

Dissertação de Mestrado

Wagner Camisão de Souza

Suprimento de Energia em Telecomunicações

2002

Inatel

**UMA CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DA
QUALIDADE DA ENERGIA ELÉTRICA
NO SUPRIMENTO DE SISTEMAS DE
TELECOMUNICAÇÕES.**

WAGNER CAMISÃO DE SOUZA

Dissertação apresentada ao Instituto Nacional de Telecomunicações, como parte dos requisitos para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

ORIENTADOR: Prof. Dr. Jocélio Souza de Sá.

Santa Rita do Sapucaí
2002

FOLHA DE APROVAÇÃO

Dissertação defendida e aprovada em 28/08/2002, pela comissão julgadora:

Prof. Dr. José Policarpo G de Abreu / Universidade Federal de Itajubá - UNIFEI

Prof. Dr. Júlio César Tibúrcio / Instituto Nacional de Telecomunicações - INATEL

Prof. Dr. Jocélio Souza de Sá / Instituto Nacional de Telecomunicações - INATEL

Coordenador do Curso de Mestrado

DEDICATÓRIA

À Marilene e Victor, esposa e filho.

AGRADECIMENTOS

A Deus, pelo que me permitiu ser.

A meus Pais, pelo que me ajudaram a ser.

A meus tios Joel e Conceição pela inestimável ajuda que sempre me ofereceram ao longo da vida, com o melhor de seus corações.

Ao Professor Jocélio pelo incentivo e entusiasmo apesar das adversidades.

Aos colegas e amigos do INATEL pelo suporte.

ÍNDICE

FOLHA DE APROVAÇÃO	II
DEDICATÓRIA	III
AGRADECIMENTOS	IV
ÍNDICE	V
LISTA DE FIGURAS	VII
LISTA DE TABELAS	IX
LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS	X
LISTA DE SÍMBOLOS	XII
RESUMO	XIII
ABSTRACT	XIV
INTRODUÇÃO GERAL	XV
CAPÍTULO I	1
QUALIDADE DE ENERGIA ELÉTRICA - CONCEITOS	1
1.1. Fatores de Degradação da Qualidade da Energia Elétrica.....	2
1.2. Qualificação das Categorias dos Fenômenos Eletromagnéticos.....	4
1.2.2. Variações de curta duração.....	7
1.2.2.1. Interrupções.....	7
1.2.2.2. Afundamentos de tensão (dips ou sags).....	8
1.2.2.3. Elevações de tensão (swells).....	10
1.2.3. Variações de tensão de longa duração.....	11
1.2.3.1. Interrupções sustentadas.....	11
1.2.3.2. Subtensões.....	11
1.2.3.3. Sobretensões.....	12
1.2.4. Desequilíbrio.....	12
1.2.5. Distorção.....	13
1.2.5.1. Nível CC.....	13
1.2.5.2. Harmônicos.....	14
1.2.5.3. Interharmônicos.....	16
1.2.5.4. Notching.....	16
1.2.6. Ruído.....	17
1.2.7. Flutuação de tensão.....	18
1.2.8. Variações de frequência.....	19
CAPÍTULO II	21
SISTEMAS DE SUPRIMENTO DE ENERGIA ELÉTRICA PARA TELEFONIA	21
2.1. Suprimento de corrente alternada para telefonia.....	21
2.1.1. Subestação (SE).....	24
2.1.2. Grupo Motor Gerador (GMG).....	27
2.1.3. Grupo Motor Gerador Móvel (GMG-M).....	29
2.1.4. Unidade de Supervisão de Corrente Alternada (USCA).....	29
2.1.5. Quadro de Transferência Automática / Manual (QTA / QTM).....	30
2.1.6. Quadro de Distribuição Geral (QDG).....	30
2.1.7. Outros quadros de distribuição.....	30

2.2.2.	<i>Retificação</i>	31
2.2.4.	<i>Regulador da tensão contínua para o consumidor</i>	42
2.2.5.	<i>Sistema de supervisão de corrente contínua (USCC)</i>	44
2.2.8.	<i>Interconexão com outros sistemas de corrente contínua</i>	47
CAPÍTULO III		54
RETIFICADORES UTILIZADOS EM TELECOMUNICAÇÕES		54
3.1.	<i>Retificadores trifásicos</i>	55
3.1.2.	<i>Retificador polifásico de 6 pulsos ou retificador hexafásico</i>	60
3.1.3.	<i>Retificador em ponte trifásica não controlada</i>	67
3.1.3.1.	<i>Principais parâmetros de performance</i>	70
3.1.4.	<i>Ponte trifásica semi-controlada</i>	73
3.1.4.1.	<i>Principais parâmetros de performance</i>	76
3.1.5.	<i>Ponte retificadora trifásica controlada</i>	88
3.1.5.1.	<i>Principais parâmetros de performance</i>	89
3.1.6.	<i>Conversor de doze pulsos</i>	102
3.1.6.1.	<i>Principais parâmetros de performance do retificador de 12 pulsos</i>	105
3.2.	<i>Conclusão</i>	119
CAPÍTULO IV		121
CONCLUSÕES		121
ANEXOS		123
A1.	A SÉRIE DE FOURIER	123
A.2	TRANSFORMADA RÁPIDA DE FOURIER (<i>FFT</i>).....	125
A3.	DETERMINAÇÃO DAS FORMAS DE ONDA DO RETIFICADOR HEXAFÁSICO	126
A4.	LISTAGENS DE COMANDOS PARA GERAÇÃO DE FIGURAS.....	129
A5.	DETERMINAÇÃO DAS FORMAS DE ONDA DAS CORRENTES DE ENTRADA DA PONTE RETIFICADORA TRIFÁSICA NÃO CONTROLADA.....	131
BIBLIOGRAFIA		133

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – <i>Transiente impulsivo de $0,017 \times 75 \mu s$ 1650V</i>	5
Figura 1.2 – <i>Transiente oscilatório</i>	6
Figura 1.3 – <i>Afundamento de tensão (dip) de 0,8 p.u.</i>	9
Figura 1.4 – <i>Mecanismo de percepção de afundamentos de tensão</i>	9
Figura 1.5 – <i>Swell de 1,25 p.u.</i>	11
Figura 1.6 – <i>Senóide de 60 Hz “contaminada” por cunhas</i>	17
Figura 1.7 – <i>Senóide de 60 Hz contaminada por ruído gaussiano</i>	18
Figura 1.8 – <i>Flutuação de tensão: 60Hz modulada por senóide de 3 Hz.</i>	19
Figura 2.1 – <i>Diagrama em blocos de um sistema de suprimento CA para telecomunicações</i>	22
Figura 2.2 – <i>Diagrama unifilar da subestação (SE) e quadros de distribuição CA</i>	25
Figura 2.3 – <i>Vista frontal dos bastidores componentes da subestação</i>	26
Figura 2.4 – <i>Sistema de suprimento de corrente contínua</i>	31
Figura 2.5 – <i>Exemplo de configuração especial de banco de baterias</i>	41
Figura 2.6 – <i>Regulação de tensão para consumidor utilizando conversor ativo</i>	43
Figura 2.7 – <i>Regulação de faixa de tensão utilizando diodos de queda</i>	44
Figura 2.8 – <i>Exemplo de conversor CC-CC</i>	48
Figura 2.9 – <i>Esquema de aterramento TN-S</i>	51
Figura 3.1 – <i>Retificador hexafásico não controlado</i>	60
Figura 3.2 – <i>Retificador hexafásico da Figura 3.1 redesenhado</i>	61
Figura 3.3 – <i>Formas de onda do retificador hexafásico da Figura 3.1 – Tensões secundárias e correntes dos diodos</i>	61
Figura 3.4 – <i>Formas de onda do retificador hexafásico da Figura 3.1 – Correntes de entrada</i>	62
Figura 3.5 – <i>Espectro da corrente primária do retificador hexafásico</i>	65
Figura 3.6 – <i>Espectro da tensão de saída do conversor hexafásico</i>	67
Figura 3.7 – <i>Ponte trifásica não controlada e diagrama fasorial</i>	68
Figura 3.8 – <i>Formas de onda da ponte trifásica não controlada</i>	68
Figura 3.9 – <i>Ponte trifásica semi-controlada com diodo de comutação</i>	74
Figura 3.10 – <i>Formas de onda para a ponte trifásica semi-controlada para $\alpha = 30^\circ$</i>	74
Figura 3.11 – <i>Formas de onda do conversor semi-controlado para $\alpha = 90^\circ$</i>	75
Figura 3.12 – <i>Varição da ondulação da tensão de saída com o ângulo de disparo. (a) $\alpha < 60^\circ$; (b) $\alpha > 60^\circ$.</i>	79
Figura 3.13 – <i>Distorção harmônica x ângulo de disparo da ponte semi-controlada</i>	83
Figura 3.14 – <i>Espectros da corrente de fase de entrada para diferentes valores de α</i>	84
Figura 3.15 – <i>Espectro da tensão de saída para $\alpha = 15^\circ$</i>	85
Figura 3.16 – <i>Espectro da tensão de saída para $\alpha = 30^\circ$</i>	86
Figura 3.17 – <i>Espectro da tensão de saída para $\alpha = 75^\circ$</i>	87
Figura 3.18 – <i>Ponte retificadora trifásica controlada – Circuito</i>	88
Figura 3.19 – <i>Formas de onda da ponte trifásica controlada para $\alpha = 30^\circ$</i>	89
Figura 3.20 – <i>Formas de onda da ponte trifásica controlada para $\alpha = 60^\circ$</i>	90

Figura 3.21 – <i>Formas de onda da ponte trifásica controlada para $\alpha = 90^\circ$</i>	92
Figura 3.22 – <i>(a) γ FR x α para $\alpha \leq 60^\circ$; (b): FR x α para $\alpha > 60^\circ$</i>	93
Figura 3.23 – <i>Comportamento do fator harmônico para $\alpha > 60^\circ$</i>	96
Figura 3.24 – <i>Espectro da tensão de saída da ponte trifásica controlada para $\alpha = 30^\circ$</i>	100
Figura 3.25 – <i>Espectro da tensão de saída da ponte trifásica controlada para $\alpha = 75^\circ$</i>	101
Figura 3.26 – <i>Diagrama do conversor de 12 pulsos paralelo</i>	102
Figura 3.27 – <i>Diagrama do conversor de 12 pulsos série</i>	103
Figura 3.28 – <i>Diagrama fasorial do conversor de 12 pulsos série</i>	103
Figura 3.29 – <i>Formas de onda do conversor de 12 pulsos série: a) Tensões secundárias, correntes dos comutadores e tensão de saída; b) correntes nos enrolamentos do transformador e corrente de linha primária na fase A.</i>	104
Figura 3.30 – <i>Ondulação x ângulo de disparo do retificador de 12 pulsos série: a) $\alpha < 60^\circ$; b) $\alpha \geq 60^\circ$</i>	108
Figura 3.31 – <i>Forma de onda da corrente de linha primária para $\alpha = 30^\circ$</i>	109
Figura 3.32 – <i>Forma de onda da corrente de linha primária para $\alpha = 75^\circ$</i>	110
Figura 3.33 – <i>Espectro da corrente de linha de entrada para $\alpha = 0^\circ$</i>	116
Figura 3.34 – <i>Espectro da corrente de linha de entrada para $\alpha = 75^\circ$</i>	117

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 – <i>Quantificação dos fenômenos eletromagnéticos segundo o IEC</i>	3
Tabela 2.1 – <i>Componentes do sistema de suprimento de energia CA para telefonia pública</i>	22
Tabela 2.2 – <i>Classificação das unidades retificadoras segundo [14], [15] e [17]</i>	33
Tabela 2.3 – <i>Níveis máximos admissíveis de distorção por harmônicos não característicos impostos à rede de suprimento CA</i>	35
Tabela 2.4 – <i>Níveis máximos de ruído na saída da UR</i>	36
Tabela 2.5 – <i>Crerios para dimensionamento do banco de baterias</i>	40
Tabela 3.1 – <i>Comparação dos tipos de conversores utilizados e com possibilidades de utilização em telefonia pública</i>	120
Tabela A.1 – <i>Correntes secundárias da ponte trifásica não controlada</i>	131

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente Alternada
AV	Área de Vulnerabilidade
BC	Bateria Central
BL	Bateria Local
CIGRÉ	Congress Internationale des Grand Réseux Electriques a Haute Tension
CLP	Controlador Lógico Programável
CC	Corrente Contínua
DDT	Distorção por Demanda Total
DHT	Distorção Harmônica Total
DSL	Digital Subscriber Line
EMC	Electromagnetic Compatibility
ESD	Electrostatic Discharge
FCC	Fonte de Corrente Contínua
FFT	Fast Fourier Transform
GMG	Grupo Motor Gerador
GMG-M	Grupo Motor Gerador Móvel
ICHQP	International Conference on Harmonics and Quality of Power
IEC	International Electrotechnical Commission
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IEM	Interferência Eletromagnética
MOSFET	Metal-Oxide Silicon Field Effect Transistor
NBR	Norma Brasileira
NEMP	Nuclear Electromagnetic Pulse

PE	Protection Earth
PQA	Power Quality Assessment
PWM	Pulse Width Modulation
QDC	Quadro de Distribuição de Condicionares de Ar
QDF	Quadro de Distribuição de Força ou Quadro de Distribuição de Filas
QDG	Quadro de Distribuição Geral
QDL	Quadro de Distribuição de Luz
QDM	Quadro de Distribuição de Motores
QDR	Quadro de Distribuição de Retificadores
QDS	Quadro de Distribuição Suplementar
QEE	Qualidade de Energia Elétrica
QFS	Quadro de Filtragem Suplementar
QTA / QTM	Quadro de Transferência Automática / Manual
SCR	Silicon Controlled Rectifier
SE	Subestação
SPDA	Sistema de Proteção contra Descargas Atmosféricas
STB	Sistema Telebrás
TN-S	Terra Neutro - Separados
UCV	Conversor Aditivo
UR	Unidade Retificadora
USCA	Unidade de Supervisão de Corrente Alternada
USCC	Unidade de Supervisão de Corrente Contínua

LISTA DE SÍMBOLOS

ϕ	Ângulo de deslocamento entre tensão de fase e corrente de fase
α	Ângulo de disparo de tiristores
I	Valor eficaz de corrente [A]
\bar{I}	Valor médio de corrente [A]
u	Valor instantâneo de tensão [V]
i	Valor instantâneo de corrente [A]
P	Potência ativa [W]
S	Potência aparente ou volt-ampères necessários para realizar um trabalho P [VA]
U	Valor eficaz da tensão [V]
\bar{U}	Valor médio da tensão [V]
ω	Frequência angular [rd/s]

RESUMO

SOUZA, WAGNER CAMISÃO DE – Contribuição ao estudo de qualidade de energia no suprimento de sistemas de telecomunicações – Santa Rita do Sapucaí, 2002
Instituto Nacional de Telecomunicações

A situação da disponibilidade de energia elétrica no País não é confortável. Do ponto de vista técnico, há que se pensar em racionalizar o emprego das reservas disponíveis, reduzindo ao máximo as perdas, estejam elas onde estiverem.

Neste estudo procura-se uma forma de contribuição à grande tarefa de ajustar o perfil de nossas cargas relevantes à essa realidade. As cargas representadas por unidades de telecomunicações podem ser significativas e, ainda que o consumo desses equipamentos venha sendo reduzido com o avanço tecnológico, a base instalada tem crescido com a expansão das redes existentes e a implantação de novas malhas, consequência da entrada de novas empresas concessionárias no mercado.

Nessas instalações, a questão principal não é o consumo em si, mas as características não lineares da carga. Certamente, a maior fatia da potência instalada se concentra nos retificadores, que impõem níveis de distorção consideráveis à rede de suprimento. Isto, sem dúvida, corresponde a uma considerável parcela das perdas no sistema elétrico.

Este trabalho apresenta conceitos gerais de Qualidade de Energia Elétrica, descreve a configuração recomendada pelas Normas Técnicas para o suprimento de energia elétrica em estações telefônicas do porte de nominal de 200 kVA, e faz uma análise comparativa dos principais parâmetros de performance do tipos de retificadores que poderiam, ao mesmo tempo, atender às exigências das Normas e contribuir para a redução dos níveis de distorção hoje impostos à rede elétrica pelas instalações de telecomunicações.

Palavras-chave: harmônicos, retificadores, qualidade de energia.

ABSTRACT

SOUZA, WAGNER CAMISÃO DE – Contribuição ao estudo de qualidade de energia no suprimento de sistemas de telecomunicações – Santa Rita do Sapucaí, 2002
Instituto Nacional de Telecomunicações

The conditions of the availability of electric power in this country are not comfortable. From a technical point of view the solution is to increase system efficiency by reducing losses wherever they may be.

This study aims a form of contribution to the task of adjusting the profile of the more significant loads to match this reality.

Telecom loads may be heavy, and even though equipment consumption is being reduced with the technology advance, the total installed load is increasing, due to the growth of the existing net and the addition of new ones built by newcomer telecom companies.

Within those installations, the main concern is load non-linearity, rather than equipment consumption itself. In fact, most of power in telephone stations are concentrated in the rectifiers, which impose considerable levels of harmonic distortion to the power supply lines, corresponding to a significant portion of system losses.

This work presents general concepts on Electric Power Quality, describes the 200 kVA range power supply configuration as recommended by the Telebras Standards, and also evaluates the main performance parameters for the types of rectifiers more likely to behave according to Telebras' six-pulse converter recommendation. Those configurations are able to reduce power lines harmonic distortion and at the same time, comply with all other Standards items.

Key-words: harmonics, rectifiers, power quality.

INTRODUÇÃO GERAL

Este trabalho tem por objetivo apresentar os conceitos atuais de *Qualidade da Energia Elétrica* em conformidade com as definições dos organismos internacionais como IEEE, IEC e outros, para em seguida se concentrar no estudo do tópico *Distorção*, especificamente, *harmônicos* e sua presença em sistemas de suprimento de instalações de telefonia fixa.

Para tal, no Capítulo I apresentam-se as definições de cada fenômeno eletromagnético que constituem a teoria de QEE conforme propostas pelo International Electrotechnical Commission. O intuito desse tratamento é divulgar mais essas definições, que têm aparecido de formas diversas e por vezes distorcidas em publicações técnicas de qualidade duvidosa, e deixar propostos novos estudos que relacionem os sistemas de suprimento de energia em telecomunicações com tais fenômenos.

No Capítulo II descrevem-se com mais detalhes as configurações possíveis da fonte de corrente contínua e componentes auxiliares, recomendadas pelas Normas pertinentes ao assunto que ainda vigoram no País.

No Capítulo III são analisadas configurações de conversores CA-CC compatíveis com o recomendado pelas Normas, sendo apresentada ao final deste, uma tabela comparativa desses tipos de conversores com a configuração recomendada pela Telebrás, contra uma topologia largamente empregada em instalações atuais.

CAPÍTULO I

Qualidade de Energia Elétrica - Conceitos

Embora existindo desde que a eletricidade passou a fazer parte das atividades essenciais da vida, somente há poucos anos os fenômenos elétricos começaram a ser encarados com o enfoque daquilo que se passou a denominar *qualidade de energia*. Isto se deveu ao aumento explosivo de cargas eletrônicas, sensíveis à qualidade da tensão que as alimenta e ao mesmo tempo, geradoras de problemas na rede elétrica. Por ser um estudo relativamente novo, percebe-se que vários pontos ainda não estão muito claros e que até mesmo algumas definições não são consensuais entre autores. O termo tem abrigado uma vasta gama de fenômenos eletromagnéticos dos sistemas de energia, e a recente terminologia não está assimilada da mesma forma por fabricantes e usuários finais de equipamentos.

A qualidade da energia tem se tornado tão importante que é tratada em separado em conferências internacionais de peso, como por exemplo, a International Conference on Harmonics and Quality of Power (**ICHQP**) e Power Quality Assessment (**PQA**). Além disso, o assunto vem sendo alvo de constante desenvolvimento por grupos de estudo da International Electrotechnical Commission (**IEC**), Congress Internationale des Grand Réseux Électriques a Haute Tension (**CIGRE**) e Institute of Electrical and Electronics Engineers (**IEEE**).

Da mesma forma que qualquer outro produto, o fornecimento de energia elétrica está sujeito a vários fatores de degradação, envolvendo tanto o produto diretamente, quanto o serviço vinculado a ele. A abordagem geral envolve inúmeras variáveis e diferentes pontos de vista. Por exemplo, na visão do fornecedor a qualidade da energia elétrica é medida em função do número e tempos de interrupções de suprimento, além é claro, das propriedades do sinal entregue para distribuição. Se

amplitude, frequência e distorção estiverem dentro dos limites esperados e a quantidade e duração das interrupções do fornecimento se mostrarem abaixo dos valores máximos permitidos, então a qualidade do produto está em conformidade com o estabelecido pelos órgãos reguladores.

Entretanto, do ponto de vista do usuário uma interrupção mesmo não comprometendo a estatística de qualidade do fornecedor, pode significar horas de parada de produção e, por consequência, consideráveis perdas financeiras. Para este, a qualidade da energia está deixando a desejar. Além disto, o usuário pode estar sendo afetado por outros distúrbios que não são percebidos pela monitoração do fornecedor, mas que de alguma forma são gerados no âmbito do sistema deste.

Este trabalho aborda a face técnica da questão *qualidade da energia elétrica*, tratando tanto dos desvios no produto recebido, quanto dos efeitos de degradação gerados pelos equipamentos do consumidor - especificamente, instalações de telefonia pública -, na medida em que este utiliza cargas potencialmente causadoras de problemas em sua própria rede elétrica.

1.1. Fatores de degradação da qualidade da energia elétrica

Do ponto de vista puramente técnico, uma definição de *qualidade de energia* com crescente aceitação é diretamente relacionada a *qualidade da tensão*.

Trabalhos pioneiros nesta área se concentravam na questão da distorção harmônica que vinha então se tornando cada vez mais presente nas instalações. Com a evolução dos estudos, outros fenômenos não periódicos e transientes, foram sendo incluídos na formação de um conceito mais abrangente de qualidade de energia. Tais fenômenos são também utilizados para a composição dos padrões de Compatibilidade Eletromagnética (EMC), que trata da operação de sistemas e componentes sem interferência mútua. Portanto, de forma mais abrangente, qualidade de energia pode também ser relacionada a capacidade de um sistema em transmitir e entregar energia elétrica dentro dos limites especificados pelos padrões de EMC.

Formalmente, qualidade da energia¹ é qualquer problema manifestado na tensão, corrente ou frequência nominais que resulte em falhas ou operação errática de equipamentos consumidores[7].

O organismo reconhecido internacionalmente e cujos padrões referentes à qualidade de energia elétrica vêm se mostrando mais aceitos é o IEC, que desenvolveu uma série de normas denominadas Compatibilidade Eletromagnética (EMC), que tratam dos problemas de qualidade da energia. Essas normas são publicadas em seis partes que receberam os códigos **IEC 61000-1-x** a **IEC 61000-6-x** [4].

Os fenômenos causadores de interferências eletromagnéticas foram classificados pelo IEC em 6 grandes grupos: os conduzidos (que ocorrem em meios metálicos) de baixa e alta frequência, os irradiados (que ocorrem em meios próximos aos equipamentos) de baixa e alta frequência, as descargas eletrostáticas (ESD) e pulso eletromagnético nuclear (NEMP). Destes, os quatro primeiros - focalizados neste trabalho - estão subdivididos em sete categorias conforme a Tabela 1.1 reproduzida da referência [7].

Tabela 1.1 - *Quantificação dos fenômenos eletromagnéticos segundo o IEC*

Categoria	Conteúdo espectral típico	Duração típica	Magnitude de tensão típica
1. Transientes			
1.1. Impulsivos			
1.1.1. Nanosegundos	Elev. 5 ns	<50 ns	
1.1.2. Microsegundos	Elev. 1 µs	50 ns a 1 ms	
1.1.3. Milisegundos	Elev. 0,1 ms	1 ms	
1.2. Oscilatórios			
1.2.1. Baixa frequência	< 5kHz	0,3 a 50 ms	0 a 4 pu
1.2.2. Frequência média	5 a 500 kHz	20 µs	0 a 8 pu
1.2.3. Alta frequência	0,5 a 5 MHz	5 µs	0 a 4 pu
2. Variações de curta duração			
2.1. Instantâneas			
2.1.1. Interrupção		0,5 a 30 ciclos	< 0,1 pu
2.1.2. Dip		0,5 a 30 ciclos	0,1 a 0,9 pu
2.1.3. Swell		0,5 a 30 ciclos	1,1 a 1,8 pu
2.2. Momentâneas			
2.2.1. Interrupção		30 ciclos a 3 s	< 0,1 pu
2.2.2. Dip		30 ciclos a 3 s	0,1 a 0,9 pu
2.2.3. Swell		30 ciclos a 3 s	1,1 a 1,4 pu
2.3. Temporárias			
2.3.1. Interrupção		3 s a 1 minuto	< 0,1 pu

¹ Embora pareça ilógico, a Qualidade da Energia é definida em função dos fenômenos de degradação que idealmente não deveriam estar presentes num sistema elétrico.

2.3.2. Dip		3 s a 1 minuto	0,1 a 0,9 pu
2.3.3. Swell		3 s a 1 minuto	1,1 a 1,2 pu
3. Variações de longa duração			
3.1. Interrupção sustentada		> 1 min	0,0 pu
3.1.1. Subtensões		> 1 min	0,8 a 0,9 pu
3.1.2. Sobretensões		> 1 min	1,1 a 1,2 pu
4. Desbalanceamento de tensão		Estado permanente	0,5 a 2%
5. Distorção			
5.1. Nível CC			0 a 0,1%
5.2. Harmônicos	0 - 100 ^o	Estado permanente	0 a 20%
5.3. Interharmônicos	0 - 6 kHz	Estado permanente	0 a 2 %
5.4. Notching (cunha)		Estado permanente	
5.5. Ruído	Banda larga	Estado permanente	0 a 1%
6. Flutuações de tensão	< 25 Hz	Intermitente	0,1 a 7%
7. Variações de frequência		< 10 s	

Os itens de 1 a 3 são por sua vez considerados distúrbios, sendo oriundos de várias causas; os demais se originam basicamente na operação do sistema elétrico.

1.2. Qualificação das categorias dos fenômenos eletromagnéticos

1.2.1. Transientes

O termo *transiente* tratado isoladamente é muito amplo para ter uma definição simplista, uma vez que a engenharia assim denomina a todo fenômeno que não seja de estado permanente. Por este prisma, todas as variações de tensão de curta duração poderiam ser chamadas de transientes. Para definir mais claramente o termo no âmbito da Qualidade de Energia, o IEC divide o fenômeno em duas categorias, como a seguir.

1.2.1.1. Transientes impulsivos

São alterações súbitas unidirecionais do estado permanente da tensão, corrente, ou ambas, sem alteração da frequência, que é mantida no valor nominal e caracterizadas por seus tempos de crescimento e decaimento.

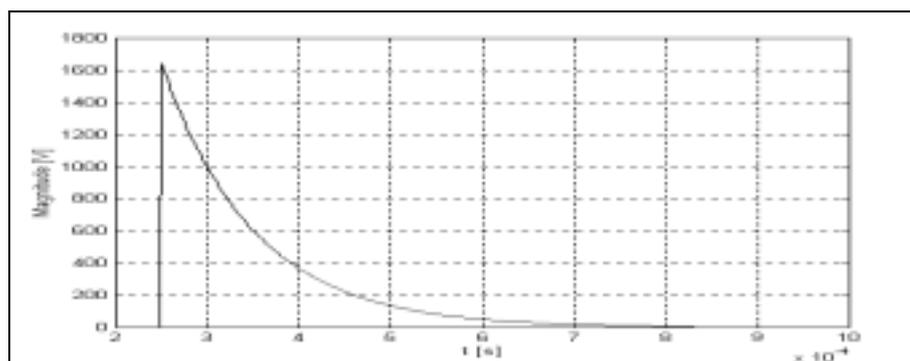
Por exemplo, um transiente impulsivo de $1 \times 20 \mu\text{s}$ 1500 V se refere a um distúrbio que cresceu até 1500V em $1 \mu\text{s}$ e levou $20 \mu\text{s}$ para cair para a metade do valor máximo atingido.

Por serem de curtíssima duração, os transientes impulsivos implicam em componentes espectrais de altas frequências, o que os torna dependentes da topologia dos circuitos e do tipo de componentes elétricos presentes neles. Por esta razão, em instalações internas os transientes impulsivos não se propagam para distâncias significativas do ponto de origem. Por outro lado, as linhas de transmissão apresentam condições favoráveis a sua propagação para distâncias que dependem da ordem harmônica predominante no espectro resultante.

Em circuitos complexos os transientes impulsivos podem se transformar em oscilatórios devido a ressonância natural da malha.

Dentre outras origens, estes transientes são causados principalmente por descargas atmosféricas.

A Figura 1.1 exemplifica um transiente impulsivo $0,017 \times 75 \mu\text{s}$ 1.650 V.



São ainda definidos por suas durações, magnitudes e conteúdos espectrais, que podem ser de baixas, médias e altas frequências, conforme definidas pela Tabela 1.1.

Os transientes oscilatórios têm várias causas que também determinam as diferentes faixas de frequências. Por exemplo, a energização de capacitores pode resultar em oscilações da ordem de dezenas de kilohertz, enquanto que oscilações acima de 500 kHz com durações de até 5 μ s são devidas a resposta do sistema a transientes impulsivos.

Transientes oscilatórios com frequências inferiores a 5 kHz e durações entre 0,3 e 50 ms são comuns em linhas de transmissão secundárias ou mesmo em redes de distribuição e têm como causa mais freqüente a energização de bancos de capacitores. Abaixo de 300 Hz estão oscilações devidas a ressonâncias oriundas da energização de transformadores.

A Figura 1.2 mostra um transiente oscilatório de 15kHz e cerca de 75 μ s de duração.

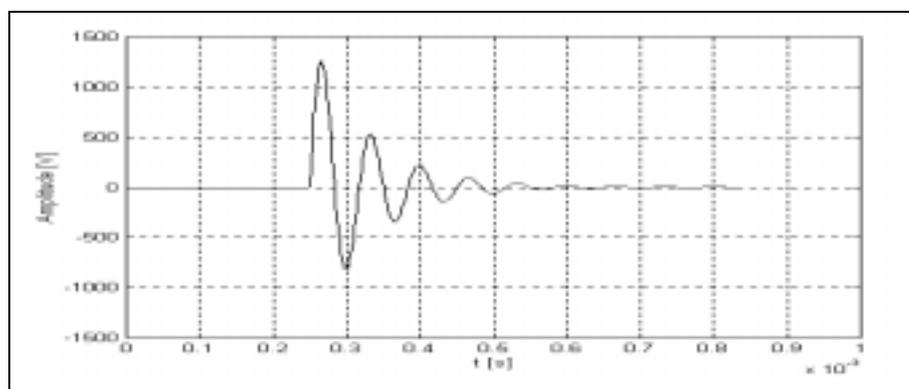


Figura 1.2 – Transiente oscilatório

Transientes são por vezes denominados de *surges*, termo muito vago para ser utilizado quando o problema tem que ser precisamente qualificado.

Além dos atributos básicos de definição, os transientes apresentam algumas formas de quantificação como capacidade energética, e densidade espectral.

Com tantas formas de quantificação torna-se difícil definir qual delas é mais importante, não existindo limites de tolerância impostos a equipamentos. Algumas formas de onda padrão são propostas para fins de testes da capacidade de sistemas em absorver tais distúrbios.

Os exemplos aqui apresentados mostram transientes isoladamente para melhor visualização. No entanto, em sistemas CA reais, eles estão - na maior parte do tempo - sobrepostos aos sinais de tensão ou corrente.

1.2.2. Variações de curta duração

São variações sofridas pela tensão por intervalos de tempo menores que 1 minuto, subdivididas em três categorias: *instantâneas*, com durações de 0,5 até 30 ciclos de rede; *momentâneas*, com períodos entre 30 ciclos e 3 segundos e as *temporárias*, que duram de 3 segundos a 1 minuto. Os fenômenos que se enquadram nesta classificação são as *interrupções*, *dips* e *swells*, detalhados a seguir.

1.2.2.1. Interrupções

São reduções da tensão de alimentação ou corrente da carga para valores menores que 10% do nominal com durações inferiores a 1 minuto. Pela fato de que tensão ou corrente caem para valores muito baixos em sua ocorrência, uma interrupção é medida pela sua duração.

Interrupções são devidas a falhas em qualquer ponto do sistema e se originam basicamente da atuação de dispositivos de proteção após a ocorrência de uma falta ou sobrecarga. Quando existirem religadores instantâneos automáticos no circuito envolvido, o tempo de interrupção é o mesmo desses dispositivos, tipicamente 30 ciclos.

Interrupções causadas por outros tipos de falhas apresentam durações que dependem das condições específicas do circuito e da fonte de defeito.

1.2.2.2. Afundamentos de tensão (*dips* ou *sags*)

O termo *dip* foi oficialmente adotado pelo IEC, embora *sag* já viesse sendo utilizado pela comunidade de QE há algum tempo. Os dois termos deveriam descrever o mesmo fenômeno porque são sinônimos. Entretanto, *dip* está mais relacionado a *mergulho* e *sag* a *catenária*. Informar que um *sag* foi de 0,7 p.u. não esclarece imediatamente se a tensão caiu 30 ou 70%. A Tabela 1.1 parece não deixar dúvidas ao definir na última coluna que a faixa de magnitudes resultantes típicas vai de 0,1 a 0,9 p.u. para o *dip*. Portanto, segundo o IEC um *dip* de 0,8 p.u. implica numa tensão final de 20% da nominal. Por esta razão, neste trabalho preferiu-se a denominação *dip*.

Formalmente, *dips* são reduções de 10 a 90% no valor nominal da tensão com durações que vão de 0,5 ciclo a 1 minuto, conforme definido na Tabela 1.1.

Os tempos de referência para a definição de *dips* estão intimamente relacionados aos dos dispositivos de proteção e religadores instantâneos e retardados. Entretanto, é possível a ocorrência de *dips* sem que tenha havido uma falta ou sobrecarga. É o caso de partidas de grandes cargas em sistemas "fracos", desde que a tensão retorne ao valor nominal.

Dip é o fenômeno mais freqüente nos sistemas elétricos e tem como principais causas as descargas atmosféricas, curtos-circuitos e partidas de grandes motores. A Figura 1.3 a seguir exemplifica um afundamento que resultou numa tensão final de 0,8 p.u. pelo tempo de 6 ciclos de rede.

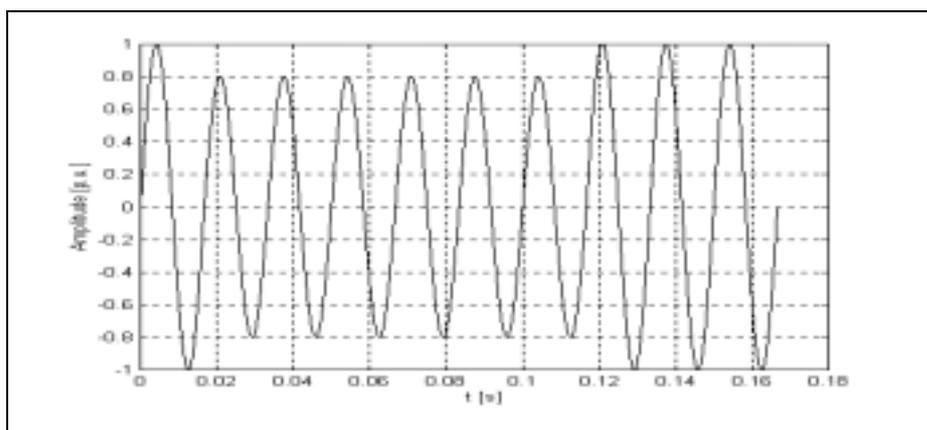


Figura 1.3 - Afundamento de tensão (*dip*) de 0,8 p.u.

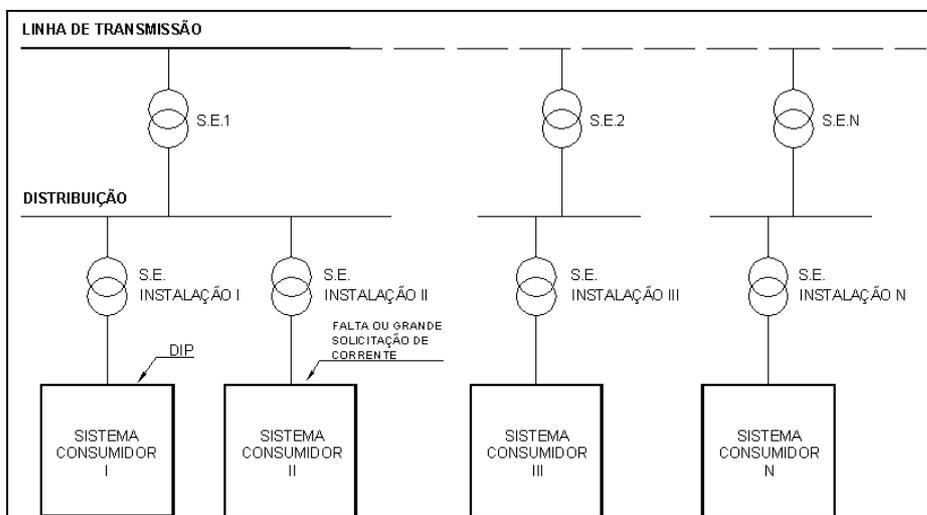


Figura 1.4 - Mecanismo de percepção de afundamentos de tensão

Do exemplo da Figura 1.3, poder-se-ia supor que o afundamento foi causado por uma falta que provocou a atuação de dispositivos de proteção, uma vez que a tensão retorna imediatamente ao seu valor nominal. Num *dip* causado pela partida de um motor a tensão retornaria ao valor original de forma mais gradual segundo alguma função inversa da variação da corrente.

A Figura 1.4 mostra uma das inúmeras formas com que um *dip* pode ser percebido na rede elétrica: uma falta (fase-terra, por exemplo) ou a partida de um grande motor no Consumidor II será notada pelo Consumidor I com uma intensidade que dependerá das impedâncias do transformador de II, seu sistema

alimentador, do ramal da rede de distribuição que serve a ele e do transformador da SE 1, além de todas as conexões envolvidas.

Os demais consumidores provavelmente já não perceberiam o fenômeno (ou o perceberiam com menor intensidade) por estarem mais distantes e alimentados por outras subestações.

Portanto, a percepção do *dip* depende fortemente da localização do observador em relação a origem do fenômeno. Com base nisto, define-se o conceito de Área de Vulnerabilidade (AV), que inicialmente surgiu da necessidade de se mensurar a sensibilidade de equipamentos aos diversos fenômenos eletromagnéticos. Por exemplo, um relé que só se abre quando a tensão cai para uns 40% da nominal tem uma pequena AV, enquanto que um equipamento eletrônico que deixa de funcionar corretamente se a tensão cair para 85% da nominal, tem uma grande AV e está portanto, sujeito aos efeitos de ocorrências mais distantes.

1.2.2.3. Elevações de tensão (*swells*)

São elevações de tensão entre 110 e 180% do valor nominal com durações na faixa de 0,5 ciclo a 1 minuto. O IEC define três valores limites para a magnitude de *swells*: os instantâneos, que podem atingir 180% da tensão nominal; os momentâneos, que chegam a um máximo de 140%, e os temporários, que não ultrapassam os 120%.

Swells são fisicamente opostos aos *dips*, sendo bem menos freqüentes que estes. Além de terem causas opostas aos *dips*, como a saída de operação de grandes cargas, podem também se originar da ocorrência de faltas fase-terra (SLG), elevando instantaneamente a tensão das outras fases.

Outras causas importantes são as descargas atmosféricas.

A Figura 1.5 a seguir exemplifica um *swell* de 125% de magnitude e duração de 6 ciclos.

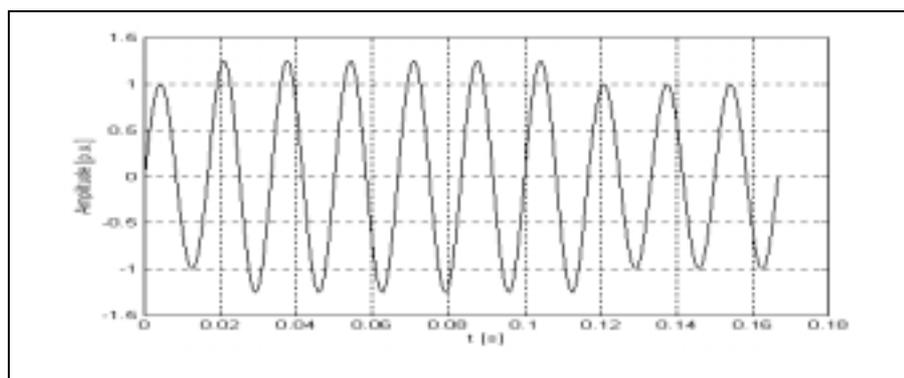


Figura 1.5 - Swell de 1,25 p.u. x 6 ciclos

1.2.3. Variações de tensão de longa duração

No contexto de Qualidade de Energia qualquer fenômeno com duração maior que 1 minuto é considerado como de longa duração.

1.2.3.1. Interrupções sustentadas

São consideradas *interrupções sustentadas* as ausências (zero volt) de tensão com durações maiores que 1 minuto. Fenômenos desta natureza normalmente exigem a intervenção humana para o restabelecimento.

Interrupções sustentadas podem ter origem tanto em faltas que não puderam ser recuperadas automaticamente quanto numa programação de serviço da concessionária ou do próprio consumidor.

1.2.3.2. Subtensões

São reduções entre 80 e 90% do valor *eficaz* nominal da tensão com duração maior que 1 minuto.

Têm como causas principais a energização de grandes cargas (comparadas com a capacidade do sistema) ou desligamento de grandes bancos de capacitores. Se não estiver caracterizada uma sobrecarga o sistema se recupera e a tensão retorna aos valores nominais. Caso contrário, a tensão pode permanecer baixa durante a operação da carga causadora do fenômeno.

1.2.3.3. Sobretensões

São elevações entre 110 e 120% do valor *eficaz* nominal da tensão com duração maior que 1 minuto.

Constituem o oposto das subtensões e são causadas principalmente pela desenergização de grandes cargas em sistemas fracos, como os encontrados em instalações com geração própria, que além de apresentarem impedâncias relativamente altas, podem não contar com reguladores de tensão compatíveis com as cargas instaladas.

1.2.4. Desequilíbrio

O *desequilíbrio* ou *assimetria* é uma situação decorrente da forma de utilização do sistema elétrico, em que as tensões ou correntes apresentam amplitudes desiguais entre si.

A principal causa de desbalanceamentos é distribuição não uniforme de cargas monofásicas. Grandes bancos de capacitores trifásicos com uma das fases aberta devido a um fusível queimado podem provocar desbalanceamento de tensão. Outras causas são, por exemplo, contatos e conexões oxidados, transformadores com impedâncias desiguais entre fases, dentre outras.

As descargas atmosféricas em linhas de transmissão e/ou distribuição constituem a principal causa de desbalanceamentos não permanentes, uma vez que levam a *dips* e *swells* de forma desigual entre as fases.

Pode-se avaliar o grau de assimetria em estado permanente de um sistema trifásico de duas maneiras:

1.2.4.1. Componentes simétricas

Demonstra-se[6] que um sistema desequilibrado pode ser decomposto em três sistemas equilibrados, sendo um de seqüência *positiva*, um de seqüência *negativa* e outro de seqüência *zero*.

O nível de desbalanceamento pode ser avaliado relacionando-se as seqüências zero ou a negativa com a positiva.

Como os sistemas de geração só fornecem seqüências positivas, as duas outras só passam a existir se houver desequilíbrio no circuito. Logo, a comparação entre as seqüências acima mencionadas é de fato uma medida do problema.

1.2.4.2. Relação entre valores mínimos e médios

Um forma simples de se quantificar o desbalanceamento é comparar o menor valor medido das tensões ou correntes de fase com a média das grandezas das três fases.

O efeito da assimetria mais notável é o aquecimento dos enrolamentos de motores e geradores. Em sistemas eletrônicos podem ocorrer erros de comutação de tiristores. A severidade do problema depende da tolerância de cada equipamento, não havendo por isto um valor limite genérico para o desbalanceamento.

1.2.5. Distorção

Distorção é alteração em estado permanente da forma de onda de tensão ou corrente, que em função de cargas não lineares, distancia-se mais de ser idealmente senoidal. A distorção está geralmente relacionada a harmônicos, sendo esta a forma com que normalmente é tratada. No entanto, outras formas de distorção também podem estar presentes no sistema de suprimento ou podem ser provocadas internamente às instalações. A seguir são detalhadas as categorias de distorção definidas pelo IEC.

1.2.5.1. Nível CC

Denominado em Inglês *DC offset*, é definido como um deslocamento do sinal CA proporcional a um nível de tensão ou corrente contínuos. A referência a um nível CC implica na componente de frequência nula de um sinal com certo conteúdo harmônico, ao passo que o deslocamento CC pode ocorrer da superposição linear de um sinal CA e outro

contínuo. De qualquer maneira, o efeito final é o mesmo, mas os tratamentos corretivos podem ser diferentes.

Na prática, o fenômeno é principalmente devido a retificação em meia onda (caso típico de decomposição em componentes harmônicas), em que a corrente CC circula pelo circuito CA. Um exemplo são os secadores domésticos de cabelo, que empregando pequenos motores CC, retificam o sinal da rede em meia onda para alimentá-los. No âmbito industrial este tipo de fenômeno é raro, já que os cuidados são maiores devido aos altos valores de corrente CC que poderiam resultar.

Um transformador percorrido por uma corrente distorcida que contenha componente contínua apreciável, pode ter o núcleo saturado e aquecer anormalmente, reduzindo sua vida útil.

1.2.5.2. Harmônicos

Quando um equipamento ou sistema elétrico é submetido à tensões ou correntes de comportamento não senoidais, sua análise não pode ser feita por meio de ferramentas convencionais (fasores).

Uma forma usual de análise é a decomposição do sinal numa superposição de senoides que apresentam as seguintes características:

- um sinal de frequência igual à nominal de operação do sistema, denominado fundamental (p. ex., 60 Hz) ;
- outros sinais de frequências múltiplas inteiras da fundamental, denominados harmônicos.

A soma dos valores instantâneos do sinal fundamental com os sinais de frequências múltiplas deste, resulta no sinal original.

Esta técnica ou decomposição matemática é denominada Série de Fourier.

O conteúdo harmônico de um sinal é usualmente quantificado pela Distorção Harmônica Total (DHT), que relaciona os

valores eficazes das componentes de frequências superiores e da fundamental como na equação abaixo.

$$DHT = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^n I_i^2}}{I_1} \quad (1.1)$$

Embora seja um forma de medição que representa bem o conteúdo harmônico da corrente ou tensão, em sistemas de potência leva a resultados que, embora aparentemente preocupantes, podem não ter efeitos práticos danosos. Por exemplo, um sistema cuja distorção harmônica total seja elevada durante a operação a vazio ou em regime muito baixo de carga, tem muito pouca ou nenhuma influência no sistema. Para evitar essa falsa impressão de gravidade, o IEEE propôs o termo Distorção por Demanda Total (DDT), que em essência é a mesma medida, com a diferença que o valor eficaz das componentes de ordem superior é comparado a um valor máximo admissível para a fundamental, e não ao seu valor no instante considerado. A Equação 2.2 representa a *DDT* conforme proposta pelo *IEEE*.

$$DDT = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^n I_i^2}}{I_{1\max}} \quad (2.2)$$

Como os sistemas são dimensionados para um máximo específico de correntes de trabalho, é mais realista comparar os harmônicos com tais valores.

Harmônicos característicos e não-característicos

Equipamentos ou sistemas operando em suas condições normais exibem espectros de frequências que são típicos das

configurações empregadas. Os componentes harmônicos neste caso são denominados *característicos*.

Alterações das formas de onda típicas de um sistema ou equipamento provocam o aparecimento de componentes harmônicos que não são próprios deste, e são denominados *não-característicos*.

1.2.5.3. Interharmônicos

São sinais de tensões e/ou correntes cujas frequências não guardam relação direta com a frequência nominal da tensão ou corrente do sistema.

Interharmônicos podem aparecer em frequências discretas ou em num espectro de banda larga, tendo como algumas das possíveis origens, os conversores estáticos de frequência, sistemas de comunicação que utilizam as linhas de energia como meio de transmissão (*carriers*) e motores de indução.

Pelas características complexas os interharmônicos exigem técnicas específicas para a medição em cada caso. Recursos de processamento digital adaptados dos sistemas de comunicação são muitas vezes necessários para uma perfeita quantificação do problema.

Pelo fato de não haver relação com a frequência fundamental - 60 Hz, no caso do Brasil - podem aparecer componentes de frequências menores que esta, que são denominadas subharmônicas.

1.2.5.4. Notching

Notching é a distorção da forma de onda causada principalmente pela comutação de dispositivos eletrônicos. Em conversores estáticos, a comutação de uma fase para outra, causa um curto-circuito momentâneo, que tende a levar o valor instantâneo da tensão a zero. A profundidade da fenda resultante é função das impedâncias envolvidas.

Uma das razões de preocupação com este fenômeno é a possível fadiga adicional causada por ele em isolamentos de transformadores e componentes eletrônicos, uma vez que as variações de tensão têm gradientes ($\frac{dv}{dt}$) elevados.

As cunhas são caracterizadas pelas seguintes propriedades:

- Profundidade - mede a magnitude média da fenda causada na senóide;
- largura - é diretamente proporcional ao tempo de comutação;
- área - Largura x Profundidade;
- posição - localização da cunha na senóide.

Um dos efeitos de *notchings* de grandes amplitudes é o erro de leitura de freqüencímetros que se baseiem em cruzamento de zero para a contagem de pulsos do sinal.

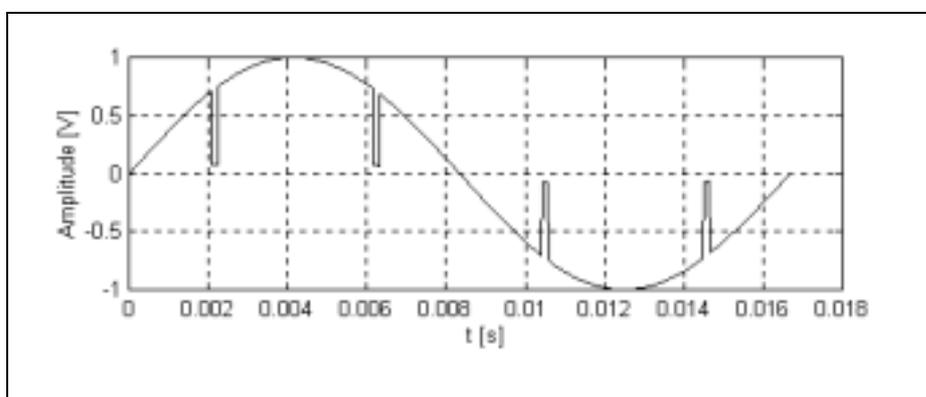


Figura 1.6 - Senóide de 60 Hz "contaminada" por cunhas

Na Figura 1.6 mostra-se um sinal de tensão senoidal de 60 Hz contaminado por *cunhas*..

1.2.6. Ruído

No âmbito da Qualidade de Energia, *ruído* é qualquer sinal indesejado presente nas linhas de suprimento de energia que não pode ser

classificado como harmônico ou transiente. Geralmente apresenta uma distribuição espectral abaixo de 200 kHz.

Pode ser causado por comutadores eletrônicos, circuitos de controle, fornos a arco, equipamentos de solda por resistência contínuos, como os encontrados na fabricação de tubos com costura.

Um aterramento mal executado pode piorar as condições de ruído, o que por sua vez trará problemas para equipamentos eletrônicos de controle, tais como CLP's (Controladores Lógicos Programáveis) e outros sistemas digitais de processamento.

O ruído pode ser minimizado por blindagens eletrostáticas e filtros convenientemente projetados e instalados.

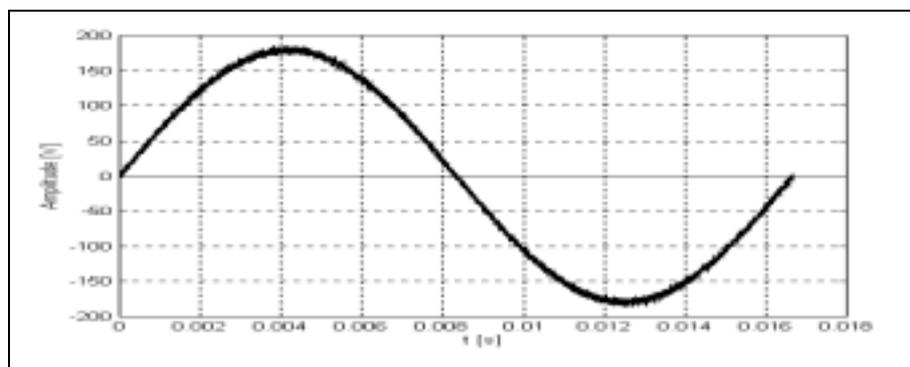


Figura 1.7 - Senóide de 60 Hz contaminada por ruído gaussiano

1.2.7. Flutuação de tensão

Flutuações são variações cíclicas ou aleatórias da amplitude da tensão dentro da faixa de 90 a 110% do valor nominal e frequência (quando cíclicas) máxima de 25 Hz. Este fenômeno pode ser causado por grandes cargas que variam no tempo de forma sistemática ou aleatória, como por exemplo, alguns tipos de britadores de alimentação contínua, ou em fornos a arco.

A flutuação de tensão costuma ser chamada de *flicker* devido ao efeito de cintilação percebido na iluminação pelo olho humano, sendo que a sensibilidade deste é usada para quantificá-la. Magnitudes eficazes da ordem de 0,5% e frequências na faixa de 6 a 8 Hz já são nitidamente percebidas.

A Figura 1.8 a seguir apresenta um sinal de 60 Hz modulado por uma senóide, resultando numa tensão cujo valor de pico flutua entre cerca de 75 e 125% do nominal numa freqüência de 3 Hz. Evidentemente, na prática o sinal "modulante" é uma função do tipo de carga que provoca o fenômeno. A senóide foi utilizada apenas para fins didáticos.

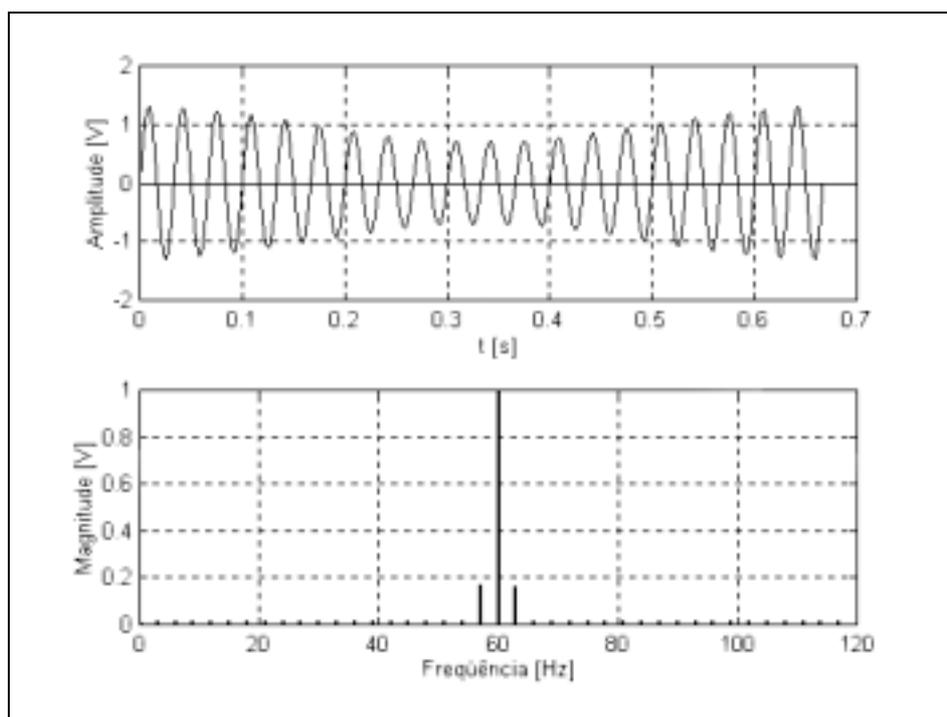


Figura 1.8 - Flutuação de tensão: 60 Hz modulada por senóide de 3 Hz

1.2.8. Variações de freqüência

Variações de freqüência são desvios da freqüência nominal da senóide gerada. Podem ser mais facilmente observadas em pequenos sistemas de geração e são causadas por grandes variações de carga que tendem a freiar o gerador cujo regulador de velocidade não é rápido o suficiente para corrigir a rotação. Nos grandes sistemas públicos de geração este fenômeno é muito pouco observado devido ao grande número de geradores operando em paralelo.

1.3. Conclusão

Neste Capítulo foram apresentados os principais fenômenos eletromagnéticos presentes nas redes de suprimento de energia elétrica atuais. O interesse nesses

fenômenos se justifica, pois eles podem ser detectados em maior ou menor grau em qualquer barramento que alimente cargas eletrônicas ou que esteja instalado nas proximidades de grandes cargas geradoras de sinais que degradam a qualidade da energia.

Os efeitos que cada um desses fenômenos provoca em equipamentos ou sistemas elétricos e/ou eletrônicos dependem da intensidade com que eles se apresentam, da localização do ponto de observação em relação ao local de origem, e das características de cada sistema no que tange aos recursos utilizados em seu projeto para torná-los menos vulneráveis aos problemas de Qualidade de Energia.

CAPÍTULO II

Sistemas de suprimento de energia elétrica para telefonia

Introdução

Neste Capítulo apresenta-se um sistema de suprimento de energia elétrica para estações públicas de telefonia, dividindo-se a descrição em duas partes: suprimento CA, da recepção da energia da concessionária até os quadros de distribuição em baixa tensão aos consumidores, além do grupo gerador; e suprimento CC, incluindo retificadores, baterias e componentes associados, que constituem a fonte de corrente contínua - FCC.

Embora não diretamente relacionado ao suprimento de energia, o sistema de refrigeração é tratado neste Capítulo por se tratar de um componente que além de importante no conjunto, é o que mais vulnerabilidade confere à instalação nas faltas da fonte da concessionária.

Comentam-se também, ao final deste Capítulo as questões de aterramento e o sistema de proteção atmosférica.

2.1. Suprimento de corrente alternada para telefonia

O diagrama da Figura 2.1 apresenta os blocos componentes do sistema de suprimento CA.

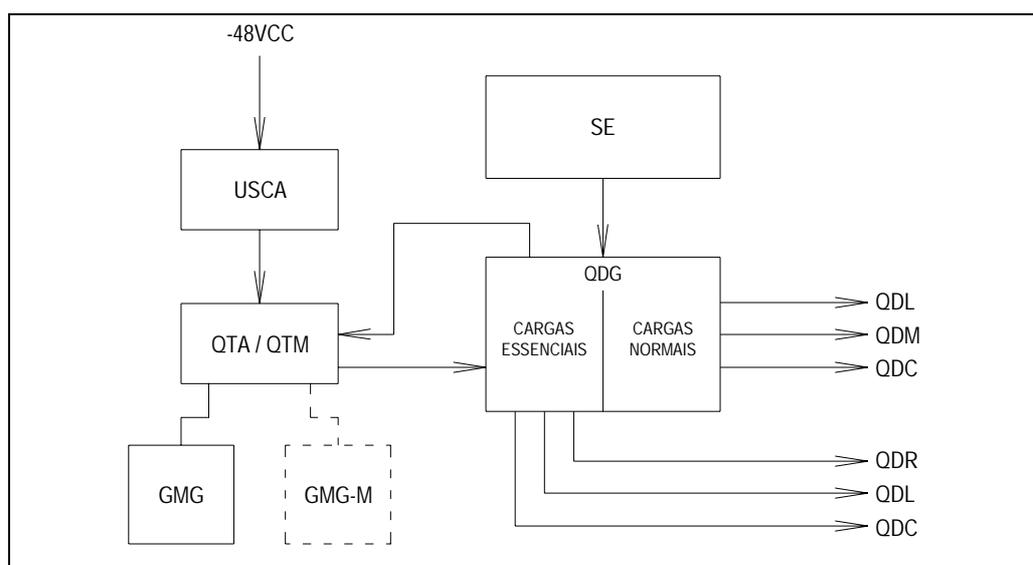


Figura 2.1 – Diagrama em blocos de um sistema de suprimento CA para telecomunicações

A Tabela 2.1 abaixo define os blocos e siglas apresentados no diagrama da Figura 2.1.

Tabela 2.1 - Componentes do sistema de suprimento de energia CA para telefonia pública

BLOCO / SIGLA	DESCRIÇÃO
SE	Subestação
GMG	Grupo Motor Gerador
GMG-M	Grupo Motor Gerador Móvel
USCA	Unidade de Supervisão de Corrente Alternada
QTA / QTM	Quadro de Transferência Automática / Manual
QDG	Quadro de Distribuição Geral
QDL	Quadro de Distribuição de Luz
QDM	Quadro de Distribuição de Motores
QDR	Quadro de Distribuição de Retificadores
QDC	Quadro de Distribuição de Condicionadores de ar

A referência [11] divide as cargas CA de uma instalação telefônica como a que se descreve no presente trabalho, em *normais* e *essenciais*. O propósito desta classificação é determinar quais consumidores serão alimentados pelo grupo gerador durante as faltas da energia comercial. As cargas *normais* são portanto, aquelas que podem ser mantidas desligadas quando da ocorrência de emergências, sem comprometer o serviço. Já as *essenciais* estão intimamente relacionadas à operação da planta e não podem ser interrompidas.

Quando presente, supõe-se que o equipamento utilizado na geração própria de energia esteja em conformidade com as especificações descritas nas Práticas Telebrás, tendo portanto, características que permitem considerá-los livres de problemas relacionados à Qualidade de Energia, isto é, a tensão gerada é isenta de distorção ou de qualquer outro fator de degradação. Por estas razões, e adicionando-se o fato de que nem todas as estações que dispõem de suprimento externo contam com grupos geradores, utiliza-se aqui uma classificação mais conveniente ao estudo proposto: as cargas diretamente envolvidas no processo, denominadas da mesma forma de *essenciais* e as cargas componentes daquilo que se denominou de *sistemas auxiliares*. As primeiras devem ser alimentadas ininterruptamente; as demais, por sua vez, podem ser desligadas a qualquer momento sem que isto cause problemas ao serviço.

Deste modo, neste escopo, cargas essenciais são apenas as unidades retificadoras, uma vez que componentes como o sistema de supervisão/programação e bilhetadores - que nas estações atuais são meramente computadores -, pressurizadores, geradores de alarmes, são alimentados em CC (de forma direta ou indireta por meio de inversores), o que lhes garante suprimento pelas baterias.

Cargas auxiliares são:

- Iluminação e tomadas;
- refrigeração;
- bombas de incêndio;
- bombas de abastecimento d'água;
- bombas de drenagem;
- elevadores e guinchos;

O sistema telefônico público atual compreende os serviços móvel e fixo. Ambos se compõem de estágios de comutação e transmissão, e respectivos componentes. Do ponto de vista do suprimento de energia elétrica há uma diferença no que diz respeito a potência instalada em função do número de terminais nos estágios de comutação.

No serviço móvel a alimentação do aparelho telefônico é provida pelo assinante, método denominado *bateria local* - BL já largamente utilizado no passado, nas centrais manuais. Na telefonia fixa o suprimento de energia elétrica deve levar em conta o consumo do aparelho do assinante (Bateria Central).

Nas atuais estações eletrônicas o *loop* do assinante de linhas analógicas é alimentado por fontes de corrente constante, como forma de se garantir certo nível de independência da distância na alimentação dos aparelhos telefônicos. Tipicamente, essa corrente é da ordem de 30 mA, e nos terminais dos aparelhos eletrônicos atuais a tensão fica em torno de 12 V na condição "fora-do-gancho". Nominalmente, a fonte de tensão CC é de 48 V, o que exige do sistema o fornecimento de 1,44 W de potência por terminal, ou 2,88 W por ligação em curso. A pior situação seria aquela em que todos os assinantes estariam em comunicação. Numa estação de 10.000 terminais tal condição levaria a potência a ser fornecida aos assinantes a 14,4 kW. Entretanto, na prática tal situação muito remotamente ocorreria, e o dimensionamento dos sistemas leva em conta fatores que são função inclusive das características sociais da área a ser atendida. De qualquer modo, esta questão mostra que apesar de as centrais eletrônicas terem consumos menos variáveis com o tráfego - se comparadas com os equipamentos eletromecânicos - o efeito ainda ocorre. Nas linhas digitais - DSL - os aparelhos telefônicos também são alimentados localmente por um *modem* instalado nas dependências do assinante, consumindo energia deste, e não são computados no dimensionamento do sistema de suprimento.

Os próximos tópicos descrevem os blocos da Figura 2.1

2.1.1. Subestação (SE)

Em essência, o suprimento de energia elétrica CA para telecomunicações segue os mesmos princípios que os de qualquer instalação elétrica, inclusive no que tange ao dimensionamento e normas aplicáveis. A principal diferença reside na redundância de alguns componentes, necessária para garantia da confiabilidade interna

exigida de um sistema público de comunicações, e facilitar a manutenção.

Os níveis de tensão secundária utilizados são (entre fases):

- 220 ou 380 V, de acordo com a concessionária de energia local, para centrais onde a demanda permite a alimentação diretamente em tensão secundária;
- até 440 V, dependendo da potência demandada.

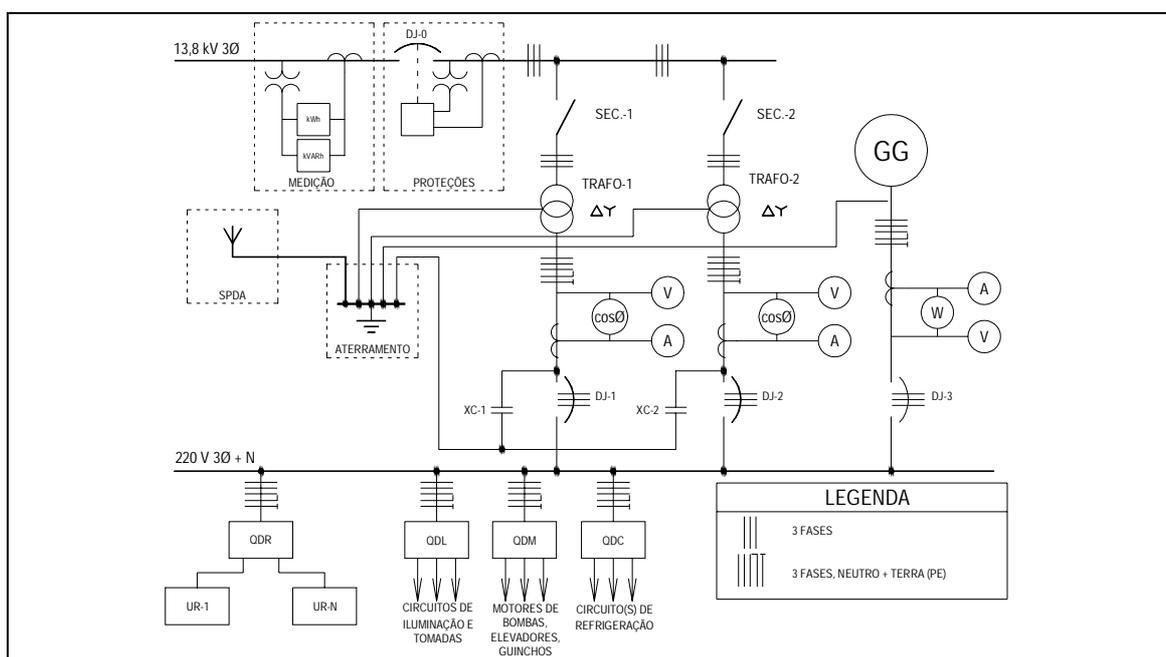


Figura 2.2 – Diagrama unifilar da subestação (SE) e quadros de distribuição CA

O sistema aqui descrito é alimentado pela concessionária em tensão primária (13,8 kV), abaixada para 220 / 127V.

Na subestação, o transformador e componentes associados são duplicados², conforme mostrado no diagrama unifilar da Figura 2.2.

Os transformadores são projetados para suprir individualmente a demanda da instalação e permitir o paralelismo. A operação com uma ou mais unidades simultâneas depende de cada situação. Para efeito das atividades de manutenção, o ideal é manter uma das unidades fora de serviço.

² Em sistemas com grande demanda, poderão existir mais de duas unidades.

A energia da concessionária é geralmente recebida no barramento do cubículo de medição por via subterrânea. A proteção desse segmento de cabo é realizada pelos dispositivos da concessionária no ponto de ligação à rede de distribuição. Evidentemente, a manutenção dos componentes do cubículo de medição exige o desligamento da rede e por esta e outras razões comerciais, o acesso a esse estágio só é permitido aos funcionários da concessionária.

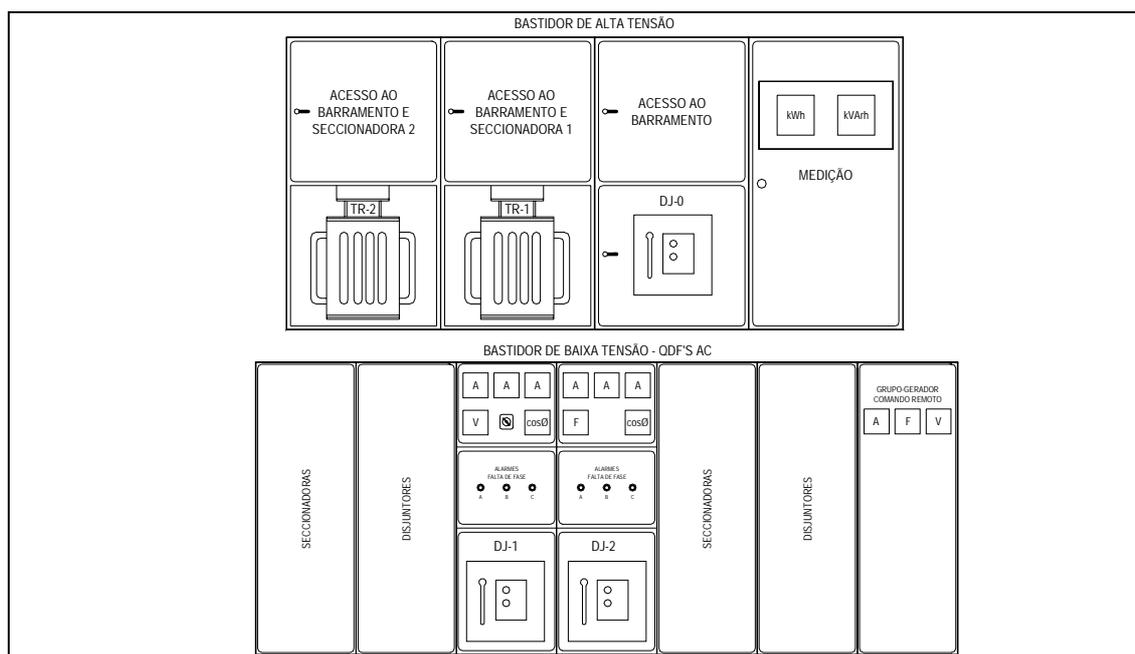


Figura 2.3 – Vista frontal dos bastidores componentes da subestação

Após a medição, o barramento de alta tensão alimenta um disjuntor (DJ-0), que permite o desligamento de todo o sistema pelo consumidor para fins de manutenção e provê proteção à barra. Em seguida, estão as chaves seccionadoras no ramo de alimentação dos transformadores.

Os secundários dos transformadores (em estrela), são ligados por meio de cabos (normalmente monopolares) aos cubículos secundários, onde alimentam os disjuntores DJ-1 e DJ-2 – Figura 2.3. Ao se operar com apenas um dos transformadores, além da chave seccionadora do primário, é também mantido aberto o disjuntor do secundário. De outra forma, a unidade correspondente apresentaria alta tensão no primário, colocando em risco o pessoal de manutenção.

Os disjuntores DJ-1 e DJ-2 protegem o barramento de baixa tensão e têm seus relés de proteção coordenados com DJ-0, garantindo a seletividade.

A barra de baixa tensão distribui a energia aos cubículos denominados "SECCIONADORES" e "DISJUNTORES" na Figura 2.3, responsáveis pela alimentação das cargas da instalação. Esses circuitos são protegidos por disjuntores termomagnéticos e são rigorosamente separados por tipo de carga. Esses cubículos constituem o bloco denominado QDG, descrito no item 2.1.6.

2.1.2. Grupo Motor Gerador (GMG)

A existência de um grupo gerador numa estação telefônica depende de fatores tais como a importância da central na rede e até mesmo da possível inexistência do suprimento da concessionária na área, situação em que o grupo opera em regime contínuo. Quando a energia externa é disponível, o grupo opera apenas em emergências, em situações em que é necessário o desligamento daquela, e mesmo para complementar a demanda em horários de pico. De modo geral, só contam com esse sistema as estações de maior porte e/ou as estações denominadas *trânsito*, responsáveis pelo escoamento de chamadas de outras centrais. Deve-se notar que normalmente em estações de maior porte conta-se com uma equipe de manutenção. Portanto, de acordo com a Tabela 2.5, pode-se programar a entrada em operação do grupo gerador levando em conta fatores não apenas técnicos, mas também gerenciais. De modo geral, as centrais que dispõem desse recurso podem ser programadas para a entrada imediata do grupo gerador frente a uma interrupção de fornecimento da concessionária. Como benefícios esperados deste procedimento estão: uma maior longevidade das baterias e a redução do risco da ultrapassagem da demanda contratada (que implica em sobretarifa) se a recarga dos acumuladores coincidir com um consumo alto após o retorno da energia da rede pública.

Onde presente, o conjunto motor-gerador é instalado em sala separada do prédio principal para evitar que vibrações, ruído, e o necessário manuseio de combustível contaminem a estação.

Na sala do grupo gerador são montados, o painel de comando, que abriga os componentes do retificador do campo do gerador (excitatriz) e lógica de comando - que inclui o intertravamento que impede a operação acidental em paralelo com a concessionária -, bateria de partida e seu carregador.

De modo geral, o gerador para telecomunicações se diferencia pouco dos convencionais. Deve ser síncrono, trifásico com neutro acessível, sem escovas e excitação própria. A principal diferença está na especificação de baixa distorção do sinal fornecido: de acordo com [13] a distorção harmônica (DHT) máxima da tensão gerada é de 3% entre fases e neutro, em vazio.

Outras características exigidas para o conjunto são:

- Estabilidade de frequência – A frequência deve manter-se dentro de $\pm 2,5\%$ (reguladores de velocidade mecânicos) ou $\pm 1,0\%$ (reguladores eletrônicos) da nominal de 60Hz para até 110% da potência nominal em regime de carga estável.
- Estabilidade de tensão para cargas lineares – A tensão deve manter-se dentro de $\pm 2\%$ da nominal³, em condições de carga estável de até 100% da potência nominal para um fator de deslocamento indutivo entre 0,8 e 1.
- Estabilidade de tensão para cargas não lineares – A tensão deve manter-se dentro de $\pm 10\%$ da nominal, em condições de carga de até 100% da potência nominal, e nível de distorção harmônica de até 30%, fator de deslocamento indutivo entre 0,8 e 1.

³ Esta forma de se referir a uma variação é mais usual em sistemas eletrônicos e significa que a tensão deve se manter entre 98 e 102% da nominal.

- Estabilidade de tensão e frequência frente a desbalanceamentos da carga - Tensão e frequência devem manter-se dentro dos limites acima para até 15% de desequilíbrio da carga.
- Sobrecarga – O sistema deve ser capaz de operar com até cerca de 110% da potência nominal durante períodos contínuos ou limitados sem que ocorram desgastes ou danos. Os tempos envolvidos são declarados por cada fabricante, não sendo de fato especificados em [13].
- Corrente de curto-circuito – O gerador deve ser capaz de suportar uma corrente de até $2 \times I_n$ durante pelo menos 30 segundos.

2.1.3. Grupo Motor Gerador Móvel (GMG-M)

Em instalações em que não há um grupo gerador fixo, são previstos pontos de conexão elétrica para unidades móveis para atendimento de emergências ou situações programadas. Algumas estações, mesmo contando com gerador próprio, podem dispor desses pontos prevendo situações em que uma segunda unidade deva operar em conjunto com a existente, ou substituí-la por qualquer razão.

As especificações elétricas dos geradores móveis devem ser idênticas às dos fixos.

2.1.4. Unidade de Supervisão de Corrente Alternada (USCA)

Esta unidade é responsável pelo controle, supervisão e comando das transferências das fontes CA.

Sua lógica é alimentada pelo sistema de suprimento CC com o intuito de ser mantida ininterruptamente. Isto permite que a unidade monitore as fontes CA disponíveis mesmo na falta da concessionária. Partem dela, por exemplo, os comandos para transferência das cargas para o grupo gerador, bem como o retorno delas para o suprimento da concessionária.

A USCA provê meios de supervisão remota do sistema CA e pode operar nos modos automático e manual, de acordo com a conveniência

do momento. Além disso, tanto recebe sinalização dos disjuntores motorizados com pode também comandá-los.

Os retificadores também podem ser comandados a partir desta unidade. No caso específico do retificador reserva, por exemplo, a USCA está programada para mantê-lo fora de operação quando o sistema for alimentado pelo grupo gerador.

2.1.5. Quadro de Transferência Automática / Manual (QTA / QTM)

As funções do QTA são comandadas pela USCA e sua descrição é a mesma apresentada no item anterior.

O QTM permite a execução manual das funções atribuídas à USCA/QTA.

2.1.6. Quadro de Distribuição Geral (QDG)

Este quadro distribui alimentação a todos os circuitos da instalação, ao mesmo tempo em que contém as proteções de cada um deles. No QDG é feita a separação das cargas *essenciais* e *normais* por meio de barramentos específicos. Dentre as cargas *essenciais*, as que se destacam em importância são os retificadores. A referência [8] estabelece que cada unidade deve ter seu circuito individual.

2.1.7. Outros quadros de distribuição

QDL Concentra os circuitos e respectivas proteções relativos a iluminação e tomadas de uso geral da edificação.

QDM Responsável pela alimentação e proteções dos circuitos de motores de bombas, de elevadores, de guinchos, etc.

QDC Alimenta as cargas envolvidas no sistema de refrigeração, incluindo os compressores.

QDR Compõe-se de barramentos individuais para cada unidade retificadora da estação.

2.2. Suprimento de corrente contínua para telefonia

O sistema de suprimento de corrente contínua se compõe das unidades básicas apresentadas no diagrama em blocos da Figura 2.4, descritas em seguida.

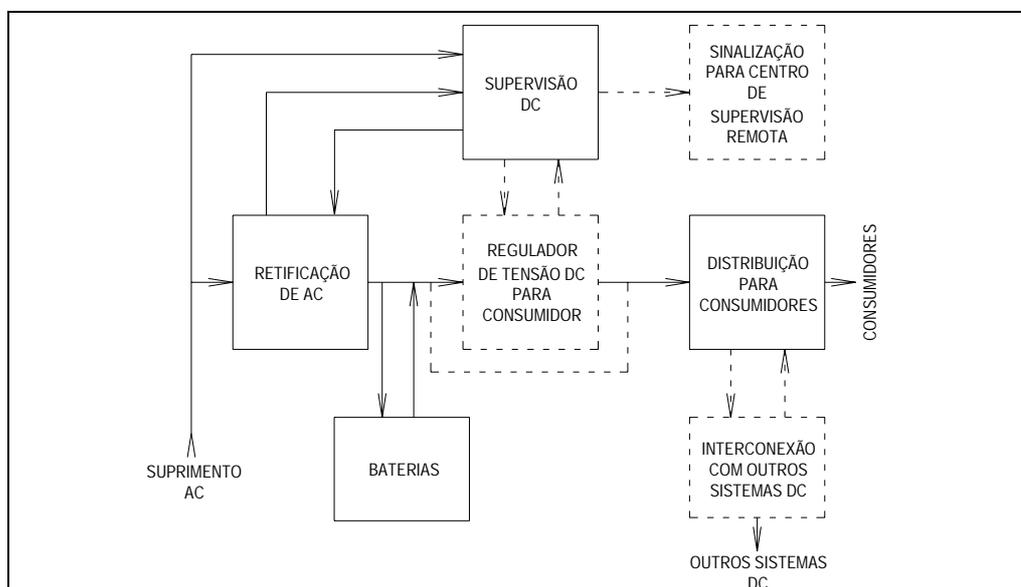


Figura 2.4 – Sistema de suprimento de corrente contínua

2.2.1. Suprimento CA

Trata-se da alimentação em corrente alternada 60Hz, conforme descrita no item 2.1.

Apenas as instalações de pequeno porte, com correntes CC menores ou iguais a 25 A, são alimentadas por rede monofásica. Todas as demais devem ser supridas por sistemas trifásicos, com as tensões padronizadas citadas no item 2.1.

2.2.2. Retificação

Compõe-se de unidades retificadoras (UR's) e/ou associações paralelas de retificadores responsáveis pela conversão da energia CA em CC, com o propósito de fornecer aos consumidores e acumuladores a tensão em nível e forma apropriados à sua correta operação. De acordo com [11], a tensão padronizada para as fontes primárias de corrente contínua para a classe de instalações aqui enfocadas é de 48VCC, positivo à massa. Fontes primárias implicam naquelas que dispõem de baterias operando em regime de flutuação. Com estas fontes os consumidores

são alimentados diretamente do barramento CC, através de elementos para redução da tensão, ou ainda por meio reguladores de tensão, como será visto mais adiante.

Nos sistemas de corrente contínua para telecomunicações, as associações em paralelo de UR's podem ser implementadas de um de dois modos de operação:

- Sistema de operação contínua - Duas ou mais unidades operando em paralelo sem equalização forçada de corrente entre elas. A divisão da corrente total é função única e exclusivamente das resistências envolvidas e diferenças de tensão entre os retificadores associados. Aplicável a UR's dos Tipos 2, 3 e 4 definidos a seguir;
- Sistema de operação seqüencial por limitação de corrente - Duas ou mais UR's operam em paralelo e uma lógica de comando controla os limites de corrente de cada uma delas de modo a obter economia de energia e uma distribuição uniforme do trabalho entre as unidades. Aplicável a UR's do Tipo 1.

A associação paralela de UR's anteriormente mencionada se refere a conexão de unidades retificadoras independentes a um barramento CC. Não deve ser entendida como as associações utilizadas para se obterem determinadas características para uma unidade.

As unidades retificadoras para utilização em telecomunicações são divididas em 4 grupos, segundo [14], [15] e [17], conforme a Tabela 2.2 a seguir:

Tabela 2.2 – Classificação das unidades retificadoras segundo [14], [15] e [17]

TIPO	APLICAÇÃO / TENSÕES DE SAÍDA
1	Se aplicam à instalações cuja capacidade seja igual ou superior a 100A. Este Tipo se divide em 3 sub-grupos, cada um deles específico para a solução [7] a ser empregada na instalação. Isto definirá o valor nominal da tensão CC de saída. São as seguintes as tensões de cada sub-grupo: Tipo 1.1 - 48V; Tipo 1.2 - 60V; Tipo 1.3 - 24V.
2	Se aplicam à instalações de pequeno porte ($25 \text{ A} \leq I_{o_{\max}} < 100 \text{ A}$), para as quais não há previsão de expansão.
3	Unidades retificadoras chaveadas em alta frequência que utilizem ventilação natural. UR's de potências até 5.760W, inclusive.
4	Unidades retificadoras chaveadas em alta frequência que utilizem ventilação forçada. UR's de potências iguais ou superiores a 2.880W.

As classes de tensão CC relativas aos Tipos 1.2 e 1.3 são empregadas em pequenas estações eletromecânicas eventualmente ainda em operação e equipamentos particulares de comutação automática (PABX).

As tensões de saída para as UR's dos Tipos 3 e 4 podem ser de 24V, positivo ou negativo aterrado e 48V, positivo aterrado.

As unidades de maior potência têm maiores chances de impor maiores níveis absolutos de harmônicos à rede elétrica, e por serem mais sofisticadas do ponto de vista de controle, tendem a ser mais sensíveis aos distúrbios relacionados a Qualidade de Energia. Por esta razão, este trabalho concentra o foco sobre as UR's destinadas a instalações de portes maiores com tensão de consumidor de 48V (Tipo 1.1), maioria absoluta nos grandes sistemas de associação paralela seqüencial.

Os retificadores para telecomunicações devem cumprir várias exigências para estarem em conformidade com as especificações relacionadas a seguir.

- Tensões nominais de alimentação - 220/127V monofásica, quando alimentado diretamente da rede secundária; 220/380V trifásica dependendo dos padrões da concessionária local, sendo a instalação alimentada diretamente pela rede secundária ou via transformador da estação. Estes valores se aplicam aos 4 Tipos descritos na Tabela 2.2. Em casos especiais, quando a demanda for muito alta, é utilizada a tensão de 440V entre fases (Tipos 1 e 2).
- Faixa de variação admissível da tensão de alimentação - A unidade deve ser capaz de operar sem alteração significativa das características ante variações da tensão de alimentação dentro de $\pm 15\%$ da nominal.
Unidades dos Tipos 3 e 4 devem ainda ser capazes de se submeterem sem danos às seguintes condições:
 - até -30% da tensão nominal de alimentação;
 - até $+20\%$ da tensão nominal de alimentação por no mínimo 1 hora.
- Faixa de variação da frequência da rede – O retificador deve tolerar variações de frequência dentro de $\pm 5\%$ da nominal em regime contínuo e até $\pm 20\%$ pelo período máximo de 500ms.
- Distorção imposta à fonte CA
Para os Tipos 1 e 2 o nível máximo de distorção harmônica da corrente de entrada deve ser igual ou inferior ao que se pode obter com um módulo retificador hexafásico.
Os Tipos 3 e 4 devem apresentar níveis de distorção máximos da corrente de entrada de 15% para qualquer condição de saída.
- Distorção devida a harmônicos não característicos (Interferência Eletromagnética - IEM - conduzida, emitida nos terminais de alimentação)

Tabela 2.3 – Níveis máximos admissíveis de distorção por harmônicos não característicos impostos à rede de suprimento CA

FAIXA DE FREQUÊNCIAS (MHz)	NÍVEL MÁXIMO ADMISSÍVEL (mV)	dBu ⁴
0,15 a 0,2	3	69,5
0,2 a 0,5	2	66
0,5 a 30	1	60

- Fator de deslocamento⁵ e Fator de potência - Deve ser maior que 0,85 indutivo⁶ em regime de potência máxima; 0,75 para operação em regime de carga maior ou igual a 10% da potência nominal. Valores se referem à frequência fundamental da corrente de entrada e se aplicam à unidades dos Tipos 1 e 2. Para as unidades dos Tipos 3 e 4 devem ser atendidos obrigatoriamente os valores respectivos: $\geq 0,92$ e $\geq 0,97$. É desejável que UR's do Tipo 3 operando com potências iguais ou superiores a 576W apresentem fatores de potência iguais ou maiores que 0,97.
- Tensão de saída – Conforme Tabela 2.2.
- Ondulação (medida nos terminais de saída) – Deve atender simultaneamente aos valores abaixo, sem se considerar a relação entre eles:
 - ✓ 1 mV psofométrico (Todos os Tipos);
 - ✓ 1/1000, em *valor eficaz*, da tensão CC de saída (50 mV_{ef} para os Tipos 3 e 4);
 - ✓ 400 mV de pico a pico, estando a UR em paralelo com um banco de baterias cuja capacidade (em Ah) seja

⁴ dBu – Decibéis relativos a 1 μ V

⁵ [14] e [15] se referem ao Fator de Deslocamento como Fator de Potência. [17] trata a questão de forma mais apropriada.

⁶ Valor reflete a desatualização do documento. Atualmente esse valor deve ser 0,92.

numericamente igual a 4 vezes a sua corrente nominal, considerando um desbalanceamento da tensão de alimentação menor ou igual a 2% (Tipos 1 e 2).

200 mVp-p para os Tipos 3 e 4. Não se especificam as condições.

- Ruídos de alta frequência na saída

Tabela 2.4 – Níveis máximos admissíveis de ruídos na saída da UR

FAIXA DE FREQUÊNCIAS (MHz)	VALORES MÁXIMOS	dBu
0,15 a 0,5	10 mV	80
0,5 a 30	5 mV	74
30 a 300	45 a 55 dB	Decibéis relativos a 1 pW

A referência [17] não especifica esses valores para as UR's Tipo 3 e Tipo 4.

- Rendimento – 85%, medido à tensão de entrada e corrente de saída nominais, tensão de saída ajustada para 52,8V (Tipos 1 e 2). Para os Tipos 3 e 4, considera-se o seguinte:

TENSÃO NOMINAL (V)	RENDIMENTO (%)	
	Corrente de saída < 25A	Corrente de saída ≥ 25 A
24	80	82
48	85	87

- Regulação estática da tensão de saída (todos os 4 Tipos)

Medida com a unidade operando sem bateria em paralelo.

Deve ser melhor que $\pm 1\%$, nas seguintes condições:

- Tensão de alimentação variando na faixa admissível de $\pm 15\%$;
- carga variando entre 5 e 100% da nominal;

- temperatura ambiente variando entre 0 e 45°C;
- Umidade relativa do ar de até 95%.

Em vazio, a variação da tensão de saída não deve ultrapassar a 2% do valor ajustado.

- Regulação dinâmica de tensão

- a) Unidade operando sem bateria em paralelo

Provocado um degrau crescente ou decrescente de carga igual a 50% da corrente nominal com a unidade operando entre 50 e 100% da capacidade máxima, ou um degrau crescente ou decrescente igual a 5% da tensão nominal de alimentação, a saída deve retornar a uma faixa de tensão de saída dentro de $\pm 2\%$ da nominal num tempo máximo de 150 ms (Tipos 1 e 2);

Para unidades dos Tipos 3 e 4, a duração do transitório não deve exceder a 25 ms, e o desvio máximo do valor ajustado da tensão de saída deve se limitar a $\pm 8\%$.

- b) Unidade operando com bateria em paralelo

Com uma bateria de capacidade (em Ah) numericamente igual a 4 vezes a corrente nominal da UR ligada aos terminais desta, o tempo de recuperação deve ser de no máximo 100 ms, para as mesmas condições de alimentação e carga do caso anterior (Tipos 1 e 2). A referência [17] não faz menção desta condição para as UR's Tipos 3 e 4.

- Regulação estática da corrente em limitação

A máxima variação admissível para a corrente limitada é de 10% quando a tensão de saída variar desde o início da limitação até 35V (ou final da descarga da bateria, no caso de UR's Tipos 3 e 4), pelo menos. A partir desse valor é admissível que a limitação

caia rapidamente com a redução da tensão. Para a saída curto-circuitada, a corrente deverá estar próxima de zero.

- Regulação dinâmica de corrente

Aplicando-se um degrau crescente ou decrescente de tensão igual a 25% da nominal do retificador à saída deste, a corrente deverá retornar à faixa de $\pm 2\%$ do valor ajustado em no máximo 300 ms após a perturbação.

A referência [17] não trata deste parâmetro.

2.2.3. Acumuladores de energia - Baterias

Uma das funções do banco de baterias numa estação telefônica é manter alimentados os equipamentos CC em caso de falta de energia da concessionária. Outras funções são: complementar os retificadores nos picos de consumo, contribuir para menores níveis de ondulação e melhorar a regulação dinâmica da tensão para o consumidor.

O dimensionamento da autonomia dos acumuladores leva em consideração fatores tais como o tipo de carga (do ponto de vista de comportamento), a importância da estação na rede, tipo de atendimento de manutenção de que a central dispõe e dificuldade de acesso.

A autonomia do sistema de suprimento CC, que está diretamente relacionada à confiabilidade da instalação, é a própria autonomia dos acumuladores.

A Tabela 2.5 a seguir resume os critérios para o dimensionamento das baterias, considerando ser a carga a correspondente ao horário de pico e classificando os consumidores em função de suas características de demanda.

- Consumidores de demanda constante

São aqueles cuja demanda de potência é independente do tráfego e que dispõem de estabilização própria de tensão. Por exemplo, equipamentos de rádio, multiplex, transceptores de fibras óticas, etc.;

- Consumidores de demanda variável

São os que apresentam demanda de potência variável com o tráfego da estação e que não disponham de estabilização própria de tensão, caso dos equipamentos de comutação eletromecânicos. Reitera-se que nas atuais centrais de comutação eletrônicas a variação da demanda de potência com o tráfego concentra-se no consumo do circuito de assinantes. Demais órgãos podem ser considerados como de demanda constante.

Tabela 2.5 – Critérios para dimensionamento do banco de baterias

Autonomia (hs)	Tipo de demanda	Tipo de atendimento de manutenção	GMG
3	Variável	Assistida	Sim
5	Constante	Assistida	Sim
3 a 5	Ambas Cálculo da autonomia: $T = \frac{\%C}{50} + 3 \text{ [horas]},$ sendo %C o valor percentual da demanda constante em relação à demanda total.	Assistida	Sim
5	Variável	Não assistida	Sim ⁽¹⁾
10	Constante	Não assistida	Sim ⁽²⁾
5 a 10	Ambas Cálculo da autonomia: $T = \frac{\%C}{20} + 5 \text{ [horas]},$ sendo %C o valor percentual da demanda constante em relação à demanda total.	Não assistida	Sim ⁽¹⁾
10	Variável	Não assistida	GMG-M ⁽³⁾
20	Constante	Não assistida	GMG-M ⁽³⁾

10 a 20	Ambas Cálculo da autonomia: $T = \frac{\%C}{10} + 10 \text{ [horas]},$ sendo %C o valor percentual da demanda constante em relação à demanda total.	Não assistida	GMG-M ⁽³⁾
20 a 100	Qualquer	Não assistida	Não ⁽⁴⁾

Notas:

- (1) Grupo gerador de partida automática.
- (2) Um grupo gerador de partida automática, com disponibilidade de energia de concessionária; ou dois grupos, se a energia da concessionária não for disponível.
- (3) Grupo gerador móvel pode estar pronto para operar em no máximo 5 horas.
- (4) Não dispõe de meios de acesso para o grupo gerador móvel.

Eletricamente, os bancos são constituídos (em princípio) por 24 células chumbo-ácido (ou 36 alcalinas) ligadas em série. A capacidade (em ampère-hora) do banco depende da potência dos equipamentos CC instalados e da autonomia prevista para a estação conforme a Tabela 2.5.

Entretanto, a configuração do banco dependerá do tipo de solução [11] adotada para cada instalação específica. A Alternativa 4, por exemplo, divide 25 células de baterias ácidas em dois grupos. Um com 22 células, constituindo as baterias principais; o outro, com 3 unidades constituindo a bateria de elementos finais, conforme mostrado na Figura 2.5, reproduzida de [11] de forma simplificada.

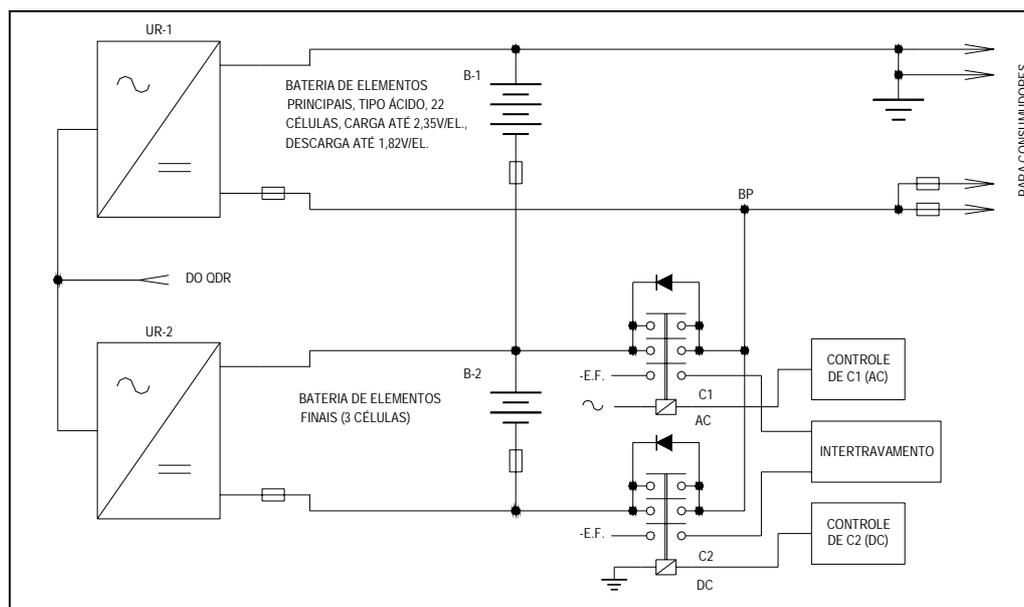


Figura 2.5 – Exemplo de configuração especial de banco de baterias

O nível de final de carga para os elementos finais é de 2,4V/elemento (2,35V/elemento nas principais); o nível final de descarga destas células é o mesmo das principais, 1,82V/elemento. O intuito do circuito é permitir a inserção e remoção dos elementos finais, provendo ajuste da tensão para os consumidores nas condições de interesse. Por exemplo, em regime de flutuação ou carga das baterias, o contactor C1 está fechado e C2 aberto (notar que o intertravamento deve evitar o fechamento de C1 e C2 simultaneamente, pois isto curto-circuitaria os elementos finais), ligando o polo positivo de B-2 ao ponto BP (barramento principal). Nesta condição apenas a tensão de B1 aparece nos terminais dos consumidores. Numa falta de energia, C1 abre porque é alimentado pelo sistema CA. C2 fecha, ligando o polo negativo de B2 ao ponto BP, o que significa colocar os elementos finais em série com os principais, mantendo a tensão para os consumidores mais alta durante o ciclo de descarga.

Na ausência da energia da concessionária, o banco de baterias deve suprir as cargas de corrente contínua da estação diretamente envolvidas no serviço: equipamentos de comutação, multiplex e

rádio ou transceptores dos canais de fibras óticas, pressurizadores de cabos coaxiais e/ou guias de ondas, sistemas de supervisão, tarifação e programação da central. Note-se que o sistema de ar refrigerado não é contemplado. Em algumas centrais, a iluminação de emergência é também suprida pelos bancos de baterias.

Além das baterias ácidas, podem ser utilizadas unidades alcalinas em aplicações como algumas soluções das Alternativas 7 e 8 da referência [11].

2.2.4. Regulador da tensão contínua para o consumidor

Denominado por [11] de *regulador de faixa de tensão*, a existência deste bloco está vinculada ao tipo de consumidor (no que diz respeito a faixa de tensão admitida por ele) a ser alimentado. Sua função é manter a tensão nos terminais da carga em níveis compatíveis com os exigidos por esta, independente do regime instantâneo da bateria: flutuação, carga ou descarga. Há 4 possíveis configurações para este bloco, empregando:

- Conversores aditivos (UCV).

O diagrama da Figura 2.6 abaixo mostra a configuração correspondente à Alternativa 5, Solução 2, recomendada por [11] para consumidores cuja faixa de tensão admissível está entre 46 e 52V. Isto é obtido pela utilização de conversores com faixa de tensão de saída de 0 a 12V com suas saídas ligadas em série com a bateria (banco composto por 21 células ácidas).

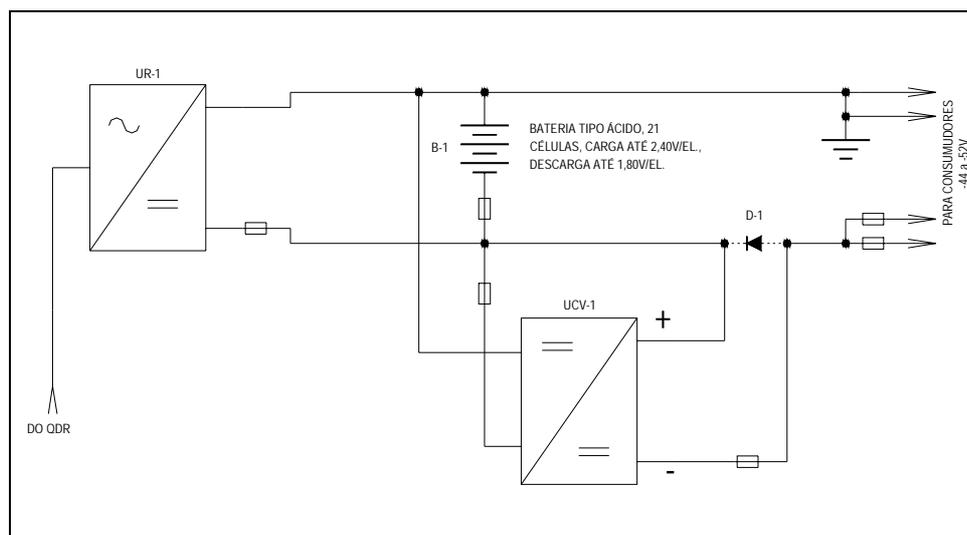


Figura 2.6 – Regulação de tensão para consumidor utilizando conversor aditivo

Em condições normais as unidades conversoras fornecem tensão aditiva apropriada independente da condição da bateria. Em situações especiais a UCV pode ser desligada (tensão aditiva nula). A função do diodo em paralelo com a UCV é garantir a continuidade da alimentação do consumidor nos casos de tensão aditiva nula ou defeito na unidade conversora.

Para consumidores com faixa de tensão de alimentação muito estreita, caso de cargas que admitem variações de $\pm 1\%$ relativamente a 48V, podem ser associados conversores subtrativos (Alternativa 6, em [11]).

- Elementos finais de baterias, conforme já descrito no item anterior.
- Unidades de diodos de queda.

Configuração empregada apenas nas Alternativas 1 e 2, e restrita a sistemas CC com potências máximas de 4,8 kW e 7,2 kW respectivamente.

A Figura 2.7 abaixo mostra um exemplo da Alternativa 2.

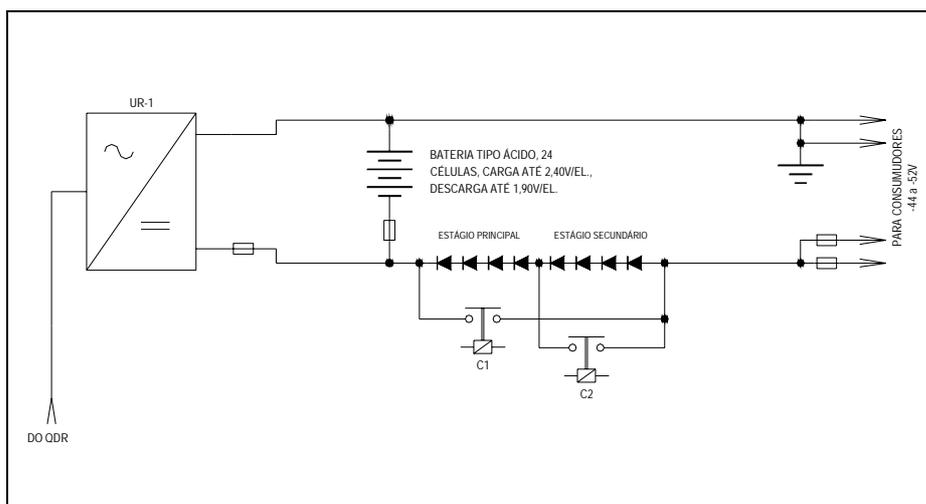


Figura 2.7 – Regulação de faixa de tensão utilizando diodos de queda

Durante a flutuação normal e a carga da bateria, o estágio principal está inserido no circuito (C1 aberto). Durante a descarga ou na ocorrência de tensão baixa no consumidor é removido do circuito (C1 fechado). O estágio secundário só é inserido (C2 aberto) durante as operações de carga da bateria.

- nenhuma regulação, se o consumidor tolerar a faixa de tensões (máxima tensão de final de carga a mínima tensão de final de descarga) característica do tipo de bateria empregada.

2.2.5. Sistema de supervisão de corrente contínua (USCC)

Todas as funções de supervisão do sistema de corrente contínua estão concentradas na Unidade de Supervisão de Corrente Contínua – USCC, e são as seguintes:

- Comando e controle do funcionamento de todos os componentes do sistema CC que estiverem operando em modo automático;
- desligamento de qualquer unidade que por algum motivo possam provocar tensão alta no consumidor;
- emissão de sinalização local e/ou remota para todos os eventos que indiquem operação anormal do sistema CC;

A USCC é responsável pela distribuição direta ou indireta da alimentação dos vários consumidores. Desta maneira, todas as fontes CC se conectam a ela, que dispõe de barramentos apropriados para cada classe de tensão presente na instalação. Por esta razão, a capacidade de corrente contínua a ser instalada é limitada pela própria capacidade desta unidade. Além disto, a configuração da USCC e até mesmo componentes montados nela é função da Alternativa escolhida para o sistema CC.

Mais detalhadamente, a USCC monitora e sinaliza os seguintes eventos, dependendo da Alternativa empregada:

- Tensão alta para consumidor;
- tensão baixa para consumidor;
- falha da unidade de diodos de queda;
- flutuação anormal;
- bateria em descarga;
- falha de CA;
- consumidor interrompido;
- retificador anormal;

2.2.6. Distribuição para consumidores

A distribuição de alimentação para os consumidores pode ser implementada de uma ou mais das formas relacionadas abaixo:

- Painel de Distribuição Primária

Usualmente montado na USCC, que se constitui no Sistema Primário de Corrente Contínua, pois como anteriormente citado, as interligações de retificadores, baterias, unidades conversoras dos reguladores de faixa de tensão e outros conversores CC-CC convergem todas para esta unidade.

- Conjunto de cabos ou barramentos de distribuição

A utilização desta forma de distribuição deve ser definida após estudos detalhados das quedas de tensão resultantes e depende da maneira com que o consumidor recebe (fisicamente) a alimentação CC.

- QDF's ou Quadros de Distribuição de Filas

São empregados nos casos em que os consumidores são dispostos em bastidores formando filas, quando a quantidade destas excede os pontos de interligação do barramento correspondente da USCC. Portanto, os QDF's funcionam como multiplicadores. Deve ser enfatizado, que cada QDF dispõe de fusíveis em cada saída ou ponto de conexão da carga. Internamente à fila outro tipo de quadro, denominado Quadro de Distribuição para Bastidores interliga e protege seletivamente cada bastidor.

Consumidores normalmente dispostos em filas e bastidores são os equipamentos de comutação, multiplex e rádio.

Em algumas aplicações (número de filas igual ou inferior aos pontos de interligação da USCC) o QDF pode funcionar meramente como interface entre o equipamento e a USCC.

- QDS ou Quadro de Distribuição Suplementar

Empregado apenas em sistemas de grande porte, em que a quantidade de consumidores excede a capacidade de pontos de conexão da USCC.

- QFS ou Quadro de Filtragem Suplementar

Utilizado quando um consumidor específico exigir níveis de ruído ou ondulação abaixo dos prescritos para cargas normais.

2.2.7. Sinalização para supervisão remota

Em estações que não disponham de equipes de reparo locais, há necessidade de transmitirem as sinalizações de eventos para o centro de manutenção responsável pela área.

2.2.8. Interconexão com outros sistemas de corrente contínua

Em algumas situações, quando a instalação dispõe de mais de um sistema de suprimento de corrente contínua, pode ser conveniente disponibilizar uma forma de se intercambiar ou mesmo interligar as fontes para os consumidores. Desta maneira torna-se possível, em grandes instalações que um sistema complemente o outro em horários de pico.

Em casos de expansão de instalações, em que a fonte CC deva ser totalmente substituída, este recurso pode ser implementado após a partida do novo sistema, que passa a alimentar a carga antes que o suprimento antigo seja desmontado.

Outros componentes de suprimento de energia alimentados pela fonte CC.

- Conversores CC-CC

Alguns equipamentos de comutação eletromecânicos necessitam de tensões (nível ou polaridade) não disponíveis na fonte primária. Neste caso são empregados conversores cujo princípio de funcionamento é idêntico ao dos conversores aditivos mencionados no item 2.2.4. Esses equipamentos são alimentados pelo barramento CC como qualquer consumidor e apresentam em sua saída a tensão contínua com polaridade e nível convenientes.

O diagrama em blocos da Figura 2.8 representa um conversor que entrega na saída uma tensão de 48V com negativo à massa, utilizada por alguns equipamentos de comutação para propósitos de tarifação por meio de contadores de pulsos.

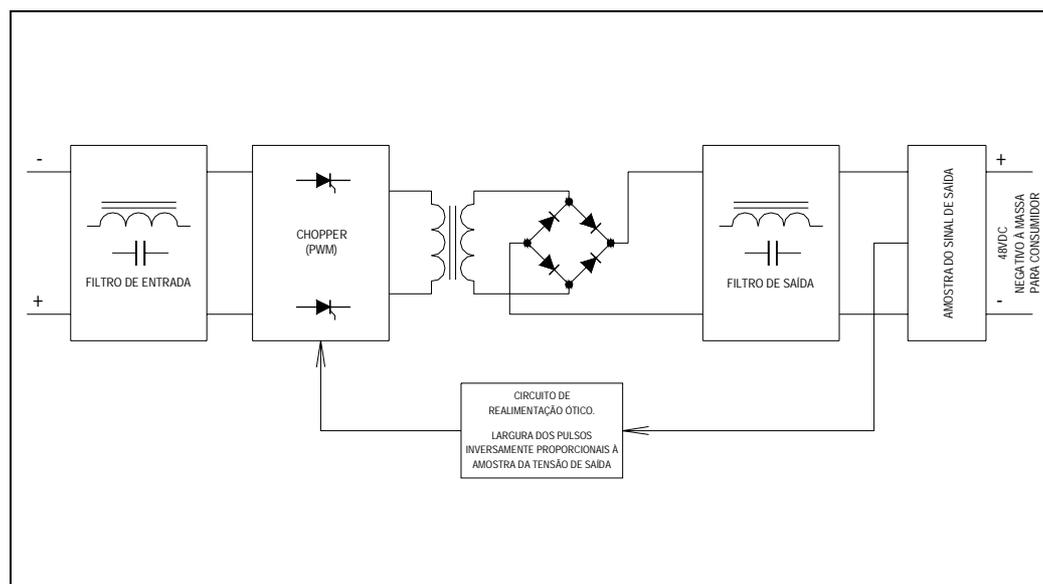


Figura 2.8 – Exemplo de conversor CC-CC

O sinal CC, após filtragem, é chaveado numa frequência normalmente da ordem de kHz. O sistema de chaveamento (*chopper*) emprega a técnica de modulação da largura dos pulsos (PWM), com o que se pode variar a tensão CC após a ponte retificadora. Uma amostra da tensão de saída alimenta uma malha de realimentação, que contém uma referência de tensão e acoplamento óptico, que além de garantir isolamento galvânica entre a saída e a entrada do conversor, permite que ele seja “flutuante”, isto é, o terra pode ser ligado ao polo mais conveniente para a aplicação. O sinal aplicado ao *chopper* varia a tensão de saída da ponte retificadora, de modo a reduzir o erro entre a amostra e a referência, estabilizando a tensão de saída do conversor.

Características elétricas mínimas para cumprimento do exigido pelas Normas Telebrás

✓ Entrada

Tensão de alimentação nominal: 48 VCC

Faixa admitida da alimentação: -10% a +20%

Ripple psfométrico: < 2 mV

✓ Saída

Tensão nominal de saída: 6, 12, (para unidades aditivas ou subtrativas), 24 e 48VCC

Faixa de ajuste de tensão de saída: $\pm 5\%$

Regulação estática de tensão: $\pm 1\%$

Regulação estática de corrente: $\pm 3\%$

Regulação dinâmica de tensão: melhor que 100 ms

Ripple psfométrico $< 2\text{mv}$

- Conversor CC-CA

Trata-se de um inversor destinado a produzir um sinal alternado senoidal de 60 Hz, valor eficaz de tensão de 220 ou 127V, monofásico, a partir da fonte CC, para alimentar cargas CA que devam operar ininterruptamente. Um exemplo dessas cargas são os computadores utilizados na supervisão e programação dos equipamentos de comutação digitais.

A técnica mais utilizada neste tipo de conversor para aplicações em telefonia é a PWM – Modulação por largura de pulsos, que apresenta duas características bastante convenientes: menor conteúdo harmônico que outros métodos e facilidade de controle da amplitude e frequência do sinal senoidal gerado.

2.3. Refrigeração - Condicionador de ar

O sistema de refrigeração é alimentado exclusivamente em CA nas instalações convencionais e sua operação só é ininterrupta em centrais que dispõem de geração própria. Este fato exige certos cuidados porque embora as baterias sejam dimensionadas para sustentar o sistema por até de 20 horas ou mais (Tabela 2.4), a elevação da temperatura pode tirar uma central de serviço em menos tempo. Nas estações eletromecânicas este fato é mais preocupante porque a geração de calor é muito maior que nas eletrônicas, além de ser fortemente proporcional e dependente do tráfego, cujo volume, na maior parte das centrais públicas de comutação, coincide com o período de temperaturas mais altas do dia.

Fisicamente, as salas de equipamentos são totalmente fechadas, sem circulação natural de ar. Isto garante a limpeza ambiental, baixo nível de umidade e melhor rendimento do sistema de ar refrigerado. No entanto, se a refrigeração deixa de operar corretamente, a temperatura da sala se eleva rapidamente por não haver meios de troca de calor. As proteções térmicas podem atuar, tirando o equipamento de serviço.

O tipo de condicionador de ar utilizado nas estações depende do volume de refrigeração necessário e da dissipação térmica envolvida, e é determinado pelos métodos convencionais de projeto desses sistemas. Pequenas instalações podem ser atendidas por simples unidades do tipo residencial; as grandes são dotadas de sistemas com central de água gelada e torres de refrigeração para troca de calor da água utilizada.

2.4. Aterramento

Tanto quanto em qualquer instalação elétrica, o sistema de aterramento é um dos pontos chaves em Telecomunicações. Observe-se que quanto mais eletrônicos se tornam os sistemas, mais crítica fica a questão do ponto de vista de funcionamento.

Numa instalação telefônica o aterramento deve cumprir três funções principais:

- Segurança do usuário (telefonia fixa) e funcionários;
- proteção dos equipamentos, garantindo o escoamento seguro de correntes de falta;
- proteção da edificação e por conseqüência, do patrimônio nela contido, em caso de descargas atmosféricas.

A segurança do pessoal é a função do aterramento, que evita que potenciais perigosos, resultantes de faltas ou distúrbios, atinjam as pessoas. Tais potenciais e condições ambientais associadas são definidos na referência [5], que estabelece também os métodos construtivos das proteções.

O esquema utilizado influi no funcionamento dos equipamentos. Desta forma, ao se escolher a forma da proteção do pessoal, não se pode perder de vista a garantia da correta operação do sistema. Por esta razão, pode-se considerar que

o atendimento ao quesito segurança se confunde de algum modo com a função de proteção dos equipamentos.

Dentre os esquemas de aterramento definidos em [1], os sistemas telefônicos utilizam aquele denominado TN-S, mostrado no diagrama da Figura 2.11.

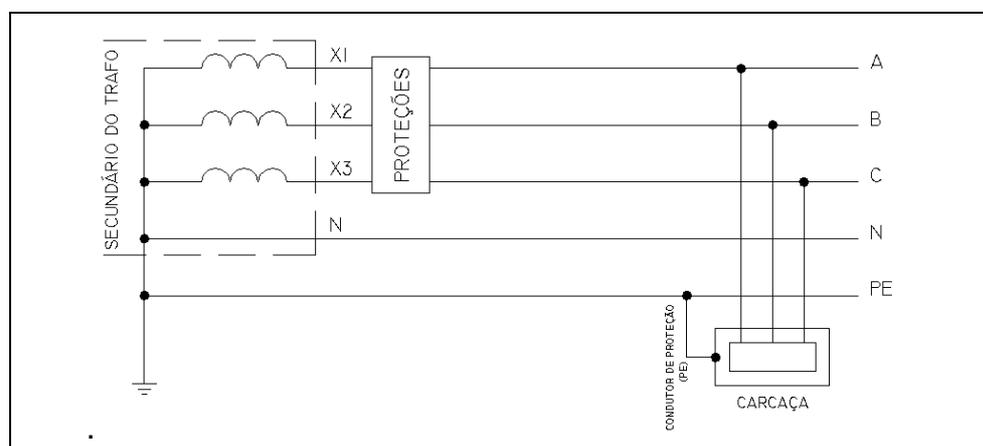


Figura 2.9 – Esquema de aterramento TN-S

Este esquema tem como principal vantagem a existência de um condutor de proteção, que em condições normais de operação não conduz correntes. Isto garante que ruídos gerados por outras cargas não sejam induzidos em equipamentos sensíveis.

No caso de faltas fase-massa, a corrente pelo condutor PE será a mesma observada num evento fase-neutro. Isto implica que a bitola desse condutor deve ser compatível com os valores esperados de curto-circuito, de tal modo que ele possa conduzi-la até que a proteção atue.

2.4.1. Sistema de proteção contra descargas atmosféricas (SPDA)

Os sistemas de proteção contra descargas atmosféricas (SPDA) utilizam uma malha de terra por onde devem escoar as correntes provocadas por esses distúrbios, qualquer que seja o tipo de captação.

Na ocorrência de uma descarga, grandes potenciais são induzidos nos pontos de aterramento. É sabido que uma corrente circulando num eletrodo pode provocar variação de potencial nas malhas próximas, além de levar a elevadas tensões de passo.

Uma forma de se evitar riscos ao pessoal e equipamentos devidos ao fenômeno, é interligar metalicamente todas as malhas, formando uma superfície equipotencial. Há que se frisar que os condutores de proteção devem ser exclusivos, para evitar que ruídos provocados por correntes de falta de um equipamento sejam induzidos em outros.

A tendência atual é a eliminação completa das malhas de aterramento e a utilização da própria ferragem das fundações e estrutura das edificações como blindagem eletrostática. Este sistema é previsto na Norma alemã VDE 0100 [4] desde 1983⁷, denominando-se *eletrodos de fundação*. Para isto, durante a construção as junções da ferragem são apropriadamente soldadas para garantir continuidade elétrica. Garante-se com isto, que todo o edifício seja mantido no mesmo potencial, dispensando inclusive qualquer tipo de captos de descargas atmosféricas, a exemplo de estruturas totalmente metálicas.

Em pontos de interesse da edificação são deixadas conexões para os condutores de proteção.

2.5. Sistemas auxiliares

Os sistemas auxiliares são - conforme anteriormente citado -, aqueles que complementam o serviço de modo indireto, não sendo percebidos pelo usuário. Afetam de algum modo a qualidade do produto no que diz respeito ao trabalho do pessoal de operação.

Entre eles, incluem-se: circuitos de iluminação e tomadas, elevadores, bombas d'água, sinalizações de segurança, guinchos, etc., que são alimentados de forma convencional.

Pode-se incluir nesta categoria a alimentação de equipamentos de informática, excluindo-se aqueles que fazem parte dos recursos de supervisão operacional e programação geral, descritos no item 2.2. Outros computadores, não relacionados com a operação da central, podem ou não ser alimentados por sistemas ininterruptos. É uma decisão puramente gerencial.

⁷ A NBR5410 deve incorporar esta técnica a partir da próxima revisão

2.6. Conclusões

Neste Capítulo foram descritos os principais componentes de um sistema típico de suprimento utilizado em telefonia pública à luz das normas nacionais em vigor.

No caso da subestação – lado do secundário dos transformadores e aterramento - são seguidos os preceitos e recomendações da NBR 5410 (referência [5]) que trata especificamente dos sistemas CA em baixa tensão. Pelo lado da alta tensão, obedecem-se as orientações da NBR 5414 e das Normas específicas das concessionárias regionais.

Discutiram-se também as principais características dos acumuladores de energia e os critérios de dimensionamento dos mesmos, grupos geradores e conversores envolvidos com o suprimento CC e CA.

No Capítulo seguinte são discutidas em maiores detalhes as principais características dos retificadores, nas configurações que atendem as Normas Técnicas reguladoras do serviço de telecomunicações no Brasil, em estações de médio porte.

CAPÍTULO III

Retificadores utilizados em telecomunicações

Introdução

Conforme visto no Capítulo anterior, as Normas Técnicas reguladoras dos serviços de telecomunicações, mais especificamente em telefonia, estabelecem características mínimas aceitáveis para os retificadores a serem empregados nas fontes de alimentação de corrente contínua dessas instalações.

Essas características envolvem, do lado de corrente contínua, a regulação de tensão em função das variações da rede e da carga, níveis máximos da ondulação (*ripple*) e de ruídos de alta frequência; do lado de corrente alternada, níveis de distorção harmônica da corrente, de fatores de potência e de deslocamento. Além disso, são estabelecidos níveis máximos de emissão e absorção de ruídos eletromagnéticos.

A potência de cada instalação determinará se o retificador deve ser trifásico ou monofásico. Evidentemente, a utilização de unidades monofásicas acarreta menores fatores de potência e de deslocamento e maiores níveis de distorção harmônica. Por esta razão, esta configuração só é utilizada em pequenas UR's com capacidades abaixo de 25A CC. Acima disto, somente unidades trifásicas são empregadas. Neste Capítulo serão analisadas as configurações mais usuais em operação no sistema público de telefonia

Os retificadores para telecomunicações são compostos obrigatoriamente por dois estágios principais (não se considerando módulos de sinalização e proteção):

- Retificação – Compreende transformadores, elementos de chaveamento, indutores, capacitores e componentes para eliminação de transientes sobre os elementos de comutação (*snubbers*);

- Regulação – Composto pelo circuito eletrônico responsável pela regulação de tensão e corrente. A regulação de (tensão ou corrente) utiliza técnicas de Controle. Para a estabilização de tensão é utilizada uma amostra da tensão do lado de CC. O efeito adicional é uma considerável redução da ondulação. A performance deste estágio é diretamente responsável pelas respostas estática e dinâmica da UR.

Embora os retificadores cumpram exigências de modo a possibilitar a alimentação direta das cargas, a operação do sistema sem o banco de baterias em paralelo não é recomendada. As razões para isto estão na questão da segurança do consumidor, uma vez que os acumuladores se comportam como filtros frente a ruídos diversos eventualmente presentes à saída das UR's, e no fato de que as baterias contribuem para uma melhor performance da FCC, no que tange à resposta dinâmica e ondulação na tensão do lado de CC.

3.1. Retificadores trifásicos

Conforme já mencionado no capítulo anterior, a máxima distorção harmônica admissível para as UR's utilizadas em Telecomunicações deve ser igual ou menor do que a que se poderia obter de um retificador hexafásico. Em função disto, parte-se desta topologia em sua configuração mais simples para depois compará-la com algumas outras bastante utilizadas em aplicações reais.

Não são estabelecidos limites para a distorção harmônica nas Normas relacionadas a retificadores. No entanto, na especificação de unidades geradoras, a referência [13] menciona que as mesmas devem ser capazes de manter a tensão de saída estável dentro de $\pm 10\%$ da nominal mesmo na presença de correntes com níveis de distorção harmônica de até 30%. Este valor será então utilizado como balizamento para a análise que se segue.

Idealmente, poderiam ser empregados métodos muito mais elaborados para a redução dos harmônicos impostos à rede elétrica. No entanto, um princípio básico de projetos em Telecomunicações é a simplicidade. Este requisito é explicitamente declarado nas Normas técnicas [14]. Parte-se do princípio de

que a simplicidade torna o sistema mais confiável e de manutenção mais fácil. A questão da confiabilidade é auto-explicativa. A facilidade de manutenção deve ser seriamente considerada porque em inúmeras regiões as instalações não contam com recursos materiais de fácil obtenção e muitas vezes os recursos humanos são tecnicamente limitados. Por tais razões, o projetista deve procurar obter os resultados desejados com um mínimo de componentes, tendo ainda em mente que estes devem ser de fácil aquisição no mercado.

A análise que se segue considera a comutação instantânea, ou seja, despreza a indutância do lado de corrente alternada do retificador. O erro resultante é desprezível para sistemas alimentados pela rede elétrica pública, que geralmente apresenta elevados níveis de curto-circuito.

As cargas são sempre indutivas porque os retificadores reais para a aplicação em questão sempre utilizam filtros de saída compostos por indutores (filtros $L\pi$). Todas as configurações empregam diodos de retorno, o que torna o comportamento do conversor – do ponto de vista da comutação - ante cargas indutivas igual ao que teria com carga resistiva.

3.1.1. Parâmetros de performance

Antes de se proceder a qualquer análise das configurações de retificadores é interessante dispor-se de parâmetros que permitam compará-las. A seguir, definem-se as principais grandezas que fornecem meios objetivos de se avaliar a qualidade de conversores.

1) Fator de deslocamento

É definido como o coseno do ângulo de deslocamento ϕ .

$$FD = \cos \phi_i \quad 3.1$$

ϕ_i é o ângulo correspondente à diferença entre as fases da componente fundamental da corrente de entrada e da tensão fase-neutro do lado de CA.

2) Fator de distorção da corrente de entrada.

Compara o valor eficaz da componente fundamental da corrente de entrada de uma das fases, com seu valor eficaz considerando todas as componentes espectrais.

$$FD_i = \frac{I_1}{\sqrt{\sum_{i=1}^{\infty} I_i^2}} = \frac{I_1}{I} \quad 3.2$$

FD_i pode ser entendido como sendo uma medida do peso que a componente fundamental tem no valor eficaz total da corrente de entrada.

3) Fator de potência

É a relação entre a potência fornecida à carga e o produto dos valores eficazes da corrente e tensão de fase do lado de CA dos conversores.

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{P}{3UI} \quad 3.3$$

Como apenas a componente fundamental da corrente de entrada é responsável pela transferência de potência ativa, pode-se escrever a equação acima do seguinte modo (considerando sistemas trifásicos):

$$FP = \frac{3UI_1 \cos(\phi)}{3UI} = \frac{I_1}{I} \cos(\phi) \quad 3.4$$

onde:

$\cos(\phi)$ é o fator de deslocamento definido por 3.1, e I_1 é a componente fundamental da corrente de entrada. Logo, o fator de potência é o produto do fator de deslocamento com o fator de distorção.

4) Distorção harmônica total

Compara o valor eficaz da corrente de entrada sem considerar a componente fundamental, com o valor eficaz desta:

$$DHT = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^{\infty} I_i^2 - I_1^2}}{I_1} \quad 3.5$$

O primeiro termo dentro da raiz na equação acima é o valor eficaz total da Série de Fourier que representa a corrente de entrada; o segundo termo e o denominador representam o valor eficaz de sua componente fundamental. Levando-se o termo do denominador para dentro da raiz, representando o somatório por I_{ef} , e efetuando as simplificações, obtém-se:

$$DHT = \sqrt{\left(\frac{I_{ef}}{I_1}\right)^2 - 1} \quad 3.6$$

5) Fator de ondulação

A tensão do lado de corrente contínua de qualquer retificador é uma combinação de duas componentes: uma CC (frequência zero) e uma CA, que contém a composição espectral superior do sinal.

O fator de ondulação é definido como a relação entre as tensões CA e CC, na forma:

$$FR = \frac{U_{CA}}{U_o} \quad 3.7$$

A tensão eficaz de saída do conversor pode ser descrita como:

$$U_o^2 = \overline{U_o}^2 + U_{CA}^2 \quad 3.8$$

Isolando o termo CA, tira-se

$$U_{CA} = \sqrt{U_o^2 - \overline{U_o}^2} .$$

Substituindo em 3.7, e manipulando algebricamente, obtém-se:

$$FR = \sqrt{\left(\frac{U_o}{\overline{U_o}}\right)^2 - 1} \quad 3.9$$

Os gráficos representativos do espectro de frequências apresentados na análise dos retificadores aqui enfocados foram obtidos pela geração das formas de onda em questão, e sobre as quais foi aplicada a FFT (Transformada Rápida de Fourier). Para isto, utilizou-se o software MatLab®. As listagens de comandos são apresentadas no Anexo I, com as explicações julgadas necessárias. No mesmo Anexo são tratados conceitos da Análise de Fourier com a profundidade julgada suficiente para tornar clara a forma de condução das deduções relacionadas ao espectro de frequências dos retificadores.

Uma questão digna de nota é que toda a análise matemática que se segue foi feita partindo-se da função seno, e não da cosseno como seria mais apropriado de um ponto de vista academicamente mais rigoroso. Isto se justifica em nome de uma maior clareza dos desenhos de formas de onda, além de uma maior simplificação de cálculos. Evidentemente, o resultado final é o mesmo.

3.1.2. Retificador polifásico de 6 pulsos ou retificador hexafásico

De acordo com o exposto anteriormente, as Normas Técnicas recomendam que a referência para o nível de distorção máximo imposto à rede ou barramento CA é aquele que se poderia obter com unidades hexafásicas.

A Figura 3.1 mostra um retificador hexafásico de meia onda⁸ não controlado, também denominado *retificador polifásico estrela*.

Pode-se considerar que esta configuração seja um caso particular de retificadores polifásicos em que $p = 6$.

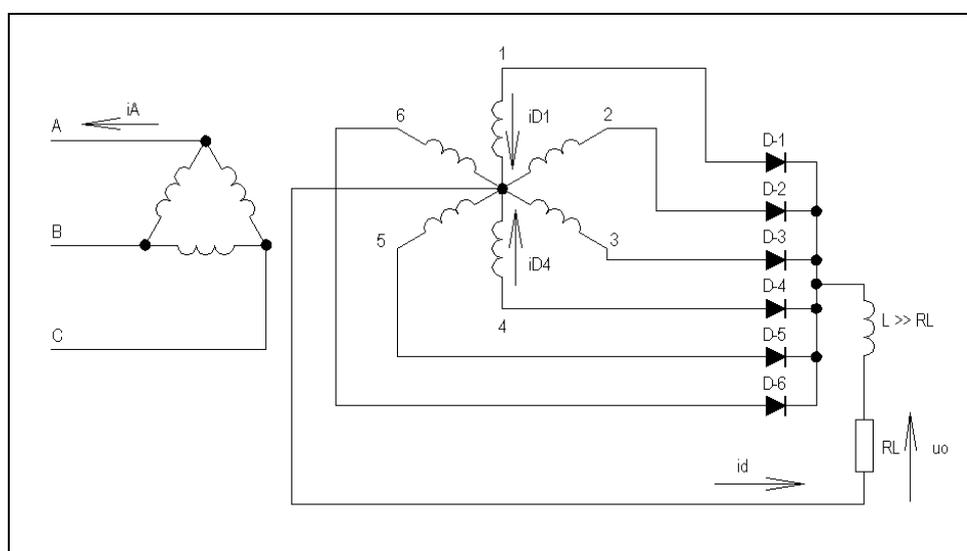


Figura 3.1 – Retificador hexafásico não controlado

Este tipo de retificador pode ser visto como seis unidades monofásicas, em que cada diodo conduz durante $\pi/3$ radianos, ou 60° , período de tempo em que a tensão de fase correspondente tem maior amplitude que as outras. Deve-se notar que os enrolamentos 1-4, 2-5 e 3-6 estão defasados respectivamente de 180° . Isto é obtido dotando-se cada enrolamento secundário de uma tomada central. A Figura 3.2 a seguir apresenta o mesmo circuito desenhado de forma a facilitar a análise.

⁸ A literatura considera esta configuração como meia onda, apesar de seu comportamento de onda completa.

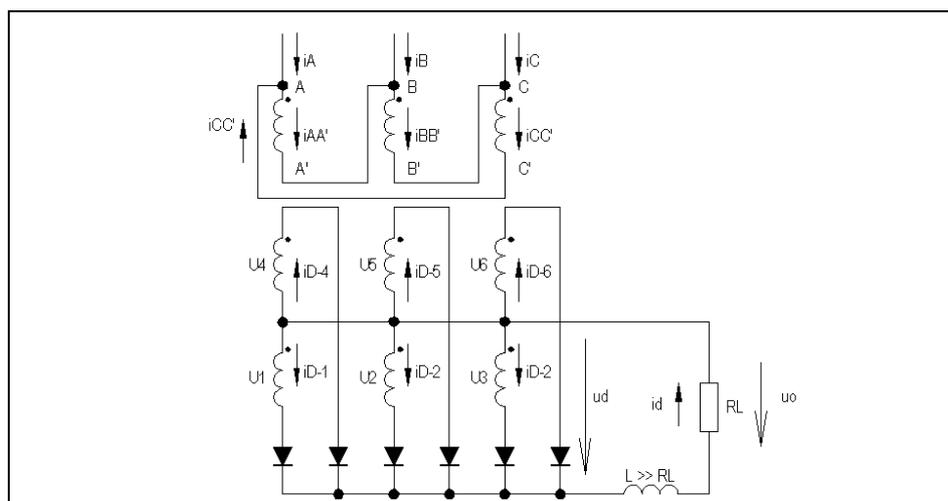


Figura 3.2 – Retificador hexafásico da Figura 3.1 redesenhado

A tomada central dos enrolamentos secundários permite o aproveitamento dos dois semiciclos da tensão de alimentação, quando se compara este retificador com o trifásico de meia onda.

Tomando-se a forma de onda 1 do secundário – correspondente à fase AA' do primário - como exemplo, conclui-se que esta contribui para a corrente de saída entre $\pi/3$ e $2\pi/3$ (D1), e entre $4\pi/3$ e $5\pi/3$ (D4), conforme se pode ver na parte (b) da Figura 3.3 a seguir.

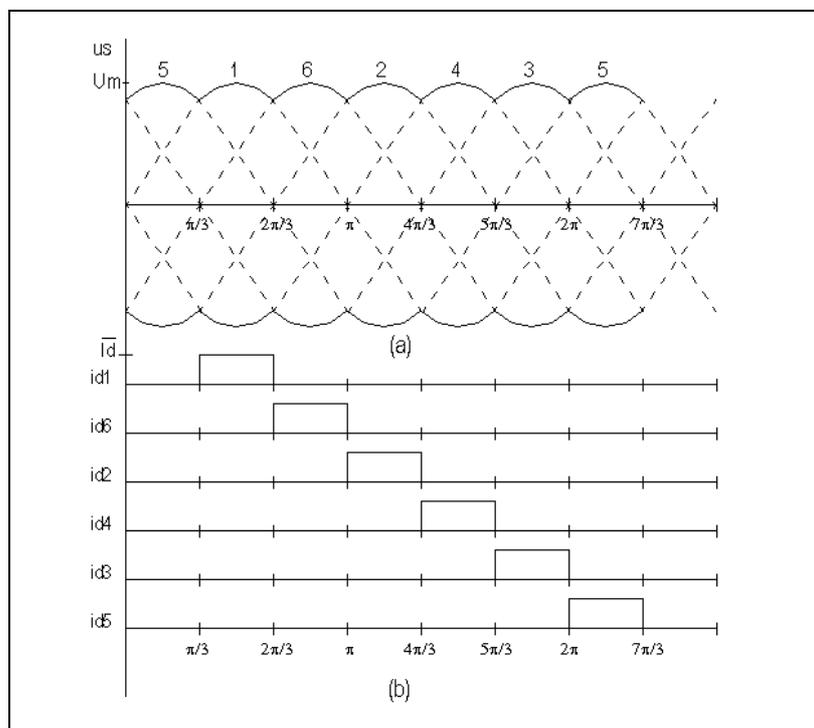


Figura 3.3 – Formas de onda do retificador hexafásico da Figura 3.1 – Tensões secundárias e correntes dos diodos

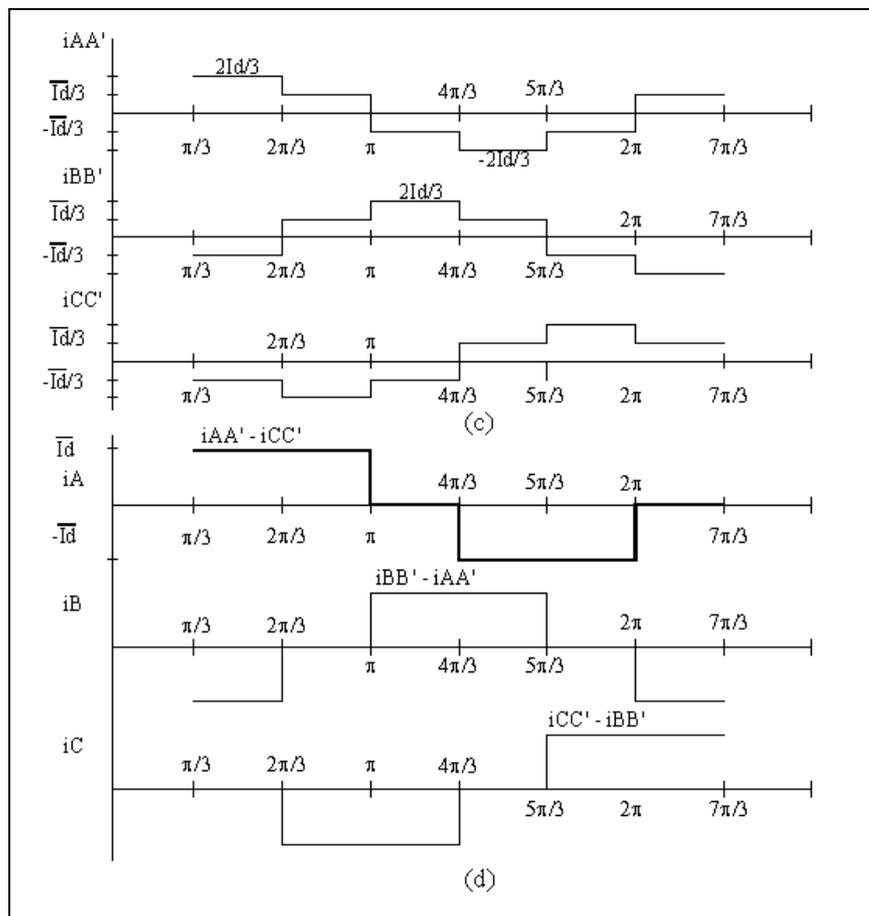


Figura 3.4 – Formas de onda do retificador hexafásico da Figura 3.1 – Correntes de entrada

A análise matemática para a determinação das formas de onda da Figura 3.4 pode ser encontrada na seção A.3 do Anexo I.

3.1.2.1. Principais parâmetros de performance

Nesta análise, a saída deve ser entendida como sendo o ponto de conexão da carga RL.

- Valor médio da tensão de saída

Os intervalos de condução se repetem a cada 60° , sendo portanto este o período do sinal sobre a carga. Se a tensão entre cada fase e o neutro for $u_f = U_m \sin \omega t$, então,

$$\overline{U_o} = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} U_m \text{sen}(\omega t) d(\omega t) = \frac{3U_m}{\pi} = 0,9549U_m \quad 3.10$$

- Valor eficaz da tensão de saída

$$U_o = \sqrt{\frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} [U_m \text{sen}(\omega t)]^2 d\omega t} = 0,9558U_m \quad 3.11$$

- Fator de ondulação

$$FR = \frac{U_{CA}}{U_o} = \frac{\sqrt{(0,9558U_m)^2 - (0,9549U_m)^2}}{0,9549U_m} = 0,0434, \text{ ou}$$

$$FR\% = 4,34\%$$

Deve-se levar em conta que este valor é obtido antes da filtragem de saída e não pode ser comparado com o exigido pelas Normas.

- Valor médio da corrente de cada diodo

Cada diodo conduz por $\pi/3$ rd no período de 2π rds da tensão senoidal fase-neutro. A corrente máxima conduzida pelos diodos individuais é:

$$\overline{Id} = \frac{\overline{U_o}}{R_L} = 3 \frac{U_m}{\pi R_L} \quad 3.12$$

A corrente média de cada unidade será:

$$\overline{I_D} = \frac{1}{2\pi} \overline{Id} \frac{\pi}{3} = \frac{\overline{Id}}{6} = \frac{U_m}{2\pi R_L} \quad 3.13$$

- Valor eficaz da corrente de cada diodo

$$I_D = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [\overline{Id}]^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{\overline{Id}^2}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} d(\omega t)},$$

que resulta:

$$I_D = \frac{\overline{Id}}{\sqrt{6}} \quad 3.14$$

- Fator harmônico ou distorção harmônica total da corrente de entrada

Toma-se como base a forma de onda da corrente primária da fase A da Figura 3.3B (d).

Determinação dos termos da Série de Fourier.

Por inspeção, conclui-se que não há nível CC. Logo, $a_0 = 0$.

Como as formas de onda são quadradas, $f(\omega t)$ é uma constante. Isto permite que se faça $n = 1$ diretamente nas equações de a_n e b_n para a obtenção da magnitude da componente fundamental. Assim,

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{2}{T} \int_0^T f(\omega t) \cdot \cos(\omega t) d(\omega t) = \\ &= \frac{1}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{3}}^{\pi} \overline{Id} \cdot \cos(\omega t) d(\omega t) + \int_{\frac{4\pi}{3}}^{2\pi} -\overline{Id} \cdot \cos(\omega t) d(\omega t) \right] \\ a_1 &= -\frac{\overline{Id} \sqrt{3}}{\pi} \end{aligned} \quad 3.15$$

$$\begin{aligned} b_1 &= \frac{2}{T} \int_0^T f(\omega t) \cdot \sin(\omega t) d(\omega t) = \\ &= \frac{1}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{3}}^{\pi} \overline{Id} \cdot \sin(\omega t) d(\omega t) + \int_{\frac{4\pi}{3}}^{2\pi} -\overline{Id} \cdot \sin(\omega t) d(\omega t) \right] \\ b_1 &= \frac{3\overline{Id}}{\pi} \end{aligned} \quad 3.16$$

O valor de pico do componente fundamental será dado por:

$$c_1 = \sqrt{a_1^2 + b_1^2} = \frac{2\overline{I_d}\sqrt{3}}{\pi} \quad 3.17$$

O valor eficaz da componente fundamental da corrente de entrada é I_1 . Portanto,

$$I_1 = \frac{c_1}{\sqrt{2}} = \frac{\overline{I_d}\sqrt{6}}{\pi} \quad 3.18$$

O valor eficaz da corrente de entrada pode ser determinado por:

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{3}}^{\pi} \overline{I_d}^2 d(\omega t) + \int_{\frac{4\pi}{3}}^{2\pi} (-\overline{I_d})^2 d(\omega t) \right]} = \frac{\overline{I_d}\sqrt{6}}{3} \quad 3.19$$

Substituindo esses valores em 3.6, resulta:

$$DHT = \sqrt{\frac{\frac{\overline{I_d}\sqrt{6}}{\pi}}{\left(\frac{\overline{I_d}\sqrt{6}}{3}\right)^2}} - 1 \cong 0,311, \text{ ou}$$

$$DHT\% \cong 31,1\%$$

A Figura 3.5 apresenta o espectro da corrente da fase A até o 29^o harmônico, normalizado em relação a magnitude da componente fundamental.

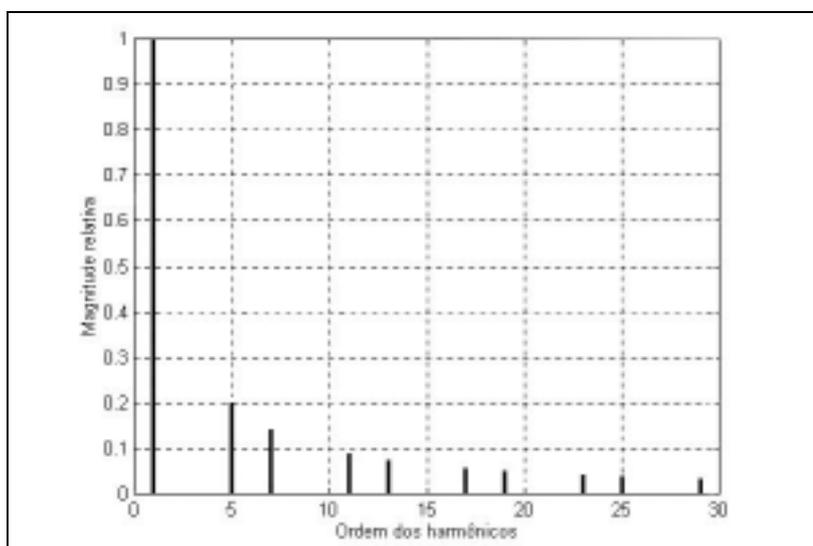


Figura 3.5 – Espectro da corrente primária do retificador hexafásico

- Fator de potência

Conforme definido em 3.2, o fator de potência é dado por:

$$FP = \frac{I_1}{I} \cos(\phi)$$

Neste caso, $\phi = 0$ porque a componente fundamental da corrente de entrada está em fase com a tensão. Logo, o fator de potência será:

$$FP = \frac{I_1}{I},$$

que é a definição do fator de distorção (Equação 3.2).

Os valores de I e I_1 já foram calculados anteriormente.

Então,

$$FP = \frac{0,7797}{0,8165} = 0,955$$

- Fator de distorção

Pelo exposto acima,

$$FD = 0,955$$

- Espectro da tensão de saída

A componente a_0 corresponde ao valor médio calculado anteriormente, e vale:

$$a_0 = \overline{U_o} = 0,955U_m$$

A Figura 3.6 mostra o espectro da tensão de saída obtido por simulação no MatLab[®]. Ver listagem de comandos no Anexo I.

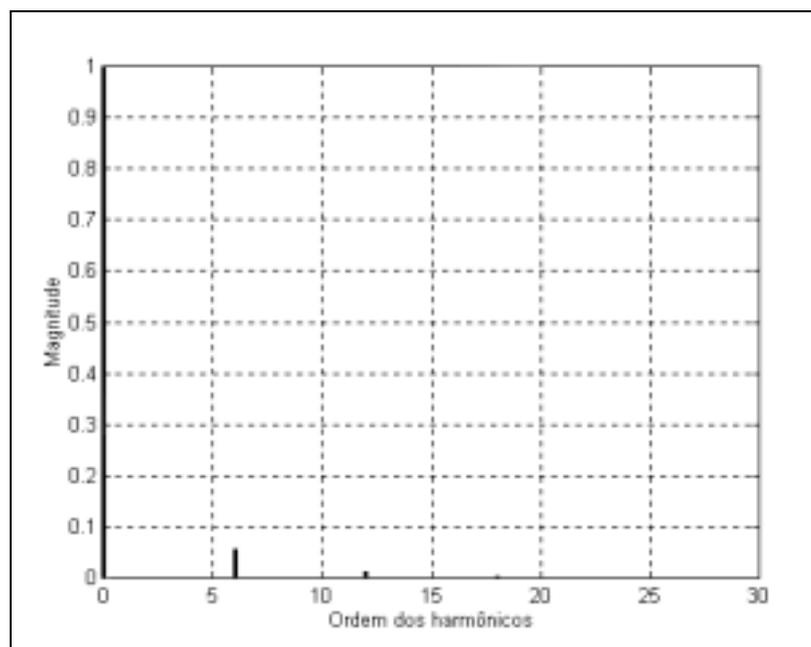


Figura 3.6 – Espectro da tensão de saída do conversor hexafásico

Ainda que citado como referência pelas Normas, pelo menos dois fatores tornam inviável esta configuração à luz dos mesmos documentos, já que podem representar riscos à confiabilidade e trazer complicações construtivas. Respectivamente:

- A necessidade do neutro e,
- a tomada central nos enrolamentos.

Deve-se levar em conta que cada condutor adicional implica em dois pontos de conexão – e, por conseqüência, vulnerabilidade – a mais.

3.1.3. Retificador em ponte trifásica não controlada

A Figura 3.7 abaixo mostra a topologia deste tipo de conversor que pode ser considerado o mais simples do ponto de vista de construção e que apresenta parâmetros de performance equivalentes ao hexafásico descrito no item anterior.

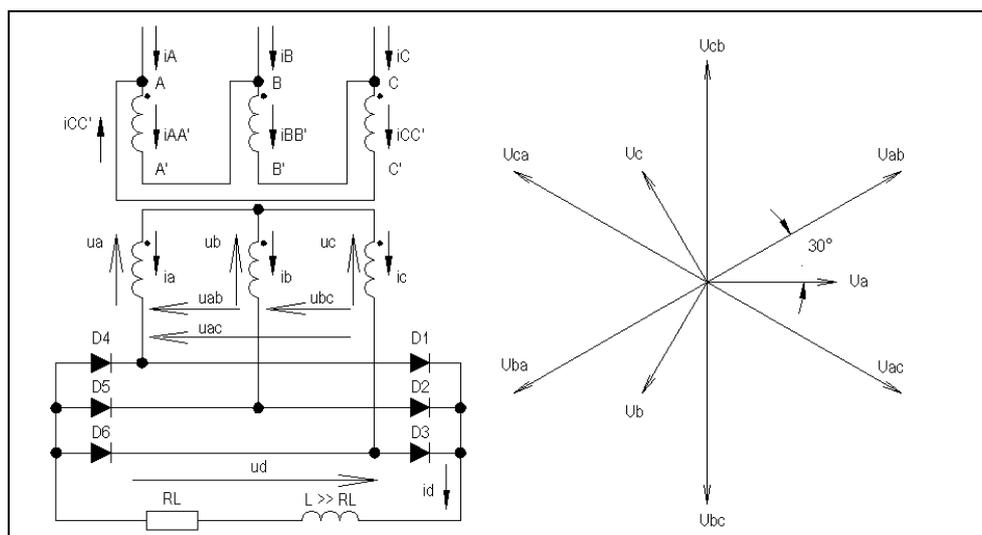


Figura 3.7 – Ponte trifásica não controlada e diagrama fasorial

A partir do diagrama fasorial acima, traçam-se as formas de onda das tensões secundárias de alimentação da ponte.

Com o intuito de simplificar a análise, “gira-se” o diagrama fasorial da Figura 3.7 30° no sentido horário. Deste modo a seqüência de fases tem início na origem e a senoide correspondente à tensão u_{ab} da Figura 3.8(a) pode ser desenhada a partir de $\omega t = 0$.

Note-se que U_m neste caso, é o valor de pico das tensões entre fases e não entre fases e neutro como no caso anterior.

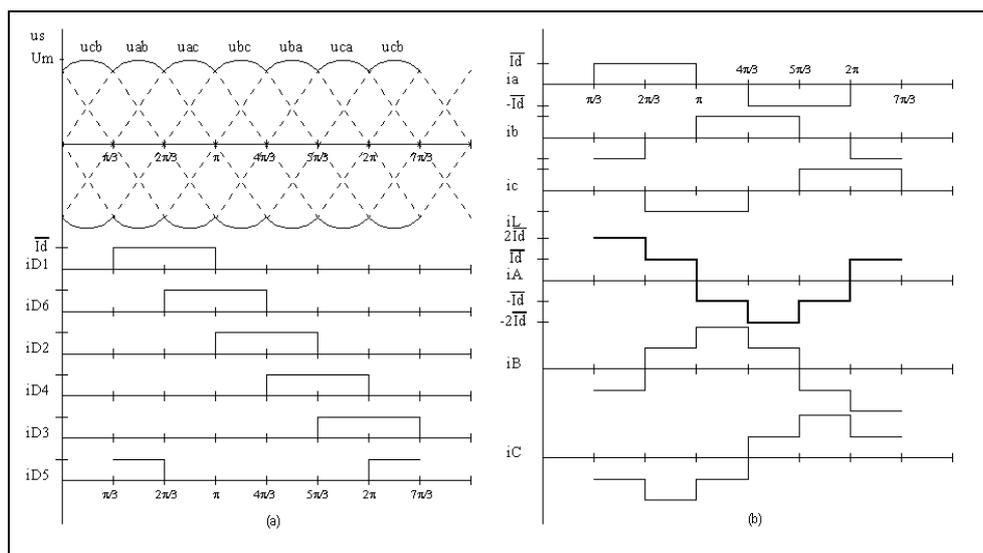


Figura 3.8 – Formas de onda da ponte trifásica não controlada

O conjunto de senoides da parte (a) da Figura 3.8 permite concluir que neste conversor conduzirá o par de diodos que estiver submetido ao

maior potencial em cada intervalo. Como há seis intervalos de condução para cada ciclo da tensão de entrada, a frequência da componente CA entregue à carga é de 6 vezes a da rede, com um período de $\pi/3$ rds.

No intervalo entre $\pi/3$ e $2\pi/3$, D1 e D5 estarão diretamente polarizados e a tensão u_{ab} é aplicada à carga. Devido ao caráter indutivo desta, a máxima corrente a circular $-I_d$ será:

$$\overline{I_d} = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \frac{U_m \text{sen}(\omega t)}{R} d(\omega t) = 3 \frac{U_m}{\pi R} \quad 3.20$$

Percorrendo o circuito formado pelo enrolamento secundário da fase A, D1, carga, D5, enrolamento secundário da fase B e levando-se em consideração que $I_a = \overline{I_d}$, conclui-se que I_b resulta igual a $-\overline{I_d}$. Tendo-se ainda em mente que nenhuma corrente circula pelo enrolamento secundário da fase C neste intervalo, tira-se que $I_c = 0$. Por procedimento análogo nos demais intervalos, chega-se à Tabela A.1 (Anexo I), e às formas de onda - Figura 3.8(b) - das correntes secundárias do transformador da Figura 3.7.

As correntes primárias de linha i_A , i_B e i_C podem ser determinadas por raciocínio análogo ao utilizado no caso do retificador hexafásico.

Como não há componente contínua nos enrolamentos secundários, pode-se afirmar que as formas de onda de $i_{AA'}$, $i_{BB'}$ e $i_{CC'}$ são iguais às de i_a , i_b e i_c , a menos da diferença de amplitude devida à relação de espiras. Fazendo-se esta relação unitária, basta apenas equacionar os nós A, B e C no primário:

$$i_{AA'} - i_{CC'} - i_A = 0 \quad (\text{nó A}) \quad 3.21$$

$$i_{BB'} - i_{AA'} - i_B = 0 \quad (\text{nó B}) \quad 3.22$$

$$i_{CC'} - i_{BB'} - i_C = 0 \quad (\text{nó C}) \quad 3.23$$

Donde, se tira que:

$$i_A = i_{AA'} - i_{CC'} \quad 3.24$$

$$i_B = i_{BB'} - i_{AA'} \quad \text{e} \quad 3.25$$

$$ic = i_{CC'} - i_{BB'}, \quad 3.26$$

resultando na formas de onda correspondentes da Figura 3.7(b).

3.1.3.1. Principais parâmetros de performance

- Valor médio da tensão de saída

Considerando o primeiro intervalo de condução, cada par de diodos está submetido a tensão de linha [Figura 3.8(a)]:

$$u_{ab} = U_m \text{sen}(\omega t).$$

Portanto,

$$\overline{U_o} = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} U_m \text{sen}(\omega t) d(\omega t) = 0,9549U_m \quad 3.27$$

- Valor eficaz da tensão de saída

$$U_o = \sqrt{\frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} [U_m \text{sen}(\omega t)]^2 d(\omega t)} = 0,9558U_m \quad 3.28$$

- Fator de ondulação

$$FR = \frac{U_{CA}}{U_o} = \frac{\sqrt{(0,9558U_m)^2 - (0,9549U_m)^2}}{0,9549U_m} = 0,0434,$$

ou

$$FR\% = 4,34\%$$

Conforme se poderia prever, de valor idêntico ao do retificador hexafásico, cabendo aqui a mesma observação relativa ao valor especificado nas Normas.

- Valor médio da corrente em cada diodo

Cada diodo conduz por $2\pi/3$ rds, num período de 2π da fundamental da rede. Sendo o valor máximo da corrente igual a $\overline{I_d}$, tem-se:

$$\overline{I_D} = \frac{2\pi}{3} \frac{\overline{I_d}}{2\pi} = \frac{\overline{I_d}}{3} \quad 3.29$$

- Valor eficaz da corrente de cada diodo

$$I_D = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [\overline{I_d}]^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{\overline{I_d}^2}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\pi} d(\omega t)} = \frac{\overline{I_d}}{\sqrt{3}} \quad 3.30$$

- Fator harmônico ou distorção harmônica total

As formas de onda da corrente de entrada (Figura 3.7-b) representam uma função ímpar com simetria de meia onda. Logo, os termos a_o e a_n são nulos. Resta calcular b_n .

Neste caso, deve-se conhecer especificamente b_1 para se determinar a amplitude da componente fundamental da corrente de entrada I_{A1} . Ainda pela propriedade da simetria de meia onda de uma função ímpar, pode-se integrar entre $-\frac{T}{2}$ a $\frac{T}{2}$ ou

$$b_1 = \frac{4}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} f(\omega t) \cdot \text{sen}(\omega t) d(\omega t).$$

Tomando-se a fase A como referência e integrando-se a partir de $\omega t=0$, tem-se:

$$b_1 = \frac{2I_d}{\pi} \left\{ \int_0^{\frac{\pi}{3}} \text{sen}(\omega t) d(\omega t) + 2 \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \text{sen}(\omega t) d(\omega t) + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} \text{sen}(\omega t) d(\omega t) \right\}$$

$$b_1 = \frac{6\overline{I_d}}{\pi} \quad 3.31$$

$a_1 = 0 \Rightarrow c_1 = b_1$. Logo,

$$I_{A1} = \frac{b_1}{\sqrt{2}} = \frac{6\overline{I_d}}{\pi\sqrt{2}} = 1,351\overline{I_d} \quad 3.32$$

O valor eficaz da forma de onda da corrente de entrada é:

$$I_A = \sqrt{\frac{\overline{I_d}^2}{2\pi} \frac{\pi}{3} \{[(1)^2 + (2)^2 + (1)^2 + (-1)^2 + (-2)^2 + (-1)^2]\}} = \overline{I_d} \sqrt{2}$$

$$DHT = \sqrt{\left(\frac{I_A}{I_{A1}}\right)^2 - 1} = \sqrt{\left(\frac{\overline{I_d} \sqrt{2}}{1,351 \overline{I_d}}\right)^2 - 1} = 0,3108.$$

Ou,

$$DHT = 31,08\%$$

Evidentemente, o espectro de saída deste conversor é idêntico ao do retificador hexafásico discutido no item anterior.

- Fator de potência

O fator de potência pode ser calculado diretamente por 3.4. Neste caso, como não há defasagem entre a componente fundamental da corrente de entrada e a tensão de fase, $\cos \phi_1 = 1$. Logo,

$$FP = \frac{I_{AA'(1)}}{I_{AA'}} = \frac{1,351 \overline{I_d}}{\overline{I_d} \sqrt{2}} = 0,955$$

- Fator de distorção

Também neste caso, e pela mesma razão do caso hexafásico, o fator de distorção é numericamente igual ao fator de potência:

$$FD = 0,955$$

- Espectro da tensão de saída

Como a forma de onda de saída é idêntica à do conversor hexafásico, conclui-se que também os espectros de saída são iguais.

Pelos valores encontrados, conclui-se que a ponte trifásica é equivalente ao retificador hexafásico citado como referência pelas Normas Telebrás.

Nas aplicações reais aqui enfocadas os retificadores devem ser capazes de manter estáveis tensão e correntes em função das variações da rede de suprimento e também da carga.

Como os valores das correntes envolvidos podem ser elevados (ordem de centenas de ampères em instalações de maior potência), os métodos de regulação utilizados em pequenas fontes de alimentação (até cerca de 10 A) apresentariam um rendimento muito baixo. A solução neste caso é o emprego de retificadores controlados. A ponte trifásica analisada neste último item admite pelo menos duas configurações que permitem o ajuste e ou controle da tensão de saída. Basta para tanto, substituir alguns ou todos os diodos por comutadores que possam ser ligados e/ou desligados de forma controlada. Dos comutadores eletrônicos disponíveis no mercado, o SCR é o mais utilizado em retificadores comutados pela rede.

Evidentemente, a começar pelos valores da tensão de saída – que é o que se deseja controlar, alguns ou todos os outros parâmetros de performance também irão variar em função do instante em que se dispõem os tiristores.

Essas variações de parâmetros serão analisadas nos tópicos seguintes para as configurações mais encontradas nas instalações telefônicas públicas.

3.1.4. Ponte trifásica semi-controlada

A Figura 3.9 mostra o circuito básico da ponte trifásica semi-controlada. Na Figura 3.10 são apresentadas as formas de onda de corrente dos pares tiristor-diodo, bem como das correntes de fase e de linha do secundário e do primário. Neste caso, enfoca-se a corrente da fase A da rede de suprimento de energia.

À luz das exigências das Normas reguladoras esta configuração pode ser considerada como uma evolução natural da ponte não controlada porque atende simultaneamente o quesito simplicidade e a necessidade de se obterem tensão e corrente regulados.

Havendo três tiristores envolvidos, é necessário um número igual de geradores de pulsos de gatilho sincronizados com as respectivas fases da rede.

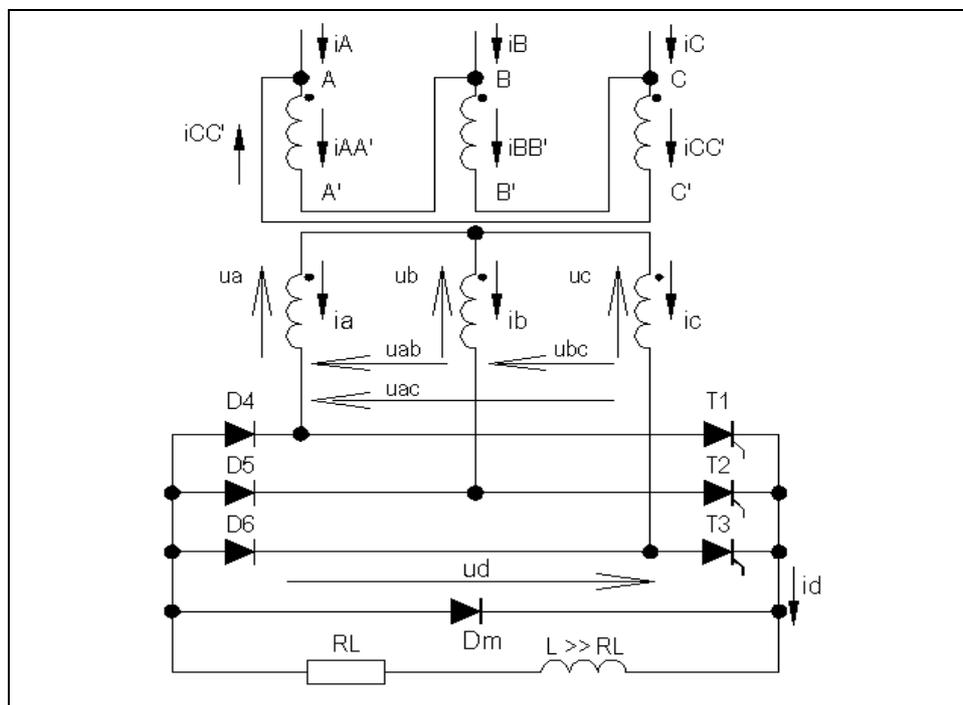


Figura 3.9 – Ponte trifásica semi-controlada com diodo de comutação

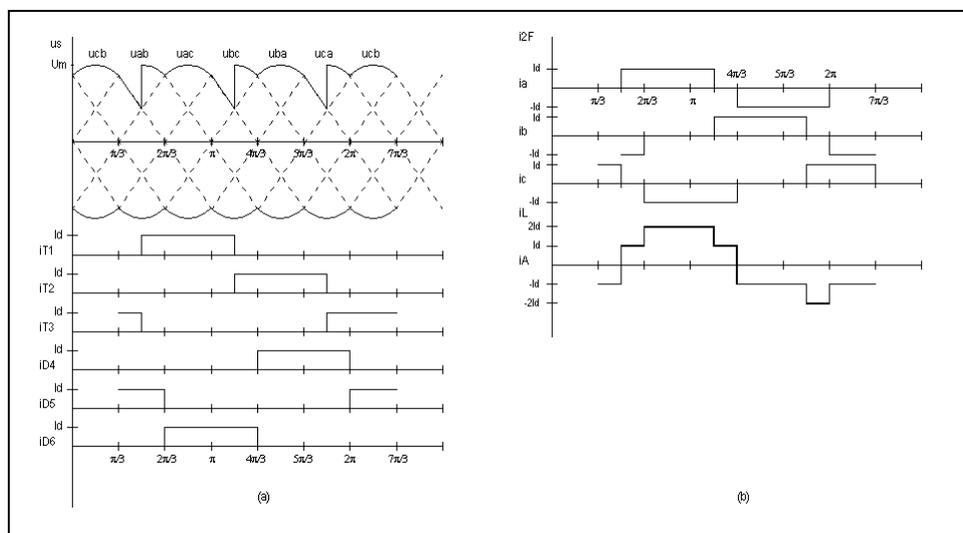


Figura 3.10 – Formas de onda para a ponte trifásica semi-controlada para $\alpha = 30^\circ$

A análise deste conversor é essencialmente a mesma da ponte trifásica não controlada. As diferenças são funções do disparo dos comutadores e as conseqüências disto. O diodo de comutação ou retorno – Dm - se faz necessário para evitar o aparecimento de valores instantâneos negativos na tensão de saída, na operação com ângulos de disparo acima de 60° . Há que se

Tem-se então, um pulso de disparo a cada 120° , resultando na forma de onda de tensão u_d , de igual período, enfatizada na parte (a) da Figura 3.10.

O efeito da comutação de diodos nos instantes $\omega t = 2\pi/3$, $\omega t = 4\pi/3$ e $\omega t = 2\pi$ é que durante o intervalo de $\pi/3$ que se segue imediatamente a ela - metade do período de alimentação da carga - não há controle da tensão de saída. Daí a razão da denominação *ponte semi-controlada*⁹.

Para ângulos superiores a 60° o diodo Dm conduzirá polarizado pelo efeito da indutância da carga, mantendo a circulação de corrente nesta. Como resultado final, a descontinuidade da corrente de saída pode ser eliminada. Isto pode ser visto na Figura 3.11.

3.1.4.1. Principais parâmetros de performance

- Valor médio da tensão de saída

Operação com ângulos de disparo menores que 60°

A forma de onda resultante tem um período de 120° , ou $2\pi/3$. Seu valor médio pode ser obtido por integração da maneira convencional. Entretanto, há que se notar que devem ser somados valores médios obtidos de sinais defasados em 60° (u_{ab} e u_{ac}), sendo interessante que o resultado fique em função de apenas um deles. u_{ac} é igual a u_{ab} (num sistema balanceado), a menos da defasagem. Portanto, pode-se escrever que

$$U_{ac} \text{ sen } \omega t = U_{ab} \text{ sen } \left(\omega t - \frac{\pi}{3} \right).$$

Como no conversor anterior, faz-se $U_m = \sqrt{2}U_{ab}$.

Assim,

$$\overline{U_d} = \frac{2\pi}{3} \left[\int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{2\pi}{3}} U_m \text{ sen } \omega t d(\omega t) + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi + \alpha} U_m \text{ sen } \left(\omega t - \frac{\pi}{3} \right) d(\omega t) \right],$$

que resulta em:

$$\overline{U_d} = \frac{3U_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha) \quad 3.33$$

⁹ Esta configuração é também denominada *híbrida*.

Operação com ângulos de disparo superiores a 60°

Nesta situação os tiristores serão forçados ao corte em $4\pi/3$ e 2π . Há que se notar que ao se gatilhar T_1 o diodo que terá condições de conduzir primeiro será D_6 e não D_5 , porque a tensão mais alta no instante do disparo é u_{ac} . Logo,

$$\overline{U}_d = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{4\pi}{3}} U_m \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) d(\omega t),$$

ou,

$$\overline{U}_d = \frac{3U_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha).$$

Mesmo resultado obtido para $\alpha \leq 60^\circ$. Portanto, a equação 3.33 é válida para todo α .

- Valor eficaz da tensão de saída

Valem aqui as mesmas considerações a respeito da integração sobre duas formas de onda defasadas.

O valor eficaz da tensão de saída para $\alpha < 60^\circ$ será:

$$U_d = \sqrt{\frac{3U_m^2}{2\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}} \operatorname{sen}^2 \omega t d(\omega t) + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi+\alpha} \operatorname{sen}^2\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) d(\omega t) \right]}$$

$$U_d = U_m \sqrt{\frac{3}{2\pi} \left[\frac{\pi}{3} + \frac{\sqrt{3}}{4} (1 + \cos 2\alpha) \right]} \quad 3.34$$

e

$$U_d = \sqrt{\frac{3U_m^2}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{4\pi}{3}} \operatorname{sen}^2\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) d(\omega t)},$$

que resulta:

$$U_d = U_m \sqrt{\frac{3}{2\pi} \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\alpha}{2} + \operatorname{sen} 2\alpha \right)} \quad 3.35$$

para ângulos de disparo maiores que 60° .

- Fator de ondulação

A Equação 3.9 relaciona os valores eficaz e médio da tensão de saída e conforme visto no tópico anterior, o cálculo do valor eficaz é diferente se o ângulo de disparo é maior que 60° . Isto deve estar em mente na determinação deste parâmetro. Logo, para $0 \leq \alpha \leq 60^\circ$, o fator de ondulação é:

$$FR = \sqrt{\frac{2,0944 \left[\frac{\pi}{3} + \frac{\sqrt{3}}{4} (1 + \cos 2\alpha) \right]}{(1 + \cos \alpha)^2}} - 1 \quad 3.36$$

Para gatilhamentos com ângulos acima de 60° , tem-se:

$$FR = \sqrt{\frac{2,0944 \left[\frac{\pi}{2} - \frac{\alpha}{2} + \frac{\sin 2\alpha}{4} \right]}{(1 + \cos \alpha)^2}} - 1 \quad 3.37$$

A curva $FR \times \alpha$ para $0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3}$ é mostrada na Figura 3.12(a); o gráfico da parte (b) é a variação de FR com α para $\alpha > \frac{\pi}{3}$. Percebe-se que nesta faixa a ondulação de saída cresce com uma taxa maior do que na inferior.

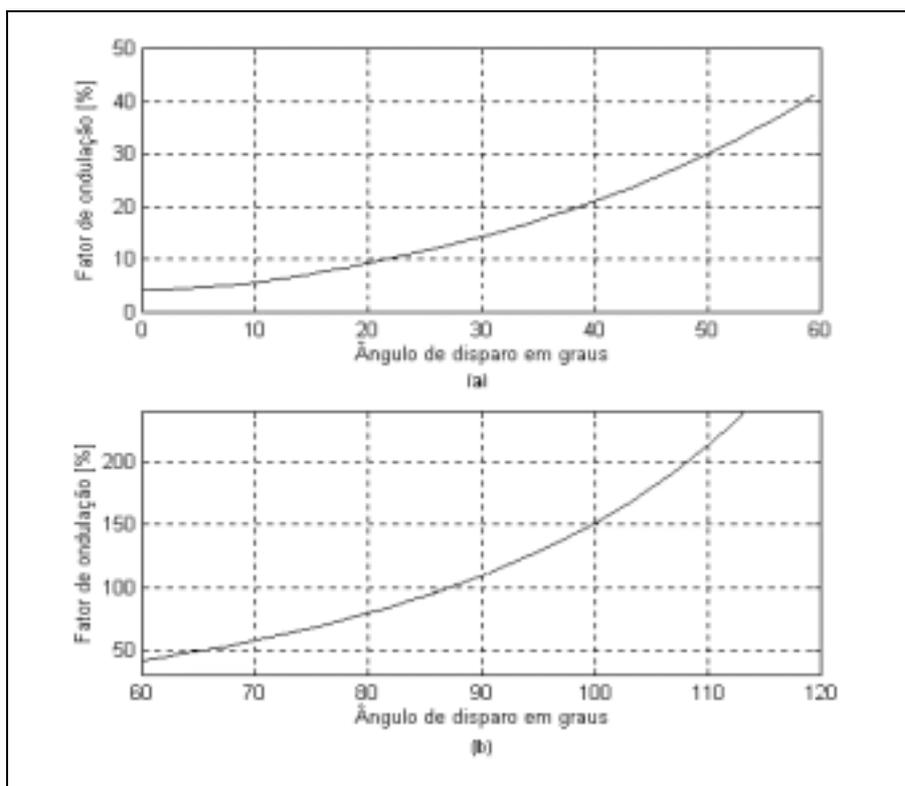


Figura 3.12 – Variação da ondulação da tensão de saída com o ângulo de disparo. (a) $\alpha < 60^\circ$; (b) $\alpha > 60^\circ$.

- Valor médio da corrente de cada par diodo-tiristor

Pode-se concluir que vale aqui a mesma relação da ponte trifásica não controlada. Logo, para $\alpha = 0^\circ$

$$\overline{I_D} = \frac{\overline{I_d}}{3}$$

- Valor eficaz da corrente de cada par diodo-tiristor

Novamente, vale a relação da ponte não controlada ($\alpha = 0^\circ$):

$$I_D = \frac{\overline{I_d}}{\sqrt{3}}$$

- Fator harmônico ou distorção harmônica total da corrente de entrada

Comparando as formas de onda das correntes secundárias da ponte não controlada (Figura 3.7), com as da ponte semi-controlada para ângulos de disparo até 60° , percebe-se que há

um deslocamento do semi-ciclo positivo da forma de onda da corrente de entrada, enquanto que o semi-ciclo negativo se mantém fixo à medida em que α cresce. Isto significa que a forma de onda original (relativamente a ponte não controlada, correspondente a $\alpha = 0$) é deformada, implicando numa conseqüente alteração do conteúdo harmônico.

Há que se frisar que para que os circuitos de controle possam regular adequadamente a tensão e/ou corrente de saída, o ângulo de disparo deve se situar num ponto médio entre 30 e 90° em condições normais, afim de permitir uma margem de variação para mais ou para menos, dependendo da solicitação da carga ou variação da rede de alimentação.

É fácil concluir que para um ângulo de disparo nulo a distorção harmônica desta configuração é idêntica à da ponte não controlada. Entretanto, pelo exposto acima, os ângulos de disparo serão sempre superiores a 0°. Por isto, a distorção harmônica total em função do ângulo de disparo deve ser avaliada.

Novamente, deve-se analisar o comportamento das formas de onda das correntes de entrada para as duas faixas do ângulo de disparo.

Operação com ângulos de disparo menores que 60°.

A análise do comportamento das formas de onda da corrente de fase de entrada mostra que para α até 60° (Figura 3.11-b) apenas o semi-ciclo positivo se desloca proporcionalmente ao ângulo de disparo, enquanto que o negativo se mantém fixo. A duração do pulso correspondente a esse semiciclo se mantém constante e igual a 120°. Logo, a relação $\frac{I}{I_d}$ independe de α e o valor eficaz da corrente de fase de entrada é:

$$I = 0,8165 \overline{I_d} \quad 3.38$$

Os coeficientes de Fourier serão:

$$a_1 = \frac{1}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} \overline{I_d} \cos(\omega t) d(\omega t) - \int_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{11\pi}{6}} \overline{I_d} \cos(\omega t) d(\omega t) \right]$$

e

$$b_1 = \frac{1}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} \overline{I_d} \sin(\omega t) d(\omega t) - \int_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{11\pi}{6}} \overline{I_d} \sin(\omega t) d(\omega t) \right]$$

que resultam:

$$a_1 = -\frac{\sqrt{3}}{\pi} \overline{I_d} \sin \alpha \quad 3.39$$

e

$$b_1 = \frac{\sqrt{3}}{\pi} \overline{I_d} (1 + \cos \alpha) \quad 3.40$$

A componente fundamental da corrente de entrada é:

$$I_1 = \frac{\sqrt{a_1^2 + b_1^2}}{\sqrt{2}},$$

que resulta em:

$$I_1 = 0,5513 \overline{I_d} \sqrt{1 + \cos \alpha} \quad 3.41$$

Levando-se I e I_1 na equação 3.6 tira-se:

$$DHT = \sqrt{\frac{2,1935}{1 + \cos \alpha}} - 1 \quad 3.42$$

Operação com $\alpha > 60^\circ$.

Pelo que se pode concluir da observação das formas de onda da Figura 3.11, a partir de 60° , ambos semi-ciclos têm suas durações diminuídas com o aumento de α .

Por isto, é razoável intuir-se que a relação $\frac{I}{I_d}$ passe agora a depender do instante do disparo.

O valor eficaz da corrente de entrada será então:

$$I = \sqrt{\frac{\overline{I_d}^2}{2\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{4\pi}{3}} d(\omega t) + \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} d(\omega t) \right]},$$

que resulta:

$$I = \overline{I_d} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi}} \quad 3.42$$

Deve-se agora verificar o que ocorre com a relação $\frac{I_1}{I_d}$.

Recalculando-se os coeficientes de Fourier, obtém-se:

$$a_1 = \frac{1}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{7\pi}{6}} \overline{I_d} \cdot \cos(\omega t) d(\omega t) - \int_{\frac{5\pi}{6}+\alpha}^{\frac{11\pi}{6}} \overline{I_d} \cos(\omega t) d(\omega t) \right]$$

e

$$b_1 = \frac{1}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{7\pi}{6}} \overline{I_d} \cdot \sen(\omega t) d(\omega t) + \int_{\frac{5\pi}{6}+\alpha}^{\frac{11\pi}{6}} \overline{I_d} \cdot \sen(\omega t) d(\omega t) \right],$$

que resultam:

$$a_1 = -\frac{\sqrt{3}}{\pi} \overline{I_d} \sen \alpha,$$

e

$$b_1 = \frac{\sqrt{3}}{\pi} \overline{I_d} (\cos \alpha + 1).$$

Portanto, iguais aos do intervalo anterior (Eq. 3.39 e 3.40)

Então,

$$I_1 = 0,5513 \overline{I_d} \sqrt{1 + \cos \alpha}$$

e, a distorção harmônica para ângulos de disparo maiores que 60° será:

$$DHT = \sqrt{\frac{3,2902 \left(1 - \frac{\alpha}{\pi}\right)}{1 + \cos \alpha}} - 1 \quad 3.43$$

A Figura 3.13 a seguir mostra na parte (a) a variação da distorção harmônica para ângulos de disparo de até 60°; na parte (b), o comportamento do mesmo parâmetro para α acima deste patamar.

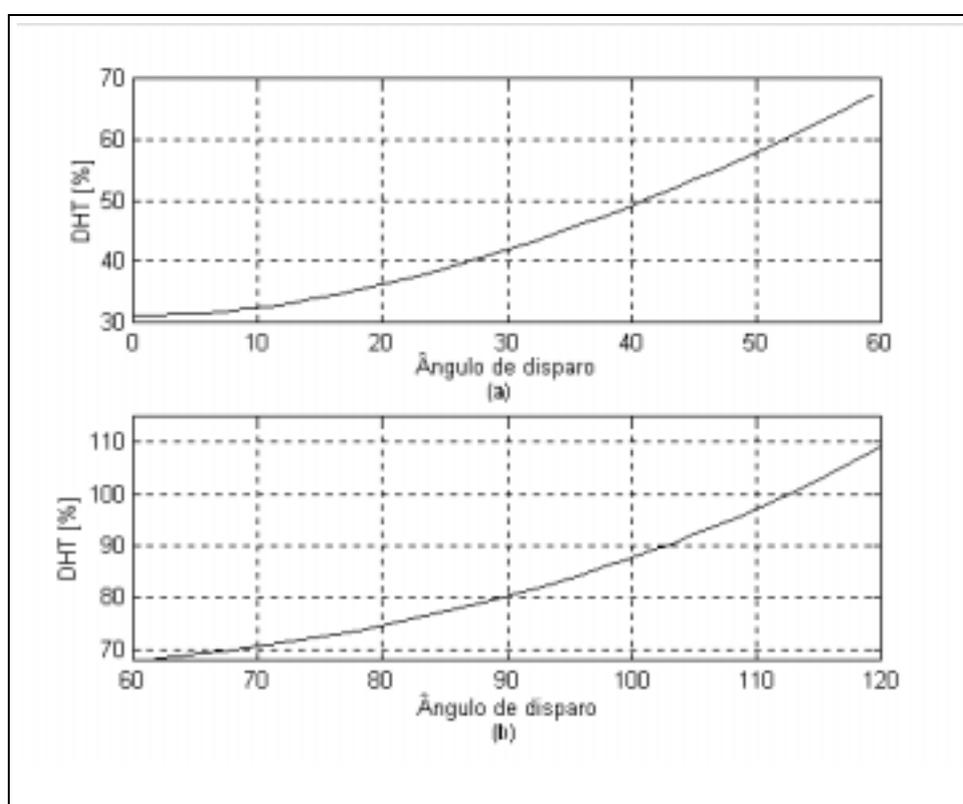


Figura 3.13 – Distorção harmônica x ângulo de disparo da ponte semi-controlada

A Figura 3.14 mostra os espectros da corrente de fase do conversor semi-controlado para 3 valores de α : 30, 60 e 90°, além de apresentar os valores respectivos da distorção harmônica.

Comparando com o espectro da Figura 3.5 ($\alpha = 0$) observa-se que componentes ausentes naquele aparecem neste; outros, presentes naquele estão ausentes neste. Este é um complicador

para o cálculo de filtros. Note-se que entre 60 e 90° há substancial alteração de componentes espectrais.

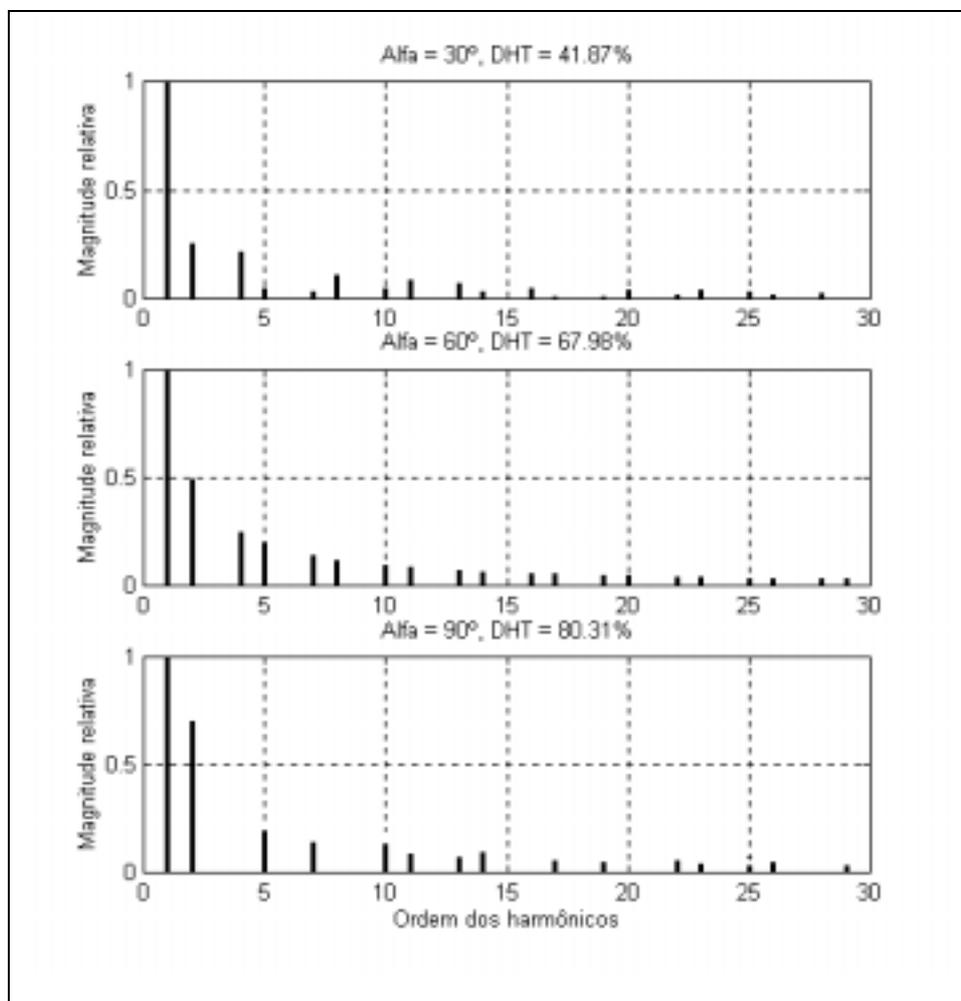


Figura 3.14 – Espectros da corrente de fase de entrada para diferentes valores de α

- Fator de potência

Os valores de I e I_l já foram calculados no tópico anterior. Resta portanto, determinar-se o ângulo de fase entre a componente fundamental da corrente e a tensão de fase para entrar em 3.1.

Esse ângulo é na realidade a fase da componente c_1 da série de Fourier, que pode ser determinado por:

$$\phi_1 = \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{a_1}{b_1}\right) = \operatorname{tg}^{-1}\left(-\frac{\operatorname{sen} \alpha}{1 + \operatorname{cos} \alpha}\right)$$

Mas,

$$-\frac{\operatorname{sen} \alpha}{1 + \cos \alpha} = \operatorname{tg}\left(-\frac{\alpha}{2}\right).$$

Então,

$$\phi_1 = -\frac{\alpha}{2}$$

Este valor é válido para todo α , pois a_1 e b_1 não se alteraram em função do ângulo de disparo.

Procedendo as substituições, simplificando e efetuando os cálculos com as constantes, encontra-se para $\alpha \leq 60^\circ$:

$$FP = 0,6752(\sqrt{\cos \alpha + 1})\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \quad 3.44$$

Para ângulos de gatilhamento acima de 60° , altera-se o valor eficaz da corrente e o fator de potência nessa situação será então:

$$FP = \frac{\sqrt{3}}{\pi} \frac{\sqrt{\cos \alpha + 1}}{\sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi}}} \cos\left(-\frac{\alpha}{2}\right) \quad 3.45$$

- Espectro da tensão de saída

As Figuras 3.15, 3.16 e 3.17 a seguir apresentam o espectro da tensão de saída do retificador em ponte semi-controlada para alguns valores de ângulos de condução.

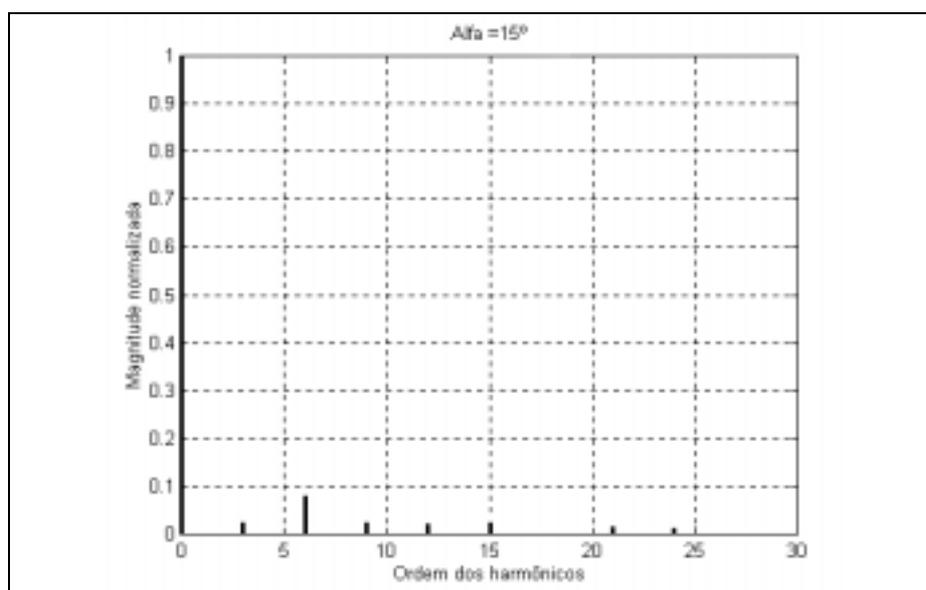


Figura 3.15 – Espectro da tensão de saída para $\alpha = 15^\circ$

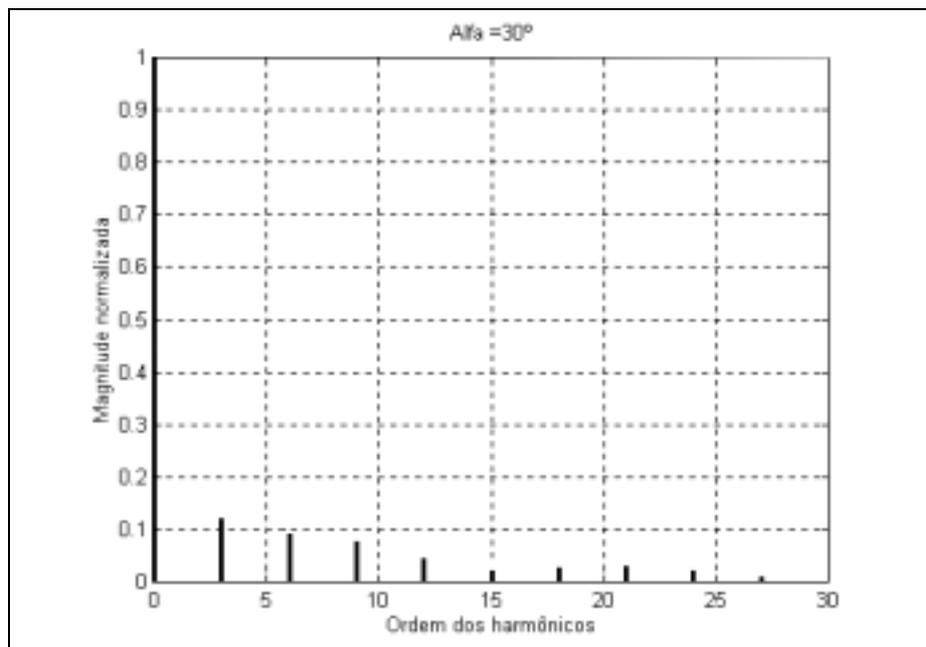


Figura 3.16 – Espectro da tensão de saída para $\alpha = 30^\circ$

Comparando-se estes resultados com o espectro do retificador hexafásico – correspondente a $\alpha = 0$ – percebe-se o crescimento dos harmônicos múltiplos de 3 à medida em que se aumenta o ângulo de gatilhamento. Também torna-se clara a necessidade de um sistema de filtragem mais sofisticado devido ao aumento da magnitude das componentes de ordens superiores. Foi mostrado pelos gráficos das Figuras 3.13 (a) e (b) que a distorção cresce proporcionalmente a α .

Na Figura 3.17 apresenta-se a situação para $\alpha = 75^\circ$. Neste caso, o valor de pico da componente fundamental ultrapassa os 70% do valor CC da tensão de saída.

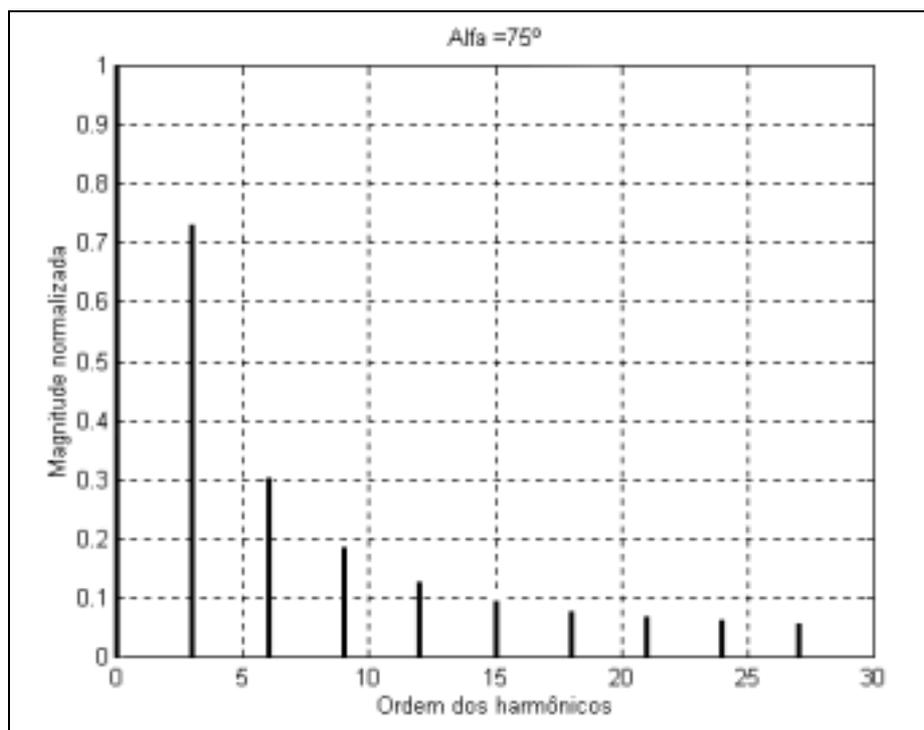


Figura 3.17 – Espectro da tensão de saída para $\alpha = 75^\circ$

Pelo que foi visto para esta configuração o nível de distorção apresentado em operação normal se situa de fato acima de 30%. A manutenção desse patamar ao longo da faixa de variação de α exigiria filtragem na entrada da rede, o que não é usualmente encontrado nas instalações reais.

Apesar disto, esta é a configuração empregada em um grande número – se não na maioria - de instalações do porte nominal de 200 kVA.

3.1.5. Ponte retificadora trifásica controlada

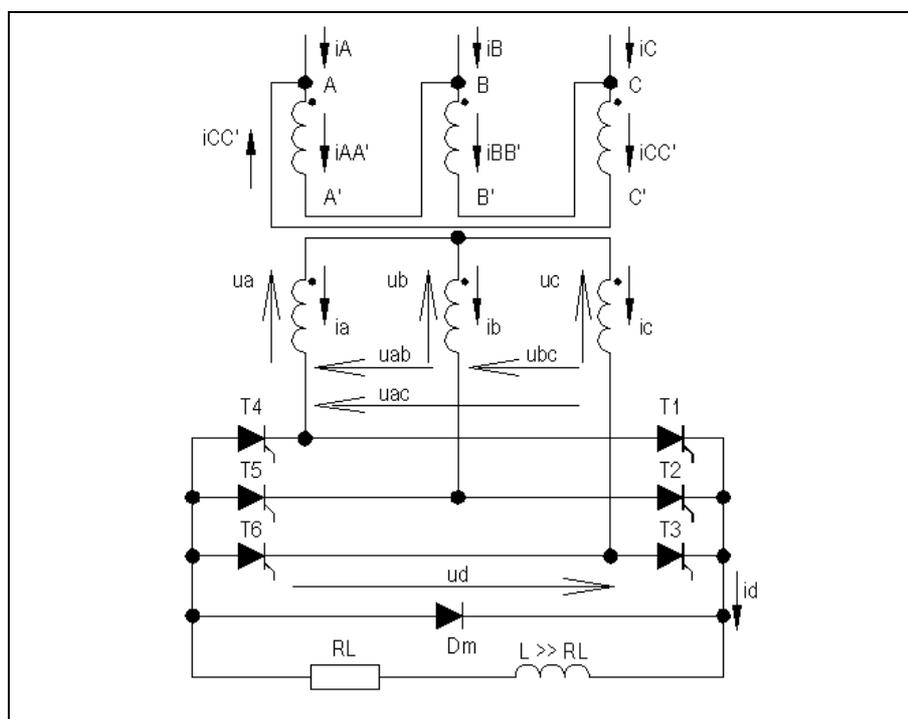


Figura 3.18 – Ponte retificadora trifásica controlada - Circuito

O diagrama da Figura 3.18 mostra o circuito desta configuração, que pode ser facilmente derivada da semi-controlada, bastando substituir os três diodos por tiristores. A análise do funcionamento segue o mesmo raciocínio empregado no caso não controlado. O diodo de *comutação* ou *retorno* tem nesta configuração a mesma função que desempenhava no conversor discutido anteriormente, sendo que nesta configuração a tensão negativa à saída sem esse diodo assume magnitude muito mais significativa para ângulos de disparo maiores que 60° .

A Figura 3.19 mostra as formas de onda envolvidas na operação desta configuração para um ângulo de disparo de 30° .

Esse conjunto de formas de onda podem ser obtidas pela análise de cada intervalo de condução por procedimento análogo ao utilizado para os retificadores hexafásico e ponte trifásica não controlada.

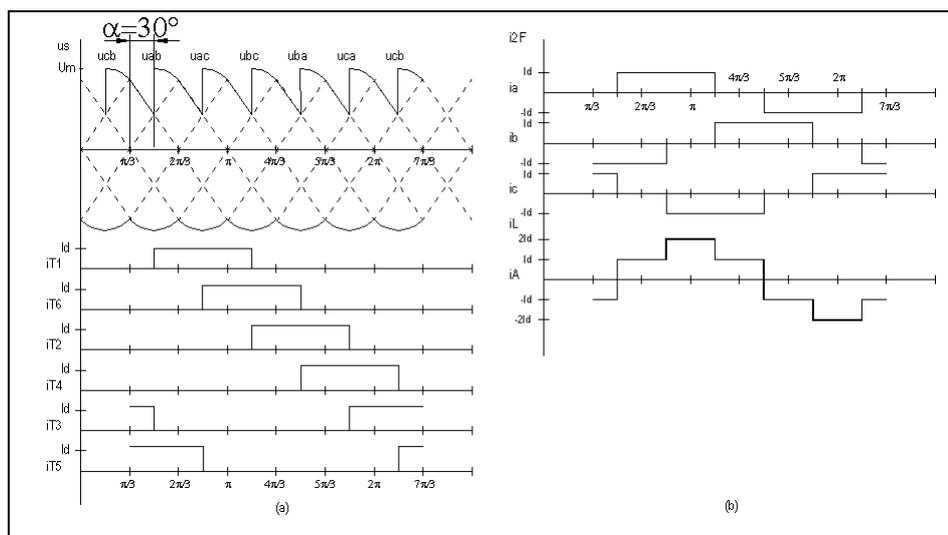


Figura 3.19 – Formas de onda da ponte trifásica controlada para $\alpha = 30^\circ$

3.1.5.1. Principais parâmetros de performance

- Valor médio da tensão de saída

Como se pode concluir pela inspeção da forma de onda da tensão na carga, o período do sinal de saída é de 60° , ou $\pi/3$ radianos. Integrando-se a função gerada num período, tem-se para a operação com ângulo de disparo menor que 60° :

$$\overline{U_d} = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{2\pi}{3} + \alpha} U_m \sin(\omega t) d(\omega t),$$

resultando em:

$$\overline{U_d} = \frac{3U_m}{\pi} \cos \alpha \quad 3.46$$

Sendo o ângulo de disparo for maior que 60° :

As Figuras 3.20 e 3.21 mostram as formas de onda para $\alpha = 60^\circ$ e $\alpha = 90^\circ$, respectivamente.

Para ângulos de condução acima de 60° - Figura 3.21 -, a tensão de saída seria negativa pelo efeito da grande indutância da carga. Entretanto, essa mesma porção negativa polariza diretamente o diodo de comutação D_m , que ao conduzir, provoca a circulação da corrente devida

à f.e.m. sobre a carga. O resultado é uma forma de onda de tensão igual à que se teria se a carga fosse puramente resistiva. Observe-se que os tiristores cortam sempre que as tensões fase-fase passam por zero, instante em que a corrente passa a circular por D_m e se extingue nos tiristores, causando descontinuidade na condução dos comutadores.

Referindo-se a u_{ab} na Figura 3.21, conclui-se que cada comutador conduz agora por um intervalo igual a $\frac{2\pi}{3} - \alpha$, de $\frac{\pi}{3} + \alpha$ a π , corta, e novamente conduz por igual intervalo, entre $\pi + \alpha$ e $\frac{4\pi}{3}$. D_r conduzirá durante o corte de qualquer um dos tiristores, por $\alpha - \frac{\pi}{3}$.

Logo, tomando-se a mesma referência anterior, tem-se

$$\overline{U_d} = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\pi} U_m \text{sen}(\omega t) d(\omega t),$$

resultando em:

$$\overline{U_d} = \frac{3U_m}{\pi} \left[1 + \cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) \right] \quad 3.47$$

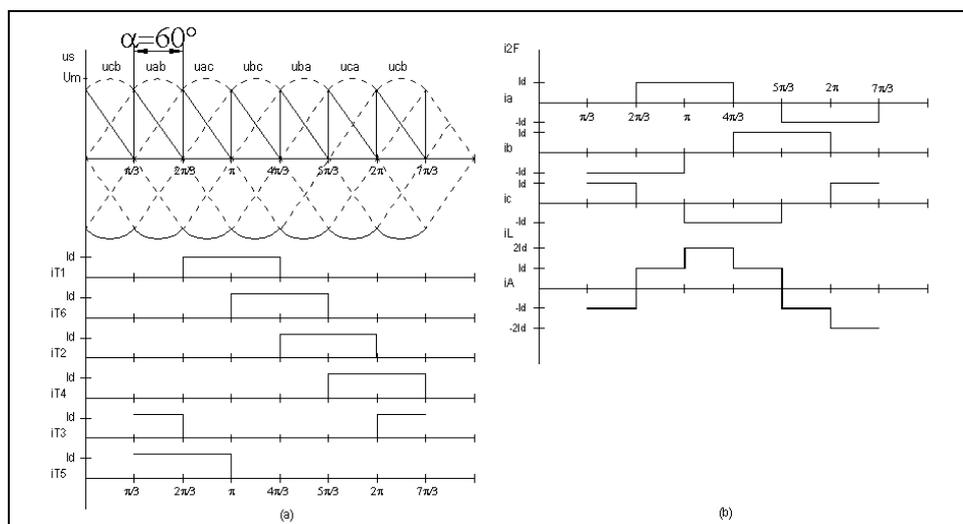


Figura 3.20 – Formas de onda da ponte trifásica controlada para $\alpha = 60^\circ$.

- Valor eficaz da tensão de saída

Da mesma forma, serão examinados valores de α menores e maiores que 60° .

- a) $\alpha \leq 60^\circ$

Os limites de integração são: de $\frac{\pi}{3} + \alpha$ e $\frac{2\pi}{3} + \alpha$.

Logo,

$$U_d = \sqrt{\frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{2\pi}{3} + \alpha} [U_m \text{sen}(\omega t)]^2 d(\omega t)},$$

resultando em:

$$U_d = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cos(2\alpha)} \quad 3.48$$

- b) $\alpha > 60^\circ$

$$U_d = \sqrt{\frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\pi} [U_m \text{sen}(\omega t)]^2 d(\omega t)},$$

que resulta:

$$U_d = U_m \sqrt{\frac{3}{4\pi} \left[\frac{4\pi}{3} - 2\alpha + \text{sen} 2\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) \right]} \quad 3.49$$

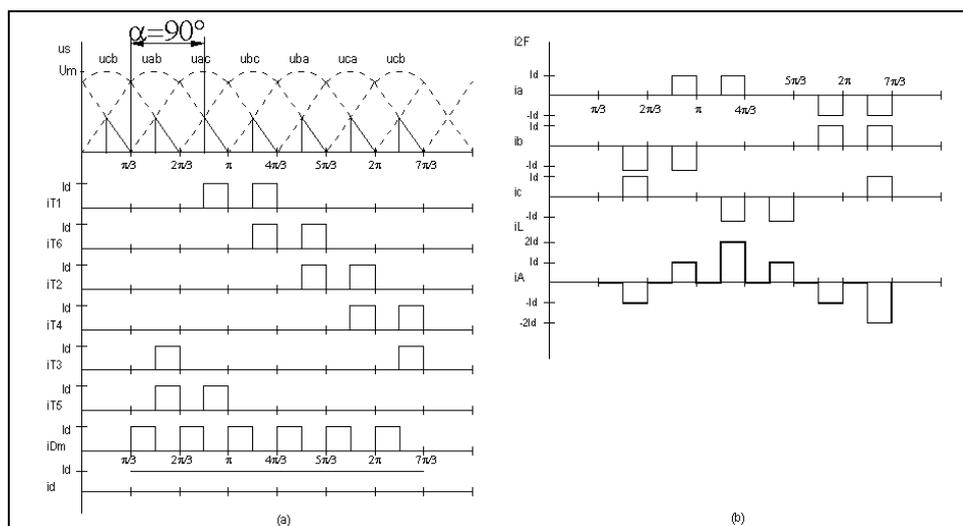


Figura 3.21 – Formas de onda da ponte trifásica controlada para $\alpha = 90^\circ$

- Fator de ondulação

Substituindo as equações dos valores eficaz e médio da tensão de saída na Equação 3.9, tem-se:

a) Para $\alpha \leq 60^\circ$

$$FR = \sqrt{\frac{0,5483[1 + 0,827 \cos(2\alpha)]}{\cos^2 \alpha} - 1} \quad 3.49$$

e

b) para $\alpha > 60^\circ$

$$FR = \sqrt{\frac{0,262 \left[2\alpha - \text{sen} 2 \left(\frac{\pi}{3} + \alpha \right) \right]}{\left[1 + \cos \left(\frac{\pi}{3} + \alpha \right) \right]^2} - 1} \quad 3.50$$

A Figura 3.22 mostra na parte (a) a curva do fator de ondulação para α menor que 60° ; na parte (b), o comportamento do mesmo parâmetro para valores de α acima de 60° .

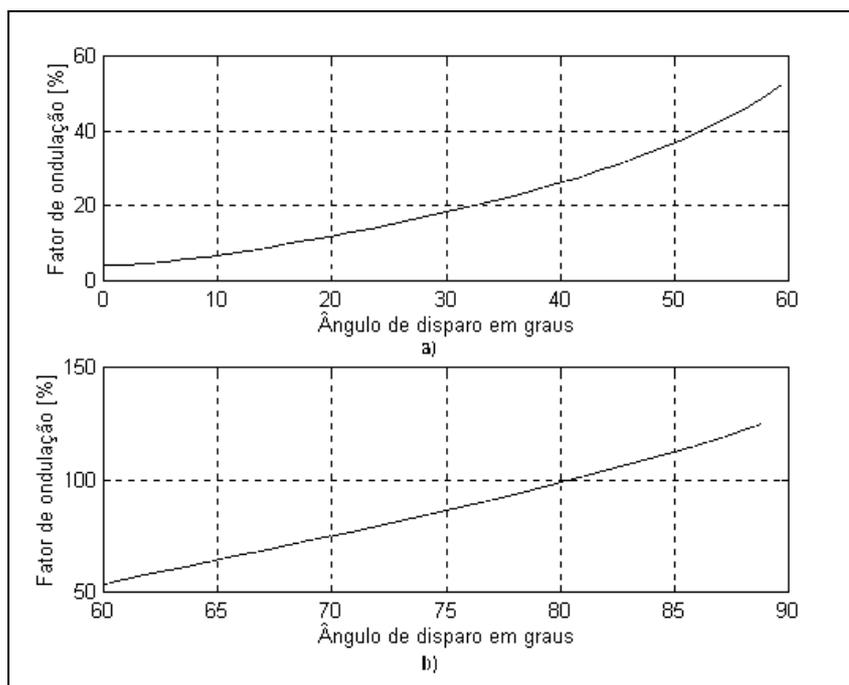


Figura 3.22 – (a): $FR \times \alpha$, para $\alpha \leq 60^\circ$; (b): $FR \times \alpha$, $\alpha > 60^\circ$

- Valor médio da corrente para cada par de tiristores

Pela inspeção das formas de onda da Figura 3.20 e 3.21, conclui-se que:

- Para $\alpha \leq 60^\circ$, vale a relação da ponte não controlada, uma vez que o intervalo de condução não varia com o ângulo de disparo, se mantendo em 120° . Ou seja, $1/3$ do período da tensão de alimentação. Logo,

$$\overline{I_T} = \frac{\overline{I_d}}{3}.$$

- Para ângulos de disparo maiores que 60° , tem-se:

$$\overline{I_T} = \frac{1}{2\pi} \left(\int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\pi} \overline{I_d} d(\omega t) + \int_{\frac{2\pi}{3} + \alpha}^{\frac{4\pi}{3}} \overline{I_d} d(\omega t) \right), \text{ ou}$$

$$\overline{I_T} = \overline{I_d} \left(\frac{2}{3} - \frac{\alpha}{\pi} \right)$$

- Valor eficaz da corrente de cada par de tiristores

- a) Para $\alpha \leq 60^\circ$, pela mesma razão anteriormente mencionada, vale a relação da ponte não controlada. Então,

$$I_T = \frac{\overline{Id}}{\sqrt{3}}$$

- b) Para $\alpha > 60^\circ$, tem-se:

$$I_T = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\pi} \overline{Id}^2 d\omega + \int_{\frac{2\pi}{3}+\alpha}^{\frac{4\pi}{3}} (-\overline{Id})^2 d\omega \right)},$$

ou

$$I_T = \overline{Id} \sqrt{\left(\frac{2}{3} - \frac{\alpha}{\pi}\right)} \quad 3.51$$

- Distorção harmônica total

Conforme já discutido, os intervalos de condução dos comutadores não se alteram para ângulos de disparo menores ou iguais a 60° . Isto implica que a relação $\frac{I}{Id}$ se mantém constante e independente de α . Do mesmo modo, a relação entre o valor eficaz da componente fundamental e o valor médio da corrente id também deve se manter independente do ângulo de disparo, uma vez que é obtida a partir mesma forma de onda cuja duração não se altera com α . Assim, da análise da ponte trifásica não controlada, tem-se:

$$I = \overline{Id} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}, \text{ e}$$

$$I_1 = \overline{Id} \frac{\sqrt{6}}{\pi},$$

considerando valores de fase. Então, nesta faixa de valores de α , a distorção harmônica é:

$$DHT = \sqrt{\left(\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} x \frac{\pi}{\sqrt{6}}\right)^2} - 1 = 0,3108.$$

Portanto, independente do ângulo de disparo.

Operações com ângulos de disparo acima de 60°

Acima de 60°, é de se esperar que este parâmetro se torne função de α , pois a forma de onda se altera. Os intervalos de condução são decrescentes com α , além de descontínuos. Portanto, devem ser calculadas as grandezas envolvidas na determinação da distorção harmônica para esta condição.

O valor eficaz da corrente de entrada pode ser calculada por:

$$I = \sqrt{\frac{4}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\pi} \bar{I} d^2 d(\omega t)},$$

que resulta:

$$I = \bar{I} d \sqrt{\frac{2}{\pi} \left(\frac{2\pi}{3} - \alpha\right)} \quad 3.52$$

O valor eficaz da componente fundamental da corrente de entrada I é dado por:

$$I_1 = \frac{\sqrt{a_1^2 + b_1^2}}{\sqrt{2}}$$

Os coeficientes de Fourier correspondentes serão:

$$a_1 = \frac{2\bar{I}d}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\pi} \cos(\omega t) d(\omega t) + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{4\pi}{3}} \cos(\omega t) d(\omega t) \right]$$

$$b_1 = \frac{2\bar{I}d}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\pi} \sin(\omega t) d(\omega t) + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{4\pi}{3}} \sin(\omega t) d(\omega t) \right]$$

que resultam:

$$a_1 = -\frac{2\sqrt{3}}{\pi} \overline{I_d} \left(\cos \alpha - \frac{1}{2} \right), \text{ e}$$

$$b_1 = -\frac{2\sqrt{3}}{\pi} \overline{I_d} \left(\text{sen } \alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} \right)$$

$$c_1 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \overline{I_d} \sqrt{\left(\cos \alpha + \frac{1}{2} \right)^2 + \left(\text{sen } \alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} \right)^2}$$

$$c_1 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \overline{I_d} \sqrt{2 + \cos \alpha - \sqrt{3} \text{sen } \alpha}.$$

Finalmente,

$$I_1 = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \overline{I_d} \sqrt{2 + \cos \alpha - \sqrt{3} \text{sen } \alpha}.$$

e

$$DHT = \sqrt{\frac{1,0472 \left(\frac{2\pi}{3} - \alpha \right)}{2 + \cos \alpha - \sqrt{3} \text{sen } \alpha} - 1} \quad 3.53$$

A Figura 3.23 apresenta a curva do comportamento da distorção harmônica total com o ângulo de disparo.

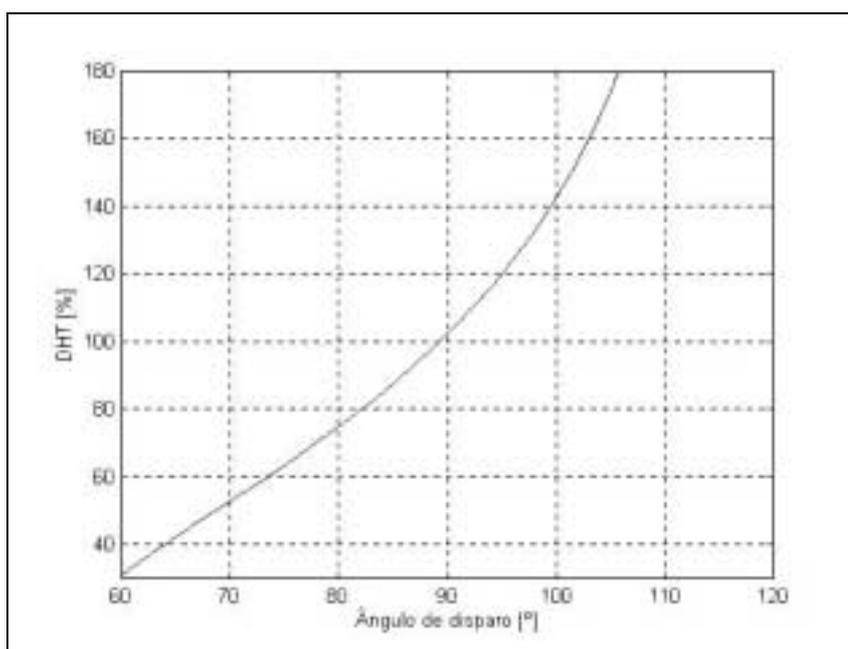


Figura 3.23 – Comportamento da distorção harmônica para $\alpha > 60^\circ$

Para comparar esta curva com a obtida para a ponte semi-controlada, deve-se considerar antes de tudo que neste conversor a distorção se mantém constante até $\alpha = 60^\circ$.

- Fator de potência

Pelo comportamento da forma de onda da corrente de entrada em função de α (Figuras 3.8, 3.19 e 3.20), conclui-se que neste caso, além da relação $\frac{I}{Id}$, também $\frac{I_1}{Id}$ se mantém constante para $\alpha \leq 60^\circ$. Pode-se afirmar então, que $\frac{I_1}{I}$ (fator de distorção) é também constante nesta faixa de valores do ângulo de disparo. Então, a variação do fator de potência é devida apenas ao fator de deslocamento em todo o intervalo $0 \leq \alpha < 60^\circ$.

A tangente do ângulo de fase da componente fundamental da corrente é:

$$\operatorname{tg} \phi_1 = \frac{a_1}{b_1}$$

$$a_1 = \frac{\overline{Id}}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\pi + \alpha} \cos(\omega t) d(\omega t) - \int_{\frac{4\pi}{3} + \alpha}^{2\pi + \alpha} \cos(\omega t) d(\omega t) \right]$$

$$b_1 = \frac{\overline{Id}}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\pi + \alpha} \operatorname{sen}(\omega t) d(\omega t) - \int_{\frac{4\pi}{3} + \alpha}^{2\pi + \alpha} \operatorname{sen}(\omega t) d(\omega t) \right]$$

que resultam:

$$a_1 = -\frac{2\overline{Id}\sqrt{3}}{\pi} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right),$$

e

$$b_1 = \frac{2\bar{I}d\sqrt{3}}{\pi} \cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right).$$

Então,

$$\operatorname{tg}\phi_1 = -\frac{\operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right)}{\operatorname{cos}\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right)} = -\operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right)$$

Logo,

$$\phi_1 = -\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right)$$

Mas, conforme mostrado no caso do fator de potência da ponte semi-controlada, $\frac{\pi}{6}$ corresponde à defasagem decorrente da rotação do diagrama fasorial da Figura 3.6 .

Portanto, de fato, entre a componente fundamental da corrente e a tensão de fase, há um deslocamento de $-\alpha$ apenas.

Desse modo, para $\alpha \leq 60^\circ$, após calculadas I e I_1 , obtém-se:

$$FP = 0,955 \cos \alpha \quad 3.54$$

Para ângulos de gatilhamento acima desse patamar, as relações $\frac{I}{Id}$ e $\frac{I_1}{Id}$ perdem a independência em relação a α , como se demonstra em seguida.

Com referência à Figura 3.22 b), especificamente para a forma de onda da corrente de entrada, recalculam-se os coeficientes de Fourier:

$$a_1 = \frac{2\bar{I}d}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{3}}^{\pi} \cos(\omega t) d(\omega t) + \int_{\frac{2\pi}{3} + \alpha}^{\frac{4\pi}{3}} \cos(\omega t) d(\omega t) \right]$$

e

$$b_1 = \frac{\overline{Id}}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\pi} \text{sen}(\omega t) d\omega t + \int_{\frac{2\pi}{3} + \alpha}^{\frac{4\pi}{3}} \text{sen}(\omega t) d\omega t \right]$$

que resultam:

$$a_1 = -\frac{2\overline{Id}\sqrt{3}}{\pi} \left[\cos \alpha + \frac{1}{2} \right]$$

e

$$b_1 = -\frac{2\overline{Id}\sqrt{3}}{\pi} \left[\text{sen} \alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} \right]$$

$$I_1 = \frac{\overline{Id}\sqrt{6}}{\pi} \sqrt{2 + \cos \alpha - \sqrt{3} \text{sen} \alpha}$$

$$\phi_1 = \text{tg}^{-1} \left(\frac{\cos \alpha + \frac{1}{2}}{\text{sen} \alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}} \right).$$

Pode-se reescrever o argumento da tangente inversa acima como:

$$\frac{\cos \alpha + \cos \frac{\pi}{3}}{\text{sen} \alpha - \text{sen} \frac{\pi}{3}} = \frac{\cos \left(\frac{\alpha}{2} - \frac{\pi}{6} \right)}{\text{sen} \left(\frac{\alpha}{2} - \frac{\pi}{6} \right)} = \frac{1}{\text{tg} \left(\frac{\alpha}{2} - \frac{\pi}{6} \right)}$$

Mas

$$\text{tg}^{-1} \left[\frac{1}{\text{tg}(\beta)} \right] = \frac{\pi}{2} - \beta$$

Então,

$$\phi_1 = \frac{\pi}{2} - \left(\frac{\alpha}{2} - \frac{\pi}{6} \right) = \frac{2\pi}{3} - \frac{\alpha}{2}$$

Como já demonstrado no tópico anterior, o valor eficaz da corrente de fase é:

$$I = \overline{Id} \sqrt{\frac{2}{\pi} \left(\frac{2\pi}{3} - \alpha \right)}$$

Portanto, para $\alpha > 60^\circ$ o fator de potência será dado por:

$$FP = \sqrt{\frac{3}{\pi} \left[\frac{2 + \cos \alpha - \sqrt{3} \operatorname{sen} \alpha}{\frac{2\pi}{3} - \alpha} \right]} \cos \left(\frac{2\pi}{3} - \frac{\alpha}{2} \right) \quad 3.55$$

- Espectro da tensão de saída

As Figuras 3.24 e 3.25 a seguir mostram o espectro da tensão de saída para 2 valores do ângulo de disparo.

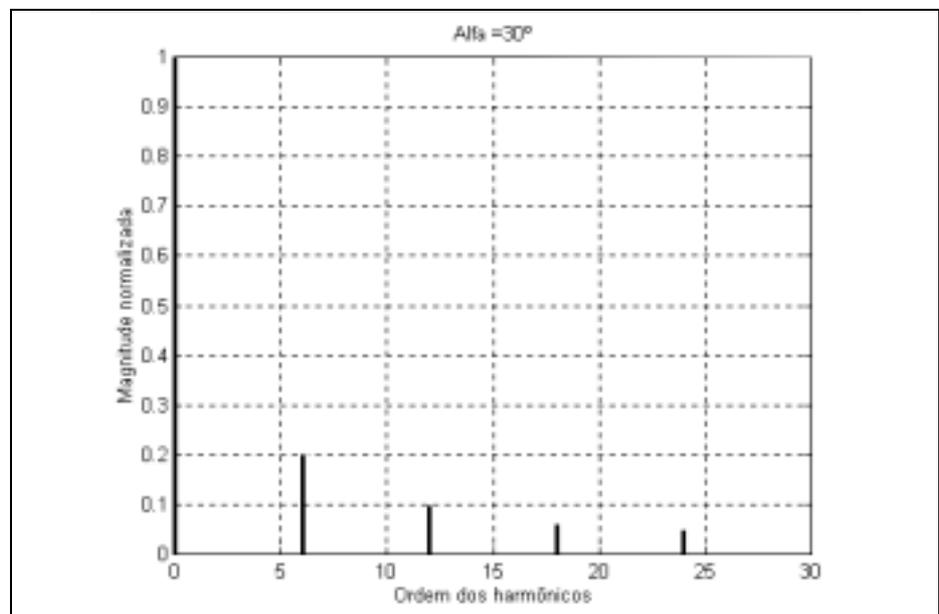


Figura 3.24 – Espectro da tensão de saída da ponte trifásica controlada, para $\alpha = 30^\circ$

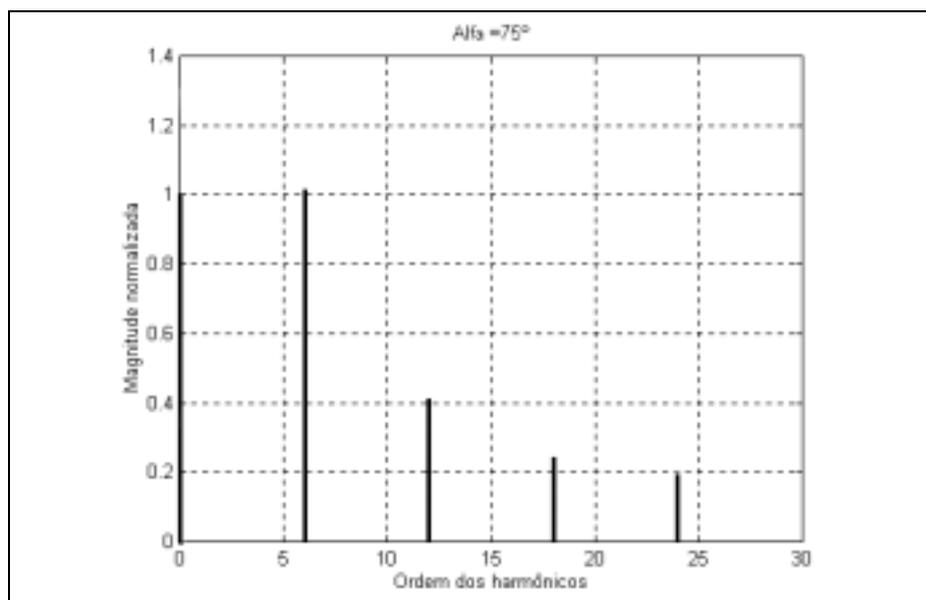


Figura 3.25 – Espectro da tensão de saída da ponte trifásica controlada para $\alpha = 75^\circ$

Deve ser notado que, diferentemente da ponte semi-controlada, não há o aparecimento de novas componentes harmônicas quando α cresce, mas apenas o aumento da magnitude das existentes, o que de fato, simplifica um eventual filtro de entrada

Como pôde ser constatado, esta configuração apresenta melhores características elétricas que a anterior, principalmente para ângulos de disparo maiores. A operação com valores de α até próximo dos 60° mantém constante a distorção harmônica da corrente de entrada, o que facilita de certa maneira a correção do fator de potência, que só se degrada (na faixa de α entre 0 e 60°) em função do fator de deslocamento. Acima deste valor do ângulo de disparo, esta configuração se comporta de maneira equivalente à semi-controlada para este parâmetro. Assim, do ponto de vista de projeto, deve-se ter como meta uma unidade retificadora capaz de regular tensão e corrente dentro dos limites impostos pelas Normas operando com ângulos de disparo menores que 60° .

3.1.6. Conversor de doze pulsos

São possíveis duas configurações para este tipo de conversor: a paralela, mostrada na Figura 3.26 e a série, apresentada na Figura 3.27.

A decisão sobre qual configuração empregar depende primeiramente de que grandeza deve ser reforçada. Assim, se se necessitam tensões maiores, deve-se optar pela configuração série. Para maiores correntes, a configuração paralela é a mais indicada. Outras razões devem ser ponderadas em seguida. Numa aplicação em telecomunicações, nem tensão nem corrente necessitariam ser reforçadas, de modo que qualquer uma das configurações pode ser empregada. Assim, a fim de manter a conformidade com as Normas reguladoras no que tange a simplicidade, concentra-se na análise da primeira, que não exige o transformador (reator) de interfase.

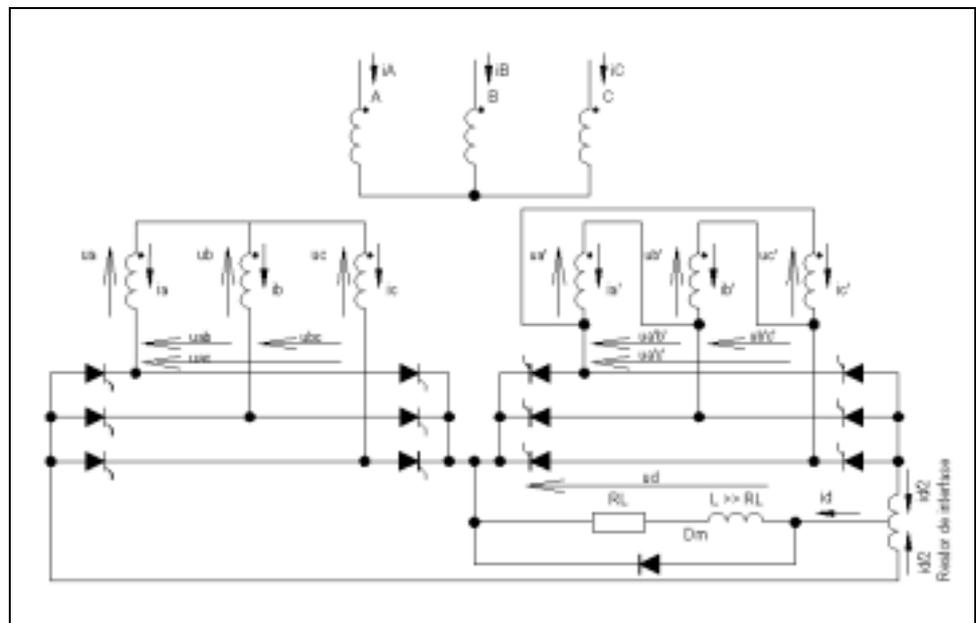


Figura 3.26 – Diagrama do conversor de 12 pulsos paralelo

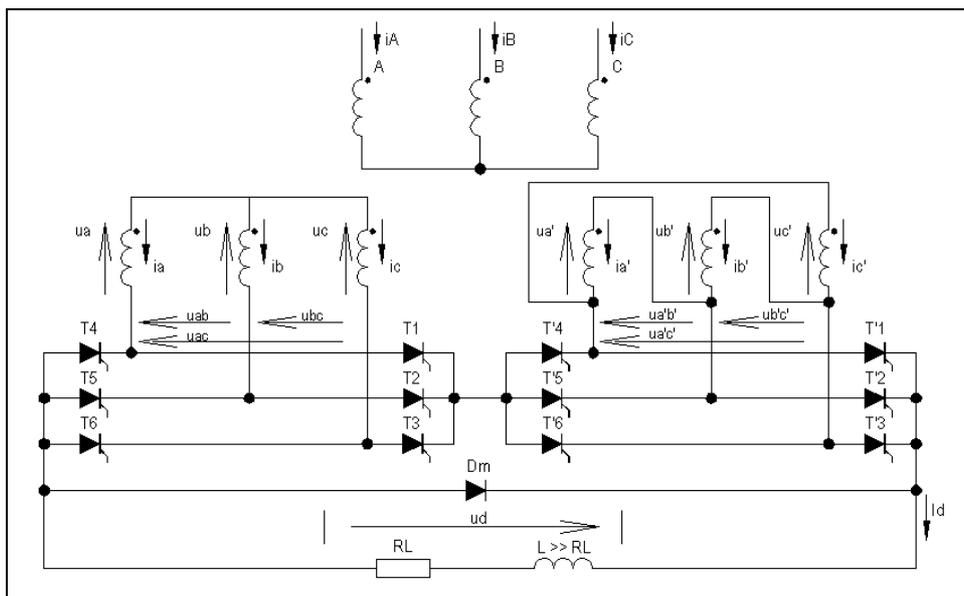


Figura 3.27 – Diagrama do conversor de 12 pulsos série

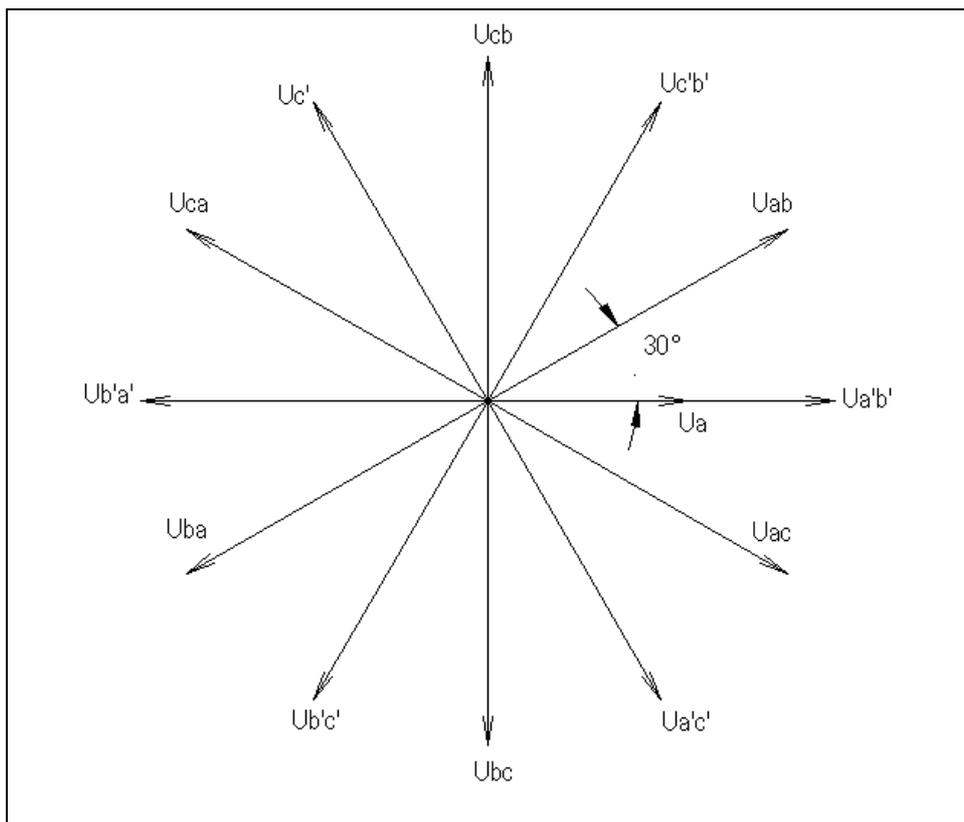


Figura 3.28 – Diagrama fasorial do conversor de 12 pulsos série

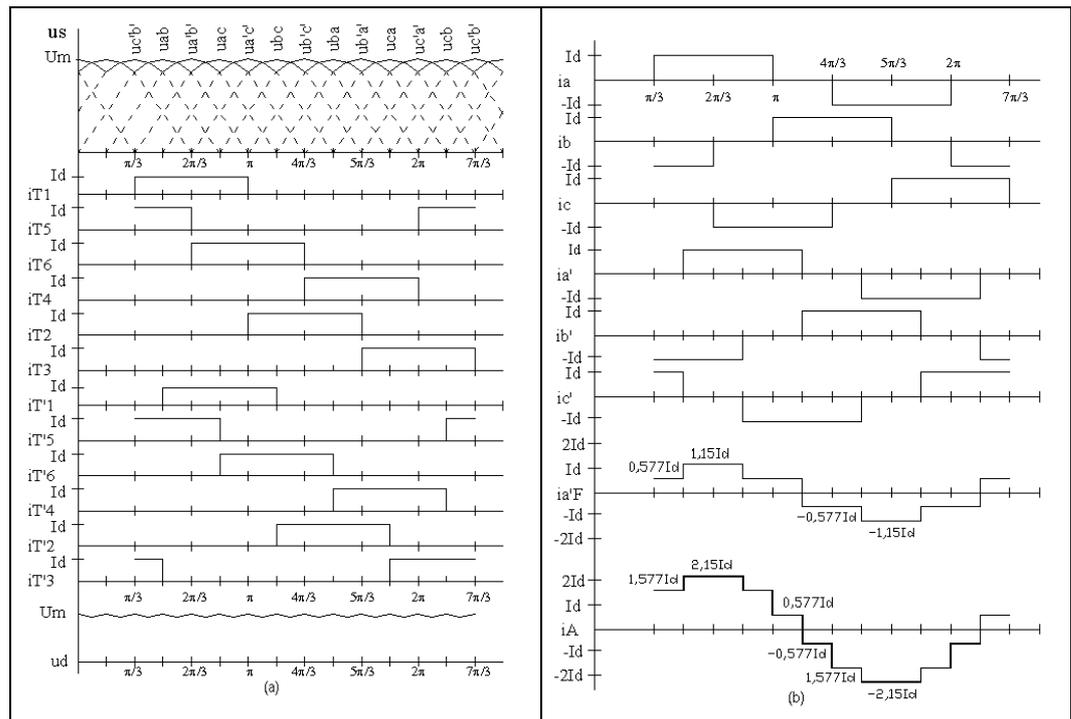


Figura 3.29 – Formas de onda do conversor de 12 pulsos série: a) Tensões secundárias, correntes dos comutadores e tensão de saída; b) correntes nos enrolamentos do transformador e corrente de linha primária na fase A.

Como se pode ver no circuito da Figura 3.27 os secundários do transformador são conectados de modo a se obter um defasamento de 30° entre as tensões fase-fase dos secundários, como mostra o diagrama fasorial da Figura 3.28.

Pela análise das formas de onda da Figura 3.29(a), conclui-se que cada tiristor conduz por 120° , exatamente como nas pontes independentes. As formas de onda dos secundários podem ser determinadas analisando-se cada intervalo de condução. No Anexo I mostra-se uma das maneiras possíveis de determinação das formas de onda das correntes no transformador.

É bastante claro que a ondulação da tensão sobre a carga é muito menor que a obtida com uma única ponte trifásica, uma vez que nesta configuração alimenta-se a saída quatro vezes durante o mesmo intervalo de 120° , contra apenas duas naquele caso.

A versão semi-controlada deste conversor é obtida pelo emprego de diodos, ao invés de tiristores em uma das pontes. Em razão da

superioridade da configuração totalmente controlada, não se discute aqui aquela topologia.

3.1.6.1. Principais parâmetros de performance do retificador de 12 pulsos

- Valor médio da tensão de saída

Novamente, girando o diagrama fasorial da Figura 3.28 por 30° no sentido anti-horário, desloca-se o gráfico da composição de senoides da Figura 3.29(a) da mesma quantidade para a direita, o que permite que se tome uab como referência. O valor médio pode ser obtido pela integração dos segmentos das senoides uab e $ua'b'$ no intervalo compreendido entre $\pi/3$ e $5\pi/6$. Isto implica em se considerar 1,5 vezes o segmento de senoide de uab em cada intervalo. Como há 4 intervalos iguais a este em 2π , tem-se um período de $\pi/3$ rd. No intervalo entre $\pi/2$ e $5\pi/6$ a tensão é $ua'b'$, que pode ser escrita como

$$Ua'b' \text{ sen } \omega t = Uab \text{ sen} \left(\omega t - \frac{\pi}{6} \right), \text{ e}$$

$$\sqrt{2}Uab = U_m,$$

sendo U_m a tensão de pico entre fases de qualquer uma das pontes.

Sendo este conversor uma combinação de duas pontes trifásicas, é fácil concluir-se que seu comportamento seja semelhante ao daquelas configurações, no que tange a magnitude do ângulo de disparo.

Desse modo, para $\alpha \leq 60^\circ$, tem-se:

$$\bar{U}_d = \frac{3}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{2\pi}{3} + \alpha} U_m \text{ sen } \omega t d(\omega t) + \int_{\frac{\pi}{2} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} U_m \text{ sen} \left(\omega t - \frac{\pi}{6} \right) d(\omega t) \right],$$

que resulta,

$$\overline{U}_d = \frac{6U_m}{\pi} \cos \alpha \quad 3.56$$

Para $\alpha > 60^\circ$, tomando como referência o intervalo entre $\pi/3$ e $2\pi/3$ da Figura 3.32, conclui-se que as contribuições para o sinal de saída são: $uc'a'$ entre $\pi/3$ e α e $ucb + uc'a'$ entre α e $\pi/2$. Estes sinais podem ser relacionados a uab da seguinte maneira:

$$Uc'a' = Uab \angle \frac{\pi}{2} \text{ e}$$

$$Ucb = Uab \angle \frac{\pi}{3}$$

Definindo-se $U_m = \sqrt{2}Uab$, como anteriormente e integrando-se nos intervalos já mencionados:

$$\overline{U}_d = 2 \frac{3}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{3}}^{\alpha} U_m \operatorname{sen}(\omega t + \frac{\pi}{2}) d(\omega)t + \int_{\alpha}^{\frac{\pi}{2}} U_m \operatorname{sen}(\omega t + \frac{\pi}{3}) d(\omega)t \right]$$

tem-se:

$$\overline{U}_d = \frac{6U_m}{\pi} \left[1 + \cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) \right] \quad 3.57$$

Como seria de se esperar, estando as pontes em série, os valores médios desta configuração são o dobro dos das pontes individuais.

- Valor eficaz da tensão de saída

Para $\alpha \leq 60^\circ$ toma-se como referência o mesmo intervalo anterior, considerando a contribuição de $uc'b' + ucb$. Referenciando estes sinais a uab e ajustando os limites de integração obtém-se:

$$U_d = \sqrt{2 \frac{3U_m^2}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{3} + \alpha} \left[\operatorname{sen}(\omega t + \frac{\pi}{6}) + \operatorname{sen}(\omega t + \frac{\pi}{3}) \right]^2 d(\omega)t},$$

que resulta:

$$U_d = 1,366U_m \sqrt{1 + 0,9549 \cos 2\alpha} \quad 3.57$$

Para $\alpha > 60^\circ$, considerando-se o mesmo intervalo e as mesmas formas de onda utilizadas para a dedução do valor médio, obtém-se:

$$U_d = \sqrt{2 \frac{3U_m^2}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\alpha} \text{sen}^2\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) d(\omega t) + \int_{\alpha}^{\frac{\pi}{2}} \left[\text{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right) + \text{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) \right]^2 d(\omega t)}$$

que resulta:

$$U_d = 2,253U_m \sqrt{1 - 0,514\alpha - 0,21\text{sen}2\alpha + 0,176\text{cos}2\alpha} \quad 3.58$$

- Fator de ondulação da tensão de saída

Levando-se os valores médio e eficaz da tensão de saída na Equação 3.9, tem-se:

a) Para $\alpha \leq 60^\circ$

$$FR = \sqrt{\frac{0,5116(1 + 0,9549\text{cos}2\alpha)}{\text{cos}^2\alpha} - 1} \quad 3.59$$

b) Para $\alpha > 60^\circ$

$$FR = \sqrt{\frac{1,3916(1 - 0,51\alpha - 0,21\text{sen}2\alpha + 0,1755\text{cos}2\alpha)}{\left[1 + \text{cos}\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right)\right]^2} - 1} \quad 3.60$$

A Figura 3.30 a seguir mostra graficamente a variação da ondulação da tensão de saída em função do ângulo de disparo.

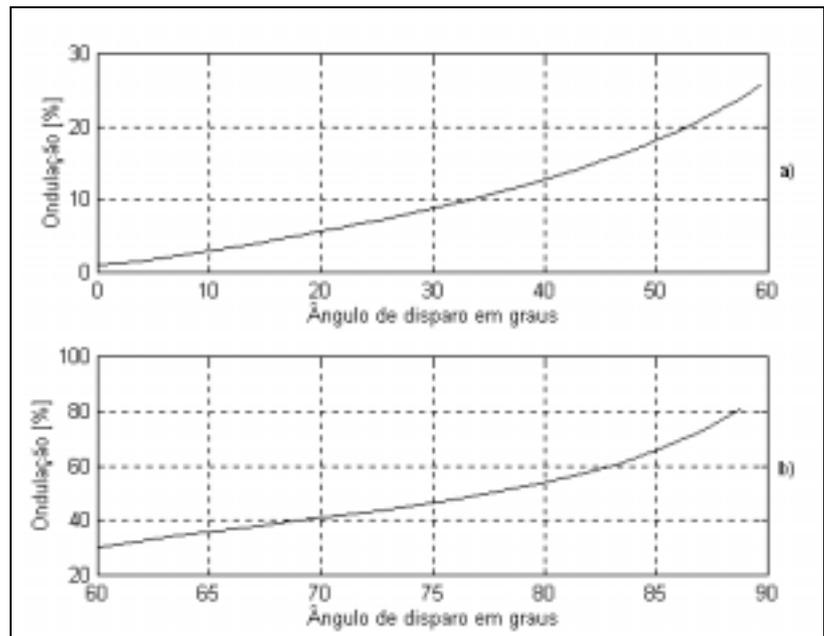


Figura 3.30 – Ondulação x ângulo de disparo do retificador de 12 pulsos série: a) $\alpha < 60^\circ$; b) $\alpha > 60^\circ$

Comparando este resultado com o obtido para a ponte trifásica (6 pulsos) conclui-se que esta configuração exige uma menor eficiência dos filtros de saída, o que implica em indutores e capacitores de valores mais baixos.

- Correntes nos comutadores

Como neste caso tem-se duas pontes trifásicas controladas em série, a relação entre os valores médio e eficaz da corrente pelos pares de tiristores e a corrente da carga é a mesma daquela configuração.

- Distorção harmônica total da corrente de entrada

Como nos casos anteriores, devem ser determinados os coeficientes de Fourier para as duas faixas do ângulo de disparo: de zero a 60° e acima deste valor.

As Figuras 3.31 e 3.32 mostram as formas de onda de saída das duas pontes e, de maneira mais direta, a forma de onda da corrente de linha primária da fase A para $\alpha = 30^\circ$ e $\alpha = 75^\circ$, respectivamente.

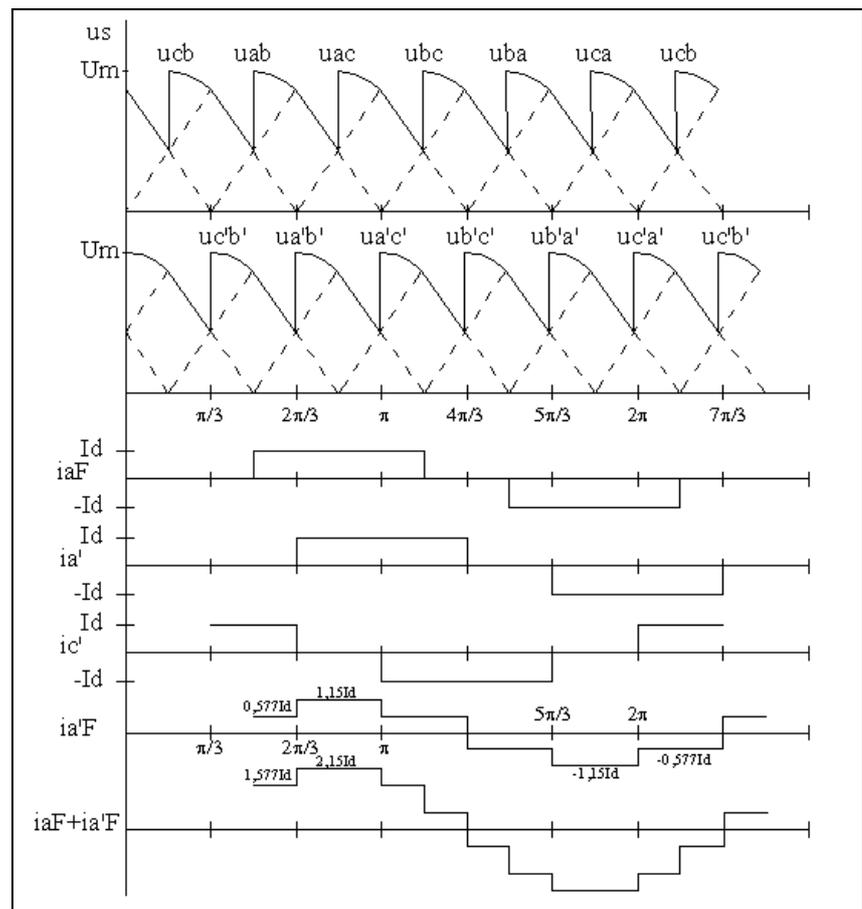


Figura 3.31- Forma de onda da corrente de linha primária para $\alpha = 30^\circ$

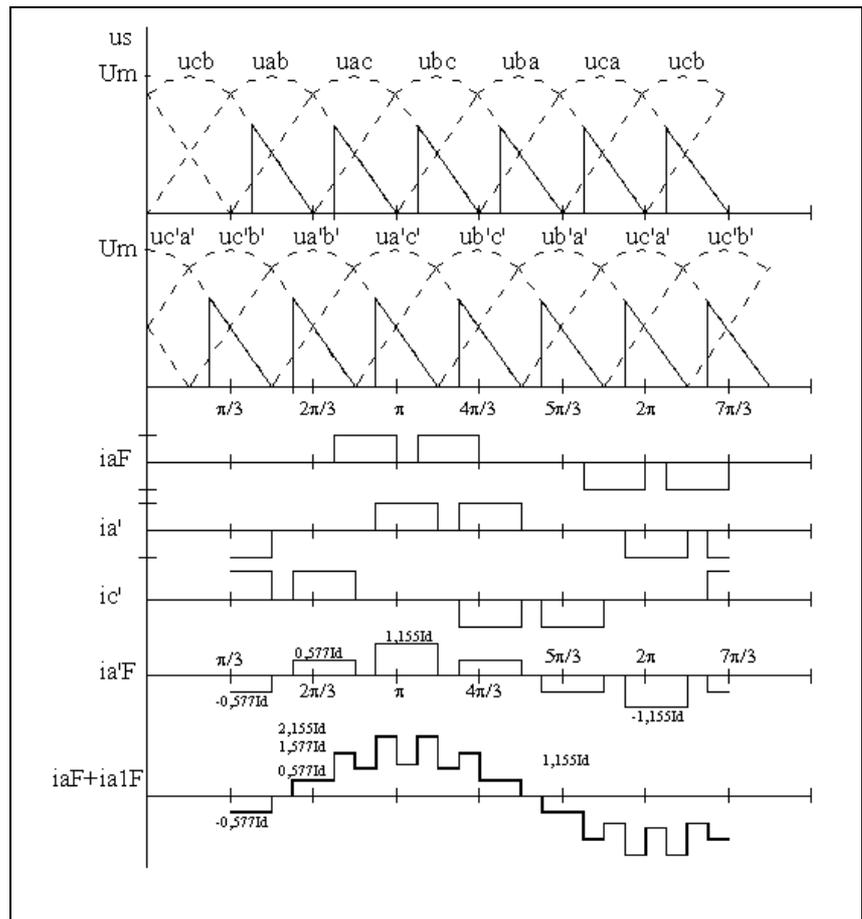


Figura 3.32 – Forma de onda da corrente primária de linha para $\alpha = 75^\circ$

Também nesta configuração, acima de 60° a descontinuidade presente na forma de onda da corrente primária sugere que se deva evitar operar nestas condições, uma vez que a distorção harmônica começa a aumentar em função do ângulo de disparo.

Cálculo dos coeficientes de Fourier referenciados às formas de onda i_{aF} e $i_{a'F}$.

a) $\alpha \leq 60^\circ$ (Figura 3.31)

- i_{aF} (conversor 1)

Podem ser utilizados os valores calculados para a mesma faixa de α na ponte trifásica controlada.

Logo,

$$a_{11} = -\frac{2\overline{Id}\sqrt{3}}{\pi} \text{sen}\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right)$$

$$b_{11} = \frac{2\overline{Id}\sqrt{3}}{\pi} \text{cos}\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right)$$

$$\phi_{11} = \text{tg}^{-1} \left[-\frac{\text{sen}\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right)}{\text{cos}\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right)} \right] = -\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right)$$

Pelas razões já expostas,

$$\phi_{11} = -\alpha$$

O valor eficaz da componente fundamental da corrente de fase será:

$$I_{aF1} = \frac{\sqrt{a_{11}^2 + b_{11}^2}}{\sqrt{2}} = \frac{\overline{Id}\sqrt{6}}{\pi}$$

O valor eficaz de iaF é:

$$I_{aF} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{\pi}{3} + \alpha} \overline{Id}^2 d(\omega t)} = \frac{\overline{Id}\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$$

- $i_{a'F}$ (conversor 2)

Graças à simetria, basta integrar sobre meio período. Para simplificar a tarefa, adianta-se a forma de onda em 30° .

$$a_{12} = \frac{2\overline{Id}}{3\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{2} + \alpha} \text{cos}(\omega t) d(\omega t) + 2 \int_{\frac{\pi}{2} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} \text{cos}(\omega t) d(\omega t) + \int_{\frac{5\pi}{6} + \alpha}^{\frac{7\pi}{6} + \alpha} \text{cos}(\omega t) d(\omega t) \right]$$

que resulta,

$$a_{12} = -\frac{2\overline{Id}}{3\pi} \text{sen}\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right)$$

$$b_{12} = \frac{2\overline{Id}}{3\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}+\alpha} \text{sen}(\omega t) d(\omega t) + 2 \int_{\frac{\pi}{2}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} \text{sen}(\omega t) d(\omega t) + \int_{\frac{5\pi}{6}+\alpha}^{\frac{7\pi}{6}} \text{sen}(\omega t) d(\omega t) \right]$$

donde,

$$b_{12} = \frac{2\overline{Id}}{3\pi} \cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right)$$

$$\phi_{12} = \text{tg}^{-1} \left[-\frac{\text{sen}\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right)}{\cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right)} \right] = -\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right)$$

Pela mesma razão, $\phi_{12} = -\alpha$

A magnitude da componente fundamental de $i_{a'F}$ é

$$I_{a'F1} = \frac{\sqrt{a_{12}^2 + b_{12}^2}}{\sqrt{2}} = \frac{\overline{Id}\sqrt{2}}{\pi}$$

E seu valor eficaz é:

$$I_{a'F} = \sqrt{\frac{\overline{Id}^2}{3\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}+\alpha} d(\omega t) + 4 \int_{\frac{\pi}{2}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} d(\omega t) + \int_{\frac{5\pi}{6}+\alpha}^{\frac{7\pi}{6}} d(\omega t) \right]},$$

resultando:

$$I_{a'F} = \frac{\sqrt{2}\overline{Id}}{3}$$

Pode-se então determinar a componente fundamental da corrente primária de linha por:

$$I_{A1} = I_{aF} + \sqrt{3}I_{a'F}$$

onde $\sqrt{3}$ é devido à relação de espiras diferenciada do enrolamento em triângulo.

$$I_{A1} = \overline{Id} \left(\frac{\sqrt{6}}{\pi} + \sqrt{3} \frac{\sqrt{2}}{\pi} \right) = \frac{2\sqrt{6}}{\pi} \overline{Id} \quad 3.60$$

I_{A1} é o resultado da soma de dois valores complexos de mesmo argumento. Portanto, o ângulo de fase resultante é o próprio $-\alpha$.

O valor eficaz da corrente de linha primária resultante pode ser calculado integrando-se a forma de onda de i_A . Devido à simetria, pode-se efetuar a integração em apenas um quarto de onda:

$$I_A = \sqrt{\frac{4}{2\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{3}+\alpha} (0,577\bar{I}d)^2 d(\omega t) + \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}+\alpha} (1,577\bar{I}d)^2 d(\omega t) + \int_{\frac{\pi}{2}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} (2,15\bar{I}d)^2 d(\omega t) \right]}$$

Cujo resultado é:

$$I_A = 1,577Id \quad 3.62$$

De posse desses valores, pode-se calcular a distorção harmônica para o intervalo $0 \leq \alpha < 60^\circ$, que como se pôde concluir para a ponte unitária, independe do ângulo de disparo.

$$DHT = \sqrt{\left(\frac{1,577\pi}{2\sqrt{6}}\right)^2 - 1} = 0,1522 ,$$

ou,

$$DHT\% = 15,22\%.$$

Portanto, cerca de 2 vezes menor que o valor encontrado para a ponte trifásica totalmente controlada no mesmo intervalo de α . Da mesma forma que a ponte trifásica controlada com carga resistiva, a distorção harmônica deste conversor é constante para ângulos de disparo menores ou iguais a 60° .

b) $\alpha > 60^\circ$

- i_{aF} (conversor 1)

Da mesma forma, podem ser utilizados aqui os mesmos valores calculados para o conversor unitário.

Assim,

$$a_{11} = -\frac{2\bar{I}d\sqrt{3}}{\pi} \left(\cos \alpha + \frac{1}{2} \right)$$

e

$$b_{11} = -\frac{2\bar{I}d\sqrt{3}}{\pi} \left(\sin \alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} \right)$$

$$\phi_{11} = \frac{2\pi}{3} - \frac{\alpha}{2}$$

$$c_{11} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \bar{I}d \sqrt{2 + \cos \alpha - \sqrt{3} \sin \alpha}.$$

E

$$I_{AF1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \bar{I}d \sqrt{2 + \cos \alpha - \sqrt{3} \sin \alpha},$$

- $i_{a'F}$ (conversor 2)

Referindo-se à Figura 3.32 e integrando-se sobre meia onda, tem-se:

$$a_{12} = \frac{2\bar{I}d}{\pi} \left[\frac{2}{3} \int_{\frac{\pi}{2}+\alpha}^{\frac{7\pi}{6}} \cos(\omega t) d(\omega t) + \frac{1}{3} \int_{\frac{5\pi}{6}+\alpha}^{\frac{3\pi}{2}} \cos(\omega t) d(\omega t) - \frac{1}{3} \int_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{11\pi}{6}} \cos(\omega t) d(\omega t) \right]$$

$$b_{12} = \frac{2\bar{I}d}{\pi} \left[\frac{2}{3} \int_{\frac{\pi}{2}+\alpha}^{\frac{7\pi}{6}} \sin(\omega t) d(\omega t) + \frac{1}{3} \int_{\frac{5\pi}{6}+\alpha}^{\frac{3\pi}{2}} \sin(\omega t) d(\omega t) - \frac{1}{3} \int_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{11\pi}{6}} \sin(\omega t) d(\omega t) \right]$$

Que resultam em:

$$a_{12} = -\frac{2\bar{I}d}{\pi} \left(\cos \alpha + \frac{1}{2} \right), \text{ e}$$

$$b_{12} = -\frac{2\bar{I}d}{\pi} \left(\sin \alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} \right)$$

$$c_{12} = \frac{2\bar{I}d}{\pi} \sqrt{2 + \cos \alpha - \sqrt{3} \sin \alpha}$$

A componente fundamental de $i_{A'F}$ será:

$$I_{A'F1} = \frac{\bar{I}d\sqrt{2}}{\pi} \sqrt{2 + \cos \alpha - \sqrt{3} \sin \alpha}$$

Nos enrolamentos primários.

Na linha, tem-se:

$$I_{A1} = I_{AF1} + \sqrt{3}I_{A'F1}$$

$$I_{A1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \bar{I}d \sqrt{2 + \cos \alpha - \sqrt{3} \sin \alpha} + \frac{\sqrt{3}\sqrt{2}}{\pi} \bar{I}d \sqrt{2 + \cos \alpha - \sqrt{3} \sin \alpha}$$

Logo,

$$I_{A1} = \frac{2\sqrt{6}}{\pi} \bar{I}d \sqrt{2 + \cos \alpha - \sqrt{3} \sin \alpha} \quad 3.63$$

O valor eficaz de i_A pode ser obtido por:

$$I_A = \left\{ \frac{2}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{3}+\alpha} (0,577\bar{I}d)^2 d(\omega t) + \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}} (1,577\bar{I}d)^2 d(\omega t) + \int_{\frac{5\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}+\alpha} \bar{I}d^2 d(\omega t) + \int_{\frac{\pi}{2}+\alpha}^{\pi} (2,155\bar{I}d)^2 d(\omega t) + \int_{\pi}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} (1,155\bar{I}d)^2 d(\omega t) \right] \right\}^{\frac{1}{2}}$$

Que resulta em:

$$I_{AF} = \bar{I}d \sqrt{\frac{12}{\pi} (1,722 - \alpha)} \quad 3.64$$

A distorção harmônica pode então ser calculada:

$$DHT = \sqrt{\frac{\pi(1,722 - \alpha)}{2(2 + \cos \alpha - \sqrt{3} \sin \alpha)} - 1} \quad 3.65$$

Válido para a faixa $60 \leq \alpha < 75^\circ$.

As Figuras 3.33 e 3.34 a seguir mostram respectivamente os espectros da corrente primária de linha para $\alpha = 0^\circ$ e $\alpha = 75^\circ$. Comparando o espectro para $\alpha = 0^\circ$ com os da ponte trifásica semi-controlada, percebe-se que se cancelam os harmônicos de ordens 5 e 7, 17 e 19, etc. Para $\alpha > 60^\circ - 75^\circ$ neste exemplo -, dobram-se as magnitudes dos harmônicos de ordens 11 e 12, e reduzem-se ligeiramente os de ordens 23 e 25, sem no entanto, aparecerem componentes de ordens diferentes, como acontece com a ponte trifásica semi-controlada. Em aplicações reais é interessante procurar manter a faixa de operação do ângulo de disparo a menor possível. No caso desta configuração, a faixa de operação poderia, por exemplo se situar entre 15° e 45° . A distorção harmônica se manteria em cerca de 15%.

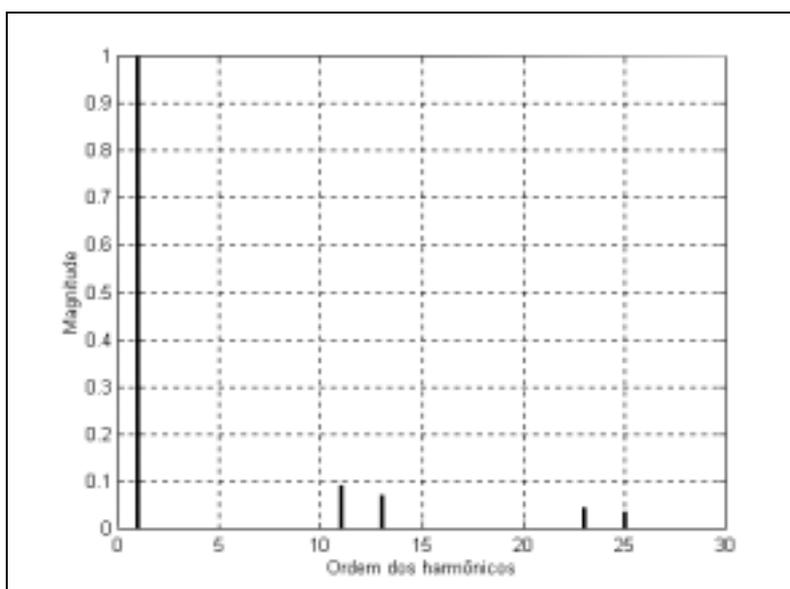


Figura 3.33 – Espectro da corrente de linha de entrada para $\alpha = 0^\circ$

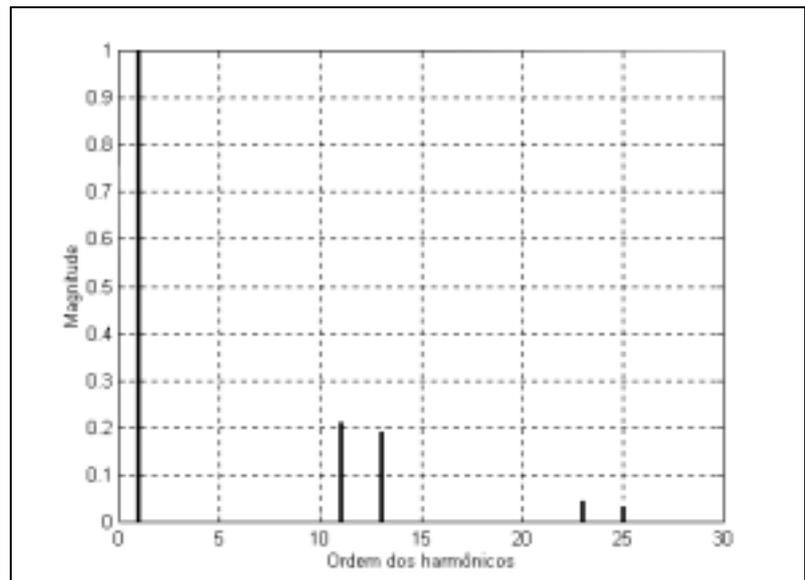


Figura 3.34 – Espectro da corrente de linha de entrada para $\alpha = 75^\circ$

- Fator de potência

Aplicando diretamente a definição do fator de potência, a partir dos valores eficazes da corrente de entrada e de sua componente fundamental, encontra-se:

Para $\alpha \leq 60^\circ$

$$FP = \frac{I_{A1}}{I_A} \cos \phi_1$$

Conforme já mostrado, $\phi_1 = \alpha$. Portanto,

$$FP = \frac{\frac{2\sqrt{6}}{\pi} \overline{Id}}{1,577 \overline{Id}} \cos \alpha,$$

ou

$$FP = 0,988 \cos \alpha \quad 3.66$$

Para $\alpha > 60^\circ$

$$FP = \frac{\frac{2\sqrt{6}}{\pi} \sqrt{2 + \cos \alpha - \sqrt{3} \operatorname{sen} \alpha}}{\sqrt{\frac{12}{\pi} (1,722 - \alpha)}} \cos\left(\frac{2\pi}{3} - \frac{\alpha}{2}\right) \quad 3.67$$

3.2. Conclusão

Neste Capítulo foram analisados os principais parâmetros das unidades retificadoras que se relacionam com qualidade da energia. Assim, foi estudado o comportamento das formas de onda das correntes de entrada, seu nível de distorção e fatores de potência e deslocamento impostos à rede elétrica. Também, procurou-se analisar o nível de ondulação da tensão de saída, ainda que este parâmetro se torne realmente desprezível em função dos circuitos de regulação e do próprio banco de baterias, que operando permanentemente em paralelo com o conversor, bloqueia quaisquer distúrbios eventualmente presentes à saída do retificador, qualquer que seja sua configuração.

O retificador hexafásico serviu como ponto de partida em função de ser citado como referência nas Normas Técnicas. De fato, essa topologia não é empregada em instalações reais pelas características construtivas já mencionadas: a tomada central nos enrolamentos secundários e a conexão do neutro. Por este motivo, não se analisou esta configuração na forma controlada. A ponte trifásica não controlada foi abordada apenas para facilitar a análise inicial de suas duas variantes: a controlada (ou totalmente controlada) e a semi-controlada (também denominada híbrida). Assim, apenas 3 configurações são passíveis de comparação: as duas variantes da ponte trifásica e o retificador de 12 pulsos. Nas instalações de Telecomunicações, o tipo de conversor mais empregado na classe de maior potência (Tipo 1.1 – 48VCC, 100 A ou mais) é o de ponte trifásica semicontrolada.

A Tabela 3.1 a seguir resume as principais características elétricas dos tipos de conversores abordados.

Tabela 3.1 – Comparação dos tipos de conversores utilizados e com possibilidades de utilização em telefonia pública

Tipo de conversor	Parâmetros de performance						
	$(\alpha = 30^\circ)$						
	Fator de deslocamento	Fator de potência	Fator de distorção	Fator harmônico ou distorção harmônica total	Fator de ondulação	Valor médio da tensão de saída*	Valor eficaz da tensão de saída*
	(DF)	(FP)	(FD)	(FH / DHT)	(FR)	(U_o)	($U_{o,ef}$)
Retificador hexafásico ($\alpha = 0^\circ$)	1	0,955	0,955	0,3108	0,0434	0,955**	0,956**
Ponte trifásica não controlada ($\alpha = 0^\circ$)	1	0,955	0,955	0,3108	0,0434	0,955	0,956
Ponte trifásica semi-controlada	0,966	0,891	0,922	0,4190	0,328	0,896	0,943
Ponte trifásica controlada	0,866	0,827	0,955	0,3108	0,183	0,827	0,841
Retificador de 12 pulsos série	0,866	0,856	0,988	0,1522	0,088	1,654	1.660

*Valores normalizados em relação ao valor de pico da tensão de linha secundária.

** Valor normalizado em relação ao valor de pico da tensão fase-neutro

CAPÍTULO IV

Conclusões

O objetivo principal desta dissertação foi o de introduzir o conceito de qualidade de energia elétrica em sistemas de suprimento de centrais públicas de telefonia. Conforme pôde ser visto no Capítulo I, que aborda os conceitos de QEE, vários fenômenos influem na qualidade da energia elétrica. Pelo fato de já existir menção à questão da distorção harmônica nas Normas Telebrás tanto nos conversores CA-CC, quanto no sistema de geração própria, elegeu-se este fator de degradação como ponto de partida e foco do trabalho aqui apresentado. Deixa-se como sugestão para outros trabalhos ligados ao tema, o estudo da influência deste e/ou de outros fenômenos de QEE no sistema de telefonia em si e outras instalações de telecomunicações.

O Capítulo II teve por objetivo reunir num só documento a descrição de uma estação telefônica típica. Ainda que dando maior enfoque à instalações de médio porte, a maior parte dos componentes aqui descritos podem ser encontrados tanto nas centrais maiores quanto nas menores do que a que é enfocada neste texto.

Deve-se ter em conta que os dados numéricos aqui apresentados foram extraídos diretamente das Normas Técnicas reguladoras do serviço, as denominadas “Práticas Telebrás”. Alguns valores se encontram em desacordo com o que atualmente é exigido pela ANEEL. Um exemplo disto, é a exigência de um *fator de potência* “maior que 0,85 indutivo”, valor há muito revisto para 0,92. Os documentos que tratam das unidades chaveadas em alta frequência, têm esse valor atualizado.

O conjunto de Normas utilizado para compilação das informações apresentadas neste texto foi adquirido menos de seis meses antes do término do trabalho. Portanto, tratava-se de sua mais recente revisão. Alguns dos documentos mais antigos datam de 1976; os

mais novos, 1997 [12], [16] e [17]. Uma revisão urgente precisa ser levada a termo, já que tais documentos são a única referência para os profissionais ligados à área.

No Capítulo III, partindo-se de uma recomendação das Normas Técnicas, foi feito um estudo comparativo entre alguns tipos mais empregados de retificadores, não somente em telecomunicações, mas também na indústria. Como o foco do estudo é a distorção harmônica, esta foi a linha do trabalho. Procurou-se também reunir algumas informações que normalmente não são encontradas juntas na literatura para a análise da distorção harmônica dos conversores examinados.

A análise do conversor semi-controlado ou híbrido, configuração mais empregada em instalações de telecomunicações de porte médio, mostra que o nível de distorção harmônica imposta à rede de suprimento de energia elétrica por este tipo de retificador pode atingir valores altos. Nas instalações de potências menores a tendência é a substituição dos conversores comutados pela rede por unidades chaveadas em alta frequência [17]. No entanto, para a classe de potência enfocada neste trabalho as Normas se mantêm inalteradas há décadas. Por esta razão, este texto não aborda os conversores com essa tecnologia.

O exame das características do conversor de 12 pulsos mostrou ser possível a manutenção de níveis de distorção harmônica abaixo de 16% para qualquer condição do retificador. A adoção desta topologia colocaria as instalações de maiores potências em igualdade de condições com as de baixa capacidade em termos de qualidade de energia. Ao final do Capítulo III é apresentado um resumo final através de tabela comparativa dos conversores analisados. Acredita-se que os dados lá apresentados sejam auto-explicativos. Ao mesmo tempo, espera-se chamar atenção para a necessidade urgente de um trabalho de revisão de todos os documentos componentes das chamadas “Práticas Telebrás”.

ANEXOS

A1. A Série de Fourier

A maioria – se não todas - das funções periódicas de interesse prático em Engenharia Elétrica pode ser representada como uma superposição de cossenos e senos denominada Série de Fourier.

Genericamente, se uma função se comporta de modo que $f(t + T) = f(t)$, então essa função é dita periódica, de período T . Além disso, para que $f(t)$ possa ser representada por uma série de Fourier, é suficiente que: $f(t)$ seja unívoca, tenha um número finito de máximos e mínimos e descontinuidades em qualquer qualquer período e que sua área $\int_0^T |f(t)| dt$ seja finita. Em se satisfazendo as condições acima (na realidade, a maioria dos sinais tem condições suficientes), então, pode-se escrever:

$$f(t) = a_0 + a_1 \cos \omega_0 t + a_2 \cos 2\omega_0 t + \dots + b_1 \sin \omega_0 t + b_2 \sin 2\omega_0 t + \dots + \quad \text{A1}$$

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega_0 t + b_n \sin n\omega_0 t) \quad \text{A2}$$

Em que ω_0 é definida como:

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{T}.$$

Os termos $a_1 \cos \omega_0 t$ e $b_1 \sin \omega_0 t$ constituem o componente fundamental ou primeiro harmônico; os demais termos $a_n \cos \omega_0 t$ e $b_n \sin \omega_0 t$ são constituintes do n -ésimo harmônico. O termo a_0 é o componente de valor médio.

Os termos da série são ortogonais com relação ao período T , ou seja, a integral em um período do produto de quaisquer dois termos diferentes entre si é nula. Isto permite deduzir fórmulas de cálculo para as constantes a_0 , a_n , b_n , quando $f(t)$ é conhecida.

O termo a_0 pode ser determinado integrando-se ambos lados da série em um período completo. Todas integrais que envolverem *cossenos* e *senos* serão nulas. A integral não nula será:

$$\int_0^T f(t) dt = a_o \int_0^T dt = Ta_o \therefore$$

$$a_o = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \quad \text{A.3}$$

A determinação de a_n e b_n é obtida multiplicando-se ambos lados da série por $\cos n\omega_o t$ e $\text{senn } \omega_o t$. Respectivamente, serão não nulos os termos:

$$\int_0^T f(t) \cos n\omega_o t dt = \int_0^T a_n \cos^2 \omega_o t dt = a_n \frac{T}{2}$$

e

$$\int_0^T f(t) \text{senn } \omega_o t dt = \int_0^T b_n \text{sen}^2 \omega_o t dt = b_n \frac{T}{2}$$

Donde,

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos n\omega_o t dt \quad \text{A.4}$$

e

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \text{senn } \omega_o t dt \quad \text{A.5}$$

Em Engenharia Elétrica, a forma da série modificada como a seguir é mais conveniente por apresentar as características dos sinais no domínio da frequência de forma mais clara e objetiva.

A magnitude de pico da n -ésima componente harmônica, ou harmônico de ordem n é:

$$c_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad \text{e} \quad \text{A.6}$$

$$\phi_n = \text{tg}^{-1} \left(\frac{a_n}{b_n} \right) \quad \text{A.7}$$

a fase da n -ésima componente harmônica.

Se $f(t)$ é a função que representa a forma de onda da corrente de entrada de um retificador, podem ser conhecidos todos os parâmetros relacionados ao conteúdo espectral desta grandeza.

No estudo dos retificadores apresentado neste trabalho tira-se vantagem do fato de que, sendo as correntes de entrada dos retificadores *alisadas* em função das cargas indutivas, suas formas de onda são essencialmente quadradas, o que torna $f(t)$ nas Equações A.3, A.4 e A.5 uma constante. Com isto aliado ao fato de que para grandezas como distorção harmônica, fator de distorção e por conseqüência o fator de potência, só se necessita conhecer o primeiro harmônico, pode-se fazer $n = 1$ nas Equações A.4 a A.7.

A.2 Transformada Rápida de Fourier (FFT)

Trata-se da transformada de Fourier adaptada para cálculos computacionais discretos. Na realidade, se efetuado o cálculo da transformada sobre uma lista de valores que representam o período inteiro de uma função qualquer, pode-se, por amostragem, determinar-se o espectro desta.

O algoritmo mais utilizado é o que leva em conta a simetria para reduzir a quantidade de cálculos necessária para a determinação da Transformada Discreta de Fourier (DFT). Esta diminuição no número de cálculos é que permite o menor tempo de processamento. Daí a denominação '*Rápida*'. Alguns algoritmos só admitem a representação da função com um número de pontos que seja uma potência de 2. No caso de não se contar com uma quantidade compatível de pontos, completa-se a lista com zeros até que o número de elementos seja a potência de 2 superior mais próxima. Outros, tal como o empregado na função **fft** do software MatLab[®], permitem qualquer quantidade de pontos, à custa da velocidade de processamento.

No emprego da FFT para a geração dos espectros apresentados neste trabalho, utilizou-se um artifício para a obtenção do espectro a partir da transformada, que na realidade é uma função contínua da frequência. Amostrando o gráfico da distribuição espectral nos múltiplos inteiros da frequência do sinal, obtém-se seu espectro bilateral. O número de amostras (pontos da FFT) bilaterais tomado será igual ao número máximo de harmônicos apresentados. Para a apresentação

unilateral, devem ser ajustadas as magnitudes de todos os componentes harmônicos, excetuando o de frequência nula. Por isto, em todas as listagens de comando apresentadas o valor das magnitudes é multiplicado por 2, uma vez que na distribuição espectral bilateral as magnitudes das raias estão divididas por esta quantidade. E em seguida, divide-se o componente X(1) – frequência nula - por dois, como no fragmento de código abaixo.

```

...
X = fft(xn)/(ns/2) % = 2*fft(xn) / ns
X(1)=X(1)/2; %volta o valor original do componente de frequência
nula
% Notar que se trata de a0. Os vetores do MatLab têm índices
% iniciados em 1, e não em zero.
...

```

A3. Determinação das formas de onda do retificador hexafásico

Referir-se ao diagrama da Figura 3.2

Como não existe neutro no primário, para as correntes desses enrolamentos, pode-se escrever:

$$i_{AA'} + i_{BB'} + i_{CC'} = 0 \quad (1)$$

Considerando a relação de espiras do transformador unitária, as correntes instantâneas dos enrolamentos primários e secundários se relacionam por:

$$i_{AA'} - i_{D1} = i_{BB'} - i_{D2} = i_{CC'} - i_{D3} \quad (2)$$

para o semiciclo positivo. E,

$$i_{AA'} - i_{D4} = i_{BB'} - i_{D5} = i_{CC'} - i_{D6} \quad (3)$$

para o semiciclo negativo.

Cada diodo conduzirá em seu turno uma corrente máxima igual a I_d .

Analisando para cada período de condução, tem-se:

- 1) De $\pi/3$ a $2\pi/3$

$$I_{D1} = I_d, I_{D2} = 0, I_{D3} = 0, I_{D4} = 0, I_{D5} = 0 \text{ e } I_{D6} = 0.$$

Levando estes valores em (2), resulta:

$$i_{AA'} - I_d = i_{BB'} - 0 = i_{CC'} - 0$$

$$i_{BB'} = i_{CC'} = i_{AA'} - I_d .$$

Substituindo $i_{BB'}$ e $i_{CC'}$ em (1), vem:

$$i_{AA'} + i_{AA'} - I_d + i_{AA'} - I_d = 0 .$$

Resolvendo para $i_{AA'}$, tira-se:

$$i_{AA'} = \frac{2}{3} I_d, \quad i_{BB'} = -\frac{1}{3} I_d \quad \text{e} \quad i_{CC'} = -\frac{1}{3} I_d$$

2) De $2\pi/3$ a π

$$I_{D1} = 0, \quad I_{D2} = 0, \quad I_{D3} = 0, \quad I_{D4} = 0, \quad I_{D5} = 0 \quad \text{e} \quad I_{D6} = I_d.$$

Substituindo em (3), obtém-se, considerando que neste período $i_{CC'}$ circula no sentido inverso ao indicado na Figura 3.2:

$$i_{AA'} - 0 = i_{BB'} - 0 = -i_{CC'} - I_d$$

$$i_{AA'} = i_{BB'} = -i_{CC'} - I_d .$$

Efetuada as substituições em (1), tem-se:

$$-i_{CC'} - I_d - i_{CC'} - I_d - i_{CC'} = 0$$

Donde,

$$i_{CC'} = -\frac{2}{3} I_d, \quad i_{BB'} = \frac{1}{3} I_d \quad \text{e} \quad i_{AA'} = \frac{1}{3} I_d$$

3) Entre π e $4\pi/3$

$$I_{D1} = 0, \quad I_{D2} = I_d, \quad I_{D3} = 0, \quad I_{D4} = 0, \quad I_{D5} = 0 \quad \text{e} \quad I_{D6} = 0.$$

Substituindo em (2), obtém-se:

$$i_{AA'} - 0 = i_{BB'} - I_d = i_{CC'} - 0$$

$$i_{AA'} = i_{CC'} = i_{BB'} - I_d .$$

Efetuada as substituições em (1), tem-se:

$$i_{BB'} - I_d + i_{BB'} + i_{BB'} - I_d = 0$$

Donde,

$$i_{BB'} = \frac{2}{3} I_d, \quad i_{AA'} = -\frac{1}{3} I_d \quad \text{e} \quad i_{CC'} = -\frac{1}{3} I_d$$

4) De $4\pi/3$ a $5\pi/3$

$$I_{D1} = 0, I_{D2} = 0, I_{D3} = 0, I_{D4} = I_d, I_{D5} = 0 \text{ e } I_{D6} = 0.$$

Substituindo em (3), tira-se, levando em conta a inversão de $i_{AA'}$:

$$-i_{AA'} - I_d = i_{BB'} - 0 = i_{CC'} - 0$$

$$i_{BB'} = i_{CC'} = -i_{AA'} - I_d.$$

Efetuada as substituições em (1), tem-se:

$$-i_{AA'} - i_{AA'} - I_d - i_{AA'} - I_d = 0$$

Donde,

$$i_{AA'} = -\frac{2}{3}I_d, i_{BB'} = \frac{1}{3}I_d \text{ e } i_{CC'} = \frac{1}{3}I_d$$

5) Entre $5\pi/3$ e 2π

$$I_{D1} = 0, I_{D2} = 0, I_{D3} = I_d, I_{D4} = 0, I_{D5} = 0 \text{ e } I_{D6} = 0.$$

Substituindo em (2), tira-se:

$$i_{AA'} - 0 = i_{BB'} - 0 = i_{CC'} - I_d$$

$$i_{AA'} = i_{BB'} = i_{CC'} - I_d.$$

Efetuada as substituições em (1), tem-se:

$$i_{CC'} - I_d + i_{CC'} - I_d + i_{CC'} = 0$$

Resultando,

$$i_{AA'} = -\frac{1}{3}I_d, i_{BB'} = -\frac{1}{3}I_d \text{ e } i_{CC'} = \frac{2}{3}I_d$$

6) Finalmente, entre 2π e $7\pi/3$

$$I_{D1} = 0, I_{D2} = 0, I_{D3} = 0, I_{D4} = 0, I_{D5} = I_d \text{ e } I_{D6} = 0.$$

Levando estes valores em (3), tira-se, lembrando que neste período $i_{BB'}$ é negativa:

$$i_{AA'} - 0 = -i_{BB'} - I_d = i_{CC'} - 0$$

$$i_{AA'} = i_{CC'} = -i_{BB'} - I_d.$$

Substituindo em (1), tem-se:

$$-i_{BB'} - I_d - i_{BB'} - i_{BB'} - I_d = 0$$

Resultando,

$$i_{AA'} = \frac{1}{3}I_d, i_{BB'} = -\frac{2}{3}I_d \text{ e } i_{CC'} = \frac{1}{3}I_d$$

As correntes de linha i_A , i_B e i_C podem ser determinadas aplicando-se Kirchoff nos nós A, B e C do primário do transformador:

$$i_{AA'} - i_{CC'} - i_A = 0 \text{ nó A,}$$

$$i_{BB'} - i_{AA'} - i_B = 0 \text{ nó B}$$

e

$$i_{CC'} - i_{BB'} - i_C = 0 \text{ nó C}$$

Daí, tira-se que:

$$i_A = i_{AA'} - i_{CC'}, i_B = i_{BB'} - i_{AA'} \text{ e } i_C = i_{CC'} - i_{BB'}$$

Resultando nas formas de onda da parte (d) da Figura 3.3.

A4. Listagens de comandos para geração de figuras

As listagens a seguir são representativas de todas as que foram utilizadas para gerar gráficos e espectros. Uma vez o cerne é comum, resume-se a apresentação desses conjuntos de comandos aos exemplos seguintes.

```
% Geração da figura 3.4

% Corrente de linha de entrada do retificador hexafásico
% =====
%
ns=360;
n=0:ns-1;
maxH = 30;
iA = pulso(0,2*ns/6,0,ns-1) - pulso(3*ns/6,5*ns/6,0,ns-1);
figure(1)
plot(n,iA)
iaef=sqrt(sum(iA.^2)/ns)
k=0:(maxH)-1;
IA=fft(iA)/(ns/2);
IA(1)=IA(1)/2;
IA=IA(1:maxH);
figure(2)
stem(k,abs(IA)/abs(IA(2)),'k');
ylabel('Magnitude relativa');xlabel('Ordem dos harmônicos')
grid on
IAlef=abs(IA(2)/sqrt(2));
DHT=sqrt((iaef/IAlef)^2-1);
```

Listagem A.2 – Geração da Figura 3.4

```

% Geração da Figura 3.5
% =====
% Espectro de saída do retificador hexafásico não controlado
%
ns=3600;
n=0:ns-1;
maxH = 30; % Máxima ordem dos harmônicos
% Forma de onda
Vo=sin(2*pi*n/ns+pi/3).*pulso(0,ns/6,0,ns-
1)+sin(2*pi*n/ns).*pulso(ns/6,2*ns/6,0,ns-1) -
sin(2*pi*n/ns+2*pi/3).*pulso(2*ns/6,3*ns/6,0,ns-1)
+sin(2*pi*n/ns+4*pi/3).*pulso(3*ns/6,4*ns/6,0,ns-
1)+sin(2*pi*n/ns+9*pi/3).*pulso(4*ns/6,5*ns/6,0,ns-1)-
sin(2*pi*n/ns+11*pi/3).*pulso(5*ns/6,ns-1,0,ns-1);
% de saída
figure(1)
plot(n,Vo)
Voef=sqrt(sum(Vo.^2)/ns); %Valor eficaz da tensão de saída
Vom = sum(Vo)/ns; %Valor médio da tensão de saída
FR = sqrt((Voef/Vom)^2-1);%Fator de Ondulação
k=0:(maxH)-1;
VO=fft(Vo)/(ns/2); %Transformada de Fourier - Ver Nota
relativa à FFT neste Anexo
VO(1)=VO(1)/2;
VO=VO(1:maxH);
figure(2)
stem(k,abs(VO),'k');
ylabel('Magnitude');xlabel('Ordem dos harmônicos')

```

Listagem A.2 – Geração da Figura 3.5

```

% Espectro da corrente de fase da ponte trifásica semi-
% controlada
% =====
%
% Gera a Figura 3.12
%
% a) alfa = 30°
ns=360;
n = 0:ns-1;
alfa=30;
ia=pulso(alfa,alfa+ns/3,0,ns-1)-pulso(ns/2,5*ns/6,0,ns-1);
Iaef=sqrt(sum(ia.^2)/ns);
X=fft(ia)/(ns/2);
X=X(1:30);
X(1)=X(1)/2;
Ia1=abs(X(2))/sqrt(2);
DHT = sqrt((Iaef/Ia1)^2 - 1);
figure(1)
subplot(3,1,1)
stem(n(1:30),abs(X)/(Ia1*sqrt(2)),'k')
title(strcat('Alfa = 30°, DHT = ', sprintf('
%2.2f',100*DHT),'%'))
ylabel('Magnitude relativa');
grid on

```

```

% b) alfa = 60°
alfa=60;
ia=pulso(alfa,alfa+ns/3,0,ns-1)-pulso(ns/2,5*ns/6,0,ns-1);
Iaef=sqrt(sum(ia.^2)/ns);
X=fft(ia)/(ns/2);
X=X(1:30);
X(1)=X(1)/2;
Ia1=abs(X(2))/sqrt(2);
DHT = sqrt((Iaef/Ia1)^2 - 1);
figure(1)
subplot(3,1,2)
stem(n(1:30),abs(X)/(Ia1*sqrt(2)),'k')
title(strcat('Alfa = 60°, DHT = ', sprintf('
%2.2f',100*DHT),'%'))
ylabel('Magnitudo relativa');
grid on

% c) alfa = 90°
alfa=60;
ia=pulso(alfa,ns/3,0,ns-1)-pulso(ns/2+alfa,5*ns/6,0,ns-1);
Iaef=sqrt(sum(ia.^2)/ns);
X=fft(ia)/(ns/2);
X=X(1:30);
X(1)=X(1)/2;
Ia1=abs(X(2))/sqrt(2);
DHT = sqrt((Iaef/Ia1)^2 - 1);
figure(1)
subplot(3,1,3)
stem(n(1:30),abs(X)/(Ia1*sqrt(2)),'k')
title(strcat('Alfa = 90°, DHT = ', sprintf('
%2.2f',100*DHT),'%'))
ylabel('Magnitudo relativa');xlabel('Ordem dos harmônicos')
grid on
figure(2)
plot(n,ia)

```

Listagem A.2 – Geração da Figura 3.12

- A5. Determinação das formas de onda das correntes de entrada da ponte retificadora trifásica não controlada.

Tabela A.1 – Diodos em condução e correntes secundárias por intervalo para a ponte retificadora trifásica

Intervalo	Tensão mais alta	Diodos conduzindo	Correntes secundárias		
			I_a	I_b	I_c
$\frac{\pi}{3} - \frac{2\pi}{3}$	U_{ab}	D1 e D5	I_d	$-I_d$	0
$\frac{2\pi}{3} - \pi$	U_{ac}	D1 e D6	I_d	0	$-I_d$

$\pi - \frac{4\pi}{3}$	U_{bc}	D6 e D2	0	Id	$-Id$
$\frac{4\pi}{3} - \frac{5\pi}{3}$	U_{ba}	D2 e D4	$-Id$	Id	0
$\frac{5\pi}{3} - 2\pi$	U_{ca}	D3 e D4	$-Id$	0	Id
$\frac{2\pi}{3} - \pi$	U_{cb}	D3 e D5	0	$-Id$	Id

BIBLIOGRAFIA

- [1] ABNT, Associação Brasileira de Normas Técnicas - NBR-5410, **Instalações elétricas de baixa tensão** - Rio de Janeiro: ABNT, 1999.
- [2] ABNT, Associação Brasileira de Normas Técnicas - NBR-5414, **Execução de instalações elétricas de alta tensão** - Rio de Janeiro: ABNT, 1999.
- [3] ALMEIDA, José Luiz Antunes – **Eletrônica Industrial** – Ed. Érica – São Paulo, 1985.
- [4] ARRILAGA, J. **Power System Quality Assessment**. New York, John Wiley, 2000.
- [5] BOLLEN, Math H. J. **Understanding power quality problems: voltage sags and interruptions**. New York: IEEE Press 1960.
- [6] COTRIM, Ademaro A M B, **Instalações Elétricas** - 3^a Ed. São Paulo, Makron Books, 1992
- [7] DUGAN, Roger C. **Electrical Power Systems Quality**. New York; McGraw-Hill, 1996.
- [8] LANDER, Cyril W. – **Eletrônica Industrial: teoria e aplicações** - McGraw-Hill - São Paulo, 1988.
- [9] RASHID, Muhammad H. – **Eletrônica de potência: circuitos, dispositivos e aplicações** – Makron Books – São Paulo, 1999.
- [10] SEN, P. C. – **Thyristor DC Drives** – John Wiley & Sons – New York, 1981
- [11] Sistema Telebrás – Prática 240-500-700, **Especificações gerais de suprimento de energia em corrente contínua a equipamentos de telecomunicações** – Brasília: STB, 1982.
- [12] Sistema Telebrás – Prática 240-505-701, **Especificações gerais de sistemas de corrente alternada** – Brasília: STB, 1997
- [13] Sistema Telebrás – Prática 240-505-704, **Especificações gerais de grupo motor gerador** - Brasília: STB, 1997
- [14] Sistema Telebrás – Prática 240-510-712, **Características técnicas sobre fabricação e fornecimento de unidades retificadoras Tipo 2 para fontes de corrente contínua em telecomunicações** – Brasília, 1976

- [15] Sistema Telebrás – Prática 240-510-716, **Características técnicas sobre fabricação e fornecimento de unidades retificadoras Tipo 1 para fontes de corrente contínua em telecomunicações** – Brasília, 1976.
- [16] Sistema Telebrás – Prática 240-510-722, **Especificações gerais de sistemas retificadores chaveados em alta frequência** – Brasília, 1997.
- [17] Sistema Telebrás – Prática 240-510-723, **Especificações gerais de unidades retificadores chaveados em alta frequência** – Brasília, 1997.