

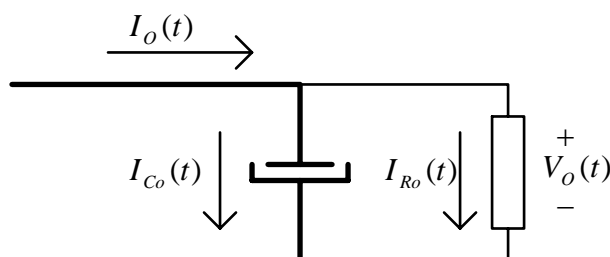
Como visto no capítulo 1, uma carga trifásica balanceada, com as três fases operando com fator de potência unitário, apresenta potência instantânea drenada da rede constante, equivalente a um sistema de corrente contínua. Desprezando as potências instantâneas nos elementos do conversor, tem-se também na saída potência constante.

Teoricamente não há ondulação de tensão na saída, exceto pelas componentes de alta frequência, provenientes da modulação PWM, ou seja, da comutação dos interruptores. Na prática, os capacitores de saída de um retificador PWM trifásico, operando com fator de potência unitário, devem ser dimensionados pela corrente que circula através deles.

### 3.9 - CONTROLE DA TENSÃO TOTAL DE SAÍDA

Como visto em 3.7, teoricamente a potência instantânea drenada da rede de alimentação é constante, para o sistema operando com tensões e correntes perfeitamente senoidais balanceadas e em fase. Desprezando as potências instantâneas nos elementos do conversor, como diodos, interruptores e indutores, tem-se a potência instantânea de saída igual à de entrada, ambas constantes.

O estágio de saída de um retificador PWM trifásico 2-níveis, compreendendo o filtro capacitivo e a carga, pode ser representado pelo circuito equivalente da Fig.3.40:



**Fig.3.40: Representação do filtro capacitivo e da carga para um retificador PWM trifásico 2-níveis.**

A potência instantânea de saída é dada por:

$$P_o(t) = V_o(t) \cdot I_o(t) \quad (\text{Eq.3.102})$$

Supõe-se tensões e correntes na entrada perfeitamente senoidais, balanceadas e em fase. Considera-se também que a amplitude das tensões permaneça constante, com a amplitude das correntes variável, que na verdade será a variável de controle da malha de tensão. Desta forma, a (Eq.3.101) pode ser escrita como:

$$P_{IN}(t) = I_P(t) \cdot \frac{3 \cdot V_P}{2} \quad (\text{Eq.3.103})$$

Então, considerando que o banco de capacitores de saída é suficientemente grande, pode-se desprezar as variações em  $P_o(t)$ , em função da variação de  $V_o(t)$ , considerando a tensão de saída para um ponto de operação na (Eq.3.102):

$$P_o(t) = I_o(t) \cdot V_o \quad (\text{Eq.3.104})$$

Considerando que a potência instantânea de entrada seja igual à de saída, pode-se igualar (Eq.3.103) e (Eq.3.104):

$$I_o(t) \cdot V_o = I_P(t) \cdot \frac{3 \cdot V_P}{2} \quad (\text{Eq.3.105})$$

Logo:

$$I_o(t) = I_p(t) \cdot \frac{3 \cdot V_p}{2 \cdot V_o} \quad (\text{Eq.3.106})$$

Ainda, da Fig.3.40, tem-se:

$$I_o(t) = I_{Co}(t) + I_{Ro}(t) \quad (\text{Eq.3.107})$$

$$I_o(t) = C_o \cdot \frac{dV_o(t)}{dt} + \frac{V_o(t)}{R_o} \quad (\text{Eq.3.108})$$

Aplicando Laplace, obtém-se:

$$\frac{V_o(s)}{I_o(s)} = \frac{R_o}{s \cdot C_o \cdot R_o + 1} \quad (\text{Eq.3.109})$$

Finalmente, substituindo (Eq.3.106) em (Eq.3.109):

$$\frac{V_o(s)}{I_p(s)} = \frac{3 \cdot V_p \cdot R_o}{2 \cdot V_o} \cdot \frac{1}{s \cdot C_o \cdot R_o + 1} \quad (\text{Eq.3.110})$$

A estratégia de controle adotada define que a malha de tensão determina uma variável de controle, que é multiplicada por uma amostra das tensões de entrada, gerando as referências de corrente. Em outras palavras, a ação de controle da malha de tensão consiste em determinar a amplitude das referências de corrente. Considerando que as malhas de corrente sejam capazes de fazer com que as correntes sigam suas referências, a (Eq.3.110) representa a planta equivalente para a malha de tensão, incluindo a malha de corrente. Deve-se lembrar ainda de levar em conta os ganhos internos do sistema, como amostradores de tensão e corrente.

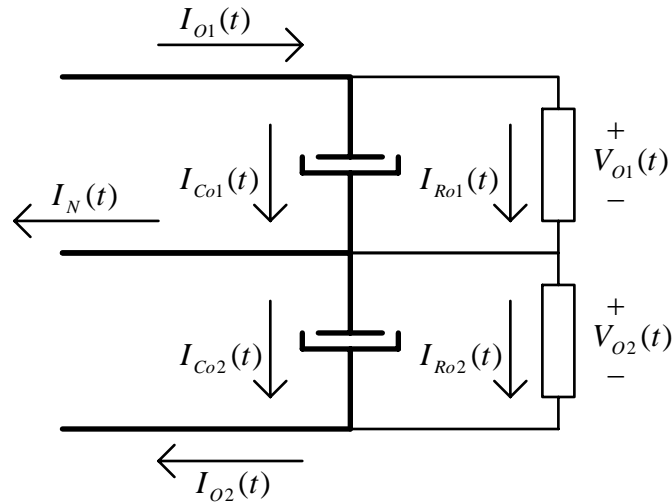
Para os conversores 3-níveis, como por exemplo o conversor **C** apresentado, tem-se dois barramentos de tensão na saída. Como visto, para controlar duas variáveis de estado, pode-se controlar duas combinações linearmente independentes delas. Tratando-se vetorialmente, corresponde a uma mudança de base.

Controla-se então a soma das tensões de saída, que corresponde à tensão total de saída do conversor; e a diferença destas tensões, que corresponde ao chamado balanço de tensão, idealmente nulo, ou seja, idealmente os dois barramentos de saída dos conversores 3-níveis devem apresentar tensões com valores iguais.

$$\begin{cases} V_o(t) = V_{o1}(t) + V_{o2}(t) \\ V_N(t) = V_{o1}(t) - V_{o2}(t) \end{cases} \quad (\text{Eq.3.111})$$

A Fig.3.41 mostra o modelo adotado para a saída de um retificador PWM trifásico 3-níveis, considerando um modelo resistivo para a carga.





**Fig.3.41: Representação do filtro capacitivo e da carga para um retificador PWM trifásico 3 níveis.**

Da Fig.3.41, pode-se escrever:

$$\begin{cases} I_{O1}(t) = I_{Co1}(t) + I_{Ro1}(t) \\ I_{O2}(t) = I_{Co2}(t) + I_{Ro2}(t) \end{cases} \quad (\text{Eq.3.112})$$

Logo:

$$\begin{cases} I_{O1}(t) = C_1 \cdot \frac{dV_{O1}(t)}{dt} + \frac{V_{O1}(t)}{R_{O1}} \\ I_{O2}(t) = C_2 \cdot \frac{dV_{O2}(t)}{dt} + \frac{V_{O2}(t)}{R_{O2}} \end{cases} \quad (\text{Eq.3.113})$$

Somando as duas expressões:

$$I_{O1}(t) + I_{O2}(t) = C_1 \cdot \frac{dV_{O1}(t)}{dt} + C_2 \cdot \frac{dV_{O2}(t)}{dt} + \frac{V_{O1}(t)}{R_{O1}} + \frac{V_{O2}(t)}{R_{O2}} \quad (\text{Eq.3.114})$$

Considerando que os capacitores de saída são iguais, e considerando também que o balanço de tensão na saída seja garantido, tem-se:

$$V_{O1}(t) = V_{O2}(t) = \frac{V_o(t)}{2} \quad C_1 = C_2 = C \quad (\text{Eq.3.115})$$

Substituindo (Eq.3.115) em (Eq.3.114):

$$I_{O1}(t) + I_{O2}(t) = \frac{1}{2} \cdot C \cdot \frac{dV_o(t)}{dt} + \frac{1}{2} \cdot C \cdot \frac{dV_o(t)}{dt} + \frac{V_o(t)}{2 \cdot R_{O1}} + \frac{V_o(t)}{2 \cdot R_{O2}} \quad (\text{Eq.3.116})$$

Logo:

$$I_{O1}(t) + I_{O2}(t) = C \cdot \frac{dV_o(t)}{dt} + V_o(t) \cdot \left[ \frac{1}{2 \cdot R_{O1}} + \frac{1}{2 \cdot R_{O2}} \right] \quad (\text{Eq.3.117})$$

Ou:

$$I_{O1}(t) + I_{O2}(t) = C \cdot \frac{dV_o(t)}{dt} + \frac{V_o(t)}{R_{EQ}} \quad (\text{Eq.3.118})$$

Onde:

$$R_{EQ} = 2 \cdot R_{O1} // 2 \cdot R_{O2} \quad (\text{Eq.3.119})$$

Observa-se que a equação obtida para a tensão total de saída do conversor 3-níveis, da (Eq.3.118), é idêntica à obtida para os 2-níveis, mostrada na (Eq.3.108).

Neste momento, o objetivo é controlar a tensão total de saída. Considerando que o balanço de tensão é garantido, ou seja, que  $V_N(t)=0$ , pode-se tratar o conversor 3-níveis como se fosse 2-níveis, considerando um único banco de capacitores alimentando uma carga equivalente.

Obtém-se então, para o conversor 3-níveis, o mesmo modelo obtido para o 2-níveis, para a tensão total de saída em função do valor de pico das correntes de entrada, supondo tensões e correntes na entrada perfeitamente senoidais, equilibradas e em fase:

$$\frac{V_o(s)}{I_p(s)} = \frac{3 \cdot V_p \cdot R_{EQ}}{2 \cdot V_o} \cdot \frac{1}{s \cdot C_o \cdot R_{EQ} + 1} \quad (\text{Eq.3.120})$$

$C_o$  corresponde ao valor da cada capacitor de saída, supondo que sejam iguais, e  $R_{EQ}$  corresponde à carga equivalente total na saída, definida pela (Eq.3.119). Neste modelo também não está sendo levada em conta a resistência série equivalente dos capacitores de saída. Mas sua consideração é bastante simples, o modelo considerando a resistência série-equivalente do capacitor de saída é dado por:

$$\frac{V_o(s)}{I_p(s)} = \frac{3 \cdot V_p \cdot R_{EQ}}{2 \cdot V_o} \cdot \frac{s C_o R_{SE} + 1}{s C_o (R_{EQ} + R_{SE}) + 1} \quad (\text{Eq.3.121})$$

Além disso, para o Boost PFC monofásico estudado no capítulo 2, observa-se que para operação com fator de potência unitário, com tensão e corrente perfeitamente senoidais e em fase, a forma de onda de potência instantânea é composta por uma componente contínua, representando a potência média, e uma componente senoidal com frequência igual a duas vezes a frequência da rede. Desta forma, há uma ondulação na forma de onda da potência instantânea, e consequentemente na tensão de saída. Por este motivo, a malha de tensão deve apresentar dinâmica suficientemente lenta, de forma

que não suprima esta ondulação na tensão de saída, para manter o formato senoidal da corrente de entrada.

Já para os conversores trifásicos, observa-se que para tensões e correntes perfeitamente senoidais, equilibradas e em fase, a curva de potência instantânea é contínua, sem ondulação. Desta forma, não há necessidade de manter ondulação na tensão de saída para manter as correntes senoidais. Por esta característica, a dinâmica da malha de tensão pode ser bastante rápida, sem deformar as correntes. Ocorrem apenas perturbações nas correntes em transitórios da malha de tensão, pela rápida variação nas referências de corrente.

Na verdade, a dinâmica da malha de tensão é limitada pelas correntes que podem ser impostas. Por exemplo, nos retificadores PWM trifásicos unidirecionais sem neutro, o limite inferior corresponde a corrente nula na entrada, enquanto no bidirecional pode-se inverter o sentido para descarregar o capacitor de saída. Já no limite superior, não se pode impor correntes com amplitude superior à capacidade dos elementos do conversor, como interruptores e diodos. Deve-se impor limites para o sinal que define a amplitude das referências de corrente, sendo este um fator limitador na dinâmica da malha de tensão.

Então para os conversores trifásicos, a limitação física da resposta dinâmica para a malha de tensão é definida pelo limite de amplitude das correntes que os elementos do conversor podem suportar, não havendo limitação para evitar distorção nas correntes, como ocorre para o Boost PFC monofásico.

Com o objetivo de ilustrar a possibilidade de implementar uma malha de tensão com dinâmica bastante rápida, sem deformar as correntes de entrada, operando em regime, foi efetuada uma variação de carga de 50%. A Fig.3.42 apresenta a tensão de saída e a corrente drenada pela carga, enquanto a Fig.3.43 apresenta a tensão de saída e as correntes de entrada. Observou-se na tensão de saída uma variação de tensão de 2%, com tempo de acomodação de aproximadamente 1,5ms.

Para uma resposta tão rápida da malha de tensão, observou-se uma variação também rápida nas correntes de entrada. Mesmo assim, operando em regime, não há deformação nas correntes de entrada, decorrente da rapidez da malha de tensão, como ocorre para os conversores monofásicos.

Não é o objetivo entrar em maiores detalhes quanto à estratégia de controle, e sim a possibilidade física de implementar uma malha de tensão rápida, sem deformar as correntes. No entanto, deve-se observar a necessidade de impor limites (superior e inferior) para as correntes, o que pode levar o sistema a operar num ciclo-limite,

causando ondulação na tensão de saída e nas correntes de entrada. Esta situação pode ser evitada, limitando a dinâmica da malha de tensão.

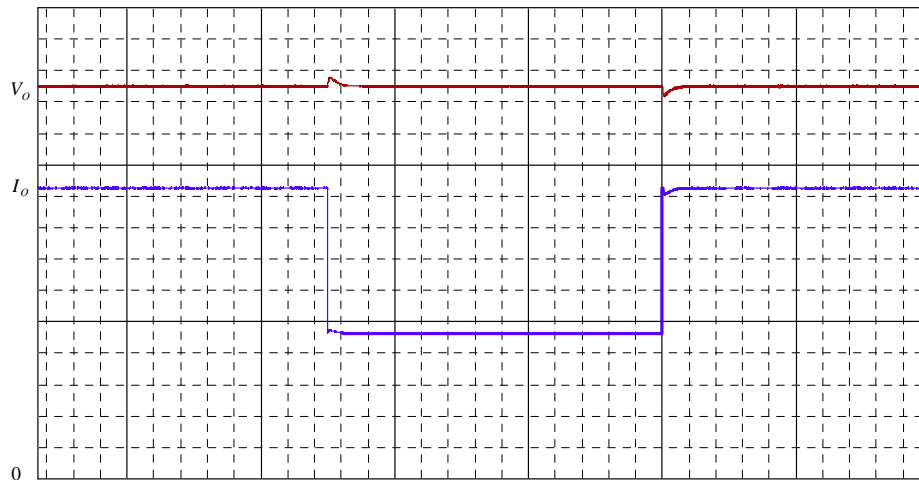


Fig.3.42: Tensão de saída e corrente na carga, para o transitório de carga.

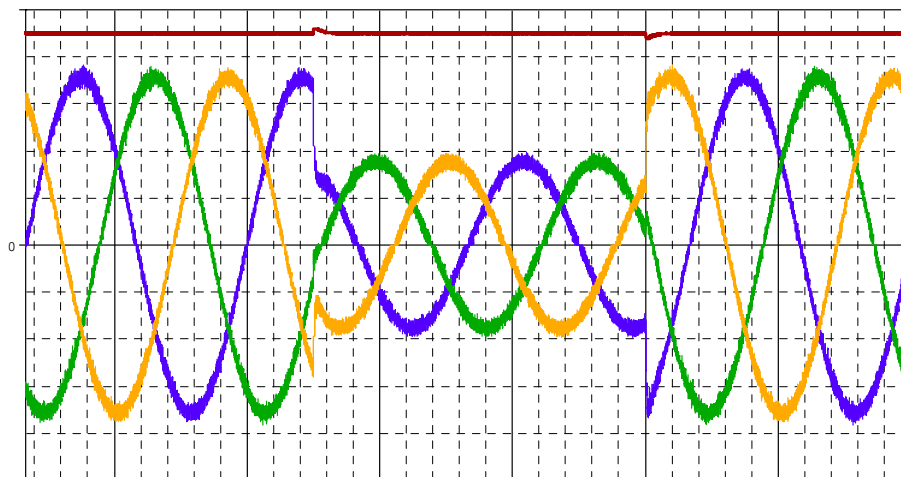


Fig.3.43: Tensão de saída e correntes de entrada, para o transitório de carga.

### 3.10 - CONTROLE DO BALANÇO DE TENSÃO PARA O 3-NÍVEIS

Para o circuito equivalente de saída da Fig.3.41, tem-se da (Eq.3.113):

$$\begin{cases} I_{O1}(t) = C_1 \cdot \frac{dV_{O1}(t)}{dt} + \frac{V_{O1}(t)}{R_{O1}} \\ I_{O2}(t) = C_2 \cdot \frac{dV_{O2}(t)}{dt} + \frac{V_{O2}(t)}{R_{O2}} \end{cases} \quad (\text{Eq.3.122})$$

Então:

$$I_{O1}(t) - I_{O2}(t) = C_1 \cdot \frac{dV_{O1}(t)}{dt} + \frac{V_{O1}(t)}{R_{O1}} - C_2 \cdot \frac{dV_{O2}(t)}{dt} - \frac{V_{O2}(t)}{R_{O2}} \quad (\text{Eq.3.123})$$

Considera-se que os capacitores de saída sejam iguais, assim como as duas cargas equivalentes  $R_{O1}$  e  $R_{O2}$ :

$$C_1 = C_2 = C_N \quad R_{O1} = R_{O2} = R_N \quad (\text{Eq.3.124})$$

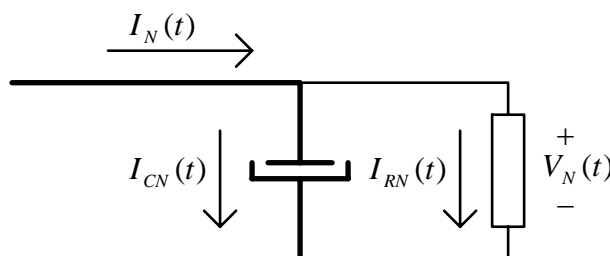
Apesar de haver possibilidade de variação de carga, esta aproximação pela igualdade se faz necessária, já que a princípio não é possível prever as variações de carga. Então, substituindo (Eq.3.124) em (Eq.3.123) obtém-se:

$$I_N(t) = C \cdot \frac{d}{dt} \cdot [V_{O1}(t) - V_{O2}(t)] + \frac{1}{R_N} \cdot [V_{O1}(t) - V_{O2}(t)] \quad (\text{Eq.3.125})$$

Ou ainda, substituindo (Eq.3.111) em (Eq.3.125):

$$I_N(t) = C \cdot \frac{dV_N(t)}{dt} + \frac{V_N(t)}{R_N} \quad (\text{Eq.3.126})$$

Pode-se representar a (Eq.3.126) pelo circuito equivalente da Fig.3.44:



**Fig.3.44: Circuito equivalente para controle do balanço de tensão na saída dos retificadores 3-níveis.**

Ou seja, o modelo é equivalente ao obtido para o controle da tensão total de saída. A função de transferência é mostrada na Eq.3.127. Deve-se observar ainda, que a corrente  $I_N(t)$ , injetada no circuito equivalente da Fig.3.42 é a mesma corrente da Fig.3.41, definida exatamente pela diferença entre  $I_{O1}(t)$  e  $I_{O2}(t)$ .

$$\frac{V_N(s)}{I_N(s)} = \frac{R_N}{s \cdot C_N \cdot R_N + 1} \quad (\text{Eq.3.127})$$

Resta apenas encontrar uma forma de controlar esta corrente  $I_N(t)$ . Como visto, pode-se adicionar componentes de sequência zero nas fontes de tensão controladas  $V_{S1}(t)$ ,  $V_{S2}(t)$  e  $V_{S3}(t)$ , já que não se refletem sobre  $V_{S12}(t)$  e  $V_{S23}(t)$ , que efetivamente controlam as correntes, por determinarem a tensão resultante sobre cada indutor de entrada. Desta forma, adicionando esta componente de sequência zero, não há qualquer perturbação nas malhas de corrente, e conseqüentemente não há deformação nas correntes.

Assim, não há perturbação na malha de controle da tensão total de saída, já que não havendo perturbação nas correntes, não se altera o fluxo de energia da entrada para a saída, que determina  $I_O(t)$ .

Resta apenas avaliar se esta componente de sequência zero, adicionada às fontes de tensão controladas  $V_{S1}(t)$ ,  $V_{S2}(t)$  e  $V_{S3}(t)$ , pode controlar  $I_N(t)$ .

### 3.10.1 - Ação Direta Sobre as Razões Cíclicas

Ao se observar os estados topológicos do conversor **C**, mostrados na Fig.3.10, pode-se notar que alguns estados determinam tensões iguais sobre os indutores de entrada, mas diferentes correntes no ponto médio de saída. Ou seja, são estados topológicos equivalentes para o controle das correntes de entrada, mas enquanto um estado fornece energia para o barramento superior, o outro fornece para o inferior.

Desta forma, utilizando modulação vetorial, pode-se facilmente controlar o balanço de tensão na saída, sem deformar as correntes de entrada. Entretanto, o objetivo neste momento é interpretar o funcionamento do conversor, buscando estratégias mais simples para controlar o balanço de tensão, que possam ser implementadas até mesmo analogicamente.

A partir dos estados topológicos do conversor **C**, apresentados na Fig.3.10, pode-se observar que, para uma determinada fase, quando o respectivo interruptor está fechado, a corrente correspondente não circula pela saída. Por outro lado, quando está aberto, se a corrente for positiva, circula pela carga superior, se for negativa circula pela carga inferior. Pode-se escrever então:

$$\begin{aligned}
 I_{o1}(t) = & \left\{ \begin{array}{l} 0, \quad \text{se } S_1 = ON \\ I_1(t) \text{ se } S_1 = OFF \text{ e } I_1(t) > 0 \\ 0 \quad \text{se } S_1 = OFF \text{ e } I_1(t) < 0 \end{array} \right\} + \left\{ \begin{array}{l} 0, \quad \text{se } S_2 = ON \\ I_2(t) \text{ se } S_2 = OFF \text{ e } I_2(t) > 0 \\ 0 \quad \text{se } S_2 = OFF \text{ e } I_2(t) < 0 \end{array} \right\} + \\
 & + \left\{ \begin{array}{l} 0, \quad \text{se } S_3 = ON \\ I_3(t) \text{ se } S_3 = OFF \text{ e } I_3(t) > 0 \\ 0 \quad \text{se } S_3 = OFF \text{ e } I_3(t) < 0 \end{array} \right\} \quad (\text{Eq.3.128})
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 I_{o2}(t) = & \left\{ \begin{array}{l} 0, \quad \text{se } S_1 = ON \\ 0 \quad \text{se } S_1 = OFF \text{ e } I_1(t) > 0 \\ -I_1(t) \text{ se } S_1 = OFF \text{ e } I_1(t) < 0 \end{array} \right\} + \left\{ \begin{array}{l} 0, \quad \text{se } S_2 = ON \\ 0 \quad \text{se } S_2 = OFF \text{ e } I_2(t) > 0 \\ -I_2(t) \text{ se } S_2 = OFF \text{ e } I_2(t) < 0 \end{array} \right\} + \\
 & + \left\{ \begin{array}{l} 0, \quad \text{se } S_3 = ON \\ 0 \quad \text{se } S_3 = OFF \text{ e } I_3(t) > 0 \\ -I_3(t) \text{ se } S_3 = OFF \text{ e } I_3(t) < 0 \end{array} \right\} \quad (\text{Eq.3.129})
 \end{aligned}$$

Mas:

$$I_N(t) = I_{o1}(t) - I_{o2}(t) \quad (\text{Eq.3.130})$$

Então, substituindo a (Eq.3.129) na (Eq.3.130):

$$\begin{aligned}
 I_N(t) = & \left\{ \begin{array}{l} 0, \quad \text{se } S_1 = ON \\ I_1(t) \text{ se } S_1 = OFF \text{ e } I_1(t) > 0 \\ I_1(t) \text{ se } S_1 = OFF \text{ e } I_1(t) < 0 \end{array} \right\} + \left\{ \begin{array}{l} 0, \quad \text{se } S_2 = ON \\ I_2(t) \text{ se } S_2 = OFF \text{ e } I_2(t) > 0 \\ I_2(t) \text{ se } S_2 = OFF \text{ e } I_2(t) < 0 \end{array} \right\} + \\
 & + \left\{ \begin{array}{l} 0, \quad \text{se } S_3 = ON \\ I_3(t) \text{ se } S_3 = OFF \text{ e } I_3(t) > 0 \\ I_3(t) \text{ se } S_3 = OFF \text{ e } I_3(t) < 0 \end{array} \right\} \quad (\text{Eq.3.131})
 \end{aligned}$$

Logo:

$$\begin{aligned}
 I_N(t) = & \left\{ \begin{array}{l} 0, \quad \text{se } S_1 = ON \\ I_1(t) \text{ se } S_1 = OFF \end{array} \right\} + \left\{ \begin{array}{l} 0, \quad \text{se } S_2 = ON \\ I_2(t) \text{ se } S_2 = OFF \end{array} \right\} + \\
 & + \left\{ \begin{array}{l} 0, \quad \text{se } S_3 = ON \\ I_3(t) \text{ se } S_3 = OFF \end{array} \right\} \quad (\text{Eq.3.132})
 \end{aligned}$$

Finalmente, desprezando as componentes de alta frequência provenientes da modulação PWM, pode-se escrever (Eq.3.131) como:

$$I_N(t) = I_1(t) \cdot [1 - D_1(t)] + I_2(t) \cdot [1 - D_2(t)] + I_3(t) \cdot [1 - D_3(t)] \quad (\text{Eq.3.133})$$

Como a soma das três correntes de entrada é nula por definição:

$$I_N(t) = -[I_1(t) \cdot D_1(t) + I_2(t) \cdot D_2(t) + I_3(t) \cdot D_3(t)] \quad (\text{Eq.3.134})$$

Para o conversor operando de maneira simétrica, como ocorre por exemplo na estratégia clássica de controle das correntes, com 3 controladores, um para cada fase, a

corrente  $I_N(t)$  apresenta idealmente valor médio nulo, dentro de um período de comutação. Além disso, desprezando as componentes de alta frequência da modulação PWM, e considerando  $V_{O1}(t)=V_{O2}(t)$ , tem-se para o conversor **C**:

$$\begin{cases} V_{S1}(t) = \begin{cases} +\frac{V_o}{2} \cdot [1 - D_1(t)] \text{ se } I_1(t) > 0 \\ -\frac{V_o}{2} \cdot [1 - D_1(t)] \text{ se } I_1(t) < 0 \end{cases} \\ V_{S2}(t) = \begin{cases} +\frac{V_o}{2} \cdot [1 - D_2(t)] \text{ se } I_2(t) > 0 \\ -\frac{V_o}{2} \cdot [1 - D_2(t)] \text{ se } I_2(t) < 0 \end{cases} \\ V_{S3}(t) = \begin{cases} +\frac{V_o}{2} \cdot [1 - D_3(t)] \text{ se } I_3(t) > 0 \\ -\frac{V_o}{2} \cdot [1 - D_3(t)] \text{ se } I_3(t) < 0 \end{cases} \end{cases} \quad (\text{Eq.3.135})$$

Inserire-se então uma variável auxiliar, definida por  $D_N(t)$ , de forma que:

$$\begin{cases} D_1^*(t) = D_1(t) + \begin{cases} -D_N(t) \text{ se } I_1(t) > 0 \\ +D_N(t) \text{ se } I_1(t) < 0 \end{cases} \\ D_2^*(t) = D_2(t) + \begin{cases} -D_N(t) \text{ se } I_2(t) > 0 \\ +D_N(t) \text{ se } I_2(t) < 0 \end{cases} \\ D_3^*(t) = D_3(t) + \begin{cases} -D_N(t) \text{ se } I_3(t) > 0 \\ +D_N(t) \text{ se } I_3(t) < 0 \end{cases} \end{cases} \quad (\text{Eq.3.136})$$

Substituindo (Eq.3.136) em (Eq.3.135), obtém-se:

$$\begin{cases} V_{S1}^*(t) = \begin{cases} +\frac{V_o}{2} \cdot [1 - D_1(t) + D_N(t)] \text{ se } I_1(t) > 0 \\ -\frac{V_o}{2} \cdot [1 - D_1(t) - D_N(t)] \text{ se } I_1(t) < 0 \end{cases} \\ V_{S2}^*(t) = \begin{cases} +\frac{V_o}{2} \cdot [1 - D_2(t) + D_N(t)] \text{ se } I_2(t) > 0 \\ -\frac{V_o}{2} \cdot [1 - D_2(t) - D_N(t)] \text{ se } I_2(t) < 0 \end{cases} \\ V_{S3}^*(t) = \begin{cases} +\frac{V_o}{2} \cdot [1 - D_3(t) + D_N(t)] \text{ se } I_3(t) > 0 \\ -\frac{V_o}{2} \cdot [1 - D_3(t) - D_N(t)] \text{ se } I_3(t) < 0 \end{cases} \end{cases} \quad (\text{Eq.3.137})$$



Logo:

$$\begin{cases} V_{S1}^*(t) = V_{S1}(t) + D_N(t) \cdot \frac{V_o}{2} \\ V_{S2}^*(t) = V_{S2}(t) + D_N(t) \cdot \frac{V_o}{2} \\ V_{S3}^*(t) = V_{S3}(t) + D_N(t) \cdot \frac{V_o}{2} \end{cases} \quad (\text{Eq.3.138})$$

Ou ainda:

$$\begin{cases} V_{S12}^*(t) = \left[ V_{S1}(t) + D_N(t) \cdot \frac{V_o}{2} \right] - \left[ V_{S2}(t) + D_N(t) \cdot \frac{V_o}{2} \right] \\ V_{S23}^*(t) = \left[ V_{S2}(t) + D_N(t) \cdot \frac{V_o}{2} \right] - \left[ V_{S3}(t) + D_N(t) \cdot \frac{V_o}{2} \right] \end{cases} \quad (\text{Eq.3.139})$$

Então:

$$\begin{cases} V_{S12}^*(t) = V_{S12}(t) \\ V_{S23}^*(t) = V_{S23}(t) \end{cases} \quad (\text{Eq.3.140})$$

Ou seja, pela (Eq.3.140) pode-se concluir que  $D_N(t)$  não apresenta qualquer influência no controle das correntes, e conseqüentemente também não interfere no controle da tensão total de saída.

Por outro lado, substituindo a (Eq.3.136) na (Eq.3.134):

$$I_N^*(t) = - \left\{ \begin{array}{l} + I_1(t) \cdot \left[ D_1(t) + \begin{cases} -D_N(t) \text{ se } I_1(t) > 0 \\ +D_N(t) \text{ se } I_1(t) < 0 \end{cases} \right] \\ + I_2(t) \cdot \left[ D_2(t) + \begin{cases} -D_N(t) \text{ se } I_2(t) > 0 \\ +D_N(t) \text{ se } I_2(t) < 0 \end{cases} \right] \\ + I_3(t) \cdot \left[ D_3(t) + \begin{cases} -D_N(t) \text{ se } I_3(t) > 0 \\ +D_N(t) \text{ se } I_3(t) < 0 \end{cases} \right] \end{array} \right\} \quad (\text{Eq.3.141})$$

Logo, comparando a (Eq.3.141) com a (Eq.3.134):

$$I_N^*(t) = I_N(t) + D_N(t) \cdot [|I_1(t)| + |I_2(t)| + |I_3(t)|] \quad (\text{Eq.3.142})$$

Na prática, a malha de controle do balanço das tensões deve apresentar dinâmica suficientemente lenta, para que a ondulação de  $D_N(t)$  para um período de rede possa ser desconsiderada, não havendo então deformação nas correntes. Comparativamente, a dinâmica desta malha deve ser limitada na mesma proporção da malha de tensão do conversor boost PFC monofásico. A Fig.3.45 ilustra a parcela adicionada a  $I_N(t)$  em função de  $D_N(t)$ .

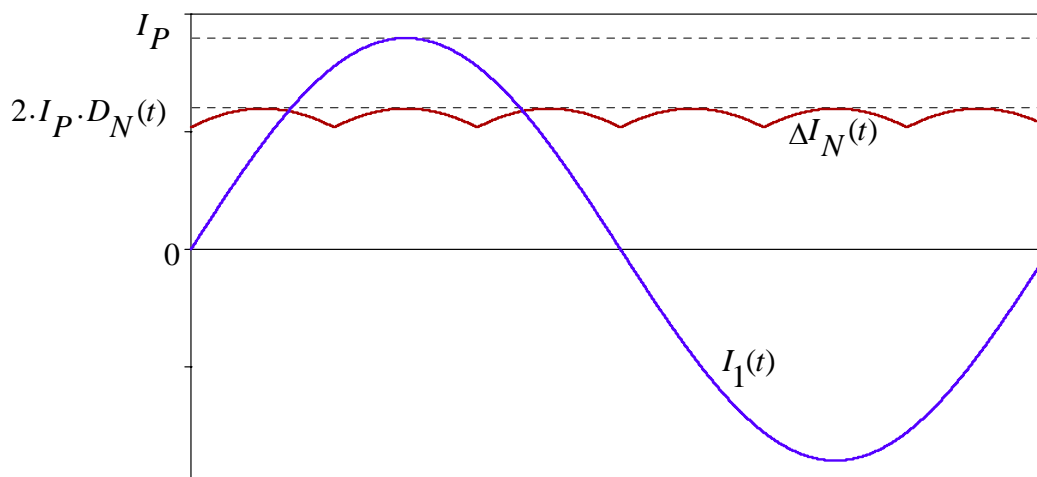


Fig.3.45: Corrente na fase 1 e parcela adicionada a  $I_N(t)$ , em função de  $D_N(t)$ .

Desprezando a ondulação de  $\Delta I_N(t)$ , ou seja, considerando o valor médio de  $I_N^*(t)$  para um terço do período de rede, sabendo que o valor médio de  $I_N(t)$  é nulo, tem-se:

$$\Delta I_N(t) = I_{N\_MED}(t) = D_N(t) \cdot [1,9 \cdot I_P] \quad (\text{Eq.3.143})$$

Substituindo (Eq.3.143) em (Eq.3.127):

$$\frac{V_N(s)}{I_N(s)} = \frac{V_N(s)}{1,9 \cdot D_N(s) \cdot I_P} = \frac{R_N}{s \cdot C_N \cdot R_N + 1} \quad (\text{Eq.3.144})$$

Reorganizando:

$$\frac{V_N(s)}{D_N(s)} = \frac{1,27 \cdot P_O \cdot R_N}{V_P} \cdot \frac{1}{s \cdot C_N \cdot R_N + 1} \quad (\text{Eq.3.145})$$

Pode-se então implementar uma malha independente, para controlar o balanço das tensões de saída do conversor **C**, de acordo com o modelo da (Eq.3.145), seguindo a estratégia apresentada, atuando diretamente sobre as razões cíclicas, conforme determina a (Eq.3.136).

A Fig.3.46 mostra as correntes obtidas para o conversor fornecendo 80% da potência ativa para o barramento superior e 20% para o inferior. A Fig.3.47 mostra a razão cíclica  $D_1^*(t)$  implementada e o sinal  $D_N(t)$  somado a  $D_1(t)$ .

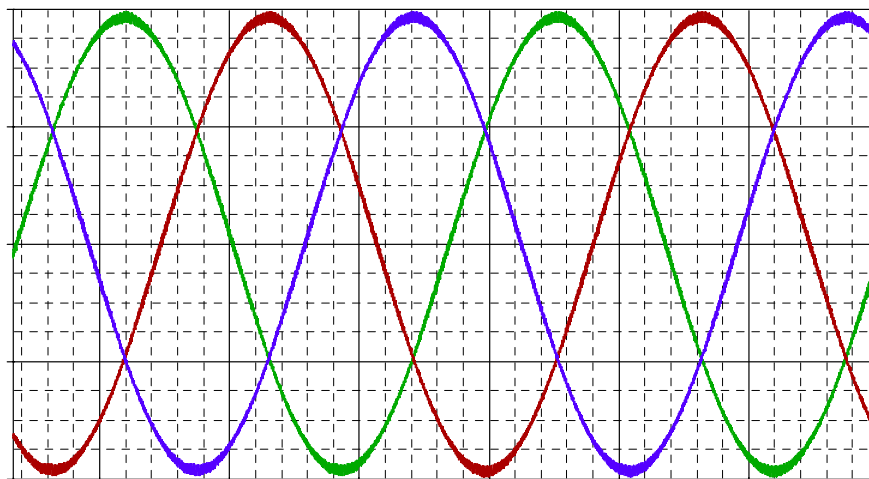


Fig.3.46: Correntes de entrada, para  $P_{O1}=,08P_0$  e  $P_{O2}=0,2P_0$ .

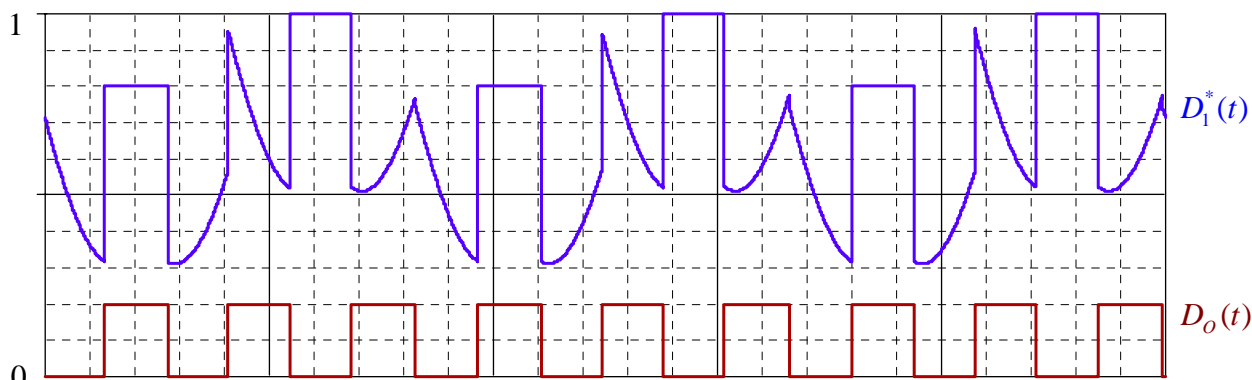


Fig.3.47: Sinal  $D_0(t)$  somado à razão cíclica  $D_1(t)$  e razão cíclica  $D_1^*(t)$  resultante.

### 3.10.2 - Limites para o Controle do Balanço de Tensão

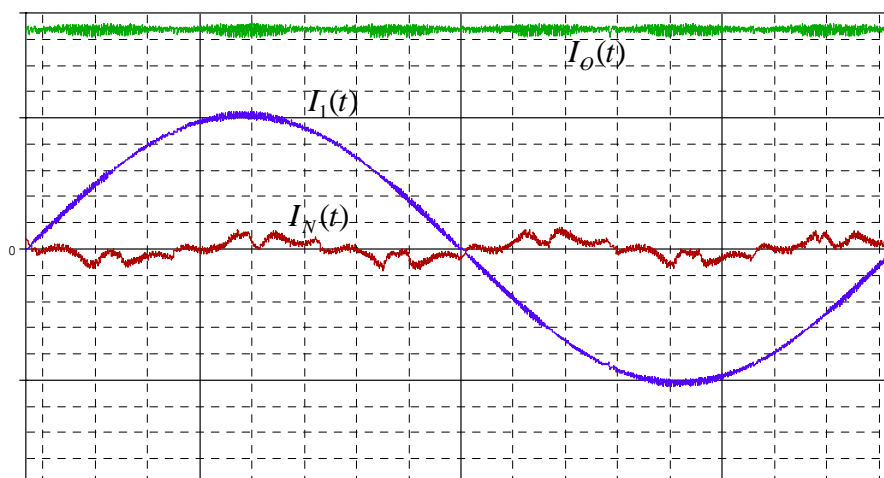
A estratégia de ação direta sobre os sinais de razão cíclica pode ser facilmente implementada, utilizando controle digital. Entretanto, para implementação analógica, pode apresentar alguma complexidade. Por outro lado, pode-se inserir componentes de sequência zero nas fontes de tensão controladas equivalentes, de maneira indireta.

Como visto, a corrente  $I_N(t)$  depende da componente de sequência zero sobre as tensões das fontes controladas. Deve-se lembrar entretanto dos limites físicos para as razões cíclicas. Para a tensão de saída próxima de seu limite inferior, ou seja, a tensão de pico de linha de entrada, a componente de sequência zero que se pode impor é bastante limitada.

Próximo da condição de igualdade entre  $V_O$  e  $V_P$ , praticamente não é possível a adição de componente de sequência zero nas fontes controladas equivalentes, limitando a dinâmica da malha de controle do balanço de tensão, já que se limita a ação de controle.

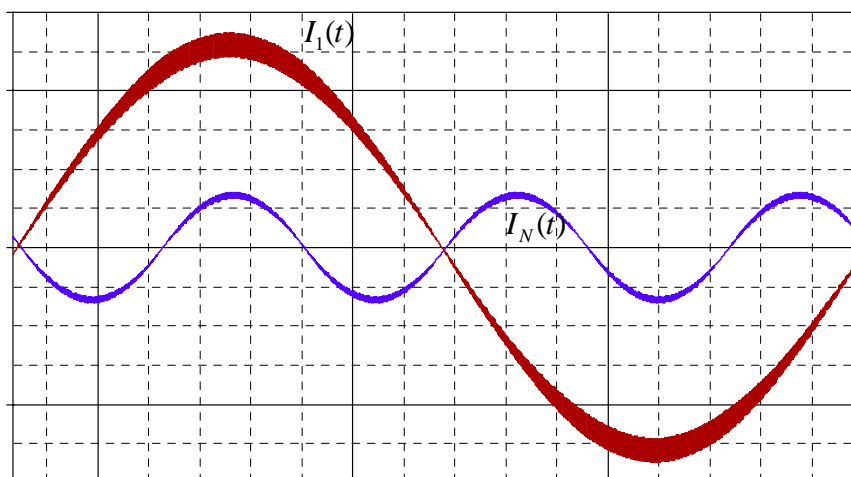
A Fig.3.48 mostra a corrente de entrada na fase 1 e as forma de onda de  $I_O(t)$  ( $I_{O1}(t)+I_{O2}(t)$ ) e  $I_N(t)$  ( $I_{O1}(t)-I_{O2}(t)$ ), excluindo-se as componentes de alta frequência

(comutação), para  $V_o = 1,04 \cdot V_{PL}$ , ou seja, com a tensão de saída próxima de seu limite inferior.



**Fig.3.48:** Formas de onda para corrente de entrada na fase 1  $I_1(t)$ , corrente total de saída  $I_o(t)$  e corrente no ponto médio  $I_N(t)$ .

A Fig.3.49 mostra corrente na fase 1 e corrente  $I_N(t)$  filtrada, para  $V_o=1,5V_{PL}$ .



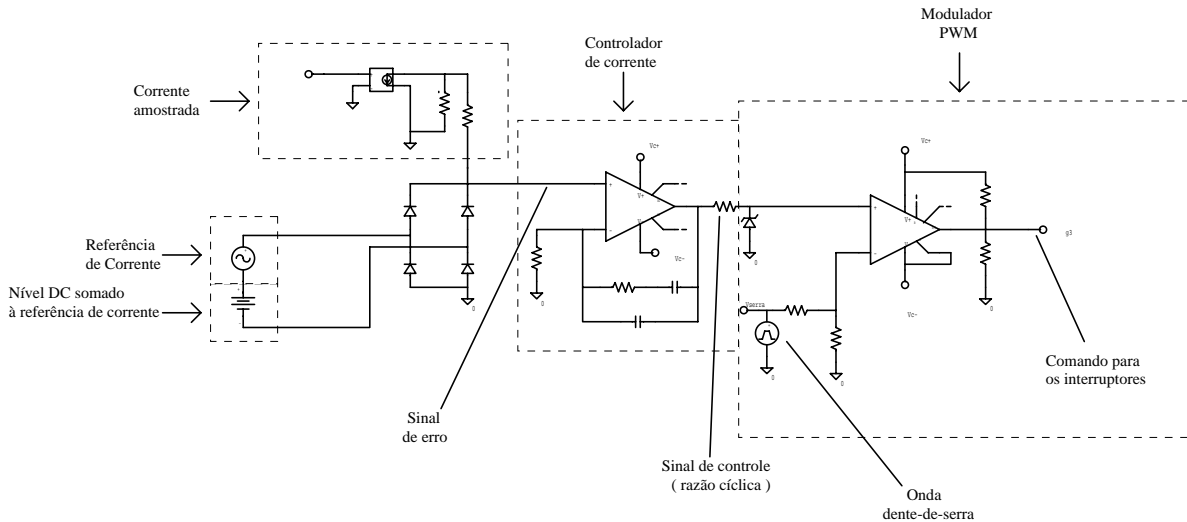
**Fig.3.49:** Corrente de entrada na fase 1 e corrente (filtrada) no ponto médio de saída do conversor C.

Observa-se que, para tensões de saída mais elevadas, utilizando a estratégia clássica de controle,  $I_N(t)$  apresenta maior amplitude, causando maior ondulação de tensão nos barramentos de saída, embora seja possível uma ação mais efetiva no controle do balanço de tensão.

Ao se utilizar técnicas mais elaboradas para o controle dos conversores, utilizando por exemplo a transformação  $\alpha\beta 0$  ou a transformação de Park [1], pode-se controlar diretamente a componente de sequência zero das razões cíclicas, anulando  $I_N(t)$  quando desejado. Por exemplo, utilizando a transformação  $\alpha\beta 0$  de forma direta, obtém-se as razões cíclicas reais pela transformação inversa, sem componente de sequência zero, de forma que  $I_N(t)$  será nulo, exceto pelas componentes de alta frequência.

### 3.10.3 - Controle Indireto do Balanço de Tensão

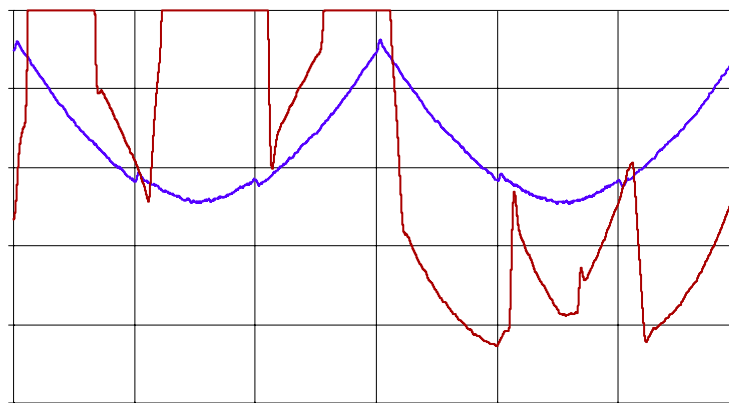
Uma forma conhecida de se atuar sobre as razões cíclicas, é adicionar um sinal constante às referências de corrente, antes da retificação das mesmas, já que neste conversor efetua-se o controle do módulo das correntes. A arquitetura do controlador de corrente para uma das fases é apresentada na Fig.3.50:



**Fig.3.50: Controlador de corrente para uma das fases.**

Observa-se que este nível CC, somado às referências de corrente antes da retificação, causa uma assimetria nas referências de corrente, ao causar um deslocamento da passagem por zero, fazendo com que a(s) fase(s) que apresenta(m) corrente com sinal igual ao do nível CC, tenha(m) seu(s) sinal(is) de razão cíclica aumentado(s), tendendo à saturação, dependendo da amplitude do sinal somado. Esta variação é compensada pela(s) fase(s) que apresenta(m) corrente no sentido oposto, evitando distorção nas correntes.

A Fig.3.51 apresenta o comportamento da razão cíclica para uma das fases, sem nível CC somado às referências de corrente, e outro com um nível CC igual a 1% do valor de pico da senóide. .



**Fig.3.51: Razão cíclica sem componente contínua (azul) e com componente contínua de 1% (vermelho), somada às referências de corrente.**

Desta forma, como a polaridade das tensões das fontes controladas equivalentes depende do sentido da corrente, esta perturbação não se reflete sobre  $V_{S12}(t)$  e  $V_{S23}(t)$ . Tem-se então a adição de uma componente de sequência zero sobre as tensões das fontes controladas.

Entretanto, observa-se uma perturbação na passagem por zero das correntes, decorrente da não-linearidade desta estratégia. Este sinal de controle, que é somado às referências de corrente, deve ter sua amplitude limitada, já que seu efeito é não-linear. Apesar desta estratégia ser bastante simples, deve-se tomar alguns cuidados, como limitar a dinâmica desta malha e a amplitude do sinal de controle, para evitar deformação nas correntes, podendo levar o sistema à instabilidade.

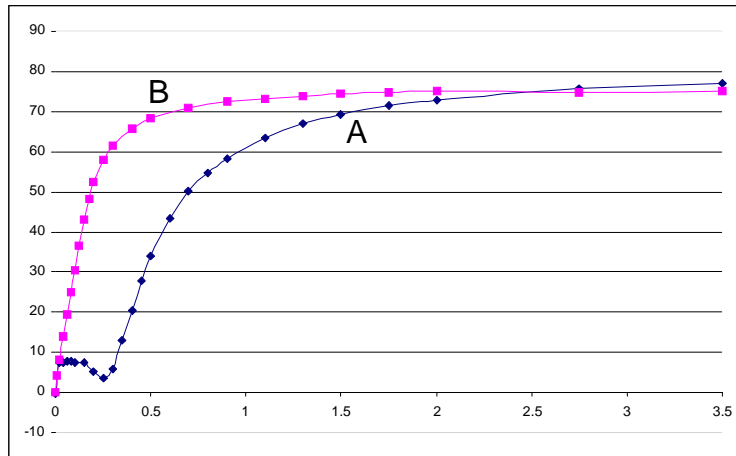
Como visto, quanto maior a tensão de saída, em relação à tensão de entrada, mais lenta deve ser a dinâmica desta malha. Outro cuidado que se deve tomar ao utilizar esta estratégia, é limitar os sinais de razão cíclica à amplitude da onda dente-de-serra ou triangular, utilizada para implementar a modulação PWM.

Por exemplo, ao utilizar o CI-3854, a amplitude da onda dente-de-serra, utilizada para implementar a modulação PWM, é de cerca de 5,2V, enquanto que os amplificadores operacionais dos controladores de corrente são alimentados em 15V, permitindo que o sinal de razão cíclica varie além da dente-de-serra.

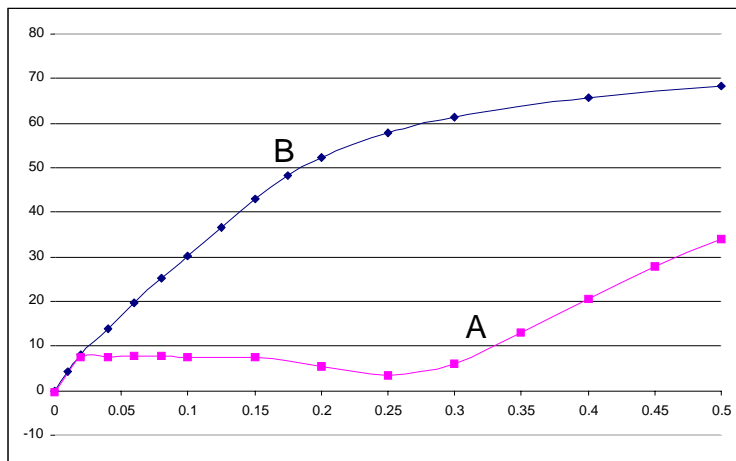
Desta maneira, quando uma das razões cíclicas é levada à saturação, para controlar o balanço de tensão, ela atinge o valor de 15V, apesar do limite para razão cíclica unitária ser obviamente 5,2V. No próximo intervalo de  $60^\circ$ , o controlador de outra fase vai à saturação, sendo que este primeiro deve voltar a operar na região linear, para controlar as correntes. Há portanto um “atraso” nesta resposta, correspondente ao intervalo de tempo necessário para este sinal de controle ser reduzido de 15V até 5,2V.

Em outras palavras, deve-se garantir que a variação da razão cíclica esteja limitada à amplitude da onda dente-de-serra. Deve-se evitar este “intervalo sem controle”, podendo-se por exemplo colocar um divisor resistivo na saída do controlador de corrente.

Para ilustrar esta característica, as Fig.3.52 e Fig.3.53 apresentam o valor médio de  $I_N(t)$  (normalizado em função da corrente total de saída  $I_{O1}(t)+I_{O2}(t)$ ) em função do sinal somado às referências de corrente (normalizado em relação ao pico da referência de corrente).

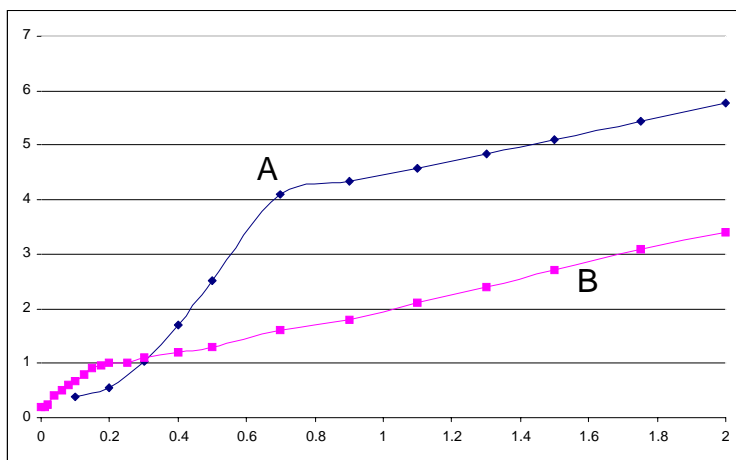


**Fig.3.52: Valor médio de  $I_N(t)$  (porcentagem da corrente total de saída) em função do nível CC somado às referências de corrente (porcentagem da corrente de pico), com o sinal de controle variando de 0V a 15V(A), e de 0V a 5,2V(B).**



**Fig.3.53: Valor médio de  $I_N(t)$  (porcentagem da corrente total de saída) em função do nível CC somado às referências de corrente (porcentagem da corrente de pico), com o sinal de controle variando de 0V a 15V(A), e de 0V a 5,2V(B).**

A Fig.3.54 apresenta a taxa de distorção harmônica (TDH) nas correntes de entrada, em função do nível CC somado às referências de corrente.



**Fig.3.54: Variação da TDH(%), em função do nível CC somado às referências de corrente corrente (porcentagem da corrente de pico), para variação do sinal de controle de 0V a 15V(A) e de 0 a 5,2V(B).**

Pode-se observar que, para um valor reduzido no nível CC, somado às referências de corrente, é possível obter um valor médio expressivo para  $I_N(t)$ , de forma que valores elevados neste sinal que é somado às referências de corrente, não melhoram a dinâmica do sistema, já que há uma saturação do valor médio de  $I_N(t)$ . Além disso, com o aumento deste sinal, aumenta-se a deformação nas correntes de entrada, podendo até mesmo levar todo o sistema à instabilidade.

Recomenda-se então limitar o sinal de razão cíclica à amplitude da dente-de-serra, e limitar também o sinal somado às referências de corrente, para operar numa região aproximadamente linear, como se observa na Fig.3.54.

### 3.11 - CONCLUSÕES

Os modelos obtidos para o controle das correntes, para os 3 conversores trifásicos analisados, de acordo com a estratégia de controle adotada para cada um deles, são idênticos, exceto pelo fato do conversor **C**, 3-níveis, apresentar a tensão de saída dividida por 2.

Os modelos obtidos para controlar as correntes de entrada nos retificadores PWM trifásicos sem neutro são idênticos ao obtido para o conversor boost PFC monofásico ou para o boost CC-CC. Podem ser utilizados os mesmos controladores de corrente, para parâmetros iguais. Deve-se, no entanto, utilizar estratégias de controle convenientes para compensar as características particulares de cada conversor.

Para a malha de tensão, observa-se que não há mais limitação na dinâmica, para evitar deformação nas correntes. Isto ocorre porque, para conversores trifásicos com as três fases equilibradas e com fator de potência unitário, tem-se a forma de onda de potência instantânea drenada da rede constante.

Além disso, observa-se que conversores trifásicos sem neutro, comportam-se como sistemas bifásicos. Esta característica é mais facilmente observada, representando vetorialmente as correntes, onde a restrição imposta pela ausência de neutro restringe o vetor corrente, originalmente do  $IR^3$ , a um plano contido neste espaço original, ou seja, ao  $IR^2$ .

Pode-se então alterar a base de representação deste sistema, colocando os eixos de referências sobre o plano das correntes e um terceiro eixo, perpendicular a este plano, denominado eixo de seqüência zero. Para o controle das correntes, quando não há neutro, este terceiro eixo pode ser ignorado, já que está fora do plano, valendo apenas sua projeção, que é nula. Este eixo pode ser convenientemente utilizado para controlar a corrente no ponto médio do barramento de saída dos conversores 3-níveis, podendo-se indiretamente controlar o balanço de tensão.



A componente de seqüência zero, presente nas fontes de tensão equivalentes, pode ser facilmente controlada utilizando estratégias de modulação e controle convenientes. Faz-se necessária, no entanto, a utilização de processadores digitais de sinais, aumentando o custo e a complexidade do conversor. Todavia, os retificadores PWM trifásicos normalmente processam potências elevadas e são geralmente utilizados para alimentar equipamentos de valor elevado, o que pode justificar a utilização de controle digital, trazendo outras inúmeras vantagens.

Por outro lado, para aplicações onde se deseja empregar controle analógico, é possível obter bons resultados com o uso de circuitos integrados desenvolvidos para o controle do conversor Boost PFC monofásico. Além disso, nos conversores 3-níveis, faz-se necessário o controle do balanço de tensão na saída, para evitar sobretensões nos componentes do conversor. Pode-se fazer este controle de forma indireta, com uma estratégia não-linear, obtendo bons resultados, embora sua dinâmica deva ser limitada, além de certos limites, para evitar distorções nas correntes ou instabilidade.

Foi visto também que, mesmo para os conversores trifásicos unidirecionais, é possível processar energia reativa, respeitando obviamente seus limites físicos, mas variando a potência instantânea drenada de cada uma das fases ou fornecida à carga. Desta forma, dentro de seus limites, podem operar como filtro ativo paralelo, embora a forma de onda da corrente drenada por eles esteja limitada por algumas restrições, o que não ocorre, por exemplo, para o conversor bidirecional **A**.

Por outro lado, pode-se associar os retificadores PWM unidirecionais com retificadores convencionais, fazendo-os operar em paralelo. Assim, para uma determinada potência, reduz-se os esforços no retificador PWM, caso estivesse processando toda a energia.

---

## CAPÍTULO 4

### 4. AUTOCONTROLE DE RETIFICADORES PWM

#### 4.1 - INTRODUÇÃO

Foram estudadas até agora as características dos retificadores PWM, tanto monofásico quanto trifásicos, observando estratégias de controle para as variáveis de interesse, como correntes de entrada e tensão de saída.

Como o objetivo dos retificadores PWM unidirecionais é obter fator de potência unitário, deseja-se que a corrente drenada da rede seja uma imagem da tensão por ela fornecida, tendo o comportamento de uma carga resistiva.

Neste capítulo será apresentada uma estratégia de controle bastante simples, que permite a obtenção de fator de potência unitário, utilizando de maneira otimizada as características destes conversores.

#### 4.2 - AUTOCONTROLE PARA O BOOST PFC MONOFÁSICO

##### 4.2.1 - Controle da Corrente de Entrada

Foi visto no Capítulo 2 o princípio do controle das correntes para o conversor boost pfc monofásico, que é baseado na imposição de tensão sobre o indutor de entrada, para controlar sua corrente. Adotando o modelo linear idealizado do indutor, ao se impor a tensão sobre ele, impõe-se sua derivada de corrente.

A Fig.4.1 apresenta o circuito do conversor boost PFC monofásico, com o indutor boost convenientemente deslocado para a entrada, e a Fig.4.2 mostra o modelo adotado para análise do controle da corrente drenada da rede, utilizando fonte de tensão controlada, conforme apresentado no Capítulo 2.

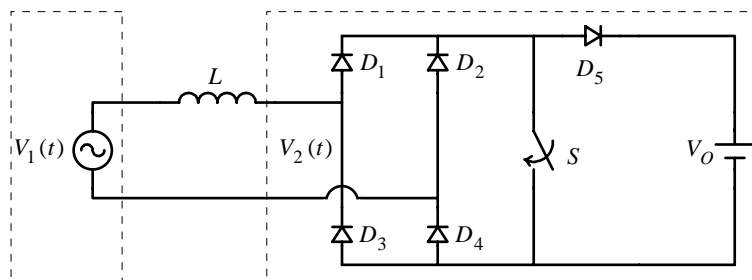


Fig.4.1: Circuito do Boost PFC monofásico.

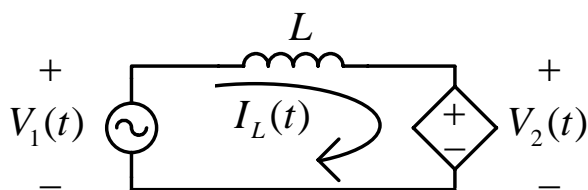


Fig.4.2: Circuito equivalente visto pelo indutor, para o Boost PFC monofásico.

Tem-se então:

$$V_L(t) = L \cdot \frac{dI_L(t)}{dt} \text{ ou } I_L(t) = \frac{1}{L} \cdot \int V_L(t) \quad (\text{Eq.4.1})$$

Onde:

$$V_L(t) = V_1(t) - V_2(t) \quad (\text{Eq.4.2})$$

Também foi visto no capítulo 2 que, analisando o espectro do sinal gerado pela modulação PWM, tem-se a repetição do sinal modulante somado às componentes harmônicas, com frequências múltiplas da frequência de comutação. Como a relação corrente/tensão do indutor é uma integral, sendo a frequência de comutação suficientemente elevada, pode-se desconsiderar o efeito das harmônicas de alta frequência na tensão, já que o indutor atua como um filtro passa-baixas para a corrente.

A Fig.4.3 mostra a representação, em diagrama de blocos, do modelo adotado para o indutor Boost, onde a corrente é dada simplesmente pela integral da tensão imposta sobre o indutor, com ganho definido pela indutância.

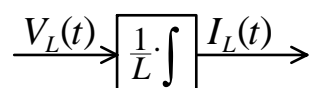


Fig.4.3: Modelo adotado para o indutor Boost.

Pelo circuito equivalente da Fig.4.2, pode-se representar o modelo do conversor Boost PFC monofásico, em diagrama de blocos, como mostra a Fig.4.4, onde a tensão imposta sobre o indutor é definida pela diferença entre  $V_1(t)$  e  $V_2(t)$ .

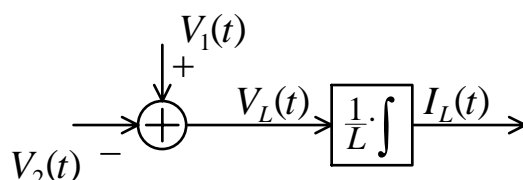
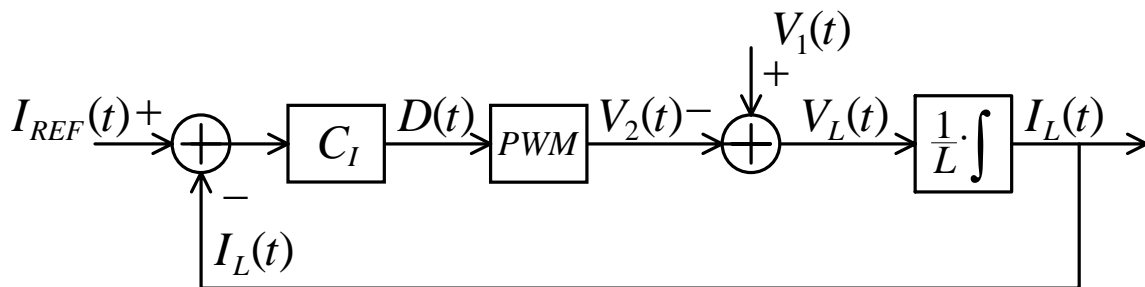


Fig.4.4: Modelo do Boost PFC monofásico, em diagrama de blocos.

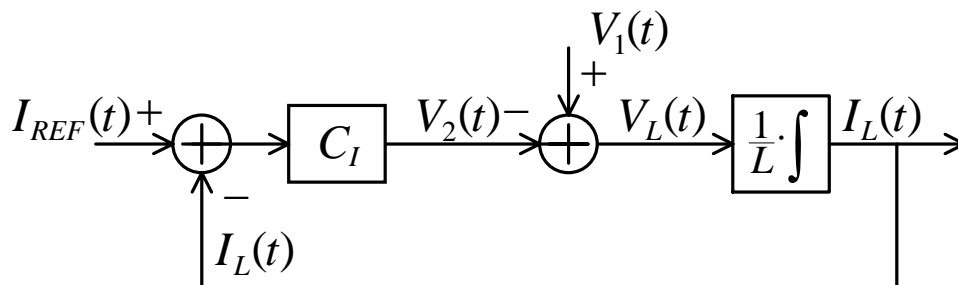
A estratégia clássica de controle da corrente de entrada, ou seja, da corrente no indutor, consiste em amostrar a tensão de entrada, multiplicar esta amostra pela variável

de controle da malha de tensão, gerando a referência de corrente, com a forma da tensão de entrada. Então, da diferença entre a referência e uma amostra da corrente, tem-se um sinal de erro, passando por um controlador de corrente, que gera a razão cíclica com a qual o interruptor é comandado, o que define então a tensão  $V_2(t)$ , que por consequência determina a tensão resultante sobre o indutor. A Fig.4.5 mostra a representação, em diagrama de blocos, desta estratégia clássica de controle da corrente.



**Fig.4.5: Diagrama de blocos da estratégia de controle clássica para a corrente do Boost PFC monofásico.**

Além disso, desprezando as componentes harmônicas da frequência de comutação, geradas pela modulação PWM, pode-se representar o conversor simplesmente por um ganho, como mostra o diagrama de blocos da Fig.4.6. O conversor tem como função apenas amplificar o sinal de controle, do ponto de vista da malha de corrente.



**Fig.4.6: Diagrama de blocos da estratégia de controle clássica para a corrente do Boost PFC monofásico, desprezando componentes de alta frequência da modulação PWM.**

Observa-se, no entanto, que a tensão de entrada  $V_1(t)$  aparece como uma perturbação para o sistema. Então, para modelar este conversor, é comum se utilizar de uma análise para pequenos sinais, desprezando o efeito de  $V_1(t)$ . Todavia, na prática seu efeito não pode ser desprezado, já que sua amplitude é significativa.

A tensão resultante sobre o indutor é resultado da diferença entre  $V_1(t)$  e  $V_2(t)$ . Todavia, na prática, a tensão sobre o indutor apresenta amplitude muito menor que a tensão de entrada.

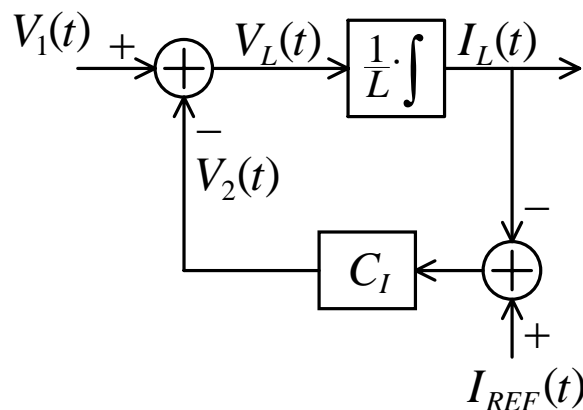
Desta forma, a tensão  $V_2(t)$ , gerada pelo conversor para controlar a corrente (Fig.4.2), pode ser dividida em duas parcelas, uma para anular o efeito de  $V_1(t)$  e outra

que efetivamente será a tensão resultante sobre o indutor Boost. Como a parcela que deve anular  $V_1(t)$  é bem maior que a tensão resultante sobre o indutor, também a ação de controle é mais exigida para anular  $V_1(t)$  (tratada como perturbação), do que para controlar a corrente.

Ao se projetar o controlador de corrente, a partir do modelo de pequenos sinais, na estratégia clássica de controle, chega-se à conclusão de que é possível utilizar apenas um controlador proporcional, o que é confirmado em simulação, substituindo o conversor por seu modelo simplificado.

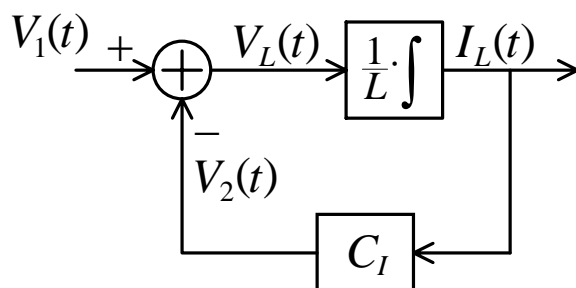
Entretanto, na prática, assim como em simulações com o conversor completo, se observa que é necessário utilizar no mínimo um controlador PI (proporcional-integral). Isto ocorre exatamente porque é necessário garantir que o sistema opere no ponto de operação desejado, pelo modelo de pequenos sinais. O integrador praticamente garante esta parcela em  $V_2(t)$  que anula  $V_1(t)$ .

Para facilitar a visualização, o diagrama de blocos da Fig.4.7 é idêntico ao apresentado na Fig.4.6, apenas desenhado de forma mais conveniente:



**Fig.4.7: Diagrama de blocos equivalente ao da Fig.4.6, desenhado de forma mais conveniente.**

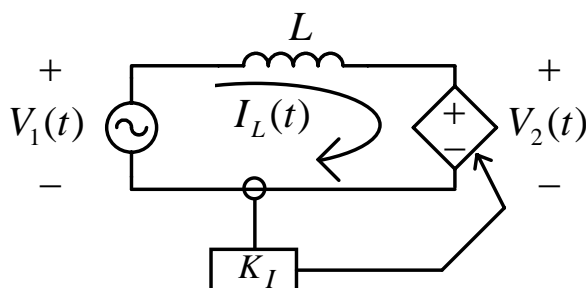
Sabe-se que para garantir fator de potência unitário, que é o objetivo da utilização deste conversor, é necessário que a corrente drenada da rede seja uma imagem da tensão. Pelo diagrama de blocos da Fig.4.7 é fácil visualizar a possibilidade de utilizar  $V_1(t)$  como referência para o sistema, e não mais tratá-lo como uma perturbação. Pode-se então eliminar a referência de corrente, como mostra a Fig.4.8:



**Fig.4.8:** Representação em diagrama de blocos, da estratégia de controle proposta para o Boost PFC monofásico, removendo a referência de corrente.

Observa-se que a própria estrutura do conversor já disponibiliza a referência necessária para a corrente. No entanto, na estratégia clássica de controle, insere-se uma nova referência tratando-se a existente como perturbação.

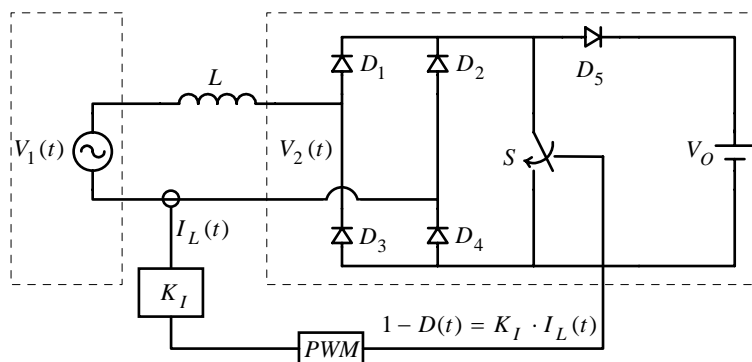
A estratégia proposta consiste em gerar a tensão  $V_2(t)$  diretamente da amostra da corrente, como se observa na Fig.4.9. Neste modelo, não é necessário aproximar as variáveis por pequenos sinais. Tem-se um modelo mais próximo do real, tanto que a utilização de um simples controlador proporcional garante excelentes resultados.



**Fig.4.9:** Estratégia de controle proposta para o Boost PFC monofásico.

Além do modelo mais preciso, a utilização de um controlador mais simples, no caso um proporcional, torna o sistema mais robusto.

Como visto no capítulo 2, o módulo da tensão  $V_2(t)$  é determinado pela razão cíclica complementar com que é comandado o interruptor. A polaridade da tensão é definida pelo sentido da corrente. Assim, aplica-se a modulação PWM, para comandar o interruptor, sobre uma amostra da corrente, como mostra a Fig.4.10:



**Fig.4.10: Implementação da estratégia de controle proposta para o Boost PFC monofásico.**

Foi visto no capítulo 2 que:

$$V_2(t) = [1 - D(t)] \cdot V_o \quad (\text{Eq.4.3})$$

Utilizando a estratégia de controle mostrada na Fig.4.10:

$$1 - D(t) = K_I \cdot I_L(t) \quad (\text{Eq.4.4})$$

Substituindo (Eq.4.4) em (Eq.4.3):

$$V_2(t) = I_L(t) \cdot K_I \cdot V_o \quad (\text{Eq.4.5})$$

Sabe-se que:

$$V_L(t) = L \cdot \frac{dI_L(t)}{dt} \quad (\text{Eq.4.6})$$

$$V_L(t) = V_1(t) - V_2(t) \quad (\text{Eq.4.7})$$

Substituindo (Eq.4.7) em (Eq.4.6):

$$V_1(t) - V_2(t) = L \cdot \frac{dI_L(t)}{dt} \quad (\text{Eq.4.8})$$

Pela estratégia de controle adotada, a tensão  $V_2(t)$  é definida pela (Eq.4.5).

Então, substituindo-a na (Eq.4.8):

$$L \cdot \frac{dI_L(t)}{dt} = V_1(t) - I_L(t) \cdot K_I \cdot V_o \quad (\text{Eq.4.9})$$

O ponto de equilíbrio pode ser calculado com a derivada igual a zero:

$$V_1(t) - I_L(t) \cdot K_I \cdot V_O = 0 \tag{Eq.4.10}$$

$$I_L(t) = \frac{1}{K_I \cdot V_O} \cdot V_1(t) \tag{Eq.4.11}$$

Aplicando a transformada de Laplace em (Eq.4.9):

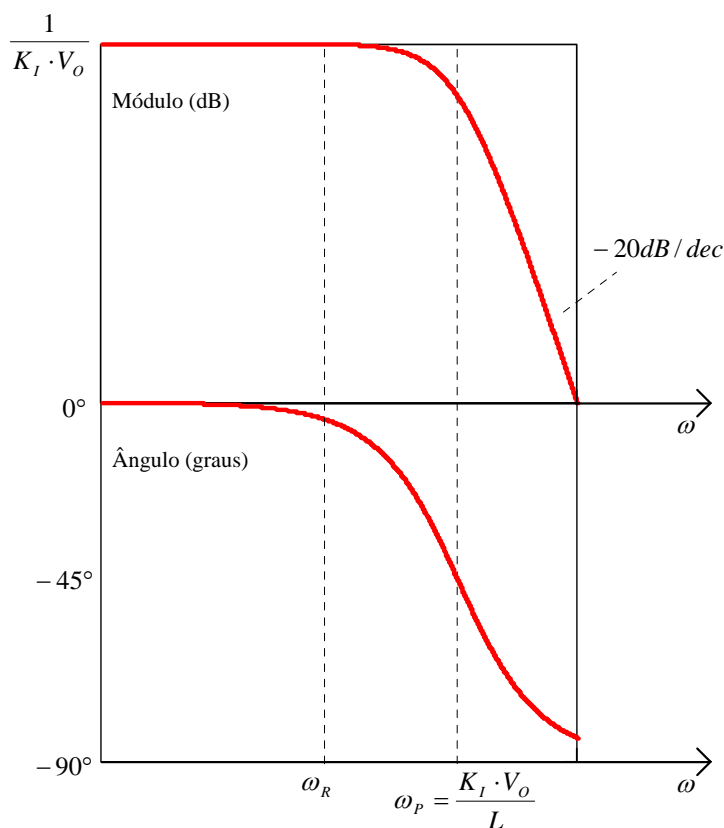
$$L \cdot s \cdot I_L(s) = V_1(s) - I_L(s) \cdot K_I \cdot V_O \tag{Eq.4.12}$$

$$I_L(s) = V_1(s) \cdot \frac{1}{s \cdot \frac{L}{K_I \cdot V_O} + 1} \tag{Eq.4.13}$$

A (Eq.4.13) mostra o modelo equivalente do sistema operando em malha fechada. A corrente resultante desta estratégia de controle é equivalente à filtragem sobre a tensão de entrada, apresentando ainda a característica de atenuar possíveis componentes harmônicas presentes na tensão. Idealmente, a tensão de entrada é perfeitamente senoidal:

$$V_1(t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega_R \cdot t) \tag{Eq.4.14}$$

A Fig.4.11 mostra o diagrama de Bode de  $I_L(\omega) / V_1(\omega)$ , de acordo com a (Eq.4.13):



**Fig.4.11: Diagrama de Bode da corrente, em função da tensão de entrada, usando a estratégia de autocontrole, de acordo com a (Eq.4.13).**



Observa-se que o conversor opera como uma resistência equivalente, exceto pelas componentes de alta frequência (comutação), já que a razão cíclica, e conseqüentemente a tensão  $V_2(t)$  gerada pelo conversor, são definidas como uma constante multiplicada por uma amostra da corrente, como mostra a (Eq.4.5), considerando que a tensão de saída permanece constante. Desta forma, tem-se:

$$V_2(t) = I_L(t) \cdot K_I \cdot V_o \rightarrow \frac{V_2(t)}{I_L(t)} = R_{EQ} = K_I \cdot V_o \quad (\text{Eq.4.15})$$

Então, da (Eq.4.13), substituindo  $s$  por  $j \cdot \omega$ , observa-se que a fase da relação tensão/corrente, que na verdade corresponde ao defasamento entre tensão e corrente de entrada, pode ser calculada por:

$$\text{sen}(\delta) = \frac{\omega \cdot L}{K_I \cdot V_o} \quad (\text{Eq.4.16})$$

Substituindo a (Eq.4.15) na (Eq.4.16):

$$\text{sen}(\delta) = \frac{\omega \cdot L}{R_{EQ}} \quad (\text{Eq.4.17})$$

Observa-se então que o defasamento entre tensão e corrente corresponde ao ângulo da carga equivalente, formada pela reatância definida pelo indutor boost, associada à resistência equivalente representada pelo conversor.

Comparando com o resultado da análise apresentada no capítulo 2, como mostra a (Eq.2.72), pode-se concluir que o defasamento entre tensão e corrente, obtido em conseqüência da aplicação da estratégia de autocontrole da corrente, não se caracteriza como uma desvantagem, mas como uma grande vantagem, já que impõe exatamente o defasamento ótimo entre tensão e corrente, para evitar a distorção da corrente na passagem por zero.

Então, a partir da (Eq.4.13), da (Eq.4.14), da análise apresentada na Fig.4.11, e do defasamento definido pela (Eq.4.17), observa-se que a corrente de entrada do conversor, utilizando a estratégia de autocontrole da corrente, será dada por:

$$I_L(t) = \frac{V_P}{K_I \cdot V_o} \cdot \text{sen}(\omega_R \cdot t + \delta) \quad (\text{Eq.4.18})$$

### 4.2.2 - Controle da Tensão de Saída

Observando a (Eq.4.18), pode-se visualizar que a amplitude da corrente de entrada será definida pela tensão de pico de entrada, pela tensão de saída e pelo ganho  $K_i$ , sendo inversamente proporcional a este.

Supõe-se então que a amplitude da tensão da rede, bem como a tensão de saída, permanecem constantes, de forma que o ganho  $K_i$  pode ser utilizado para controlar a amplitude da corrente, e conseqüentemente a potência drenada da rede, regulando a tensão de saída.

Assim, o modelo para controlar a tensão de saída é o mesmo do controle clássico, apresentado no capítulo 2, já que a malha de tensão age sobre a amplitude da corrente de entrada. Da mesma forma, a malha de tensão deve ter sua dinâmica limitada, para evitar deformação na corrente. A tensão de saída, em função da corrente de pico de entrada é dada por:

$$\frac{V_o(s)}{I_p(s)} = \frac{\frac{V_p \cdot V_o}{2 \cdot P_o} \cdot (s \cdot R_{SE} \cdot C_o + 1)}{s \frac{C_o \cdot V_o^2}{P_o} \cdot \left(1 + \frac{R_{SE} \cdot P_o}{V_o^2}\right) + 1} \quad (\text{Eq.4.19})$$

Onde:

$$I_p(t) = \frac{V_p}{V_o \cdot K_i(t)} \quad (\text{Eq.4.20})$$

$K_i(t)$  representa o sinal de saída da malha de tensão, que é multiplicado por uma amostra da corrente, aplicando então a modulação PWM para comandar o interruptor. Entretanto, observa-se que a (Eq.4.20) define uma relação não-linear, entre a corrente de pico de entrada e o sinal de controle da malha de tensão.

Todavia, pelos limites apresentados no capítulo 2, devido à característica da curva de potência instantânea de um sistema monofásico, operando com fator de potência unitário, para que não ocorra deformação na corrente de entrada, a dinâmica da malha de tensão deve ser limitada.

Por isso, pode-se linearizar a relação da (Eq.4.20), sem comprometer a dinâmica do sistema, pois se:

$$I_p(t) = I_p + \Delta I_p(t) \quad (\text{Eq.4.21})$$

$$K(t) = K + \Delta K(t) \quad (\text{Eq.4.22})$$

Então, para uma dinâmica limitada:

$$\Delta I_p(t) \ll I_p \quad (\text{Eq.4.23})$$

$$\Delta K(t) \ll K \quad (\text{Eq.4.24})$$

A (Eq.4.20) pode ser escrita como:

$$I_p + \Delta I_p(t) = \frac{V_p}{V_o \cdot [K + \Delta K(t)]} \quad (\text{Eq.4.25})$$

$$I_p + \Delta I_p(t) = \frac{V_p}{V_o} \cdot \frac{1}{[K + \Delta K(t)]} \cdot \frac{[K - \Delta K(t)]}{[K - \Delta K(t)]} \quad (\text{Eq.4.26})$$

$$I_p + \Delta I_p(t) = \frac{V_p}{V_o} \cdot \frac{K - \Delta K(t)}{[K^2 - \Delta K^2(t)]} \quad (\text{Eq.4.27})$$

Considera-se que:

$$K^2 - \Delta K^2(t) \approx K^2 \quad (\text{Eq.4.28})$$

Substituindo (Eq.4.28) em (Eq.4.27):

$$I_p + \Delta I_p(t) = \frac{V_p}{V_o} \cdot \frac{K - \Delta K(t)}{K^2} = \frac{V_p}{V_o \cdot K} - \Delta K(t) \cdot \frac{V_p}{V_o \cdot K^2} \quad (\text{Eq.4.29})$$

Como:

$$I_p = \frac{V_p}{V_o \cdot K} \quad (\text{Eq.4.30})$$

Então, subtraindo (Eq.4.30) de (Eq.4.29):

$$\Delta I_p(t) = -\Delta K(t) \cdot \frac{V_p}{V_o \cdot K^2} \quad (\text{Eq.4.31})$$

A (Eq.4.31) representa uma linearização de primeiro grau da função hiperbólica da (Eq.4.20). Substituindo a (Eq.4.31) na (Eq.4.19), obtém-se:

$$\frac{V_o(s)}{\Delta K(s)} = - \frac{\frac{V_p^2}{2 \cdot P_o \cdot K^2} \cdot (s \cdot R_{SE} \cdot C_o + 1)}{s \cdot \frac{C_o \cdot V_o^2}{P_o} \cdot \left(1 + \frac{R_{SE} \cdot P_o}{V_o^2}\right) + 1} \quad (\text{Eq.4.32})$$

Pode-se então projetar o controlador de tensão, com uma função de transferência praticamente idêntica à utilizada no controle clássico. Devido à necessidade natural de limitar a dinâmica da malha de tensão, a linearização apresentada não compromete a dinâmica da malha de tensão, comparando com o controle clássico.

Outra forma de contornar o problema da relação hiperbólica da (Eq.4.20), seria implementar uma função hiperbólica, do tipo 1/x, na saída do controlador de tensão, para anular a função hiperbólica presente na planta.

A Fig.4.12 ilustra a estratégia de controle, onde o ganho  $K_I$ , é dado pelos ganhos fixos do sistema, como ganho de amostragem e ganho do modulador PWM, multiplicado pelo sinal proveniente da malha de tensão.

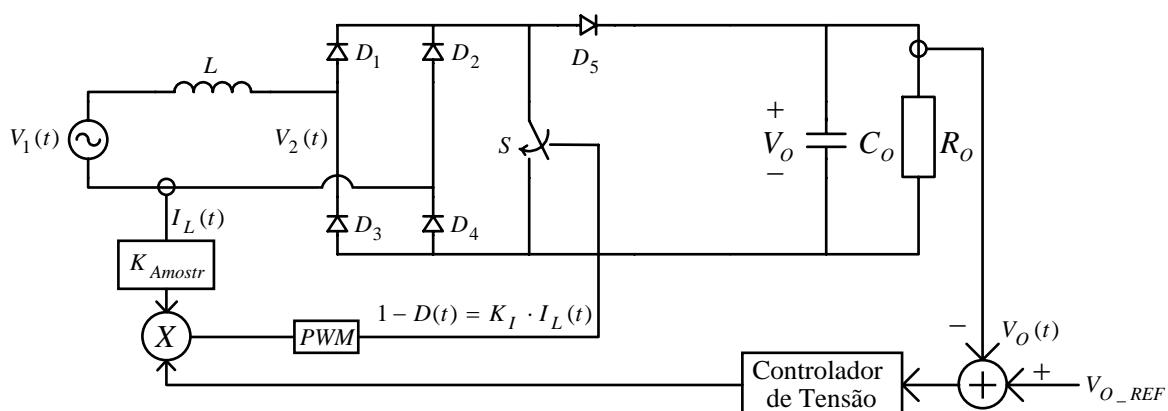


Fig.4.12: Implementação da estratégia de controle proposta para o Boost PFC monofásico.

### 4.2.3 - Especificação e Projeto do Controlador de Tensão

A arquitetura da estratégia de controle adotada é mostrada na Fig.4.12. Observa-se que não é necessário projetar o controlador de corrente, já que o ganho da realimentação é definido diretamente pela malha de tensão. Deve-se apenas determinar os limites para o sinal de saída da malha de tensão, de acordo com o ganho do amostrador de corrente e da amplitude da onda dente-de-serra utilizada para implementar a modulação PWM.

O indutor de entrada é dimensionado para limitar a ondulação de corrente, mas não altera o projeto do sistema de controle. Ou seja, pode-se trocar o indutor de entrada sem alterar o sistema de controle.

Para a malha de tensão, pode ser utilizado um controlador do tipo PI, seguindo os mesmos critérios adotados para o controle clássico da corrente de entrada. Desta forma, a partir do modelo apresentado na Fig.4.32, além do pólo na origem, deve-se posicionar o zero uma década antes da freqüência de cruzamento.

Especificações:

- $V_{IN}=220V_{ef}$ (fase-neutro)
- $F_S= 50kHz$
- $L_{in}= 14mH$
- $V_O = 400V$
- $C_O = 180\mu F$
- $F_R=60Hz$
- $\Delta I_{in} < 5\%$
- $P_{IN}=P_O = 500W$
- $\Delta V_O < 5\%$

Em regime permanente, da (Eq.4.30), o ganho  $k$  para a realimentação de corrente será:

$$I_p = \frac{V_p}{V_o \cdot K} \rightarrow K = \frac{V_p^2}{2 \cdot V_o \cdot P_{IN}} \rightarrow K = \frac{311^2}{2 \cdot 400 \cdot 500} \rightarrow K = 0,242 \quad (\text{Eq.4.33})$$

Este ganho, multiplicado pela corrente, define a razão cíclica complementar. Este produto multiplicado pela tensão de saída, determina a tensão controlada  $V_2(t)$ . Desta forma, substituindo na (Eq.4.32), e desprezando a resistência série equivalente do capacitor de saída, obtém-se o seguinte modelo:

$$\frac{V_o(s)}{\Delta K(s)} = -\frac{\frac{311^2}{2 \cdot 500 \cdot 0,242^2}}{s \frac{180 \cdot 10^{-6} \cdot 400^2}{500} + 1} = -\frac{1650}{\frac{s}{17,4} + 1} \quad (\text{Eq.4.34})$$

O controlador PI adotado tem sua função de transferência dada por:

$$C(s) = -\left( K_p + \frac{K_{INT}}{s} \right) = -K_{INT} \frac{\frac{K_p}{K_{INT}} s + 1}{s} \quad (\text{Eq.4.35})$$

Deseja-se freqüência de cruzamento igual a um quarto da freqüência da rede. Além disso, deve-se posicionar o zero do controlador uma década abaixo da freqüência de cruzamento:

$$\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot \frac{60}{4} = 94 \text{ rad / s} \quad \omega_z = \frac{\omega_c}{10} = 9,4 \text{ rad / s} \quad (\text{Eq.4.36})$$

Obtém-se assim:

$$K_{INT} = 3,125 \cdot 10^{-2} \quad \text{e} \quad K_p = 3,32 \cdot 10^{-3} \quad (\text{Eq.4.37})$$

Com os parâmetros escolhidos, obtém-se uma margem de fase de  $95^\circ$ .

#### 4.2.4 - Resultados de Simulação

A seguir são apresentados resultados de simulação, utilizando o software PSpice, aplicando a estratégia de autocontrole apresentada. Na primeira simulação, a tensão de entrada é perfeitamente senoidal, onde a Fig.4.13 mostra a tensão e a corrente de entrada, bem como tensão de saída.

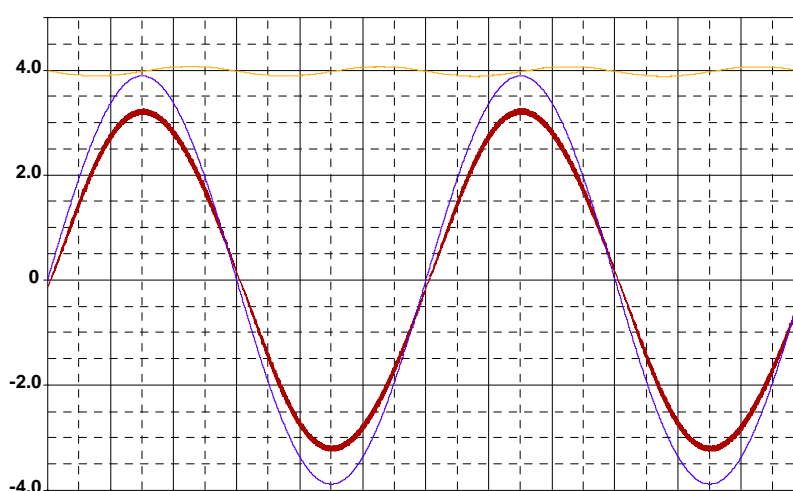


Fig.4.13: Tensão de saída (/100); tensão e corrente de entrada, para tensão senoidal.

A Fig.4.14 mostra a forma de onda da variação da razão cíclica, onde se pode observar a ondulação de alta frequência da corrente. Mas a amplitude desta ondulação é limitada pela indutância Boost, não comprometendo o funcionamento do conversor. Aliás, pelo contrário, já que o sistema é menos susceptível a ruído, em comparação com a estratégia clássica de controle.

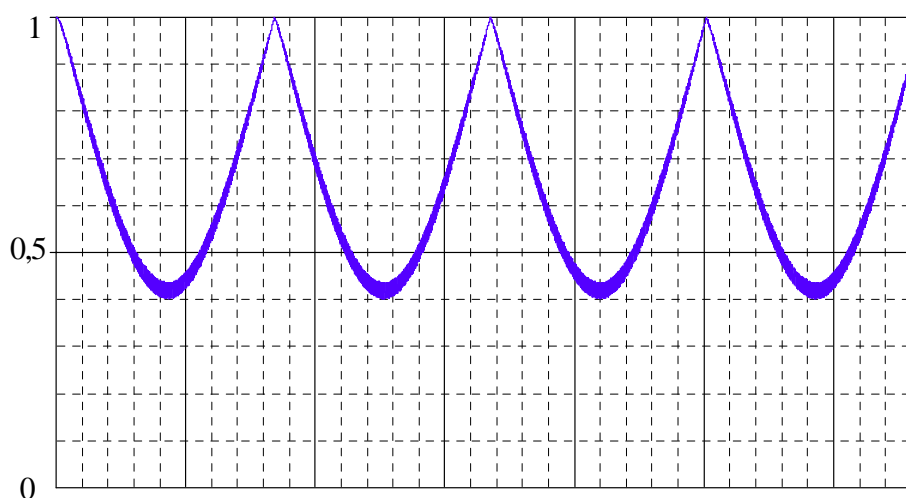
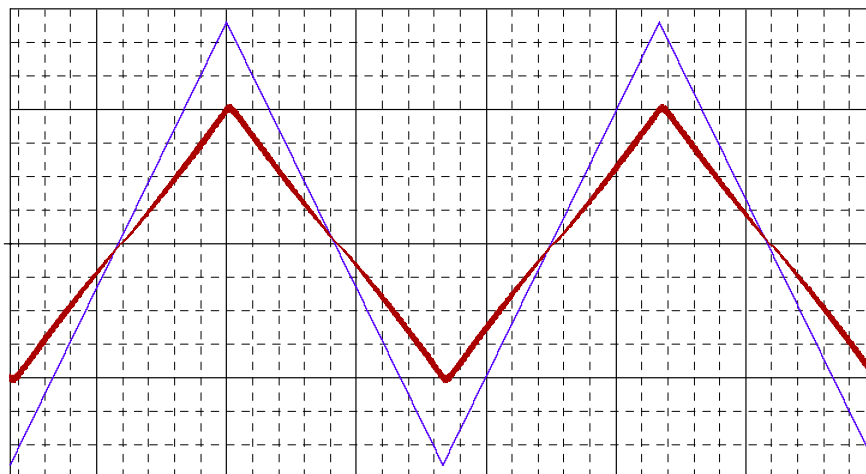
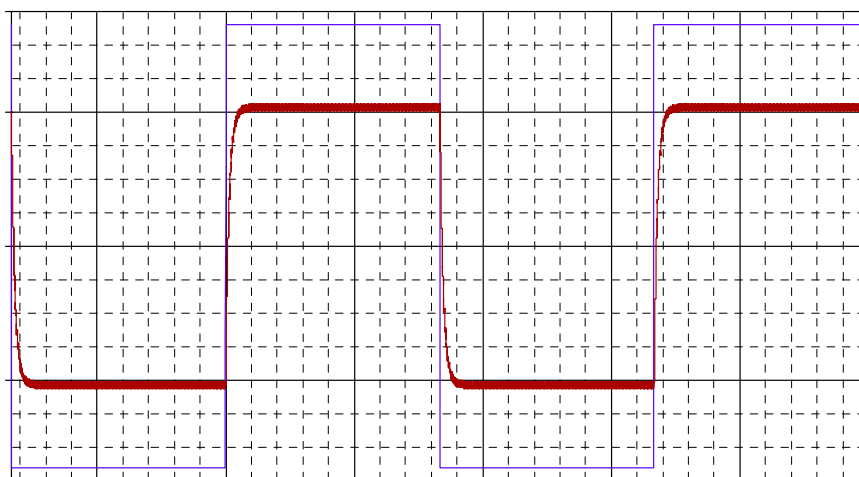


Fig.4.14: Forma de onda da variação da razão cíclica.

Para ilustrar a característica da estratégia de autocontrole, onde a corrente segue o formato da tensão de entrada, foram efetuadas algumas simulações variando a forma de onda da tensão de entrada. A Fig.4.15 mostra a tensão e a corrente de entrada, para uma tensão de entrada triangular e a Fig.4.16 para a tensão de entrada quadrada.



**Fig.4.15: Tensão e corrente de entrada, para tensão triangular.**



**Fig.4.16: Tensão e corrente de entrada, para tensão quadrada.**

#### 4.2.5 - Resultados Experimentais

A estratégia de autocontrole foi implementada em [34], para um conversor Boost PFC monofásico, utilizando processador digital de sinais (DSP). Foi implementado um protótipo com potência de saída de 600W, tensão de saída de 400V, tensão de pico de entrada de 311V, com frequência de 60Hz, indutância boost de 1mH.

A tensão da rede apresentava taxa de distorção harmônica de 5,1%, tendo sido obtida uma corrente com TDH de 6,9%. A Fig.4.17 mostra as formas de onda da tensão e da corrente de entrada. A Fig.4.18 mostra as componentes harmônicas da tensão e a Fig.4.19 as da corrente.

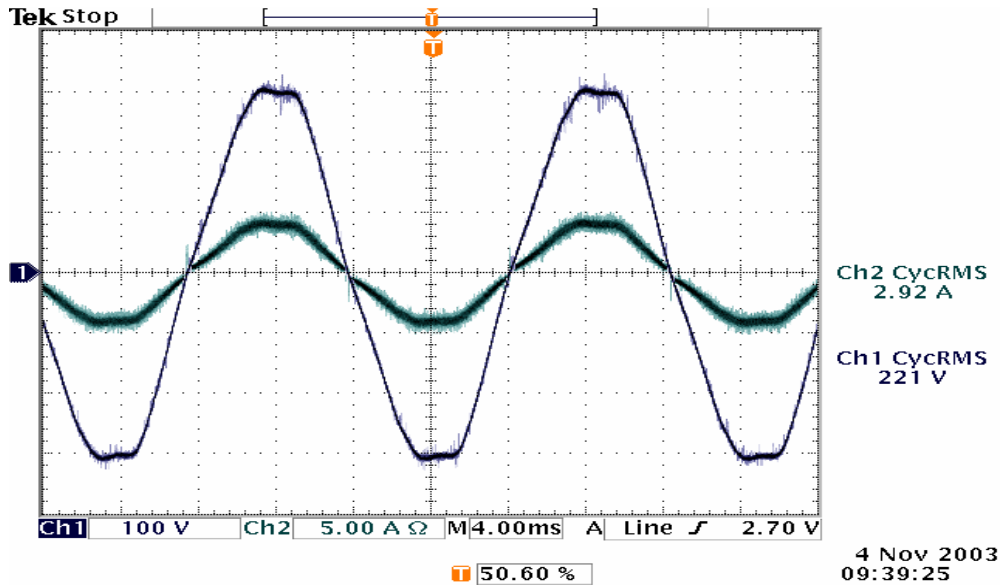


Fig.4.17: Tensão e corrente de entrada, obtidas experimentalmente para um Boost PFC monofásico.

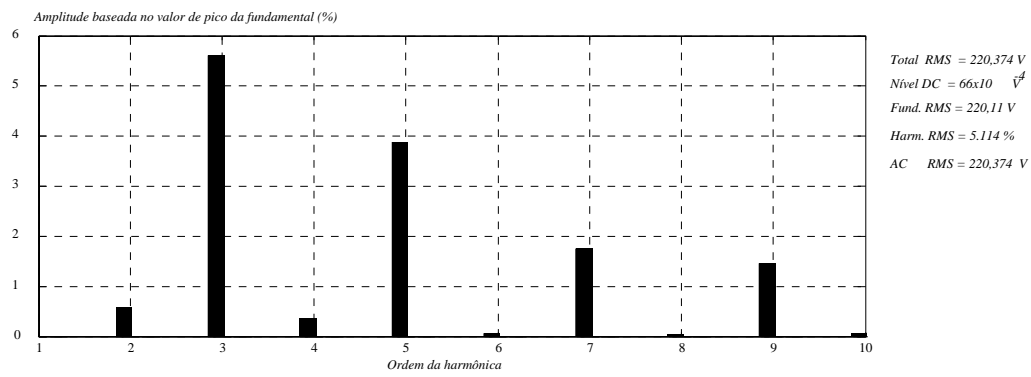


Fig.4.18: Componentes harmônicas da tensão de alimentação.

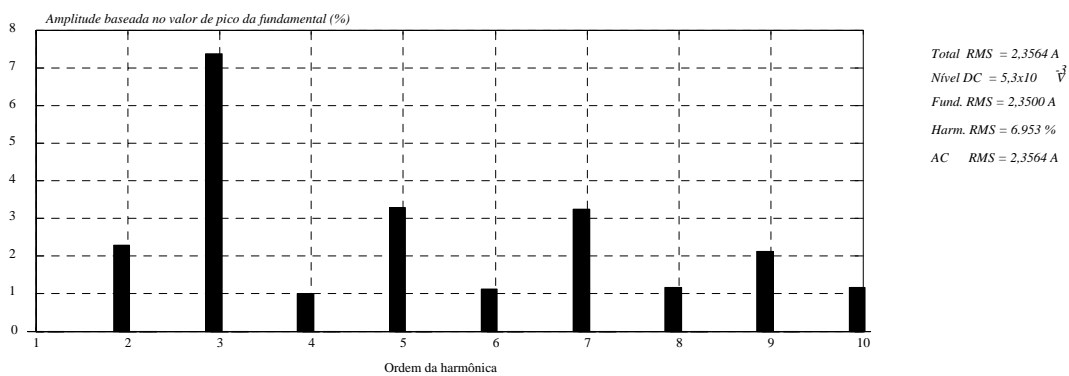


Fig.4.19: Componentes harmônicas de corrente de entrada.



### 4.3 - AUTOCONTROLE PARA RETIFICADORES PWM TRIFÁSICOS

Assim como para o Boost PFC monofásico, outros conversores também podem apresentar características particulares, que podem ser convenientemente utilizadas pela estratégia de controle.

Foi visto no capítulo 3 que, ao aplicar a transformação  $\Delta$ -Y, os retificadores PWM trifásicos sem neutro podem ser representados por dois circuitos equivalentes, idênticos ao circuito equivalente do Boost PFC monofásico.

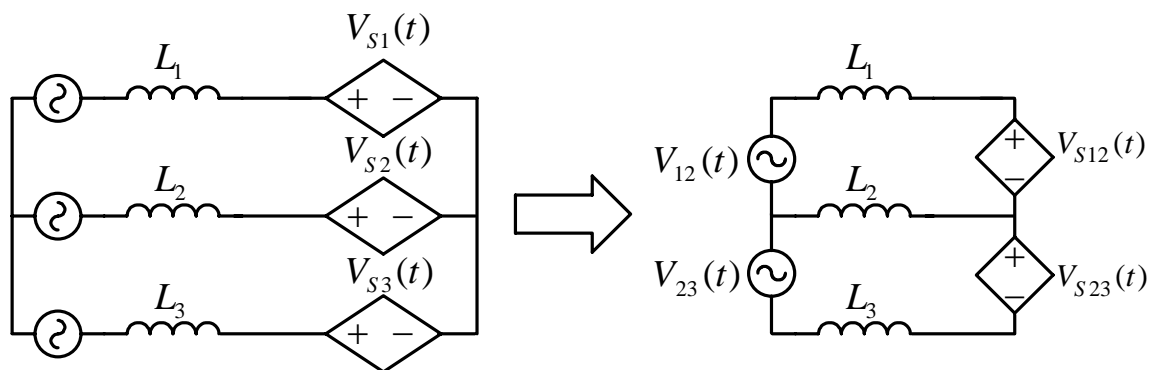


Fig.4.20: Circuito equivalente para os Retificadores PWM unidirecionais sem neutro.

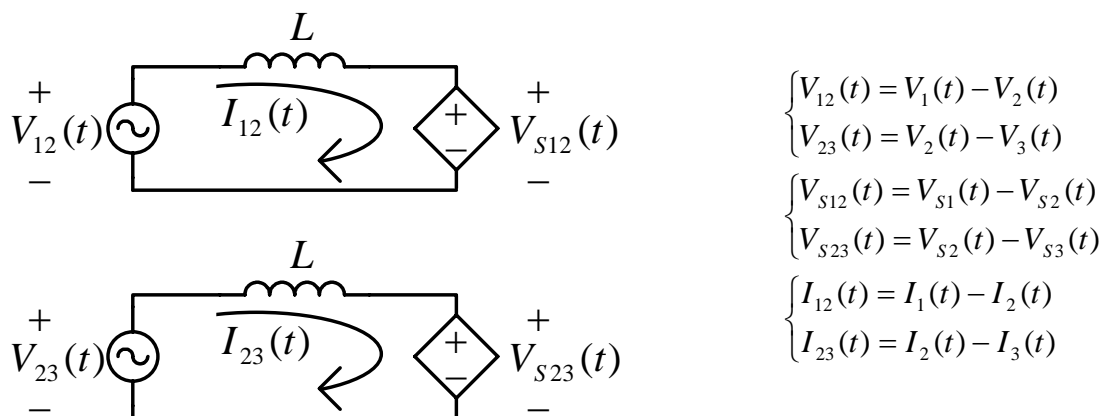


Fig.4.21: Circuitos equivalentes, aplicando a transformação  $\Delta$ -Y.

Como visto, dois circuitos equivalentes são suficientes para representar estes conversores, já que a ausência de neutro exclui o circuito de sequência zero, limitando a representação vetorial do sistema ao  $\mathbb{R}^2$ .

Pode-se então utilizar a transformação  $\Delta$ -Y para implementar o autocontrole nos conversores trifásicos, já que os circuitos equivalentes podem representar dois conversores monofásicos. Então, observando a Fig.4.21, e aplicando o mesmo princípio descrito para o conversor monofásico, deve-se fazer a tensão controlada  $V_{S12}(t)$  como

função da corrente fictícia  $I_{12}(t)$ , e da mesma forma fazer a tensão controlada  $V_{S23}(t)$  como função da corrente fictícia  $I_{23}(t)$ .

As variáveis  $V_{12}(t)$  e  $V_{23}(t)$  são grandezas físicas, já que representam as tensões de linha. Da mesma forma, as variáveis  $V_{S12}(t)$  e  $V_{S23}(t)$  também são grandezas físicas, representando tensões mensuráveis nos conversores.

Pode-se então aplicar a estratégia de autocontrole, tal qual para o Boost PFC monofásico, fazendo com que as fontes controladas  $V_{S12}(t)$  e  $V_{S23}(t)$  sejam determinadas pelas correntes fictícias  $I_{12}(t)$  e  $I_{23}(t)$ .

Para o Boost PFC monofásico, a implementação desta estratégia é bastante simples e direta, já que a razão cíclica complementar do interruptor determina a tensão controlada  $V_2(t)$ , bastando utilizar uma amostra da corrente para efetuar a modulação PWM e comandar o interruptor.

Já para os retificadores PWM trifásicos sem neutro, não é possível impor diretamente  $V_{S12}(t)$  e  $V_{S23}(t)$ , mas apenas indiretamente, através de  $V_{S1}(t)$ ,  $V_{S2}(t)$  e  $V_{S3}(t)$ .

Utilizando modulação vetorial, pode-se implementar a estratégia de autocontrole de maneira direta.

Por outro lado, analisando as características de cada conversor, pode-se encontrar maneiras mais simples de implementar a técnica de autocontrole, utilizando uma estratégia de modulação conveniente, podendo ser implementada de forma analógica.

#### 4.3.1 - Técnica de Autocontrole Aplicada ao Conversor A

Inicialmente, valendo-se da análise apresentada no capítulo 3, será avaliada uma forma de implementar a estratégia de autocontrole para o conversor **A**, mostrado na Fig.4.22.

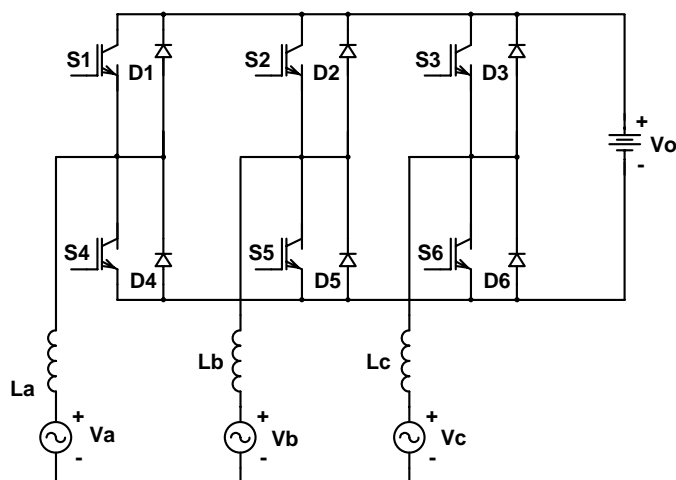


Fig.4.22: Conversor A, CA-CC PWM trifásico, sem neutro, 2 níveis e bidirecional.

Segundo análise do capítulo 3, têm-se as tensões das fontes controladas equivalentes definidas pela (Eq.3.31):

$$\begin{cases} V_{s1}(t) = [1 - D_1(t)] \cdot V_o \\ V_{s2}(t) = [1 - D_2(t)] \cdot V_o \\ V_{s3}(t) = [1 - D_3(t)] \cdot V_o \end{cases} \quad (\text{Eq.4.38})$$

Como as razões cíclicas são fisicamente limitadas entre 0% e 100%, as tensões das fontes controladas necessariamente apresentarão componente contínua. Sugere-se então implementar as razões cíclicas, em função das correntes, por:

$$\begin{cases} 1 - D_1(t) = 0,5 + K_I \cdot I_1(t) \\ 1 - D_2(t) = 0,5 + K_I \cdot I_2(t) \\ 1 - D_3(t) = 0,5 + K_I \cdot I_3(t) \end{cases} \quad (\text{Eq.4.39})$$

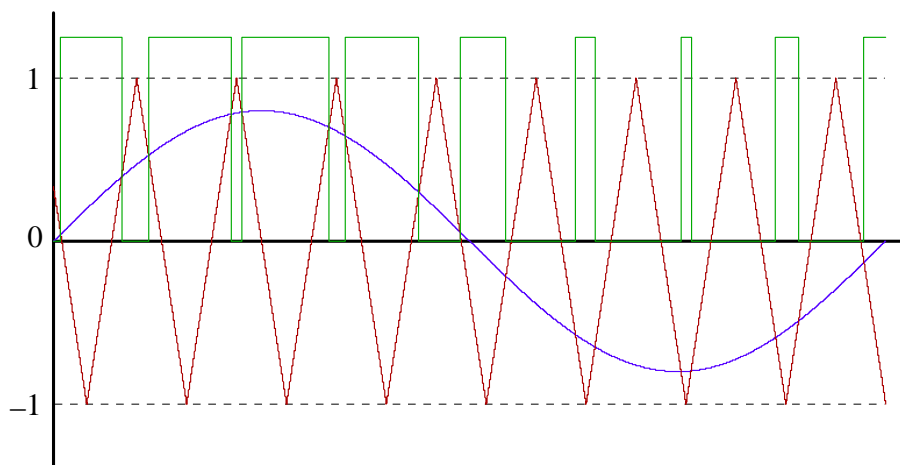
Desta forma, substituindo (Eq.4.39) em (Eq.4.38):

$$\begin{cases} V_{s1}(t) = [0,5 + K_I \cdot I_1(t)] \cdot V_o \\ V_{s2}(t) = [0,5 + K_I \cdot I_2(t)] \cdot V_o \\ V_{s3}(t) = [0,5 + K_I \cdot I_3(t)] \cdot V_o \end{cases} \quad (\text{Eq.4.40})$$

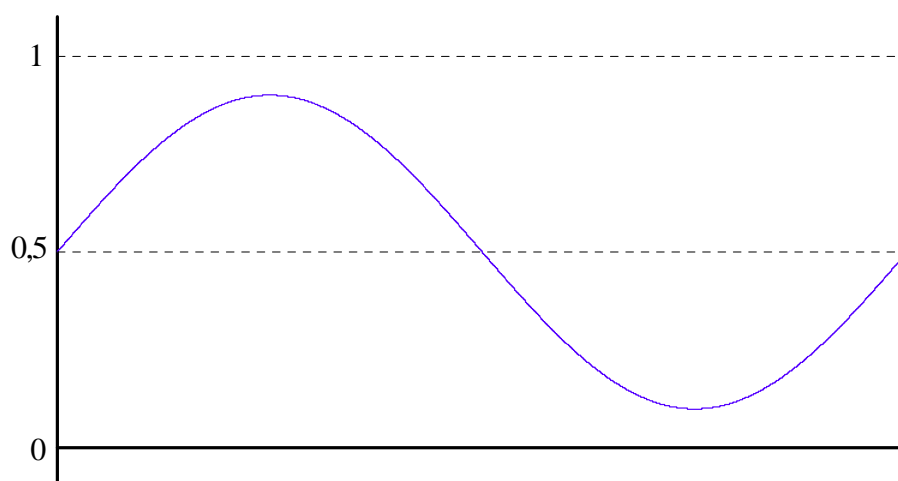
Aplicando a transformação  $\Delta$ -Y na (Eq.4.40):

$$\begin{cases} V_{s12}(t) = K_I \cdot I_{12}(t) \cdot V_o \\ V_{s23}(t) = K_I \cdot I_{23}(t) \cdot V_o \end{cases} \quad (\text{Eq.4.41})$$

Tem-se um sistema equivalente ao implementado para o monofásico. A implementação da relação da (Eq.4.39) é bastante simples, bastando implementar a modulação PWM, utilizando um sinal triangular ou dente-de-serra, com simetria entre a parte positiva e negativa, como mostra a Fig.4.23. A Fig.4.24 mostra a razão cíclica realmente implementada.



**Fig.4.23:** Sinal modulante, onda triangular utilizada para implementar a modulação PWM e pulsos de comando resultantes.

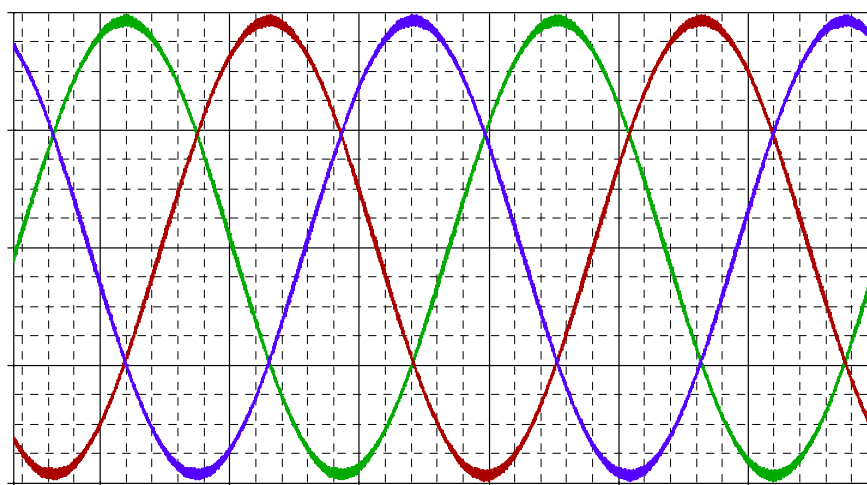


**Fig.4.24: Razão cíclica efetivamente implementada.**

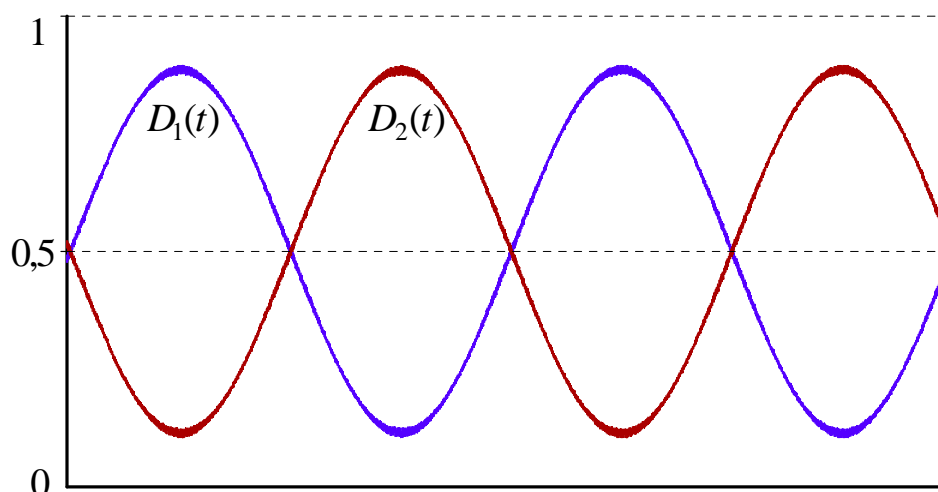
No entanto, apesar da componente CC nas tensões das fontes controladas  $V_{S1}(t)$ ,  $V_{S2}(t)$  e  $V_{S3}(t)$ , elas não aparecem nas tensões  $V_{S12}(t)$  e  $V_{S23}(t)$ , já que a transformação  $\Delta$ -Y elimina a componente de sequência zero.

As tensões  $V_{S12}(t)$  e  $V_{S23}(t)$  serão definidas em função de  $I_{12}(t)$  e  $I_{23}(t)$ . Observando os circuitos equivalentes da Fig.4.21, observa-se a implementação da estratégia de autocontrole de forma idêntica à apresentada para o Boost PFC monofásico.

A Fig.4.25 apresenta as correntes de entrada, obtidas utilizando a técnica de autocontrole das correntes de entrada. A Fig.4.26 mostra as razões cíclicas para os interruptores  $S_1$  e  $S_4$ , lembrando que estes interruptores operam de forma complementar, ou seja, a soma de suas razões cíclicas é igual a 1 (100%).



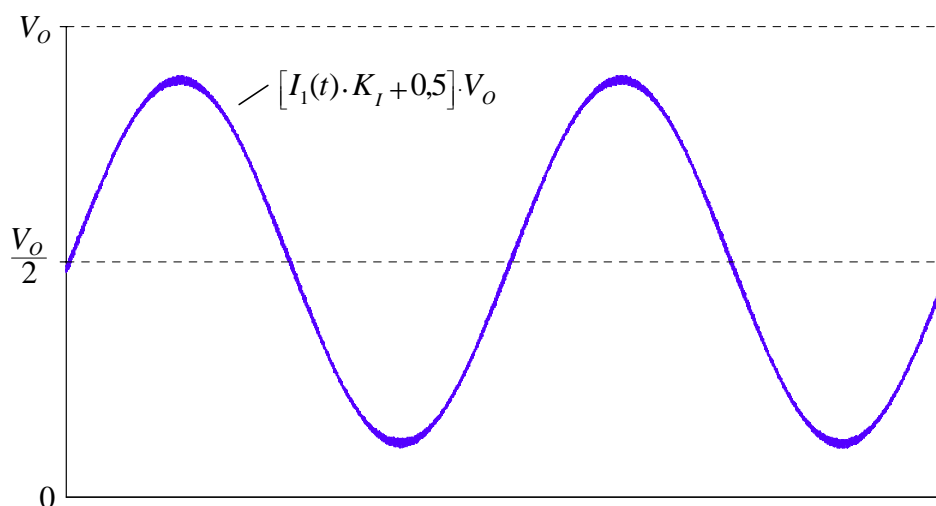
**Fig.4.25: Correntes de entrada, obtidas utilizando a técnica de autocontrole.**



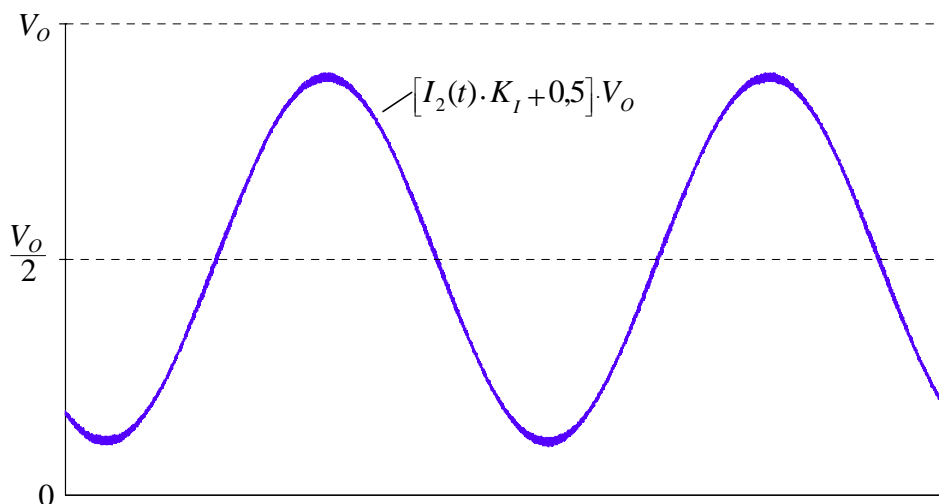
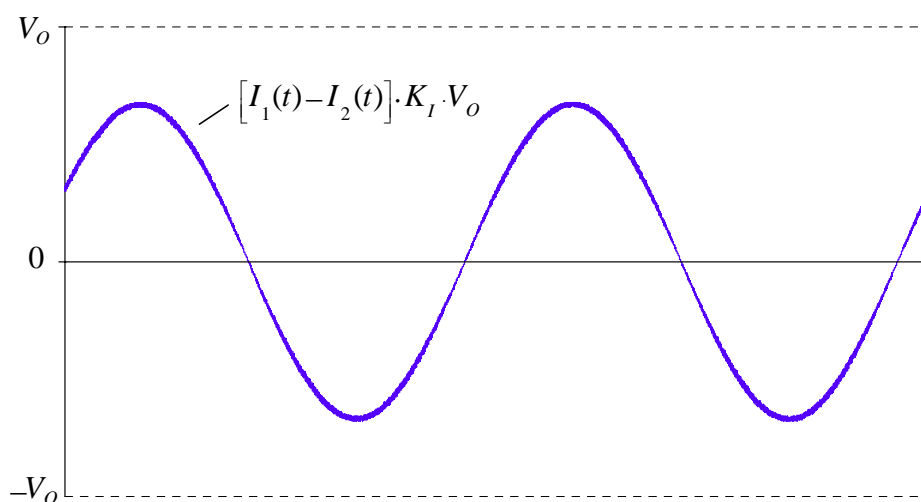
**Fig.4. 26: Razões cíclicas para os interruptores  $S_1$  e  $S_4$ , do braço correspondente à fase 1.**

O formato senoidal das razões cíclicas é senoidal pela estratégia de controle utilizada. As tensões  $V_{S12}(t)$  e  $V_{S23}(t)$  apresentam uma única forma de onda possível para se impor as correntes desejadas. Entretanto, a presença de componente de sequência zero em  $V_{S1}(t)$ ,  $V_{S2}(t)$  e  $V_{S3}(t)$  não perturba o sistema.

A Fig.4.27 mostra a tensão  $V_{S1}(t)$ , excluindo as componentes de alta frequência (comutação), enquanto a Fig.4.28 mostra  $V_{S2}(t)$ . Na Fig.4.29 tem-se a tensão  $V_{S12}(t)$  resultante.



**Fig.4.27: Tensão controlada  $V_{S1}(t)$ .**

Fig.4.28: Tensão controlada  $V_{S2}(t)$ .Fig.4.29: Tensão controlada  $V_{S12}(t)$  resultante.

De forma análoga ao observado para o conversor Boost PFC monofásico, a tensão  $V_{S12}(t)$  apresenta duas parcelas: uma senoidal e igual à tensão de linha  $V_{12}(t)$ , anulando seu efeito; e uma parcela em quadratura com  $V_{12}(t)$ , que determina a tensão resultante sobre o indutor equivalente  $L_{12}$ , impondo a corrente  $I_{12}(t)$ . A mesma análise pode ser aplicada ao circuito equivalente para controlar  $I_{23}(t)$ .

O controle destas duas correntes fictícias, como visto no capítulo 3, é suficiente, pois pela ausência de neutro, não há componente de sequência zero nas correntes de linha. A estratégia de modulação proposta também traz consigo uma desvantagem, reduzindo ligeiramente o limite para a tensão de saída. A (Eq.4.42) define:

$$\begin{cases} V_{S1}(t) = [0,5 + K_I \cdot I_1(t)] \cdot V_o \\ V_{S2}(t) = [0,5 + K_I \cdot I_2(t)] \cdot V_o \\ V_{S3}(t) = [0,5 + K_I \cdot I_3(t)] \cdot V_o \end{cases} \quad (\text{Eq.4.42})$$

Ou seja, devido à soma de 0,5 ao sinal das razões cíclicas, a amplitude da parcela alternada estará limitada à metade da tensão de saída. Logo, as tensões terminais  $V_{S12}(t)$  e  $V_{S23}(t)$  têm suas amplitudes limitadas:

$$V_{S12\_MAX} = V_{S23\_MAX} = \sqrt{3} \cdot \frac{V_o}{2} \quad (\text{Eq.4.43})$$

Desprezando a queda de tensão nos indutores Boost, as tensões controladas  $V_{S12}(t)$  e  $V_{S23}(t)$  devem ser iguais às respectivas tensões de linha  $V_{12}(t)$  e  $V_{23}(t)$ . Para isso, é necessário que:

$$V_{S12\_MAX} \geq V_{12\_MAX} \rightarrow \sqrt{3} \cdot \frac{V_o}{2} \geq V_{PL} \rightarrow V_o \geq 1,15V_{PL} \quad (\text{Eq.4.44})$$

Sabidamente, o limite físico de operação deste conversor estabelece que a tensão de saída deve ser simplesmente maior que a tensão de pico de linha da rede de alimentação. Este aumento de cerca de 15% na tensão mínima de saída é uma desvantagem trazida por esta estratégia de modulação. Por outro lado, a estratégia de modulação apresentada é bastante simples, podendo ser implementada de maneira analógica.

Poder-se-ia utilizar modulação vetorial para implementar a técnica de autocontrole neste conversor. A modulação vetorial permite melhor aproveitamento das características do conversor, não impondo limites de operação além daqueles estabelecidos pelas características físicas das topologias. Por outro lado, a modulação vetorial traz consigo a necessidade de utilizar processador digital de sinais.

De fato, a aplicação da técnica de autocontrole independe da estratégia de modulação adotada

### 4.3.2 - Técnica de Autocontrole Aplicada ao Conversor B

Como visto no capítulo 3, o conversor **B** apresenta algumas características restritivas em relação aos conversores **A** e **C**. Deve-se garantir que o interruptor correspondente à fase com maior corrente em módulo, esteja conduzindo, quando os demais são comandados a conduzir, para evitar operação em estados topológicos redundantes.

Esta característica faz com que não tenha sido possível encontrar uma estratégia de modulação tão simples para implementar a técnica de autocontrole, como para o conversor **A**, embora possa ser facilmente implementada utilizando modulação vetorial (mostrado no Capítulo 5).

Na verdade, o conversor **A**, por ser bidirecional, é mais simples de ser controlado. Por outro lado, quando não se faz necessária a bidirecionalidade no fluxo de energia, os conversores unidirecionais são mais recomendados, sendo otimizados para uma região de operação. Tem-se, por exemplo, maior robustez e menores perdas, reduzindo o número de interruptores e simplificando o circuito de comando.

A partir de uma dada topologia, pode ser desejável excluir uma região de operação, se não for necessário operar nesta região, para otimizar a operação na região utilizada. Por isso, o surgimento de uma restrição como a observada no conversor **B**, em relação ao conversor **A**, pode indicar sua otimização como conversor unidirecional.

### 4.3.3 - Técnica de Autocontrole Aplicada ao Conversor C

O conversor **C** apresenta estados topológicos idênticos, em relação às tensões terminais  $V_{S12}(t)$  e  $V_{S23}(t)$  impostas, mas distintos com relação à corrente no ponto médio do barramento de saída. Desta forma, utilizando modulação vetorial pode-se controlar o balanço de tensão na saída [23], implementando ainda a técnica de autocontrole.

Entretanto, assim como para o conversor **A**, será apresentado para o conversor **C** uma estratégia de modulação simples, que pode ser implementada analogicamente, empregando a técnica de autocontrole.

A partir da análise apresentada no capítulo 3, observa-se que o módulo da tensão de cada fonte controlada é definido pela razão cíclica complementar com que é comandado o interruptor da respectiva fase, como mostra a (Eq.4.45):



$$\begin{cases} |V_{S1}(t)| = [1 - D_1(t)] \cdot \frac{V_o}{2} \\ |V_{S2}(t)| = [1 - D_2(t)] \cdot \frac{V_o}{2} \\ |V_{S3}(t)| = [1 - D_3(t)] \cdot \frac{V_o}{2} \end{cases} \quad (\text{Eq.4.45})$$

Sugere-se então determinar as razões cíclicas em função do módulo das amostras das correntes de cada fase:

$$\begin{cases} [1 - D_1(t)] = K_I \cdot |I_1(t)| \\ [1 - D_2(t)] = K_I \cdot |I_2(t)| \\ [1 - D_3(t)] = K_I \cdot |I_3(t)| \end{cases} \quad (\text{Eq.4.46})$$

Substituindo a (Eq.4.46) na (Eq.4.45), obtém-se:

$$\begin{cases} |V_{S1}(t)| = |I_1(t)| \cdot K_I \cdot \frac{V_o}{2} \\ |V_{S2}(t)| = |I_2(t)| \cdot K_I \cdot \frac{V_o}{2} \\ |V_{S3}(t)| = |I_3(t)| \cdot K_I \cdot \frac{V_o}{2} \end{cases} \quad (\text{Eq.4.47})$$

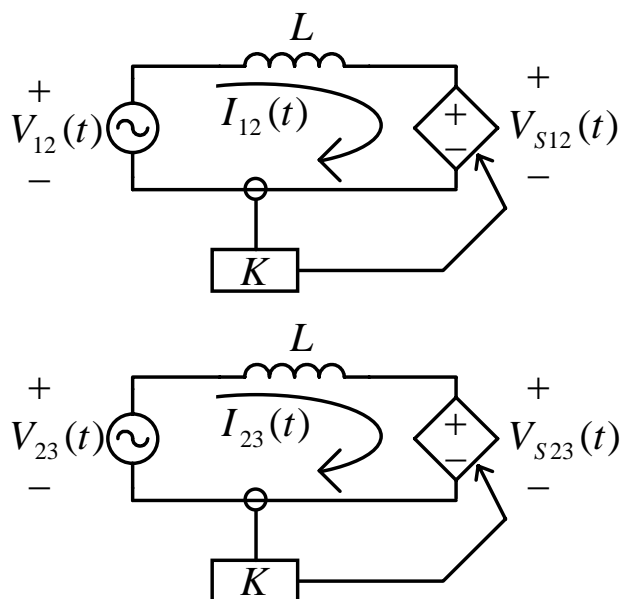
Foi visto também que a polaridade das fontes de tensão equivalentes  $V_{S1}(t)$ ,  $V_{S2}(t)$  e  $V_{S3}(t)$  é determinada pelo sentido da corrente na respectiva fase. Desta forma, garante-se a igualdade de sinais, das variáveis relacionadas na (Eq.4.47):

$$\begin{cases} V_{S1}(t) = I_1(t) \cdot K_I \cdot \frac{V_o}{2} \\ V_{S2}(t) = I_2(t) \cdot K_I \cdot \frac{V_o}{2} \\ V_{S3}(t) = I_3(t) \cdot K_I \cdot \frac{V_o}{2} \end{cases} \quad (\text{Eq.4.48})$$

Logo:

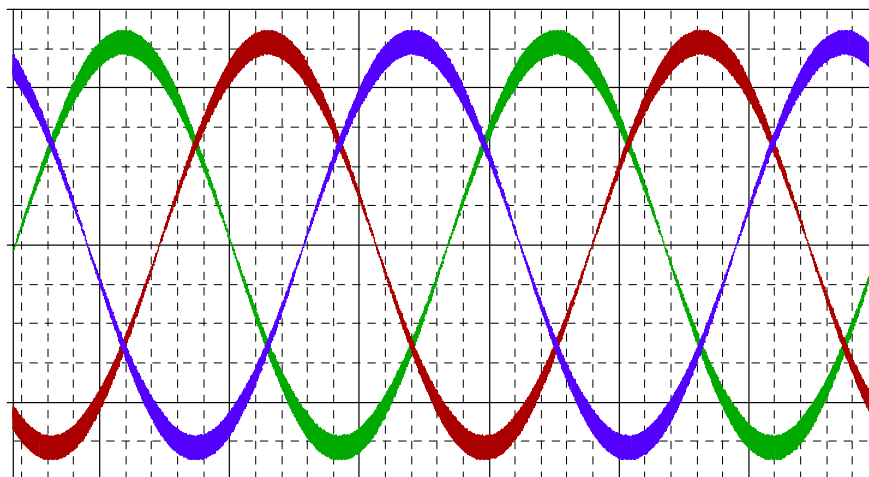
$$\begin{cases} V_{S12}(t) = I_{12}(t) \cdot \left[ K_I \cdot \frac{V_o}{2} \right] \\ V_{S23}(t) = I_{23}(t) \cdot \left[ K_I \cdot \frac{V_o}{2} \right] \end{cases} \quad (\text{Eq.4.49})$$

Tem-se então a implementação do autocontrole, de maneira idêntica ao implementado para o Boost PFC monofásico, como se pode observar nos circuitos equivalentes quando aplicada a transformação  $\Delta$ -Y, como mostra a Fig.4.30:

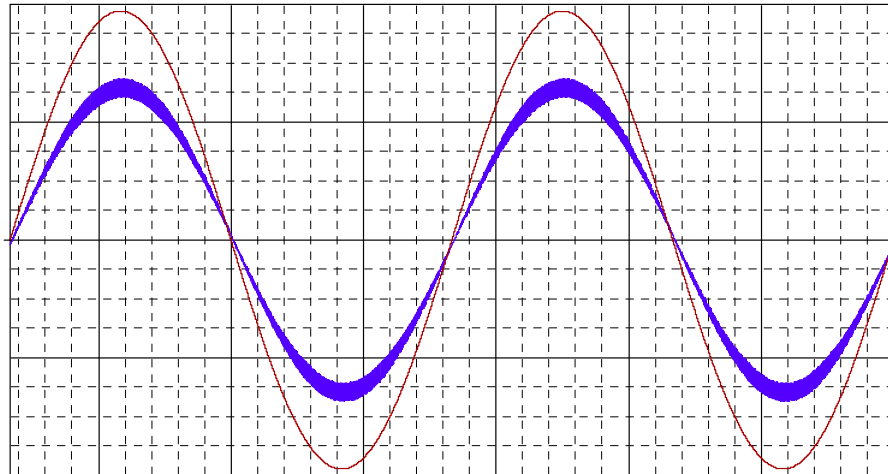


**Fig.4.30:** Representação dos circuitos equivalentes para o conversor C, quando aplicada a transformação  $\Delta$ -Y, utilizando a técnica de autocontrole.

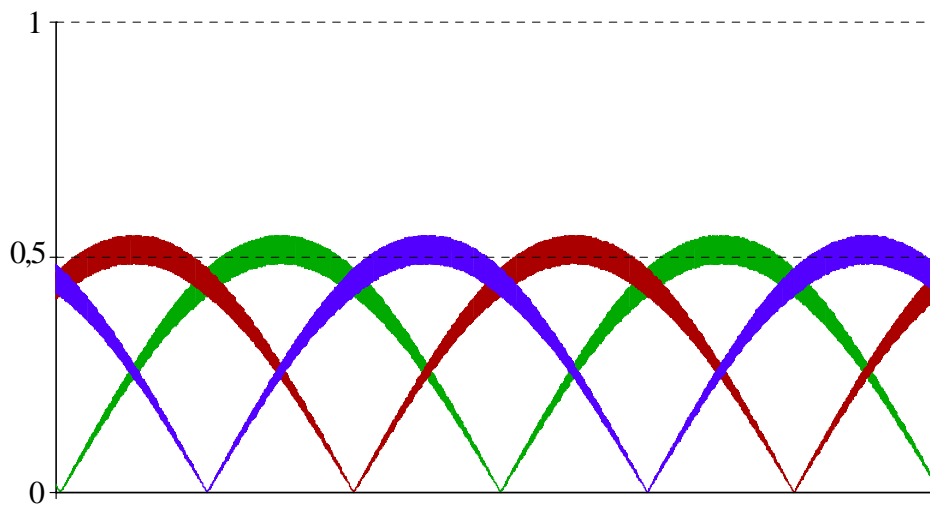
Pode-se observar a implementação da realimentação através do próprio circuito de potência, de maneira idêntica à apresentada para o Boost PFC monofásico. Para ilustrar o princípio de operação foram realizadas simulações utilizando o software Pspice. A Fig.4.31 apresenta as correntes de entrada obtidas. A Fig.4.32 mostra tensão e corrente de entrada para a fase 1. A Fig.4.33 mostra as razões cíclicas complementares e a Fig.4.34 as razões cíclicas implementadas para comandar os interruptores.



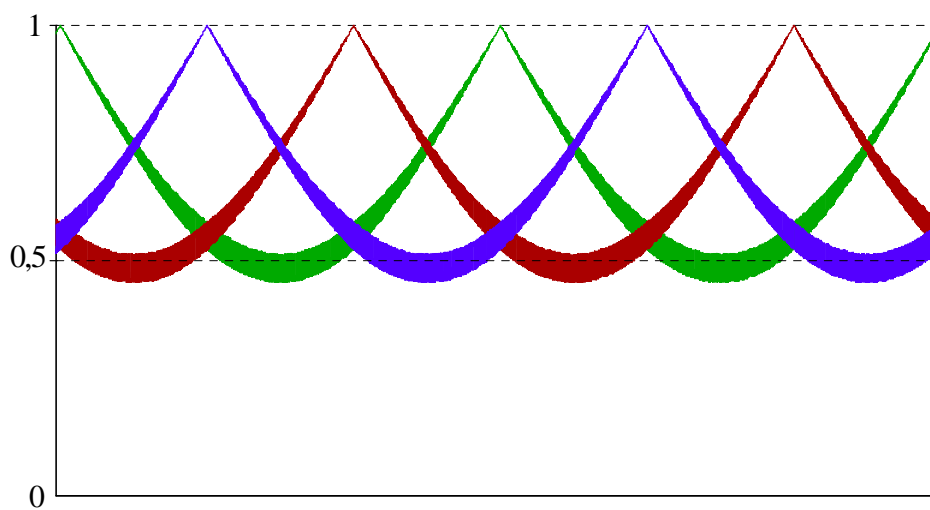
**Fig.4.31:** Correntes de entrada.



**Fig.4.32: Tensão e corrente na fase 1.**



**Fig.4.33: Razões cíclicas complementares.**



**Fig.4.34: Razões cíclicas implementadas.**

#### 4.3.4 - Controle da Tensão Total de Saída

Para controlar a tensão total de saída, pode-se utilizar a mesma estratégia de controle apresentada no capítulo 3, empregada no controle clássico das correntes. A ação de controle da malha de tensão é exercida através do controle da amplitude das correntes de entrada.

Para um sistema trifásico balanceado, com correntes e tensões perfeitamente senoidais e em fase, a potência instantânea drenada da rede é contínua. Logo a corrente injetada na carga é proporcional ao valor de pico das correntes senoidais na entrada. A função de transferência é a mesma já apresentada na (Eq.3.121):

$$\frac{V_O(s)}{I_P(s)} = \frac{3 \cdot V_P \cdot R_{EQ}}{2 \cdot V_O} \frac{sC_O R_{SE} + 1}{sC_O (R_{EQ} + R_{SE}) + 1} \quad (\text{Eq.4.50})$$

A diferença em relação ao controle clássico está na forma de controlar a amplitude das correntes de entrada. Entretanto, a relação é a mesma observada para o Boost PFC monofásico, já que os circuitos equivalentes, quando aplicada a transformação  $\Delta$ -Y, são idênticos ao obtido para o caso monofásico.

Deve-se garantir a simetria entre as fases, ou seja, os ganhos devem ser equivalentes, para evitar desequilíbrio entre as fases. Esta característica, no entanto, já se observava no controle clássico.

Foi visto ainda que a malha de tensão em retificadores trifásicos não apresenta necessidade de limitar na dinâmica, como ocorre para o monofásico, para evitar distorção nas correntes. Isto porque a curva de potência instantânea, para os trifásicos, é idealmente constante, não inserindo ondulação na variável de controle, a amplitude das correntes  $I_P(t)$ .

A relação entre o ganho da realimentação e a amplitude das correntes, é idêntica à apresentada para o monofásico, na (Eq.4.22):

$$I_P(t) = \frac{V_P}{V_O \cdot K_I(t)} \quad (\text{Eq.4.51})$$

Como visto esta relação hiperbólica é não-linear. Utilizando controle digital, ou circuitos integrados convenientes, pode-se anular este efeito, invertendo a variável de saída da malha de tensão. Neste caso, o controle é absolutamente idêntico ao apresentado no capítulo 3, para o controle clássico.

Pode-se também utilizar um modelo linearizado, já mostrado na (Eq.4.33):

$$\Delta I_P = -\Delta K(t) \cdot \frac{V_P}{V_O \cdot K^2} \quad (\text{Eq.4.52})$$

De forma que:

$$\frac{V_O(s)}{k(s)} = \frac{3 \cdot V_P^2}{2 \cdot P_O \cdot K^2} \frac{sC_O R_{SE} + 1}{sC_O (R_{EQ} + R_{SE}) + 1} \quad (\text{Eq.4.53})$$

Entretanto, como as topologias trifásicas permitem maior dinâmica para a malha de tensão, em relação ao monofásico, quando utilizado o modelo linearizado deve-se observar a necessidade de limitar a dinâmica. Se for necessário implementar uma malha de tensão com maior dinâmica, deve-se utilizar o modelo completo, ou implementar a função hiperbólica (1/x) no sinal de saída da malha de tensão, anulando a não-linearidade.

#### 4.3.5 - Controle do Balanço de Tensão

Foi visto no capítulo 3, na (Eq.3.133) que  $I_N(t)$  é dado por:

$$I_N(t) = I_1(t) \cdot [1 - D_1(t)] + I_2(t) \cdot [1 - D_2(t)] + I_3(t) \cdot [1 - D_3(t)] \quad (\text{Eq.4.54})$$

Além disso, a (eq.4.42) mostra que:

$$\begin{cases} |V_{S1}(t)| = [1 - D_1(t)] \cdot \frac{V_O}{2} \\ |V_{S2}(t)| = [1 - D_2(t)] \cdot \frac{V_O}{2} \\ |V_{S3}(t)| = [1 - D_3(t)] \cdot \frac{V_O}{2} \end{cases} \quad (\text{Eq.4.55})$$

Para a estratégia de controle proposta, sabendo que não há componente de sequência zero nas tensões controladas  $V_{S1}(t)$ ,  $V_{S2}(t)$  e  $V_{S3}(t)$ , e desprezando a queda de tensão nos indutores de entrada, tem-se:

$$\begin{cases} |V_{S1}(t)| = |V_1(t)| = [1 - D_1(t)] \cdot \frac{V_O}{2} \\ |V_{S2}(t)| = |V_2(t)| = [1 - D_2(t)] \cdot \frac{V_O}{2} \\ |V_{S3}(t)| = |V_3(t)| = [1 - D_3(t)] \cdot \frac{V_O}{2} \end{cases} \quad (\text{Eq.4.56})$$

Ou:

$$\begin{cases} [1 - D_1(t)] = \frac{2 \cdot |V_1(t)|}{V_o} \\ [1 - D_2(t)] = \frac{2 \cdot |V_2(t)|}{V_o} \\ [1 - D_3(t)] = \frac{2 \cdot |V_3(t)|}{V_o} \end{cases} \quad (\text{Eq.4.57})$$

Substituindo a (Eq.4.53) na (Eq.4.50):

$$I_N(t) = I_1(t) \cdot \frac{2 \cdot |V_1(t)|}{V_o} + I_2(t) \cdot \frac{2 \cdot |V_2(t)|}{V_o} + I_3(t) \cdot \frac{2 \cdot |V_3(t)|}{V_o} \quad (\text{Eq.4.58})$$

Supõe-se operação com fator de potência unitário, com tensões e correntes perfeitamente senoidais e equilibradas:

$$\begin{cases} V_1(t) = V_P \cdot \text{sen}(\omega_R \cdot t) \\ V_2(t) = V_P \cdot \text{sen}(\omega_R \cdot t - 120^\circ) \\ V_3(t) = V_P \cdot \text{sen}(\omega_R \cdot t + 120^\circ) \end{cases} \quad \begin{cases} I_1(t) = I_P \cdot \text{sen}(\omega_R \cdot t) \\ I_2(t) = I_P \cdot \text{sen}(\omega_R \cdot t - 120^\circ) \\ I_3(t) = I_P \cdot \text{sen}(\omega_R \cdot t + 120^\circ) \end{cases} \quad (\text{Eq.4.59})$$

Substituindo (Eq.4.55) em (Eq.4.54):

$$I_N(t) = \frac{2 \cdot V_P \cdot I_P}{V_o} \cdot \left\{ \begin{array}{l} \text{sen}(\omega_R \cdot t) \cdot |\text{sen}(\omega_R \cdot t)| + \\ + \text{sen}(\omega_R \cdot t - 120^\circ) \cdot |\text{sen}(\omega_R \cdot t - 120^\circ)| + \\ + \text{sen}(\omega_R \cdot t + 120^\circ) \cdot |\text{sen}(\omega_R \cdot t + 120^\circ)| \end{array} \right\} \quad (\text{Eq.4.60})$$

Utilizando identidades trigonométricas, obtém-se:

$$I_N(t) = -\frac{2 \cdot V_P \cdot I_P}{V_o} \cdot \text{sen}(3 \cdot \omega_R \cdot t) \quad (\text{Eq.4.61})$$

Ou ainda,:

$$I_N(t) = -\frac{4 \cdot P_{IN}}{3 \cdot V_o} \cdot \text{sen}(3 \cdot \omega_R \cdot t) \quad (\text{Eq.4.62})$$

Ou seja, aplicando a técnica de autocontrole, e excluindo as componentes de alta frequência (comutação), a corrente no ponto médio  $I_N(t)$ , apresenta apenas componente senoidal com frequência igual a três vezes a frequência da rede e com valor médio nulo.

A técnica de autocontrole apresentada faz com que seja nula a componente de sequência zero nas tensões controladas  $V_{S1}(t)$ ,  $V_{S2}(t)$  e  $V_{S3}(t)$ . A Fig.4.35 mostra a corrente de entrada  $I_1(t)$  e a forma de onda de  $I_N(t)$  obtida, enquanto a Fig.4.36 mostra  $I_N(t)$  excluindo as componentes de alta frequência (comutação).

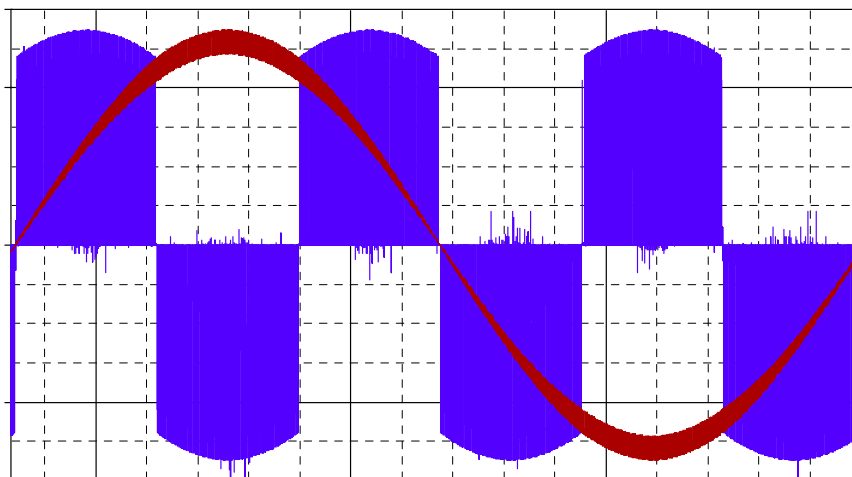


Fig.4.35: Corrente de entrada  $I_1(t)$  e corrente no ponto médio de saída  $I_N(t)$ .

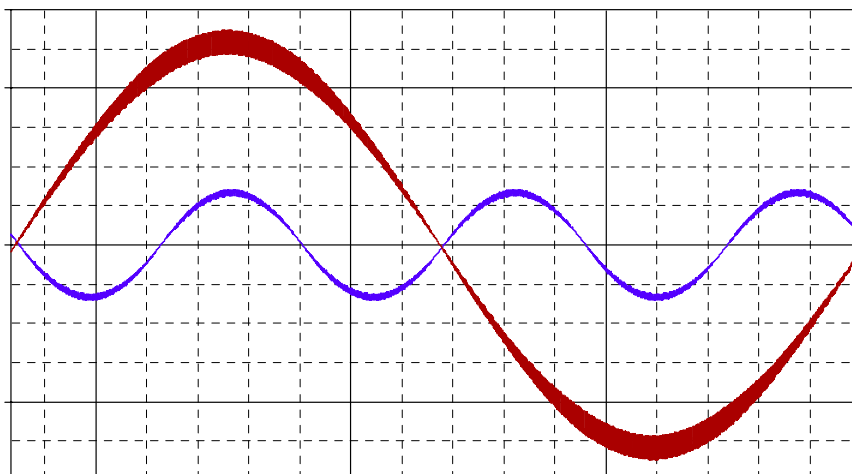


Fig.4.36: Corrente de entrada  $I_1(t)$  e corrente no ponto médio de saída  $I_N(t)$  filtrada.

O controle da corrente  $I_N(t)$  pode ser efetuado, sem deformar as correntes de entrada, adicionando componente de sequência zero às tensões controladas  $V_{S1}(t)$ ,  $V_{S2}(t)$  e  $V_{S3}(t)$ .

Para o conversor em questão, a tensão da fonte controlada tem seu módulo determinado pela razão cíclica complementar com que o interruptor é comandado, enquanto a polaridade é definida pelo sentido da corrente na respectiva fase.

Então, para adicionar componente de sequência zero, e não deformar as correntes de entrada, basta somar um sinal  $D_N(t)$  à razão cíclica se a corrente da respectiva fase for positiva e subtrair se for negativa, sem esquecer de respeitar os limites físicos para as razões cíclicas realmente implementadas.

Observando a Fig.4.34, nota-se que não é possível simplesmente somar um sinal contínuo aos sinais de razão cíclica, sem extrapolar a região linear de operação. Conclui-se então que a ação de controle do balanço de tensão, está limitada à relação entre a tensão de saída e a tensão de pico de entrada.

Para controlar o balanço de tensão nos retificadores 3-níveis, utilizando controle analógico e a técnica de autocontrole, pode-se somar um sinal  $D_N(t)$  conveniente às amostras de corrente, de forma que não extrapole a região linear das razões cíclicas.

#### 4.3.6 - Especificação e Projeto do Controlador de Tensão

Com relação ao circuito de potência, adota-se como referência as especificações apresentadas em [1], para os conversores **A** e **C**. Para o conversor **B** não foi implementado o autocontrole analogicamente.

Além disso, opta-se por utilizar o modelo linearizado para a malha de tensão, obtendo-se uma dinâmica semelhante à obtida para o monofásico. Entretanto, se for utilizado um Processador Digital de Sinais (DSP), pode-se implementar a função hiperbólica, eliminando a não linearidade e por consequência possibilitando uma dinâmica bastante superior.

Especificações:

- $V_{IN}=127V_{ef}$ (fase-neutro)
- $F_S= 30kHz$
- $L_{in}= 1mH$
- $V_O = 450V$
- $C_O > 80\mu F$
- $F_R=60Hz$
- $\Delta I_{in} < 10\%$
- $P_{IN}=P_O = 6kW$
- $\Delta V_O < 0,5\%$

\*Devido à corrente eficaz que circula no capacitor de saída, é necessário utilizar um banco de capacitores, com capacitância total igual a 3mF.

Utiliza-se o modelo linearizado apresentado na (Eq.4.53):

$$\frac{V_O(s)}{k(s)} = \frac{3 \cdot V_P^2}{2 \cdot P_O \cdot K^2} \frac{sC_O R_{SE} + 1}{sC_O (R_{EQ} + R_{SE}) + 1} \quad (\text{Eq.4.63})$$

Em regime permanente, o ganho  $k$  para a realimentação de corrente será:

$$I_P = \frac{V_P}{V_O \cdot K} = \frac{2 \cdot P_O}{3 \cdot V_P} \Rightarrow K = \frac{3 \cdot V_P^2}{2 \cdot V_O \cdot P_O} \Rightarrow K = 0,018 \quad (\text{Eq.4.64})$$

Substituindo os dados na (Eq.4.63), desprezando a resistência série-equivalente do capacitor de saída, obtém-se:

$$\frac{V_O(s)}{k(s)} = \frac{3 \cdot V_P^2}{2 \cdot P_O \cdot K^2} \frac{sC_O R_{SE} + 1}{sC_O (R_{EQ} + R_{SE}) + 1} = \frac{3 \cdot 180^2}{2 \cdot 6000 \cdot 0,018^2} \frac{1}{\frac{s \cdot 3 \cdot 10^{-3} \cdot 450^2}{6000} + 1} \quad (\text{Eq.4.65})$$



$$\frac{V_o(s)}{k(s)} = \frac{25 \cdot 10^3}{\frac{s}{9,87} + 1} \quad (\text{Eq.4.66})$$

Apesar da necessidade de limitar a dinâmica, devido à utilização do modelo linearizado, é possível implementar uma dinâmica bastante superior à implementada para o monofásico, já que este apresenta limitação física para a dinâmica da malha de tensão, como visto. Desta forma, adota-se um controlador do tipo PI (proporcional-integral), cuja função de transferência é dada por:

$$C(s) = -\left(K_p + \frac{K_I}{s}\right) = -K_I \frac{\frac{K_p}{K_I} s + 1}{s} \quad (\text{Eq.4.67})$$

Opta-se por posicionar a frequência de cruzamento uma década acima da frequência da rede, posicionando o zero do controlador uma década abaixo da frequência de cruzamento:

$$\omega_c = 10 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 60 = 3770 \text{ rad/s} \quad \omega_z = \frac{\omega_c}{10} = 377 \text{ rad/s} \quad (\text{Eq.4.68})$$

Obtém-se assim:

$$K_I = 5,7 \quad \text{e} \quad K_p = 1,5 \cdot 10^{-2} \quad (\text{Eq.4.69})$$

Com os parâmetros escolhidos, obtém-se uma margem de fase de  $84^\circ$ .

Observa-se que, assim como para o monofásico, também para as topologias trifásicas, só é necessário projetar o controlador de tensão, já que o ganho da realimentação da malha de corrente é determinado diretamente pela variável de controle da malha de tensão. Além disso, os indutores em nada interferem no projeto do controlador, podendo o sistema operar, inclusive, com apenas dois indutores, e até mesmo com diferentes indutâncias.

Deve-se chamar atenção ainda para outra característica dos conversores trifásicos sem neutro: as componentes harmônicas de seqüência zero (componente contínua e harmônicas múltiplas de 3), mesmo quando presentes nas tensões (e consequentemente nas referências – indiretas - de corrente), não se refletem nas correntes.

No caso do controle clássico, as harmônicas de seqüência zero, quando presentes nas referências de corrente, também não estarão presente nas correntes, mas podem distorcer-las, devido à imprecisão do modelo.

### 4.3.7 - Resultados de Simulação para o Conversor A

A Fig.4.37 mostra as correntes de entrada obtidas, donde se observa o formato senoidal e o equilíbrio entre elas. A Fig.4.38 mostra tensão e corrente de entrada para a fase 1, onde se observa o pequeno defasamento, previsto e descrito, decorrente da reatância dos indutores de entrada, na frequência da rede.

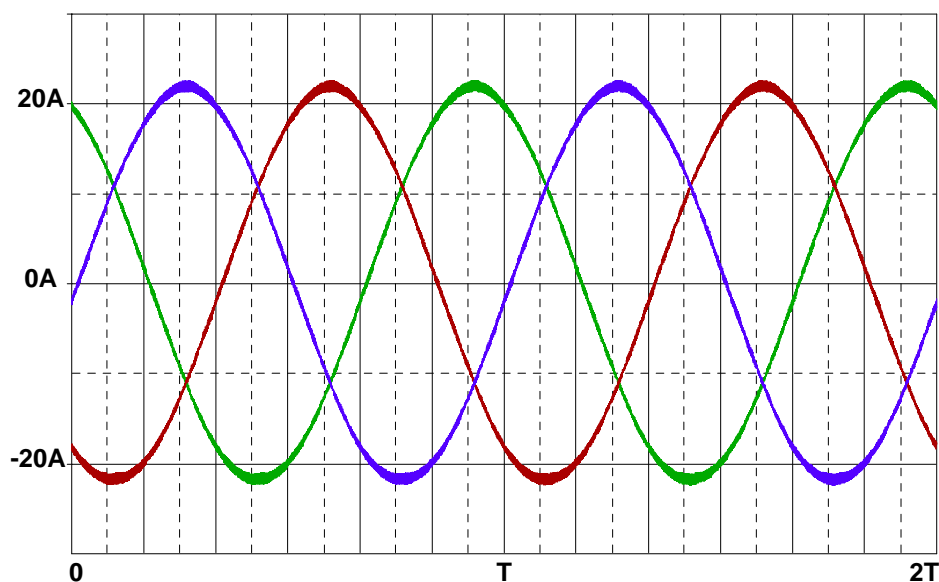


Fig. 4.37: Correntes de entrada.

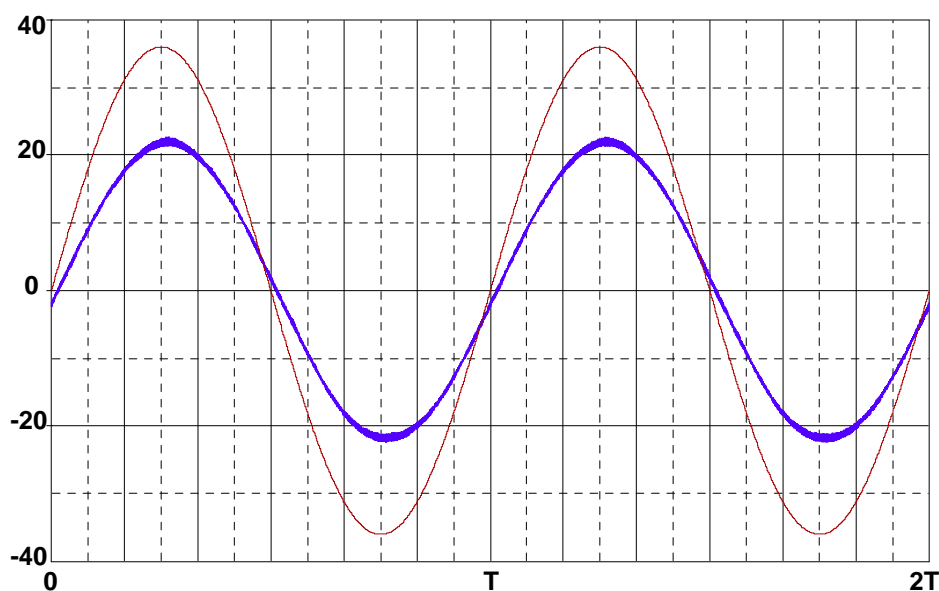


Fig. 4.38: Tensão (dividida por 5, em vermelho) e corrente (em azul) de entrada para a fase 1.

A Fig.4.39 mostra, em detalhe na passagem por zero, a tensão e a corrente de entrada na fase 1, podendo-se observar que não há deformação da corrente.

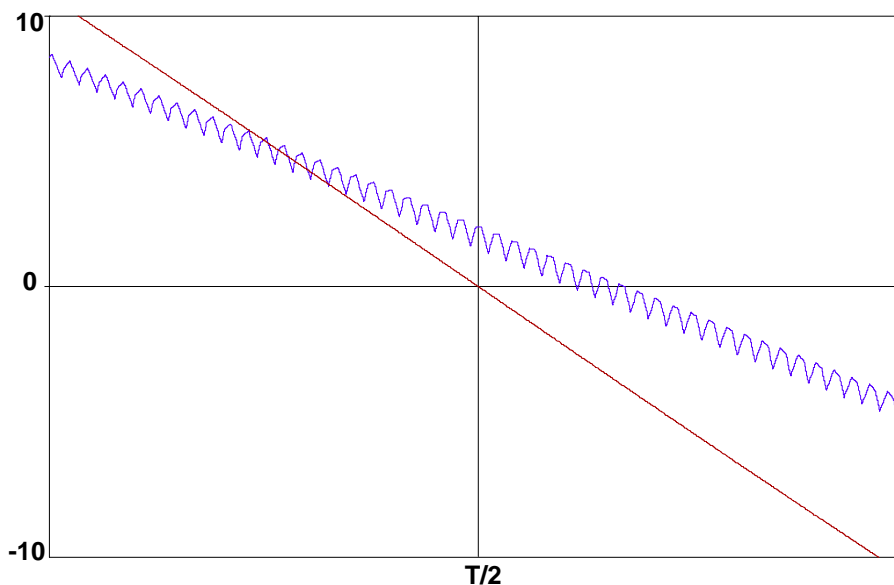


Fig. 4.39: Tensão (em vermelho) e corrente (em azul) de entrada, para a fase 1, em detalhe na passagem por zero.

Para avaliar a resposta dinâmica da malha de tensão, foi efetuada uma simulação com variação de carga de 50% da carga nominal para 100%. A Fig.4.40 mostra a tensão de saída, dividindo-se a base de tempo em períodos de rede. A Fig.4.41 mostra a variação da variável de controle  $k$ , que representa o ganho aplicado nas amostras de corrente, para gerar as razões cíclicas. A Fig.4.42 mostra as três correntes de entrada, demonstrando que variam de maneira inversamente proporcional ao ganho  $k$ , onde a envoltória representa a variação da potência instantânea drenada da rede.

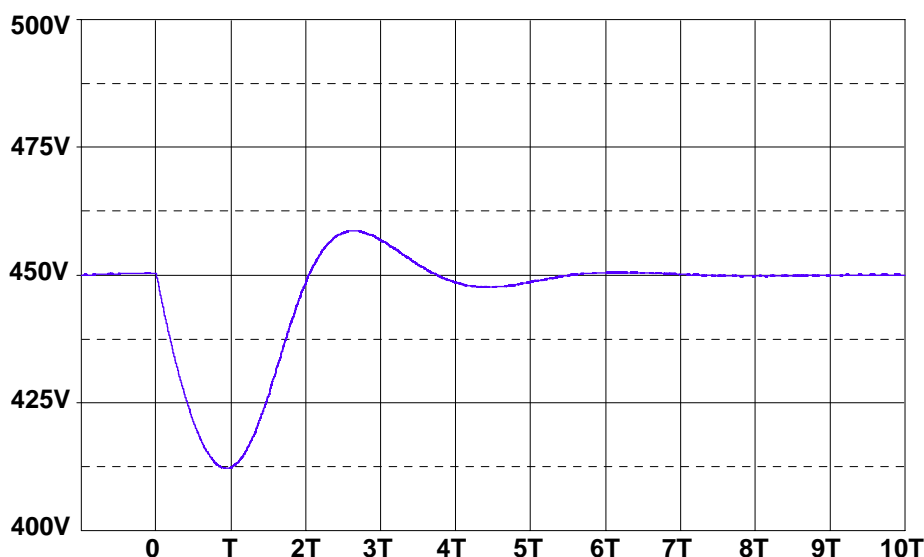


Fig. 4.40: Tensão de saída, para um incremento de carga de 100% em  $t=0$ .

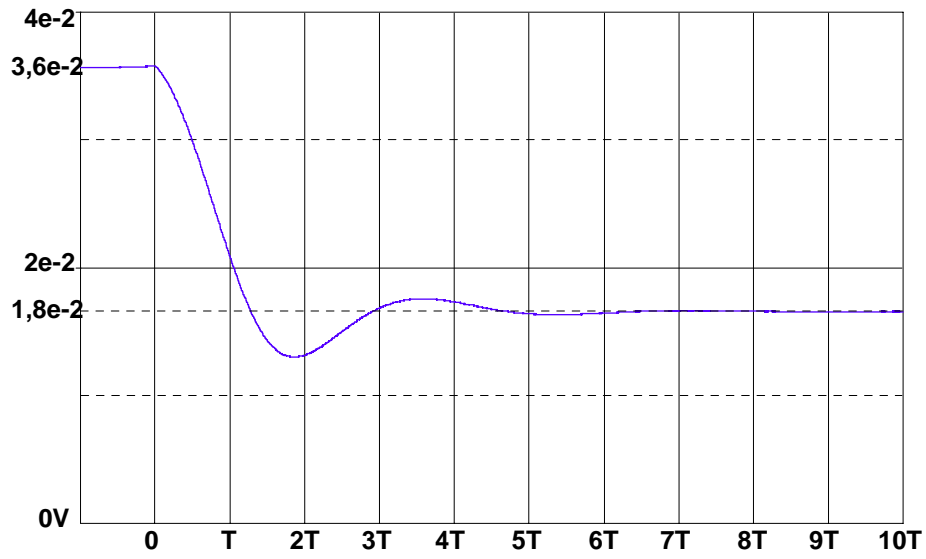


Fig. 4.41: Sinal de controle “k”, para um incremento de carga de 100% em  $t=0$ .

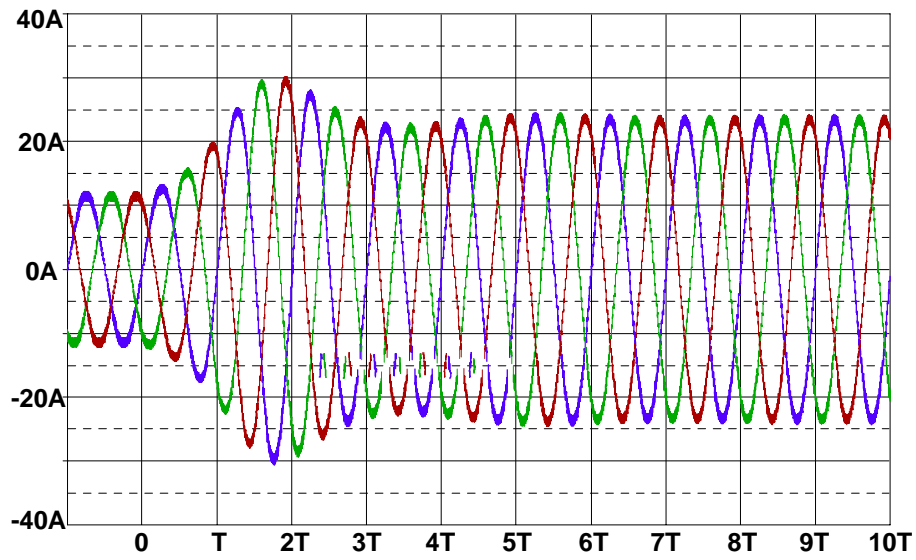


Fig. 4.42: Correntes de entrada, para um incremento de carga de 100% em  $t=0$ .

### 4.3.8 - Resultados de Simulação para o Conversor C

Observando a Fig.4.43 pode-se confirmar a validade do modelo adotado para a malha de controle do balanço das tensões de saída, onde se tem um capacitor equivalente, já que a corrente injetada está em quadratura com a tensão.

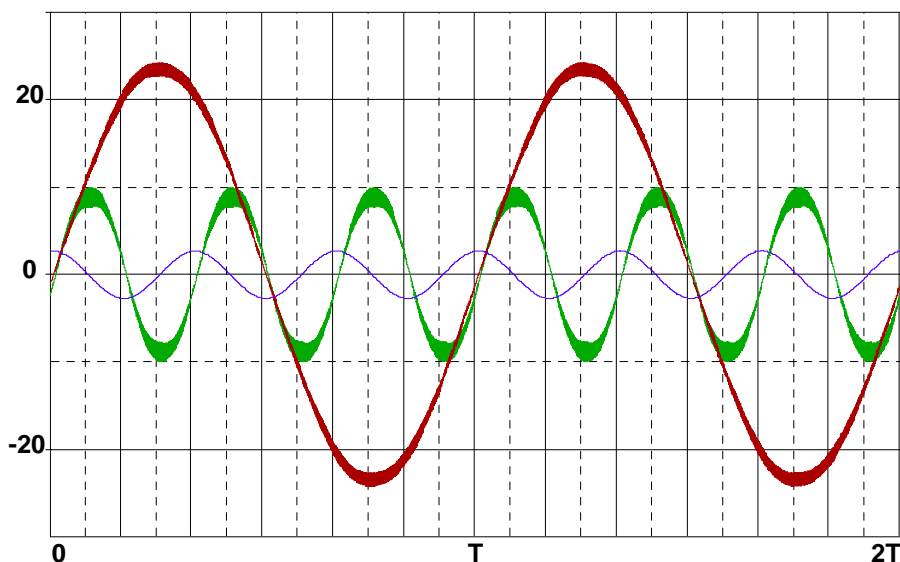


Fig. 4.43: Corrente de entrada para a fase 1 (em vermelho); corrente (filtrada) no ponto médio do barramento de saída  $I_N(t)$  (em verde); diferença entre as tensões nos dois capacitores de saída (azul).

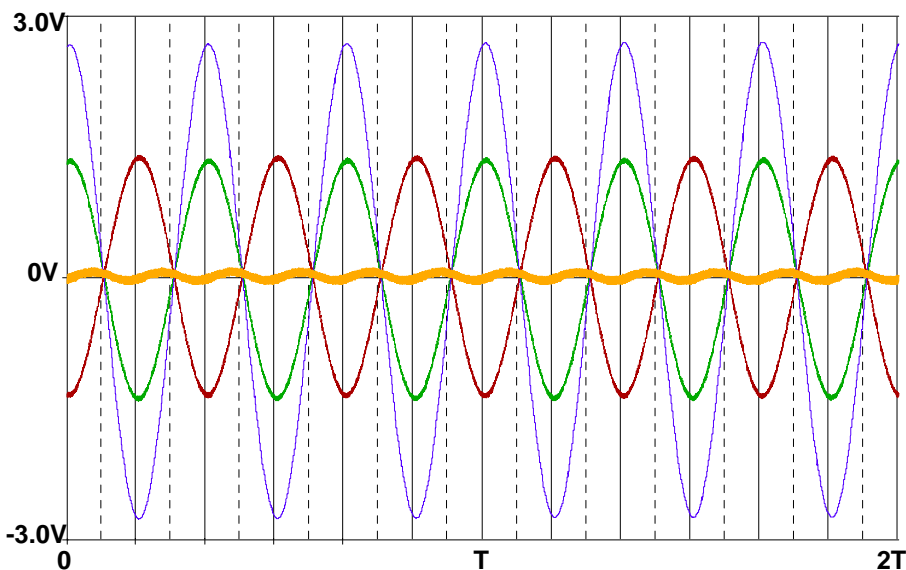


Fig. 4.44: Excluindo as componentes médias, a tensão sobre capacitor superior (em verde), a tensão sobre o capacitor inferior (em vermelho), a diferença de tensão entre eles (em azul) e a soma (em laranja), que corresponde à tensão total de saída.

Da Fig.4.44 observa-se a ondulação nas tensões sobre os capacitores de saída, consequência da corrente  $I_N(t)$ , mostrada na Fig.4.43. Esta ondulação, como esperado, é senoidal e com frequência igual a três vezes a frequência da rede. Entretanto, observa-se a oposição de fase entre as ondulações nos dois capacitores de saída, de forma que a

diferença entre elas é duplicada, mas a soma é bastante reduzida. Por conseqüência, esta ondulação de baixa frequência pouco se reflete na tensão total de saída, ao contrário do que se observa nos conversores monofásicos.

Na Fig.4.45, são apresentadas as três correntes de entrada, demonstrando o formato senoidal e o equilíbrio entre elas.

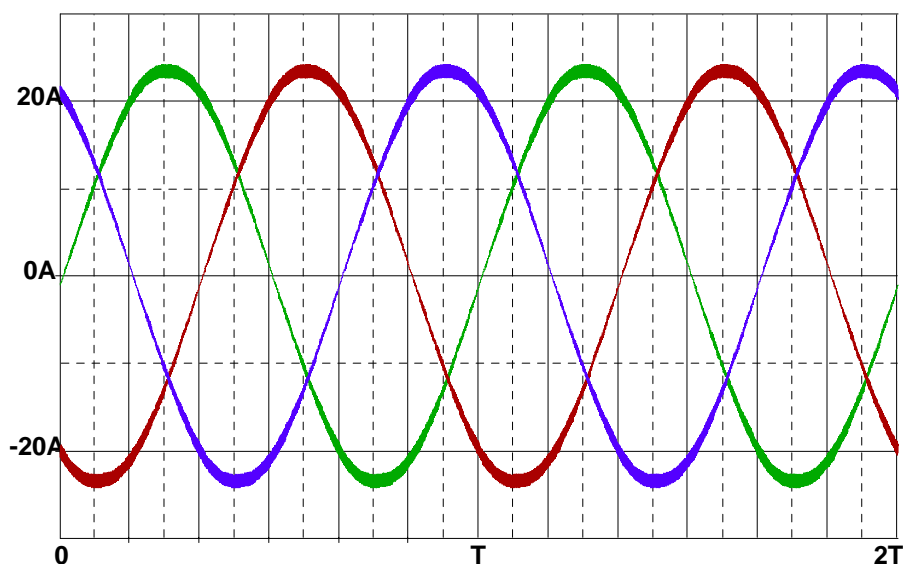


Fig. 4.45: Correntes de entrada, para as três fases.

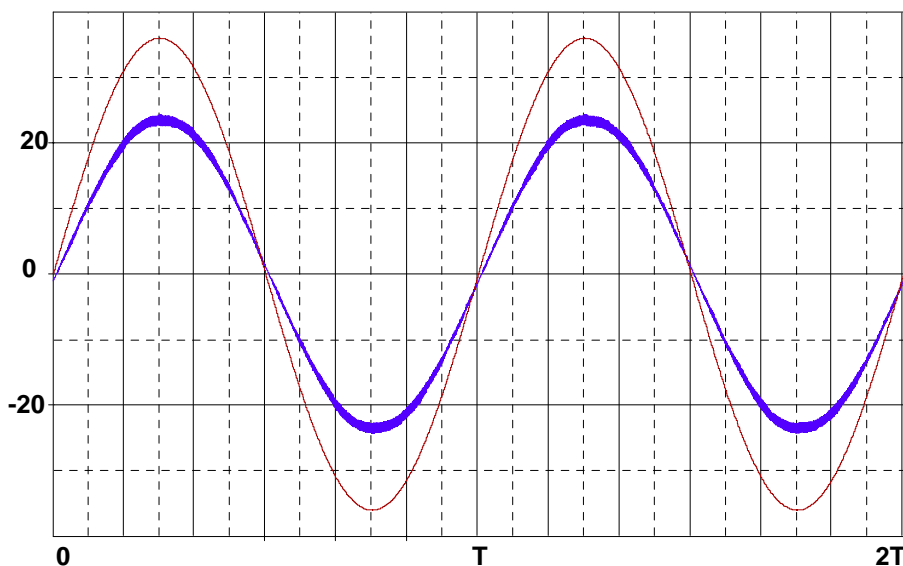
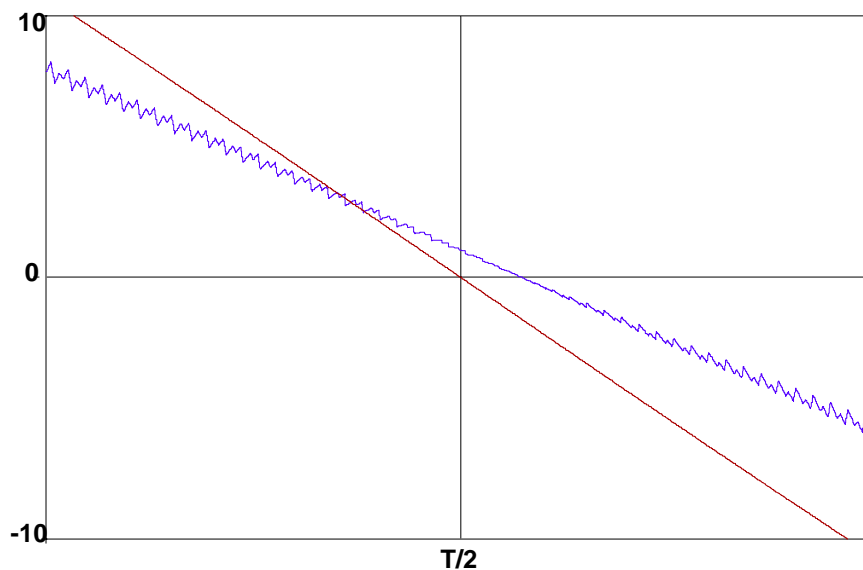


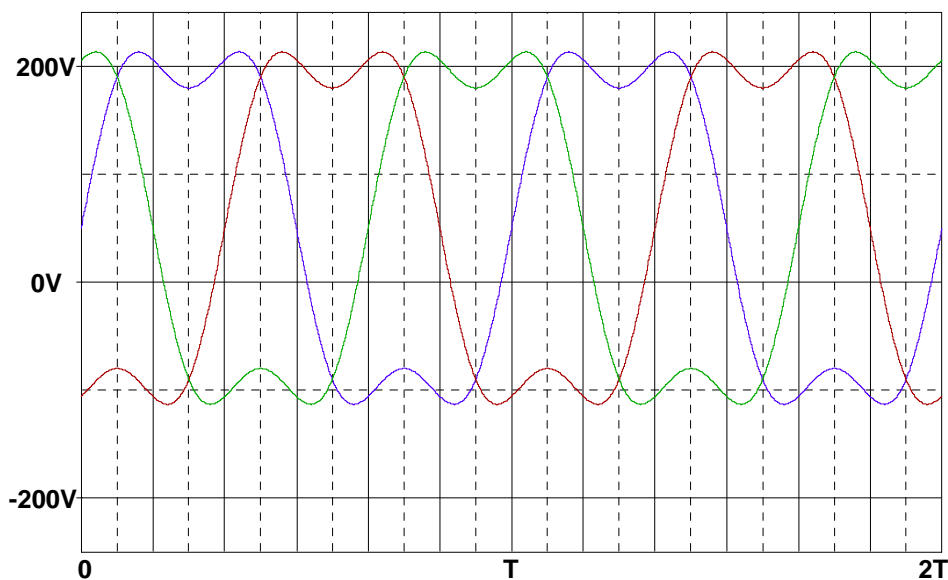
Fig. 4.46: Tensão (dividida por 5, em vermelho) e corrente (em azul) de entrada para a fase 1.

Na Fig.4.46 tem-se tensão e corrente de entrada para a fase 1, onde se pode observar que estão em fase, exceto pelo pequeno defasamento, causado somente pela reatância dos indutores de entrada, na frequência da rede, mostrado em detalhe na Fig.4.47.



**Fig. 4.47:** Tensão (em vermelho) e corrente (em azul) de entrada, para a fase 1, em detalhe na passagem por zero.

Por fim, para ilustrar a rejeição às harmônicas de seqüência zero, efetuou-se uma simulação, injetando componente contínua e terceira harmônica, nas tensões de entrada, apresentadas na Fig.4.48. Os parâmetros utilizados na simulação são os mesmo já apresentados.



**Fig. 4.48:** Tensões de entrada.

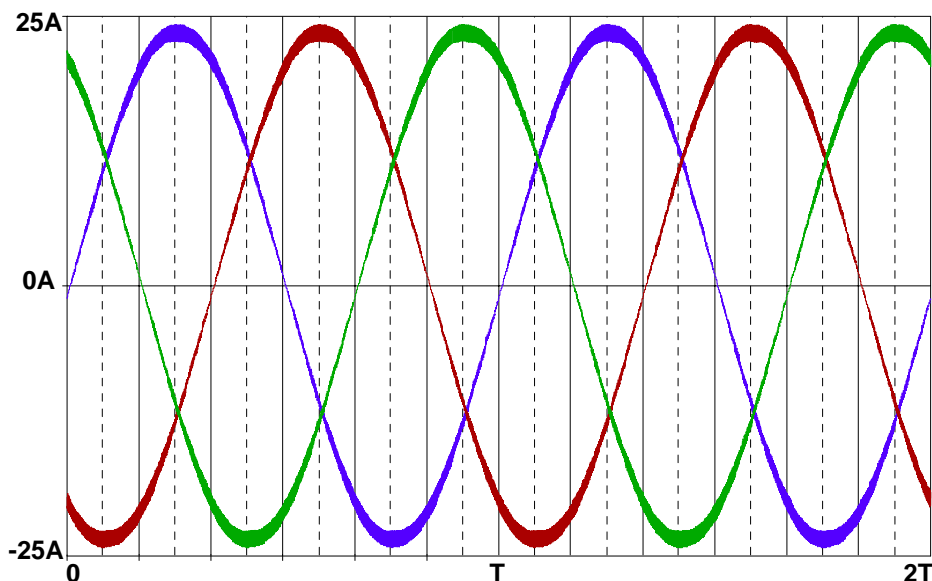


Fig .4.49: Correntes de entrada.

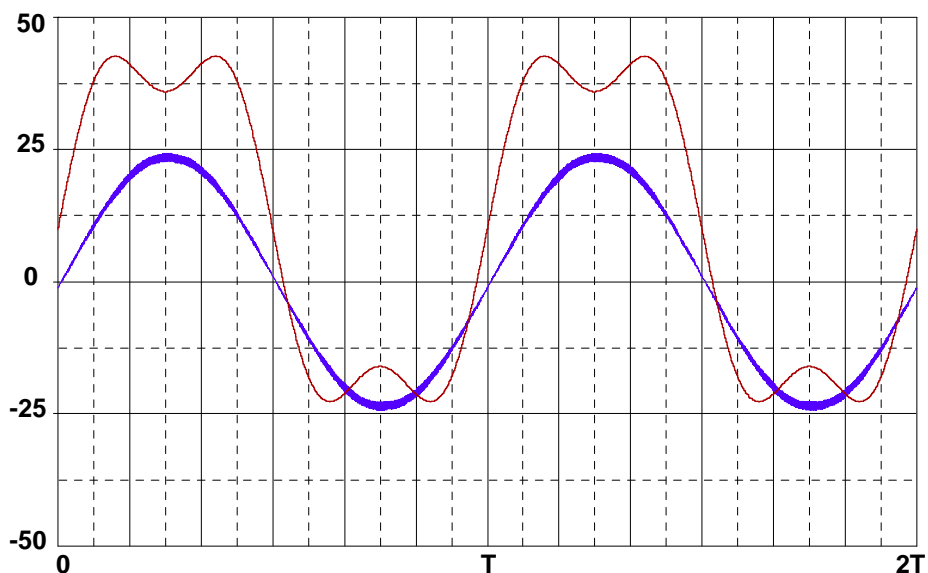


Fig. 4.50: Tensão (dividida por 5, em vermelho) e corrente (em azul) de entrada para a fase 1.

Apesar das tensões serem adotadas naturalmente pelo sistema, como referência para as correntes, as componentes harmônicas de seqüência zero são rejeitadas naturalmente, pois o circuito de seqüência zero está aberto, devido à ausência de neutro.

Todos os conversores trifásicos sem neutro apresentam esta característica de não apresentar componente de seqüência zero nas correntes de entrada, por isso a análise apresentada para o conversor **C** pode ser estendida aos demais.

Foi também realizada uma simulação para avaliar a dinâmica da malha de tensão. Como era esperado, os resultados também foram idênticos aos obtidos para o conversor **B**, mas alguns detalhes serão mostrados. A Fig.4.51 mostra a variação na tensão de saída, a Fig.4.52 mostra as correntes de entrada e a Fig.4.53 mostra a corrente filtrada no ponto médio do barramento de saída  $I_N(t)$ .



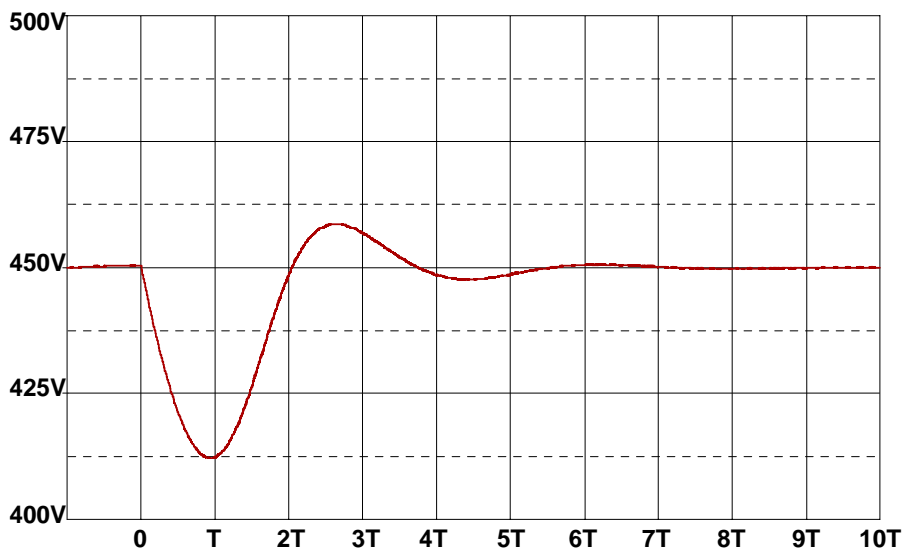


Fig. 4.51: Tensão de saída, para um incremento de carga de 100% em  $t=0$ .

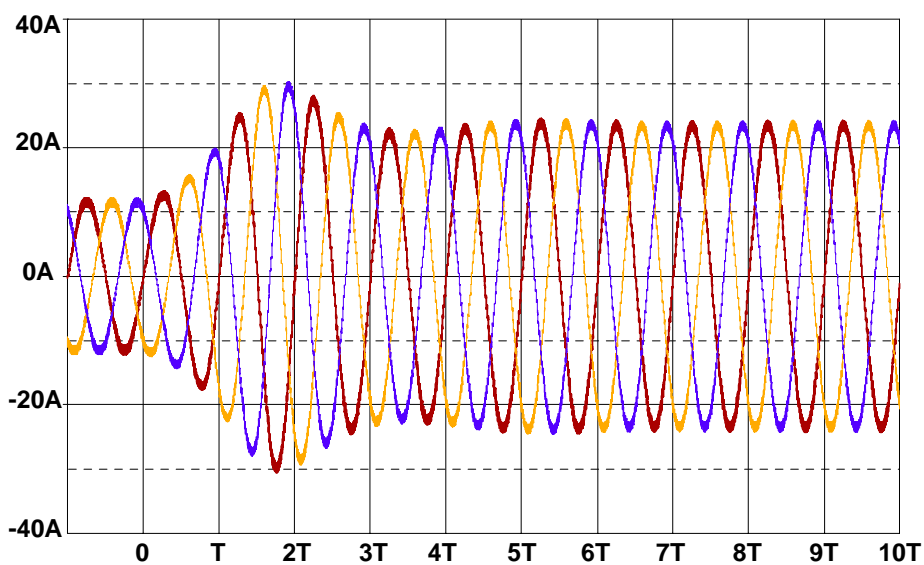


Fig. 4.52: Correntes de entrada, para um incremento de carga de 100% em  $t=0$ .

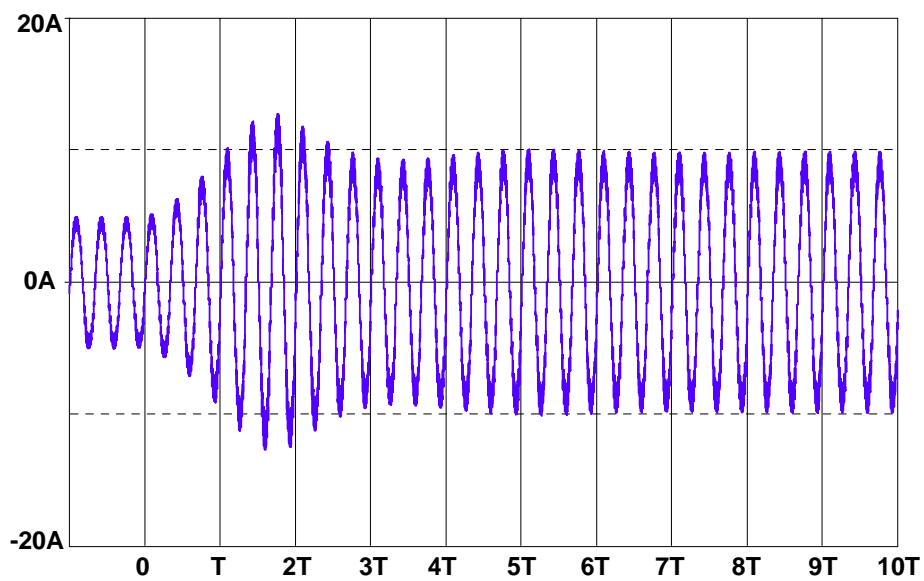


Fig. 4.53: Corrente, filtrada, no ponto médio do barramento de saída, para um incremento de carga de 100% em  $t=0$ .

## 4.4 - CONCLUSÕES

Para o conversor boost PFC monofásico, foi visto que a estratégia clássica de controle exige a geração de uma referência senoidal para a corrente, utilizando uma amostra da tensão de entrada, ou uma referência externa. Já a estratégia de autocontrole elimina a necessidade desta referência, fazendo com que a corrente siga o formato da tensão de entrada.

Além disso, a estratégia clássica não inclui a tensão de entrada em seu modelo, tratando-a como perturbação. Pelo fato do modelo ser pouco preciso, é necessário utilizar controladores diferentes dos projetados para este modelo, onde um controlador proporcional seria suficiente para garantir corrente de boa qualidade. Entretanto, é necessário utilizar ao menos um controlador do tipo PI (proporcional-integral), onde o integrador deve garantir o posicionamento em um ponto de operação, para anular a perturbação da tensão de entrada.

A estratégia de autocontrole utiliza um modelo mais preciso para grandes sinais, não aproximado para pequenos sinais. Não trata a tensão de entrada como perturbação, mas a utiliza convenientemente como referência. Por isso, um controlador proporcional garante bons resultados, além de tornar o sistema mais robusto e menos suscetível a ruídos.

Foi visto ainda, no capítulo 1, que se a tensão de entrada for distorcida, é melhor para o sistema elétrico que a corrente siga seu formato, ao invés de apresentar formato perfeitamente senoidal, favorecendo mais uma vez a técnica apresentada, que toma naturalmente a tensão de entrada como referência.

Para a malha de tensão, observa-se uma relação inversa (hiperbólica) entre o ganho da realimentação e a amplitude da corrente. Entretanto, para a dinâmica usual, a utilização de um modelo linearizado não compromete a resposta dinâmica, se comparada à estratégia clássica de controle.

A técnica de autocontrole pode ser utilizada para controlar a corrente de entrada do Boost PFC monofásico ou dos retificadores PWM trifásicos, mas também pode ser aplicada a outros conversores estáticos, e possivelmente em outros sistemas.

Ainda, para o controle do balanço de tensão nos retificadores PWM trifásicos 3-níveis, ao utilizar a técnica de autocontrole para controlar as correntes de entrada, é possível uma ação direta nas razões cíclicas.

Foi demonstrado também, por simulação, que a presença, nas tensões de entrada, de componentes de seqüência zero (componente contínua e harmônicas múltiplas de três), não se reflete nas correntes.

---

---

A estratégia de autocontrole das correntes é robusta e estável para operação como retificador, mas para as topologias bidirecionais, não é possível utilizar esta estratégia para operá-los como inversor. Isto porque seria necessário inverter o sinal do ganho da realimentação, o que levaria o sistema à instabilidade.

Analisando o lugar das raízes, em malha aberta, o sistema apresenta um único pólo, sobre o eixo real, no semi-plano esquerdo, o que garante que uma realimentação proporcional, com ganho positivo, manterá o sistema sempre estável.

Finalmente, deve-se lembrar da limitação na frequência de comutação, que pode ser modelada por um atraso de transporte, onde a dinâmica da malha de corrente determina a frequência de comutação mínima. Esta característica é inerente à modulação PWM, todavia no controle clássico esta limitação é muito mais acentuada.

---

## CAPÍTULO 5

### 5 - AUTOCONTROLE ASSOCIADO À MODULAÇÃO VETORIAL PARA RETIFICADORES PWM TRIFÁSICOS

#### 5.1 - INTRODUÇÃO

A modulação vetorial consiste de uma técnica de modulação que pode ser empregada para comandar diversos conversores, desde inversores e retificadores PWM, até filtros ativos, comumente em topologias trifásicas. Sua utilização pode trazer diversas vantagens, como redução nos esforços dos elementos do conversor, melhor aproveitamento do próprio conversor, melhora na dinâmica do controle, dentre outras.

Entretanto, deve ficar clara a independência dos conceitos de controle e modulação, uma vez que é possível associar diferentes estratégias de controle com diferentes estratégias de modulação, dependendo da aplicação.

Além disso, costuma-se associar a utilização da modulação vetorial com a necessidade de empregar processadores digitais de sinal (DSPs). Isto também não é verdadeiro, pois a modulação vetorial pode também ser utilizada como ferramenta de análise, definindo estratégias ótimas de modulação, que podem ser empregadas utilizando circuitos analógicos.

Na verdade, a modulação vetorial foi concebida para o controle de motores de indução trifásicos, utilizando inversores. E como diz o próprio nome, consiste na representação em forma de vetores, das variáveis do sistema.

Todavia, é comum associar esta representação vetorial à transformações que auxiliam a análise, como a transformação de Clark ( $\alpha\beta$ ), a transformação de Park ( $dq$ ), dentre outras.

De fato, uma das principais vantagens da representação vetorial está concentrada exatamente na possibilidade de se utilizar tais transformações, pois facilitam a visualização de diversas características do sistema.

Neste capítulo será apresentada a aplicação do autocontrole, associado à modulação vetorial, para controlar as correntes de entrada nos retificadores PWM trifásicos. Além disso, não será apresentada a implementação da malha de tensão, uma vez que pode ser feita de maneira idêntica à apresentada no capítulo anterior, atuando-se simplesmente sobre o ganho  $k$ .

---

## 5.2 - PRINCÍPIOS DA REPRESENTAÇÃO VETORIAL EM SISTEMAS TRIFÁSICOS

### 5.2.1 - Sistemas Trifásicos em Estrela com Neutro

Inicialmente, a modulação vetorial parte da representação vetorial das variáveis de interesse do sistema, ou seja, representa em um vetor  $\in \mathbb{R}^n$   $n$  variáveis de interesse para um determinado sistema.

Como o objetivo da análise, neste momento, está focado na modulação vetorial de retificadores trifásicos, inicia-se o estudo a partir um sistema trifásico genérico, onde as fontes de alimentação e as cargas estão ligadas em estrela, com neutro, como mostra a Fig.5.1.

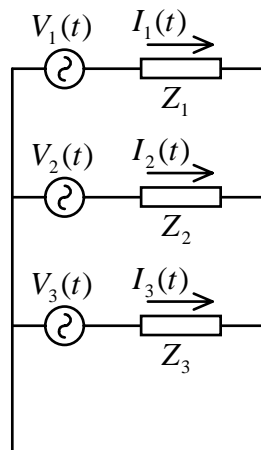


Fig. 5.1: Sistema trifásico com neutro.

Desta forma, as correntes são definidas pelas tensões de alimentação e pelas impedâncias das cargas. Tomando as correntes como as variáveis de interesse, define-se o vetor corrente por:

$$\vec{I} = \begin{bmatrix} I_1(t) \\ I_2(t) \\ I_3(t) \end{bmatrix} \quad (\text{Eq.5.1})$$

Assim, o vetor corrente pertence ao  $\mathbb{R}^3$  ( $\vec{I} \in \mathbb{R}^3$ ), onde cada eixo de coordenadas corresponde à corrente em uma das fases. Além disso, a partir do circuito da Fig.5.1, observa-se que as correntes são definidas pela (Eq.5.2).

$$\begin{cases} I_1(t) = \frac{1}{Z_1} \cdot V_1(t) \\ I_2(t) = \frac{1}{Z_2} \cdot V_2(t) \\ I_3(t) = \frac{1}{Z_3} \cdot V_3(t) \end{cases} \quad (\text{Eq.5.2})$$

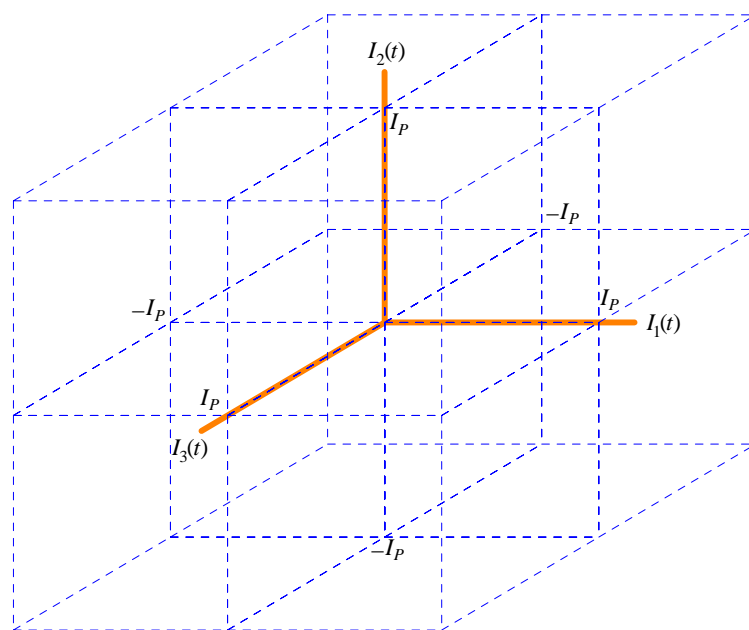
Podem-se representar também as tensões na forma de um vetor tensão. Obtém-se então o vetor corrente em função do vetor tensão:

$$\begin{bmatrix} I_1(t) \\ I_2(t) \\ I_3(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{Z_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{Z_2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{Z_3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1(t) \\ V_2(t) \\ V_3(t) \end{bmatrix} \quad (\text{Eq.5.3})$$

Definindo a origem dos vetores na origem do eixo de coordenadas, pode-se representa-los pontualmente no espaço. Além disso, para facilitar a visualização, definem-se limites máximos e mínimos para as correntes:

$$-I_p \leq I_1(t), I_2(t), I_3(t) \leq I_p \quad (\text{Eq.5.4})$$

Desta maneira, representando espacialmente, o vetor corrente estará contido no cubo definido pela (Eq.5.4), podendo seguir qualquer trajetória dentro destes limites, como mostra a Fig.5.2.



**Fig.5.2: Representação espacial do vetor corrente, limitando suas amplitudes.**

Da mesma forma, o vetor tensão (que determina o vetor corrente, como mostra a (Eq.5.3)) também pertence ao  $\mathbb{R}^3$ , podendo, teoricamente, seguir qualquer trajetória. Ao se estabelecer limites para as correntes, diretamente limita-se também o vetor tensão.

### 5.2.2 - Sistemas Trifásicos em Estrela sem Neutro

Para analisar este caso, adota-se o circuito genérico mostrado na Fig.5.3, onde as fontes de alimentação e as cargas estão ligadas em estrela, mas sem neutro.

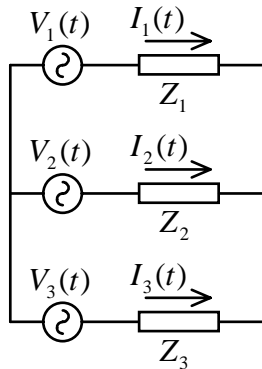


Fig.5.3: Circuito genérico para um sistema trifásico em estrela sem neutro.

Como visto, ao se representar vetorialmente três variáveis independentes, obtêm-se um vetor  $\in \mathbb{R}^3$ . Entretanto, observa-se que a ausência do neutro estabelece uma relação entre as correntes, definida por:

$$I_1(t) + I_2(t) + I_3(t) = 0 \tag{Eq.5.5}$$

Desta forma, analisando o circuito da Fig.5.3, obtém-se:

$$\begin{cases} V_1(t) - V_2(t) = Z_1 \cdot I_1(t) - Z_2 \cdot I_2(t) \\ V_2(t) - V_3(t) = Z_2 \cdot I_2(t) - Z_3 \cdot I_3(t) \\ I_1(t) + I_2(t) + I_3(t) = 0 \end{cases} \tag{Eq.5.6}$$

$$\begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1(t) \\ V_2(t) \\ V_3(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_1 & 0 & 0 \\ 0 & Z_2 & 0 \\ 0 & 0 & Z_3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1(t) \\ I_2(t) \\ I_3(t) \end{bmatrix} \tag{Eq.5.7}$$

A (Eq.5.5) define um plano no  $\mathbb{R}^3$ , sobre o qual o vetor corrente estará contido. A trajetória do vetor corrente passa a estar restrita a um novo espaço, agora do  $\mathbb{R}^2$ , contido no espaço do  $\mathbb{R}^3$  original.

Novamente, para facilitar a visualização, são adotados limites de amplitude para as correntes, conforme definido pela (Eq.5.4). Desta forma, o vetor corrente passa a estar contido no plano mostrado na Fig.5.4.

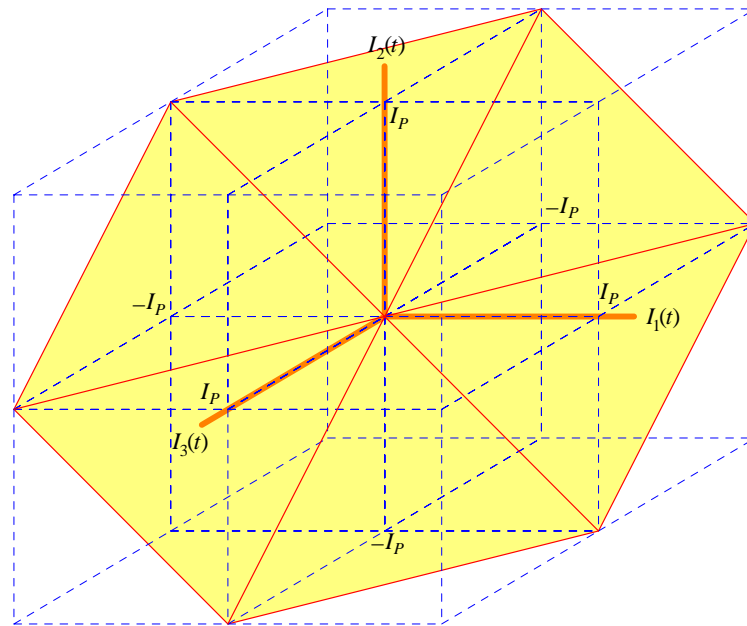


Fig.5.4: Representação espacial do domínio do vetor corrente, sem neutro, limitando suas amplitudes.

Neste momento já é possível visualizar um esboço de uma figura bastante comum na literatura, em se tratando de modulação vetorial: o hexágono regular. É necessário lembrar, no entanto, que a limitação apresentada, restringindo a trajetória do vetor ao plano mostrado na Fig.5.4 (hexágono), se refere apenas ao vetor corrente, uma vez que não há nenhuma limitação física para o vetor tensão.

Apesar do vetor corrente estar restrito ao plano mostrado na Fig.5.4, o vetor tensão não estará. O vetor corrente passa a ser controlado pela projeção perpendicular do vetor tensão, sobre o plano das correntes.

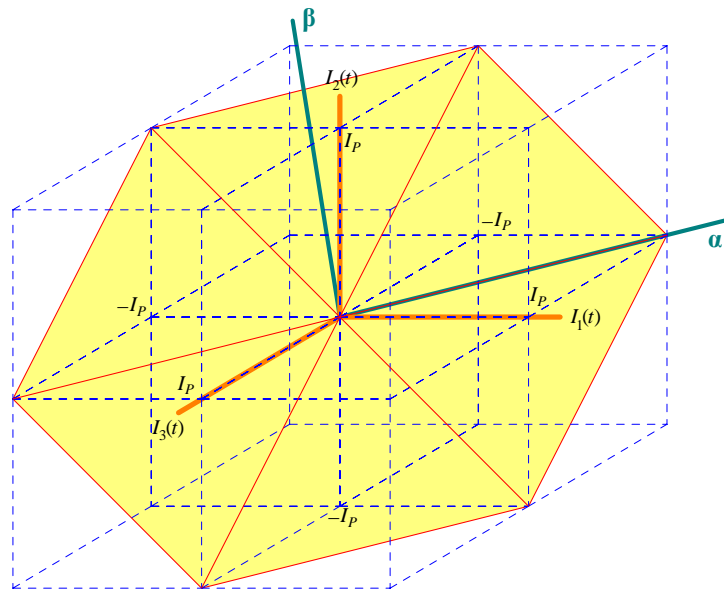
Desta forma, para facilitar a análise destes sistemas, pode-se utilizar mudanças de base convenientes, onde dois eixos da nova base do  $\mathbb{R}^3$  estejam sobre o plano do vetor corrente, e o terceiro perpendicular.

Um exemplo é a transformação  $\alpha\beta 0$ , que consiste em uma mudança de base conveniente, onde os eixos  $\alpha$  e  $\beta$  encontram-se sobre o plano das correntes e são perpendiculares entre si, e o eixo  $0$  é perpendicular ao plano das correntes, como mostra a Fig.5.5. A matriz  $\mathbf{A}^{-1}$  que opera a transformação de Clark, e a matriz  $\mathbf{A}$  que opera a transformação inversa, são mostradas na (Eq.5.8) e Eq.5.9). Pode-se observar que, como se trata de uma transformação ortogonal, a matriz inversa é igual à matriz transposta.



$$A^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ \cos(0^\circ) & \cos(120^\circ) & \cos(-120^\circ) \\ \sin(0^\circ) & \sin(120^\circ) & \sin(-120^\circ) \end{bmatrix} \quad A = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & \cos(0^\circ) & \sin(0^\circ) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(120^\circ) & \sin(120^\circ) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(-120^\circ) & \sin(-120^\circ) \end{bmatrix} \quad (\text{Eq.5.8})$$

$$A^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad A = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{Eq.5.9})$$



**Fig.5. 5:** Representação da nova base definida, pela transformação de Clark, sobre o plano das correntes.

Como visto, o vetor corrente, pertencente ao  $\mathbb{R}^3$  está restrito ao plano apresentado, ou seja, a um sub-espaço do  $\mathbb{R}^2$ . Já o vetor tensão não apresenta qualquer restrição física. Entretanto, quando a corrente está restrita a este plano, a componente de seqüência **0** do vetor tensão não gera qualquer efeito sobre as correntes. Isto significa que apenas a projeção ortogonal do vetor tensão, sobre o plano que restringe as correntes, gera efeito sobre as correntes.

Para ilustrar esta característica, supõe-se inicialmente o circuito com neutro, apresentado na Fig.5.1, supondo ainda que as tensões não apresentem componente de seqüência zero, ou seja, a soma das três tensões é nula. Resolvendo as equações do circuito, pode-se observar que não há circulação de corrente pelo neutro.

Adicionam-se então três fontes de tensão  $V_x$ , de igual valor, nas três fases, como mostra a Fig.5.6a. Desta forma, a soma das tensões sobre as cargas deixa de ser nula, ou seja, adiciona-se componente de seqüência zero.

Entretanto, como as fontes apresentam valores iguais, há um curto-circuito virtual. Pode-se então representá-las por uma única fonte, como mostra a Fig.5.6b.

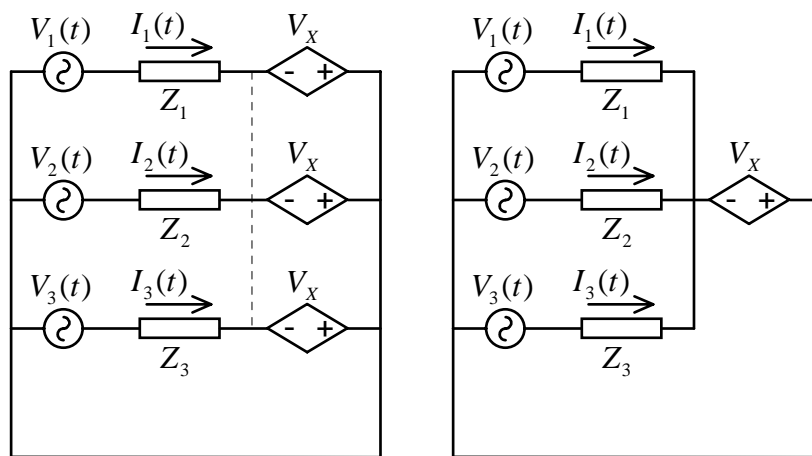


Fig.5.6: Sistema trifásico com neutro, adicionando componentes de seqüência zero na tensão.

Se o sistema original apresenta componente de seqüência zero, pode-se representar as fontes por duas em série-equivalente, a primeira subtraindo a componente de seqüência zero, e a segunda representando a componente de seqüência zero. Então, a partir da Fig.5.6, observa-se que ao retirar o neutro, a fonte  $V_x$  estará “flutuando”, não havendo caminho para circulação de corrente sobre ela.

Por este motivo, em sistemas sem neutro, a projeção do vetor tensão sobre o plano das correntes é o que determina as correntes, ou seja, a componente de seqüência zero das tensões não afeta as correntes.

Por este motivo, em conversores sem neutro, pode-se injetar harmônicas de seqüência zero (nível DC, 3ª harmônica, 6ª harmônica, etc.), às tensões geradas pelo conversor, e até mesmo às referências de corrente, sem deformar as correntes.

A Fig.5.7 apresenta a visão do plano das correntes, havendo limitação de amplitude. Observa-se que, sendo as correntes perfeitamente senoidais, a trajetória do vetor corrente sobre este plano corresponde a uma circunferência perfeita, onde a velocidade do vetor é definida pela freqüência das senóides.

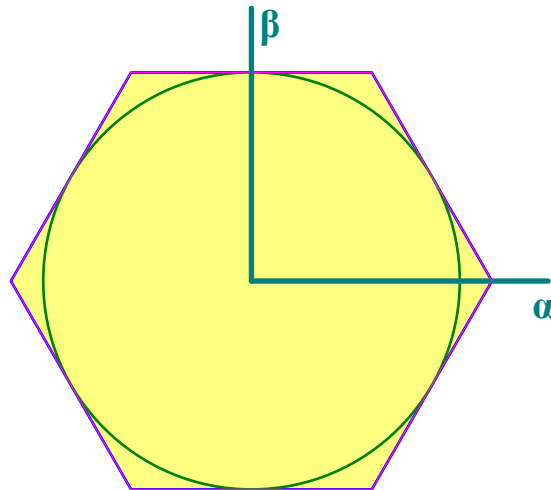


Fig.5.7: Visão de perfil, do plano das correntes, com limitação de amplitude.

Ainda, conforme apresentado em [1], pode-se aplicar também a transformação de Park, a qual consiste em fazer com que o eixo de referência gire com velocidade constante. Esta é uma ferramenta bastante útil não somente para análise e controle de máquinas elétricas, mas também para conversores trifásicos, podendo-se definir a velocidade do eixo de referência em função da frequência da rede, de forma que se obtenha um sistema CC equivalente ao sistema CA trifásico original.

### 5.3 - AUTOCONTROLE E MODULAÇÃO VETORIAL PARA O CONVERSOR A

#### 5.3.1 - Análise do Conversor e Vetores Disponíveis

O conversor CA-CC trifásico bidirecional, apresentado e definido como conversor **A** na Fig.3.2 é mostrado novamente na Fig.5.8. A partir dos estados topológicos e de seus circuitos equivalentes, apresentados respectivamente na Fig.3.3 e na Fig.3.4, observa-se que o conversor pode ser representado pelo circuito equivalente da Fig.5.9, onde os valores das tensões nas fontes controladas são definidos pelo conversor, através da posição dos interruptores.

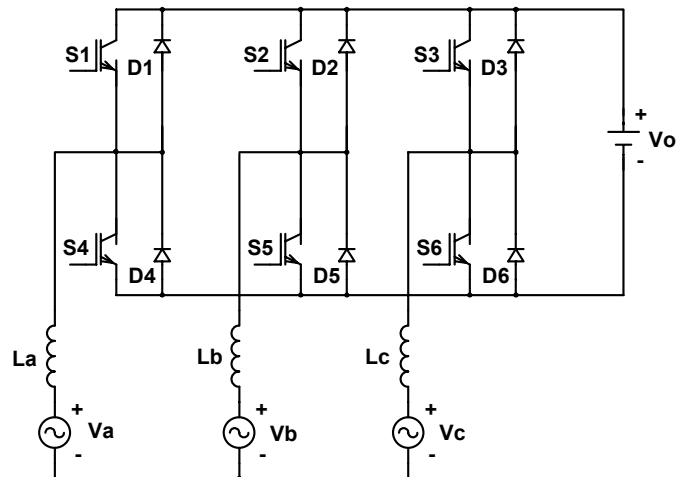


Fig.5.8: Conversor A, CA-CC PWM trifásico, sem neutro, 2 níveis e bidirecional.

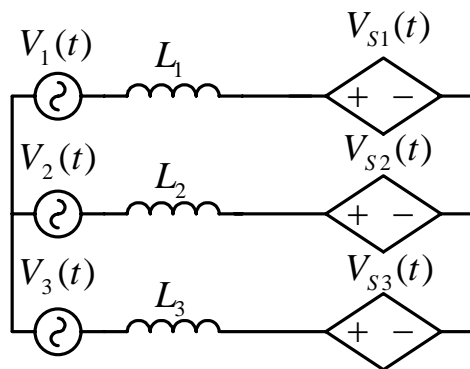


Fig.5.9: Circuito equivalente visto a partir da entrada.

Idealmente, as tensões da rede são perfeitamente senoidais e equilibradas, não apresentando componente de seqüência zero, de forma que o vetor tensão se encontra sobre plano das correntes, descrevendo uma trajetória circular. As tensões sobre os indutores são determinadas pela diferença entre as tensões de entrada e as tensões geradas pelo conversor.

Na prática, a amplitude das tensões sobre os indutores é muito pequena se comparada à amplitude das tensões da rede. Assim a projeção sobre o plano das correntes, do vetor tensão gerado pelo conversor, segue aproximadamente o vetor tensão da rede.

Então, a partir dos circuitos equivalentes apresentados na Fig.3.4 para o conversor **A**, podem ser obtidos os vetores possíveis para as tensões controladas, geradas pelo conversor. Como visto no capítulo três, o conversor bidirecional apresenta como característica o fato de que as tensões geradas pelo conversor dependem apenas da posição dos interruptores.

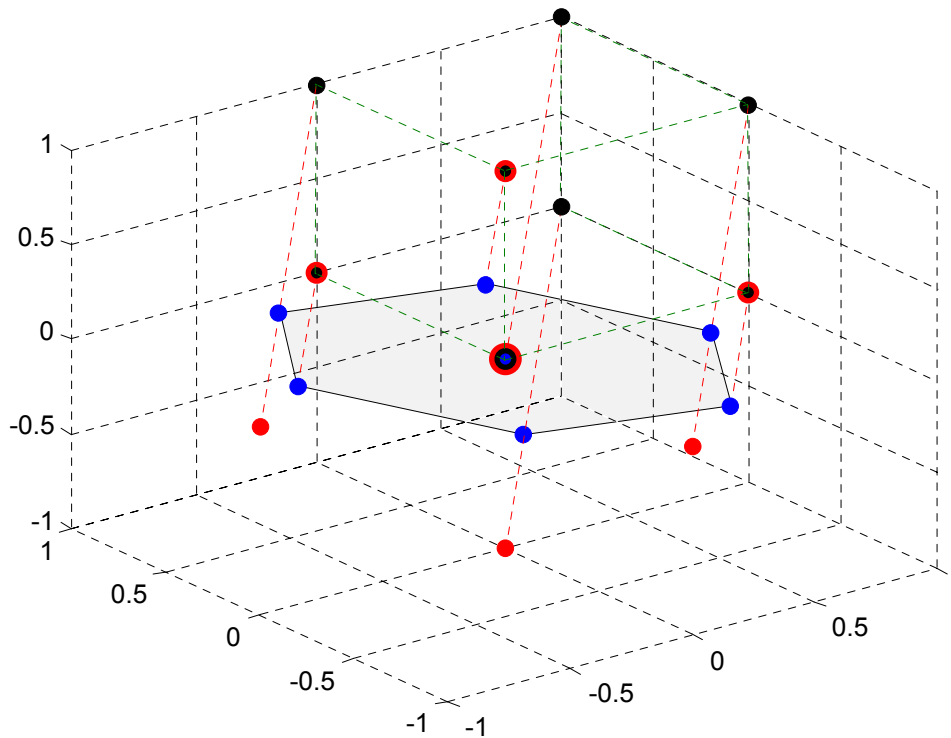
A Tab.5.1 mostra, a partir da posição dos interruptores, as tensões geradas em cada braço, sua projeção no plano das correntes, aplicando transformação de Clark e representando em coordenadas polares, e a componente de seqüência zero.

**Tab.5.1: Vetores gerados pelo conversor A.**

Vetor	Posição dos Interruptores	Tensões geradas em cada braço do conversor	Representação vetorial, aplicando a transf. de Clark e repres em coord. polares	Componente de seqüência zero
$V_0$	(0,0,0)	$V_o \cdot (0,0,0)$	$0 \angle 0^\circ$	0
$V_1$	(1,0,0)	$V_o \cdot (1,0,0)$	$\frac{2}{\sqrt{6}} \angle 0^\circ$	$V_o \cdot \frac{1}{\sqrt{3}}$
$V_2$	(1,1,0)	$V_o \cdot (0,0,-1)$	$\frac{2}{\sqrt{6}} \angle 60^\circ$	$-V_o \cdot \frac{1}{\sqrt{3}}$
$V_3$	(0,1,0)	$V_o \cdot (0,1,0)$	$\frac{2}{\sqrt{6}} \angle 120^\circ$	$V_o \cdot \frac{1}{\sqrt{3}}$
$V_4$	(0,1,1)	$V_o \cdot (-1,0,0)$	$\frac{2}{\sqrt{6}} \angle 180^\circ$	$-V_o \cdot \frac{1}{\sqrt{3}}$
$V_5$	(0,0,1)	$V_o \cdot (0,0,1)$	$\frac{2}{\sqrt{6}} \angle 240^\circ$	$V_o \cdot \frac{1}{\sqrt{3}}$
$V_6$	(1,0,1)	$V_o \cdot (0,-1,0)$	$\frac{2}{\sqrt{6}} \angle 300^\circ$	$-V_o \cdot \frac{1}{\sqrt{3}}$
$V_7$	(1,1,1)	$V_o \cdot (0,0,0)$	$0 \angle 0^\circ$	0

Obs.: Posição do interruptor em 0 representa interruptor inferior comandado a conduzir e superior bloqueado, e vice-versa.

A Fig.5.10 apresenta, em preto a representação pontual dos vetores de comando, em vermelho a representação pontual dos vetores tensão gerados e em azul a representação pontual da projeção perpendicular dos vetores tensão sobre o plano das correntes.



**Fig.5.10: Representação pontual dos vetores tensão gerados pelo conversor A, bem como suas projeções perpendiculares sobre o plano das correntes.**

A Fig.5.11 mostra, em azul a representação em coordenadas polares, das projeções perpendiculares sobre o plano das correntes, da tensões geradas pelo conversor; e em vermelho os vetores de comando para os interruptores,

Serão também desconsideradas as componentes de alta frequência (frequência de comutação) nas tensões geradas pelo conversor (também denominado valores médios instantâneos). Isto significa que não são considerados todos os vetores gerados dentro de um período de comutação, mas apenas o vetor equivalente, resultante da combinação dos vetores gerados.

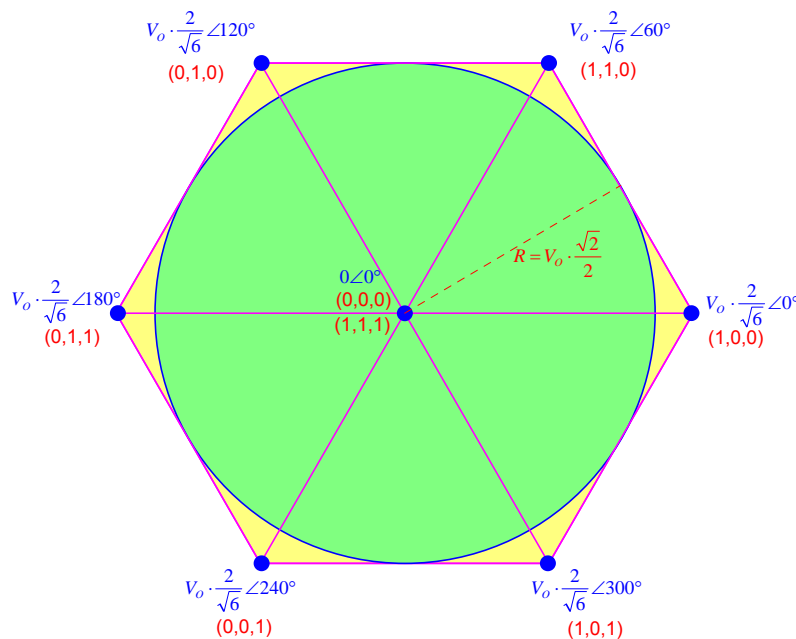
Então, da combinação linear ponderada dos vetores possíveis, obtém-se o vetor equivalente definido pelas (Eq.5.10) e (Eq.5.11). Representando graficamente a projeção do vetor equivalente, sobre o plano das correntes, observa-se que ele estará contido no hexágono da Fig.5.11, cujos vértices correspondem às projeções dos vetores realizáveis fisicamente. Os vetores tensão são indicados em azul e os vetores de comando dos interruptores são indicados em vermelho.

$$\vec{V}_{E\Omega} = \begin{cases} D_0(t) \cdot \vec{V}_0 + D_1(t) \cdot \vec{V}_1 + D_2(t) \cdot \vec{V}_2 + D_3(t) \cdot \vec{V}_3 + \\ + D_4(t) \cdot \vec{V}_4 + D_5(t) \cdot \vec{V}_5 + D_6(t) \cdot \vec{V}_6 + D_7(t) \cdot \vec{V}_7 \end{cases} \quad (\text{Eq.5.10})$$

Onde o índice  $D_i(t)$  representa a porcentagem do período de comutação em que o vetor  $V_i$  será aplicado. Desta forma, tem-se logicamente as limitações impostas pelas expressões da (Eq.5.11) e (Eq.5.12), que limitam a amplitude deste vetor equivalente.

$$D_0(t) + D_1(t) + D_2(t) + D_3(t) + D_4(t) + D_5(t) + D_6(t) + D_7(t) = 1 \quad (\text{Eq.5.11})$$

$$0 \leq D_0(t), D_1(t), D_2(t), D_3(t), D_4(t), D_5(t), D_6(t), D_7(t) \leq 1 \quad (\text{Eq.5.12})$$



**Fig.5.11:** Representação vetorial dos vetores tensão gerados pelo conversor(em azul), vetores de comando (em vermelho), o espaço possível para o vetor tensão equivalente gerado pelo conversor(hexágono), e da máxima circunferência inscrita ao hexágono, para o conversor A.

Então, a partir da Fig.5.11, observa-se que o raio máximo para uma circunferência inscrita no hexágono é de  $V_o \cdot \frac{\sqrt{2}}{2}$ . Esta característica é importante, pois para um sistema trifásico equilibrado, o vetor tensão de entrada descreve uma trajetória circular, quando refletido perpendicularmente ao plano das correntes. Assim, sejam as tensões da rede definidas pela (Eq.5.15).

$$\begin{cases} V_1(t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega t) \\ V_2(t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega t - 120^\circ) \\ V_3(t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega t + 120^\circ) \end{cases} \quad (\text{Eq.5.13})$$

O vetor tensão de entrada, projetado sobre o plano das correntes, aplicando transformação  $\alpha\beta 0$ , é dado por:

$$\vec{V}_{IN} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot V_P \cdot \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega t) \\ \text{sen}(\omega t - 120^\circ) \\ \text{sen}(\omega t + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (\text{Eq.5.14})$$

$$\vec{V}_{IN} = V_P \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega t) \\ \cos(\omega t) \end{bmatrix} \xrightarrow{\text{Coord. Polares}} \vec{V}_{IN} = V_P \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot e^{j(90^\circ - \omega t)} \quad (\text{Eq.5.15})$$

Então, da (Eq.5.15) observa-se que o vetor tensão da rede descreve uma trajetória circular, com velocidade definida pela freqüência da rede, com módulo igual a  $V_P \cdot \sqrt{\frac{3}{2}}$ , e com ângulo inicial de  $90^\circ$  (depende da referência adotada).

Este atraso entre o vetor tensão e o início do período da rede deve-se apenas à notação utilizada, que toma como referência cossenos ao invés de senos, mas não prejudica em nada a análise.

A partir do modelo equivalente da Fig.5.9, e analogamente ao observado para o boost pfc monofásico, a tensão aplicada sobre os indutores de entrada é dada pela diferença entre a tensão da rede (de alimentação) e a tensão gerada pelo conversor.

Considerando que a queda de tensão sobre os indutores de entrada possa ser desprezada, frente à amplitude das tensões de entrada, então o vetor tensão equivalente gerado pelo conversor deve seguir o vetor tensão de entrada. Sendo as tensões de entrada equilibradas, conforme definido pela (Eq.5.13), então as duas circunferências devem apresentar ao menos o mesmo raio, ou seja:

$$V_o \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} > V_P \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \quad \rightarrow \quad V_o > V_P \cdot \sqrt{3} \quad (\text{Eq.5.16})$$

### 5.3.2 - Implementação do Vetor Tensão Equivalente

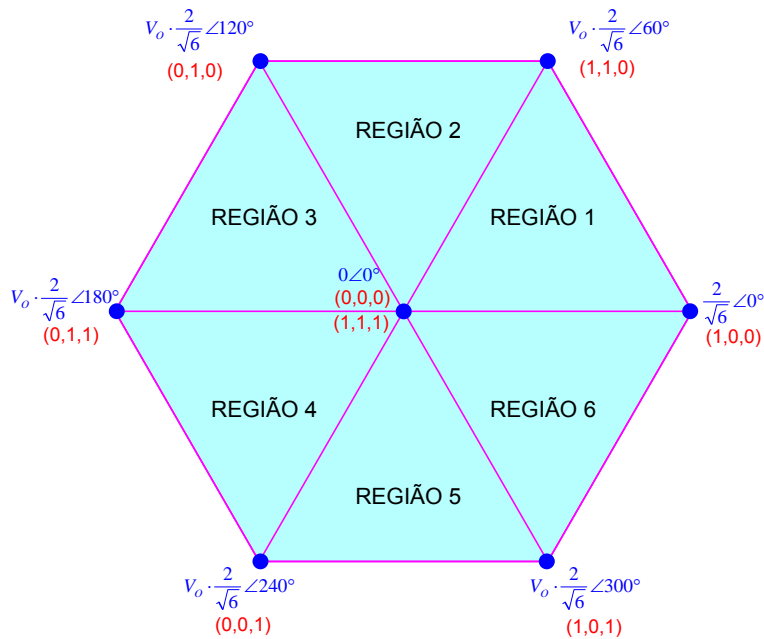
De acordo com a (Eq.5.10), o vetor tensão equivalente gerado pelo conversor, para um período de comutação, é determinado pela combinação linear ponderada dos vetores efetivamente impostos pelo conversor.

Desta forma, observando a Fig.5.11, é possível concluir que a maior amplitude para o vetor tensão equivalente é obtida implementando-se os vetores disponíveis mais próximos a ele. Entretanto, se o raio da circunferência que descreve a trajetória do vetor tensão de entrada, for menor que o raio da máxima circunferência inscrita ao hexágono



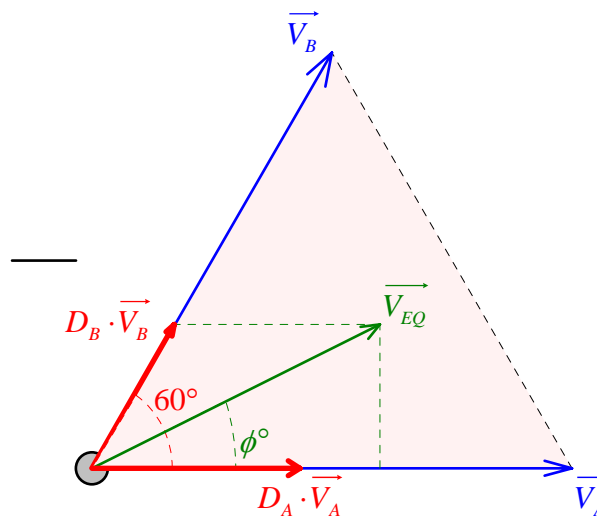
domínio do vetor tensão equivalente gerado pelo conversor, então podem ser utilizados vários dos vetores disponíveis, ou até mesmo todos.

Como o objetivo deste trabalho está focado na técnica de autocontrole vetorial das correntes de entrada, e não na otimização da seqüência de vetores implementados, opta-se pela estratégia mais simples encontrada na literatura, utilizando-se apenas os dois vetores adjacentes ao vetor equivalente que se deseja implementar, além dos dois vetores nulos. Define-se então seis regiões de operação para o conversor, definidos pelos vetores factíveis pelo conversor, como mostra a Fig.5.12.



**Fig.5.12: Vetores disponíveis e setores de operação.**

Define-se então a seqüência de vetores para o setor genérico, como ilustra a Fig.5.13, para posteriormente estender a análise aos demais setores.



**Fig.5. 13: Setor genérico, delimitado por dois vetores tensão factíveis pelo conversor.**

Tem-se, desta forma:

$$\vec{V}_A = V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 0^\circ \quad (\text{Eq.5.17})$$

$$\vec{V}_B = V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 60^\circ \quad (\text{Eq.5.18})$$

Logo:

$$\vec{V}_{EQ} = |\vec{V}_{EQ}| \angle \phi^\circ = |\vec{V}_{EQ}| \cdot [\cos(\phi^\circ) + j \cdot \text{sen}(\phi^\circ)] \quad (\text{Eq.5.19})$$

E:

$$\vec{V}_{EQ} = V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \cdot [D_A(t) + D_B(t) \cdot \cos(60^\circ)] + j \cdot D_B(t) \cdot V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \cdot \text{sen}(60^\circ) \quad (\text{Eq.5.20})$$

$$\vec{V}_{EQ} = \frac{V_o}{\sqrt{6}} \cdot [2 \cdot D_A(t) + D_B(t)] + j \cdot \frac{V_o}{\sqrt{2}} \cdot D_B(t) \quad (\text{Eq.5.21})$$

Igualando a parte real e a parte imaginária da (Eq.5.19) e da (Eq.5.20):

$$\begin{cases} \frac{V_o}{\sqrt{6}} \cdot [2 \cdot D_A(t) + D_B(t)] = |\vec{V}_{EQ}| \cdot \cos(\phi^\circ) \\ \frac{V_o}{\sqrt{2}} \cdot D_B(t) = |\vec{V}_{EQ}| \cdot \text{sen}(\phi^\circ) \end{cases} \quad (\text{Eq.5.22})$$

Logo:

$$\begin{cases} D_A(t) = \frac{\sqrt{6} \cdot |\vec{V}_{EQ}| \cdot \cos(\phi^\circ) - \sqrt{2} \cdot |\vec{V}_{EQ}| \cdot \text{sen}(\phi^\circ)}{2 \cdot V_o} \\ D_B(t) = \frac{\sqrt{2} \cdot |\vec{V}_{EQ}| \cdot \text{sen}(\phi^\circ)}{V_o} \end{cases} \quad (\text{Eq.5.23})$$

Naturalmente, deve-se respeitar a limitação física imposta pela (Eq.5.11), ou seja:

$$D_A(t) + D_B(t) \leq 1 \quad (\text{Eq.5.24})$$

Isto porque  $D_A(t)$  e  $D_B(t)$  representam a porcentagem do período de comutação em que o respectivo vetor é implementado. Além disso, quando  $D_A(t) + D_B(t) < 1$ , o restante do período de comutação é “preenchido” pelos dois vetores nulos disponíveis, de forma que a porcentagem do período de comutação em que são implementados vetores nulos, é definida pela (Eq.5.25).

$$D_0(t) = 1 - D_A(t) - D_B(t) \tag{Eq.5.25}$$

Então, se  $\vec{V}_{EQ} = |\vec{V}_{EQ}| \angle \phi^\circ$ , pode-se generalizar a análise para todas as regiões, de forma que a i-ésima região é definida pelas (Eq.5.26) e (Eq.5.27).

$$(i-1) \cdot 60^\circ \leq \phi^\circ \leq i \cdot 60^\circ \tag{Eq.5.26}$$

$$i = 1, 2, 3, 4, 5, 6 \tag{Eq.5.27}$$

Assim, genericamente:

$$\begin{cases} D_A(t) = D_i(t) \\ D_B(t) = D_{i+1}(t) \end{cases} \tag{Eq.5.28}$$

Desta forma, a partir da (Eq.5.23), para a região **i**, são utilizados, além dos vetores nulos, os vetores **i** e **i+1** (na região 6 são utilizados os vetores 6 e 1, fechando o ciclo), cuja porcentagem do período de comutação em que são implementados é definida pela (Eq.5.29).

$$\begin{cases} D_0(t) = \frac{2 \cdot V_o - \sqrt{6} \cdot |\vec{V}_{EQ}| \cdot \cos(\phi^\circ - [(i-1) \cdot 60^\circ]) - \sqrt{2} \cdot |\vec{V}_{EQ}| \cdot \text{sen}(\phi^\circ - [(i-1) \cdot 60^\circ])}{2 \cdot V_o} \\ D_i(t) = \frac{\sqrt{6} \cdot |\vec{V}_{EQ}| \cdot \cos(\phi^\circ - [(i-1) \cdot 60^\circ]) - \sqrt{2} \cdot |\vec{V}_{EQ}| \cdot \text{sen}(\phi^\circ - [(i-1) \cdot 60^\circ])}{2 \cdot V_o} \\ D_{i+1}(t) = \frac{\sqrt{2} \cdot |\vec{V}_{EQ}| \cdot \text{sen}(\phi^\circ - [(i-1) \cdot 60^\circ])}{V_o} \end{cases} \tag{Eq.5.29}$$

A tab.5.2 mostra a seqüência de vetores implementados para cada uma das seis regiões ilustradas na Fig.5.12, e a tab.5.3 mostra o tempo de duração para cada vetor implementado, onde  $T_s$  corresponde ao período de comutação.

**Tab.5.2: Seqüência de vetores para os seis setores.**

Região	Condição	Seqüência de Vetores
1	$0^\circ \leq \phi \leq 60^\circ$	$\vec{V}_0 - \vec{V}_1 - \vec{V}_2 - \vec{V}_7 - \vec{V}_2 - \vec{V}_1 - \vec{V}_0$
2	$60^\circ \leq \phi \leq 120^\circ$	$\vec{V}_0 - \vec{V}_2 - \vec{V}_3 - \vec{V}_7 - \vec{V}_3 - \vec{V}_2 - \vec{V}_0$
3	$120^\circ \leq \phi \leq 180^\circ$	$\vec{V}_0 - \vec{V}_3 - \vec{V}_4 - \vec{V}_7 - \vec{V}_4 - \vec{V}_3 - \vec{V}_0$
4	$180^\circ \leq \phi \leq 240^\circ$	$\vec{V}_0 - \vec{V}_4 - \vec{V}_5 - \vec{V}_7 - \vec{V}_5 - \vec{V}_4 - \vec{V}_0$
5	$240^\circ \leq \phi \leq 300^\circ$	$\vec{V}_0 - \vec{V}_5 - \vec{V}_6 - \vec{V}_7 - \vec{V}_6 - \vec{V}_5 - \vec{V}_0$
6	$300^\circ \leq \phi \leq 360^\circ$	$\vec{V}_0 - \vec{V}_6 - \vec{V}_1 - \vec{V}_7 - \vec{V}_1 - \vec{V}_6 - \vec{V}_0$

**Tab.5.3: Tempo de duração dos vetores para a região i.**

$\vec{V}_0$	$\vec{V}_i$	$\vec{V}_{i+1}$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_{i+1}$	$\vec{V}_i$	$\vec{V}_0$
$\frac{D_0(t)}{4} \cdot T_S$	$\frac{D_i(t)}{2} \cdot T_S$	$\frac{D_{i+1}(t)}{2} \cdot T_S$	$\frac{D_0(t)}{2} \cdot T_S$	$\frac{D_{i+1}(t)}{2} \cdot T_S$	$\frac{D_i(t)}{2} \cdot T_S$	$\frac{D_0(t)}{4} \cdot T_S$

**5.3.3 - Aplicação do Autocontrole**

Para aplicar o autocontrole, deve-se lembrar que a corrente sobre o indutor é definida pela integral da tensão aplicada sobre ele, de forma que o vetor corrente para o conversor é dado pela (Eq.5.19).

$$\vec{I} = \frac{1}{L} \cdot \int [\vec{V}_{IN} - \vec{V}_{EQ}] \tag{Eq.5.30}$$

Onde  $\vec{V}_{IN}$  e  $\vec{V}_{EQ}$  representam as projeções, respectivamente, do vetor tensão da rede de alimentação e do vetor tensão equivalente gerado pelo conversor. Então, de maneira análoga ao autocontrole aplicado ao boost pfc monofásico, define-se o vetor tensão equivalente, gerado pelo conversor, como sendo igual ao vetor corrente amostrado, exceto por uma constante **k**. Obtém-se desta forma:

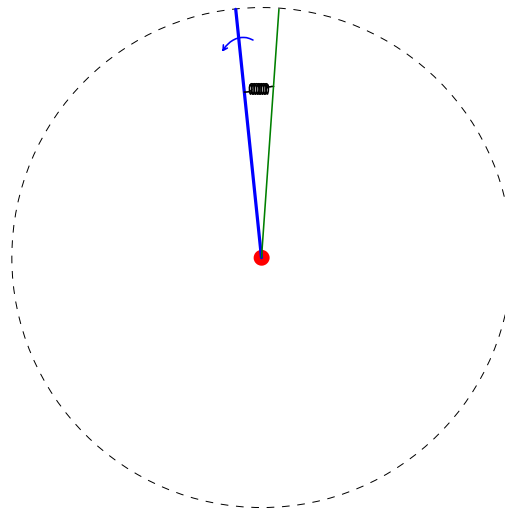
$$\vec{V}_{EQ} = k \cdot \vec{I} \Rightarrow \vec{I} = \frac{1}{L} \cdot \int [\vec{V}_{IN} - k \cdot \vec{I}] \Rightarrow L \cdot \frac{d}{dt} \vec{I} = \vec{V}_{IN} - k \cdot \vec{I} \tag{Eq.5.31}$$

Assim, a derivada do vetor corrente é definida pela diferença entre o vetor tensão da rede e o produto da constante **k** pelo vetor corrente, de maneira análoga ao autocontrole aplicado ao boost pfc monofásico.

Observa-se que, se o vetor corrente “ultrapassar” o vetor tensão, a derivada de corrente é negativa, ou seja, imposta no sentido oposto, e vice-versa.

Pode-se fazer uma analogia com um sistema físico, composto por duas barras girantes, cada uma com uma das extremidades fixadas sobre um mesmo eixo, sendo que uma delas é ligada ao eixo de um motor, girando com velocidade constante. Liga-se então as duas barras entre si através de uma mola perfeitamente linear, como mostra a Fig.5.14.

Assim, quanto maior a distensão da mola, maior será a força exercida por ela. Em regime permanente, a mola apresenta a distensão exata para garantir a força necessária ao movimento da segunda barra, com velocidade constante. Nota-se ainda que, quanto maior a inércia (carga) da segunda barra, maior será a distensão da mola em regime permanente, ou seja, maior a abertura angular entre as duas barras. A Fig.5.14 ilustra o sistema físico análogo. Observa-se um sistema bastante estável e robusto



**Fig.5.14: Sistema físico análogo ao autocontrole com modulação vetorial.**

Retornando da analogia ao sistema elétrico, o autocontrole corresponde à mola que liga as duas barras. Onde a barra girante corresponde ao vetor tensão da rede, e a barra puxada por ela corresponde ao vetor corrente. A abertura entre o vetor tensão e o vetor corrente, corresponde ao defasamento entre a tensão e a corrente, e é definida pela indutância de entrada. Ou seja, o ângulo da carga equivalente, formada pela indutância de entrada e pela resistência equivalente representada pelo conversor.

Sob outra ótica, esta abertura corresponde à diferença entre o vetor tensão de entrada e o vetor tensão gerado pelo conversor, gerando o vetor tensão sobre os indutores de entrada, necessário para impor o vetor das correntes de entrada, que definem a transferência de potência para a carga, em regime permanente.

Foram efetuadas simulações, utilizando o software PSpice, empregando o autocontrole, associado à modulação vetorial, para o conversor **A**, mostrado na Fig.5.8, para uma tensão de entrada de 220V(eficaz-fase) 60Hz e uma potência total de 15kW, tensão de saída igual a 600V, com indutores de entrada de 500uH.

A Fig.5.15 mostra a implementação do autocontrole associado à modulação vetorial, para o conversor **A**. O projeto do controlador de tensão não é mostrado, já que é idêntico ao apresentado no capítulo 4. O sinal de controle  $\mathbf{k(t)}$ , proveniente da malha de tensão, é multiplicado pelo vetor corrente de entrada, o que determina diretamente o vetor tensão equivalente que deve ser gerado pelo conversor. Desta forma, a partir da seqüência de vetores pré-determinada, são definidas as ordens de comando para os interruptores do conversor.

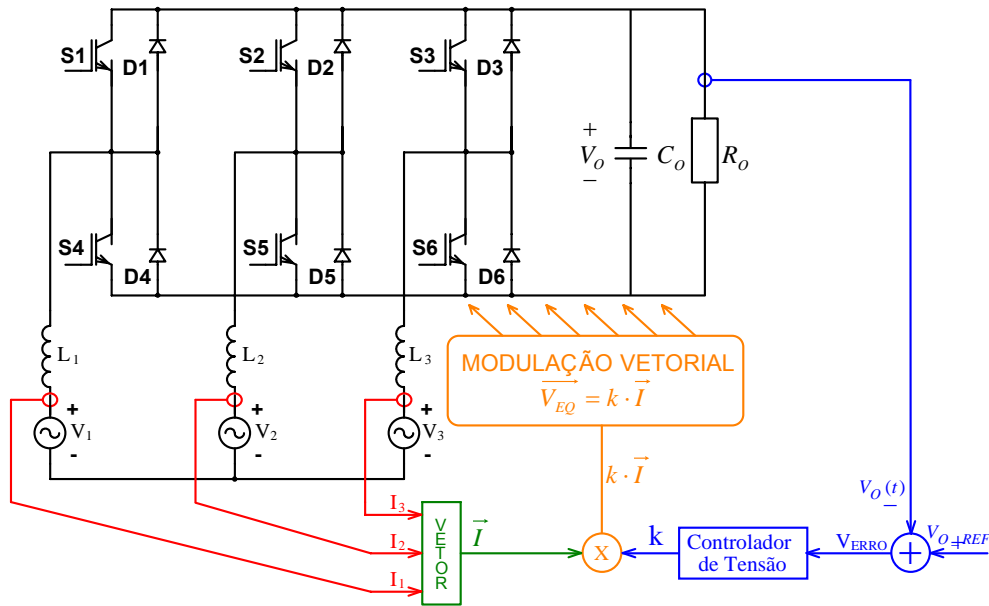


Fig.5.15: Implementação do autocontrole associado à modulação vetorial, para o conversor A.

A Fig.5.16 mostra a trajetória do vetor corrente (multiplicado pela constante de autocontrole  $k$ , que corresponde à trajetória do vetor tensão gerado pelo conversor) e a trajetória do vetor tensão de entrada, aplicando transformação de Clark e representando em coordenadas polares.

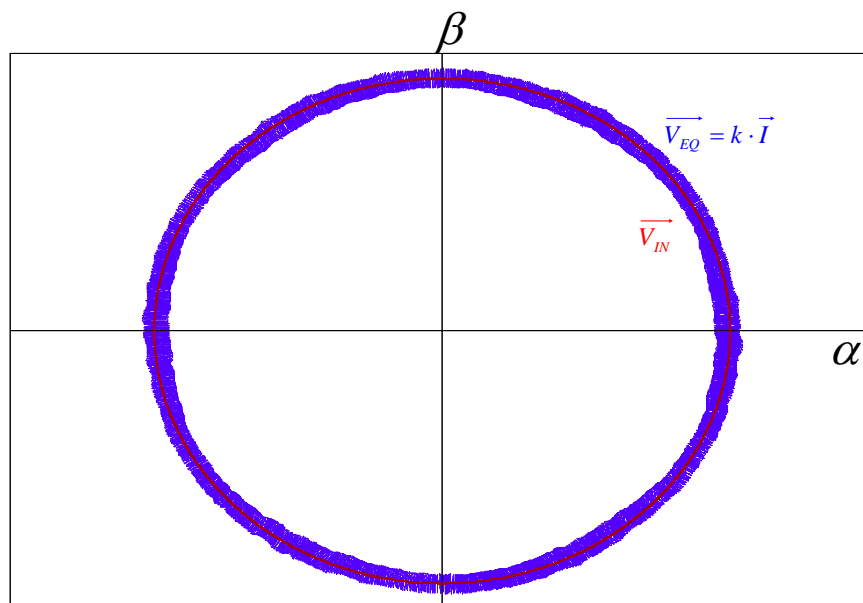
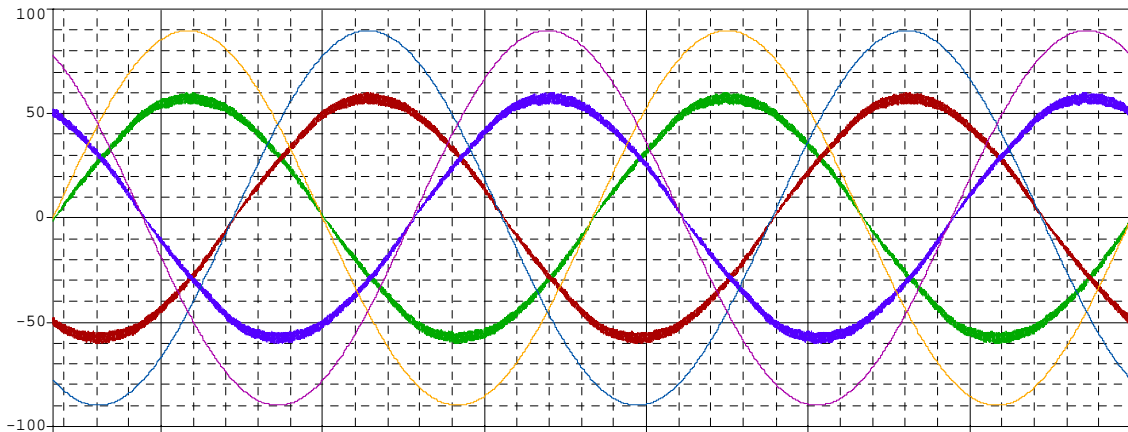


Fig.5.16: Trajetória do vetor tensão de entrada (em vermelho) e do vetor corrente vezes  $k$  (em azul).

A Fig.5.17 mostra as tensões e as correntes de entrada para as três fases, em regime permanente.



**Fig.5.17: Tensões e correntes de entrada, para o conversor A, aplicando autocontrole associado à modulação vetorial.**

Observa-se que as correntes seguem o formato das tensões, sem distorção na passagem por zero, e com defasamento imperceptível entre elas.

Para calcular o defasamento entre tensão e corrente, inicialmente determina-se a resistência equivalente por fase, que pode ser calculada por:

$$R_{EQ} = \frac{3 \cdot V_{ef}^2}{P_{O_{3\phi}}} = \frac{3 \cdot 220^2}{15 \cdot 10^3} = 9,68\Omega \quad (\text{Eq.5.32})$$

A reatância equivalente é dada por:

$$X_{EQ} = \omega \cdot L = 2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 500 \cdot 10^{-6} = j0,188\Omega \quad (\text{Eq.5.33})$$

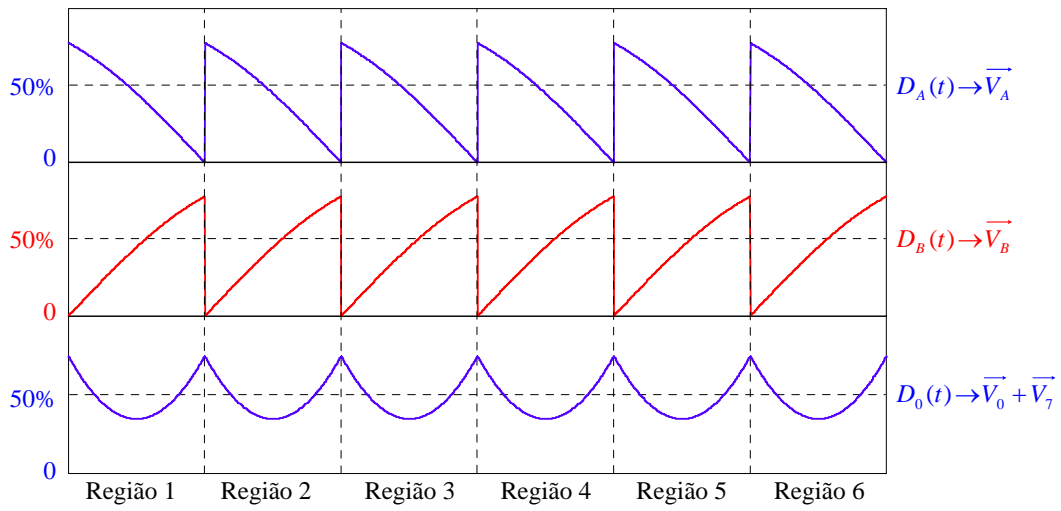
A impedância equivalente é:

$$Z_{EQ} = R_{EQ} + X_{EQ} = 9,68 + j0,188 = 9,68\angle 1,11^\circ \quad (\text{Eq.5.34})$$

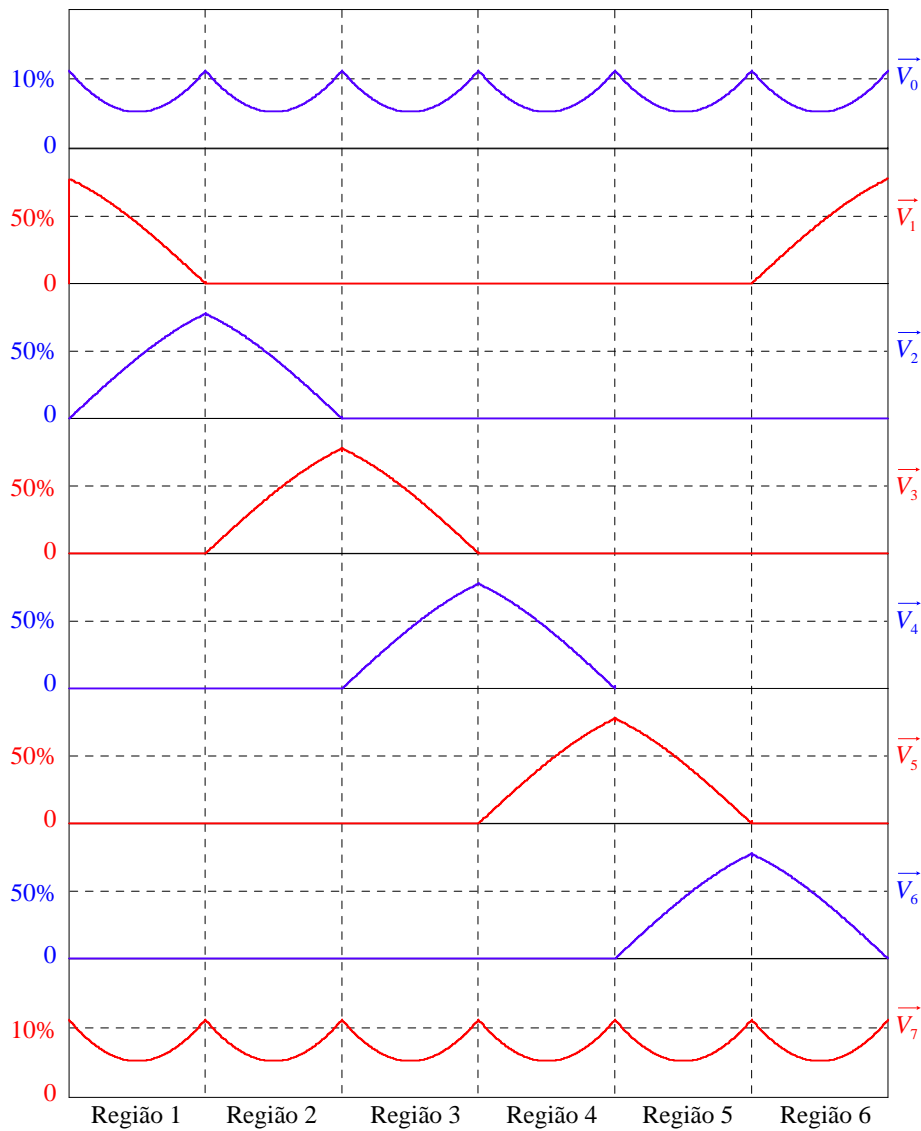
Observa-se então, que em regime permanente, o vetor corrente estará atrasado aproximadamente  $1,11^\circ$  em relação ao vetor tensão, ou seja, em cada fase, a corrente estará atrasada  $1,11^\circ$  em relação à tensão.

Ainda, para ilustrar a estratégia de modulação adotada, a Fig.5.18 mostra, para as 6 regiões definidas na Fig.5.12, as curvas com as porcentagens do período de comutação em que são aplicados os vetores genéricos  $\vec{V}_i$  e  $\vec{V}_{i+1}$ , bem como os vetores nulos  $\vec{V}_0$  e  $\vec{V}_7$ , definidos respectivamente por,  $D_A(t)$ ,  $D_B(t)$  e  $D_0(t)$ , onde  $\vec{V}_0$  e  $\vec{V}_7$  são aplicados simetricamente ( $D_0(t)/2$ ). Nota-se logicamente a simetria para cada região de  $60^\circ$ .

Adicionalmente, a soma das três variáveis é sempre unitária. A Fig.5.19 mostra a porcentagem do período de comutação em que cada um dos 7 vetores disponíveis é aplicado, para cada região de operação (definida na Fig.5.12).



**Fig.5.18: Tempo percentual de aplicação dos vetores genéricos.**

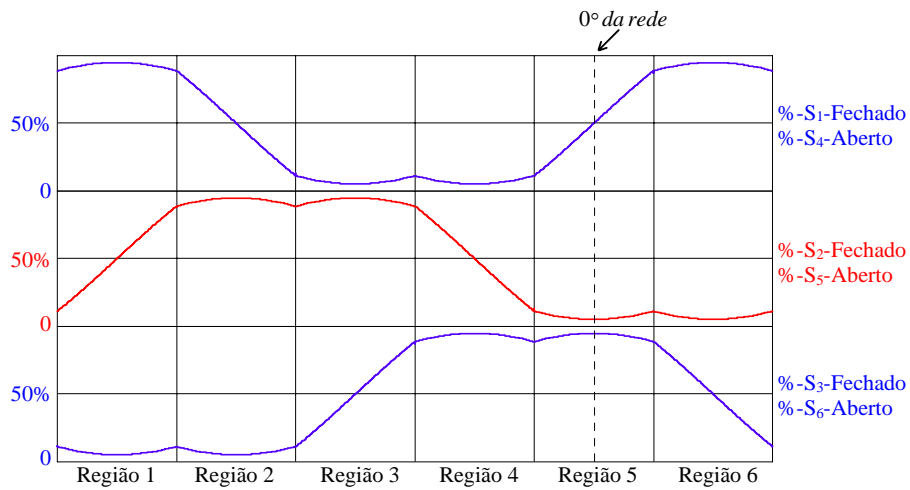


**Fig.5.19: Tempo percentual de aplicação para cada vetor disponível, nas 6 regiões.**



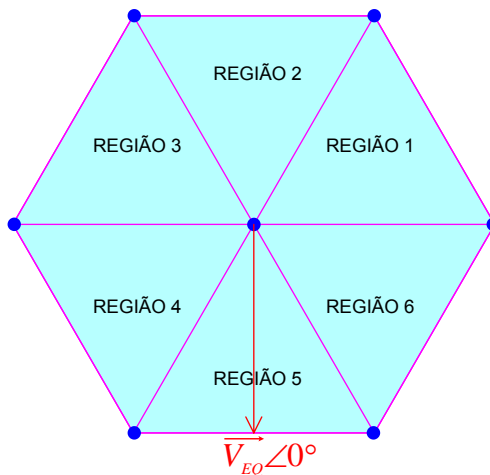
Ainda, da Fig.5.19, observa-se que, quanto maior a relação entre a tensão de saída  $V_0$  e a tensão de pico da rede  $V_P$ , maior será o tempo de aplicação dos vetores nulos, e menor o tempo de aplicação dos demais vetores. Assim, o limite de operação do conversor ocorre quando as curvas de aplicação de  $\vec{V}_0$  e  $\vec{V}_7$ , “tocam” o zero, que ocorre idealmente quando a tensão de saída é igual à tensão de pico de linha da rede de alimentação, correspondendo ao raio máximo da esfera inscrita no hexágono (Fig.5.11).

A Fig.20 mostra a porcentagem de um período de comutação, em que o interruptor superior de cada braço é mantido fechado, e o inferior aberto. Logicamente, a curva complementar a 1 mostraria a situação inversa, onde o interruptor inferior é fechado e o superior aberto.



**Fig.5.20:** Porcentagem do período de comutação em que o interruptor superior está fechado e o inferior aberto, para os três braços, nas 6 regiões.

Observa-se ainda que, pela notação utilizada, o início da região 1 não corresponde ao início do período da rede. Há um defasamento de  $90^\circ$  entre elas. Na realidade, no início do período da rede, o vetor tensão da rede apresenta ângulo de  $-90^\circ$ , como mostra a Fig.5.21.



**Fig.5.21:** Vetor tensão da rede, no início do período da rede.

## 5.4 - AUTOCONTROLE E MODULAÇÃO VETORIAL PARA O CONVERSOR B

### 5.4.1 - Análise do Conversor e Vetores Disponíveis

O conversor CA-CC trifásico unidirecional, apresentado e definido como conversor **B** na Fig.3.5 é mostrado novamente na Fig.5.15. A partir dos estados topológicos e de seus circuitos equivalentes, apresentados respectivamente na Fig.3.6 e na Fig.3.7, observa-se que, do ponto de vista das correntes de entrada, este conversor também pode ser representado pelo circuito equivalente da Fig.5.9, como conversor **A**.

Entretanto, para o conversor **B**, os valores das tensões nas fontes controladas são definidos pelo conversor, não somente através da posição dos interruptores, mas também em função do sentido das correntes. Esta é uma característica das topologias unidirecionais.

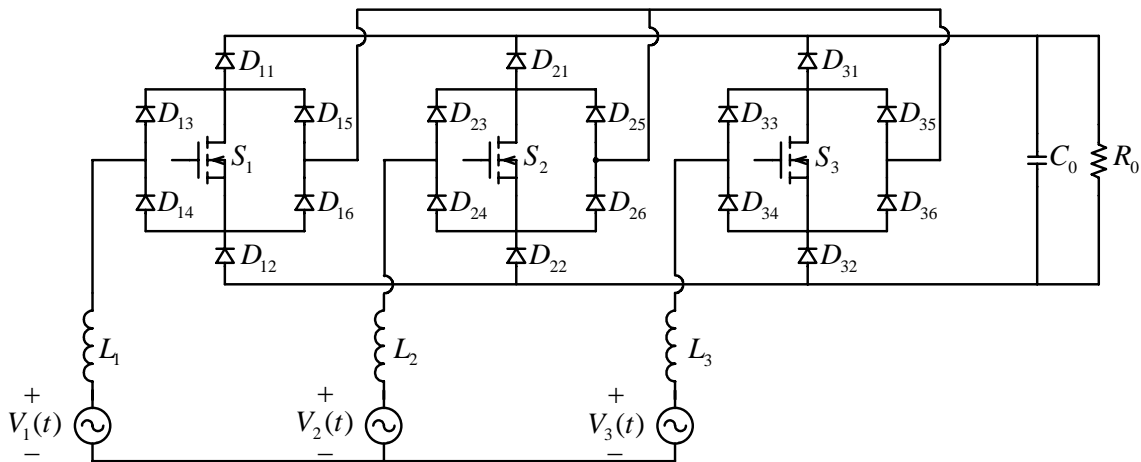


Fig.5.22: Conversor B, CA-CC PWM trifásico, sem neutro, 2 níveis e unidirecional.

São obtidos diferentes conjuntos de vetores disponíveis para cada setor. A tab.5.3 mostra os setores definidos pelo sentido das correntes. As fig.5.23 e Fig.5.24 ilustram estes setores, supondo correntes perfeitamente senoidais e equilibradas.

Tab.5.3: Definição dos setores possíveis, de acordo com o sentido das correntes.

$I_1(t)$	$I_2(t)$	$I_3(t)$	Setor
+	+	+	Infactível
+	-	+	Setor 1
+	-	-	Setor 2
+	+	-	Setor 3
-	+	-	Setor 4
-	+	+	Setor 5
-	-	+	Setor 6
-	-	-	Infactível

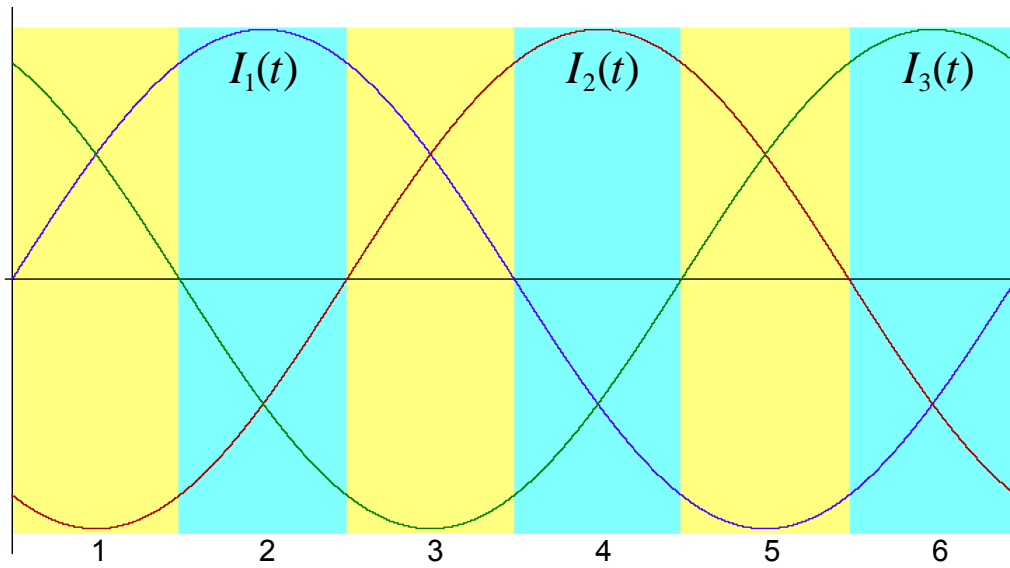


Fig.5.23: Setores de operação, no tempo, para o conversor B, definidos em função do o sentido das correntes, para correntes senoidais equilibradas.

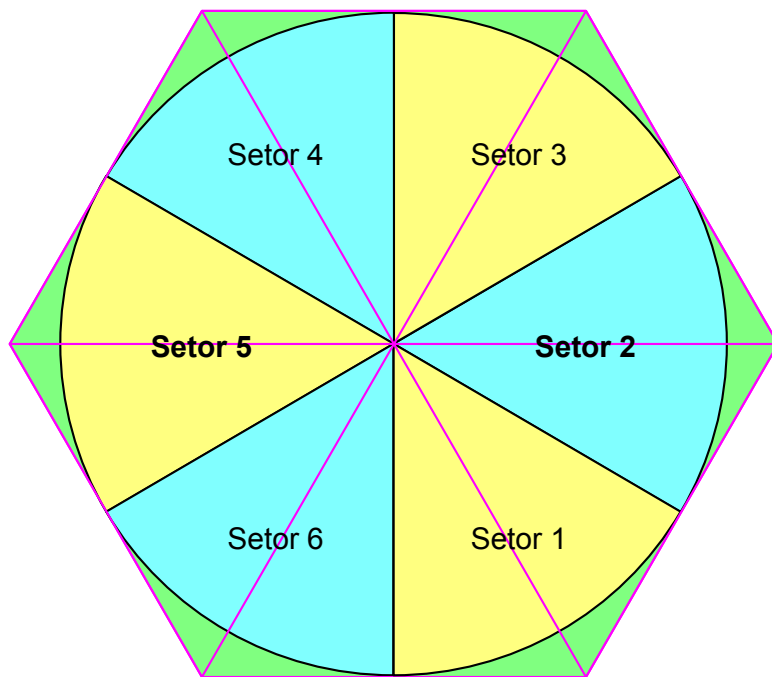


Fig.5.24: Representação, no plano das correntes, dos setores mostrados na Tab.5.3 e na Fig.5.23.

$$\mathbf{a)- Setor 1: } I_1 > 0 \quad I_2 < 0 \quad I_3 > 0 \rightarrow I_p \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \angle 270^\circ \leq \vec{I} \leq I_p \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \angle 330^\circ$$

A partir dos estados topológicos observados para o conversor operando dentro deste setor, podem ser obtidos os Vetores realizáveis para as tensões controladas geradas pelo conversor, mostrados na tab.5.4.

**Tab.5.4: Vetores gerados pelo conversor B, para o setor 1.**

Vetor	Posição dos Interruptores	Tensões geradas em cada braço do conversor	Representação vetorial, aplicando a transf. de Clark e repres em coord. polares	Componente de seqüência zero
$\vec{V}_{1_0}$	(0,0,0)	$V_o \cdot (0,0,0)$	$0 \angle 0^\circ$	0
$\vec{V}_{1_1}$	(0,0,1)	$V_o \cdot (0,0,1)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 240^\circ$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$
$\vec{V}_{1_2_A}$	(1,0,1)	$V_o \cdot (0,-1,0)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 300^\circ$	$-V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$
$\vec{V}_{1_3}$	(1,0,0)	$V_o \cdot (1,0,0)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 360^\circ$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$
$\vec{V}_{1_2_B}$	(0,1,1)	$V_o \cdot (0,-1,0)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 300^\circ$	$-V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$
$\vec{V}_{1_2_C}$	(0,1,0)	$V_o \cdot (0,-1,0)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 300^\circ$	$-V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$
$\vec{V}_{1_2_D}$	(1,1,0)	$V_o \cdot (0,-1,0)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 300^\circ$	$-V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$
$\vec{V}_{1_2_E}$	(1,1,1)	$V_o \cdot (0,-1,0)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 300^\circ$	$-V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$

Obs.: Interruptores em 0 estão conduzindo e em 1 estão bloqueados.

Na Fig.5.24, a região em azul claro indica a região onde se encontra o vetor corrente, os pontos em azul escuro indicam os vetores tensão realizáveis para este setor, e em vermelho são representados os vetores de comando para os interruptores.

O vetor tensão equivalente gerado pelo conversor é limitado pelo losango em vermelho, de forma que por inspeção é possível observar que o defasamento máximo entre tensão e corrente de entrada é  $\pm 30^\circ$ . No conversor **A**, analisado anteriormente, não há restrição quanto ao defasamento tensão/corrente, o que caracteriza sua bidirecionalidade.

Assim como para o conversor **A**, observa-se que o raio máximo para uma circunferência inscrita no hexágono é de  $V_o \cdot \frac{\sqrt{2}}{2}$ . Então, como o vetor tensão da rede descreve uma trajetória circular, com módulo igual a  $V_p \cdot \sqrt{3/2}$ , tem-se

$$V_o \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} > V_p \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \rightarrow V_o > V_p \cdot \sqrt{3} \quad (\text{Eq.5.35})$$

Pode-se observar ainda que há apenas um vetor nulo disponível, enquanto o conversor **A** apresentava 2, além do fato de que o vetor  $\vec{V}_{1,2}$  é gerado por cinco diferentes vetores de comando para os interruptores. Esta característica se deve aos estados topológicos redundantes, já mostrados na Fig.3.6.

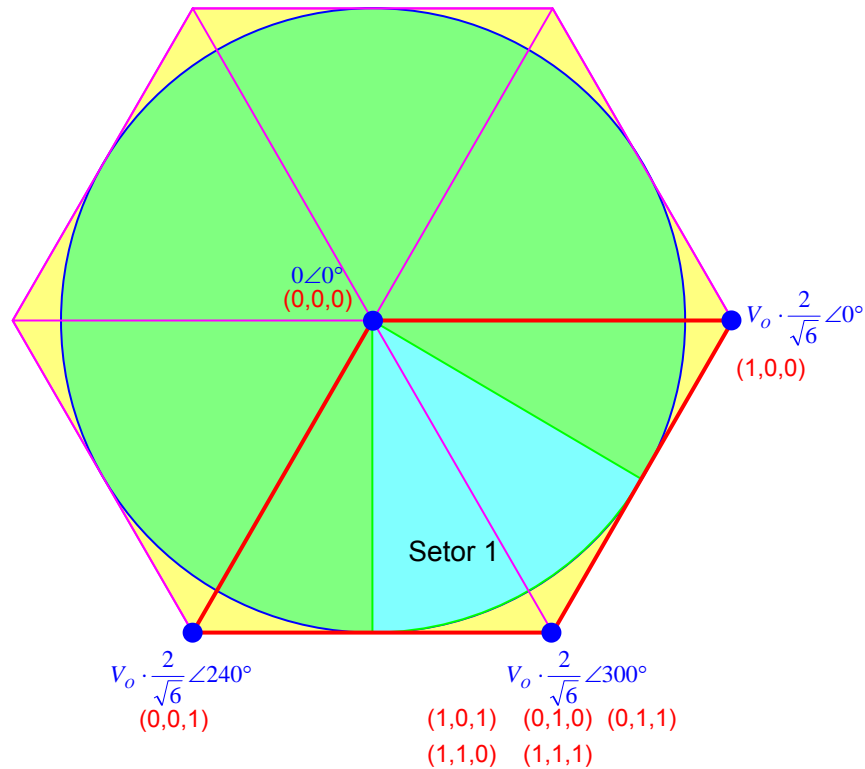


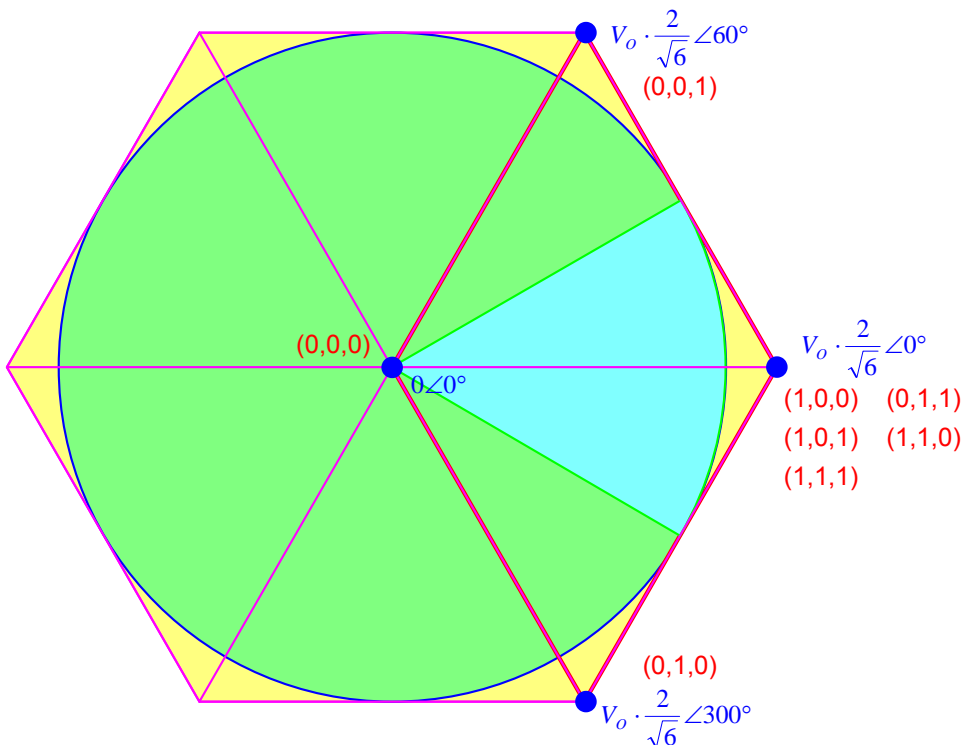
Fig.5.25: Representação dos vetores disponíveis para o conversor B, para o setor 1.

**b-) Setor 2:**  $I_1 > 0 \quad I_2 < 0 \quad I_3 < 0 \rightarrow I_p \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \angle 330^\circ \leq \vec{I} \leq I_p \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \angle 30^\circ$

**Tab.5.5: Vetores gerados pelo conversor B, para o setor 2.**

Vetor	Posição dos Interruptores	Tensões geradas em cada braço do conversor	Representação vetorial, aplicando a transf. de Clark e repres em coord. polares	Componente de seqüência zero
$\vec{V}_{2\_0}$	(0,0,0)	$V_o \cdot (0,0,0)$	$0 \angle 0^\circ$	0
$\vec{V}_{2\_1}$	(0,1,0)	$V_o \cdot (0,-1,0)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 300^\circ$	$-V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$
$\vec{V}_{2\_2\_A}$	(0,1,1)	$V_o \cdot (1,0,0)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 0^\circ$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$
$\vec{V}_{2\_3}$	(0,0,1)	$V_o \cdot (0,0,-1)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 60^\circ$	$-V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$
$\vec{V}_{2\_2\_B}$	(1,0,0)	$V_o \cdot (1,0,0)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 0^\circ$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$
$\vec{V}_{2\_2\_C}$	(1,0,1)	$V_o \cdot (1,0,0)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 0^\circ$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$
$\vec{V}_{2\_2\_D}$	(1,1,0)	$V_o \cdot (1,0,0)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 0^\circ$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$
$\vec{V}_{2\_2\_E}$	(1,1,1)	$V_o \cdot (1,0,0)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 0^\circ$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$

Obs.: Interruptores em 0 estão conduzindo e em 1 estão bloqueados.



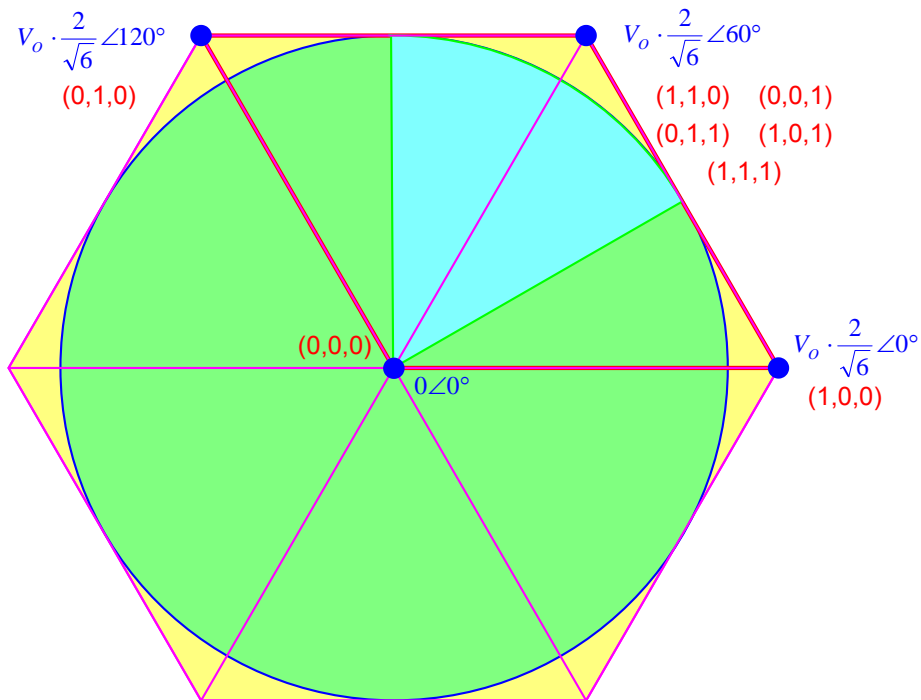
**Fig.5.26: Representação dos vetores disponíveis para o conversor B, para o setor 2.**

c-) **Sector 3:**  $I_1 > 0 \quad I_2 > 0 \quad I_3 < 0 \rightarrow I_p \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \angle 30^\circ \leq \overrightarrow{I_{\alpha\beta\_Polar}} \leq I_p \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \angle 90^\circ$

**Tab.5.6: Vetores gerados pelo conversor B, para o setor 3.**

Vetor	Posição dos Interruptores	Tensões geradas em cada braço do conversor	Representação vetorial, aplicando a transf. de Clark e repres em coord. Polares	Componente de seqüência zero
$\overrightarrow{V_{3\_0}}$	(0,0,0)	$V_o \cdot (0,0,0)$	$0 \angle 0^\circ$	0
$\overrightarrow{V_{3\_1}}$	(1,0,0)	$V_o \cdot (1,0,0)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 0^\circ$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$
$\overrightarrow{V_{3\_2\_A}}$	(1,1,0)	$V_o \cdot (0,0,-1)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 60^\circ$	$-V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$
$\overrightarrow{V_{3\_3}}$	(0,1,0)	$V_o \cdot (0,1,0)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 120^\circ$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$
$\overrightarrow{V_{3\_2\_B}}$	(0,0,1)	$V_o \cdot (0,0,-1)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 60^\circ$	$-V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$
$\overrightarrow{V_{3\_2\_C}}$	(0,1,1)	$V_o \cdot (0,0,-1)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 60^\circ$	$-V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$
$\overrightarrow{V_{3\_2\_D}}$	(1,0,1)	$V_o \cdot (0,0,-1)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 60^\circ$	$-V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$
$\overrightarrow{V_{3\_2\_E}}$	(1,1,1)	$V_o \cdot (0,0,-1)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 60^\circ$	$-V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$

Obs.: Interruptores em 0 estão conduzindo e em 1 estão bloqueados.



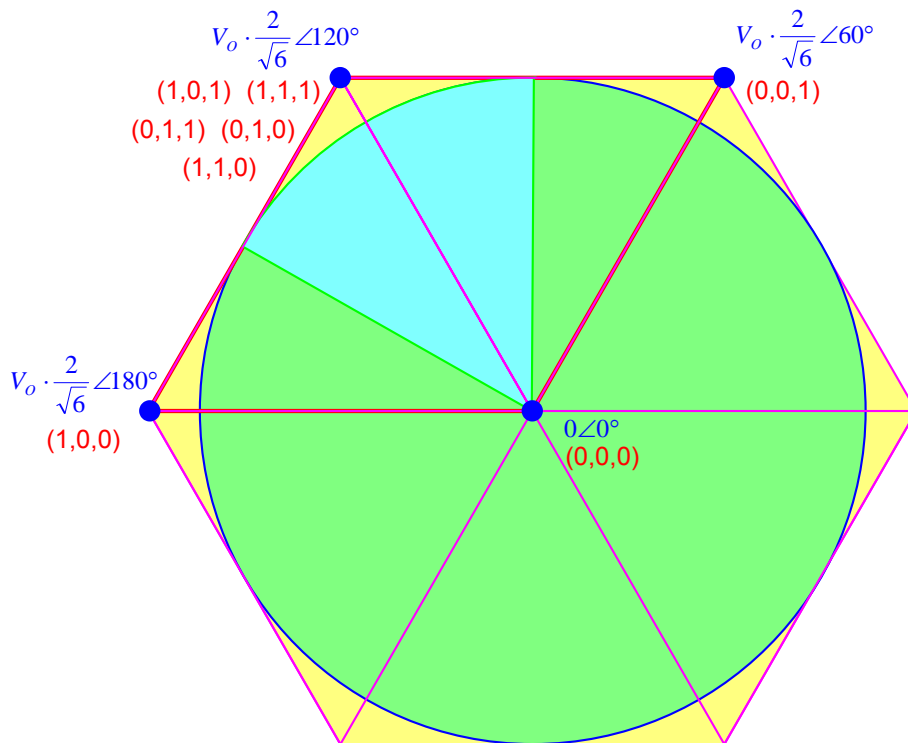
**Fig.5.27: Representação dos vetores disponíveis para o conversor B, para o setor 3.**

d-) Setor 4:  $I_1 < 0 \quad I_2 > 0 \quad I_3 < 0 \rightarrow I_P \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \angle 90^\circ \leq \overrightarrow{I_{\alpha\beta\_Polar}} \leq I_P \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \angle 150^\circ$

**Tab.5.7: Vetores gerados pelo conversor B, para o setor 4.**

Vetor	Posição dos Interruptores	Tensões geradas em cada braço do conversor	Representação vetorial, aplicando a transf. de Clark e repres em coord. Polares	Componente de seqüência zero
$\overrightarrow{V_{4\_0}}$	(0,0,0)	$V_o \cdot (0,0,0)$	$0 \angle 0^\circ$	0
$\overrightarrow{V_{4\_1}}$	(0,0,1)	$V_o \cdot (0,0,-1)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 60^\circ$	$-V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$
$\overrightarrow{V_{4\_2\_A}}$	(1,0,1)	$V_o \cdot (0,1,0)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 120^\circ$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$
$\overrightarrow{V_{4\_3}}$	(1,0,0)	$V_o \cdot (-1,0,0)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 180^\circ$	$-V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$
$\overrightarrow{V_{4\_2\_B}}$	(0,1,0)	$V_o \cdot (0,1,0)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 120^\circ$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$
$\overrightarrow{V_{4\_2\_C}}$	(0,1,1)	$V_o \cdot (0,1,0)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 120^\circ$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$
$\overrightarrow{V_{4\_2\_D}}$	(1,1,0)	$V_o \cdot (0,1,0)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 120^\circ$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$
$\overrightarrow{V_{4\_2\_E}}$	(1,1,1)	$V_o \cdot (0,1,0)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 120^\circ$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$

Obs.: Interruptores em 0 estão conduzindo e em 1 estão bloqueados.



**Fig.5.28: Representação dos vetores disponíveis para o conversor B, para o setor 4.**

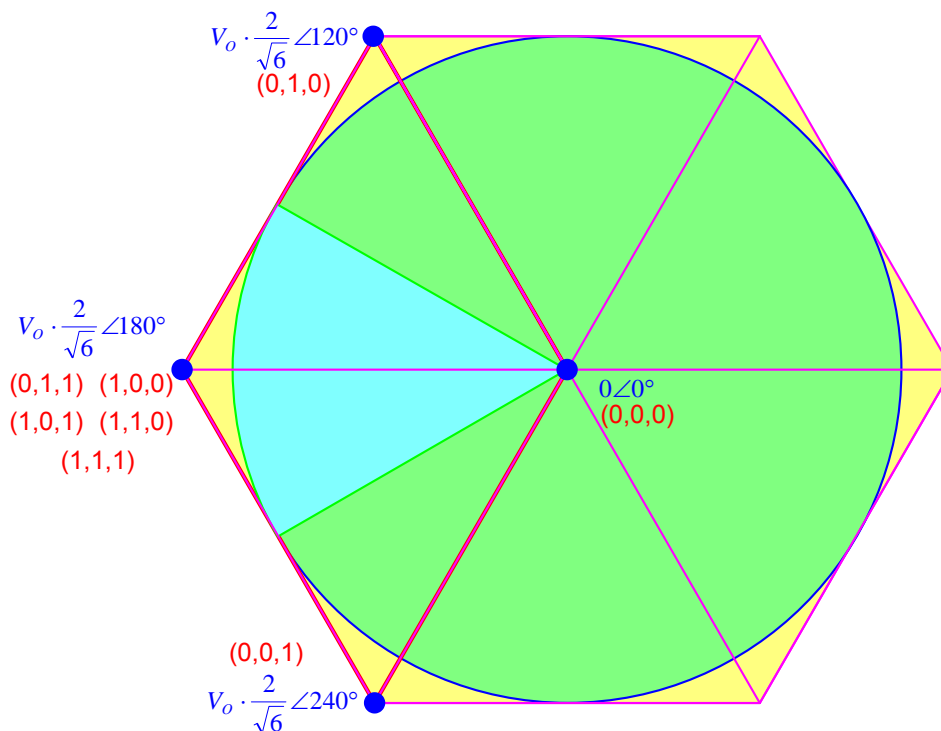


e-) **Sector 5:**  $I_1 < 0 \quad I_2 > 0 \quad I_3 > 0 \rightarrow I_P \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \angle 150^\circ \leq \overrightarrow{I_{\alpha\beta\_Polar}} \leq I_P \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \angle 210^\circ$

**Tab.5.8: Vetores gerados pelo conversor B, para o setor 5.**

Vetor	Posição dos Interruptores	Tensões geradas em cada braço do conversor	Representação vetorial, aplicando a transf. de Clark e repres em coord. Polares	Componente de seqüência zero
$\overrightarrow{V_{5\_0}}$	(0,0,0)	$V_o \cdot (0,0,0)$	$0 \angle 0^\circ$	0
$\overrightarrow{V_{5\_1}}$	(0,1,0)	$V_o \cdot (0,1,0)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 120^\circ$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$
$\overrightarrow{V_{5\_2\_A}}$	(0,1,1)	$V_o \cdot (-1,0,0)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 180^\circ$	$-V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$
$\overrightarrow{V_{5\_3}}$	(0,0,1)	$V_o \cdot (0,0,1)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 240^\circ$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$
$\overrightarrow{V_{5\_2\_B}}$	(1,0,0)	$V_o \cdot (-1,0,0)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 180^\circ$	$-V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$
$\overrightarrow{V_{5\_2\_C}}$	(1,0,1)	$V_o \cdot (-1,0,0)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 180^\circ$	$-V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$
$\overrightarrow{V_{5\_2\_D}}$	(1,1,0)	$V_o \cdot (-1,0,0)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 180^\circ$	$-V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$
$\overrightarrow{V_{5\_2\_E}}$	(1,1,1)	$V_o \cdot (-1,0,0)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 180^\circ$	$-V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$

Obs.: Interruptores em 0 estão conduzindo e em 1 estão bloqueados.



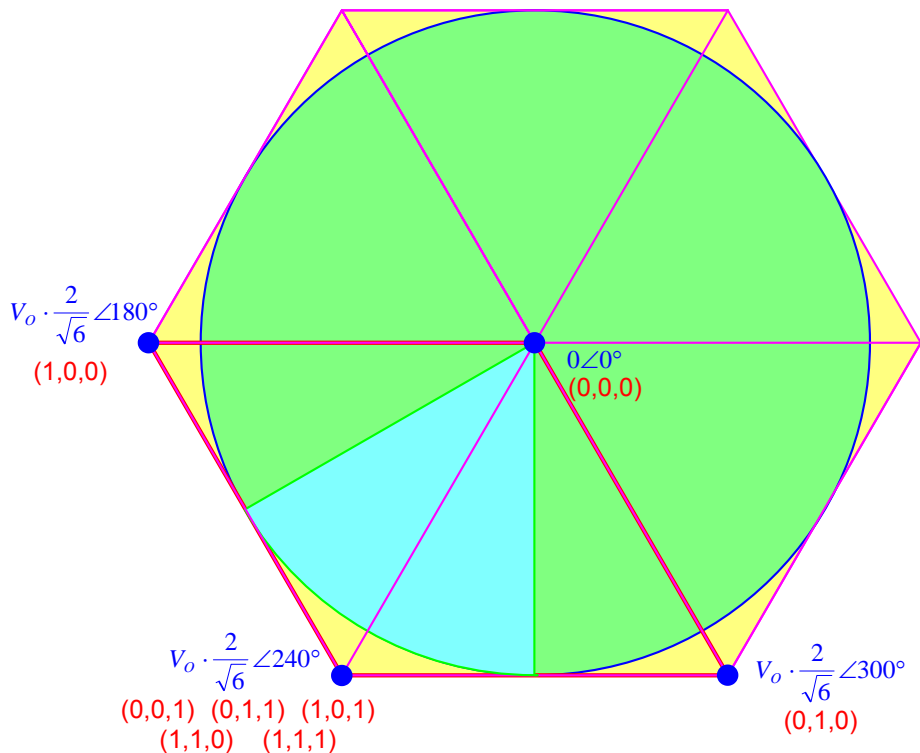
**Fig.5.29: Representação dos vetores disponíveis para o conversor B, para o setor 5.**

f-) **Sector 6:**  $I_1 < 0 \quad I_2 < 0 \quad I_3 > 0 \rightarrow I_P \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \angle 210^\circ \leq \overrightarrow{I_{\alpha\beta\_Polar}} \leq I_P \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \angle 270^\circ$

**Tab.5.9: Vetores gerados pelo conversor B, para o setor 6.**

Vetor	Posição dos Interruptores	Tensões geradas em cada braço do conversor	Representação vetorial, aplicando a transf. de Clark e repres em coord. Polares	Componente de seqüência zero
$\overrightarrow{V_{6\_0}}$	(0,0,0)	$V_o \cdot (0,0,0)$	$0 \angle 0^\circ$	0
$\overrightarrow{V_{6\_1}}$	(1,0,0)	$V_o \cdot (-1,0,0)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 180^\circ$	$-V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$
$\overrightarrow{V_{6\_2\_A}}$	(1,1,0)	$V_o \cdot (0,0,1)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 240^\circ$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$
$\overrightarrow{V_{6\_3}}$	(0,1,0)	$V_o \cdot (0,-1,0)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 300^\circ$	$-V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$
$\overrightarrow{V_{6\_2\_B}}$	(0,0,1)	$V_o \cdot (0,0,1)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 240^\circ$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$
$\overrightarrow{V_{6\_2\_C}}$	(0,1,1)	$V_o \cdot (0,0,1)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 240^\circ$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$
$\overrightarrow{V_{6\_2\_D}}$	(1,0,1)	$V_o \cdot (0,0,1)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 240^\circ$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$
$\overrightarrow{V_{6\_2\_E}}$	(1,1,1)	$V_o \cdot (0,0,1)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 240^\circ$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$

Obs.: Interruptores em 0 estão conduzindo e em 1 estão bloqueados.



**Fig.5.30: Representação dos vetores disponíveis para o conversor B, para o setor 6.**

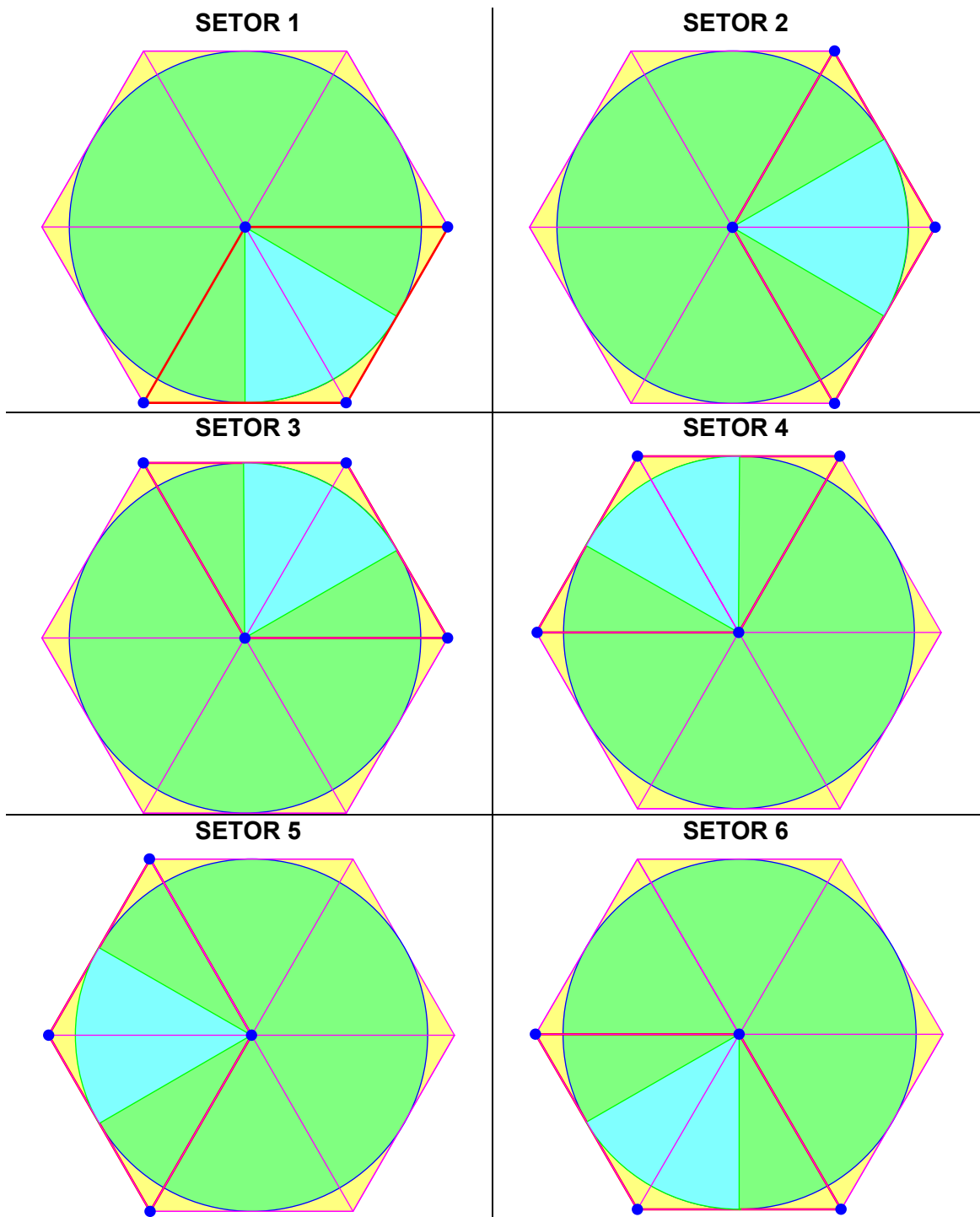


Fig.5.31: Resumo dos vetores disponíveis para os 6 setores do conversor B.

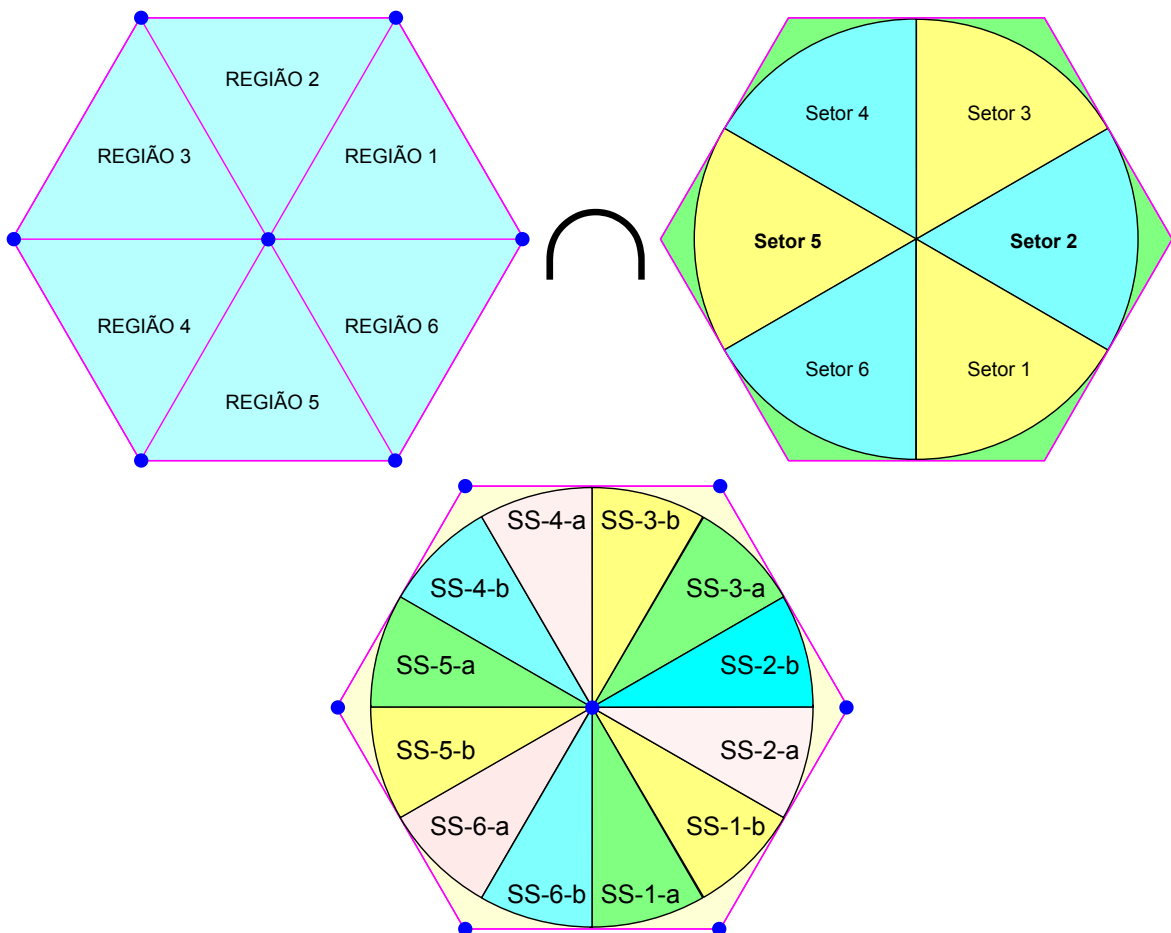
### 5.4.2 - Implementação do Vetor Tensão Equivalente

Assim como para o conversor **A**, o vetor tensão equivalente gerado pelo conversor **B**, para um período de comutação, é determinado pela combinação linear ponderada dos vetores implementados pelo conversor.

Não serão consideradas as componentes de alta frequência (comutação), mas apenas o vetor equivalente implementado. Da mesma forma, é possível concluir por inspeção que a maior amplitude para o vetor tensão equivalente é obtida ao se implementar os vetores disponíveis mais próximos a ele.

Novamente, o objetivo está focado na técnica de autocontrole vetorial das correntes de entrada, e não na otimização da seqüência de vetores implementados, motivo pelo qual se opta pela estratégia mais simples, utilizando-se apenas os dois vetores adjacentes ao vetor equivalente que se deseja implementar, além do vetor nulo.

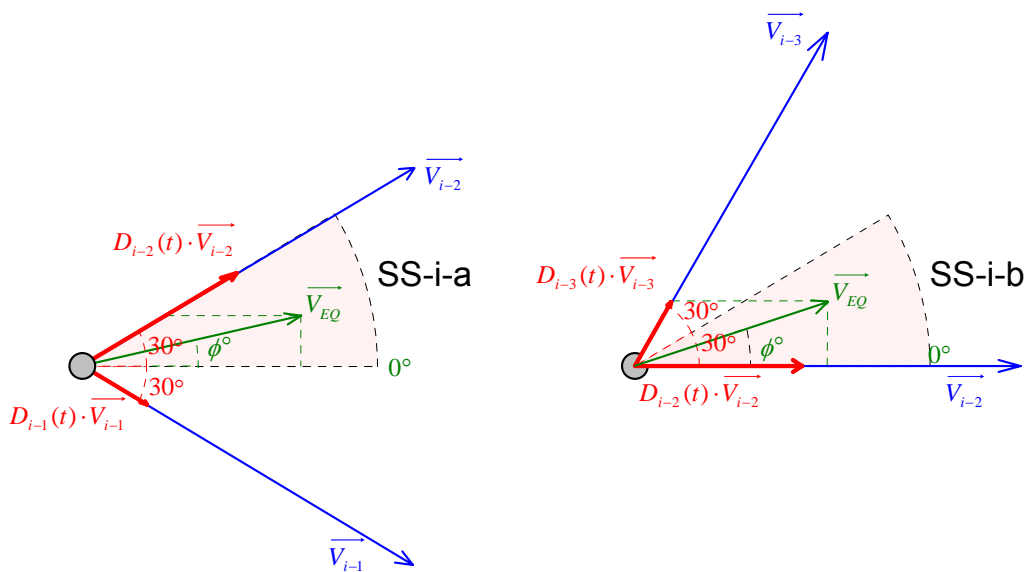
Para isso divide-se cada setor de operação em dois subsetores (SS), delimitados pela intersecção das seis regiões definidas pelos vetores disponíveis (ver Fig.5.12) com os setores definidos nas Fig.5.24 e Fig.5.25, como mostra a Fig.32.



**Fig.5.32:** Subsetores definidos pela intersecção das regiões determinadas pelos vetores tensão factíveis, com os setores definidos pelo vetor corrente (que define os vetores efetivamente disponíveis).

Deve-se ressaltar ainda a presença dos cinco estados topológicos redundantes para cada setor, o que implica que o vetor  $\vec{V}_{i-2}$  pode ser gerado por cinco diferentes vetores de comando:  $\vec{V}_{i-2-A}$ ,  $\vec{V}_{i-2-B}$ ,  $\vec{V}_{i-2-C}$ ,  $\vec{V}_{i-2-D}$  e  $\vec{V}_{i-2-E}$ . Opta-se por utilizar os vetores  $\vec{V}_{i-2-A}$ , pois se garante o menor número de comutações.

Análogo ao apresentado para o conversor **A**, define-se a sintetização do vetor equivalente, para cada setor genérico, dividido em dois subsetores (de 30°), como mostra a Fig.5.32, para posteriormente generalizar a análise. Deve-se lembrar ainda que, para cada subsetor, além do vetor nulo, estão disponíveis mais dois vetores, um adjacente ao subsetor, e outro atrasado 30° (SS-i-a) ou adiantado 30° (SS-i-b).



**Fig.5.33: Representação dos subsectores definidos para o setor genérico i.**

Então, seja o vetor tensão equivalente dado por:

$$\vec{V}_{EQ} = |\vec{V}_{EQ}| \angle \phi^\circ = |\vec{V}_{EQ}| \cdot [\cos(\phi^\circ) + j \cdot \text{sen}(\phi^\circ)] \tag{Eq.5.36}$$

Para o subsetor SS-i-a tem-se:

$$\vec{V}_{EQ} = V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \cdot \{ [D_{i-1}(t) + D_{i-2}(t)] \cdot \cos(30^\circ) + j \cdot [D_{i-2}(t) - D_{i-1}(t)] \cdot \text{sen}(30^\circ) \} \tag{Eq.5.37}$$

$$\vec{V}_{EQ} = \frac{V_o}{\sqrt{2}} \cdot [D_{i-1}(t) + D_{i-2}(t)] + j \cdot \frac{V_o}{\sqrt{6}} \cdot [D_{i-2}(t) - D_{i-1}(t)] \tag{Eq.5.38}$$

Igualando a parte real e a parte imaginária da (Eq.5.36) e da (Eq.5.38), obtém-se:

$$\begin{cases} |\vec{V}_{EQ}| \cdot \cos(\phi^\circ) = \frac{V_o}{\sqrt{2}} \cdot [D_{i-1}(t) + D_{i-2}(t)] \\ |\vec{V}_{EQ}| \cdot \text{sen}(\phi^\circ) = \frac{V_o}{\sqrt{6}} \cdot [D_{i-2}(t) - D_{i-1}(t)] \end{cases} \quad (\text{Eq.5.39})$$

Desenvolvendo a (Eq.5.39), obtêm-se para o subsetor genérico SS-i-a:

$$\begin{cases} D_{i-1}(t) = \frac{\sqrt{2} \cdot |\vec{V}_{EQ}| \cdot \text{sen}(\phi^\circ + 150^\circ)}{V_o} \\ D_{i-2}(t) = \frac{\sqrt{2} \cdot |\vec{V}_{EQ}| \cdot \text{sen}(\phi^\circ + 30^\circ)}{V_o} \end{cases} \quad (\text{Eq.5.40})$$

Além disso, o vetor nulo é aplicado no restante do período de comutação:

$$D_{i-0}(t) = 1 - D_{i-1}(t) - D_{i-2}(t) \quad (\text{Eq.5.41})$$

$$D_{i-0}(t) = \frac{V_o - \sqrt{2} \cdot |\vec{V}_{EQ}| \cdot \cos(\phi^\circ)}{V_o} \quad (\text{Eq.5.42})$$

Para o subsetor SS-i-b tem-se:

$$\vec{V}_{EQ} = V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \cdot [D_{i-2}(t) + D_{i-3}(t) \cdot \cos(60^\circ)] + j \cdot D_{i-3}(t) \cdot V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \cdot \text{sen}(60^\circ) \quad (\text{Eq.5.43})$$

$$\vec{V}_{EQ} = \frac{V_o}{\sqrt{6}} \cdot [2 \cdot D_{i-2}(t) + D_{i-3}(t)] + j \cdot \frac{V_o}{\sqrt{2}} \cdot D_{i-3}(t) \quad (\text{Eq.5.44})$$

Igualando as partes real e imaginária da (Eq.5.36) e da (Eq.5.44), tem-se:

$$\begin{cases} \frac{V_o}{\sqrt{6}} \cdot [2 \cdot D_{i-2}(t) + D_{i-3}(t)] = |\vec{V}_{EQ}| \cdot \cos(\phi^\circ) \\ \frac{V_o}{\sqrt{2}} \cdot D_{i-3}(t) = |\vec{V}_{EQ}| \cdot \text{sen}(\phi^\circ) \end{cases} \quad (\text{Eq.5.45})$$

Desenvolvendo a (Eq.5.45) e sabendo que o vetor nulo é aplicado de maneira complementar aos outros dois, ou seja, é aplicado no restante do período de comutação, obtêm-se a porcentagem do período de comutação em que são aplicados cada um dos três vetores, para o subsetor genérico SS-i-2, como mostra a (Eq.5.46).

$$\begin{cases} D_{i-2}(t) = \frac{\sqrt{2} \cdot |\vec{V}_{EQ}|}{V_o} \cdot \text{sen}(\phi^\circ + 120^\circ) \\ D_{i-3}(t) = \frac{\sqrt{2} \cdot |\vec{V}_{EQ}|}{V_o} \cdot \text{sen}(\phi^\circ) \end{cases} \rightarrow D_{i-0}(t) = \frac{\sqrt{2} \cdot |\vec{V}_{EQ}|}{V_o} \cdot [1 + \text{sen}(\phi^\circ - 120^\circ)] \quad (\text{Eq.5.46})$$

A tab.5.10 mostra a seqüência de vetores para o setor genérico i, em cada um de seus subsetores, e a porcentagem do período de comutação em que é aplicado cada vetor, conforme definido nas (Eq.5.40), (Eq.5.42) e (Eq.5.46).

**Tab.5.10: Seqüência e tempo de duração dos vetores para o setor i.**

Subsetor SS-i-1						
$\vec{V}_{i-0}$	$\vec{V}_{i-1}$	$\vec{V}_{i-2}$	$\vec{V}_{i-0}$	$\vec{V}_{i-2}$	$\vec{V}_{i-1}$	$\vec{V}_{i-0}$
$\frac{D_{i-0}(t)}{4} \cdot T_s$	$\frac{D_i(t)}{2} \cdot T_s$	$\frac{D_{i+1}(t)}{2} \cdot T_s$	$\frac{D_0(t)}{2} \cdot T_s$	$\frac{D_{i+1}(t)}{2} \cdot T_s$	$\frac{D_i(t)}{2} \cdot T_s$	$\frac{D_0(t)}{4} \cdot T_s$
Subsetor SS-i-2						
$\vec{V}_{i-0}$	$\vec{V}_{i-2}$	$\vec{V}_{i-3}$	$\vec{V}_{i-0}$	$\vec{V}_{i-3}$	$\vec{V}_{i-2}$	$\vec{V}_{i-0}$
$\frac{D_0(t)}{4} \cdot T_s$	$\frac{D_i(t)}{2} \cdot T_s$	$\frac{D_{i+1}(t)}{2} \cdot T_s$	$\frac{D_0(t)}{2} \cdot T_s$	$\frac{D_{i+1}(t)}{2} \cdot T_s$	$\frac{D_i(t)}{2} \cdot T_s$	$\frac{D_0(t)}{4} \cdot T_s$

Assim, a partir dos vetores disponíveis para cada setor, apresentados da tab.5.4 até a tab.5.9, da seqüência de vetores para um setor genérico, apresentada na tab.5.10, e da porcentagem do período de comutação em que cada setor é implementado (determinado pelas (Eq.5.40), (Eq.5.42) e (Eq.5.46)), pode-se determinar as razões cíclicas complementares aplicadas para cada interruptor, em cada um dos subsectores (mostrados na Fig.5.32), como mostra a tab.5.10).

**Tab.5.11: Razões cíclicas complementares para os três interruptores do conversor B, para cada um dos subsetores.**

Subsetor	D'(t) para S <sub>1</sub>	D'(t) para S <sub>2</sub>	D'(t) para S <sub>3</sub>
SS-1-a	$D_{i-2}(t)$	0	$D_{i-1}(t) + D_{i-2}(t)$
SS-1-b	$D_{i-2}(t) + D_{i-3}(t)$	0	$D_{i-2}(t)$
SS-2-a	0	$D_{i-1}(t) + D_{i-2}(t)$	$D_{i-2}(t)$
SS-2-b	0	$D_{i-2}(t)$	$D_{i-2}(t) + D_{i-3}(t)$
SS-3-a	$D_{i-1}(t) + D_{i-2}(t)$	$D_{i-2}(t)$	0
SS-3-b	$D_{i-2}(t)$	$D_{i-2}(t) + D_{i-3}(t)$	0
SS-4-a	$D_{i-2}(t)$	0	$D_{i-1}(t) + D_{i-2}(t)$
SS-4-b	$D_{i-2}(t) + D_{i-3}(t)$	0	$D_{i-2}(t)$
SS-5-a	0	$D_{i-1}(t) + D_{i-2}(t)$	$D_{i-2}(t)$
SS-5-b	0	$D_{i-2}(t)$	$D_{i-2}(t) + D_{i-3}(t)$
SS-6-a	$D_{i-1}(t) + D_{i-2}(t)$	$D_{i-2}(t)$	0
SS-6-b	$D_{i-2}(t)$	$D_{i-2}(t) + D_{i-3}(t)$	0

### 5.4.3 - Aplicação do Autocontrole

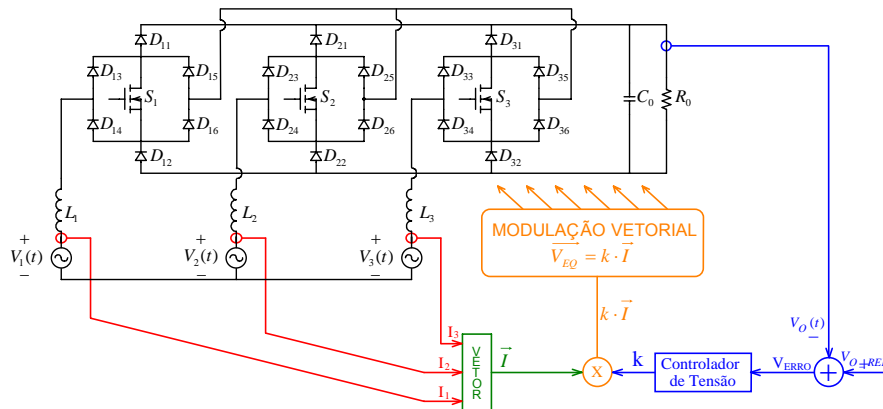
A análise é absolutamente idêntica à apresentada para o conversor **A**, onde o sinal de controle  $\mathbf{k}(t)$ , proveniente da malha de tensão, é multiplicado pelo vetor corrente de entrada, determinando diretamente o vetor tensão equivalente que deve ser gerado pelo conversor. Utilizou-se também o mesmo controlador de tensão.

Foram efetuadas simulações, utilizando o software PSpice, empregando o autocontrole, associado à modulação vetorial, para o conversor **B**, com as mesmas especificações utilizadas para o conversor **A**: tensão de entrada de 220V(eficaz-fase) 60Hz e uma potência total de 15kW, tensão de saída igual a 600V, com indutores de entrada de 500uH.



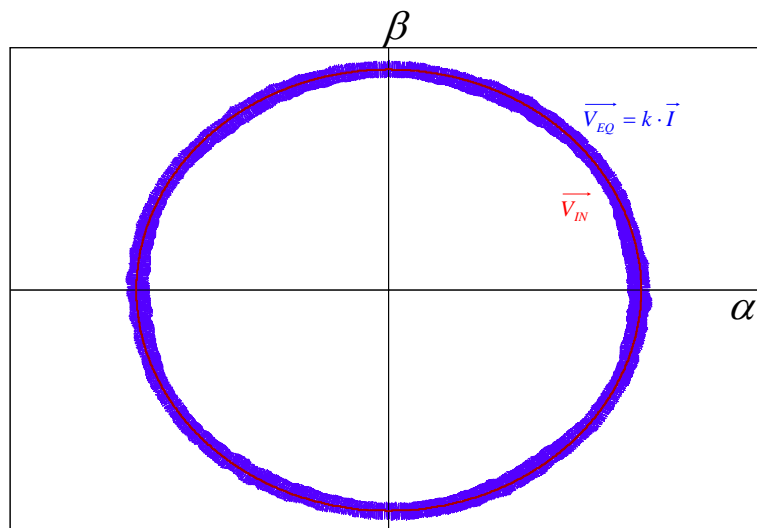
Deve-se chamar a atenção, para uma característica particular deste conversor, onde é necessário utilizar uma estratégia que garanta robustez ao sistema, quando o vetor corrente migra de um setor para outro, para evitar que o sistema fique “preso” neste ponto de transição. A estratégia utilizada, garantindo bons resultados e elevada robustez, consiste na implementação de uma “inércia” na detecção da transição, ou seja, a partir de uma transição, o sistema só pode sofrer nova transição após um tempo mínimo pré-definido.

A Fig.5.34 mostra a arquitetura da estratégia de autocontrole, associada à modulação vetorial, implementada no conversor **B**.



**Fig.5. 34: Implementação autocontrole associado à modulação vetorial, para o conversor B.**

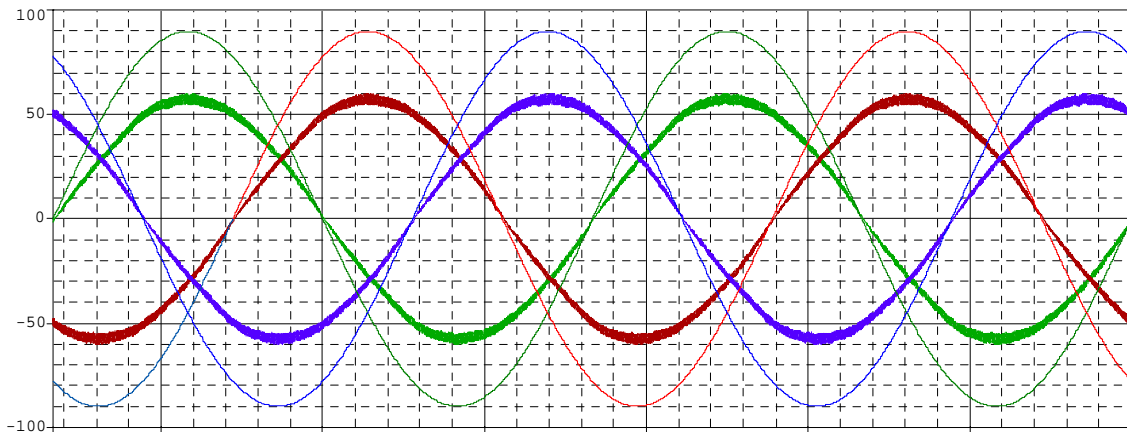
Os resultados obtidos, como era de se esperar, foram absolutamente idênticos aos obtidos para o conversor **A**, inclusive com o mesmo defasamento entre tensão e corrente de  $1,11^\circ$ . A Fig.5.35 mostra, em azul, a trajetória descrita pelo vetor corrente multiplicado por  $k$ , que corresponde à trajetória do vetor tensão gerado pelo conversor, bem como, em vermelho, a trajetória descrita pelo vetor tensão de entrada.



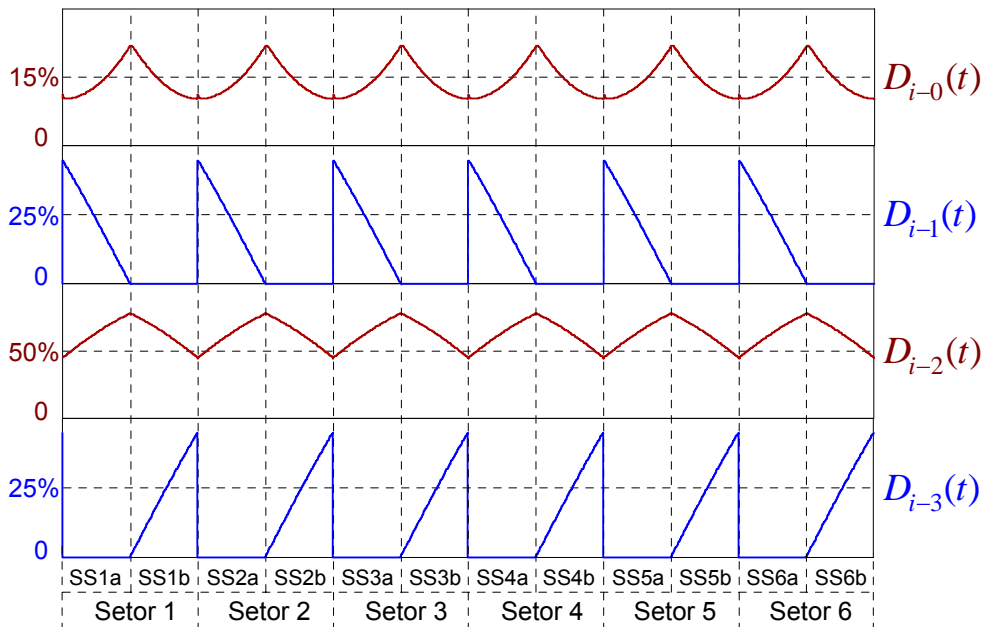
**Fig.5.35: Trajetória do vetor tensão de entrada (em vermelho) e do vetor corrente vezes k (em azul)..**

Ainda, assim como para o conversor **A**, não é apresentada a malha de tensão, uma vez que a resposta é idêntica à obtida e apresentada no capítulo 4, quando se aplicava o autocontrole sem modulação vetorial.

A Fig.5.36 mostra tensões e correntes de entrada, a Fig.5.37 mostra o tempo percentual em que são aplicados os vetores genéricos  $\vec{V}_{i-0}$ ,  $\vec{V}_{i-1}$ ,  $\vec{V}_{i-2}$  e  $\vec{V}_{i-3}$ . A Fig.5.38 mostra o tempo percentual de aplicação de cada um dos 7 vetores disponíveis pelo conversor e a Fig.5.39 mostra as razões cíclicas resultantes, com que são comandados cada um dos três interruptores do conversor **B**.



**Fig.5.36: Tensões e correntes de entrada, obtidas por simulação, para o conversor B, aplicando o autocontrole associado à modulação vetorial.**



**Fig.5. 37: Tempo percentual de aplicação dos vetores genéricos.**

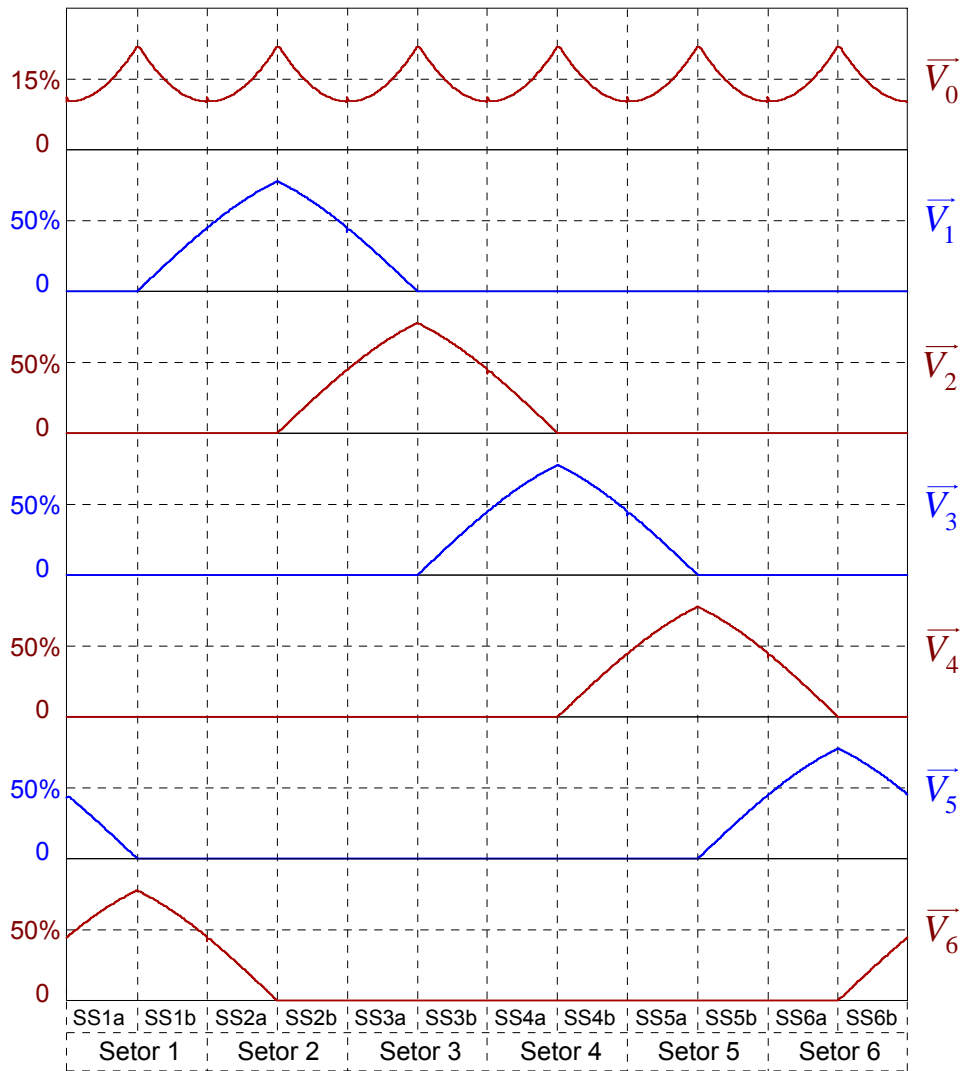


Fig.5.38 Tempo percentual de aplicação de todos os vetores disponíveis para o conversor B.

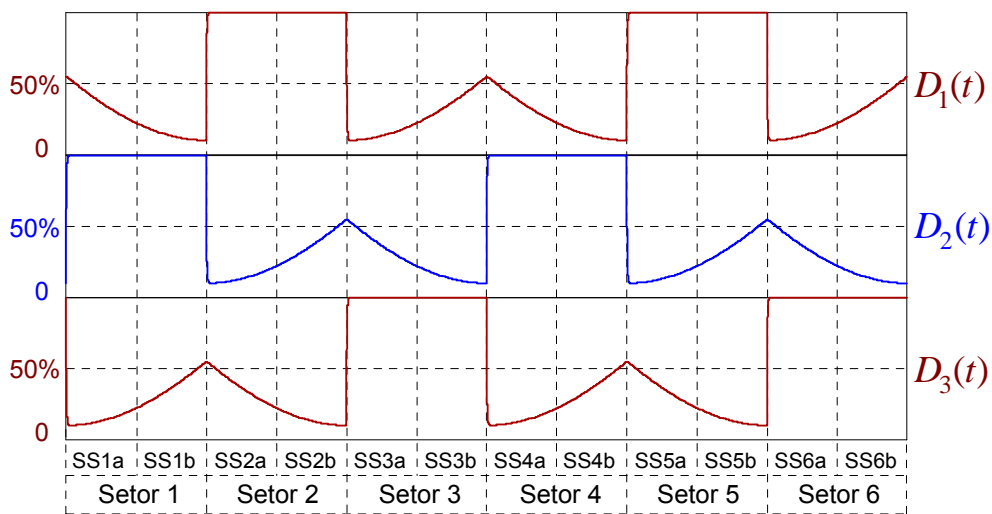


Fig.5.39: Razões cíclicas com que são comandados os três interruptores do conversor B.

## 5.5 - AUTOCONTROLE E MODULAÇÃO VETORIAL PARA O CONVERSOR C

### 5.5.1 - Análise do Conversor e Vetores Disponíveis

O conversor CA-CC trifásico unidirecional três níveis, apresentado na Fig.3.9 e definido como conversor **C** é mostrado novamente na Fig.5.15. A partir dos estados topológicos e de seus circuitos equivalentes, apresentados respectivamente na Fig.3.10 e na Fig.3.11, observa-se que, do ponto de vista das correntes de entrada, este conversor também pode ser representado pelo circuito equivalente da Fig.5.9, tal qual os conversores **A** e **B**.

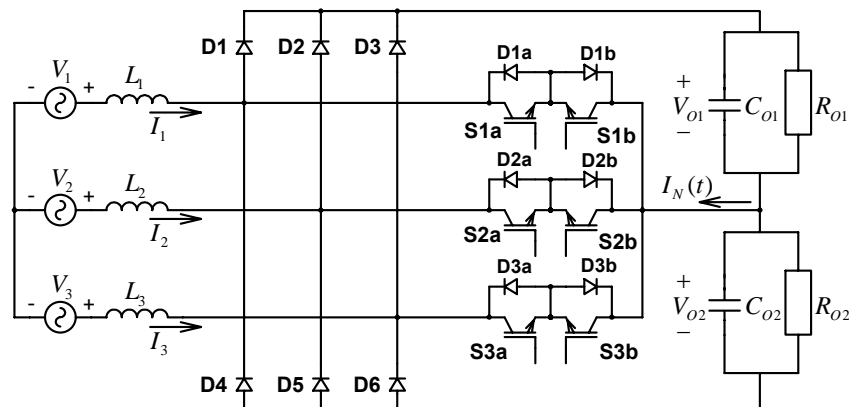


Fig.5.40: Conversor C, CA-CC PWM trifásico, sem neutro, 3 níveis e unidirecional.

Assim como para os conversores **A** e **B**, também para o conversor **C** não será apresentada a malha de controle da tensão total de saída, uma vez que é apresentada (e implementada de maneira idêntica) no capítulo 4, onde a malha de tensão gera a variável de controle  $k(t)$ , que define o ganho aplicado sobre o vetor corrente (amostrado) para então definir o vetor tensão gerado pelo conversor.

Por outro lado, o conversor **C** apresenta a necessidade de se implementar uma malha de controle para o balanço das tensões nos capacitores de saída. Apesar da estratégia de autocontrole apresentar uma realimentação natural para esta malha, opera apenas uma realimentação proporcional, o que não garante erro estático nulo. Além disso, a utilização da modulação vetorial para o conversor **C** facilita o controle do balanço das tensões de saída, já que permite um controle direto da corrente no ponto médio do barramento de saída, como será mostrado.

Assim como o conversor **B**, o conversor **C** também é unidirecional, o que traz uma dificuldade maior em relação ao conversor **A** (bidirecional), já que a implementação dos vetores não depende somente da posição dos interruptores, mas também do sentido das correntes. Desta forma, será utilizada a mesma divisão em setores (definidos pelo sentido das correntes) utilizada para o conversor **B** e apresentada na tab.5.3 e nas Fig.5.23 e Fig.5.24. Os vetores disponíveis para cada setor são apresentados a seguir.

a-) Setor 1:  $I_1 > 0 \quad I_2 < 0 \quad I_3 > 0 \rightarrow I_p \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \angle 270^\circ \leq \vec{I} \leq I_p \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \angle 330^\circ$

Tab.5.12: Vetores gerados pelo conversor C, para o setor 1.

Vetor	Posição dos Interruptores	Tensões geradas em cada braço do conversor	Vetores gerados aplicando a transf. de Clark e repres. em coord. polares	Componente de seqüência zero	Valor/Sinal de $I_N(t)$
$\vec{V}_0$	(0,0,0)	$V_o \cdot (0,0,0)$	$0 \angle 0^\circ$	0	0
$\vec{V}_{1\_1}$	(0,0,1)	$V_o \cdot (0,0,\frac{1}{2})$	$V_o \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} \angle -120^\circ$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{6}$	$I_3(t) / +$
$\vec{V}_{1\_2\_A}$	(0,1,0)	$V_o \cdot (0,-\frac{1}{2},0)$	$V_o \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} \angle -60^\circ$	$-V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{6}$	$I_2(t) / -$
$\vec{V}_{1\_2\_B}$	(1,0,1)	$V_o \cdot (0,-\frac{1}{2},0)$	$V_o \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} \angle -60^\circ$	$-V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{6}$	$-I_2(t) / +$
$\vec{V}_{1\_3}$	(1,0,0)	$V_o \cdot (\frac{1}{2},0,0)$	$V_o \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} \angle 0^\circ$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{6}$	$I_1(t) / +$
$\vec{V}_{1\_4}$	(0,1,1)	$V_o \cdot (0,-\frac{1}{2},\frac{1}{2})$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \angle -90^\circ$	0	$-I_1(t) / -$
$\vec{V}_{1\_5}$	(1,1,1)	$V_o \cdot (0,-1,0)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle -60^\circ$	$-V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$	0
$\vec{V}_{1\_6}$	(1,1,0)	$V_o \cdot (\frac{1}{2},-\frac{1}{2},0)$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \angle -30^\circ$	0	$-I_3(t) / -$

Obs.: Interruptores em 0 estão conduzindo e em 1 estão bloqueados.

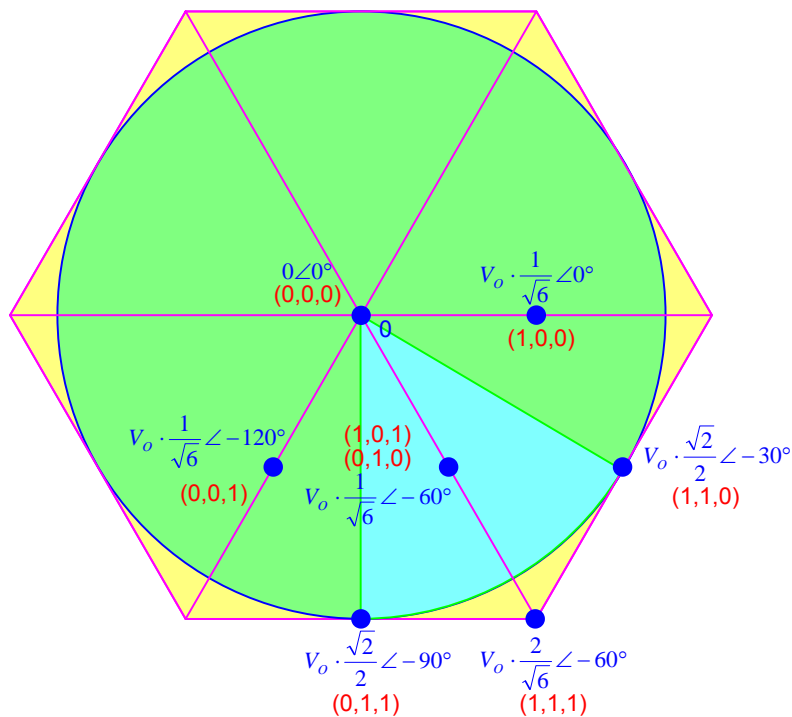


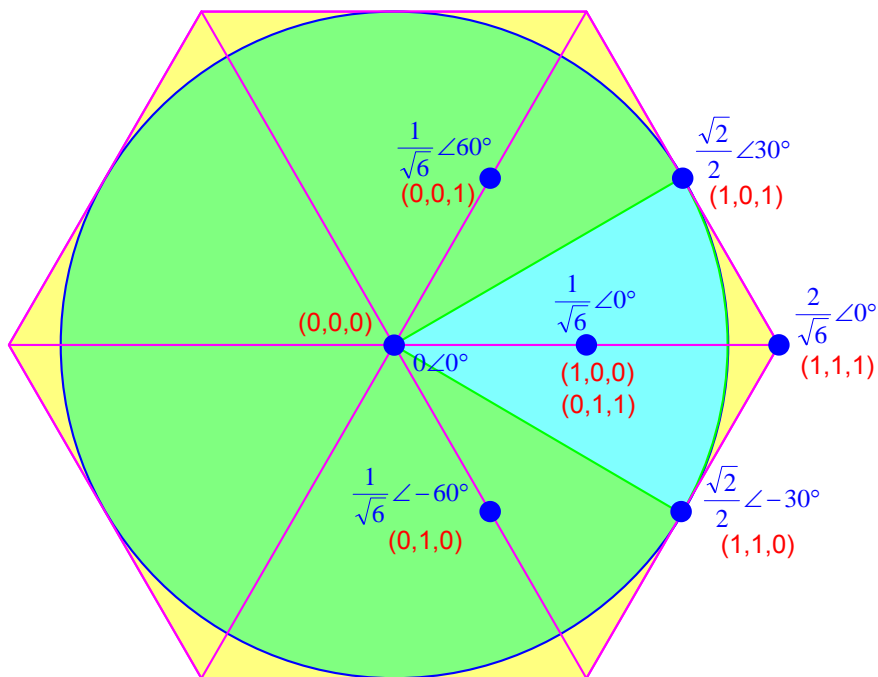
Fig.5.41: Representação dos vetores disponíveis para o conversor C, no setor 1.

**b-) Setor 2:**  $I_1 > 0 \quad I_2 < 0 \quad I_3 < 0 \rightarrow I_p \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \angle 330^\circ \leq \vec{I} \leq I_p \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \angle 30^\circ$

**Tab.5.13: Vetores gerados pelo conversor C, para o setor 2.**

Vetor	Posição dos Interruptores	Tensões geradas em cada braço do conversor	Vetores gerados aplicando a transf. de Clark e repres. em coord.	Componente de seqüência zero	Valor/Sinal de $I_N(t)$
$\vec{V}_0$	(0,0,0)	$V_o \cdot (0,0,0)$	$0 \angle 0^\circ$	0	0
$\vec{V}_{2_1}$	(0,1,0)	$V_o \cdot (0, -\frac{1}{2}, 0)$	$V_o \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} \angle -60^\circ$	$-V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{6}$	$I_2(t) / -$
$\vec{V}_{2_2_A}$	(0,1,1)	$V_o \cdot (\frac{1}{2}, 0, 0)$	$V_o \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} \angle 0^\circ$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{6}$	$-I_1(t) / -$
$\vec{V}_{2_2_B}$	(1,0,0)	$V_o \cdot (\frac{1}{2}, 0, 0)$	$V_o \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} \angle 0^\circ$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{6}$	$I_1(t) / +$
$\vec{V}_{2_3}$	(0,0,1)	$V_o \cdot (0, 0, -\frac{1}{2})$	$V_o \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} \angle 60^\circ$	$-V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{6}$	$I_3(t) / -$
$\vec{V}_{2_4}$	(1,1,0)	$V_o \cdot (\frac{1}{2}, -\frac{1}{2}, 0)$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \angle -30^\circ$	0	$-I_3(t) / +$
$\vec{V}_{2_5}$	(1,1,1)	$V_o \cdot (1, 0, 0)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 0^\circ$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$	0
$\vec{V}_{2_6}$	(1,0,1)	$V_o \cdot (\frac{1}{2}, 0, -\frac{1}{2})$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \angle 30^\circ$	0	$-I_2(t) / +$

Obs.: Interruptores em 0 estão conduzindo e em 1 estão bloqueados.



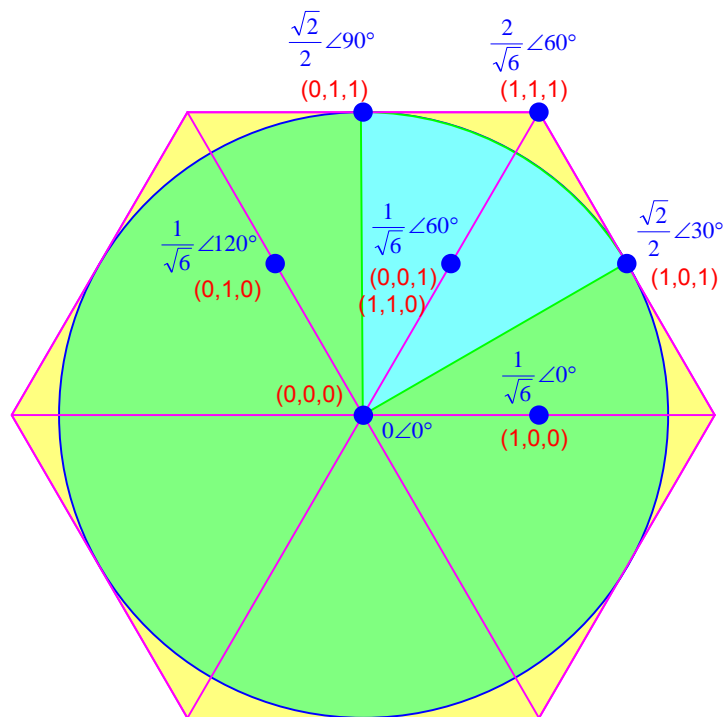
**Fig.5.42: Representação dos vetores disponíveis para o conversor C, no setor 2.**

c-) Setor 3:  $I_1 > 0 \quad I_2 > 0 \quad I_3 < 0 \rightarrow I_p \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \angle 30^\circ \leq \overrightarrow{I_{\alpha\beta\_Polar}} \leq I_p \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \angle 90^\circ$

**Tab.5.14: Vetores gerados pelo conversor C, para o setor 3.**

Vetor	Posição dos Interruptores	Tensões geradas em cada braço do conversor	Vetores gerados aplicando a transf. de Clark e repres. em coord.	Componente de seqüência zero	Valor/Sinal de $I_N(t)$
$\vec{V}_0$	(0,0,0)	$V_o \cdot (0,0,0)$	$0 \angle 0^\circ$	0	0
$\vec{V}_{3\_1}$	(1,0,0)	$V_o \cdot (\frac{1}{2}, 0, 0)$	$V_o \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} \angle 0^\circ$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{6}$	$I_1(t) / +$
$\vec{V}_{3\_2\_A}$	(0,0,1)	$V_o \cdot (0, 0, -\frac{1}{2})$	$V_o \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} \angle 60^\circ$	$-V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{6}$	$I_3(t) / -$
$\vec{V}_{3\_2\_B}$	(1,1,0)	$V_o \cdot (0, 0, -\frac{1}{2})$	$V_o \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} \angle 60^\circ$	$-V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{6}$	$-I_3(t) / +$
$\vec{V}_{3\_3}$	(0,1,0)	$V_o \cdot (0, \frac{1}{2}, 0)$	$V_o \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} \angle 120^\circ$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{6}$	$I_2(t) / +$
$\vec{V}_{3\_4}$	(1,0,1)	$V_o \cdot (\frac{1}{2}, 0, -\frac{1}{2})$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \angle 30^\circ$	0	$-I_2(t) / -$
$\vec{V}_{3\_5}$	(1,1,1)	$V_o \cdot (0, 0, -1)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 60^\circ$	$-V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$	0
$\vec{V}_{3\_6}$	(0,1,1)	$V_o \cdot (0, \frac{1}{2}, -\frac{1}{2})$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \angle 90^\circ$	0	$-I_1(t) / -$

Obs.: Interruptores em 0 estão conduzindo e em 1 estão bloqueados.



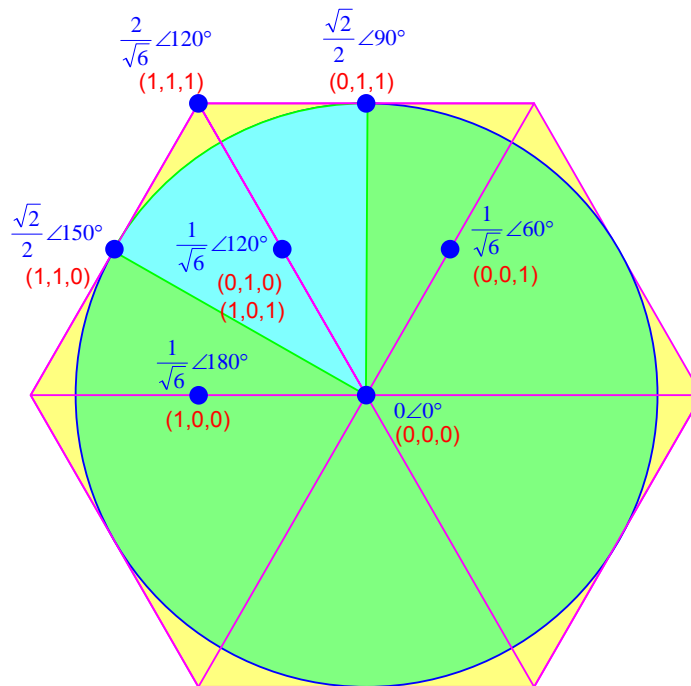
**Fig.5.43: Representação dos vetores disponíveis para o conversor C, no setor 3.**

d-) Setor 4:  $I_1 < 0 \quad I_2 > 0 \quad I_3 < 0 \rightarrow I_P \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \angle 90^\circ \leq \overrightarrow{I_{\alpha\beta\_Polar}} \leq I_P \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \angle 150^\circ$

**Tab.5.15: Vetores gerados pelo conversor C, para o setor 4.**

Vetor	Posição dos Interruptores	Tensões geradas em cada braço do conversor	Vetores gerados aplicando a transf. de Clark e repres. em coord.	Componente de seqüência zero	Valor/Sinal de $I_N(t)$
$\vec{V}_0$	(0,0,0)	$V_o \cdot (0,0,0)$	$0 \angle 0^\circ$	0	0
$\vec{V}_{4\_1}$	(0,0,1)	$V_o \cdot \left(0,0,-\frac{1}{2}\right)$	$V_o \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} \angle 60^\circ$	$-V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{6}$	$I_3(t) / -$
$\vec{V}_{4\_2\_A}$	(1,0,1)	$V_o \cdot \left(0,\frac{1}{2},0\right)$	$V_o \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} \angle 120^\circ$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{6}$	$-I_2(t) / -$
$\vec{V}_{4\_2\_B}$	(0,1,0)	$V_o \cdot \left(0,\frac{1}{2},0\right)$	$V_o \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} \angle 120^\circ$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{6}$	$I_2(t) / +$
$\vec{V}_{4\_3}$	(1,0,0)	$V_o \cdot \left(-\frac{1}{2},0,0\right)$	$V_o \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} \angle 180^\circ$	$-V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{6}$	$I_1(t) / -$
$\vec{V}_{4\_4}$	(0,1,1)	$V_o \cdot \left(0,\frac{1}{2},-\frac{1}{2}\right)$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \angle 90^\circ$	0	$-I_1(t) / +$
$\vec{V}_{4\_5}$	(1,1,1)	$V_o \cdot (0,1,0)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 120^\circ$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$	0
$\vec{V}_{4\_6}$	(1,1,0)	$V_o \cdot \left(-\frac{1}{2},\frac{1}{2},0\right)$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \angle 150^\circ$	0	$-I_3(t) / +$

Obs.: Interruptores em 0 estão conduzindo e em 1 estão bloqueados.



**Fig.5.44: Representação dos vetores disponíveis para o conversor C, no setor 4.**

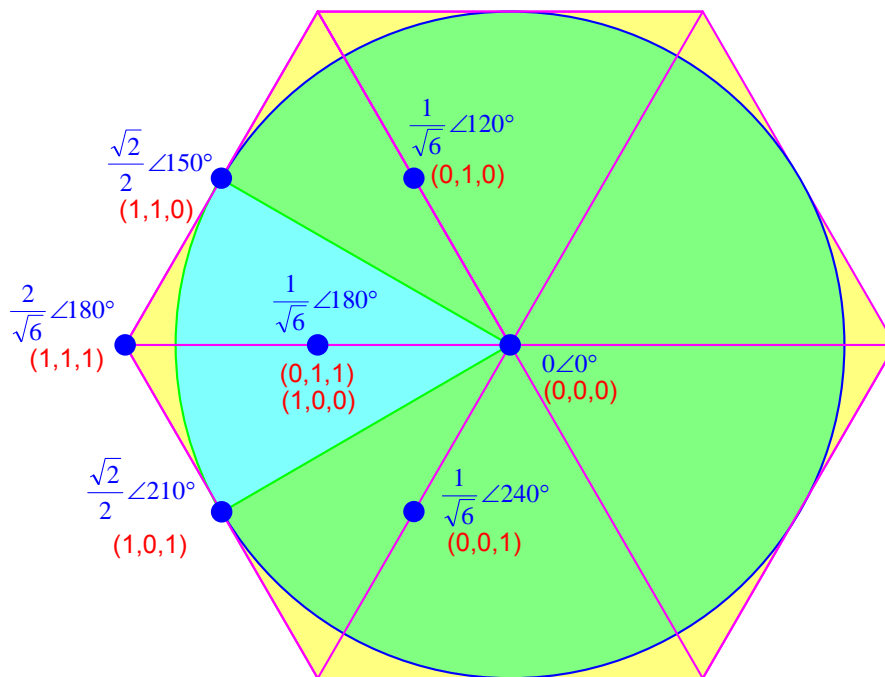


e-) **Setor 5:**  $I_1 < 0 \quad I_2 > 0 \quad I_3 > 0 \rightarrow I_p \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \angle 150^\circ \leq \overrightarrow{I_{\alpha\beta\_Polar}} \leq I_p \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \angle 210^\circ$

**Tab.5.16: Vetores gerados pelo conversor C, para o setor 5.**

Vetor	Posição dos Interruptores	Tensões geradas em cada braço do conversor	Vetores gerados aplicando a transf. de Clark e repres. em coord.	Componente de seqüência zero	Valor/Sinal de $I_N(t)$
$\vec{V}_0$	(0,0,0)	$V_o \cdot (0,0,0)$	$0 \angle 0^\circ$	0	0
$\vec{V}_{5\_1}$	(0,1,0)	$V_o \cdot (0, \frac{1}{2}, 0)$	$V_o \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} \angle 120^\circ$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{6}$	$I_2(t) / +$
$\vec{V}_{5\_2\_A}$	(1,0,0)	$V_o \cdot (-\frac{1}{2}, 0, 0)$	$V_o \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} \angle 180^\circ$	$-V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{6}$	$I_1(t) / -$
$\vec{V}_{5\_2\_B}$	(0,1,1)	$V_o \cdot (-\frac{1}{2}, 0, 0)$	$V_o \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} \angle 180^\circ$	$-V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{6}$	$-I_1(t) / +$
$\vec{V}_{5\_3}$	(0,0,1)	$V_o \cdot (0, 0, \frac{1}{2})$	$V_o \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} \angle 240^\circ$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{6}$	$I_3(t) / +$
$\vec{V}_{5\_4}$	(1,1,0)	$V_o \cdot (-\frac{1}{2}, \frac{1}{2}, 0)$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \angle 150^\circ$	0	$-I_3(t) / -$
$\vec{V}_{5\_5}$	(1,1,1)	$V_o \cdot (-1, 0, 0)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 180^\circ$	$-V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$	0
$\vec{V}_{5\_6}$	(1,0,1)	$V_o \cdot (-\frac{1}{2}, 0, \frac{1}{2})$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \angle 210^\circ$	0	$-I_2(t) / -$

Obs.: Interruptores em 0 estão conduzindo e em 1 estão bloqueados.



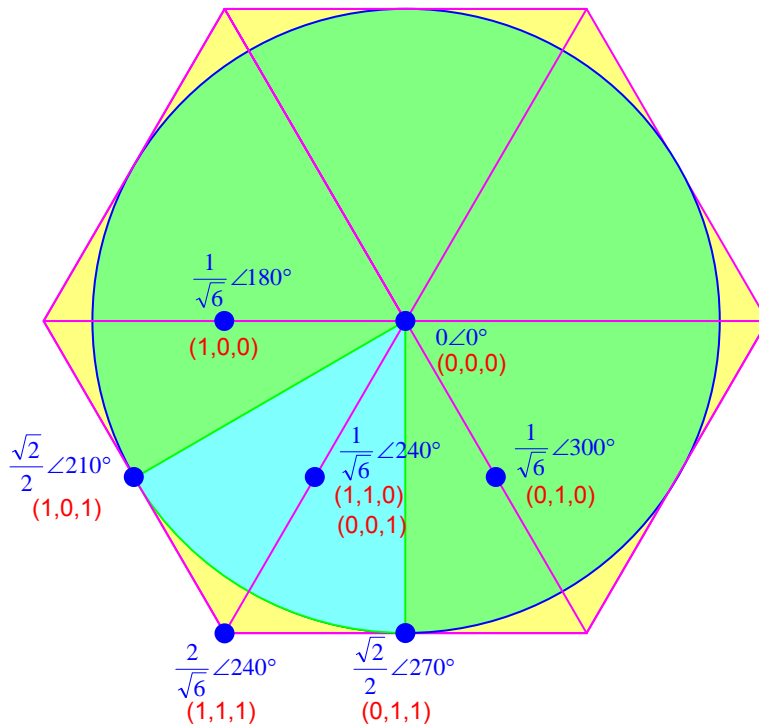
**Fig.5.45: Representação dos vetores disponíveis para o conversor C, no setor 5.**

f-) **Sector 6:**  $I_1 < 0 \quad I_2 < 0 \quad I_3 > 0 \rightarrow I_P \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \angle 210^\circ \leq \overrightarrow{I_{\alpha\beta\_Polar}} \leq I_P \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \angle 270^\circ$

**Tab.5.17: Vetores gerados pelo conversor C, para o setor 6.**

Vetor	Posição dos Interruptores	Tensões geradas em cada braço do conversor	Vetores gerados aplicando a transf. de Clark e repres. em coord.	Componente de seqüência zero	Valor/Sinal de $I_N(t)$
$\vec{V}_0$	(0,0,0)	$V_o \cdot (0,0,0)$	$0 \angle 0^\circ$	0	0
$\vec{V}_{6\_1}$	(1,0,0)	$V_o \cdot (-\frac{1}{2}, 0, 0)$	$V_o \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} \angle 180^\circ$	$-V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{6}$	$I_1(t) / -$
$\vec{V}_{6\_2\_A}$	(1,1,0)	$V_o \cdot (0, 0, \frac{1}{2})$	$V_o \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} \angle 240^\circ$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{6}$	$I_3(t) / -$
$\vec{V}_{6\_2\_B}$	(0,0,1)	$V_o \cdot (0, 0, \frac{1}{2})$	$V_o \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} \angle 240^\circ$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{6}$	$I_3(t) / +$
$\vec{V}_{6\_3}$	(0,1,0)	$V_o \cdot (0, -\frac{1}{2}, 0)$	$V_o \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} \angle 300^\circ$	$-V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{6}$	$I_2(t) / -$
$\vec{V}_{6\_4}$	(1,0,1)	$V_o \cdot (-\frac{1}{2}, 0, \frac{1}{2})$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \angle 210^\circ$	0	$-I_2(t) / +$
$\vec{V}_{6\_5}$	(1,1,1)	$V_o \cdot (0, 0, 1)$	$V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 240^\circ$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{3}}{3}$	0
$\vec{V}_{6\_6}$	(0,1,1)	$V_o \cdot (0, -\frac{1}{2}, \frac{1}{2})$	$V_o \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \angle 270^\circ$	0	$-I_1(t) / +$

Obs.: Interruptores em 0 estão conduzindo e em 1 estão bloqueados.



**Fig.5.46: Representação dos vetores disponíveis para o conversor C, no setor 6.**

A Fig.5.47 mostra, resumidamente, os vetores disponíveis em cada setor, para o conversor C, e a Fig.5.48 mostra todos os vetores disponíveis.

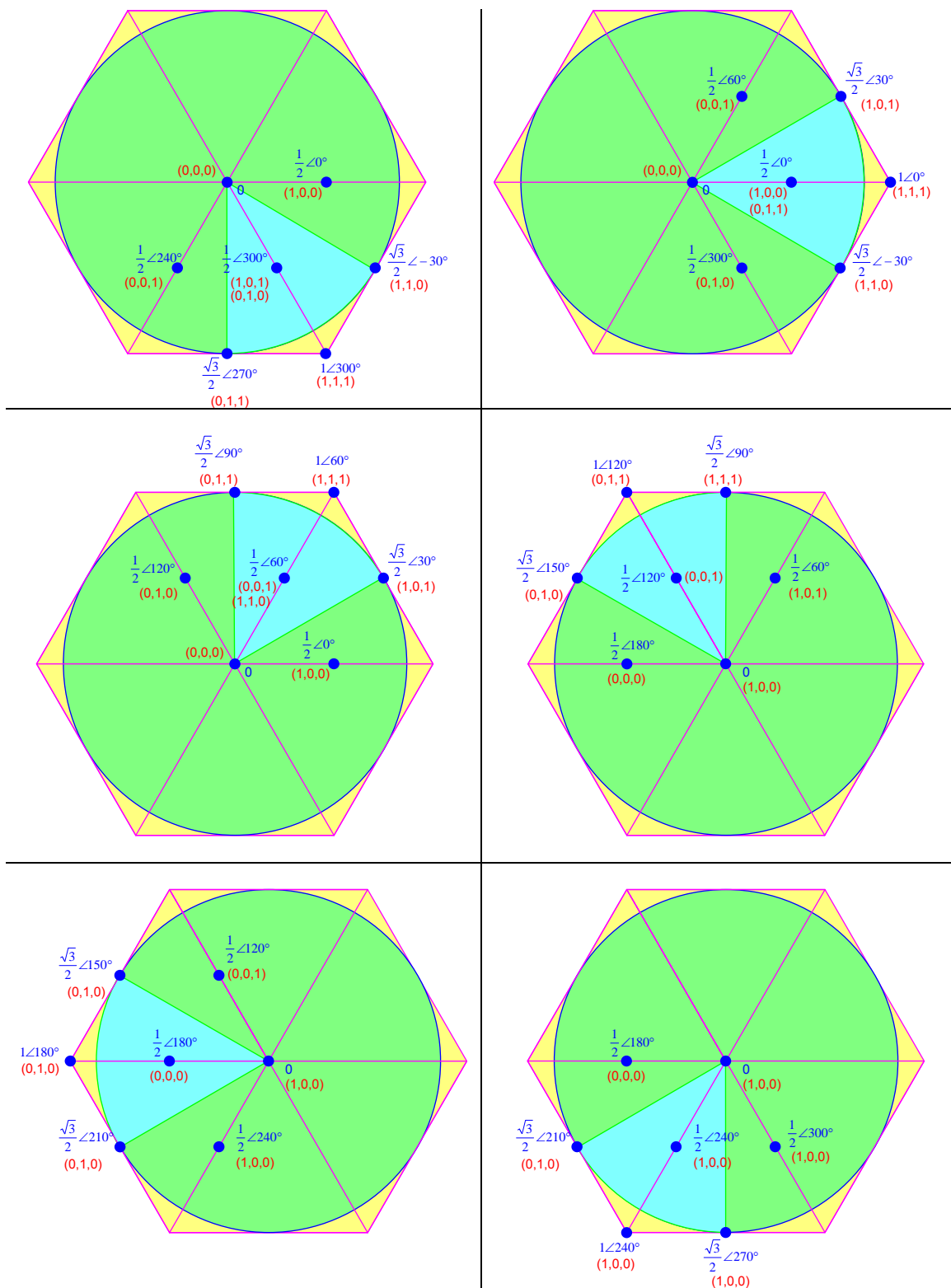


Fig.5.47: Representação dos vetores disponíveis para cada setor, para o conversor C.

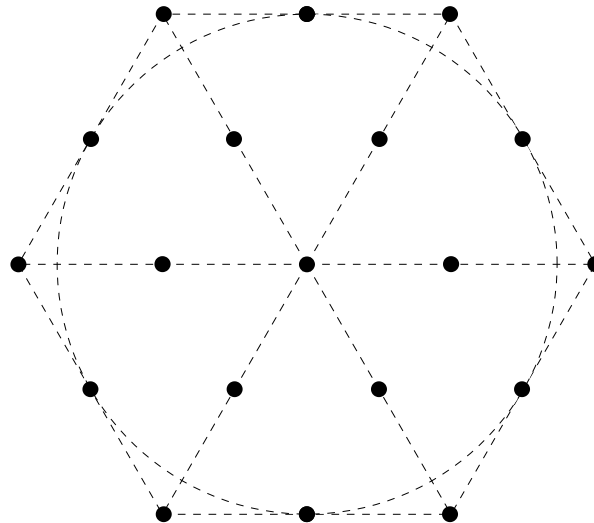


Fig.5.48: Representação de todos os vetores disponíveis para o conversor C.

### 5.5.2 - Implementação do Vetor Tensão Equivalente

Assim como para o conversor **B**, também para o conversor **C** a análise será dividida em subsetores, definidos pela intersecção dos setores de operação (definidos pelo sentido das correntes), com as regiões de operação (definidas pelos vetores disponíveis), para facilitar a análise, como mostra a Fig.5.32. Desta forma, a Fig.5.49 mostra os vetores disponibilizados pelo conversor **C**, para um setor genérico *i*.

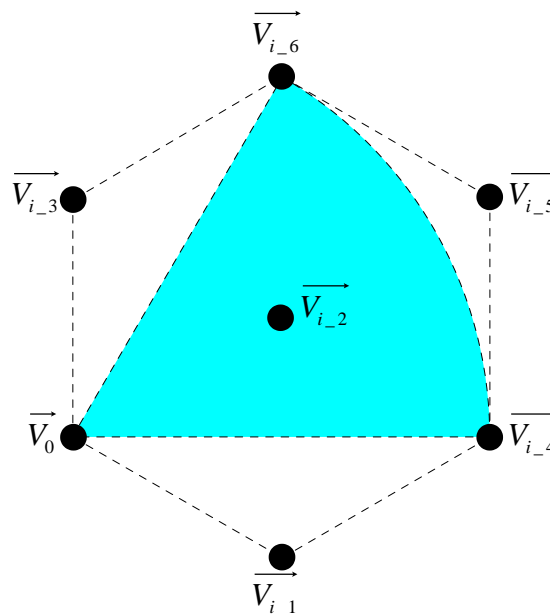


Fig.5.49: Vetores disponíveis para um setor genérico *i*, para o conversor C.

Entretanto, como se trata de um conversor três-níveis, também é necessário implementar uma malha para controlar o balanço de tensão nos capacitores de saída. Por isso, na determinação dos vetores utilizados, deve ser levado em conta o sentido da

corrente  $I_N(t)$  (no ponto médio do conversor, ver Fig.5.40). A Fig.5.50 mostra os vetores disponíveis para um setor genérico  $i$ , ilustrando o sentido da corrente  $I_N(t)$ , a partir dos dados da Tab.5.12 à Tab.5.17.

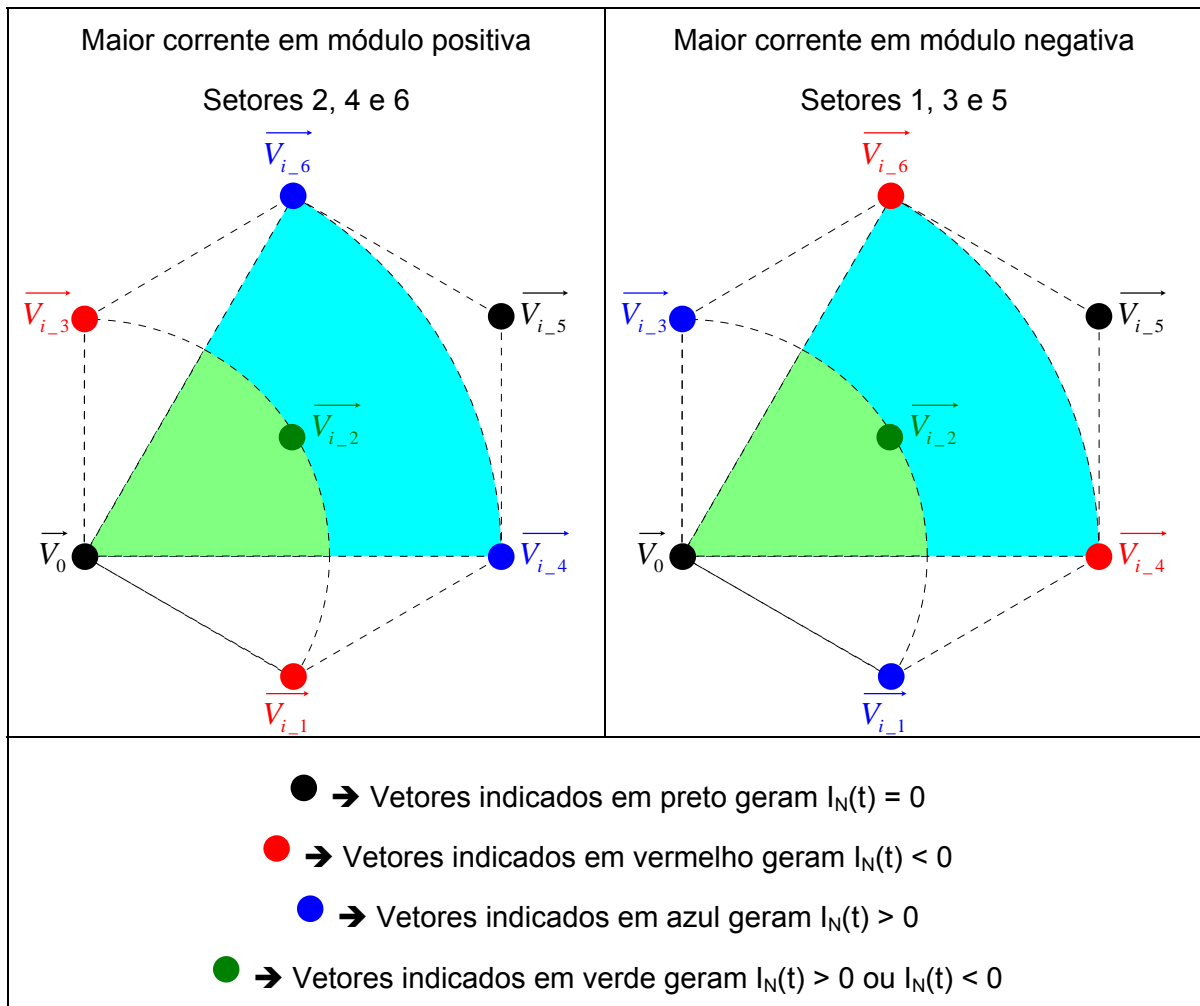


Fig.5.50: Vetores disponíveis para um setor genérico  $i$ , ilustrando o sentido da corrente  $I_N(t)$ .

Então, da Fig.5.50, observa-se que, teoricamente, é possível um amplo controle sobre a corrente  $I_N(t)$  (ou sobre seu valor médio), podendo-se alternar entre os seguintes vetores:

- $\vec{V}_{i-1}$  ou  $\vec{V}_{i-4}$
- $\vec{V}_{i-2}$  ou  $\vec{V}_{i-5}$
- $\vec{V}_{i-3}$  ou  $\vec{V}_{i-6}$

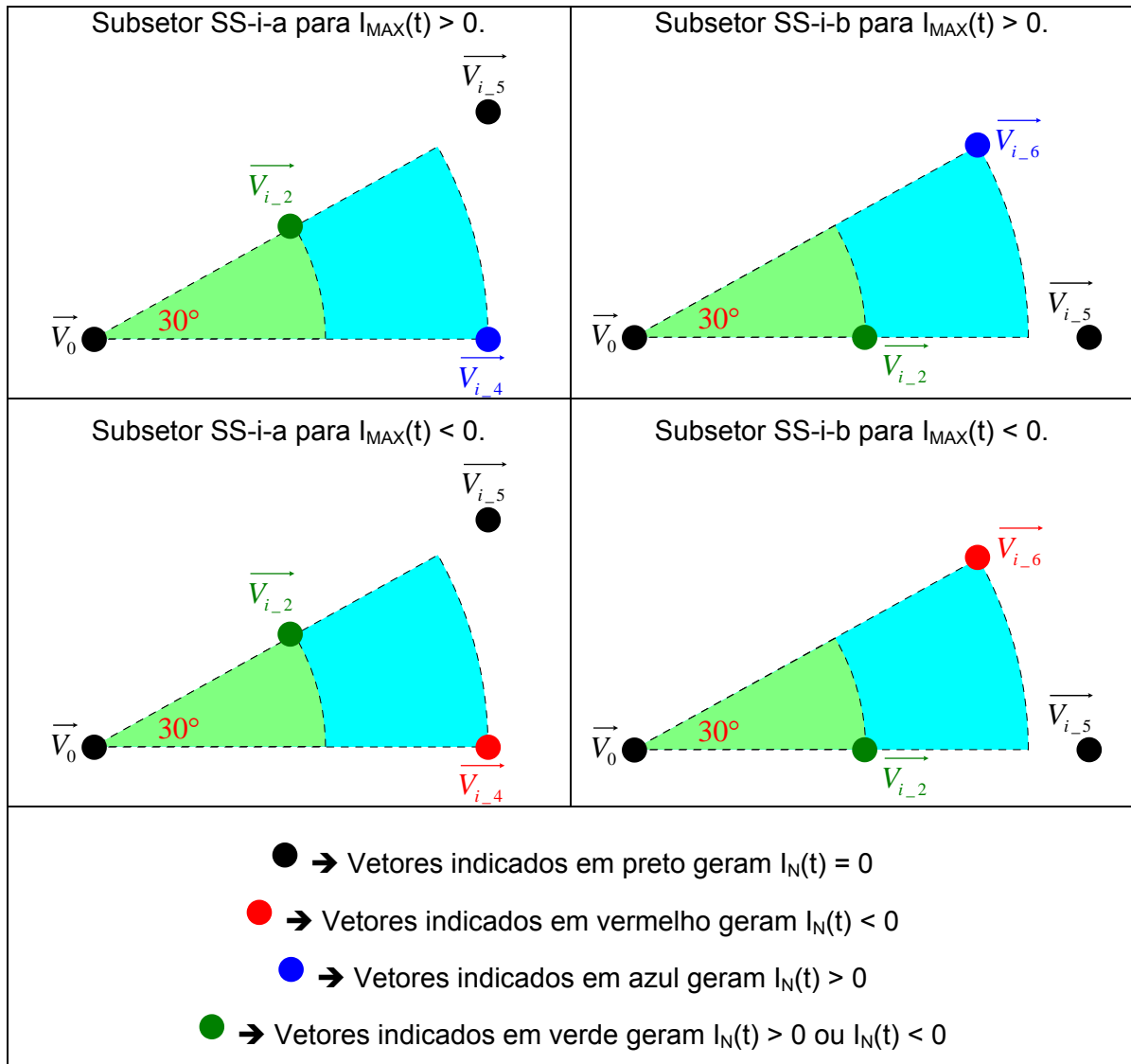
Todavia, esta ação de controle é limitada pela amplitude do vetor tensão equivalente que se necessita gerar. Ou seja, se a amplitude deste vetor estiver próxima

do limite operacional do conversor, é necessário limitar a utilização dos vetores  $\vec{V}_{i-1}$ ,  $\vec{V}_{i-2}$  e  $\vec{V}_{i-3}$ , devido ao fato de apresentarem módulos menores.

Entretanto, na prática, não é comum que se tenha um grande desbalanço entre as cargas, por isso uma reduzida ação de controle é suficiente para garantir erro estático nulo. Deve-se lembrar também que são os vetores  $\vec{V}_{i-1}$  e  $\vec{V}_{i-3}$  que possibilitam o defasamento entre tensão e corrente de entrada.

Entretanto, opta-se por descartar os vetores  $\vec{V}_{i-1}$  e  $\vec{V}_{i-3}$ , utilizando-se para o controle de  $I_N(t)$  apenas o vetor  $\vec{V}_{i-2}$  ( $\vec{V}_{i-2-A}$  e  $\vec{V}_{i-2-B}$ ), até porque, desta maneira, controla-se o sentido da maior corrente em módulo, no ponto médio de saída, como se pode observar a partir da análise apresentada da Tab.5.12 à Tab.5.17.

Assim como para o conversor B, para facilitar a análise, dividem-se os setores em subsetores, conforme mostrado na Fig.5.32. Assim, a Fig.5.52 mostra os vetores que serão utilizados para gerar o vetor tensão equivalente, para um subsetor genérico.



**Fig.5.51: Vetores disponíveis para os subsectores genéricos SS-i-a e SS-i-b, em função também do sentido da maior corrente, em módulo, para o setor.**

Como o conversor opera de maneira simétrica, a partir da Fig.5.51, observa-se que, se não for utilizado o vetor  $\vec{V}_{i,2}$  ( $\vec{V}_{i,2\_A}$  e  $\vec{V}_{i,2\_B}$ ), a corrente  $I_N(t)$  irá apresentar, dentro de cada setor, valor médio positivo ou negativo, sequencialmente. Por isso, irá se caracterizar como uma forma de onda com frequência igual a três vezes a frequência da rede, mas valor médio nulo.

Por superposição, a utilização do vetor  $\vec{V}_{i,2\_A}$  gera um valor médio negativo para  $I_N(t)$ , enquanto que a utilização do vetor  $\vec{V}_{i,2\_B}$  gera um valor médio positivo.

Lembrando ainda que a porcentagem do período de comutação em que se pode aplicar um desses vetores é limitada pela relação entre a tensão de saída e a tensão de

pico de linha da rede, o que pode forçar a utilização do vetor  $\vec{V}_{i-5}$  em seu lugar, pois apresenta maior amplitude.

Então, para os subsetores SS-i-a e SS-i-b, o vetor equivalente que deve ser gerado é dado por:

$$\vec{V}_{EQ} = |\vec{V}_{EQ}| \angle \phi^\circ = |\vec{V}_{EQ}| \cdot [\cos(\phi^\circ) + j \cdot \text{sen}(\phi^\circ)] \quad (\text{Eq.5.47})$$

Os vetores que serão utilizados no subsetor SS-i-a, tomando-o como referência, são apresentados na Tab.5.18.

**Tab.5.18: Vetores utilizados para o subsetor genérico SS-i-a, para o conversor C.**

$\vec{V}_0 = 0 \angle 0^\circ$	$\vec{V}_{i-2} = V_o \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} \angle 30^\circ$
$\vec{V}_{i-4} = V_o \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \angle 0^\circ$	$\vec{V}_{i-5} = V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 30^\circ$

Desta forma, o vetor equivalente gerado será:

$$\vec{V}_{EQ} = \left\{ \begin{array}{l} D_{i-2}(t) \cdot V_o \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} \cdot \cos(30^\circ) + D_{i-4}(t) \cdot V_o \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} + D_{i-5}(t) \cdot V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \cdot \cos(30^\circ) + \\ + j \cdot \left[ D_{i-2}(t) \cdot V_o \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} \cdot \text{sen}(30^\circ) + D_{i-5}(t) \cdot V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \cdot \text{sen}(30^\circ) \right] \end{array} \right\} \quad (\text{Eq.5.48})$$

$$\vec{V}_{EQ} = V_o \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \left[ D_{i-4}(t) + \left( \frac{D_{i-2}(t)}{2} + D_{i-5}(t) \right) \right] + j \cdot \frac{V_o}{\sqrt{6}} \cdot \left[ \frac{D_{i-2}(t)}{2} + D_{i-5}(t) \right] \quad (\text{Eq.5.49})$$

Define-se então:

$$D_{i-x}(t) = \frac{D_{i-2}(t)}{2} + D_{i-5}(t) \quad (\text{Eq.5.50})$$

De forma que:

$$\vec{V}_{EQ} = V_o \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} [D_{i-4}(t) + (D_{i-x}(t))] + j \cdot \frac{V_o}{\sqrt{6}} \cdot [D_{i-x}(t)] \quad (\text{Eq.5.51})$$

Então, iguala-se parte real e imaginária da (Eq.5.47) e da (Eq.5.51):

$$\left\{ \begin{array}{l} |\vec{V}_{EQ}| \cdot \cos(\phi^\circ) = V_o \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} [D_{i-4}(t) + D_{i-x}(t)] \\ |\vec{V}_{EQ}| \cdot \text{sen}(\phi^\circ) = \frac{V_o}{\sqrt{6}} \cdot D_{i-x}(t) \end{array} \right. \quad (\text{Eq.5.52})$$

Resolvendo a (Eq.5.55), obtém-se:



$$\begin{cases} D_{i_x}(t) = \frac{\sqrt{6} \cdot |\vec{V}_{EQ}| \cdot \text{sen}(\phi^\circ)}{V_o} \\ D_{i_4}(t) = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot |\vec{V}_{EQ}| \cdot \text{sen}(\phi^\circ + 150^\circ)}{V_o} \end{cases} \quad (\text{Eq.5.53})$$

Ou ainda:

$$\begin{cases} \frac{D_{i_2}(t)}{2} + D_{i_5}(t) = \frac{\sqrt{6} \cdot |\vec{V}_{EQ}| \cdot \text{sen}(\phi^\circ)}{V_o} \\ D_{i_4}(t) = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot |\vec{V}_{EQ}| \cdot \text{sen}(\phi^\circ + 150^\circ)}{V_o} \end{cases} \quad (\text{Eq.5.54})$$

Lembrando que:

$$D_{i_2}(t) + D_{i_4}(t) + D_{i_5}(t) \leq 1 \quad (\text{Eq.5.55})$$

E, logicamente, o vetor nulo é aplicado de modo a completar o restante do período de comutação, ou seja:

$$D_0(t) = 1 - [D_{i_2}(t) + D_{i_4}(t) + D_{i_5}(t)] \quad (\text{Eq.5.56})$$

Os vetores que serão utilizados no subsetor SS-i-b, tomando-o como referência, são apresentados na tab.5.19.

**Tab.5.19: Vetores utilizados para o subsetor genérico SS-i-b, para o conversor C.**

$\vec{V}_0 = 0 \angle 0^\circ$	$\vec{V}_{i_2} = V_o \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} \angle 0^\circ$
$\vec{V}_{i_6} = V_o \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \angle 30^\circ$	$\vec{V}_{i_5} = V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \angle 0^\circ$

Desta forma, o vetor equivalente gerado será:

$$\vec{V}_{EQ} = \left\{ \begin{aligned} & D_{i_2}(t) \cdot V_o \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} + D_{i_6}(t) \cdot V_o \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \cos(30^\circ) + D_{i_5}(t) \cdot V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \\ & + j \cdot \left[ D_{i_6}(t) \cdot V_o \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \text{sen}(30^\circ) \right] \end{aligned} \right\} \quad (\text{Eq.5.57})$$

$$\vec{V}_{EQ} = V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \cdot D_{i_x}(t) + V_o \cdot \frac{\sqrt{6}}{4} \cdot D_{i_6}(t) + j \cdot \left[ D_{i_6}(t) \cdot V_o \cdot \frac{\sqrt{2}}{4} \right] \quad (\text{Eq.5.58})$$

Então, iguala-se parte real e imaginária da (Eq.5.47) e da (Eq.5.58):

$$\begin{cases} |\vec{V}_{EQ}| \cdot \cos(\phi^\circ) = V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \cdot D_{i_x}(t) + V_o \cdot \frac{\sqrt{6}}{4} \cdot D_{i_6}(t) \\ |\vec{V}_{EQ}| \cdot \text{sen}(\phi^\circ) = D_{i_6}(t) \cdot V_o \cdot \frac{\sqrt{2}}{4} \end{cases} \quad (\text{Eq.5.59})$$

Resolvendo a (Eq.5.59) obtém-se:

$$\begin{cases} D_{i_x}(t) = \frac{\sqrt{6} \cdot |\vec{V}_{EQ}| \cdot \text{sen}(\phi^\circ + 150^\circ)}{V_o} \\ D_{i_6}(t) = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot |\vec{V}_{EQ}| \cdot \text{sen}(\phi^\circ)}{V_o} \end{cases} \quad (\text{Eq.5.60})$$

Ou:

$$\begin{cases} \frac{D_{i_2}(t)}{2} + D_{i_5}(t) = \frac{\sqrt{6} \cdot |\vec{V}_{EQ}| \cdot \text{sen}(\phi^\circ + 150^\circ)}{V_o} \\ D_{i_6}(t) = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot |\vec{V}_{EQ}| \cdot \text{sen}(\phi^\circ)}{V_o} \end{cases} \quad (\text{Eq.5.61})$$

Lembrando da restrição:

$$D_{i_2}(t) + D_{i_4}(t) + D_{i_5}(t) \leq 1 \quad (\text{Eq.5.62})$$

E novamente o vetor nulo é aplicado de modo a completar o restante do período de comutação, ou seja:

$$D_0(t) = 1 - [D_{i_2}(t) + D_{i_4}(t) + D_{i_5}(t)] \quad (\text{Eq.5.63})$$

A variável  $D_{i_2}(t)$  será definida pela malha de controle do balanço das tensões nos capacitores de saída, como será mostrado em 5.5.3. Assim,  $D_{i_5}(t)$  é determinado por:

$$D_{i_5}(t) = D_{i_x}(t) - \frac{D_{i_2}(t)}{2} \quad (\text{Eq.5.64})$$

A tab.5.20 mostra a seqüência de vetores adotada bem como o tempo de duração de cada vetor.

**Tab.5.20: Seqüência e tempo de duração dos vetores para o setor i.**

Subsetor SS-i-1						
$\vec{V}_0$	$\vec{V}_{i-2}$	$\vec{V}_{i-4}$	$\vec{V}_{i-5}$	$\vec{V}_{i-4}$	$\vec{V}_{i-2}$	$\vec{V}_0$
$\frac{D_0(t)}{2} \cdot T_S$	$\frac{D_{i-2}(t)}{2} \cdot T_S$	$\frac{D_{i-4}(t)}{2} \cdot T_S$	$D_{i-5}(t) \cdot T_S$	$\frac{D_{i-4}(t)}{2} \cdot T_S$	$\frac{D_{i-2}(t)}{2} \cdot T_S$	$\frac{D_0(t)}{2} \cdot T_S$
Subsetor SS-i-2						
$\vec{V}_0$	$\vec{V}_{i-2}$	$\vec{V}_{i-6}$	$\vec{V}_{i-5}$	$\vec{V}_{i-6}$	$\vec{V}_{i-2}$	$\vec{V}_0$
$\frac{D_0(t)}{2} \cdot T_S$	$\frac{D_{i-2}(t)}{2} \cdot T_S$	$\frac{D_{i-6}(t)}{2} \cdot T_S$	$D_{i-5}(t) \cdot T_S$	$\frac{D_{i-4}(t)}{2} \cdot T_S$	$\frac{D_{i-2}(t)}{2} \cdot T_S$	$\frac{D_0(t)}{2} \cdot T_S$

A utilização do vetor  $\vec{V}_{i-2}$ , é limitada pela amplitude da tensão de saída, ou seja, a máxima utilização do vetor  $\vec{V}_{i-2}$  é limitada pela amplitude do vetor tensão que é necessário gerar, e pode ser calculada por:

$$\begin{cases} D_{i-2}(t) \cdot V_o \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} + D_{i-5}(t) \cdot V_o \cdot \frac{2}{\sqrt{6}} \geq \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_P \\ D_{i-2}(t) + D_{i-5}(t) \leq 1 \end{cases} \quad (\text{Eq.5.65})$$

Resolvendo a (Eq.5.67):

$$\begin{cases} D_{i-2}(t) \leq \frac{2 \cdot V_o - 3 \cdot V_P}{V_o} \\ D_{i-2}(t) \leq 1 \end{cases} \quad (\text{Eq.5.66})$$

Para o limite mínimo de operação do conversor, definido por  $V_o \geq \sqrt{3} \cdot V_P$ , a utilização do vetor  $\vec{V}_{i-2}$  é limitada por:

$$D_{i-2}(t) \leq 0,27 \quad (\text{Eq.5.67})$$

E, da (Eq.5.66), para que se tenha a maior ação de controle possível sobre  $I_N(t)$ , deve-se garantir que:

$$\frac{2 \cdot V_o - 3 \cdot V_P}{V_o} \geq 1 \rightarrow V_o \geq 3 \cdot V_P \quad (\text{Eq.5.68})$$

A (Eq.5.68) também define o limite para que seja possível implementar a maior defasagem possível entre tensão e corrente para o conversor **C**, ou seja, corrente atrasada ou adiantada em até 30°, em relação à tensão.

### 5.5.3 - Malha de Controle do Balanço de Tensão

Conforme visto, pela seqüência de vetores adotada, quando não se utiliza o vetor  $\vec{V}_{i-2}$ , pela simetria de operação, observa-se que a corrente  $I_N(t)$ , excluindo as componentes de alta freqüência (comutação), apresenta freqüência igual a três vezes a freqüência da rede, mas com valor médio nulo. Desta forma, por superposição, o valor médio gerado pela aplicação de  $\vec{V}_{i-2}$  corresponderá ao valor médio de  $I_N(t)$ .

A partir da análise efetuada, e dos resultados apresentados nas tab.5.12 até tab.5.17, observa-se que, quando aplicado o vetor  $\vec{V}_{i-2}$ , a corrente  $I_N(t)$  que circula no ponto médio do barramento de saída, corresponde à maior corrente de entrada. Além disso, seu sentido é definido simplesmente pela escolha do vetor  $\vec{V}_{i-2-A}$  (negativo) ou  $\vec{V}_{i-2-B}$  (positivo).

Define-se então a variável  $x(t)$ , como variável de controle para a malha de balanço das tensões, cujo módulo determinará a parcela de  $D_{i_x}(t)$  preenchida por  $D_{i_2}(t)$ , e o sinal determinará a opção pelo vetor  $\vec{V}_{i-2-A}$  (negativo) ou pelo vetor  $\vec{V}_{i-2-B}$  (positivo), já que ambos correspondem ao mesmo vetor tensão  $\vec{V}_{i-2}$  gerado pelo conversor, mas diferem apenas no sentido imposto a  $I_N(t)$ . Assim, a partir de  $D_{i_x}(t)$ , determinado para gerar o vetor tensão equivalente pelo conversor, e respeitando o limite físico das variáveis, tem-se:

$$\begin{cases} D_{i_{2-A}}(t) = |x(t)| \cdot D_{i_x}(t), se x(t) < 0 \\ D_{i_{2-A}}(t) = 0, se x(t) > 0 \end{cases} \quad (Eq.5.69)$$

$$\begin{cases} D_{i_{2-B}}(t) = 0, se x(t) < 0 \\ D_{i_{2-B}}(t) = |x(t)| \cdot D_{i_x}(t), se x(t) > 0 \end{cases} \quad (Eq.5.70)$$

$$D_{i_5}(t) = D_{i_x}(t) \cdot \left[ 1 - \frac{|x(t)|}{2} \right] \quad (Eq.5.71)$$

Além disso, da (Eq.5.66) pode-se concluir que:

$$\begin{cases} -2 \cdot \frac{2 \cdot V_o - 3 \cdot V_p}{V_o} \leq x(t) \leq 2 \cdot \frac{2 \cdot V_o - 3 \cdot V_p}{V_o} \\ -2 \leq x(t) \leq 2 \end{cases} \quad (Eq.5.72)$$

E, da (Eq.5.66), para que se tenha a maior ação de controle possível sobre  $I_N(t)$ , deve-se garantir que:

$$\frac{2 \cdot V_o - 3 \cdot V_p}{V_o} \geq 1 \rightarrow V_o \geq 3 \cdot V_p \quad (\text{Eq.5.73})$$

Restando apenas a restrição natural dada por:

$$-2 \leq x(t) \leq 2 \quad (\text{Eq.5.74})$$

Então, a partir da (Eq.5.53) e da (Eq.5.60), lembrando que quando aplicado o vetor  $\vec{V}_{i-2}$  a corrente  $I_N(t)$  corresponde à maior corrente em módulo no setor, pode-se determinar o valor médio de  $I_N(t)$ , em um setor, por:

$$I_{N\_med}(t) = \frac{6}{\pi} \cdot \int_0^{\frac{\pi}{6}} x(t) \cdot \left[ \frac{\sqrt{6} \cdot |\vec{V}_{EQ}|}{V_o} \cdot \text{sen}(\omega t) \right] \cdot \left[ I_p \cdot \text{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right) \right] \cdot d\omega t \quad (\text{Eq.5.75})$$

Considera-se que o vetor tensão equivalente gerado pelo conversor apresenta módulo igual ao vetor tensão da rede, mostrado na (Eq.5.15). Considera-se ainda que  $x(t)$  é aproximadamente constante no período analisado. Tem-se, desta forma:

$$I_{N\_med}(t) = x(t) \cdot \frac{3 \cdot V_p \cdot I_p}{V_o} \cdot \frac{6}{\pi} \cdot \int_0^{\frac{\pi}{6}} [\text{sen}(\omega t)] \cdot \left[ \text{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right) \right] \cdot d\omega t \quad (\text{Eq.5.76})$$

$$I_{N\_med}(t) = x(t) \cdot \frac{3 \cdot V_p \cdot I_p}{4 \cdot V_o} \quad (\text{Eq.5.77})$$

Mas, a potência média de saída, definida em função da potência média de entrada e do rendimento do conversor, é dada por :

$$P_o = \frac{3 \cdot V_p \cdot I_p}{2 \cdot \eta} \quad (\text{Eq.5.78})$$

Logo:

$$I_{N\_med}(t) = x(t) \cdot \frac{\eta \cdot P_o}{2 \cdot V_o} \quad (\text{Eq.5.79})$$

Então, conforme apresentado em 3.10, controla-se a diferença (combinação linear) entre as tensões nos dois capacitores de saída, de forma que seja nula, para garantir a igualdade (balanço) entre as duas tensões. Obtém-se então o circuito equivalente da Fig.5.52:

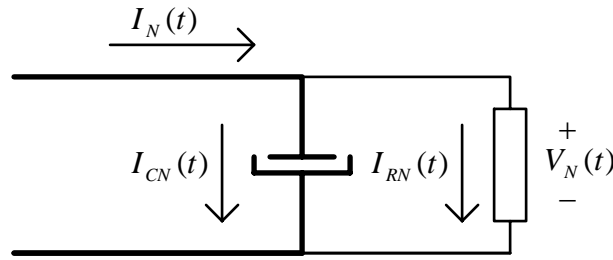


Fig.5.52: Circuito equivalente para o controle do balanço de tensão.

Onde  $I_N(t)$ , apresentado na Fig.5.40, é dado por:

$$I_N(t) = I_{O1}(t) - I_{O2}(t) = C_1 \cdot \frac{dV_{O1}(t)}{dt} + \frac{V_{O1}(t)}{R_{O1}} - C_2 \cdot \frac{dV_{O2}(t)}{dt} - \frac{V_{O2}(t)}{R_{O2}} \quad (\text{Eq.5.80})$$

Ou:

$$I_N(t) = C_N \cdot \frac{dV_N(t)}{dt} + \frac{V_N(t)}{R_N} \quad (\text{Eq.5.81})$$

Onde:

$$C_1 = C_2 = C_N \quad R_{O1} = R_{O2} = R_N \quad (\text{Eq.5.82})$$

E:

$$V_N(t) = V_{O1}(t) - V_{O2}(t) \quad (\text{Eq.5.83})$$

A variável controlada é  $V_N(t)$ , que corresponde à diferença entre as tensões nos dois capacitores de saída. Como se deseja igualdade entre  $V_{O1}(t)$  e  $V_{O2}(t)$ , adota-se referência nula para  $V_N(t)$ . A função de transferência pode ser calculada por:

$$\frac{V_N(s)}{I_N(s)} = \frac{R_N}{s \cdot C_N \cdot R_N + 1} \quad (\text{Eq.5.84})$$

Então, substituindo a (Eq.5.75) na (Eq.5.80):

$$\frac{V_N(s)}{x(s)} = \frac{\eta \cdot P_O}{2 \cdot V_O} \cdot \frac{R_N}{s \cdot C_N \cdot R_N + 1} \quad (\text{Eq.5.85})$$

Como dito, a variável da malha de controle do balanço de tensão,  $x(t)$  pode apresentar valores positivos ou negativos. Entretanto, utiliza-se apenas seu módulo para implementar o vetor  $\vec{V}_{i-2}$ , mas usa-se seu sinal para optar pela utilização de  $\vec{V}_{i-2-A}$  (negativo) ou  $\vec{V}_{i-2-B}$  (positivo).

Sugere-se a utilização de um controlador do tipo PI, onde a diferença entre  $V_{O1}(t)$  e  $V_{O2}(t)$ , que corresponde ao erro, é injetada no controlador, que fornece como saída a variável de controle  $x(t)$ , utilizada então para definir a seqüência de vetores utilizada, conforme apresentado. A arquitetura e a estratégia de controle e modulação são mostradas na Fig.5.53.

#### 5.5.4 - Aplicação do Autocontrole

A análise novamente é idêntica à apresentada para os conversores **A** e **B**, onde o sinal de controle  $k(t)$ , proveniente da malha de controle da tensão total de saída, é multiplicado pelo vetor corrente de entrada, determinando diretamente o vetor tensão equivalente que deve ser gerado pelo conversor. Utilizou-se também o mesmo controlador de tensão.

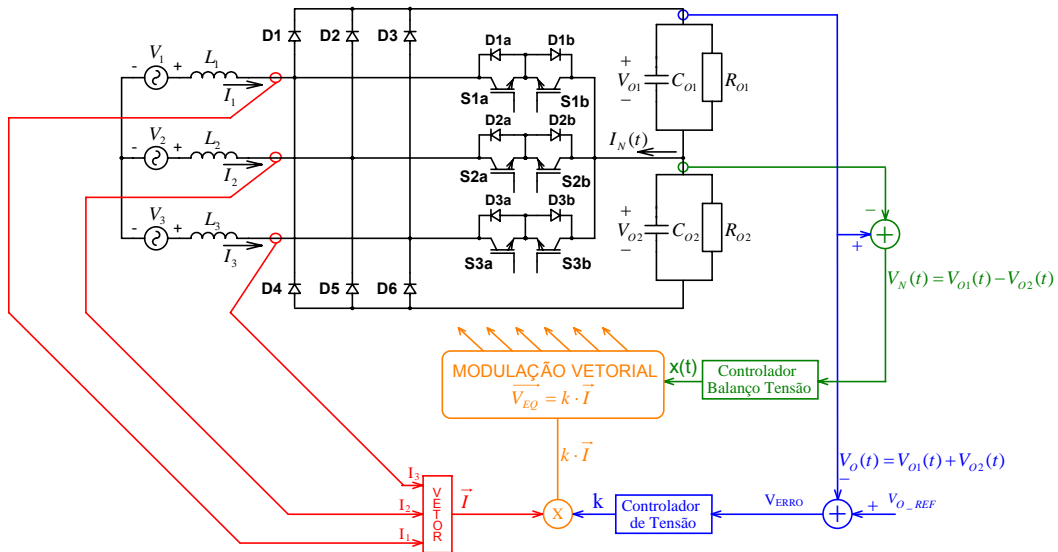
Novamente foram efetuadas simulações utilizando o PSpice, empregando o autocontrole, associado à modulação vetorial, para o conversor **C**, com as mesmas especificações utilizadas anteriormente, exceto pela tensão de saída. Optou-se por aumentar a tensão de saída, para melhor ilustrar a ação da malha de controle do balanço de tensão.

A limitação do sinal  $x(t)$ , e conseqüentemente do vetor  $\vec{V}_{i-2}$ , não representa comumente uma restrição significativa, já que geralmente as cargas são pouco desbalanceadas, de forma que a malha de controle do balanço das tensões age transitoriamente, não sendo necessário impor uma corrente  $I_N(t)$  com valor médio elevado.

Foram efetuadas duas simulações, uma com as cargas balanceadas, e outra com o máximo desbalanço possível de ser controlado, com 75% da carga no barramento superior e 25% no barramento inferior.

Os parâmetros utilizados nas simulações foram: tensão de entrada de 220V(eficaz-fase) 60Hz e uma potência total de 15kW, com, tensão de saída total igual a 933V (para ilustrar a atuação máxima da malha de controle de balanço das tensões de saída), com indutores de entrada de 500uH.

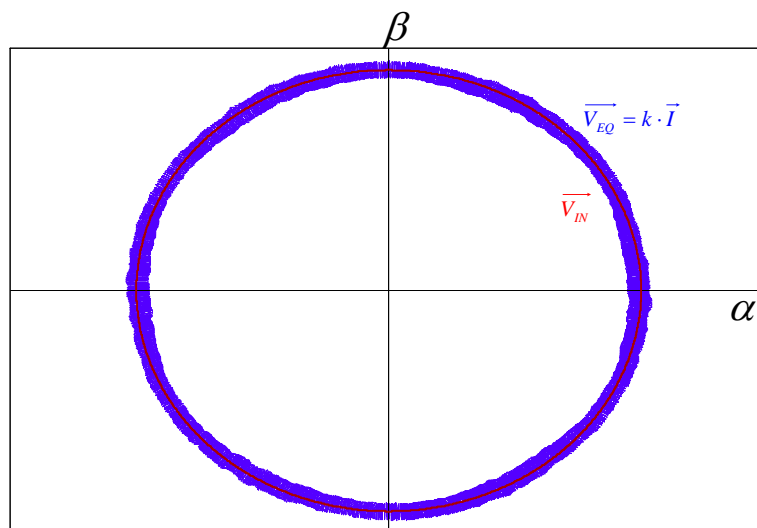
A Fig.5.53 mostra a arquitetura da estratégia de autocontrole adotada, associada à modulação vetorial, para o conversor **C**.



**Fig.5.53: Implementação autocontrole associado à modulação vetorial, para o conversor B.**

A correntes de entrada obtidas, para ambos os casos, como era de se esperar, foram absolutamente idênticas às obtidas para os conversores **A** e **B**, inclusive com o mesmo defasamento entre tensão e corrente de  $1,11^\circ$ . A atuação da malha de controle do balanço das tensões de saída não causou qualquer perturbação ou deformação nas correntes de entrada, e nem mesmo na tensão total de saída.

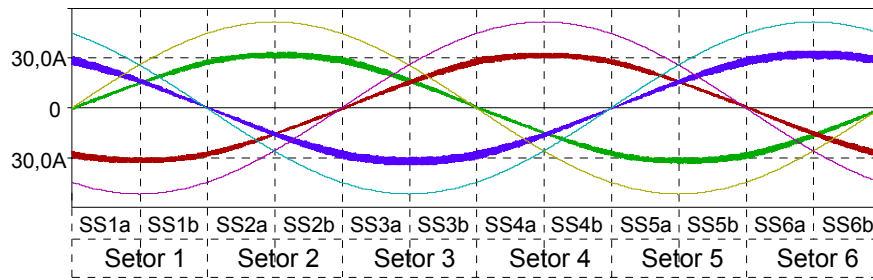
A Fig.5.54 mostra, em azul, a trajetória descrita pelo vetor corrente multiplicado por  $k$ , que corresponde à trajetória do vetor tensão gerado pelo conversor e em vermelho, a trajetória descrita pelo vetor tensão de entrada, para os dois casos.



**Fig.5.54: Trajetória do vetor tensão de entrada (em vermelho) e do vetor corrente vezes k (em azul)..**

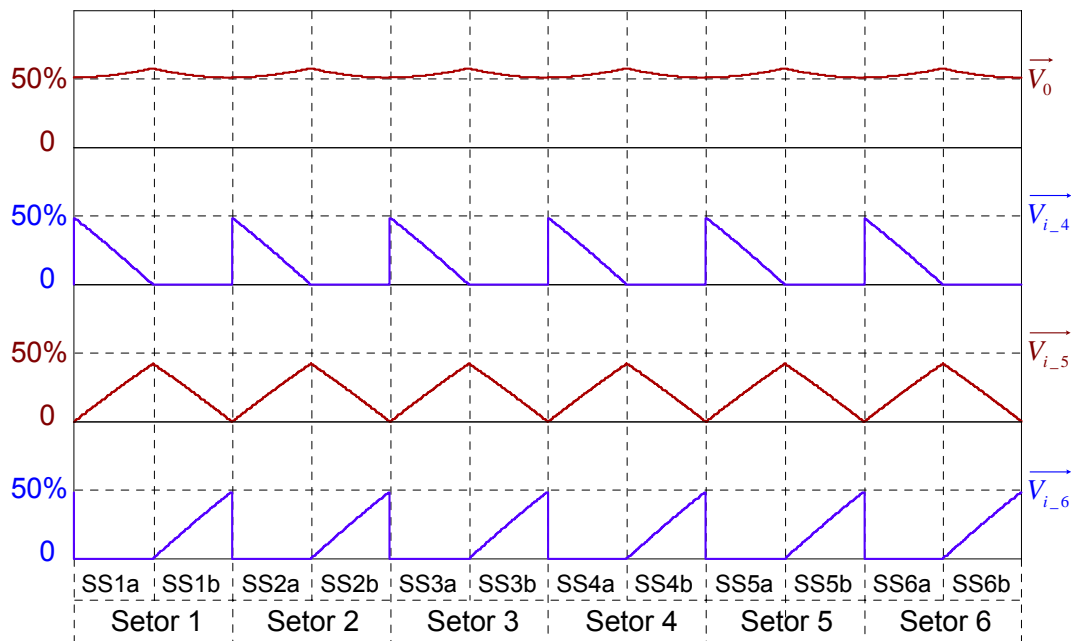
A Fig.5.55 mostra as tensões e as correntes de entrada:





**Fig.5.55: Tensões ( $V$ ) e correntes de entrada, para os dois casos simulados.**

Para o primeiro caso, onde as cargas estão perfeitamente balanceadas, a Fig.5.56 mostra o tempo percentual em que são aplicados os vetores genéricos em cada setor; a Fig.5.57 mostra as razões cíclicas resultantes, com que são comandados os interruptores de cada braço; a Fig.5.58 mostra a corrente  $I_N(t)$  resultante, filtrando-se as componentes de alta frequência (comutação); e a Fig.5.59 mostra as correntes injetadas na carga superior e inferior, também filtrando-se as componentes de alta frequência (comutação).



**Fig.5.56: Tempo percentual de aplicação dos vetores genéricos, para cada setor, com cargas balanceadas.**

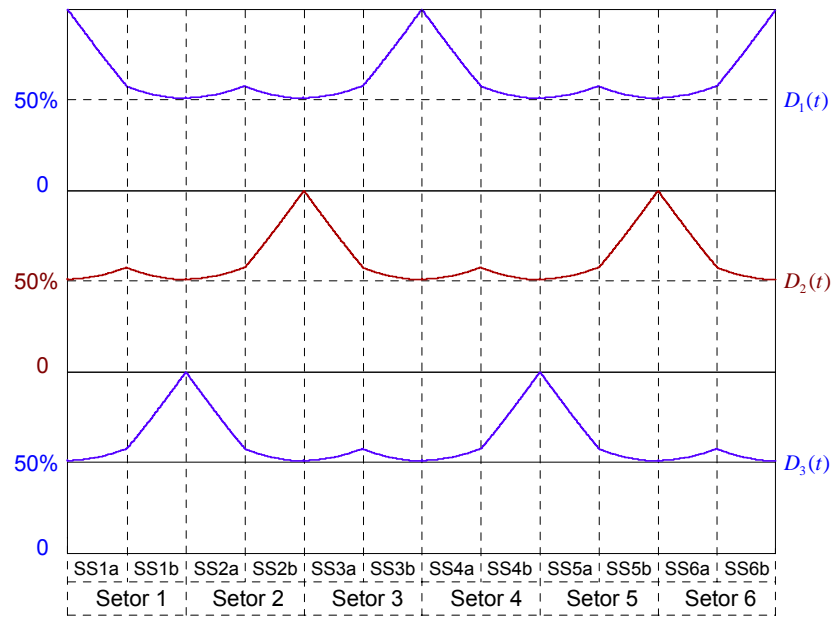


Fig.5.57: Razões cíclicas resultantes para os interruptores de cada braço, com cargas balanceadas.

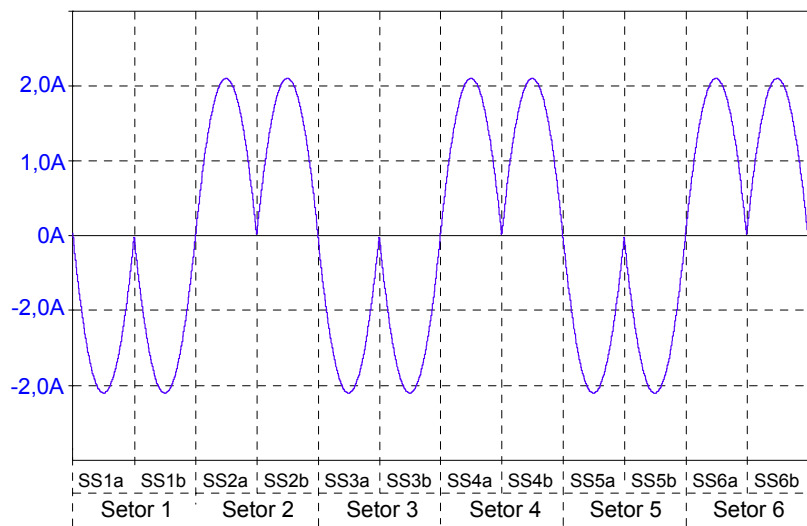


Fig.5.58: Corrente no ponto médio –  $I_N(t)$  – filtrando as componentes de alta frequência (comutação), para cargas balanceadas.

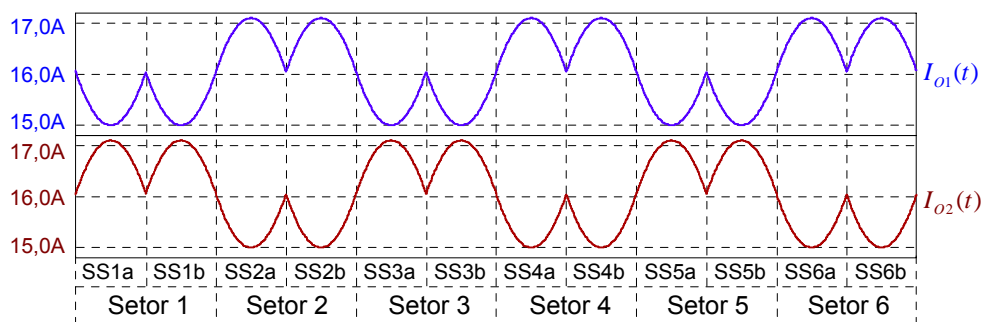
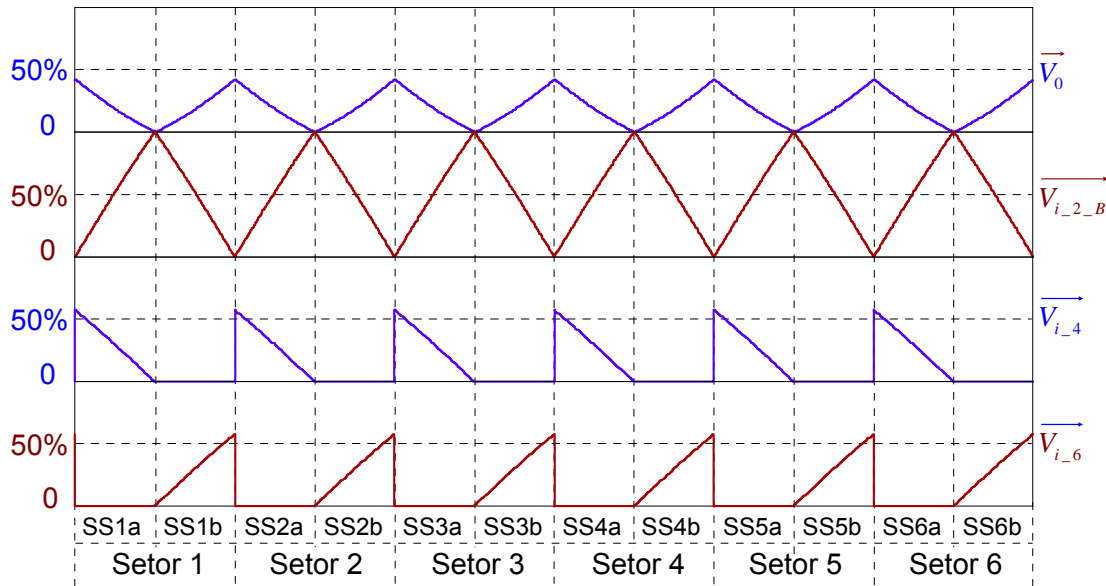
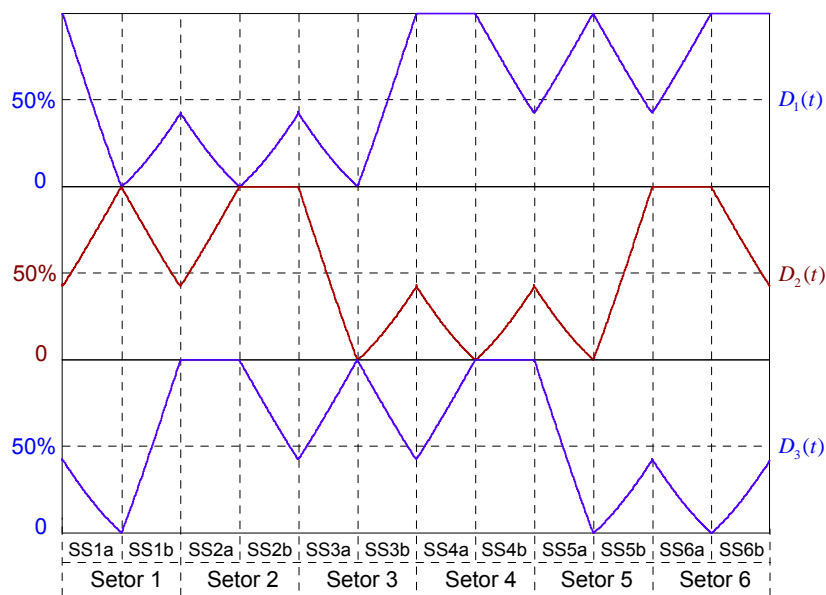


Fig.5.59: Corrente nas cargas, filtrando as componentes de alta frequência (comutação), para cargas balanceadas.

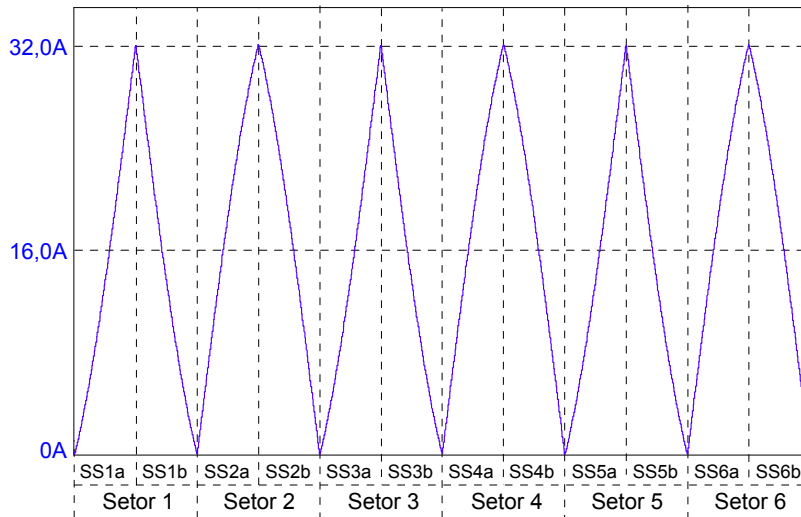
Para o segundo caso, onde as cargas estão desbalanceadas (75% e 25%), a Fig.5.60 mostra o tempo percentual em que são aplicados os vetores genéricos para cada setor; a Fig.5.61 mostra as razões cíclicas resultantes, com que são comandados os interruptores de cada braço; a Fig.5.62 mostra a corrente  $I_N(t)$  resultante, filtrando-se as componentes de alta frequência (comutação); e a Fig.5.63 mostra as correntes injetadas na carga superior e inferior, também filtrando-se as componentes de alta frequência (comutação).



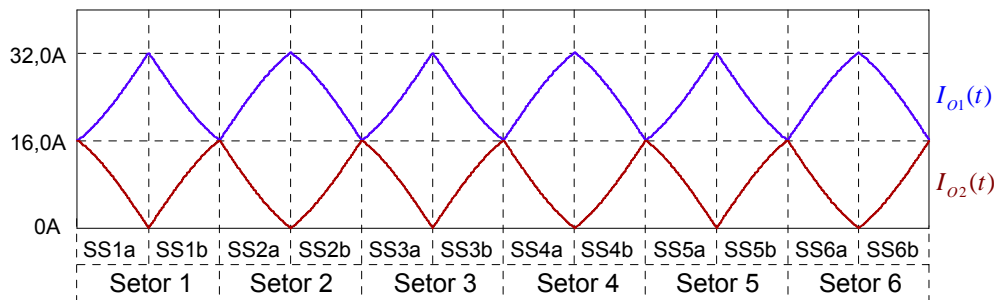
**Fig.5.60: Tempo percentual de aplicação dos vetores genéricos, para cada setor, para cargas desbalanceadas.**



**Fig.5.61: Razões cíclicas resultantes para os interruptores de cada braço, com cargas desbalanceadas.**



**Fig.5.62: Corrente no ponto médio –  $I_N(t)$  – filtrando as componentes de alta frequência (comutação), para cargas desbalanceadas.**



**Fig.5.63: Corrente nas cargas, filtrando as componentes de alta frequência (comutação), para cargas desbalanceadas.**

## 5.6 - CONCLUSÕES

A partir dos resultados apresentados, pode-se observar que, do ponto de vista das correntes de entrada, os resultados foram idênticos aos obtidos no capítulo 4, como era de se esperar. Em ambos os casos, com modulação vetorial, ou com uma estratégia de modulação analógica, a estratégia de controle das correntes garante correntes senoidais e em fase com as tensões de entrada. Observa-se ainda um pequeno defasamento entre tensão e corrente, que não compromete o fator de potência, mas ajuda a evitar a deformação das correntes na passagem por zero.

Além disso, assim como para as outras estratégias de modulação apresentadas no capítulo anterior, o autocontrole garante estabilidade e robustez ao sistema. Apresenta uma característica bastante vantajosa na questão da injeção de ruído no sistema, já que não se utiliza mais sinal de erro.

Com relação à modulação vetorial para o conversor **C**, pode-se concluir que facilita e otimiza o controle do balanço das tensões de saída. Além disso, a modulação vetorial permite visualizar estratégias de modulação analógicas, que possibilitem obter resultados semelhantes, se mostrando também uma ferramenta bastante útil para a análise dos retificadores PWM trifásicos.

Foi observado que, apesar de não haver ondulação na tensão total de saída para o conversor **C** (exceto alta frequência), há ondulação de 180Hz para cada barramento individualmente. Isto se deve exatamente pela ondulação na corrente  $I_N(t)$ . Entretanto, esta ondulação pode ser suprimida, zerando  $I_N(t)$ , utilizando para isso o vetor  $\overrightarrow{V_{i-2}}$ , através da variável  $x(t)$ .

Na estratégia de modulação vetorial adotada para o conversor **C**, é possível manter as tensões de saída balanceadas, até o limite onde uma das cargas corresponde a 25% da carga total e a outra 75%. Nesta situação, a curva que determina o tempo de aplicação do vetor nulo toca o zero, enquanto a curva que determina o tempo de aplicação do vetor  $\overrightarrow{V_{i-2}}$  (utilizado para controlar  $I_N(t)$ ) atinge 100%, como se pode observar na Fig.5.60. Este é o limite em que a corrente em uma das cargas toca o zero (Fig.5.63), fato esperado, já que o conversor não permite reversão de corrente na carga.

## CONCLUSÃO GERAL

O objetivo principal deste trabalho foi estudar a modelagem, propor estratégias de controle, analisar as características e os limites de operação dos retificadores PWM trifásicos sem neutro, principalmente dos unidirecionais.

Na literatura são propostas diversas estratégias de controle para os retificadores PWM trifásicos, todavia, em sua grande maioria restringem-se às topologias bidirecionais, onde o controle é reconhecidamente mais simples, principalmente quando se utiliza modulação vetorial..

Foi analisada a estratégia de controle clássica, baseada no princípio utilizado para o boost pfc monofásico, aplicada aos trifásicos. Buscou-se explicar o princípio de funcionamento, pois é sabido que um retificador trifásico sem neutro não corresponde simplesmente à associação de três monofásicos. Na realidade, a adaptação desta estratégia aos retificadores pwm trifásicos possibilita a obtenção de bons resultados, apesar de apresentar algumas características particulares, usualmente ignoradas. Além do fato de que diferentes topologias requerem diferentes adaptações desta estratégia.

Foram analisados ainda os limites físicos de operação para os retificadores pwm trifásicos unidirecionais, observando que suas características permitem o processamento de energia reativa, possibilitando, por exemplo, a associação em paralelo dos retificadores pwm unidirecionais a outros conversores convencionais, compensando seus harmônicos de corrente, de modo que a associação dos conversores apresente fator de potência unitário, onde a corrente total apresente reduzida taxa de distorção harmônica.

Também foi desenvolvida uma estratégia de controle que não utiliza referência artificial, mas a própria tensão de alimentação. Esta estratégia, neste trabalho denominada autocontrole, apresentou excelentes resultados, com ótima dinâmica e robustez, dentre outras vantagens em relação ao controle clássico, como redução do ruído injetado no sistema. Observou-se apenas uma restrição: esta estratégia permite apenas a operação como retificador, já que a inversão do ganho de amostragem leva o sistema à instabilidade, não sendo possível operar como inversor, no caso das topologias bidirecionais.

A estratégia de autocontrole foi adaptada às estratégias de modulação analógicas, mas também associada à modulação vetorial. Em todos os casos foram obtidos excelentes resultados.

Ainda, para o pfc monofásico, observou-se que o autocontrole implementa exatamente o defasamento ideal, entre corrente e tensão, para evitar a deformação da

---

corrente na passagem por zero, característica também importante para algumas topologias trifásicas unidirecionais.

Também foi estudado o controle do balanço de tensão na saída dos retificadores 3-níveis. Quando utilizada modulação vetorial, observa-se a facilidade de controlar o balanço de tensão, através da corrente no ponto médio de saída. Existem estados topológicos idênticos, sob o ponto de vista da tensão imposta sobre os indutores de entrada, mas que alteram o sentido da corrente média no ponto médio do barramento de saída.

Além disso, para a estratégia de controle clássica, pode-se controlar o balanço de maneira indireta, somando um sinal conveniente às referências de corrente. Esta estratégia deve, no entanto, respeitar alguns limites, já que pode perturbar o sistema, deformando as correntes e podendo levá-lo à instabilidade.

Ainda, utilizando a modulação vetorial para controlar o balanço de tensão na saída do conversor três-níveis analisado, foi visto que a ação de controle nestes conversores está limitada, fisicamente, pela relação entre a tensão de saída e o valor de pico das tensões de entrada. Com a estratégia apresentada, é possível operar com um desbalanço de até 25%-75% nas cargas, em regime permanente, mantendo o balanço das tensões de saída, sem deformar as correntes de entrada.

A estratégia de autocontrole apresentada também pode ser aplicada para controlar filtros ativos paralelos, monofásicos ou trifásicos, realimentando a corrente total das cargas em paralelo com o filtro. Deve-se lembrar, no entanto, que o fato de se utilizar apenas um controlador proporcional (realimentação proporcional natural), limita a derivada de corrente que se pode impor.

Por isso, se o filtro for associado em paralelo com cargas cujas correntes apresentem derivadas elevadas (harmônicas de elevada frequência), recomenda-se a utilização de um filtro passa-baixas na entrada. Este filtro, todavia, precisará filtrar apenas componentes de alta frequência, apresentando baixo volume.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] BORGONOVO, D. *Modelagem e Controle de Retificadores PWM Trifásicos Empregando a Transformação de Park* - Dissertação de Mestrado – INEP – UFSC - Novembro/2001.
  - [2] INTERNATIONAL ELETROTECHNICAL COMMISSION, IEC 61000-3-4 – International Standard, Geneve-Switzerland, 1998.
  - [3] INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, IEEE – Recommended Practices for Harmonic Control in Electric Power System, IEEE 519, 1992.
  - [4] PÖTTKER, F. *Correção do Fator de Potência para Instalações de Baixa Potência Empregando Filtros Ativos* – Tese de Doutorado – INEP – UFSC – Julho/2000.
  - [5] SEIXAS, F. M. *Conversores CA-CC de 12kW com Elevado Fator de Potência Utilizando Autotransformador com Conexão Diferencial de Múltiplos Pulsos* – Tese de Doutorado – INEP – UFSC – Outubro/2001
  - [6] BORGONOVO, D.; BARBI, I. *A Passive Three-Phase Rectifier with High Power Factor*. Anais do COBEP, p.234-239, 2003.
  - [7] BARBI, I.; NOVAES, Y. R.; PÖTTKER, F.; BORGONOVO, D. *Retificadores PWM Trifásicos Unidirecionais com Alto Fator de Potência*. Revista da SOBRAEP, p.1-14, 2002.
  - [8] SPIAZZI, G.; LEE, F. C. *Implementation of Single-Phase Boost Power Factor Correction Circuits in Three-Phase Applications*. Switching Rectifiers for Power Factor Correction, Volume V, VPEC Publication Series.
  - [9] BORGONOVO, D.; NOVAES, Y. R.; BARBI, I. *A Three-Phase Three-Switch Two-Level PWM Rectifier*. IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2003.
  - [10] NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. *A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter*, IEEE Trans. Ind. Appl., vol 17, no. 5, pp.518-523, Outubro/1981.
  - [11] KOLAR, J. W.; ZACH, F. C. *A Novel Three-Phase Three-Switch Three-Level Unity Power Factor PWM Rectifier*. Proceedings of the 28<sup>th</sup> Power Conversion Conference, pp. 125-138. Nüremberg, Alemanha. Junho/1994.
  - [12] BARBI, I. *Correção de Fator de Potência para Fontes de Alimentação*. Notas de Aula – Publicação Interna – INEP – UFSC – Florianópolis – 2000.
  - [13] BARBI, I. ; SOUZA, A. F. *Correção de Fator de Potência para Fontes de Alimentação*. Apostila – Publicação Interna – INEP – UFSC – Florianópolis – 1995.
-



- 
- [14] ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. *Especificações de Sistemas Retificadores Chaveados para Telecomunicações*. Rio de Janeiro – 1999.
- [15] HELDWEIN, M. L. *Unidade Retificadora Trifásica de Alta Potência e Alto Desempenho para Aplicação em Centrais de Telecomunicações*. Dissertação de Mestrado – INEP – UFSC – Florianópolis – 1999.
- [16] BLAUTH, Y. B. *Retificadores trifásicos Controlados com Elevado Fator de Potência e Multiníveis de Corrente*. Tese de Doutorado – INEP – UFSC – Florianópolis – 1999.
- [17] DANTE, R. G. *Controle Digital de um Retificador Trifásico com Alto Fator de potência e Tensão de saída regulada*. Dissertação de Mestrado – INEP – UFSC – Florianópolis – 1997.
- [18] OLIVEIRA, A. H. *Retificador Trifásico, com Elevado Fator de Potência Utilizando o Conversor CC-CC Sepic no Modo de Condução Contínua*. Dissertação de Mestrado – INEP – UFSC – Florianópolis – 1996.
- [19] KOLAR, J. W.; ERTL, H. and ZACH, F. C. *Considerations for Unidirectional Three-Phase PWM Rectifier Systems with Low Effects on the Mains*. Proceedings of the 6<sup>th</sup> International Conference on Power Electronics and Motion Control, Budapeste, Oct. 1-3, Vol.2, pp. 560-565 (1990).
- [20] PRASAD, A. R.; ZIOGAS, P. D. and MANIAS, S. *An Active Power Factor Correction Technique for Three-Phase Diode Rectifiers*. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 6, No. 1, pp. 83-92 (1991).
- [21] KOLAR, J. W.; ERTL, H. and ZACH, F. C. *Power Quality Improvement of Three-Phase AC-DC Power Conversion by Discontinuous-Mode ‘Dither’-Rectifiers*. Proceedings of the 6<sup>th</sup> International (2<sup>nd</sup> European) Power Quality Conference, München, Oct. 14-15, pp. 62-78 (1992).
- [22] KOLAR, J. W.; ERTL, H. and ZACH, F. C. *Space Vector-Based Analysis of the Input Current Distortion of a Three-Phase Discontinuous-Mode Boost Rectifier System*. Record of the 24<sup>th</sup> IEEE Power Electronics Specialists Conference, Seattle (WA), June 20-24, pp. 696-703 (1993).
- [23] KOCZARA, W. *Unity Power Factor Three-Phase Rectifiers*. Proceedings of the 6<sup>th</sup> International (2<sup>nd</sup> European) Power Quality Conference, München, Germany, Oct. 14-15, pp. 79-88 (1992).
- [24] KOLAR, J. W. and ZACH, F. C. *A Novel Three-Phase Three-Switch Three-Level PWM Rectifier*. Proceedings of the 28<sup>th</sup> Power Conversions Conference, Nürnberg, Germany, June 28-30, pp. 125-138 (1994).
- [25] ZHAO, Y. Li and LIPO, T. A. *Forced Commutated Three-Level Boost-Type Rectifier*. Conference Record of 28<sup>th</sup> IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Toronto, Canada, Oct. 2-8, Pt. II, pp. 771-777 (1993).
-

- 
- [26] ERTL, H.; KOLAR, J. W. and ZACH, F. C. *Analysis of Different Current Control Concepts for Forced Commutated Rectifier (FCR)*. Proceedings of the 11<sup>th</sup> International Conference on Power Conversion, München, Germany, June 17-19, pp. 195-217 (1986).
- [27] MALESANI, L. and TENTI, P. *Three-Phase AC/DC PWM Converter with Sinusoidal AC Currents and Minimum Filters Requirements*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-23, No. 1, pp. 71-77 (1987).
- [28] KOLAR, J. W.; DROFENIF, U. and ZACH, F. C. *VIENA Rectifier II – A Novel Single-Stage High Frequency Isolated Three-Phase PWM Rectifier*. Proceedings of the 13<sup>th</sup> IEEE Applied Power Electronics Conference, Anaheim (CA), Feb. 15-19, Vol. 1, pp. 23-33 (1998).
- [29] TAJESHITA, T. and MATSUI, N. *PWM Control and Input Characteristics of Three-Phase Multi-Level AC/DC Converter*. Record of the 23<sup>rd</sup> IEEE Power Electronics Specialists Conference, Toledo, June 29 – July 3, Vol. I, pp. 175-180 (1992).
- [30] BOROJEVIC, D.; HITI, S.; VLATKOVIC, V. and LEE, F. C. *Control Design of Three-Phase PWM Buck Rectifier with Power Factor Correction*. Proceedings of the 10<sup>th</sup> Annual VPEC Power Electronics Seminar, Blacksburg, Sept. 20-22, pp. 1-9 (1992).
- [31] SOUZA A. F. *Retificadores Monofásicos de Alto Fator de Potência com Reduzidas Perdas de Condução e Comutação Suave – Tese de Doutorado – INEP – UFSC – Abril/1998*.
- [32] BARBI, I. *Teoria Fundamental do Motor de Indução*. Florianópolis: Editora da UFSC/ELETROBRÁS, 1985.
- [33] MIDAVAINÉ, H.; MOIGNE, P. and BARTHOLOMEUS, P. *Multilevel Three-Phase Rectifier with Sinusoidal Input Currents*. IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1996.
- [34] REMOR, J.P. *Autocontrole de Um Retificador Boost PFC Monofásico - Dissertação de Mestrado – INEP – UFSC - Novembro/2004*.
- [35] WATANABE, E. H.; AREDES, M. *Teoria de Potência Ativa e Reativa Instantânea e Aplicações- Filtros Ativos e FACTs – XII Congresso Brasileiro de Automática – 3, Vol. I, pp. 81-102 – 1998*.
-