



UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA
CENTRO DE ENERGIAS ALTERNATIVAS E RENOVÁVEIS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA



HANDERSON ALVES MARQUES

**ESTUDO DE RETIFICADORES HÍBRIDOS COM SAÍDAS CONECTADAS EM
SÉRIE**

JOÃO PESSOA
2018

HANDERSON ALVES MARQUES

**ESTUDO DE RETIFICADORES HÍBRIDOS COM SAÍDAS CONECTADAS EM
SÉRIE**

**Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado à coordenação do curso de
graduação em engenharia elétrica da
Universidade Federal da Paraíba
Orientador: Prof. Dr. Romero Leandro
Andersen**

JOÃO PESSOA

2018

Catálogo na publicação
Seção de Catalogação e Classificação

M357e Marques, Handerson Alves.

Estudo de Retificadores Híbridos com Saídas Conectadas em Série / Handerson Alves Marques. - João Pessoa, 2018.

92 f. : il.

Orientação: Romero Leandro Andersen.
Monografia (Graduação) - UFPB/CEAR.

1. Retificadores Híbridos. 2. Fator de Potência. 3. Taxa de Distorção Harmônica. I. Andersen, Romero Leandro. II. Título.

UFPB/BC

HANDERSON ALVES MARQUES

**ESTUDO DE RETIFICADORES HÍBRIDOS COM SAÍDAS CONECTADAS EM
SÉRIE**

**Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à Coordenação do Curso de
Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba como um dos
requisitos necessários para a obtenção do título de Engenheiro Eletricista.**

Data de Aprovação: ____/____/____

Nota: _____

Aprovado por:

Prof. Dr. Romero Leandro Andersen (Orientador)
Universidade Federal da Paraíba

Prof. Dr. Rogério Gaspar de Almeida
Universidade Federal da Paraíba

Prof. Dr. Kleber Carneiro de Oliveira
Universidade Federal da Paraíba

JOÃO PESSOA

2018

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço a Deus por todas as conquistas alcançadas.

Aos meus pais, Adão e Terezinha, por todo amor e carinho dado, e por proporcionarem todas as condições para que eu pudesse realizar meus sonhos.

A meu irmão, Hallison, por todo apoio.

A minha noiva, Karen, pelo amor, companheirismo, e pela disponibilidade de ajudar no que fosse preciso para realização desse trabalho, e por sempre acreditar em mim.

Ao professor Romero, por toda paciência e ensinamentos passados ao longo da realização desse trabalho.

A minha amiga, Cecília, pela amizade, por todos os momentos passados juntos, pela ajuda na realização desse trabalho, por nunca desistir de mim e sempre acreditar que iria dar certo.

Por fim, agradeço todos os amigos que também fizeram parte dessa conquista.

RESUMO

Neste trabalho é apresentada a análise, dimensionamento e simulação de duas propostas de retificadores híbridos com saídas conectadas em série, para sistemas monofásicos e trifásicos, afim de se obter um elevado fator de potência, redução da taxa de distorção harmônica da corrente drenada da rede para que atenda normas internacionais, e ainda possua regulação de tensão da carga. A princípio foram expostos os problemas encontrados em sistemas que apresentam baixo fator de potência e alto conteúdo harmônico, causado pelo uso de cargas não lineares. Também foram citadas algumas das topologias mais utilizadas de retificadores e as principais técnicas utilizadas de correção. Na sequência, são feitas as análises dos conversores bidirecionais escolhidos atuando como retificador PWM e da estratégia de controle utilizada para alcançar os objetivos propostos. Após realizada as análises, o próximo passo foi o dimensionamento dos parâmetros de projeto. Por fim, simulações foram feitas para validação do projeto.

Palavras-Chaves: Retificador híbrido; Fator de potência; Taxa de distorção harmônica; Conversor Bidirecional.

ABSTRACT

In this work the author presents the analysis, design and simulation of two hybrid rectifiers with outputs connected in series for single-phase and three-phase systems, in order to obtain a high power factor reduction of the harmonic distortion rate of the drained current of the grid to meet international standards, and regulate the voltage of the load. At first, the problems found in systems with low power factor and high harmonic content, caused by the use of non-linear loads were presented. Some of the most used rectifier topologies and their main correction techniques were mentioned. After that, the bidirectional converters chosen were analysed acting as a PWM rectifier. The control strategy used to achieve the proposed goals was also analysed. The next step was the sizing of the parameters of the project. Finally, the project was validated through simulation.

Key-Words: Hybrid rectifier; Power factor; Total harmonic distortion; Bidirectional converter.

LISTA DE SIGLAS

A	Ampère
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
Hz	Hertz
IEC	International Electrotechnical Commission
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
LC	Indutor-Capacitor
PCC	Ponto de Conexão Comum
PRODIST	Procedimentos de distribuição de energia elétrica no sistema elétrico nacional
PWM	Pulse Width Modulation
THD	Total Harmonic Distortion
V	Volt

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Retificador monofásico em ponte completa com filtro capacitivo.....	17
Figura 2: Tensão e corrente de entrada do retificador monofásico com filtro capacitivo.....	18
Figura 3: Retificador monofásico em ponte completa com filtro LC do lado CC	19
Figura 4: Tensão e corrente de entrada do retificador monofásico com filtro LC do lado CC.....	19
Figura 5: Retificador trifásico com filtro capacitivo	20
Figura 6: Tensão e corrente de entrada do retificador trifásico com filtro capacitivo ...	20
Figura 7: Retificador trifásico com filtro indutivo no lado CA.....	21
Figura 8: Tensão e corrente de entrada do retificador trifásico com filtro indutivo no lado CA.....	21
Figura 9: Retificador trifásico com filtro indutivo no lado CC.....	22
Figura 10: Tensão e corrente de entrada do retificador trifásico com filtro indutivo no lado CC	22
Figura 11: Retificador trifásico com conversor boost acoplado.....	23
Figura 12: Retificador trifásico de 12 pulsos em série com transformador defasador	24
Figura 13: Tensão e corrente de entrada do retificador trifásico de 12 pulsos.....	25
Figura 14: Retificador híbrido genérico.....	26
Figura 15: Proposta monofásica do retificador híbrido.....	29
Figura 16: Corrente de entrada do retificador de onda completa com filtro LC do lado CC	29
Figura 17: Corrente drenada da rede desejada.....	30
Figura 18: Sobreposição da corrente desejada e corrente do retificador passivo.....	30
Figura 19: Corrente de entrada desejada do conversor monofásico.....	31

Figura 20: Proposta trifásica do retificador híbrido	32
Figura 21: Corrente de entrada do retificador em ponte de Graetz com filtro LC do lado CC.....	33
Figura 22: Corrente drenada da rede desejada.....	33
Figura 23: Sobreposição da corrente desejada e corrente do retificador passivo.....	34
Figura 24: Corrente de entrada desejada do conversor trifásico	34
Figura 25: Conversor bidirecional monofásico em ponte completa.....	36
Figura 26: Etapas de operação do conversor bidirecional monofásico.....	37
Figura 27: Tensão de entrada do conversor bidirecional monofásico.....	38
Figura 28: Ondulação de corrente do indutor parametrizada.....	40
Figura 29: Circuito do conversor bidirecional monofásico.....	41
Figura 30: Circuito simplificado para obtenção da capacitância de saída.....	41
Figura 31: Conversor bidirecional trifásico em ponte completa.....	44
Figura 32: Estrutura do retificador híbrido monofásico.....	45
Figura 33: Diagrama de blocos da malha de corrente.....	46
Figura 34: Modelo elétrico simplificado.....	47
Figura 35: Compensador de corrente.....	49
Figura 36: Funcionamento PWM.....	50
Figura 37: Diagrama de bode do compensador de corrente.....	53
Figura 38: Diagrama de blocos da malha de tensão	54
Figura 39: Circuito equivalente para determinação do modelo.....	55
Figura 40: Diagrama de bode da planta.....	56
Figura 41: Compensador de tensão.....	57
Figura 42: Diagrama de bode do compensador de tensão.....	61
Figura 43: Estrutura do retificador híbrido trifásico.....	61

Figura 44: Circuito completo da proposta monofásica.....	69
Figura 45: Forma de onda da corrente drenada pelo retificador de onda completa....	70
Figura 46: Sobreposição das formas de onda da corrente drenada pelo retificador e da tensão da rede.....	71
Figura 47: Forma de onda da corrente de entrada do conversor bidirecional monofásico	71
Figura 48: Forma de onda da corrente drenada da rede.....	73
Figura 49: Formas de onda da tensão e corrente da rede.....	73
Figura 50: Formas de onda das tensões de saída.....	75
Figura 51: Circuito completo da proposta trifásica.....	76
Figura 52: Simulação da corrente drenada pelo retificador em ponte de Graetz.....	77
Figura 53: Forma de onda da corrente drenada pelo retificador e a tensão da rede.....	78
Figura 54: Simulação da corrente de entrada do conversor bidirecional trifásico.....	79
Figura 55: Simulação da corrente da fase A drenada da rede.....	79
Figura 56: Simulação da tensão e corrente da rede.....	80
Figura 57: Simulação das tensões de saída.....	82

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Limites das Harmônicas de corrente de acordo com a norma IEC 61000-3-2.....	14
Tabela 2: Limites de Amplitudes das Harmônicas de corrente de acordo com a norma IEC 61000-3-4	14
Tabela 3: Amplitudes máximas das harmônicas de corrente estabelecidas pela norma IEEE-519 para sistemas operando com tensões entre 120V e 69kV	15
Tabela 4: Tabela 4: Amplitudes máximas das harmônicas de corrente estabelecidas pela norma IEEE-519 para sistemas operando com tensões entre 69kV e 161kV.....	15
Tabela 5: Tabela 5: Amplitudes máximas das harmônicas de tensão estabelecidas pela norma IEEE-519	16
Tabela 6: Limites das distorções harmônicas totais (em %)	16
Tabela 7: Comparativo das topologias de retificadores híbridos.....	27
Tabela 8: Especificações de projeto do conversor	63
Tabela 9: Parâmetros de projeto do conversor	64
Tabela 10: Especificações de projeto dos compensadores	64
Tabela 11: Parâmetros de projeto dos compensadores	65
Tabela 12: Parâmetros de projeto do filtro LC, do transformador e da resistência de carga	65
Tabela 13: Especificações de projeto do conversor	66
Tabela 14: Parâmetros de projeto do conversor trifásico	66
Tabela 15: Especificações de projeto dos compensadores	67
Tabela 16: Parâmetros de projeto dos compensadores	67
Tabela 17: Parâmetros de projeto do filtro LC, do transformador e da resistência de carga	68
Tabela 18: THD e fator de potência do sistema simulado	74
Tabela 19: Balanço de potência do sistema simulado	74

Tabela 20: THD e fator de potência do sistema simulado	80
Tabela 21: Balanço de potência de sistema simulado	81

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	12
1.1. Normas e recomendações	13
1.2. Retificadores	17
1.2.1. Retificador monofásico em ponte completa com filtro capacitivo	17
1.2.2. Retificador monofásico em ponte completa com filtro Lc do lado cc	18
1.2.3. Retificador trifásico em ponte de graetz com filtro capacitivo	20
1.2.4. Retificador trifásico em ponte de graetz com filtro indutivo no lado ca	21
1.2.5. Retificador trifásico em ponte de graetz com filtro indutivo no lado cc	22
1.2.6. Retificador trifásico em ponte de graetz com conversor boost acoplado.....	23
1.2.7. Retificador trifásico de 12 pulsos com associação em série	24
1.3. Retificadores híbridos	26
1.4. Objetivos	28
1.4.1. Proposta monofásica.....	28
1.4.2. Proposta trifásica	31
1.4.3. Motivação.....	35
2. RETIFICADORES PWM EM PONTE.....	36
2.1. Conversor bidirecional em ponte completa monofásico.....	36
2.1.1. Etapas de operação.....	37
2.1.2. Característica estática	37
2.1.3. Indutor boost	38
2.1.4. Capacitor de saída.....	40
2.2. Conversor bidirecional em ponte completa trifásico	43
2.2.1. Dimensionamento do indutor e capacitor.....	44
3. ESTRATÉGIA DE CONTROLE.....	45
3.1. Malha de corrente.....	46
3.1.1. Método por valores médios instantâneos.....	47
3.1.2. Compensador de corrente.....	48
3.1.3. Modulador PWM	50
3.1.4. Sensor de corrente.....	51
3.1.5. Ajuste de Parâmetros do compensador de corrente	52
3.2. Controle de tensão	54
3.2.1. Modelo por valores médios.....	55
3.2.2. Compensador de Tensão.....	56

3.2.3. Ganhos da malha de tensão.....	59
3.2.4. Sensor de tensão	59
3.2.5. Ajuste dos parâmetros do compensador de tensão	60
3.3. Controle da proposta trifásica	61
4. PROJETOS DOS RETIFICADORES HÍBRIDOS	63
4.1. Especificações de projeto	63
4.1.1. Especificações da proposta monofásica	63
4.1.2. Especificações da proposta trifásica	66
5. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	69
5.1. Resultados da proposta monofásica.....	69
5.1.1. Correção do fator de potência e da taxa de distorção harmônica.....	70
5.1.2. Verificação do balanço de potência.....	74
5.1.3. Funcionamento da malha de tensão	74
5.1.4. Conclusão da proposta monofásica.....	75
5.2. Resultados da proposta trifásica.....	76
5.2.1. Correção do fator de potência e da taxa de distorção harmônica.....	77
5.2.2. Verificação do balanço de potência.....	81
5.2.3. Funcionamento da malha de tensão	81
5.2.4. Conclusão da proposta trifásica.....	82
6. CONCLUSÃO	83
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	84
APÊNDICE.....	86

1. INTRODUÇÃO

Com a evolução da eletrônica de potência nas últimas décadas, os dispositivos eletrônicos vêm se fazendo cada vez mais presentes tanto no âmbito residencial como industrial. No entanto, a utilização de tais equipamentos traz alguns problemas, no que se diz respeito a qualidade de energia.

Antes desse avanço a grande maioria das cargas conectadas ao sistema elétrico era de característica linear, e predominantemente indutivas que causavam um atraso da corrente em relação a tensão de alimentação. Então a maior preocupação naquele momento era o fator de potência, que poderia se resumir apenas como um deslocamento entre a corrente e a tensão. O método então utilizado para resolver esse problema era o uso de banco de capacitores.

Nos últimos anos, com o crescimento do uso dos equipamentos eletroeletrônicos, a preocupação com a qualidade de energia aumentou, pois, tais equipamentos necessitam de um estágio de conversão CA-CC para funcionarem corretamente. Para isso são utilizados conversores estáticos, que realizam a conversão, mas por outro lado contribuem com uma elevada injeção de harmônicos que influenciam negativamente o fator de potência. Essa injeção de harmônicos acontece devido ao emprego de retificadores controlados ou não controlados para realização da conversão, que assim faz com que a carga passe a ter características não-lineares.

Os efeitos causados pelo elevado conteúdo harmônico são os mais diversos, dentre os quais é possível citar: correntes de neutro elevadas em sistemas trifásicos caso as consequências da distorção harmônica não sejam levadas em consideração; aquecimento e redução da vida útil de transformadores e motores de indução; a distorção da forma de onda da tensão da rede e conseqüentemente falhas nos equipamentos de proteção e mal funcionamento de equipamentos; e problemas em sistemas trifásicos com compensador reativo usando capacitor, em que o valor eficaz da corrente no capacitor pode sofrer um aumento, diminuindo a vida útil ou até inutilizando-o [1-4].

Como listado anteriormente, um valor alto da taxa de distorção harmônica (THD – *Total Harmonic Distortion*) acarreta em alguns problemas indesejados, assim gerando prejuízos para os consumidores. Com isso, surgem normas internacionais visando manter a qualidade de energia fornecida limitando as distorções harmônicas da corrente injetada à rede tanto em equipamentos de alta como em baixa potência.

1.1. Normas e recomendações

As principais normas utilizadas são as europeias IEC-61000 (IEC – *International Electrotechnical Commission*) e a americana IEEE-519 (IEEE – *Institute of Electrical and Electronics Engineers*).

A primeira foi adotada pela comunidade europeia no ano de 1991 e passou por várias mudanças até receber em 1997, a nomenclatura utilizada nos dias de hoje. Depois disso passou por mais três revisões até chegar na forma atual. Seu uso é obrigatório na Europa e qualquer equipamento precisa estar dentro das normas para ser comercializado nos países que fazem parte da Comunidade Econômica Europeia.

Essa norma é dividida em duas partes, que são definidas de acordo com a corrente nominal de entrada por fase. Os equipamentos que têm corrente nominal inferior a 16 A, que estejam conectados na rede à 50 Hz ou 60 Hz operado em sistemas monofásicos com tensões entre 220 e 240 V e em sistemas trifásicos com 380 V e 415 V são cobertos pela IEC 61000-3-2. Já a IEC 61000-3-4 é para os equipamentos que ultrapassam esse nível de corrente [5] [6].

As Tabelas 1 e 2 apresentam os valores limites determinados pelas normas.

Tabela 1: Limites das Harmônicas de corrente de acordo com a norma IEC 61000-3-2

Limites para o conteúdo Harmônico			
Harmônicas ímpares		Harmônicas pares	
Ordem da harmônica (n)	Máximo valor admissível $I_n/I_1\%$	Ordem da harmônica(n)	Máximo valor admissível $I_n/I_1\%$
3	2,30	2	1,08
5	1,14	4	0,43
7	0,77	6	0,30
9	0,40	$8 \leq n \leq 40$	$0,23*(8/n)$
11	0,33	-	-
13	0,21	-	-
$15 \leq n \leq 39$	$0,15*(15/n)$	-	-

Fonte: Adaptado de [5]

Tabela 2: Limites de Amplitudes das Harmônicas de corrente de acordo com a norma IEC 61000-3-4

Limites para o conteúdo Harmônico			
Harmônicas Impares			
Ordem da harmônica (n)	Máximo valor admissível $I_n/I_1\%$	Ordem da harmônica(n)	Máximo valor admissível $I_n/I_1\%$
3	21,60	21	$\leq 0,6$
5	10,70	23	0,90
7	7,20	25	0,80
9	3,80	27	$\leq 0,6$
11	3,10	29	0,70
13	2,00	31	0,70
15	0,70	≥ 33	$\leq 0,6$
17	1,20	-	-
19	1,10	-	-
Harmônicas Pares			
Ordem da harmônica (n)		Máximo valor admissível $I_n/I_1\%$	
n (par)		$8/n$ ou $\leq 0,6$	

Fonte: Adaptado de [6]

No ano de 1992 foi publicado o documento “*IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*” mais conhecido como IEEE-519. Essa norma se aplica a todos os tipos de conversores estáticos utilizados na indústria e no comércio, e tem como objetivo estabelecer metas para controle de harmônicos em projetos de sistemas elétricos com cargas lineares e não lineares.

Os limites estabelecidos pela norma são válidos para operação em regime permanente e se fundamentam no que a carga representa para os outros consumidores conectados à rede.

Esses limites baseiam-se na relação entre a componente fundamental da corrente de carga I_L e a corrente de curto-circuito no ponto de conexão comum (PCC) I_{sc} , assim, quanto maior a corrente de curto com relação à corrente de carga, maior será o limite.

A Tabela 3 apresenta os limites de corrente para os sistemas de distribuição com tensão entre 120 V e 69 kV, enquanto a Tabela 4 para sistemas com tensão acima de 69 kV e abaixo de 161 kV. Para os harmônicos de ordem par, considera-se 25% do harmônico ímpar superior [7].

Tabela 3: Amplitudes máximas das harmônicas de corrente estabelecidas pela norma IEEE-519 para sistemas operando com tensões entre 120V e 69kV

Limites para o conteúdo Harmônico						
I_{sc}/I_L	$n < 11$	$11 \leq n < 17$	$17 \leq n < 23$	$23 \leq n < 35$	$35 \leq n$	THD
20	4,0%	2,0%	1,5%	0,6%	0,3%	5,0%
$20 \leq I_{sc}/I_L < 50$	7,0%	3,5%	2,5%	1,0%	0,5%	8,0%
$50 \leq I_{sc}/I_L < 100$	10,0%	4,5%	4,0%	1,5%	0,7%	12,0%
$100 \leq I_{sc}/I_L < 1000$	12,0%	5,5%	5,0%	2,0%	1,0%	15,0%
$I_{sc}/I_L > 1000$	15,0%	7,0%	6,0%	2,5%	1,4%	20,0%

Fonte: Adaptado de [7]

Tabela 4: Amplitudes máximas das harmônicas de corrente estabelecidas pela norma IEEE-519 para sistemas operando com tensões entre 69kV e 161kV

Limites para o conteúdo Harmônico						
I_{sc}/I_L	$n < 11$	$11 \leq n < 17$	$17 \leq n < 23$	$23 \leq n < 35$	$35 \leq n$	THD
20	2,0%	1,0%	0,75%	0,3%	0,15%	2,5%
$20 \leq I_{sc}/I_L < 50$	3,5%	1,75%	1,25%	0,5%	0,25%	4,0%
$50 \leq I_{sc}/I_L < 100$	5,0%	2,25%	2,0%	0,75%	0,35%	6,0%
$100 \leq I_{sc}/I_L < 1000$	6,0%	2,75%	2,5%	1,0%	0,5%	7,5%
$I_{sc}/I_L > 1000$	7,5%	3,5%	3,0%	1,25%	0,7%	10,0%

Fonte: Adaptado de [7]

A IEEE-519 também determina a taxa de distorção harmônica limite entre a tensão de alimentação em relação à fundamental no PCC, apresentados na Tabela 5. Esses limites são de responsabilidade da concessionária de energia elétrica.

Tabela 5: Amplitudes máximas das harmônicas de tensão estabelecidas pela norma IEEE-519

Limites para o conteúdo Harmônico		
Tensão	Amplitude individual das Harmônicas	THD_v
< 69kV	3,0%	5,0%
69kV - 138kV	1,5%	2,5%
> 138kV	1,0%	1,5%

Fonte: Adaptado de [7]

No Brasil o principal órgão regulador, a ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica), elaborou um documento, o PRODIST (Procedimentos de distribuição de energia elétrica no sistema elétrico nacional) com o objetivo de normatizar e padronizar atividades relacionadas ao funcionamento e desempenho dos sistemas de distribuição elétrica. Em seu módulo 8, é abordado o tema de qualidade de energia, trazendo limitações e procedimentos com relação a problemas frequentes como: variação de frequência, tensão em regime permanente, flutuação de tensão, entre outros. Outro problema que a norma abrange é a taxa de distorção harmônica. Os limites determinados da THD da tensão nominal total, das componentes pares e ímpares, e dos harmônicos múltiplos de 3 são apresentados na Tabela 6.

Tabela 6: Limites das distorções harmônicas totais (em %)

Indicador	Tensão nominal		
	$V_n \leq 1,0 \text{ kV}$	$1,0 \text{ kV} < V_n < 69 \text{ kV}$	$69 \text{ kV} < V_n < 230 \text{ kV}$
$DTT_{95\%}$	10%	8%	5%
$DTT_p_{95\%}$	2,50%	2%	1%
$DTT_i_{95\%}$	7,50%	6%	4%
$DTT_3_{95\%}$	6,50%	5%	3%

Fonte: Adaptado de [8]

Os valores limites são válidos após a realização de 1008 leituras, em que no máximo 5% das medidas superem o valor indicado [8].

1.2. Retificadores

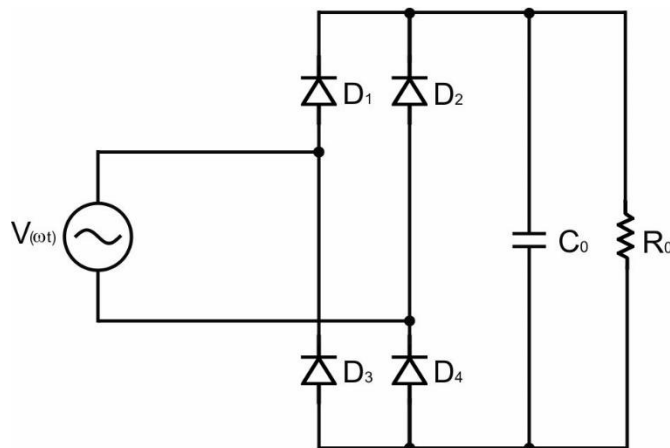
Os retificadores a diodo são uma forma simples, robusta e de baixo custo de fazer a conversão de corrente alternada para contínua, o que os torna uma alternativa muito atrativa para realizar tal tarefa, e por isso são amplamente empregados em sistemas de baixa e alta potência. No entanto, como mencionado no capítulo anterior, o uso desse tipo de topologia injeta um elevado conteúdo harmônico na corrente drenada da rede e conseqüentemente diminui o fator de potência.

Para compensar essas adversidades, os retificadores multipulsos são frequentemente utilizados em aplicações de alta potência com o objetivo de melhorar o desempenho, eliminando harmônicos indesejáveis.

1.2.1. Retificador monofásico em ponte completa com filtro capacitivo

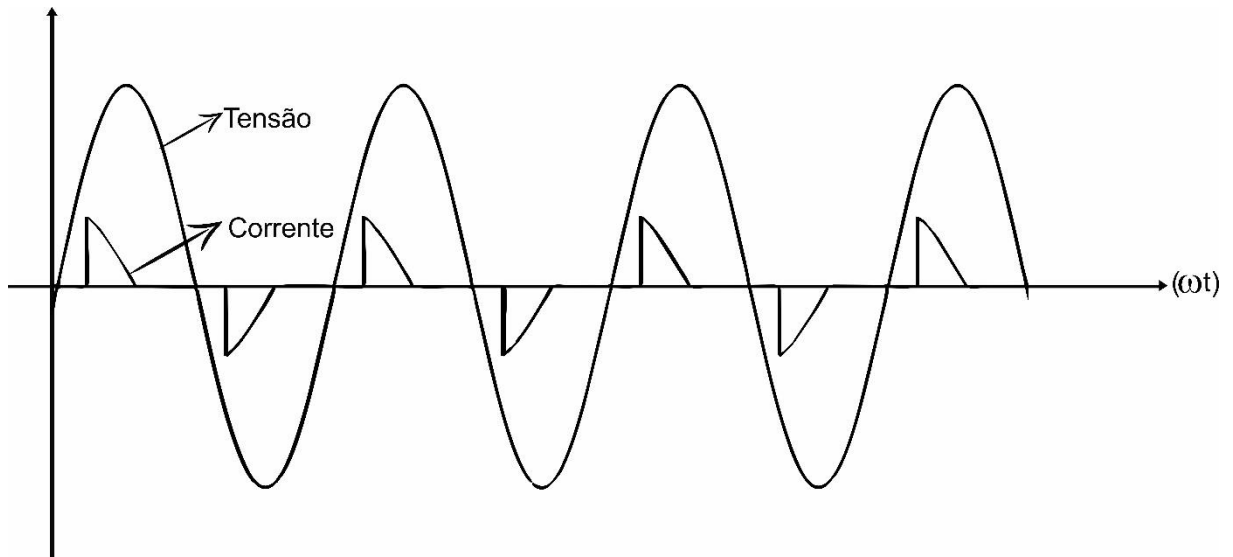
Uma estrutura monofásica bastante utilizada é a ponte completa com filtro capacitivo demonstrada na Figura 1.

Figura 1: Retificador monofásico em ponte completa com filtro capacitivo



Fonte: Do autor

Figura 2: Tensão e corrente de entrada do retificador monofásico com filtro capacitivo



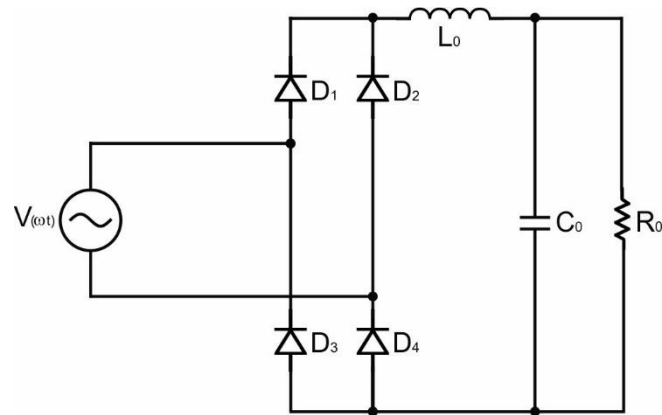
Fonte: Do autor

Essa topologia apesar de ser simples e amplamente difundida, apresenta aspectos ruins relacionados à qualidade de energia. A THD pode chegar a valores elevados, podendo passar de 100% e o fator de potência em torno de 0,75.

1.2.2. Retificador monofásico em ponte completa com filtro LC do lado CC

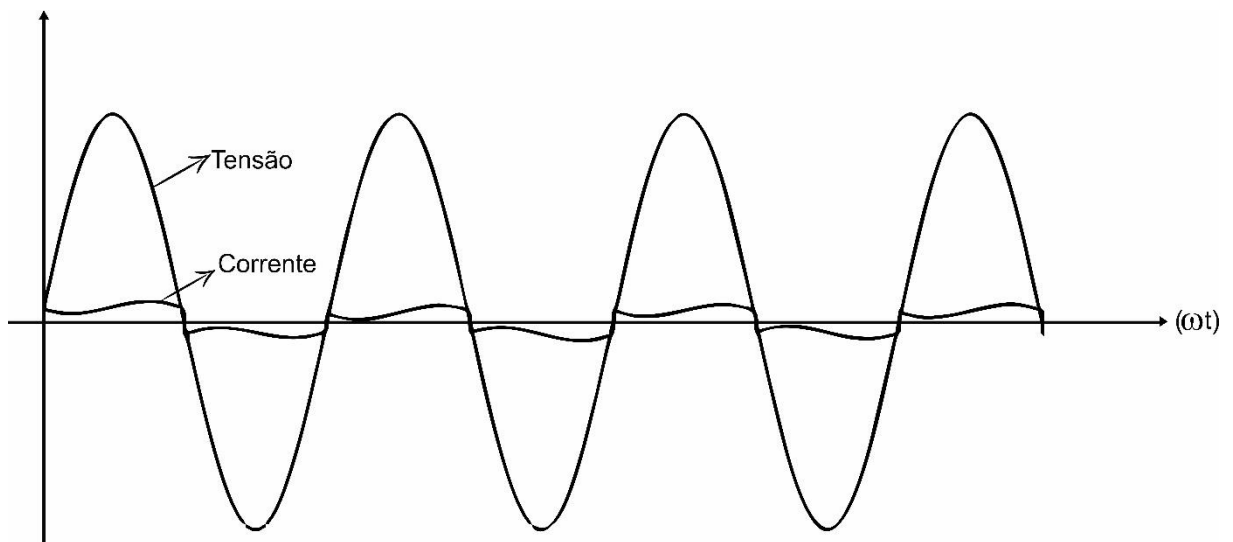
Outro retificador monofásico geralmente utilizado é a ponte completa com filtro LC do lado CC ilustrada na Figura 3

Figura 3: Retificador monofásico em ponte completa com filtro LC do lado CC



Fonte: Do autor

Figura 4: Tensão e corrente de entrada do retificador monofásico com filtro LC do lado CC



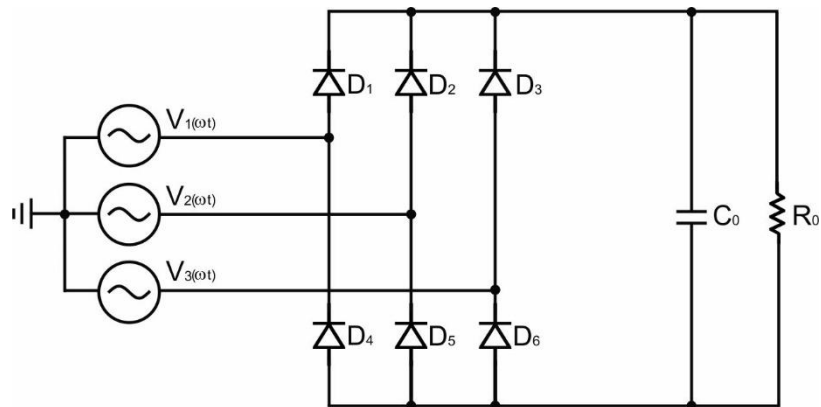
Fonte: Do autor

Esse retificador apresenta alto conteúdo harmônico podendo chegar a uma THD de até 50% e um fator de potência em torno de 0,9.

1.2.3. Retificador trifásico em Ponte de Graetz com filtro capacitivo

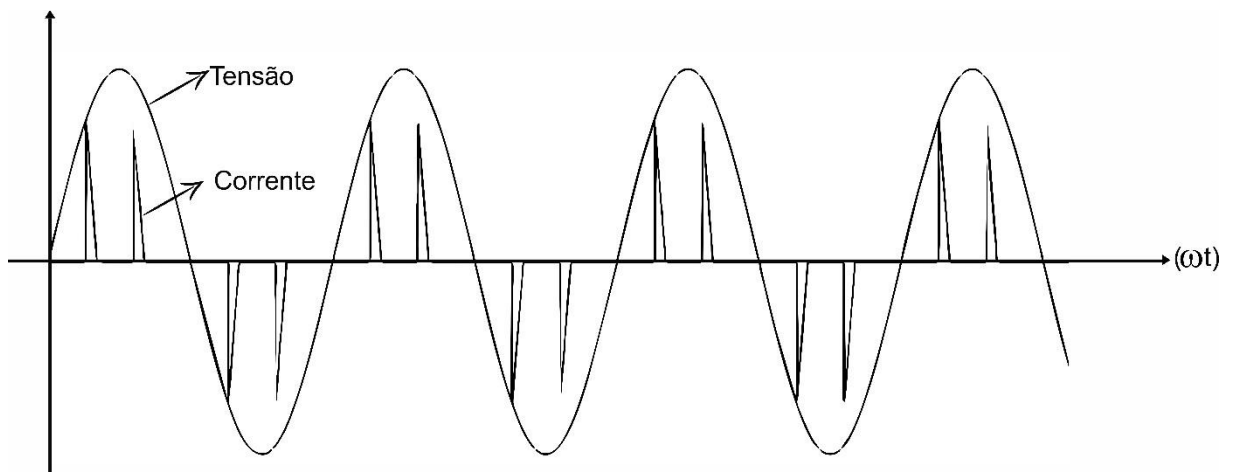
Uma das formas mais simples e bastante utilizada em sistemas de telecomunicação, controle de velocidade de motores, entre outros, é a ponte de Graetz com diodos e filtro capacitivo.

Figura 5: Retificador trifásico com filtro capacitivo



Fonte: Do autor

Figura 6: Tensão e corrente de entrada do retificador trifásico com filtro capacitivo



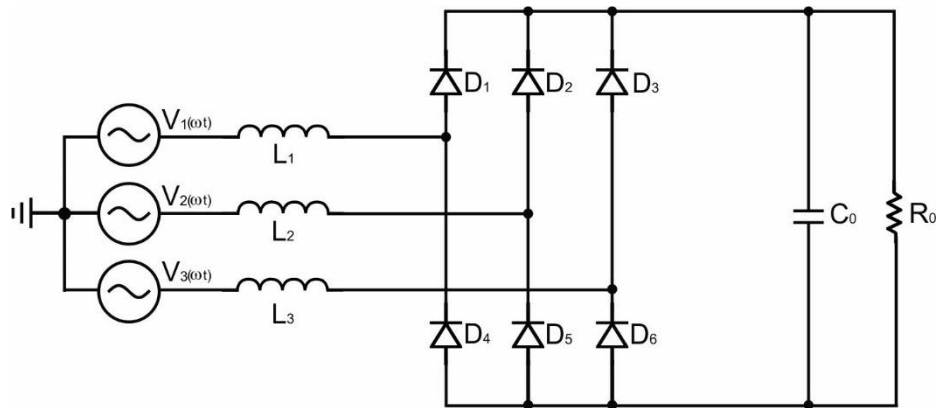
Fonte: Do autor

Como é possível notar na Figura 6, a corrente drenada tem uma distorção alta que chega a aproximadamente 150% e que resulta em um fator de potência de 0,55. Além disso, essa topologia não oferece controle de tensão de saída.

1.2.4. Retificador trifásico em Ponte de Graetz com filtro indutivo no lado CA

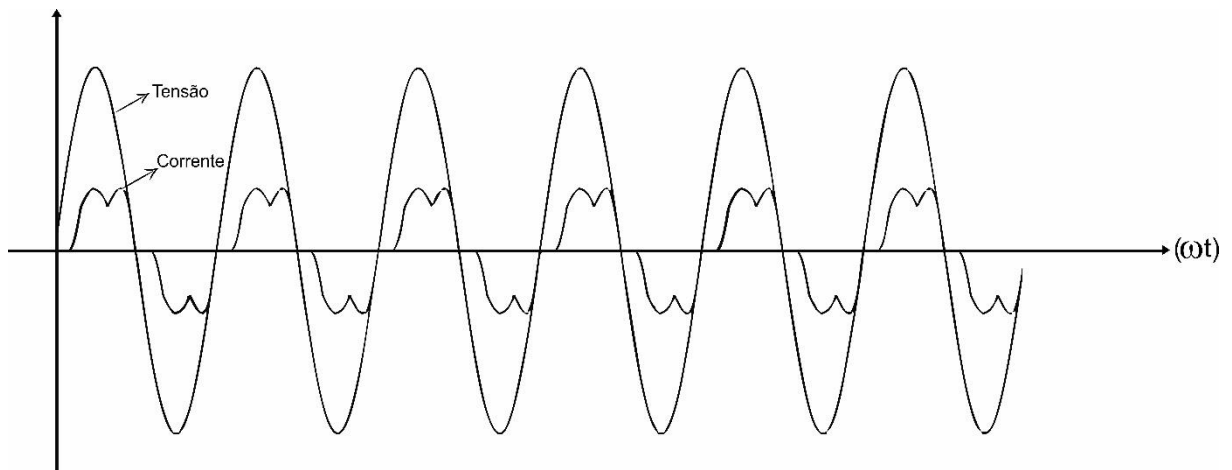
Outra alternativa também utilizada, é a inserção de indutâncias de linha do lado da alimentação, fazendo com que a distorção harmônica seja reduzida e o fator de potência melhorado.

Figura 7: Retificador trifásico com filtro indutivo no lado CA



Fonte: Do autor

Figura 8: Tensão e corrente de entrada do retificador trifásico com filtro indutivo no lado CA



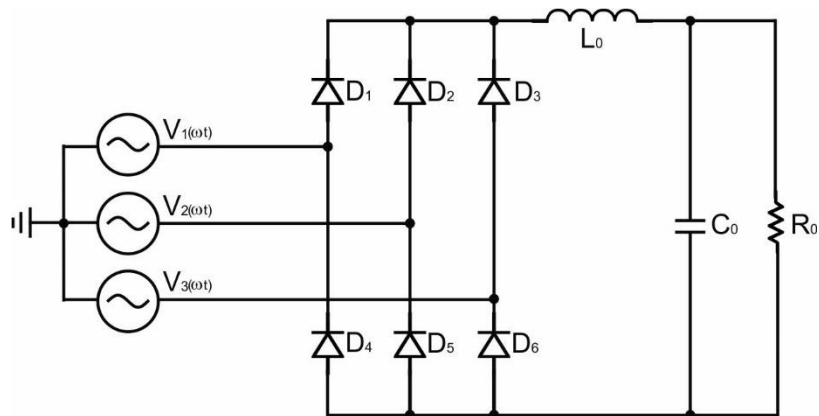
Fonte: Do autor

Com a utilização de indutâncias de linha do lado CA é possível obter uma melhora significativa da THD, que ficou em torno de 20% e o fator de potência próximo de 0,9.

1.2.5. Retificador trifásico em Ponte de Graetz com filtro indutivo no lado CC

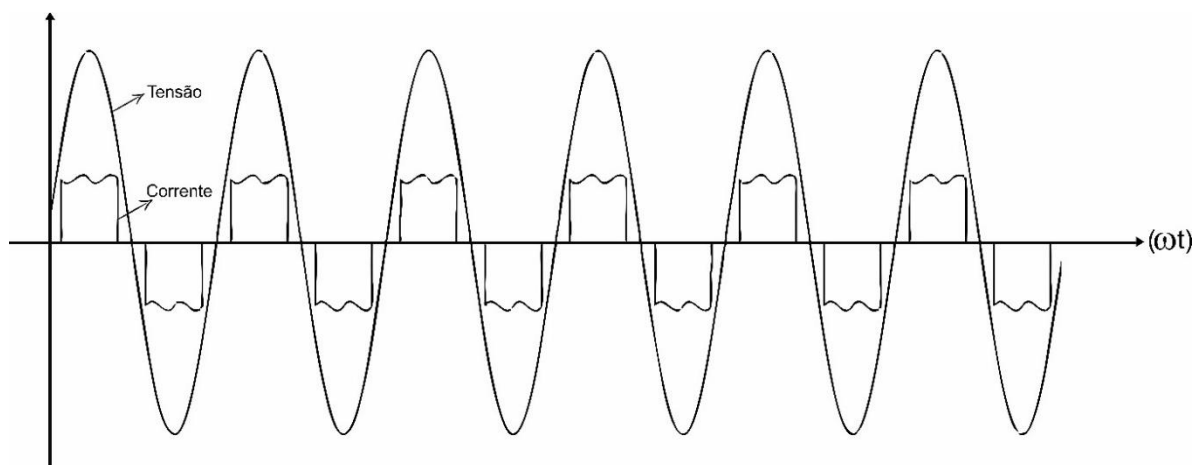
Essa topologia se assemelha muito a da Figura 7, mudando apenas o indutor do lado CA para o CC. Com isso se faz necessário o uso de indutor volumoso para suportar a máxima corrente de carga e não saturar o seu núcleo [9].

Figura 9: Retificador trifásico com filtro indutivo no lado CC



Fonte: Do autor

Figura 10: Tensão e corrente de entrada do retificador trifásico com filtro indutivo no lado CC



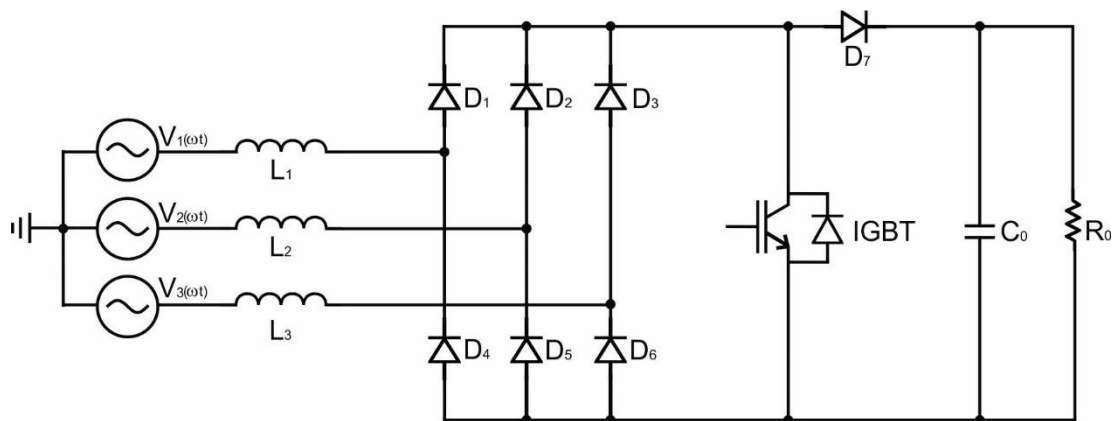
Fonte: Do autor

Com a mudança da posição do indutor é possível obter uma THD de aproximadamente 30% e um fator de potência de 0,95.

1.2.6. Retificador trifásico em Ponte de Graetz com conversor boost acoplado

Um modo de correção ativa utilizada é a inserção de um conversor boost operando em condução descontínua no lado CC do retificador. A Figura 11 apresenta essa estrutura.

Figura 11: Retificador trifásico com conversor boost acoplado



Fonte: Do autor

Os indutores no lado CA fazem o armazenamento necessário para o conversor. Com a utilização desse retificador é possível conseguir um elevado fator de potência pois, praticamente não há defasamento entre a corrente e a tensão de entrada, entretanto, apresenta alguns harmônicos indesejados que reduzem o fator de potência. Se o intuito é operar em condução contínua, é necessário introduzir um indutor entre a saída da ponte retificadora e a chave. Com essa mudança é possível atender normas como a IEC [9].

Apesar de ser possível obter bons resultados com essa topologia, o emprego do conversor Boost nessa proposta, faz com que toda a potência processada pela

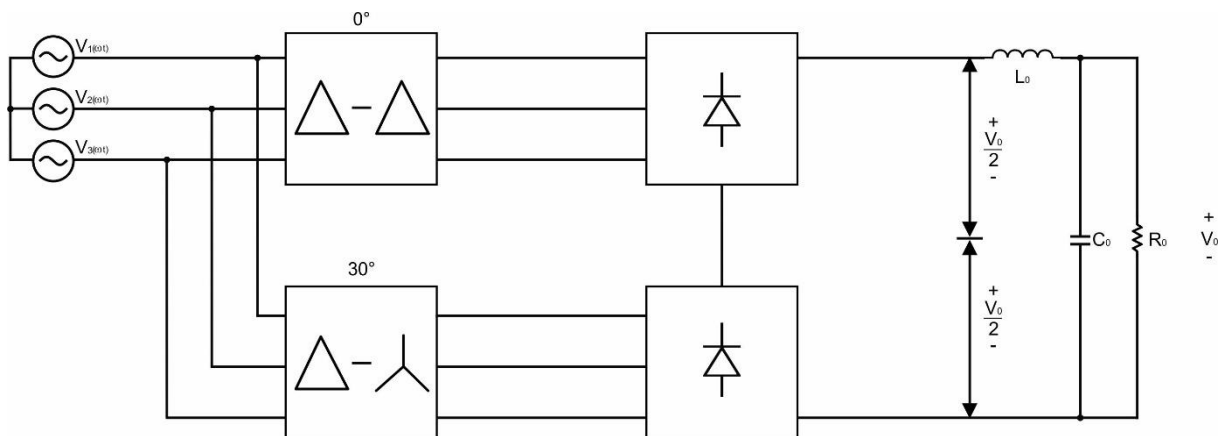
carga também passe pelo conversor, assim reduzindo a faixa operacional de potência, tornando o uso dessa topologia útil apenas em baixas potências.

Existem ainda outras diversas formas propostas para corrigir o fator de potência utilizando conversores, alguns exemplos são apresentados em [10] que demonstra um retificador a diodo de baixo custo com correção de fator de potência, [11] que mostra um método de correção ativa utilizando um conversor trifásico bidirecional, e [12] que expõe algumas propostas de retificadores híbridos com correção ativa .

1.2.7. Retificador trifásico de 12 pulsos com associação em série

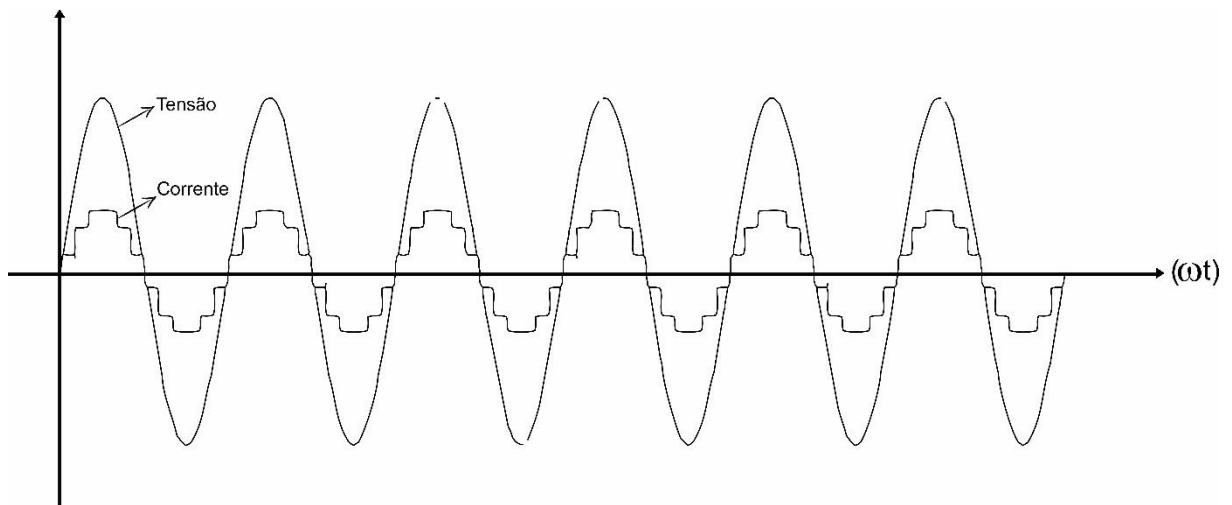
Uma outra alternativa também utilizada é o retificador de 12 pulsos. Nesse tipo de retificador os harmônicos $12(n \pm 1)$ são as únicas que compõem a corrente drenada da rede, elevando a THD e o fator de potência em relação ao de 6 pulsos. Sua estrutura é apresentada na Figura 12.

Figura 12: Retificador trifásico de 12 pulsos em série com transformador defasador



Fonte: Do autor

Figura 13: Tensão e corrente de entrada do retificador trifásico de 12 pulsos



Fonte: Do autor

Conforme a Figura 12, o retificador 12 pulsos é obtido a partir de duas pontes retificadoras defasadas de 30° , tal defasamento ocorre pela conexão do transformador Δ/Y . O fato das saídas das duas pontes estarem ligadas em série, faz com que a tensão de saída seja o dobro da tensão de apenas uma ponte.

Com essa configuração, o retificador 12 pulsos consegue aumentar o fator de potência, alcançando um valor de aproximadamente 0,99, e reduzir bastante o conteúdo harmônico da corrente de entrada para algo próximo de 15%.

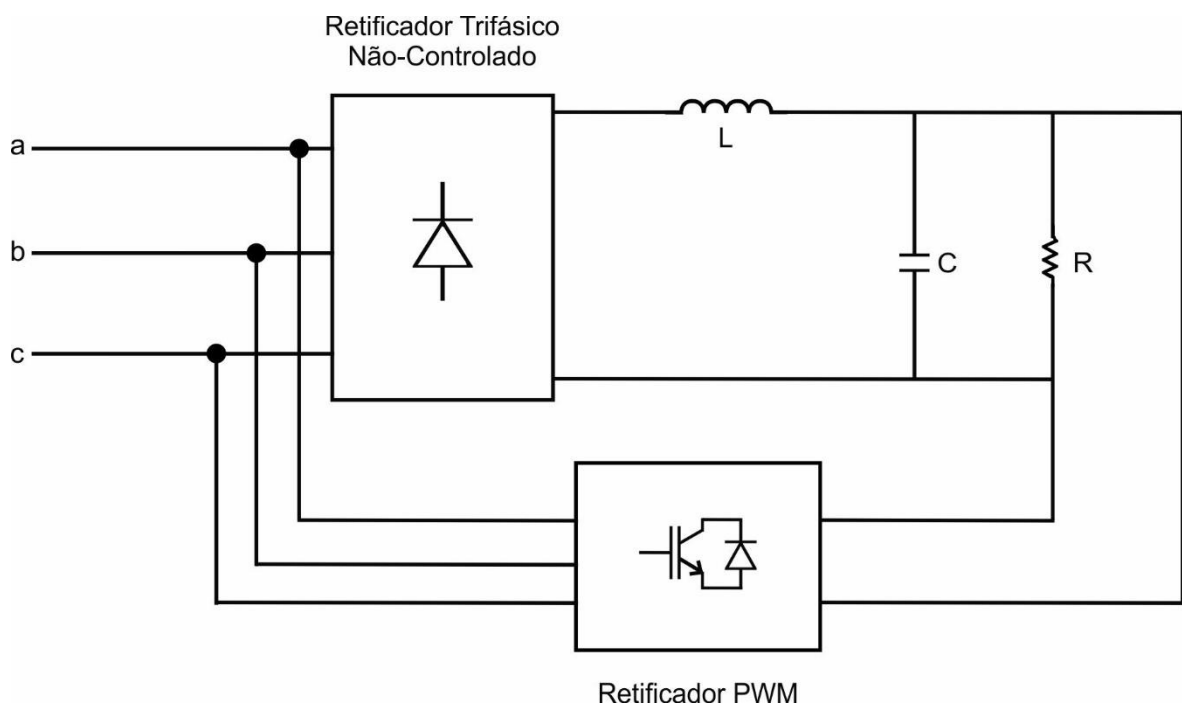
Há ainda outras diversas topologias que fazem uso de retificadores multipulsos, sendo a mais conhecida o de 12 pulsos em paralelo e o de 18 pulsos, todas amplamente discutidas em [13].

Apesar de apresentarem melhoras significativas quando comparadas as outras topologias, o uso de transformadores defasadores faz com que o projeto se torne mais custoso e volumoso.

1.3. Retificadores híbridos

Os retificadores híbridos possuem arranjo constantemente utilizado, que consiste em um retificador com estágio não controlado, associado em paralelo com conversores controlados com características de fonte de corrente de entrada, como apresentado na Figura 14.

Figura 14: Retificador híbrido genérico



Fonte: Do autor

Estes tipos de conversores utilizam a técnica de PWM (*Pulse Width Modulation*) para impor correntes em sua entrada, que quando somadas com a corrente do lado CA do retificador não controlado, seja possível obter uma corrente drenada da rede com forma senoidal e em fase com a tensão, dessa forma obtendo um retificador com baixa distorção harmônica e alto fator de potência.

As topologias de retificadores híbridos são projetadas para que a maior parte da potência ativa seja processada pelo estágio não controlado, enquanto a potência restante seja processada pelo conversor controlado.

Em [14] é apresentado um estado da arte com as principais topologias de retificadores híbridos desenvolvidas até a publicação do trabalho. Nele é discutida algumas análises e realizado alguns comentários e comparações. Na Tabela 7 são expostas as principais vantagens e desvantagens relacionando as técnicas de controle utilizadas, quantidade de semicondutores, complexidade dos circuitos, fator de potência, rendimento, distorções harmônicas totais da corrente de entrada, regulação de tensão da carga e bidirecionalidade de tensão e corrente.

Tabela 7: Comparativo das topologias de retificadores híbridos

Conversor	Isolamento	Controle	No. Componentes de Potência	Pontos Críticos	$DHT_i(\%)$
Híbrido SEPIC 12 Pulsos	Não	Analógico	Baixo	DHT da tensão de alimentação	14,7
Híbrido Boost 12 Pulsos	Não	Analógico	Baixo	Transformador nos estágios Boost	14,0
Híbrido Digital	Não	Digital	Baixo	Conversores A/D	4,0
Híbrido Bidirecional	Não	Analógico	Médio	Perdas	5,0
Delta Dif. Dois Boosts	Não	Analógico	Baixo	PLL e Look-up Table	2,7
Y Dif. Três Boosts	Não	Analógico	Baixo	-	8,8
Y Dif. Um Full-bridge	Alta Frequência	Malha Aberta	Médio	-	6,0
Y Dif. Três Full-bridge	Alta Frequência	Analógico	Alto	Número de Chaves	8,6
Y Dif. Três Push-Pull	Alta Frequência	Malha Aberta	Médio	Corrente eficaz elevada cap. de saída	8,6
Scott Dois Boosts Série	Sim	Analógico	Baixo	Malha de Equilíbrio de Potência	4,5
Scott Dois Boosts Paralelo	Sim	Analógico	Baixo	Malha de Equilíbrio de Potência	8,0

Fonte: Adaptado de [14]

Há ainda alguns trabalhos que utilizam retificadores híbridos que não são mencionados na Tabela 7 e que merecem destaque. Em [15] é proposto um retificador híbrido, utilizando um retificador de 6 pulsos em paralelo com conversores Boost que fazem a correção da corrente por fase. Em [16] a proposta parte de [15], mas com

uma modificação utilizando o conversor SEPIC substituindo o Boost. Ambos demonstraram resultados experimentais satisfatórios, com taxa de distorção harmônica de corrente em torno de 12%.

1.4. Objetivos

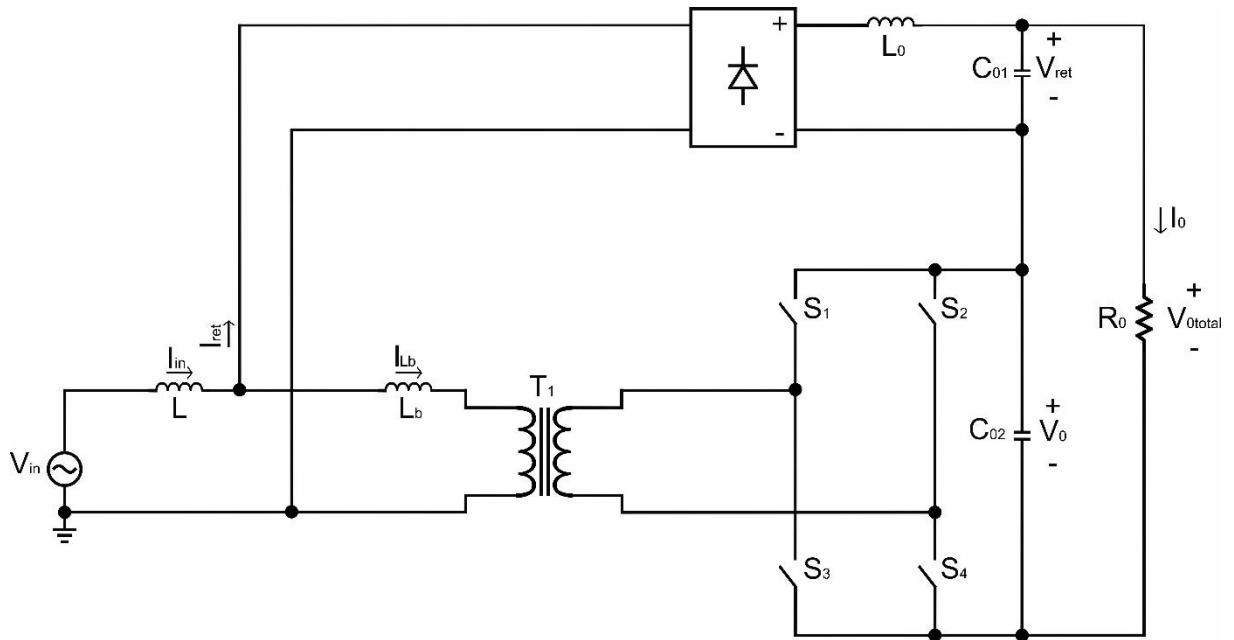
Grande parte das referências sobre retificadores híbridos citadas neste trabalho e na literatura, são voltados para correção do fator de potência e da taxa de distorção harmônica da corrente de entrada, mas não apresentam controle de tensão da carga.

Partindo dessa afirmação, neste trabalho objetiva-se propor uma topologia monofásica e outra trifásica de retificadores híbridos com alto fator de potência, baixa taxa de distorção harmônica da corrente de entrada e também uma regulação da tensão para variações de carga.

1.4.1. Proposta Monofásica

A Figura 15 apresenta a proposta monofásica do retificador híbrido, que consiste em um retificador de onda completa com filtro LC do lado CC, e um conversor bidirecional monofásico com as saídas ligadas em série.

Figura 15: Proposta monofásica do retificador híbrido

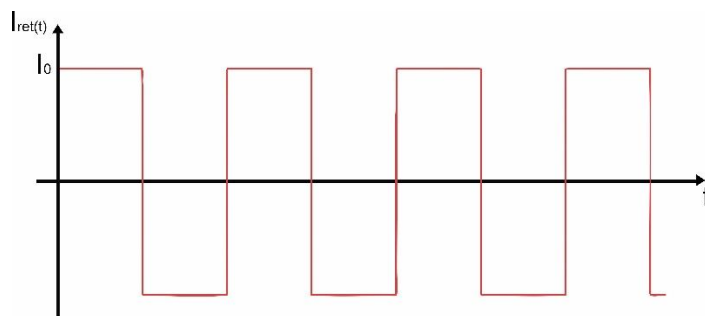


Fonte: Do autor

Como já conhecido da literatura, a corrente drenada por um retificador monofásico em ponte completa com filtro LC, apresenta elevado conteúdo harmônico na corrente drenada da rede, assim, por consequência, diminuindo o fator de potência. Portanto, para atingir os objetivos propostos será utilizado um conversor bidirecional, de modo que a soma das correntes do conversor e do retificador, tenha uma forma senoidal.

A corrente característica do retificador tem a seguinte forma ilustrada na Figura 16:

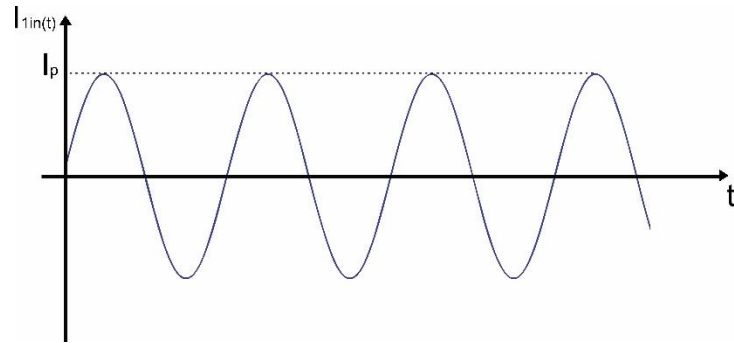
Figura 16: Corrente de entrada do retificador de onda completa com filtro LC do lado CC



Fonte: Do autor

E é desejado que a corrente de entrada tenha o seguinte formato:

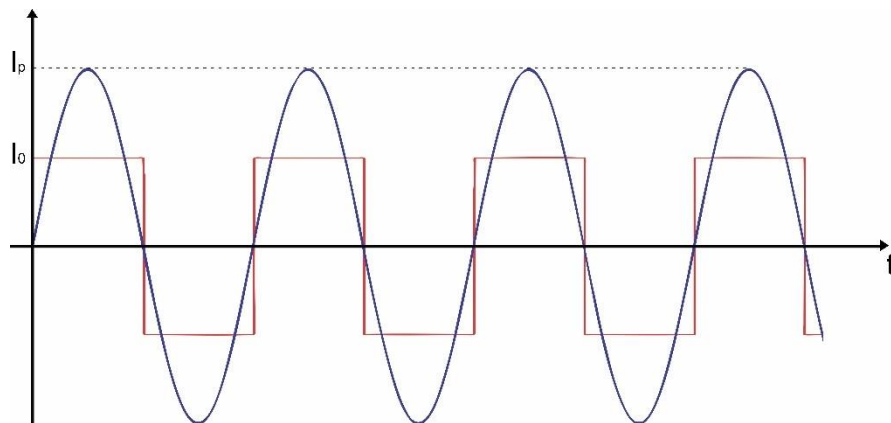
Figura 17: Corrente drenada da rede desejada



Fonte: Do autor

Logo, sobrepondo as duas correntes das Figuras 16 e 17, obtém-se o gráfico da Figura 18:

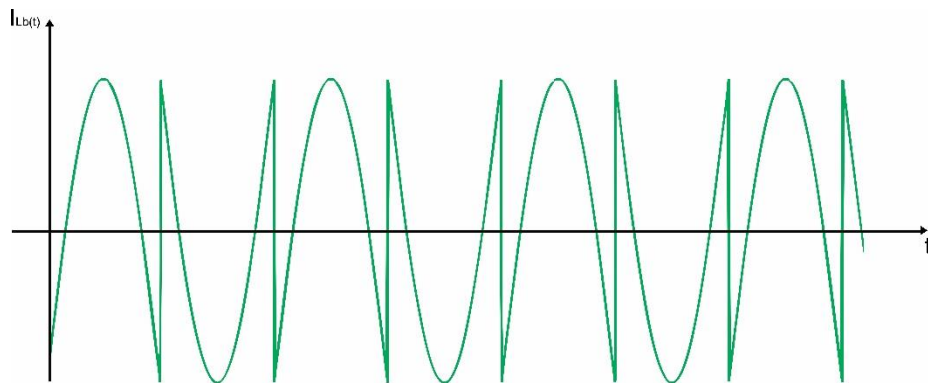
Figura 18: Sobreposição da corrente desejada e corrente do retificador passivo



Fonte: Do autor

Então, pode-se definir a corrente drenada pelo conversor que será somada com a corrente do retificador. A Figura 19 ilustra a forma de onda desejada da corrente $I_{Lb}(t)$.

Figura 19: Corrente de entrada desejada do conversor monofásico



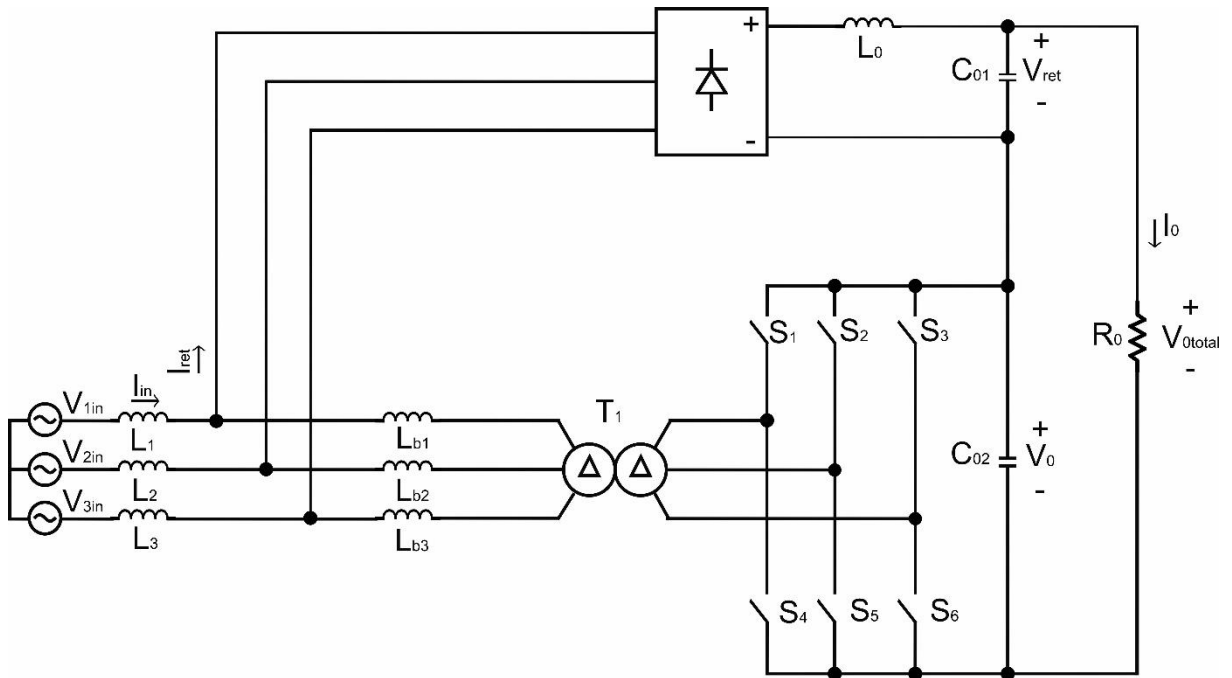
Fonte: Do autor

O procedimento de controle para obtenção dessa corrente será descrito nos próximos capítulos.

1.4.2. Proposta Trifásica

A Figura 20 ilustra a proposta trifásica do retificador híbrido, formada por um retificador trifásico em ponte de Graetz com filtro LC do lado CC, e um conversor bidirecional trifásico com as saídas conectadas em série.

Figura 20: Proposta trifásica do retificador híbrido

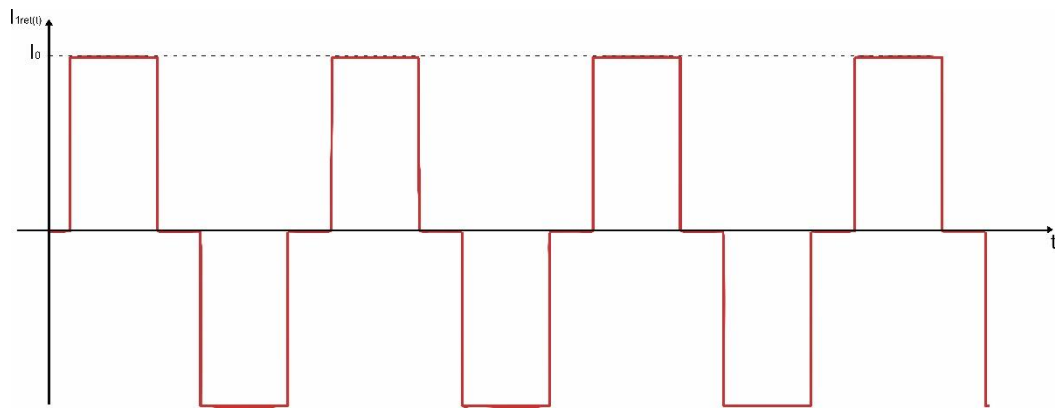


Fonte: Do autor

Como mencionando anteriormente nesse trabalho, o retificador em ponte de Graetz com filtro indutivo do lado CC, apesar de conseguir aumentar o fator de potência, se comparado à outras topologias de retificadores, continua apresentando uma alta taxa de distorção harmônica da corrente de entrada. Logo, para atender as normas internacionais, é necessário fazer uma correção da corrente drenada da rede. Isso será feito usando o conversor bidirecional, que terá a função de drenar uma corrente, que quando somada com a do retificador tenha uma forma senoidal.

O formato característico da corrente de entrada do retificador em ponte de Graetz com filtro LC do lado CC é ilustrado na Figura 21.

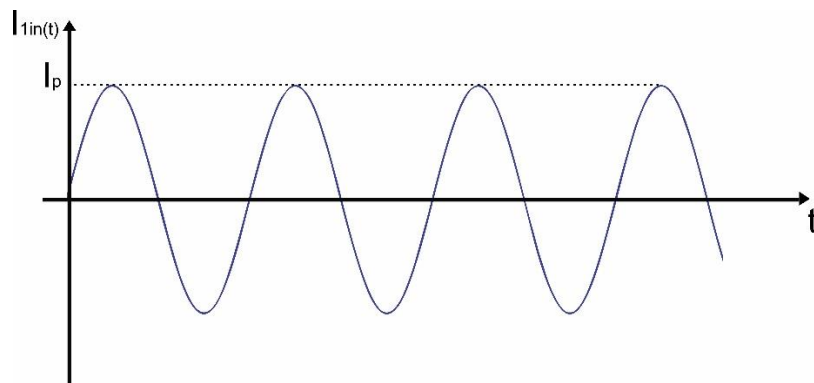
Figura 21: Corrente de entrada do retificador em ponte de Graetz com filtro LC do lado CC



Fonte: Do autor

Para redução do conteúdo harmônico e elevação do fator de potência, é desejado que a corrente drenada da rede tenha a seguinte forma da Figura 22:

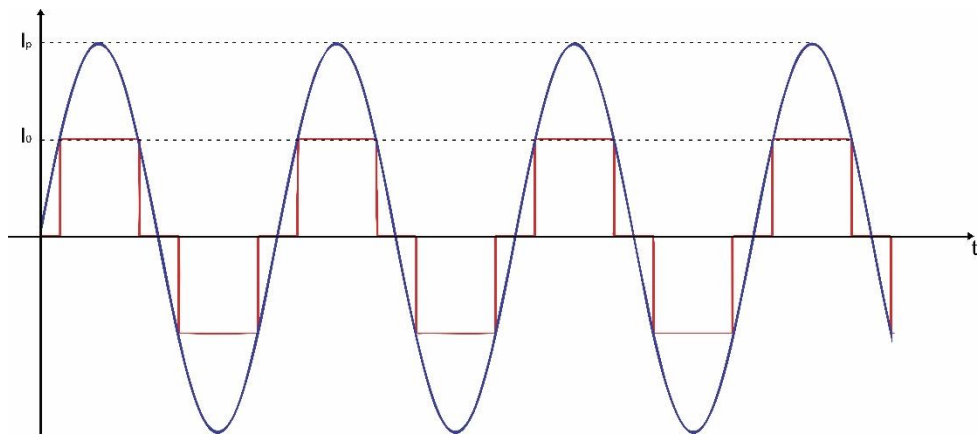
Figura 22: Corrente drenada da rede desejada



Fonte: Do autor

Então, sobrepondo as duas correntes das Figuras 21 e 22 tem-se:

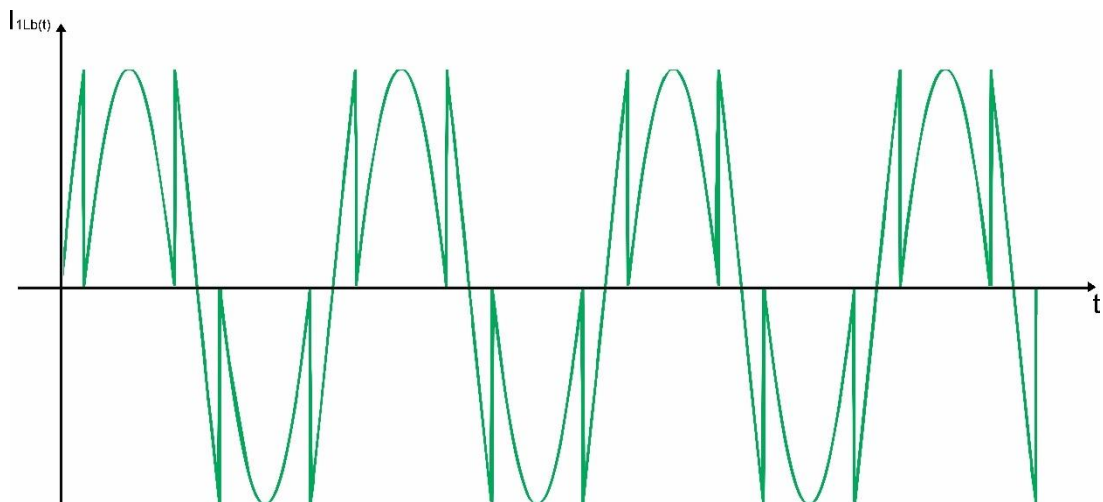
Figura 23: Sobreposição da corrente desejada e corrente do retificador passivo



Fonte: Do autor

Logo, é possível obter a forma de onda da corrente drenada pelo conversor, fazendo $I_{Lb}(t) = I_{in} - I_{ret}$. O resultado é ilustrado na Figura 24:

Figura 24: Corrente de entrada desejada do conversor trifásico



Fonte: Do autor

A estratégia de controle, assim como os cálculos dos parâmetros para obtenção dessa corrente será descrita nos próximos capítulos.

1.4.3. Motivação

Com base no exposto, a ligação das saídas em série foi escolhida visando obter o controle de tensão da carga. Como a tensão de saída de um retificador é não controlada e dependente da tensão de alimentação, é necessário que haja um estágio controlado para conseguir o controle e se adequar a tensão desejada. A tensão a ser controlada será a V_{0total} . Sendo assim, como a tensão V_{ret} é dependente da rede, a tensão que sofrerá alteração será o V_0 , que irá buscar um novo ponto de operação quando acontecer uma mudança de carga.

Outro ponto importante a se ressaltar dessa proposta é o balanço de potência. Como já é conhecido na literatura, conversores que necessitam processar muita potência, são geralmente caros e de grande volume.

O fato das saídas estarem ligadas em série, faz com que a corrente de carga seja a mesma que circula na saída do retificador e na do conversor, assim, a maior parcela da potência será processada por aquele que possuir maior tensão de saída. Logo, na tentativa de garantir que a maior parte da potência seja processada pelo lado passivo, foi proposto o uso de um transformador abaixador de tensão na entrada do conversor. O uso do transformador do lado de menor potência faz com que o custo seja menor e projeto seja menos volumoso.

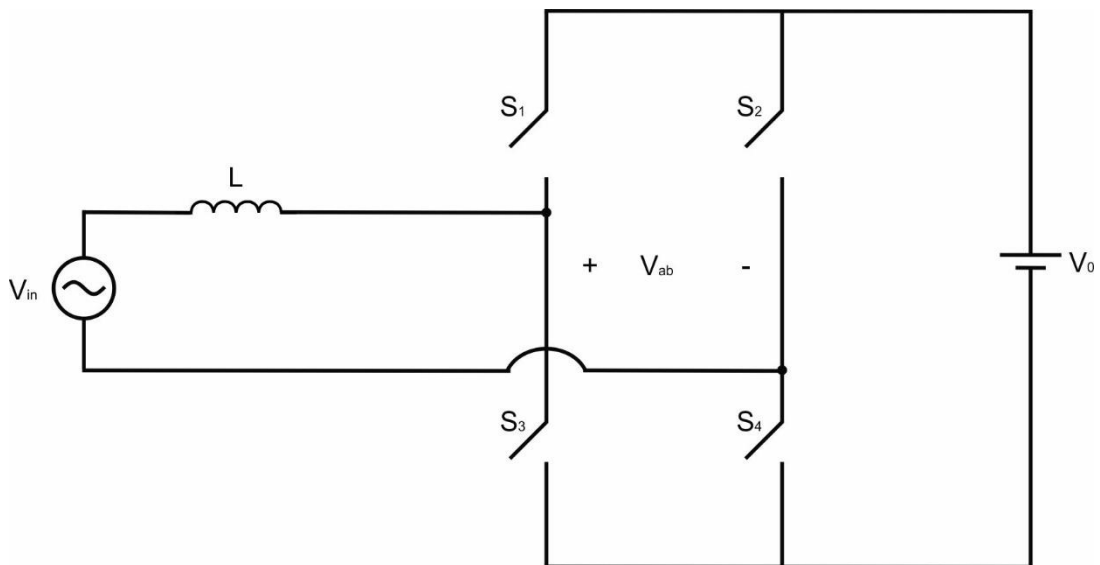
2. RETIFICADORES PWM EM PONTE

Nesse capítulo será apresentada uma breve introdução sobre o princípio de funcionamento dos conversores escolhidos, e a descrição dos procedimentos adotados para determinação dos parâmetros de cada conversor.

2.1. Conversor bidirecional em ponte completa monofásico

A estrutura adotada é apresentada na Figura 25. O retificador possui dois braços com duas chaves cada, que possibilitam assim realizar a retificação tanto do semiciclo positivo da rede como o negativo.

Figura 25: Conversor bidirecional monofásico em ponte completa

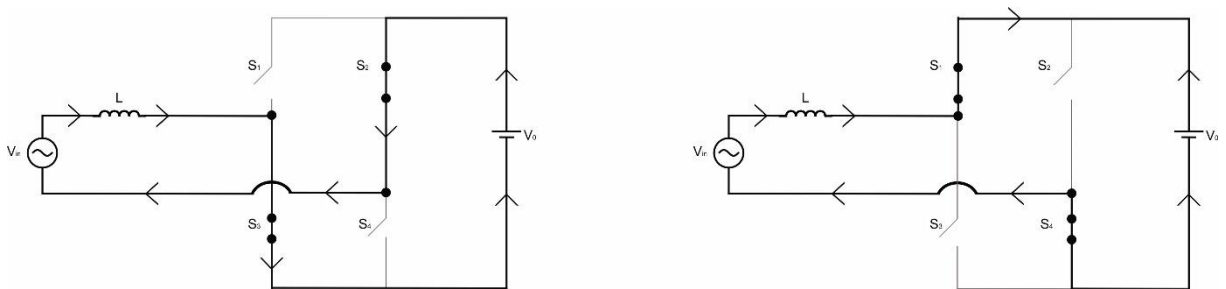


Fonte: Do autor

2.1.1. Etapas de operação

Para realizar a análise das etapas de operação foi considerado apenas o semiciclo positivo da rede, pois, as mesmas etapas se repetem no outro semiciclo. Como a modulação escolhida foi de dois níveis, as etapas se resumem à apenas duas, em que a tensão V_{ab} varia entre V_0 e $-V_0$. Essas etapas são apresentadas na Figura 26.

Figura 26: Etapas de operação do conversor bidirecional monofásico



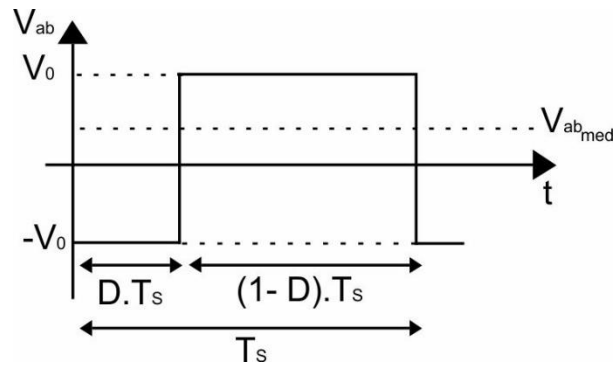
Fonte: Do autor

Na primeira etapa as chaves S_2 e S_3 são fechadas, logo, a tensão V_{ab} fica igual a tensão $-V_0$. Já na segunda etapa, com o fechamento das chaves S_1 e S_4 a tensão V_{ab} assume o valor igual a V_0 .

2.1.2. Característica estática

Para determinar o ganho estático do retificador PWM em ponte completa operando com modulador de dois níveis, será feita uma análise da Figura 27, que demonstra a forma de onda na entrada do retificador.

Figura 27: Tensão de entrada do conversor bidirecional monofásico



Fonte: Do autor

Da Figura 27 é possível deduzir uma equação para determinar o valor médio da tensão V_{ab} .

$$V_{ab_{med}} = \frac{-V_o \cdot DT_s + V_o \cdot (1-D)T_s}{T_s} \quad (1)$$

$$V_{ab_{med}} = -DV_o + V_o - DV_o \quad (2)$$

$$V_{ab_{med}} = V_o - 2DV_o \quad (3)$$

$$V_{ab_{med}} = (1-2D) \cdot V_o \quad (4)$$

Logo o ganho estático é definido por:

$$\frac{V_o}{V_{ab_{med}}} = \frac{1}{(1-2D)} \quad (5)$$

2.1.3. Indutor Boost

Para se obter um elevado fator de potência do sistema, a corrente de entrada que flui pelo indutor tem que estar em fase com a tensão. A corrente de entrada será composta por uma componente em baixa em frequência e por uma pequena componente em alta frequência devido a comutação das chaves.

Da Equação (4) é possível isolar D e chegar na seguinte expressão:

$$D = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{V_{ab_{med}}}{V_o} \right) \quad (6)$$

Mas a componente fundamental de V_{ab} é uma senóide de mesma frequência e em fase com a tensão da rede, assim:

$$D = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{V_{ab_{pico}} \cdot \text{sen}\omega t}{V_o} \right) \quad (7)$$

Durante a magnetização do indutor (primeira etapa), a tensão sobre ele é dada por:

$$L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} = V_p \text{sen}\omega t + V_o \quad (8)$$

Para um período de comutação tem-se:

$$L \cdot \frac{\Delta I_L}{\Delta t} = V_p \text{sen}\omega t + V_o \quad (9)$$

Sendo $\Delta t = DT_s$, pode-se escrever:

$$L \cdot \frac{\Delta I_L}{D \cdot T_s} = V_p \text{sen}\omega t + V_o \quad (10)$$

Substituindo a Equação (7) em (10):

$$L \cdot \frac{\Delta I_L}{T_s} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{V_{ab_{pico}} \cdot \text{sen}\omega t}{V_o} \right) \cdot (V_p \text{sen}\omega t + V_o) \quad (11)$$

Considerando $V_{ab_{pico}} = V_p$:

$$L \cdot f_s \cdot \Delta I_L = \frac{1}{2} \left(V_p \text{sen}\omega t + V_o - \frac{V_p^2 \text{sen}^2 \omega t}{V_o} - V_p \text{sen}\omega t \right) \quad (12)$$

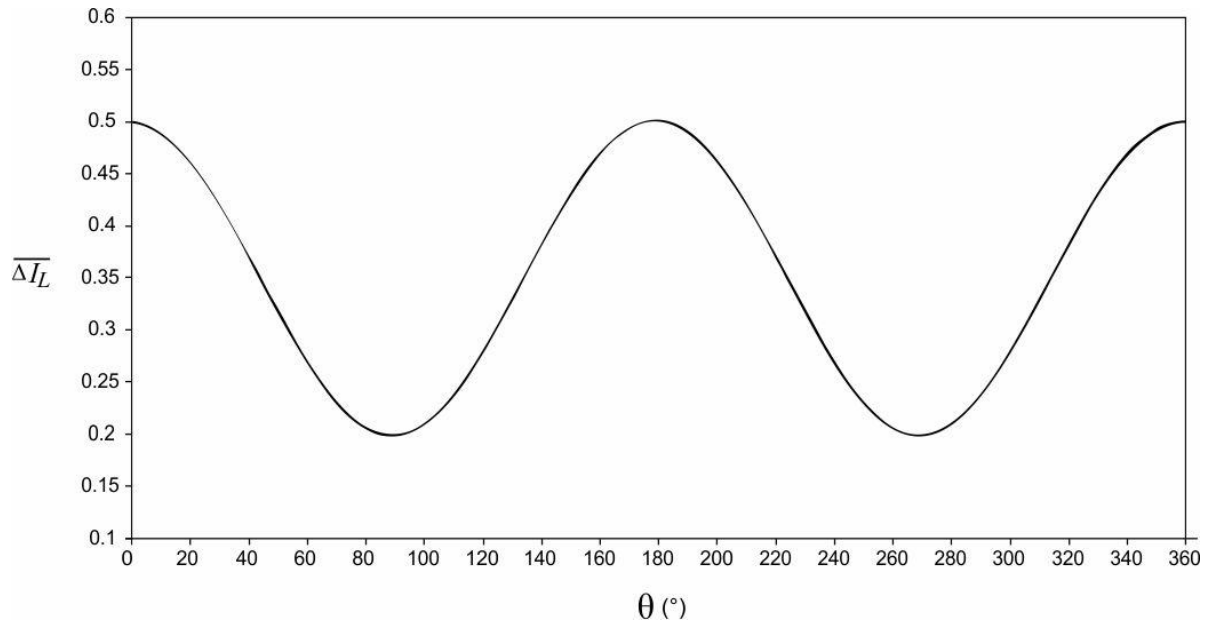
$$L \cdot f_s \cdot \Delta I_L = \frac{1}{2} \left(V_o - \frac{V_p^2 \text{sen}^2 \omega t}{V_o} \right) \quad (13)$$

Dividindo ambos os lados por V_o , resulta na ondulação de corrente parametrizada:

$$\overline{\Delta I_L} = \frac{L \cdot f_s \cdot \Delta I_L}{V_o} = \frac{1}{2} \left[1 - \left(\frac{V_p}{V_o} \right)^2 \sin^2 \omega t \right] \quad (14)$$

Com isso é possível traçar um gráfico da corrente parametrizada em função do ângulo, com $V_p = 311 \text{ V}$ e $V_o = 400 \text{ V}$.

Figura 28: Ondulação de corrente do indutor parametrizada



Fonte: Do autor

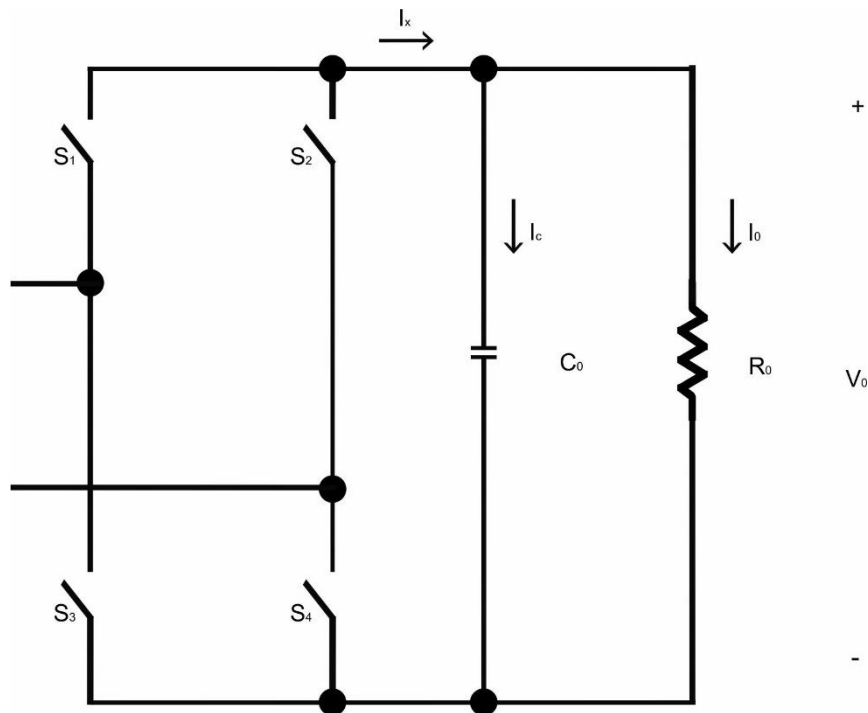
Os valores máximos ocorrem para $\theta = 0^\circ$, 180° e 360° , onde $\overline{\Delta I_L} = 0,5$, logo a equação para o cálculo do indutor Boost é a seguinte:

$$L = \frac{V_o}{2 \cdot f_s \cdot \Delta I_L} \quad (15)$$

2.1.4. Capacitor de saída

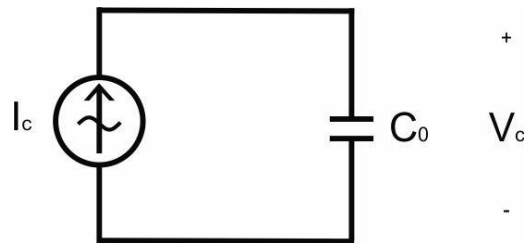
Para o cálculo da capacitância de saída foi utilizado o mesmo procedimento descrito em [17] para um conversor Boost com apenas uma chave, em que o capacitor de saída se encontra em paralelo com a carga. O modelo simplificado para obtenção da expressão é demonstrado na Figura 29.

Figura 29: Circuito do conversor bidirecional monofásico



Fonte: Do autor

Figura 30: Circuito simplificado para obtenção da capacitância de saída



Fonte: Do autor

Do modelo simplificado pode-se obter a seguinte equação:

$$V_c = X_c \cdot I_c \rightarrow \Delta V_{cp} = X_c \cdot I_{cp} \quad (16)$$

Onde:

$$X_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_0} \quad (17)$$

Sabendo que a frequência de saída é o dobro da frequência de entrada e substituindo (17) em (16) e isolando C_0 , é obtida a seguinte expressão:

$$C_0 = \frac{I_{cp}}{4 \cdot \pi \cdot f_{in} \cdot \Delta V_{cp}} \quad (18)$$

O valor de pico da corrente que circula pelo capacitor é necessário para se chegar na expressão final do cálculo da capacitância. Assim se faz necessário fazer algumas considerações iniciais:

$$V_{in}(\theta) = V_p \cdot \text{sen}(\theta) \quad (19)$$

$$I_{in}(\theta) = I_p \cdot \text{sen}(\theta) \quad (20)$$

$$P_{in}(\theta) = V_{in}(\theta) \cdot I_{in}(\theta) \quad (21)$$

Substituindo as Equações (19) e (20) em (21):

$$P_{in}(\theta) = V_p \cdot I_p \cdot \text{sen}^2(\theta) \quad (22)$$

A expressão para a potência instantânea de saída é dada por:

$$P_0(\theta) = V_0 \cdot I_x(\theta) \quad (23)$$

Supondo que as perdas são nulas no conversor, então pode-se igualar as potências e obter $I_x(\theta)$:

$$I_x(\theta) = \frac{V_p}{V_0} \cdot I_p \cdot \text{sen}^2(\theta) \quad (24)$$

A potência média na saída sem considerar as perdas, pode ser obtida pela expressão:

$$P_0 = \frac{V_p \cdot I_p}{2} \quad (25)$$

Sabe-se que:

$$\text{sen}^2(\theta) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot \cos(2\theta) \quad (26)$$

Então substituindo (25) e (26) em (24) obtém-se:

$$I_x(\theta) = \frac{P_0}{V_0} - \frac{P_0}{V_0} \cdot \cos(2\theta) \quad (27)$$

Como a parte continua não passa pelo capacitor, é possível obter a expressão para corrente I_c :

$$I_c(\theta) = \frac{P_0}{V_0} \cdot \cos(2\theta) \quad (28)$$

Onde:

$$I_{cp} = \frac{P_0}{V_0} \quad (29)$$

Logo, substituindo a Equação (29) em (18), obtém-se a equação para o cálculo do capacitor de saída:

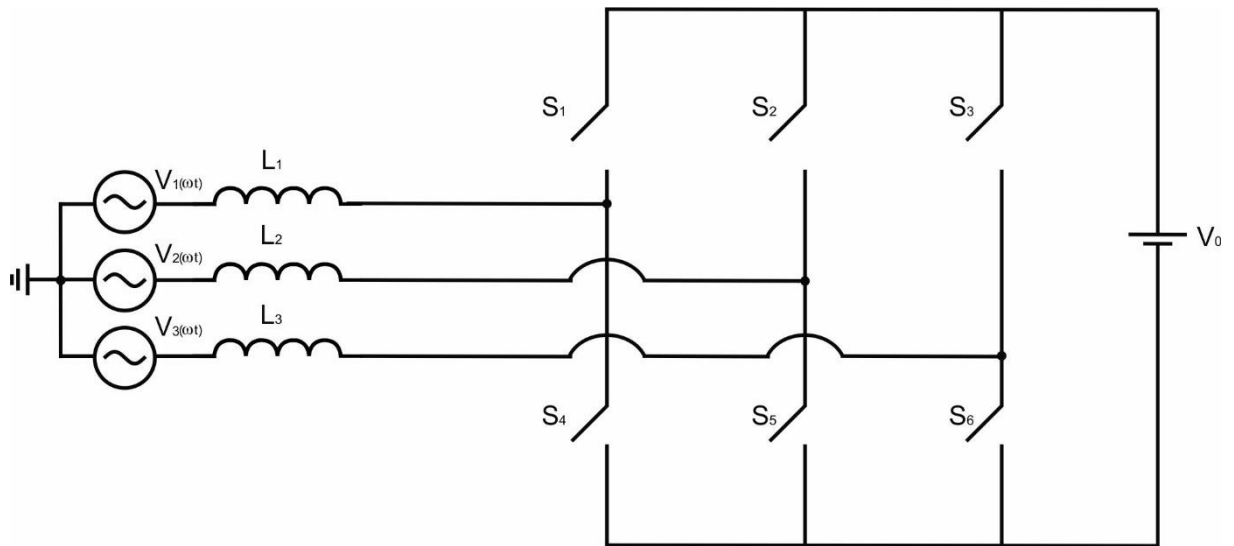
$$C_0 = \frac{P_0}{2 \cdot \pi \cdot f_{in} \cdot V_0 \cdot \Delta V_0} \quad (30)$$

Em que $\Delta V_0 = \Delta V_{cp}/2$.

2.2. Conversor bidirecional em ponte completa trifásico

A estrutura a ser utilizada do conversor, está demonstrada na Figura 31. O conversor apresenta duas chaves e uma indutância de linha por cada fase.

Figura 31: Conversor bidirecional trifásico em ponte completa



Fonte: Do autor

Em [18] é apresentado um estudo sobre esse tipo de conversor, discutindo as etapas de operação, e o cálculo dos parâmetros, tudo isso utilizando o teorema dos valores médios instantâneos. Este trabalho se baseará na referência para realizar os dimensionamentos do capacitor de saída e do indutor de entrada.

2.2.1. Dimensionamento do indutor e capacitor

De acordo com [18], a indutância de entrada do conversor em questão pode ser calculada pela Equação (31).

$$L = \frac{V_p}{\Delta I_{Lf} \cdot f_s} \left(1 - \frac{3V_p}{2V_0} \right) \quad (31)$$

Como as indutâncias são iguais, todas serão calculadas usando essa equação.

Já a capacitância de saída será calculada por meio da Equação (32).

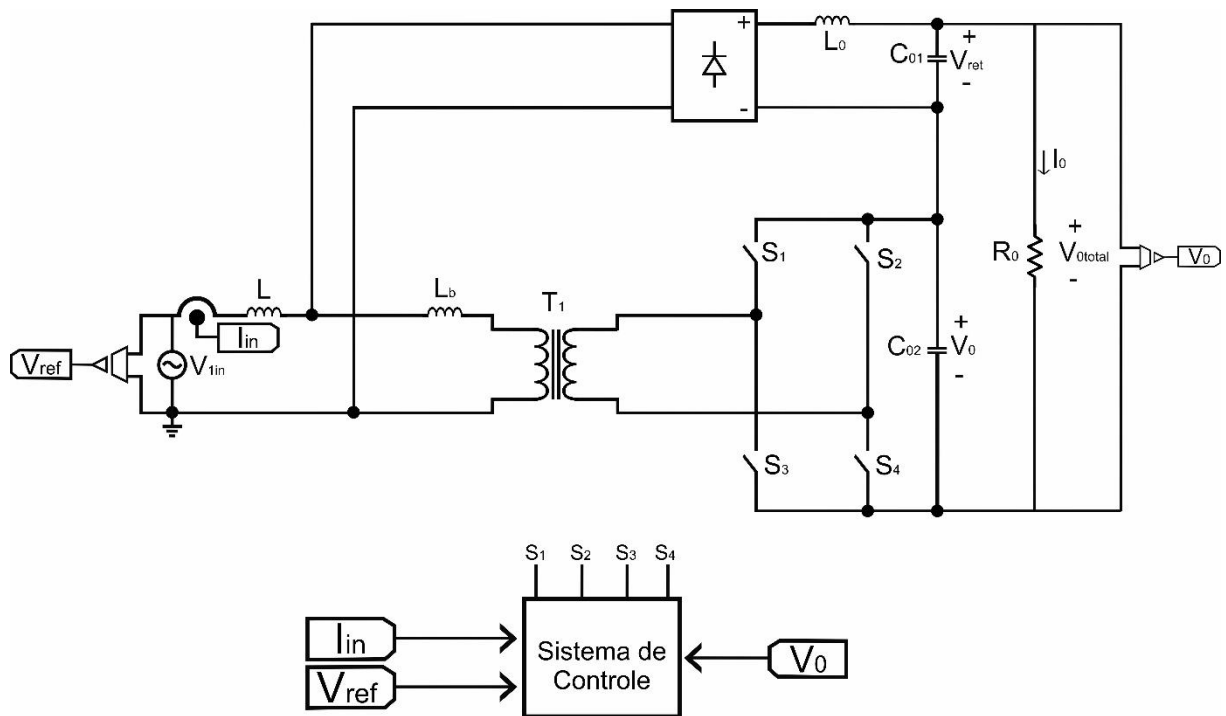
$$C_0 = \frac{P_0}{\Delta V_{C_0} \cdot V_0 \cdot f_s} \left(1 - \frac{3V_p}{2V_0} \right) \quad (32)$$

3. ESTRATÉGIA DE CONTROLE

Para que o conversor bidirecional funcione corrigindo a corrente drenada da rede e controlando a tensão de carga, é preciso ter duas malhas de controle. Para se obter uma corrente que consiga seguir bem a referência utilizada e reproduzi-la sem grandes distorções, é necessário que malha de corrente seja bem rápida. Já a malha de tensão tem que ser suficientemente lenta para garantir o desacoplamento dinâmico [17].

A Figura 32 apresenta o esquema de controle adotado.

Figura 32: Estrutura do retificador híbrido monofásico



Fonte: Do autor

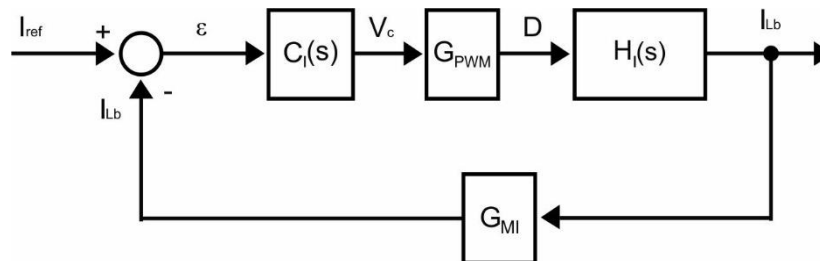
Onde o sensor de corrente é ligado à corrente de entrada e a referência é gerada a partir da tensão de entrada. A tensão V_0 que será controlada vai ser a soma da tensão de saída do retificador passivo com a tensão de saída do conversor controlado.

3.1. Malha de corrente

Para produzir uma corrente com uma forma igual à demonstrada nas Figuras 19 e 24, é necessário um controle de corrente. O controle utilizado será do tipo realimentado, em que a corrente da rede medida pelo sensor, será subtraída de uma corrente de referência, gerada pela tensão da rede multiplicada por um fator adequado. O sinal de erro resultante é aplicado ao compensador de corrente, que gera o sinal a ser comparado com a dente de serra, finalmente o produto da comparação produz a modulação PWM que aciona os interruptores.

O diagrama de blocos da Figura 33 ilustra a malha de corrente formada pela planta do conversor, o ganho PWM, o compensador e o sensor.

Figura 33: Diagrama de blocos da malha de corrente



Fonte: Do autor

Onde:

- $H_i(s)$ é o modelo por valores médios instantâneos;
- $C_i(s)$ é o compensador de corrente;
- G_{PWM} é o ganho do modulador PWM;
- G_{MI} é o ganho do medidor de corrente.

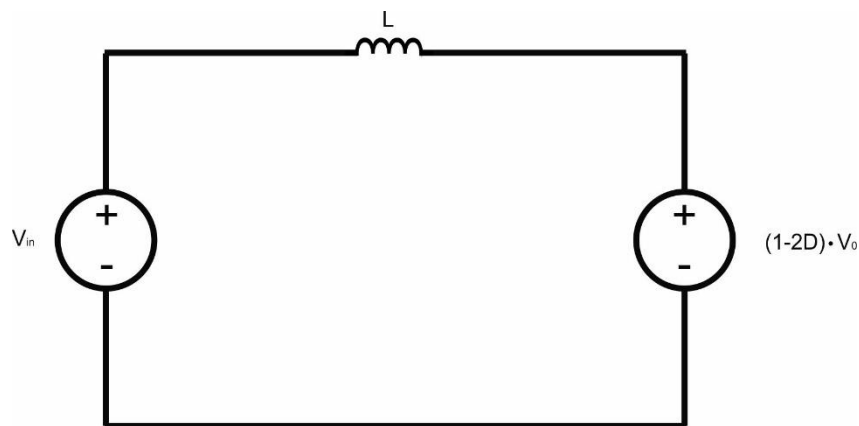
3.1.1. Método por valores médios instantâneos

Nesta técnica considera-se que as constantes de tempo do conversor são muito maiores que o período de comutação, assim é possível assumir que a tensão de entrada do conversor permanece constante para um período de comutação. Portanto a tensão de entrada pode ser definida por:

$$V_i(\omega t) = V_i \quad (33)$$

Considerando constantes a tensão de entrada e a tensão V_{abmed} definida na Equação (4), obtém-se um modelo elétrico simplificado, que relaciona a variável D com a corrente do indutor.

Figura 34: Modelo elétrico simplificado



Fonte: Do autor

Logo a tensão sobre o indutor é dada por:

$$L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} = V_{in} - (1-2D) \cdot V_o \quad (34)$$

Manipulando a Equação (34), tem-se:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{V_{in} - (1-2D) \cdot V_o}{L} \quad (35)$$

Aplicando uma perturbação na Equação (35), obtém-se:

$$\frac{di_L(t) + \Delta i_L(t)}{dt} = \frac{V_{in} - (1 - 2(D + \Delta d(t))) \cdot V_o}{L} \quad (36)$$

$$\frac{di_L(t)}{dt} + \frac{d\Delta i_L(t)}{dt} = \frac{V_{in} - V_o + 2D \cdot V_o + 2\Delta d(t) \cdot V_o}{L} \quad (37)$$

$$\frac{di_L(t)}{dt} + \frac{d\Delta i_L(t)}{dt} = \frac{V_{in} - (1 - 2D) \cdot V_o}{L} + \frac{2\Delta d(t) \cdot V_o}{L} \quad (38)$$

Substituindo a equação (35) em (38) e manipulando:

$$\frac{d\Delta i_L(t)}{dt} = \frac{2\Delta d(t) \cdot V_o}{L} \quad (39)$$

Aplicando a transformada de Laplace, chega-se ao modelo por valores médios instantâneos:

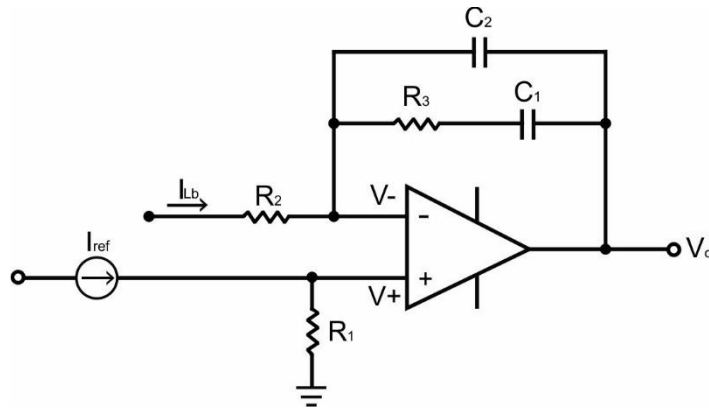
$$s \cdot \Delta i_L(s) = \frac{2\Delta d(s) \cdot V_o}{L} \quad (40)$$

$$H_i(s) = \frac{\Delta i_L(s)}{\Delta d(s)} = \frac{2 \cdot V_o}{s \cdot L} \quad (41)$$

3.1.2. Compensador de corrente

O compensador de corrente escolhido para o projeto é exposto na Figura 35. Esse tipo de compensador é bem utilizado na literatura, e apresenta algumas vantagens quando comparado com um controlador PI, é conhecido por ser um controlador proporcional-integral com filtro, pois, tem dois polos e um zero [17].

Figura 35: Compensador de corrente



Fonte: Do autor

A função de transferência desse compensador é dada por:

$$\frac{V_0}{V_+} = \frac{Z_R}{Z_f} + 1 \quad (42)$$

Em que Z_R é a impedância equivalente da realimentação, enquanto Z_f é a impedância equivalente ligada ao pino inversor V_- . Então Z_R e Z_f são definidas por:

$$Z_R = \frac{R_3 \cdot C_1 \cdot s + 1}{s \cdot (C_1 + C_2) \cdot \left[\left(\frac{R_3 \cdot C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \right) \cdot s + 1 \right]} \quad (43)$$

$$Z_f = R_2 \quad (44)$$

Substituindo (43) e (44) em (42), tem-se:

$$\frac{V_0}{V_+} = \frac{R_3 \cdot C_1 \cdot s + 1}{s \cdot R_2 \cdot (C_1 + C_2) \cdot \left[\left(\frac{R_3 \cdot C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \right) \cdot s + 1 \right]} + 1 \quad (45)$$

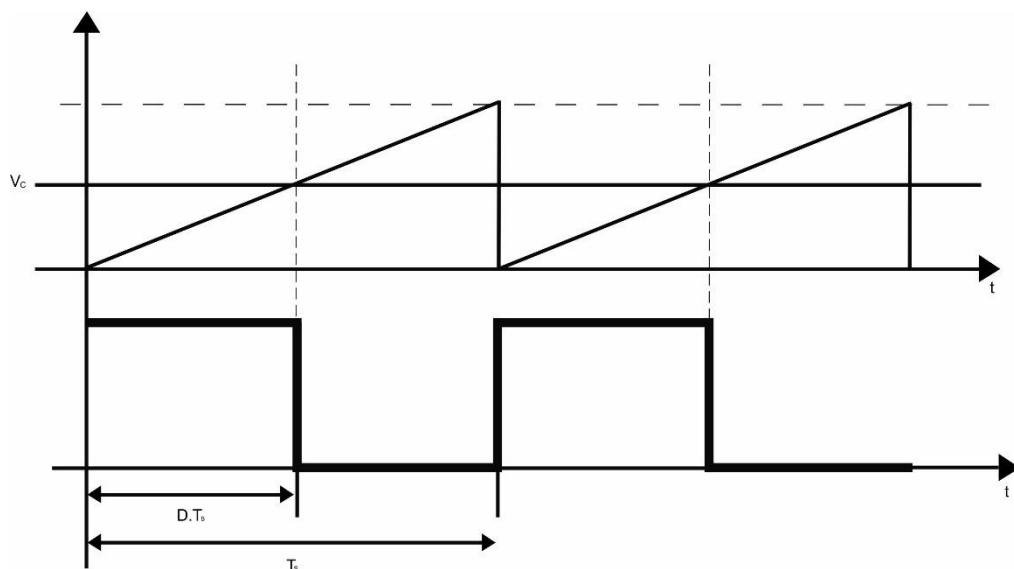
Com uma escolha adequada dos parâmetros, é possível fazer com que a parcela dependente da frequência seja muito maior que a banda passante do sistema compensado, assim o compensador de corrente aproximado é dado por:

$$C_I(s) = \frac{V_0}{V_+} = \frac{R_3 \cdot C_1 \cdot s + 1}{s \cdot R_2 \cdot (C_1 + C_2) \cdot \left[\left(\frac{R_3 \cdot C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \right) \cdot s + 1 \right]} \quad (46)$$

3.1.3. Modulador PWM

Como observado na Figura 35, na saída do compensador tem-se a tensão de controle V_c , que é comparado com uma portadora dente de serra para gerar a variável de controle D , assim produzindo os pulsos de acionamento das chaves. A técnica utilizada para isso é a de modulação por largura de pulsos (PWM). A Figura 36 mostra o princípio de geração do comando das chaves.

Figura 36: Funcionamento PWM



Fonte: Do autor

Analisando a Figura 36, é possível encontrar uma equação para onda dente de serra, visto que em um período de comutação, o sinal é uma reta. Logo, tem-se a expressão:

$$V_{srr} = \frac{V_s}{T_s} \cdot t \quad (47)$$

Em $t = D \cdot T_s$, o sinal dente de serra assume o valor igual a V_c , assim é possível determinar o ganho do modulador PWM substituindo t na equação (47).

$$V_c = \frac{V_s}{T_s} \cdot D \cdot T_s \quad (48)$$

Então:

$$D = \frac{V_c}{V_s} \quad (49)$$

Logo, o ganho do modulador PWM é definido por:

$$G_{PWM} = \frac{1}{V_s} \quad (50)$$

3.1.4. Sensor de corrente

Para a realização da medição da corrente de entrada, é utilizado um sensor isolado com um ganho associado G_{Mi} .

Analisando a configuração do compensador de corrente já apresentado e considerando o amplificador operacional ideal, torna-se possível relacionar as correntes $I_{Lb}(t)$ e $I_{Ref}(t)$.

$$V_+ = i_{Ref}(t) \cdot R_1 - i_{Lb}(t) \cdot GM_i \quad (51)$$

Em regime permanente deseja-se que a tensão na entrada inversora seja nula, o que ocorre se $I_{Lb}(t)$ seguir a corrente de referência $I_{Ref}(t)$. Logo, após essa consideração e manipulando a equação (51) para isolar o ganho do sensor de corrente, tem-se:

$$i_{Ref}(t) \cdot R_1 = i_{Lb}(t) \cdot GM_i \quad (52)$$

O que torna possível determinar o valor de pico da corrente de referência, para um valor escolhido do ganho do sensor de corrente.

$$GM_i = \frac{i_{Ref} \cdot R_1}{i_{Lb}} \quad (53)$$

3.1.5. Ajuste de Parâmetros do compensador de corrente

O ajuste dos parâmetros do compensador é de grande importância para o funcionamento adequado da malha de corrente, pois, algumas considerações feitas só são válidas se o desacoplamento dinâmico das malhas de corrente e tensão for garantido. Portanto, é necessário um bom posicionamento dos polos e do zero para que o compensador funcione corretamente. Esse ajuste é feito escolhendo os valores dos resistores e capacitores. As relações a seguir estabelecem as posições:

$$fz_1 = \frac{1}{2\pi R_3 C_1} \quad (54)$$

$$fp_1 = 0 \quad (55)$$

$$fp_2 = \frac{C_1 + C_2}{2\pi R_3 C_1 C_2} \quad (56)$$

Algumas recomendações são necessárias nas escolhas do polo e do zero. A primeira é que visando buscar que a corrente siga o máximo a referência, a frequência do zero deve ser alocada a alguns quilohertz. A segunda é que segundo polo deve estar localizado de forma que a frequência de cruzamento dentro do ganho de faixa plana do compensador.

O ganho de faixa plana é definido por:

$$G_{FP} = 20 \cdot \log\left(\frac{R_3}{R_2}\right) \quad (57)$$

Na frequência de cruzamento o modulo da função de transferência de malha aberta tem que ser igual a 1, isso obtido a partir do critério de estabilidade.

$$|FTMA_I(s)| = 1 \quad (58)$$

$$|C_I(s) \cdot G_{PWM} \cdot H_I(s) \cdot R_{sh}| = 1 \quad (59)$$

Fazendo as devidas substituições, tem-se:

$$G_{FP} \cdot \frac{2}{V_s} \cdot \frac{V_0}{L_{Boost} \cdot \omega_c} = 1 \quad (60)$$

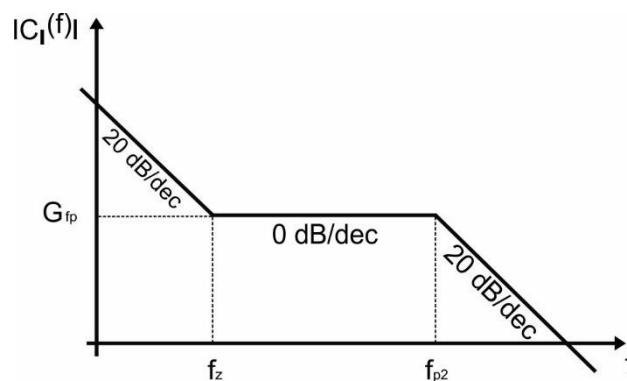
$$G_{FP} = \frac{L_{Boost} \cdot \pi \cdot f_c \cdot V_s}{V_0 \cdot GM_i} \quad (61)$$

Para esse tipo de compensador, tem-se que:

$$R_1 = R_2 \quad (62)$$

Com as recomendações seguidas para as escolhas do polo e do zero, e sabendo o ganho de faixa plana, é possível determinar os valores dos capacitores utilizando as Equações (54), (56) e (57). Com todos os parâmetros conhecidos o diagrama de bode pode ser traçado, conforme ilustrado na Figura 37.

Figura 37: Diagrama de bode do compensador de corrente

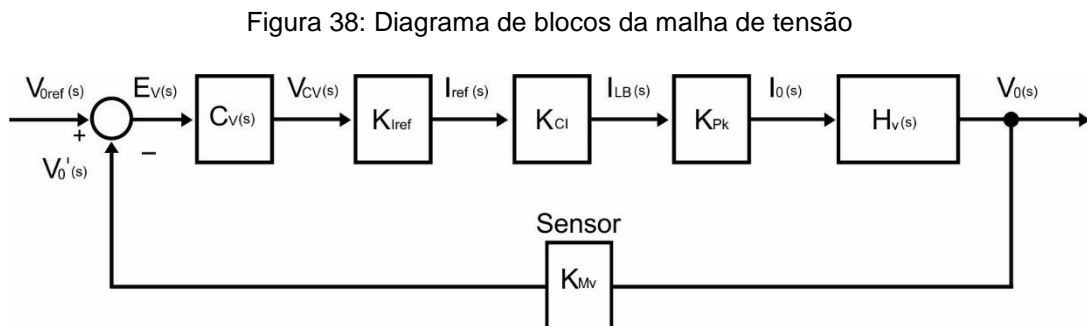


Fonte: Adaptado de [17]

3.2. Controle de tensão

A função do controle de tensão é manter um valor fixo da tensão de saída sob variações de carga, pois, sistemas que possuem apenas controle de corrente podem sofrer variações bruscas da tensão com a mudança de carga. Basicamente, a malha de tensão é responsável por controlar o valor médio da tensão de saída.

O controle funciona a partir de um sensor de tensão ligado na carga. A tensão medida é subtraída de uma tensão de referência desejada gerando o erro que entra no compensador de tensão, que produz em sua saída o sinal de controle. O sinal de controle sai para um multiplicador para alterar a amplitude da corrente de referência conforme a carga solicita. A Figura 38 apresenta o diagrama de blocos da malha de tensão:



Fonte: Do autor

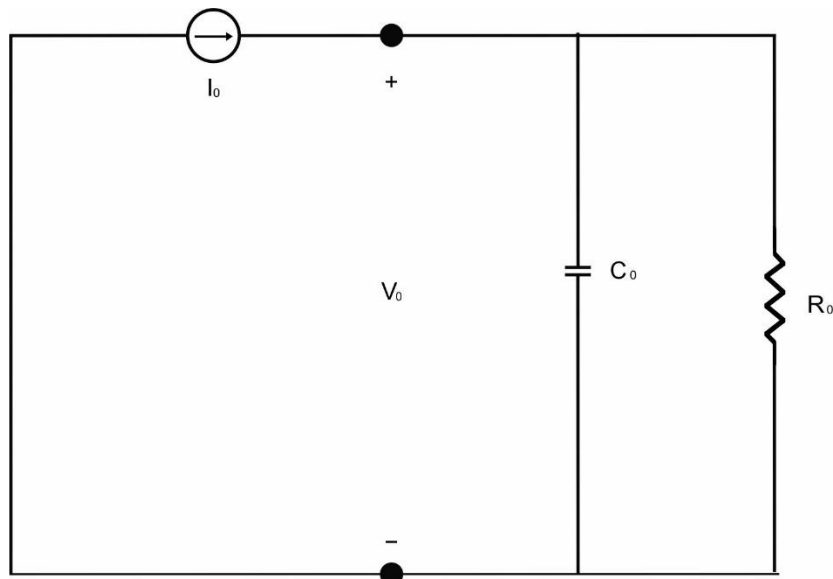
Onde:

- $H_v(s)$ é o modelo da planta por valores médios;
- $C_v(s)$ é o compensador de tensão;
- K_{iref} é ganho do multiplicador;
- K_{CI} é ganho do compensador de corrente em regime;
- K_{PK} é ganho da relação entre a corrente do indutor e a corrente de carga;
- K_{MV} é ganho do medidor.

3.2.1. Modelo por valores médios

Fazendo uso do método por valores médios é possível obter um modelo simplificado como ilustrado na Figura 39.

Figura 39: Circuito equivalente para determinação do modelo



Fonte: Do autor

Utilizando a Lei de Kirchoff das correntes é possível obter a seguinte expressão do circuito acima:

$$I_0(t) = C_0 \cdot \frac{dV_0(t)}{dt} + \frac{V_0(t)}{R_0} \quad (63)$$

Manipulando (63), tem-se:

$$\frac{dV_0(t)}{dt} + \frac{V_0(t)}{C_0 \cdot R_0} = \frac{I_0(t)}{C_0} \quad (64)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (64), obtém-se a função de transferência da planta.

$$H_v(s) = \frac{V_o}{I_o}(s) = \frac{R_o}{C_o \cdot R_o \cdot s + 1} \quad (65)$$

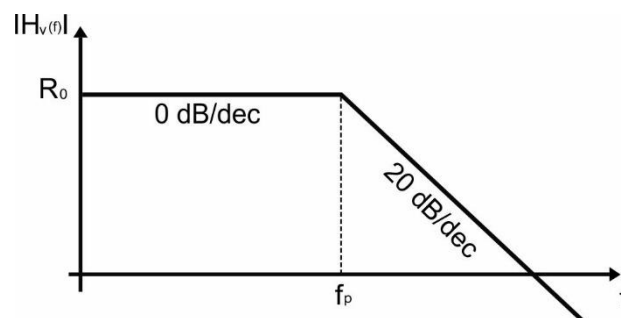
Deduzido a planta, é possível definir o ganho de faixa plana e o polo

$$H_v(0) = R_o \quad (66)$$

$$f_{po} = \frac{1}{2\pi \cdot C_o \cdot R_o} \quad (67)$$

Com os parâmetros e a posição do polo definidos, é possível traçar o diagrama de bode para observar como se comporta ao longo da frequência.

Figura 40: Diagrama de bode da planta

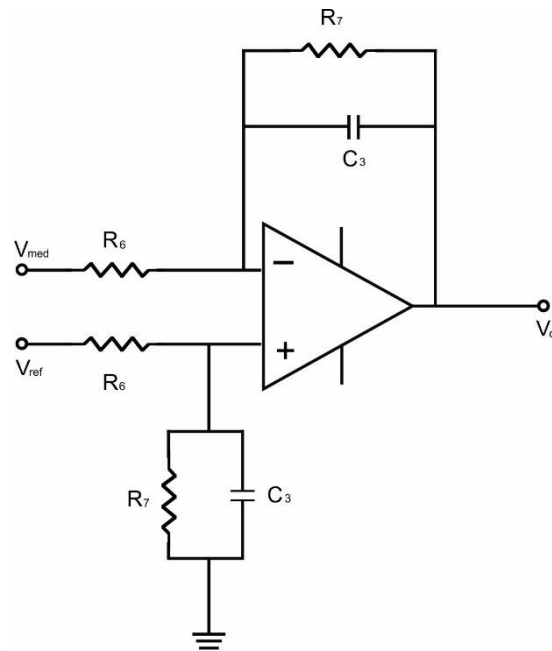


Fonte: Adaptado de [17]

3.2.2. Compensador de Tensão

O compensador de tensão a ser adotado, será um filtro passa baixa, na tentativa de eliminar as ondulações de tensão causadas pelo retificador passivo. A configuração utilizada será conforme a Figura 41.

Figura 41: Compensador de tensão



Fonte: Do autor

Para determinação da função de transferência do compensador, será realizada a análise utilizando o teorema da superposição. Primeiro é possível considerar apenas a contribuição de V_{med} . Logo, a expressão obtida é a Equação 68:

$$\frac{V_{med}}{R_6} = \frac{V_{cmed}}{Z_f} \quad (68)$$

Isolando V_{cmed} da Equação (68):

$$V_{cmed} = \frac{-V_{med} Z_f}{R_6} \quad (69)$$

Para se obter-se a contribuição de V_{ref} , é necessário ter a expressão da tensão da entrada não inversora do amplificador. Para isto, basta fazer um divisor resistivo, o que resulta em:

$$V_+ = \frac{V_{ref} Z_f}{R_6 + Z_f} \quad (70)$$

Para obtenção de uma relação entre a tensão de saída e a tensão de referência, foram utilizados dois métodos, o curto-circuito virtual do amplificador operacional e a lei de Kirchoff das correntes.

$$\frac{-V_{ref}Z_f}{R_6(R_6 + Z_f)} = \frac{\frac{V_{ref}Z_f}{R_6 + Z_f} - V_{cref}}{Z_f} \quad (71)$$

Manipulando e simplificando a Equação (71), chega-se a expressão da contribuição da tensão de referência na saída do compensador.

$$V_{cref} = \frac{Z_f}{R_6} V_{ref} \quad (72)$$

Somando as contribuições, obtém-se a tensão na saída do compensador

$$V_c = \frac{Z_f}{R_6} (V_{ref} - V_{med}) \quad (73)$$

A função de transferência do compensador relaciona a tensão de saída do compensador com a tensão diferencial da entrada do amplificador, logo:

$$C_v = \frac{V_c}{V_{ref} - V_{med}} = \frac{Z_f}{R_6} \quad (74)$$

Substituindo Z_f , que corresponde ao paralelo entre R_7 e C_3 , obtém-se:

$$Z_f = \frac{R_7}{sC_3R_7 + 1} \quad (75)$$

Substituindo (75) em (74), tem-se a função de transferência do compensador e consequentemente o ganho estático e a frequência de corte do filtro.

$$C_v(s) = \frac{R_7}{R_6(1 + sC_3R_7)} \quad (76)$$

$$C_v(0) = \frac{R_7}{R_6} \quad (77)$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi C_3 R_7} \quad (78)$$

3.2.3. Ganhos da malha de tensão

Alguns ganhos estão relacionados à malha de tensão conforme foi descrito no diagrama da Figura 38. O primeiro deles é o K_{Iref} , que é o ganho relacionado ao multiplicador, ou seja, é o valor da corrente de referência.

O ganho K_{CI} representa a relação entre a corrente do indutor de entrada e a corrente de referência. Da Equação (53) é possível isolar essa relação, que resulta em:

$$K_{CI} = \frac{i_L(s)}{i_{ref}(s)} \quad (79)$$

$$K_{CI} = \frac{R_1}{GM_i} \quad (80)$$

Outro ganho associado a malha de tensão é o K_{PK} , que relaciona a corrente de saída, com a corrente de pico do indutor de entrada. Essa relação pode ser obtida pela equação de balanço considerando o sistema sem perdas.

$$\frac{V_{inp} I_{inp}}{2} = V_o I_o \quad (81)$$

$$K_{pk} = \frac{V_{inp}}{2V_o} \quad (82)$$

3.2.4. Sensor de tensão

O sensor de tensão nada mais é do que um divisor resistivo, portanto seu ganho pode ser definido por:

$$K_{Mv} = \frac{V_{Omed}}{V_o} = \frac{R_{Mi}}{R_{Mi} + R_{Ms}} \quad (83)$$

3.2.5. Ajuste dos parâmetros do compensador de tensão

Os parâmetros do compensador devem ser ajustados de tal modo que mantenham um erro estático constante e um valor de pico da ondulação da tensão de saída. Fazendo uso do teorema do valor final e analisando o diagrama de blocos da Figura 38, pode-se obter a expressão do ganho estático.

$$\varepsilon_o = \frac{1}{FTMA_v(0) + 1} \quad (84)$$

Da análise do diagrama de bloco da Figura 38, tem-se que:

$$FTMA_v(s) = C_v(s) \cdot G_{Iref} \cdot G_{CI} \cdot G_{PK} \cdot H_v(s) \cdot G_{Mv} \quad (85)$$

Então, substituindo (85), (77) e (66) em (84), e considerando que $K = K_{Iref} \cdot K_{CI} \cdot K_{PK}$, obtém-se:

$$\frac{R_7}{R_6} = \left(\frac{1 - \varepsilon_o}{\varepsilon_o} \right) \cdot \frac{1}{G \cdot R_o \cdot G_{Mv}} \quad (86)$$

O outro critério relaciona a ondulação desejada da tensão de carga, que sofre atenuação do sensor na entrada do compensador. Logo, a ondulação na entrada do compensador é dada por:

$$\Delta V_c = \Delta V_o \cdot K_{Mv} \quad (87)$$

A intenção é obter a atenuação de tensão causada pelo compensador de forma que:

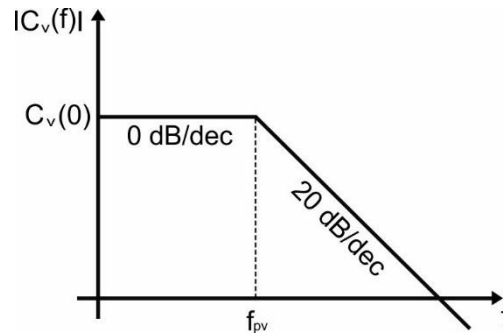
$$V_a = |C_v(2 \cdot f_{rede})| \cdot \Delta V_o \quad (88)$$

Então obtendo o modulo e fazendo a substituição de (76) em (88), tem-se:

$$C_3 = \frac{\Delta V_o \cdot K_{Mv}}{V_a \cdot 2\pi \cdot 2 \cdot f_{rede} \cdot R_6} \quad (89)$$

Com todos os parâmetros já determinados, pode-se traçar o diagrama de Bode do compensador de tensão.

Figura 42: Diagrama de bode do compensador de tensão

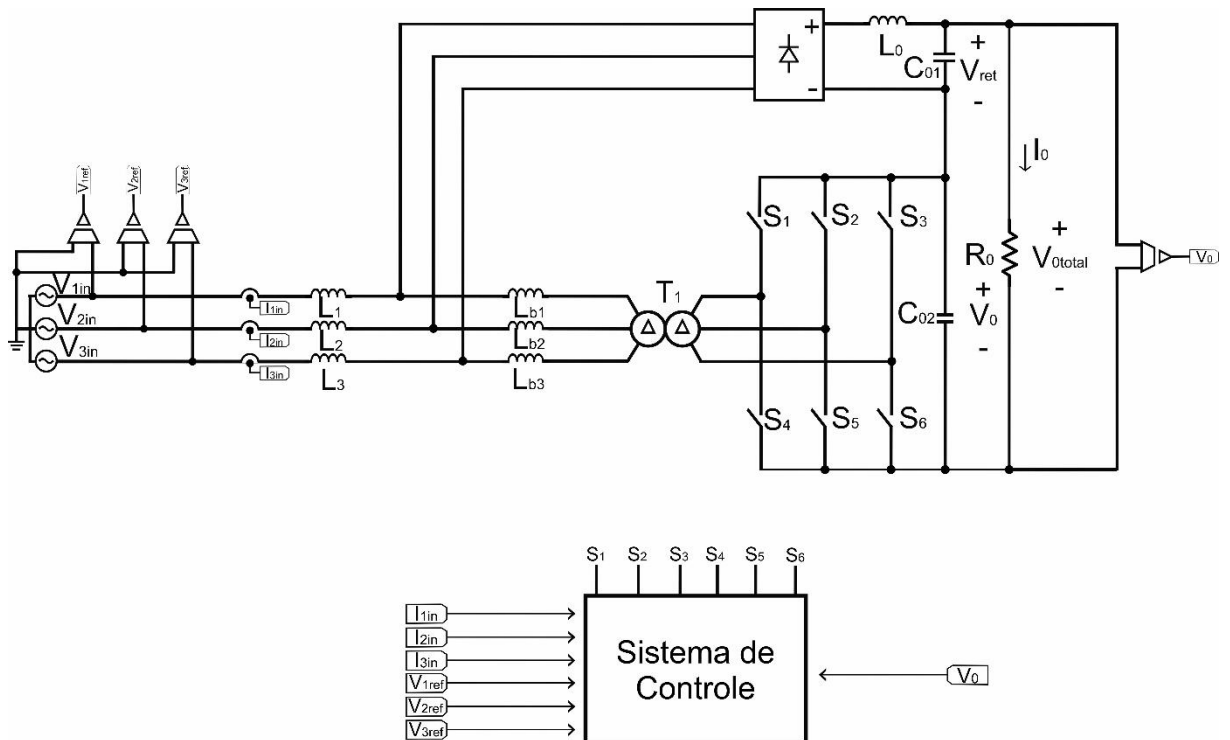


Fonte: Adaptado de [17]

3.3. Controle da proposta trifásica

A Figura 43 ilustra o controle a ser realizado.

Figura 43: Estrutura do retificador híbrido trifásico



Fonte: Do autor

Não serão necessárias grandes mudanças no controle com relação ao que já foi descrito para o monofásico. Para o compensador de corrente, as fases serão monitoradas individualmente, logo, a mesma estrutura utilizada para o monofásico poderá ser usada no trifásico. O compensador de tensão terá que sofrer uma leve alteração nos parâmetros, visto que a potência processada e a tensão de saída serão maiores.

4. PROJETOS DOS RETIFICADORES HÍBRIDOS

Neste capítulo será apresentado os valores dos parâmetros necessários para elaboração do projeto dos retificadores, conversores e das malhas de corrente e tensão de cada proposta, de acordo com as equações discutidas anteriormente.

4.1. Especificações de projeto

4.1.1. Especificações da proposta monofásica

Para o cálculo dos parâmetros do retificador híbrido monofásico, algumas considerações iniciais precisam ser feitas.

De início serão calculados os parâmetros do conversor. Por ele deseja-se que seja processado 30% da potência total, como comentado anteriormente. O balanço de potência nessa estrutura se dá proporcionalmente ao balanço de tensões. Como na saída do retificador passivo é obtida uma tensão acima de 200 V quando alimentado por uma fonte senoidal de com tensão eficaz de 220 V, uma tensão de 100 V na saída do conversor controlado será considerada para o projeto.

Logo, as especificações de projeto são apresentadas na Tabela 8.

Tabela 8: Especificações de projeto do conversor

Especificações de Projeto		
V_{in}	Tensão de entrada	220 V
V_{inp}	Tensão de pico da entrada	311 V
V_0	Tensão de Saída	100 V
P	Potência	400 W
ΔV_0	Ondulação de tensão de saída	0,02
ΔI_{Lb}	Ondulação da corrente do indutor	0,2
f_{in}	Frequência da rede	60 Hz

Fonte: Do autor

Os resultados obtidos são demonstrados na Tabela 9.

Tabela 9: Parâmetros de projeto do conversor

Parâmetros Calculados		
L_b	Indutor de entrada	5 mH
C_0	Capacitor de saída	2600 μ F

Fonte: Do autor

Para o cálculo dos compensadores, foi usada as seguintes especificações apresentadas na Tabela 10.

Tabela 10: Especificações de projeto dos compensadores

Especificações de Projeto		
V_{in}	Tensão de entrada	220 V
V_{inp}	Tensão de pico da entrada	311 V
n	Eficiência	1
V_0	Tensão de Saída	400 V
P_0	Potência	1200 W
ΔV_0	Ondulação de tensão de saída	0,02
ΔI_{Lb}	Ondulação da corrente do indutor	0,2
f_{in}	Frequência da rede	60 Hz
f_s	Frequência de comutação	30 kHz
V_{srr}	Tensão da dente de serra	15 V
I_{ref}	Pico da corrente de referência	100 μ A
R_1	Resistor	10 k Ω
f_z	Frequência do zero	1000 Hz
f_{p1}	Frequência do pólo 1	0 Hz
f_{p2}	Frequência do pólo 2	50000 Hz
R_6	Resistor	10 k Ω
GM_i	Ganho do medidor de corrente	0,13
GM_v	Ganho do medidor de tensão	0,01
ϵ_0	Erro estático de tensão	0,02
V_a	Valor de pico da ondulação de tensão	100 mV

Fonte: Do autor

Os valores dos parâmetros calculados são apresentados na Tabela 11.

Tabela 11: Parâmetros de projeto dos compensadores

Parâmetros Calculados	
R_2	10 k Ω
R_3	117 k Ω
C_1	1,36 nF
C_2	28 pF
R_7	192,5 k Ω
C_3	106 nF

Fonte: Do autor

Além disso foram escolhidos parâmetros do filtro LC do retificador e do transformador abaixador de tensão, estes descritos na Tabela 12. O cálculo da resistência de carga foi feito utilizando a equação (90).

$$R_0 = \frac{V_0^2}{P_0} \quad (90)$$

Tabela 12: Parâmetros de projeto do filtro LC, do transformador e da resistência de carga

Parâmetros de Projeto		
L_0	Indutor do filtro LC	100 mH
C_{01}	Capacitor do filtro LC	20000 uF
$N1/N2$	Relação de transformação	4,5
R_0	Resistência de carga	75 Ω

Fonte: Do autor

Todos os cálculos foram feitos utilizando um *software* matemático. As planilhas utilizadas para o cálculo dos compensadores de tensão e corrente, e para conversor bidirecional estão disponibilizadas no Apêndice A.

4.1.2. Especificações da proposta trifásica

Da mesma forma feita na topologia monofásica, a proposta trifásica será projetada para que apenas 30% da potência seja processada pelo conversor bidirecional trifásico. Para isso, é necessário que haja um balanço de tensão, de modo que a tensão de saída do conversor seja igual a 30% da tensão total. Como a tensão de saída da ponte de Graetz é não controlada, e quando alimentada com tensão fase eficaz de 220 V, tem em sua saída uma tensão acima de 500 V. Assim a tensão de saída do conversor de projeto foi 220 V.

As especificações de projeto do conversor são apresentadas na Tabela 16.

Tabela 13: Especificações de projeto do conversor

Especificações de Projeto		
V_{in}	Tensão de entrada	220 V
V_{inp}	Tensão de pico da entrada	311 V
V_0	Tensão de Saída	220 V
P	Potência	1200 W
ΔV_0	Ondulação de tensão de saída	0,02
ΔI_{Lb}	Ondulação da corrente do indutor	0,2
f_{in}	Frequência da rede	60 Hz

Fonte: Do autor

Logo, os parâmetros calculados são apresentados na Tabela 14:

Tabela 14: Parâmetros de projeto do conversor trifásico

Parâmetros Calculados		
L_b	Indutor de entrada	5 mH
C_0	Capacitor de saída	2600 uF

Fonte: Do autor

Para o cálculo dos parâmetros do compensador de corrente, foram utilizados os mesmos parâmetros já calculados para a proposta monofásica da Tabela 10, isso pode ser feito pois, o compensador de corrente faz o controle por cada fase independentemente.

As especificações de projetos para os compensadores são apresentadas na Tabela 15.

Tabela 15: Especificações de projeto dos compensadores

Especificações de Projeto		
V_{in}	Tensão de entrada	220 V
V_{inp}	Tensão de pico da entrada	311 V
n	Eficiência	1
V_0	Tensão de Saída	800 V
P_0	Potência	3600 W
ΔV_0	Ondulação de tensão de saída	0,02
ΔI_{Lb}	Ondulação da corrente do indutor	0,2
f_{in}	Frequência da rede	60 Hz
f_s	Frequência de comutação	30 kHz
V_{srr}	Tensão da dente de serra	15 V
I_{ref}	Pico da corrente de referência	100 uA
R_1	Resistor	10 k Ω
f_z	Frequência do zero	1000 Hz
f_{p1}	Frequência do pólo 1	0 Hz
f_{p2}	Frequência do pólo 2	50000 Hz
R_6	Resistor	10 k Ω
GM_i	Ganho do medidor de corrente	0,13
GM_v	Ganho do medidor de tensão	0,01
ϵ_0	Erro estático de tensão	0,02
V_a	Valor de pico da ondulação de tensão	100 mV

Fonte: Do autor

Logo, os parâmetros calculados são apresentados na Tabela 16:

Tabela 16: Parâmetros de projeto dos compensadores

Parâmetros Calculados	
R_2	10 k Ω
R_3	117 k Ω
C_1	1,36 nF
C_2	28 pF
R_7	96,5 k Ω
C_3	212 nF

Fonte: Do autor

Além disso foram escolhidos parâmetros do filtro LC do retificador, do transformador abaixador de tensão e do resistor de carga estes descritos na Tabela 17.

Tabela 17: Parâmetros de projeto do filtro LC, do transformador e da resistência de carga

Parâmetros de Projeto		
L_0	Indutor do filtro LC	20 mH
C_{01}	Capacitor do filtro LC	1000 μ F
$N1/N2$	Relação de transformação	3
R_0	Resistência de carga	156 Ω

Fonte: Do autor

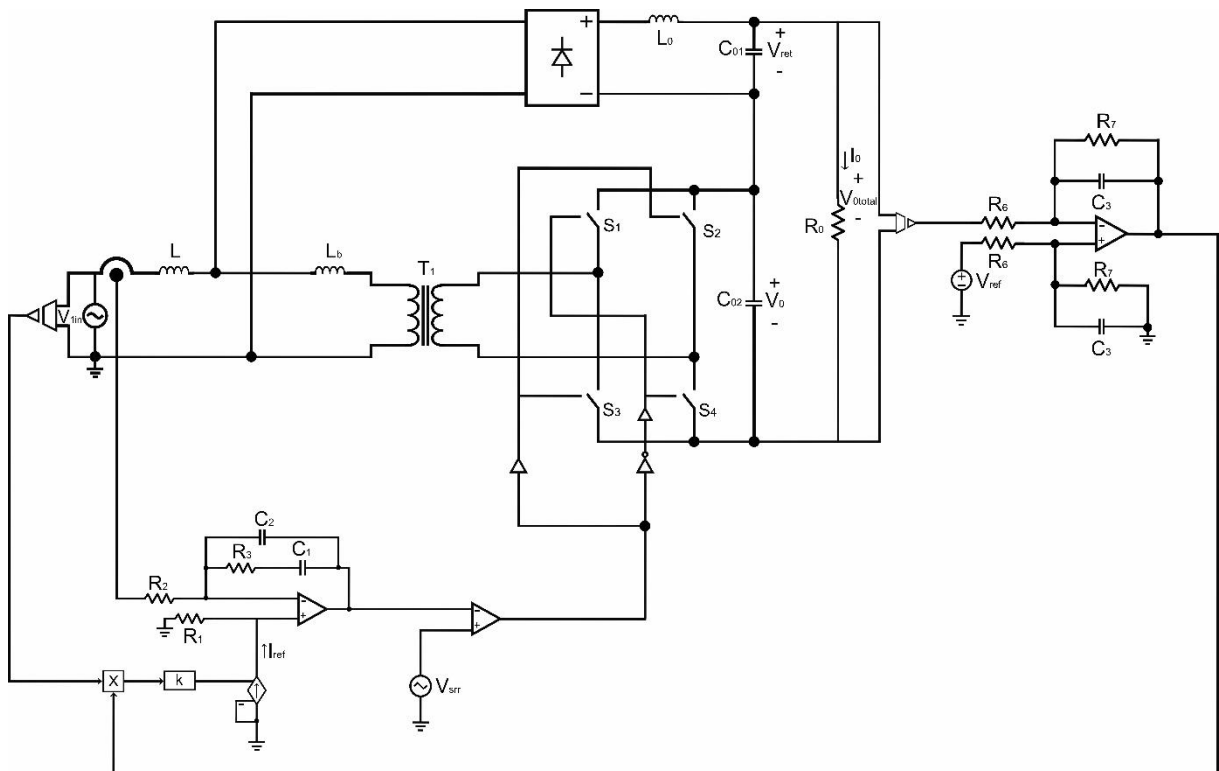
5. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Neste capítulo serão apresentados os resultados da simulação das propostas monofásica e trifásica. Vale ressaltar que os objetivos a serem alcançados discutidos no capítulo 1, são: alto fator de potência, nível de distorção harmônica da corrente de entrada de acordo com as normas internacionais e, controle da tensão de carga mesmo com variações de carga. Além disso, verificar o balanço de potência.

5.1. Resultados da proposta monofásica

Após feitos os cálculos no capítulo 4 dos parâmetros de todos componentes a serem usados, foi possível fazer uma simulação para validar a proposta. A Figura 44 demonstra o esquema completo do sistema a ser simulado.

Figura 44: Circuito completo da proposta monofásica

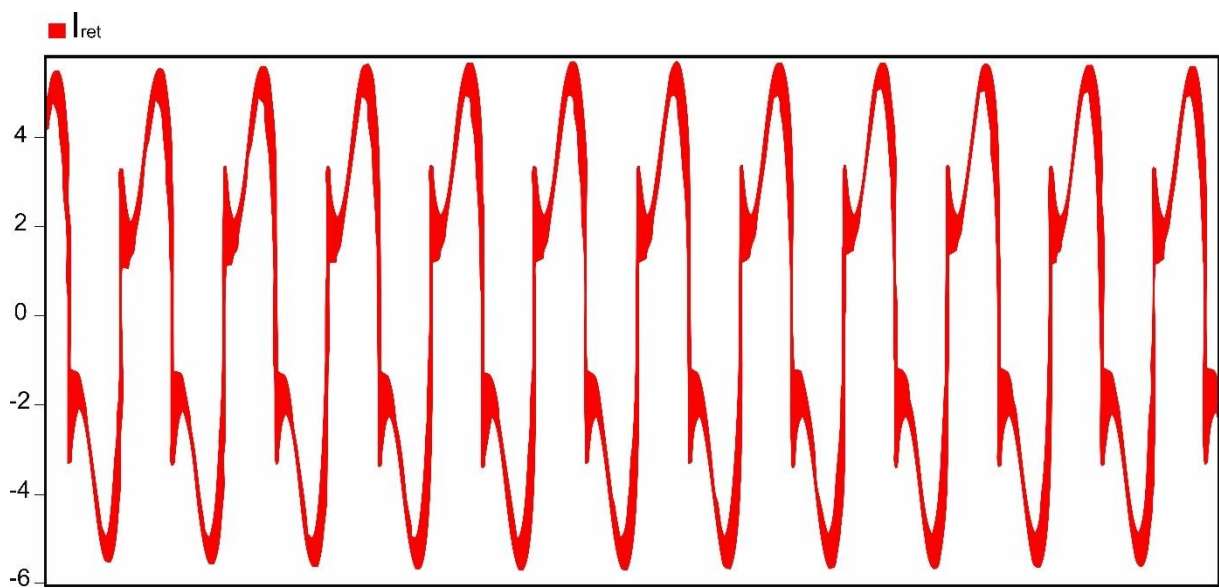


Fonte: Do autor

5.1.1. Correção do fator de potência e da taxa de distorção harmônica

A Figura 45 apresenta a forma de onda simulada da corrente drenada pelo retificador de onda completa.

Figura 45: Forma de onda da corrente drenada pelo retificador de onda completa

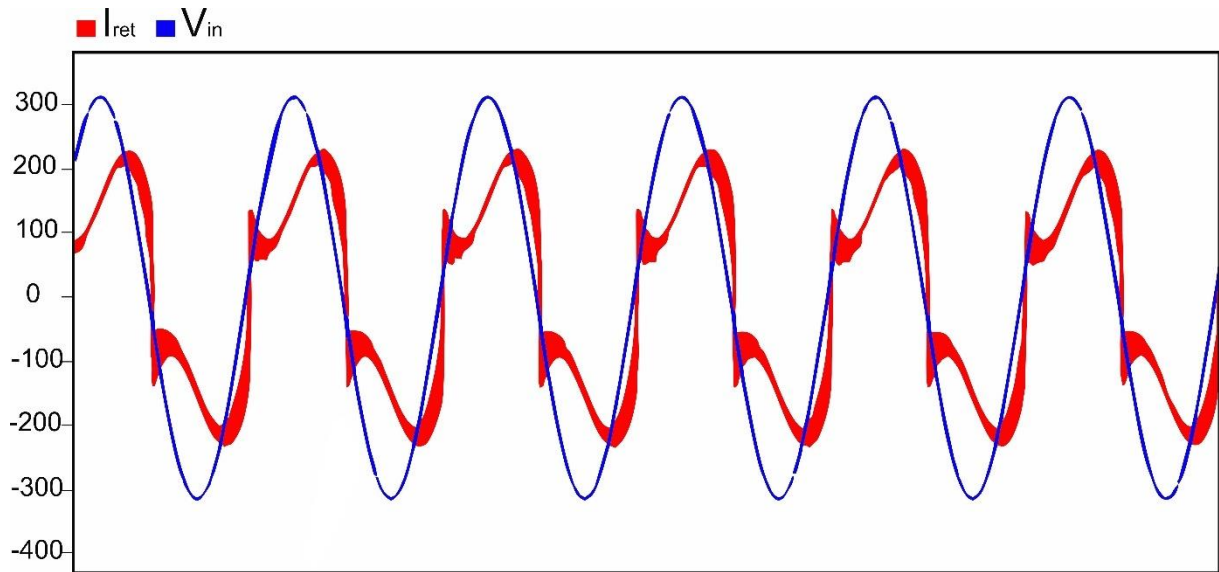


Fonte: Do autor

A taxa de distorção harmônica medida foi de 36,8%, o que indica um alto conteúdo harmônico.

A Figura 45 sobrepõe a corrente drenada pelo retificador e a tensão de entrada.

Figura 46: Sobreposição das formas de onda da corrente drenada pelo retificador e da tensão da rede



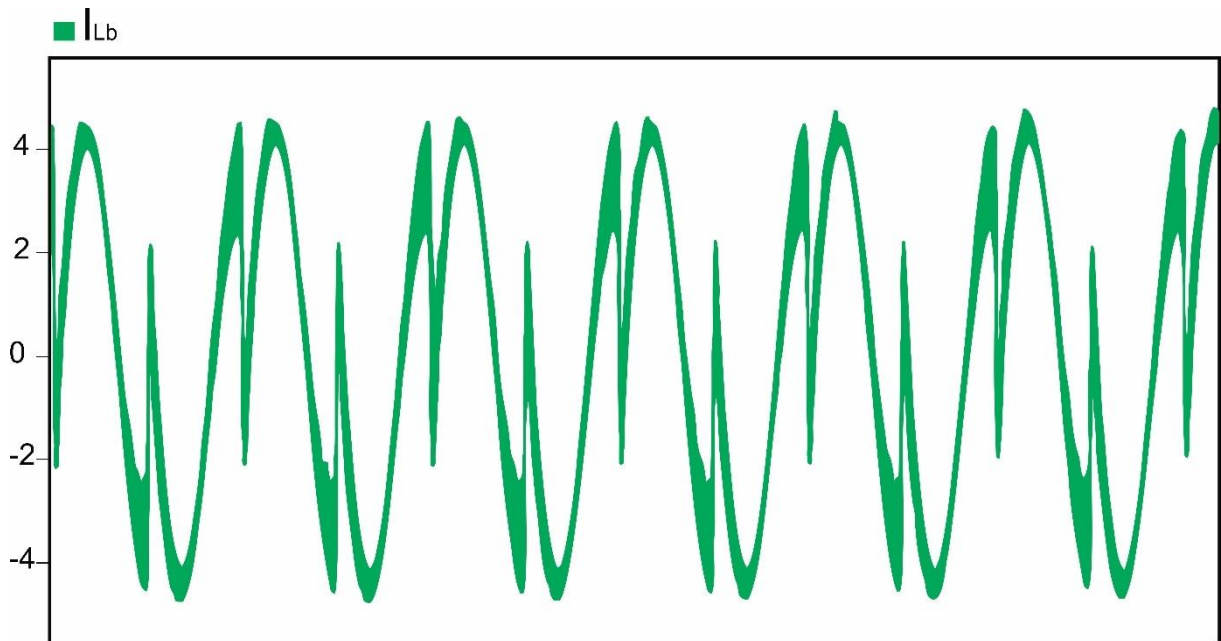
Fonte: Do autor

Para melhor visualização, a corrente foi multiplicada por um fator de 40. O fator de potência medido foi de 0,87.

Como foi demonstrado neste trabalho, a corrente de entrada do conversor I_{Lb} tem que ter um formato próximo ao da Figura 19, para que somada com a corrente do retificador I_{ret} , seja possível obter uma corrente senoidal na entrada.

A Figura 47 expõe a forma de onda da corrente I_{Lb} simulada.

Figura 47: Forma de onda da corrente de entrada do conversor bidirecional monofásico

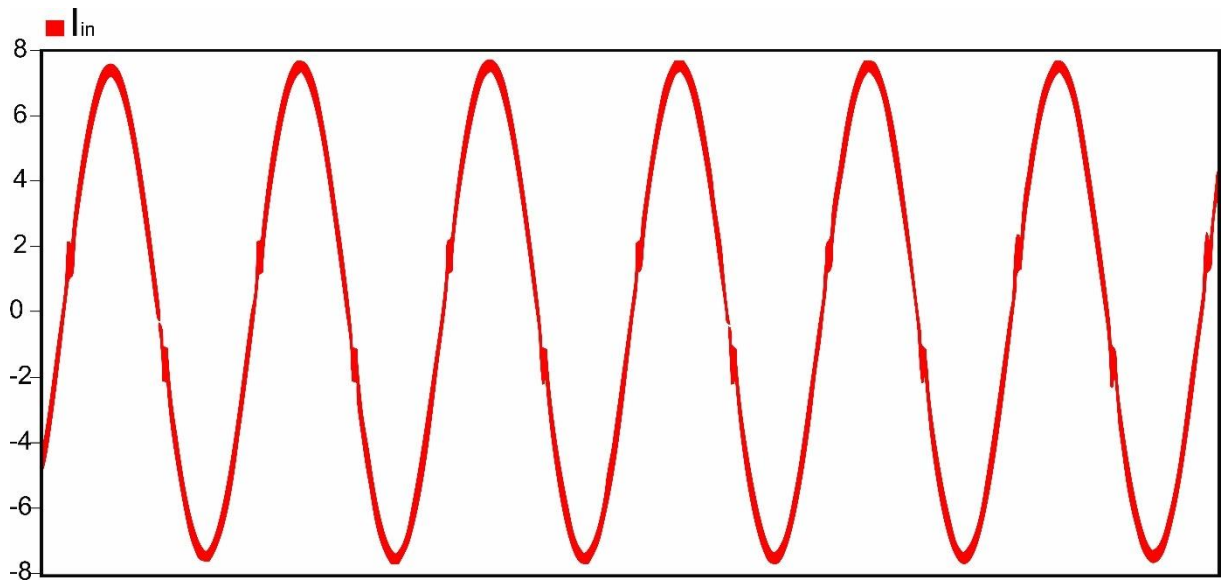


Fonte: Do autor

As diferenças encontradas em relação à Figura 19 acontecem pelo fato de a corrente do retificador não ser ideal, pelas ondulações encontradas nesse tipo de filtro utilizado.

A simulação da corrente drenada da rede é demonstrada na Figura 48.

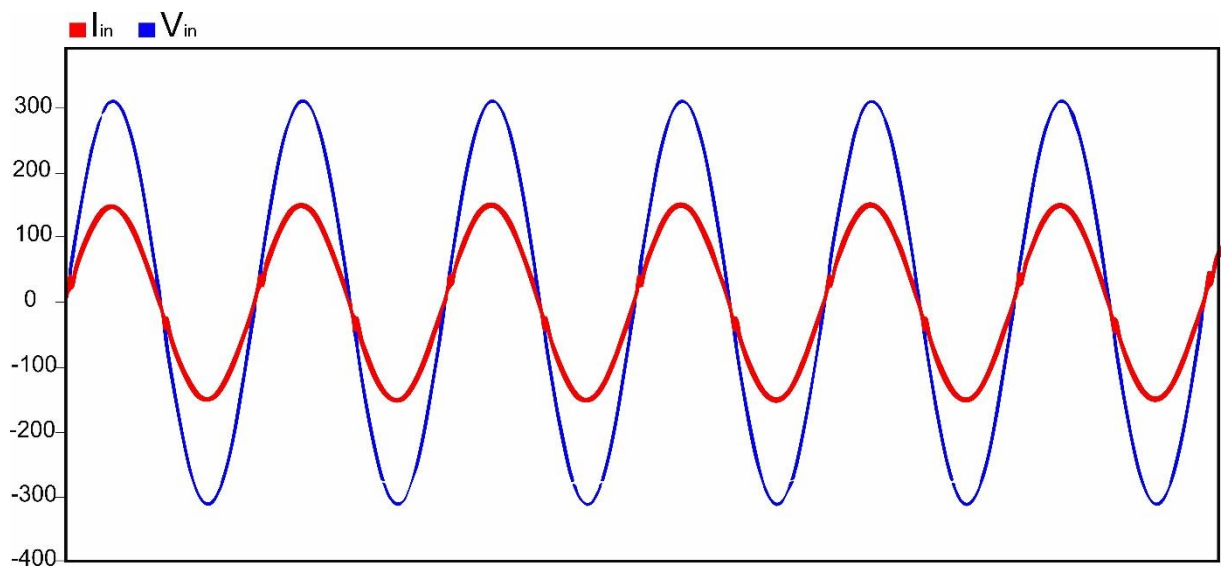
Figura 48: Forma de onda da corrente drenada da rede



Fonte: Do autor

A sobreposição entre a corrente de entrada e I_{in} e a tensão V_{in} simulada, é exibida na Figura 49.

Figura 49: Formas de onda da tensão e corrente da rede



Fonte: Do autor

Os resultados da THD e do fator de potência da corrente de entrada são apresentados na Tabela 18.

Tabela 18: THD e fator de potência do sistema simulado

Resultados	
THD (%)	FP
3,32	0,99

Fonte: Do autor

5.1.2. Verificação do balanço de potência

Outro aspecto importante a se verificar é se realmente o conversor está processando uma potência em torno de 30%. Para isso, foram medidas as correntes e as tensões de saída do conversor e do retificador, e realizado o cálculo de potência. O resultado é apresentado na Tabela 19.

Tabela 19: Balanço de potência do sistema simulado

Resultados			
	Tensão de saída (V)	Corrente de saída (A)	Potência (W)
Conversor ativo	92,3	3,87	357,20
Retificador passivo	198	3,87	766,26

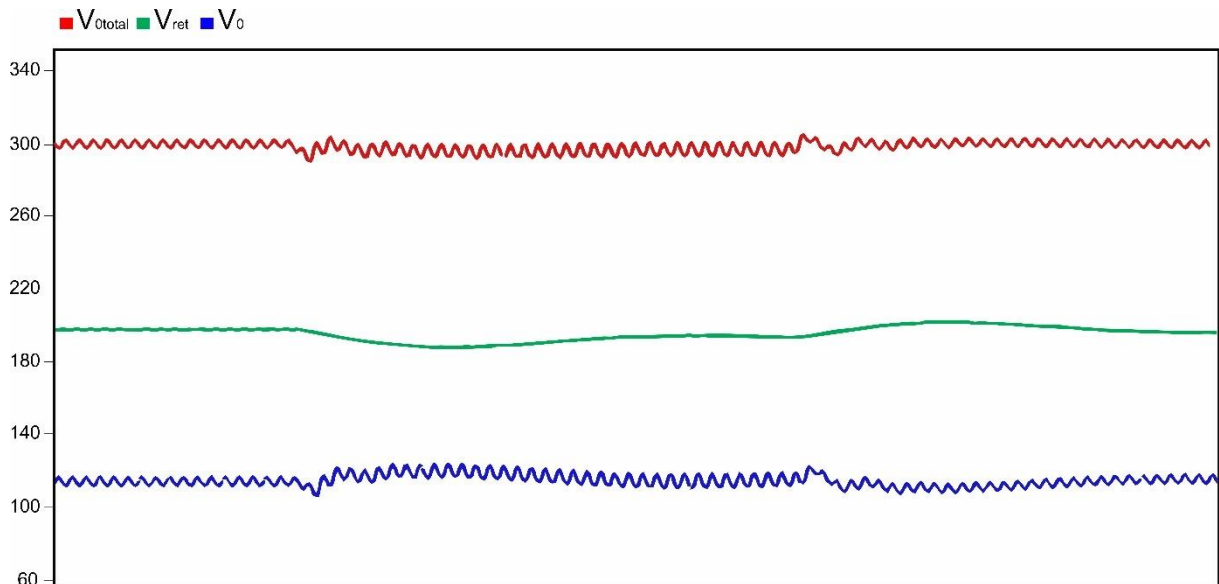
Fonte: Do autor

5.1.3. Funcionamento da malha de tensão

Para verificar o funcionamento da malha de tensão, foi adicionado uma resistência em paralelo de mesmo valor, assim obtendo uma carga resultante 50%

maior. Após 0,3 s a carga foi retirada, caracterizando assim um decréscimo de 50% da carga. O resultado é exposto na Figura 50:

Figura 50: Formas de onda das tensões de saída



Fonte: Do autor

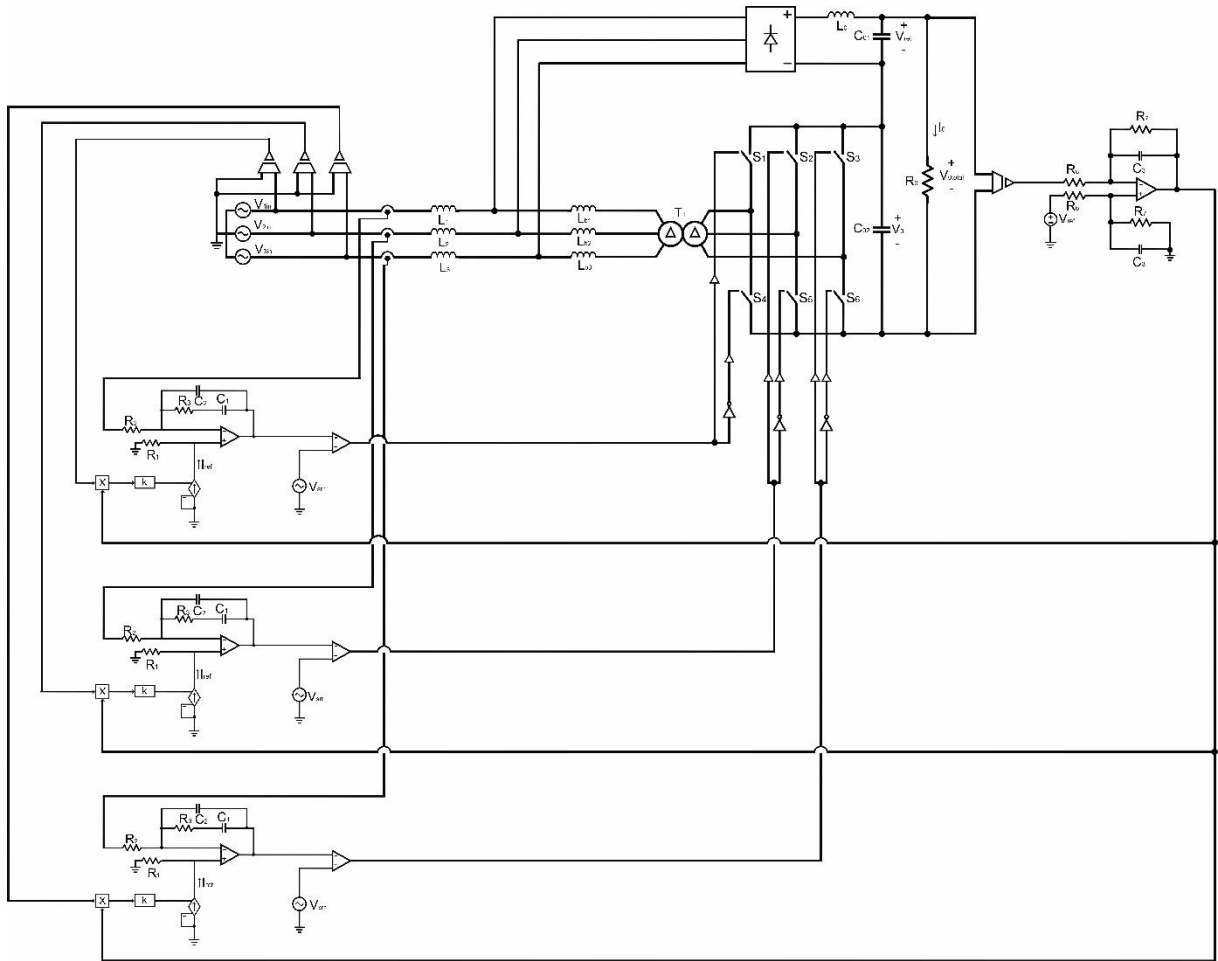
5.1.4. Conclusão da proposta monofásica

Depois de realizadas todas as simulações necessárias, foi possível fazer a verificação de que todos os objetivos foram cumpridos para o retificador híbrido monofásico. A taxa de distorção harmônica e o fator de potência medidos se enquadram nos padrões definidos pelas normas internacionais. O balanço de potência medido ficou próximo ao proposto, obtendo um resultado de 31,79% da potência total processada pelo conversor bidirecional monofásico. Por fim, foi comprovada o funcionamento da malha de tensão aplicando acréscimo e decréscimo de carga, que conseguiu boas respostas as variações sofridas.

5.2. Resultados da proposta trifásica

A simulação da proposta trifásica foi feita de acordo com esquema da Figura 51.

Figura 51: Circuito completo da proposta trifásica

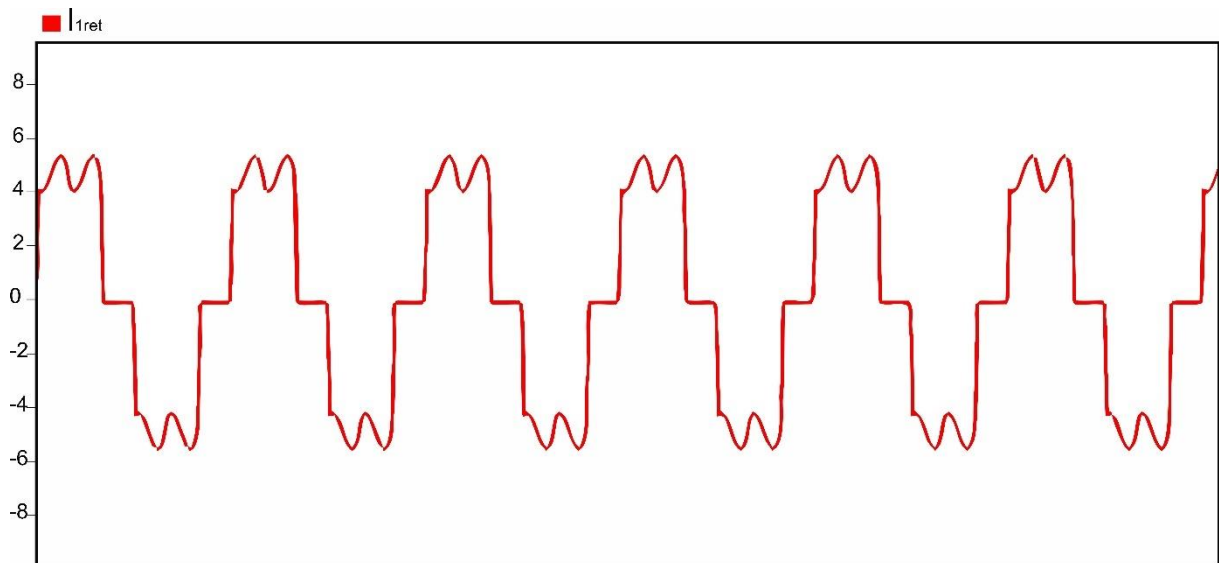


Fonte: Do autor

5.2.1. Correção do fator de potência e da taxa de distorção harmônica

A corrente simulada drenada pelo retificador I_{1ret} , é apresentada na Figura 52.

Figura 52: Simulação da corrente drenada pelo retificador em ponte de Graetz

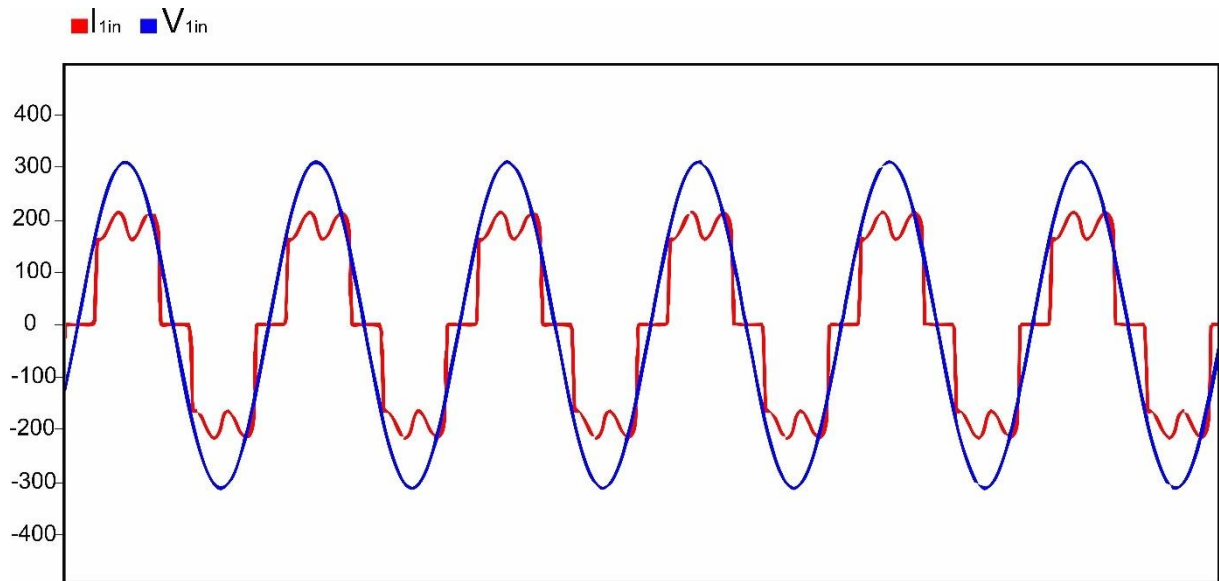


Fonte: Do autor

A taxa de distorção harmônica medida por simulação foi 30%, o que indica um alto conteúdo harmônico.

A Figura 53 sobrepõe a corrente drenada pelo retificador e a tensão de entrada.

Figura 53: Forma de onda da corrente drenada pelo retificador e a tensão da rede



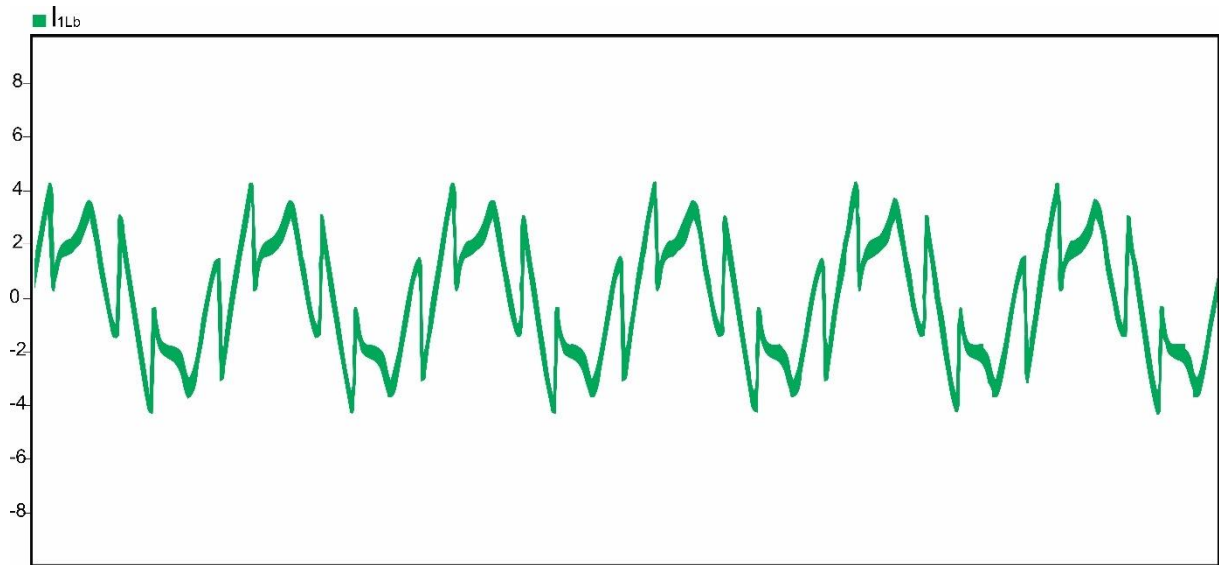
Fonte: Do autor

A corrente foi multiplicada por um fator de 40 para facilitar a visualização. O fator de potência medido foi de 0,95.

Como foi demonstrado neste trabalho, a corrente de entrada do conversor I_{1Lb} tem que ter um formato próximo ao da Figura 24, para que somada com a corrente do retificador I_{1ret} , seja possível obter uma corrente senoidal na entrada.

A Figura 54 exibe a forma de onda da corrente I_{1Lb} simulada.

Figura 54: Simulação da corrente de entrada do conversor bidirecional trifásico

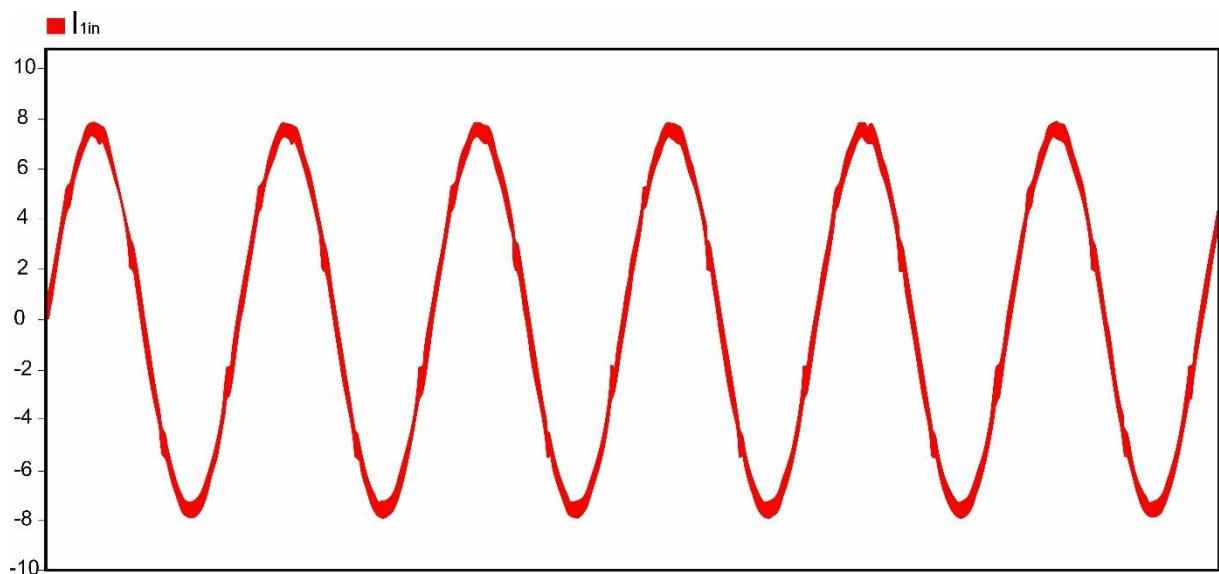


Fonte: Do autor

Assim como no monofásico, as diferenças encontradas para o formato da Figura 24 acontecem por causa da não idealidade da corrente de entrada do retificador $I_{1_{ret}}$.

A simulação da corrente drenada da rede é exposta na Figura 55.

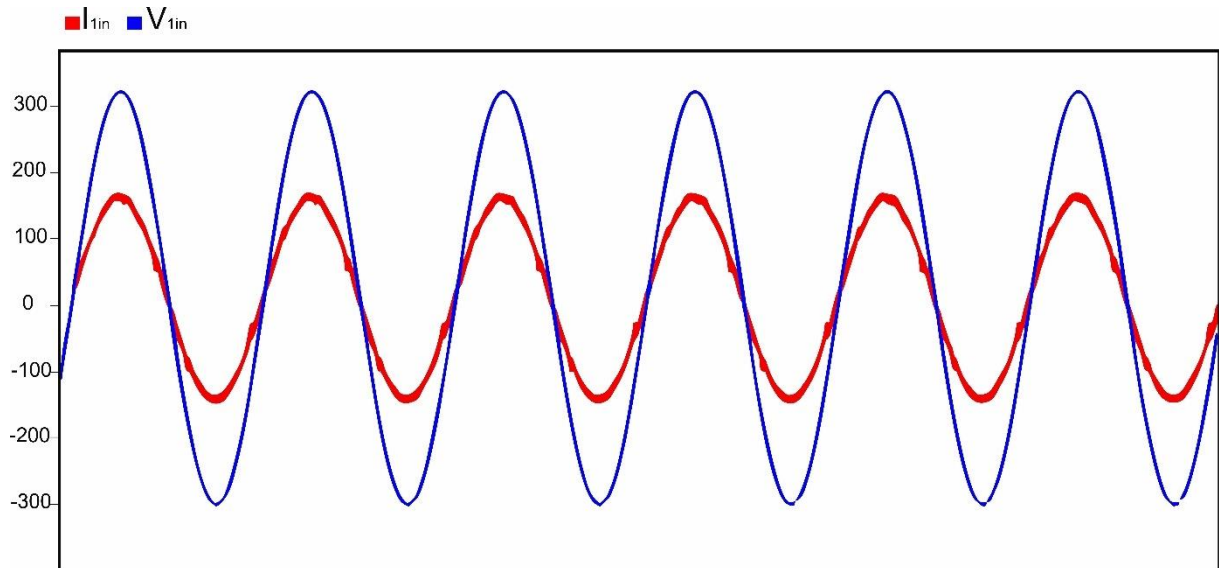
Figura 55: Simulação da corrente da fase A drenada da rede



Fonte: Do autor

A relação entre a corrente de entrada e I_{1in} e a tensão V_{1in} simulada, é demonstrada na Figura 56.

Figura 56: Simulação da tensão e corrente da rede



Fonte: Do autor

Os resultados da THD e do fator de potência da corrente de entrada são apresentados na Tabela 20.

Tabela 20: THD e fator de potência do sistema simulado

Resultados		
Fase	THD (%)	FP
A	3,66	0,99
B	3,65	0,99
C	3,63	0,99

Fonte: Do autor

5.2.2. Verificação do balanço de potência

É importante verificar também se o conversor está processando as potências definidas no projeto. Para isso, foram medidas as correntes e as tensões de saída do conversor e do retificador, e realizado o cálculo de potência. O resultado é apresentado na Tabela 21.

Tabela 21: Balanço de potência de sistema simulado

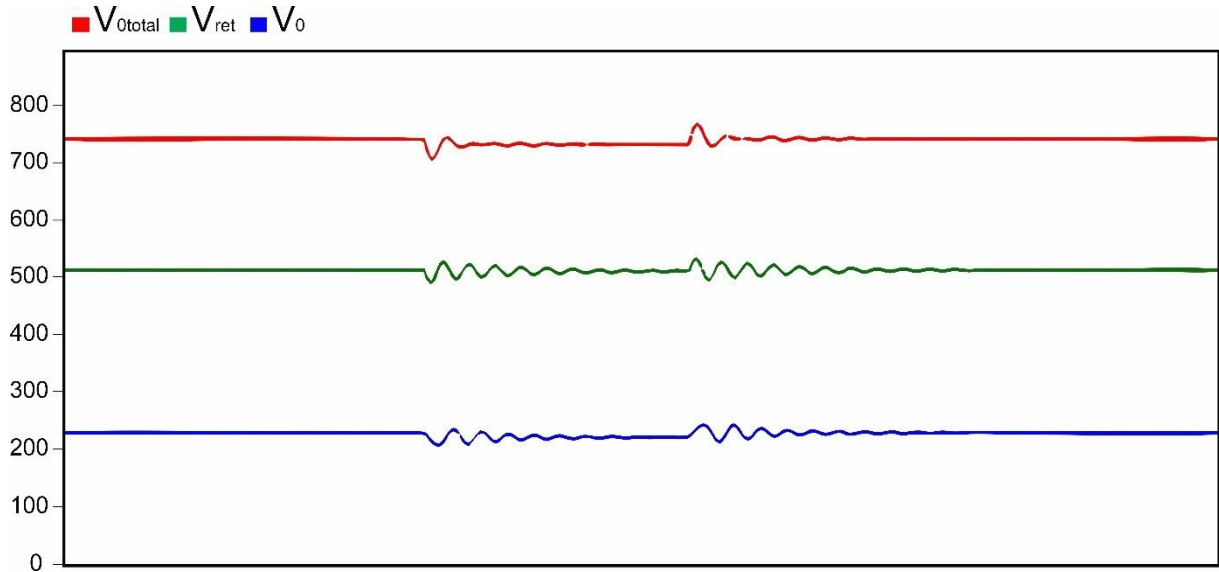
Resultados			
	Tensão de saída (V)	Corrente de saída (A)	Potência (W)
Conversor ativo	228,4	4,74	1083,30
Retificador passivo	511,4	4,74	2425,57

Fonte: Do autor

5.2.3. Funcionamento da malha de tensão

Para verificar o funcionamento da malha de tensão, foi adicionado uma resistência em paralelo de mesmo valor, assim obtendo uma carga resultante 50% maior. Após 0,3 s a carga foi retirada, caracterizando assim um decréscimo de 50% da carga. O resultado é exposto na Figura 57.

Figura 57: Simulação das tensões de saída



Fonte: Do autor

5.2.4. Conclusão da proposta trifásica

Depois de realizadas todas as simulações, é necessário realizar a verificação se a proposta em questão cumpre todos os objetivos estabelecidos. A taxa de distorção harmônica e o fator de potência medidos se enquadram nos padrões definidos pelas normas internacionais. O balanço de potência medido ficou próximo ao proposto, obtendo um resultado de 30,87% da potência total processada pelo conversor bidirecional trifásico. Por fim foi simulada uma variação de carga para testar o funcionamento da malha de tensão, que conseguiu boas respostas às variações sofridas.

6. CONCLUSÃO

Neste trabalho foi realizado um estudo sobre topologias monofásicas e trifásicas de retificador híbrido com saídas conectadas em série, visando obter a correção de fator de potência, a redução da taxa de distorção harmônica e controle da tensão de carga. Nas configurações propostas para isso foi utilizada uma ponte retificadora trabalhando em conjunto com um conversor bidirecional, apresentadas ainda no capítulo 1.

Foram realizadas análises sobre o conversor escolhido, e encontradas expressões para o cálculo dos parâmetros necessários para o projeto. No capítulo 3, foi discutida estratégias de controle e definidos os compensadores necessários para que o conversor consiga realizar as correções propostas da corrente de entrada e consiga realizar o devido controle da tensão de carga.

Com as expressões do conversor e as estruturas dos compensadores definidos, foi possível determinar as especificações de projeto e assim realizar os cálculos dos parâmetros.

Para validação dos resultados, simulações foram realizadas, cujo resultados foram exibidos no capítulo 6.

Para o retificador híbrido monofásico proposto os resultados obtidos foram: fator de potência de 0,99; 3,32% de taxa de distorção da corrente drenada da rede; controle da tensão de saída para variações de carga; potência processada pelo conversor de 31,79%. Já para a proposta trifásica, os resultados foram: fator de potência de 0,99; 3,65% de distorção harmônica da corrente drenada da rede; controle da tensão de saída para variações de carga; potência processada pelo conversor de 30,87%. Logo, foi possível validar que os retificadores híbridos propostos cumprem os objetivos deste trabalho.

Uma proposta de continuidade sugerida é a realização de um experimento visando validar as simulações feitas no presente trabalho.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] R.W. ERICKSON Fundamentals of Power Electronics, Chapman & Hall, International Thomson Publishing, 1997.
- [2] FREITAS, L. C. G. Um Novo Retificador Híbrido Multipulsos sem a utilização de Transformadores Defasadores e/ou Transformadores de Interfase. Tese de doutorado, Universidade Federal de Uberlândia, 2006.
- [3] BHATTACHARYYA, S.; MYRZIK, J. M. A.; KLING, W. L. Consequences of poor power quality an overview. In: INTERNATIONAL UNIVERSITIES POWER ENGINEERING CONFERENCE – UPEC 2007, 42., 2007, Brighton. New York: IEEE, 2007.
- [4] GALLI, W. Power quality and utility interface issues: overview. In: SKVARENINA, T. (Comp.). The power electronics handbook. Boca Raton: CRC Press, 2002.
- [5] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 1-2:Limits – Limits for harmonic currents emissions (equipments input current ≤ 16 A per phase), IEC 61000 3-2. Second Edition – 2000.
- [6] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. 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, IEC 61000 3-4. First edition - 1998.
- [7] IEEE Industry Application Society. IEEE Recommended Practices and Requirements of Harmonic Control in Electrical Power Systems, IEEE std 519. NYUSA,1993.
- [8] AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA – ANEEL. Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST: Módulo 8 – qualidade da energia elétrica. Rio de Janeiro, 2018.
- [9] GONÇALVES, Vinicius Assad. Redução de harmônicos de corrente em Retificadores de múltiplos pulsos - Generalização das conexões diferenciais. Dissertação de mestrado, Universidade Estadual Paulista, 2006.
- [10] CRUZ, Cícero Marques Tavares. Retificador Trifásico a Diodos, de Baixo Custo, com Correção de Fator de Potência. Florianópolis. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) Universidade Federal de Santa Catarina, 1993.
- [11] MEHL, E. L. M.; BARBI, I. An Improved High Power Factor and Low Cost Three-Phase Rectifier. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE, IEEE - APEC'95. Proceedings. 1995.
- [12] KOLAR, J. W.; ZACH, F. C. A Novel Three-Phase Utility Interface Minimizing Line Current Harmonics of High-Power Telecommunications Rectifier Modules. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1997.

- [13] BARBI, I. Eletrônica de Potência, 7 edição, Florianópolis, Edição do autor, 2012.
- [14] FERNANDES, Rodolfo Castanho. Retificador trifásico de 18 pulsos com estágio CC controlado por histerese. Dissertação de mestrado - Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira. Área de conhecimento: Automação, 2010.
- [15] FREITAS, L. C. G. et al. Programmable PFC based hybrid multipulse power rectifier for utility interface of power electronic converters. In: IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE - PESC'05, 2005.
- [16] FREITAS, L. C. G. et al. Performance Evaluation of a Novel Hybrid Multipulse Rectifier for Utility Interface of Power Electronic Converters. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 54, NO. 6, 2007.
- [17] BARBI, I. "Retificadores Monofásicos com correção ativa do fator de potência empregando o conversor Boost". Relatório Interno, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2016.
- [18] MORA, José Carlos. Conversores CA-CC Boost PWM Bidirecionais conectados em rede com distúrbios pré-existentes / José Carlos Moura. Itajaúba, (MG): [s.n.], 2014.

APÊNDICE

Cálculo dos parâmetros do conversor bidirecional monofásico:

```

////////////////////////////////////
// Aluno: Handerson Alves Marques      //
// Título: Cálculo parâmetros Ponte Completa //
// Outubro 2018                        //
////////////////////////////////////

// Dados de Entrada
Vin = 220; // Tensão de entrada
Vinp = Vin*sqrt(2); // Tensão de pico da entrada
V0 = 100; // Tensão de saída conversor
P0 = 400; // Potência
fs = 30000; // Frequência de chaveamento
DeltaV0 = 0.02; // Ondulação da tensão de saída
DeltaIlb = 0.2; // Ondulação da corrente no indutor
fin=60; // frequência da rede

// Cálculos Inicias
Iin = P0/Vin; // Corrente de entrada
Iinp = Iin*sqrt(2); // Corrente de pico da entrada
R0 = V0^2/P0; // Resistor de carga

// Cálculo indutor de entrada e capacitor de saída
Lboost = V0/(2*fs*DeltaIlb) // Indutor do conversor
C0 = P0/(2*pi*fin*V0*(V0*DeltaV0)); // Capacitor do conversor

```

Cálculo dos parâmetros do conversor bidirecional trifásico:

```

////////////////////////////////////
// Aluno: Handerson Alves Marques      //
// Título: Cálculo parâmetros Ponte Completa //
// Outubro 2018                        //
////////////////////////////////////

// Dados de Entrada
Vin = 220; // Tensão de entrada
Vinp = Vin*sqrt(2); // Tensão de pico da entrada
V0 = 220; // Tensão de saída conversor
P0 = 1200; // Potência
fs = 30000; // Frequência de chaveamento
DeltaV0 = 0.02; // Ondulação da tensão de saída
DeltaIlb = 0.2; // Ondulação da corrente no indutor
fin=60; // frequência da rede

// Cálculos Inicias
Iin = (1/3)*P0/Vin; // Corrente de entrada
Iinp = Iin*sqrt(2); // Corrente de pico da entrada
R0 = V0^2/P0; // Resistor de carga

```

```
// Cálculo indutor de entrada e capacitor de saída
Lboost = ((Vinp/3)/(DeltaIlb*fs))*(1-(Vinp)/(2*V0)); // Indutor do conversor
C0 = (P0/(DeltaV0*V0*fs))*(1-(Vinp)/(2*V0)); // Capacitor do conversor
```

Cálculo dos parâmetros do compensador de corrente:

```
////////////////////////////////////
// Aluno: Handerson Alves Marques //
// Título: Projeto Controlador de Corrente //
// Outubro 2018 //
////////////////////////////////////

// Dados de Entrada:
Vin = 220; // Tensão eficaz da rede
fr = 60; // Frequência da rede
n = 1; // Rendimento
V0 = 400; // Tensão média de saída
P0 = 1200; // Potência
fs = 30000; // Frequência de comutação
DeltaV0 = 0.02; // Ondulação relativa de tensão em 120Hz
DeltaIL = 0.2; // Ondulação máxima de corrente no indutor Boost
Vsrr = 15; // Tensão da dente de serra
Iref = 100*10^(-6); // Pico da corrente eficaz
R1 = 10000; // Valor resistor 1
fz = 1000; // Zero
fp1 = 0; // Pólo 1
fp2 = 50*fz; // Pólo 2

// Calculos iniciais
Vinp = sqrt(2)*Vin;
Iin = P0/Vin;
Iinp = sqrt(2)*Iin;
R0 = ((V0)^2)/P0;
a = Vinp/V0;
Lboost = (0.32*Vinp)/(DeltaIL*Iinp*fs);
C0 = P0/(2*pi*fr*V0*(DeltaV0*V0));

//Calculo dos parametros do compensador
Rshunt = (Iref/Iinp)*R1; // Resistor shunt
Gfp = 2*log10((Lboost*2*pi*fs*Vsrr)/(V0*Rshunt*10)); // Ganho de faixa plana
R2 = R1; // Valor resistor 2
R3 = R2*10^(Gfp/20); // Valor resistor 3
C1 = 1/(2*pi*fz*R3);
C2 = 1/(2*pi*R3*(fp2-fz));
```

Cálculo dos parâmetros do compensador de tensão:

////////////////////////////////////

```
// Aluno: Handerson Alves Marques //
// Título: Projeto Compensador de Tensão //
// Outubro 2018 //
////////////////////////////////////
```

// Dados de Entrada:

```
Vin = 220; // Tensão eficaz da rede
fr = 60; // Frequência da rede
n = 1; // Rendimento
V0 = 400; // Tensão média de saída
P0 = 1200; // Potência
fs = 30000; // Frequência de comutação
DeltaV0 = 0.02; // Ondulação relativa de tensão em 120Hz
Deltallb = 0.2; // Ondulação máxima de corrente no indutor Boost
Vsrr = 15; // Tensão da dente de serra
IRef = 100*10(-6); // Pico da corrente de referência compesador de corrente
R1 = 10000; // Resistor
Rshunt = 0.13; // Resistor shunt
GMv = 0.01; // Ganho do medidor
e0 = 0.02; // Erro estático de tensão
R6 = 10000; // Resistor escolhido
Va = 100*10(-3); // Valor de pico da ondulação
```

// Calculos iniciais

```
Vinp = sqrt(2)*Vin; // Tensão de pico da rede
Iin = (P0/Vin); // Corrente de entrada
Iinp = sqrt(2)*Iin; // Pico da corrente de entrada
R0 = ((V0)^2)/P0; // Resistor de carga
a = Vinp/V0; //
Lboost = V0/(2*fs*Deltallb); // Indutor de entrada
C0 = P0/(2*pi*fr*V0*(DeltaV0*V0)); // Capacitor de saída
GIref = (0.9*IRef)/(sqrt(2)); // Ganho multiplicador
GCI = R1/Rshunt; // Ganho compensador de corrente
Gpk = 0.5*(Vinp/V0); // Ganho potência
```

//Calculo dos parametros do compensador de tensão

```
Cv = ((1-e0)/(e0*GIref*GCI*R0*Gpk*GMv)); // Ganho estático de Cv
R7 = Cv*R6; // Resistor do compensador de tensão
C3 = (DeltaV0*V0*GMv)/(2*pi*2*fr*R6*Va); // Capacitor do compensador de tensão
fp = 1/(2*pi*C3*R7); // frequência obtida para o polo
```