

UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA “JÚLIO DE MESQUITA FILHO”

FACULDADE DE ENGENHARIA

CÂMPUS DE ILHA SOLTEIRA

ANGELO CÉSAR DE LOURENÇO

**RETIFICADOR MULTIPULSO COM BAIXA DISTORÇÃO DE
CORRENTE NA REDE E ISOLAMENTO EM ALTA FREQUÊNCIA
ATRAVÉS DE ESTÁGIO SEPIC.**

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ANGELO CÉSAR DE LOURENÇO

**RETIFICADOR MULTIPULSO COM BAIXA DISTORÇÃO DE
CORRENTE NA REDE E ISOLAMENTO EM ALTA FREQUÊNCIA
ATRAVÉS DE ESTÁGIO SEPIC.**

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia de
Ilha Solteira - UNESP como requisito para ob-
tenção do título de Doutor em Engenharia Elé-
trica. Área de Conhecimento: Automação.

Prof. Dr. Falcondes José Mendes de Seixas.

Orientador

FICHA CATALOGRÁFICA

Desenvolvido pelo Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação

L892r Lourenço, Angelo César de.
Retificador multipulso com baixa distorção de corrente na rede e isolamento em alta frequência através de estágio SEPIC / Angelo César de Lourenço. -- Ilha Solteira: [s.n.], 2016
218f. : il.

Tese (doutorado) - Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia. Área de conhecimento: Automação, 2016

Orientador: Falcondes José Mendes de Seixas
Inclui bibliografia

1. Conversor CA-CC. 2. Conversor Sepic. 3. Conversor multipulso.
4. Fator de potência. 5. Distorção harmônica.

CERTIFICADO DE APROVAÇÃO

TÍTULO DA TESE: RETIFICADOR MULTIPULSO COM BAIXA DISTORÇÃO DE CORRENTE NA REDE E ISOLAMENTO EM ALTA FREQUÊNCIA ATRAVÉS DE ESTÁGIO SEPIC

AUTOR: ANGELO CESAR DE LOURENÇO

ORIENTADOR: FALCONDES JOSÉ MENDES DE SEIXAS

Aprovado como parte das exigências para obtenção do Título de Doutor em ENGENHARIA ELÉTRICA, área: AUTOMAÇÃO pela Comissão Examinadora:



Prof. Dr. FALCONDES JOSE MENDES DE SEIXAS
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira



Prof. Dr. CARLOS ALBERTO CANESIN
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira



Prof. Dr. GUILHERME DE AZEVEDO E MELO
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira



Prof. Dr. ADRIANO PÉRES
Departamento de Engenharia de Controle e Automação / Universidade Federal de Santa Catarina



Prof. Dr. RENÉ PASTOR TORRICO BASCOPÉ
Departamento de Engenharia Elétrica / Universidade Federal do Ceará

Ilha Solteira, 28 de julho de 2016.

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos meus pais, Angelo (*in memoriam*) e Etelvina, pela vida, dedicação, carinho e preocupação que sempre tiveram comigo e com meus irmãos, pela educação que tivemos em nossa casa e as cobranças com nossa educação na escola, pelo desejo de que antes de sucesso ou realizações pessoais, nos tornássemos pessoas justas e de caráter.

À minha querida esposa Janaina e meus filhos Bruno e Gustavo que cresceram ao longo desses anos, sempre me apoiaram nessa caminhada, entenderam a minha ausência, mesmo dentro de casa, pelo tempo dedicado a este trabalho.

Ao professor Dr. Falcondes José Mendes de Seixas, não apenas pela orientação, mas pela amizade e confiança depositada em mim desde o início dessa caminhada.

À professora Dra. Priscila da Silva Oliveira, que como coorientadora me auxiliou muito na elaboração da proposta de trabalho, ajudando a definir e desenvolver o tema.

Aos professores Drs. René Pastor Torrico Bascopé, Adriano Péres, Carlos Alberto Canesin e Guilherme de Azevedo e Melo por participarem da banca examinadora e deixarem suas contribuições para a melhoria do trabalho.

Aos professores Drs. Dionízio Paschoareli Júnior, Jean Marcos de Souza Ribeiro, Júlio Borges de Souza, Luis Carlos Origa de Oliveira e novamente Carlos Alberto Canesin, pelos ensinamentos em sala de aula, que foram muito importantes para o desenvolvimento deste trabalho.

Aos colegas do Laboratório de Eletrônica de Potência (LEP), Marcos Gutierrez, Marcus Jorgetto, José Carlos, Luiz Armando, Rodrigo, Luciano e João Carlos, que sempre contribuíram de forma espontânea com dicas para o desenvolvimento e teste do protótipo experimental desenvolvido para este trabalho.

Aos colegas de trabalho do IFMS, pela confiança depositada em mim durante esses anos, especialmente às professoras Carla e Marcelina, que sempre nos incentivou a buscar qualificação entendendo que o nosso crescimento pessoal também é benéfico para o crescimento institucional.

Ao IFMS e CAPES, pela disponibilidade e auxílio financeiro que possibilitaram a finalização deste trabalho.

RESUMO

A utilização de conversores com baixa distorção harmônica na corrente de entrada melhora significativamente o fator de potência de equipamentos e instalações elétricas. Este trabalho apresenta a proposta de desenvolvimento de um conversor multipulso com estágio CC-CC SEPIC, que apresenta baixa distorção na corrente de entrada, regulação da tensão na saída, podendo ainda apresentar isolamento em alta frequência. Propõe-se a utilização do conversor proposto em aplicações industriais em inversores para acionamento de máquinas elétricas de corrente alternada, em substituição aos retificadores convencionais, técnica conhecida como *retrofit*, em barramentos CC regulados, fontes de tensão CC, entre outras aplicações. O conversor é baseado em um autotransformador não isolado de 18 pulsos, que disponibiliza três saídas trifásicas independentes e apresenta reduzido peso e volume quando comparados com os tradicionais transformadores isolados. Este conversor já apresenta significativa melhoria no fator de potência, porém não possibilita a regulação da tensão na saída, que dependerá unicamente da tensão de entrada, estando sujeita às variações que nela ocorram. As saídas independentes, após retificação, devem ser conectadas para poder alimentar a carga. A forma mais comum de possibilitar essa conexão é utilizando elementos magnéticos adicionais, chamados de transformadores interfase (IPTs). A utilização de conversores CC-CC é outra forma de realizar a conexão, resultando em um estágio CC-CC que condiciona a tensão e a corrente e assim possibilita o paralelismo das cargas. Neste trabalho, o conversor CC-CC selecionado é o SEPIC, que por suas características de entrada e saída não requer grandes modificações em relação à estrutura original. Além da regulação da tensão de saída, o conversor SEPIC é uma estrutura de potência que pode ser facilmente isolada, possibilitando a utilização dos conversores multipulsos em aplicações que requerem isolamento entre a fonte e a carga. Foram construídos protótipos de conversores SEPIC isolados e não isolados com os quais foram realizados ensaios experimentais e os resultados são apresentados e discutidos.

Palavras Chave: Distorção harmônica. Fator de potência. Multipulso. SEPIC.

ABSTRACT

Converters with low harmonic distortion of input current can improve significantly the power factor at electrical equipment and plants. This work proposes the development of a multi-pulse converter with DC-DC SEPIC stage, with low distortion in the input current, and may also provide high frequency isolation. It could be used in industrial applications to replace conventional rectifiers in Adjustable Speed Drives (ASDs), a technique known as retrofit. It can be used also in regulated DC bus, DC voltage power supply, among other applications. The converter is based on a non-isolated 18-pulse autotransformer that provides three independent three-phase outputs and has reduced weight and size. The autotransformer improves the power factor, but does not allow the regulation of the load voltage output. The independent outputs must be connected to the load. The most common way of providing this connection is by using additional magnetic elements, called interphase transformer (IPTs). The use of DC-DC converters is another way to perform the outputs connections, resulting in a DC-DC stage that control the voltage and current, thus enabling parallel connect loads. In this work, the SEPIC converter was selected, because it can be used with few modifications to the original structure. SEPIC converter can easily be isolated, allowing the use of multipulse converters in applications that require isolation between power supply and load. Prototypes with isolated and non-isolated SEPIC converters were built, experimental tests were performed and the results are presented and discussed.

Keywords: Harmonic distortion. Multi-pulse. Power factor. SEPIC.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Topologia típica de um inversor.....	21
Figura 2 - Tensões e correntes em diversos sistemas lineares e não lineares	22
Figura 3 - Distorção da tensão devido à distorção da corrente	23
Figura 4 - Topologia típica do circuito retificador monofásico	36
Figura 5 - Formas de onda da tensão e corrente de entrada e espectro - retifica 1 ϕ	37
Figura 6 - Topologia do circuito retificador trifásico	38
Figura 7 - Formas de onda da tensão e corrente de entrada e espectro - retificador 3 ϕ	38
Figura 8 - Topologia do circuito retificador trifásico com filtro CC	39
Figura 9 - Formas de onda da tensão e corrente de entrada e espectro - filtro CC	40
Figura 10 - Topologia do circuito retificador trifásico com filtro CA	40
Figura 11 - Formas de onda da tensão e corrente de entrada e espectro - filtro CA.....	41
Figura 12 - Conversores trifásicos com filtro e capacitor CC (a) e CA (b)	41
Figura 13 - Formas de onda da tensão e corrente de entrada - filtro LC	42
Figura 14 - Conversor trifásicos com filtros sintonizados em 5ª e 7ª ordem	42
Figura 15 - Formas de onda da tensão e corrente de entrada e espectro - filtros sint	43
Figura 16 - Retificador trifásico com filtro ativo em derivação	44
Figura 17 - Formas de onda da tensão e corrente - filtro ativo	45
Figura 18 - Retificadores monofásico e trifásico com conversor <i>Boost</i> PFC	46
Figura 19 - Formas de onda da tensão e corrente no conversor <i>Boost</i> PFC - antes e depois da filtragem	47
Figura 20 - Controle de corrente por histerese variável.....	47
Figura 21 - Conversor <i>Boost Bridgeless</i> entrelaçado.....	48
Figura 22 - Correntes nos indutores das células entrelaçadas (a) e a tensão e corrente de entrada (b)	49
Figura 23 - Conversor trifásico SEPIC PFC não isolado.....	49
Figura 24 - Conversor trifásico modular com SEPIC PFC isolado	50
Figura 25 - Conversor híbrido com três conversores SEPIC.	51
Figura 26 - Formas de onda corrente no conversor híbrido	52
Figura 27 - Conversores de 12 pulsos Δ / Δ -Y com saídas em série (a) e paralelo (b)	57
Figura 28 - Conversor de 12 pulsos Δ -Y não isolado	58
Figura 29 - Formas de onda da tensão de saída de um conversor de 12 pulsos.....	58

Figura 30 - Correntes no transformador Δ - Δ - Δ -Y	59
Figura 31 - Formas de onda da tensão e corrente de entrada e espectro harmônico - retificador 12 pulsos com transformador Δ -Y	60
Figura 32 - Conexões dos secundários em polígono (a) ou ziguezague (b) - 12 pulsos	61
Figura 33 - Conexão Y-diferencial abaixadora de 12 pulsos	62
Figura 34 - Núcleo e enrolamentos do autotransformador Y-diferencial	62
Figura 35 - Diagrama fasorial da tensão resultante - Y-diferencial	63
Figura 36 - Correntes no autotransformador Y-diferencial - Fase A	64
Figura 37 - Formas de onda da tensão e corrente de entrada e espectro harmônico - retificador 12 pulsos Y-diferencial	65
Figura 38 - Conexão Δ -diferencial plana de 12 pulsos	65
Figura 39 - Núcleo e enrolamentos do autotransformador Δ -diferencial	66
Figura 40 - Diagrama fasorial da tensão resultante	66
Figura 41 - Correntes no autotransformador Δ -diferencial - faseA	67
Figura 42 - Conexões dos secundários em polígono (a) ou ziguezague (b) - 18pulsos	69
Figura 43 - Formas de onda da tensão de saída de um conversor de 18 pulsos	70
Figura 44 - Conexão Δ -diferencial de 18 pulsos	71
Figura 45 - Núcleo e enrolamentos do autotransformador Δ -diferencial 18 pulsos	71
Figura 46 - Diagrama fasorial da tensão resultante	72
Figura 47 - Correntes no autotransformador Δ -diferencial	73
Figura 48 - Formas de onda da tensão e corrente de entrada e espectro harmônico - conversor 18 pulsos Δ -diferencial	74
Figura 49 - Conversor multipulso convencional (a) 3x3 fases e multifase (b) 1x9 fases	76
Figura 50 - Estrutura do conversor <i>Boost</i>	78
Figura 51 - Estrutura modificada do conversor <i>Boost</i>	78
Figura 52 - Conversor de 18 pulsos / <i>Boost</i> com saídas conectadas em paralelo	79
Figura 53 - Formas de onda da tensão e corrente de entrada e espectro harmônico - conversor 18 pulsos - <i>Boost</i>	79
Figura 54 - Corrente nos indutores de entrada dos conversores <i>Boost</i> - a plena carga (a) e carga reduzida (b)	80
Figura 55 - Controle de corrente por histerese constante	80
Figura 56 - Corrente nos indutores de entrada do conversor <i>Boost</i> (a), tensão e corrente na entrada (b), espectro da corrente (c)	81
Figura 57 - Conversor de 12 pulsos / <i>Boost</i> com controle de forma de onda da corrente	81

Figura 58 - Correntes no autotransformador Δ -diferencial - faseA	82
Figura 59 - Conversor multipulso / <i>Full Bridge</i> com os secundários conectados em série	84
Figura 60 - Correntes nos indutores de filtro (a) e Tensão e corrente de entrada (b)	84
Figura 61 - Estrutura do conversor SEPIC não isolado	89
Figura 62 - Estrutura do conversor SEPIC isolado	89
Figura 63 - Primeira etapa de funcionamento do conversor SEPIC não isolado	90
Figura 64 - Segunda etapa de funcionamento do conversor SEPIC não isolado	91
Figura 65 - Formas de ondas relevantes do conversor SEPIC não isolado.....	92
Figura 66 - Ganho estático do conversor SEPIC em modo de condução contínua	95
Figura 67 - Primeira etapa de funcionamento do conversor SEPIC isolado.....	98
Figura 68 - Segunda etapa de funcionamento do conversor SEPIC isolado.....	98
Figura 69 - Formas de ondas do transformador L_M do conversor SEPIC isolado	99
Figura 70 - Conversor SEPIC não isolado modificado para conexão paralela das saídas	100
Figura 71 - Conversor 18 pulsos com conversores SEPIC não isolados em paralelo	101
Figura 72 - Conversor 18 pulsos com conversores SEPIC isolados em paralelo	102
Figura 73 - Conversor 18 pulsos com conversores SEPIC isolados com as saídas em série	103
Figura 74 - Conversor 18 pulsos com conversores SEPIC isolados com os secundários em série	105
Figura 75 - Circuito térmico equivalente do conversor SEPIC não-isolado.....	118
Figura 76 - Perfil do dissipador HS14569	119
Figura 77 - Indutâncias de dispersão do transformador L_M	124
Figura 78 - Circuitos de proteção <i>snubber</i> RCD e RC	125
Figura 79 - Conversor SEPIC com controlador PWM	127
Figura 80 - Conversor 18 pulsos com estágio CC-CC SEPIC não isolados	131
Figura 81 - Tensão e corrente na entrada - SEPIC em malha aberta	131
Figura 82 - Espectro harmônico da corrente na entrada - SEPIC em malha aberta.....	132
Figura 83 - Correntes nos indutores de entrada dos conversores SEPIC em malha aberta ..	132
Figura 84 - Tensões nas saídas das pontes retificadoras.....	133
Figura 85 - Correntes nos indutores de entrada do conversor SEPIC controle de corrente..	134
Figura 86 - Tensão e corrente na entrada com controle de corrente	134
Figura 87 - Espectro harmônico da corrente na entrada com controle de corrente	135
Figura 88 - Detalhe do controlador PWM com ganho na saída 2.....	137
Figura 89 - Correntes nos indutores de entrada do conversor SEPIC com ganho	137
Figura 90 - Tensão e corrente na entrada com SEPIC com ganho na saída 2	138

Figura 91 - Espectro harmônico da corrente na entrada com SEPIC com ganho	138
Figura 92 - Tensão na saída - SEPIC não isolado.....	139
Figura 93 - Tensão sobre o IGBT - SEPIC não isolado.....	139
Figura 94 - Correntes nos indutores entrada do conversor SEPIC - pulsos sincronizados...	140
Figura 95 - Correntes nos indutores entrada do conversor SEPIC - pulsos intercalados.....	141
Figura 96 - Tensão e corrente na entrada com pulsos intercalados	142
Figura 97 - Tensão na saída com pulsos intercalados.....	142
Figura 98 - Conversor 18 pulsos com estágio CC-CC SEPIC isolados em paralelo	143
Figura 99 - Tensão e corrente na entrada - SEPIC isolado	143
Figura 100 - Espectro harmônico da corrente na entrada - SEPIC isolado.....	144
Figura 101 - Correntes nos indutores de entrada do conversor SEPIC isolado	144
Figura 102 - Tensão na saída - SEPIC isolado.....	145
Figura 103 - Tensão sobre o IGBT - SEPIC isolado.....	145
Figura 104 - Conversor 18 pulsos com estágio CC-CC SEPIC isolados - saídas em série ..	146
Figura 105 - Tensão e corrente na entrada do conversor SEPIC isolado - saídas em série ..	146
Figura 106 - Correntes nos indutores de entrada dos conversores SEPIC isolados - saídas em série.....	147
Figura 107 - Espectro harmônico da corrente na entrada	147
Figura 108 - Tensão na saída - SEPIC isolado com saídas em Série.....	148
Figura 109 - Conversor 18 pulsos com estágio CC-CC SEPIC isolados - secundários ligados em série	149
Figura 110 - Pulsos de comando com atraso de 3 μ s	150
Figura 111 - Tensão e corrente na entrada do conversor SEPIC isolado com secundários em série.....	150
Figura 112 - Espectro harmônico da corrente na entrada.....	151
Figura 113 - Correntes nos indutores de entrada dos conversores SEPIC isolados com secundários em série.....	151
Figura 114 - Tensão na saída - SEPIC isolado com secundários em série	152
Figura 115 - Tensão e corrente na entrada e espectro harmônico da corrente em diversas situações de carga.....	153
Figura 116 - Tensão e corrente na saída após um degrau de carga.....	155
Figura 117 - Tensão e corrente na entrada - degrau de carga	155
Figura 118 - Correntes nos indutores de entrada dos conversores SEPIC	156
Figura 119 - Tensão e corrente na saída após degrau de carga.....	157

Figura 120 - Tensão e corrente na entrada após degrau de carga	157
Figura 121 - Correntes nos indutores de entrada dos conversores SEPIC	158
Figura 122 - Tensão e corrente na entrada após afundamento da tensão.....	159
Figura 123 - Tensão e corrente na saída após afundamento da tensão de entrada.....	159
Figura 124 - Tensão e corrente na saída após afundamento de tensão de entrada.....	160
Figura 125 - Tensão e corrente na entrada após afundamento da tensão.....	160
Figura 126 - Comparativo do espectro harmônico na corrente de entrada com a norma IEC 61000-3-2.....	161
Figura 127 - Tensão e corrente na entrada com filtro RC.....	163
Figura 128 - Comparativo do espectro harmônico na corrente de entrada com a norma IEC 61000-3-2.....	163
Figura 129 - Correntes no indutor SEPIC e na Fase A para técnica <i>Wave Shaping</i>	164
Figura 130 - Correntes nos indutores de entrada dos conversores SEPIC	165
Figura 131 - Tensão e corrente de entrada - <i>active wave shaping</i>	165
Figura 132 - Comparativo do espectro harmônico na corrente de entrada com a norma IEC 61000-3-2.....	166
Figura 133 - Protótipo do conversor de 18 pulsos com SEPIC não isolado	169
Figura 134 - Tensão e corrente na entrada - SEPIC não isolado	170
Figura 135 - Espectro da corrente de entrada.....	170
Figura 136 - Tensão e corrente no indutor de entrada SEPIC - 100% e 25% da carga	171
Figura 137 - Tensão e corrente na carga.	172
Figura 138 - Tensão nas chaves semicondutoras IGBT e diodo - SEPIC não isolado	172
Figura 139 - Pulsos de comando e corrente de entrada do conversor SEPIC - pulsos sincronizados	173
Figura 140 - Pulsos de comando e corrente de entrada do conversor SEPIC - pulsos intercalados.....	174
Figura 141 - Tensão e corrente na entrada e espectro harmônico da corrente em diversas situações de carga.....	174
Figura 142 - Protótipo do conversor 18 pulsos com SEPIC isolado.....	176
Figura 143 - Tensão e corrente na entrada - SEPIC isolado	176
Figura 144 - Espectro da corrente de entrada.....	177
Figura 145 - Tensão e corrente na carga - SEPIC isolado	178
Figura 146 - Tensão nas chaves semicondutoras IGBT e diodo - SEPIC isolado	178
Figura 147 - Tensão nas chaves semicondutoras IGBT e diodo - SEPIC isolado <i>snubber</i> ..	179

Figura 148 - Tensão e corrente na entrada - SEPIC isolado saídas em série	180
Figura 149 - Espectro da corrente de entrada - SEPIC isolado saídas em série.....	180
Figura 150 - Tensão e corrente na carga - SEPIC isolado com saídas em série	181
Figura 151 - Tensão e corrente no indutor de entrada SEPIC - saídas em série.....	181
Figura 152 - Tensão e corrente na saída após um degrau de carga sem compensação.....	183
Figura 153 - Corrente na entrada CA, tensão na entrada CC e na carga - degrau de carga sem compensação	183
Figura 154 - Tensão e corrente na saída após um degrau de carga com compensação	184
Figura 155 - Corrente na entrada CA, tensão na entrada CC e na carga - degrau de carga com compensação.....	184
Figura 156 - Corrente na entrada CA, tensão na entrada CC e na carga - afundamento de tensão sem compensação	185
Figura 157 - Corrente na entrada CA, tensão na entrada CC e na carga - afundamento de tensão com compensação.....	186
Figura 158 - Inversor Micromaster420 (a) - detalhes dos terminais de conexão (b)	187
Figura 159 - Montagem do inversor, motor e freio dinâmico.....	187
Figura 160 - Tensão e corrente na entrada - inversor 3 ϕ	188
Figura 161 - Espectro da corrente de entrada.....	188
Figura 162 - Tensão e corrente na entrada - inversor <i>retrofit</i>	190
Figura 163 - Espectro da corrente de entrada.....	190
Figura 164 - Tensão e corrente na entrada e espectro harmônico da corrente em 25% da carga (a) e a vazio (b)	191
Figura 165 - Partida do motor: tensão e corrente de saída - tensão de entrada do conversor SEPIC em malha aberta (a) e com tensão de saída regulada (b)	192
Figura 166 - Afundamento de tensão: tensão e corrente de saída - tensão de entrada do conversor SEPIC em malha aberta (a) e com tensão de saída regulada (b)	193

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Limites de harmônicos da norma IEC 61000-3-2	28
Tabela 2 - Limites de harmônicos da norma IEC 61000-3-4	29
Tabela 3 - Limites de harmônicos da norma IEC 61000-3-4 para circuitos monofásicos, interfase ou trifásicos desbalanceados.....	30
Tabela 4 - Limites de harmônicos da norma IEC 61000-3-4 para circuitos trifásicos balanceados	30
Tabela 5 - Limites de harmônicos da norma IEC 61000-3-12	31
Tabela 6 - Limites de harmônicos da norma IEC 61000-3-12 para circuitos trifásicos balanceados	32
Tabela 7 - Limites de harmônicos da norma IEC 61000-3-12 para outras situações.....	32
Tabela 8 - Limites de distorção de tensão no PAC	32
Tabela 9 - Limites de distorção da corrente para sistemas de distribuição (120V a 69kV) ..	33
Tabela 10 - Limites de distorção da corrente para sistemas de subdistribuição (69kV a 161kV).....	33
Tabela 11 - Limites de distorção de corrente para sistemas de alta tensão (>161kV) e sistemas de geração e co-geração isolados.....	33
Tabela 12 - Valores de referência globais das distorções harmônicas totais.....	35
Tabela 13 - Níveis de referência para distorções harmônicas individuais de tensão (em percentagem da tensão fundamental)	35
Tabela 14 - Quadro comparativo dos resultados para conversores de 12 e 18 pulsos	87
Tabela 15 - Especificações do conversor de 18 pulsos	107
Tabela 16 - Especificações de um conversor SEPIC.....	108
Tabela 17 - Especificações do núcleo Thornton EE-65/33/26	111
Tabela 18 - Especificações do condutor AWG 19.	112
Tabela 19 - Especificações do núcleo Thornton EE-55/28/21	114
Tabela 20 - Perdas no conversor SEPIC não isolado	120
Tabela 21 - Especificações do núcleo Thornton EE-65/33/39	122
Tabela 22 - Especificações do condutor AWG 24.	123
Tabela 23 - Parâmetros e componentes dos circuitos <i>snubbers</i>	126
Tabela 24 - Perdas no conversor SEPIC isolado	126
Tabela 25 - Condições de carga.....	154

Tabela 26 - Resultados do ensaio do conversor não isolado a plena carga	171
Tabela 27 - Condições de carga.....	175
Tabela 28 - Resultados do ensaio do conversor a plena carga SEPIC isolado	177

LISTA DE SIGLAS E ABREVIACÕES

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
AC	<i>Alternated Current</i>
C	Capacitor
CA	Corrente Alternada
CA-CA	Corrente alternada para corrente alternada
CA-CC	Corrente alternada para corrente contínua
CC	Corrente Contínua
CC-CA	Corrente contínua para corrente alternada
CC-CC	Corrente contínua para corrente contínua
CFP	Correção do fator de potência
D	Diodo
D	Razão cíclica (ou ciclo de trabalho)
DC	<i>Direct Current</i>
DHT	Distorção harmônica total
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> (Processador digital de sinais)
DTT	Distorções harmônicas totais da tensão
Ef	Eficaz
f	Frequência
fs	Frequência de chaveamento
FACTS	<i>Flexible AC Transmission Systems</i> (Sistema de transmissão CA flexível)
FDesl	Fator de deslocamento
FDist	Fator de distorção
FP	Fator de potência
h	Ordem de cada componente fundamental e harmônicos
HVDC	<i>High Voltage Direct Current</i> (Corrente contínua em alta tensão)
I	Corrente elétrica
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i> (Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos)
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> (Transistor bipolar de porta isolada)
INMETRO	Instituto Nacional de Metrologia, Normalização e Qualidade Industrial
L	Indutor

<i>Litz</i>	Cabo condutor formado por vários fios isolados e entrelaçados
MCC	Modo de condução contínua
MCD	Modo de condução descontínuo
MEA	<i>More Electric airplanes</i>
P	Potência ativa ou potência média
PAC	Ponto de acoplamento comum
PFC	<i>Power Factor Correction</i> (Correção do fator de potência)
PI	Proporcional Integral (Controlador)
PRODIST	Procedimentos de distribuição
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i> (Modulação por largura de pulsos)
PWHD	<i>Partial Weighted Harmonic Distortion</i> (Distorção harmônica ponderada parcial)
R	Resistor
RSE	Resistência série do capacitor
RSCE	<i>Short-Circuit Ratio</i> (Relação de curto circuito)
S	Potência aparente
SEPIC	<i>Single-Ended Primary Inductance Converter</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>

LISTA DE SÍMBOLOS E UNIDADES

A	Ampere (Unidade)
B_{MAX}	Densidade magnética máxima
I_{LE}	Corrente elétrica no indutor de entrada L_E
I_{LM}	Corrente elétrica no indutor L_M
I_0	Corrente elétrica na saída
J_{MAX}	Densidade de corrente máxima
kVA	kilo Volt-Ampere (Unidade)
K_u	Fator de utilização da janela
K_W	Fator de acomodação
L_G	Comprimento do entreferro
V	Volt (Unidade)
V_E	Tensão elétrica na entrada
V_0	Tensão elétrica na saída
W	Watt (Unidade)
Y	Conexão estrela
Δ	Conexão delta
ΔB	Variação da indução magnética
ΔI	Ondulação (<i>Ripple</i>) de corrente
ΔI_{LE}	Ondulação de corrente no indutor L_E
ΔI_{LM}	Ondulação de corrente no indutor L_M
ΔV	Ondulação (<i>Ripple</i>) de tensão
Δ_v	Raio de penetração
θ	Ângulo de defasagem da tensão
ϕ	Ângulo de defasagem da corrente
π	Constante Pi (3,1416...)
ω	frequência angular ($2\pi f$)
μ_0	Permeabilidade no vácuo
η	Rendimento do conversor
ρ	Resistividade do material ou condutor
δ	Diâmetro do condutor

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	21
1.1	O FATOR DE POTÊNCIA	24
1.2	NORMAS E RECOMENDAÇÕES PARA COMPONENTES HARMÔNICOS.....	27
1.2.1	Norma IEC 61000-3-2 (Ed. 4.0/ 2014) [4]	27
1.2.2	Norma IEC 61000-3-4 (Ed. 1/ 1998) [5]	29
1.2.3	Norma IEC 61000-3-12 (Ed. 2.0/ 2011) [6]	31
1.2.4	Recomendação IEEE 519/2014 [7]	32
1.2.5	Regulamentação brasileira [8], [9], [10]	34
1.3	FONTES DE HARMÔNICAS DE CORRENTES.	36
1.3.1	Retificadores monofásicos	36
1.3.2	Retificadores trifásicos.....	37
1.4	TÉCNICAS PARA REDUÇÃO DO CONTEÚDO HARMÔNICO	39
1.4.1	Retificadores com filtros passivos	39
1.4.2	Filtros ativos.....	44
1.4.3	Conversores com correção ativa do fator de potência (PFC).....	45
1.4.4	Conversores híbridos	50
1.4.5	Conversores multipulsos.....	53
1.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS	53
2	CONVERSORES MULTIPULSOS	55
2.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS	55
2.2	CONVERSORES DE 12 PULSOS.....	56
2.2.1	Conversores com transformadores Δ -Y	56
2.2.2	Transformadores polígono (P), zigzague (Z)	61
2.2.3	Conversor de 12 pulsos estrela (Y) diferencial	62
2.2.4	Conversor de 12 pulsos delta (Δ) diferencial	65
2.2.5	Outras topologias com conexões diferenciais de 12 pulsos	68
2.3	CONVERSORES DE 18 PULSOS.....	69
2.3.1	Conversores isolados - polígono (P) ou zigzague (Z).....	69
2.3.2	Conversores não isolados - Δ -diferencial	70
2.3.3	Outras topologias com conexões diferenciais de 18 pulsos	75
2.4	CONVERSORES MULTIPULSOS COM TÉCNICAS ATIVAS	76
2.4.1	Conversor elevador (<i>Boost</i>)	78
2.4.2	Conversor em ponte completa (<i>Full-Bridge</i>).....	83
2.5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	85
3	CONVERSOR CC-CC SEPIC.....	88
3.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	88
3.2	CONVERSOR SEPIC	88
3.2.1	Etapas de funcionamento do conversor SEPIC não isolado	90

3.2.2	Determinação dos elementos passivos do conversor SEPIC	92
3.2.3	Ganho estático.....	94
3.2.4	Determinação dos elementos - Transistor (S) e diodo (D_S).....	96
3.2.5	Considerações para o conversor SEPIC isolado.....	97
3.3	CONVERSORES SEPIC OPERANDO COMO ESTÁGIO CC-CC DE UM CONVERSOR MULTIPULSO.	100
3.3.1	SEPIC não isolado	101
3.3.2	SEPIC isolado com as saídas em paralelo	102
3.3.3	SEPIC isolado com as saídas em série	103
3.3.4	SEPIC isolado com os secundários em série	104
3.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS	105
4	PROJETO DO CONVERSOR MULTIPULSO COM ESTÁGIO CC-CC SEPIC	107
4.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS	107
4.2	ESPECIFICAÇÕES DO CONVERSOR MULTIPULSO	107
4.3	PROJETO DO CONVERSOR SEPIC NÃO ISOLADO.....	108
4.3.1	Determinação dos valores de projeto dos componentes.....	109
4.3.2	Dimensionamento do núcleo do indutor de entrada (L_E)	111
4.3.3	Dimensionamento do núcleo do indutor L_M para o SEPIC não isolado	114
4.3.4	Dimensionamento dos componentes de potência.....	115
4.3.5	Cálculo térmico.....	117
4.3.6	Rendimento do conversor SEPIC não isolado	120
4.4	PROJETO DO CONVERSOR SEPIC ISOLADO	121
4.4.1	Dimensionamento do núcleo do transformador L_M.....	121
4.4.2	Dispersão no transformador L_M.	124
4.4.3	Circuitos de proteção do transistor IGBT e diodo	125
4.4.3	Rendimento do conversor SEPIC isolado	126
4.5	CONTROLADOR PWM	127
4.6	CONSIDERAÇÕES FINAIS	129
5	SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS	130
5.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS	130
5.2	CONVERSOR MULTIPULSO COM SEPIC NÃO ISOLADO	130
5.2.1	Simulação em malha aberta de tensão e corrente	131
5.2.2	Simulação com malha de corrente com controle por histerese constante.....	133
5.2.3	Simulação em malha aberta com ganho na razão cíclica de um dos conversores SEPIC	135
5.2.4	Tensão de saída e sobre o IGBT.....	139
5.2.5	Simulação com pulsos intercalados.....	140
5.3	CONVERSOR MULTIPULSO COM SEPIC ISOLADO	142
5.4	CONVERSOR MULTIPULSO COM SEPIC ISOLADO COM AS SAÍDAS EM SÉRIE	146

5.5	CONVERTOR MULTIPULSO COM SEPIC ISOLADO COM OS SECUNDÁRIOS EM SÉRIE	148
5.6	CORRENTE DE ENTRADA COM CARGA REDUZIDA.....	152
5.7	COMPORTAMENTO A UM DEGRAU DE CARGA.	154
5.7.1	Simulação em malha aberta	154
5.7.2	Simulação com controle de tensão de saída	156
5.8	COMPORTAMENTO DA TENSÃO E CORRENTE DE SAÍDA A UM AFUNDAMENTO DA TENSÃO DE ENTRADA	158
5.8.1	Simulação em malha aberta	158
5.8.2	Simulação com controle de tensão de saída	159
5.9	ATENDIMENTO AOS LIMITES DA NORMA IEC61000-3-2	161
5.9.1	Técnica passiva - filtro na entrada da rede.....	162
5.9.2	Técnicas ativas - imposição da forma de onda da corrente de entrada do conversor SEPIC (<i>active wave shaping</i>).....	163
5.10	CONSIDERAÇÕES FINAIS	166
6	PROTÓTIPOS E RESULTADOS EXPERIMENTAIS	168
6.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	168
6.2	CONVERTOR SEPIC NÃO ISOLADO.....	169
6.2.1	Tensão e corrente na entrada com carga nominal	169
6.2.2	Tensão e corrente no indutor de entrada SEPIC	171
6.2.3	Tensão e corrente na carga.....	172
6.2.4	Tensão nas chaves semicondutoras - IGBT e diodo	172
6.2.5	Pulsos de comando intercalados.....	173
6.2.6	Corrente de entrada com carga reduzida	174
6.3	CONVERTOR SEPIC ISOLADO COM SAÍDAS EM PARALELO.....	176
6.3.1	Tensão e corrente na entrada.....	176
6.3.2	Tensão e corrente na carga.....	177
6.3.3	Tensão nas chaves semicondutoras - IGBT e diodo	178
6.4	CONVERTOR SEPIC ISOLADO COM SAÍDAS EM SÉRIE.....	179
6.4.1	Tensão e corrente na entrada.....	180
6.4.2	Tensão e corrente na carga.....	181
6.4.3	Tensão e corrente no indutor de entrada SEPIC	181
6.5	COMPORTAMENTO A UM DEGRAU DE CARGA	182
6.5.1	Ensaio em malha aberta.....	182
6.5.2	Ensaio com controle de tensão de saída	183
6.6	COMPORTAMENTO A UM AFUNDAMENTO DA TENSÃO DE ENTRADA	184
6.6.1	Ensaio em malha aberta.....	185
6.6.2	Ensaio com controle de tensão de saída	185
6.7	ACIONAMENTO DE UM INVERSOR COMERCIAL.	186
6.7.1	Ensaio com entrada CA	188
6.7.2	Ensaio com entrada CC - <i>Retrofit</i> em regime permanente.....	189
6.7.3	Ensaio com entrada CC - <i>Retrofit</i> - partida do motor	191

6.7.4	Ensaio com entrada CC - <i>Retrofit</i> - afundamento de tensão de entrada	192
6.8	CONSIDERAÇÕES FINAIS	194
7	CONCLUSÕES	196
	REFERÊNCIAS	199
	APÊNDICE A	208

1 INTRODUÇÃO

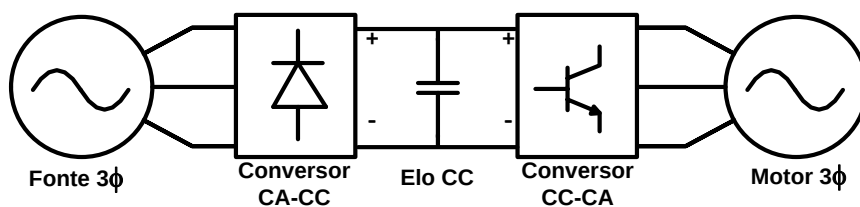
Os equipamentos eletrônicos têm se tornado cada vez mais presentes nos sistemas elétricos em todo o mundo, sendo utilizados em fontes de alimentação de equipamentos elétricos e eletrônicos de uso residencial, comercial e industrial. Os conversores CA-CC, CA-CA, CC-CC e CC-CA são amplamente utilizados na conversão de energia elétrica trazendo comodidade e vantagens econômicas para os mais diversos setores da sociedade. Entretanto, também podem trazer problemas, sendo uma das mais significativas a geração de correntes distorcidas [1].

A presença de equipamentos eletrônicos em aplicações industriais tem se tornado cada vez mais significativa, com grandes cargas como fontes ininterruptas de energia para aplicações em sistemas de telecomunicações e de informação, acionamento de motores elétricos e outras máquinas na indústria, nos sistemas de transporte, sistemas de transmissão flexíveis e de corrente contínua entre outros.

O uso dos conversores para acionamento de máquinas elétricas de uso industrial tem se mostrado cada vez mais frequente e vantajoso com os avanços da eletrônica de potência. Entre esses conversores, destacam-se os acionadores de velocidade variável de máquinas elétricas de corrente alternada, mais conhecidos como inversores. Esses inversores permitem o controle de velocidade dos motores de indução, sendo comuns em inúmeras aplicações industriais, como linhas de produção, sistemas de bombeamento e refrigeração e máquinas em geral. Os inversores comerciais são em essência compostos por dois conversores, um CA-CC e um CC-CA, conectados por um barramento CC com filtro capacitivo, utilizando a técnica de modulação por largura de pulsos (*pulse-width modulation* - PWM) para produzir tensões com amplitude e frequência definidas, que são aplicadas ao motor elétrico. Em geral, o conversor CA-CC é uma ponte retificadora trifásica de seis pulsos convencional. Por este motivo esses equipamentos causam um considerável impacto na qualidade da energia elétrica [1].

A Figura 1 mostra a topologia simplificada de um inversor convencional.

Figura 1 - Topologia típica de um inversor

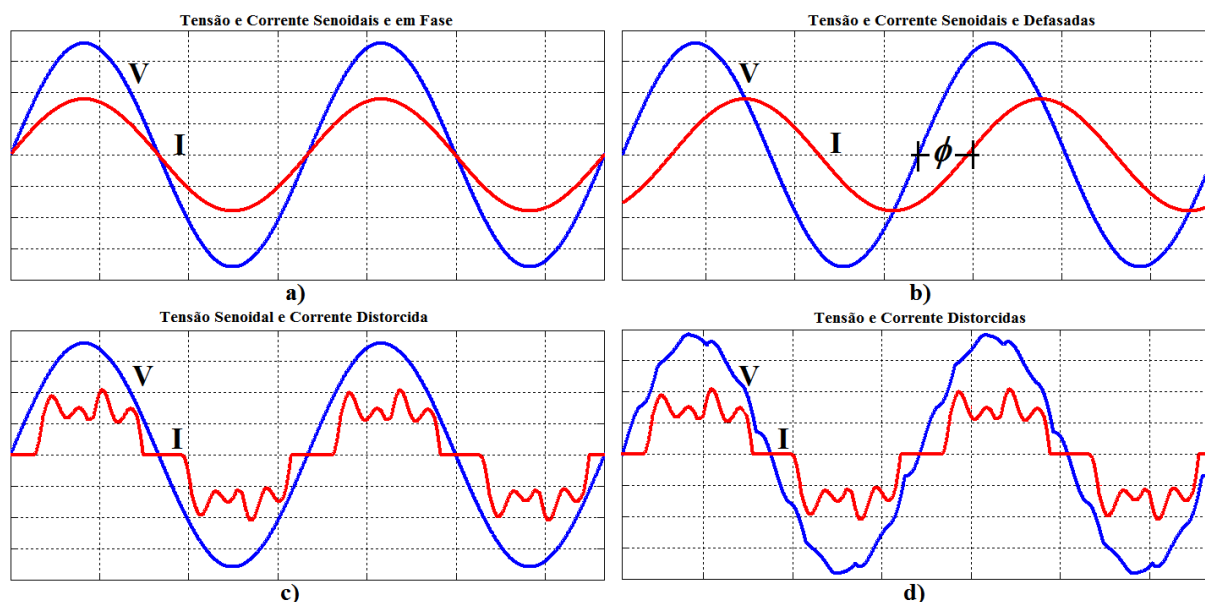


Fonte: Adaptado pelo autor de [1]

Nesta topologia não há uma preocupação com a corrente de entrada na fonte de energia, que apresenta elevada distorção, desta forma, conversores com essas características impõe ao sistema elétrico uma corrente que contém componentes harmônicos de elevado valor, resultando em alta distorção harmônica total da corrente de linha (DHT). Em aplicações de maior potência, onde o conteúdo harmônico de um único equipamento pode se tornar muito significativo, as distorções harmônicas podem propagar-se pelo sistema elétrico e resultar em problemas de qualidade de energia elétrica, como baixo fator de potência e distorção da tensão, o que levou órgãos governamentais ou da sociedade civil a se preocuparem com o problema e a elaborar normas e recomendações regionais e internacionais, limitando os efeitos dessas distorções nos sistemas elétricos.

O fator de potência está associado à defasagem angular entre as tensões e as correntes do sistema elétrico e também às distorções harmônicas das mesmas [2]. As figuras 2a a 2d mostram algumas situações de tensões e correntes e seu impacto no fator de potência.

Figura 2 - Tensões e correntes em diversos sistemas lineares e não lineares



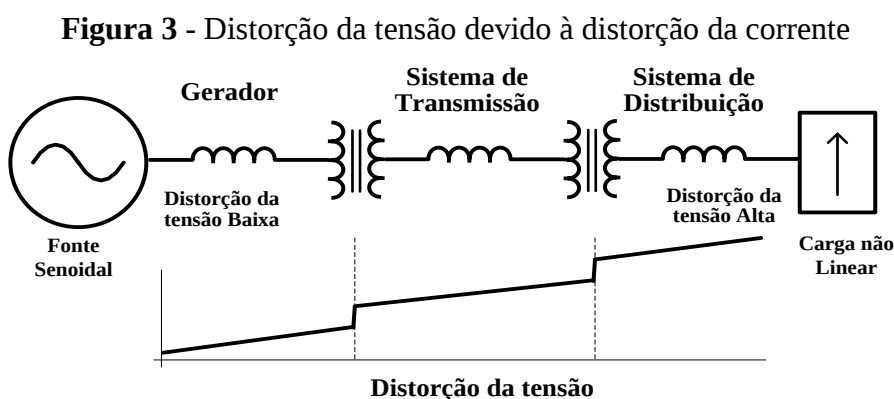
Fonte: Adaptado pelo autor de [1]

Na Figura 2a, a tensão e a corrente apresentam a forma de onda senoidal pura, sem defasagem, essa é a condição ideal, com as chamadas cargas lineares e que caracteriza o fator de potência unitário ($FP=1$). Na Figura 2b a tensão e a corrente ainda apresentam a forma de onda senoidal, mas há uma defasagem angular entre elas, representada pelo ângulo ϕ , nessa condição as cargas são lineares, mas o fator de potência é reduzido devido à defasagem

angular ($PF < 1$), mas é facilmente corrigido com o uso de outras cargas lineares como bancos de capacitores ou reatores.

Na Figura 2c a tensão apresenta a forma de onda senoidal, porém a corrente é distorcida, característica de uma carga não linear, como um conversor CA-CC. As correntes distorcidas circulam pelo sistema elétrico e podem ocasionar a distorção na tensão, que pode não apresentar mais a forma de onda senoidal, como mostra a Figura 2d.

A circulação de correntes distorcidas provoca quedas de tensões não lineares que vão se acumulando ao longo do sistema e resultando em distorção da tensão, assim, quanto mais próximo das cargas, maior a distorção, como mostra a Figura 3.



Fonte: Adaptado pelo autor de [1]

A comunidade científica e a indústria têm desenvolvido equipamentos que se caracterizam por apresentar alto fator de potência e baixa distorção harmônica de tensão e corrente. Há muitas soluções para os problemas das correntes harmônicas. A utilização de filtros sintonizados, filtros ativos e correção ativa do fator de potência (*Power Factor Correction* - PFC). Em algumas aplicações de maior potência, o conversor convencional pode ser substituído por um conversor multipulso, normalmente utilizando transformadores isolados com múltiplos enrolamentos. Esta topologia reduz o componente harmônico [2], porém eleva significativamente o peso e volume do conjunto. A utilização de conversores não isolados é proposta como uma forma de reduzir a distorção harmônica total da corrente, e assim aumentar o fator de potência da mesma forma que os conversores isolados, porém com redução do peso e volume do conjunto.

Neste capítulo serão estudados ainda o conceito e definições do fator de potência e algumas normas e recomendações elaboradas por órgãos governamentais ou não, como forma de limitar os efeitos das distorções harmônicas na qualidade da energia nos sistemas elétricos.

1.1 O FATOR DE POTÊNCIA

O fator de potência é definido como a relação entre potência ativa (P) e a potência aparente (S), que por sua vez é o produto dos valores eficazes da tensão e corrente [3].

$$FP = \frac{P \text{ (Potência ativa)}}{S \text{ (Potência aparente)}} = \frac{P}{V_{ef} \cdot I_{ef}} \quad (1)$$

A potência ativa (P) ou potência média é a potência que efetivamente gera trabalho. Enquanto a potência aparente é a potência real demanda do sistema.

Em um sistema com tensão puramente senoidal e com cargas lineares, como nas figuras 2a e 2b, a tensão e corrente instantâneas são dadas por:

$$\begin{aligned} v(t) &= \sqrt{2}V_1 \sin(\omega t - \theta_1) \\ i(t) &= \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \phi_1) \end{aligned} \quad (2)$$

Onde:

V_1 e I_1 - Valores eficazes da tensão e corrente senoidal, o índice 1 refere-se ao componente fundamental.

ω - frequência angular dada por $2\pi f$ (sendo f a frequência em Hz)

θ_1 e ϕ_1 - Ângulos de defasagem da tensão e da corrente

A potência instantânea é o produto dos valores instantâneos de tensão e corrente, a partir dela é determinada a expressão da potência média:

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot i(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T \sqrt{2}V_1 \cos(\omega t - \theta_1) \cdot \sqrt{2}I_1 \cos(\omega t - \phi_1) dt \\ P &= V_1 \cdot I_1 \cos(\theta_1 - \phi_1) \end{aligned} \quad (3)$$

Já a potência aparente (S) é o produto dos valores eficazes de tensão e corrente, que para tensão e corrente senoidais é dada por:

$$S = V_1 \cdot I_1 \quad (4)$$

Assim, o fator de potência é dado pela expressão:

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{V_1 \cdot I_1 \cdot \cos(\theta_1 - \phi_1)}{V_1 \cdot I_1} = \cos(\theta_1 - \phi_1) \quad (5)$$

Essa expressão é válida para sistemas monofásicos e polifásicos equilibrados. Em sistemas polifásicos desequilibrados, o cálculo é realizado por fase. Para fins de faturamento as empresas distribuidoras utilizam regras especificadas em normas técnicas.

Assim, em sistemas com tensão e correntes senoidais o fator de potência depende apenas do deslocamento entre a tensão e a corrente na carga. Por esse motivo o termo $\cos(\theta_1 - \phi_1)$ é conhecido como fator de deslocamento (F_{DESL}).

$$F_{\text{Desl}} = \cos(\theta_1 - \phi_1) \quad (6)$$

Porém, as correntes e tensões nem sempre serão senoidais e situação como mostradas nas figuras 2c e 2d estão se tornando mais comuns nos sistemas elétricos da atualidade.

Nestas situações as expressões de tensão e corrente instantâneas são expressas por séries de Fourier, dadas por:

$$\begin{aligned} v(t) &= V_0 + \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} V_h \sin(h\omega t - \theta_h) \\ i(t) &= I_0 + \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} I_h \sin(h\omega t - \phi_h) \end{aligned} \quad (7)$$

Onde:

V_0 e I_0 - Valores dos componentes de corrente contínua (CC) da tensão e corrente.

h - ordem de cada componente, sendo 1 para o fundamental e de 2 a ∞ para os harmônicos

V_h e I_h - Valores eficazes da tensão e da corrente senoidal em cada componente

θ_h e ϕ_h - Ângulos de defasagem da tensão e da corrente em cada componente

A potência ativa é calculada para cada um dos componentes de tensão e corrente com a mesma ordem, além do componente CC.

$$P = V_0 \cdot I_0 + \sum_{h=1}^{\infty} V_h \cdot I_h \cdot \cos(\theta_h - \phi_h) \quad (8)$$

Para calcular a potência aparente, devem-se determinar os valores eficazes da tensão e corrente onde todos os componentes são considerados:

$$\begin{aligned} V_{ef} &= \sqrt{V_0^2 + \sum_{h=1}^{\infty} V_h^2} \\ I_{ef} &= \sqrt{I_0^2 + \sum_{h=1}^{\infty} I_h^2} \end{aligned} \quad (9)$$

Assim o fator de potência é definido pela expressão:

$$FP = \frac{P}{V_{ef} \cdot I_{ef}} = \frac{V_0 \cdot I_0 + \sum_{h=1}^{\infty} V_h \cdot I_h \cdot \cos(\theta_h - \phi_h)}{\sqrt{V_0^2 + \sum_{h=1}^{\infty} V_h^2} \cdot \sqrt{I_0^2 + \sum_{h=1}^{\infty} I_h^2}} \quad (10)$$

Muitas vezes, apesar de haver distorção harmônica de tensão, seus valores são limitados por normas e as tensões ainda podem ser consideradas predominantemente senoidais. Vale salientar ainda que a presença de componentes CC em sistemas de corrente alternada (CA) é tão ou mais prejudicial do que a presença de harmônicos, eles são produzidos por conversores CA-CC de meia onda entre outras cargas não lineares e podem, entre os outros problemas, provocar saturação dos núcleos de transformadores.

Assim, admitindo somente o componente fundamental da tensão e sem componentes CC de corrente, mas na presença de componentes harmônicos de correntes, o fator de potência passa a ser dado pela expressão:

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{V_1 \cdot I_1 \cdot \cos(\theta_1 - \phi_1)}{V_1 \cdot \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2}} = \frac{I_1}{\sqrt{I_1^2 + \sum_{h=1}^{\infty} I_h^2}} \cdot \cos(\theta_1 - \phi_1) \quad (11)$$

O primeiro termo da equação é relacionado à distorção harmônica, sendo chamado fator de distorção:

$$FDist = \frac{I_1}{\sqrt{I_1^2 + \sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}} \quad (12)$$

$$FDist = \frac{1}{\frac{1}{I_1} \sqrt{I_1^2 + \sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{I_1^2 + \sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}{I_1^2}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}{I_1^2}}}$$

Outra importante expressão é a relação entre o valor eficaz das componentes harmônicas e a fundamental da corrente, conhecida como distorção harmônica total (DHT)

$$DHT = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} \quad (13)$$

A DHT, assim como o fator de deslocamento, é uma grandeza amplamente difundida, sendo disponibilizados por inúmeros equipamentos de medição como osciloscópios digitais, analisadores de energia, medidores eletrônicos, entre outros.

A DHT pode ser então ser utilizada para calcular o fator de distorção:

$$FDist = \frac{1}{\sqrt{1 + DHT^2}} \quad (14)$$

Assim, a expressão final para definir o fator de potência é o produto do fator de deslocamento e do fator de distorção [3]:

$$FP = FDist \cdot FDesl \quad (15)$$

Vale lembrar que esta forma de determinar o fator de potência é uma simplificação da expressão completa, mas que de forma geral pode ser aplicada com erro mínimo em relação ao valor real.

O fator de deslocamento pode ser facilmente corrigido com o uso de elementos passivos, como capacitores e reatores localizados dentro das instalações elétricas dos usuários ou nos sistemas de distribuição e transmissão de energia elétrica.

O fator de distorção, entretanto não é facilmente corrigido, mas deve-se evitar que as correntes harmônicas se propaguem pelo sistema elétrico. Entre as opções para mitigação das correntes harmônicas pode-se usar filtros passivos, formados apenas por elementos como capacitores e indutores, ou filtros ativos, formados também por dispositivos eletrônicos. Outra forma de abordar o problema é evitar a geração de correntes harmônicas nos próprios equipamentos, com os métodos que serão abordados neste trabalho.

1.2 NORMAS E RECOMENDAÇÕES PARA COMPONENTES HARMÔNICOS

Para assegurar a qualidade da energia fornecida aos consumidores, diversas normas e recomendações foram elaboradas por organizações nacionais e internacionais, governamentais ou não. Algumas dessas normas e recomendações tratam especificamente de harmônicos nos sistemas elétricos, serão objetos deste estudo as seguintes normas:

IEC 61000-3-2 (Ed. 4.0/ 2014);

IEC 61000-3-4 (Ed. 1/ 1998);

IEC 61000-3-12 (Ed. 2.0/ 2011);

IEEE 519/2014

ANEEL PRODIST - Módulo 8 (Rev. 7 - 2016).

1.2.1 Norma IEC 61000-3-2 (Ed. 4.0/ 2014) [4]

O IEC, *International Electrotechnical Commission*, (IEC, 2014) é uma organização de normatização e padronização internacional, mas com abrangência principalmente europeia. A série de normas 61000-3 são as normas que definem os limites de distúrbios. A norma IEC61000-3-2 define os limites para a presença de correntes harmônicas em equipamentos

com corrente até 16A por fase, conectados em sistemas de baixa tensão de 220/380V, 230/400V e 240/415V a 50 Hz ou 60 Hz. Outros sistemas não são abrangidos pela referida norma, o que demonstra que se aplica essencialmente na comunidade europeia.

Os equipamentos são divididos em classes e, para cada uma, há uma metodologia para determinação dos limites de emissão de correntes harmônicas.

Classe A: Equipamentos trifásicos balanceados, equipamentos domésticos e todos os demais, exceto os classificados em uma das seguintes classes:

Classe B: Ferramentas portáteis, equipamentos de solda a arco não profissional.

Classe C: Equipamentos de iluminação (exceto *dimmers* para lâmpadas incandescentes) com potência superior a 25W.

Classe D: Equipamentos eletrônicos como aparelhos de TV, monitores de vídeo, computadores, refrigeradores acionados por inversores entre outros equipamentos com potência de entrada de até 600W.

Um detalhamento dos limites estabelecidos para as 4 classes é apresentado na Tabela 1.

Tabela 1 - Limites de harmônicos da norma IEC 61000-3-2

Ordem Harmônica	Classe A (corrente em A)	Classe B (*) (corrente em A)	Classe C (% da fundamental)	Classe D (***) (relação mA/W)
Ordens ímpares				
3	2,3	3,45	30.F.P (**)	3,4
5	1,14	1,71	10	1,9
7	0,77	1,155	7	1
9	0,4	0,6	5	0,5
11	0,33	0,495	3	0,35
13	0,21	0,315	3	$\frac{3,85}{13}$
$15 \leq n \leq 39$	$0,15 \cdot \frac{15}{n}$	$0,225 \cdot \frac{15}{n}$	3	$\frac{3,85}{n}$
Ordens pares				
2	1,08	1,62	2	-
4	0,43	0,645	-	-
6	0,3	0,45	-	-
$8 \leq n \leq 40$	$0,23 \cdot \frac{8}{n}$	$0,345 \cdot \frac{8}{n}$	-	-

Fonte : IEC 61000-3-2 [4]

Notas:

* - Os valores para a Classe B são 50% superiores aos valores para a Classe A.

** - Os limites da Classe C levam em consideração o fator de potência da carga.

*** - Os valores de corrente da Classe D são limitados ao valor estabelecido para a classe A.

A norma define ainda os métodos de teste e avaliação para os diversos equipamentos por ela cobertos, esses testes não são objetos de estudo desse trabalho.

1.2.2 Norma IEC 61000-3-4 (Ed. 1/ 1998) [5]

A norma IEC61000-3-4 define os limites para presença de correntes harmônicas em equipamentos com corrente acima de 16A por fase, conectados em sistemas de baixa tensão de até 240V monofásico, a dois ou três fios, ou até 600V trifásico, a três ou quatro fios e a 50 ou 60Hz.

Os testes devem ser realizados em equipamentos completos, por exemplo, uma bomba hidráulica acionada por motor de indução e um inversor.

Os equipamentos tratados por essa norma podem, por si só, causar distúrbios mais severos na rede de distribuição, por isso os cálculos levam em consideração a potência aparente de curto circuito do ponto onde o equipamento está instalado. A relação entre essa potência e a potência aparente do equipamento é conhecida como relação de curto circuito (R_{SCE}). A norma define 3 estágios:

O Estágio 1 se aplica nos casos em que R_{SCE} for superior a 33. Os valores estabelecidos na Tabela 2 são os limites de cada ordem harmônica, em função do componente fundamental da corrente.

Tabela 2 - Limites de harmônicos da norma IEC 61000-3-4

Ordem Harmônica	(% da fundamental)	Ordem Harmônica	(% da fundamental)
3	21,6	21	$\leq 0,6$
5	10,7	23	0,9
7	7,2	25	0,8
9	3,8	27	$\leq 0,6$
11	3,1	29	0,7
13	2	31	0,7
15	0,7	≤ 33	$\leq 0,6$
17	1,2		
19	1,1	pares	$\leq 8/n$ ou $\leq 0,6$

Fonte : IEC 61000-3-4 [5]

Para valores de R_{SCE} inferiores a 33, a norma não se aplica. A instalação do equipamento deve ser autorizada pela empresa fornecedora de energia elétrica.

Se os valores estabelecidos no Estágio 1 forem excedidos, o equipamento ainda poderá ser conectado à rede, seguindo o estabelecido no Estágio 2, neste caso deve-se levar em conta a R_{SCE} do local de instalação, sendo que os valores estão nas tabelas 3 e 4. Devem ser observados também os limites da distorção harmônica total (DHT) e da distorção harmônica ponderada parcial (PWHD).

Tabela 3 - Limites de harmônicos da norma IEC 61000-3-4 para circuitos monofásicos, interfase ou trifásicos desbalanceados.

R_{SCE}	Fatores de distorção		Harmônicos individuais ($\frac{I_N}{I_1}$ %)					
	DHT	PWHD	I_3	I_5	I_7	I_9	I_{11}	I_{13}
66	25	25	23	11	8	6	5	4
120	29	29	25	12	10	7	6	5
175	33	33	29	14	11	8	7	6
250	39	39	34	18	12	10	8	7
350	46	46	40	24	15	12	9	8
450	51	51	40	30	20	14	12	10
600	57	57	40	30	20	14	12	10

Fonte : IEC 61000-3-4 [5]

Tabela 4 - Limites de harmônicos da norma IEC 61000-3-4 para circuitos trifásicos balanceados

R_{SCE}	Fatores de distorção		Harmônicos individuais ($\frac{I_N}{I_1}$ %)			
	DHT	PWHD	I_5	I_7	I_{11}	I_{13}
66	16	25	14	11	10	8
120	18	29	16	12	11	8
175	25	33	20	14	12	8
250	35	39	30	18	13	8
350	48	46	40	25	15	10
450	58	51	50	35	20	15
600	70	57	60	40	25	18

Fonte : IEC 61000-3-4 [5]

Notas:

Harmônicos pares devem atender o limite de $\frac{16}{n}$ %.

Para valores diferentes de R_{SCE} dos que constam na tabela são permitidos o cálculo de valores intermediários por meio de uma interpolação linear entre os valores próximos.

Em caso de cargas trifásicas desbalanceadas, cada fase deve atender os limites.

Para as condições em que não se aplicam os estágios anteriores ou para correntes acima de 75A, a norma define ainda o Estágio 3. Nestes casos a instalação do equipamento é realizada mediante autorização da empresa fornecedora de energia elétrica.

1.2.3 Norma IEC 61000-3-12 (Ed. 2.0/ 2011) [6]

A norma IEC 61000-3-12 é a mais recente, define os limites para correntes harmônicas produzidas por equipamentos com corrente maiores que 16A e menores que 75A por fase, conectados em sistemas públicos de baixa tensão de até 240V monofásico, a dois ou três fios, ou até 690V trifásico, a três ou quatro fios e a 50 ou 60Hz.

Esta norma apresenta limites e métodos de determinação muito parecidos com os da 61000-3-4. Algumas publicações indicam que esta seria substituída pela 61000-3-12, porém ambas continuam em vigor conforme o site do IEC, em consulta realizada em 09/04/2016.

A norma 61000-3-12 também define estágios e considera o R_{SCE} na determinação dos limites. Nos casos em que R_{SCE} for superior a 33 aplicam-se os valores estabelecidos na Tabela 5.

Tabela 5 - Limites de harmônicos da norma IEC 61000-3-12

Ordem Harmônica	(% da fundamental)	Ordem Harmônica	(% da fundamental)
I_2	4	I_8	1
I_3	21,6	I_9	3,8
I_4	2	I_{10}	0,8
I_5	10,7	I_{11}	3,1
I_6	1,3	I_{12}	0,7
I_7	7,2	I_{13}	2
DHT	23	PWHD	23

Fonte : IEC 61000-3-12 [6]

Dependendo do valor da R_{SCE} , podem ser admitidos valores maiores para correntes harmônicas, estabelecidos nas tabelas 6 e 7.

Tabela 6 - Limites de harmônicos da norma IEC 61000-3-12 para circuitos trifásicos balanceados

Min R _{SCE}	DHT	PWHD	I ₂	I ₄	I ₅	I ₆	I ₇	I ₈	I ₁₀	I ₁₁	I ₁₂	I ₁₃
33	13	22	8	4	10,7	2,7	7,2	2	1,6	3,1	1,3	2
66	16	25	8	4	14	2,7	9	2	1,6	5	1,3	3
120	22	28	8	4	19	2,7	12	2	1,6	7	1,3	4
250	37	38	8	4	31	2,7	20	2	1,6	12	1,3	7
350	48	45	8	4	40	2,7	25	2	1,6	15	1,3	10

Fonte : IEC 61000-3-12 [6]

Tabela 7 - Limites de harmônicos da norma IEC 61000-3-12 para outras situações.

Min R _{SCE}	DHT	PWHD	I ₂	I ₃	I ₄	I ₅	I ₆	I ₇	I ₈	I ₉	I ₁₀	I ₁₁	I ₁₂	I ₁₃
33	23	23	8	21,6	4	10,7	2,7	7,2	2	3,8	1,6	3,1	1,3	2
66	26	26	8	24	4	13	2,7	8	2	5	1,6	4	1,3	3
120	30	30	8	27	4	15	2,7	10	2	6	1,6	5	1,3	4
250	40	40	8	35	4	20	2,7	13	2	9	1,6	8	1,3	6
350	47	47	8	41	4	24	2,7	15	2	12	1,6	10	1,3	8

Fonte : IEC 61000-3-12 [6]

1.2.4 Recomendação IEEE 519/2014 [7]

O IEEE é uma organização internacional. A versão mais recente da recomendação IEEE 519 entrou em vigor em 2014, trata-se de uma revisão da recomendação 519/1992, sua abrangência normativa se aplica principalmente nos Estados Unidos.

Inicialmente são definidos os limites para distorção harmônica individual e total da tensão no ponto de acoplamento comum (PAC), que deve ser garantido pelo operador do sistema elétrico de transmissão ou distribuição de energia elétrica. A Tabela 8 mostra os limites para tensões harmônicas individuais e total (DHT).

Tabela 8 - Limites de distorção de tensão no PAC

Tensão no PAC	Harmônica Individual (%)	DHT (%)
$V \leq 1\text{kV}$	5	8
$1\text{kV} < V \leq 69\text{kV}$	3	5
$69\text{kV} < V \leq 160\text{kV}$	1,5	2,5
$161\text{kV} < V$	1	1,5

Fonte : IEEE 519/2014 [7]

Diferentemente das normas do IEC, que definem valores para equipamentos individuais, a IEEE 519 define valores de correntes a partir do PAC, ou seja, correntes que são injetadas no sistema elétrico. São especificados valores limites para harmônicas individuais e limites de distorção total demandada - TDD, que é definido como o valor eficaz das correntes harmônicas dividido pela máxima corrente demandada pela instalação - I_L . Esses valores são estabelecidos em função da tensão e do nível de curto circuito no PAC - I_{CC} . As tabelas 9 a 11 mostram os valores definidos de correntes para diferentes níveis de tensões.

Tabela 9 - Limites de distorção da corrente para sistemas de distribuição (120V a 69kV)

I_{cc}/I_L	<11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
<20	4	2,0	1,5	0,6	0,3	5
20<50	7	3,5	2,5	1,0	0,5	8
50<100	10	4,5	4,0	1,5	0,7	12
100<1000	12	5,5	5,0	2,0	1,0	15
>1000	15	7,0	6,0	2,5	1,4	20

Fonte : IEEE 519/2014 [7]

Tabela 10 - Limites de distorção da corrente para sistemas de subdistribuição (69kV a 161kV)

I_{cc}/I_L	<11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
<20	2,0	1,0	0,75	0,3	0,15	2,5
20<50	3,5	1,75	1,25	0,5	0,25	4
50<100	5,0	2,25	2,0	0,75	0,35	6
100<1000	6,0	2,75	2,5	1,0	0,5	7,5
>1000	7,5	3,5	3,0	1,25	0,7	10

Fonte : IEEE 519/2014 [7]

Tabela 11 - Limites de distorção de corrente para sistemas de alta tensão (>161kV) e sistemas de geração e co-geração isolados.

I_{cc}/I_L	<11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
<25	1,0	0,5	0,38	0,15	0,10	1,5
25<50	2,0	1,0	0,75	0,3	0,15	2,5
>50	3,0	1,5	1,15	0,45	0,22	3,75

Fonte : IEEE 519/2014 [7]

1.2.5 Regulamentação brasileira [8], [9], [10]

A normatização brasileira não define valores de referência para correntes ou tensões harmônicas para os equipamentos individuais dos consumidores.

Os limites do fator de potência são abordados no Artigo nº 95 da Resolução Agência Nacional de Energia Elétrica - ANEEL nº414 de 09 de setembro de 2010 [8]. É estabelecido o fator de potência em 0,92 para instalações elétricas consumidoras com natureza diferenciada por horários, sendo indutivo de 06 às 24h e capacitivo da 00 as 06h. As medições realizadas pelas empresas distribuidoras de energia elétrica com medidores convencionais não contemplam o fator de distorção, porém, com a correta medição realizada por medidores eletrônicos, esses limites podem ser aplicados também para limitar a distorção harmônica nas unidades consumidoras.

Outra normatização importante foi a Portaria do Instituto Nacional de Metrologia, Normalização e Qualidade Industrial - INMETRO n.º 267, de 21 de setembro de 2009 [9], relacionada à equipamentos de iluminação, lâmpadas e reatores eletrônicos. Em seu artigo 6º, a portaria proíbe o uso de reatores eletrônicos com baixo fator de potência para lâmpadas fluorescentes tubulares alimentados em corrente alternada e com potência total consumida (lâmpada + reator) superior a 25 W, apesar de não especificar a composição harmônica da corrente, na prática reprova equipamentos com DHT superior a 42%, que resultariam em fator de distorção 0,92, ou até menos, se considerar o fator de deslocamento.

Para as empresas distribuidoras de energia elétrica, foi estabelecido pela Agência Nacional de Energia Elétrica - ANEEL um conjunto de regulamentações com 9 módulos denominado Procedimentos de Distribuição (PRODIST). O Módulo 8 [10] trata dos temas relacionados a qualidade da energia fornecida aos consumidores como interrupções no fornecimento, variações do nível de tensão e distorções harmônicas da tensão de alimentação. A versão atual é a chamada Revisão 7 e está em vigor desde 01/01/2016.

Os valores de referência para as distorções harmônicas totais da tensão - DTT estão indicados na Tabela 12.

Tabela 12 - Valores de referência globais das distorções harmônicas totais.

Tensão nominal do Barramento	Distorção Harmônica Total de Tensão (DTT) [%]
$V_N \leq 1\text{kV}$	10
$1\text{kV} < V_N \leq 13,8\text{kV}$	8
$13,8\text{kV} < V_N \leq 69\text{kV}$	6
$69\text{kV} < V_N \leq 138\text{kV}$	3

Fonte : PRODIST - Módulo 8 [10]

Nota: A DTT definida na norma possui a mesma definição e fórmula de cálculo que a DHT.

Deve ser observada ainda a distorção harmônica individual de tensão, conforme os dados da Tabela 13.

Tabela 13 - Níveis de referência para distorções harmônicas individuais de tensão (em percentagem da tensão fundamental)

Ordem		$V_N \leq 1\text{kV}$	$1\text{kV} < V_N \leq 13,8\text{kV}$	$13,8\text{kV} < V_N \leq 69\text{kV}$	$69\text{kV} < V_N < 230\text{ kV}$
Ímpares não múltiplas de 3	5	7,5	6	4,5	2,5
	7	6,5	5	4	2
	11	4,5	3,5	3	1,5
	13	4	3	2,5	1,5
	17	2,5	2	1,5	1
	19	2	1,5	1,5	1
	23	2	1,5	1,5	1
	25	2	1,5	1,5	1
	>25	1,5	1	1	0,5
Ímpares múltiplas de 3	3	6,5	5	4	2
	9	2	1,5	1,5	1
	15	1	0,5	0,5	0,5
	21	1	0,5	0,5	0,5
	>21	1	0,5	0,5	0,5
Pares	2	2,5	2	1,5	1
	4	1,5	1	1	0,5
	6	1	0,5	0,5	0,5
	8	1	0,5	0,5	0,5
	10	1	0,5	0,5	0,5
	12	1	0,5	0,5	0,5
	>12	1	0,5	0,5	0,5

Fonte : PRODIST - Módulo 8 [10]

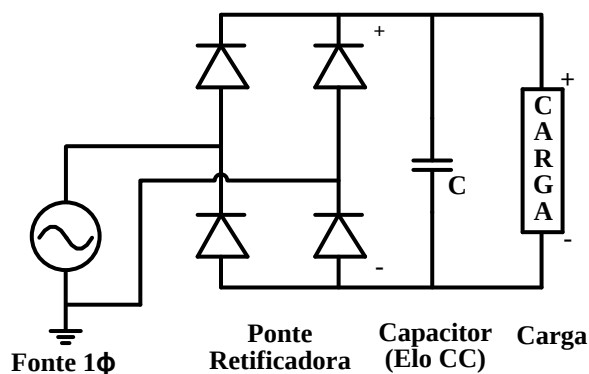
1.3 FONTES DE HARMÔNICAS DE CORRENTES.

Para um melhor entendimento dos problemas do baixo fator de potência relacionado ao conteúdo harmônico da corrente será realizado um estudo de algumas fontes de harmônicas de correntes de baixa e média potência mais comuns. Tratam-se de circuitos com retificadores convencionais monofásicos e trifásicos em configuração de ponte com filtro capacitivo [11]. Esses retificadores são utilizados na maioria dos equipamentos eletrônicos de uso residencial e industrial. Outras fontes de correntes harmônicas são lâmpadas de descarga de alta pressão, equipamentos de solda, fornos a arco, entre outros que poderão ser citados, mas não serão abordadas neste estudo.

1.3.1 Retificadores monofásicos

Os circuitos retificadores monofásicos são utilizados na maioria dos equipamentos eletrônicos de uso residencial e comercial, como computadores, aparelhos de televisão e áudio, fontes e carregadores de equipamentos eletrônicos portáteis, reatores eletrônicos de lâmpadas fluorescentes, entre outros. Em geral esses retificadores são parte da estrutura das fontes chaveadas que fornecem energia a esses equipamentos. A tensão na saída da ponte retificadora apresenta elevada ondulação, variando de zero até o valor máximo da tensão da fonte, a forma mais simples de reduzir essa ondulação é a inclusão de um capacitor na saída da ponte retificadora. A Figura 4 apresenta a topologia do circuito retificador monofásico com filtro capacitivo puro na saída.

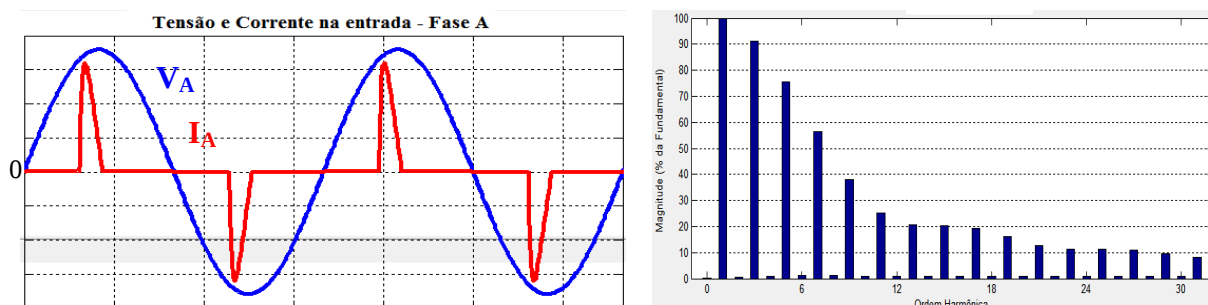
Figura 4 - Topologia típica do circuito retificador monofásico



Fonte: Adaptado pelo autor de [11].

O valor do capacitor do filtro de saída tem grande influência na corrente de entrada, proveniente normalmente da rede pública de energia elétrica. As formas de onda de tensão e corrente na entrada de um retificador monofásico com filtro capacitivo típico são mostradas na Figura 5, juntamente com o espectro harmônico da referida corrente.

Figura 5 - Formas de onda da tensão e corrente de entrada e espectro harmônico - retificador 1 ϕ



Fonte: Dados do próprio autor, adaptado de [11].

A inclusão do filtro capacitivo na saída resulta em uma corrente de entrada com forma de onda de um pulso de curta duração para cada semiciclo da tensão, o que a torna fortemente distorcida quando comparada com a forma de onda da tensão tida como puramente senoidal, consequentemente com elevado conteúdo harmônico.

A simetria de forma de onda garante a anulação dos componentes CC e harmônicos de ordem par, porém os componentes de ordem ímpar, especialmente de ordem mais baixa como 3º, 5º e 7º, apresentam valores muito elevados, quase iguais ao do componente fundamental. Isso contribui para a elevada DHT, que nesses circuitos usualmente está acima de 130%, o que resulta em um fator de potência entre 0,5 e 0,6. Esses são valores tipicamente encontrados nos mais diversos equipamentos eletrônicos de uso residencial, comercial ou mesmo industrial de baixa potência.

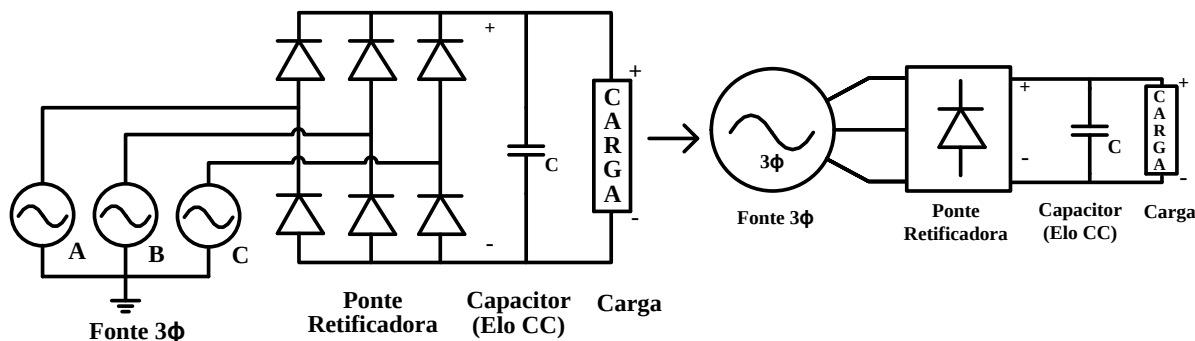
Há técnicas para reduzir esse conteúdo harmônico, mas elas tornam os circuitos mais caros e complexos, o que se torna impeditivo em equipamentos mais simples e de menor potência, sendo normalmente não adotado pela indústria de massa.

1.3.2 Retificadores trifásicos

Os retificadores trifásicos de onda completa utilizam uma ponte com 6 (seis) diodos também conhecida como ponte de Graetz, são amplamente utilizados em circuitos de maior potência notadamente de uso industrial.

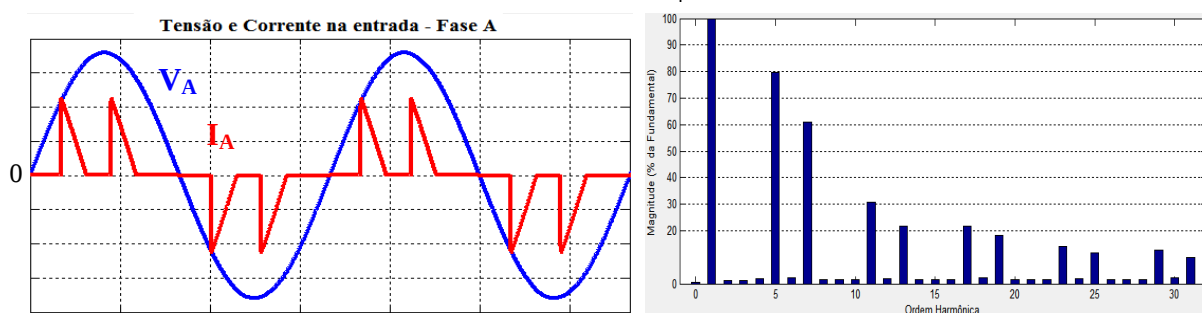
A Figura 6 apresenta a topologia do circuito retificador trifásico. A representação da ponte retificadora pode ser simplificada para facilitar a visualização do circuito.

Figura 6 - Topologia do circuito retificador trifásico



A tensão de saída apresenta seis pulsos para cada ciclo da tensão de entrada, e apresenta uma ondulação de tensão bem mais baixa que as verificadas nos retificadores monofásicos, mas ainda assim muitos equipamentos utilizam o filtro capacitivo para manter essa tensão dentro de valores admissíveis para as cargas que necessitam de corrente contínua ou para manter um elo CC para conexão com outros circuitos ou equipamentos. A corrente de entrada de cada fase apresenta uma forma de onda fortemente distorcida, com dois pulsos de corrente para cada semiciclo da tensão de entrada. As formas de onda de tensão e corrente e espectro da corrente de entrada são mostradas na Figura 7.

Figura 7 - Formas de onda da tensão e corrente de entrada e espectro harmônico - retificador 3φ



Fonte: Dados do próprio autor, adaptado de [11].

Essa estrutura, além de anular os componentes CC e harmônicos de ordem par, anula também os componentes harmônicos múltiplos de 3ª ordem, como visto no espectro da corrente de entrada, porém, apesar da anulação de mais componentes harmônicos, a DHT de circuitos alimentados por fontes com essas características ainda estão na ordem de 100%, ou até mais, o que resulta em um fator de potência entre 0,6 e 0,8, que são valores tipicamente encontrados em equipamentos como inversores, acionadores de motores de corrente contínua,

entre outros. Há técnicas para reduzir esse conteúdo harmônico que, em aplicações de maior potência de uso industrial, se tornam uma necessidade e serão vistas nos próximos tópicos.

1.4 TÉCNICAS PARA REDUÇÃO DO CONTEÚDO HARMÔNICO

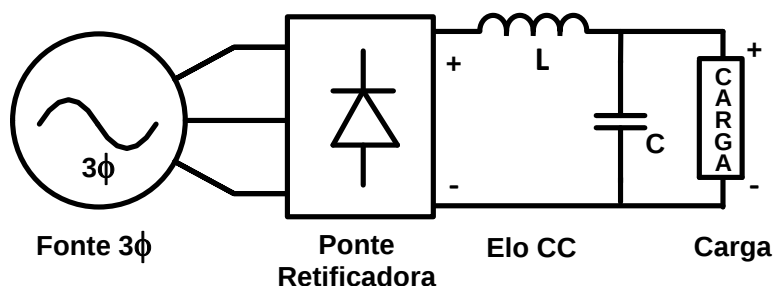
Os resultados apresentados pelos retificadores convencionais, como alta distorção harmônica e baixo fator de potência, demonstram a necessidade de utilizar técnicas que melhorem esses valores. Entre as técnicas desenvolvidas destacam-se a utilização de filtros passivos indutivos, filtros sintonizados, filtros ativos, conversores híbridos, pré-reguladores e os conversores multipulsos, que serão objeto principal deste estudo.

1.4.1 Retificadores com filtros passivos

Uma das técnicas é a utilização de filtros passivos nas estruturas, que podem estar localizados antes ou depois da ponte retificadora [12]. Os filtros são soluções simples para redução dos componentes harmônicos da corrente de entrada, porém sua eficácia é limitada, além do mais, agregam peso e volume ao conversor que em algumas aplicações podem ser limitadoras.

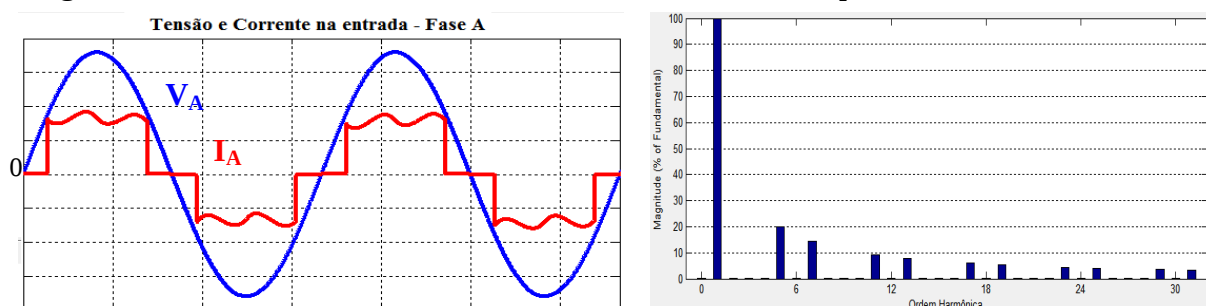
Uma das soluções mais simples é a inclusão de um indutor localizado no elo CC, depois da ponte retificadora, como mostrado na Figura 8.

Figura 8 - Topologia do circuito retificador trifásico com filtro CC



Fonte: Adaptado pelo autor de [12].

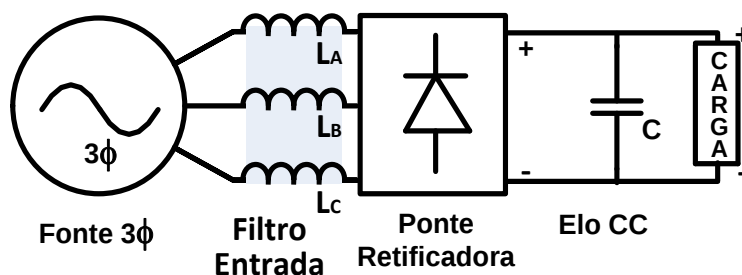
A carga passa a ter característica de fonte de corrente, reduzindo as variações de corrente de entrada sem defasá-la em relação à tensão. A corrente na entrada tende a apresentar forma de onda quadrada, como pode ser visto na Figura 9.

Figura 9 - Formas de onda da tensão e corrente de entrada e espectro harmônico - filtro CC

Fonte: Dados do próprio autor, adaptado de [12].

A redução do conteúdo harmônico da corrente é limitada, resultando na melhor das hipóteses em uma DHT de cerca de 30% e fator de potência de 0,95. O indutor CC deve ser bastante volumoso para que suporte a máxima corrente máxima da carga sem que haja a saturação do núcleo.

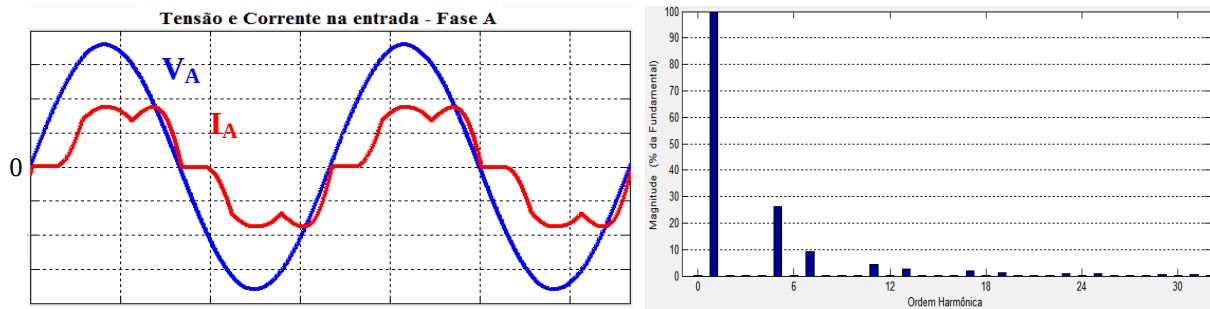
Os indutores também podem ser adicionados na entrada do circuito, antes da ponte, funcionando como filtros CA, como mostrado na Figura 10.

Figura 10 - Topologia do circuito retificador trifásico com filtro CA

Fonte: Adaptado pelo autor de [12].

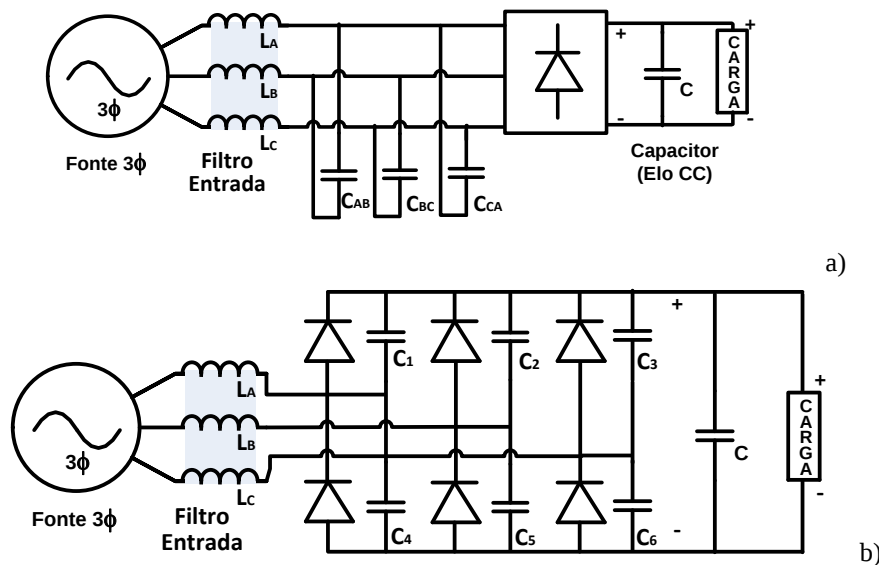
A redução da distorção harmônica da corrente de entrada depende do valor do indutor utilizado, sendo reduzida com o aumento dos valores de indutância. Porém, o componente fundamental da corrente também sofre atenuação e defasagem em relação à tensão, o fator de potência nessas condições é prejudicado principalmente devido ao deslocamento angular entre tensão e corrente. O valor médio da tensão de saída também é reduzido quanto maior o valor do indutor.

Nos ensaios realizados em [12], foram obtidos a DHT de 20% e defasagem de 22° , resultando em um fator de potência de 0,9. As formas de onda de tensão e corrente e espectro da corrente de entrada são mostrados na Figura 11.

Figura 11 - Formas de onda da tensão e corrente de entrada e espectro harmônico - filtro CA

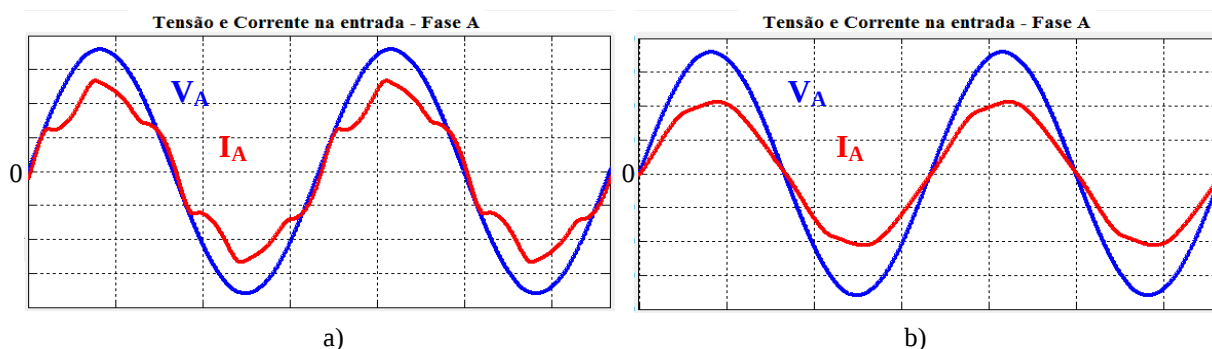
Fonte: Dados do próprio autor, adaptado de [12].

Outras soluções consistem em incluir, além dos indutores, capacitores localizados junto ao filtro de entrada (capacitores CA) ou junto aos diodos da ponte retificadora (capacitores CC), como mostram as figuras 12a e 12b.

Figura 12 - Conversores trifásicos com filtro e capacitor CC (a) e CA (b)

Fonte: Adaptado pelo autor de [12],[13].

As duas topologias apresentam resultados semelhantes, pois a presença do capacitor reduz a defasagem entre tensão e corrente na frequência fundamental, por outro lado, atenua os componentes harmônicos de ordens mais elevadas, reduzindo a DHT da corrente de entrada. Com esse filtro, é possível obter a forma de onda quase senoidal da corrente de entrada [12],[13], que na bibliografia são classificados como RNSIC (*rectifiers with near sinusoidal input currents*). Entretanto, para esses resultados são necessários valores elevados do indutor e do capacitor de filtro em relação à carga. A Figura 13a mostra formas de onda de tensão e corrente em dois projetos, com DHT de cerca de 10% e a Figura 13b com DHT de cerca de 2%.

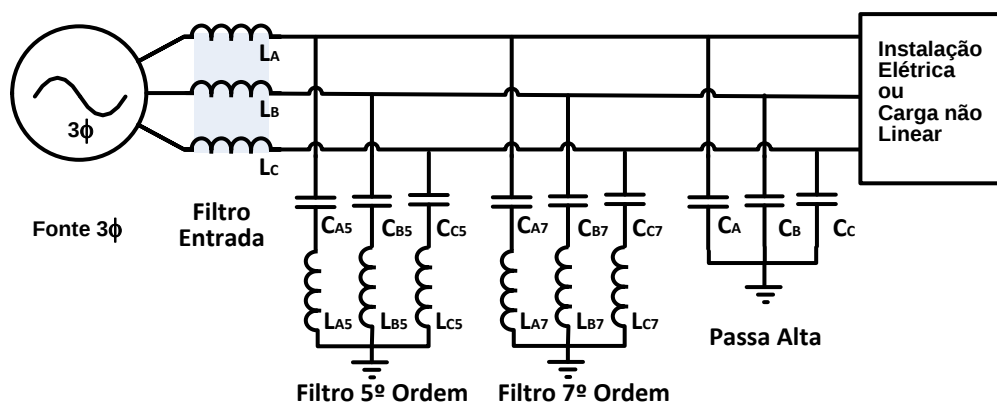
Figura 13 - Formas de onda da tensão e corrente de entrada - filtro LC

Fonte: Dados do próprio autor, adaptado de [12].

Apesar dos resultados bastante significativos, esses filtros são bastante sensíveis ao ponto de operação de carga em que foram projetados. Em condições de carga reduzida ocorre aumento da DHT e da defasagem entre tensão e corrente de entrada que torna o sistema capacitivo, reduzindo o fator de potência do conversor e podendo ocasionar outros problemas, como sobre tensões.

Outros tipos de filtros que utilizam elementos passivos são os filtros sintonizados, que são projetados para atenuar uma determinada ordem harmônica [14]. Para se obter bons resultados devem haver mais de um filtro sintonizados nas frequências de ordem inferior. Há opção de filtros com dupla sintonia [15].

Uma topologia de filtros sintonizados na 5ª e 7ª ordem e um conjunto somente com capacitores para as frequências mais elevadas é mostrada na Figura 14.

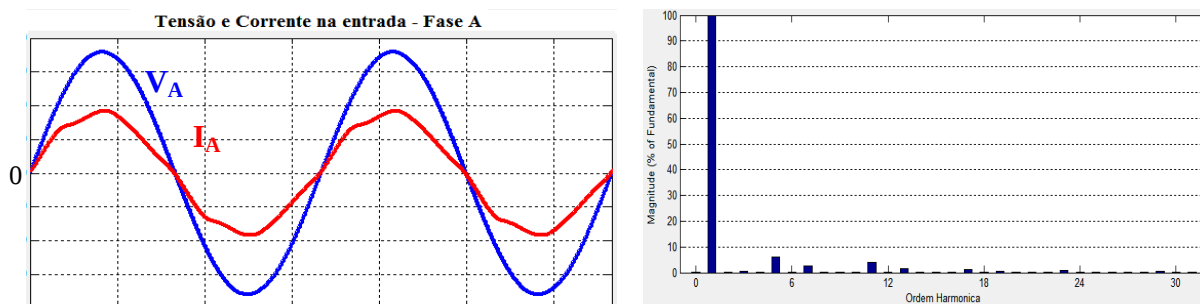
Figura 14 - Conversor trifásico com filtros sintonizados em 5ª e 7ª ordem

Fonte: Adaptado pelo autor de [14]

Os filtros podem ser instalados junto às cargas não lineares ou em algum ponto do local da instalação consumidora, antes da conexão com a rede pública de energia elétrica, de modo a atender todas as cargas da instalação. Esses filtros também podem ser utilizados em sistemas de transmissão e distribuição de energia elétrica, geralmente junto a dispositivos

FACTS (*Flexible AC Transmission Systems*), em sistemas de transmissão em corrente contínua - HVDC (*High Voltage Direct Current*), entre outros. O filtro de entrada pode ser significativamente menor que o das topologias anteriores, podendo até ser dispensado, dependendo do nível de curto circuito no local da instalação e do transformador de entrada. A Figura 15 mostra formas de onda de tensão e corrente e o espectro da corrente de entrada.

Figura 15 - Formas de onda da tensão e corrente de entrada e espectro harmônico - filtros sintonizados



Fonte: Dados do próprio autor, adaptado de [14].

Os bancos de filtros atenuam fortemente correntes harmônicas sintonizadas, mesmo em situações de carga reduzidas, porém nessas situações os capacitores continuam drenando potência reativa capacitiva, que também reduz o fator de potência.

Os exemplos de filtros passivos mostrados foram para topologias trifásicas, porém todos podem ser aplicados em circuitos monofásicos, com adaptações de acordo com cada projeto. Em geral, os filtros de conversores monofásicos devem ser ainda maiores que os trifásicos para a mesma potência, pois há a presença de mais componentes harmônicos, a partir da 3ª ordem, enquanto nos trifásicos os componentes múltiplos de 3 (três) são eliminados.

As soluções passivas para a correção do fator de potência oferecem características como robustez e alta confiabilidade, porém apresentam diversas desvantagens:

- são pesados e volumosos;
- podem afetar a corrente na frequência fundamental;
- podem ocasionar problemas de ressonância;
- não possibilitam regulação da tensão na saída;
- o dimensionamento não é simples e
- a eficácia pode ser prejudicada com variações de carga.

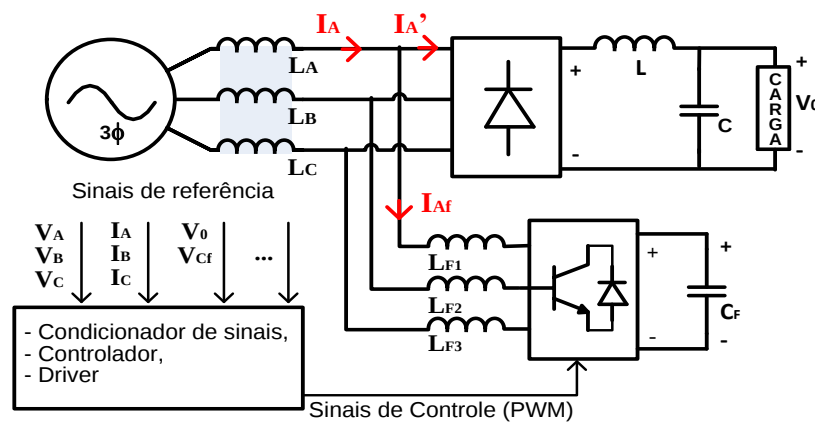
Outras técnicas de correção do fator de potência são baseadas em elementos ativos, algumas dessas técnicas serão vistas nos próximos tópicos.

1.4.2 Filtros ativos

Os filtros ativos são baseados em circuitos inversores que produzem uma forma de corrente ou tensão que compense as distorções presentes no sistema [16]. Em regime permanente os filtros ativos não fornecem potência ativa ao circuito, assim eles não necessitam de uma fonte de potência na alimentação, o que pode ser realizado com elementos de acúmulo de energia, como capacitores ou indutores. Os inversores com capacitores são mais utilizados devido às menores perdas proporcionadas por esses elementos, são conhecidos como inversores tipo fonte de tensão (VSI - *Voltage Source Inverter*), enquanto que os baseados em indutores são chamados inversores tipo fonte de corrente (CSI - *Current Source Inverter*).

Há diversas topologias de filtros ativos, que podem ser em derivação, em série ou combinados com filtros passivos e sintonizados, formando topologias híbridas [17]. Uma topologia simplificada de filtro ativo com acúmulo capacitivo é mostrada na Figura 16.

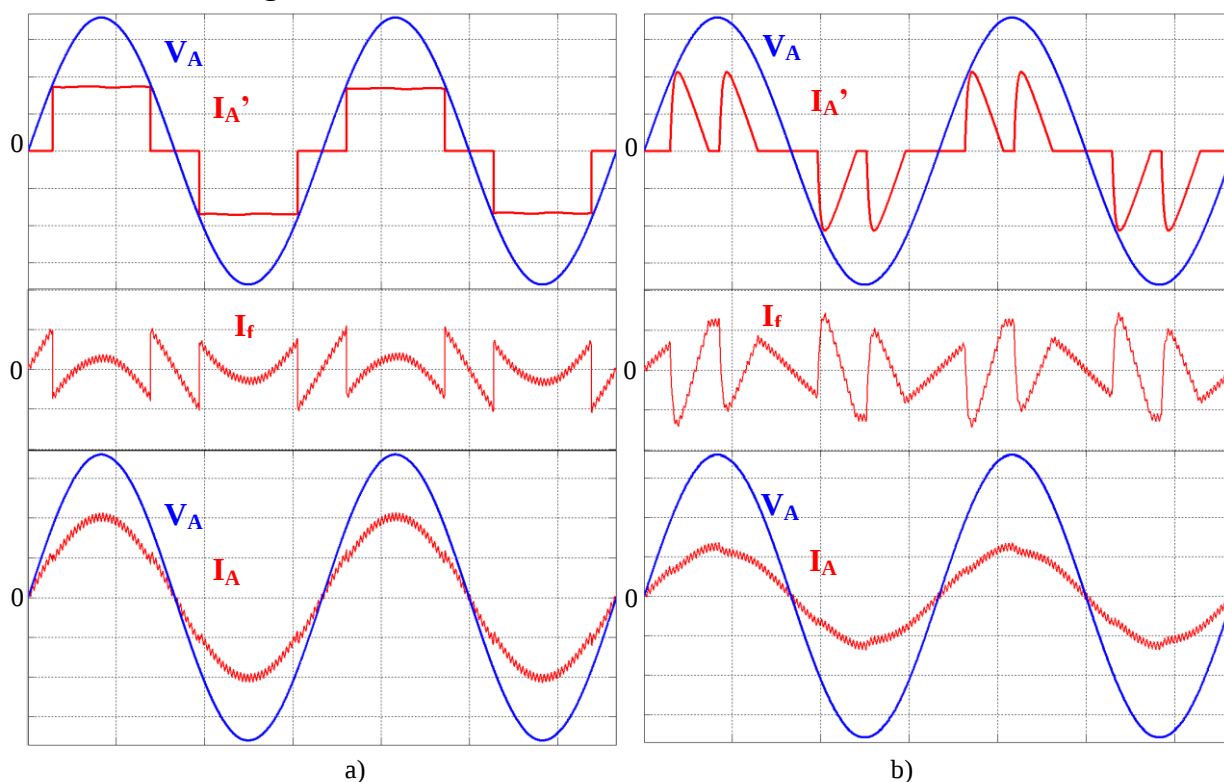
Figura 16 - Retificador trifásico com filtro ativo em derivação



Fonte: Adaptado pelo autor de [16]

Esses filtros funcionam como compensadores, injetando correntes para compensar a distorção harmônica, o deslocamento angular ou ainda o desequilíbrio de correntes de entrada. O funcionamento do circuito depende de uma estratégia de controle, onde são lidos sinais de tensão e corrente de entrada, bem como a tensão do capacitor do filtro e são gerados os sinais de comando para as chaves do inversor, baseadas na modulação PWM.

A Figura 17 mostra dois exemplos de compensação de correntes não lineares, retificadores com filtro L (a) e filtro C (b), são mostradas a corrente de compensação e a corrente resultante.

Figura 17 - Formas de onda da tensão e corrente - filtro ativo

Fonte: Adaptado pelo autor de [16],[17],[18]

Os filtros passivos e ativos são métodos de mitigação ou compensação de correntes harmônicas já geradas pelos equipamentos e cargas presentes no sistema. Outras técnicas se baseiam em reduzir a geração de harmônicas pelas cargas, as principais são os conversores com correção ativa do fator de potência conversores híbridos, e conversores multipulsos.

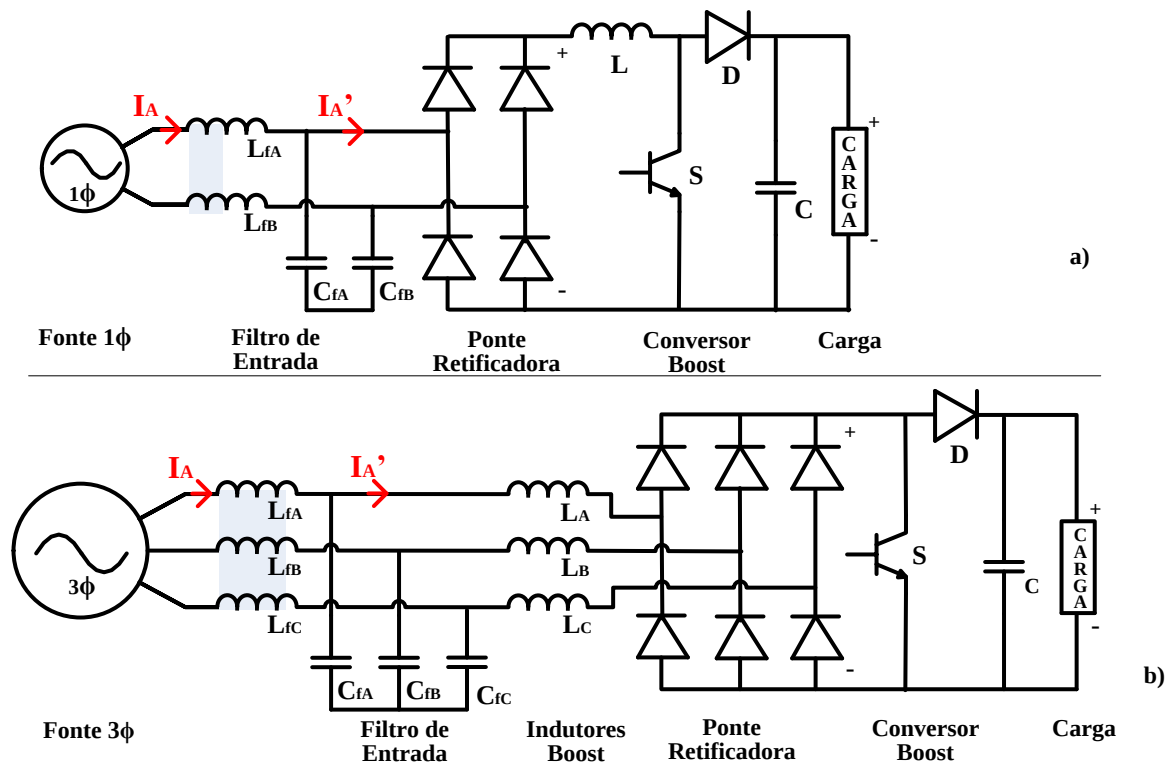
1.4.3 Conversores com correção ativa do fator de potência (PFC)

Os conversores PFC (*Power Factor Correction*), são conversores cuja correção do fator de potência é realizada no estágio de entrada de cada equipamento, utilizando os chamados pré-reguladores de fator de potência. Geralmente são formados por uma ponte retificadora convencional (mono ou trifásica) conectada a um conversor CC-CC que processa toda a potência que alimenta a carga, utilizando técnicas de controle que fazem o condicionamento da corrente na entrada, buscando uma forma de onda de corrente mais próxima à forma de onda da tensão de alimentação.

O conversor CC-CC pode ser de diversas topologias. Há trabalhos com conversores PFC implementados com as topologias *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost*, *Cuk*, *SEPIC*, *Zeta*, em estruturas isoladas ou não isoladas.

Uma das formas mais simples de se obter um conversor PFC é utilizando um conversor elevador *Boost* na saída da ponte retificadora como mostra a Figura 18a. Operando no modo de condução descontínua, esse circuito é conhecido como seguidor de tensão, pois a cada ciclo do conversor *Boost* a corrente busca um valor de acordo com o valor da tensão instantânea. A técnica também pode ser utilizada em circuitos trifásicos com a mudança da posição do indutor *Boost* para antes da ponte retificadora, no lado CA [19], como mostra a Figura 18b.

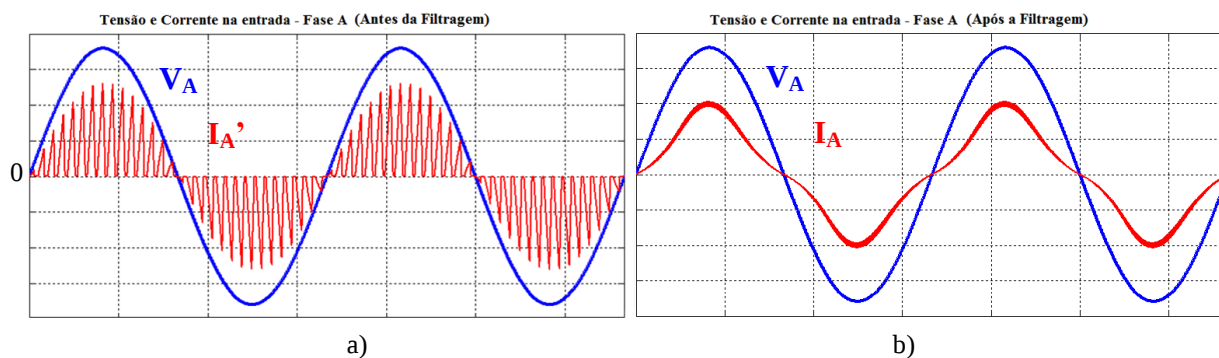
Figura 18 - Retificadores monofásico e trifásico com conversor *Boost* PFC



Fonte: Adaptado pelo autor de [19]

A corrente no indutor de entrada do conversor *Boost* apresenta elevada ondulação em alta frequência devido à técnica de modulação por condução descontínua. Devem ser utilizados filtros LC na entrada para evitar problemas com emissões eletromagnéticas na fonte de alimentação. As formas de onda de tensão e corrente na entrada, antes da filtragem e depois da filtragem, são mostradas na Figura 19.

Figura 19 - Formas de onda da tensão e corrente no conversor *Boost* PFC - antes e depois da filtragem



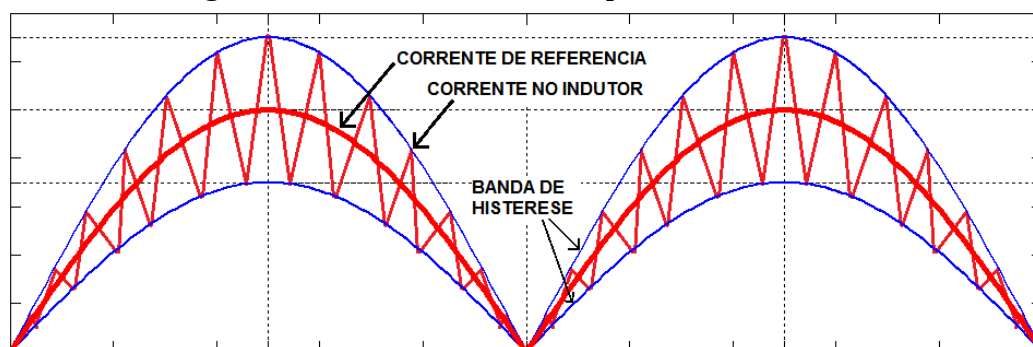
Fonte: Dados do próprio autor, adaptados de [19]

A corrente ainda apresenta componentes harmônicas de baixa ordem que não são atenuadas pelo filtro, especialmente 3ª e 5ª ordem. A redução da distorção harmônica depende da estratégia de controle utilizada. Em malha aberta, a DHT dificilmente é menor do que 20% e o fator de potência de no máximo 0,97. Utilizando técnicas de controle para operação no modo crítico ou correção da corrente de entrada pode-se obter DHT de até 5% e fator de potência de 0,995 [20].

Com a estrutura monofásica podem ser aplicadas estratégias de controle com o modo de condução contínua da corrente no indutor de entrada. Nesse modo de operação a corrente não segue naturalmente a tensão, assim, se o circuito operar em malha aberta, a forma de onda da corrente se torna fortemente distorcida. Para o modo de condução contínua, são necessários circuitos de controle da corrente no indutor de entrada, as técnicas mais conhecidas são controle por histerese variável e controle por valores médios. Essas técnicas, no entanto, demandam sensores de tensão, sensores de corrente e outros dispositivos adicionais para implementar a malha de corrente.

A Figura 20 indica a forma de onda típica de corrente usando o método de controle por histerese variável.

Figura 20 - Controle de corrente por histerese variável



Fonte: Dados do próprio autor, adaptados de [21]

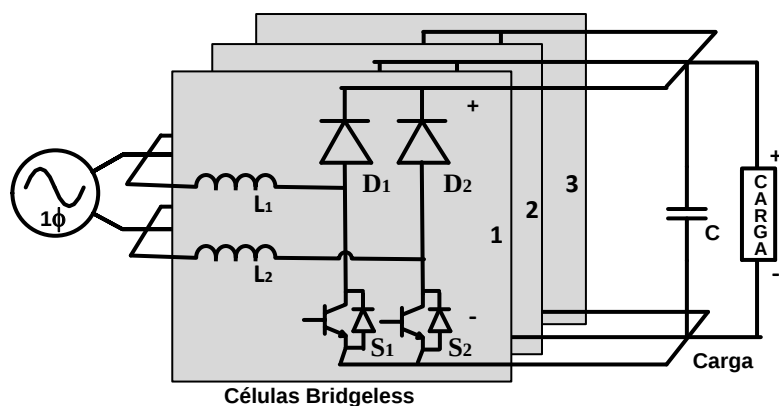
Nesse método a frequência de comutação não é constante, as chaves interruptoras são ligadas e desligadas, a fim de manter a corrente no indutor em uma determinada banda de histerese, definida no projeto do controlador. Quando a corrente do indutor excede o limite superior, a chave é aberta e quando vai abaixo do limite inferior, a chave é fechada. Entre os pontos sensíveis deste método, destaca-se a frequência de comutação, que não é constante, o que dificulta o projeto do filtro de entrada, além da alta sensibilidade a ruídos.

Outros estudos realizados buscam melhoria da eficiência e do controle das etapas de operação utilizando chaves ativas incorporadas à ponte retificadora de entrada do conversor, são os conversores sem ponte (*Bridgeless*) [22]. A melhor eficiência está baseada na redução de um diodo no caminho percorrido pela corrente em todas as etapas de operação, reduzindo assim perdas por condução e comutação.

Outro recurso é a divisão da potência do conversor em módulos conectados em paralelo, com técnicas de entrelaçamento (*interleaving*), que permite a divisão dos esforços de corrente em vários semicondutores de potência, além de provocar a redução das ondulações da corrente de entrada, o que contribui para a diminuição de peso e volume do filtro de entrada.

A Figura 21 mostra um conversor monofásico *Boost Bridgeless* com três células entrelaçadas.

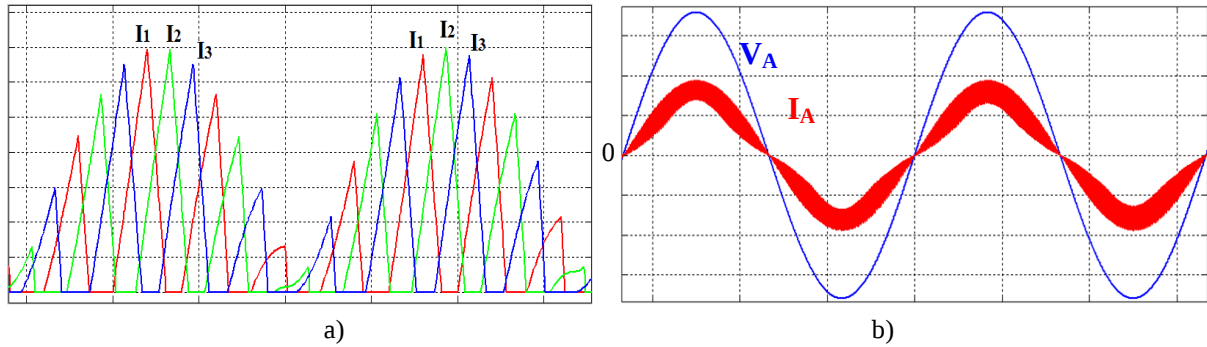
Figura 21 - Conversor *Boost Bridgeless* entrelaçado



Fonte: Adaptado pelo autor de [22]

Cada célula, ou módulo do conversor *Boost*, opera em modo de condução descontínua, as correntes nos indutores estão defasadas entre si de T_s/N , onde T_s representa o período de chaveamento e N o número de células. A Figura 22a mostra as formas de onda da corrente nos indutores com células entrelaçadas e a Figura 22b, a tensão e corrente de entrada.

Figura 22 - Correntes nos indutores das células entrelaçadas (a) e a tensão e corrente de entrada (b)

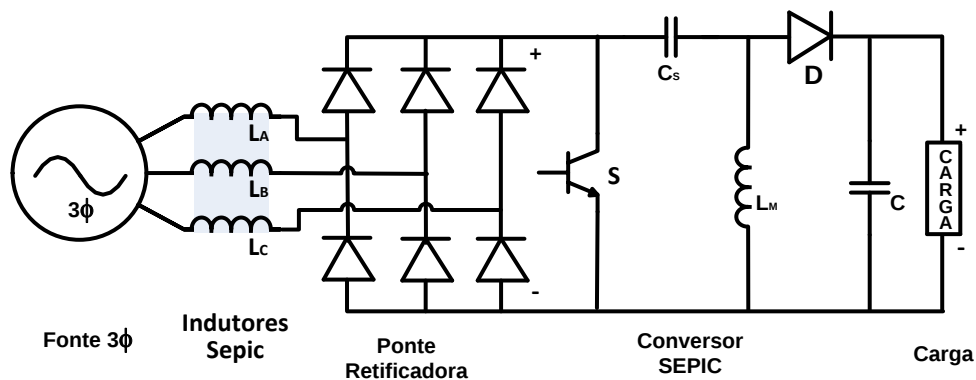


Fonte: Dados do próprio autor, adaptado de [22]

A corrente na entrada é a soma das correntes nos indutores de cada célula, e apresenta reduzida ondulação em alta frequência, que será menor quanto maior o número de células.

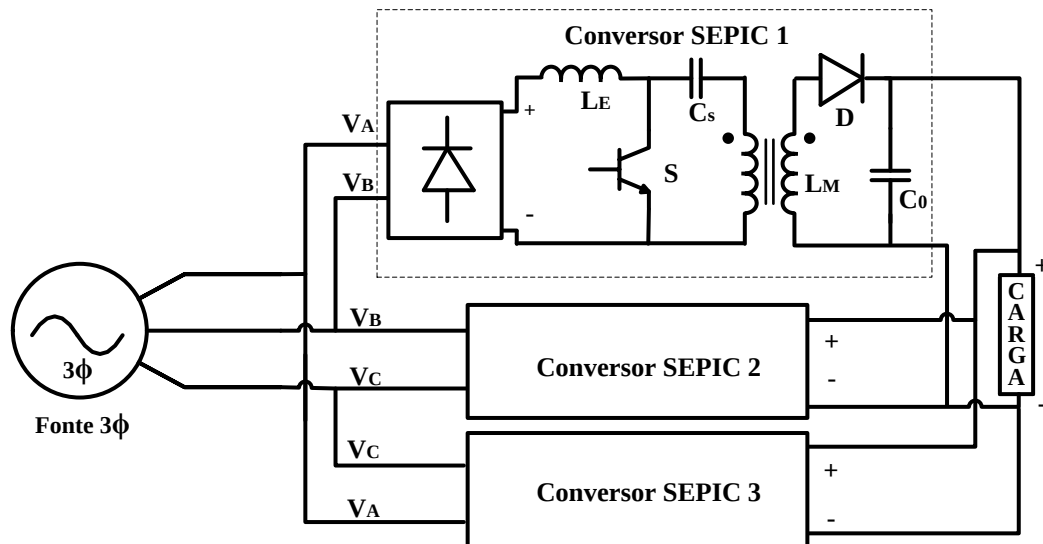
O conversor SEPIC também é utilizado em diversos projetos de conversores PFC monofásicos [23] ou trifásicos [24]. Ele possui características de entrada e saída semelhantes ao conversor *Boost*, assim os resultados também são similares. A Figura 23 mostra um conversor trifásico PFC baseado no conversor SEPIC não isolado.

Figura 23 - Conversor trifásico SEPIC PFC não isolado



Fonte: Adaptado pelo autor de [24]

Outra possibilidade de obtenção de conversores trifásicos é a utilização de conversores modulares monofásicos, ligados cada um em uma fase e neutro (Y) ou duas fases (Δ) e com as saídas conectadas em paralelo à carga. Estruturas modulares utilizando o conversor SEPIC foram estudadas no modo de condução descontínua [25], no modo de condução contínua e controle por histerese variável [21] e no controle por valores médios [26], apresentando distorção harmônica abaixo de 5% e fator de potência próximo à unidade. A Figura 24 mostra a estrutura de um conversor trifásico modular com SEPIC PFC isolado ligado em Δ com cada ponte ligada a duas fases.

Figura 24 - Conversor trifásico modular com SEPIC PFC isolado

Fonte: Adaptado pelo autor de [20],[21]

A princípio a ligação de conversores em paralelo à carga é mais simples com conversores isolados, pois podem ser utilizadas as estruturas básicas desses conversores. Porém os conversores não isolados como o *Boost*, *Buck-Boost* ou o próprio SEPIC podem ser utilizados em módulos, devendo receber algumas modificações: o indutor da entrada deve ser dividido entre os ramos positivo e negativo ou posicionado antes da entrada da ponte retificadora, no lado CA, deve ser inserido um segundo diodo no ramo negativo e, opcionalmente, o capacitor série também pode ser dividido entre os ramos positivo e negativo, mas nesse caso o valor do mesmo deve ser duplicado.

A implementação de conversores trifásicos modulares também foi realizada com conversores *Push-Pull* [27] e *Full Bridge* [28], ambos derivados do conversor *Buck*, os conversores *Buck-Boost* [29], [30] e sua versão isolada, o conversor *Flyback* [31], além do conversor *Cúk* [32] e o conversor *Zeta* [33].

Topologias com conversores modulares também são utilizadas nos conversores híbridos e multipulsos, que serão abordados nos próximos tópicos.

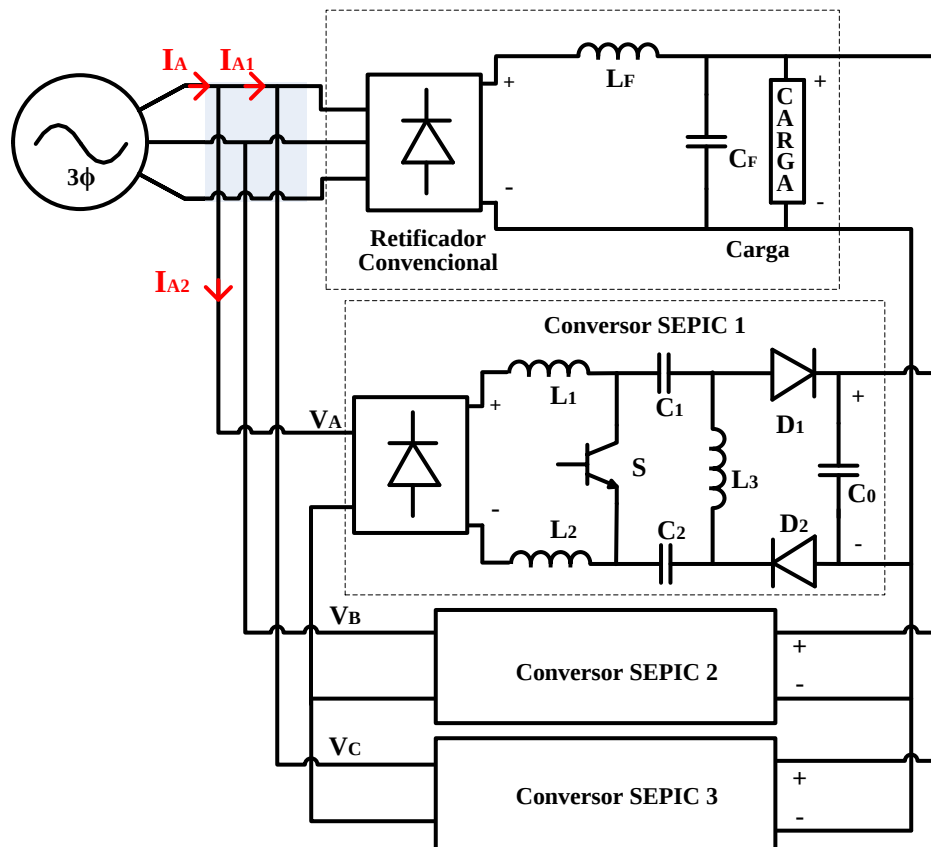
1.4.4 Conversores híbridos

Os conversores híbridos são formados por uma ponte retificadora trifásica convencional de seis pulsos na qual são ligados conversores CC-CC em paralelo, como o *Boost* [34], [35] ou SEPIC [36], [37]. O retificador trifásico processa a maior parcela de potência requerida pela carga e apresenta forma de onda de corrente não linear. Já os conversores controlados

processam uma fração menor da potência da carga, atuam complementando a forma de onda da corrente de entrada do conversor convencional, de forma a gerar uma forma de onda com baixo conteúdo harmônico. Esta é uma das vantagens dos conversores híbridos, como não é necessário processar toda a potência, os conversores controlados podem ser de potência reduzida em relação à carga, o que aumenta a eficiência do conjunto. Outra vantagem é caso ocorra alguma falha nos conversores CC-CC a carga pode continuar operando apenas com o retificador convencional, mais robusto, porém com alta distorção harmônica e baixo fator de potência.

A Figura 25 mostra a estrutura de um conversor híbrido formado por três conversores SEPIC não isolados

Figura 25 - Conversor híbrido com três conversores SEPIC.



Fonte: Adaptado pelo autor de [36]

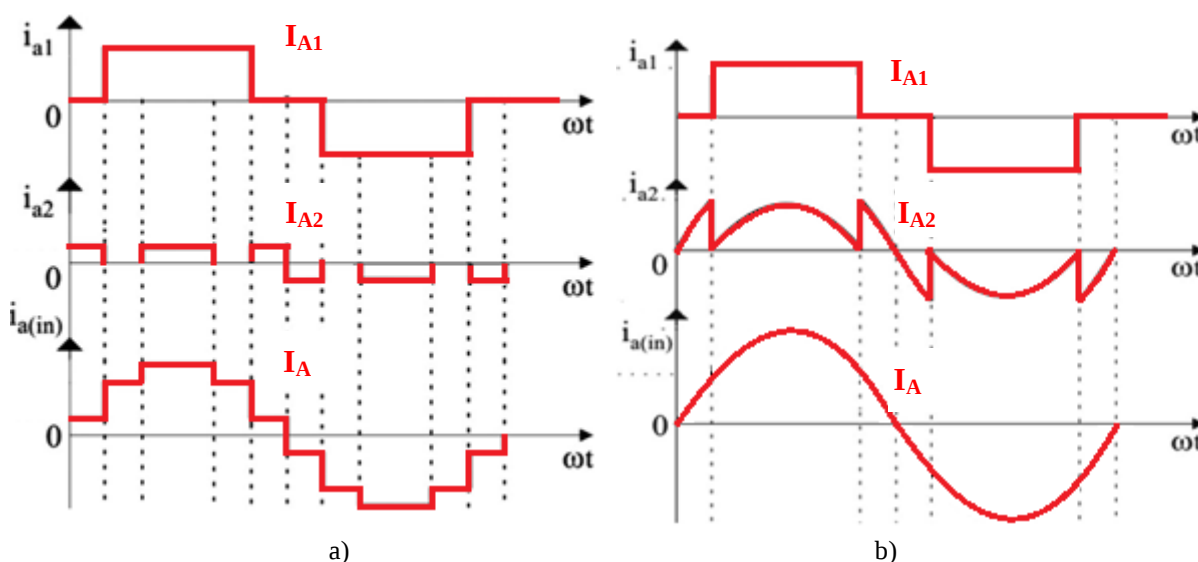
As características do conversor SEPIC o tornam mais adequado à aplicação em conversores híbridos, porém também é possível utilizar o conversor *Boost*, neste caso é necessário que a entrada de cada conversor seja isolada utilizando transformadores em baixa frequência [34], o que eleva o peso e volume total do conjunto ou, como no caso dos conversores modulares, realizar a divisão dos indutores de entrada entre os ramos positivo e

negativo ou ainda, posicioná-lo no lado CA, antes da ponte retificadora, e adicionar o segundo diodo, como realizado em [35].

A corrente nos conversores é formatada utilizando uma técnica de controle de corrente, como o de histerese variável, de forma a gerar uma onda complementar que se soma à corrente do retificador trifásico, assim se obtém uma corrente com forma de onda de baixo conteúdo harmônico.

A forma de onda da corrente da entrada é a soma da corrente no conversor convencional com a gerada pelos conversores CC-CC, como mostram as figuras 26a e 26b.

Figura 26 - Formas de onda corrente no conversor híbrido



Fonte: Adaptado pelo autor de [34]

A figura 26a mostra a composição de uma corrente com 12 pulsos. A DHT obtida desta forma é de 13% e fator de potência 0,97 [34]. Neste conversor o sinal de referência, utilizado para controlar a corrente no conversor controlado, pode ser gerado tanto por meios analógicos quanto por controladores digitais.

A Figura 26b mostra a composição de uma corrente quase senoidal, a DHT obtida desta forma é 6% e fator de potência 0,99 [37]. Neste conversor o sinal de referência precisa ser gerado por controladores digitais.

Apesar das vantagens expostas deve-se salientar que a operação dos conversores híbridos é mais complexa que nos conversores PFC, devido à necessidade de mais sensores de tensão e corrente, especialmente o controle digital da corrente imposta na Figura 26b, que operam em frequências elevadas. Problemas como interferências eletromagnéticas podem dificultar a aquisição de dados e degradar o sinal de controle.

1.4.5 Conversores multipulsos

Os conversores multipulsos utilizam transformadores isolados ou não isolados com múltiplos enrolamentos e conexões especiais de forma a obter uma corrente com baixo conteúdo harmônico na entrada e tensão com baixa ondulação na saída.

Como já mencionado, o conversor trifásico em ponte possui seis pulsos, e eles eliminam as harmônicas da corrente de entrada com ordens múltiplas de três. Os transformadores utilizados nos conversores multipulsos fornecem múltiplas saídas trifásicas defasadas, e o número de pulsos do conversor será seis vezes o número de saídas trifásicas. Assim, se forem fornecidos dois sistemas trifásicos, pode-se obter um conversor de 12 pulsos, e com três sistemas, um conversor de 18 pulsos [2]. Quanto maior o número de pulsos do conversor, maior a quantidade de componentes harmônicos eliminados, resultando em redução da distorção harmônica da corrente de entrada. Entretanto, aumenta também a complexidade do transformador, elevando o número de enrolamentos, pontes retificadoras, elementos indutivos, entre outros.

Do ponto de vista da carga, o aumento do número de pulsos reduz significativamente a ondulação da tensão de saída, e pode-se reduzir ou mesmo dispensar o capacitor de saída.

Os conversores multipulsos são encontrados em inúmeras aplicações, como grandes conjuntos retificadores e inversores em sistemas HVDC [38], até acionamentos de máquinas elétricas em ambientes industriais [39]. Há ainda propostas para utilização de inversores multipulsos comutados pela rede em sistemas de geração fotovoltaica [40], [41].

Os princípios de operação e aplicações dos conversores multipulso serão abordados com mais propriedade no próximo capítulo.

1.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

O problema da qualidade de energia elétrica está cada vez mais relacionado ao uso de cargas não lineares, especialmente equipamentos eletrônicos, que impõe correntes com elevado conteúdo harmônico ao sistema elétrico.

O uso de inversores para acionamento de máquinas elétricas de uso industrial tem se mostrado cada vez mais frequente, o que traz uma grande preocupação, pois se tratam de equipamentos de alta potência e são responsáveis por grande parcela da energia elétrica consumida nos sistemas elétricos.

As autoridades governamentais e a comunidade científica têm se preocupado com o problema, elaborando diversas normas internacionais ou locais com objetivo de limitar as correntes harmônicas geradas por equipamentos ou instalações elétricas.

Com o objetivo de redução ou mitigação desses componentes harmônicos foram desenvolvidas diversas técnicas, que incluem circuitos baseados em elementos passivos, como: transformadores, reatores e capacitores, técnicas ativas, como: filtros ativos, conversores híbridos, conversores com correção ativa do fator de potência, além de conversores multipulsos.

É possível ainda a combinação dessas técnicas, de forma a se chegar à situação ideal, com redução significativa dos componentes harmônicos e otimização da operação dos sistemas elétricos.

Os conversores multipulsos, que são objeto deste estudo, serão vistos no próximo capítulo.

2 CONVERSORES MULTIPULSOS

2.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Em um retificador trifásico em ponte, a forma da tensão de saída apresenta um formato de onda com seis pulsos para cada ciclo da rede. Cada ciclo da rede equivale a 360°, assim cada pulso se mantém por 60°. A técnica de multipulso consiste em fornecer várias saídas trifásicas defasadas entre si, de forma que o ângulo de 60° seja dividido pelo número de saídas. Para um conversor de 12 pulsos, devem ser fornecidas duas saídas defasadas em 30°. Já para um conversor de 18 pulsos devem ser fornecidas três saídas com defasagem de 20°.

Esses conversores apresentam baixa distorção harmônica de corrente de entrada se comparados com os conversores convencionais [2], pois reduzem os componentes harmônicos da corrente de forma passiva, a própria estrutura cancela componentes harmônicos, conforme o número de pulsos, permanecendo apenas os harmônicos característicos definidos pela expressão:

$$h = n \cdot p \pm 1 \quad (16)$$

Onde p é o número de pulsos e n , qualquer número inteiro maior que 0 (1, 2, 3, ...).

Dessa forma, quanto maior o número de pulsos menores os componentes harmônicos presentes na corrente de entrada, e menor a distorção harmônica da mesma. Um retificador de 12 pulsos apresenta, além o componente fundamental, as harmônicas de ordem 11ª, 13ª, 23ª, 25ª e assim sucessivamente. Já um retificador de 18 pulsos apresenta as harmônicas de ordem 17ª, 19ª, 35ª, 37ª ...

Para a construção dos retificadores multipulsos podem ser utilizadas diversas topologias para fornecer as saídas trifásicas defasadas [2], [42], [43], [44]. Se o conversor precisa ter isolamento galvânico, são utilizados transformadores com múltiplos enrolamentos primários e secundários isolados entre si. Se o isolamento não é requisito para o projeto, podem ser utilizados autotransformadores com as chamadas conexões diferenciais, com enrolamentos secundários projetados e ligados de forma a obter a defasagem necessária.

Os conversores multipulsos mais difundidos são os isolados, porém, eles possuem elevado peso e volume se comparados com um autotransformador de potência equivalente, isto está relacionado diretamente à potência processada pelo núcleo do transformador em

relação à potência disponível na saída, que é calculado por uma relação conhecida como taxa kVA (*kVA rating* [2]), dada pela expressão:

$$taxa\ kVA = \frac{S_{Nuc}}{P_S} = \frac{\frac{1}{2} \sum V_{Enrol_n} \cdot I_{Enrol_n}}{P_S} \quad (17)$$

Onde:

S_{Nuc} - Potência aparente processada pelo núcleo

P_S - Potência ativa disponibilizada na saída

V_{Enrol} , I_{Enrol} - Tensão e corrente eficazes em cada enrolamento primário e cada secundário (n).

Quanto menor a taxa kVA menor será o tamanho necessário do núcleo do transformador e, conseqüentemente, menor peso e volume do mesmo. Os transformadores isolados processam toda a potência do conversor, além das perdas internas, resultando em taxa kVA acima de 100%. Já os autotransformadores, não são isolados galvanicamente, processam apenas uma parcela da potência, responsável pelas defasagens e ajustes de tensão. Em alguns projetos as taxas kVA são inferiores a 20% [42], resultando em um núcleo com peso e volume significativamente reduzidos, o que resulta em custos também reduzidos.

Essas vantagens fazem com que esses conversores sejam utilizados em inúmeras aplicações, inclusive conversores embarcados como utilizados em aeronaves modernas, conhecidas como MEA (*More Electric airplanes*) [45], [46]. Em aplicações industriais eles podem ser utilizados em substituição às pontes retificadoras convencionais, conectando-os diretamente aos barramentos CC dos equipamentos mencionados anteriormente, técnica conhecida como *Retrofit* [39], [47].

2.2 CONVERSORES DE 12 PULSOS

Os conversores de 12 pulsos são obtidos a partir de dois sistemas trifásicos que devem ser defasados em 30° entre si. Entre as principais topologias está a de transformadores com conexão delta-estrela (Δ -Y), Polígono (P) ou Ziguezague (Z), que são isoladas e os autotransformadores Y e Δ diferenciais, não isolados.

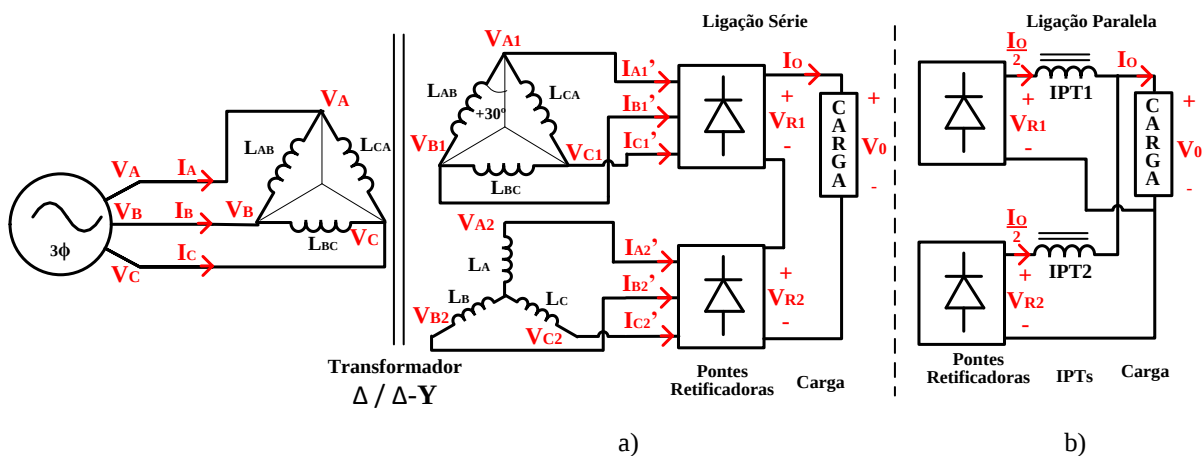
2.2.1 Conversores com transformadores Δ -Y

Uma das maneiras mais conhecidas de se obter um conversor de 12 pulsos se dá a partir de um transformador com um primário e dois secundários, sendo um ligado em Δ e o outro

em Y, a chamada conexão Y/Δ -Y ou Δ/Δ -Y [2]. Há ainda variações deste conversor, utilizando dois transformadores (um Δ/Δ e outro Δ/Y) ou dois enrolamentos com o mesmo núcleo otimizado [48].

Os dois secundários são ligados a pontes retificadoras trifásicas e as saídas dessas pontes são conectadas à carga. A conexão das saídas dessas pontes pode ser feita em série como mostra a Figura 27a, ou em paralelo, como na Figura 27b. A conexão em série pode ser feita diretamente, porém ela eleva a tensão da saída do conversor ao valor correspondente à soma das tensões nas duas pontes retificadoras.

Figura 27 - Conversores de 12 pulsos Δ / Δ -Y com saídas em série (a) e paralelo (b)



Fonte: Adaptado pelo autor de [2].

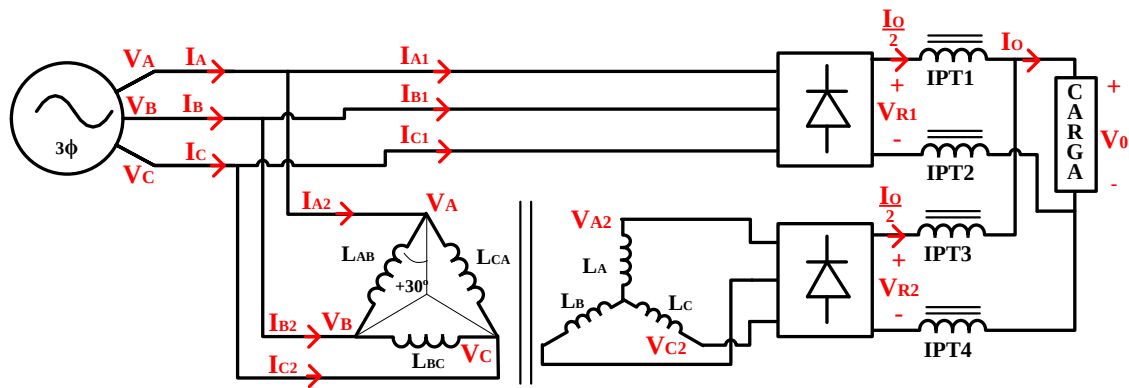
A conexão paralela das saídas das pontes retificadoras não pode ser feita diretamente, pois devido à defasagem entre as tensões secundárias ocorrem diferenças instantâneas de tensão das pontes. Para absorver essas diferenças é necessário conectar elementos intermediários às saídas das pontes retificadoras. Tradicionalmente são utilizados transformadores ou indutores chamados Transformadores Interfase (IPT - *Interphase Transformers*). Esses indutores, entretanto, elevam o peso e volume do conversor e não trazem outras vantagens ao mesmo. Em conversores isolados, é necessário um IPT para cada saída retificada, posicionado normalmente no polo positivo. Já para os conversores não isolados são necessários dois IPTs para cada saída, um conectado no polo positivo e outro no polo negativo.

A transformação Δ -Y provoca a defasagem de 30° da tensão secundária em relação à tensão primária, porém, para que o valor eficaz da tensão desta saída Y tenha o mesmo valor da saída Δ , a relação de transformação deve ser reduzida na ordem $1/\sqrt{3}$.

Os conversores com transformadores com conexão Δ -Y também podem ser usados em conversores não isolados, basta que uma das pontes retificadoras seja ligada a um

transformador com a conexão Δ -Y ou Y- Δ , como mostra a Figura 28. Dessa forma, 50% da potência da carga não são processadas pelo núcleo do transformador, reduzindo assim o peso e volume do conjunto, mas por se tratar de um conversor não isolado, são necessários dois IPTs em cada saída, o que acaba reduzindo a vantagem inicial.

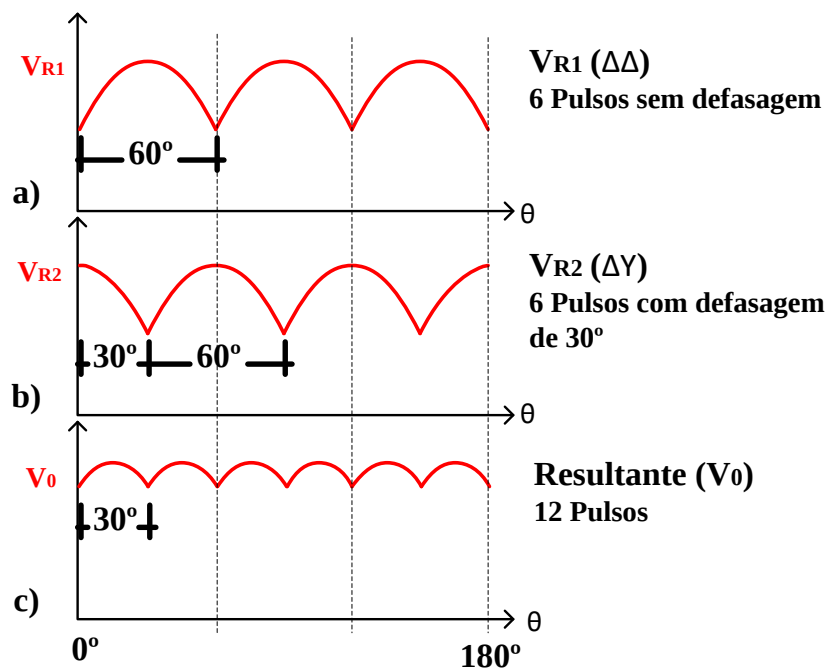
Figura 28 - Conversor de 12 pulsos Δ -Y não isolado



Fonte: Adaptado pelo autor de [2].

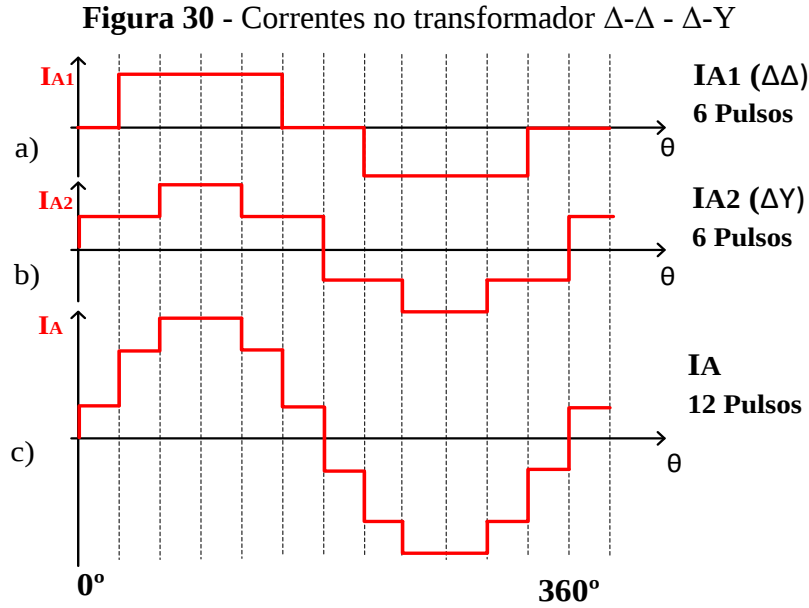
A Figura 29a mostra a forma de onda da tensão retificada proveniente da conexão Δ - Δ (V_{R1}) está em fase com a tensão de entrada. Já a Figura 29b mostra a da conexão Δ -Y (V_{R2}), está defasada em 30° . Observa-se que a tensão de saída (V_0) apresenta 12 pulsos para cada ciclo da rede e ondulação muito reduzida, como na Figura 29c, o que pode reduzir ou mesmo dispensar, dependendo da aplicação, o uso de filtro capacitivo na saída.

Figura 29 - Formas de onda da tensão de saída de um conversor de 12 pulsos



Fonte: Dados do próprio autor.

A corrente da entrada I_A (Figura 30c), é a soma das correntes I_{A1} (Figura 30a) e I_{A2} (Figura 30b).



Fonte: Adaptado pelo autor de [2].

No contexto da qualidade da energia elétrica, a corrente I_{A1} é oriunda da ligação direta ou de um transformador $\Delta\Delta$, apresenta seis pulsos com DHT de cerca de 30%. A composição harmônica dessa corrente é dada por:

$$i_{a1}(\omega t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cdot I_0 \left(\sin(\omega t) + \frac{1}{5}\sin(\omega t) + \frac{1}{7}\sin(\omega t) + \frac{1}{11}\sin(\omega t) + \frac{1}{13}\sin(\omega t) \dots \right) \quad (18)$$

$$i_{a1}(\omega t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cdot I_0 \left(\sin(\omega t) + \sum_{h=5,7,11,13,17,19,23,25\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(\omega t) \right)$$

Já a corrente I_{A2} é oriunda da transformação ΔY , também apresenta seis pulsos com a mesma DHT, porém a transformação promove a inversão de fases de algumas ordens harmônicas, como visto na composição harmônica dada por:

$$i_{a2}(\omega t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cdot I_0 \left(\sin(\omega t) - \frac{1}{5}\sin(\omega t) - \frac{1}{7}\sin(\omega t) + \frac{1}{11}\sin(\omega t) + \frac{1}{13}\sin(\omega t) \dots \right) \quad (19)$$

$$i_{a2}(\omega t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cdot I_0 \left(\sin(\omega t) - \sum_{h=5,7,17,19\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(\omega t) + \sum_{h=11,13,23,25\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(\omega t) \right)$$

Observa-se que as ordens harmônicas invertidas são justamente as diferentes da Expressão (16) com $p=12$ ($h = n \cdot 12 \pm 1$).

Assim, se as correntes nos dois secundários forem equilibradas, com o mesmo valor médio de saída ($I_0/2$), as harmônicas invertidas se anulam na corrente de entrada, cuja composição harmônica dada por:

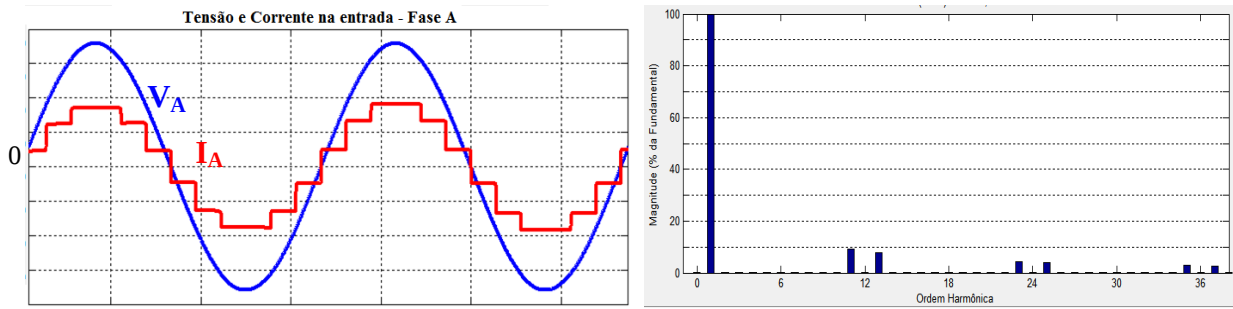
$$i_a(\omega t) = i_{a1}(\omega t) + i_{a2}(\omega t) = \frac{4\sqrt{3}}{\pi} \cdot I_0 \left(\sin(\omega t) + \frac{1}{11} \sin(\omega t) + \frac{1}{13} \sin(\omega t) \dots \right) \quad (20)$$

$$i_a(\omega t) = \frac{4\sqrt{3}}{\pi} \cdot I_0 \left(\sin(\omega t) + \sum_{h=11,13,23,24\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(\omega t) \right)$$

Para o circuito da Figura 27, vale a mesma análise, porém a anulação ocorre no fluxo magnético do transformador Δ/Δ -Y.

As formas de onda da corrente da entrada comparada com a tensão de uma fase de um conversor Δ -Y, assim como o espectro harmônico da corrente são mostradas na Figura 31.

Figura 31 - Formas de onda da tensão e corrente de entrada e espectro harmônico - retificador 12 pulsos com transformador Δ -Y



Fonte: Dados do próprio autor, adaptados de [2].

A forma de onda da corrente de entrada apresenta 12 pulsos para cada ciclo da tensão e apresenta somente os componentes definidos pela expressão $n \cdot 12 \pm 1$ (11ª, 13ª, 23ª, 25ª ...). A DHT é em torno de 14% e com defasagem praticamente nula entre o componente fundamental da corrente e da tensão da entrada, o que resulta em um fator de potência de 0,99.

Como já mencionado, a correta anulação dos componentes harmônicos não característicos depende de um equilíbrio entre as correntes nas duas pontes retificadoras, porém nem sempre é possível garantir esse equilíbrio, especialmente na conexão paralela das pontes retificadoras. Diferenças na construção dos enrolamentos dos transformadores e o tamanho dos IPTs influenciam nos valores médio e instantâneo da corrente e podem não anular completamente as ordens harmônicas, mas em geral elas são atenuadas a valores muito menores que os dos retificadores de seis pulsos.

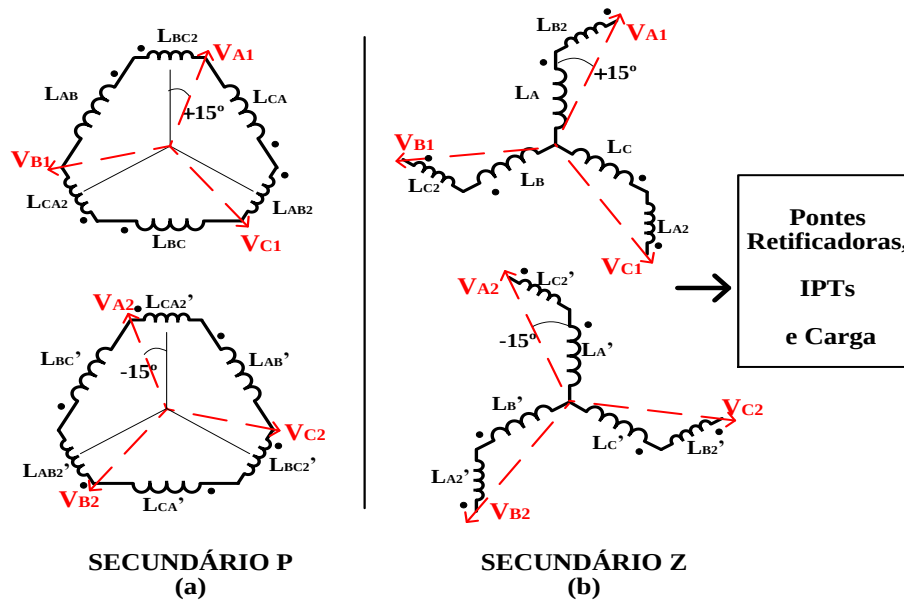
Apesar da melhoria significativa na distorção harmônica total, quando analisados os harmônicos individualmente, essa topologia ainda não atende ao disposto nas principais normas. Os componentes de 11ª e 13ª ordem e outros presentes no espectro harmônico superam os limites estabelecidos nas normas IEC 61000-3-2 classe A e 61000-3-4. A solução mais simples é a filtragem com elementos passivos [49], que adiciona peso e volume ao

conversor, mas é realizada em ordens harmônicas mais elevadas, o que resulta em filtros com valores reduzidos. Há ainda técnicas ativas, que serão analisadas posteriormente.

2.2.2 Transformadores polígono (P), ziguezague (Z)

Outras topologias podem ser utilizadas na obtenção da defasagem necessária para o retificador de 12 pulsos, utilizando transformadores isolados com múltiplos secundários e com conexões em Polígono (P) ou Ziguezague (Z). A conexão P deriva da conexão Δ , a defasagem é obtida com a conexão de um segundo enrolamento auxiliar de uma das fases opostas com sentido direto para se obter a defasagem de $+15^\circ$ ou contrário para se obter -15° , como mostra a Figura 32a. Já a conexão Z deriva da conexão Y, a defasagem é obtida com a conexão de um segundo enrolamento de uma fase adjacente para se obter a defasagem de $+ou -15^\circ$, como mostra a Figura 32b.

Figura 32 - Conexões dos secundários em polígono (a) ou ziguezague (b) - 12 pulsos



Fonte: Adaptado pelo autor de [2].

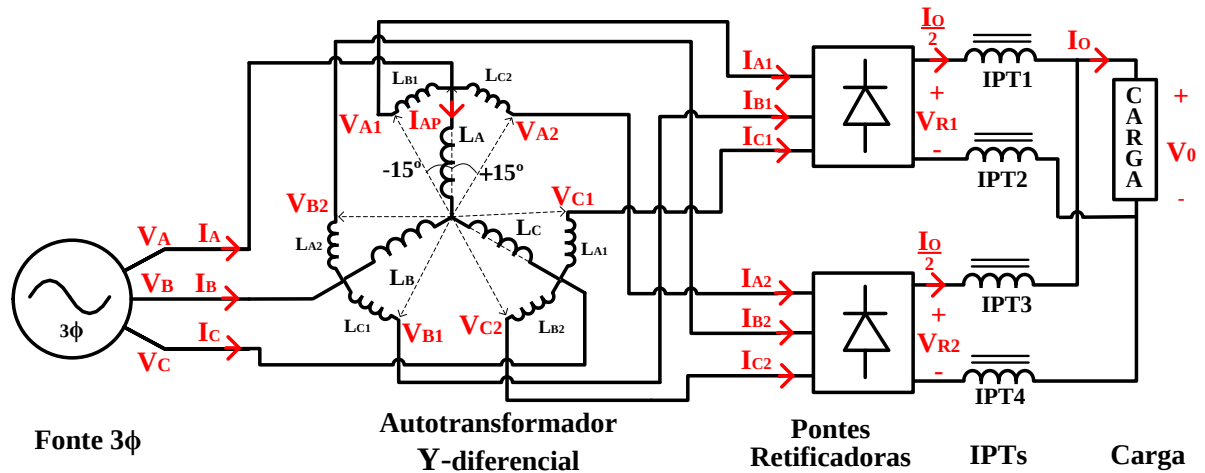
Nestes conversores os enrolamentos primários podem ser ligados em Δ ou Y e as saídas dos secundários ligadas às pontes retificadoras e à carga exatamente como nos retificadores Δ -Y. Transformadores com as conexões P ou Z são mais complexos que os transformadores Δ -Y, por este motivo são menos comuns na indústria e nos trabalhos acadêmicos. Transformadores com as conexões P ou Z possuem ainda outras aplicações, como defasadores em sistemas de transmissão de energia elétrica.

Com a construção de transformadores com mais enrolamentos secundários principais e auxiliares e, com o correto projeto, podem ser obtidas mais saídas defasadas que permite a construção de conversores de 18, 24 ou até mais pulsos.

2.2.3 Conversor de 12 pulsos estrela (Y) diferencial

Na Figura 33 é apresentada a topologia estrela diferencial descrita como abaixadora [43], pois a tensão das saídas do autotransformador é inferior à da tensão de entrada. Nas topologias não isoladas são necessários dois IPTs em cada saída, um localizado no polo positivo e outro no negativo.

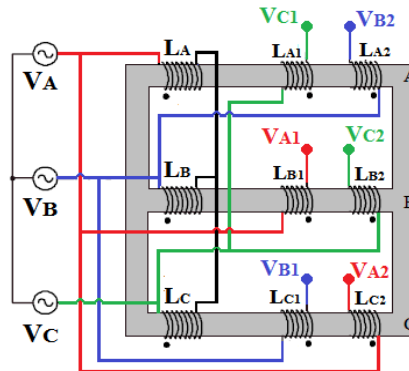
Figura 33 - Conexão Y-diferencial abaixadora de 12 pulsos



Fonte: Adaptado pelo autor de [43]

Esta topologia utiliza um autotransformador com um primário e dois secundários, ligados conforme a Figura 34.

Figura 34 - Núcleo e enrolamentos do autotransformador Y-diferencial

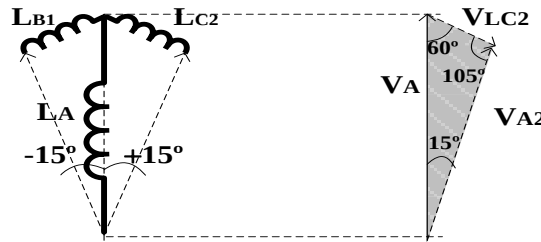


Fonte: Adaptado pelo autor de [43]

Os enrolamentos primários são ligados em estrela, assim, cada um é ligado a uma fase da tensão de alimentação, recebendo as tensões V_A , V_B e V_C . Essas fases são ligadas aos enrolamentos secundários. A soma da tensão de alimentação com a tensão dos secundários promove a defasagem necessária e disponibiliza dois sistemas trifásicos, sendo o primeiro com as tensões V_{A1} , V_{B1} e V_{C1} defasado em $+15^\circ$ em relação à tensão de alimentação e o segundo com as tensões, V_{A2} , V_{B2} e V_{C2} defasado em -15° . Os dois sistemas estão defasados em 30° entre si.

A amplitude e o ângulo da tensão resultante estão diretamente relacionados ao valor da tensão do enrolamento secundário, que pode ser facilmente obtida pelo diagrama fasorial da Figura 35 e aplicando fórmulas trigonométricas.

Figura 35 - Diagrama fasorial da tensão resultante - Y-diferencial



Fonte: Adaptado pelo autor de [43]

O triângulo destacado na Figura apresenta a resultante da tensão V_{A2} . Conhecidos os valores da tensão de alimentação V_A e o ângulo de defasagem 15° . O valor da tensão V_{LC2} é determinado pela expressão:

$$\frac{V_{LC2}}{\sin(15^\circ)} = \frac{V_A}{\sin(105^\circ)} \rightarrow V_{LC2} = V_A \cdot \frac{\sin(15^\circ)}{\sin(105^\circ)} \rightarrow V_{LC2} \cong 0,268V_A \quad (21)$$

A relação de espiras do enrolamento secundário é determinada pela expressão:

$$K_{LC2} = \frac{V_A}{V_{LC2}} = \frac{V_A}{0,268V_A} \cong 3,73 \quad (22)$$

Assim, o número de espiras dos enrolamentos secundários é 3,73 vezes menor que o do primário, ou 26,8% das espiras do primário.

E o valor da tensão na saída do autotransformador é determinado pela expressão:

$$\frac{V_{A2}}{\sin(60^\circ)} = \frac{V_A}{\sin(105^\circ)} \rightarrow V_{A2} = V_A \cdot \frac{\sin(60^\circ)}{\sin(105^\circ)} \cong 0,896V_A \quad (23)$$

O valor da tensão de saída do autotransformador é cerca de 10% menor que o valor da tensão de entrada, o que caracteriza este conversor como abaixador.

As expressões (21), (22) e (23) são válidas para todos os enrolamentos secundários do autotransformador. Para obtenção da tensão V_{A1} e das tensões nas demais fases são utilizados enrolamentos idênticos, com os devidos ajustes nas polaridades.

As correntes em cada secundário possuem formas de onda típica das pontes retificadoras de seis pulsos, devidamente defasadas. As correntes dos enrolamentos primários de cada fase são formadas pela soma das correntes dos secundários da respectiva fase, referidas ao primário, determinada pela expressão:

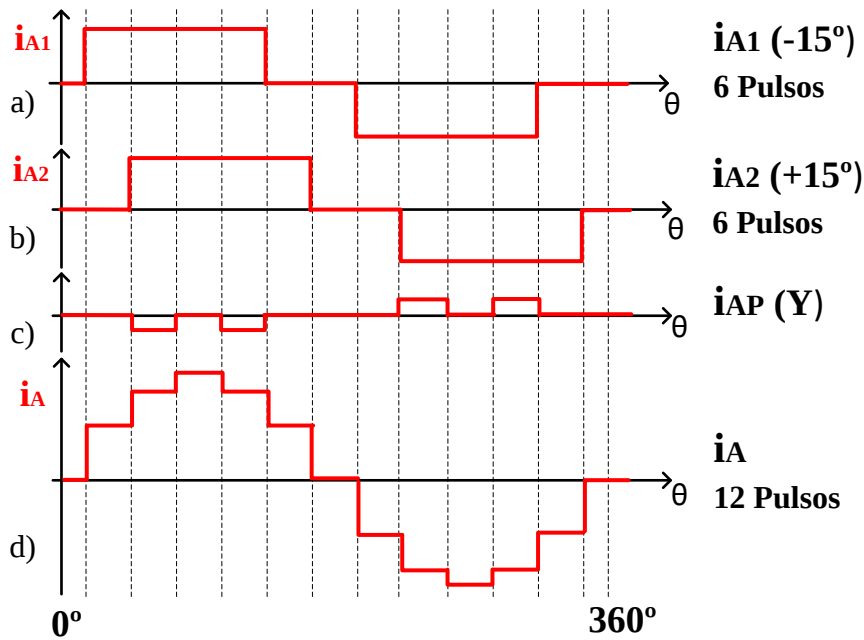
$$i_{AP}(\omega t) = \frac{i_{LA1}(\omega t) + I i_{LA2}(\omega t)}{K_{LC2}} = \frac{i_{B1}(\omega t) + i_{C2}(\omega t)}{3,73} \quad (24)$$

$$i_{BP}(\omega t) = \frac{i_{LB1}(\omega t) + I i_{LB2}(\omega t)}{K_{LC2}} = \frac{i_{B1}(\omega t) + i_{C2}(\omega t)}{3,73} \quad (25)$$

$$i_{CP}(\omega t) = \frac{i_{LC1}(\omega t) + I i_{LC2}(\omega t)}{K_{LC2}} = \frac{i_{B1}(\omega t) + i_{C2}(\omega t)}{3,73} \quad (26)$$

A corrente da entrada de cada fase é a soma das correntes do transformador nos enrolamentos primário e secundários do autotransformador. Para a Fase A, a corrente da entrada I_A (Figura 36d), é a soma das correntes I_{A1} (Figura 36a), I_{A2} (Figura 36b) e I_{AP} (Figura 36c).

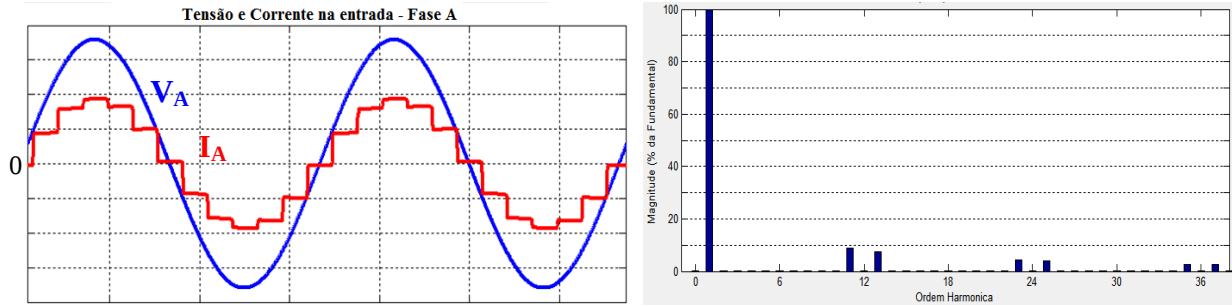
Figura 36 - Correntes no autotransformador Y-diferencial - Fase A



Fonte: Adaptado pelo autor de [43]

As formas de onda da corrente da entrada comparada com a tensão de uma fase de um retificador 12 pulsos Y-diferencial e o espectro harmônico da corrente são mostrados na Figura 37.

Figura 37 - Formas de onda da tensão e corrente de entrada e espectro harmônico - retificador 12 pulsos Y-diferencial



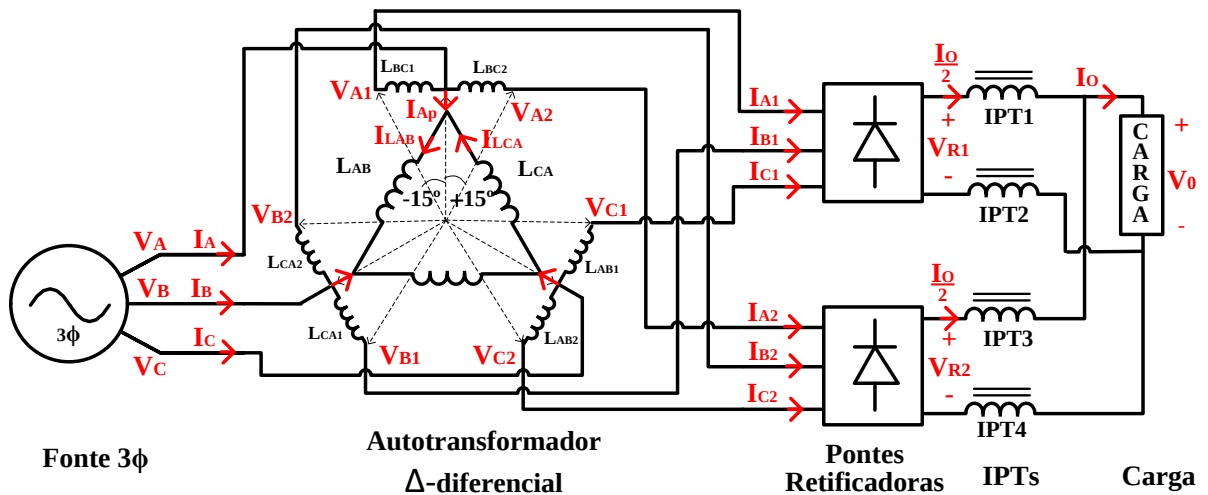
Fonte: Dados do próprio autor, adaptados de [43].

Este espectro harmônico é praticamente idêntico ao do retificador de 12 pulsos Δ -Y e é típico dos conversores de 12 pulsos, independente da topologia utilizada. A DHT é em torno de 14%, o que resulta em um fator de potência de 0,99, além de defasagem nula entre o componente fundamental da corrente e da tensão da entrada.

2.2.4 Conversor de 12 pulsos delta (Δ) diferencial

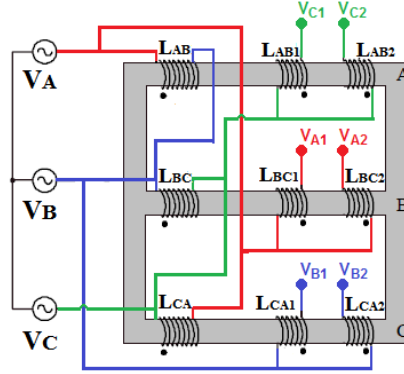
Na Figura 38 é apresentada a topologia Δ -diferencial descrita como plana [43], já que a tensão de saída é muito próxima à da tensão de entrada do núcleo do autotransformador.

Figura 38 - Conexão Δ -diferencial plana de 12 pulsos



Fonte: Adaptado pelo autor de [43] e [45]

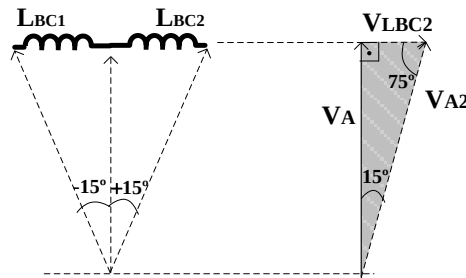
Esta topologia utiliza um autotransformador com um primário em Δ e dois secundários, ligados conforme a Figura 39.

Figura 39 - Núcleo e enrolamentos do autotransformador Δ -diferencial

Fonte: Adaptado pelo autor de [43]

Os enrolamentos primários são ligados em Δ , ou seja, cada um é ligado entre duas fases da tensão de alimentação, recebendo as tensões V_{AB} , V_{BC} e V_{CA} . Resultando nos dois sistemas defasados em 30° entre si formados pelas tensões V_{A1} , V_{B1} , V_{C1} , V_{A2} , V_{B2} e V_{C2} .

A amplitude e o ângulo da tensão resultante estão diretamente relacionados ao valor da tensão do enrolamento secundário, que pode ser facilmente obtida pelo diagrama fasorial da Figura 40 e aplicando fórmulas trigonométricas.

Figura 40 - Diagrama fasorial da tensão resultante

Fonte: Adaptado pelo autor de [43]

O triângulo destacado na Figura apresenta a resultante da tensão V_{A2} . Conhecidos os valores da tensão de alimentação V_A e o ângulo de defasagem 15° , a tensão V_{LBC2} é determinado pela expressão:

$$V_{LBC2} = V_A \cdot \tan(15^\circ) \rightarrow V_{LBC2} \cong 0,268V_A \quad (27)$$

A relação de espiras do enrolamento secundário é determinada pela expressão:

$$K_{BC2} = \frac{V_{LBC}}{V_{LBC2}} = \frac{\sqrt{3}V_A}{0,268V_A} \cong 6,464 \quad (28)$$

O número de espiras dos enrolamentos secundários é 6,46 vezes menor que o do primário, ou 15,5%.

E o valor da tensão resultante na saída é determinado pela expressão:

$$V_{A2} = \frac{V_A}{\cos(15^\circ)} \cong 1,035V_A \quad (29)$$

O valor da tensão de saída do autotransformador é 3,5% superior ao da tensão de entrada.

As expressões (27), (28) e (29) são válidas para todos os enrolamentos secundários do autotransformador. Para obtenção da tensão V_{A1} e das tensões nas demais fases, são utilizados enrolamentos idênticos, com os devidos ajustes nas polaridades.

As correntes dos enrolamentos primários de cada fase são formadas pela soma das correntes que circulam nos secundários da respectiva fase, referidas ao primário, determinada pela expressão:

$$i_{AP}(\omega t) = i_{LAB}(\omega t) - i_{LCA}(\omega t) = \frac{i_{LAB1}(\omega t) + i_{LAB2}(\omega t) - i_{LCA1}(\omega t) - i_{LCA2}(\omega t)}{K_{BC2}} \quad (30)$$

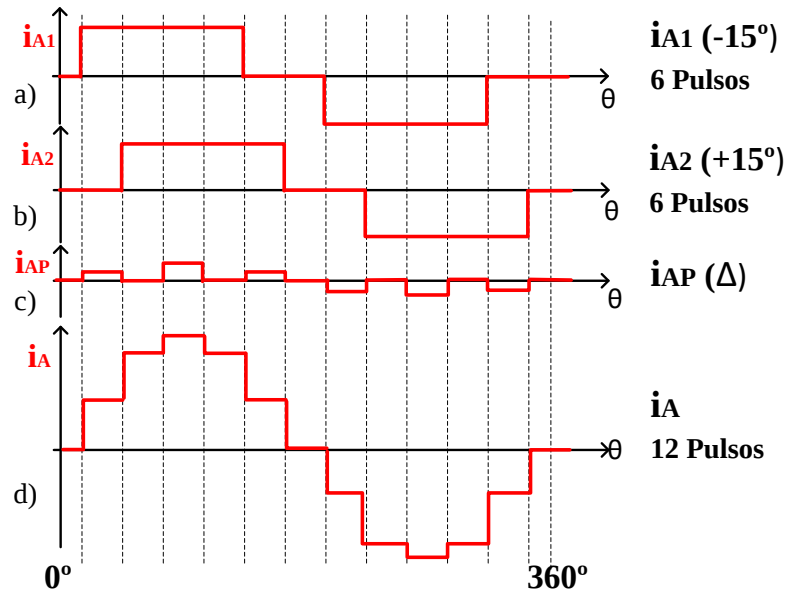
$$i_{AP}(\omega t) = \frac{i_{C1}(\omega t) + i_{C2}(\omega t) - i_{B1}(\omega t) - i_{B2}(\omega t)}{K_{BC2}} \quad (31)$$

$$i_{BP}(\omega t) = \frac{i_{A1}(\omega t) + i_{A2}(\omega t) - i_{C1}(\omega t) - i_{C2}(\omega t)}{K_{BC2}} \quad (31)$$

$$i_{CP}(\omega t) = \frac{i_{B1}(\omega t) + i_{CB2}(\omega t) - i_{A1}(\omega t) - i_{A2}(\omega t)}{K_{BC2}} \quad (32)$$

A corrente da entrada de cada fase é a soma das correntes do transformador nos enrolamentos primário e secundários do autotransformador. Para a Fase A, a corrente da entrada I_A (Figura 41d), é a soma das correntes I_{A1} (Figura 41a), I_{A2} (Figura 41b) e I_{AP} (Figura 41c).

Figura 41 - Correntes no autotransformador Δ -diferencial - fase A



Fonte: Adaptado pelo autor de [43]

Como nas outras topologias vista anteriormente, com algumas diferenças na forma de onda, os valores para DHT e fator de potência são similares. A mudança mais significativa foi na taxa kVA, de 18,8%, que é a menor entre os retificadores de 12 pulsos.

Assim, independentemente da topologia, os conversores de 12 pulsos apresentam valores para DHT e fator de potência similares, desde que haja equilíbrio entre as correntes de cada secundário. O que pode mudar são as características do projeto, tamanho do núcleo que depende da relação potência processada pelo mesmo e tensão de saída. Nos circuitos baseados em autotransformadores a mudança mais significativa foi na taxa kVA, de menos de 20% enquanto nas topologias isoladas era mais de 100%.

2.2.5 Outras topologias com conexões diferenciais de 12 pulsos

De maneira análoga, podem ser construídos conversores utilizando autotransformadores de diferentes topologias para obtenção de conversores de 12 pulsos, com os devidos projetos do núcleo e conexões. Nesses conversores, a DHT segue a mesma característica dos conversores 12 pulsos, em torno de 14%, e as principais diferenças são o nível de tensão de saída e taxa kVA do autotransformador. A seguir são citados alguns desses conversores.

- Conexão Y-diferencial elevadora de tensão: essa topologia utiliza um autotransformador com primário conectado em Y. É caracterizada pela tensão nas saídas do autotransformador ser 22% superior à tensão na entrada ($V_{A1}=1,22V_A$) e taxa kVA em torno de 27% [43].
- Conexão Δ -diferencial abaixadora de tensão: essa topologia utiliza um autotransformador com primário conectado em Δ . É caracterizada pela tensão nas saídas do autotransformador ser 29,3% inferior à tensão na entrada ($V_{A1}=0,707V_A$) e taxa kVA em torno de 46% [43].
- Conexão Δ -diferencial elevadora de tensão: essa topologia utiliza um autotransformador com primário conectado em Δ . É caracterizada pela tensão nas saídas do autotransformador ser 93% superior à tensão na entrada ($V_{A1}=1,93V_A$) e taxa kVA em torno de 52 % [43].

2.3 CONVERSORES DE 18 PULSOS

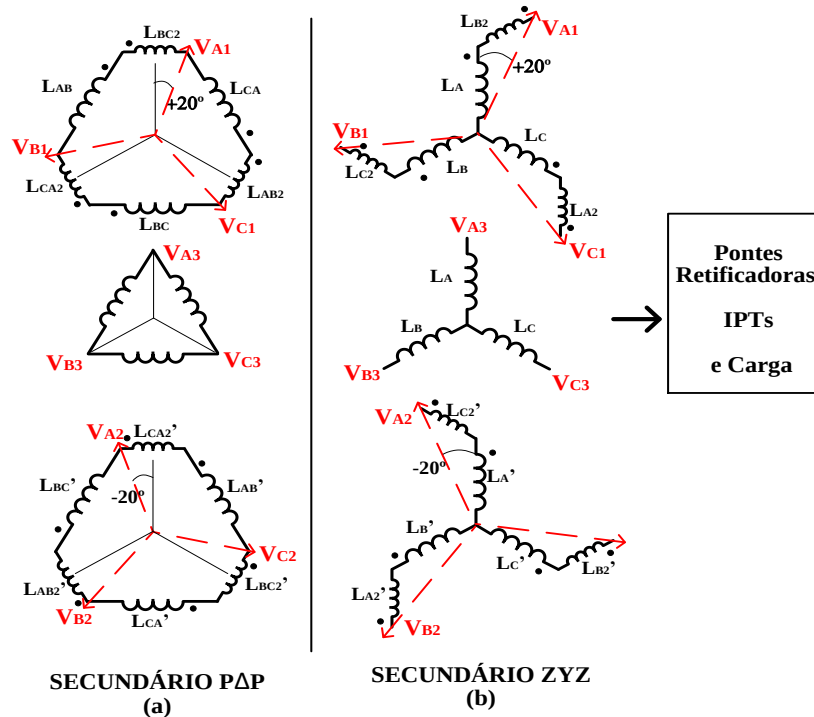
Com as mesmas técnicas utilizadas nos conversores de 12 pulsos podem ser obtidos conversores de 18 pulsos, em topologias isoladas e não isoladas.

Os transformadores devem possuir mais enrolamentos secundários do que os utilizados nos conversores de 12 pulsos, com isso pode-se elevar a taxa kVA tornando os conversores maiores e mais pesados. Entretanto, como benefício há uma redução na DHT da corrente de entrada, melhorando o fator de potência do conversor.

2.3.1 Conversores isolados - polígono (P) ou ziguezague (Z)

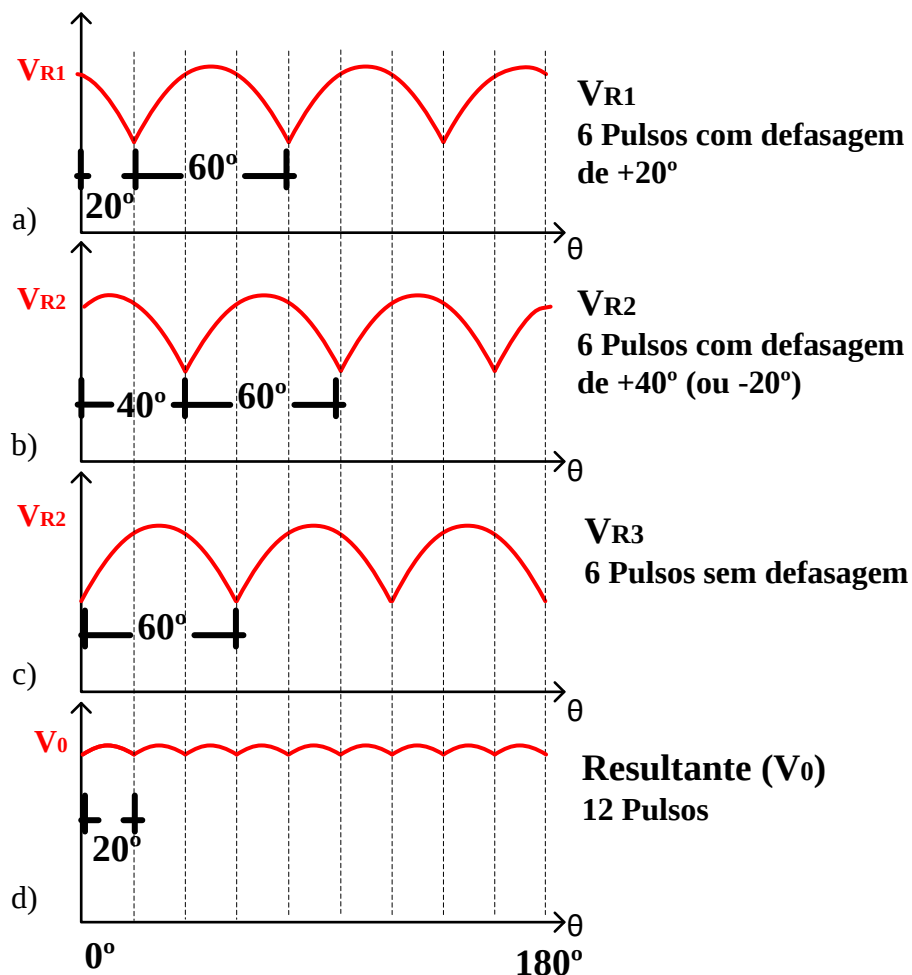
As topologias isoladas utilizam transformadores com conexão Z ou P semelhantes aos de 12 pulsos, mas com um terceiro secundário com conexão Y ou Δ . Como na Figura 42.

Figura 42 - Conexões dos secundários em polígono (a) ou ziguezague (b) - 18 pulsos



Fonte: Adaptado pelo autor de [2]

Os conversores de 18 pulsos fornecem três sistemas trifásicos defasados em 20° entre si. Normalmente, um dos sistemas está em fase com a tensão de entrada, o segundo defasado em +20° e o terceiro defasado em +40°, (ou -20°). A tensão resultante na saída apresenta 18 pulsos, como mostrado na Figura 43.

Figura 43 - Formas de onda da tensão de saída de um conversor de 18 pulsos

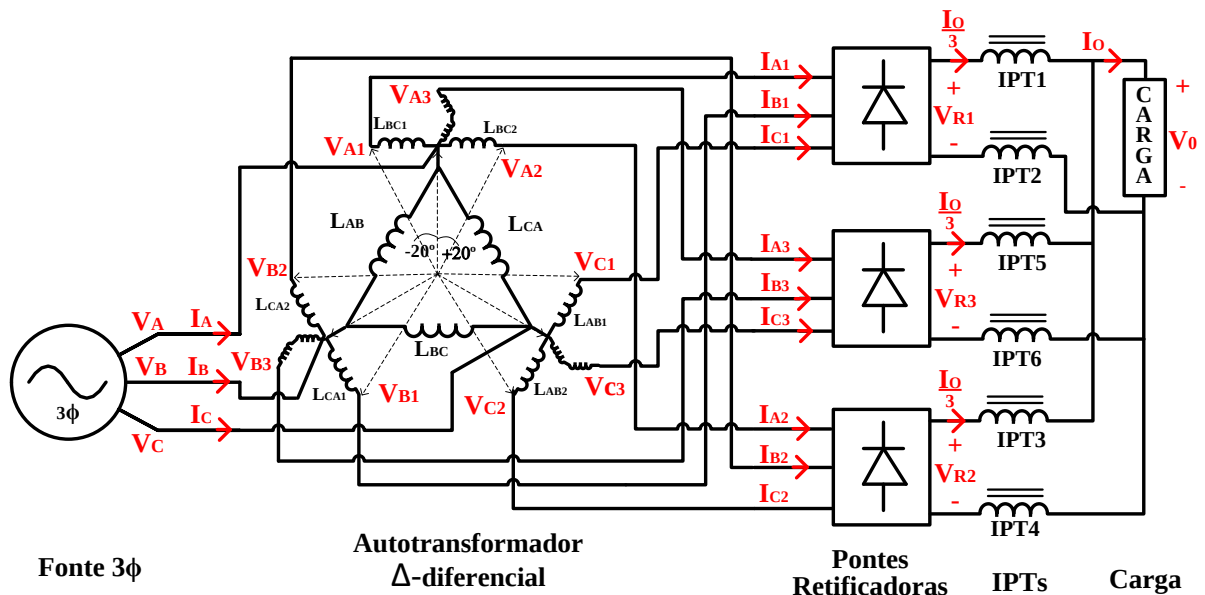
Fonte: Dados do próprio autor.

Observa-se que a tensão de saída apresenta 18 pulsos para cada ciclo da rede e ondulação ainda mais reduzida do que os apresentados pelos conversores de 12 pulsos.

2.3.2 Conversores não isolados - Δ -diferencial

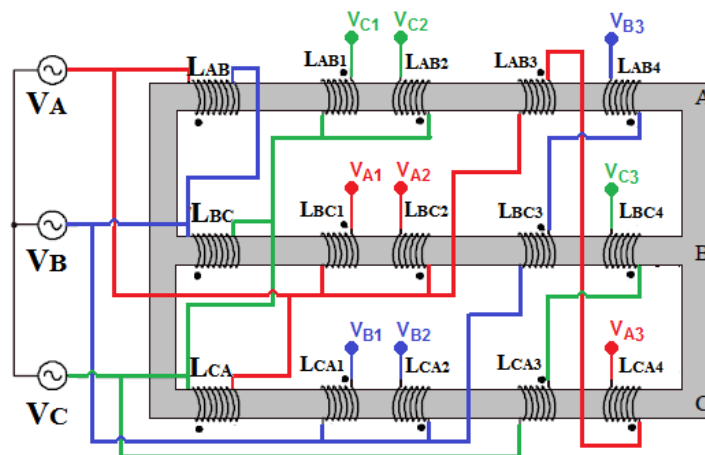
Os conversores não isolados utilizam autotransformadores com as conexões Δ ou Y diferenciais de 18 pulsos, em topologias semelhantes aos de 12 pulsos com um conjunto de enrolamentos adicionais para fornecer uma terceira saída trifásica.

A topologia Δ -diferencial é uma das mais comuns, já que a tensão de saída é muito próxima à da tensão de entrada do núcleo do autotransformador [45]. A Figura 44 mostra o conversor desta topologia.

Figura 44 - Conexão Δ -diferencial de 18 pulsos

Fonte: Adaptado pelo autor de [43]

As conexões do autotransformador são muito parecidas com as utilizadas nos conversores de 12 pulsos, porém, enquanto este possuía dois enrolamentos secundários, no conversor de 18 pulsos são necessários quatro secundários por fase. Dois são responsáveis pela defasagem da tensão, enquanto os outros dois, são responsáveis por adequar o nível de tensão nas três saídas trifásicas, ligados conforme a Figura 45.

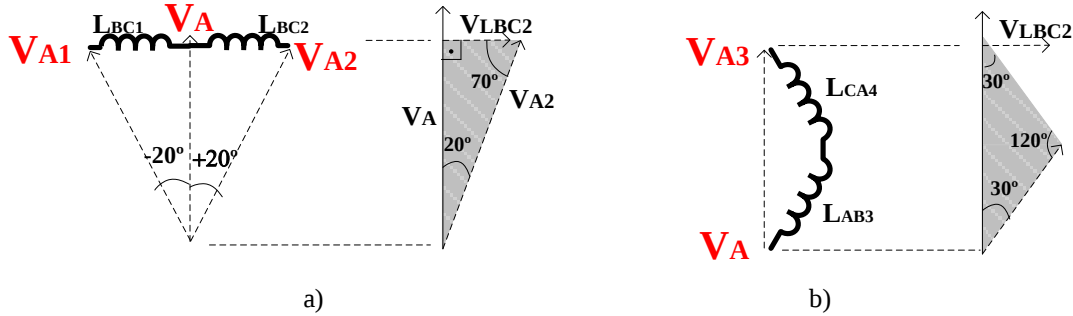
Figura 45 - Núcleo e enrolamentos do autotransformador Δ -diferencial 18 pulsos

Fonte: Adaptado pelo autor de [43]

Os enrolamentos primários são ligados em Δ , recebendo as tensões V_{AB} , V_{BC} e V_{CA} . Resultando em três sistemas defasados em 20° entre si, formados pelas tensões V_{A1} , V_{B1} , V_{C1} , V_{A2} , V_{B2} , V_{C2} , V_{A3} , V_{B3} e V_{C3} .

A amplitude e o ângulo das tensões resultantes podem ser obtidos pelos diagramas fasoriais da Figura 46 e aplicando fórmulas trigonométricas.

Figura 46 - Diagrama fasorial da tensão resultante



Fonte: Adaptado pelo autor de [43]

O triângulo destacado na Figura 46a apresenta a resultante da tensão V_{A2} . Conhecidos os valores da tensão de alimentação V_A e o ângulo de defasagem 20° , o valor da tensão V_{LBC2} é determinado pela expressão:

$$V_{LBC2} = V_A \cdot \tan(20^\circ) \rightarrow V_{LBC2} \cong 0,364V_A \quad (33)$$

A relação de espiras do enrolamento secundário é determinada pela expressão:

$$K_{BC2} = \frac{V_{LBC}}{V_{LBC2}} = \frac{\sqrt{3}V_A}{0,364V_A} \cong 4,76 \quad (34)$$

O número de espiras dos enrolamentos secundários é 4,76 vezes menor que o do primário, ou 21%.

E o valor da tensão na saída do autotransformador é determinado pela expressão:

$$V_{A2} = \frac{V_A}{\cos(20^\circ)} \cong 1,064V_{AN} \quad (35)$$

O valor da tensão de saída do autotransformador é 6,4% superior ao da tensão de entrada.

As expressões (33), (34) e (35) são válidas para todos os enrolamentos secundários 1 e 2 de cada fase. Utilizando enrolamentos idênticos e com os devidos ajustes nas polaridades são determinadas as tensões resultantes V_{A1} , V_{B1} , V_{C1} , V_{B2} e V_{C2} .

Já as tensões V_{A3} , V_{B3} e V_{C3} , devem alcançar a mesma amplitude sem que haja defasagem em relação à tensão V_A , como mostra a Figura 46b. Para a tensão V_{A3} são utilizados dois enrolamentos L_{AB3} e L_{CA4} cujos valores são determinados pela expressão:

$$\frac{V_{LAB3}}{\sin(30^\circ)} = \frac{V_{LCA4}}{\sin(30^\circ)} = \frac{0,064 \cdot V_A}{\sin(120^\circ)} \rightarrow V_{LAB3} = V_{LCA3} = 0,064 \cdot V_A \frac{\sin(30^\circ)}{\sin(120^\circ)} \quad (36)$$

$$V_{LAB3} = V_{LCA4} \cong 0,037V_A$$

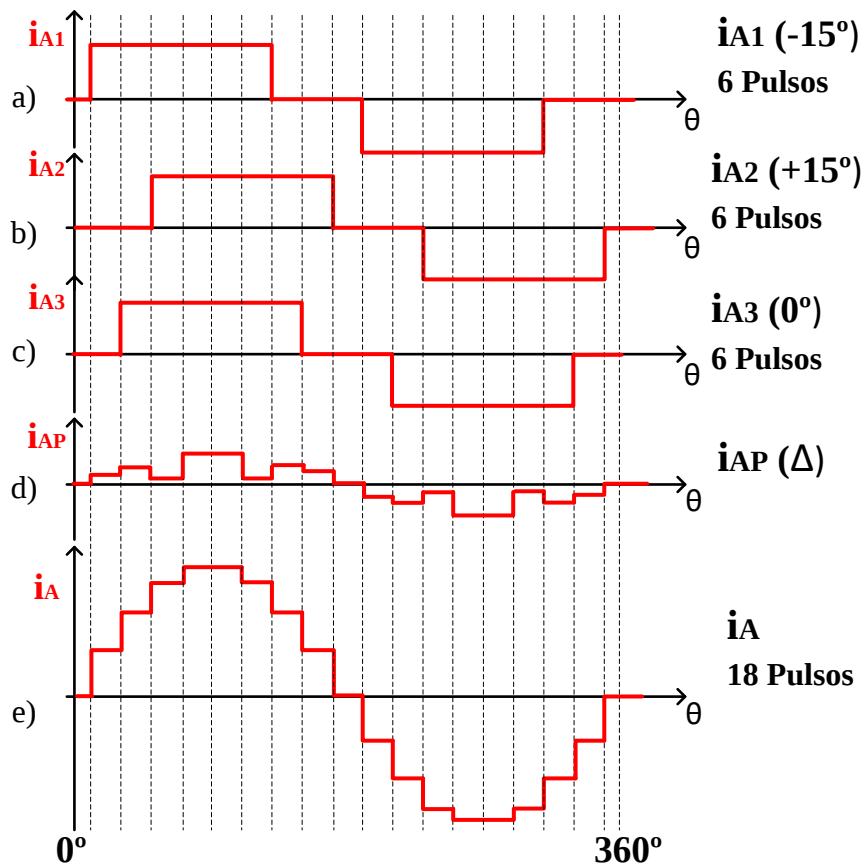
A relação de espiras destes enrolamentos secundários é determinada pela expressão:

$$K_{AB3} = \frac{V_{LAB}}{V_{LAB3}} = \frac{\sqrt{3}V_A}{0,037V_{AN}} \cong 46,8 \quad (37)$$

O número de espiras dos enrolamentos secundários deve ser 46,8 vezes menor que o do primário, ou pouco mais de 2% das espiras do primário.

A corrente da entrada de cada fase é a soma das correntes do transformador nos enrolamentos primário e secundários do autotransformador. Para a Fase A, a corrente da entrada I_A (Figura 47e), é a soma das correntes I_{A1} (Figura 47a), I_{A2} (Figura 47b), I_{A3} (Figura 47c) e I_{AP} (Figura 47d).

Figura 47 - Correntes no autotransformador Δ -diferencial



Fonte: Adaptado pelo autor de [43]

As correntes em cada secundário possuem formas de onda típicas das pontes retificadoras de seis pulsos, devidamente defasadas em 20° entre si. As correntes dos enrolamentos primários de cada fase são formadas pela soma das correntes dos secundários da respectiva fase, referidas ao primário, determinada pela expressão:

$$i_{AP}(\omega t) = i_{AB}(\omega t) - i_{CA}(\omega t) = \frac{i_{LAB1}(\omega t) + i_{LAB2}(\omega t) - i_{LCA1}(\omega t) - i_{LAC2}(\omega t)}{K_{BC2}} + \frac{i_{LAB3}(\omega t) + i_{LAB4}(\omega t) - i_{LCA3}(\omega t) - i_{LAC4}(\omega t)}{K_{AB3}}$$

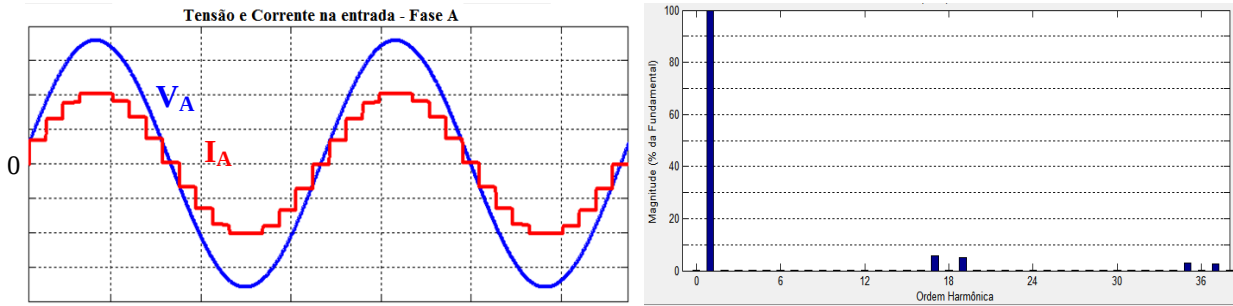
$$i_{AP}(\omega t) = \frac{i_{C1}(\omega t) + i_{C2}(\omega t) - i_{B1}(\omega t) - i_{B2}(\omega t)}{K_{BC2}} + \frac{i_{B3}(\omega t) - i_{C3}(\omega t)}{K_{AB3}} \quad (38)$$

$$i_{BP}(\omega t) = \frac{i_{A1}(\omega t) + i_{A2}(\omega t) - i_{C1}(\omega t) - i_{C2}(\omega t)}{K_{BC2}} + \frac{i_{C3}(\omega t) - i_{A3}(\omega t)}{K_{AB3}} \quad (39)$$

$$i_{CP}(\omega t) = \frac{i_{B1}(\omega t) + i_{CB2}(\omega t) - i_{A1}(\omega t) - i_{A2}(\omega t)}{K_{BC2}} + \frac{i_{A3}(\omega t) - i_{B3}(\omega t)}{K_{AB3}} \quad (40)$$

As formas de onda da corrente da entrada comparada com a tensão de uma fase do conversor de 18 pulsos e o espectro harmônico da corrente são mostradas na Figura 48.

Figura 48 - Formas de onda da tensão e corrente de entrada e espectro harmônico - conversor 18 pulsos Δ -diferencial



Fonte: Dados do próprio autor, adaptados de [2].

A forma de onda da corrente de entrada apresenta 18 pulsos para cada ciclo da tensão e apresenta somente os componentes definidos pela expressão $h=n.18\pm1$ (17^a , 19^a , 35^a , 37^a ...). A DHT está em torno de 9% e com defasagem praticamente nula entre o componente fundamental da corrente e da tensão da entrada, resultando em um fator de potência de 0,995. Esta forma de onda e o espectro harmônico são típicos dos conversores de 18 pulsos com poucas variações dependendo da topologia utilizada no projeto. A grande vantagem da topologia Δ -diferencial é a taxa kVA de apenas 18%, a menor entre todos os retificadores de 18 pulsos.

Assim como nos conversores de 12 pulsos, os conversores de 18 pulsos apresentam valores de DHT e fator de potência típicos, independente da topologia. O que pode mudar são as características do projeto, tamanho do núcleo que depende da relação potência processada pelo mesmo.

2.3.3 Outras topologias com conexões diferenciais de 18 pulsos

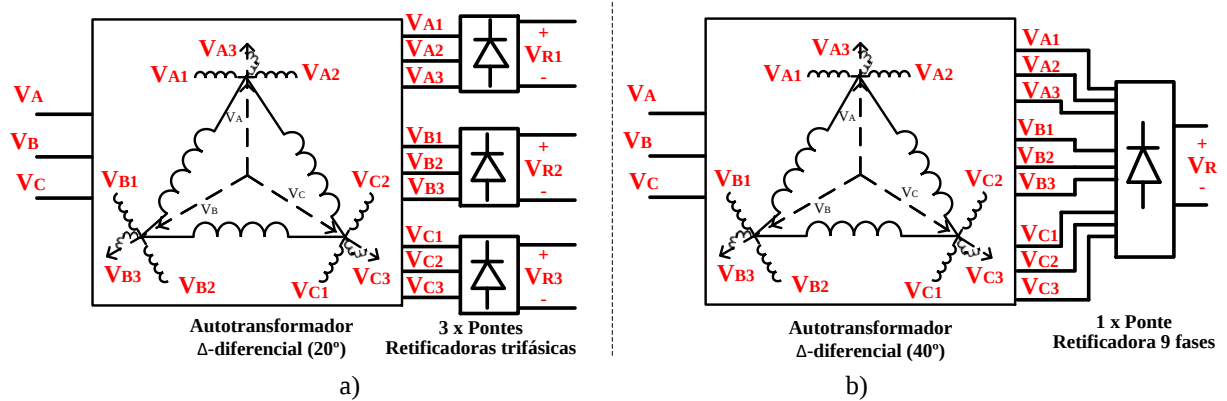
Outras topologias também utilizam um autotransformador para obtenção de conversores de 18 pulsos com ligações em Δ e ou em Y e com tensão de saída maior ou menor que a tensão de entrada. Em todas as topologias, a DHT da corrente de entrada segue o valor característico dos conversores 18 pulsos, em torno de 9%.

- Conexão Y-diferencial abaixadora de tensão: essa topologia utiliza um autotransformador com o primário conectado em Y, é caracterizada pela tensão de saída do autotransformador ser 12% inferior à da tensão na entrada ($V_{A1}=0,88V_A$) e taxa kVA em torno de 22,5% [43].

- Conexão Y-diferencial elevadora de tensão: essa topologia utiliza um autotransformador com o primário conectado em Y, é caracterizada pela tensão de saída do autotransformador ser 35% superior à da tensão na entrada ($V_{A1}=1,35V_A$) e taxa kVA em torno de 33% [43].

- Conexões generalizadas: as conexões generalizadas de autotransformadores são caracterizadas por fornecerem quaisquer valores de tensão de saída definido em projeto, abaixo ou acima da tensão da rede. Podem ser construídos conversores de 12 ou 18 pulsos na topologia em Δ ou Y, onde cada uma dessas topologias é definida por uma única expressão matemática. Esses conversores possuem mais enrolamentos secundários que os equivalentes diferenciais, assim a taxa kVA também tende a ser maior, dependendo da tensão de saída. O protótipo desenvolvido em [50] com tensão de saída do autotransformador de 171V ($V_{A1}=1,34V_A$) e saída retificada para carga 400Vcc, apresentou taxa kVA de 43%.

- Conversores multifase: outra forma de se obter conversores com número elevado de pulsos na tensão de saída é por meio dos conversores multifase, também conhecidos como conversores simétricos. Esses conversores fornecem um único sistema polifásico, que deve ser ligado a uma única ponte retificadora, com isso se obtém uma saída retificada com o dobro de número de pulsos. Assim, um sistema de 9 fases equivale a um conversor de 18 pulsos [51]. A Figura 49 mostra a topologia simplificada de um conversor de 18 pulsos convencional, assimétrico (a) e o conversor multifase, simétrico (b).

Figura 49 - Conversor multipulso convencional (a) 3x3 fases e multifase (b) 1x9 fases

Fonte: Adaptado pelo autor de [43],[51]

O autotransformador de um conversor multifase possui as mesmas características dos utilizados nos conversores multipulsos. A diferença está no ângulo de defasagem, que em um conversor simétrico de nove fases é de 40° enquanto no equivalente assimétrico é de 20°.

Como principal vantagem dessa técnica não há necessidade de utilizar IPTs para conexão da saída, eliminando esses elementos magnéticos da estrutura do circuito.

Como principal desvantagem, há a necessidade de valores de tensão maiores nos enrolamentos secundários para se obter a defasagem necessária. Com isso, a taxa kVA desses conversores é maior que nos conversores multipulsos equivalentes. Para um conversor de nove fases com ligação Δ-diferencial e tensão de saída igual à da entrada, a taxa kVA é 49,8%, enquanto que para o conversor de 18 pulsos, a taxa kVA é de apenas 18%.

A técnica de multifase só pode ser aplicada a um número ímpar de fases (9, 15, etc).

2.4 CONVERSORES MULTIPULSOS COM TÉCNICAS ATIVAS

Como já mencionado, a conexão paralela das saídas das pontes retificadoras não pode ser feita diretamente, sendo necessário conectar elementos intermediários às saídas das pontes retificadoras, tradicionalmente são utilizados IPTs, que permitem a conexão paralela, mas elevam o peso e volume do conversor e não trazem outras vantagens que uma técnica ativa poderia proporcionar, como regulação da tensão de saída, que pode apresentar variações com afundamentos na tensão de alimentação ou variações na carga.

Outro problema que pode ocorrer é o desequilíbrio das correntes nas saídas do conversor multipulso. Os resultados apresentados para os conversores dependem do equilíbrio entre as correntes nas saídas do autotransformador, que podem ser alteradas por diferenças

construtivas e operacionais. Os conversores de 18 pulsos apresentam resultados de DHT e fator de potência superiores aos de 12 pulsos, porém possuem uma diferença construtiva nas três saídas do autotransformador, que resultam diferenças de impedâncias. Remetendo à Figura 47, enquanto os enrolamentos das saídas 1 e 2 são projetados para uma tensão de 21% da tensão do enrolamento primário, a saída 3 passa por dois enrolamentos projetados para uma tensão de apenas 2% da tensão, ou seja o número de espiras 10 vezes menor que resulta em uma impedância 5 vezes menor nessa saída considerando os dois enrolamentos em série. Do ponto de vista do conversor, essa impedância pode ser apenas uma fração da impedância da carga, quando ligadas em cargas individuais não altera o resultado, porém ao se fazer a ligação a uma única carga, por meio dos IPTs, os resultados se alteram. Nos estudos realizados em [52], a DHT em cargas separadas era de 8%, mas ao ligar a uma única carga por meio de IPTs se elevou a 11%, com o aumento de correntes de ordens harmônicas que deveriam ter sido anuladas. Essa elevação na DHT não prejudica o fator de potência do conversor, mas o desequilíbrio das correntes pode resultar em sobrecarga na saída de menor impedância, levando ao aquecimento e outros problemas operacionais.

Este problema pode ser solucionado com a utilização de conversores CC-CC chaveados em alta frequência como elemento intermediário entre a saída da ponte retificadora e a carga, substituindo os IPTs. Estudos realizados com conversores *Boost* [53], [54], [55] e *Full-Bridge* [56], [57] demonstram ainda vantagens adicionais na utilização desses conversores em comparação aos IPTs:

- menor peso e volume;
- equilíbrio das correntes, por meio de um controle individualizado em cada conversor;
- possibilidade de regulação da tensão de saída, (barramento CC), com uma malha de controle de tensão e
- possibilidade de isolamento em alta frequência, permitindo a utilização de conversores baseados em autotransformadores em aplicações que necessitem de isolamento galvânico e mantendo peso e volume reduzidos.

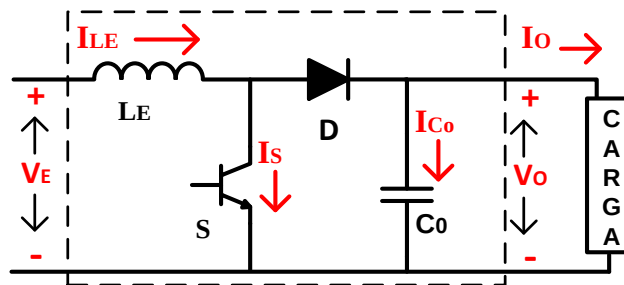
Os principais conversores utilizados nessas aplicações foram o conversor elevador (*Boost*) e o conversor *Full Bridge*.

2.4.1 Conversor elevador (*Boost*)

O conversor *Boost* é um conversor CC-CC não isolado elevador de tensão [58], em que a tensão de saída (V_o) será maior que a tensão de entrada (V_E).

A estrutura básica de um conversor *Boost* é mostrada na Figura 50.

Figura 50 - Estrutura do conversor *Boost*

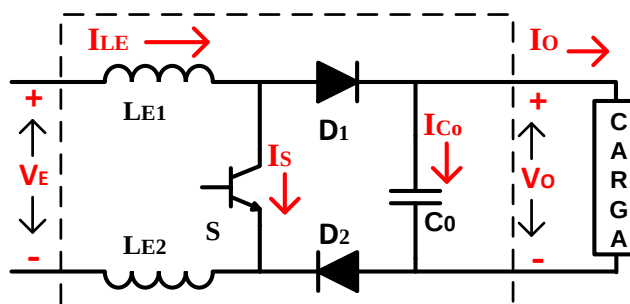


Fonte : Adaptado pelo autor de [58].

O conversor *Boost* possui característica de entrada em fonte de corrente, adequada à conexão com as pontes retificadoras de um conversor multipulso sem a necessidade de filtro de entrada e característica de saída de fonte de tensão, o que facilita o paralelismo com outros conversores *Boost*.

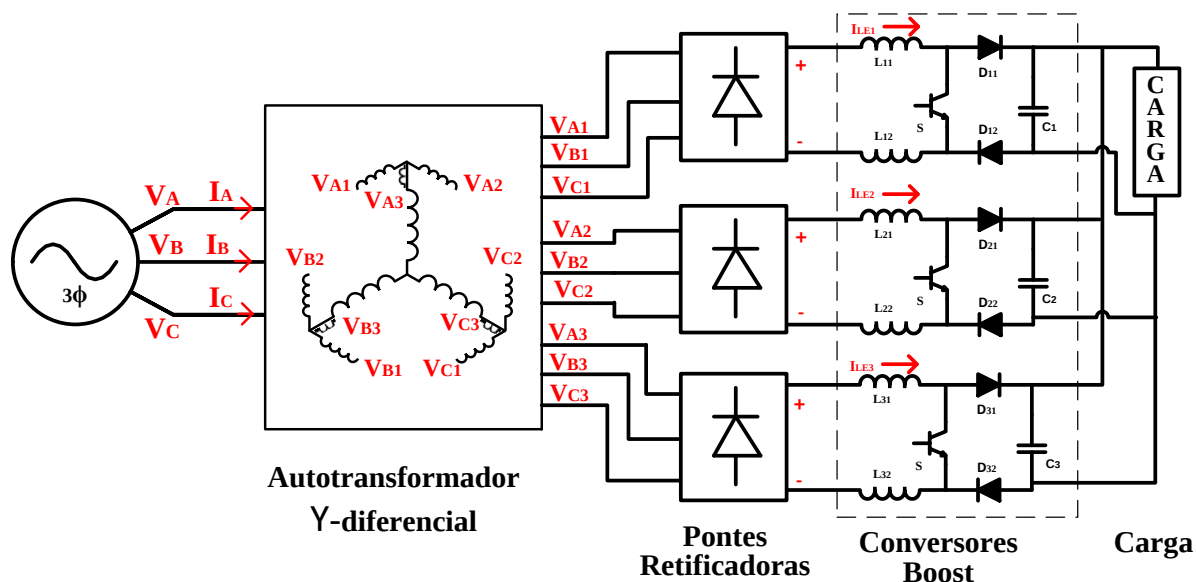
É necessária uma modificação na estrutura do conversor para possibilitar a conexão com conversores multipulsos, assim como nos conversores modulares e híbridos, o indutor de entrada tem que ser dividido entre as entradas positiva e negativa, assim como deve ser adicionado um diodo na saída negativa da carga, como mostra a Figura 51.

Figura 51 - Estrutura modificada do conversor *Boost*



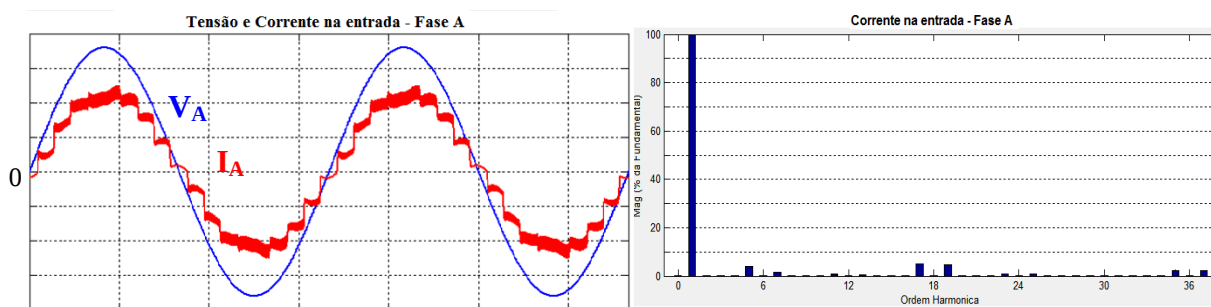
Fonte : Adaptado pelo autor de [43].

A Figura 52 mostra a conexão de um conversor de 18 pulsos Δ -diferencial com conversores *Boost* como elementos intermediários para conexão com a carga.

Figura 52 - Conversor de 18 pulsos / *Boost* com saídas conectadas em paralelo

Fonte: Adaptado pelo autor de [43]

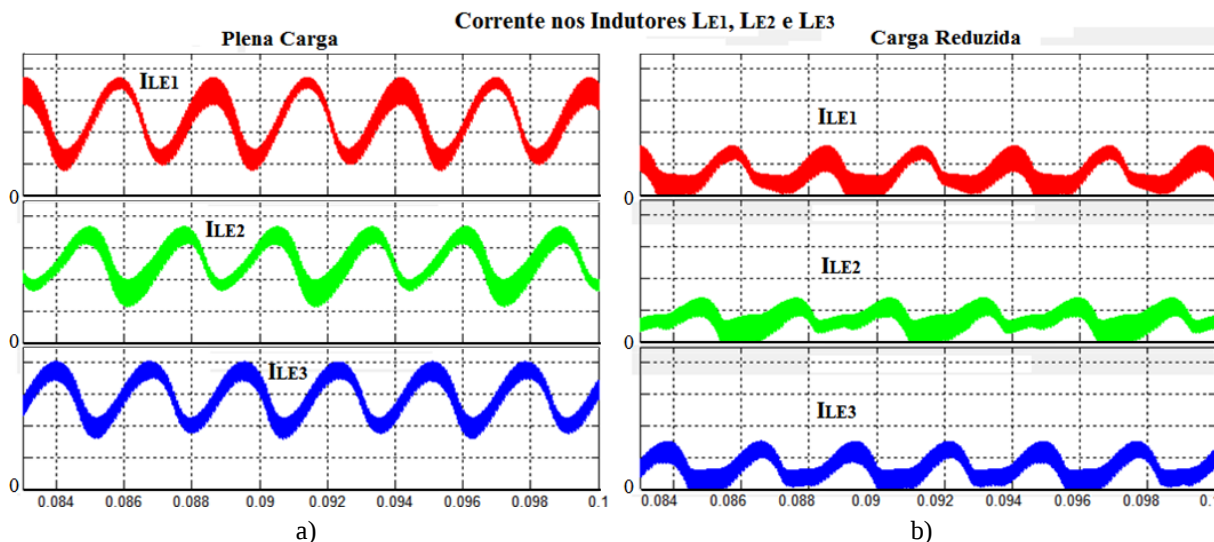
Os resultados de simulação e experimental dos conversores *Boost* em malha aberta realizados em [43] mostram que a corrente de entrada ainda mantém a forma de onda típica dos conversores de 18 pulsos, porém visivelmente distorcida, o que é confirmado no espectro harmônico da corrente, em que aparecem componentes de baixa ordem, 5ª e 7ª, como mostra a Figura 53.

Figura 53 - Formas de onda da tensão e corrente de entrada e espectro harmônico - conversor 18 pulsos - *Boost*

Fonte: Dados do próprio autor, adaptados de [43].

Os principais motivos para essa distorção são o já citado desequilíbrio no valor da corrente entre as saídas do autotransformador e a ondulação em baixa frequência nas correntes dos indutores de entrada do conversor *Boost*, provocada pela tensão na saída dos retificadores de seis pulsos, que apresentam ondulação de 360Hz. As figuras 55a e 55b mostram as correntes nos indutores de entrada dos conversores *Boost*.

Figura 54 - Corrente nos indutores de entrada dos conversores *Boost* - a plena carga (a) e carga reduzida (b)

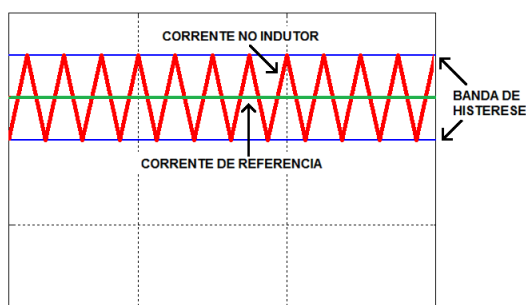


Fonte: Dados do próprio autor, adaptados de [43].

Em regime permanente e a plena carga essa ondulação da corrente não é preocupante, porém em caso de redução da carga, o valor instantâneo mínimo da corrente pode chegar a zero, o que poderia levar o conversor a operar no modo de condução descontínua em alguns instantes como mostra a Figura 55b, o que resulta em aumento ainda maior das componentes harmônicas na corrente de entrada, com alteração da forma de onda típica.

Uma das soluções para reduzir a ondulação da corrente em baixa frequência é utilizar uma estratégia de controle da corrente de entrada. Entre as técnicas apresentadas, o controle de corrente por histerese constante [55], que controla a corrente dentro de limites definidos pelo controlador. Essa técnica é parecida com a utilizada nos conversores PFC, porém a banda de histerese é fixa, o que anula as variações em baixa frequência na entrada. A Figura 55 mostra a forma de onda típica de corrente usando o método de controle de histerese constante.

Figura 55 - Controle de corrente por histerese constante

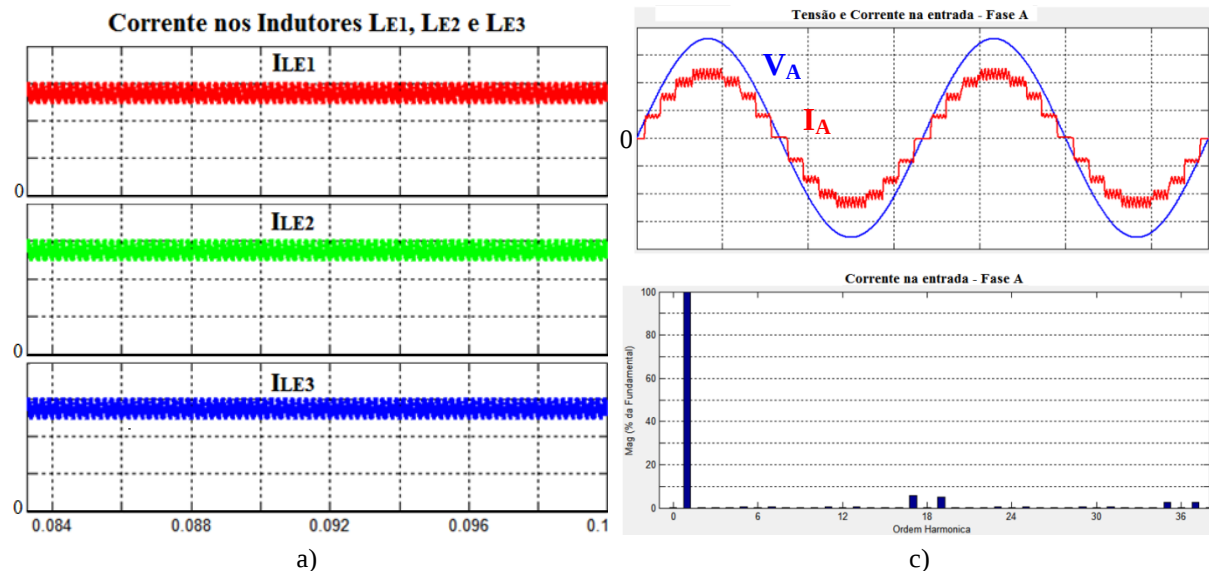


Fonte: Dados do próprio autor, adaptados de [55].

Outra técnica é o controle por valores médios [43], com o mesmo objetivo.

Com a implementação desta técnica os resultados foram sensivelmente melhorados. A Figura 56a mostra que as correntes nos indutores já não sofrem alterações em baixa frequência. A corrente de entrada apresenta a forma de onda bem definida, característica dos conversores de 18 pulsos conforme a Figura 56b, com a eliminação dos harmônicos não característicos, conforme espectro harmônico da Figura 56c, a DHT é de 8%.

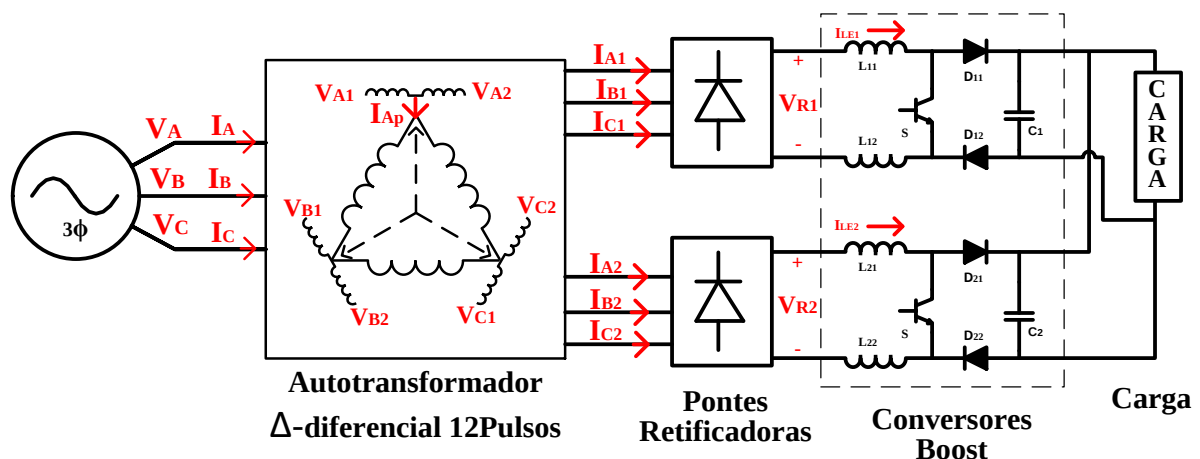
Figura 56 - Corrente nos indutores de entrada do conversor *Boost* (a), tensão e corrente na entrada (b), espectro da corrente (c)



Fonte: Dados do próprio autor, adaptados de [43].

Outros trabalhos utilizam o conversor *Boost* com controle de corrente para formatar a forma de onda da corrente no indutor, técnica conhecida como *active wave shaping* [54] para se obter forma de onda quase senoidal na corrente da entrada. A estrutura de potência utiliza autotransformador de 12 pulsos e dois módulos CC-CC *Boost*, como mostra a Figura 57.

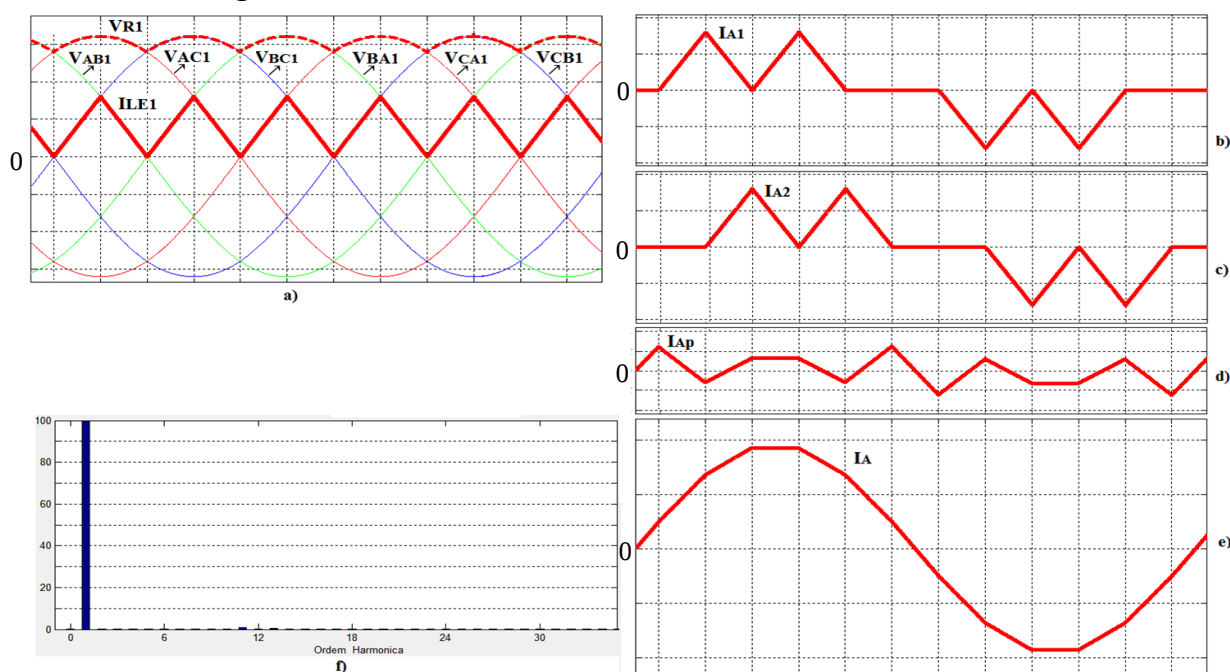
Figura 57 - Conversor de 12 pulsos / *Boost* com controle de forma de onda da corrente



Fonte: Adaptado pelo autor de [54]

A técnica de controle de corrente utilizada foi a valores médios. É imposta uma forma de onda triangular na corrente do indutor, sincronizada com a condução dos diodos da ponte retificadora de cada fase. A Figura 58 apresenta as formas de onda no indutor do primeiro conversor *Boost* (a), nos enrolamentos secundários do autotransformador Δ -diferencial (b, c), no enrolamento primário (d), na entrada (e) e o espectro harmônico da corrente de entrada (f), todos referenciados para a Fase A.

Figura 58 - Correntes no autotransformador Δ -diferencial - fase A



Fonte: Dados do próprio autor, adaptados de [54].

O resultado teórico é uma forma de onda com DHT de cerca de 1%, nos resultados experimentais, a DHT foi de 2,7%.

A forma de onda das correntes nos enrolamentos primário e secundários do autotransformador Δ -diferencial possui conteúdo harmônico superior ao do apresentado na Figura 41, que apresentava formas de onda retangulares. Assim a taxa kVA do autotransformador se elevou para 24%, ante 18% do anteriormente analisado. Apesar de aparentemente ser uma diferença pequena, resulta em uma redução de 25% na potência de saída do autotransformador.

A utilização do conversor *Boost* tradicional como estágio CC de conversores multipulsos não isolados permite ainda a regulação da tensão de saída, por meio de uma malha de tensão. Em sua estrutura básica, o conversor *Boost* não permite o isolamento galvânico, assim só pode ser utilizado em aplicações que não requerem isolamento.

O ganho estático do conversor é somente de elevador de tensão, o que pode limitar sua aplicação a aplicações com alta tensão de saída, ou pode-se projetar um autotransformador com as conexões generalizadas para abaixador a tensão antes dos conversores *Boost*, porém neste caso com maiores taxas kVA.

Outro conversor CC-CC utilizado como elemento intermediário que agrega algumas soluções para as desvantagens citadas foi o *Full Bridge*.

2.4.2 Conversor em ponte completa (*Full-Bridge*)

O conversor *Full-Bridge* tradicional é um conversor baseado do conversor abaixador (*Buck*), que possui isolamento em alta frequência [59], o ganho estático é somente abaixador de tensão, porém a tensão de saída pode ser projetada para valores maiores por meio da relação de espiras do transformador.

Sua característica de entrada é de fonte de tensão, o que não é adequada à conexão direta com as saídas das pontes retificadoras. Para possibilitar essa conexão é necessária a inclusão de um filtro LC entre a saída da ponte e a entrada do conversor [43].

O conversor *Full Bridge* também pode ter entrada característica de fonte de corrente, e pode ser utilizado em paralelo sem necessidade de elementos adicionais, porém, essa opção é menos usual do que *Full Bridge* tradicional.

Uma das vantagens dos conversores CC-CC isolados é permitir a utilização dos conversores multipulsos não isolados em aplicações que requerem isolamento galvânico como sistemas de telecomunicações, aplicações médicas entre outras e ainda mantendo a principal vantagem dos autotransformadores, o reduzido peso e volume se comparado com os conversores isolados em baixa frequência.

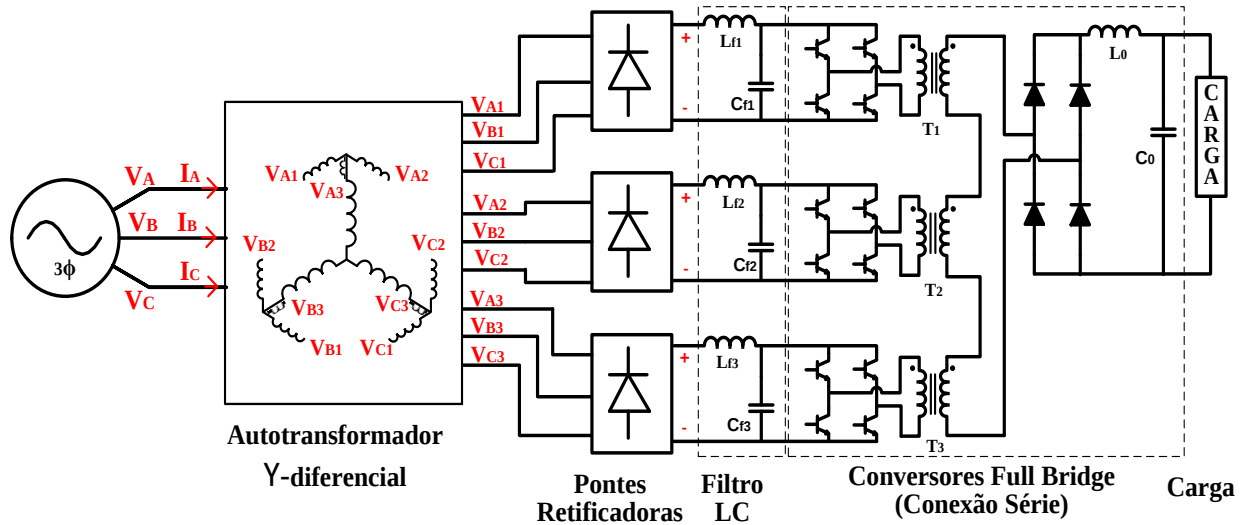
A conexão das saídas dos conversores *Full Bridge* à carga pode ser realizada em paralelo ou em série.

A conexão em paralelo apresenta resultados semelhantes à do conversor *Boost*. A corrente de entrada dos indutores apresenta forte ondulação em baixa frequência, e deve ser utilizada uma técnica de controle de corrente para limitar essa ondulação. A tensão de saída da carga será igual à dos conversores *Full-Bridge*, já a corrente da carga será a soma das correntes dos três conversores.

Na conexão em série [43], a corrente da carga igual à das correntes dos três conversores e a tensão de saída é a soma das tensões nos três conversores *Full-Bridge*. Para fornecer a

mesma tensão da conexão paralela, cada secundário deve ter a tensão reduzida em 1/3 da tensão de saída, e a corrente será 3 vezes maior, como mostrado na Figura 59.

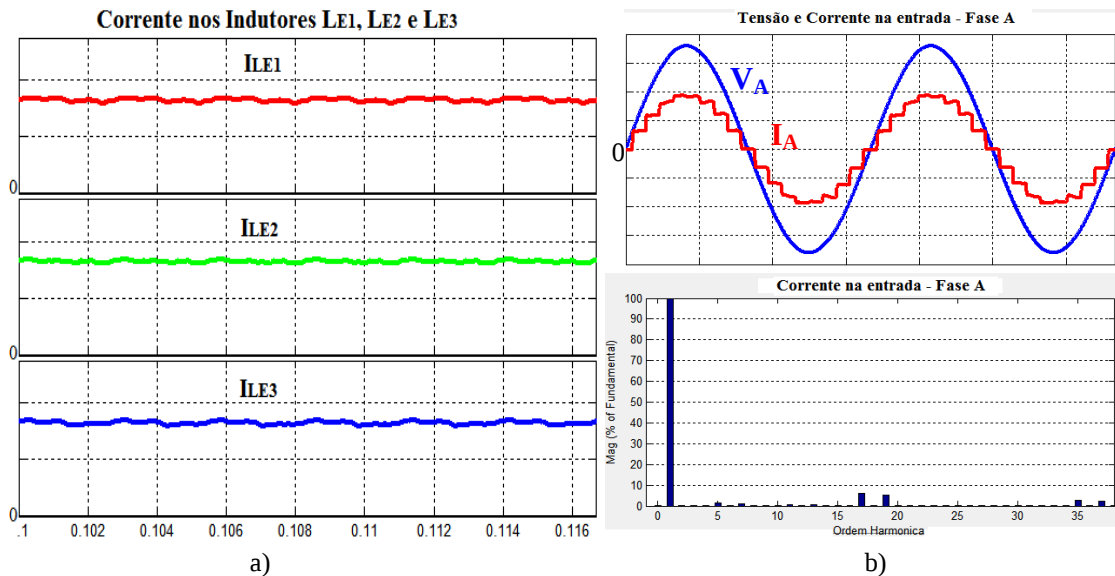
Figura 59 - Conversor multipulso / *Full Bridge* com os secundários conectados em série



Fonte: Adaptado pelo autor de [56]

Os resultados de simulações computacionais e experimentais mostram que essa técnica reduziu significativamente a ondulação da corrente de entrada, e mais importante, garante o equilíbrio nas três correntes, mesmo operando em malha aberta, como mostrado na Figura 60.

Figura 60 - Correntes nos indutores de filtro (a) e Tensão e corrente de entrada (b)



Fonte: Dados do próprio autor, adaptados de [56].

A ondulação da corrente nos indutores de entrada é fortemente reduzida quando comparada com a do conversor *Boost* ou mesmo o *Full Bridge* em conexão paralela das saídas sem o controle de corrente. Como as correntes nos enrolamentos secundários dos três

conversores é a mesma, as correntes nos primários também é a mesma, salvo pequenas diferenças construtivas nos transformadores. As tensões retificadas de entrada ainda influenciam na ondulação da corrente, mas ocorre um entrelaçamento entre as três correntes, reduzindo a ondulação e triplicando a frequência.

A DHT da corrente de entrada obtida experimentalmente foi de 7,8%.

Outros trabalhos foram realizados com o conversor *Full-Bridge*, como em [57] onde foram utilizados quatro conversores com um autotransformador de 24 pulsos, apresentou DHT de 3,3% a plena carga. Em [60] dois conversores *Full-Bridge* com entrada em corrente foram conectados a um autotransformador de 12 pulsos Δ -diferencial com técnica de *active wave shaping*. A DHT obtida experimentalmente foi de 2,7%.

Um conversor que não foi explorado em aplicações com multipulsos foi o conversor SEPIC, que possui características que podem ser vantajosas na utilização com os retificadores multipulsos e que principalmente por esse motivo foi escolhido para o desenvolvimento deste trabalho. Nos próximos capítulos será realizado um estudo detalhado do conversor SEPIC para aplicação com conversores multipulsos, bem como o projeto, construção e ensaios com o conversor proposto.

2.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Os conversores multipulsos apresentam-se como uma forma de mitigação de harmônicos indicada para aplicações de maior potência em ambientes industriais ou em sistemas elétricos. Diversas topologias de transformadores isolados e autotransformadores não isolados podem ser usadas para construção de conversores de 12, 18 ou mais pulsos.

Os autotransformadores apresentam como vantagem um menor peso e volume do que um transformador isolado equivalente, já que processam apenas uma fração da potência que chega à carga. São indicados especialmente em aplicações industriais, onde o isolamento do equipamento não é um requisito.

Os principais conversores abordados neste capítulo foram os da topologia Δ -diferencial de 12 e 18 pulsos, onde as tensões das saídas do autotransformador é muito próxima à da entrada e a taxa kVA é inferior a 20%. A diferença estrutural dos dois conversores é muito pequena, sendo adicionados dois pequenos enrolamentos por fase e um ajuste na relação de espiras dos existentes. Comparado com os benefícios apresentados como a redução dos

componentes harmônicos e redução da taxa kVA, o conversor de 18 pulsos é o mais indicado para implementação prática.

Com o correto projeto do transformador ou autotransformador, é possível obter conversores com maior número de pulso, trabalhos realizados com conversores de 24 [61], 28[62], 30[63], 36[64] e 44[65] ou mais pulsos, com diferentes técnicas. Porém a construção dos transformadores ou autotransformadores torna-se mais complexa e com elevada taxa kVA. Os benefícios, especialmente na redução da distorção harmônica da corrente de entrada, não são tão significativos.

Para obtenção de uma única saída CC para a carga é necessário conectar essas saídas por meio de um elemento intermediário. A maneira tradicional é utilizar IPTs, que elevam significativamente o peso e volume do conversor e não agregam outras vantagens ao conversor.

Outra forma de realizar essa conexão é por meio de conversores CC-CC chaveados em alta frequência, que em relação aos IPTs apresentam entre outras vantagens:

- menor peso e volume;
- possibilidade de regulação da tensão de saída e
- possibilidade de isolamento em alta frequência,

A redução do peso e volume está relacionada à frequência de operação dos conversores CC-CC, muito superior à dos IPTs, o que reduz o tamanho dos elementos magnéticos. Entretanto deve-se ressaltar que os conversores CC-CC possuem outros elementos como capacitores, chaves semicondutoras (transistores, diodos), dissipadores de calor, circuitos auxiliares entre outros. Dependendo do projeto essa vantagem pode não ser tão efetiva.

A regulação da tensão de saída é obtida por meio de uma malha de controle desta tensão, utilizando um controlador PI.

O isolamento em alta frequência permite a utilização de conversores baseados em autotransformadores em aplicações que necessitem de isolamento galvânico, aumentando a gama de aplicações desses conversores.

Diversos estudos foram realizados com os conversores CC-CC *Boost* e *Full Bridge*. Um conversor que não foi utilizado em aplicações com conversores multipulsos é o conversor SEPIC, que consegue reunir as vantagens de regulação de tensão na carga, possibilidade de isolamento em alta frequência e número reduzido de semicondutores e será objeto de estudo deste trabalho.

Para finalizar este capítulo, é apresentado um quadro comparativo com os resultados obtidos nas simulações para os conversores analisados, mostrado na tabela 14.

Tabela 14 - Quadro comparativo dos resultados para conversores de 12 e 18 pulsos

Conversores de 12 pulsos.			
Topologia	FP ⁽¹⁾	DHTi (%)	Taxa kVA (S/P _o %)
Δ /Y isolado	0,99	13,8	105
Ziguezague isolado	0,99	13,8	111
Conexão Δ -diferencial	0,99	14,1	18,8
Conexão Δ -diferencial abaixadora	0,99	13,8	46,5
Conexão Δ -diferencial elevadora	0,99	13,8	52,5
Conexão Y-diferencial abaixadora	0,99	13,8	21,3
Conexão Y-diferencial elevadora	0,99	13,8	26,7
Conexão Δ -diferencial - <i>Boost Wave shaping</i>	1 ⁽²⁾	2,7	24
Conversores de 18 pulsos.			
Topologia	FP ⁽³⁾	DHTi (%)	Taxa kVA (S/P _o %)
Conexão Δ -diferencial	0,996	8,8	16,8
Conexão Y-diferencial elevadora.	0,996	8,8	33
Conexão Y-diferencial abaixadora.	0,996	7,9	22
Conversor de 9 fases	0,996	8,8	49,8
Conexão Y-diferencial - <i>Boost</i>	0,995	7,9	22
Conexão Y-diferencial - <i>Full Bridge</i>	0,996	7,75	22

Fonte: [2],[43],[54],[56],[60] e dados do próprio autor.

Notas:

1 - Valores típicos relacionados à estrutura de 12 pulsos, obtidos a partir da DHTi.

2 - Em [54] o autor cita fator de potência unitário ao longo do texto, mas apresenta apenas a DTH de 2,7%, o que resulta em um FP muito elevado (0,9996), mas abaixo de 1.

3 - Valores típicos relacionados à estrutura de 18 pulsos, obtidos a partir da DHTi.

3 CONVERSOR CC-CC SEPIC

3.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Como visto no capítulo anterior, na saída dos conversores multipulsos são disponibilizados diversos sistemas trifásicos defasados, cada sistema é conectado a uma ponte retificadora de seis pulsos. Para obtenção de uma única saída CC para a carga é necessário conectar essas saídas por meio de um elemento intermediário. A maneira tradicional é utilizar IPTs, que elevam significativamente o peso e volume do conversor e não possibilitam, entre outros recursos, a regulação da tensão na saída da carga, que pode ser afetada com afundamentos na tensão de entrada ou variações na própria carga.

Outra forma de realizar essa conexão é por meio de conversores CC-CC com chaveamento em alta frequência. Em trabalhos anteriores, foram realizados estudos com conversores *Boost* (não isolado) e *Full Bridge* (isolado).

Um conversor que não foi explorado é o conversor SEPIC, que possui características que podem ser vantajosas na utilização com os retificadores multipulsos e também em outras estruturas que necessitem a conexão de vários conversores como os conversores modulares e híbridos.

Este trabalho propõe a utilização do conversor SEPIC como elemento intermediário de um conversor de 18 pulsos Δ -diferencial. Será feito um estudo das principais características do conversor, assim como o projeto, simulação e construção de protótipos para validação dos resultados.

3.2 CONVERSOR SEPIC

O conversor SEPIC (*Single-Ended Primary Inductance Converter*) é um conversor CC-CC muito utilizado em aplicações de correção ativa do fator de potência [22-26], conversores híbridos [35-37], aplicações em fontes renováveis de energia [66], reatores para lâmpadas fluorescentes [67] e LED [68] e outras aplicações na eletrônica de potência.

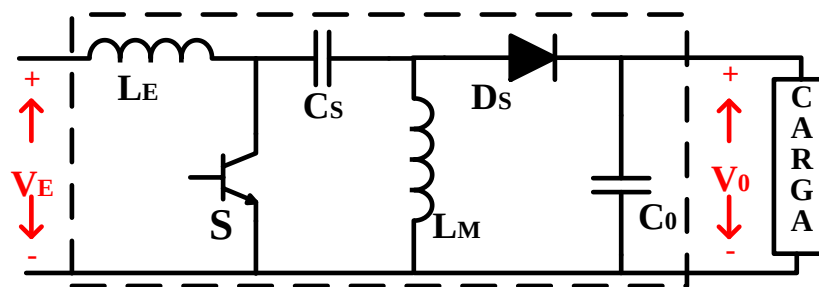
Entre as principais vantagens do conversor SEPIC, destacam-se:

- a característica de entrada de fonte de corrente, adequada à conexão com pontes retificadoras;

- a características de saída fonte de tensão, que facilita a ligação paralela à carga;
- apresenta uma única chave controlada (transistor bipolar, MOSFET ou IGBT) e um diodo em sua estrutura básica;
- pode operar como abaixador ou elevador de tensão e
- pode ser isolado sem grandes alterações na sua estrutura básica.

A estrutura básica do conversor SEPIC não isolado é apresentada na Figura 61.

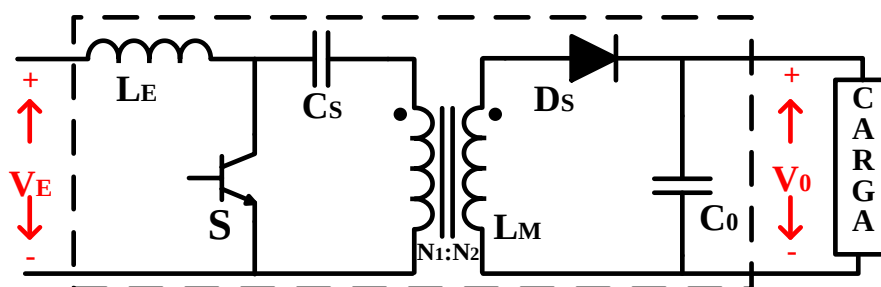
Figura 61 - Estrutura do conversor SEPIC não isolado



Fonte: Adaptado pelo autor de [58]

Essa estrutura pode ser facilmente isolada substituindo o indutor do ramo paralelo por um transformador acumulador, ou indutor acoplado, já que apresenta uma indutância de magnetização que armazena energia, semelhante ao transformador do conversor *Flyback*. A estrutura básica do conversor SEPIC isolado é apresentada na Figura 62.

Figura 62 - Estrutura do conversor SEPIC isolado



Fonte: Adaptado pelo autor de [58]

O conversor SEPIC pode operar tanto no modo de condução contínuo (MCC) como no modo de condução descontínuo (MCD). O MCD apresenta algumas vantagens, como entrada em condução do transistor e bloqueio do diodo com corrente nula, porém a tensão de saída é dependente da carga, podendo varia com aplicação de degraus (aumento ou redução) de carga, lembrando que ela pode ser facilmente regulada com um circuito controlador. Já no MCC a tensão independe da carga, assim este foi o modo selecionado para este projeto.

3.2.1 Etapas de funcionamento do conversor SEPIC não isolado

O conversor SEPIC apresenta duas etapas de funcionamento quando opera no MCC, que são definidas pelo fechamento e abertura da chave ativa S (transistor).

A **primeira etapa** ocorre durante o intervalo de tempo t_0 e t_1 , no qual o transistor encontra-se fechado, conduzindo. Este intervalo define a razão cíclica (D) ou ciclo de trabalho do conversor:

$$D = \frac{t_1 - t_0}{T} \quad (41)$$

Onde T é o período de chaveamento, dado pelo inverso da frequência de operação do conversor (f_s).

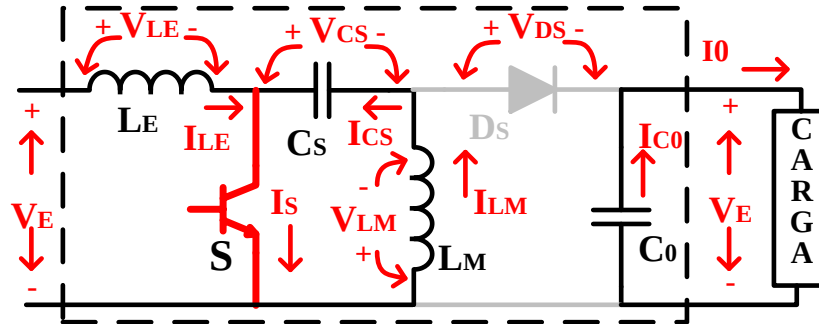
$$T = \frac{1}{f_s} \quad (42)$$

O intervalo de condução do transistor pode ser determinado pelo produto da razão cíclica e o período de chaveamento.

$$t_{son} = t_1 - t_0 = DT \quad (43)$$

A primeira etapa é mostrada na Figura 63.

Figura 63 - Primeira etapa de funcionamento do conversor SEPIC não isolado



Fonte: Adaptado pelo autor de [58]

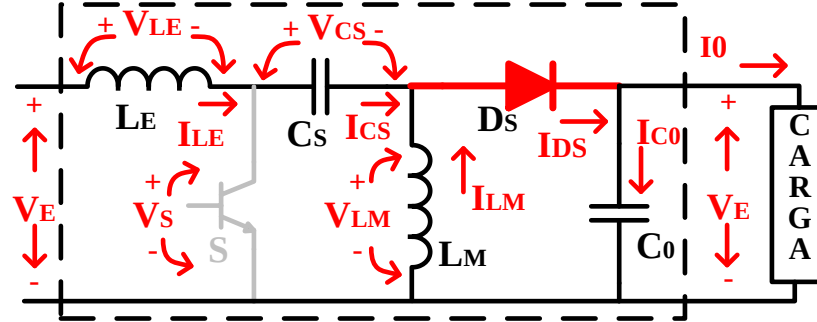
O indutor de entrada L_E armazena energia proveniente da fonte, a corrente cresce linearmente seguindo a relação V_E / L_E . O indutor L_M armazena energia proveniente do capacitor C_S , a corrente cresce seguindo a relação V_E / L_M .

A corrente no transistor é a soma das correntes dos indutores L_E (I_{LE}) e L_M (I_{LM}).

O diodo está bloqueado, a tensão sobre seus terminais é a soma das tensões da entrada (V_E) e saída (V_O). A carga é alimentada pelo capacitor C_O .

A **segunda etapa**, mostrada na Figura 64, ocorre durante o intervalo de tempo t_1 e t_2 , no qual o transistor encontra-se bloqueada e o diodo está conduzindo.

Figura 64 - Segunda etapa de funcionamento do conversor SEPIC não isolado



Fonte: Adaptado pelo autor de [58]

O instante t_2 coincide com o final do período de chaveamento T . O intervalo de condução do diodo D_S pode ser determinado pela expressão:

$$t_{DSon} = t_2 - t_1 = T - DT = (1 - D)T \quad (44)$$

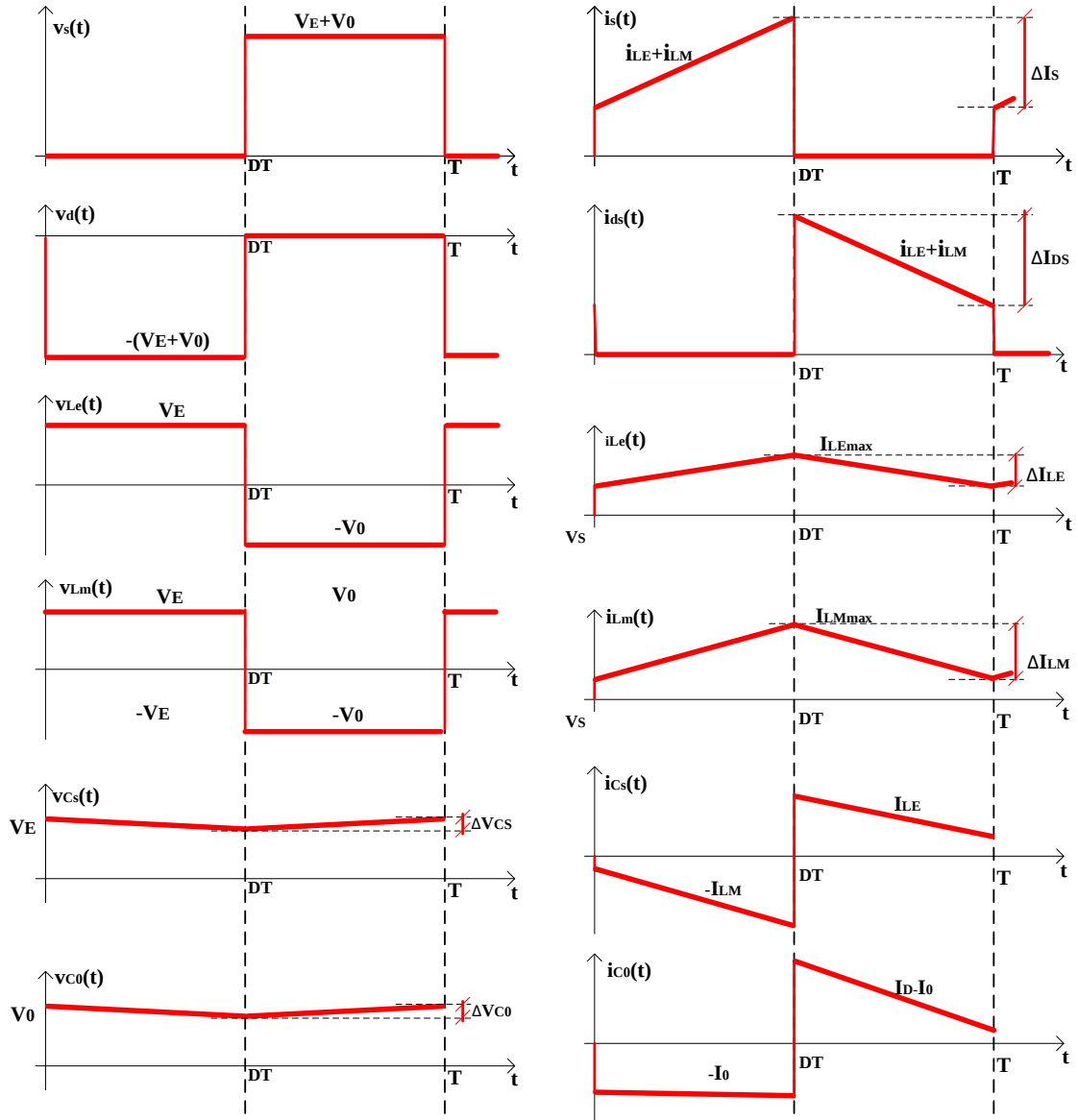
Os indutores L_E e L_M transferem a energia armazenada na primeira etapa para o capacitor C_O e a carga. O capacitor C_S está em processo de carga, proveniente da fonte V_E .

A corrente no diodo é a soma das correntes dos indutores L_E (I_{LE}) e L_M (I_{LM}).

A tensão sobre o transistor está bloqueado, a tensão sobre seus terminais é a soma das tensões da entrada (V_E) e saída (V_O).

A tensão média sobre o capacitor C_S é da tensão da fonte (V_E), enquanto a tensão do capacitor C_O é da tensão da carga (V_O). Idealmente essas tensões são consideradas invariáveis durante o período T , porém os processos de carga e descarga resultam em uma ondulação dada por ΔV_{CS} e ΔV_{CO} respectivamente, previstas em projeto.

As formas de onda de tensões e correntes nos principais componentes do conversor SEPIC não isolado nas duas etapas do MCC são mostradas na Figura 65.

Figura 65 - Formas de ondas relevantes do conversor SEPIC não isolado

Fonte: Adaptado pelo autor de [58]

3.2.2 Determinação dos elementos passivos do conversor SEPIC

A análise matemática das etapas de funcionamento possibilita a determinação dos principais componentes do conversor. A análise do conversor não isolado vale também para o isolado, com as devidas considerações.

Como descrito na primeira etapa, a corrente no indutor L_E cresce linearmente a partir de um valor inicial na I_{LEmin} até um valor máximo I_{LEmax} seguindo a relação V_E/L_E ao longo do período de 0 a DT e decresce seguindo a relação V_0/L_E ao longo do período de DT a T :

$$\begin{cases} i_{LE}(t) = I_{LEmin} + \frac{V_E}{L_E} t & p/ 0 < t < DT \\ i_{LE}(t) = I_{LEmax} - \frac{V_0}{L_E} (t - DT) & p/ DT < t < T \end{cases} \quad (45)$$

Onde I_{LEmin} é o valor da corrente $i_{LE}(t)$ em $t=0$, e I_{LEmax} é o valor em $t=DT$.

Considerando a primeira etapa no instante $t=DT$:

$$\begin{aligned} I_{LEmax} &= I_{LEmin} + \frac{V_E}{L_E} DT \\ I_{LEmax} - I_{LEmin} &= \frac{V_E}{L_E} DT \end{aligned} \quad (46)$$

A diferença entre os valores inicial e final de I_{LE} é definida como ondulação da corrente de entrada (ΔI_{LE}), que é especificado em projeto.

$$I_{LEmax} - I_{LEmin} = \Delta I_{LE} = \frac{V_E}{L_E} DT \quad (47)$$

O indutor de entrada L_E pode então ser determinado pela expressão:

$$L_E = \frac{V_E \cdot D}{\Delta I_{LE} \cdot f_S} \quad (48)$$

O valor médio da corrente no indutor L_E é igual à corrente média proveniente da fonte, determinada pela expressão:

$$I_{LEmed} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{LE}(t) dt = I_{Emed} = \frac{P_0}{\eta \cdot V_E} \quad (49)$$

Onde P_0 é a potência de saída e η o rendimento do conversor.

O valor da corrente eficaz no indutor L_E pode ser obtido pela expressão:

$$I_{LEef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (i_{LE}(t))^2 dt} \quad (50)$$

A expressão pode ser obtida em função da ondulação e do valor médio da corrente do referido indutor:

$$I_{LEef} = \sqrt{I_{LEmed}^2 + \frac{\Delta I_{LE}^2}{12}} \quad (51)$$

A solução completa da expressão da corrente eficaz no indutor L_E pode ser consultada no Apêndice A.

Seguindo os mesmos procedimentos, determina-se a expressão para o indutor L_M .

$$L_M = \frac{V_E \cdot D}{\Delta I_{LM} \cdot f_S} \quad (52)$$

Onde ΔI_{LM} é a diferença entre os valores inicial e final de I_{LM} , também especificado em projeto:

$$\Delta I_{LM} = I_{LMmax} - I_{LMmin} \quad (53)$$

A corrente média no indutor L_M é igual à corrente média na carga.

$$I_{LMmed} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{LM}(t) dt = I_{omed} = \frac{P_0}{V_0} \quad (54)$$

O valor da corrente eficaz no indutor L_M pode ser obtido a partir da ondulação e do valor médio da corrente do referido indutor:

$$I_{LMef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (i_{LM}(t))^2 dt} = \sqrt{I_{LMmed}^2 + \frac{\Delta I_{LM}^2}{12}} \quad (55)$$

Durante a primeira etapa ocorre o processo de descarga do capacitor C_S , a tensão varia de um valor máximo V_{CSmax} até V_{CSmin} , que pode ser expressa por ΔV_{CS} .

$$\Delta V_{CS} = V_{CSmax} - V_{CSmin} \quad (56)$$

Essa variação pode ser definida em função da corrente média de saída (I_0) pela expressão:

$$\Delta V_{CS} = \frac{I_0}{C_S} DT \quad (57)$$

Assim, o valor do capacitor de entrada pode ser determinado pela expressão:

$$C_S = \frac{I_0 \cdot D}{\Delta V_{CS} \cdot f_S} \quad (58)$$

Da mesma forma, a expressão para o capacitor de saída pode ser especificada em função da corrente média de saída I_0 .

$$C_0 = \frac{I_0 \cdot D}{\Delta V_{C0} \cdot f_S} \quad (59)$$

Onde ΔV_0 é a diferença entre os valores máximo e mínimo de V_{CS} .

$$\Delta V_{C0} = V_{C0max} - V_{C0min} \quad (60)$$

3.2.3 Ganho estático

O ganho estático é a relação entre as tensões de saída e de entrada do conversor SEPIC, pode ser obtido a partir da análise das correntes dos indutores L_E e L_M .

Na primeira etapa ocorre o armazenamento de energia da entrada nos indutores L_E e L_M , que estão sob a tensão de entrada V_E , durante o intervalo de tempo 0 a DT .

$$E_1 = V_E(I_{LEmd} + I_{LMmd})DT \quad (61)$$

Na segunda etapa, a energia armazenada nos indutores L_E e L_M é transferida para a carga durante o intervalo de tempo DT a T , os indutores estão sob a tensão de saída $-V_0$.

$$E_2 = -V_0(I_{LEmd} + I_{LMmd})(T - DT) \quad (62)$$

Considerando que o conversor opera sem perdas, a soma das energias nas duas etapas deve ser nula:

$$\begin{aligned} V_E \cdot (I_{LEmd} + I_{LMmd})DT - V_0 \cdot (I_{LEmd} + I_{LMmd})(T - DT) &= 0 \\ V_E \cdot (I_{LEmd} + I_{LMmd})DT &= V_0 \cdot (I_{LEmd} + I_{LMmd})(1 - D)T \\ V_E \cdot D &= V_0(1 - D) \end{aligned} \quad (63)$$

Obtém-se a expressão para o ganho estático do conversor SEPIC:

$$G = \frac{V_0}{V_E} = \frac{D}{1 - D} \quad (64)$$

A partir dessa expressão, obtém-se o ciclo de trabalho D função das tensões V_E e V_0 :

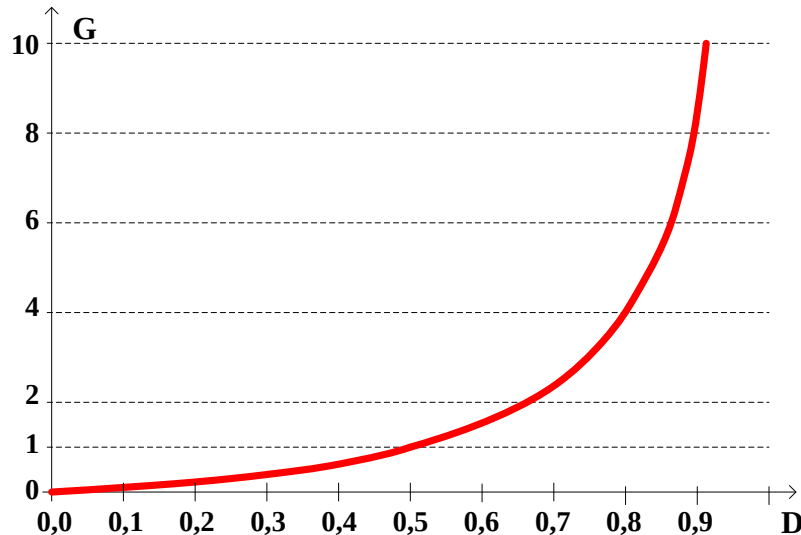
$$D = \frac{V_E}{V_E + V_0} \quad (65)$$

O ganho estático também define a relação inversa entre os valores médios das correntes de saída e entrada do conversor, assim como nos indutores L_M e L_E :

$$\frac{1}{G} = \frac{I_{0med}}{I_{Emed}} = \frac{I_{LMmed}}{I_{LEmed}} = \frac{1 - D}{D} \quad (66)$$

Assim, operando no modo de condução contínua e desconsiderando as quedas de tensões nos diversos componentes, a característica de ganho estático do conversor SEPIC depende apenas da razão cíclica D , como mostrado na Figura 66.

Figura 66 - Ganho estático do conversor SEPIC em modo de condução contínua



Fonte: Adaptado pelo autor de [58]

O funcionamento como abaixador de tensão ocorre com valores de $D < 0,5$ e como elevador de tensão com os valores acima de 0,5.

A tensão da saída V_0 , pode ser regulada por uma malha de controle de tensão PWM, tornando o conversor e a carga alimentada menos sensíveis a transitórios provocados por variações de carga e na tensão de entrada.

3.2.4 Determinação dos elementos - Transistor (S) e diodo (D_S)

Como descrito na primeira etapa, a corrente no transistor é a soma das correntes nos indutores L_E e L_M . Na segunda etapa o transistor encontra-se bloqueado, assim, o valor médio da corrente no transistor é dado pela expressão:

$$I_{Smed} = \frac{1}{T} \int_0^{DT} (i_{LE}(t) + i_{LM}(t)) dt \quad (67)$$

O valor pode ser determinado em função dos valores médios das correntes nos indutores:

$$I_{Smed} = (I_{LEmed} + I_{LMmed})D \quad (68)$$

Os valores médios das correntes nos indutores são relacionados pela característica de ganho estático, assim a expressão pode ser reescrita:

$$\begin{aligned} I_{Smed} &= \left(I_{LEmed} + I_{LEmed} \cdot \frac{1-D}{D} \right) D \\ I_{Smed} &= (I_{LEmed} \cdot D + I_{LEmed}(1-D)) \\ I_{Smed} &= I_{LEmed}(D + (1-D)) \end{aligned} \quad (69)$$

Assim, a corrente média no transistor é igual à corrente média no indutor de entrada.

$$I_{Smed} = I_{LEmed} \quad (70)$$

O valor eficaz da corrente no transistor S é determinado pela expressão:

$$\begin{aligned} I_{Sef} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} (i_{LE}(t) + i_{LM}(t))^2 dt} \\ I_{Sef} &= \sqrt{D \cdot \left((I_{LEmed} + I_{LMmed})^2 + \frac{\Delta I_S^2}{12} \right)} \end{aligned} \quad (71)$$

Onde ΔI_S é a ondulação de corrente no transistor S, dada pela soma das ondulações de correntes nos indutores L_E e L_M :

$$\Delta I_S = \Delta I_{LE} + \Delta I_{LM} \quad (72)$$

A solução completa da expressão da corrente eficaz no transistor S pode ser consultada no Apêndice A.

A corrente no diodo D_S é nula na primeira etapa, quando o mesmo se encontra bloqueado. Na segunda etapa a corrente é a soma das correntes nos indutores L_E e L_M :

Seguindo os mesmos procedimentos, o valor médio da corrente no diodo D_S é igual ao valor médio da corrente no indutor L_M , que por sua vez é igual à corrente média na carga.

$$I_{DSmed} = I_{LMmed} = I_{0md} \quad (73)$$

A corrente eficaz no diodo D_S pode ser determinada pela expressão:

$$I_{DSef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{DT}^T (i_{LE}(t) + i_{LM}(t))^2 dt} \quad (74)$$

$$I_{DSef} = \sqrt{(1-D) \left((I_{LEmed} + I_{LMmed})^2 + \frac{\Delta I_{DS}^2}{12} \right)}$$

Onde ΔI_{DS} é a ondulação da corrente no diodo D_S , igual a ΔI_S dada pela expressão (72).

A solução completa da expressão da corrente eficaz no diodo D_S pode ser consultada no Apêndice A.

Os valores de pico da corrente no transistor e no diodo são determinados pela expressão:

$$I_{Smax} = I_{Dmax} = I_{LEmed} + I_{LMmed} + \left(\frac{\Delta I_{LE} + \Delta I_{LM}}{2} \right) \quad (75)$$

As tensões de bloqueio no transistor na segunda etapa e no diodo na primeira etapa são dadas pela soma da tensão de entrada e saída. Desconsiderando variações transitórias, a tensão de bloqueio é dada por:

$$V_{Smax} = V_{Dmax} = V_{Emax} + V_0 \quad (76)$$

Como as tensões V_E e V_0 são relacionadas pela razão cíclica e ganho estático, a expressão pode ser expressa por:

$$V_{Smax} = V_{DSmax} = V_E \left(1 + \frac{D}{(1-D)} \right) = V_E(1+G) \quad (77)$$

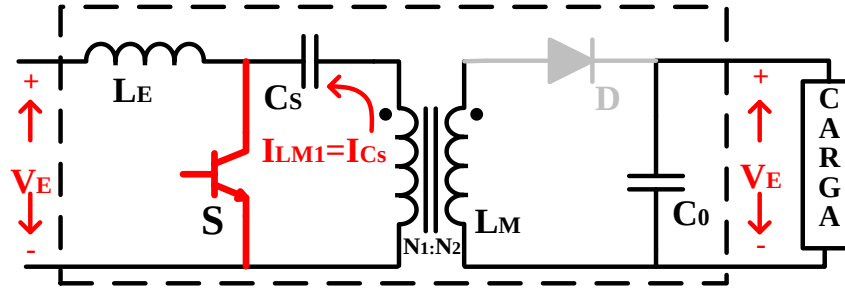
Com essas expressões podem-se determinar os valores de projeto e os respectivos componentes para o conversor SEPIC não isolado.

3.2.5 Considerações para o conversor SEPIC isolado

O funcionamento do conversor SEPIC isolado é análogo ao do não isolado, sendo que a maior diferença está que o indutor L_M que é substituído por um transformador armazenador com o mesmo valor de indutância, possibilitando o isolamento galvânico entre a entrada e a

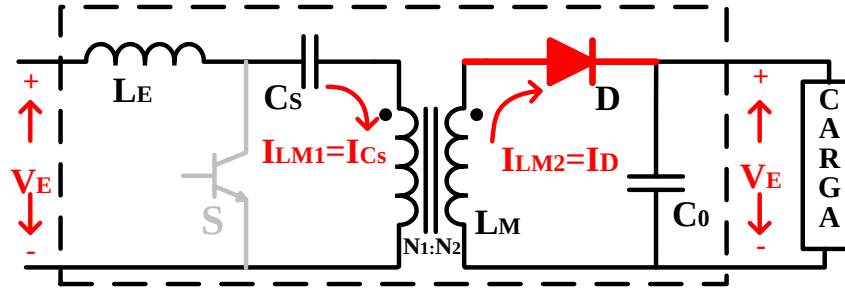
saída do circuito. As etapas de funcionamento são as mesmas do SEPIC não isolado e são mostradas nas figuras 67 e 68.

Figura 67 - Primeira etapa de funcionamento do conversor SEPIC isolado



Fonte: Adaptado pelo autor de [58]

Figura 68 - Segunda etapa de funcionamento do conversor SEPIC isolado



Fonte: Adaptado pelo autor de [58]

As correntes nos enrolamentos do transformador L_M são:

- a corrente no enrolamento primário é a mesma do capacitor C_S e
- a corrente no enrolamento secundário é igual à do diodo D_S .

As tensões nos dois enrolamentos são relacionadas diretamente pela relação de espiras do transformador, que é definida em projeto:

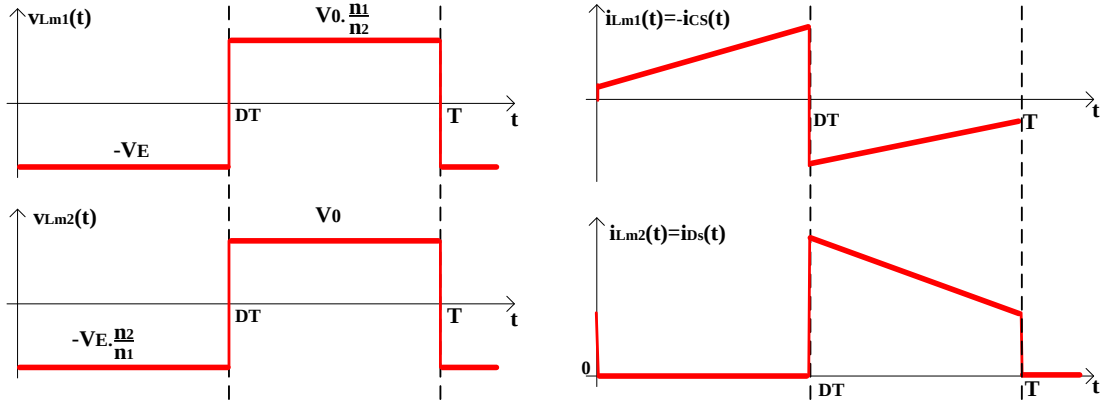
$$V_{LM2} = V_{LM1} \cdot \frac{N_2}{N_1} \quad (78)$$

Assim, o ganho estático também depende da relação de espiras:

$$G = \frac{V_0}{V_E} = \frac{N_2}{N_1} \frac{D}{1-D} \quad (79)$$

É possível ainda disponibilizar várias saídas isoladas independentes com a inclusão de mais enrolamentos secundários.

As formas de onda de tensões e correntes mostradas na Figura 65 valem também para o conversor não isolado, com exceção do transformador L_M que são mostradas na Figura 69.

Figura 69 - Formas de ondas do transformador L_M do conversor SEPIC isolado

Fonte: Adaptado pelo autor de [58]

Ao contrário do que ocorria no conversor não isolado, as correntes nos dois enrolamentos apresentam elevadas variações nas duas etapas de funcionamento. Os transformadores reais apresentam uma indutância de dispersão em cada enrolamento, essas indutâncias armazenam energia enquanto conduzem corrente. Essa energia não é transferida para o outro enrolamento e provocam elevadas sobretensões transitórias sobre o transistor e o diodo. Além de elevar as perdas no conversor, essas sobretensões podem ser destrutivas para esses componentes. Normalmente eles já são dimensionados com valores de tensões de bloqueio superiores ao inicialmente previsto, mas ainda assim podem ser necessários circuitos de proteção chamados *snubbers*, para reduzir essas sobretensões. Esses circuitos serão analisados posteriormente.

A corrente eficaz no enrolamento primário é igual à do capacitor C_S e pode ser determinada a partir das expressões das correntes nos indutores L_E e L_M como no SEPIC não isolado:

$$I_{LMPef} = I_{CSef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (i_{CS}(t))^2 \cdot dt} \quad (80)$$

$$I_{LMPef} = I_{CSef} = \sqrt{D \left(\frac{(\Delta I_{LE})^2}{12} + I_{LEmed}^2 \right) + (1-D) \left(\frac{(\Delta I_{LM})^2}{12} + I_{LMmed}^2 \right)}$$

A solução completa da expressão da corrente eficaz no capacitor C_S pode ser consultada no Apêndice A.

No enrolamento secundário a corrente eficaz é igual à do diodo D_S , valendo a Expressão (74), mas com os termos espelhados no lado secundário.

$$I_{LM\text{Sef}} = I_{DS\text{ef}} = \sqrt{(1-D) \cdot \left((I'_{LE\text{med}} + I'_{LM\text{med}})^2 + \frac{\Delta I_{DS}^2}{12} \right)} \quad (81)$$

Onde:

$$I'_{LE\text{med}} = \frac{N_2}{N_1} \cdot I_{LE\text{med}} \quad (82)$$

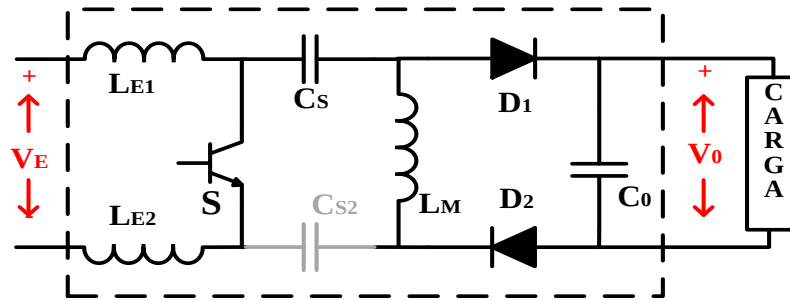
$$I'_{LM\text{med}} = \frac{N_2}{N_1} \cdot I_{LM\text{med}} \quad (83)$$

$$\Delta I_{DS} = \frac{N_2}{N_1} \cdot (\Delta I_{LE} + \Delta I_{LM}) \quad (84)$$

3.3 CONVERSORES SEPIC OPERANDO COMO ESTÁGIO CC-CC DE UM CONVERSOR MULTIPULSO.

Para possibilitar a associação paralela de conversores SEPIC não isolados nas saídas de conversores multipulsos são necessárias modificações na estrutura básica, como as realizadas nos conversores *Boost* [43]. A indutância de entrada deve ser dividida entre os ramos positivo e negativo, devendo ainda ser adicionado um segundo diodo no ramo negativo. A Figura 70 mostra o conversor SEPIC modificado para conexão paralela das saídas.

Figura 70 - Conversor SEPIC não isolado modificado para conexão paralela das saídas



Fonte: Adaptado pelo autor de [58]

Opcionalmente pode ser adicionado um segundo capacitor, que ficará disposto em série com o primeiro, assim o valor de cada capacitor deve ser o dobro do especificado no projeto.

A utilização do conversor SEPIC isolado a princípio não requer alterações, podendo ser utilizada a estrutura básica.

Neste trabalho são propostas três topologias utilizando o conversor SEPIC como elemento intermediário de um conversor de 18 pulsos Δ -diferencial:

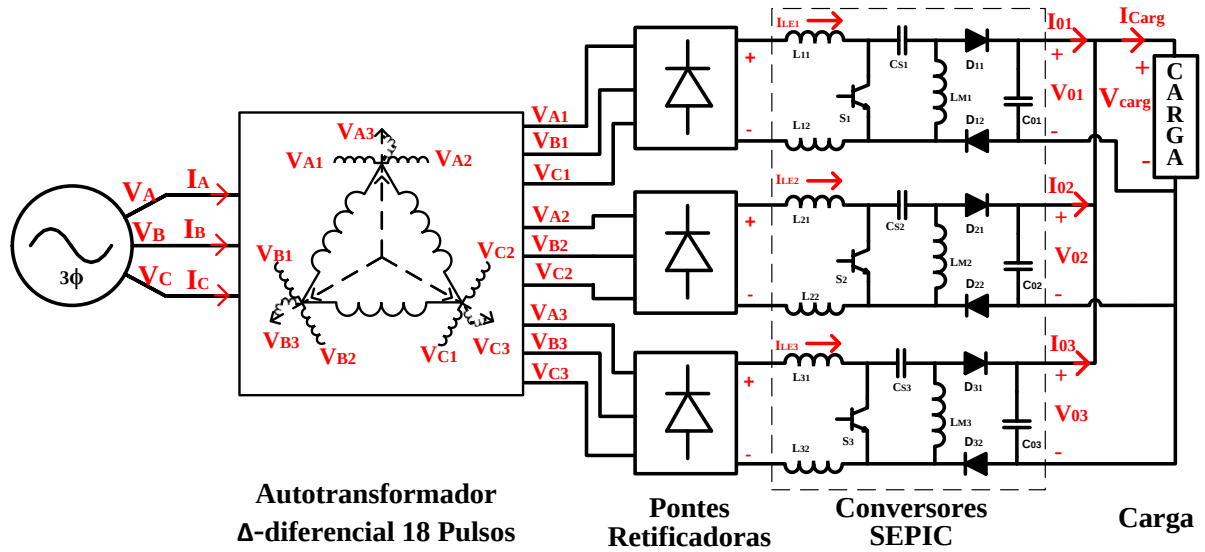
- SEPIC não isolado;

- SEPIC isolado com as saídas em paralelo;
- SEPIC isolado com as saídas em série.

3.3.1 SEPIC não isolado

O conversor SEPIC não isolado modificado, como mostrado na Figura 70, pode ser ligado diretamente às saídas das pontes retificadoras, sem a necessidade de elementos adicionais como filtros. As saídas também podem ser ligadas diretamente à carga, em paralelo, essa é a única forma possível de conexão do conversor não isolado. A Figura 71 mostra o conversor de 18 pulsos com três conversores SEPIC não isolados.

Figura 71 - Conversor 18 pulsos com conversores SEPIC não isolados em paralelo



Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

Os capacitores de saída dos três conversores SEPIC estão ligados em paralelo, assim eles podem eventualmente ser substituídos por um único capacitor junto à carga com o valor total da capacitância especificada em projeto.

Nesta topologia a tensão da carga é igual à tensão de saída dos três conversores SEPIC, que são iguais:

$$V_{\text{Carga}} = V_{01} = V_{02} = V_{03} \quad (85)$$

A corrente da carga é a soma das correntes de saída de cada conversor SEPIC.

$$I_{\text{Carga}} = I_{01} + I_{02} + I_{03} \quad (86)$$

Eventuais diferenças, como as citadas no item 2.4, podem resultar em desbalanceamento de corrente, especialmente com o circuito operando em malha aberta. As

correntes podem assumir valores médios diferentes nos três conversores, o que pode acarretar problemas como sobrecarga de um conversor, além de aumentar a DHT da corrente na entrada do autotransformador.

Por esse motivo é desejável que os três conversores operem de forma equilibrada, que pode ser obtido por meio de uma técnica de controle de corrente semelhante à apresentada em [43]. Assim, a corrente da carga é igualmente dividida entre os três conversores.

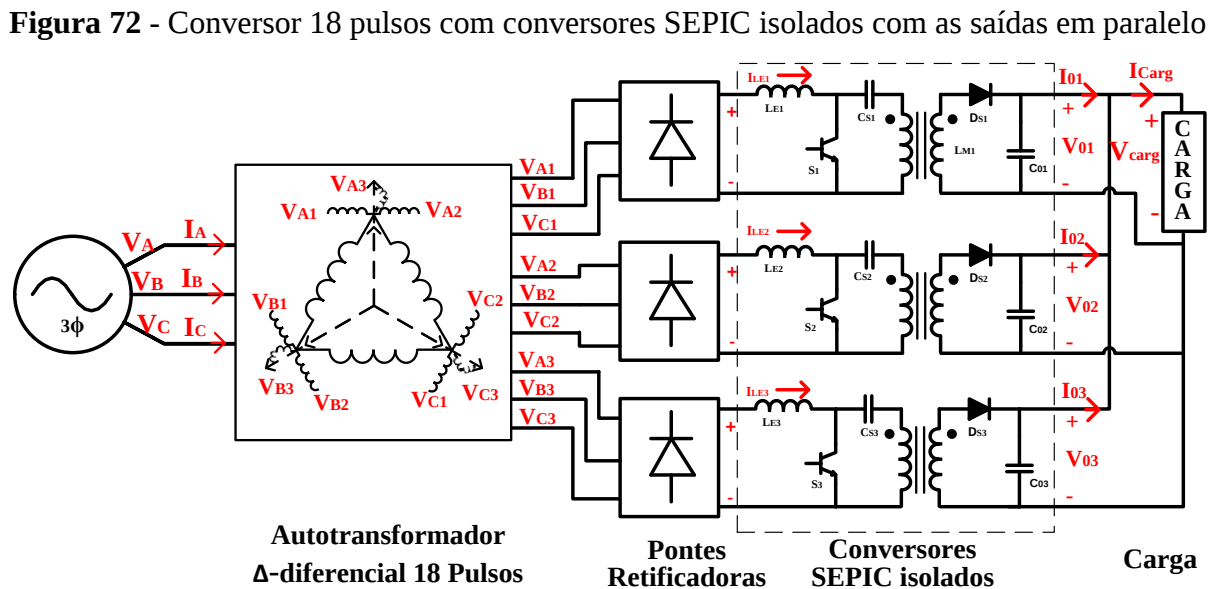
$$I_{\text{Carga}} = 3I_0 \quad (87)$$

E a potência de cada conversor SEPIC será 1/3 da potência da carga:

$$P_0 = \frac{P_{\text{Carga}}}{3} \quad (88)$$

3.3.2 SEPIC isolado com as saídas em paralelo

O isolamento galvânico pode ser obtido utilizando conversores SEPIC isolados, mantendo as características de entrada e saída da estrutura não isolada. As vantagens de utilização de uma estrutura isolada em alta frequência já foram elencadas no estudo dos conversores *Full Bridge*, entretanto o conversor SEPIC possui uma estrutura mais simples, com menor número de chaves do que este, o que pode representar uma vantagem operacional e econômica. A Figura 72 mostra o conversor de 18 pulsos com três conversores SEPIC isolados com as saídas ligadas em paralelo.



Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

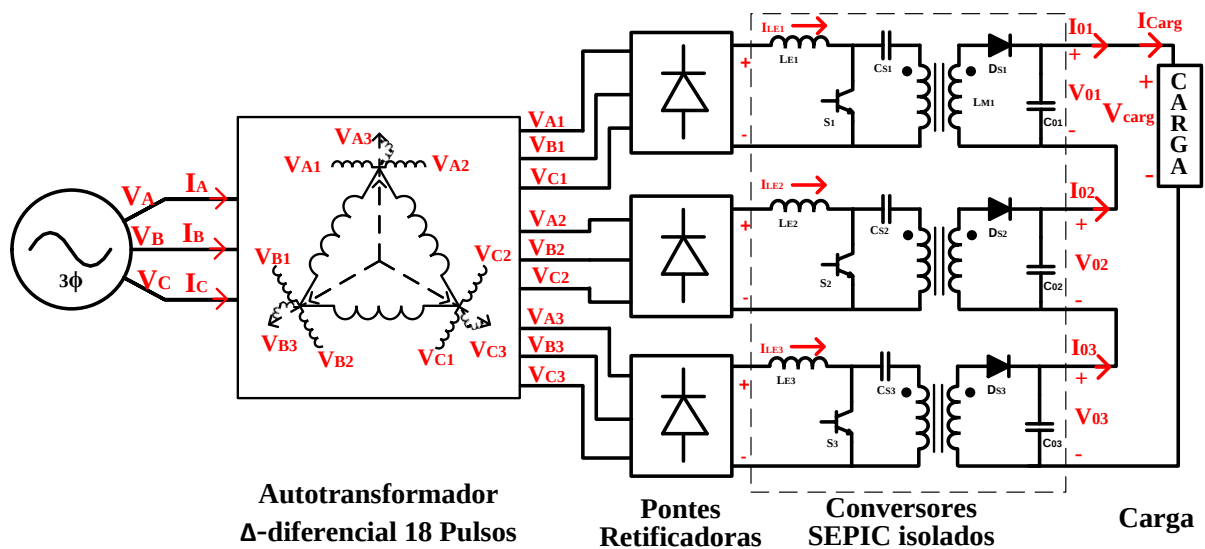
As observações e relações de tensões, correntes e potências das expressões 79 a 82 também são válidas para o conversor isolado. Para balancear as correntes nos três conversores pode ser necessária uma técnica de controle de corrente.

3.3.3 SEPIC isolado com as saídas em série

O conversor SEPIC isolado possibilita, ainda, a ligação das saídas em série, o que garante o equilíbrio de corrente nos três conversores e, conseqüentemente, nas três saídas trifásicas do autotransformador multipulsos. Observa-se que as entradas dos conversores SEPIC continuam conectadas em paralelo às pontes retificadoras.

Há duas possibilidades de ligação série do conversor SEPIC, a mais simples é cascatear as saídas dos três conversores, sem qualquer alteração na topologia básica do conversor. A Figura 73 mostra o conversor de 18 pulsos com três conversores SEPIC isolados com as saídas ligadas em série.

Figura 73 - Conversor 18 pulsos com conversores SEPIC isolados com as saídas em série



Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

Nesta topologia a corrente da carga é igual às correntes de saída dos três conversores SEPIC

$$I_{\text{Carga}} = I_{01} = I_{02} = I_{03} \quad (89)$$

Observa-se que as correntes instantâneas nos secundários dos três conversores não são necessariamente iguais, como cada conversor mantém o capacitor na saída, as correntes

podem apresentar valores instantâneos diferentes. O valor médio, entretanto será igual nos três secundários, o que garante o equilíbrio das correntes na entrada dos três conversores.

A tensão da carga é igual a soma das tensões de saída dos conversores SEPIC.

$$V_{\text{Carga}} = V_{01} + V_{02} + V_{03} \quad (90)$$

Considerando que os três conversores operam de forma equilibrada, a tensão da carga será três vezes a tensão das saídas dos conversores SEPIC:

A potência de cada conversor SEPIC será 1/3 da potência da carga, como na Expressão (88).

Entre as vantagens dessa topologia, observa-se que cada conversor SEPIC mantém seu capacitor e seu diodo, então a tensão de saída é dividida entre eles, podendo ser usados componentes de menor tensão, o que pode ser recomendado quando se projeta o conversor para altas tensões de saída.

Entre as desvantagens, observa-se que os três diodos estão conectados em série, o que aumenta as perdas por condução e também os capacitores em série devem ter seus valores triplicados para manter a mesma ondulação da tensão de saída.

Para os conversores com as saídas em série operar no mesmo nível de tensão do conversor com as saídas ligadas em paralelo é necessário ajustar a tensão nas três saídas, há duas possibilidades:

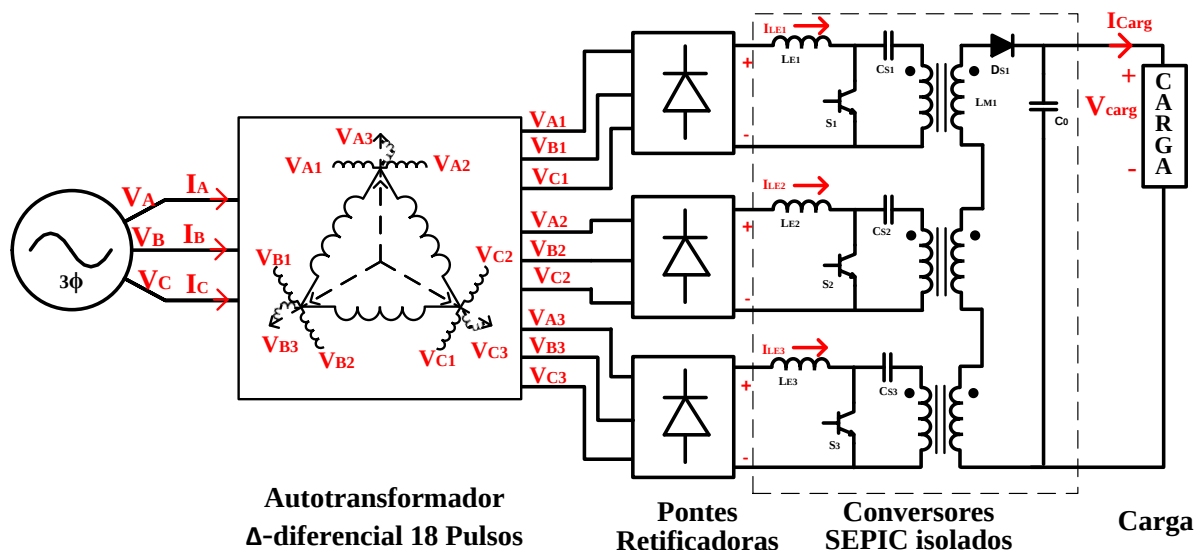
- utilizar um enrolamento secundário com 1/3 do número de espiras do conversor ligado em paralelo e
- ajustar a razão cíclica do conversor para que o ganho de tensão (G) seja 1/3 do ganho em paralelo.

Deve ser observada ainda a capacidade de corrente dos enrolamentos, caso a potência seja a mesma, o valor eficaz da corrente de projeto deverá ser 3 vezes maior.

3.3.4 SEPIC isolado com os secundários em série

A segunda possibilidade de ligação em série é cascatear apenas os secundários dos três indutores acoplados, o que requer uma mudança na topologia básica, mantendo apenas um diodo e um capacitor na saída do conversor. A Figura 74 mostra o conversor de 18 pulsos com três conversores SEPIC isolados com os secundários ligados em série.

Figura 74 - Conversor 18 pulsos com conversores SEPIC isolados com os secundários em série



Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

Nesta topologia a tensão dos três conversores SEPIC é concentrada em apenas um capacitor e diodo. As correntes instantâneas nos três secundários são iguais.

As observações quanto ao ajuste de tensão nos enrolamentos secundários feitas para o conversor com as saídas ligadas em série valem para essa topologia

Nos próximos capítulos são apresentados o projeto do conversor SEPIC, resultados de simulações computacionais e implementação prática das topologias propostas neste trabalho.

3.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

O uso de conversores CC-CC chaveados em alta frequência associados aos conversores multipulsos pode ser uma opção para obtenção de um conversor robusto, operando com alto fator de potência e baixa distorção harmônica da corrente de entrada. Há possibilidade de se obter regulação da tensão de saída e isolamento galvânico entre a entrada e saída entre outras vantagens.

A utilização do conversor SEPIC pode ser uma proposta interessante, pois as características de entrada em fonte de corrente e saída em fonte de tensão facilitam a operação em paralelo de vários conversores. As características de ganho estático abaixador e elevador de tensão do conversor SEPIC possibilitam a utilização em uma ampla gama de aplicações, mantendo a mesma tensão de entrada.

O conversor SEPIC não isolado, de simples implementação, agrega aos conversores multipulsos a possibilidade de regulação da tensão de saída e equilíbrio das correntes de entrada por meio de um método de controle da corrente.

O uso da topologia isolada agrega, ainda, a possibilidade de isolamento entre fonte e carga, o que pode possibilitar a utilização dos conversores multipulsos baseados em autotransformadores em aplicações que requerem isolamento galvânico, mantendo a principal vantagem desses conversores, o reduzido peso e volume, quando comparado com os conversores multipulsos isolados. Além da regulação de tensão por meio da razão cíclica, o conversor SEPIC isolado permite ainda o ajuste por meio da relação de espiras dos enrolamentos primário e secundário do transformador.

Os conversores isolados permitem ainda a conexão em série das saídas, o que garante o equilíbrio da corrente nos conversores SEPIC e, conseqüentemente, nas saídas do conversor multipulso, dispensando a necessidade do controle de corrente.

4 PROJETO DO CONVERSOR MULTIPULSO COM ESTÁGIO CC-CC SEPIC

4.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Após os estudos das principais topologias de conversores multipulso e do conversor SEPIC, são apresentadas neste capítulo as especificações do projeto e parâmetros para dimensionamento do conversor multipulso com estágio CC-CC SEPIC.

Inicialmente são mostradas as especificações do conversor multipulso utilizado no projeto. Em seguida, os dados dos protótipos dos conversores SEPIC.

4.2 ESPECIFICAÇÕES DO CONVERSOR MULTIPULSO

O conversor multipulsos utilizado no protótipo é um Δ -diferencial de 18 pulsos [52]. O conversor apresenta como principais vantagens a tensão de saída próxima à da entrada, reduzida taxa kVA, de 18% e a capacidade de mitigação de componentes harmônicos das correntes de entrada, mantendo apenas os característicos $n.18 \pm 1$, o que resulta em DHT de cerca de 9% e fator de potência 0,994.

As principais especificações do conversor estão na Tabela 15.

Tabela 15 - Especificações do conversor de 18 pulsos

Conversor de 18 pulsos.	
Tensão eficaz de entrada - V_E	127 / 220 V - Trifásico
Tensão eficaz de saída - V_S	134,6 / 233,2 V - 3 Trifásicos
Tensão média de saída retificada - V_{Sm}	315 V
Tensão de pico na saída retificada - V_{Sp}	328 V
Relação V_S / V_E	1,06
Número de pulsos	18
Tipo de conexão	Δ -diferencial
Frequência	60 Hz
Potência ativa na carga (P_o)	2,5 kW
Potência processada pelo núcleo do autotransformador	0,45 kVA
Taxa kVA	18%
Tensão nos enrolamentos primários (V_{AB} , V_{BC} , V_{CA})	220V
Condutor e número de espiras nos enrolamentos Primários (L_{AB} , L_{BC} , L_{CA})	25 AWG/997 voltas

Tensão nos enrolamentos secundários (L_{AB1} e 2, L_{BC1} e 2, L_{CA1} e 2)	45,7V
Condutor e número de espiras nos enrolamentos secundários (L_{AB1} e 2, L_{BC1} e 2, L_{CA1} e 2)	20 AWG/207 voltas
Tensão nos enrolamentos secundários (L_{AB3} e 4, L_{BC3} e 4, L_{CA3} e 4)	4,4V
Condutor e número de espiras nos enrolamentos secundários (L_{AB3} e 4, L_{BC3} e 4, L_{CA3} e 4)	20 AWG/20 voltas
Pontes retificadoras	3 - E300359

Fonte : [52]

Inicialmente o conversor multipulsos foi construído e testado utilizando IPTs para possibilitar o paralelismo das três saídas retificadas com a carga. A DHT obtida com cargas individuais e equilibradas foi de 9%. Com a conexão em paralelo por meio de IPTs a DHT subiu para cerca de 11% devido ao desequilíbrio de correntes [52].

Como proposta para este trabalho, o novo conversor é construído utilizando o conversor de 18 pulsos associado a três conversores SEPIC nas topologias não isolado e isolado que atuam como elementos intermediários em substituição aos IPTs.

Os principais parâmetros do conversor SEPIC são comuns tanto à topologia não isolada quanto à isolada. A principal diferença é o indutor L_M , que deverá ser especificado para cada topologia.

4.3 PROJETO DO CONVERSOR SEPIC NÃO ISOLADO

Os dados do projeto de um conversor SEPIC foram especificados a partir do conversor multipulsos e estão detalhados na Tabela 16.

Tabela 16 - Especificações de um conversor SEPIC

Tensão média na entrada	$V_E = 315V$
Tensão máxima na entrada	$V_{E_{max}} = 328V$
Tensão média na saída	$V_S = 315V$
Rendimento previsto	$\eta = 0,9$
Potência da carga	$P_0 = 2400W$
Potência do conversor	$P_{Conv} = \frac{P_0}{3} = 800W$
Frequência de chaveamento	$f_s = 25kHz$

Fonte: Dados do próprio autor.

(91)

4.3.1 Determinação dos valores de projeto dos componentes

A razão cíclica D é determinada pela a Expressão (65):

$$D = \frac{V_S}{V_{E\max} + V_S} = \frac{315}{328 + 315} = 0,49 \quad (92)$$

O período de chaveamento é determinado pela Expressão (42):

$$T_S = \frac{1}{f_S} = \frac{1}{25 \cdot 10^3} = 40\mu s \quad (93)$$

E o período de condução do transistor pela Expressão (43):

$$T_{Son} = D \cdot T_S = 0,49 \cdot 40\mu s = 19,6\mu s \quad (94)$$

A corrente média no indutor de entrada é determinada pela Expressão (49), considerando um rendimento estimado de 90%:

$$I_{LEmed} = \frac{P_{conv}}{\eta \cdot V_E} = \frac{800}{0,9 \cdot 315} = 2,85A \quad (95)$$

Para garantir valores reduzidos de correntes de alta frequência circulando pelos enrolamentos do autotransformador foi definida uma ondulação da corrente na entrada de 10% do valor médio.

$$\Delta I_{LE} = I_{LEmed} \cdot 0,1 = 0,285A \quad (96)$$

Com o valor médio e a ondulação da corrente no indutor L_E pode-se determinar a corrente eficaz no referido indutor, utilizando a Expressão (51):

$$I_{LEef} = \sqrt{I_{LEmed}^2 + \frac{\Delta I_{LE}^2}{12}} = \sqrt{2,85^2 + \frac{0,285^2}{12}} = 2,85A \quad (97)$$

Como a ondulação de corrente é relativamente baixa, o valor eficaz é praticamente o mesmo valor médio. O valor da corrente de pico, entretanto é maior.

$$I_{LEmax} = I_{LEmed} + \frac{\Delta I_{LE}}{2} = 2,85 + \frac{0,285}{2} = 2,99A \quad (98)$$

A indutância da entrada total é então determinada pela Expressão (48):

$$L_E = \frac{V_E \cdot D}{\Delta I_{LE} \cdot f_S} = \frac{315 \cdot 0,49}{0,285 \cdot 25 \cdot 10^3} = 22,6mH \quad (99)$$

Considerando que a indutância da entrada é dividida em dois indutores, o valor de cada uma é metade do valor total.

$$L_E' = \frac{L_E}{2} = 11,3mH \quad (100)$$

A corrente média no indutor L_M é determinada pela Expressão (54).

$$I_{LMmed} = I_0 = \frac{P_{conv}}{V_0} = \frac{800}{315} = 2,54A \quad (101)$$

A ondulação de corrente no indutor L_M pode ser maior que na entrada. Foi admitida ondulação de 30% do valor médio:

$$\Delta I_{LM} = I_{LMmed} \cdot 0,3 = 0,76A \quad (102)$$

Com o valor médio e a ondulação da corrente no indutor L_M pode-se determinar a corrente eficaz no referido indutor, utilizando a Expressão (55):

$$I_{LMef} = \sqrt{I_{LMmed}^2 + \frac{\Delta I_{LM}^2}{12}} = \sqrt{2,54^2 + \frac{0,76^2}{12}} = 2,57A \quad (103)$$

E a corrente de pico:

$$I_{LMmax} = I_{LMmed} + \frac{\Delta I_{LE}}{2} = 2,92A \quad (104)$$

A indutância L_M é então determinada pela Expressão (52):

$$L_M = \frac{V_E \cdot D}{\Delta I_{LM} \cdot f_s} = \frac{315 \cdot 0,49}{0,76 \cdot 25 \cdot 10^3} = 8,1mH \quad (105)$$

A ondulação da tensão no capacitor C_S foi especificada em 5%:

$$\Delta V_{CS} = V_{Emax} \cdot 0,05 = 328 \cdot 0,05 = 16,5V \quad (106)$$

Determina-se o valor do capacitor C_S utilizando a Expressão (58):

$$C_S = \frac{I_0 \cdot D}{\Delta V_C \cdot f_s} = \frac{2,54 \cdot 0,49}{16,5 \cdot 25 \cdot 10^3} = 3,1\mu C \quad (107)$$

Para se obter o valor desejado com componentes comerciais, são utilizados dois capacitores de $2,2\mu F/600V$ de filme metalizado, dispostos em paralelo, totalizando $4,4\mu F$.

A ondulação da tensão na saída foi especificada em 0,5%:

$$\Delta V_0 = V_0 \cdot 0,5\% = 315 \cdot 0,005 = 1,575V \quad (108)$$

Determina-se o valor do capacitor de saída (C_0) utilizando a Expressão (59):

$$C_0 = \frac{I_0 \cdot D}{\Delta V_{C_0} \cdot f_s} = \frac{2,54 \cdot 0,49}{1,57 \cdot 25 \cdot 10^3} = 32,2\mu C \quad (109)$$

O capacitor comercial de $33\mu F/400V$ eletrolítico atende às especificações.

Os capacitores de saída dos três conversores SEPIC, quando dispostos em paralelo, podem ser concentrados em um único capacitor na saída.

$$C_0' = 3 \cdot C_0 = 96,6\mu F \quad (110)$$

O capacitor comercial de $100\mu F/400V$ eletrolítico atende às especificações.

O capacitor C_S apresenta baixa resistência série (R_{SE}), o que reduz as perdas e aquecimento no mesmo. O valor reduzido do capacitor C_S , em comparação ao capacitor de saída C_0 agrega ao conversor SEPIC uma baixa corrente de pré-carga (I_{NRUSH}), o que dispensa circuitos de proteção adicionais contra essas sobrecorrentes.

4.3.2 Dimensionamento do núcleo do indutor de entrada (L_E)

O indutor L_E utiliza núcleo de ferrite tipo EE, projetado conforme [69].

Para o cálculo dos núcleos magnéticos são adotados os seguintes parâmetros:

- Fator de acomodação: $K_W = 0,8$;
- Densidade de corrente máxima: $J_{MAX} = 450 \text{ A/cm}^2$;
- Densidade magnética máxima: $B_{MAX} = 0,3T$.

São dois indutores idênticos com metade do valor da indutância total.

Determina-se o produto das áreas do núcleo ($A_E A_W$)

$$A_E A_W = \frac{L_E' \cdot I_{LEef} \cdot I_{LEmax}}{K_W \cdot J_{MAX} \cdot B_{MAX}} 10^4 = \frac{11,5 \cdot 10^{-3} \cdot 2,85 \cdot 2,99}{0,8 \cdot 450 \cdot 0,3} 10^4 = 8,86 \text{ cm}^4 \quad (111)$$

As especificações são atendidas com o núcleo Thornton EE-65/33/26, cujas características são apresentadas na Tabela 17:

Tabela 17 - Especificações do núcleo Thornton EE-65/33/26

Área da perna central	$A_E = 5,32 \text{ cm}^2$
Área da janela	$A_W = 3,70 \text{ cm}^2$
Volume do núcleo	$V_E = 78,20 \text{ cm}^3$
Comprimento médio das espiras	$l_{Espiras} = 14,8 \text{ cm (0,148m)}$

Fonte: Thornton Eletrônica LTDA [70]

Escolhido o núcleo, calcula-se o número de espiras do enrolamento do indutor:

$$N_{LE} = \frac{L_E' \cdot I_{LEef}}{A_E \cdot B_{MAX}} = \frac{11,5 \cdot 10^{-3} \cdot 2,85}{5,32 \cdot 0,3} = 211 \text{ espiras} \quad (112)$$

A seção necessária do condutor é determinada em função da densidade de corrente, deve ser no mínimo.

$$S_{Cond \min} = \frac{I_{LEef}}{J_{MAX}} = \frac{2,85}{450} = 0,00622 \text{ cm}^2 \quad (113)$$

Quando se opera em frequências elevadas para evitar problemas com o efeito pelicular, o diâmetro máximo dos condutores não pode ser superior a duas vezes o raio de penetração, dado pela expressão:

$$\Delta l = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = \frac{7,5}{\sqrt{25 \cdot 10^3}} = 0,0474 \text{ cm} \quad (114)$$

Assim o diâmetro máximo dos condutores é determinado por:

$$\delta_{LE_max} = 2 \cdot \Delta l = 0,0948 \text{ cm} \quad (115)$$

Pelas especificações o condutor AWG 19 atende aos parâmetros de diâmetro máximo e seção mínima necessária com apenas um condutor. As especificações estão na Tabela 18.

Tabela 18 - Especificações do condutor AWG 19.

Diâmetro cobre condutor AWG 19	$\delta_{19} = 0,091 \text{ cm}$
Seção cobre do condutor AWG 19	$S_{19} = 0,0065 \text{ cm}^2$
Seção total do condutor AWG 19 (com isolação)	$S_{T19} = 0,00779 \text{ cm}^2$
Resistividade do condutor AWG 19	$\rho_{19} = 0,0264 \Omega/\text{m}$

Fonte: Barbi [71]

Determina-se o comprimento total necessário do condutor:

$$l_{LE} = N_E \cdot l_{Espiras} = 211 \cdot 0,148 = 31,3 \text{ m} \quad (116)$$

E a resistência total do indutor:

$$R_{LE} = \rho_{19} \cdot l_{LE} = 0,0264 \cdot 31,3 = 0,83 \Omega \quad (117)$$

O cálculo do fator de utilização da janela é importante para avaliar se é viável a montagem do indutor. Ele deve ser menor que 0,7 e quanto mais próximo desse valor melhor a utilização do núcleo.

$$k_u = \frac{N_{LE} \cdot S_{T19}}{A_w} = \frac{211 \cdot 0,00779}{3,7} = 0,45 \quad (118)$$

O valor indica que é viável a montagem do indutor, porém o valor de k_u é relativamente baixo, o que indica que o núcleo está superdimensionado, outro núcleo disponível que atende no limite da especificação do produto das áreas ($A_e A_w$) é o NE55/28/21. Porém seriam necessárias mais de 300 espiras e o fator de utilização da janela seria acima de 1, o que é impraticável.

Para se evitar a saturação do núcleo deve ser inserido um entreferro que limita o fluxo magnético a um valor que não exceda o limite do material utilizado.

$$l_{GLE} = \frac{\mu_0 \cdot N_E^2 \cdot A_E}{L_E'} = \frac{4\pi \cdot 10^{-9} \cdot 211^2 \cdot 5,32}{11,5 \cdot 10^{-3}} = 0,258\text{cm} \quad (119)$$

Onde $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-9}$ H/cm é a permeabilidade magnética do vácuo.

O entreferro é dividido entre as duas pernas do núcleo. Assim, o valor por perna em mm é determinado por:

$$l_{GLE}' = \frac{l_{GLE}}{2} \cdot 10 = 1,31\text{mm} \quad (120)$$

As perdas no indutor são compostas de perdas no cobre (efeito Joule) e perdas magnéticas (perdas no núcleo).

Conhecidas a resistência do enrolamento e a corrente de entrada que circula pelo mesmo as perdas no cobre podem ser calculadas pela expressão:

$$P_{LECond} = R_{Cond} \cdot I_{LEef}^2 = 0,83 \cdot 2,85^2 = 6,5W \quad (121)$$

As perdas no núcleo são determinadas pelas perdas por histerese e pelas perdas por correntes parasitas (Foucault), estimadas pela expressão:

$$P_{Nuc} = \Delta B^{2,4} \cdot (k_h \cdot f_s + k_f \cdot f_s^2) \cdot Vol_{nuc}(cm^3) \quad (122)$$

Onde:

$k_h = 4 \cdot 10^{-5}$ Coeficiente de perdas por histerese do núcleo

$k_f = 4 \cdot 10^{-10}$ Coeficiente de perdas por correntes de Foucault

ΔB Variação da densidade de fluxo média, dada pela expressão:

$$\Delta B = \frac{L_E' \cdot \Delta I_{LE}}{N_E \cdot A_E} 10^4 = \frac{11,5 \cdot 10^{-3} \cdot 0,285}{211 \cdot 5,32} 10^4 = 0,029T \quad (123)$$

Assim determinam-se as perdas no núcleo do indutor L_E :

$$P_{LENuc} = \Delta B^{2,4} \cdot (k_h \cdot f_s + k_f \cdot f_s^2) \cdot Vol_{nuc}$$

$$P_{LENuc} = 0,029^{2,4} \cdot (4 \cdot 10^{-5} \cdot 25 \cdot 10^3 + 4 \cdot 10^{-10} \cdot (25 \cdot 10^3)^2) \cdot 78,2 \quad (124)$$

$$P_{LENuc} = 0,01W$$

E as perdas totais de cada indutor de entrada:

$$P_{LEtot} = P_{LECond} + P_{LENuc} = 6,5 + 0,01 = 6,51W \quad (125)$$

Considerando que o indutor de entrada foi dividido em dois, a potência total nos indutores de entrada é 13,02W.

4.3.3 Dimensionamento do núcleo do indutor L_M para o SEPIC não isolado

O projeto do indutor L_M segue o mesmo procedimento do indutor L_E . É apenas um indutor com o valor total da indutância.

Inicialmente determina-se o produto das áreas necessário ($A_E A_W$):

$$A_E A_W = \frac{L_M \cdot I_{LMef} \cdot I_{LMmax}}{K_W \cdot J_{MAX} \cdot B_{MAX}} 10^4 = \frac{8,1 \cdot 10^{-3} \cdot 2,56 \cdot 2,92}{0,8 \cdot 450 \cdot 0,3} 10^4 = 5,44 \text{cm}^4 \quad (126)$$

As especificações são atendidas com o núcleo Thornton EE-55/28/21, cujas características são apresentadas na Tabela 19:

Tabela 19 - Especificações do núcleo Thornton EE-55/28/21

Área da perna central	$A_E = 3,52 \text{cm}^2$
Área da janela	$A_W = 2,50 \text{cm}^2$
Volume do núcleo	$V_E = 42,50 \text{cm}^3$
Comprimento médio das espiras	$l_{Espiras} = 11,6 \text{cm} (0,116 \text{m})$

Fonte: Thornton Eletrônica LTDA [70]

Escolhido o núcleo, calcula-se o número de espiras do enrolamento do indutor:

$$N_{LM} = \frac{L_M \cdot I_{LMef}}{A_E \cdot B_{MAX}} = \frac{8,1 \cdot 10^{-3} \cdot 2,56}{3,52 \cdot 0,3} = 109 \text{ espiras} \quad (127)$$

O diâmetro máximo do condutor do indutor L_M devido ao raio de penetração é o mesmo do indutor L_E (0,095cm).

Seção necessária do condutor:

$$S_{LM \min} = \frac{I_{LMef}}{J_{MAX}} = \frac{2,56}{450} = 0,0061 \text{cm}^2 \quad (128)$$

Novamente o condutor AWG 19 atende aos parâmetros de diâmetro máximo e seção mínima necessária com apenas um condutor.

Comprimento total do condutor

$$l_{LM} = N_{LM} \cdot l_{Espiras} = 109 \cdot 0,116 = 12,6 \text{m} \quad (129)$$

Resistência total do indutor

$$R_{LM} = \rho_{19} \cdot l_{LM} = 0,0264 \cdot 12,6 = 0,33 \Omega \quad (130)$$

Fator de utilização da janela:

$$k_u = \frac{N_{LE} \cdot S_{T19}}{A_W} = \frac{109 \cdot 0,00779}{2,5} = 0,45 \quad (131)$$

O valor indica um núcleo superdimensionado. Por se tratar de um protótipo não há maiores prejuízos. Para uma produção em série, entretanto, pode-se refazer o projeto utilizando um núcleo menor, para otimizar o projeto e reduzir os custos totais do conversor.

Cálculo do entreferro:

$$l_{GLM} = \frac{\mu_0 \cdot N_E^2 \cdot A_E}{L_M} = \frac{4\pi \cdot 10^{-9} \cdot 109^2 \cdot 3,52}{8,1 \cdot 10^{-3}} = 0,131\text{cm} \quad (132)$$

$$l_{GM} = 1,31\text{mm}$$

Entreferro por perna em mm:

$$l_{GLM}' = \frac{l_{GM}}{2} \cdot 10 = 0,65\text{mm} \quad (133)$$

Cálculo das perdas no indutor L_M :

Perdas no cobre:

$$P_{LMCond} = R_{Cond} \cdot I_{LMef}^2 = 0,33 \cdot 2,56^2 = 2,095W \quad (134)$$

Variação da densidade de fluxo média (ΔB):

$$\Delta B = \frac{L_M \cdot \Delta I_M}{N_E \cdot A_E} 10^4 = \frac{8,1 \cdot 10^{-3} \cdot 0,762}{109 \cdot 3,52} 10^4 = 0,168T \quad (135)$$

As perdas no núcleo:

$$P_{LMNuc} = \Delta B^{2,4} \cdot (k_h \cdot f_s + k_f \cdot f_s^2) \cdot Vol_{nuc}$$

$$P_{LMNuc} = 0,168^{2,4} \cdot (4 \cdot 10^{-5} \cdot 25 \cdot 10^3 + 4 \cdot 10^{-10} \cdot (25 \cdot 10^3)^2) \cdot 42,5 \quad (136)$$

$$P_{LMNuc} = 1,5W$$

E as perdas totais de cada indutor L_M :

$$P_{LMtot} = P_{LMCond} + P_{LMNuc} = 2,095 + 1,5 = 3,595W \quad (137)$$

4.3.4 Dimensionamento dos componentes de potência

Para o dimensionamento dos componentes de potência é necessário conhecer os esforços de tensão e corrente aos quais esses componentes estão sujeitos durante a operação do conversor.

O valor médio da corrente no transistor é determinado pela Expressão (70):

$$I_{Smed} = I_{LEmed} = 2,85A \quad (138)$$

O valor médio da corrente no diodo D_S é determinado pela Expressão (73):

$$I_{Dmed} = I_0 = 2,54A \quad (139)$$

As ondulações de corrente no transistor e no diodo são dados pela expressão (72):

$$\Delta I_S = \Delta I_{DS} = \Delta I_{LE} + \Delta I_{LM} = 0,285 + 0,736 = 1,077A \quad (140)$$

Os valores de pico da corrente no transistor e no diodo são dados pela expressão (75):

$$I_{Smax} = I_{Dmax} = I_{LEmed} + I_{LMed} + \left(\frac{\Delta I_S}{2}\right) \quad (141)$$

$$I_{Smax} = I_{Dmax} = 2,85 + 2,54 + \left(\frac{1,077}{2}\right) = 5,94A$$

Valor eficaz da corrente no transistor é determinado pela Expressão (71):

$$I_{Sef} = \sqrt{D \cdot \left(\frac{\Delta I_S^2}{12} + (I_{LEmed} + I_{LMed})^2\right)} = 3,72A \quad (142)$$

$$I_{Sef} = \sqrt{0,49 \cdot \left(\frac{1,077^2}{12} + (2,85 + 2,54)^2\right)} = 3,72A$$

Valor eficaz da corrente no diodo D_S é determinado pela Expressão (74):

$$I_{Dsef} = \sqrt{(1 - D) \cdot \left(\frac{\Delta I_S^2}{12} + (I_{LEmed} + I_{LMed})^2\right)} \quad (143)$$

$$I_{Dsef} = \sqrt{(1 - 0,49) \cdot \left(\frac{1,077^2}{12} + (2,85 + 2,54)^2\right)} = 3,85A$$

As tensões de bloqueio no transistor e no diodo são dadas pela expressão (76):

$$V_{Smax} = V_{Dmax} = V_{Emax} + V_0 = 328 + 315 \quad (144)$$

$$V_{Smax} = V_{Dmax} = 643V$$

Tanto o transistor quanto o diodo podem estar sujeitos a transitórios que elevam os esforços de tensão. Assim recomenda-se na fase de protótipo utilizar componentes com tensões maiores que o inicialmente previsto.

Para as funções de chave controlada e diodo foram selecionados os seguintes componentes:

- Transistor IGBT - IRG4PH40UDPBF e
- Diodo Ultrarrápido - MUR880.

Cálculo das perdas nos componentes ativos:

Os componentes de potência, IGBT e diodo, apresentam perdas por condução, ou seja, pela passagem da corrente elétrica e por comutação nas aberturas e fechamentos das chaves:

Para o IGBT:

Potência dissipada em condução:

$$P_{Scond} = V_{CEcond} \cdot I_{Smed} = 1,7 \cdot 2,85 = 4,76W \quad (145)$$

Potência dissipada em comutação:

$$P_{Scom} = I_{Sef} \cdot \frac{V_{Smax}}{2} (t_{sr} + t_{sf}) \cdot f_s \quad (146)$$

$$P_{Scom} = 2,85 \cdot \frac{643}{2} (35 \cdot 10^{-9} + 240 \cdot 10^{-9}) \cdot 25 \cdot 10^3 = 10,1W$$

Potência dissipada total no transistor IGBT

$$P_{Stot} = P_{Scond} + P_{Scom} = 4,76 + 10,1 = 14,86W \quad (147)$$

PARA OS DIODOS:

Potência dissipada em condução:

$$P_{Dcond} = V_{Dcond} \cdot I_{Dmed} = 1,3 \cdot 2,54 = 3,28W \quad (148)$$

Potência dissipada em comutação:

$$P_{Dcom} = I_{Def} \cdot \frac{V_{Dmax}}{2} (t_{drr}) \cdot f_s \quad (149)$$

$$P_{Dcom} = 2,54 \cdot \frac{643}{2} (75 \cdot 10^{-9}) \cdot 25 \cdot 10^3 = 2,30W$$

Potência dissipada total no diodo

$$P_{Dtot} = P_{Dcond} + P_{Dcom} = 3,28 + 2,3 = 5,58W \quad (150)$$

Para o conversor SEPIC não isolado são empregados dois diodos. Assim determina-se a perda total teórica nos componentes ativos:

$$P_{Ativos} = P_{Stot} + 2 \cdot P_{Dtot} = 26,2W \quad (151)$$

4.3.5 Cálculo térmico

A potência dissipada pelos componentes de potência eleva a temperatura e pode causar a destruição dos mesmos se a máxima temperatura de junção for superada [71]. Em geral os

componentes não conseguem realizar a troca de calor eficientemente com o ambiente, sendo necessário um dissipador de calor.

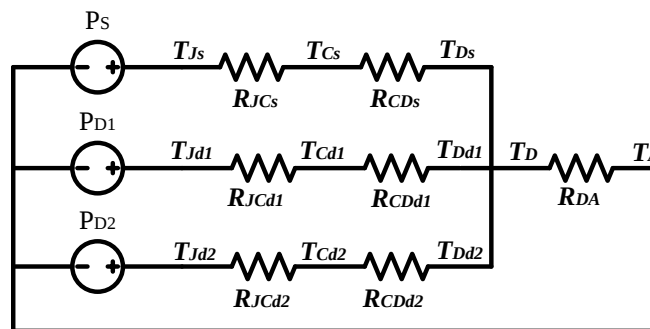
Neste projeto é utilizado um único dissipador para atender todos os componentes de potência, que devem ser isolados do dissipador. O dissipador também serve de suporte para o conversor.

O conversor SEPIC não isolado possui três componentes de potência, o IGBT e os diodos D_1 e D_2 .

Os componentes possuem parâmetros chamados resistências térmicas, sendo as principais a resistência junção-cápsula (R_{JC}) e resistência cápsula-dissipador (R_{CD}).

A troca de calor entre os componentes e o ambiente é realizada de maneira similar à passagem de corrente elétrica por um circuito. O circuito térmico equivalente é mostrado na Figura 75.

Figura 75 - Circuito térmico equivalente do conversor SEPIC não-isolado



Fonte: Elaborado pelo próprio autor

Temperatura no dissipador:

Cada componente contribui para aquecer o dissipador. O ponto mais quente do dissipador é justamente onde há o contato entre a cápsula e o dissipador. Deve-se conhecer a temperatura mínima deste ponto em cada componente:

Considerando uma temperatura ambiente de $T_A=40^\circ\text{C}$.

Para o IGBT:

Temperatura máxima da junção: $T_{J\max} = 150^\circ\text{C}$

Temperatura de projeto da junção: $T_J = 100^\circ\text{C}$

Resistência junção-cápsula: $R_{JC} = 0,77^\circ\text{C/W}$

Resistência cápsula-dissipador: $R_{CD} = 0,24$

Temperatura - Cápsula-Dissipador:

$$\begin{aligned} T_{CD} &= T_{Jc} - P_{Stot} \cdot (R_{JCS} + R_{CDS}) \\ T_{DS} &= 100 - 14,86 \cdot (0,77 + 0,24) = 85^{\circ}\text{C} \end{aligned} \quad (152)$$

Para cada diodo:

$$\begin{aligned} \text{Temperatura máxima da junção:} \quad T_{Jmax} &= 150^{\circ}\text{C} \\ \text{Temperatura de projeto da junção:} \quad T_J &= 100^{\circ}\text{C} \\ \text{Resistência junção-cápsula:} \quad R_{JC} &= 2^{\circ}\text{C/W} \end{aligned}$$

Temperatura - Cápsula-Dissipador:

$$\begin{aligned} T_{DD} &= T_{JD} - R_{JDD} \cdot P_{Dtot} \\ T_{DS} &= 100 - (2) \cdot 5,68 = 88,64^{\circ}\text{C} \end{aligned} \quad (153)$$

Assim, adota-se a menor temperatura nos componentes, 85°C.

Resistência térmica do dissipador:

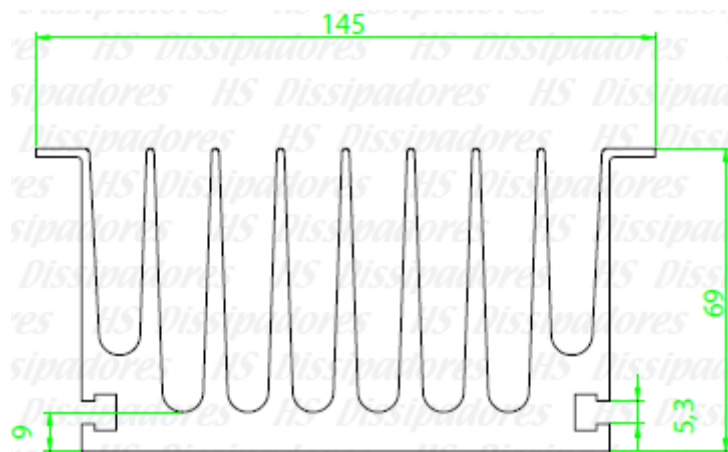
Conhecida a temperatura no dissipador, encontra-se a resistência térmica mínima para o mesmo, em função da potência dissipada por todos os componentes.

$$R_{DA} = \frac{T_D - T_A}{(P_{Dtot} + 2 \cdot P_{Dtot})} = \frac{85 - 40}{14,86 + 2 \cdot 5,68} = 1,71^{\circ}\text{C/W} \quad (154)$$

Foi selecionado o dissipador HS14569 da HS dissipadores® [72], cujo perfil é mostrado na Figura 76. Os principais parâmetros são:

$$\begin{aligned} \text{Resistência Térmica:} \quad R_{DA} &= 1,17^{\circ}\text{C/W/4''} \\ \text{Dimensões:} \quad &145/69 \text{ mm} \end{aligned}$$

Figura 76 - Perfil do dissipador HS14569



Fonte: Catálogo HS Dissipadores [72]

A resistência térmica é dada em função do comprimento do dissipador, sendo para o dissipador HS14569 a $R_{DA}=1,17^{\circ}\text{C}/\text{W}$ para um corte de 4" (100mm).

O comprimento necessário para o dissipador ser o suporte do conversor SEPIC é de 200mm. Neste caso aplica-se um fator de correção do comprimento do dissipador constante no catálogo, que neste caso é 0,75.

$$R_{DA}' = R_{DA} \cdot 0,75 = 0,8775^{\circ}\text{C}/\text{W} \quad (155)$$

A resistência térmica de 0,87555 é inferior à mínima necessária, o que garante a temperatura mínima no dissipador.

Outros fatores previstos no catálogo podem influenciar no cálculo, como altitude, diferença de temperatura, entre outros. No entanto, foram desconsiderados, visto que o dissipador já está superdimensionado por ter sido projetado também para ser o suporte do conversor.

A eficiência térmica do dissipador pode ser melhorada com alguns cuidados, como limpeza do ponto de contato do dissipador com a cápsula, utilização de pasta térmica, entre outros.

4.3.6 Rendimento do conversor SEPIC não isolado

Conhecidas as principais perdas nos componentes e a potência total de saída do conversor SEPIC pode-se determinar o rendimento teórico do conversor.

A Tabela 20 resume as perdas calculadas para os diversos componentes do conversor:

Tabela 20 - Perdas no conversor SEPIC não isolado

Componente	Número	Potência Dissipada
Indutor L_E	2	$P_{LEtot} = 6,51\text{W}$
Indutor L_M	1	$P_{LMtot} = 3,595\text{W}$
Transistor IGBT	1	$P_{Stot} = 14,86\text{W}$
Diodos D_{S1} e D_{S2}	2	$P_{Dtot} = 5,68\text{W}$
TOTAL		$P_{PERDAS_TOTALS} = 42,835\text{W}$

Fonte: Dados do próprio autor

Outros elementos do circuito, como os capacitores C_S e C_0 , trilhas, circuitos auxiliares, circuitos de proteção, entre outros, podem ocasionar perdas, que não foram consideradas neste momento.

A eficiência teórica do conversor SEPIC não isolado pode então ser estimada:

$$\eta = \frac{P_0}{P_0 + P_{Erdas_Totais}} = 0,95 \quad (156)$$

4.4 PROJETO DO CONVERSOR SEPIC ISOLADO

O conversor SEPIC isolado utilizará os mesmos parâmetros do não isolado, inclusive a tensão de saída, assim relação de espiras e 1:1.

O indutor de entrada não necessita ser dividido, mas para aproveitar os recursos e simplificar o projeto das placas de circuito impresso, são mantidos dois indutores na entrada. Os componentes anteriormente selecionados também são os mesmos. Assim é necessário fazer apenas o projeto do transformador L_M .

4.4.1 Dimensionamento do núcleo do transformador L_M

O projeto do transformador segue os mesmos parâmetros do indutor não isolado, porém com dois enrolamentos com a relação de transformação é 1:1.

Os dois enrolamentos são idênticos, para o correto dimensionamento devem-se conhecer as correntes nos dois enrolamentos. A corrente no enrolamento primário é igual à corrente no capacitor C_S . A corrente eficaz neste enrolamento pode ser determinada pela Expressão (80):

$$I_{LM1ef} = I_{CSef} = \sqrt{D \left(\frac{(\Delta I_{LE})^2}{12} + I_{LEmed}^2 \right) + (1 - D) \left(\frac{(\Delta I_{LM})^2}{12} + I_{LMmed}^2 \right)}$$

$$I_{LM1ef} = \sqrt{0,49 \left(\frac{0,285^2}{12} + 2,85^2 \right) + (1 - 0,49) \left(\frac{0,76^2}{12} + 2,54^2 \right)} \quad (157)$$

$$I_{LM1ef} = 2,70A$$

A corrente de pico no enrolamento primário deve ser a maior corrente do capacitor C_S , no caso a corrente de pico no indutor L_E .

$$I_{LM1max} = I_{LEmax} = 2,99A \quad (158)$$

A corrente no enrolamento secundário é igual à corrente no diodo. A corrente eficaz neste enrolamento:

$$I_{LM2ef} = I_{Dsef} = 3,85A \quad (159)$$

Assim como a corrente de pico:

$$I_{LM2max} = I_{Dmax} = 5,94A \quad (160)$$

As correntes eficazes são diferentes nos dois enrolamentos, porém para facilitar a construção do indutor e reduzir a indutância de dispersão são adotados dois enrolamentos idênticos, enrolados lado a lado. Para o dimensionamento de ambos os enrolamentos é utilizada a corrente de maior valor, no caso do enrolamento secundário. Para determinar o produto das áreas ($A_E A_W$), deve-se considerar o fator de área dos enrolamentos (K_P), como são dois enrolamentos com o mesmo número de espiras foi adotado $K_P = 0,5$. Assim:

$$A_E A_W = \frac{L_M \cdot I_{LM2ef} \cdot I_{LM2max}}{K_P \cdot K_W \cdot J_{MAX} \cdot B_{MAX}} 10^4 = \frac{8,1 \cdot 10^{-3} \cdot 3,85 \cdot 5,94}{0,8 \cdot 0,5 \cdot 450 \cdot 0,3} 10^4 = 33,4 \text{cm}^4 \quad (161)$$

As especificações são atendidas com o núcleo Thornton EE-65/33/39, cujas características são apresentadas na Tabela 21:

Tabela 21 - Especificações do núcleo Thornton EE-65/33/39

Área da perna central	$A_E = 7,98 \text{cm}^2$
Área da janela	$A_W = 3,70 \text{cm}^2$
Volume do núcleo	$V_E = 117,30 \text{cm}^3$
Comprimento médio das espiras	$l_{Espiras} = 17,4 \text{cm} (0,174 \text{m})$

Fonte: Thornton Eletrônica LTDA [70]

O número de espiras é determinado para o enrolamento primário:

$$N_{LM1} = \frac{L_M \cdot I_{LM1ef}}{A_E \cdot B_{MAX}} = \frac{8,1 \cdot 10^{-3} \cdot 2,70}{7,98 \cdot 0,3} = 90 \text{ espiras} \quad (162)$$

Como a relação de tensão é 1:1, o número de espiras do secundário é igual ao do primário:

$$N_{LM2} = N_{LM1} = 90 \text{ espiras} \quad (163)$$

Comprimento total do condutor para cada enrolamento:

$$l_{LM1} = l_{LM2} = N_{LM1} \cdot l_{Espiras} = 90 \cdot 0,174 = 15,6 \text{m} \quad (164)$$

A Seção necessária do condutor é determinada em função da maior corrente eficaz, no caso a corrente secundária.

$$S_{Cond \min} = \frac{I_{LMSef}}{J_{MAX}} = \frac{3,85}{450} = 0,0085 \text{cm}^2 \quad (165)$$

O condutor AWG 19 não atende ao parâmetro de seção mínima necessária com apenas um condutor, pois sua seção é de 0,0065cm². A utilização de dois condutores em paralelo não é recomendada devido à dificuldade de enrolar os fios de maneira eficiente. O condutor AWG 24 atende aos parâmetros, com cinco condutores dispostos em paralelo e entrelaçados, em configuração *Litz*. As especificações do condutor AWG 24 estão na Tabela 22.

Tabela 22 - Especificações do condutor AWG 24.

Diâmetro cobre condutor AWG 24	$\delta_{24} = 0,051\text{cm}$
Seção cobre do condutor AWG 24	$S_{24} = 0,00205\text{cm}^2$
Seção total do condutor AWG 24 (com isolamento)	$S_{T24} = 0,0026\text{cm}^2$
Resistividade do condutor AWG 24	$\rho_{24} = 0,084\Omega/\text{m}$
Número de condutores em paralelo	$N_{24} = 5$

Fonte: Barbi [71]

O diâmetro máximo do condutor, devido ao raio de penetração é o mesmo do indutor de entrada (0,095cm), que é atendido pelo condutor AWG 24.

Resistência total é idêntica nos dois enrolamentos:

$$R_{LM1} = R_{LM2} = \frac{\rho_{24} \cdot l_{LM1}}{N_{24}} = \frac{0,084 \cdot 15,6}{N_{24}} = 0,26\Omega \quad (166)$$

Fator de utilização da janela:

$$k_u = \frac{2N_E \cdot N_{\text{Cond}} \cdot S_{T\text{Cond}}}{A_W} = \frac{2 \cdot 90 \cdot 5 \cdot 0,0026}{3,70} = 0,639 \quad (167)$$

O fator indica a possibilidade de execução do indutor, e o valor próximo a 0,7 indica que o núcleo não está superdimensionado, com boa ocupação da área da janela e do núcleo como um todo.

Cálculo do entreferro:

Os transformadores convencionais geralmente não possuem entreferro, pois não são projetados para armazenar energia. Mas no caso do conversor SEPIC, o transformador atua como um indutor acoplado, que deve armazenar energia da mesma forma que o indutor utilizado no SEPIC não isolado. O cálculo do entreferro é realizado da mesma maneira que no indutor:

Entreferro total:

$$l_{GLM} = \frac{\mu_0 \cdot N_E^2 \cdot A_E}{L_M} = \frac{4\pi \cdot 10^{-9} \cdot 90^2 \cdot 7,98}{8,1 \cdot 10^{-3}} = 0,083\text{cm} \quad (168)$$

Entreferro por perna:

$$l_{GLM}' = \frac{l_{GM}}{2} \cdot 10 = 0,415\text{mm} \quad (169)$$

Cálculo das perdas no transformador L_M :

As perdas nos condutores devem ser calculadas para o primário e para o secundário. O valor eficaz da corrente é diferente nos dois enrolamentos. Para o enrolamento primário:

$$P_{\text{Cond1}} = R_{LM1} \cdot I_{LM1\text{ef}}^2 = 0,26 \cdot 2,70^2 = 3,84\text{W} \quad (170)$$

E para o enrolamento secundário:

$$P_{\text{Cond2}} = R_{LM2} \cdot I_{LM2\text{ef}}^2 = 0,26 \cdot 3,85^2 = 7,82\text{W} \quad (171)$$

Variação da densidade de fluxo média (ΔB):

$$\Delta B = \frac{L_M \cdot \Delta I_{LM1}}{N_{ELM1} \cdot A_E} 10^4 = \frac{8,1 \cdot 10^{-3} \cdot 1,077}{90 \cdot 7,98} 10^4 = 0,121\text{T} \quad (172)$$

As perdas no núcleo:

$$P_{LMNuc} = \Delta B^{2,4} \cdot (k_h \cdot f_s + k_f \cdot f_s^2) \cdot \text{Vol}_{nuc}$$

$$P_{LMNuc} = 0,121^{2,4} \cdot (4 \cdot 10^{-5} \cdot 25 \cdot 10^3 + 4 \cdot 10^{-5} \cdot (25 \cdot 10^3)^2) \cdot 117,30 \quad (136)$$

$$P_{LMNuc} = 0,93\text{W}$$

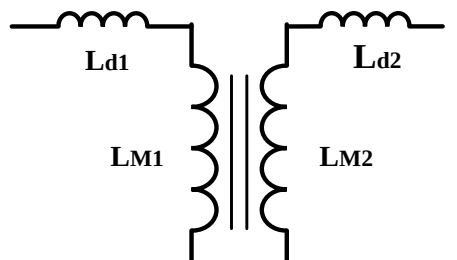
E as perdas totais do transformador L_M :

$$P_{TLM} = P_{\text{Cond1}} + P_{\text{Cond2}} + P_{Nuc} = 3,84 + 7,82 + 0,93 = 12,6\text{W} \quad (174)$$

4.4.2 Dispersão no transformador L_M .

A dispersão é resultado do acoplamento não ideal entre os enrolamentos primário e secundário do transformador. Ela se manifesta na forma de uma indutância em série com os enrolamentos. A Figura 77 mostra as indutâncias relacionadas ao transformador.

Figura 77 - Indutâncias de dispersão do transformador L_M



Fonte: Elaborado pelo autor

Durante a passagem da corrente elétrica é acumulada energia nestas indutâncias que não é transferida para o outro enrolamento. Durante as mudanças de operação, especialmente nos bloqueios, essa energia tende a se concentrar nos componentes ativos transistor IGBT e diodo D_S , se manifestando na forma de sobretensões transitórias.

A indutância no conversor é calculada para o indutor primário. Projetada do lado secundário, essa indutância é relacionada pela relação quadrática de espiras:

$$L_{M2} = L_{M1} \cdot \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 \quad (175)$$

No projeto, a relação é 1:1, assim a indutância projetada do lado secundário é igual à do primário. Inicialmente os dois enrolamentos foram inicialmente bobinados em duas camadas separadas. Nesta configuração indutância de dispersão foi de aproximadamente 37 μ H.

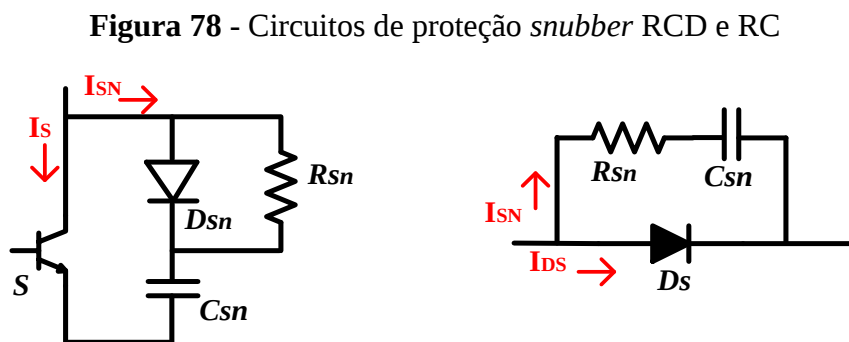
Uma das maneiras de reduzir a dispersão é bobinar cada enrolamento em mais camadas, intercaladas o que melhora o acoplamento. Outra opção é bobinar os dois enrolamentos juntos, o que é possível devido à relação de espiras unitária. Assim procedendo, a indutância de dispersão foi reduzida para cerca de 4 μ H.

4.4.3 Circuitos de proteção do transistor IGBT e diodo

Como resultado do chaveamento do IGBT e dos diodos, ocorrem sobretensões sobre os mesmos. Essas sobretensões são mais severas no conversor SEPIC isolado devido às indutâncias de dispersão do transformador L_M .

Para prevenir os danos aos componentes são empregados circuitos de proteção conhecidos como *snubbers*.

Para o IGBT, emprega-se o *snubber* RCD, e para o diodo, o *snubber* RC. A Figura 78 mostra o diagrama dos dois circuitos.



Fonte: Adaptado pelo autor de [71].

Durante o bloqueio, a energia é armazenada no capacitor C_{SN} , quando o componente entra em condução essa energia é dissipada no resistor R_{SN} . Quanto maior o capacitor, menor a tensão máxima sobre o componente, porém também maior é a potência dissipada no circuito *snubber*, determinada pela expressão:

$$P_{SN} = \frac{1}{2} C_{SN} \cdot V_{Smax}^2 \quad (176)$$

A Tabela 23 apresenta os parâmetros e componentes dos circuitos *snubber* RCD e RC.

Tabela 23 - Parâmetros e componentes dos circuitos *snubbers*

Transistor IGBT		Diodo D_S	
V_{CE_PK}	800V	V_{CA_PK}	900V
C_{SN}	2.2nF	C_{SN}	1nF
R_{SN}	500 Ω	R_{SN}	1k Ω
D_{SN}	Mur880		
Potência dissipada	17,6W	Potência dissipada	10W

Fonte: Dados do próprio autor

4.4.3 Rendimento do conversor SEPIC isolado

O conversor SEPIC opera com apenas 1 diodo, que reduz a potência dissipada, porém o indutor L_M acoplado apresenta perdas significativamente maiores que o equivalente não isolado. Adicionalmente as perdas são elevadas ainda pela necessidade de circuitos de proteção *snubbers* para o IGBT e diodo.

A Tabela 24 resume as perdas calculadas para os diversos componentes do conversor:

Tabela 24 - Perdas no conversor SEPIC isolado

Componente	Quantidade	Potência Dissipada
Indutor L_E	2	$P_{LEtot} = 6,51W$
Indutor L_M	1	$P_{LMtot} = 12,6W$
Transistor IGBT	1	$P_{Stot} = 14,86W$
<i>Snubber</i> RCD - Transistor IGBT	1	$P_{Stot} = 17,6W$
Diodo D_S	1	$P_{Dtot} = 5,68W$
<i>Snubber</i> RC - Diodos D_{S1}	1	$P_{Dtot} = 10W$
TOTAL		$P_{PERDAS_TOTALS} = 73,76W$

Fonte: Dados do próprio autor

A eficiência teórica do conversor SEPIC isolado pode então ser estimada:

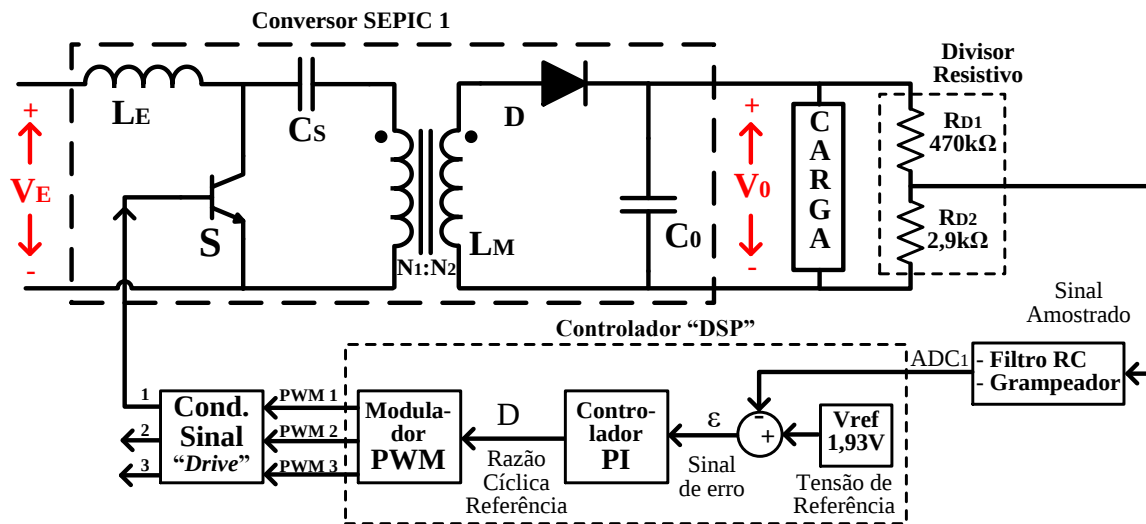
$$\eta = \frac{P_0}{P_0 + P_{Erdas_Totais}} = 0,916 \quad (177)$$

4.5 CONTROLADOR PWM

Os IGBTs dos conversores SEPIC devem receber um sinal de comando adequado para o bom funcionamento do circuito, este sinal é fornecido por um circuito de controle, que gera o sinal baseado na técnica PWM.

O circuito de controle utiliza um microcontrolador/DSP TI28027, responsável pela malha de controle e geração dos sinais PWM. As saídas dos três conversores SEPIC estão conectadas em paralelo, assim estão sob a mesma tensão de saída, com isso apenas um sinal de referência é utilizado para o comando dos três conversores SEPIC. O sinal de controle, no entanto deve ser individualizado e isolado para cada IGBT. A Figura 79 ilustra um esquema simplificado do controlador.

Figura 79 - Conversor SEPIC com controlador PWM



Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

Ao se projetar o conversor SEPIC são previstas condições de tensão de entrada e de carga que resultam em um valor fixo da razão cíclica do sinal de comando dos IGBTs. Entretanto em aplicações industriais podem ocorrer variações tanto na tensão de entrada quanto nas cargas alimentadas durante o funcionamento do conversor. Essas condições adversas forçam o circuito a operar em condições diferentes à que foi projetado. Nestas

condições, se a tensão de saída não for regulada, ela pode sofrer variações ou apresentar valores diferentes do especificado no projeto, o que não é desejável.

Torna-se necessário que o circuito controlador atue no sinal de comando dos IGBTs, alterando a razão cíclica D quando necessário, visando manter a tensão de saída próxima a um valor preestabelecido. Adicionalmente, o sistema deve garantir a estabilidade e boa resposta aos distúrbios.

O circuito necessita de uma amostra da tensão de saída, obtida por meio de um divisor resistivo. O ganho do divisor é calculado por:

$$H = \frac{R_{D2}}{R_{D1} + R_{D2}} = \frac{2,9k}{470k + 2,9k} = 0,00613 \quad (178)$$

Para atenuar eventuais ruídos provenientes do circuito, é utilizado um filtro RC. A frequência de corte (f_0) deve estar pelo menos uma década a frente da frequência do sinal amostrado para que este não sofra atenuações ou defasagens indesejadas. Como a tensão de saída apresenta uma oscilação de 18 pulsos com frequência de 1080Hz, a frequência de corte, deve ser 10,8kHz. A frequência corte está abaixo da frequência de chaveamento, assim eventuais ruídos são atenuados.

Adotando um resistor de 15k Ω , o capacitor de filtro é determinado pela expressão:

$$C_f = \frac{1}{R_f \cdot 2\pi f_0} = \frac{1}{15 \cdot 10^3 \cdot 2\pi \cdot 10,8 \cdot 10^3} \cong 1nF \quad (179)$$

O sinal é então enviado a um canal de entrada analógica (ADC₁) do DSP.

A tensão máxima dessa entrada é de 3,3V, assim o valor da tensão amostrada deve ser inferior a esse valor, mesmo em situações de sobretensões transitórias, com a ocorrência de degraus de carga ou sobretensões da tensão de entrada. Um circuito grampeador com diodo zener é utilizado como proteção para o canal de entrada do DSP caso a tensão de leitura ultrapasse o limite de 3,3V. Caso este valor seja ultrapassado, o diodo zener entra em condução e grampeia a tensão em 3,3 V.

O valor da tensão de referência é a tensão de saída de projeto ($V_0=315V$) amostrada pelo ganho divisor resistivo, o valor é dado por:

$$V_{REF} = H \cdot V_0 = 1,93V \quad (180)$$

O sinal amostrado é comparado com a tensão de referência, que resulta em um sinal de erro que é enviado a um controlador do tipo PI (proporcional-integral). Quando o sinal de erro é positivo indica que a tensão de saída está abaixo do ponto de operação, o controlador aumenta a razão cíclica e a tensão da saída é aumentada. Caso contrário, com o sinal de erro negativo, o controlador reduz a razão cíclica e a tensão da saída é reduzida.

O sinal de referência da razão cíclica é então enviado às portas PWM do DSP para fornecerem o sinal que comandará os IGBTs. São três portas independentes, que podem ser programadas para a técnica de entrelaçamento de sinais e ganho diferenciado para cada saída. O sinal de saída das portas PWM é uma onda quadrada com tensão máxima de 3,3V. Para o acionamento dos IGBTs, esse sinal deve ser condicionado por um circuito conhecido como *drive* que eleva a tensão para 15V, além de fornecer a corrente necessária para o chaveamento do IGBT.

O tempo de resposta entre a ocorrência de um distúrbio e a adequação da tensão de saída não é imediato, depende de uma série de parâmetros inerentes ao circuito do conversor SEPIC e do controlador PI. O controlador deve ser sintonizado corretamente para que o sistema tenha uma resposta mais adequada.

4.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foi realizado um estudo dos conversores SEPIC com levantamento de dados e definição dos principais componentes que foram utilizados na construção do protótipo dos conversores não isolado e isolado utilizados nos ensaios laboratoriais.

A maior parte dos componentes, como indutor de entrada, chaves semicondutoras (IGBTs e diodos) e os capacitores de entrada e saída são comuns aos dois conversores. O componente que define os dois tipos é o indutor paralelo, L_M , que no SEPIC não isolado é um indutor simples e no SEPIC isolado é um transformador ou indutor acoplado, com dois enrolamentos, primário e secundário isolados galvanicamente. Este difere dos transformadores comuns, pois acumula energia em seu campo magnético. No entanto, esse transformador eleva as sobretensões sobre as chaves semicondutoras devido à presença das indutâncias de dispersão, o que requer cuidados especiais como circuitos de proteção.

Para verificar o comportamento do conversor antes da implementação experimental, no próximo capítulo são apresentados resultados de simulações computacionais com os dados levantados nesse capítulo. Os resultados servem como estudo preliminar, que permitem ajustes prévios e embasam possíveis alterações se necessário.

5 SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS

5.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

No capítulo anterior foram determinados os principais parâmetros do conversor SEPIC isolado e não isolado, com determinação dos valores e componentes comerciais e características.

Neste capítulo são apresentados resultados de simulações computacionais do conversor multipulso/SEPIC em diversas topologias, utilizando o *software Matlab/Simulink*.

Como já mencionado no Capítulo 3, a proposta deste trabalho é a construção de um conversor de 18 pulsos associado a três conversores SEPIC que atuam como elementos intermediários para conexão entre o autotransformador e a carga. São propostas quatro topologias com esse conversor:

- SEPIC não isolado;
- SEPIC isolado com as saídas em paralelo e
- SEPIC isolado com as saídas em série;
- SEPIC isolado com os secundários do transformador em série;

Os resultados das simulações possibilitam verificar os valores de correntes e tensões em diversos pontos do circuito, o que auxilia em prever situações não consideradas no projeto.

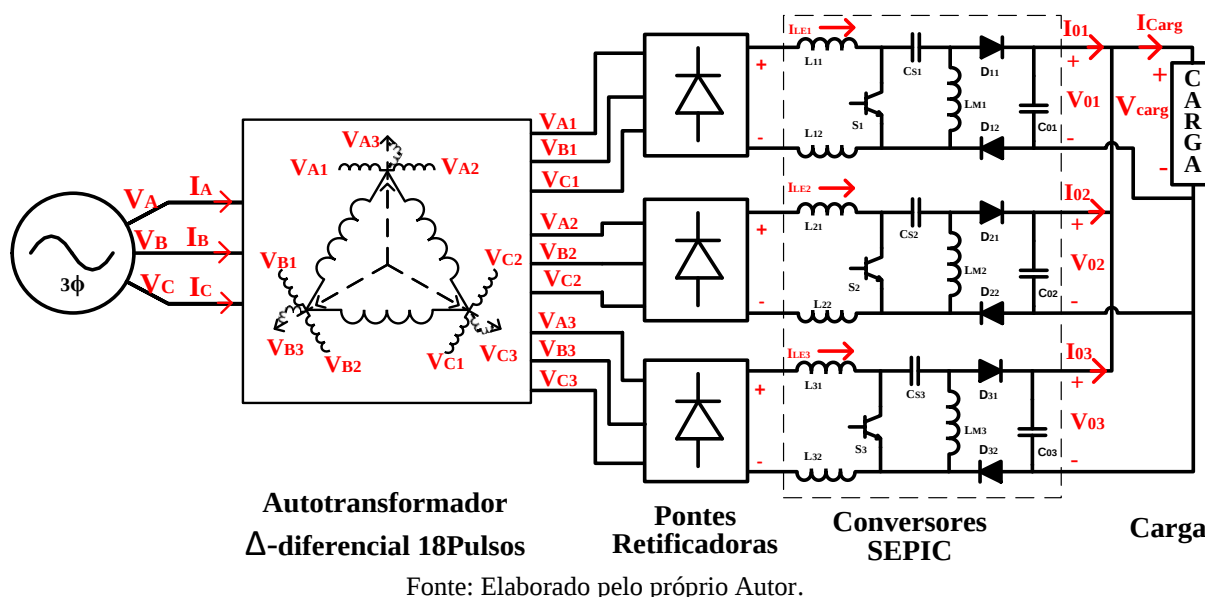
Os principais parâmetros do autotransformador e do conversor SEPIC foram apresentados no capítulo anterior e são considerados no modelo completo para implementação em *software*.

A carga é considerada puramente resistiva, com resistência a plena carga dada pela expressão:

$$R_{\text{Carga}} = \frac{V_0^2}{P_0} = \frac{315^2}{2400} = 41\Omega \quad (181)$$

5.2 CONVERSOR MULTIPULSO COM SEPIC NÃO ISOLADO

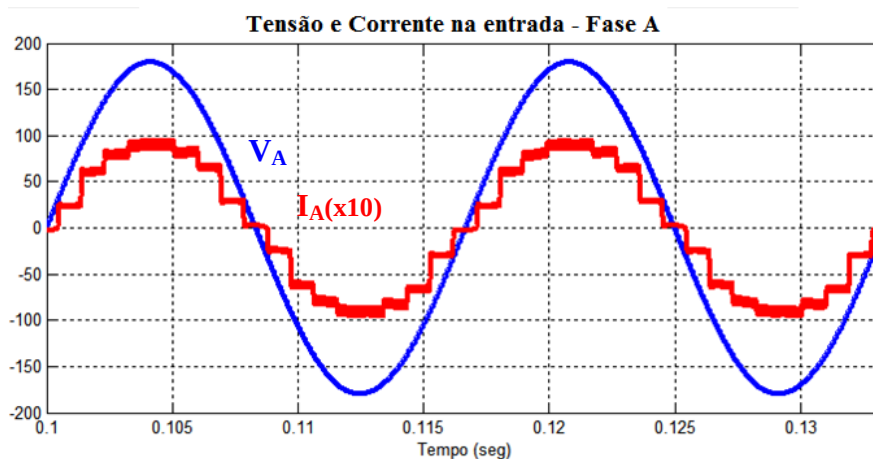
A Figura 80 mostra o conversor de 18 pulsos proposto com estágio CC-CC composto por três conversores SEPIC não isolados ligados em paralelo.

Figura 80 - Conversor 18 pulsos com estágio CC-CC SEPIC não isolados

A conexão paralela dos três conversores resulta em uma tensão da carga igual à tensão de saída dos conversores SEPIC, enquanto a corrente da carga é a soma das correntes.

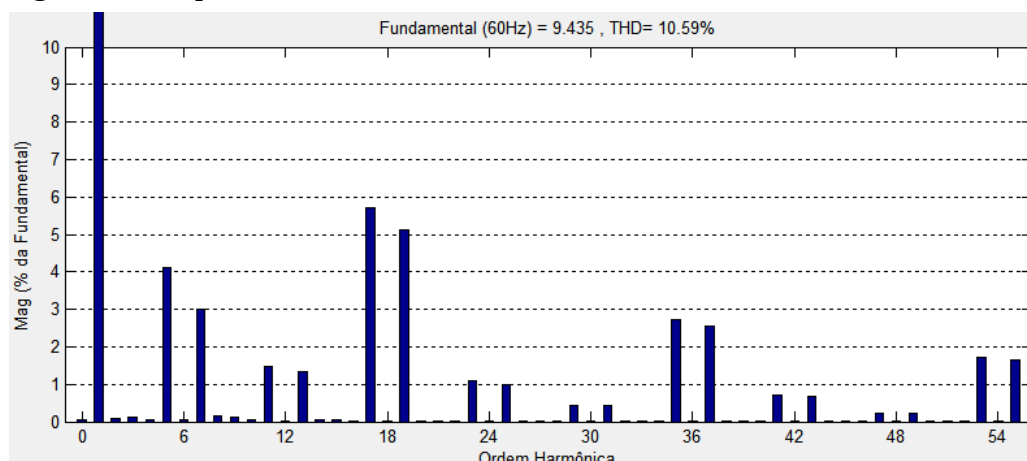
5.2.1 Simulação em malha aberta de tensão e corrente

Foi realizada simulação computacional em malha aberta de tensão e corrente. Na Figura 81 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente em uma fase da entrada do conversor multipulsos em um intervalo de 2 ciclos de rede.

Figura 81 - Tensão e corrente na entrada - SEPIC em malha aberta

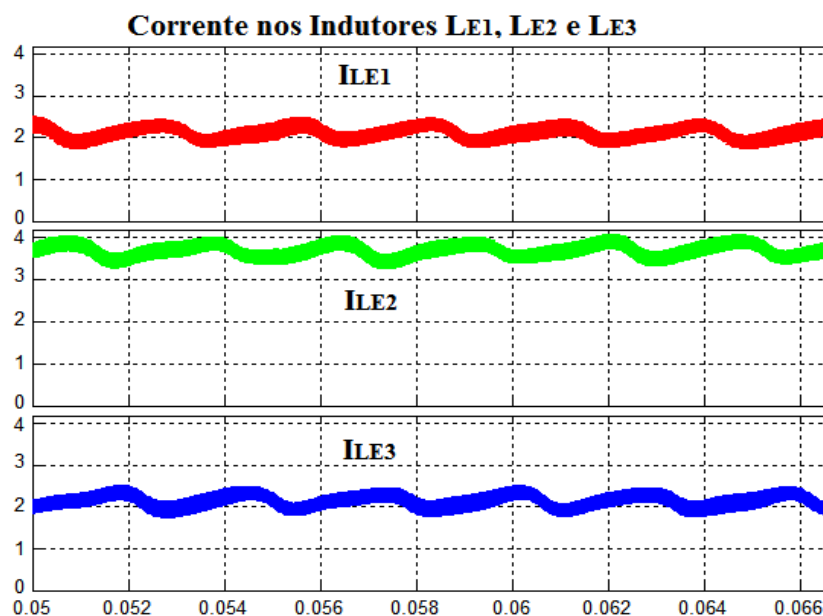
Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

A corrente da entrada apresenta a forma de onda característica do conversor de 18 pulsos, porém, alguns problemas são observados no espectro harmônico da Figura 82.

Figura 82 - Espectro harmônico da corrente na entrada - SEPIC em malha aberta

Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

A distorção harmônica total (DHT) é de 10,59%, e o fator de potência do conversor de 0,994, valores relativamente próximos aos verificados em outras estruturas de 18 pulsos. Porém, verifica-se a presença de componentes harmônicos que deveriam ter sido mitigados pelo autotransformador, como 5^a, 7^a, 11^a e 13^a ordens. Como já mencionado em outros trabalhos, o problema é relacionado com as correntes nos indutores de entrada, que devido às não idealidades do autotransformador, assumem valores médios diferentes. Na Figura 83 são apresentadas as correntes nos três indutores de entrada em um intervalo de 1 ciclo de rede.

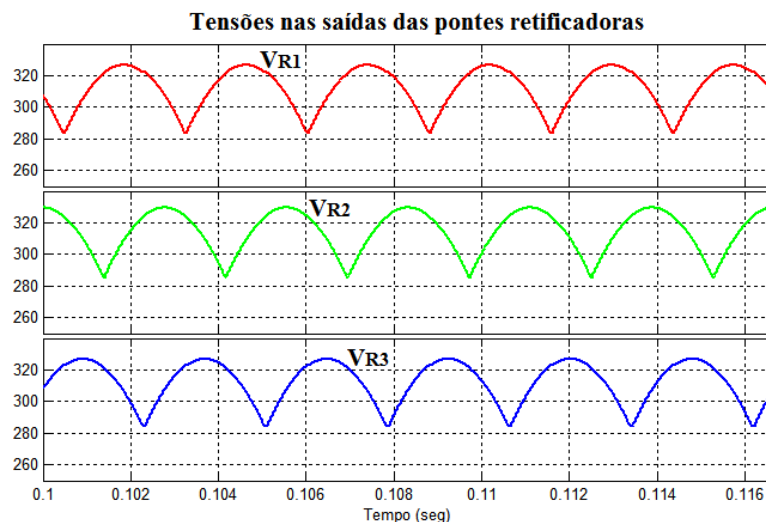
Figura 83 - Correntes nos indutores de entrada dos conversores SEPIC em malha aberta

Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

As correntes I_{LE1} e I_{LE3} apresentaram valor médio de cerca de 2,1A, enquanto a corrente I_{LE2} apresentou valor médio de 3,6A, ou seja, quase 60% maior do que o valor médio

projetado. Há ainda de se ressaltar que as correntes apresentam uma ondulação na frequência de 360Hz, relacionada às tensões nas saídas das pontes retificadoras provenientes do autotransformador. Essas saídas apresentam defasagem em 20° entre si, como mostra a Figura 84.

Figura 84 - Tensões nas saídas das pontes retificadoras

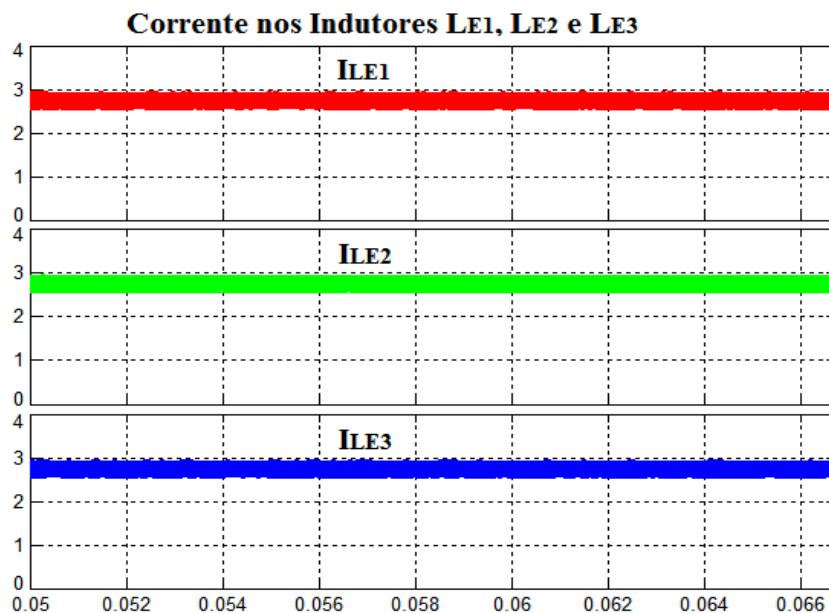


Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

A ondulação da corrente não é prejudicial ao desempenho do conversor se for mantida dentro de uma margem que garanta a condução contínua no indutor de entrada. Porém o desequilíbrio dos valores médios da corrente pode acarretar problemas de sobrecarga no conversor SEPIC 2, aumentando as perdas e podendo ser potencialmente destrutivo para os componentes ativos do mesmo.

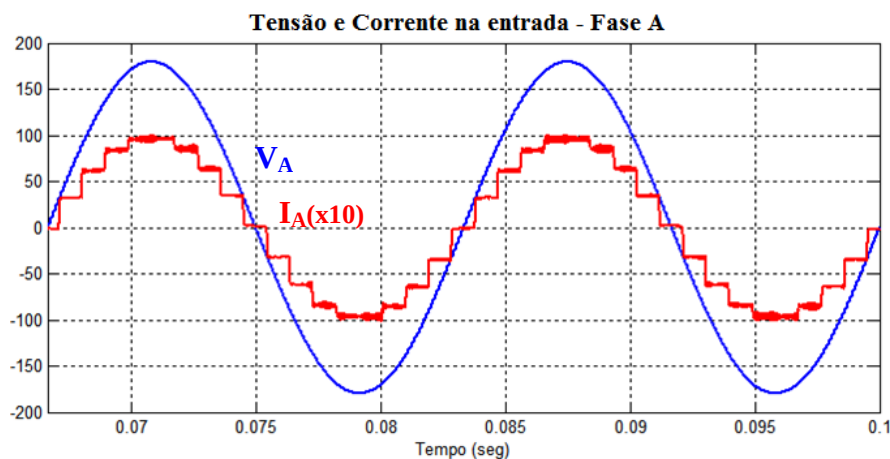
5.2.2 Simulação com malha de corrente com controle por histerese constante.

Uma das soluções é implementar um controle de corrente como realizado em [43]. Utilizando a mesma estrutura da simulação foi implementado um controle por histerese constante, onde as correntes de cada indutor são monitoradas por uma malha de corrente e os valores instantâneos limitados por uma banda de histerese. Os parâmetros para o circuito de controle por histerese constante são os mesmos do projeto do conversor SEPIC em malha aberta, a corrente de entrada possui valor médio de 2,8A e a banda de histerese é limitada em 10% deste valor, ou seja, 0,28A. A Figura 85 mostra os resultados da simulação para as correntes nos indutores de entrada dos três conversores SEPIC.

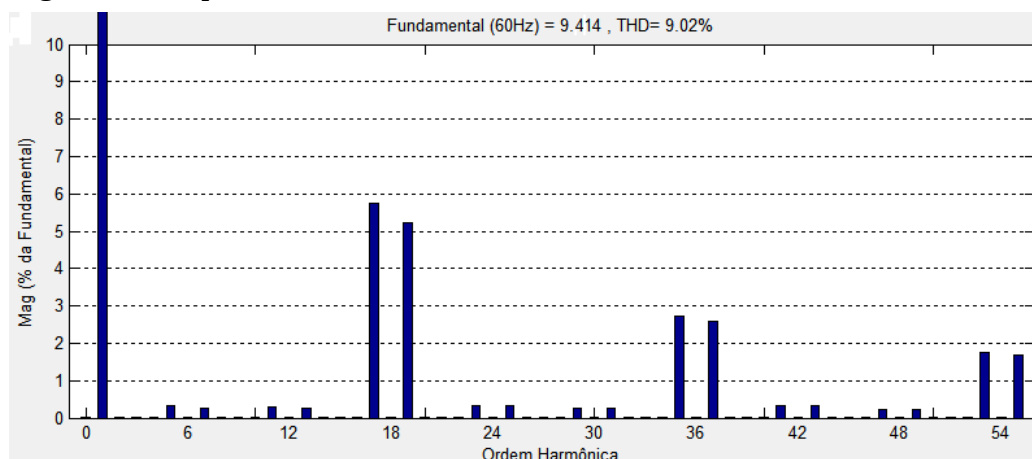
Figura 85 - Correntes nos indutores de entrada do conversor SEPIC - controle de corrente

Observa-se que os valores, agora equilibrados, são mantidos dentro dos limites especificados na banda de histerese e não há mais oscilação em baixa frequência.

Na Figura 86 são apresentadas a tensão e a corrente em uma fase da entrada do conversor multipulsos com controle de corrente por histerese constante.

Figura 86 - Tensão e corrente na entrada com controle de corrente

A corrente da entrada apresenta a forma de onda característica do conversor de 18 pulsos, agora mantendo apenas os componentes harmônicos característicos, como mostra o espectro harmônico da Figura 87.

Figura 87 - Espectro harmônico da corrente na entrada com controle de corrente

Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

A DHT obtida nesta simulação foi de 9%, e o fator de potência de 0,996. Observa-se que a melhora nesses números em relação à simulação em malha aberta é pouco significativa, sendo que o benefício mais significativo é a garantia do equilíbrio das correntes nos três conversores SEPIC, o que diminui a possibilidade de problemas devido à sobrecarga em um dos conversores.

Uma das desvantagens do controle de corrente por histerese constante está no fato das comutações das chaves ocorrerem em uma ampla faixa de frequência, devido às oscilações da tensão de entrada, proveniente das pontes retificadoras. Outro método de controle de corrente que pode ser implementado é o controle por valores médios, caracterizado por operar em uma frequência fixa, este método é mais complexo de ser implementado, mesmo havendo circuitos integrados dedicados, como o UC3854. Os resultados, independentemente do método de controle aplicado, pouco se alteram como evidenciado em [43].

5.2.3 Simulação em malha aberta com ganho na razão cíclica de um dos conversores SEPIC

O controle de corrente por histerese constante mostra-se eficiente ao impor um valor médio constante garantindo o equilíbrio das correntes e a correta mitigação dos harmônicos não característicos do conversor de 18 pulsos.

Entretanto as malhas de controle de corrente aumentam a complexidade do circuito, elevando os custos do conversor.

É possível reduzir a diferença da corrente nos três conversores mesmo sem uma malha de corrente. A causa do desequilíbrio está na diferença de impedância dos enrolamentos secundários nas três saídas do autotransformador de 18 pulsos, conforme os dados da Tabela 15. As saídas 1 e 3 são compostas por 1 enrolamento de 207 voltas do condutor AWG 20, já a saída 2 é composta por 2 enrolamentos de apenas 20 voltas do mesmo condutor. O carretel da bobina utilizada para os enrolamentos possui comprimento médio de 18cm por volta. Assim pode-se calcular a resistência dos dois enrolamentos e prever a queda de tensão sobre os mesmos.

Para as saídas 1 e 3, o comprimento do condutor utilizado nos enrolamentos é dado por:

$$l_{1,3} = N_E \cdot l_{\text{Cond}} = 207 \cdot 0,18 = 37,2\text{m} \quad (182)$$

Determina-se a resistência total dos enrolamentos das saídas 1 e 3:

$$R_{1,3} = \rho_{20} \cdot l_{1,3} = 0,0333 \cdot 37,2 = 1,24\Omega \quad (183)$$

Ao ser percorrido pela corrente à plena carga, a queda de tensão nas saídas 1 e 3 é:

$$V_{1,3} = I_{\text{LEmed}} \cdot R_{1,3} = 2,8 \cdot 1,24 = 3,47V \quad (184)$$

Para a saída 2, o comprimento do condutor utilizado em cada enrolamento é dado por:

$$l_2 = N_E \cdot l_{\text{Cond}} = 20 \cdot 0,18 = 3,6\text{m} \quad (185)$$

Determina-se a resistência total dos enrolamentos da saída 2:

$$R_2 = \rho_{20} \cdot l_2 = 0,0333 \cdot 3,6 = 0,12\Omega \quad (186)$$

Como são dois enrolamentos ligados em série, ao serem percorridos pela corrente à plena carga, a queda de tensão na saída 2 é:

$$V_2 = I_{\text{LEmed}} \cdot 2 \cdot R_2 = 2,8 \cdot 2 \cdot 0,12 = 0,67V \quad (187)$$

A diferença de tensão entre a saída 2 em relação às saídas 1 e 3 é:

$$\Delta V_2 = V_{1,3} - V_2 = 2,8V \quad (188)$$

Essa diferença pode ser compensada reduzindo-se a razão cíclica da saída 2, de modo que a tensão na saída seja inferior à das outras saídas.

$$V_{S2} = V_S - \Delta V_2 = 312,2V \quad (189)$$

Assim, a razão cíclica que deve ser aplicada na saída 2 é determinada pela Expressão (65):

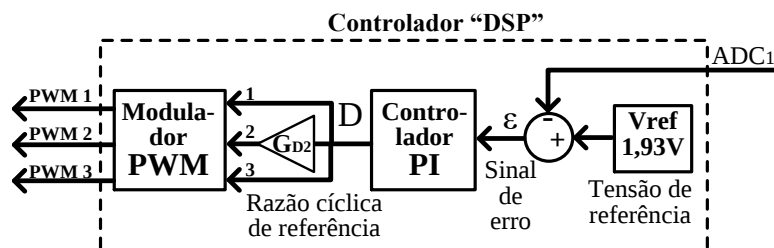
$$D_2 = \frac{V_{S2}}{V_{\text{Ema}} + V_{S2}} = \frac{312,2}{328 + 312,2} = 0,487 \quad (190)$$

A relação entre a razão cíclica da saída 2 e a das outras saídas determina o ganho que deve ser dado no sinal de referência dessa saída:

$$G_{D2} = \frac{D_2}{D} = \frac{0,487}{0,49} = 0,995 \quad (191)$$

Esse ganho é implementado no controlador PWM, alterando o esquema da Figura 79, como mostra a Figura 88.

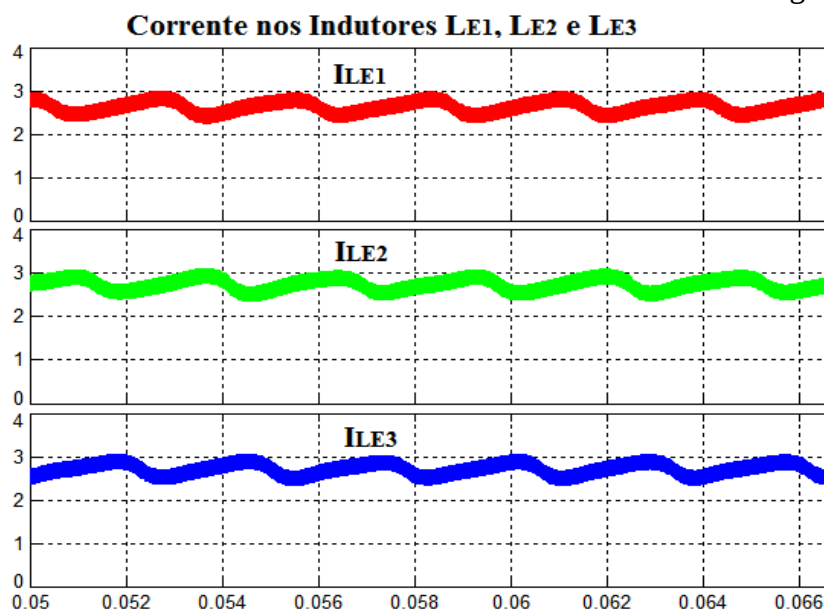
Figura 88 - Detalhe do controlador PWM com ganho na saída 2



Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

As simulações realizadas com esse ganho mostram que as correntes nos três indutores de entrada apresentaram valores médios muito próximos, ainda mantendo a ondulação em 360Hz, como mostra a Figura 89.

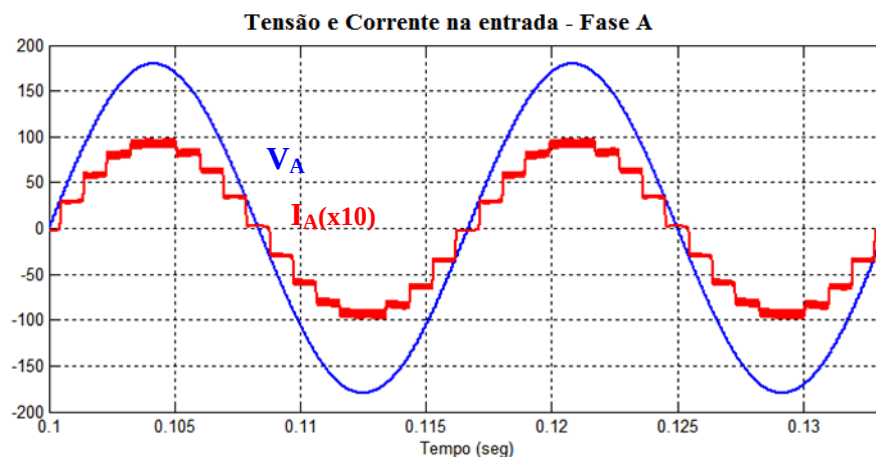
Figura 89 - Correntes nos indutores de entrada do conversor SEPIC com ganho na saída 2



Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

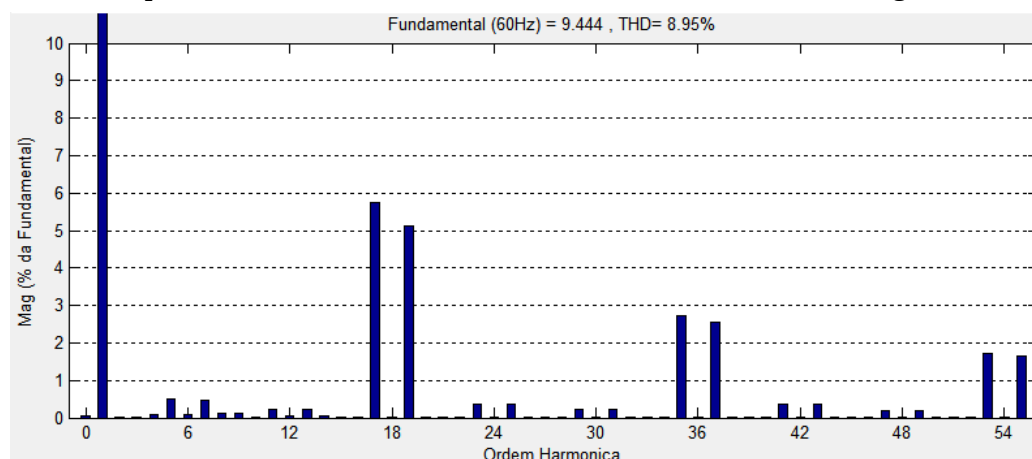
Os valores médios das correntes I_{LE1} , I_{LE2} e I_{LE3} foram respectivamente 2,59A, 2,70A e 2,66A. A diferença caiu para 4%. Com um pequeno ajuste no ganho essa diferença pode ser zerada. O ganho também é utilizado para a implementação do controlador utilizado no protótipo, podendo ser realizados ajustes a partir dos resultados experimentais.

Na Figura 90 são apresentadas a tensão e a corrente em uma fase da entrada do conversor multipulsos com o SEPIC com ganho na saída 2.

Figura 90 - Tensão e corrente na entrada com SEPIC com ganho na saída 2

Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

O espectro harmônico apresenta apenas os componentes harmônicos característicos de 18 pulsos, mostrado na Figura 91.

Figura 91 - Espectro harmônico da corrente na entrada com SEPIC com ganho na saída 2

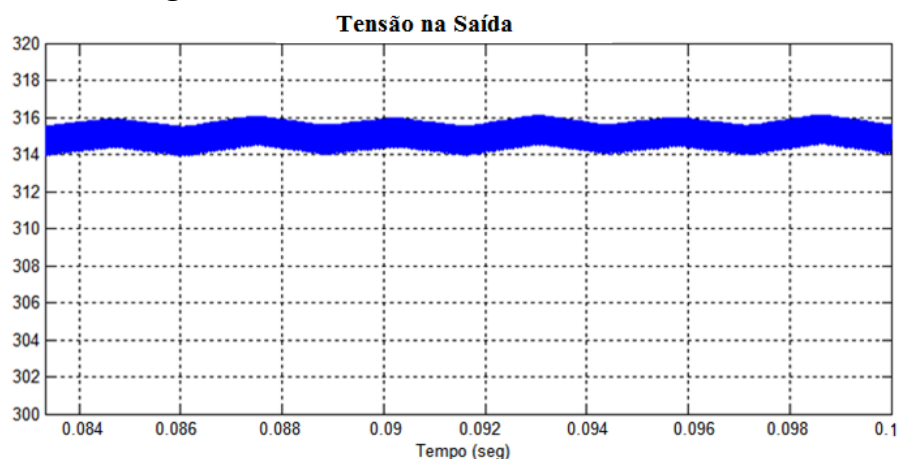
Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

A DHT obtida nesta simulação foi de 8,95% e o fator de potência de 0,996, resultados praticamente idênticos ao obtido com controle de corrente, porém, com uma estratégia de controle mais simples. O ganho fixo da razão cíclica tem uma desvantagem, quando o conversor opera com cargas reduzidas a queda de tensão nos enrolamentos é menor que a plena carga, mas o ganho de tensão permanece o mesmo. Assim, a diferença de corrente passa a ser contrária, com a saída 2 fornecendo corrente inferior à das saídas 1 e 3, resultando em pequeno aumento da DHT, sem qualquer prejuízo para o fator de potência. Essa diferença das correntes também não é preocupante, pois os conversores estão operando com potência reduzida.

5.2.4 Tensão de saída e sobre o IGBT

O valor da tensão de saída com razão cíclica fixa de 0,49 ficou abaixo do valor projetado em função das quedas de tensão presentes ao longo do circuito. O valor de tensão nominal é obtido aumentando-se a razão cíclica para 0,51. Esses ajustes são realizados pela malha de tensão do controlador PWM. A tensão de saída apresenta um nível CC com valor aproximado de 315V, como mostrado na Figura 92.

Figura 92 - Tensão na saída - SEPIC não isolado



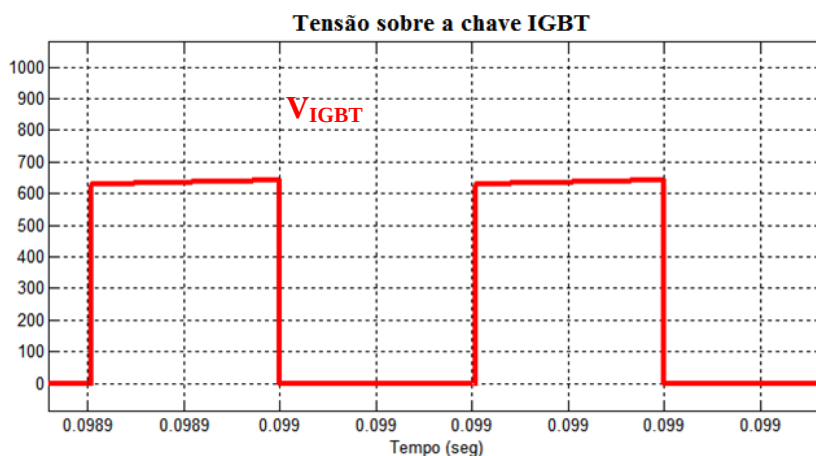
Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

Observam-se duas ondulações na tensão de saída. A primeira na frequência de chaveamento ($f_0=25\text{Khz}$) é de menos de 2V (0,5% de V_0).

A segunda, é uma ondulação em baixa frequência devido ao autotransformador de 18 pulsos ($f=1,08\text{kHz}$), com valor ainda menor, de cerca de 0,5V.

A Figura 93 mostra a tensão sobre o IGBT de um dos conversores SEPIC não isolado.

Figura 93 - Tensão sobre o IGBT - SEPIC não isolado



Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

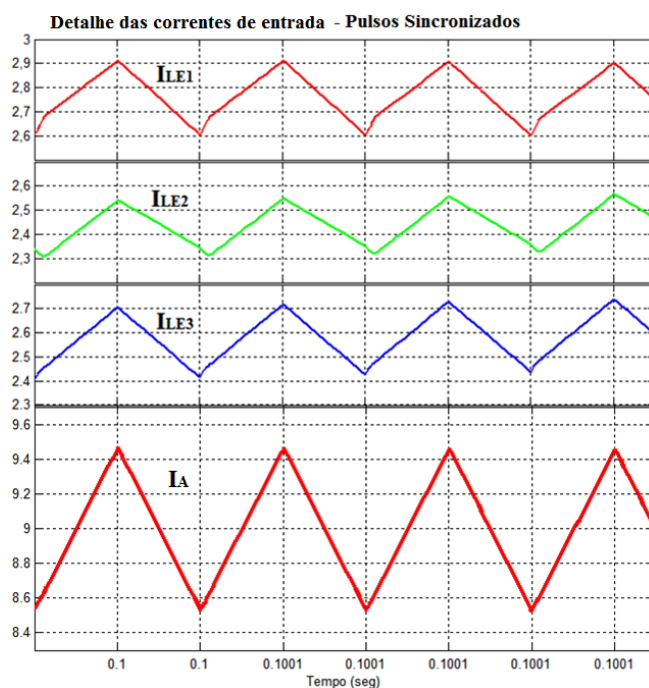
A tensão sobre o IGBT durante o período em que se encontra bloqueada é a soma das tensões na entrada e na saída. Não são verificados esforços de tensão transitórios.

Deve-se salientar que o modelo de IGBT utilizado no *software Matlab/Simulink®* é ideal, podem ser configurados alguns parâmetros como resistências e capacitâncias intrínsecas, mas que não reproduzem com exatidão o componente real.

5.2.5 Simulação com pulsos intercalados

As simulações anteriores foram realizadas com pulsos de comando dos IGBTs sincronizados. Essas correntes se somam no autotransformador, assim a corrente de entrada possui ondulação de cerca de 3 vezes a ondulação da corrente dos indutores SEPIC, como mostrado na Figura 94.

Figura 94 - Correntes nos indutores entrada do conversor SEPIC - pulsos sincronizados



Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

Para evitar que essas correntes em alta frequência sejam injetadas no sistema elétrico pode ser necessário a inclusão de um filtro LC na entrada do autotransformador, abordado neste trabalho posteriormente.

Uma solução para evitar a sobreposição das correntes em alta frequência é intercalar os pulsos de comando dos IGBTs na frequência de chaveamento, acionando os conversores em diferentes intervalos dentro do período de chaveamento a cada conversor.

Para o primeiro conversor SEPIC, o atraso é nulo ($T_{D1}=0$).

Para o segundo conversor, aplica-se um atraso de 1/3 do período de chaveamento:

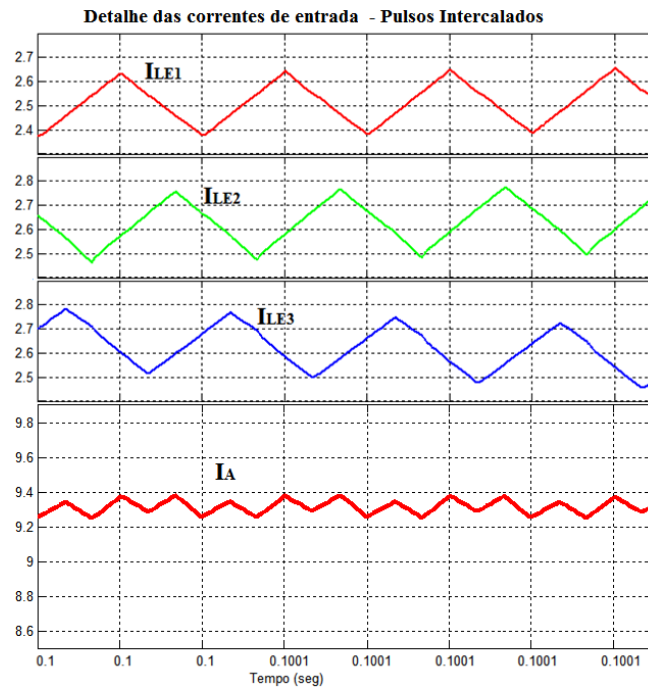
$$T_{D2} = \frac{T_s}{3} = 13,33\mu s \quad (192)$$

Para o terceiro conversor, aplica-se um atraso de 2/3 do período de chaveamento:

$$T_{D3} = \frac{2 \cdot T_s}{3} = 26,67\mu s \quad (193)$$

As ondulações das correntes nos indutores de entrada não se sobrepõem, e a corrente na entrada apresenta ondulação significativamente reduzida, como mostrado na Figura 95.

Figura 95 - Correntes nos indutores entrada do conversor SEPIC - pulsos intercalados



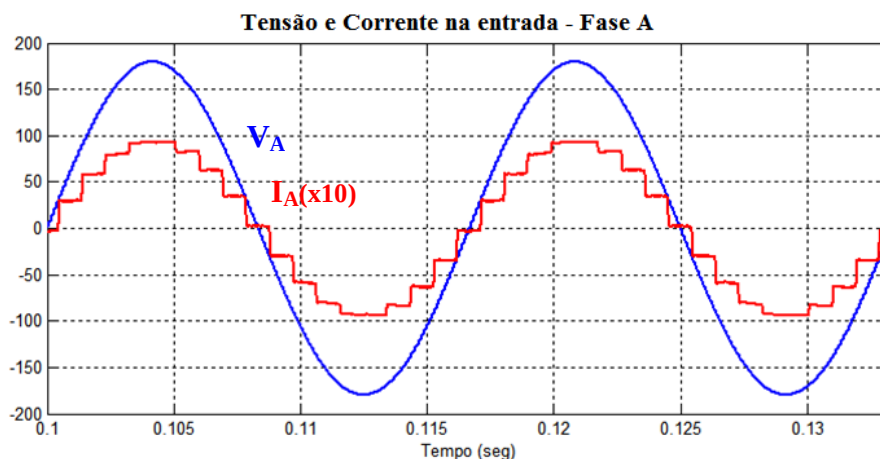
Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

Os detalhes da corrente de entrada mostram que a ondulação de corrente não foi totalmente anulada, mas seu valor foi significativamente reduzido e apresenta frequência triplicada, que torna a filtragem ainda mais fácil, o que pode ser realizado naturalmente pelas impedâncias de linha, presentes nos sistemas elétricos.

A forma de onda da corrente de entrada não é afetada, assim como os resultados para DHT que são medidos em frequências inferiores às do chaveamento, até a 50ª ordem

(3000Hz). Na Figura 96 são apresentadas as formas de onda de tensão e a corrente em uma fase da entrada do conversor multipulsos com os pulsos de comando intercalados.

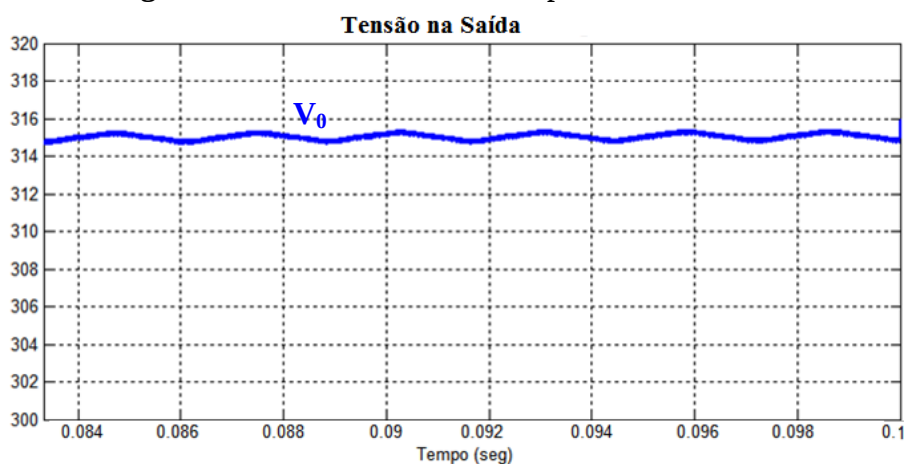
Figura 96 - Tensão e corrente na entrada com pulsos intercalados



Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

Os efeitos de anulação de ondulação também são verificados na tensão de saída, que agora apresenta uma ondulação da tensão em alta frequência praticamente anulada, permanecendo a ondulação em baixa frequência, como mostra a Figura 97.

Figura 97 - Tensão na saída com pulsos intercalados.



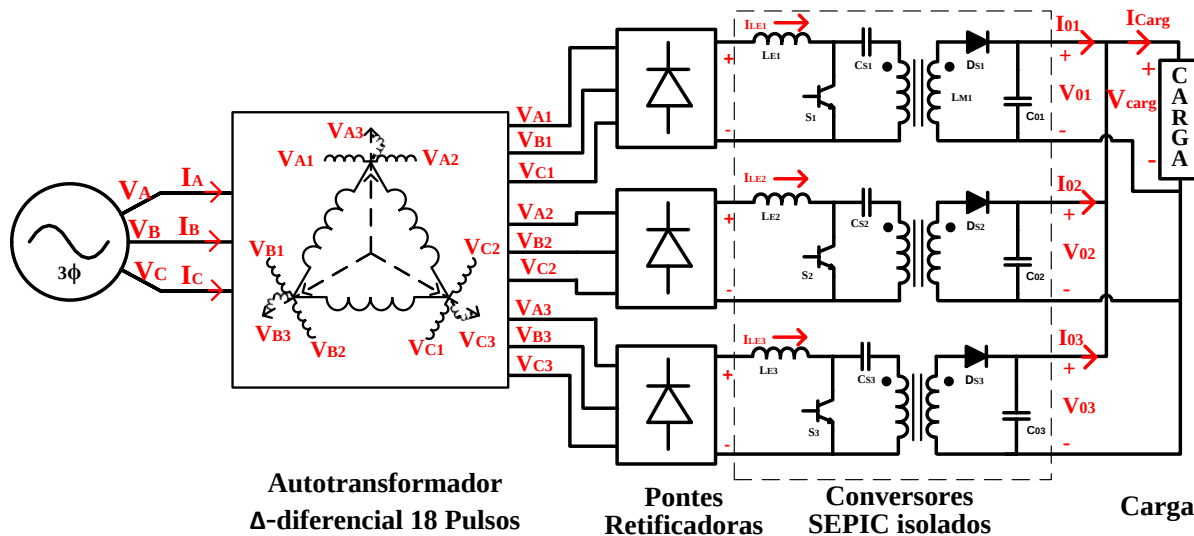
Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

5.3 CONVERSOR MULTIPULSO COM SEPIC ISOLADO

A utilização de conversores SEPIC isolados com conversores multipulsos pode trazer vantagens como permitir a utilização dos conversores multipulsos com autotransformadores em aplicações que requerem isolamento galvânico.

A Figura 98 mostra a montagem do conversor de 18 pulsos com conversores SEPIC isolados ligados em paralelo.

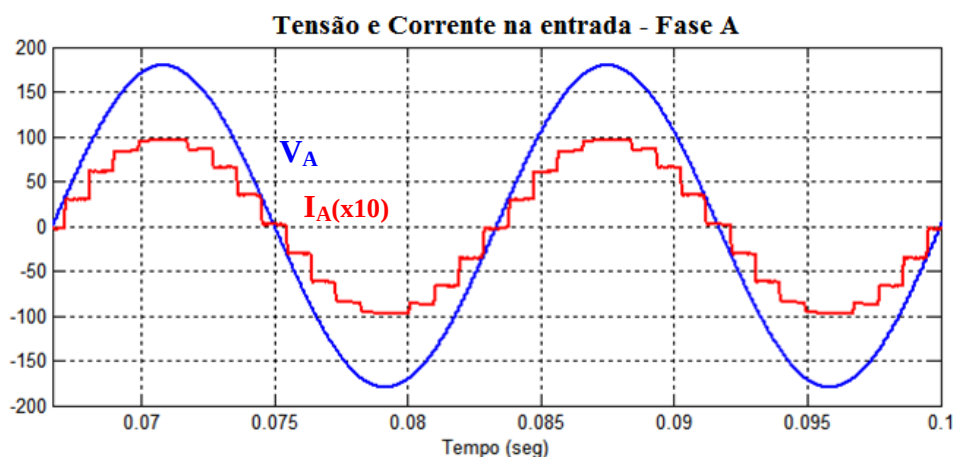
Figura 98 - Conversor 18 pulsos com estágio CC-CC SEPIC isolados em paralelo



Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

Os parâmetros de projeto do conversor foram mantidos idênticos ao do SEPIC não isolado. A saída tem apenas um diodo em cada conversor, assim a corrente da saída é conduzida por apenas um componente, o que, a princípio, melhora o rendimento do circuito. Porém, podem ocorrer outros problemas associados ao transformador que tendem a aumentar as perdas e assim diminuir o rendimento do circuito. A Figura 99 mostra o resultado da simulação, são apresentadas a tensão e corrente de entrada do conversor, foram utilizados sinais de comando com pulsos intercalados.

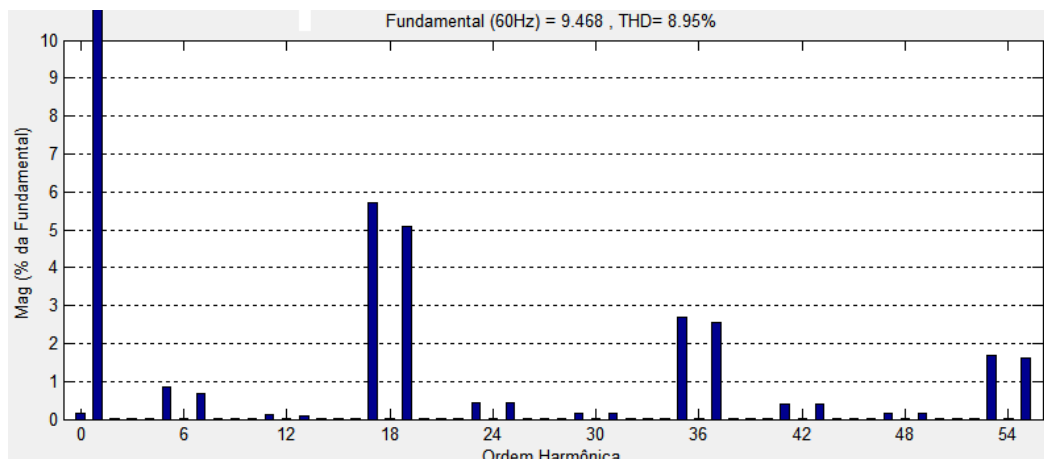
Figura 99 - Tensão e corrente na entrada - SEPIC isolado



Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

Não há mudanças significativas na forma de onda da corrente da entrada, assim como o espectro harmônico, conforme a Figura 100.

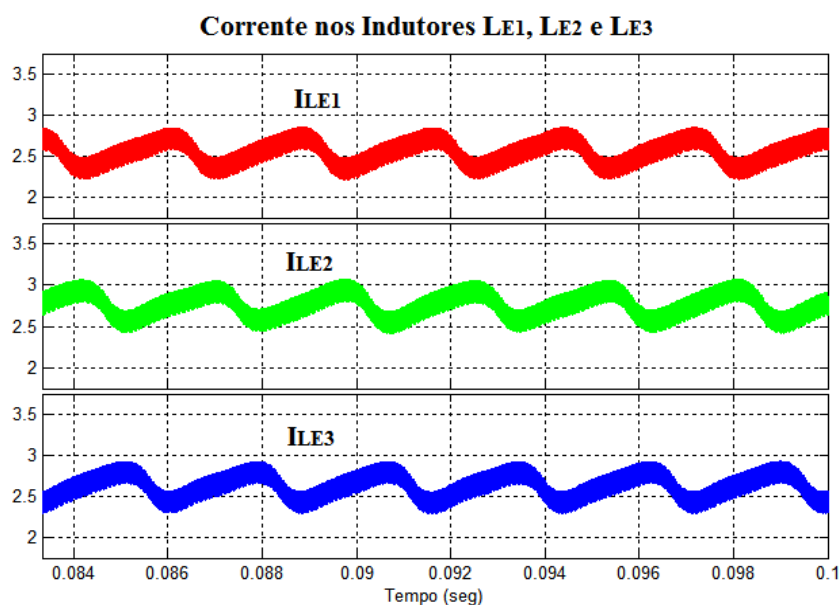
Figura 100 - Espectro harmônico da corrente na entrada - SEPIC isolado



Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

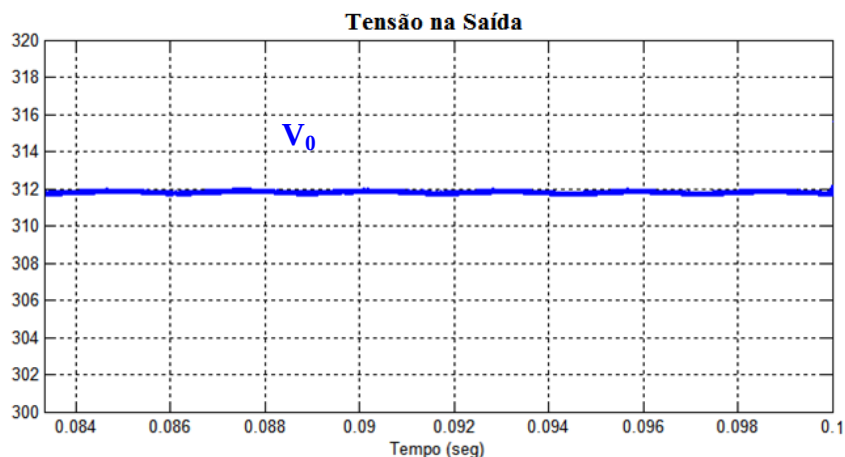
A corrente nos indutores de entrada dos conversores SEPIC, mostradas na Figura 101, continuam apresentando ondulação em baixa frequência devido à ondulação da tensão na saída das pontes retificadoras.

Figura 101 - Correntes nos indutores de entrada do conversor SEPIC isolado



Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

Utilizando malha aberta de tensão de saída, e com a mesma razão cíclica do conversor SEPIC não isolado ($D=0,51$), a tensão na saída apresentou uma pequena redução no valor médio, que ficou em torno de 312V, como mostrado na Figura 102.

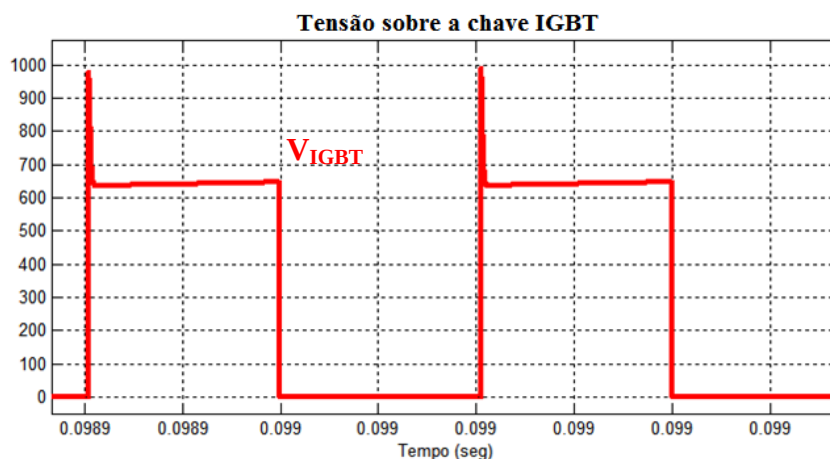
Figura 102 - Tensão na saída - SEPIC isolado

Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

Essa redução no valor da tensão de saída é mais um indicativo da diminuição do rendimento do conversor, já que os valores de corrente na entrada não se alteraram. Esta redução pode ser compensada por um aumento de menos de 1% na razão cíclica D , lembrando que em malha fechada, esses ajustes são realizados pelo controlador PI.

De qualquer modo haveria um aumento na corrente de entrada e na potência fornecida pela fonte, confirmando a queda no rendimento.

A tensão sobre o IGBT no conversor SEPIC isolado apresenta, além da soma das tensões de entrada e saída, esforços de tensão transitórios devido à indutância de dispersão, como mostra a Figura 103.

Figura 103 - Tensão sobre o IGBT - SEPIC isolado

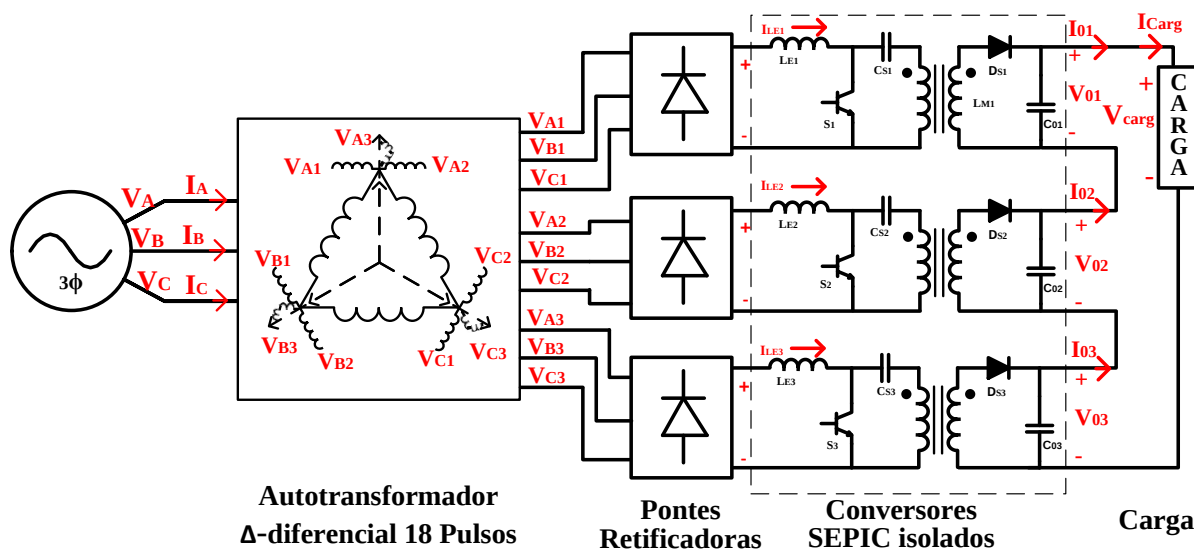
Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

Por se tratar de um modelo idealizado pode não representar o comportamento do componente real, mas indica a necessidade do circuito de proteção (*snubber*).

5.4 CONVERSOR MULTIPULSO COM SEPIC ISOLADO COM AS SAÍDAS EM SÉRIE

Outra forma de conexão dos conversores SEPIC é com as saídas ligadas em série, como mostra a Figura 104.

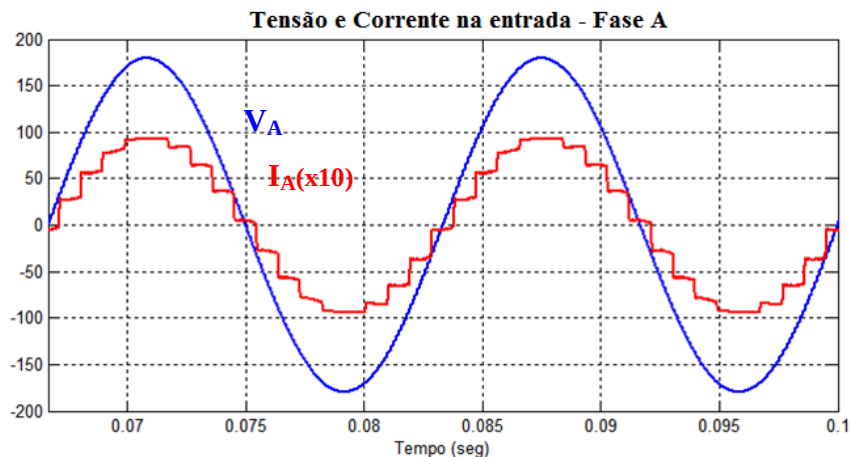
Figura 104 - Conversor 18 pulsos com estágio CC-CC SEPIC isolados - saídas em série



Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

Na conexão série a tensão de saída de cada estágio SEPIC é ajustada para 1/3 da tensão desejada na carga. A corrente em cada saída é a mesma da carga, com isto, obtém-se o equilíbrio de correntes médias na entrada dos três conversores, assim não é necessário reduzir a razão cíclica de um dos módulos SEPIC. Esta configuração aceita ainda os pulsos de comandos intercalados. A Figura 105 mostra o resultado da simulação, são apresentadas a tensão e corrente de entrada do conversor.

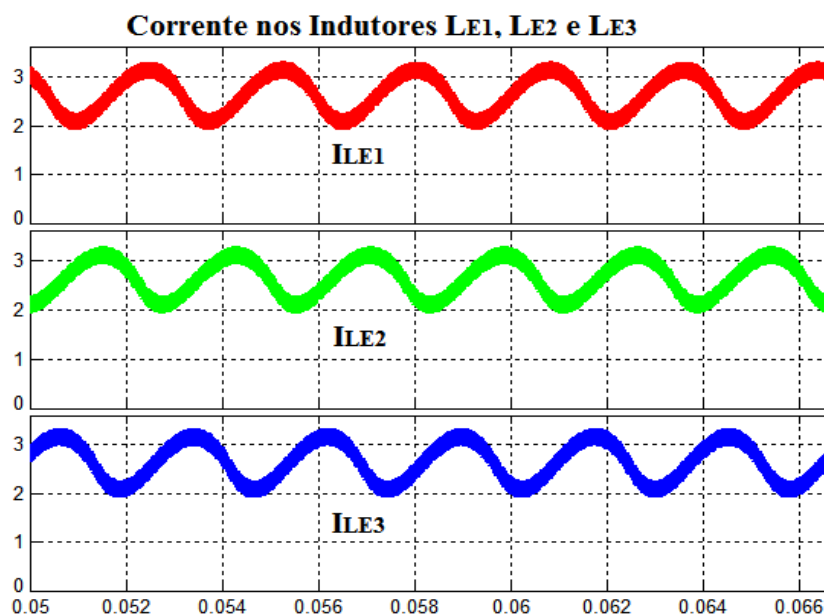
Figura 105 - Tensão e corrente na entrada do conversor SEPIC isolado - saídas em série



Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

A corrente nos indutores de entrada dos conversores SEPIC apresentam o mesmo valor médio, porém foi verificado um aumento na ondulação em baixa frequência, como mostrado na Figura 106.

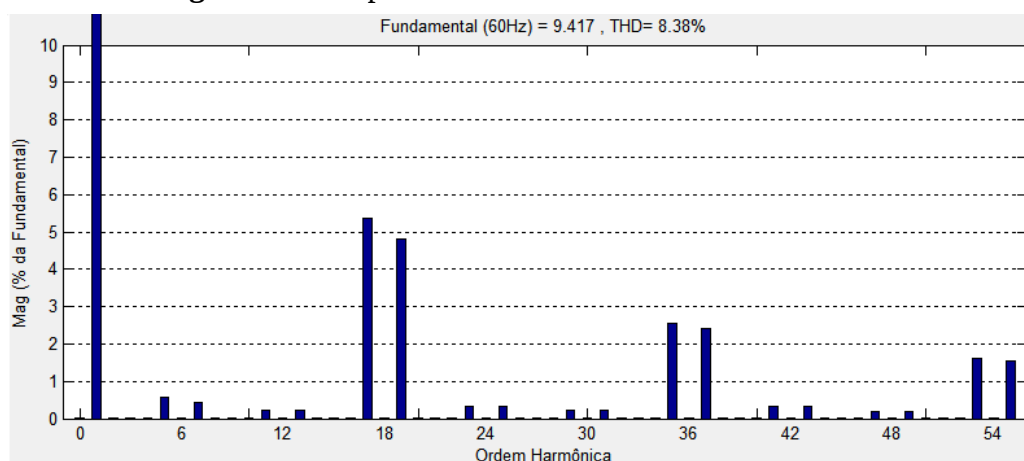
Figura 106 - Correntes nos indutores de entrada dos conversores SEPIC isolados - saídas em série



Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

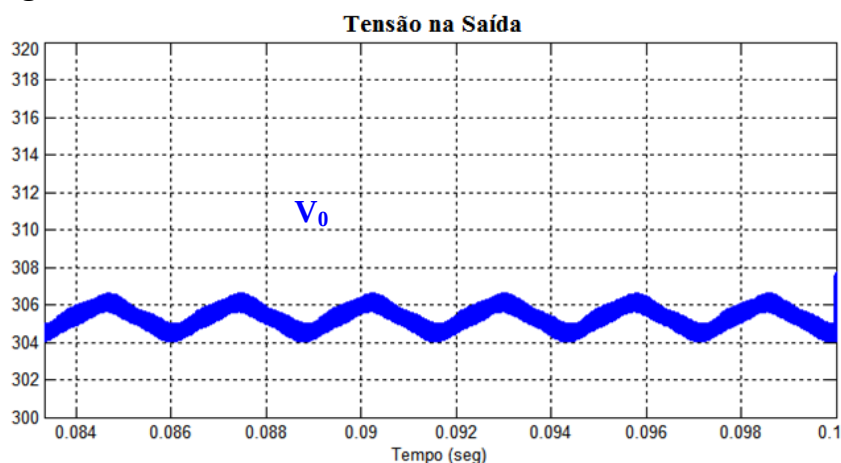
Essa ondulação não se mostra prejudicial ao circuito, os valores de DHT foram até menores que nas topologias em paralelo, como mostra o espectro harmônico da Figura 107.

Figura 107 - Espectro harmônico da corrente na entrada



Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

A tensão na saída apresentou uma redução mais severa no valor médio, que ficou em torno de 305V, como mostrado na Figura 108.

Figura 108 - Tensão na saída - SEPIC isolado com saídas em Série

Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

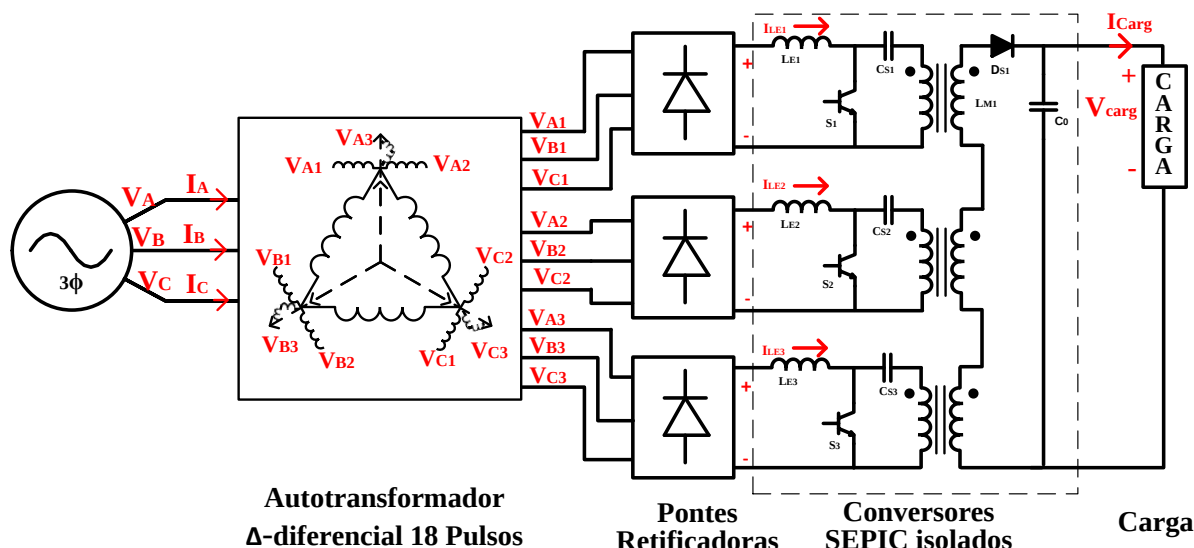
Essa redução na tensão de saída é devido às quedas de tensão nos diodos dos três conversores que estão em série e ao fato da corrente sobre eles ter seu valor triplicado, o que aumenta ainda mais a queda de tensão em cada diodo. Assim, o rendimento do conversor também é menor nesta configuração. Ainda em relação aos diodos, a topologia em série apresenta uma vantagem na tensão no enrolamento secundário, assim como na saída do conversor, ser 1/3 da tensão de entrada. Assim podem-se utilizar diodos e capacitores com tensão nominais menores, se comparadas às topologias com as saídas em paralelo.

Outra possibilidade em relação às saídas em série, é utilizar nos 3 conversores SEPIC a mesma tensão de saída das topologias em paralelo, com isso a tensão de saída é triplicada, com alto ganho estático. Essa solução pode ser interessante para cargas com tensões elevadas, mas mantendo as tensões nos IGBTs e diodos com valor reduzidos em relação à tensão da carga.

5.5 CONVERSOR MULTIPULSO COM SEPIC ISOLADO COM OS SECUNDÁRIOS EM SÉRIE

A segunda possibilidade de conexão em série é ligar apenas os secundários dos três indutores acoplados, o que requer uma mudança na topologia básica, mantendo apenas um diodo e um capacitor na a saída do conversor. A Figura 109 mostra o conversor de 18 pulsos, com três conversores SEPIC isolados com os secundários ligados em série.

Figura 109 - Conversor 18 pulsos com estágio CC-CC SEPIC isolados com secundários ligados em série



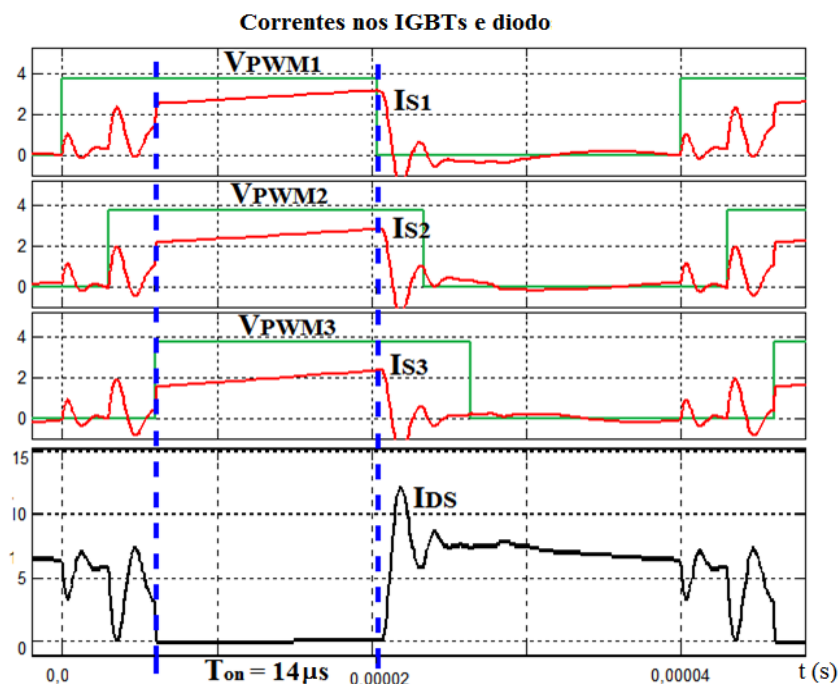
Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

O circuito necessita de apenas um diodo, que deve ser dimensionado para conduzir toda a corrente da carga e um capacitor na saída, com tensão igual à da carga.

Para o circuito operar corretamente os pulsos de comando dos IGBTs dos três conversores SEPIC devem ser sincronizados, sem desfasamento algum. Esse circuito não tolera pulsos intercalados, até mesmo um pequeno atraso entre os pulsos de comando ocasionado por diferenças nos componentes dos circuitos de controle pode alterar os resultados.

A condução efetiva dos IGBTs só ocorre quando todos os pulsos estão em estado ligado, um atraso entre eles reduz a razão cíclica efetiva do circuito, como principal consequência ocorre uma queda na tensão média de saída. Nas topologias anteriores, esse atraso não teria efeito prejudicial ao funcionamento do circuito e, como visto no caso dos pulsos intercalados, pode ser até interessante.

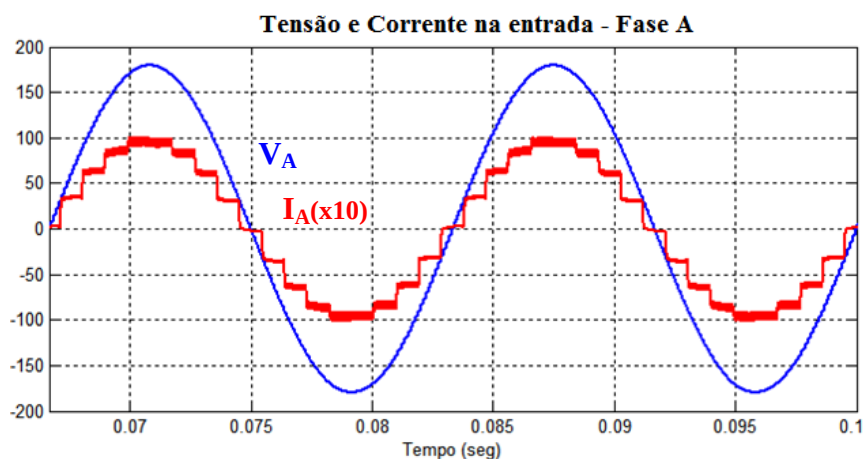
No exemplo da Figura 110 foram simulados pulsos com atraso de $3\mu s$ entre si.

Figura 110 - Pulsos de comando com atraso de $3\mu\text{s}$ 

Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

Os pulsos de comando, indicados na figura por $V_{PWM1, 2 \text{ e } 3}$ possuem duração de $20\mu\text{s}$, mas, a condução efetiva nas chaves só iniciou após o terceiro conversor receber o pulso, aos $6\mu\text{s}$. O tempo de condução efetivo foi de $14\mu\text{s}$ e a razão cíclica efetiva foi de 0,35.

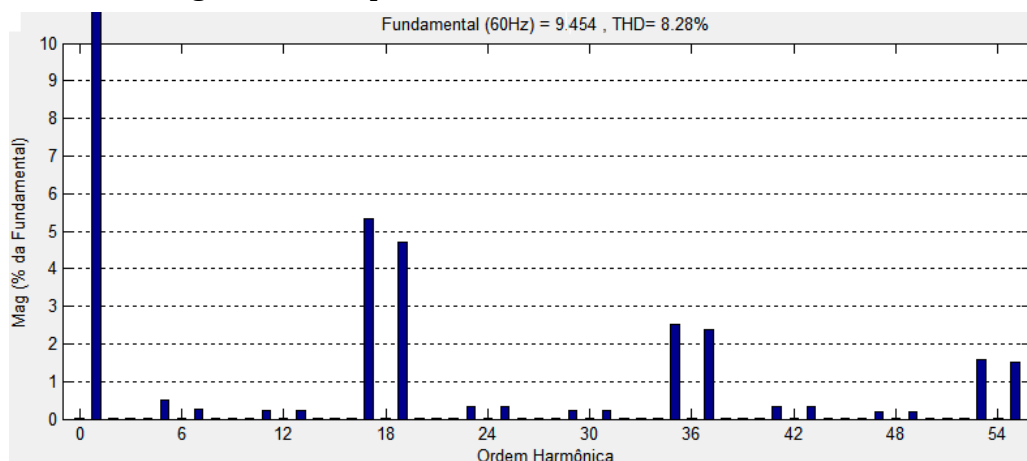
Assim, somente utilizando pulsos sincronizados obtêm-se os resultados adequados para esse circuito. A Figura 111 mostra o resultado da simulação. São apresentadas a tensão e corrente de uma fase na entrada do conversor.

Figura 111 - Tensão e corrente na entrada do conversor SEPIC isolado com secundários em série

Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

Não são verificadas variações significativas na forma de onda das topologias anteriores, com exceção do aumento da ondulação em alta frequência da corrente de entrada, devido aos pulsos sincronizados. Assim como o espectro harmônico, conforme a Figura 112.

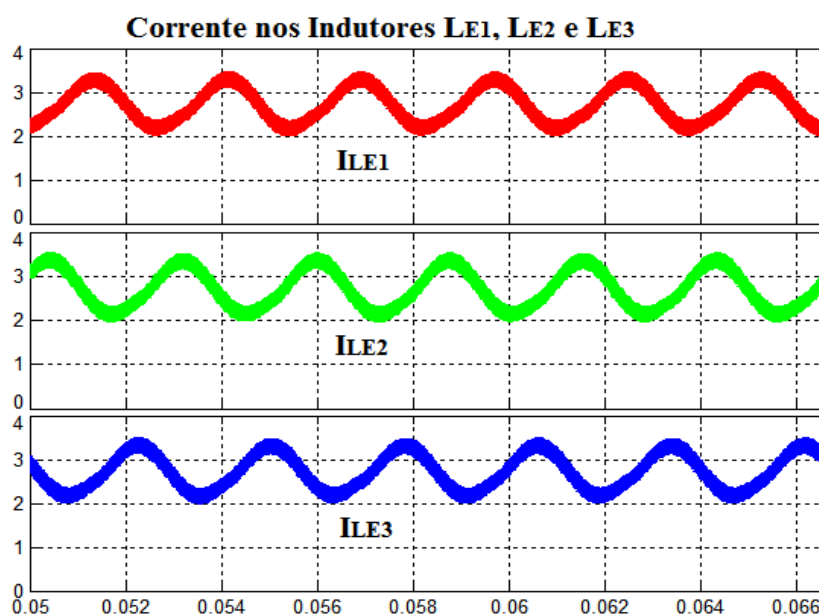
Figura 112 - Espectro harmônico da corrente na entrada



Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

As correntes nos indutores de entrada dos conversores SEPIC apresenta o mesmo comportamento que na topologia com as saídas em série, com o mesmo valor médio, porém com um aumento na ondulação em baixa frequência, como mostrada na Figura 113. Este aumento vai de encontro aos resultados obtidos com o conversor *Full Bridge* em [43], quando a conexão série reduziu sensivelmente a ondulação.

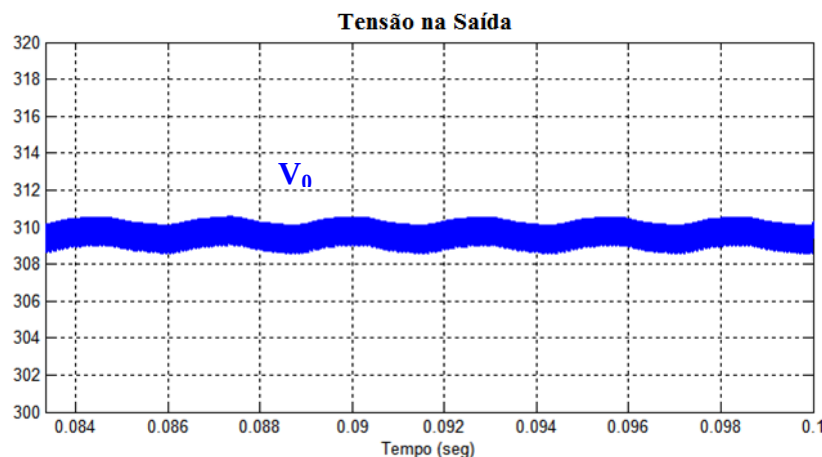
Figura 113 - Correntes nos indutores de entrada dos conversores SEPIC isolados com secundários em série



Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

A tensão da carga possui um valor médio maior que na conexão das saídas sem série, pois há apenas um diodo na saída do circuito, porém os valores ainda são menores que o do conversor isolado com conexão paralela, conforme Figura 114.

Figura 114 - Tensão na saída - SEPIC isolado com secundários em série



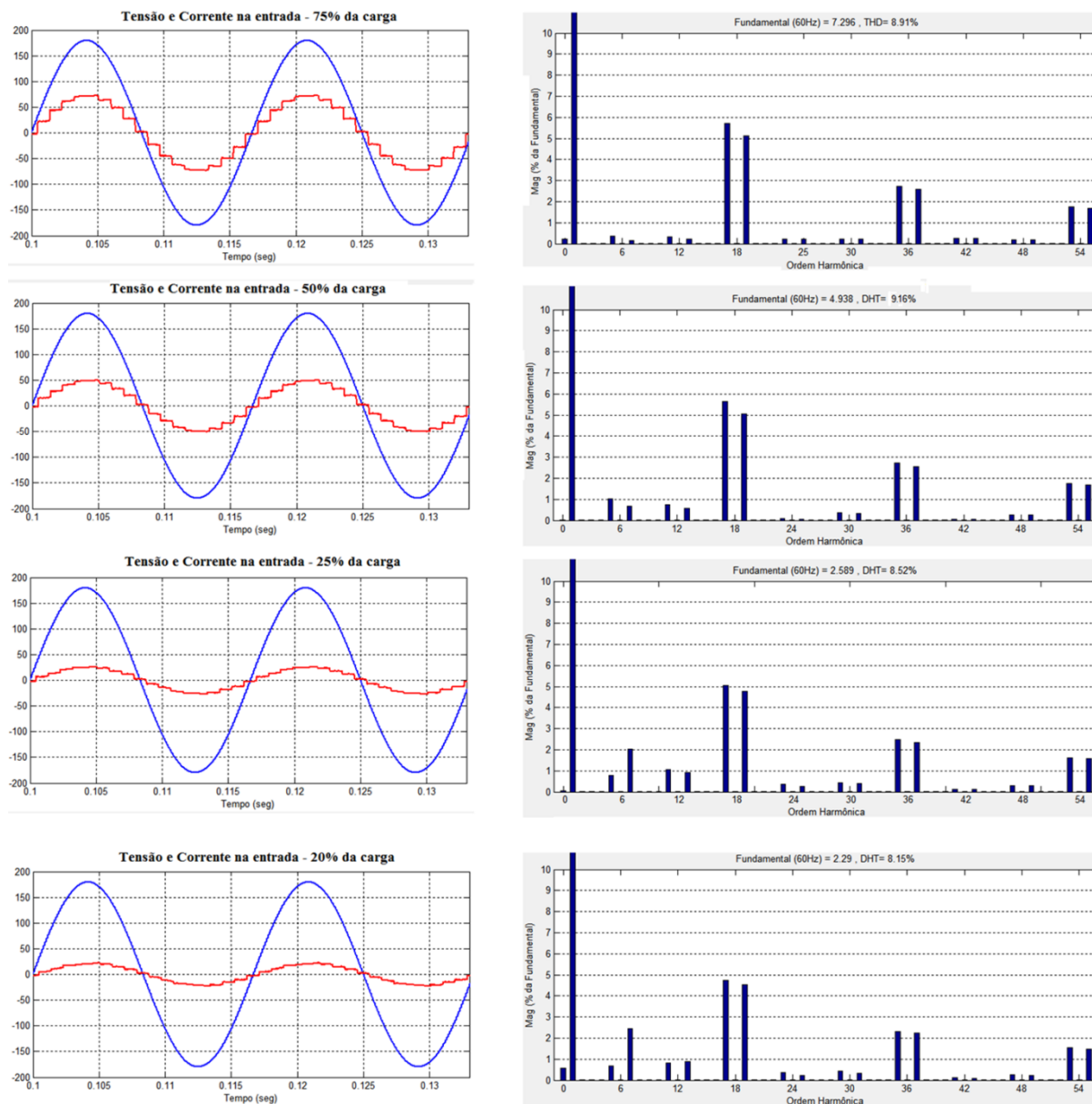
Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

Com os resultados apresentados, verifica-se que alguns dos problemas citados da conexão paralela, como o desequilíbrio de correntes e ondulação da corrente no indutor de entrada podem ser reduzidos com a utilização da conexão em série, porém outros problemas foram verificados na conexão em série, como o aumento na ondulação da corrente dos indutores de entrada, que a princípio não é prejudicial com o circuito operando a plena carga. Porém, em caso de carga reduzida pode resultar em condução descontínua no indutor de entrada. Também foi verificado redução no rendimento nas duas opções de conexão em série, quando comparados com a conexão em paralelo do SEPIC isolado.

5.6 CORRENTE DE ENTRADA COM CARGA REDUZIDA

As simulações realizadas anteriormente mostraram o comportamento do conversor SEPIC a plena carga. Entretanto, os equipamentos podem operar em diversas situações de carga. Para verificar as condições de funcionamento foram realizadas simulações com os conversores SEPIC na topologia isolada e com secundários em paralelo operando com cargas a 75%, 50%, 25% e 20% da carga nominal. As formas de onda de tensão e corrente na entrada assim como os espectros harmônicos da corrente são mostradas na Figura 115.5.2.4

Figura 115 - Tensão e corrente na entrada e espectro harmônico da corrente em diversas situações de carga



Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

Observa-se que a forma de onda típica de 18 pulsos é mantida em todas as condições simuladas. O conteúdo harmônico não sofre alterações significativas. Conforme a carga vai sendo reduzida há um pequeno aumento na amplitude de componentes harmônicos não típicos dos conversores de 18 pulsos, como 5ª e 7ª ordens devido ao desequilíbrio das correntes nos indutores nessas condições, sem prejuízo para o conversor ou mesmo para os resultados. É verificada até uma redução no DTHi com cargas muito baixas.

O fator de potência, no entanto, acaba sendo reduzido devido ao fator de deslocamento, já que é verificado um pequeno aumento no ângulo de defasagem entre tensão e corrente

fundamental na entrada. Este aumento é devido à corrente de magnetização presente no enrolamento primário do autotransformador, que independe da corrente da carga.

Os resultados de DHT e fator de potência são mostrados na Tabela 25.

Tabela 25 - Condições de carga

Condição de carga	DHTi (%)	Defasagem $\phi(^{\circ})$	FP
Plena carga (100%)	8,95	-1,7°	0,996
75%	8,91	-2,1 °	0,995
50%	9,1	-3 °	0,994
25%	8,52	-5,6 °	0,992
20%	8,15	-6,6 °	0,990

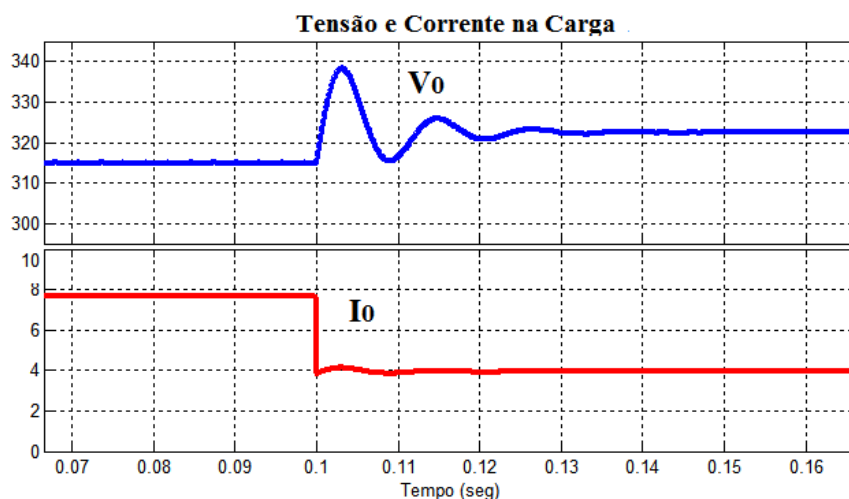
Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

5.7 COMPORTAMENTO A UM DEGRAU DE CARGA.

As simulações realizadas anteriormente, inclusive com carga reduzida, mostram o comportamento do conversor SEPIC em regime permanente. Entretanto as aplicações industriais estão sujeitas a variações nas cargas alimentadas durante o funcionamento do conversor. A variação de carga força o circuito a operar em condições diferentes à que foi projetado, podendo resultar em comportamentos diferentes ao projetado.

5.7.1 Simulação em malha aberta

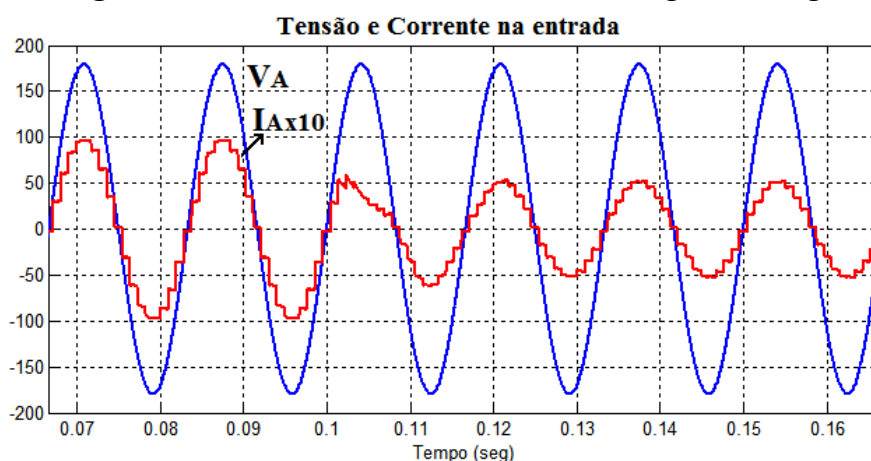
Foi feita uma simulação com redução da carga para 50% da nominal com os conversores SEPIC na topologia isolada com secundários em paralelo operando em malha aberta, sem o controle de tensão de saída. Analisando a tensão da saída, é verificada uma oscilação após o transitório de carga até a estabilidade após 33ms, equivalentes a dois ciclos da tensão de entrada, conforme Figura 116.

Figura 116 - Tensão e corrente na saída após um degrau de carga

Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

Após o degrau de carga, a tensão se estabiliza em um valor superior ao inicial, devido a menor circulação de corrente, o que reduz as quedas de tensão nos diversos componentes do circuito.

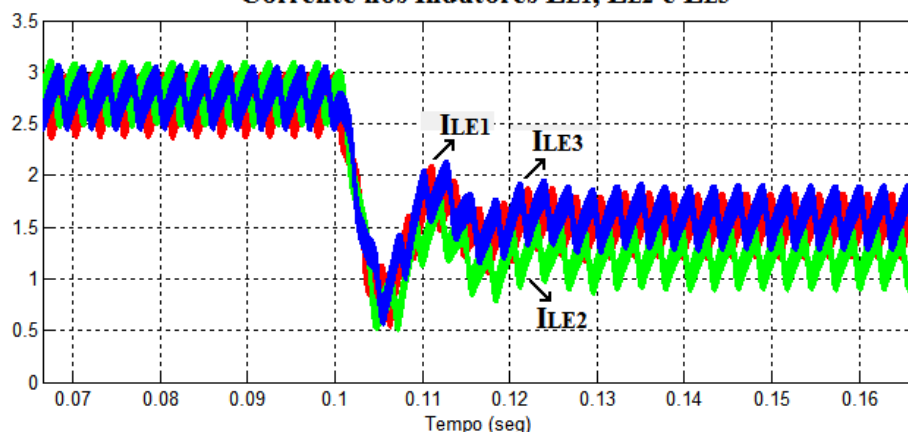
A corrente de entrada responde ao degrau com redução de seu valor, recuperando a forma de onda característica após cerca de 2 ciclos, como mostra a Figura 117.

Figura 117 - Tensão e corrente na entrada - degrau de carga

Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

As correntes dos indutores de entrada também são reduzidas após o transitório, como mostrado na Figura 118.

Figura 118 - Correntes nos indutores de entrada dos conversores SEPIC
Corrente nos Indutores LE1, LE2 e LE3



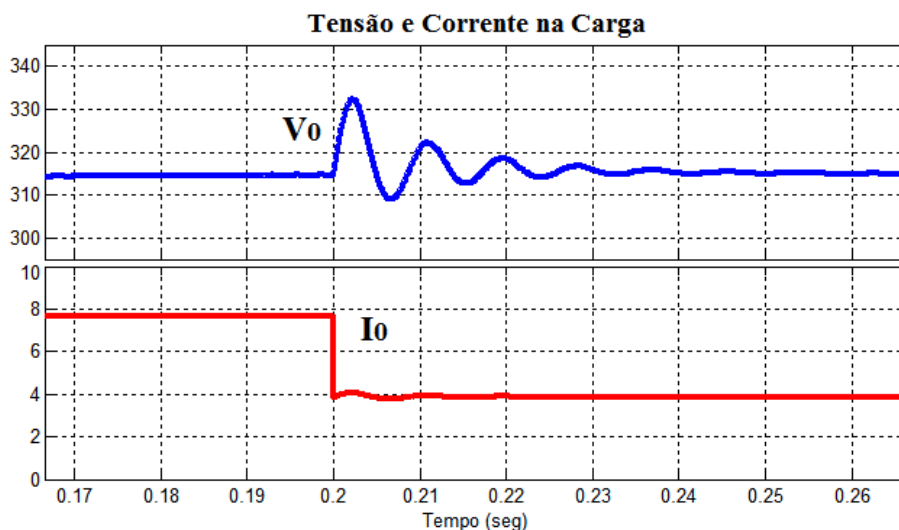
Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

A plena carga, as correntes nos três indutores apresentam valor médio muito próximos devido à redução da razão cíclica do conversor 2, que compensa a queda de tensão maior nas entradas dos conversores 1 e 3. Após a redução da carga, essas quedas de tensão foram reduzidas, mas a redução no conversor 2 se mantém, e este passa a operar com uma corrente inferior ao dos outros conversores. Essa diferença nos valores das correntes não traz qualquer problema ao funcionamento do circuito, já que a preocupação inicial era sobrecarga de um dos conversores, neste caso todos estão operando em carga reduzida. Essa diferença entre os valores das correntes explica o aparecimento de componentes de 5ª e 7ª ordem verificados nos espectros de harmônico da corrente de entrada do item 5.6, com diversas condições de carga reduzida.

5.7.2 Simulação com controle de tensão de saída

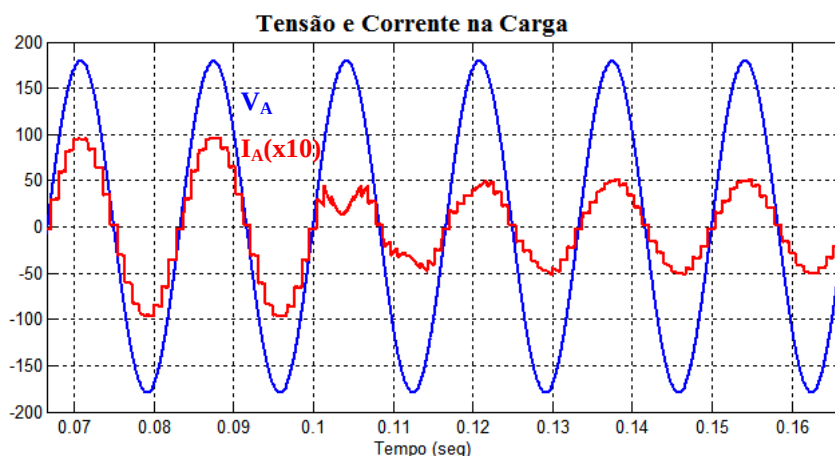
As simulações anteriores utilizaram um sinal de comando dos IGBTs com razão cíclica fixa. A tensão de saída não é regulada, sofrendo variações com condições da carga e tensão de entrada diferente dos especificados no projeto.

Uma nova simulação foi realizada com o controlador PI, os valores da tensão oscilam após o transitório de carga até a estabilidade no mesmo valor inicial, conforme Figura 119.

Figura 119 - Tensão e corrente na saída após degrau de carga

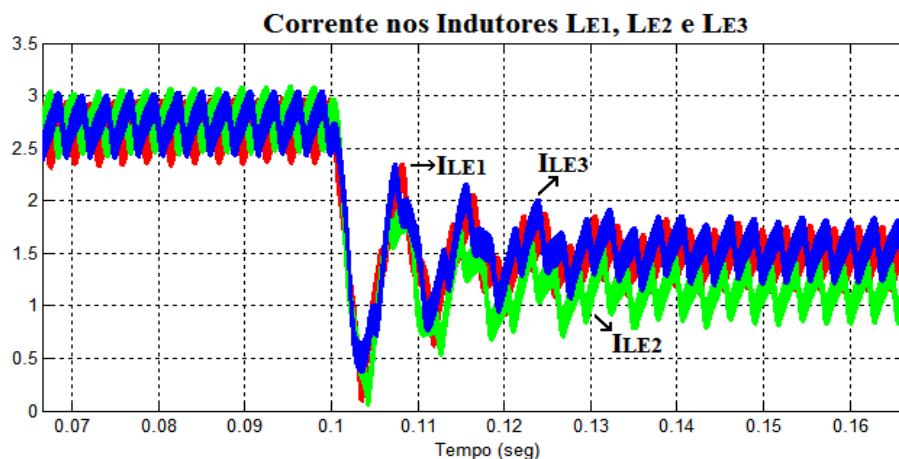
Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

A compensação das quedas de tensão menores é obtida com uma redução na razão cíclica que antes do degrau era de 0,512 e após o degrau estabilizou em 0,506. A corrente de entrada recupera a forma de onda após cerca de 3 ciclos, como mostra a Figura 120.

Figura 120 - Tensão e corrente na entrada após degrau de carga

Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

As correntes dos indutores de entrada também são reduzidas após o transitório, como mostrado na Figura 121.

Figura 121 - Correntes nos indutores de entrada dos conversores SEPIC

Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

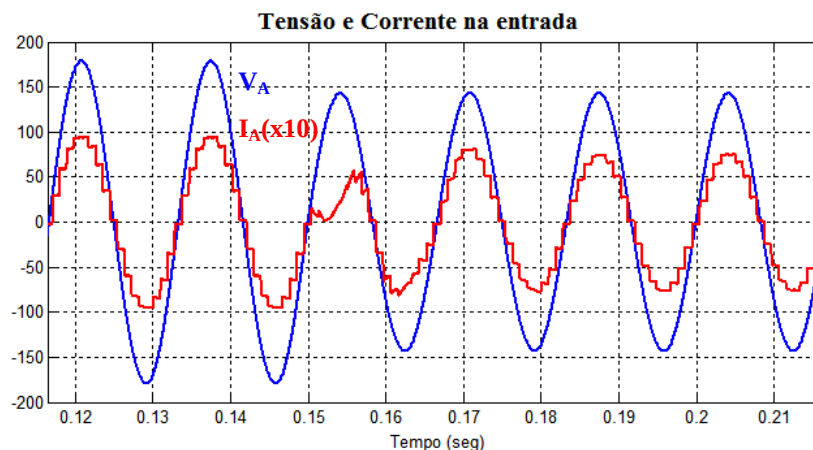
5.8 COMPORTAMENTO DA TENSÃO E CORRENTE DE SAÍDA A UM AFUNDAMENTO DA TENSÃO DE ENTRADA

Nas simulações anteriores, a tensão de entrada era fixa. Entretanto os sistemas elétricos, assim como as aplicações industriais estão sujeitas a variações na tensão de fornecimento e nas cargas alimentadas. Os afundamentos de tensão são conhecidos como *Voltage SAGs*, sua ocorrência causa prejuízos aos consumidores e às empresas elétricas e são normatizados por legislação em todo o mundo.

No Brasil são tratados pelo PRODIST - Módulo 8 [10], onde são considerados afundamentos a redução na tensão do fornecimento superior a 0,1pu (10%) e inferior a 0,9pu (90%) da tensão de referência, podendo ser variação momentânea de tensão (VMT) quando a duração for igual ou superior a um ciclo e igual ou inferior a três segundos ou variação temporária de tensão (VTT) quando for superior a três segundos e inferior a três minutos. Afundamentos inferiores a 0,1pu são consideradas interrupções no fornecimento.

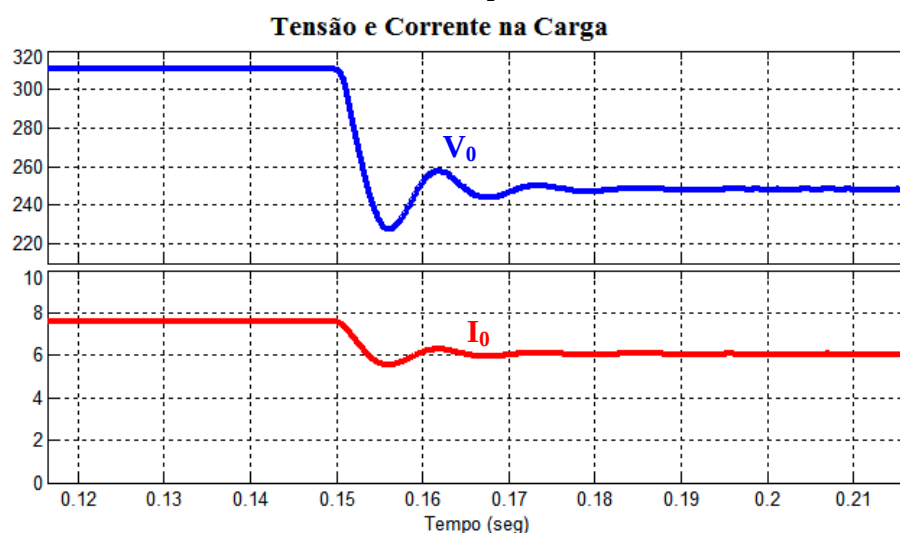
5.8.1 Simulação em malha aberta

Foi feita uma simulação com redução da tensão de entrada para 80% da nominal com os conversores SEPIC sem o controle de tensão de saída. É verificada uma redução na tensão de entrada, com a redução também na corrente, como mostrado na Figura 122.

Figura 122 - Tensão e corrente na entrada após afundamento da tensão

Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

A tensão de saída também é reduzida na mesma proporção, para cerca de 250V, assim como a corrente, conforme a Figura 123.

Figura 123 - Tensão e corrente na saída após afundamento da tensão de entrada

Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

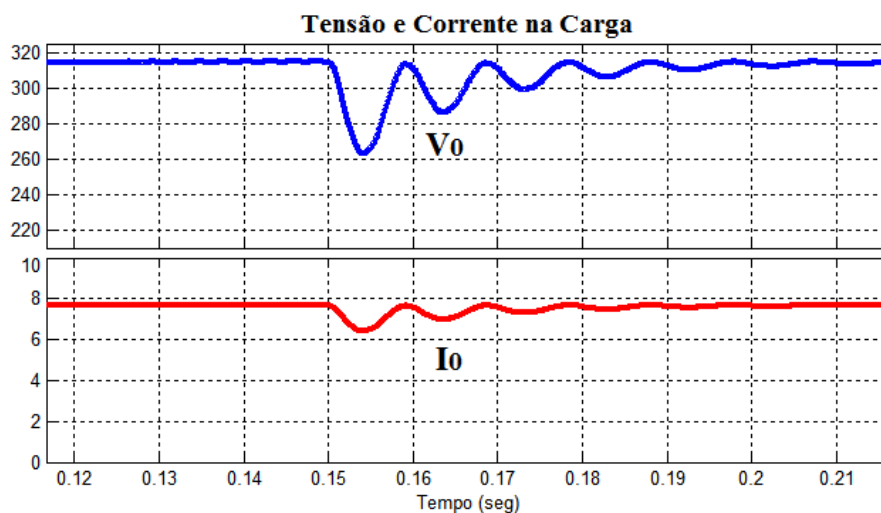
As reduções nas tensões e correntes de entrada e de saída indicam que a potência processada pelo conversor e entregue à carga foi reduzida.

5.8.2 Simulação com controle de tensão de saída

Em aplicações industriais os equipamentos podem sofrer interrupções não programadas devido a afundamentos de tensão superiores aos limites especificados pelos fabricantes, o que pode causar prejuízos aos processos industriais como paralização e perda de produção, perda

de matéria prima, entre outros prejuízos. Deseja-se que a tensão de saída permaneça regulada a maior parte do tempo, mesmo na ocorrência de afundamentos de tensão. O controlador PI também compensa as variações na tensão de entrada. A tensão de saída tende a ter seu valor reduzido, mas a atuação do controlador recupera o valor da tensão após um período superior ao verificado no degrau de carga, como mostra a Figura 124.

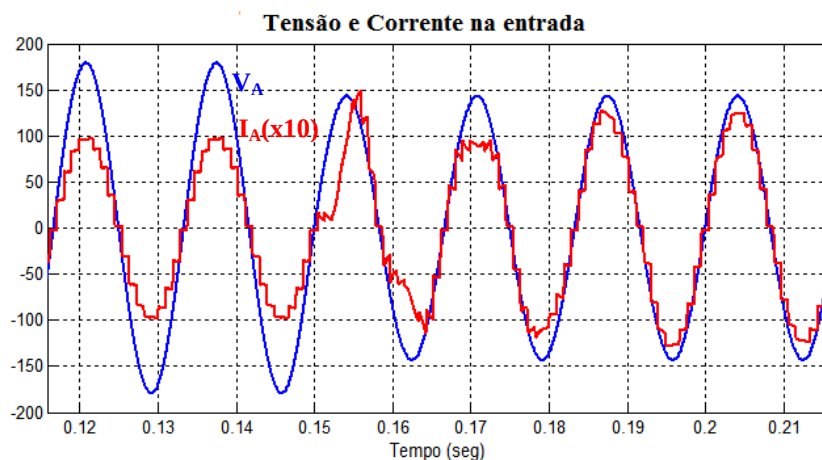
Figura 124 - Tensão e corrente na saída após afundamento de tensão de entrada



Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

É verificada uma redução na tensão de entrada, porém a corrente aumenta na mesma proporção, como mostrado na Figura 125.

Figura 125 - Tensão e corrente na entrada após afundamento da tensão



Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

O aumento na corrente compensa a redução na tensão, mantendo assim a potência na carga. Entretanto a corrente nos conversores SEPIC torna-se superior ao especificado no projeto, o que aumenta as perdas nos diversos componentes do circuito, além de poder ser destrutivo para os componentes ativos em caso de ocorrências de afundamentos de longa

duração. Essas situações podem ser contemplada no projeto dos conversores SEPIC, e também no autotransformador, aumentando o limite de corrente que o circuito pode operar, além de implementar proteções para os casos de afundamentos mais severos e de maior duração.

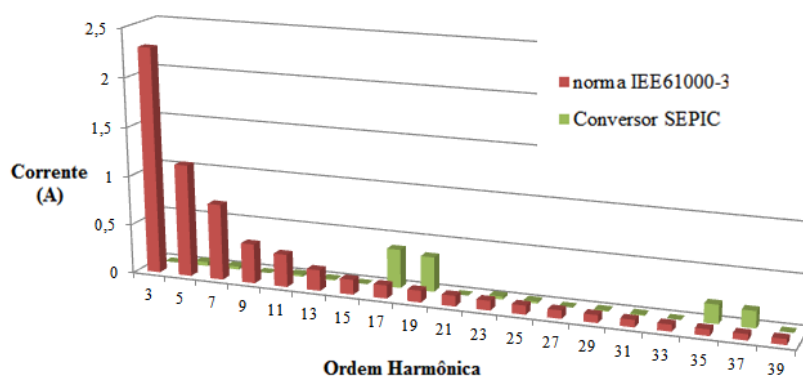
5.9 ATENDIMENTO AOS LIMITES DA NORMA IEC61000-3-2

Apesar da redução do conteúdo harmônico proporcionada pelos conversores multipulsos, é verificada a presença de componentes que não são eliminados ou mesmo atenuados pelo autotransformador, esses são os componentes harmônicos típicos. No caso dos conversores de 18 pulsos esses são os harmônicos dados pela expressão $n.18 \pm 1$.

O conversor proposto se classifica como classe A da norma IEC 61000-3-2 [4].

A Figura 126 mostra um comparativo de valores individuais de harmônicos de corrente de entrada do conversor multipulsos SEPIC na topologia isolada com saídas em paralelo e a plena carga, comparado com os valores especificados na norma.

Figura 126 - Comparativo do espectro harmônico na corrente de entrada com a norma IEC 61000-3-2



Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

São definidos limites para componentes harmônicos da corrente de entrada até a 39ª ordem. Assim o espectro apresenta quatro componentes preocupantes, de 17ª, 19ª 35ª e 37ª ordem.

Para o pleno atendimento à norma podem ser aplicadas técnicas passivas, baseadas em filtros e técnicas ativas, baseadas na imposição da forma de onda da corrente de entrada.

5.9.1 Técnica passiva - filtro na entrada da rede

A utilização de filtros foi tratada na introdução deste trabalho, muitos pontos negativos foram levantados, como agregar peso e volume ao conversor, ponto de operação dependente da carga, entre outros. No caso do conversor estudado, porém, a técnica pode ser aplicada com algumas vantagens:

- as ordens harmônicas presentes no espectro são elevadas, acima de 17ª, o que reduz o peso e volume do filtro;
- normalmente já é necessário um filtro para redução das correntes de alta frequência, esse filtro pode ser projetado também para atenuar as componentes de ordem 17ª e superiores.

Um filtro LC é utilizado para atenuar a menor frequência presente no espectro harmônico, 1020Hz (17ª ordem), que apresentou uma corrente de 0,39A, enquanto a norma limita essa componente em 0,132A. Assim é necessária uma atenuação de 66% neste componente. Adota-se a frequência de ressonância do filtro de 900Hz, abaixo da frequência mínima, e bem acima da frequência de 60Hz, de modo a não atenuar o componente fundamental da corrente.

Para o cálculo dos componentes do filtro, considerando-se a corrente de pico na entrada a plena carga de 10A, determina-se a resistência equivalente do conversor visto pela fonte:

$$R_{eq} = \frac{V_P}{I_P} = \frac{311}{10} = 31,1\Omega \quad (194)$$

O capacitor de filtro é determinado pela expressão:

$$C_f = \frac{1}{R_{eq} \cdot \omega_c} = \frac{1}{31,1 \cdot 2\pi \cdot 900} \cong 5,6\mu F \quad (195)$$

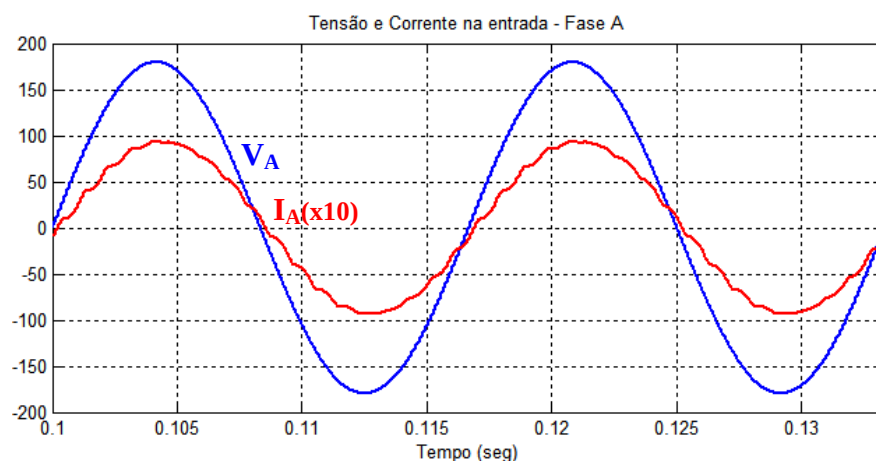
Adotado $C_f=4,7\mu F$ (valor comercial)

E o indutor de filtro:

$$L_f = \frac{1}{\omega^2 \cdot C_f} \cong 6,6mH \quad (196)$$

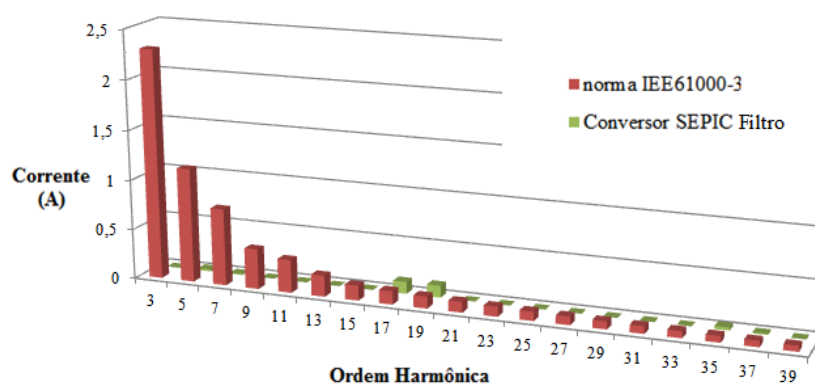
Um resistor de amortecimento de 5Ω é conectado em série com o capacitor para atenuar o pico de ressonância do filtro LC e evitar que o filtro se torne um caminho para correntes harmônicas provenientes da entrada.

A Figura 127 mostra o resultado da simulação. São apresentadas a tensão e corrente de uma fase na entrada do conversor. A DHT foi de 3,5%, e uma defasagem de 1°, que resultaria em um fator de potência de 0,999.

Figura 127 - Tensão e corrente na entrada com filtro RC

Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

Com o filtro, os componentes da corrente harmônicos de entrada apresentaram valores dentro do especificado na norma IEC 61000-3-2, como mostra a Figura 128.

Figura 128 - Comparativo do espectro harmônico na corrente de entrada com a norma IEC 61000-3-2

Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

Também é possível atendimento às normas utilizando-se filtros sintonizados, como realizado em [49]. Neste caso, foram necessários o triplo dos componentes passivos no filtro de entrada, com melhoria na DHT, de apenas 2% e menor defasagem angular.

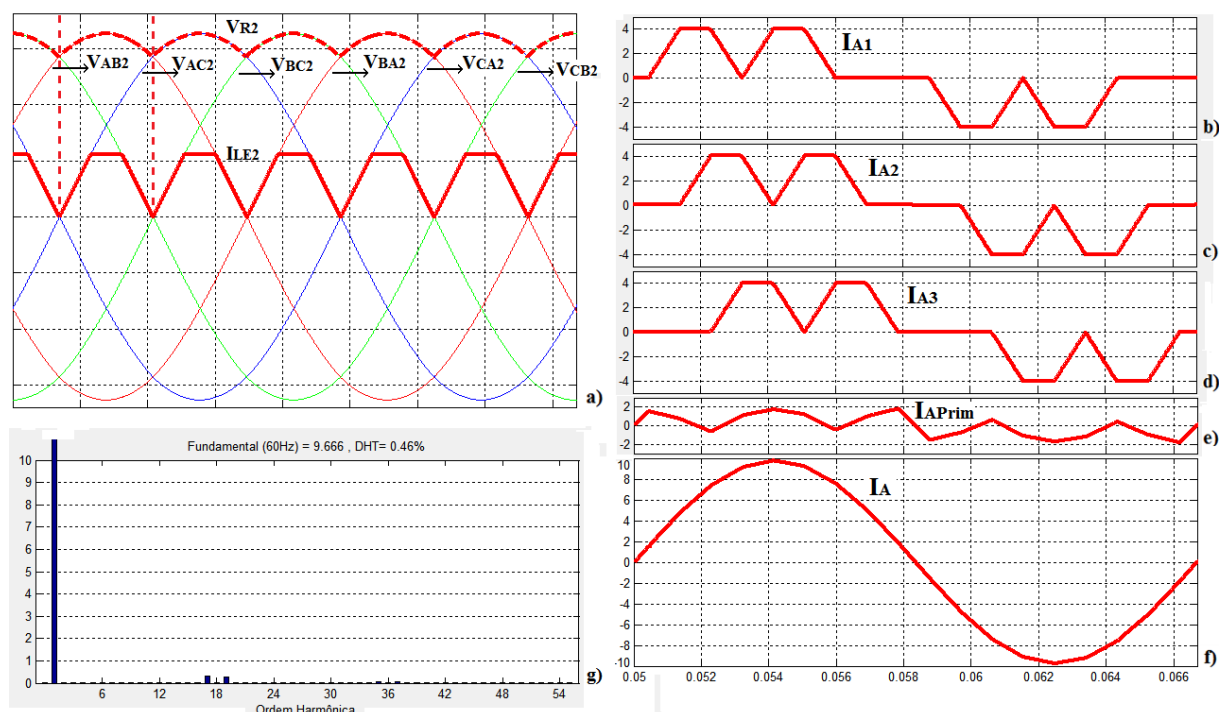
5.9.2 Técnicas ativas - imposição da forma de onda da corrente de entrada do conversor SEPIC (*active wave shaping*)

A técnica conhecida como *active wave shaping* pode ser utilizada para reduzir o conteúdo harmônico da corrente de entrada, tendo sido utilizada principalmente em conversores de 12 pulsos [54] e [60].

Para poder ser utilizada em conversores de 18 pulsos, a forma de onda da corrente imposta no indutor deve estar sincronizada com as tensões de linha de cada ponte retificadora. A forma de onda mais adequada é um trapézio, com três períodos idênticos de 20° para subida, manutenção e descida do sinal, como mostra a Figura 129a para o conversor SEPIC 2, (corrente I_{LE2}). Para os demais conversores SEPIC a forma de onda da corrente deve ser defasada em $+20^\circ$ ou -20° .

Nas figuras 129b, c, e, d e f são mostradas as correntes nos enrolamentos secundários e primário da Fase A do autotransformador de 18 pulsos. Elas se somam para formar a corrente de entrada mostrada na Figura 129f. A forma de onda final é uma modificação na forma de onda típica dos conversores de 18 pulsos, onde os pulsos na forma de degraus são substituídos por rampas, com forma muito mais próxima à senoidal pura. Essa forma resulta em uma DHT muito reduzido, abaixo de 0,5%, como mostrado na Figura 129g.

Figura 129 - Correntes no indutor SEPIC e na Fase A para técnica *Wave Shaping*



Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

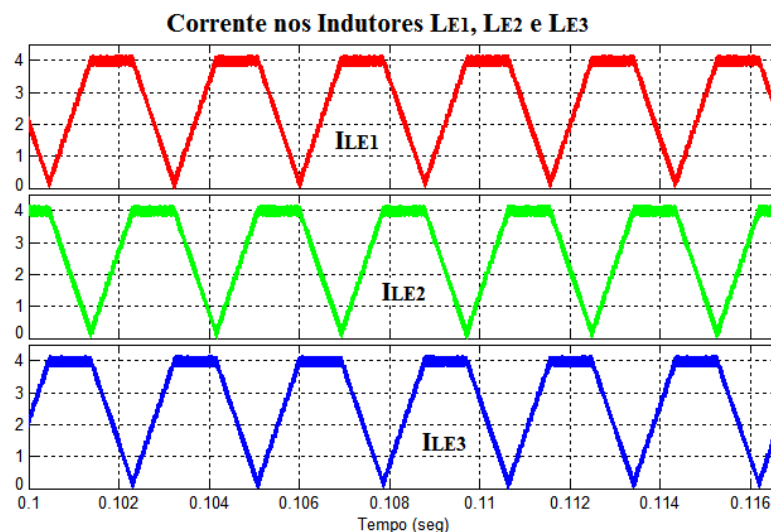
As correntes impostas nos enrolamentos primários e secundários possuem valores eficazes mais elevados que as correntes tradicionais, com forma de onda retangular. Assim a taxa kVA do conversor também é elevada de 18 para 22%. Essa elevação é aparentemente baixa, porém limita a potência final que pode ser entregue à carga em 22%.

Para poder ser utilizada, é necessária uma técnica de controle de corrente, como a de histerese variável. Para garantir o sincronismo das correntes com a tensão de linha, pelo

menos uma das tensões de linha deve ser monitorada, o que requer um componente adicional (sensor de tensão ou detector de passagem por zero). As correntes de referência, com forma de onda trapezoidal, devem ser geradas por um circuito eletrônico ou por um controlador digital. Utilizando a técnica de histerese variável a corrente instantânea no indutor de cada conversor SEPIC é comparada com a corrente de referência dentro dos limites da banda de histerese, resultando no sinal de comando para os IGBTs.

A Figura 130 mostra as correntes impostas nos indutores dos três conversores SEPIC.

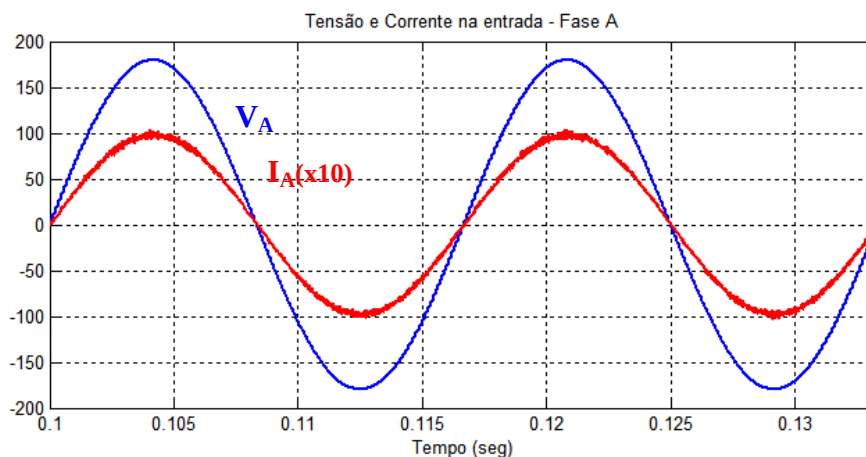
Figura 130 - Correntes nos indutores de entrada dos conversores SEPIC



Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

A corrente de entrada é mostrada juntamente com a tensão de entrada na Figura 131.

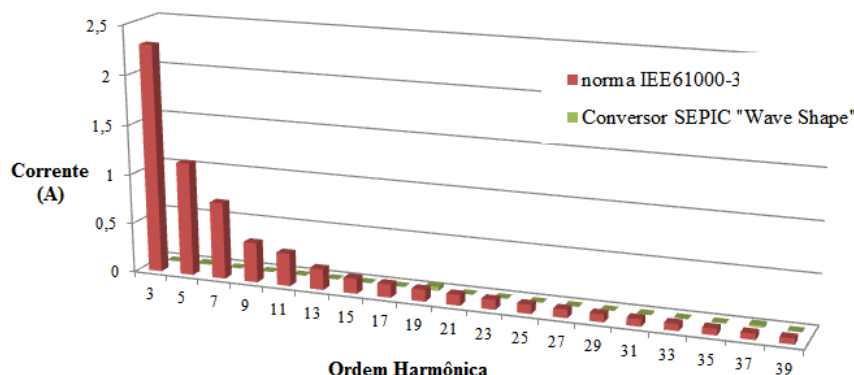
Figura 131 - Tensão e corrente de entrada - *active wave shaping*



Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

Com a técnica de imposição da forma de onda os componentes harmônicos da corrente de entrada apresentaram valores abaixo do especificado na norma IEC 61000-3-2, como mostra a Figura 132.

Figura 132 - Comparativo do espectro harmônico na corrente de entrada com a norma IEC 61000-3-2



Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

Os resultados apresentados com a técnica de imposição da forma de onda se mostram muito superiores aos realizados até então. Porém há algumas desvantagens nessa técnica, como já mencionado, a taxa kVA do autotransformador é reduzida, limitando a potência total do conversor em cerca de 22%, a potência máxima disponível é 2040W, enquanto o autotransformador foi projetado inicialmente para 2500W.

Outra desvantagem é a necessidade da técnica de controle de corrente, onde devem ser monitoradas as correntes nos indutores de entrada dos três conversores SEPIC, além da tensão de linha de pelo menos uma fase para sincronismo das correntes de referência que são impostas nos indutores. Pode ser utilizado um controlador digital para simplificar a estrutura de controle.

5.10 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foram apresentados os resultados de simulações do conversor SEPIC como estágio CC-CC de um conversor de 18 pulsos em quatro topologias:

- SEPIC não isolado com conexão das saídas em paralelo;
- SEPIC isolado com conexão das saídas em paralelo;
- SEPIC isolado com conexão das saídas em série;
- SEPIC isolado com conexão dos secundários em série;

A utilização do conversor SEPIC isolado agrega isolamento galvânico aos conversores multipulsos não isolados, abrindo a possibilidade de utilização desses em aplicações mais restritas. O isolamento galvânico é realizado em alta frequência, preservando o peso e volume reduzidos, quando comparados com os conversores isolados em baixa frequência.

As topologias com saídas em paralelo podem apresentar desequilíbrio das correntes de entrada, o que pode resultar em sobrecarga em um dos conversores SEPIC além de pequeno aumento no conteúdo harmônico da corrente de entrada. Esse desequilíbrio pode ser solucionado por uma técnica de controle de corrente, mais complexa, ou por um ganho diferenciado na razão cíclica dos três conversores SEPIC, muito mais simples e com resultados similares.

A conexão em série das saídas ou dos secundários do conversor SEPIC isolado promove o equilíbrio natural do valor médio das correntes nos três conversores, entretanto foi verificado um aumento da ondulação dessas correntes.

A tensão da saída V_0 , pode ser regulada por uma malha de tensão, tornando o conversor e cargas por ele alimentados menos sensíveis às variações de carga e ou da tensão de alimentação.

O conteúdo harmônico da corrente de entrada pode ser reduzido para se adequar às normas internacionais de limites de harmônicos por meio de técnicas passivas, como filtros, ou ativas, com imposição da corrente dos indutores de entrada. Nas técnicas passivas é necessário adicionar componentes passivos, como indutores e capacitores, o que eleva o peso e volume total do conversor. Nas técnicas ativas, são necessários uma série de sensores, circuitos de controle e outros elementos que elevam a complexidade do circuito.

No próximo Capítulo será descrita a montagem de um protótipo do conversor multipulsos com o estágio CC-CC SEPIC e serão realizados ensaios para demonstrar os resultados.

6 PROTÓTIPOS E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

6.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

No capítulo anterior foram realizadas simulações computacionais que demonstraram resultados promissores para os conversores propostos. Com base no projeto dos componentes realizado no capítulo 4 foram desenvolvidos dois protótipos para o conversor SEPIC, sendo o primeiro baseado no conversor não isolado e o segundo no conversor isolado. O protótipo do conversor SEPIC isolado permite as conexões em paralelo e em série das saídas. Devido aos resultados similares apresentados pelo conversor isolado com os secundários em série e visto que este necessita de uma mudança na topologia, não é objeto desses ensaios experimentais.

A tensão de entrada do circuito é de 220V/60Hz trifásicos, que alimenta o autotransformador de 18 pulsos Δ -diferencial. O autotransformador já possui 3 pontes retificadoras, e fornece 3 saídas com tensão retificada com valor médio de 315V.

As três saídas são ligadas às entradas dos conversores SEPIC e as saídas desses ligadas à carga, inicialmente composta por bancos de cargas resistivas. São realizados ensaios laboratoriais com diversas condições de carga em regime permanente, com carga variando de 20 a 100% e testes de desempenho dinâmico, onde foram aplicados degraus de carga e afundamento da tensão de entrada.

Para finalizar, foi realizado um teste de carga real, composta por um motor trifásico acionado por um inversor (acionador a velocidade variável), que por sua vez é alimentado pelo conversor multipulso SEPIC (*retrofit*).

Para o controle de tensão e geração dos sinais PWM foi montada uma placa condicionadora com controle digital baseado em um microcontrolador/DSP 28027® responsável pela malha de controle e geração dos sinais PWM. O diagrama simplificado da placa foi mostrado na Figura 79. Inicialmente foram utilizados pulsos de comando das chaves com a razão cíclica fixa em 0,51. Nos testes dinâmicos foi utilizado o controle de tensão de saída é.

Para o acionamento dos IGBTs, cada saída do sinal PWM proveniente do microcontrolador deve ser condicionado, com ajustes no nível de tensão e corrente, além de ser isolado das demais saídas. Para realizar essa tarefa foi utilizado o *driver* SKHI 10/12, do fabricante SEMIKRON®.

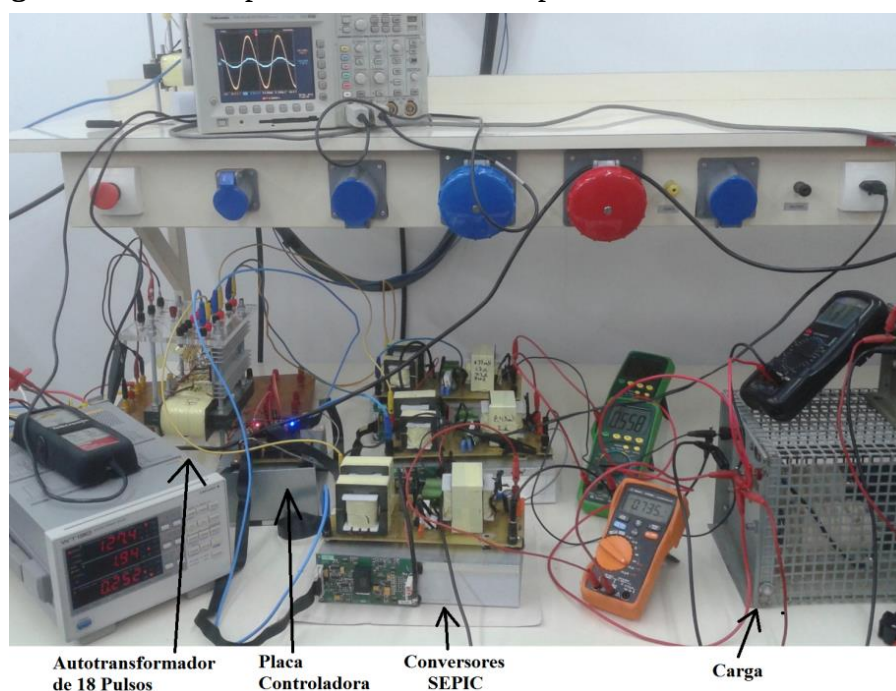
A alimentação do circuito de controle e dos *drivers* foi realizada por uma fonte auxiliar linear, que fornece tensões +5V e +15V.

Para aquisição das formas de onda e grandezas, foram utilizado um osciloscópio Tektronix TDS3014D, um analisador de energia Yokogawa WT230 e multímetros digitais.

6.2 CONVERSOR SEPIC NÃO ISOLADO

Foi construído o protótipo do conversor SEPIC não isolado seguindo o projeto de componentes especificado no capítulo 4. O conversor é mostrado na Figura 133.

Figura 133 - Protótipo do conversor de 18 pulsos com SEPIC não isolado

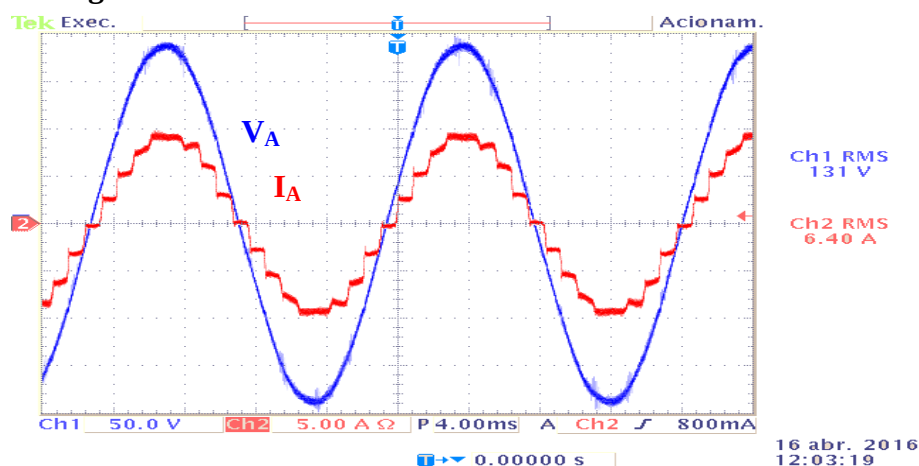


Fonte: próprio Autor.

6.2.1 Tensão e corrente na entrada com carga nominal

O ensaio a plena carga, tem por objetivo mostrar o desempenho do circuito ao fornecer a carga máxima do conversor, onde podem ser levantados o rendimento e a qualidade da energia analisada pela corrente da entrada.

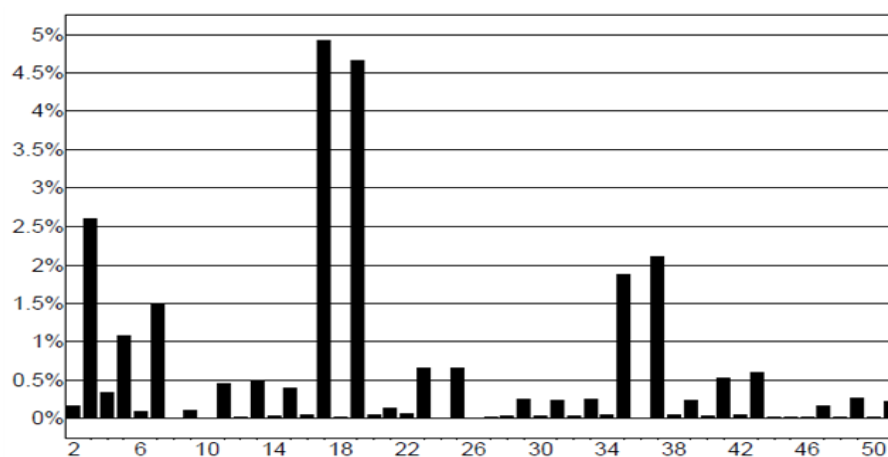
As formas de onda da tensão e da corrente de uma fase na entrada são mostradas na Figura 134.

Figura 134 - Tensão e corrente na entrada - SEPIC não isolado

Escalas: Tensão: 50V/div - Corrente: 5A/div. Tempo: 4ms/div

Fonte: próprio Autor.

Observa-se que a corrente da entrada possui a forma característica de conversor de 18 pulsos, com baixo deslocamento angular e reduzida distorção harmônica, confirmado pelo espectro harmônico mostrado na Figura 135.

Figura 135 - Espectro da corrente de entrada

Fonte: próprio Autor.

O espectro de frequências da corrente de entrada mostra que há uma forte redução nos componentes harmônicos de corrente com exceção dos componentes dados pela expressão $h=18 \cdot n \pm 1$, ou seja, 17ª, 19ª, 35ª e 37ª.

A DHT da corrente é de 8,1%, e o fator de potência é 0,994.

As correntes nas demais fases apresentam resultados similares. Um resumo com os dados coletados é apresentado na Tabela 26.

Tabela 26 - Resultados do ensaio do conversor não isolado a plena carga

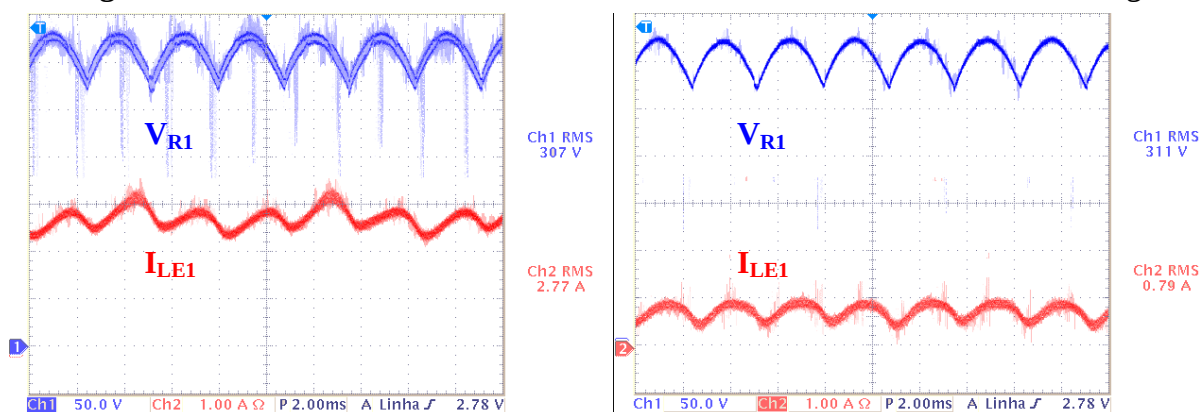
	Tensão (V)	Corrente (A)	Potência (W)	DHT _i %	FP
Fase A	132,4	6,50	856,2	8,1	0,994
Fase B	131,1	6,43	837,8	8,4	0,993
Fase C	133,8	6,48	861,9	8,1	0,992
Carga	312,0	7,68	2343,1	-	-

Fonte: Dados do próprio Autor.

A potência processada pelas três fases totaliza 2556W e a potência consumida na carga é de 2396W, assim o rendimento do conversor a plena carga é de 0,937.

6.2.2 Tensão e corrente no indutor de entrada SEPIC

A corrente no indutor de entrada de cada conversor SEPIC é afetada pela ondulação da tensão provenientes das pontes retificadoras de 6 pulsos. A Figura 136 mostra tensão e corrente no indutor de entrada de um conversor SEPIC em condições de carga nominal (100%) e reduzida (25%).

Figura 136 - Tensão e corrente no indutor de entrada SEPIC - 100% e 25% da carga

Escalas: Tensão: 50V/div - Corrente: 1A/div - Tempo: 2ms/div

Fonte: próprio Autor.

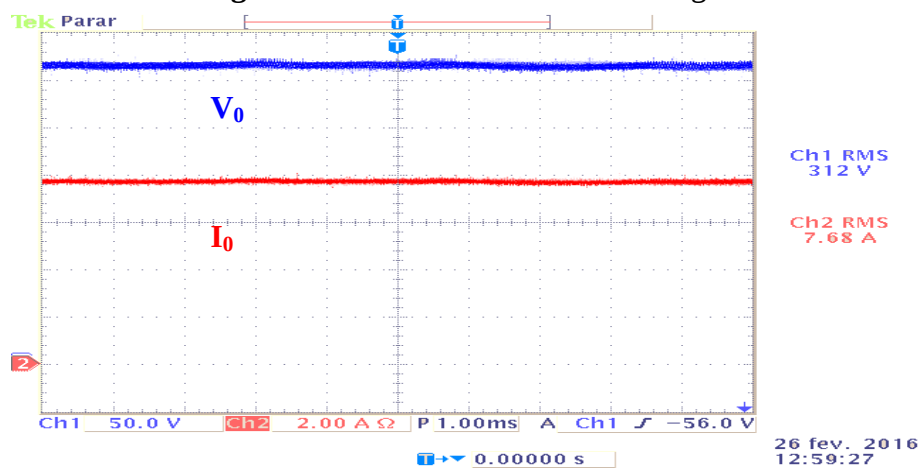
Em condições de carga reduzida, onde o valor instantâneo mínimo da corrente poderia chegar a zero, essa ondulação em baixa frequência poderia levar o circuito a problemas de estabilidade, pois poderia levar o conversor a operar no modo de condução descontínua e perder as características de ganho estático especificadas.

Entretanto nos ensaios realizados não foram observados problemas, mesmo em condições de carga reduzida a 25%. As correntes nos demais conversores apresentam forma de onda e valores médios similares.

6.2.3 Tensão e corrente na carga

A tensão de saída a plena carga apresenta um nível CC com valor de 312V, com reduzida ondulação, conforme Figura 137.

Figura 137 - Tensão e corrente na carga.



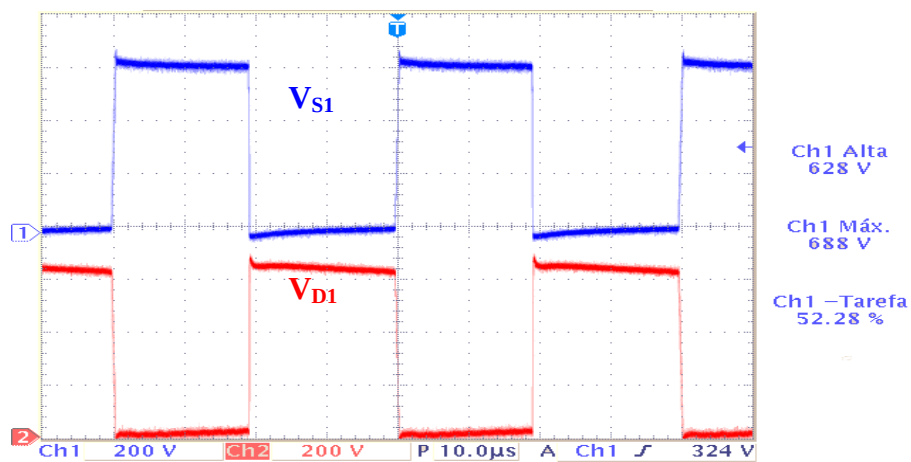
Escalas: Tensão: 50V/div - Corrente: 2A/div - Tempo: 1ms/div

Fonte: próprio Autor.

6.2.4 Tensão nas chaves semicondutoras - IGBT e diodo

As tensões sobre o IGBT e o diodo de um conversor SEPIC são mostradas na Figura 138.

Figura 138 - Tensão nas chaves semicondutoras IGBT e diodo - SEPIC não isolado



Escalas: Tensões: 200V/div - Tempo: 10μs/div

Fonte: próprio Autor.

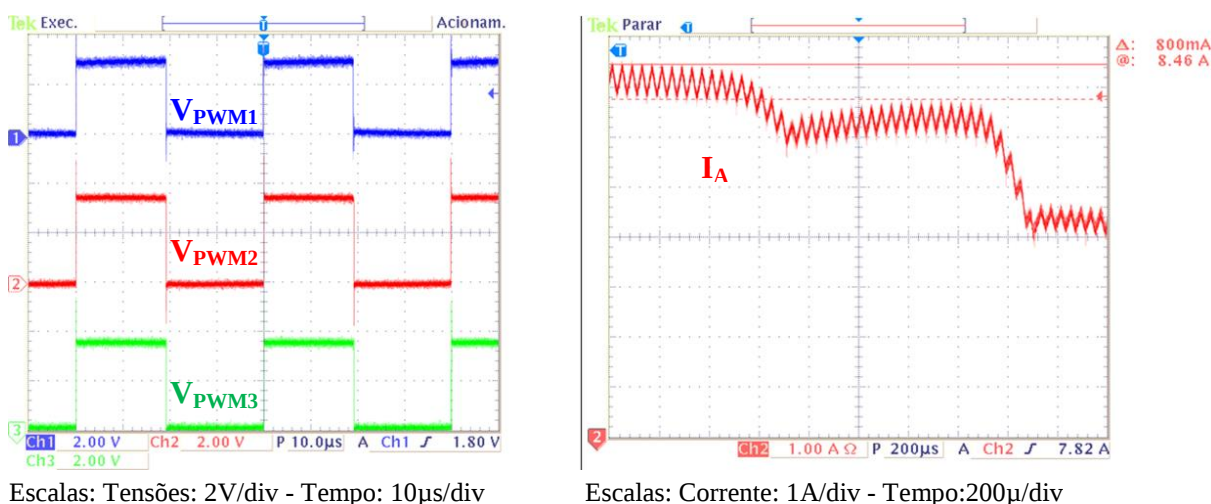
Durante o período em que estão abertas as chaves suportam a soma da tensão de entrada e de saída. É verificado um transitório no início de cada período, que eleva o valor máximo da tensão sobre as chaves.

A tensão máxima observada nos picos foi de 688V, ainda estão dentro das especificações dos componentes, não sendo necessários circuitos adicionais de proteção.

6.2.5 Pulsos de comando intercalados

Os ensaios anteriores foram realizados com pulsos de comando dos IGBTs sincronizados, assim as ondulações das correntes nos indutores de entrada se sobrepõem na corrente de entrada, como mostrado na Figura 139.

Figura 139 - Pulsos de comando e corrente de entrada do conversor SEPIC - pulsos sincronizados



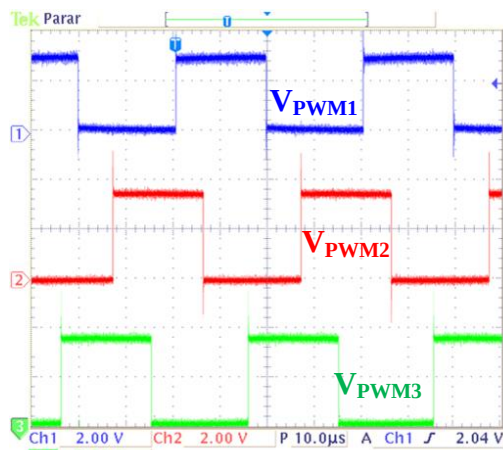
Fonte: próprio Autor.

Detalhando a corrente de entrada, observa-se que a ondulação máxima a plena carga foi de 800mA, o que é aproximadamente o triplo da ondulação de corrente prevista para os indutores de entrada de cerca de 0,28A.

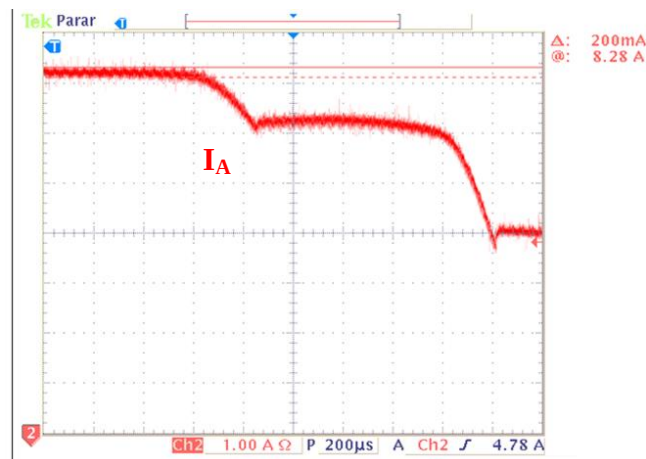
Os pulsos de comando podem ser intercalados, com tempo de atraso das portas PWM 2 e 3 dados pelas expressões (192) e (193). Esse tempo de atraso é programado nas portas PWM do controlador.

As ondulações das correntes nos indutores de entrada não se sobrepõem e a corrente na entrada apresenta ondulação significativamente reduzida, como mostrado na Figura 140.

Figura 140 - Pulsos de comando e corrente de entrada do conversor SEPIC - pulsos intercalados



Escalas: Tensões: 2V/div - Tempo: 10μs/div



Escalas: Corrente: 1A/div - Tempo: 200μ/div

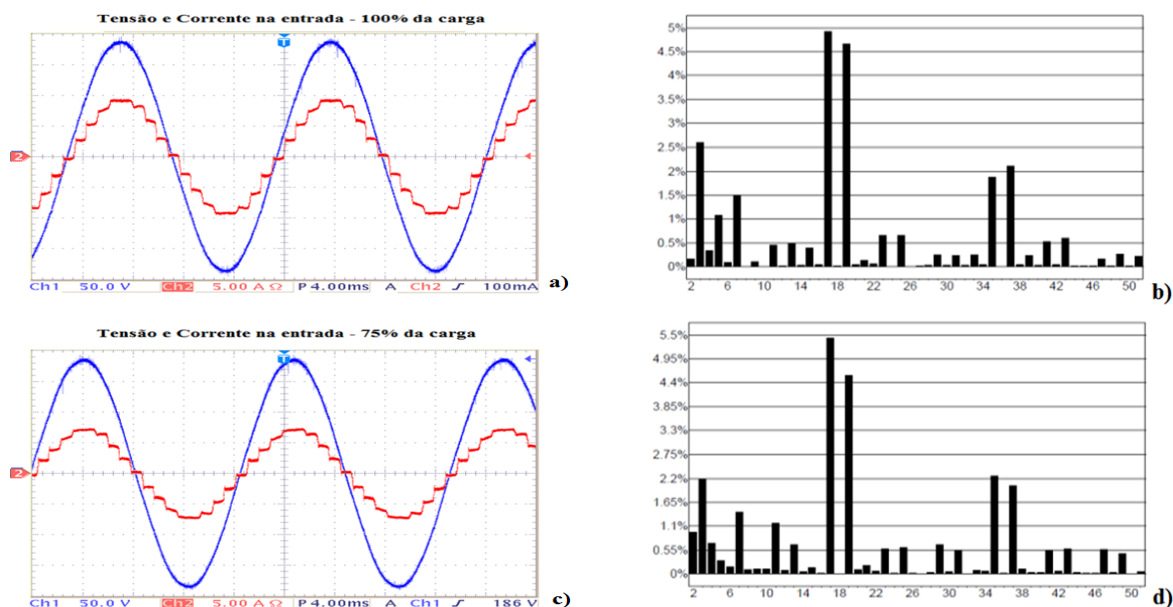
Fonte: próprio Autor.

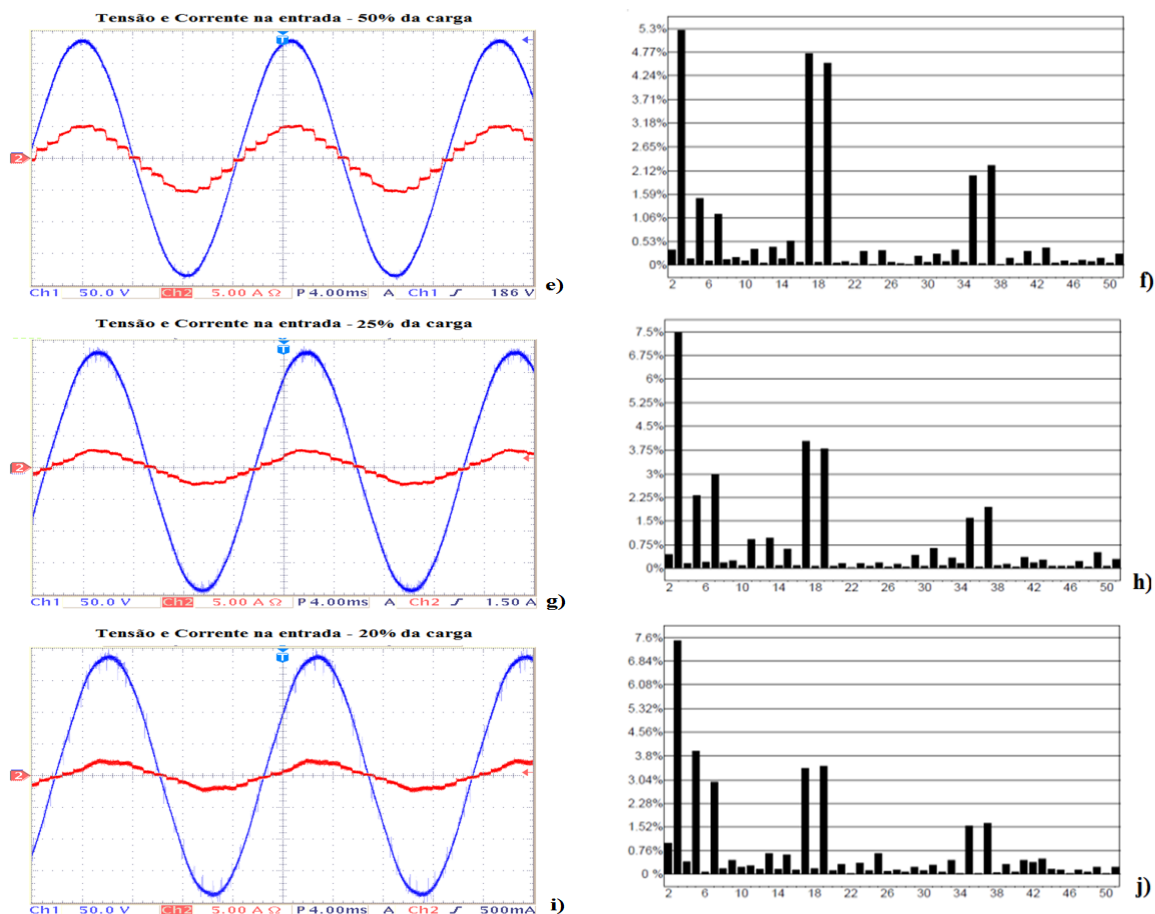
São observadas as mesmas condições verificadas nas simulações, com a ondulação de corrente significativamente reduzida e a frequência triplicada.

6.2.6 Corrente de entrada com carga reduzida

Para verificar as condições de fornecimento com carga reduzida, foram realizados ensaios com o conversor operando com carga a 100%, 75%, 50%, 25% e 20% da carga nominal, com pulsos intercalados. As formas de onda de tensão e corrente na entrada assim como o espectro harmônico da corrente são mostradas na Figura 141.

Figura 141 - Tensão e corrente na entrada e espectro harmônico da corrente em diversas situações de carga





Escala: Tensão: 50V/div - Corrente: 5A/div - Tempo: 4ms/div

Fonte: próprio Autor.

Observa-se que a forma de onda típica de 18 pulsos é mantida em todas as condições de carga, porém observa-se uma deformação nas cargas mais reduzidas, devido ao aumento do componente de 3^a, 5^a e 7^a ordem. A DHT, no entanto, não se eleva significativamente, o ângulo de deslocamento sim, reduzindo o fator de potência total do conversor.

Os resultados de DHT e fator de potência são mostrados na Tabela 27.

Tabela 27 - Condições de carga

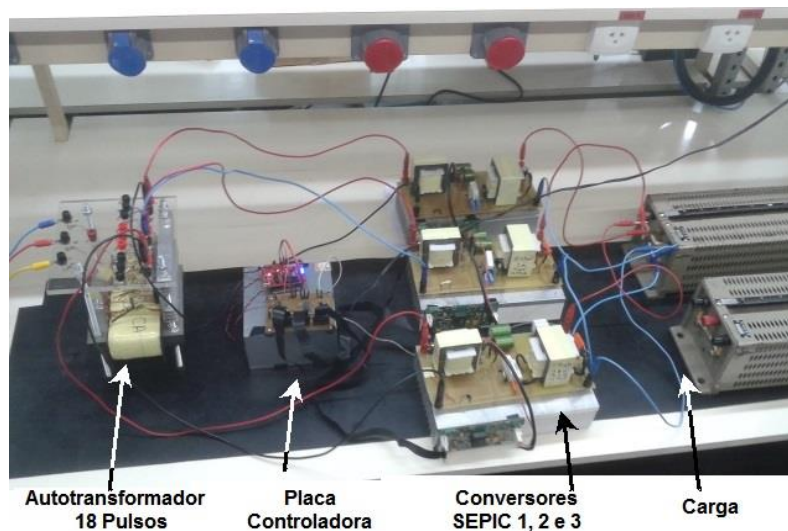
Condição de carga	DHTi (%)	Defasagem $\phi(^{\circ})$	FP
Plena carga (100%)	8,160	-2,52°	0,997
75%	8,52	-2,1 °	0,994
50%	9,21	-4,09 °	0,991
25%	10,54	-5,6 °	0,986
20%	10,67	-6,52 °	0,982

Fonte: Elaborado pelo próprio Autor.

6.3 CONVERSOR SEPIC ISOLADO COM SAÍDAS EM PARALELO

Para a montagem do protótipo do conversor SEPIC isolado foram utilizados em grande parte os componentes do protótipo não isolado, somente o indutor L_M isolado foi pelo transformador, conforme projeto especificado no capítulo 4. O conversor é mostrado na Figura 142.

Figura 142 - Protótipo do conversor 18 pulsos com SEPIC isolado



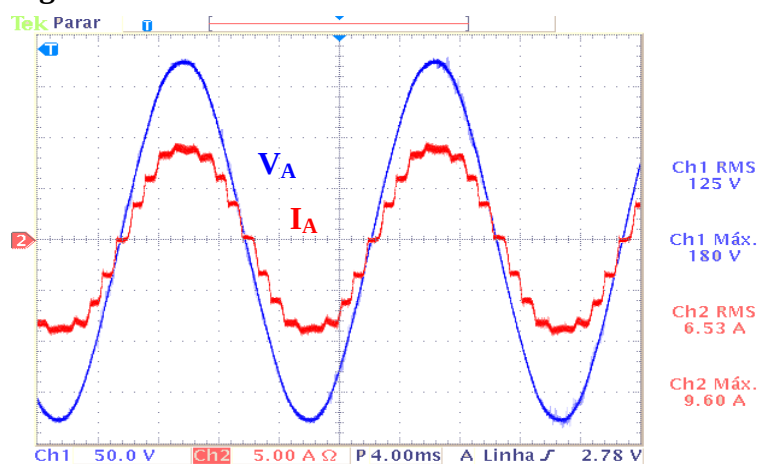
Fonte: próprio Autor.

As condições dos ensaios são mantidas idênticas à do conversor não isolado.

6.3.1 Tensão e corrente na entrada

As formas de onda da tensão e da corrente de uma fase na entrada são mostradas na Figura 143.

Figura 143 - Tensão e corrente na entrada - SEPIC isolado

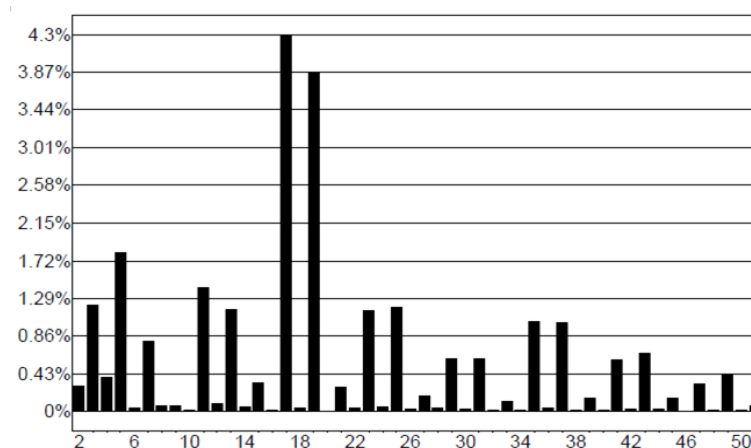


Escalas: Tensão: 50V/div - Corrente: 5A/div - Tempo: 4ms/div

Fonte: próprio Autor.

Observa-se que a corrente da entrada possui a forma característica de conversor de 18 pulsos, com baixo deslocamento angular e reduzida distorção harmônica, confirmado pelo espectro harmônico mostrado na Figura 144.

Figura 144 - Espectro da corrente de entrada



Fonte: próprio Autor.

A DHT da corrente é de 7 %, e o fator de potência é 0,994.

As correntes nas demais fases apresentam resultados similares. Um resumo com os dados coletados é apresentado na Tabela 28.

Tabela 28 - Resultados do ensaio do conversor a plena carga SEPIC isolado

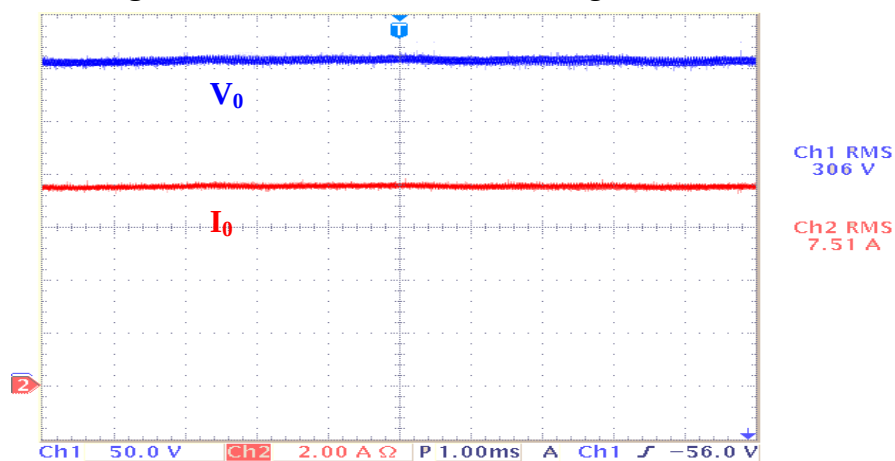
	Tensão V	Corrente A	Potência W	DHT _i %	FP
Fase A	124,5	6,85	848,5	7,0	0,994
Fase B	125,9	6,58	820,3	7,3	0,989
Fase C	124,6	6,58	828,8	7,1	0,989
Carga	306,0	7,41	2298,1	-	-

Fonte: Dados do próprio Autor.

A potência processada pelas três fases totaliza 2497W e a potência consumida na carga é de 2298W, assim o rendimento do conversor a plena carga é de 0,907, pouco abaixo do rendimento do conversor não isolado.

6.3.2 Tensão e corrente na carga

A tensão na saída apresenta uma pequena redução no valor médio, com 306V, conforme a Figura 145.

Figura 145 - Tensão e corrente na carga - SEPIC isolado

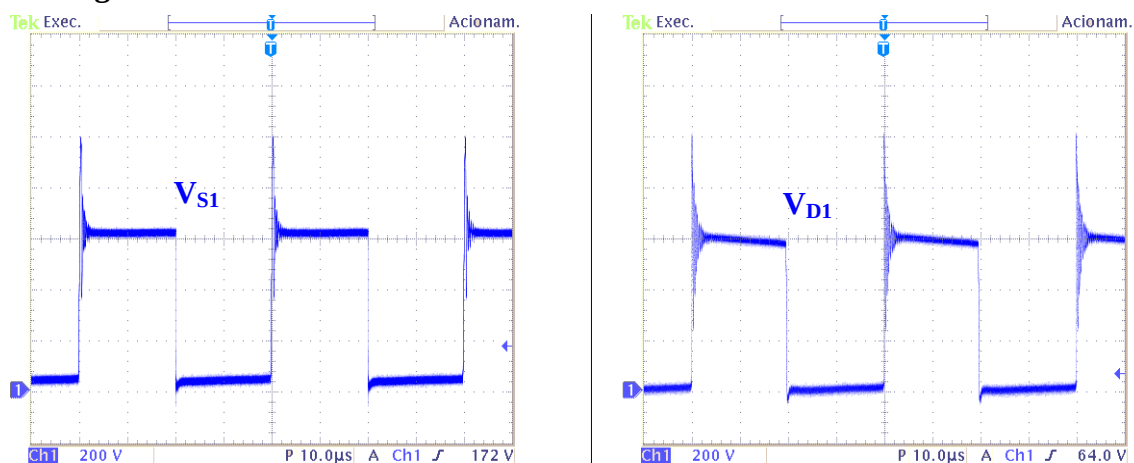
Escala: Tensão: 50V/div - Corrente: 2A/div - Tempo: 1ms/div

Fonte: próprio Autor.

Este valor pode ser compensado por um aumento de menos de 1% na razão cíclica (D), que é realizado com o controle de tensão ativado. Outra possibilidade é alterar o número de voltas do enrolamento secundário do transformador, o que é pouco prático de ser realizado após a etapa de projeto e construção dos componentes. Essa redução na tensão de saída é mais um indicativo da redução no rendimento do conversor, confirmada nos números apresentados na Tabela 28.

6.3.3 Tensão nas chaves semicondutoras - IGBT e diodo

As tensões sobre as chaves de um conversor SEPIC isolado sem circuitos de proteção são mostradas na Figura 146.

Figura 146 - Tensão nas chaves semicondutoras IGBT e diodo - SEPIC isolado

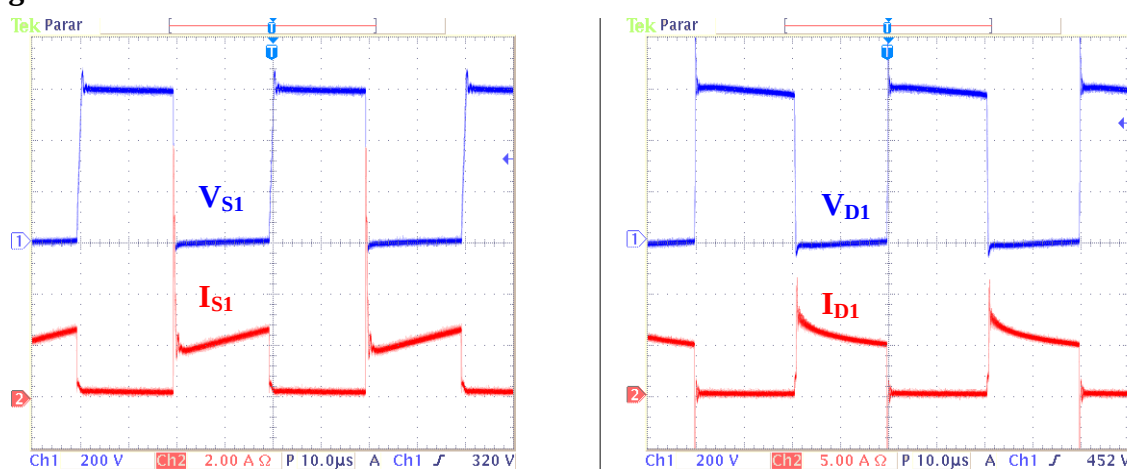
Escala: Tensão: 200V/div - Tempo: 10μs/div

Fonte: próprio Autor.

A principal mudança observada no circuito são os esforços de tensão sobre as chaves semicondutoras IGBT e diodo. A energia armazenada nas indutâncias de dispersão durante o período de condução (chave fechada) tende a ser dissipada em um transitório durante a abertura da chave, resultando em um elevado esforço de tensão.

Os valores de pico da tensão durante o transitório podem superar o valor nominal do componente podendo resultar em queima do componente, o que ocorreu com os primeiros protótipos do conversor SEPIC isolado, que foram montados sem circuitos de proteção. Como resultado houve diversas queimas de componentes, tanto o IGBT quanto o diodo. Para evitar o problema foi adicionado um circuito de proteção do tipo *snubber* RCD no IGBT e um *snubber* RC no diodo. A Figura 147 mostra as tensões sobre as chaves com os circuitos *snubbers*.

Figura 147 - Tensão nas chaves semicondutoras IGBT e diodo - SEPIC isolado com *snubber*



Escala: Tensão: 200V/div - Corrente: 2A/div - Tempo: 10μs/div

Fonte: próprio Autor.

É observado um pico de corrente na abertura das chaves, esse pico é devido à descarga dos capacitores dos circuitos *snubbers*. Os picos de tensão foram reduzidos, preservando as chaves, mas houve prejuízo para o rendimento do circuito, como já observado. Uma forma de reduzir as perdas e melhorar o rendimento é a adoção de técnica de comutação não dissipativas [73], que poderão ser realizados em trabalhos futuros.

6.4 CONVERSOR SEPIC ISOLADO COM SAÍDAS EM SÉRIE

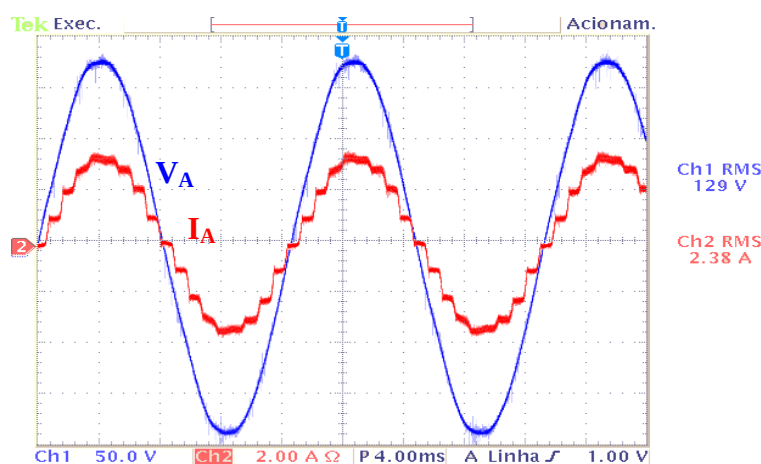
Utilizando o mesmo protótipo do conversor SEPIC isolado foram realizados testes com as saídas conectadas em série. Como a tensão da carga é a soma das tensões de saídas dos três

conversores SEPIC, a tensão de cada conversor foi reduzida em 1/3, por meio da redução da razão cíclica para 0,26. A mesma corrente circula pelas saídas dos três conversores, cujo valor não pode superar o especificado em projeto. Assim, a potência total disponível para a carga também foi reduzida em 1/3.

6.4.1 Tensão e corrente na entrada

As formas de onda da tensão e da corrente de uma fase na entrada são mostradas na Figura 148.

Figura 148 - Tensão e corrente na entrada - SEPIC isolado saídas em série

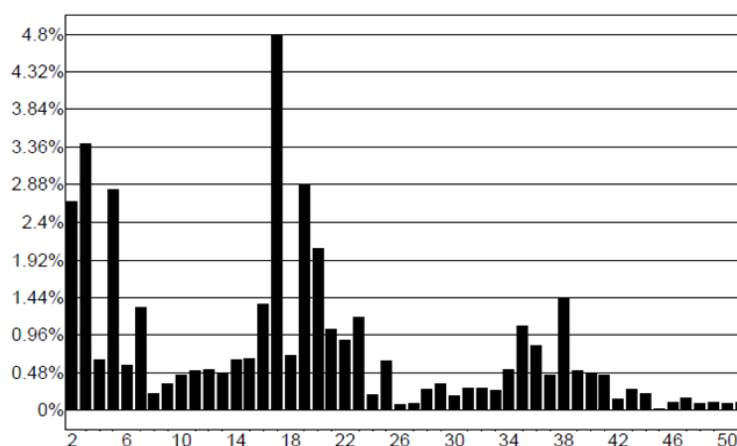


Escalas: Tensão: 50V/div - Corrente: 5A/div - Tempo: 4ms/div.

Fonte: próprio Autor.

Apesar da corrente da entrada ter seu valor reduzido, a forma característica de conversor de 18 pulsos é mantida. O deslocamento angular é baixo e a distorção harmônica reduzida, confirmado pelo espectro harmônico mostrado na Figura 149.

Figura 149 - Espectro da corrente de entrada - SEPIC isolado saídas em série

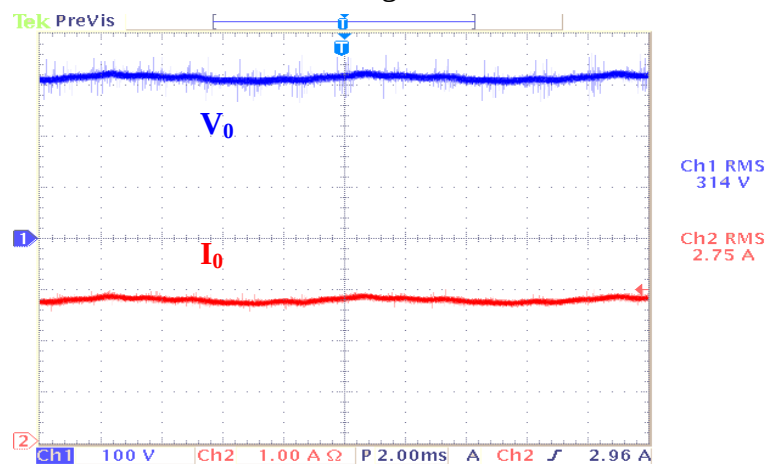


Fonte: próprio Autor.

6.4.2 Tensão e corrente na carga

O valor da tensão na saída foi de 314V, conforme a Figura 150.

Figura 150 - Tensão e corrente na carga - SEPIC isolado com saídas em série



Escalas: Tensão: 100V/div - Corrente: 1A/div - Tempo: 2ms/div.

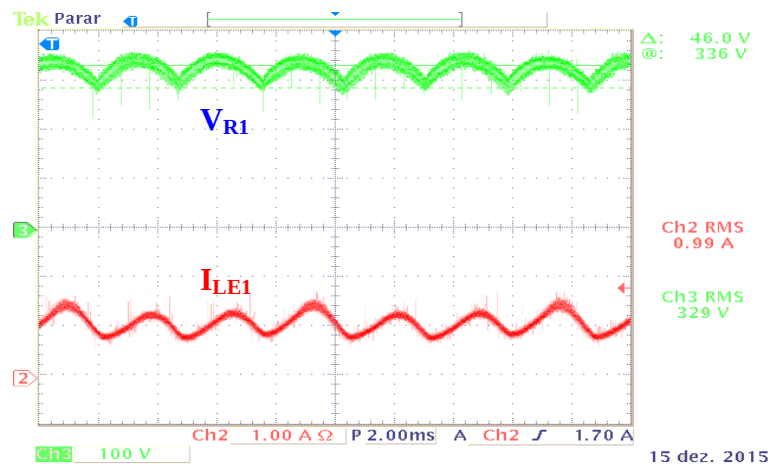
Fonte: próprio Autor.

A ondulação em baixa frequência se mostra maior do que nos resultados obtidos com as outras topologias. Pode ser explicado pelo fato dos capacitores estarem conectados em série, o que reduz seu valor para 1/3 do nominal.

6.4.3 Tensão e corrente no indutor de entrada SEPIC

A Figura 151 mostra a tensão e corrente no indutor de entrada de um conversor SEPIC.

Figura 151 - Tensão e corrente no indutor de entrada SEPIC - saídas em série



Escalas: Tensão: 50V/div - Corrente: 1A/div. Tempo: 4ms/div

Fonte: próprio Autor.

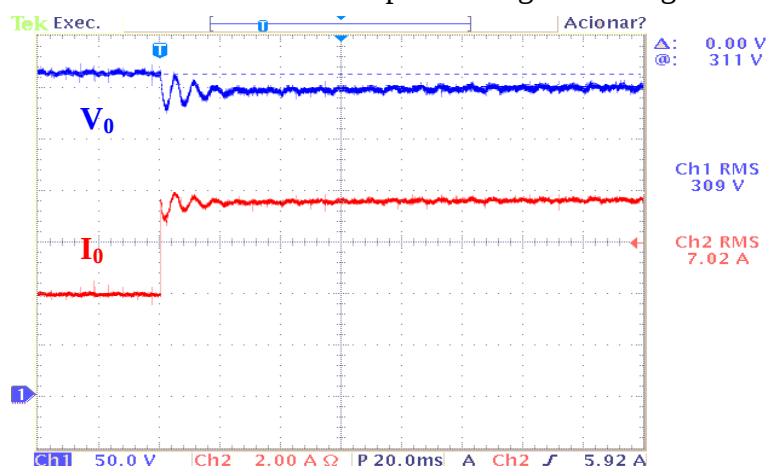
Os resultados obtidos em simulação haviam indicado um aumento na ondulação no indutor de entrada dos conversores SEPIC com saídas conectadas em série. Os resultados experimentais não confirmam esse aumento, porém também não confirmam a redução na ondulação, como observado com o conversor *Full Bridge* em [43]. Isso se deve ao fato do transformador do conversor SEPIC acumular energia, como resultado as correntes dos enrolamentos primário e secundário não possuem formas de ondas instantaneamente iguais. Além disso, a corrente da entrada não é a mesma do enrolamento primário. Já o conversor *Full Bridge* possui um transformador comum, onde as correntes dos enrolamentos primário e secundário tem relação direta, sendo proporcionais ao número de espiras e há uma relação direta da corrente da entrada com a do enrolamento primário, assim com a conexão série ocorre um entrelaçamento das correntes nos primários, com a ondulação reduzida e frequência triplicada. Tais características não ocorrem com o SEPIC.

6.5 COMPORTAMENTO A UM DEGRAU DE CARGA

Como já mencionado anteriormente, as variações de carga forçam o circuito a operar em condições diferentes da que foi projetado, podendo resultar em comportamentos também diferentes do projetado. As variações também mostram o desempenho dinâmico do circuito em recuperar o ponto de operação. A placa controladora desenvolvida para o protótipo possui três portas PWM com duas saídas cada. Na primeira saída foi programado um pulso de comando fixo, para os ensaios de malha aberta, na segunda porta foi programado o pulso com sinal proveniente do controlador PI para os ensaios com controle da tensão de saída.

6.5.1 Ensaio em malha aberta

O ensaio consistiu no aumento da carga de 50 para 100% da nominal com os conversores SEPIC não isolados operando em malha aberta, sem o controle de tensão de saída. Analisando a tensão da saída, é verificada uma oscilação após o transitório de carga até a estabilidade após pouco mais de 20ms, conforme Figura 152.

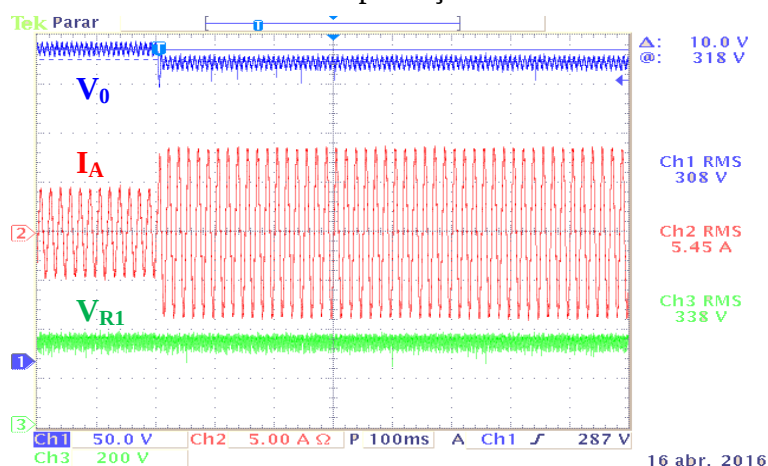
Figura 152 - Tensão e corrente na saída após um degrau de carga sem compensação

Escala: Tensão: 50V/div - Corrente: 2A/div - Tempo: 20ms/div.

Fonte: Próprio Autor.

A tensão se estabiliza em um valor inferior ao inicial, devido a maior circulação de corrente, o que aumenta as quedas de tensão nos diversos componentes do circuito.

Em outro ensaio foram tomadas a corrente de entrada do autotransformador (CA), juntamente com a tensão na entrada do conversor SEPIC (CC) e na saída (carga). A corrente de entrada responde ao degrau com aumento de seu valor, como mostra a Figura 153.

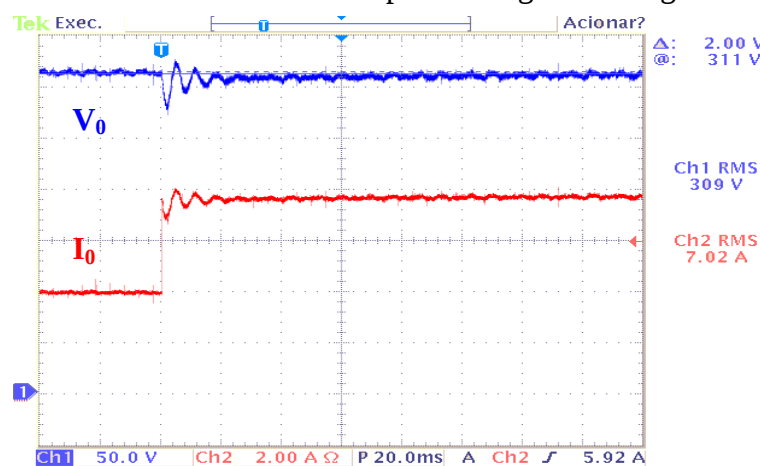
Figura 153 - Corrente na entrada CA, tensão na entrada CC e na carga - degrau de carga sem compensação

Escala: Tensão1: 50V/div - Tensão3: 200V/div - Corrente: 5A/div - Tempo: 100ms/div.

Fonte: Próprio Autor.

6.5.2 Ensaio com controle de tensão de saída

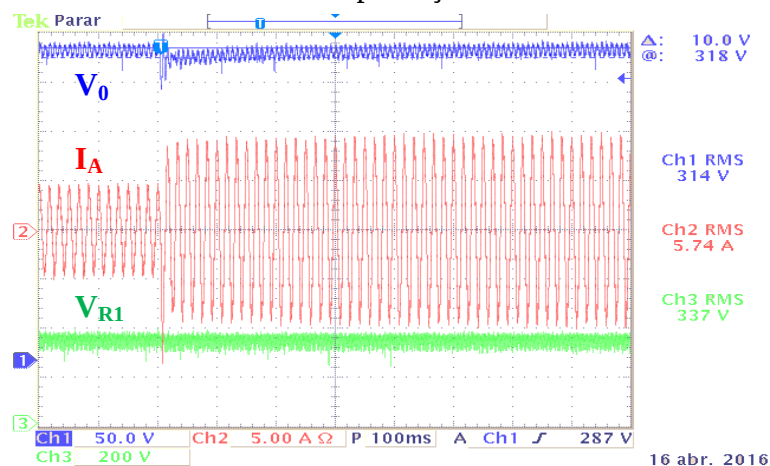
Um novo ensaio foi realizado com o controlador PI, os valores da tensão oscilam após o transitório de carga até a estabilidade no mesmo valor inicial, conforme Figura 154.

Figura 154 - Tensão e corrente na saída após um degrau de carga com compensação

Escala: Tensão: 50V/div - Corrente: 2A/div - Tempo: 20ms/div.

Fonte: Próprio Autor.

A corrente de entrada responde ao degrau com aumento de seu valor, como mostra a Figura 155.

Figura 155 - Corrente na entrada CA, tensão na entrada CC e na carga - degrau de carga com compensação.

Escala: Tensão1: 50V/div - Tensão3: 200V/div - Corrente: 5A/div - Tempo: 100ms/div.

Fonte: Próprio Autor.

6.6 COMPORTAMENTO A UM AFUNDAMENTO DA TENSÃO DE ENTRADA

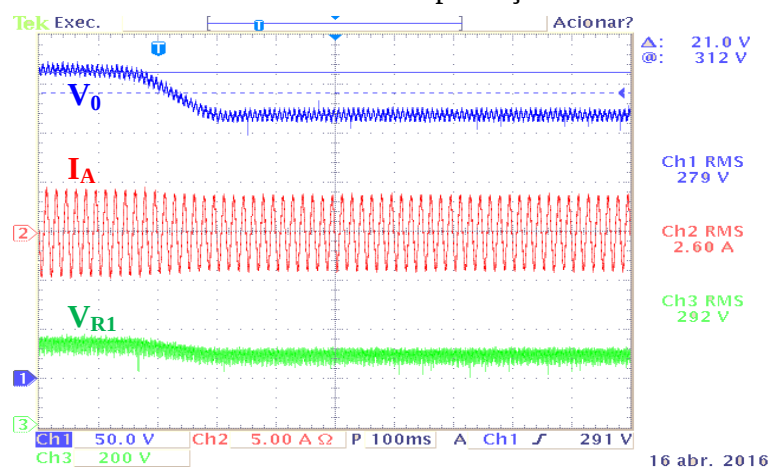
Como já mencionado anteriormente, as aplicações industriais estão sujeitas a variações na tensão de fornecimento, utilizando os mesmos procedimentos foram realizados ensaios em malha aberta e com controle da tensão de saída.

6.6.1 Ensaio em malha aberta

O ensaio consistiu na redução da tensão de entrada para 85% da nominal com os conversores SEPIC não isolados operando em malha aberta, sem o controle de tensão de saída. Foi utilizado um autotransformador tipo VARIAC para reduzir a tensão de saída.

É verificada uma redução na tensão de saída, com a redução também na corrente de entrada, como mostrado na Figura 156.

Figura 156 - Corrente na entrada CA, tensão na entrada CC e na carga - afundamento de tensão sem compensação



Escalas: Tensão1: 50V/div - Tensão3: 200V/div - Corrente: 5A/div - Tempo: 100ms/div.

Fonte: Próprio Autor.

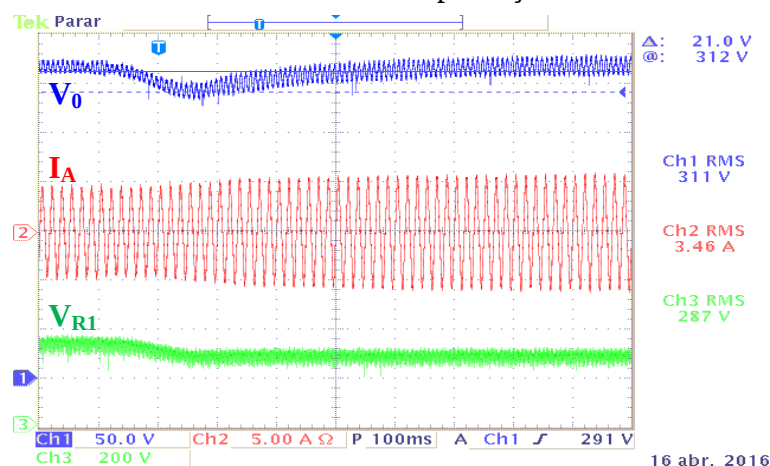
A redução da tensão de entrada não ocorre na forma de um degrau, mas de uma rampa, devido à manobra do autotransformador ser manual.

A redução das tensões e das correntes tanto na entrada como na saída indica que a potência da carga sofreu uma redução na proporção quadrática ao afundamento.

6.6.2 Ensaio com controle de tensão de saída

Um novo ensaio foi realizado com o controlador PI, a tensão de saída tende a ter seu valor reduzido, mas a atuação do controlador recupera o valor da tensão após um período superior ao verificado no degrau de carga. Para compensar a redução na tensão de entrada a corrente aumenta na mesma proporção, como mostrado na Figura 157.

Figura 157 - Corrente na entrada CA, tensão na entrada CC e na carga - afundamento de tensão com compensação



Escala: Tensão1: 50V/div - Tensão3: 200V/div - Corrente: 5A/div - Tempo: 100ms/div.

Fonte: Próprio Autor.

O aumento na corrente de entrada compensa a redução na tensão, mantendo assim a potência na carga. Entretanto a corrente nos conversores SEPIC operando a plena carga torna-se superior ao especificado no projeto, o que aumenta as perdas nos diversos componentes do circuito, além de poder ser destrutivo para os componentes ativos em caso de ocorrências de afundamentos mais severos e de longa duração. Para o conversor SEPIC ser usado em situações recorrentes de afundamentos mais severos e duradouros, essas condições devem ser previstas no projeto do conversor.

6.7 ACIONAMENTO DE UM INVERSOR COMERCIAL.

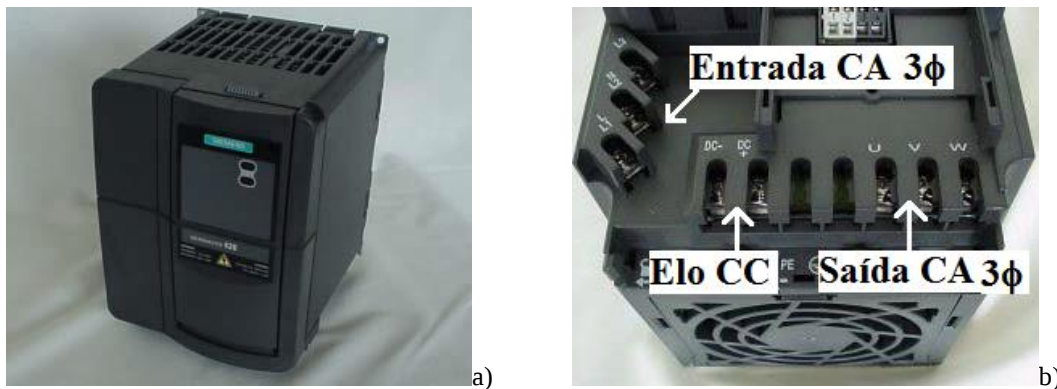
Na introdução deste trabalho foi mencionado que um dos equipamentos que mais crescem nas plantas industriais são os acionadores a velocidade variável, conhecidos como inversores. Foi mencionado também que para o estágio de entrada da maioria dos inversores comerciais é utilizado um retificador trifásico e um elo CC capacitivo, que resultam em uma corrente de entrada com alto conteúdo harmônico. Inversores de pequena potência também podem ser ligados a apenas duas fases, tornando-se um retificador monofásico, com conteúdo harmônico ainda maior.

A maioria dos inversores possuem terminais para acesso direto ao elo CC, que permite que seja ligado por outra fonte de corrente contínua, com tensão e capacidade de correntes adequadas ao equipamento. Uma das aplicações dos conversores de alto fator de potência é

fornecer um barramento regulado para uso industrial, onde podem ser ligados um ou mais inversores.

Foram realizados testes em um inversor modelo MicroMaster420, com potência máxima de saída de 2,2kW (motor de 3CV), mostrado na Figura 158.

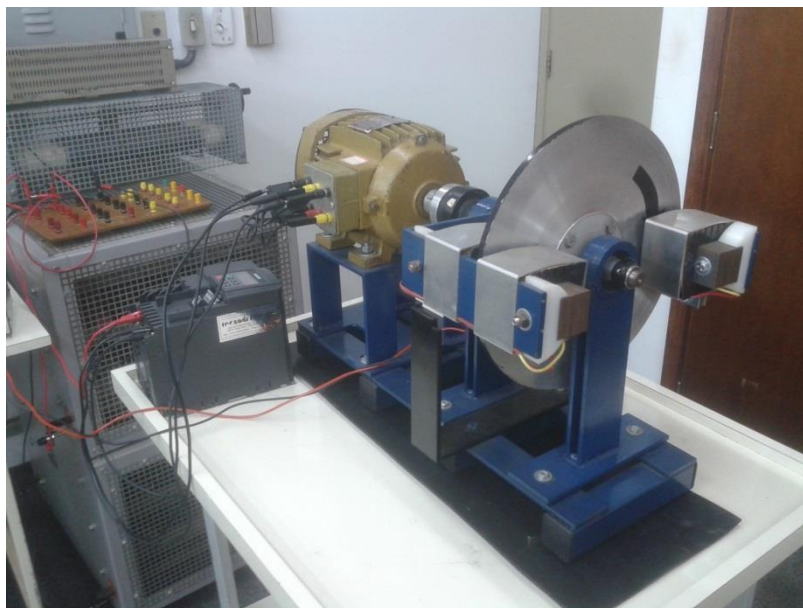
Figura 158 - Inversor Micromaster420 (a) - detalhes dos terminais de conexão (b)



Fonte: Manual do fabricante

A saída CA do inversor é ligada a um motor trifásico de 2 CV acoplado a um freio dinâmico para controle da carga. A montagem do conjunto motor freio ao inversor é mostrada na Figura 159.

Figura 159 - Montagem do inversor, motor e freio dinâmico

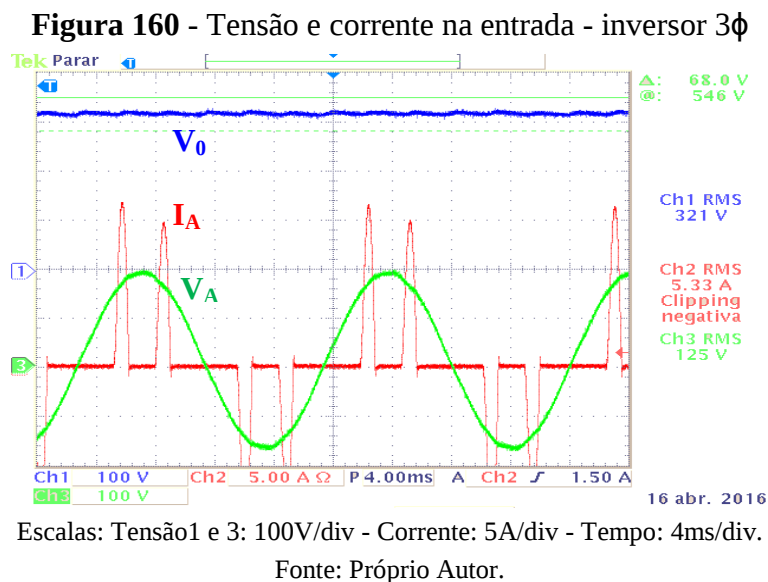


Fonte: Próprio Autor.

6.7.1 Ensaio com entrada CA

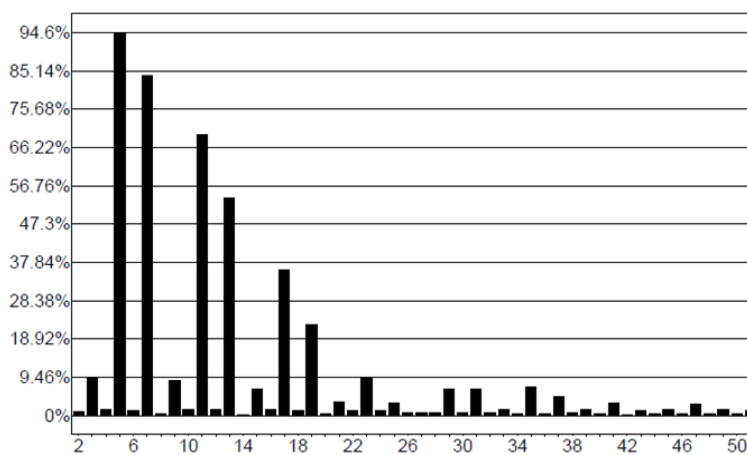
Inicialmente foi feito um ensaio com o inversor alimentado diretamente pela rede elétrica CA, por meio do retificador em ponte trifásica convencional.

As formas de onda da tensão e da corrente de uma fase na entrada são mostradas na Figura 160.



Observa-se que a corrente da entrada possui a forma de onda fortemente distorcida, alto conteúdo harmônico e baixo fator de potência, confirmado pelo espectro harmônico mostrado na Figura 161.

Figura 161 - Espectro da corrente de entrada



Fonte: Próprio Autor.

A DHT da corrente de entrada foi 161%, o que levou a um fator de potência de apenas 0,528, devidos basicamente à distorção, já que o deslocamento angular foi praticamente nulo.

As formas de onda e o espectro se assemelham aos da Figura 7, na introdução deste trabalho, mas com valores ainda maiores que os apresentados naquele tópico.

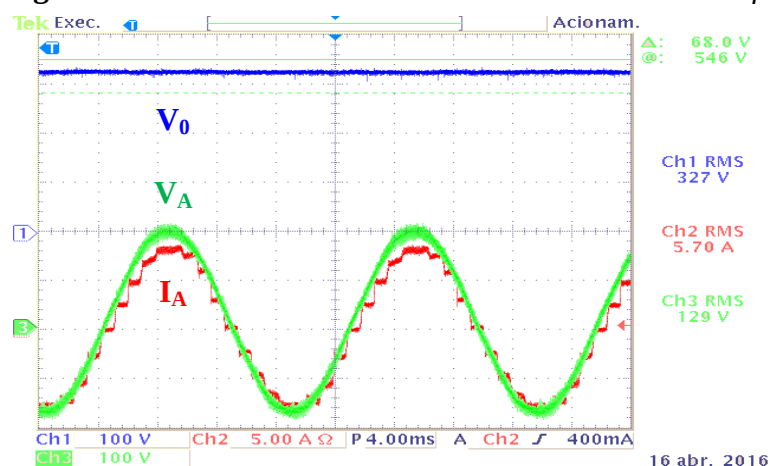
Deve-se salientar que o teste não foi realizado a plena carga do inversor devido à potência do conjunto motor-freio dinâmico ser inferior à do inversor e também devido ao limite de corrente máxima da ponteira de corrente, que poderia ser superado nos picos de corrente, o que poderia causar danos ao equipamento.

6.7.2 Ensaio com entrada CC - *Retrofit* em regime permanente

O ensaio consistiu em ligar as saídas dos conversores SEPIC diretamente aos conectores do elo CC do inversor. A tensão de saída do conversor SEPIC, regulada pelo controlador PI está dentro dos parâmetros de funcionamento do inversor.

A natureza da carga é diferente das utilizadas nos ensaios anteriores, formadas por bancos resistivos. Os inversores são formados por chaves ativas, que drenam correntes chaveadas em alta frequência do elo CC. O capacitor do elo CC atua como filtro de alta frequência e se soma aos capacitores já existentes nas saídas dos conversores SEPIC, que possuem valores muito menores. Assim a dinâmica do circuito é alterada, tornando mais lenta as respostas do circuito. Com o motor desligado, o inversor drena apenas 5W, o que resulta em uma corrente muito pequena nas saídas dos conversores SEPIC. Para evitar sobretensões que poderiam danificar o inversor, foi inserido um banco resistivo de $1k\Omega$ em paralelo com o inversor. Este resistor drena uma corrente de 0,3A, mas auxilia a manter a tensão no elo CC regulada e com tempo de resposta adequado.

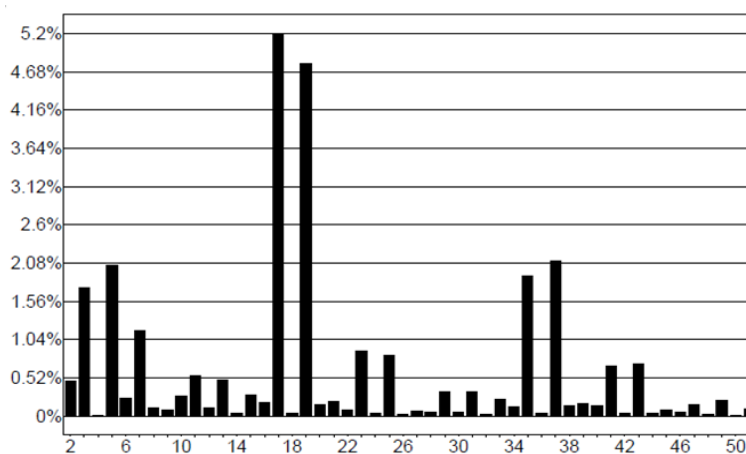
Foi realizado um ensaio a plena carga do motor. As formas de onda da tensão e da corrente de uma fase na entrada e da tensão de saída regulada são mostradas na Figura 162.

Figura 162 - Tensão e corrente na entrada - inversor *retrofit*

Escalas: Tensões 1 e 3: 100V/div - Corrente: 5A/div - Tempo: 4ms/div

Fonte: Próprio Autor.

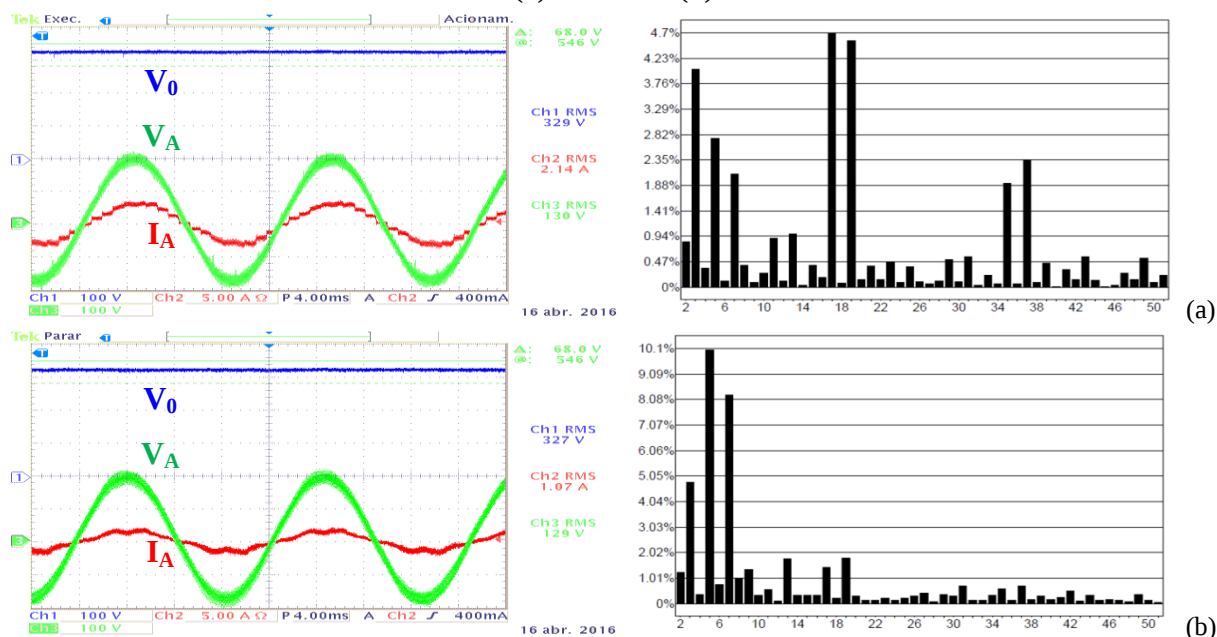
A corrente consumida com o motor a plena carga é equivalente a 80% da potência do conversor multipulso-SEPIC. Observa-se que a corrente da entrada possui a forma característica de conversor de 18 pulsos, o que confirma que a natureza da carga não influencia na forma de onda desta corrente, assim como nos parâmetros de qualidade de energia, como mostrado no espectro harmônico mostrado na Figura 163.

Figura 163 - Espectro da corrente de entrada

Fonte: Próprio Autor.

Foram realizadas variações na carga, por meio do freio dinâmico. A Figura 164 mostra as formas de onda de tensão e corrente na entrada, da tensão de saída regulada e do espectro harmônico da corrente com aproximadamente 25% de carga e a vazio.

Figura 164 - Tensão e corrente na entrada e espectro harmônico da corrente em 25% da carga (a) e a vazio (b)



Escalas: Tensões 1 e 3: 100V/div - Corrente: 5A/div - Tempo: 4ms/div

Fonte: próprio Autor.

O motor a vazio consome cerca de 350W, o que é maior que o normal, pois além de suprir suas perdas internas, deve suprir também as do conjunto do freio dinâmico.

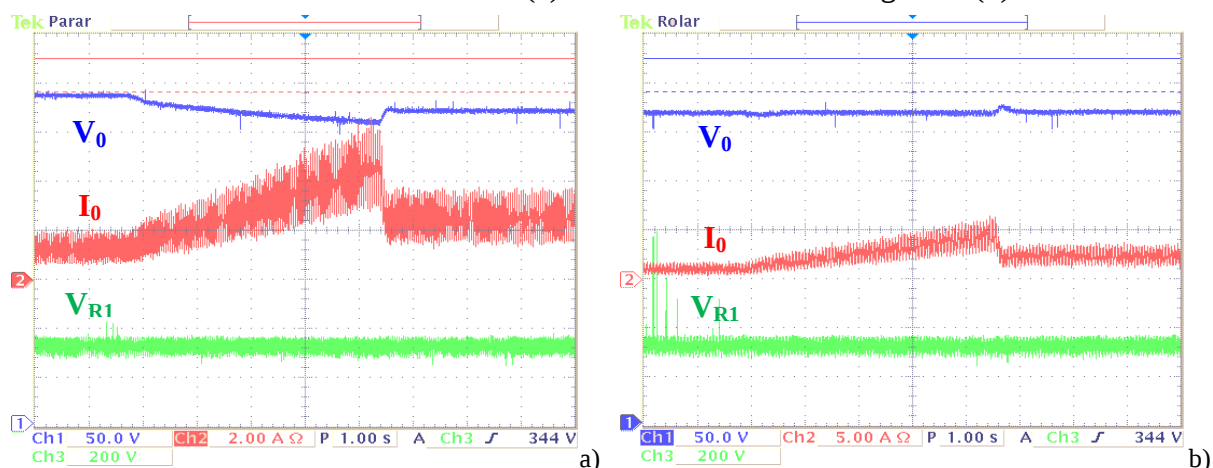
6.7.3 Ensaio com entrada CC - *Retrofit* - partida do motor

Durante a partida os motores de indução requerem elevadas correntes das fontes CA, que podem chegar a 7 vezes a corrente nominal do motor. As correntes de partida são caracterizadas por serem altamente indutivas, assim o componente ativo da corrente não é tão elevado quanto o reativo. As empresas de distribuição de energia elétrica exigem métodos de partida e até limitam a potência de motores que podem ser utilizados em instalações ligadas às redes secundárias de energia elétrica.

Um dos métodos de partida é justamente utilizando inversores para alimentação do motor, pois a corrente drenada do elo CC é apenas para suprir a parte ativa da corrente do motor, o inversor eleva a tensão e a frequência do motor na forma de uma rampa, assim a corrente consumida das fontes CA é menor que nos outros métodos de partida.

Foram realizados testes de partida para verificar a corrente drenada dos conversores SEPIC em malha aberta e com o controle de tensão de saída, mostrados na Figura 165.

Figura 165 - Partida do motor: tensão e corrente de saída - tensão de entrada do conversor SEPIC em malha aberta (a) e com tensão de saída regulada (b)



Escala: Tensão 1: 50V/div - Tensão 3: 200V/div - Corrente a: 5A/div - Corrente b: 2A/div - Tempo: 4ms/div

Fonte: Próprio Autor.

Durante a partida a corrente aplicada ao motor aumenta na forma de uma rampa com duração de 5s e se estabiliza quando atinge a tensão e frequência máximas programadas. Ao final é verificado um degrau de corrente, característico do final do processo de partida. Com o conversor SEPIC operando em malha aberta, a tensão de saída é reduzida quanto maior a corrente drenada.

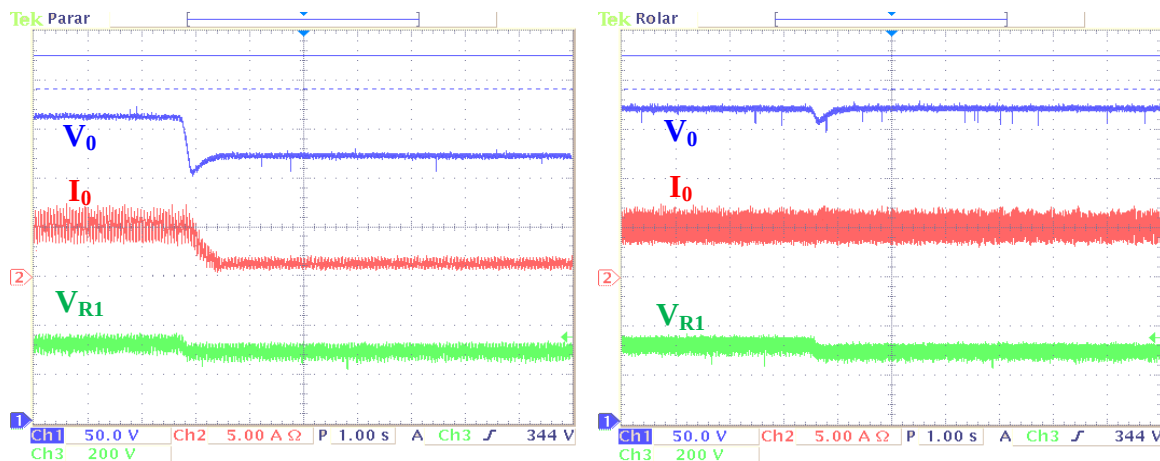
Com o controle de tensão ativado a tensão de saída é regulada no valor nominal, sendo verificadas pequenas variações transitórias no início e no final do processo de partida, devido ao degrau de corrente.

6.7.4 Ensaio com entrada CC - Retrofit - afundamento de tensão de entrada

Os efeitos dos afundamentos de tensão em aplicações industriais já foram mencionados anteriormente, os inversores possuem proteções contra subtensão, e desligam o motor se a tensão ficar abaixo de um determinado valor, no modelo testado a tensão mínima era de cerca de 260V.

Os inversores possuem sensibilidade aos afundamentos e até a interrupções instantâneas de tensão [74], que dependem do modelo, da potência entre outros fatores. Foram realizados testes de afundamento da tensão de entrada com os conversores SEPIC operando em malha aberta e com o controle de tensão de saída, mostrados na Figura 166.

Figura 166 - Afundamento de tensão: tensão e corrente de saída - tensão de entrada do conversor SEPIC em malha aberta (a) e com tensão de saída regulada (b)



Escalas: Tensão 1: 50V/div - Tensão 3: 200V/div - Corrente: 5A/div - Tempo: 4ms/div

Fonte: Próprio Autor.

Com o conversor SEPIC operando em malha aberta, a redução da tensão de entrada provoca a redução da tensão de saída, quando o valor mínimo da tensão de proteção é atingido, o inversor desliga o motor. Após o desligamento do motor é notado um pequeno aumento na tensão de saída devido a menor circulação de corrente. Um afundamento no inversor operando com a entrada CA teria o mesmo efeito, dependendo dos limites de tensão resultaria em desligamento do motor, com prováveis prejuízos para o processo industrial.

Com o controle de tensão ativado, a tensão de saída é regulada no valor nominal sendo verificadas pequenas variações transitórias logo após a aplicação do degrau de carga. A corrente no motor não se altera, a corrente na entrada (não mostrada neste ensaio) se eleva para compensar a redução na tensão e manter a potência fornecida ao inversor e, consequentemente, ao motor. Neste caso, a corrente pode se elevar dentro de limites que não sejam prejudiciais aos conversores SEPIC. Em instalações sujeitas a afundamentos frequentes não é recomendável operar os conversores a plena carga durante todo o tempo, mantendo uma margem para eventuais atuações transitórias.

Assim, com a utilização do conversor com a técnica *retrofit*, o inversor não sofre os efeitos do afundamento, mantendo o processo industrial em funcionamento mesmo na ocorrência de distúrbios que normalmente resultariam em desligamento dos mesmos.

6.8 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foram apresentados os ensaios do conversor SEPIC como estágio CC-CC de um conversor de 18 pulsos em três topologias:

- SEPIC não isolado com conexão das saídas em paralelo;
- SEPIC isolado com conexão das saídas em paralelo e
- SEPIC isolado com conexão das saídas em série.

Em todos os ensaios a corrente de entrada apresentou resultados muito próximos aos obtidos em simulação, a forma de onda característica de 18 pulsos, reduzido conteúdo harmônico e alto fator de potência. Os melhores resultados foram obtidos com carga nominal ou pelo menos acima de 50%. Com a redução da carga, foi observado um aumento no conteúdo harmônico e redução do fator de potência, o que normalmente ocorre também em outros conversores sempre.

A tensão da saída V_0 pode ser regulada pela malha de tensão, tornando o conversor e cargas por ele alimentados menos sensíveis às variações de carga e ou da tensão de alimentação, conforme demonstrado nos ensaios.

O conversor SEPIC não isolado apresentou melhores resultados tanto de desempenho como no rendimento, pois não foram observados problemas de sobretensões nas chaves.

A utilização do conversor SEPIC isolado traz como vantagem possibilitar a utilização dos conversores multipulsos não isolados mantendo o peso e volume reduzidos, quando comparados com os conversores isolados em baixa frequência. Porém devido às características construtivas do transformador, foram verificados elevados esforços de tensão nas chaves, que resultaram em diversas queimas de componentes, requerendo manutenção dos mesmos. A utilização dos circuitos de proteção *snubbers* reduziram as sobretensões, no entanto aumentaram as perdas nos circuitos, reduzindo assim o rendimento dos mesmos. Uma forma de reduzir as perdas e melhorar o rendimento é a adoção de técnica de comutação não dissipativas, que poderão ser realizados em trabalhos futuros.

O desequilíbrio de corrente que ocorria na topologia com SEPIC não isolado e isolado com as saídas em paralelo, foi facilmente corrigido com um ganho diferenciado na razão cíclica dos três conversores SEPIC.

A conexão em série das saídas ou dos secundários do conversor SEPIC isolado promove o equilíbrio natural do valor médio das correntes nos três conversores, entretanto não foi

verificada a redução na ondulação, pelo contrário houve até um aumento na mesma, o que pode ser prejudicial ao desempenho do conversor.

O conversor montado foi utilizado para alimentar um inversor comercial em substituição ao retificador convencional presente no equipamento, utilizando a técnica *retrofit*. A corrente de entrada apresentou resultados similares aos das cargas resistivas, com DHT e fator de potência muito superiores aos do retificador convencional. Adicionalmente, o controle da tensão de saída reduz os efeitos dos distúrbios na qualidade da energia, mantendo o motor funcionando mesmo na ocorrência de afundamentos de tensão que resultariam em parada do motor, e, consequentemente, do processo produtivo.

7 CONCLUSÕES

O problema do fator de potência é bastante conhecido dos sistemas elétricos. Entretanto os problemas relacionados às distorções harmônicas se tornaram mais evidentes com a evolução e massificação dos equipamentos eletrônicos. Esses problemas são mais significativos na eletrônica de potência, devido às grandes cargas envolvidas, especialmente em aplicações industriais.

Os equipamentos para acionamento eletrônico de máquinas elétricas, especialmente os inversores para acionamento de motores de corrente alternada foram destaque nessa evolução, principalmente devido à sua massificação após os equipamentos se tornarem mais baratos e confiáveis. Entretanto, na maioria dos equipamentos disponíveis no mercado não há uma preocupação com as distorções harmônicas na corrente de entrada, que resulta em impactos na qualidade da energia e no fator de potência das instalações elétricas onde esses equipamentos se encontram.

Várias técnicas são utilizadas para diminuição das distorções harmônicas, como: a utilização de filtros passivos, ativos, conversores híbridos, conversores com correção ativa do fator de potência e as técnicas de conversores multipulso.

Uma das desvantagens dos conversores multipulso é a presença de um transformador ou autotransformador na sua estrutura, o que acarreta peso e volume elevados quando comparados com os conversores convencionais. Entretanto, quando comparados com os filtros passivos que também necessitam de elementos magnéticos essa desvantagem acaba sendo suplantada.

Há várias topologias possíveis, como conversores multipulso de 12, 18 ou mais pulsos, além dos conversores multifase. O aumento na quantidade de pulsos resulta em redução da distorção harmônica da corrente de entrada e consequentemente no aumento do fator de potência, entretanto, quanto maior o número de pulsos maior a complexidade do conversor, necessitando de mais enrolamentos em seu núcleo, pontes retificadoras, conexões internas e externas.

Entre os conversores multipulso destacam-se os não isolados, por apresentarem menor relação kVA, resultando em um autotransformador menos pesado e volumoso.

A obtenção de uma única saída CC para a carga é realizada por meio de um elemento intermediário. A maneira tradicional é utilizando IPTs, que elevam significativamente o peso e volume do conversor e não agregam outras vantagens ao conversor.

Outra forma de realizar essa conexão é por meio de conversores CC-CC chaveados em alta frequência, que em relação aos IPTs apresentam outras vantagens:

- menor peso e volume, pois operam em alta frequência;
- possibilidade de regulação da tensão de saída e
- possibilidade de isolamento em alta frequência, permitindo a utilização de

conversores baseados em autotransformadores em aplicações que necessitem de isolamento galvânico.

Foram realizados diversos estudos com conversores CC-CC *Boost* e *Full Bridge*. Um conversor que ainda não havia sido utilizado em aplicações multipulsos é o conversor SEPIC, que apresenta características vantajosas.

Neste trabalho foram apresentadas propostas de utilização do conversor SEPIC como estágio CC-CC de um conversor de multipulsos em diversas topologias.

Foram apresentados resultados obtidos com as simulações e de ensaios laboratoriais dos conversores propostos que indicaram a viabilidade de implementação dos conversores.

Foram montados dois protótipos, um com conversor SEPIC não isolado e outro com o SEPIC isolado, sendo que este último pode ser utilizado com as saídas conectadas em paralelo e em série.

O desequilíbrio de corrente entre as três saídas do autotransformador de 18 pulsos, que ocorria com o uso dos IPTs e com conversores CC-CC ligados em paralelo sem controle de corrente, foi facilmente corrigido com um ganho diferenciado na razão cíclica dos três conversores SEPIC, dispensando a necessidade de uma malha de corrente, simplificando a estratégia de controle.

A conexão em série das saídas ou dos secundários do conversor SEPIC isolado promove o equilíbrio natural do valor médio das correntes nos três conversores, entretanto não foi verificada a redução na ondulação, como apresentado pelo conversor *Full Bridge*, o que não torna essa topologia vantajosa para implementação.

Nos ensaios realizados, a corrente de entrada apresentou a forma de onda característica de 18 pulsos, com reduzido conteúdo harmônico e alto fator de potência, sendo que os melhores resultados foram obtidos com cargas mais elevadas.

A tensão da saída V_0 pode ser regulada pela malha de tensão, tornando o conversor e as cargas por ele alimentados menos sensíveis às variações de carga ou da tensão de alimentação, conforme demonstrado nos ensaios.

O conversor SEPIC não isolado apresentou os melhores resultados, devido à maior simplicidade da estrutura e por não apresentar sobretensões elevadas nas chaves, dispensando

circuitos de proteção. Mas o conversor SEPIC isolado se apresenta mais atrativo, visto que ao promover o isolamento galvânico abre a possibilidade de utilização de conversores multipulsos com autotransformadores em aplicações mais restritas que exigem isolamento galvânico, sendo essa a principal vantagem verificada.

A principal desvantagem é o aparecimento de elevados esforços de tensão transitórios nas chaves, requerendo a utilização dos circuitos de proteção *snubbers*, que aumentaram as perdas nos circuitos, reduzindo o rendimento total do conversor.

Os principais resultados são muito próximos aos obtidos pelos conversores de 18 pulsos convencionais, apresentando a DHT de 8% e fator de potência de 0,994 nos ensaios a plena carga. Com carga reduzida observou-se até uma redução modesta na DHT, mas um aumento no fator de potência, devido à maior defasagem angular.

Como demonstração de uma aplicação real, o conversor construído foi utilizado para alimentar um inversor comercial, na técnica *retrofit*. A corrente de entrada apresentou DHT da corrente e fator de potência muito superior aos do retificador convencional. Adicionalmente, o controle da tensão de saída reduz os efeitos distúrbios na qualidade da energia, como afundamento da tensão de entrada, mantendo o motor funcionando mesmo na ocorrência de afundamentos de tensão que resultariam em parada do motor, e, conseqüentemente, do processo produtivo a ele relacionado.

Como propostas para trabalhos futuros, podem ser realizadas modificações visando à melhoria do conversor multipulsos com estágio CC-CC SEPIC:

- implementação de técnicas não dissipativas para evitar as sobretensões e diminuir as perdas de comutação, que contribuem para aumentar o rendimento do conversor SEPIC isolado;
- estudo da modelagem do conversor SEPIC para o projeto de um controlador mais eficiente, de modo a reduzir as oscilações da tensão de saída na ocorrência de distúrbios como variação de carga ou da tensão de entrada e
- implementação de técnica de imposição da corrente de entrada dos conversores SEPIC, de modo a se obter forma de onda quase senoidal na entrada, reduzindo inclusive os componentes harmônicos característicos dos conversores de 18 pulsos e se adequando às principais normas e recomendações sobre harmônicos.

REFERÊNCIAS

- 1 SANKARAN, C. **Power quality**. Boca Raton: CRC, 2001. 216 p.
- 2 PAICE, Derek A. **Power electronic converter harmonics: multipulse methods for clean power**. Piscataway: IEEE, 1996. 202 p.
- 3 ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamental of power electronics**. 2. ed. New York: Kluwer Academic Publishers, 2004. 883 p.
- 4 INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION - IEC. **IEC 61000-3-2: electromagnetic compatibility (EMC) - part 3-2: limits - limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤ 16 A per phase)**. ed 4.0. Geneva, 2014.
- 5 INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION - IEC. **IEC 61000-3-4: electromagnetic compatibility (EMC) - part 3-4: limits - limitation of emission of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16 A**. ed 1.0. Geneva, 1998.
- 5 INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION - IEC. **IEC 61000-3-12: electromagnetic compatibility (EMC) - part 3-12: limits - limits for harmonic currents produced by equipment connected to public low-voltage systems with input current >16 A and ≤ 75 A per phase**. ed 2.0. Geneva, 2011.
- 7 INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS - IEEE. **IEEE recommended practice and requirements for harmonic control in electrical systems, Std 519-2014 (Revision of IEEE std.519-1992)**. New York, 2014.
- 8 BRASIL, AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA- ANEEL. **Resolução nº414 de 09 de setembro de 2010**. Brasília: ANEEL, 2010. Disponível em: <<http://www2.aneel.gov.br/cedoc/ren2010414.pdf>>. Acesso em: 4 maio 2016.
- 9 BRASIL, MINISTÉRIO DO DESENVOLVIMENTO, INDÚSTRIA E COMÉRCIO EXTERIOR, INSTITUTO NACIONAL DE METROLOGIA, NORMALIZAÇÃO E QUALIDADE INDUSTRIAL- INMETRO. **Portaria n.º 267, de 21 de setembro de 2009**. Brasília: INMETRO, 2009. Disponível em: <<http://www.inmetro.gov.br/legislacao/rtac/pdf/RTAC001492.pdf>>. Acesso em: 16 abr 2016.

- 10 BRASIL, AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA- ANEEL. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional- PRODIST: Módulo 8- Qualidade da energia elétrica**. Brasília: ANEEL, 2016. Disponível em: <http://www2.aneel.gov.br/arquivos/PDF/Módulo8_Revisão_7.pdf>. Acesso em: 16 abr 2016.
- 11 BARBI, I. **Eletrônica de potência**. 6. ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2006. 315 p.
- 12 ALEXA, D.; SIRBU, A.; LAZAR, A. Three-phase rectifier with near sinusoidal input currents and capacitors connected on the AC side. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**. Piscataway, v. 53, n. 5, p. 1612-1620, 2006.
- 13 CHEN, Z.; LUO, Y.; ZHU, Y.; SHEN, G. Analysis and design of three-phase rectifier with near-sinusoidal input currents. In: INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS AND MOTION CONTROL CONFERENCE- IPEMC, 6., 2009, Wuhan. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2009. p. 1703-1- 1703-7.
- 14 YOUSIF, S. N. AL.; WANIK, M. Z. C.; MOHAMED, A. Implementation of different passive filter designs for harmonic mitigation. In: NATIONAL POWER & ENERGY CONFERENCE- PECON, 2., 2004, Kuala Lumpur. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2004. p. 229-234.
- 15 BAITHA, A.; GUPTA, N. A comparative analysis of passive filters for power quality improvement. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ADVANCEMENTS IN POWER AND ENERGY- TAP ENERGY, 2., 2015, Kollam. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2015. p. 327-332.
- 16 PENG, F. Z. Application issues of active power filters. **IEEE Industry Applications Magazine**. Piscataway, v. 4, n. 5, p. 21-30, 1998.
- 17 AL-ZAMIL, A. M.; TORREY, D. A. A passive series, active shunt filter for high power applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**. Piscataway, v. 16, n. 1, p. 101-109, 2001.
- 18 ABDUSALAM, M.; POURE, P.; SAADATE, S. Study and experimental validation of harmonic isolation based on high selectivity filter for three-phase active filter. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS- ISIE, 16., 2008, Cambridge. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2008. p. 166-171.

-
- 19 PRASAD, A. R.; ZIOGAS, P. D.; MANIAS, S. An active power factor correction technique for three-phase diode rectifiers. **IEEE Transactions on Power Electronics**. Piscataway, v. 6, n. 1, p. 83-92, 1991.
 - 20 GONÇALVES, F. A. S.; CANESIN, C. A.; MELO, G. A.; DE FREITAS, L. C. G. HPF Boost interleaved operating in discontinuous conduction mode for trolleybus application. In: BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE- COBEP, 10., 2009, Bonito. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2009. p. 648-654.
 - 21 OUNIE, S.; MOHAMMADPOUR, A.; NEJADPAK, A.; ZOLGHADRI, M. R. Design and analysis of three-phase variable hysteresis controlled single stage SEPIC based rectifier. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRIC POWER AND ENERGY CONVERSION SYSTEMS- EPECS, 1., 2009, Sharjah. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2009. p. 1-5.
 - 22 COSTA E SILVA, L. S.; SEIXAS, F. J. M.; BRITO, M. A. G. Bridgeless interleaved Boost PFC converter with variable duty cycle control. In: BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE- COBEP, 11., 2011. Natal. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2011. p. 397-402.
 - 23 SINDHUJA, S.; SRIPRIYA, S. Continuous conduction mode of bridgeless SEPIC power factor correction rectifier. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMPUTATION OF POWER, ENERGY, INFORMATION AND COMMUNICATION- ICCPEIC, 1., 2013 Chennai. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2013. p. 28-30.
 - 24 BARBI, I.; MARTINS, D. C.; OLIVEIRA, A. H. Three-phase rectifier using a SEPIC DC-DC converter in continuous conduction mode for power factor correction . In: INTERNATIONAL TELECOMMUNICATIONS ENERGY CONFERENCE- INTELEC, 20., 1998, San Francisco. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 1998. p. 491-497.
 - 25 TIBOLA, G.; BARBI, I. Isolated three-phase high power factor rectifier based on the SEPIC converter operating in discontinuous conduction mode. **IEEE Transactions on Power Electronics**. Piscataway, v. 28, n. 11, p. 4962-4969, 2013.
 - 26 AYYANAR, R.; MOHAN, N.; SUN, J. Single-stage three-phase power-factor-correction circuit using three isolated single-phase SEPIC converters operating in CCM. In:

- ANNUAL POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE- PESC, 31., 2000. Galway. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2000. p. 353-358.
- 27 BHUVANESWARI, G.; KALPANA, R.; SINGH, B. Single stage modular converter with power factor improvement for telecom power supply. In: JOINT INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS, DRIVES AND ENERGY SYSTEMS- PEDES AND POWER INDIA, 4., 2010, New Delhi. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2010. p. 1-6.
- 28 HO, Y. K. E.; HUI, S. Y. R.; YIM-SHU, L. Characterization of single stage three-phase power-factor-correction circuit using modular single phase PWM DC-to-DC converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**. Piscataway, v. 15, n. 1, p. 62-71, 2000.
- 29 MORIZANE, T. et al. PWM technique for non-isolated three-phase soft-switching Buck-Boost PFC converter. In: POWER CONVERSION CONFERENCE- PCC, 4., 2007, Nagoya. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2007. p. 1280-1285.
- 30 BORGES, A. R.; BARBI, I. A single stage Buck-Boost three-phase rectifier with high power factor operating in continuous conduction mode (CCM). In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM OF CIRCUITS AND SYSTEMS- ISCAS, 2011, Rio de Janeiro. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2011. p. 2777-2780.
- 31 MINBOCK, J.; KOLAR, J. W. Design and experimental investigation of a single-switch three-phase flyback-derived power factor corrector. In: INTERNATIONAL TELECOMMUNICATIONS ENERGY CONFERENCE- INTELEC, 22., 2000, Phoenix. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2000. p. 471-478.
- 32 KAMNARN, U.; CHUNKAG, V. A power balance control technique for operating a three-phase AC to DC converter using single-phase CUK rectifier modules. In: CONFERENCE ON INDUSTRIAL ELECTRONICS AND APPLICATIONS- ICIEA, 1., 2006, Singapore. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2006. p. 1-6.
- 33 SINGH, B.; SINGH, S.; BHUVANESWARI, G. Analysis and design of a zeta converter based three-phase switched mode power supply. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMPUTATIONAL INTELLIGENCE AND COMMUNICATION NETWORKS- CICON, 4., 2012, Mathura. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2012. p. 571-575.
- 34 FREITAS, L. C. G. et al. A Programmable PFC based hybrid multipulse power rectifier for utility interface of power electronic converters. In: POWER ELECTRONICS

- SPECIALISTS CONFERENCE- PESC, 36., 2005, Recife. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2005. p. 2237-2243.
- 35 ALVES, R. L.; FONT, C. H. I.; BARBI, I. A novel unidirectional hybrid three-phase rectifier system employing Boost topology. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE- PESC, 36., 2005, Recife. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2005. p. 487-493.
- 36 SOARES, J. O.; CANESIN, C. A.; FREITAS, L. C.; GONÇALVES, F. A. S. Retificador trifásico híbrido operando com controle digital e modulação por histerese. **Eletrônica de Potência-SOBRAEP**, Rio de Janeiro, v. 13 n. 4, p. 241-249, 2008.
- 37 FREITAS, L. C. G. et al. Programmable PFC based hybrid multipulse power rectifier with sinusoidal input line current imposed by digital controller. In: ANNUAL APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION- APEC, 22., 2007, Anaheim. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2007. p. 781-789.
- 38 SANTOS, R. P. P. et al. FURNAS HVDC system performance and experience. In: TRANSMISSION AND DISTRIBUTION CONFERENCE, 14., 1996, Los Angeles. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 1996. p. 164-169.
- 39 SINGH, B.; BHUVANESWARI, G.; GARG, V. An 18-pulse AC-DC converter for power quality improvement in vector controlled induction motor drives. In: CONFERENCE ON INDUSTRIAL ELECTRONICS AND APPLICATIONS- ICIEA, 1., 2006, Singapore. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2006. p. 1-6.
- 40 BRIGHENTI, L. L.; KREMER, L. G.; BATSCHAUER, A. L.; MEZARROBA, M. Phase-controlled inverters associated to a multi-pulse autotransformer applied to photovoltaic cogeneration. In: BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE- COBEP, 12., 2013, Gramado. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2013. p. 501-508.
- 41 WASYNCZUK, O. Modeling and dynamic performance of a line-commutated photovoltaic inverter system. **IEEE Transactions on Energy Conversion**. Piscataway, v. 4, n. 3, p. 337-343, 1989.
- 42 CHOI, S.; ENJETI, P. N.; PITEL, I. J. Polyphase transformer arrangements with reduced kVA capacities for harmonic current reduction in rectifier-type utility interface. **IEEE Transactions on Power Electronics**. Piscataway, v. 11, n. 6, p. 680-690, 1996.

-
- 43 SEIXAS, F. J. M. **Conversores CA-CC de 12 kW com elevado fator de potência utilizando autotransformador com conexão diferencial de múltiplos pulsos**. 2001. 218 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina-UFSC, Florianópolis, 2001.
- 44 SINGH, B. et al. Multipulse AC-DC converters for improving power quality: A review. **IEEE Transactions on Power Electronics**. Piscataway, v. 23, n. 1, p. 260-281, 2008.
- 45 BURGOS, R. P. et al. Analysis and experimental evaluation of symmetric and asymmetric 18-pulse autotransformer rectifier topologies. In: POWER CONVERSION CONFERENCE- PCC, 4., 2007, Nagoya. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2007. p. 1286-1293.
- 46 YANG, T.; BOZHKO, S.; ASHER, G. Functional modelling of symmetrical multi-pulse auto-transformer rectifier units for aerospace applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**. Piscataway, v. 30, n. 9, p. 4704-4713, 2015.
- 47 OLIVEIRA, P. S.; SEIXAS, F. J. M.; COSA E SILVA, L. S. A new design methodology for multipulse rectifiers with delta auto-connected transformers and a retrofit application in adjustable speed drives (ASDs). In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRY APPLICATIONS- INDUSCON, 10., 2012, Fortaleza. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2012. p. 1-8.
- 48 PELICER JUNIOR, J. C.; SEIXAS, F. J. M.; LOURENÇO, A. C. Analysis of intermediary yoke for 12-pulse transformer connections. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRY APPLICATIONS- INDUSCON, 11., 2014, Juiz de Fora. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2014. p. 1-6.
- 49 OLIVEIRA, P. S.; SEIXAS, F. J. M.; FREITAS, S. C. L.; OLIVEIRA, L. C. O. The use of tuned filters as an attenuator device of harmonics generated by multipulse converters. In: TRANSMISSION AND DISTRIBUTION CONFERENCE AND EXPOSITION: LATIN AMERICA- T&D-LA, 5., 2010, São Paulo. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2010. p. 310-315.
- 50 FERNANDES, R. C.; OLIVEIRA, P. S.; SEIXAS, F. J. M. A family of autoconnected transformers for 12- and 18-pulse converters—generalization for delta and wye topologies. **IEEE Transactions on Power Electronics**. Piscataway, v. 26, n. 7, p. 2065-2078, 2011.

-
- 51 LEE, K.; ARMES, J. E.; PAICE, D. A. Evaluation of 3-phase to 9-phase transformer, 18-pulse converter, and adjustable speed drive, including novel third harmonic calculations. In: ANNUAL APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION- APEC, 22., 2007, Anaheim.. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2007. p. 1356-1361.
- 52 OLIVEIRA, P. S. **Classificação, metodologia de projeto e aplicação de retificadores multipulsos com conexão diferencial de transformador**. 2011. 190 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica)- Faculdade de Engenharia, Universidade Estadual Paulista - UNESP, Ilha Solteira, 2011.
- 53 SEIXAS, F. J. M.; BARBI, I. A new 12kW three-phase 18-pulse high power factor AC-DC converter with regulated output voltage for rectifier units. In: INTERNATIONAL TELECOMMUNICATIONS ENERGY CONFERENCE- INTELEC, 21., 1999, Copenhagen. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 1999. p. 471-478.
- 54 CHOI, S. A Three-phase unity-power-factor diode rectifier with active input current shaping. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v. 52, n. 6, p. 1711-1714, 2005.
- 55 FERNANDES R. C.; SEIXAS, F. J. M. Proposta de conversor CA-CC trifásico de múltiplos pulsos com estágio elevador de tensão controlado em corrente por histerese constante. **Eletrônica de Potência-SOBRAEP**, Campo Grande, v. 17, n. 2, p. 2012, 538-545.
- 56 SEIXAS, F. J. M.; BARBI, I. A new three-phase low THD power supply with high-frequency isolation and 60V200A regulated DC output. In: BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE- COBEP, 1., 2001, Florianópolis. **Anais...** Campinas: SOBRAEP, 2001. p. 1629-1634.
- 57 KALPANA, R.; SINGH, B.; BHUVANESWARI. G. An improved power quality converter for three-phase switched mode power supplies. In: STUDENTS' CONFERENCE ON ELECTRICAL, ELECTRONICS AND COMPUTER SCIENCE- SCEECs, 2., 2014, Bhopal. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2014. p. 1-5.
- 58 BARBI, I.; MARTINS, D. C. **Conversores CC-CC básicos não-isolados**. 2. ed. Florianópolis: Edição dos Autores, 2006. 377 p.

-
- 59 HART, D. W. **Eletrônica de Potência: análise e projeto de circuitos**. Porto Alegre: Bookman-McGraw Hill, 2012. 504 p.
- 60 CHOI, S.; BAE, Y. A new unity power factor telecom rectifier system by an active waveshaping technique. In: INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY ANNUAL MEETING, 40., 2005, Kowloon. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2005. p. 917-922.
- 61 YAO, W. et al. Zero sequence blocking transformers for multi-pulse rectifier in aerospace applications. In: ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION- ECCE, 6., 2014, Pittsburgh. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2014. p. 999-1006.
- 62 SURESH K., R. H. NAIK, V. B. REDDY M. Power quality improvement using a 28-pulse AC-DC Converter for SMPS. **International Journal of Electrical Engineering**. Delhi, v. 5, n. 3, 2012, p. 255-263.
- 63 SINGH, B.; BHUVANESWARI, G.; GARG, V.; CHANDRA, A. Star connected autotransformer based 30-pulse AC-DC converter for power quality improvement in vector controlled induction motor drives. In: POWER INDIA CONFERENCE, 2., 2006, New Delhi. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2006. p. 1-6.
- 64 SINGH, B.; GAIROLA, S. A 36-pulse AC-DC converter for line current harmonic reduction. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS, DRIVES AND ENERGY SYSTEMS- PEDES, 2., 2006, New Delhi. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2006. p. 1-6.
- 65 SINGH, B.; GAIROLA, S. A 44-pulse AC-DC converter based on hybrid of multiphase and phase shifting techniques. In: JOINT INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER SYSTEM TECHNOLOGY- POWERCON AND IEEE POWER INDIA CONFERENCE, 3., 2008, New Delhi. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2008. p. 1-6.
- 66 GULES, R. et al. A modified SEPIC converter with high static gain for renewable applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**. Piscataway, v. 29, n. 11, p. 5860-5871, 2014.
- 67 WAKABAYASHI, F. T.; CANESIN, C. A. Electronic ballast for multiple fluorescent lamp systems. **IET Electric Power Applications**. Piscataway, v. 1, n. 1, p. 49-58, 2007.
- 68 COSETIN, M. R. et al. Comparison of single stage SEPIC and integrated SEPIC-Buck converter as off-line LED drivers. In: BRAZILIAN POWER ELECTRONICS

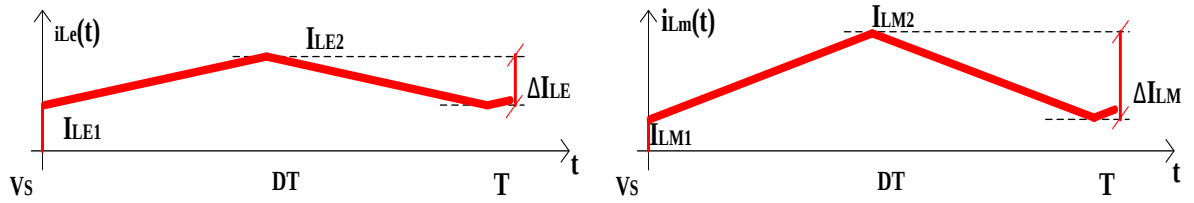
- CONFERENCE- COBEP, 12., 2013, Gramado. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2013. p. 1134-1139.
- 69 BARBI, I.; FONT, C. H. I.; ALVES, R. L. **Apostila de projeto físico de indutores e transformadores**. Florianópolis: Instituto de Eletrônica de Potência- INEP, 2002. 11 p.
- 70 THORNTON ELETRÔNICA LTDA. **Catálogo de ferrite**. Vinhedo: Thornton Eletrônica, 2008. <Disponível em <http://www.thornton.com.br>>. Acesso em: 3 set. 2013.
- 71 BARBI, I. **Projeto de fontes chaveadas**. Florianópolis: Edição do Autor, 2001. 340 p.
- 72 HS-DISSIPADORES. **Catálogo de dissipadores**: Versão 2008/2009. São Paulo: HS Beneficiamento de Alumínio, 2008. Disponível em <Disponível em <http://www.hsdissipadores.com.br>>. Acesso em: 31 out. 2013.
- 73 BONFA, V. A.; MENECH, P. J. M.; VIEIRA, J. L. F.; SIMONETTI, D. S. L. Multiple alternatives of regenerative snubber applied to SEPIC and CUK converters. In: ANNUAL CONFERENCE OF THE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY- IECON, 28., 2002, Sevilla. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2002. p. 123-128.
- 74 DJOKIC, S. Ž. et al. Sensitivity of AC adjustable speed drives to voltage sags and short interruptions. **IEEE Transactions On Power Delivery**. Piscataway, v. 20, n. 1, p. 494-505, 2005.

APÊNDICE A

Resolução das expressões para correntes eficazes nos principais componentes do conversor SEPIC.

Correntes nos indutores L_E e L_M :

A corrente nos indutores L_E e L_M possuem comportamento e formas de onda similares.



As expressões em função dos valores inicial, final e a variação das correntes são:

$$i_{LE}(t) = \begin{cases} I_{LE1} + \frac{\Delta I_{LE}}{DT} t & p/ 0 < t < DT \\ I_{LE2} - \frac{\Delta I_{LE}}{(T-DT)} (t - DT) & p/ DT < t < T \end{cases} \quad i_{LM}(t) = \begin{cases} I_{LM1} + \frac{\Delta I_{LM}}{DT} t & p/ 0 < t < DT \\ I_{LM2} - \frac{\Delta I_{LM}}{(T-DT)} (t - DT) & p/ DT < t < T \end{cases}$$

O valor da corrente eficaz do indutor L_E pode ser obtido por:

$$I_{LEf} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (i_{LE}(t))^2 dt}$$

Desenvolvendo a expressão obtém-se:

$$I_{LEf} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} \left(I_{LE1} + \frac{\Delta I_{LE}}{DT} t \right)^2 dt + \int_{DT}^T \left(I_{LE2} - \frac{\Delta I_{LE}}{(T-DT)} (t - DT) \right)^2 dt \right]}$$

$$I_{LEf} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} \left(I_{LE1}^2 + 2I_{LE1} \frac{\Delta I_{LE}}{DT} t + \left(\frac{\Delta I_{LE}}{DT} \right)^2 t^2 \right) dt + \int_{DT}^T \left(I_{LE2}^2 - 2I_{LE2} \frac{\Delta I_{LE}}{(T-DT)} (t - DT) + \left(\frac{\Delta I_{LE}}{(T-DT)} \right)^2 (t - DT)^2 \right) dt \right]}$$

$$I_{LEf} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} \left(I_{LE1}^2 + 2I_{LE1} \frac{\Delta I_{LE}}{DT} t + \frac{\Delta I_{LE}^2}{D^2 T^2} t^2 \right) dt + \int_{DT}^T \left(I_{LE2}^2 - 2I_{LE2} \frac{\Delta I_{LE}}{(1-D)T} t + 2I_{LE2} \frac{\Delta I_{LE}}{(1-D)T} DT + \frac{\Delta I_{LE}^2}{(1-D^2)T^2} (t^2 - 2tDT + (DT)^2) \right) dt \right]}$$

$$I_{LEf} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} \left(I_{LE1}^2 + 2I_{LE1} \frac{\Delta I_{LE}}{DT} t + \frac{\Delta I_{LE}^2}{D^2 T^2} t^2 \right) dt + \int_{DT}^T \left(I_{LE2}^2 - 2I_{LE2} \frac{\Delta I_{LE}}{(1-D)T} t + \dots \right) dt \right]}$$

$$I_{LEf} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} \left(I_{LE1}^2 + 2I_{LE1} \frac{\Delta I_{LE}}{DT} t + \frac{\Delta I_{LE}^2}{D^2 T^2} t^2 \right) dt + \int_{DT}^T \left(I_{LE2}^2 - 2I_{LE2} \frac{\Delta I_{LE}}{(1-D)T} t + \dots \right) dt \right]}$$

$$\begin{aligned}
I_{LEf} &= \sqrt{\frac{1}{T} \left[\left((I_{LE1}^2 t + 2I_{LE1} \frac{\Delta I_{LE}}{DT} \frac{t^2}{2} + \frac{\Delta I_{LE}^2 t^3}{D^2 T^2 3} \right)_0^{DT} + \left(I_{LE2}^2 t - 2I_{LE2} \frac{\Delta I_{LE}}{(1-D)T} \frac{t^2}{2} + \dots \right. \right. \\
&\quad \left. \left. \dots + 2I_{LE2} \frac{\Delta I_{LE}}{(1-D)} Dt + \frac{\Delta I_{LE}^2}{(1-D^2)T^2} \frac{t^3}{3} - 2 \frac{\Delta I_{LE}^2}{(1-D^2)T^2} DT \frac{t^2}{2} + \frac{\Delta I_{LE}^2}{(1-D^2)} D^2 t \right)_{DT}^T \right]} \\
I_{LEf} &= \sqrt{\frac{1}{T} \left[I_{LE1}^2 DT + I_{LE1} \frac{\Delta I_{LE}}{DT} (DT)^2 + \frac{\Delta I_{LE}^2 (DT)^3}{D^2 T^2 3} + I_{LE2}^2 T - I_{LE2} \frac{\Delta I_{LE}}{(1-D)T} (T)^2 + 2I_{LE2} \frac{\Delta I_{LE}}{(1-D)} DT + \right. \\
&\quad + \frac{\Delta I_{LE}^2}{(1-D^2)T^2} \frac{T^3}{3} - \frac{\Delta I_{LE}^2}{(1-D^2)T} DT^2 + \frac{\Delta I_{LE}^2}{(1-D^2)} D^2 T - I_{LE2}^2 DT + I_{LE2} \frac{\Delta I_{LE}}{(1-D)T} D^2 T^2 \\
&\quad \left. - 2I_{LE2} \frac{\Delta I_{LE}}{(1-D)} DDT - \frac{\Delta I_{LE}^2}{(1-D^2)T^2} \frac{D^3 T^3}{3} + \frac{\Delta I_{LE}^2}{(1-D^2)T} DD^2 T^2 - \frac{\Delta I_{LE}^2}{(1-D^2)} D^2 DT \right]} \\
I_{LEf} &= \sqrt{\frac{1}{T} \left[I_{LE1}^2 DT + I_{LE1} \Delta I_{LE} DT + \Delta I_{LE}^2 \frac{DT}{3} + I_{LE2}^2 T - I_{LE2} \frac{\Delta I_{LE}}{(1-D)} T + 2I_{LE2} \frac{\Delta I_{LE}}{(1-D)} DT + \right. \\
&\quad \frac{\Delta I_{LE}^2}{(1-D^2)} \frac{1}{3} - \frac{\Delta I_{LE}^2}{(1-D^2)} DT + \frac{\Delta I_{LE}^2}{(1-D^2)} D^2 T - I_{LE2}^2 DT + I_{LE2} \frac{\Delta I_{LE}}{(1-D)} D^2 T + \\
&\quad \left. - 2I_{LE2} \frac{\Delta I_{LE}}{(1-D)} D^2 T - \frac{\Delta I_{LE}^2}{(1-D^2)} \frac{D^3 T}{3} + \frac{\Delta I_{LE}^2}{(1-D^2)} D^3 T - \frac{\Delta I_{LE}^2}{(1-D^2)} D^3 T \right]} \\
I_{LEf} &= \sqrt{\left[I_{LE1}^2 D + I_{LE1} \Delta I_{LE} D + \frac{\Delta I_{LE}^2}{3} D + \right. \\
&\quad I_{LE2}^2 - I_{LE2} \frac{\Delta I_{LE}}{(1-D)} + 2I_{LE2} \frac{\Delta I_{LE}}{(1-D)} D + \frac{\Delta I_{LE}^2}{(1-D^2)} \frac{1}{3} - \frac{\Delta I_{LE}^2}{(1-D^2)} D + \frac{\Delta I_{LE}^2}{(1-D^2)} D^2 \\
&\quad \left. - I_{LE2}^2 D + I_{LE2} \frac{\Delta I_{LE}}{(1-D)} D^2 - 2I_{LE2} \frac{\Delta I_{LE}}{(1-D)} D^2 - \frac{\Delta I_{LE}^2}{(1-D^2)} \frac{D^3}{3} \right]} \\
I_{LEf} &= \sqrt{\left[I_{LE1}^2 D + I_{LE1} \Delta I_{LE} D + \frac{\Delta I_{LE}^2}{3} D + \right. \\
&\quad I_{LE2}^2 (1-D) - I_{LE2} \frac{\Delta I_{LE}}{(1-D)} (1-2D-D^2+2D^2) + \frac{\Delta I_{LE}^2}{(1-D^2)} \left(\frac{1}{3} - D + D^2 - \frac{D^3}{3} \right) \right]} \\
I_{LEf} &= \sqrt{\left[I_{LE1}^2 D + I_{LE1} \Delta I_{LE} D + \frac{\Delta I_{LE}^2}{3} D + \right. \\
&\quad I_{LE2}^2 (1-D) - I_{LE2} \frac{\Delta I_{LE}}{(1-D)} (1-2D+D^2) + \frac{\Delta I_{LE}^2}{(1-D^2)} \frac{1}{3} (1-3D+3D^2-D^3) \right]} \\
I_{LEf} &= \sqrt{\left[I_{LE1}^2 D + I_{LE1} \Delta I_{LE} D + \frac{\Delta I_{LE}^2}{3} D + \right. \\
&\quad I_{LE2}^2 (1-D) - I_{LE2} \frac{\Delta I_{LE}}{(1-D)} (1-D)^2 + \frac{\Delta I_{LE}^2}{(1-D)^2} \frac{1}{3} (1-D)^3 \right]} \\
I_{LEf} &= \sqrt{\left[I_{LE1}^2 D + I_{LE1} \Delta I_{LE} D + \frac{\Delta I_{LE}^2}{3} D + \right. \\
&\quad I_{LE2}^2 (1-D) - I_{LE2} \Delta I_{LE} (1-D) + \Delta I_{LE}^2 \frac{(1-D)}{3} \right]}
\end{aligned}$$

Sendo:

$$I_{LE1} = I_{LEmed} - \frac{\Delta I_{LE}}{2} \quad e \quad I_{LE2} = I_{LEmed} + \frac{\Delta I_{LE}}{2}$$

$$\begin{aligned}
I_{LEf} &= \sqrt{\left[\left(I_{LEmed} - \frac{\Delta I_{LE}}{2} \right)^2 D + \left(I_{LEmed} - \frac{\Delta I_{LE}}{2} \right) \Delta I_{LE} D + \frac{\Delta I_{LE}^2}{3} D + \right. \\
&\quad \left. \left(I_{LEmed} + \frac{\Delta I_{LE}}{2} \right)^2 (1-D) - \left(I_{LEmed} + \frac{\Delta I_{LE}}{2} \right) \Delta I_{LE} (1-D) + \Delta I_{LE}^2 \frac{1(1-D)}{3} \right]} \\
I_{LEf} &= \sqrt{\left[I_{LEmed}^2 D - 2I_{LEmed} \frac{\Delta I_{LE}}{2} D + \left(\frac{\Delta I_{LE}}{2} \right)^2 D + I_{LEmed} \Delta I_{LE} D - \frac{\Delta I_{LE}^2}{2} D + \frac{\Delta I_{LE}^2}{3} D + \right. \\
&\quad \left. I_{LEmed}^2 (1-D) + 2I_{LEmed} \frac{\Delta I_{LE}}{2} (1-D) + \left(\frac{\Delta I_{LE}}{2} \right)^2 (1-D) - I_{LEmed} \Delta I_{LE} D (1-D) \right. \\
&\quad \left. + \frac{\Delta I_{LE}^2}{2} (1-D) + \Delta I_{LE}^2 \frac{(1-D)}{3} \right]} \\
I_{LEf} &= \sqrt{\left[I_{LEmed}^2 D - I_{LEmed} \Delta I_{LE} D + \frac{\Delta I_{LE}^2}{4} D + I_{LEmed} \Delta I_{LE} D - \frac{\Delta I_{LE}^2}{2} D + \frac{\Delta I_{LE}^2}{3} D + \right. \\
&\quad \left. I_{LEmed}^2 (1-D) + I_{LEmed} \Delta I_{LE} (1-D) + \frac{\Delta I_{LE}^2}{4} (1-D) - I_{LEmed} \Delta I_{LE} D (1-D) \right. \\
&\quad \left. + \frac{\Delta I_{LE}^2}{2} (1-D) + \Delta I_{LE}^2 \frac{(1-D)}{3} \right]} \\
I_{LEf} &= \sqrt{\left[I_{LEmed}^2 (D + 1 - D) + \frac{\Delta I_{LE}^2}{4} (D + 1 - D) - \frac{\Delta I_{LE}^2}{2} (D + 1 - D) + \frac{\Delta I_{LE}^2}{3} (D + 1 - D) \right]} \\
I_{LEf} &= \sqrt{\left[I_{LEmed}^2 + \Delta I_{LE}^2 \left(\frac{1}{4} - \frac{1}{2} + \frac{1}{3} \right) \right]} = \sqrt{\left[I_{LEmed}^2 + \Delta I_{LE}^2 \left(\frac{1}{12} \right) \right]} =
\end{aligned}$$

Assim, o valor eficaz da no indutor L_E é dado por:

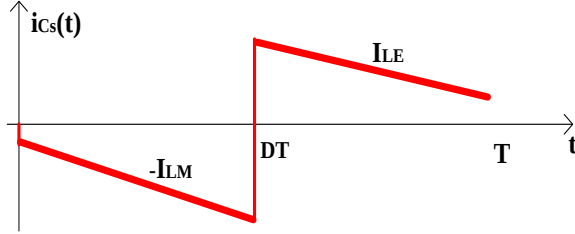
$$I_{LEf} = \sqrt{I_{LEmed}^2 + \frac{\Delta I_{LE}^2}{12}} =$$

Seguindo exatamente a mesma resolução, o valor eficaz da corrente no indutor L_M é dado por:

$$I_{LMef} = \sqrt{I_{LMmed}^2 + \frac{\Delta I_{LM}^2}{12}} =$$

Corrente no capacitor C_S e no primário do transformador L_M (SEPIC isolado):

A corrente no capacitor C_S é a mesma corrente do indutor L_M na primeira etapa e do indutor L_E na segunda etapa.



No conversor SEPIC isolado essa corrente é a mesma do enrolamento primário do transformador:

$$i_{CS(t)} = \begin{cases} -\left(I_{LM1} + \frac{\Delta I_{LM}}{DT} t\right) & \text{para } 0 < t < DT \\ I_{LE2} - \frac{\Delta I_{LE}}{(T - DT)}(t - DT) & \text{para } DT < t < T \end{cases}$$

A corrente eficaz no capacitor C_S é dada pela expressão:

$$I_{Csef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (i_{CS}(t))^2 \cdot dt}$$

$$I_{Csef} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} \left(-\left(I_{LM1} + \frac{\Delta I_{LM}}{DT} t\right) \right)^2 dt + \int_{DT}^T \left(I_{LE2} - \frac{\Delta I_{LE}}{(T - DT)}(t - DT) \right)^2 dt \right]}$$

$$I_{Csef} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} \left(I_{LM1}^2 + 2I_{LM1} \frac{\Delta I_{LM}}{DT} t + \left(\frac{\Delta I_{LM}}{DT} \right)^2 t^2 \right) dt + \int_{DT}^T \left(I_{LE2}^2 - 2I_{LE2} \frac{\Delta I_{LE}}{(T - DT)}(t - DT) + \left(\frac{\Delta I_{LE}}{(T - DT)} \right)^2 (t - DT)^2 \right) dt \right]}$$

$$I_{Csef} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} \left(I_{LM1}^2 + 2I_{LM1} \frac{\Delta I_{LM}}{DT} t + \frac{\Delta I_{LM}^2}{D^2 T^2} t^2 \right) dt + \int_{DT}^T \left(I_{LE2}^2 - 2I_{LE2} \frac{\Delta I_{LE}}{(1 - D)T} t + 2I_{LE2} \frac{\Delta I_{LE}}{(1 - D)T} DT + \frac{\Delta I_{LE}^2}{(1 - D^2)T^2} (t^2 - 2tDT + (DT)^2) \right) dt \right]}$$

$$I_{Csef} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} \left(I_{LM1}^2 + 2I_{LM1} \frac{\Delta I_{LM}}{DT} t + \frac{\Delta I_{LM}^2}{D^2 T^2} t^2 \right) dt + \int_{DT}^T \left(I_{LE2}^2 - 2I_{LE2} \frac{\Delta I_{LE}}{(1 - D)T} t + \dots \right. \right. \\ \left. \left. + 2I_{LE2} \frac{\Delta I_{LE}}{(1 - D)T} D + \frac{\Delta I_{LE}^2}{(1 - D^2)T^2} t^2 - 2 \frac{\Delta I_{LE}^2}{(1 - D^2)T^2} tDT + \frac{\Delta I_{LE}^2}{(1 - D^2)T^2} D^2 T^2 \right) dt \right]}$$

$$\begin{aligned}
I_{\text{CSef}} &= \sqrt{\frac{1}{T} \left[\left(I_{\text{LM1}}^2 t + 2I_{\text{LM1}} \frac{\Delta I_{\text{LM}}}{DT} \frac{t^2}{2} + \frac{\Delta I_{\text{LM}}^2}{D^2 T^2} \frac{t^3}{3} \right)_0^{DT} + \left(I_{\text{LE2}}^2 t - 2I_{\text{LE2}} \frac{\Delta I_{\text{LE}}}{(1-D)T} \frac{t^2}{2} \dots \right. \right. \\
&\quad \left. \left. \dots + 2I_{\text{LE2}} \frac{\Delta I_{\text{LE}}}{(1-D)} Dt + \frac{\Delta I_{\text{LE}}^2}{(1-D^2)T^2} \frac{t^3}{3} - 2 \frac{\Delta I_{\text{LE}}^2}{(1-D^2)T^2} D \mathcal{T} \frac{t^2}{2} + \frac{\Delta I_{\text{LE}}^2}{(1-D^2)} D^2 t \right)_{DT}^T \right]} \\
I_{\text{CSef}} &= \sqrt{\frac{1}{T} \left[I_{\text{LM1}}^2 DT + I_{\text{LM1}} \frac{\Delta I_{\text{LM}}}{DT} (DT)^2 + \frac{\Delta I_{\text{LM}}^2}{D^2 T^2} \frac{(DT)^3}{3} + I_{\text{LE2}}^2 T - I_{\text{LE2}} \frac{\Delta I_{\text{LE}}}{(1-D)T} (T)^2 + 2I_{\text{LE2}} \frac{\Delta I_{\text{LE}}}{(1-D)} DT + \right. \\
&\quad + \frac{\Delta I_{\text{LE}}^2}{(1-D^2)T^2} \frac{T^3}{3} - \frac{\Delta I_{\text{LE}}^2}{(1-D^2)T} DT^2 + \frac{\Delta I_{\text{LE}}^2}{(1-D^2)} D^2 T - I_{\text{LE2}}^2 DT + I_{\text{LE2}} \frac{\Delta I_{\text{LE}}}{(1-D)T} D^2 T^2 + \\
&\quad \left. - 2I_{\text{LE2}} \frac{\Delta I_{\text{LE}}}{(1-D)} DDT - \frac{\Delta I_{\text{LE}}^2}{(1-D^2)T^2} \frac{D^3 T^3}{3} + \frac{\Delta I_{\text{LE}}^2}{(1-D^2)T} DD^2 T^2 - \frac{\Delta I_{\text{LE}}^2}{(1-D^2)} D^2 DT \right]} \\
I_{\text{CSef}} &= \sqrt{\frac{1}{T} \left[I_{\text{LM1}}^2 D \mathcal{T} + I_{\text{LM1}} \Delta I_{\text{LM}} D \mathcal{T} + \Delta I_{\text{LM}}^2 \frac{D \mathcal{T}}{3} + I_{\text{LE2}}^2 \mathcal{T} - I_{\text{LE2}} \frac{\Delta I_{\text{LE}}}{(1-D)} \mathcal{T} + 2I_{\text{LE2}} \frac{\Delta I_{\text{LE}}}{(1-D)} D \mathcal{T} + \right. \\
&\quad + \frac{\Delta I_{\text{LE}}^2}{(1-D^2)} \frac{1}{3} - \frac{\Delta I_{\text{LE}}^2}{(1-D^2)} D \mathcal{T} + \frac{\Delta I_{\text{LE}}^2}{(1-D^2)} D^2 \mathcal{T} - I_{\text{LE2}}^2 D \mathcal{T} + I_{\text{LE2}} \frac{\Delta I_{\text{LE}}}{(1-D)} D^2 \mathcal{T} + \\
&\quad \left. - 2I_{\text{LE2}} \frac{\Delta I_{\text{LE}}}{(1-D)} D^2 \mathcal{T} - \frac{\Delta I_{\text{LE}}^2}{(1-D^2)} \frac{D^3 \mathcal{T}}{3} + \frac{\Delta I_{\text{LE}}^2}{(1-D^2)} D^3 \mathcal{T} - \frac{\Delta I_{\text{LE}}^2}{(1-D^2)} D^3 \mathcal{T} \right]} \\
I_{\text{CSef}} &= \sqrt{\left[I_{\text{LM1}}^2 D + I_{\text{LM1}} \Delta I_{\text{LM}} D + \frac{\Delta I_{\text{LM}}^2}{3} D + \right. \\
&\quad I_{\text{LE2}}^2 - I_{\text{LE2}} \frac{\Delta I_{\text{LE}}}{(1-D)} + 2I_{\text{LE2}} \frac{\Delta I_{\text{LE}}}{(1-D)} D + \frac{\Delta I_{\text{LE}}^2}{(1-D^2)} \frac{1}{3} - \frac{\Delta I_{\text{LE}}^2}{(1-D^2)} D + \frac{\Delta I_{\text{LE}}^2}{(1-D^2)} D^2 \\
&\quad \left. - I_{\text{LE2}}^2 D + I_{\text{LE2}} \frac{\Delta I_{\text{LE}}}{(1-D)} D^2 - 2I_{\text{LE2}} \frac{\Delta I_{\text{LE}}}{(1-D)} D^2 - \frac{\Delta I_{\text{LE}}^2}{(1-D^2)} \frac{D^3}{3} \right]} \\
I_{\text{CSef}} &= \sqrt{\left[I_{\text{LM1}}^2 D + I_{\text{LM1}} \Delta I_{\text{LM}} D + \frac{\Delta I_{\text{LM}}^2}{3} D + \right. \\
&\quad I_{\text{LE2}}^2 (1-D) - I_{\text{LE2}} \frac{\Delta I_{\text{LE}}}{(1-D)} (1-2D-D^2+2D^2) + \frac{\Delta I_{\text{LE}}^2}{(1-D^2)} \left(\frac{1}{3} - D + D^2 - \frac{D^3}{3} \right) \right]} \\
I_{\text{CSef}} &= \sqrt{\left[I_{\text{LM1}}^2 D + I_{\text{LM1}} \Delta I_{\text{LM}} D + \frac{\Delta I_{\text{LM}}^2}{3} D + \right. \\
&\quad I_{\text{LE2}}^2 (1-D) - I_{\text{LE2}} \frac{\Delta I_{\text{LE}}}{(1-D)} (1-2D+D^2) + \frac{\Delta I_{\text{LE}}^2}{(1-D^2)} \frac{1}{3} (1-3D+3D^2-D^3) \right]} \\
I_{\text{CSef}} &= \sqrt{\left[I_{\text{LM1}}^2 D + I_{\text{LM1}} \Delta I_{\text{LM}} D + \frac{\Delta I_{\text{LM}}^2}{3} D + \right. \\
&\quad I_{\text{LE2}}^2 (1-D) - I_{\text{LE2}} \frac{\Delta I_{\text{LE}}}{(1-D)} (1-D)^2 + \frac{\Delta I_{\text{LE}}^2}{(1-D)^2} \frac{1}{3} (1-D)^3 \right]} \\
I_{\text{CSef}} &= \sqrt{\left[I_{\text{LM1}}^2 D + I_{\text{LM1}} \Delta I_{\text{LM}} D + \frac{\Delta I_{\text{LM}}^2}{3} D + \right. \\
&\quad I_{\text{LE2}}^2 (1-D) - I_{\text{LE2}} \Delta I_{\text{LE}} (1-D) + \frac{\Delta I_{\text{LE}}^2}{3} (1-D) \right]}
\end{aligned}$$

Sendo:

$$I_{\text{LM1}} = I_{\text{LMmed}} - \frac{\Delta I_{\text{LM}}}{2} \quad e \quad I_{\text{LE2}} = I_{\text{LEmed}} + \frac{\Delta I_{\text{LE}}}{2}$$

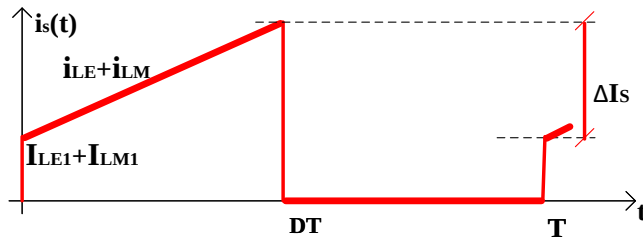
$$\begin{aligned}
I_{\text{CSef}} &= \sqrt{\left[\left(I_{\text{LMmed}} - \frac{\Delta I_{\text{LM}}}{2} \right)^2 D + \left(I_{\text{LMmed}} - \frac{\Delta I_{\text{LM}}}{2} \right) \Delta I_{\text{LM}} D + \frac{\Delta I_{\text{LM}}^2}{3} D + \right. \\
&\quad \left. \left(I_{\text{LEmed}} + \frac{\Delta I_{\text{LE}}}{2} \right)^2 (1-D) - \left(I_{\text{LEmed}} + \frac{\Delta I_{\text{LE}}}{2} \right) \Delta I_{\text{LE}} (1-D) + \frac{\Delta I_{\text{LE}}^2}{3} (1-D) \right]} \\
I_{\text{CSef}} &= \sqrt{\left[I_{\text{LMmed}}^2 D - 2 I_{\text{LMmed}} \frac{\Delta I_{\text{LM}}}{2} D + \left(\frac{\Delta I_{\text{LM}}}{2} \right)^2 D + I_{\text{LMmed}} \Delta I_{\text{LM}} D - \frac{\Delta I_{\text{LM}}^2}{2} D + \frac{\Delta I_{\text{LM}}^2}{3} D + \right. \\
&\quad \left. I_{\text{LEmed}}^2 (1-D) + 2 I_{\text{LEmed}} \frac{\Delta I_{\text{LE}}}{2} (1-D) + \left(\frac{\Delta I_{\text{LE}}}{2} \right)^2 (1-D) - I_{\text{LEmed}} \Delta I_{\text{LE}} (1-D) \right. \\
&\quad \left. + \frac{\Delta I_{\text{LE}}^2}{2} (1-D) + \frac{\Delta I_{\text{LE}}^2}{3} (1-D) \right]} \\
I_{\text{CSef}} &= \sqrt{\left[I_{\text{LMmed}}^2 D - I_{\text{LMmed}} \Delta I_{\text{LM}} D + \frac{\Delta I_{\text{LM}}^2}{4} D + I_{\text{LMmed}} \Delta I_{\text{LM}} D - \frac{\Delta I_{\text{LM}}^2}{2} D + \frac{\Delta I_{\text{LM}}^2}{3} D + \right. \\
&\quad \left. I_{\text{LEmed}}^2 (1-D) + I_{\text{LEmed}} \Delta I_{\text{LE}} (1-D) + \frac{\Delta I_{\text{LE}}^2}{4} (1-D) - I_{\text{LEmed}} \Delta I_{\text{LE}} (1-D) \right. \\
&\quad \left. + \frac{\Delta I_{\text{LE}}^2}{2} (1-D) + \frac{\Delta I_{\text{LE}}^2}{3} (1-D) \right]} \\
I_{\text{CSef}} &= \sqrt{\left[I_{\text{LMmed}}^2 D + \frac{\Delta I_{\text{LM}}^2}{4} D - \frac{\Delta I_{\text{LM}}^2}{2} D + \frac{\Delta I_{\text{LM}}^2}{3} D + \right. \\
&\quad \left. I_{\text{LEmed}}^2 (1-D) + \frac{\Delta I_{\text{LE}}^2}{4} (1-D) + \frac{\Delta I_{\text{LE}}^2}{2} (1-D) + \frac{\Delta I_{\text{LE}}^2}{3} (1-D) \right]} \\
I_{\text{CSef}} &= \sqrt{\left[D \left(I_{\text{LMmed}}^2 + \frac{\Delta I_{\text{LM}}^2}{4} - \frac{\Delta I_{\text{LM}}^2}{2} + \frac{\Delta I_{\text{LM}}^2}{3} \right) + (1-D) \left(I_{\text{LEmed}}^2 + \frac{\Delta I_{\text{LE}}^2}{4} + \frac{\Delta I_{\text{LE}}^2}{2} + \frac{(\Delta I_{\text{LE}}^2)}{3} \right) \right]} \\
I_{\text{CSef}} &= \sqrt{\left[D \left(I_{\text{LMmed}}^2 + \Delta I_{\text{LM}}^2 \left(\frac{1}{4} - \frac{1}{2} + \frac{1}{3} \right) \right) + (1-D) \left(I_{\text{LEmed}}^2 + \Delta I_{\text{LE}}^2 \left(\frac{1}{4} - \frac{1}{2} + \frac{1}{3} \right) \right) \right]} \\
I_{\text{CSef}} &= \sqrt{\left[D \left(I_{\text{LMmed}}^2 + \Delta I_{\text{LM}}^2 \left(\frac{1}{12} \right) \right) + (1-D) \left(I_{\text{LEmed}}^2 + \Delta I_{\text{LE}}^2 \left(\frac{1}{12} \right) \right) \right]}
\end{aligned}$$

Assim, o valor eficaz da no capacitor C_s e no primário do transformador L_M (somente no conversor SEPIC isolado) é dada por:

$$I_{\text{CSef}} = \sqrt{D \left(I_{\text{LMmed}}^2 + \frac{\Delta I_{\text{LM}}^2}{12} \right) + (1-D) \left(I_{\text{LEmed}}^2 + \frac{\Delta I_{\text{LE}}^2}{12} \right)}$$

Corrente eficaz no transistor (ou IGBT) S:

Durante a 1ª etapa de operação, a corrente no transistor S é a soma das correntes nos indutores L_E e L_M . Na segunda etapa ele se encontra bloqueado. A forma de onda é mostrada abaixo:



A corrente transistor S é dada pelas expressões:

$$i_{S(t)} = \begin{cases} i_{LE}(t) + i_{LM}(t) & \text{para } 0 < t < DT \\ 0 & \text{para } DT < t < T \end{cases}$$

Reescrevendo em função dos valores iniciais e da variação no tempo:

$$i_{S(t)} = (I_{LE1} + I_{LM1}) + \frac{\Delta I_S}{DT} t$$

Onde ΔI_S é a ondulação da corrente no transistor, é a soma das ondulações de correntes nos indutores L_E e L_M :

$$\Delta I_S = \Delta I_{LE} + \Delta I_{LM}$$

A corrente eficaz no transistor é dada pela expressão:

$$I_{Sef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (i_{S(t)})^2 dt}$$

Desenvolvendo a expressão obtém-se:

$$\begin{aligned} I_{Sef} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} (i_{LE}(t) + i_{LM}(t))^2 dt} \\ I_{Sef} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} \left((I_{LE1} + I_{LM1}) + \frac{\Delta I_S}{DT} t \right)^2 dt} \\ I_{Sef} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} \left((I_{LE1} + I_{LM1})^2 + 2 \cdot (I_{LE1} + I_{LM1}) \cdot \frac{\Delta I_S}{DT} t + \left(\frac{\Delta I_S}{DT} \right)^2 t^2 \right) dt} \\ I_{Sef} &= \sqrt{\frac{1}{T} \left[\left((I_{LE1} + I_{LM1})^2 \cdot t + (I_{LE1} + I_{LM1}) \cdot \frac{\Delta I_S}{DT} t^2 + \frac{\Delta I_S^2}{(DT)^2} \frac{t^3}{3} \right) \right]_0^{DT}} \end{aligned}$$

$$I_{\text{Sef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\left((I_{\text{LE1}} + I_{\text{LM1}})^2 \cdot DT + (I_{\text{LE1}} + I_{\text{LM1}}) \cdot \frac{\Delta I_S}{DT} (DT)^2 + \frac{\Delta I_S^2}{(DT)^2} \frac{(DT)^3}{3} \right) \right]}$$

$$I_{\text{Sef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\left((I_{\text{LE1}} + I_{\text{LM1}})^2 \cdot DT + (I_{\text{LE1}} + I_{\text{LM1}}) \cdot \Delta I_S \cdot DT + \frac{\Delta I_S^2}{3} DT \right) \right]}$$

$$I_{\text{Sef}} = \sqrt{\frac{DT}{T} \left[\left((I_{\text{LE1}} + I_{\text{LM1}})^2 + (I_{\text{LE1}} + I_{\text{LM1}}) \cdot \Delta I_S + \frac{\Delta I_S^2}{3} \right) \right]}$$

$$I_{\text{Sef}} = \sqrt{D \left[\left((I_{\text{LE1}} + I_{\text{LM1}})^2 + (I_{\text{LE1}} + I_{\text{LM1}}) \cdot \Delta I_S + \frac{\Delta I_S^2}{3} \right) \right]}$$

Sendo:

$$I_{\text{LE1}} + I_{\text{LM1}} = (I_{\text{LEmed}} + I_{\text{LMmed}}) - \frac{\Delta I_S}{2}$$

$$I_{\text{Sef}} = \sqrt{D \left[\left(\left((I_{\text{LEmed}} + I_{\text{LMmed}}) - \frac{\Delta I_S}{2} \right)^2 + \left((I_{\text{LEmed}} + I_{\text{LMmed}}) - \frac{\Delta I_S}{2} \right) \cdot \Delta I_S + \frac{\Delta I_S^2}{3} \right) \right]}$$

$$I_{\text{Sef}} = \sqrt{D \left[\left((I_{\text{LEmed}} + I_{\text{LMmed}})^2 - (I_{\text{LEmed}} + I_{\text{LMmed}}) \cdot \Delta I_S + \frac{\Delta I_S^2}{4} + (I_{\text{LEmed}} + I_{\text{LMmed}}) \cdot \Delta I_S - \frac{\Delta I_S^2}{2} + \frac{\Delta I_S^2}{3} \right) \right]}$$

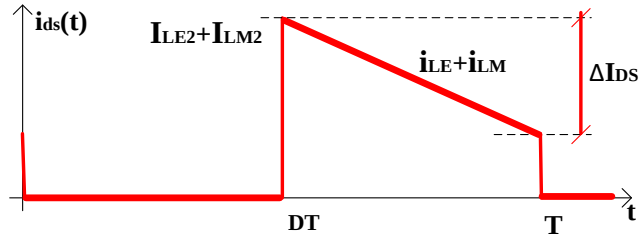
$$I_{\text{Sef}} = \sqrt{D \left[\left((I_{\text{LEmed}} + I_{\text{LMmed}})^2 + \Delta I_S^2 \left(\frac{1}{4} - \frac{1}{2} + \frac{1}{3} \right) \right) \right]} = \sqrt{D \left[\left((I_{\text{LEmed}} + I_{\text{LMmed}})^2 + \Delta I_S^2 \left(\frac{1}{12} \right) \right) \right]}$$

Assim, o valor eficaz da corrente no transistor é dado por:

$$I_{\text{Sef}} = \sqrt{D \cdot \left((I_{\text{LEmed}} + I_{\text{LMmed}})^2 + \frac{\Delta I_S^2}{12} \right)}$$

Corrente no diodo D_S :

Durante a 1ª etapa de operação o diodo D_S se encontra bloqueado. Na segunda etapa a corrente é a soma das correntes nos indutores L_E e L_M ele. A forma de onda é mostrada abaixo:



A corrente no diodo D_S é dada pelas expressões:

$$i_{DS}(t) = \begin{cases} 0 & \text{para } 0 < t < DT \\ i_{LE}(t) + i_{LM}(t) & \text{para } DT < t < T \end{cases}$$

Reescrevendo em função dos valores iniciais e da variação no tempo:

$$i_{DS}(t) = (I_{LE2} + I_{LM2}) - \frac{\Delta I_{DS}}{(T - DT)}(t - DT)$$

Sendo ΔI_{DS} a ondulação da corrente no diodo D_S , é a soma das ondulações de correntes nos indutores L_E e L_M :

$$\Delta I_{DS} = \Delta I_{LE} + \Delta I_{LM}$$

A corrente eficaz no diodo D_S é dada pela expressão:

$$I_{DSef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (i_{DS}(t))^2 dt}$$

Desenvolvendo a expressão obtém-se:

$$\begin{aligned} I_{DSef} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_{DT}^T \left((I_{LE2} + I_{LM2}) - \frac{\Delta I_{DS}}{(T - DT)}(t - DT) \right)^2 dt} \\ I_{DSef} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_{DT}^T \left((I_{LE2} + I_{LM2})^2 - 2 \cdot (I_{LE2} + I_{LM2}) \cdot \frac{\Delta I_{DS}}{(1-D)T} (t - DT) + \left(\frac{\Delta I_{DS}}{(1-D)T} \right)^2 (t - DT)^2 \right) dt} \\ I_{DSef} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_{DT}^T \left((I_{LE2} + I_{LM2})^2 - 2 \cdot (I_{LE2} + I_{LM2}) \cdot \frac{\Delta I_{DS}}{(1-D)T} t + 2 \cdot (I_{LE2} + I_{LM2}) \cdot \frac{\Delta I_{DS}}{(1-D)T} DT + \left(\frac{\Delta I_{DS}}{(1-D)T} \right)^2 t^2 - 2 \left(\frac{\Delta I_{DS}}{(1-D)T} \right)^2 DT t + \left(\frac{\Delta I_{DS}}{(1-D)T} \right)^2 (DT)^2 \right) dt} \\ I_{DSef} &= \sqrt{\frac{1}{T} \left[(I_{LE2} + I_{LM2})^2 t - (I_{LE2} + I_{LM2}) \cdot \frac{\Delta I_{DS}}{(1-D)T} t^2 + 2 \cdot (I_{LE2} + I_{LM2}) \cdot \frac{\Delta I_{DS}}{(1-D)T} DT t + \frac{\Delta I_{DS}^2}{(1-D)^2 T^2} \frac{t^3}{3} - 2 \frac{\Delta I_{DS}^2}{(1-D)^2 T^2} DT t + \frac{\Delta I_{DS}^2}{(1-D)^2 T^2} D^2 T^2 t \right]_{DT}^T} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
I_{\text{DSef}} &= \sqrt{\frac{1}{T} \left[(I_{\text{LE2}} + I_{\text{LM2}})^2 T - (I_{\text{LE2}} + I_{\text{LM2}}) \cdot \frac{\Delta I_{\text{DS}}}{(1-D)T} T^2 + 2 \cdot (I_{\text{LE2}} + I_{\text{LM2}}) \cdot \frac{\Delta I_{\text{DS}}}{(1-D)} DT + \frac{\Delta I_{\text{DS}}^2}{(1-D)^2 T^2} \frac{T^3}{3} \right.} \\
&\quad \left. - \frac{\Delta I_{\text{DS}}^2}{(1-D)^2 T} DT^2 + \frac{\Delta I_{\text{DS}}^2}{(1-D)^2} D^2 T - (I_{\text{LE2}} + I_{\text{LM2}})^2 DT + (I_{\text{LE2}} + I_{\text{LM2}}) \cdot \frac{\Delta I_{\text{DS}}}{(1-D)T} D^2 T^2 + \right. \\
&\quad \left. - 2 \cdot (I_{\text{LE2}} + I_{\text{LM2}}) \cdot \frac{\Delta I_{\text{DS}}}{(1-D)} DDT - \frac{\Delta I_{\text{DS}}^2}{(1-D)^2 T^2} \frac{D^3 T^3}{3} + \frac{\Delta I_{\text{DS}}^2}{(1-D)^2 T} DD^2 T^2 - \frac{\Delta I_{\text{DS}}^2}{(1-D)^2} D^2 DT \right] \\
I_{\text{DSef}} &= \sqrt{\frac{1}{T} \left[(I_{\text{LE2}} + I_{\text{LM2}})^2 T - (I_{\text{LE2}} + I_{\text{LM2}}) \cdot \frac{\Delta I_{\text{DS}}}{(1-D)} T + 2 \cdot (I_{\text{LE2}} + I_{\text{LM2}}) \cdot \frac{\Delta I_{\text{DS}}}{(1-D)} DT + \frac{\Delta I_{\text{DS}}^2}{(1-D)^2} \frac{T}{3} \right.} \\
&\quad \left. - \frac{\Delta I_{\text{DS}}^2}{(1-D)^2} DT + \frac{\Delta I_{\text{DS}}^2}{(1-D)^2} D^2 T - (I_{\text{LE2}} + I_{\text{LM2}})^2 DT + (I_{\text{LE2}} + I_{\text{LM2}}) \cdot \frac{\Delta I_{\text{DS}}}{(1-D)} D^2 T + \right. \\
&\quad \left. - 2 \cdot (I_{\text{LE2}} + I_{\text{LM2}}) \cdot \frac{\Delta I_{\text{DS}}}{(1-D)} D^2 T - \frac{\Delta I_{\text{DS}}^2}{(1-D)^2} \frac{D^3 T}{3} + \frac{\Delta I_{\text{DS}}^2}{(1-D)^2} D^3 T - \frac{\Delta I_{\text{DS}}^2}{(1-D)^2} D^3 T \right] \\
I_{\text{DSef}} &= \sqrt{\left[(I_{\text{LE2}} + I_{\text{LM2}})^2 - (I_{\text{LE2}} + I_{\text{LM2}}) \cdot \frac{\Delta I_{\text{DS}}}{(1-D)} + 2 \cdot (I_{\text{LE2}} + I_{\text{LM2}}) \cdot \frac{\Delta I_{\text{DS}}}{(1-D)} D + \right.} \\
&\quad \left. + \frac{\Delta I_{\text{DS}}^2}{(1-D)^2} \frac{1}{3} - \frac{\Delta I_{\text{DS}}^2}{(1-D)^2} D + \frac{\Delta I_{\text{DS}}^2}{(1-D)^2} D^2 - (I_{\text{LE2}} + I_{\text{LM2}})^2 D + \right. \\
&\quad \left. + (I_{\text{LE2}} + I_{\text{LM2}}) \cdot \frac{\Delta I_{\text{DS}}}{(1-D)} D^2 - 2 \cdot (I_{\text{LE2}} + I_{\text{LM2}}) \cdot \frac{\Delta I_{\text{DS}}}{(1-D)} D^2 - \frac{\Delta I_{\text{DS}}^2}{(1-D)^2} \frac{D^3}{3} \right] \\
I_{\text{DSef}} &= \sqrt{\left[(I_{\text{LE2}} + I_{\text{LM2}})^2 - (I_{\text{LE2}} + I_{\text{LM2}}) \cdot \frac{\Delta I_{\text{DS}}}{(1-D)} + 2 \cdot (I_{\text{LE2}} + I_{\text{LM2}}) \cdot \frac{\Delta I_{\text{DS}}}{(1-D)} D + \frac{\Delta I_{\text{DS}}^2}{(1-D)^2} \frac{1}{3} - \frac{\Delta I_{\text{DS}}^2}{(1-D)^2} D \right.} \\
&\quad \left. + \frac{\Delta I_{\text{DS}}^2}{(1-D)^2} D^2 - (I_{\text{LE2}} + I_{\text{LM2}})^2 D - (I_{\text{LE2}} + I_{\text{LM2}}) \cdot \frac{\Delta I_{\text{DS}}}{(1-D)} D^2 - \frac{\Delta I_{\text{DS}}^2}{(1-D)^2} \frac{D^3}{3} \right] \\
I_{\text{DSef}} &= \sqrt{\left[(I_{\text{LE2}} + I_{\text{LM2}})^2 (1-D) - (I_{\text{LE2}} + I_{\text{LM2}}) \cdot \frac{\Delta I_{\text{DS}}}{(1-D)} (1-2D+D^2) + \frac{\Delta I_{\text{DS}}^2}{(1-D)^2} \left(\frac{1}{3} - D + D^2 - \frac{D^3}{3} \right) \right] \\
I_{\text{DSef}} &= \sqrt{\left[(I_{\text{LE2}} + I_{\text{LM2}})^2 (1-D) - (I_{\text{LE2}} + I_{\text{LM2}}) \cdot \frac{\Delta I_{\text{DS}}}{(1-D)} (1-D)^2 + \frac{\Delta I_{\text{DS}}^2}{(1-D)^2} \frac{1}{3} (1-3D+3D^2-D^3) \right] \\
I_{\text{DSef}} &= \sqrt{\left[(I_{\text{LE2}} + I_{\text{LM2}})^2 (1-D) - (I_{\text{LE2}} + I_{\text{LM2}}) \cdot \frac{\Delta I_{\text{DS}}}{(1-D)} (1-D)^2 + \frac{\Delta I_{\text{DS}}^2}{(1-D)^2} \frac{1}{3} (1-3D+3D^2-D^3) \right] \\
I_{\text{DSef}} &= \sqrt{\left[(I_{\text{LE2}} + I_{\text{LM2}})^2 (1-D) - (I_{\text{LE2}} + I_{\text{LM2}}) \cdot \Delta I_{\text{DS}} (1-D) + \frac{\Delta I_{\text{DS}}^2}{(1-D)^2} \frac{1}{3} (1-D)^3 \right] \\
I_{\text{DSef}} &= \sqrt{(1-D) \left[(I_{\text{LE2}} + I_{\text{LM2}})^2 - (I_{\text{LE2}} + I_{\text{LM2}}) \cdot \Delta I_{\text{DS}} + \frac{\Delta I_{\text{DS}}^2}{3} \right]}
\end{aligned}$$

Sendo:

$$I_{\text{LE2}} + I_{\text{LM2}} = (I_{\text{LEmed}} + I_{\text{LMmed}}) + \frac{\Delta I_{\text{DS}}}{2}$$

$$I_{\text{DSef}} = \sqrt{(1-D) \left[((I_{\text{LEmed}} + I_{\text{LMmed}}) + \frac{\Delta I_{\text{DS}}}{2})^2 - ((I_{\text{LEmed}} + I_{\text{LMmed}}) + \frac{\Delta I_{\text{DS}}}{2}) \cdot \Delta I_{\text{DS}} + \frac{\Delta I_{\text{DS}}^2}{3} \right]}$$

$$I_{DSef} = \sqrt{(1-D) \left[(I_{LEmed} + I_{LMmed})^2 + 2(I_{LEmed} + I_{LMmed}) \frac{\Delta I_{DS}}{2} + \frac{\Delta I_{DS}^2}{4} - (I_{LEmed} + I_{LMmed}) \Delta I_{DS} + \frac{\Delta I_{DS}^2}{2} + \frac{\Delta I_{DS}^2}{3} \right]}$$

$$I_{DSef} = \sqrt{(1-D) \left[(I_{LEmed} + I_{LMmed})^2 + \frac{\Delta I_{DS}^2}{4} - \frac{\Delta I_{DS}^2}{2} + \frac{\Delta I_{DS}^2}{3} \right]}$$

$$I_{DSef} = \sqrt{(1-D) \left[(I_{LEmed} + I_{LMmed})^2 + \Delta I_{DS}^2 \left(\frac{1}{4} - \frac{1}{2} + \frac{1}{3} \right) \right]} = \sqrt{(1-D) \left[(I_{LEmed} + I_{LMmed})^2 + \Delta I_{DS}^2 \left(\frac{1}{12} \right) \right]}$$

Assim, o valor eficaz da corrente no diodo D_S é dada pela expressão:

$$I_{DSef} = \sqrt{D \cdot \left((I_{LEmed} + I_{LMmed})^2 + \frac{(\Delta I_{DS})^2}{12} \right)}$$