



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

PEDRO HENRIQUE ALMEIDA MIRANDA

**ESTUDO DE UMA TOPOLOGIA CA-CC TRIFÁSICA DE ÚNICO
ESTÁGIO EM ALTA FREQUÊNCIA COM CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA
E BAIXO *FLICKER* PARA LEDS DE POTÊNCIA**

FORTALEZA

2021

PEDRO HENRIQUE ALMEIDA MIRANDA

ESTUDO DE UMA TOPOLOGIA CA-CC TRIFÁSICA DE ÚNICO ESTÁGIO EM ALTA
FREQUÊNCIA COM CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA E BAIXO *FLICKER*
PARA LEDS DE POTÊNCIA

Tese apresentada ao Curso de Doutorado em Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará como parte dos requisitos para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos.

Orientador: Prof. Dr. Fernando Luiz Marcelo Antunes.

Co-Orientador: Prof. Dr. Edilson Mineiro Sá Júnior.

FORTALEZA

2021

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca Universitária
Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

- M645e Miranda, Pedro Henrique Almeida.
Estudo de uma Topologia CA-CC Trifásica de Único Estágio em Alta Frequência com Correção de Fator de Potência e Baixo Flicker para LEDs de Potência / Pedro Henrique Almeida Miranda. – 2021. 206 f. : il. color.
- Tese (doutorado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2021.
Orientação: Prof. Dr. Fernando Luiz Marcelo Antunes.
Coorientação: Prof. Dr. Edilson Mineiro Sá Júnior.
1. LEDs. 2. Capacitor Chaveado Ressonante. 3. Conversor CA-CC trifásico. 4. Iluminação pública. 5. Correção de fator de potência. I. Título.

CDD 621.3

PEDRO HENRIQUE ALMEIDA MIRANDA

ESTUDO DE CONVERSOR CA-CC TRIFÁSICO DE ÚNICO ESTÁGIO EM ALTA
FREQUÊNCIA, COM CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA E BAIXO *FLICKER*
PARA LEDS DE POTÊNCIA

Tese apresentada ao Curso de Doutorado em Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará como parte dos requisitos para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos.

Aprovada em: __/__/__

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Fernando Luiz Marcelo Antunes (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Edilson Mineiro Sá Júnior (Co-Orientador)
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará (IFCE)

Prof. Dr. Dalton de Araújo Honório
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Paulo Peixoto Praça
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Marco Antônio Dalla Costa
Universidade Federal de Santa Maria (UFSM)

Prof. Dr. Pedro Santos Almeida
Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF)

A Deus,
à minha mãe Fatima,
a meu pai Mansueto,
eu dedico esse trabalho.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço a minha mãe, Maria de Fatima Almeida Miranda e meu pai José Mansueto Miranda e Silva, por todo zelo e dedicação. Mesmo com a distância que nos separa há alguns anos, sempre me apoiaram nas minhas decisões e nunca deixaram faltar nada.

Agradeço aos meus irmãos, Luís Fernando e Fernando Henrique, por toda a atenção e assistência. Ao meu orientador Fernando Luiz Marcelo Antunes, pelo apoio no longo dos últimos 6 anos, e ao meu co-orientador e colega de trabalho, Edilson Mineiro Sá Júnior, por acreditar no meu trabalho, desde a época da graduação, e por sempre estar disposto a ajudar.

Aos demais professores e funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica, pela contribuição direta ou indireta no trabalho durante todo programa de pós-graduação, e ao técnico de laboratório Pedro, sempre prestativo e com boas ideias na oficina.

Aos colegas de pós-graduação, pelas contribuições técnicas, ou por simplesmente fazerem parte dos momentos de descontração, como nas horas do café, nas sextas-feiras de Vinil ou nos churrascos com muita cerveja e risadas. Em especial, lembro-me dos amigos de labuta: Ailton Leão (Vozão), Alisson Freitas, Antônio Barbosa (Toim), Bruno Almeida, Ésio Eloi, Francisco Brito, Janaina Almada, Juliano Pacheco, Jéssica Santos, Jorge Wattes, Marcus Anderson, Wellington Assunção, Hermínio Miguel, Samuel Jó, Claus, Humberto, e perdoem-me caso tenha esquecido o nome de alguém.

Aos amigos (irmãos) da vida, pelo momentos de descontração e apoio ao longo dessa árdua caminhada. Em especial, lembro-me dos amigos: Lorena, Alan, Luciano, Marcio, Paulo Henrique, Rustenys, Wendel, Wiron, Alexandre, Daniel, Diego, Mateus, Rafael, Renato, Thales, Rejane, Marcel, Felipe, CH, Daniele, Jarbas, Marcus, Rodrigo e Tarcísio.

Aos órgãos governamentais, FINEP e FUNCAP, que contribuíram com o apoio financeiro necessário à realização deste trabalho, no sentido de promover o desenvolvimento científico e tecnológico.

Finalmente, agradeço todos àqueles que de alguma maneira contribuíram para conclusão desta tese.

“A mente que se abre para uma nova ideia
jamais volta ao seu tamanho original.”

(Albert Einstein)

“Escuta e serás sábio. O começo da sabedoria é
o silêncio.”

(Pitágoras)

RESUMO

A proposta desse trabalho é um estudo sobre o acionamento de LEDs de alta potência alimentados pela rede elétrica. Primeiramente, neste trabalho é apresentada uma revisão sobre as principais normas e regulamentações internacionais e nacionais sobre *drivers* para LEDs. A seguir, uma revisão bibliográfica sobre *drivers* monofásicos e trifásicos para luminárias LED é apresentada, destacando as características necessárias a um *driver* de acionamento para LEDs de alta potência. O objetivo desta tese é a investigação de diferentes *drivers* CA-CC trifásicos para alimentação de LEDs de potência, em instalações comerciais e industriais, e analisar possíveis topologias trifásicas anteriormente propostas na literatura que possam ser aplicadas a LEDs de potência, visando o baixo custo de implementação. A aplicação da alimentação trifásica para LEDs de potência torna-se interessante, tendo em vista que a ondulação de tensão nos retificadores trifásicos é reduzida, o que permite a redução do capacitor do filtro e possibilita não utilizar capacitores eletrolíticos. Além disso, a frequência da tensão de saída é seis vezes maior do que a frequência da tensão da rede. Considerando a frequência de tensão da rede de 60 Hz, o flicker ocorre em 360 Hz, e o flicker percentual deve ser limitado a 29% para operar em uma região de baixo risco. Aqui é importante destacar que o foco é usar esses *drivers* trifásicos em instalações onde a rede trifásica é de fácil acesso. A partir do estudo realizado, foi possível propor um conversor CA-CC trifásico com capacitor chaveado ressonante para LEDs de potência com reduzido número de interruptores controlados e de baixo custo. Uma metodologia de projeto detalhada é apresentada, e um protótipo do conversor proposto é experimentalmente validado alimentando uma luminária LED de 220W, que é uma potência típica empregada em iluminação pública. Os resultados experimentais mostram que é possível alcançar elevado fator de potência (0,99), bom rendimento (89%) e reduzido *flicker*. Como conclusão, a principal contribuição da presente Tese consiste na apresentação de topologias de controladores trifásicos para LEDs de alta potência, que podem ser empregados em iluminação pública, com elevada vida útil e reduzido *flicker*. Assim, foi possível demonstrar que a utilização da rede trifásica para LEDs de alta potência é totalmente viável e torna-se mais um leque de possibilidades para o acionamento de LEDs de alta potência.

Palavras-chave: LEDs, Capacitor Chaveado Ressonante, Conversor CA-CC trifásico, Iluminação pública, Correção de fator de potência, Acionamento de LEDs de potência, Substituição de capacitores eletrolíticos.

ABSTRACT

The purpose of this work is a study about high-power LEDs supply through the electrical network. First, this thesis presents a review of the main international and national standards and regulations on drivers for LEDs. Next, a bibliographic review on single-phase and three-phase drivers for LED luminaires is presented, highlighting the characteristics necessary for a driver for high-power LEDs. This thesis aims to investigate different three-phase AC-DC drivers for power LEDs, in commercial and industrial installations, and to analyze possible three-phase topologies previously proposed in the literature that can be applied to power LEDs, aiming at a low implementation cost. The application of a three-phase power supply for power LEDs becomes interesting, considering that the voltage ripple in three-phase rectifiers is reduced, which allows the reduction of the filter capacitor and makes it possible not to use electrolytic capacitors. In addition, the output voltage frequency is six times higher than the mains voltage frequency. Considering the 60 Hz mains voltage frequency, flicker occurs at 360 Hz, and the percentage flicker should be limited to 29% to operate in a low-risk region. Here it is important to highlight that the focus is to use these three-phase drivers in installations where the three-phase network is easily accessible. From the study carried out, it was possible to propose a three-phase AC-DC converter with a resonant switched capacitor for power LEDs with a reduced number of controlled switches and low cost. A detailed design methodology is presented, being applied to a 220W LED luminaire, which is a typical power used in public lighting. The experimental results show that it is possible to achieve a high power factor (0.99), good efficiency (89%), and reduced flicker. In conclusion, the main contribution of this thesis consists in the presentation of three-phase controller topologies for high power LEDs, which can be used in public lighting, with long service life and reduced flicker. Thus, it was possible to demonstrate that the use of the three-phase network for high power LEDs is totally viable and becomes yet another range of possibilities for driving high power LEDs.

Keywords: LEDs, resonant switched capacitor, three-phase AC-DC converter, street lighting, power factor correction, power LED activation, replacement of electrolytic capacitors.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Percentual de iluminação a LED instalada nos EUA.	17
Figura 1.2 - Disposição do preço da lâmpada LED e economia de energia global (2010-16). 18	
Figura 1.3 - Vida útil de 375 lâmpadas de seis tipos diferentes disponíveis nos mercados brasileiro, norte-americano e europeu.	19
Figura 2.1 - Gráfico da modulação em função da frequência do <i>flicker</i>	29
Figura 2.2 – Área de operação recomendada, segundo (IEEE STD 1789, 2015).	30
Figura 2.3 - Comparação dos limites de modulação (Mod. %) de diferentes métricas de <i>flicker</i>	32
Figura 2.4 – Soluções passivas para <i>driver</i> de LED com alimentação monofásica.	39
Figura 2.5 – Circuito básico <i>valley-fill</i>	40
Figura 2.6 - <i>Driver</i> de LED passivo para LEDs utilizando um circuito de compensação.	41
Figura 2.7 - <i>Driver</i> ativo de estágio único com filtro de entrada capacitivo.	42
Figura 2.8 – <i>Driver</i> ativo de estágio único com alto fator de potência.	43
Figura 2.9 – <i>Driver</i> de LED ativo de duplo estágio <i>boost</i> e CLCL.	45
Figura 2.10 – <i>Driver</i> de LED ativo de duplo estágio dual <i>buck-boost</i>	46
Figura 2.11 – <i>Driver</i> de estágio único integrado baseado em <i>boost</i> e LLC.	47
Figura 2.12 - <i>Driver</i> de estágio único integrado baseado em <i>buck-boost</i> e <i>Class E</i>	48
Figura 2.13 - <i>Driver</i> de LED <i>offline</i> baseado na estrutura modular com entrada em série.	48
Figura 2.14 – <i>Driver</i> de LED <i>offline</i> baseado na estrutura modular com entrada em paralelo com <i>interleaving</i>	49
Figura 2.15 – Exemplo de estrutura de múltiplas saídas de <i>drivers</i> de LED com múltiplos conversores chaveados CC-CC.	50
Figura 2.16 – Topologia com múltiplas saídas de <i>drivers</i> de LED com capacitores de saída distribuídos em paralelo com os LEDs.	50
Figura 2.17 - Conversor CA/CC com capacitor comutado para LEDs de potência.	51
Figura 2.18 - Conversor CA/CC isolado com capacitor chaveado para LEDs de potência.	52
Figura 2.19 - Conversor CC/CC com capacitor chaveado com dois módulos SC.	52
Figura 3.1 – Comparação dos limites de modulação entre retificadores monofásicos e trifásicos.	55
Figura 3.2 – Topologia para acionamento de LEDs com alimentação trifásica.	57
Figura 3.3 – <i>Driver</i> trifásico CA-CC <i>boost single-switch</i> para LEDs.	62
Figura 3.4 – <i>Driver</i> trifásico CA-CC <i>flyback single-switch</i> para LEDs.	63

Figura 3.5 – <i>Driver</i> trifásico CA-CC <i>boost multi-switch</i> para LEDs.	64
Figura 3.6 – <i>Driver</i> trifásico PFC modular com retificador em estrela (Y).	65
Figura 3.7 - <i>Driver</i> trifásico PFC modular com retificador em delta (Δ).	66
Figura 3.8 - Retificador trifásico multicelular baseado no uso de três conversores PFC monofásicos com conexão neutro fictício.	66
Figura 3.9 – <i>Driver</i> de LED CA-CC multi-cell baseado no retificador de onda completa trifásico.	67
Figura 3.10 - <i>Driver</i> multicelular com somatório da saída de luz.	68
Figura 3.11 – <i>Driver</i> trifásico CA-CC <i>multi-switch</i> para LEDs com RSC.	69
Figura 3.12 - <i>Driver</i> trifásico CA-CC <i>buck single-switch</i> para LEDs.	70
Figura 3.13 - Conversor CA-CC trifásico <i>buck</i> quadrático com um único interruptor controlado.	71
Figura 3.14 – Conversor CA-CC trifásico <i>buck</i> com dois interruptores controlados.	71
Figura 3.15 – Conversor CA-CC trifásico <i>buck-boost</i> com dois interruptores controlados. ...	72
Figura 3.16 – Conversor CA-CC trifásico isolado com número reduzido de interruptores controlados.	73
Figura 3.17 – <i>Driver</i> trifásico CA-CC para LEDs com capacitor ressonante chaveado com reduzido número de interruptores controlados.	73
Figura 3.18 – Conversor CA-CC trifásico RSC com três interruptores controlados.	74
Figura 3.19 – Conversor CA-CC trifásico RSC com reduzido número de interruptores e com dois módulos de LEDs independentes.	75
Figura 3.20 - <i>Driver</i> trifásico CA-CC ZCS <i>buck single-switch</i> para LEDs.	76
Figura 4.1 – Circuito básico proposto do <i>driver</i> SC trifásico para LEDs.	78
Figura 4.2 – Etapas de operação do <i>driver</i> para LEDs proposto (preto: componentes ligados; cinza: componentes desligados).	79
Figura 4.3 – Principais formas de onda do <i>driver</i> de LED proposto.	80
Figura 4.4 – Primeira etapa de operação do conversor proposto.	80
Figura 4.5 – Segunda etapa de operação do conversor proposto.	81
Figura 4.6 – Terceira etapa de operação do conversor proposto.	81
Figura 4.7 – Quarta etapa de operação do conversor proposto.	82
Figura 4.8 – Quinta etapa de operação do conversor proposto.	83
Figura 4.9 – Sexta etapa de operação do conversor proposto.	83
Figura 4.10 – Sétima etapa de operação do conversor proposto.	83
Figura 4.11 – Oitava etapa de operação do conversor proposto.	84

Figura 4.12 – Circuitos equivalentes das etapas de operação.	85
Figura 4.13 – Circuito equivalente da sétima etapa de operação	86
Figura 4.14 – Circuito equivalente da primeira etapa de operação	87
Figura 4.15 – Circuito equivalente da terceira etapa de operação.	88
Figura 4.16 – Circuito equivalente da quinta etapa de operação.....	88
Figura 4.17 – Circuito equivalente do conversor no instante t_p	92
Figura 4.18 – Circuito equivalente simplificado da primeira etapa de operação	93
Figura 4.19 – Circuito equivalente simplificado da terceira etapa de operação.....	95
Figura 4.20 – Circuito de potência do conversor trifásico SC.	104
Figura 4.21 – Tensão de entrada (v_R) e correntes de entrada (i_R, i_S, i_T).....	104
Figura 4.22 – Tensão (v_{CS1}) e corrente (i_{CS1}) em C_{S1} , e corrente na saída (i_o).	105
Figura 4.23 – Tensão (v_{CS1}) e corrente (i_{CS1}) em C_{S1} , e corrente na chave (i_{S2}).	105
Figura 4.24 – Corrente nos diodos D_{15}, D_{16} (i_{D15}, i_{D16}), corrente no indutor de saída (i_{Lo}) e corrente na saída (i_o).	106
Figura 4.25 – Tensão (v_o) e corrente de saída (i_o), e <i>flicker</i> percentual na potência nominal.	107
Figura 4.26 – Tensão (v_{S2}) e corrente (i_{S2}) em S_2 , corrente (i_{D16}) em D_{16} e comutação em S_2	107
Figura 4.27 – Área de operação recomendada em função da frequência e porcentagem de cintilação ou modulação (%).	107
Figura 4.28 – Protótipo experimental: a) Quatro LEDs de alimentação COB (10E30JY50WW); b) Detalhes dos componentes de saída; Conversor proposto: c) Vista superior; d) Vista inferior.	108
Figura 4.29 – Conteúdo de harmônicas da corrente de entrada na fase R e limites impostos pela norma IEC 61000-3-2 para equipamentos de classe C.	109
Figura 4.30 – Distribuição de perda estimada do <i>driver</i> de LED proposto na condição de carga nominal.	109
Figura 4.31 – Corrente nos diodos D_{13}, D_{14} (i_{D13}, i_{D14}), corrente no diodo D_{17} de Carbetto de Silício (i_{SiC}) e corrente na saída (i_o) na condição de carga nominal.....	110
Figura 4.32 – Eficiência e potência de saída normalizada em função da frequência de chaveamento na condição de carga nominal.	110
Figura 4.33 – Resumo de PF e THD para a tensão de entrada trifásica.....	111
Figura 4.34 – Potência de saída normalizada e eficiência medida em diferentes frequências de chaveamento com três tipos de carga de LED em 127 Vrms.....	112

Figura 4.35 - Tensão (v_o) e corrente de saída (i_o), na potência nominal: a) Tensões da rede balanceadas; b) Tensões da rede desbalanceadas.	114
Figura 4.36 - Tensão (v_o) e corrente de saída (i_o) na potência nominal com tensões da rede desbalanceadas e com novo filtro capacitivo.	114

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Classificação de equipamentos conforme IEC 61000-3-2 (IEC, 2018).....	27
Tabela 2.2 – Limites de harmônicas, conforme a IEC 61000-3-2.....	28
Tabela 2.3 – Requisitos para <i>driver</i> de LEDs, de acordo com Energy Star®.....	34
Tabela 2.4 - Requisitos de fator de potência e distorção harmônica total por potência de entrada para iluminação residencial e comercial.	35
Tabela 3.1 –Pontos de conexão em Tensão Nominal igual ou inferior a 1 kV (380/220).	59
Tabela 3.2 –Ondulação da potência devido ao desbalanceamento das tensões da rede.	61
Tabela 4.1 – Parâmetros utilizados no equacionamento para validação do conversor.....	101
Tabela 4.2 – Componentes do Projeto.	103
Tabela 4.3 – Comparação Entre os <i>Drivers</i> Trifásico para LEDs.	112

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO GERAL	17
1.1	Diodos emissores de luz	17
1.2	<i>Drivers</i> para LEDs	20
1.2.1	<i>Flicker</i>	22
1.3	Estrutura do trabalho	24
2	DRIVER DE LEDS CA-CC	26
2.1	Normas, Regulamentações e/ou Recomendações para <i>Driver</i> de LED	26
2.1.1	<i>Norma Internacional de Injeção de Harmônicas (IEC 61000-3-2)</i>.....	26
2.1.2	<i>Regulamentações de Flicker</i>.....	28
2.1.3	<i>Energy Star®</i>.....	33
2.1.4	<i>Fator de Potência e Distorção Harmônica Total</i>.....	35
2.1.5	<i>Normas Técnicas Brasileiras</i>.....	36
2.2	Estado da arte dos <i>drivers</i> para LEDs	37
2.2.1	<i>Drivers de LEDs Passivos</i>.....	38
2.2.2	<i>Drivers de LEDs Ativos monofásicos</i>.....	40
2.2.2.1	<i>Drivers ativos de estágio único</i>.....	41
2.2.2.2	<i>Drivers ativos de duplo estágio</i>	44
2.2.2.3	<i>Drivers ativos de estágio único integrado</i>.....	45
2.2.2.4	<i>Drivers ativos modulares</i>.....	47
2.2.2.5	<i>Drivers ativos com saídas múltiplas</i>	49
2.2.2.6	<i>Drivers com capacitor comutado</i>.....	50
2.3	Considerações Parciais.....	52
3	CONVERSORES TRIFÁSICOS	54
3.1	Potência Elétrica em sistemas trifásicos	57
3.1.1	<i>Classificações de sistemas trifásicos</i>	58
3.1.2	<i>Potência em sistemas trifásicos balanceados</i>.....	58
3.1.3	<i>Potência em sistemas trifásicos desbalanceados</i>.....	59
3.2	<i>Driver</i> com estágio único	62
3.3	<i>Driver</i> multi-estágio	63
3.4	<i>Driver</i> trifásicos com <i>multi-cell</i>.....	64
3.5	<i>Driver</i> com capacitor chaveado ressonante	68
3.6	Estruturas trifásicas como alternativas para LEDs <i>driver</i>	69

3.7	Considerações Parciais.....	75
4	ANÁLISE DO CONVERSOR TRIFÁSICO CA-CC PARA LEDS COM CAPACITOR RESSONANTE CHAVEADO COM REDUZIDO NÚMERO DE INTERRUPTORES CONTROLADOS	77
4.1	Análise Qualitativa do conversor trifásico RSC.....	77
4.1.1	<i>Etapas de operação do conversor trifásico com capacitor chaveado</i>	<i>78</i>
4.1.1.1	<i>Etapa 1 (t_0, t_1).....</i>	<i>79</i>
4.1.1.2	<i>Etapa 2 (t_1, t_2).....</i>	<i>80</i>
4.1.1.3	<i>Etapa 3 (t_2, t_3).....</i>	<i>81</i>
4.1.1.4	<i>Etapa 4 (t_3, t_4).....</i>	<i>81</i>
4.1.1.5	<i>Etapa 5 (t_4, t_5).....</i>	<i>82</i>
4.1.1.6	<i>Etapa 6 (t_5, t_6).....</i>	<i>82</i>
4.1.1.7	<i>Etapa 7 (t_6, t_7).....</i>	<i>82</i>
4.1.1.8	<i>Etapa 8 (t_7, t_8).....</i>	<i>83</i>
4.2	Análise Quantitativa do conversor trifásico RSC	84
4.2.1	<i>Especificação das etapas de operação</i>	<i>84</i>
4.2.2	<i>Cálculo do capacitor chaveado ressonante.....</i>	<i>90</i>
4.2.3	<i>Condição de operação do conversor.....</i>	<i>91</i>
4.2.4	<i>Cálculo do filtro de saída.....</i>	<i>93</i>
4.2.5	<i>Cálculo da capacitância de saída C_o.....</i>	<i>97</i>
4.3	Expressões básicas em um período de comutação.....	97
4.4	Projeto do Conversor Trifásico RSC para LEDs de Potência em Malha Aberta	
	101	
4.4.1	<i>Dimensionamento do conversor trifásico RSC para LEDs em malha aberta</i>	<i>101</i>
4.5	Resultados experimentais do conversor operando em malha aberta	103
4.6	Considerações Parciais.....	114
5	CONSIDERAÇÕES FINAIS E TRABALHOS FUTUROS	117
5.1	Conclusões do trabalho	117
5.2	Trabalhos Futuros.....	118
5.3	Publicações Resultantes	119
	REFERÊNCIAS	120

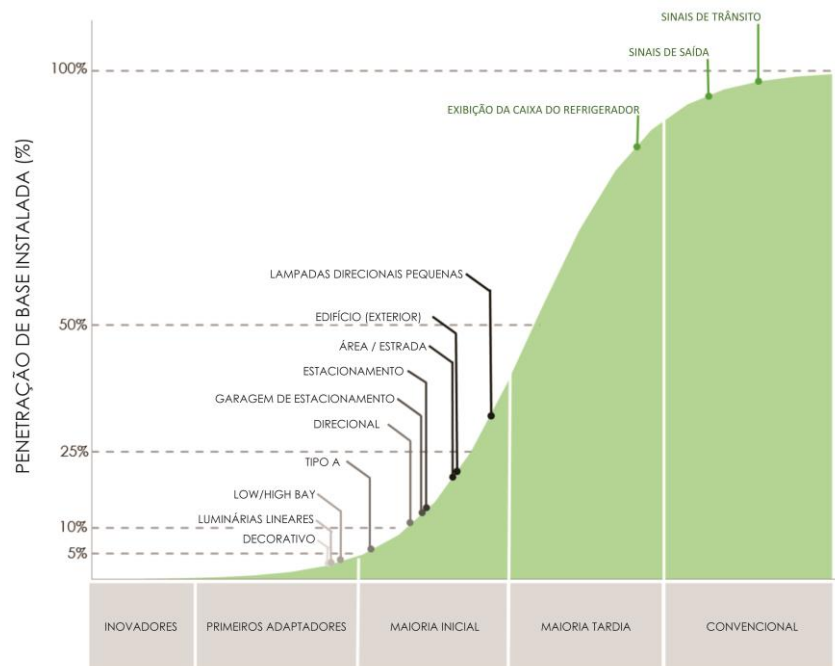
1 INTRODUÇÃO GERAL

1.1 Diodos emissores de luz

A revolução da iluminação de estado sólido (SSL – *Solid-state lighting*) incorpora uma mudança profunda na forma como usamos e consideramos a iluminação, e representa uma grande oportunidade para gerar economia de energia significativas. As crescentes preocupações com as mudanças climáticas e o aumento dos preços da eletricidade estão fazendo com que o mercado global de iluminação opte por fontes de luz mais eficientes em termos energéticos (DOE, 2016).

Na maioria das regiões do mundo, mesmo com o apoio de políticas governamentais, menos de 10% das instalações de iluminação existentes usam produtos SSL (DOE, 2016). Embora a taxa de progresso na tecnologia de iluminação com diodos emissores de luz (LED-*Light-emitting Diode*) tenha sido impressionante, oportunidades para melhorias significativas na eficácia da fonte de alimentação ainda podem ser alcançadas por meio de pesquisa e desenvolvimento em andamento, e há um argumento convincente para isso. Se os produtos de LEDs atingissem as metas de eficácia do Programa SSL de médio e longo prazo, os Estados Unidos teriam 5,1 quatrilhões de unidades térmicas britânicas (Btus), ou quádruplos, de economia anual de energia dos LEDs em 2035 (DOE, 2017a). Na Figura 1.1 é apresentado a proporção da utilização dos LEDs em diversas aplicações nos Estados Unidos.

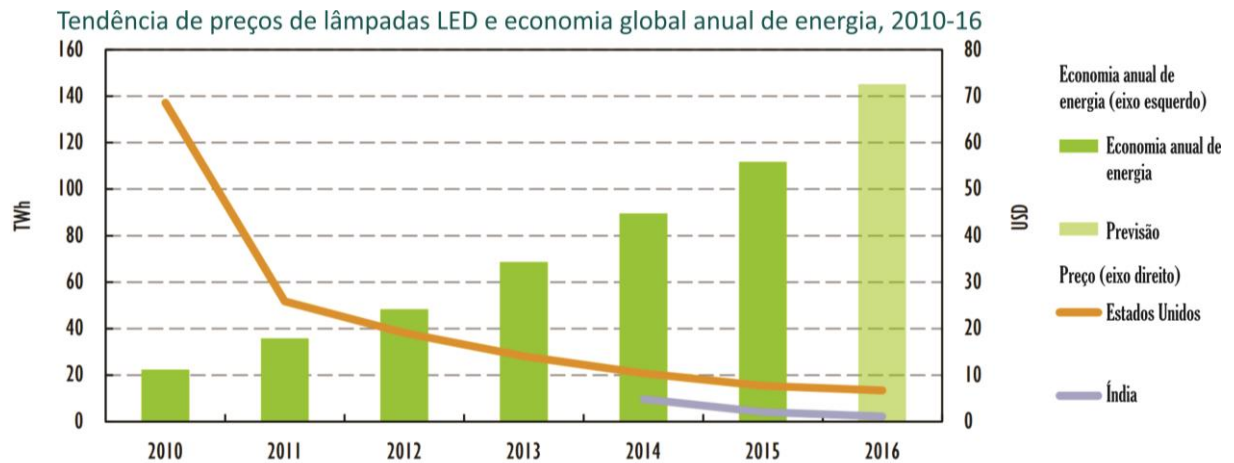
Figura 1.1 – Percentual de iluminação a LED instalada nos EUA.



FONTE: Adaptado de (DOE, 2016).

Os LEDs têm reduzido seu custo significativamente e aumentado sua eficácia luminosa, produzindo economia de energia significativa por meio da substituição de fontes de luz menos eficientes, como exemplo as lâmpadas incandescentes e fluorescentes compactas. Em relação às lâmpadas fluorescentes compactas, as lâmpadas LED podem apresentar um consumo energético 35% menor. Essa economia no consumo de energia pode superar os 80%, com durabilidade 25 vezes maior, quando comparado com as lâmpadas incandescentes (DOE, 2018; ELETROBRÁS, 2015). As lâmpadas LED já correspondem a mais de 25% da iluminação instalada em muitas regiões (DOE, 2018) e as vendas de lâmpadas de LED atingiram cerca de 30% do mercado residencial global em 2016, esta mudança poderia remodelar os serviços de iluminação e a demanda de energia, devido que a eficácia luminosa da tecnologia LED continua melhorando (IEA, 2017a). O custo da iluminação LED também caiu constantemente, conforme mostrado na Figura 1.2. LEDs de alta eficiência representaram 15% do total de vendas de lâmpadas residenciais em 2015 (IEA, 2017b). Em 2019, as vendas de LED atingiram um importante marco, atingindo um número recorde de vendas de mais de 10 bilhões de unidades, incluindo fontes de luz (lâmpadas, tubos, módulos) e luminárias (IEA LIGHTING, 2020).

Figura 1.2 - Disposição do preço da lâmpada LED e economia de energia global (2010-16).

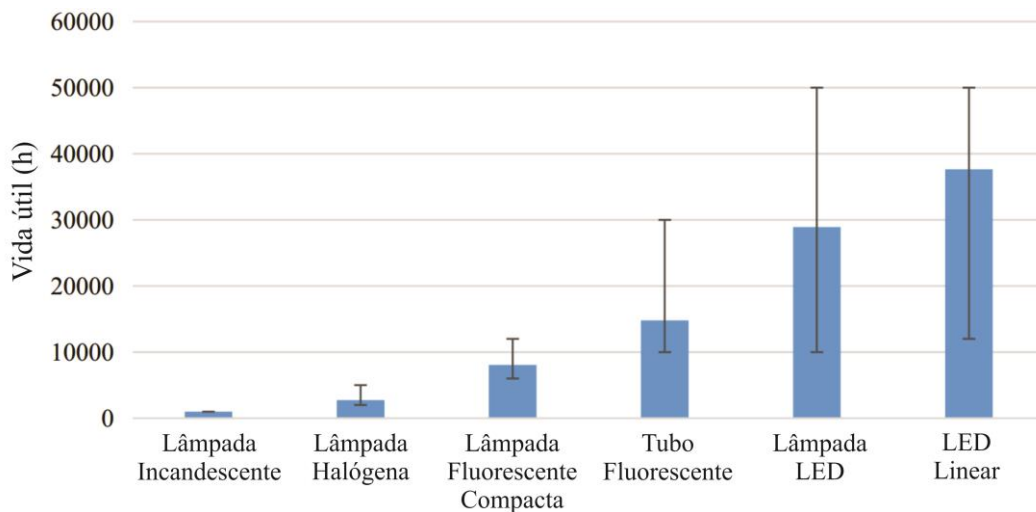


FONTE: Adaptado de (IEA, 2016).

Com o avanço da tecnologia, o uso do LED está se tornando mais difundido e o tamanho dos chips de LED está aumentando, o que ocasiona o aumento da potência dos mesmos, encontrando assim uma aplicação emergente tanto em sistemas de iluminação pública quanto em iluminação em geral (ALMEIDA, 2014). O uso dos LEDs na iluminação pública é justificado pela sua elevada vida útil e sua alta eficácia luminosa, que tem crescido rapidamente nos últimos anos. Já existem LEDs comercialmente vendidos com uma eficácia luminosa de aproximadamente 180 lm/W (WANG; ALONSO; RUAN, 2017), 220 lm/W (LUMILEDS,

2019) e 260 lm/W (DOE, 2017b). Na Figura 1.3 é mostrado que as lâmpadas LED lineares têm uma vida útil média 2,5 vezes maior do que a vida útil média das lâmpadas fluorescentes tubulares. Além disso, as lâmpadas LED atualmente têm uma vida útil média 3,5, 10 e 30 vezes maior do que a vida útil média das lâmpadas fluorescentes compactas, halógenas e incandescentes, respectivamente (NARDELLI et al., 2017).

Figura 1.3 - Vida útil de 375 lâmpadas de seis tipos diferentes disponíveis nos mercados brasileiro, norte-americano e europeu.



FONTE: Adaptado de (NARDELLI et al., 2017).

Vale ressaltar que a tecnologia de iluminação empregando LEDs possui uma distribuição espectral capaz de provocar uma maior sensação de luminosidade em ambientes com menor nível de luminância, no caso da iluminação pública (CASAGRANDE et al., 2013). Assim, é possível economizar energia a partir da diminuição da potência instalada, mantendo a mesma sensação de claridade do observador (CASAGRANDE, 2016). Assim, a energia consumida em aplicações com iluminação artificial em todo o mundo poderia ser poupada com a utilização de LEDs.

Os LEDs podem trazer grandes benefícios e melhorias nos sistemas de iluminação pública se utilizados de forma adequada e respeitando as normas/regulamentações vigentes. Algumas dessas melhorias podem ser citadas: melhoria na qualidade de iluminação, com melhor índice de reprodução de cores e menor poluição luminosa, diferente do que ocorre com outras luminárias; redução da potência instalada, reduzindo a demanda no sistema de energia elétrica; além de melhorias na qualidade de energia, com a redução da injeção de correntes harmônicas na rede elétrica devido a utilização de *drivers* com elevado fator de potência.

1.2 Drivers para LEDs

Os LEDs são incapazes de regular sua própria corrente, sendo essencialmente cargas de tensão constante. Como a saída de luz do diodo emissor de luz depende diretamente da corrente, os mesmos exigem um circuito de acionamento regulador de corrente (ALMEIDA et al., 2015a, 2015b; SÁ JR., 2010). Os diodos emissores de luz também são cargas CC, o que significa que precisam de retificação ao operar com a tensão da rede elétrica, como em luminárias internas e em iluminação pública. Essas características levam à conclusão de que os LEDs necessitam de um *driver* eletrônico operando como uma fonte de corrente ou potência constante. De um modo geral, o *driver* desempenha um papel significativo no domínio da eficiência energética, o que significa que a eficiência do sistema pode ser melhorada ainda mais através de um *driver* apropriado (WANG; ALONSO; RUAN, 2017).

O programa de iluminação de estado sólido do Departamento de Energia dos EUA, por exemplo, apoia pesquisas e desenvolvimento de tecnologias sobre LEDs, assim, produzindo vários dados sobre sistemas de iluminação de LED. Em uma dessas pesquisas sobre a vida útil e confiabilidade de luminárias, contém dados sobre a taxa de falhas de 5.400 lâmpadas externas em mais de 34 milhões de horas de operação. Curiosamente, os próprios LEDs representam apenas 10% das falhas; o *driver*, por outro lado, foi responsável por 52% das falhas. O restante das falhas ocorreram devido a problemas na estrutura de armazenamento, que podem não ser aplicáveis às lâmpadas em uso interno (DOE - U.S. DEPARTMENT OF ENERGY: EFFICIENCY AND RENEWABLE ENERGY, 2013). Esses dados mostram que, pelo menos para falhas catastróficas (onde a lâmpada deixa de emitir luz), prolongar a vida útil significa melhorar as fontes de alimentação.

O *driver* de LED e o sistema de dissipação térmica dos LEDs são importantíssimos, e se não forem bem projetados para o ambiente em que será instalado, podem reduzir a vida útil do sistema como um todo. Assim, o estudo dos LEDs em iluminação pública, tanto na avaliação do seu desempenho quanto no desenvolvimento do *driver* adequado para o seu bom funcionamento, possui um campo vasto de pesquisa, com inúmeras questões a serem debatidas e solucionadas. Assim como os LEDs, os *drivers* de luminárias LED, além de elevada eficiência, precisam apresentar vida útil compatível com a dos LEDs, reduzida distorção harmônica da corrente de entrada, elevado fator de potência, e conformidade com as normas técnicas vigentes, principalmente a NBR 16026 e com a Portaria N° 20 (ABNT, 2012; INMETRO, 2017).

A conexão do *driver* à tensão da rede elétrica impõe outras complexidades: retificação e correção do fator de potência (PFC - *Power-factor Correction*), quando exigido por padrões como IEC 61000-3-2 (IEC, 2018). Como o LED é uma carga CC que poderá ser alimentada por uma fonte CA, há um desequilíbrio de energia entre entrada e saída (WANG et al., 2016a, 2016b). A potência de entrada monofásica pulsa duas vezes a frequência da linha, enquanto a potência de saída é quase constante (HE; RUAN; ZHANG, 2017). Essa diferença de energia deve ser tratada por um elemento de armazenamento, como um indutor grande ou um capacitor, sendo este último a abordagem mais comum: um capacitor de barramento CC filtrando a ondulação de tensão, como pode ser visto nos trabalhos de (GACIO et al., 2015; WANG; ALONSO; RUAN, 2017; ZHANG; NI; YU, 2013a). Como a frequência sobre esse capacitor é baixa (duas vezes a frequência da rede), a capacitância necessária para esse filtro é geralmente grande (BRANAS; AZCONDO; ALONSO, 2013; CHENG; CHENG; CHUNG, 2014; LAM; JAIN, 2015; VALIPOUR; REZAZADEH; ZOLGHADRI, 2016). De fato, os capacitores eletrolíticos usados como capacitores de barramento são de cerca de 1,0 a 1,2 μF por Watt, dependendo da frequência da rede e da frequência de comutação (LI et al., 2016). Já a ondulação de corrente nos LEDs é inversamente proporcional à quantidade de capacitância de filtragem e deve ser limitada pelo *driver* para proteger os LEDs de danos tais como: sobretensão, sobrecorrente e superaquecimento.

Por outro lado, os capacitores eletrolíticos apresentam problemas de confiabilidade e são os componentes com vida útil mais curta nos *drivers* de LED (LENZ; PINHEIRO; SARTORI, 2017; SÁ JR., 2010; SARJEANT; ZIRNHELD; MACDOUGALL, 1998; ZHANG; NI; YU, 2013b). Esses capacitores tem uma vida útil dependente da temperatura de operação (BLAIS, 2015; HUANG; NAGASAKI; SHIMIZU, 2018; PARLER, 2004). Essa dependência da temperatura se deve à maior tendência de evaporação ou vazamento do eletrólito líquido do capacitor quanto maior for a temperatura do núcleo do mesmo (ALMEIDA et al., 2015a). Além disso, o processo de envelhecimento do capacitor eletrolítico também aumenta sua resistência série equivalente, induzindo o auto-aquecimento do seu núcleo e, conseqüentemente, reduzindo ainda mais a sua vida útil (ALMEIDA, 2014). Portanto, é importante eliminar capacitores eletrolíticos em *drivers* de LEDs. Outra solução possível em algumas topologias, é reduzir a capacitância suficiente para empregar capacitores metalizados de polipropileno ou filme de poliéster (ALONSO et al., 2011; COUTINHO, 2016a; KIM et al., 2017; LAM; JAIN, 2015; WANG; BLAABJERG, 2014; YAO et al., 2012a), que são mais resistentes ao calor, têm uma

vida útil mais longa e um modo de falha mais seguro, chamada de falha suave, na qual o capacitor não provoca curto-circuito (SARJEANT; ZIRNHELD; MACDOUGALL, 1998).

Segundo (BUIATTI et al., 2009), a vida útil de capacitores de filme pode atingir 100 mil horas ou mais, tornando-os compatíveis com a vida útil dos LEDs de potência. Esses componentes também têm uma conhecida capacidade de auto-reparação (*self-healing*) (KERRIGAN; ENNIS, 2017), que se manifesta no caso de uma ruptura do dielétrico devido a alguma anomalia. Neste caso, o ponto de falha é instantaneamente isolado devido à vaporização da superfície metalizada no entorno do local onde a falha ocorreu, o que significa que esses capacitores raramente falham catastróficamente (BUIATTI et al., 2009; SARJEANT; ZIRNHELD; MACDOUGALL, 1998). Entretanto, os capacitores de filme possuem um maior volume e geralmente são componentes mais caros quando comparado a capacitores eletrolíticos convencionais.

Assim, constata-se a necessidade do aumento em pesquisas de redução das capacitâncias exigidas em *drivers* para LEDs, focando no aumento da vida útil efetiva, da densidade de potência do *driver* e na redução do custo total do circuito de potência. O dimensionamento errôneo dessa capacitância pode provocar uma redução acelerada no fluxo luminoso e ondulações de corrente no LED, podendo resultar na aparição de *flicker* (NOGUEIRA et al., 2014).

1.2.1 Flicker

O fenômeno *flicker* ou cintilação pode ser definido como uma rápida mudança repetitiva na luminância, em qualquer equipamento de iluminação (DILAURA et al., 2011) ou como a variação cíclica do fluxo luminoso no tempo (WILKINS; VEITCH; LEHMAN, 2010). A percepção do *flicker* depende de fatores humanos; portanto, é difícil caracterizar os efeitos desse fenômeno. O *flicker* pode ser estudado através do desenvolvimento de métricas apropriadas que permitam sua medição e caracterização (GOMEZ; MORCOS, 2002). As métricas de *flicker* devem ser capazes de caracterizar os processos fisiológicos e psicológicos responsáveis pela tolerância e percepção dos artefatos de luz temporal (KENDALL, 1966).

Para a adoção bem-sucedida de tecnologias de iluminação LED, é importante que o controle da iluminação seja projetado para reduzir o *flicker* e fornecer aos usuários soluções de dimerização eficientes e confortáveis, mas as empresas de iluminação LED ainda estão lutando para estabelecer métricas para caracterizar os efeitos do *flicker* e o efeito estroboscópico (SHAILESH; SHAILESH, 2017).

Particularmente, no caso dos LEDs, o *flicker* ocorre devido à resposta rápida às variações de corrente. Precisamente, o conteúdo harmônico da corrente que flui através dos LEDs se traduz em uma saída de luz modulada por esses componentes. No entanto, nem todos os componentes de frequência são igualmente prejudiciais para os seres humanos, e somente aqueles abaixo de 3 kHz podem ser considerados como tais. De fato, se a modulação de baixa frequência é visível ou invisível, pode desencadear dores de cabeça, enxaquecas, fadiga (WILKINS et al., 1989; WILKINS; VEITCH; LEHMAN, 2010), epilepsia (FISHER et al., 2005) ou qualquer outra resposta neurológica (PERETTO et al., 2007). No entanto, o risco do *flicker* em iluminação ocasionar estas crises é reduzido, tendo em vista que geralmente a cintilação ocorre em frequências iguais ou acima do dobro da frequência da rede elétrica (SHAILESH; SHAILESH, 2017). Na Europa, a frequência da rede elétrica é de 50 Hz, o *flicker* percentual ocorre geralmente na frequência de 100 Hz, enquanto que na maioria dos países da América, a frequência da rede é 60 Hz, o *flicker* percentual geralmente ocorre na frequência de 120 Hz (WILKINS; VEITCH; LEHMAN, 2010).

Conforme estudos apresentados por (LEHMAN; WILKINS, 2014), usualmente a cintilação não pode ser vista quando sua frequência está acima da frequência crítica de fusão do *flicker* (CFF – *Critical Flicker Fusion Frequency*), que, em geral, ocorre entre 60 Hz e 90 Hz. Para frequências superiores a 100 Hz, o *flicker* percentual ou modulação de iluminância, eventualmente pode ser percebido diretamente por seres humanos (seja pela visão central ou periférica); apesar disso, para frequências de até 300 Hz ou mais, a modulação pode ser percebida de forma indireta através de efeitos estroboscópios (BULLOUGH et al., 2011).

A redução dos efeitos nocivos do *flicker* tornou-se cada vez mais importante para os *drivers* de LED CA-CC, uma vez que conceitualmente o dobro da frequência da rede elétrica pode aparecer facilmente na corrente entre os LEDs. Por exemplo, sem uma norma adequada, o capacitor de saída do *driver* de LED CA-CC que controla a ondulação admissível da corrente no LED, pode ser sobredimensionado, causando a diminuição da expectativa da vida útil do *driver* CA-CC para LEDs. A ondulação máxima da corrente no LED pode ser de 50% pico a pico em relação à corrente média para não mudar a cromaticidade no LED, gerando, no máximo, um percentual de *flicker* de 25% (BENDER et al., 2013). Essa variação permanece abaixo do limiar que pode causar problemas de saúde humana. Diante disso, o *Institute of Electrical and Electronic Engineers* (IEEE) criou um documento com práticas recomendadas de modulação de corrente em LEDs de alto brilho, onde definiu-se que é necessário restringir o *flicker* percentual a fim de reduzir os riscos à saúde humana (IEEE STD 1789, 2015).

Além disso, este trabalho examina pesquisas recentes em eletrônica de potência sobre métodos para aumentar a confiabilidade dos *drivers* de LED através da redução de capacitância, buscando igualar a vida útil dos dispositivos de LED com a dos conversores de acionamento. Ele também descreve vários dos problemas e peculiaridades que podem surgir dessas abordagens, como eficiência dos *drivers*, uso de esquemas de controle específicos (e às vezes complexos), limitações topológicas dos conversores e dimerização em *drivers* de LED.

1.3 Estrutura do trabalho

Diante do que foi explanado anteriormente, este trabalho tem como objetivo propor um estudo de conversores de longa vida útil para o acionamento de LEDs de potência em redes de energia CA, em conformidade com os regulamentos apresentados na Seção 2.1, visando aplicações em níveis de potência compatíveis com iluminação pública (geralmente acima de 200 W). Como a vida útil do sistema de iluminação de estado sólido é de suma importância, busca-se neste trabalho a redução e otimização da(s) capacitância(s) utilizadas nos circuitos de potência. Isto se faz necessário, para permitir o uso dos capacitores de filme, que possuem elevada vida útil, ao invés do uso dos capacitores eletrolíticos de alumínio, visando aumentar a vida útil do *driver* de acionamento dos LEDs. Nesse sentido, o estado da arte foi cuidadosamente compilado e estudado para avaliar soluções viáveis em um ambiente vasto de pesquisa, como será discutido a seguir. Além disso, o escopo da análise foi ampliado das soluções convencionais de corrente alternada monofásica para o acionamento de LEDs em redes de energia trifásicas.

Esta tese de doutorado está organizada daqui em diante, em quatro capítulos, sendo estes descritos na sequência:

Capítulo 2 – Estado da arte dos conversores CA-CC monofásicos para LEDs. Neste capítulo, os diversos conversores para LEDs encontrados na literatura são detalhados. Inicialmente, tem-se um resumo das normas e recomendações internacionais e nacionais para *drivers* de LEDs. Em seguida, os principais conversores CA-CC passivos e ativos são analisados, sendo observado as suas vantagens e desvantagens, focando no método utilizado para a substituição dos capacitores eletrolíticos e para a obtenção de uma corrente com uma baixa ondulação e conseqüentemente obtenção de um reduzido *flicker* percentual, criando uma base para a proposição de outras topologias.

Capítulo 3 – Estado da arte dos conversores CA-CC trifásicos para LEDs. Os principais conversores encontrados na literatura são descritos neste capítulo. Inicialmente, tem-

se o comparativo das estruturas trifásicas e monofásicas. Em seguida, são analisados os principais conversores CA-CC trifásicos para LEDs de potência, que constituem a base para a concepção das topologias propostas, apresentada no final deste capítulo.

Capítulo 4 – Análise do conversor trifásico RSC para LEDs de potência. Uma vez que a topologia é proposta, esse capítulo dedica-se a descrever seu funcionamento através de uma análise qualitativa e quantitativa. Nesse capítulo é apresentado o dimensionamento de todos os componentes do circuito. Por fim, são mostrados os resultados experimentais do conversor trifásico em estudo.

Capítulo 5 – Conclusões Gerais. Nesse capítulo são apresentadas as considerações finais do trabalho, discutindo detalhadamente cada resultado obtido, assim como, propondo sugestões para trabalhos futuros e continuidade da pesquisa.

2 DRIVER DE LEDS CA-CC

Semelhante à iluminação tradicional, um sistema LED deve estar em conformidade com os regulamentos internacionais e nacionais. Esses padrões e regulamentos apresentam requisitos básicos sobre os sistemas de LED. Eles podem afetar a seleção da topologia do *driver* e o método de controle utilizado. Neste capítulo, é realizada a revisão de literatura envolvendo as principais normas, regulamentações e/ou recomendações para *driver* de LED e os principais conversores CA-CC encontrados na literatura, por sua vez relacionados ao tema proposto.

2.1 Normas, Regulamentações e/ou Recomendações para *Driver* de LED

A principal aplicação para LEDs é substituir tecnologias de iluminação ineficientes em ambientes residenciais, comerciais, industriais e espaços públicos, que têm acesso fácil à rede elétrica CA. Considerando o comportamento do LED, é necessário usar um conversor CA-CC para garantir que os LEDs sejam acionados com uma corrente CC adequada. A exigência dessa conversão de energia vem da resposta rápida da luz que é diretamente proporcional a corrente dos LEDs, que pode replicar a corrente senoidal da rede elétrica, causando uma oscilação visível indesejável. As normas, regulamentações e/ou recomendações que um *driver* de LED precisa cumprir, devem ser atendidas antes de discutir quais soluções e/ou topologias são as mais apropriadas para cada aplicação. Esta seção se concentra nas regulamentações e recomendações específicas para um *driver* de LED, assim como a especificação dos requisitos do programa ENERGY STAR® para luminárias, padrões de harmônico (por exemplo, IEC 61000-3-2) e recomendações de *flicker* (por exemplo, IEEE Std. 1789-2015).

2.1.1 Norma Internacional de Injeção de Harmônicas (IEC 61000-3-2)

Com o avanço da tecnologia, as cargas nos sistemas de energia foram variadas na consideração de seus recursos. Espera-se sempre que essas cargas sejam lineares. No entanto, com o efeito do desenvolvimento da tecnologia de semicondutores, foi observado um aumento em relação às cargas não lineares no sistema elétrico, o que causou um aumento na quantidade de harmônicas de baixa frequência, decorrente do uso de conversores CA-CC inadequados que exigem correntes não senoidais e com um baixo fator de potência.

Em aplicações de baixo custo, uma ponte de diodos seguida por um capacitor eletrolítico é comumente utilizada, causando picos de corrente de curta duração e gerando harmônicas. As harmônicas mais comuns são as ímpares (terceira, quinta, sétima, etc.), sendo que normalmente a terceira é a maior, se tornando a mais problemática. O aparecimento das

harmônicas causam perdas adicionais de energia no sistema, efeito térmico, danos ao isolamento dos componentes elétricos e aumentam o nível de corrente e tensão na rede e nos aparelhos, causando a diminuição da vida útil dos mesmos (SAID; NOR, 2008; YILDIZ; SABUNCU, 2019). Para não diminuir a qualidade da rede elétrica, a Comissão Eletrotécnica Internacional (IEC - *International Electrotechnical Commission*) lançou algumas normas para limitar a injeção harmônica de baixa frequência dos equipamentos eletrônicos à rede. Para o escopo deste trabalho, a norma IEC 61000-3-2 (IEC, 2018) será considerada um requisito indispensável no projeto de *drivers* CA-CC para LEDs.

A norma IEC 61000-3-2 detalha como as harmônicas de baixa frequência da corrente de entrada (ou seja, os primeiros 40 múltiplos da frequência fundamental) precisam ser limitados e medidos dependendo da classificação apresentada na Tabela 2.1. Assim, os equipamentos de iluminação se enquadram na categoria Classe C ou D.

Tabela 2.1 – Classificação de equipamentos conforme IEC 61000-3-2 (IEC, 2018).

Equipamentos trifásicos balanceados	
Classe A	Eletrodomésticos, excluindo equipamentos identificados pela Classe D
	<i>Dimmers</i> para lâmpadas incandescentes
	Ferramentas excluindo ferramentas portáteis
	Equipamentos de áudio
	Equipamentos restantes, que não sejam classificados como B, C ou D.
Classe B	Ferramentas portáteis
	Equipamentos de soldagem que não são equipamentos profissionais
Classe C	Equipamentos de iluminação
Classe D	Monitores e computadores pessoais
	Receptores de televisão
Nota: O equipamento deve ter nível de potência entre 75 até 600 W	

FONTE: Adaptado de (IEC, 2018).

Além disso, a classe C diferencia dois cenários, dependendo da potência de entrada ativa do equipamento de iluminação. Equipamentos de iluminação com potência maior do que 25 W, o conteúdo harmônico da corrente de entrada precisará ser limitado aos valores indicados na coluna 4 da Tabela 2.2 (ou seja, limites de classe C). Contudo, se a potência ativa de entrada for menor ou igual a 25 W, a sua corrente de entrada precisará ter seus componentes harmônicas limitadas de acordo com limites da coluna 5 da Tabela 2.2 (ou seja, limites da classe D) ou a

terceira harmônica, expressa em porcentagem da corrente fundamental, não deve exceder 86% e a quinta harmônica não deve exceder 61% da corrente fundamental.

Tabela 2.2 – Limites de harmônicas, conforme a IEC 61000-3-2.

Harmônicas [n]	Classe A [A]	Classe B [A]	Classe C [% da fund.]	Classe D [mA/W]
Harmônicas Impares				
3	2.30	3.45	$30 \cdot F_p$	3.4
5	1.14	1.71	10	1.9
7	0.77	1.155	7	1.0
9	0.40	0.60	5	0.5
11	0.33	0.495	3	0.35
13	0.21	0.315	3	0.30
$15 < n < 39$	$0.15 \cdot \frac{15}{n}$	$0.225 \cdot \frac{15}{n}$	3	$\frac{3.85}{n}$
Harmônicas pares				
2	1.08	1.62	2	-
4	0.43	0.645	-	-
6	0.3	0.45	-	-
$8 < n < 40$	$0.23 \cdot \frac{8}{n}$	$0.345 \cdot \frac{8}{n}$	-	-

FONTE: Adaptado de (IEC, 2018).

Levando em consideração os requisitos anteriores, pode-se concluir que a regulamentação é mais flexível para equipamentos com potência menor do que 25 W. Porém, isso não ocorre para os equipamentos de iluminação com potência maior do que 25 W, pois os limites da classe C são considerados os mais restritivos da norma IEC 61000-3-2. Isso implica que o formato da corrente precisa ser próximo ao formato de uma onda senoidal e em fase com a tensão de entrada, o que normalmente significa alcançar um fator de potência unitário. Essa característica é um fator limitante para os *drivers* de LED CA-CC com mais de 25 W. As topologias deverão possuir circuitos que alcancem a correção do fator de potência (PFC), como será visto na Seção 2.2 deste capítulo.

2.1.2 Regulamentações de Flicker

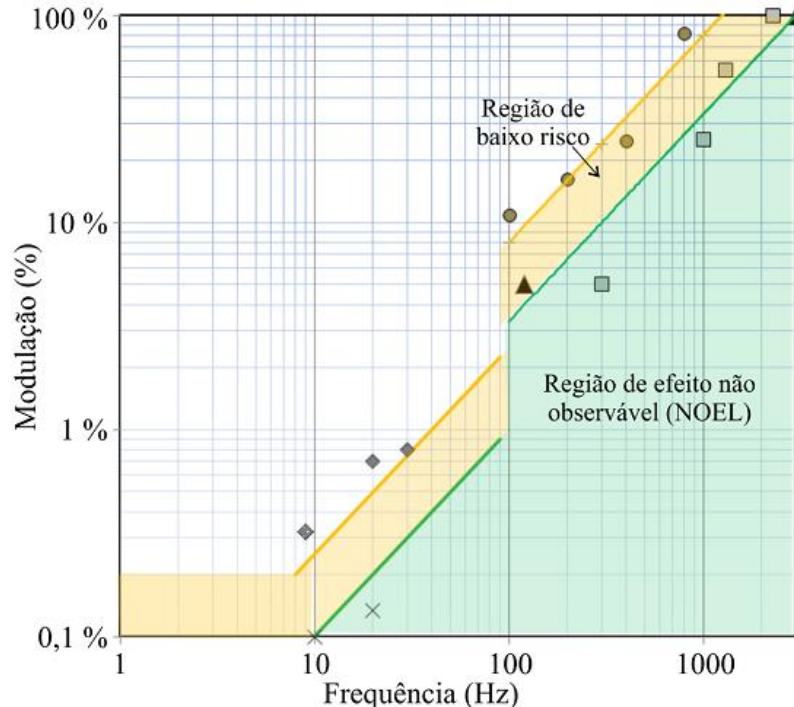
Durante alguns anos, a única preocupação com o *flicker* era em relação a depreciação das características fotométricas das luminárias, em particular, dos LEDs

(COUTINHO, 2016a). No entanto, trabalhos comprovaram que o *flicker* pode ser prejudicial à saúde humana, provocando dores de cabeça (WILKINS et al., 1989; WILKINS; VEITCH; LEHMAN, 2010). O *flicker* em baixas frequências entre 3 e 70 Hz, para um percentual da população, pode acarretar em crises epilépticas (FISHER et al., 2005). De acordo com (IEEE STD 1789, 2015) e (BULLOUGH et al., 2012), o *flicker* percentual ou modulação ($Mod\%$) pode ser calculado a partir da equação de contraste de Michelson, onde F_{max} e F_{min} representam os fluxos luminosos máximo e mínimo, respectivamente em (2.1):

$$Mod_{\%} = \frac{F_{max} - F_{min}}{F_{max} + F_{min}} \cdot 100\% \quad (2.1)$$

Na Figura 2.1, apresentada por (IEEE STD 1789, 2015), é mostrada a região de baixo risco (laranja) e a região de efeito não observável (NOEL – *No Observable Effect Level*) (verde) para o *flicker* em função da frequência e da modulação percentual. Pode ser observado que o gráfico é dividido em duas partes, de acordo com a frequência do *flicker*, denominada $f_{flicker}$, para frequências inferiores e superiores a 90 Hz.

Figura 2.1 - Gráfico da modulação em função da frequência do *flicker*.

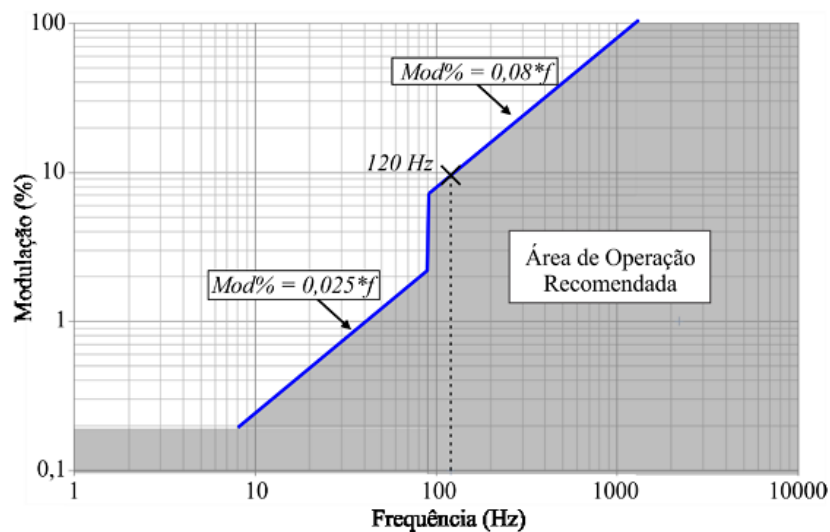


FONTE: Adaptado de (IEEE STD 1789, 2015).

Conforme recomendações de (IEEE STD 1789, 2015), o *flicker* deve estar dentro da região de baixo risco descrita anteriormente e apresentada na Figura 2.2. Para frequências menores do que 90 Hz, recomenda-se que o *flicker* percentual seja menor do que 0,025 vezes a

frequência do *flicker*. Para frequências entre 90 e 1250 Hz, a modulação deve ser menor do que 0,08 vezes a frequência do *flicker*. Para frequências acima de 1250 Hz, não há nenhuma restrição em relação ao percentual de *flicker*. Para uma frequência de 100 Hz, por exemplo, o gráfico indica um limite máximo de 8% de *flicker* percentual. Para uma frequência de 120 Hz, o valor máximo de modulação é igual a 9,6% e para uma frequência de 360 Hz, o valor máximo é igual a 28,8%.

Figura 2.2 – Área de operação recomendada, segundo (IEEE STD 1789, 2015).



FONTE: Adaptado de (IEEE STD 1789, 2015).

De acordo com (IEEE STD 1789, 2015), a perceptibilidade do *flicker* depende da sua luminância média no tempo. O *flicker* de alta frequência é invisível para níveis baixos de luminância. Em aplicações com iluminação pública, com níveis de luz mesópica, o *flicker* com 100% de modulação é invisível em frequências acima de 16 Hz. Portanto, este pode ser um dos vários motivos pelos quais iluminação de rodovias com lâmpadas HID tem recebido poucas reclamações sobre *flicker*. Assim, pode ser razoável concluir que a baixa luminosidade pode ajudar a proteger contra os possíveis efeitos adversos do *flicker*. No entanto, qualquer fonte de luz (mesmo uma supostamente ‘fraca’) pode fornecer uma alta luminância para a retina sob as condições de visualização apropriadas, logo, conclui-se que é difícil especificar e controlar as condições de visualização para cada fonte luz, pois a mesma fonte de luz pode ser submetida a várias aplicações (IEEE STD 1789, 2015). Assim, independentemente do nível de iluminância e para eliminar qualquer tipo de risco à saúde humana, o *driver* para LEDs deve ser projetado com baixa modulação de *flicker*.

Outra regulamentação importante sobre *flicker* foi proposta pela Aliança para Sistemas e Tecnologias de Iluminação em Estado Sólido (ASSIST - *Alliance for Solid-State Illumination Systems and Technologies*), na qual consiste na medição da saída de luz de uma determinada fonte de luz e na execução de uma série de operações matemáticas para gerar um valor de métrica que precisa estar necessariamente abaixo de um parâmetro estabelecido para garantir um desempenho sem oscilações (BIERMAN, 2015). Embora esse método seja aplicado a qualquer tipo de forma de onda, diferente do que é abordado em (IEEE STD 1789, 2015), essa regulamentação não considera o *flicker* na faixa de frequência entre 100 e 200 Hz, mesmo que o olho humano não consiga perceber diretamente esse *flicker* (ERWIN; SHACKLE, 2017).

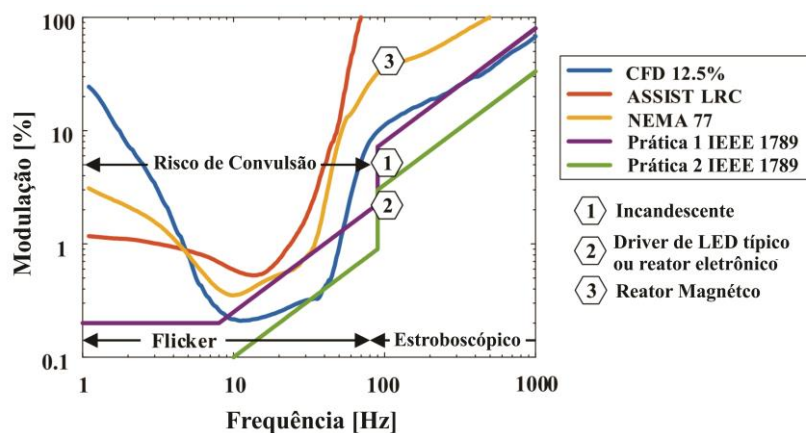
Outra métrica, proposta pela Associação de Fabricantes Elétricos Nacional (NEMA - *National Electrical Manufacturers Association*) propôs um critério para determinar a segurança de um artefato de luz temporal (TLA - *Temporal Light Artifacts*). TLA são definidos como alterações indesejadas na percepção visual induzidas por um estímulo de luz cuja luminância ou distribuição espectral flutua com o tempo, como efeito *flicker* e o efeito estroboscópico. O objetivo dessa métrica é recomendar um método para quantificar a visibilidade dos TLA e recomendar limites iniciais amplos e dependentes da aplicação dos TLA. As recomendações fotométricas e os métodos de medição são aplicáveis a qualquer equipamento de iluminação com qualquer sistema de controle (NEMA STANDARDS PUBLICATION 77-2017, 2017). Essa norma não é tão restritiva quanto (IEEE STD 1789, 2015), mas trata do principal problema relacionado com as lâmpadas incandescentes. A sua principal desvantagem é que essa norma só pode ser aplicada a formas de ondas senoidais (CASTRO et al., 2019a).

Outra regulamentação de *flicker* é o grau de *flicker* compacto (CFD - *Compact Flicker Degree*), que é de natureza semelhante à métrica de *flicker* do LRC (*Lighting Research Center*) (BIERMAN, 2015). Essencialmente, o trabalho do LRC estabeleceu a base para o CFD, a diferença é que o CFD leva em consideração todas as frequências de Fourier até 2000 Hz, em vez de parar em torno de 100 Hz. A construção matemática permitirá que qualquer faixa de frequência seja usada se houver dados de resposta humana. Para obter um desempenho livre de *flicker*, a métrica de CFD precisa ser menor que 1%, considerando-se imperceptíveis esses valores entre 1% e 12,5% e aceitáveis, e raramente percebidos pelos seres humanos na faixa entre 12,5% e 25% (ERWIN; SHACKLE, 2017). Além disso, esta métrica pode ser utilizada com qualquer forma de onda de luz.

Um estudo comparativo de todas as métricas de *flicker* citadas anteriormente foi realizado por (CASTRO et al., 2019a), resultando na Figura 2.3. Constata-se que a Prática 2 da métrica (IEEE STD 1789, 2015) é a mais restritiva de todas as métricas de *flicker* expostas, considerando que até mesmo as lâmpadas incandescentes possuem *flicker*, enquanto que a métrica (NEMA STANDARDS PUBLICATION 77-2017, 2017) pode ser considerada a menos restritiva. Para sanar as falhas apresentadas em cada métrica de *flicker*, a Comissão Internacional de Iluminação (CIE – *Commission Internationale de l’Eclairage*) está atualmente trabalhando em um padrão capaz de declarar e definir claramente um regulamento sobre *flicker* (VEITCH et al., 2017).

Em resumo, as métricas expostas estabelecem regras muito específicas para as variações admissíveis da luz em frequências distintas, que no caso dos LEDs, refere-se aos limites de ondulação de corrente nos mesmos. Especificamente, para *drivers* de LEDs CA - CC, essa ondulação depende totalmente do valor da capacitância de saída que amortece a energia pulsante da rede de alimentação alternada. Assim, enquanto esse capacitor for grande o suficiente, pode ser garantido um desempenho sem *flicker*. O problema atual baseia-se, na maioria dos casos, na necessidade do uso de um capacitor eletrolítico para atender à limitação de ondulação de corrente nos LEDs. Nesse caso, a condição de baixa oscilação e conseqüentemente sem *flicker* determinará se um *driver* de LED CA - CC sem capacitor eletrolítico pode ser implementado para as diferentes soluções que serão discutidas neste estudo.

Figura 2.3 - Comparação dos limites de modulação (Mod. %) de diferentes métricas de *flicker*.



FONTE: Adaptado de (CASTRO et al., 2019a).

É importante destacar que o valor da capacitância utilizada no *driver* de acionamento do LED será totalmente dependente da recomendação do *flicker* ou dos LEDs utilizados. Assim, considerando o mesmo *driver* para determinado conjunto de LEDs, algumas métricas de *flicker* podem ser atendidas, mesmo com a retirada do capacitor eletrolítico, porém em outras métricas o uso do capacitor será obrigatório. Por tal motivo, para validar uma topologia para LEDs que permita a retirada do capacitor eletrolítico, a mesma deverá ser avaliada pela regulamentação de *flicker*, que é, conforme discutido, a Prática 1 do IEEE 1789-2015.

2.1.3 *Energy Star*®

O ENERGY STAR é um programa voluntário da Agência de Proteção Ambiental dos EUA que ajuda empresas e indivíduos a economizar dinheiro e proteger nosso clima por meio de soluções econômicas de eficiência energética. Em 1992, a Agência de Proteção Ambiental dos EUA (EPA – *Environmental Protection Agency*) introduziu o ENERGY STAR® como um programa de rotulagem voluntário projetado para identificar e promover produtos com eficiência energética para reduzir as emissões de gases de efeito estufa. Computadores e monitores foram os primeiros produtos rotulados. Até 1995, a EPA expandiu o rótulo para produtos adicionais para equipamentos de escritório e equipamentos residenciais de aquecimento e refrigeração. Em 1996, a EPA fez parceria com o Departamento de Energia dos EUA para categorias específicas de produtos. A etiqueta ENERGY STAR® está agora nos principais aparelhos, equipamentos de escritório, iluminação, eletroeletrônicos, novas residências e edifícios, e instalações comerciais e industriais (ENERGY STAR, 2018).

Por meio de suas parcerias com 18.000 organizações do setor público e privado, o ENERGY STAR® fornece as informações e ferramentas técnicas necessárias para que organizações e consumidores escolham soluções energeticamente eficientes e melhores práticas de gerenciamento. A ENERGY STAR® proporcionou com sucesso uma economia de energia e de custos em todo o país, economizando US \$ 24 bilhões somente em 2012. Nas últimas duas décadas, a ENERGY STAR® tem sido uma força motriz por trás do uso mais difundido de inovações tecnológicas, como iluminação fluorescente eficiente e sistemas de gerenciamento de energia para equipamentos de escritório (ENERGY STAR, 2018).

O padrão internacional foi adotado na Austrália, Canadá, Japão, Nova Zelândia, Taiwan e União Europeia, estabelecendo especificações para uma grande lista de produtos de consumo. Nesta lista, os requisitos para produtos de iluminação LED são enumerados,

incluindo a carga (LED) e o *driver* de LED CA-CC. No entanto, o regulamento diferencia entre dois tipos de carga de LED: lâmpadas de LED e LED *lighting fixtures* (i.e., Luminárias a LED), e exclui uma série de produtos, como *retrofits* de estado sólido, luminárias de alto compartimento e iluminação de entretenimento (ENERGY STAR®, [s.d.]). No entanto, esse padrão ainda abrange um amplo espectro de produtos de iluminação LED, tanto em ambientes residenciais quanto comerciais.

Dos requisitos mencionados acima, o primeiro é direcionado para lâmpadas destinadas a substituir lâmpadas incandescentes (ENERGY STAR, 2015), enquanto o segundo é destinado à maioria dos produtos de iluminação destinados à conexão direta à rede elétrica com uma potência de entrada abaixo de 250 W (ENERGY STAR®, 2018). Especificamente, a Tabela 2.3 lista os requisitos que o *driver* de LED CA-CC precisa atender para estar em conformidade com o ENERGY STAR®. Nesta lista, deve-se notar que os requisitos mais restritivos são a vida útil nominal e o fator de potência (PF).

Tabela 2.3 – Requisitos para *driver* de LEDs, de acordo com Energy Star®.

Vida Útil Avaliada	Os LED <i>package(s)</i> / LED <i>module(s)</i> / LED <i>array(s)</i> e LED(s) incorporados em kits de retrofit ou em motores, devem atender aos seguintes valores de manutenção de vida do L70 lúmen: <ul style="list-style-type: none"> • L70 \geq 25.000 horas para aplicações internas. • L70 \geq 35.000 horas para aplicações externas. • L70 \geq 50.000 horas para luminárias que são juntas com o driver. Nota: L70 é definido como o tempo de operação decorrido durante o qual a fonte de luz LED manterá 70% da sua saída de luz inicial.
Tempo de partida da fonte	A fonte de luz deve permanecer continuamente iluminada após 1 segundo da aplicação de energia elétrica no driver.
Fator de Potência	Potência total de entrada da luminária \leq 5 watts: PF \geq 0.5. Potência total de entrada da luminária $>$ 5 watts: PF \geq 0.7.
Potência Consumida em <i>Standby</i>	As luminárias não devem consumir energia no estado desligado.
Frequência de operação	A saída de luz da lâmpada deve ter uma frequência \geq 120Hz.
Proteção de Transiente	O reator ou <i>driver</i> deve estar em conformidade com ANSI / IEEE C62.41.1-2002 e ANSI / IEEE C62.41.2-2002, operação de Categoria A.
Capacidade de dimerização	A luminária e seus componentes devem fornecer dimerização contínua de 20% a 100% da saída de luz. Nota: Isso se aplica apenas a luminárias reguláveis certificadas.
Ruído Audível	A luminária não deve emitir ruído acima de 24 dBA a uma distância de 1 metro ou menos.

FONTE: Adaptado de (ENERGY STAR®, 2018).

2.1.4 Fator de Potência e Distorção Harmônica Total

O fator de potência (PF – *Power Factor*) é uma medida entre a relação da potência ativa e a potência aparente. O PF é um índice adimensional que varia de 0 a 1, e é usado para verificar a eficiência dos sistemas de distribuição de energia. Por exemplo, considerando dois sistemas que transmitem a mesma potência ativa, aquele com menor fator de potência possui uma maior corrente elétrica que aumenta as perdas na distribuição. Portanto, um menor fator de potência aumenta as perdas nas instalações elétricas (RYCKAERT et al., 2012).

A distorção harmônica total (THD – *Total Harmonic Distortion*) é uma medida de distorção presente em um sinal e é definida como a razão do valor rms de todos os componentes harmônicos da frequência fundamental para o valor rms da frequência fundamental. As consequências dessa distorção em instalações e equipamentos são superaquecimento em equipamentos elétricos, disparo de dispositivos de proteção (disjuntores residuais), ressonância (queima do banco de capacitores), redução de rendimento de motores elétricos, queda de tensão, redução do fator de potência da instalação e alta tensão (IEC 61000-3-2, 2018; KHAN; ABAS, 2011).

O American National Standard Lighting Group recomenda parâmetros de distorção harmônica total máxima e fator de potência mínimo para fluorescentes compactas, lâmpadas halógenas e de descarga de alta intensidade, conforme mostrado na Tabela 2.4. Para um sistema com boa eficiência, deve se considerar que uma lâmpada possua uma distorção harmônica total próxima de zero, e o fator de potência próximo a 1. Embora as lâmpadas incandescentes e halógenas tenham fator de potência igual a 1 e distorção harmônica total próxima a zero, sua eficácia luminosa é muito menor do que a das outras lâmpadas. Em relação aos LEDs, mesmo que seu fator de potência não seja igual a 1 e sua distorção harmônica total seja maior que zero, eles geralmente são semelhantes às lâmpadas fluorescentes (KHAN; ABAS, 2011). As lâmpadas de LEDs atuais têm, em geral, distorção harmônica total aceitável semelhante à das lâmpadas fluorescentes e fator de potência variando de 0,90 a 1,00. Com o avanço da tecnologia, acredita-se que o preço das fontes de luz com alto fator de potência e baixa distorção harmônica diminuirá gradativamente.

Tabela 2.4 - Requisitos de fator de potência e distorção harmônica total por potência de entrada para iluminação residencial e comercial.

Potência de Entrada (W)	Fator de Potência Mínimo	Distorção Harmonica Total (%)
P < 35	0,5	200

35 < P < 60	0,8	80
60 < P < 100	0,9	50
100 < P	0,9	20

FONTE: Adaptado de (IEC, 2018).

2.1.5 Normas Técnicas Brasileiras

A NBR 16026 foi a primeira norma brasileira a especificar os requisitos de desempenho dos *drivers* para LEDs (ABNT, 2012), que é baseada na norma internacional IEC 62384:2006 (*DC or AC supplied electronic control gear for LED modules - Performance requirements*). Essa norma possui recomendações quanto à classificação do tipo de controle do sistema de acionamento (*driver* sem controle, com controle de tensão ou de corrente), definições das identificações obrigatórias que devem estar explícitas na etiqueta ou rótulo de cada *driver* (potência total, fator de potência e temperatura para funcionamento em condições nominais), além de possuir ensaios para verificação do desempenho dos *drivers*.

Outra norma brasileira é a NBR IEC 61347-2-13:2012 (ABNT NBR IEC 61347-2-13, 2012), que é uma tradução da norma IEC 61347-2-13:2006 (*Lamp controlgear - Part 2-13: Particular requirements for DC. or AC supplied electronic controlgear for LED modules*) (IEC, 2006). Esta norma apresenta alguns requisitos de construção e segurança para *drivers* de luminárias LED e também contém alguns ensaios para análise dos *drivers*. Entre os ensaios desta norma, pode-se destacar: testes de resistência de isolamento; teste de rigidez dielétrica; e ensaio de aquecimento.

A NBR 5101 trata sobre valores de iluminância adequados para a iluminação pública. Essa norma fixa os valores médios mínimos para iluminância das vias públicas e também para a sua uniformidade, que é definida como a razão entre a iluminância mínima obtida em uma medição. Além disso, essa norma apresenta um método para verificação de iluminância na iluminação pública (ABNT NBR 5101, 2012). No entanto, essa norma especifica os níveis de iluminância apenas considerando a fotometria clássica, sem considerar a sensibilidade da visão em condições de baixa luminância (CASAGRANDE, 2016).

O Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia (Inmetro) criou a portaria N° 20 que estabelece os requisitos mínimos para as luminárias destinadas à iluminação pública viária, de forma a promover maior segurança e eficiência. Seu intuito é garantir que as vias permaneçam com iluminação suficiente, evitando riscos comuns em áreas mais escuras, além de acidentes. Toda luminária para iluminação pública viária, abrangida por essa portaria,

deverá ser fabricada, importada, distribuída e comercializada, de forma a não oferecer riscos que comprometam a segurança do consumidor. As luminárias destinadas à iluminação pública viária são as lâmpadas de descarga até 600W e luminárias com tecnologias LED (INMETRO, 2017).

2.2 Estado da arte dos *drivers* para LEDs

Como mencionado anteriormente, os LEDs estão se tornando cada vez mais nossa principal fonte de luz artificial devido à sua eficácia luminosa, confiabilidade, longa vida útil e baixa manutenção. Por isso, é essencial que a fonte de alimentação do LED não limite seus benefícios. Diferentemente dos outros tipos de carga, os LEDs precisam de um controle de corrente e não de tensão. Desta forma, os *drivers* para LEDs devem fornecer uma corrente com uma baixa ondulação. Esta condição tornou o estudo de *drivers* para LEDs ligados a rede elétrica um importante tópico de pesquisa em uma ampla faixa de potência (ALMEIDA et al., 2015a; CASTRO et al., 2019a; COLLIN et al., 2019; LI et al., 2016; WANG; ALONSO; RUAN, 2017). Deste modo, um *driver* de LED CA-CC precisa ser compacto, eficiente, cumprir as regulamentações internacionais descritas Seção 2.1, retirar o elemento mais limitador em termos de vida útil do driver, que é o capacitor eletrolítico e controlar a corrente através do LED para obter a dimerização (caso necessário).

Os atuais circuitos do *driver* para LED variam de simples circuitos de apenas alguns componentes para sofisticados conversores eletrônicos de potência em vários estágios. Considerando tais aspectos, nesta seção, as topologias de circuito adequadas para os *drivers* de LED são descritas e classificadas. As topologias são primeiro categorizadas em *drivers* passivos de LED e *drivers* ativos de LED. *Drivers* passivos não realizam operações de comutação em alta frequência e, portanto, são mais simples e confiáveis. Sem um controle rígido da corrente de saída, os drivers passivos geralmente fornecem uma corrente CC com ondulação. Os drivers são confiáveis para aplicações externas e são econômicos em algumas aplicações de baixo consumo de energia. Os *drivers* ativos operam em alta frequência e podem obter tamanho compacto, baixa perda de energia e regulação precisa da saída. Essas propriedades permitem que eles tenham uma gama mais ampla de aplicações. Eles geralmente são menos confiáveis que os *drivers* passivos e são vulneráveis a condições climáticas extremas, como ampla variação de temperatura (LI et al., 2016). As diferentes soluções serão mais detalhadas e comparadas ao longo desta seção, levando em conta as últimas pesquisas desenvolvidas, com foco especial nos requisitos acima mencionados.

Conforme exposto anteriormente na Seção 1.1, foi explanado a importância da substituição de luminárias antigas e ineficientes em ambientes residenciais, comerciais ou públicos por tecnologias mais novas e melhores, como por exemplo os LEDs. Considerando que o acesso mais fácil a energia nesses ambientes citados é a rede monofásica CA, é necessário o uso de um conversor CA-CC para alimentação do LED para garantir um funcionamento livre de *flicker* ou cintilação. No entanto, várias distinções podem ser feitas, dependendo da aplicação. De fato, conforme explanado nas seções 2.1.1 e 2.1.3, as normas e/ou recomendações diferenciam duas regras em função da potência de entrada. No caso, para lâmpadas/luminárias com potência menor que 25 W, possibilita o uso de soluções passivas simples e baratas, enquanto para as lâmpadas/luminárias com potência maior que 25 W precisam cumprir as regras mais restritivas.

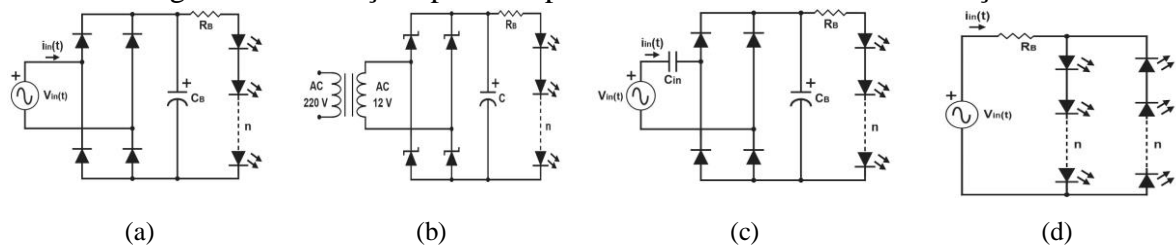
2.2.1 Drivers de LEDs Passivos

Os *drivers* passivos não possuem interruptores controlados, circuitos integrados, controladores ou fontes de alimentação auxiliares. Eles contêm apenas componentes passivos, como exemplo: resistor, capacitor, componentes magnéticos e interruptores não controlados, no caso dos diodos, e são operados na frequência da rede elétrica ou múltiplos dela (LI et al., 2016). As soluções passivas, normalmente são aplicadas em *retrofit* de lâmpadas com potência menor que 25 W (CASTRO et al., 2019a), exigem o mínimo de componentes quando comparado com a maioria das soluções que serão discutidas ao longo desta seção. Porém, a utilização desses *drivers* para alimentação dos LEDs tem algumas desvantagens, como: a vida útil e o rendimento desse *driver* poderá ser menor, devido a utilização do capacitor eletrolítico e devido a utilização de alguma impedância para limitar a corrente de pico no LED, respectivamente.

As soluções passivas convencionais, representadas na Figura 2.4, baseiam-se no uso de um filtro capacitivo para gerar uma tensão CC, a fim de alimentar o LED em alta tensão, baixa tensão (COLLIN et al., 2019) ou utilizando um transformador de baixa frequência antes da ponte retificadora (ALONSO et al., 2012a). A corrente através do LED para ambas as soluções passivas apresentadas não é controlável e a impedância, nesse caso um resistor R_B , precisa ser incluído para limitar o pico de corrente. A conversão direta de uma tensão de linha alta (220 V_{RMS}) para a alimentação do LED sem um transformador abaixador, Figura 2.4(a), resultaria em uma eficiência muito baixa, devido as perdas. Como alternativa, o uso de um transformador abaixador pode reduzir a tensão no elemento resistivo, Figura 2.4 (b). No

entanto, a perda de condução no resistor ainda é significativa. Além disso, o transformador também possui perdas. No circuito da Figura 2.4 (c) foi inserido um capacitor na entrada ocasionando o deslocamento da corrente em relação à tensão de entrada, permitindo o aumento do ângulo de condução, porém, podendo ocasionar um baixo fator de potência (COLLIN et al., 2019). A corrente de entrada desses *drivers* é pulsante gerando harmônicas. O PF desses circuitos é baixo e satisfaz razoavelmente o limite da classe D (ALONSO et al., 2012a).

Figura 2.4 – Soluções passivas para *driver* de LED com alimentação monofásica.



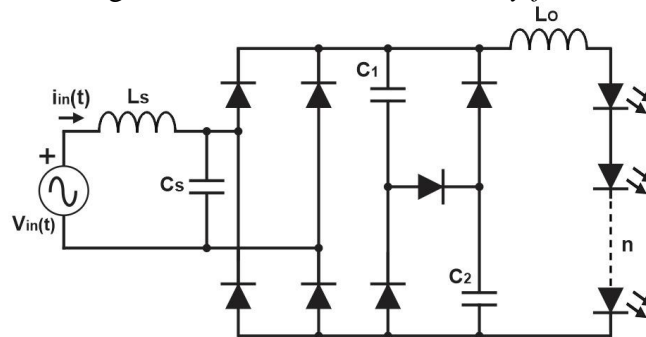
FONTE: Adaptado de (ÁLVAREZ, 2018; LI et al., 2016).

Outra possibilidade de acionar LEDs passivamente é mostrada na Figura 2.4 (d). Esta solução é baseada em um método tradicional através da conexão paralela de dois vetores de LEDs com o mesmo número de LEDs, mas com a polaridade oposta, semelhante à estrutura de uma ponte retificadora. Nesta estrutura, existe também um resistor limitador de corrente conectado em série com esses dois vetores de LED. Ao fazer isso, o LED pode ser acionado diretamente pela fonte CA e, portanto, nenhuma conversão de energia é necessária, fazendo com que o tamanho e o custo do *driver* sejam reduzidos (HWU; TU, 2013; HWU; TU; FANG, 2014). Essa técnica apresenta duas desvantagens importantes: a primeira é a presença do *flicker* devido ao acionamento dos LEDs com corrente senoidal e a segunda é que a quantidade dos LEDs usados é o dobro quando comparado a outras soluções passivas. No entanto, a eficiência é aumentada e a vida útil do *driver* é prolongada, devido a retirada do capacitor eletrolítico, porém, a resistência limitante ainda é necessária. Alguns autores usaram (um indutor, capacitor ou suas combinações) para limitar a corrente de saída do *driver*, no caso, essas soluções substituíram a resistência limitadora por um capacitor para equilibrar passivamente várias sequências de LEDs em antiparalelo (BADDELA; ZINGER, 2004; CHANG; LAI, 2008; ZHANG et al., 2011), ou mesmo a utilização de indutores em série com o vetor de LEDs (HWU; CHOU, 2009). Este último aumentaria drasticamente o tamanho do *driver* CA-CC devido a utilização de indutores de baixa frequência.

Para solucionar alguns dos problemas citados anteriormente, alguns autores utilizaram o circuito *valley-fill* em conjunto com uma indutância de saída (CHEN; LI; HUI,

2010; RON HUI et al., 2010; ZHOU et al., 2007), como é mostrado na Figura 2.5, onde um indutor L_s é usado para suportar a diferença de tensão entre a tensão de entrada V_s e a tensão de saída V_o , eliminando assim a necessidade de um transformador de baixa frequência. Além disso, o indutor L_s pode atuar como um filtro de entrada, suavizando a corrente de entrada e minimizando o tamanho do capacitor do lado CC. Essa configuração reduz o conteúdo harmônico da corrente de entrada e elimina o capacitor eletrolítico, melhorando assim a vida útil do *driver* em estudo. Além disso, essa topologia obtém um bom desempenho de PF e EMI na entrada (ÁLVAREZ, 2018).

Figura 2.5 – Circuito básico *valley-fill*.



FONTE: Adaptado de (ÁLVAREZ, 2018; LI et al., 2016).

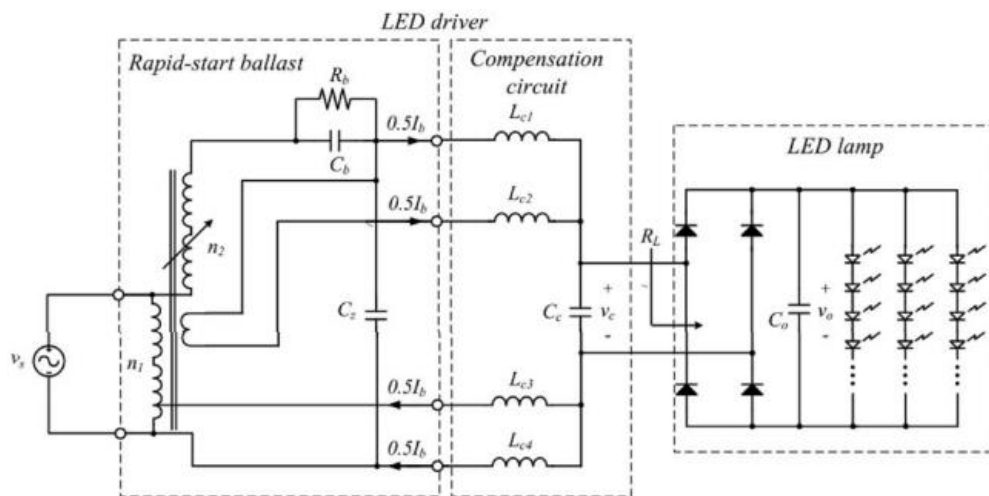
Outro exemplo de *driver* passivo para LEDs é mostrado na Figura 2.6. Este *driver* é uma adaptação para LEDs em substituição a lâmpadas convencionais fluorescentes. Um circuito de compensação passiva, composto por indutores e capacitor, é adicionado e funciona como uma interface entre o reator (*rapid-start ballast*) e a lâmpada LED tubular. Ao substituir uma lâmpada fluorescente por uma lâmpada LED sem esse circuito de interface, o fator de potência de entrada desse reator diminui devido à potência reduzida da lâmpada LED (LEE; KIM; RIM, 2011). Geralmente, os projetos de modernização para reatores fluorescentes e LED intercambiáveis não são soluções ideais, devido que a baixa eficiência energética em decorrência da estrutura em cascata (LI et al., 2016).

2.2.2 Drivers de LEDs Ativos monofásicos

As soluções CA-CC monofásicas ativas aproveitam a operação de alta frequência para obter uma redução do tamanho do *driver* e para manter a tensão e a corrente de saída constante no LED. O estudo realizado é focado em fontes de alimentação chaveadas, desconsiderando topologias que possuem reguladores lineares, tendo em vista que essas topologias possuem baixa eficiência. Os *drivers* podem possuir as seguintes características:

compartilhamento de corrente (*current sharring*), PFC, isolamento galvânico, proteção contra falhas de circuito e dimerização, para atender as mais diversas aplicações. Essas características tornam os *drivers* ativos mais atraentes, do que os *drivers* passivos, para uma ampla gama de aplicações. Assim, os *drivers* de LED CA-CC foram divididos em 4 classificações: único estágio de energia, estágios únicos integrados, múltiplos estágios (dois e três estágios) e modulares. Além disso, dentro das categorias anteriores, algumas considerações serão destacadas, como: isolamento galvânico e utilização do capacitor eletrolítico.

Figura 2.6 - *Driver* de LED passivo para LEDs utilizando um circuito de compensação.



Fonte: Adaptado de (LEE; KIM; RIM, 2011).

As topologias de estágio único são aquelas que podem ser entendidas como um único estágio de conversão e têm a vantagem de reduzido número de componentes e, consequentemente, reduzido volume e aumento da densidade de potência. Em contrapartida, as topologias de múltiplos estágios podem reduzir as capacitâncias de maneira mais eficaz devido à incorporação de mais estágios de processamento da energia e obter uma corrente de saída constante no LED mais facilmente. Porém, à medida que o número de estágios de potência aumenta, a complexidade do circuito e o custo associado aumentam simultaneamente. Assim, diferentes soluções podem ser obtidas a partir dessa classificação.

2.2.2.1 *Drivers* ativos de estágio único

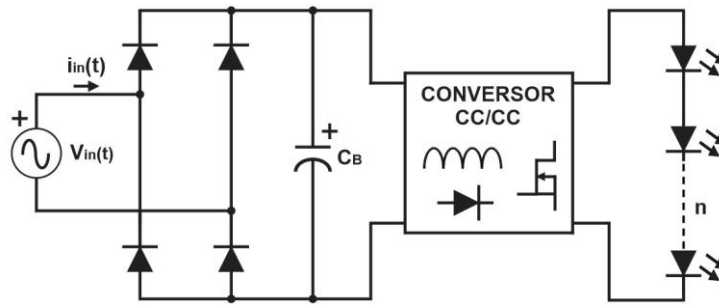
Os *drivers* CA-CC ativos de estágio único são amplamente utilizados devido a seu baixo custo, baixo número de componentes, e pela simplicidade em relação à solução convencional de dois estágios. No entanto, existe uma dificuldade para esses *drivers* garantirem um bom desempenho como alta eficiência, bom PF e saída de corrente constante,

simultaneamente. Além disso, o capacitor eletrolítico nem sempre pode ser removido facilmente. Os *drivers* em questão são mais adequados para aplicações de baixa e média potências (< 50 W), em que o custo e o tamanho são geralmente mais críticos do que o PFC. As aplicações de alta potência, por outro lado, possuem regulamentos mais rigorosos, como é o caso da IEC 61000-3-2 Classe C, que geralmente desqualificam o uso desses *drivers* (CASTRO et al., 2019a; LI et al., 2016).

Uma das soluções mais simples de um *driver* CA-CC ativo de estágio único é apresentado na Figura 2.7, onde o capacitor C_B de armazenamento é conectado diretamente no lado de baixa frequência. O filtro de entrada capacitivo produz uma tensão constante na entrada do conversor CC – CC. Uma característica desse *driver* é que sua saída pode ser projetada para se obter uma pequena ondulação de tensão e/ou corrente se o capacitor de armazenamento de baixa frequência for dimensionado corretamente para suportar a potência pulsante entre os estágios de entrada e saída, o que resulta em um baixo PF. A utilização de um capacitor volumoso, no caso um capacitor eletrolítico, e a corrente de entrada pulsante, são os principais problemas dessa solução. Esses *drivers* geralmente são para aplicações de baixa potência, geralmente abaixo de 5 W (PINTO et al., 2008). Uma outra topologia, baseada no circuito da Figura 2.7, que consiste em um conversor flyback assimétrico de meia ponte (BUSO; SPIAZZI; SICHIROLLO, 2014), permitiu reduzir o capacitor do filtro de entrada, resultando na redução significativa do volume global e consequente melhoria da densidade de potência. O circuito proposto utilizou uma técnica original de controle de avanço, obtendo um desempenho isento de *flicker* e em conformidade com a IEC 61000-3-2.

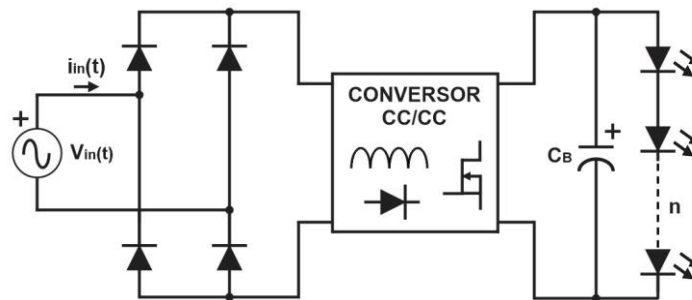
Em outra aplicação, diferente do *driver* anterior, o capacitor é colocado no lado de alta frequência após o conversor CC-CC, conforme mostrado na Figura 2.8. Nessa topologia o conversor CC-CC é responsável por controlar a corrente de saída e obter a correção do PF. Portanto, a corrente de entrada desse *driver* é mais senoidal do que o *driver* anterior. Essa característica torna esse *driver* mais adequado para aplicações de baixa potência. Porém, o capacitor C_B de armazenamento é volumoso, devido à necessidade de limitar a ondulação de corrente de baixa frequência. A corrente de saída desse *driver* possui uma ondulação de baixa frequência semelhante ao *driver* anterior. Esse conversor apresenta baixa eficiência energética, especialmente quando a tensão de saída é relativamente baixa (LAMAR et al., 2010; SINGH; SHRIVASTAVA, 2014).

Figura 2.7 - *Driver* ativo de estágio único com filtro de entrada capacitivo.



FONTE: Adaptado de (CASTRO et al., 2019a; LI et al., 2016).

Figura 2.8 – *Driver* ativo de estágio único com alto fator de potência.



FONTE: Adaptado de (CASTRO et al., 2019a; LI et al., 2016).

Para a remoção do capacitor eletrolítico, alguns autores utilizaram a injeção de harmônicas, a fim de distorcer a corrente de entrada do *driver* e conseqüentemente, atenuar a pulsação da potência de entrada. Para tal aplicação, um circuito de controle mais complexo é exigido (GU et al., 2009; RUAN et al., 2011; WANG et al., 2010). Além disso, esses autores demonstraram que é possível usar capacitores de filme em *drivers* ativos de estágio único, porém, a forma de onda de corrente de LED resultante tem um grande componente CA, às vezes resultando em degradação de suas características, como eficácia reduzida, aumento da temperatura da junção, envelhecimento rápido do dispositivo, desvio cromático ou até *flicker*, todos esses efeitos são decorrentes da grande ondulação da corrente no LED (ALMEIDA et al., 2015a). Outra alternativa, para a remoção do capacitor eletrolítico, é a utilização do circuito *valley-fill*, apresentado anteriormente na Figura 2.5, para compensar a ondulação de baixa frequência na tensão de saída e aumentar a vida útil do driver. Porém, a inserção desse novo circuito acarreta o aumento da quantidade de componentes passivos e reduz eficiência do conversor (MA et al., 2012, 2013; WANG et al., 2016a).

Segundo (LI et al., 2016), uma questão importante associada a alguns *drivers* ativos de estágio único, ilustrados na Figura 2.8, é sua baixa eficiência energética, menor do que 80%, quando a tensão de saída é muito menor do que a tensão de entrada, resultando em uma razão cíclica pequena, assim, é necessário um intervalo de tempo mais longo para a energia circular,

ao invés de ir diretamente para a carga, o que acarreta em perdas. Topologias clássicas, incluindo o *buck* (FENG; HE; SHI, 2011) *buck-boost* (SHAO, 2009), SEPIC (BADDELA; ZINGER, 2004), flyback (ELBOUDI; ABDELSALAM, 2019), half-bridge (CHEN; LI; HUI, 2010), podem ser usadas como *drivers* ativos de estágio único. Recentemente, muitas dessas topologias foram modificadas a fim de melhorar a eficiência do conversor, utilizando cargas de LED com tensões mais altas, o que resulta no aumento da razão cíclica, e conseqüentemente, a eficiência energética pode ser melhorada.

2.2.2.2 *Drivers ativos de duplo estágio*

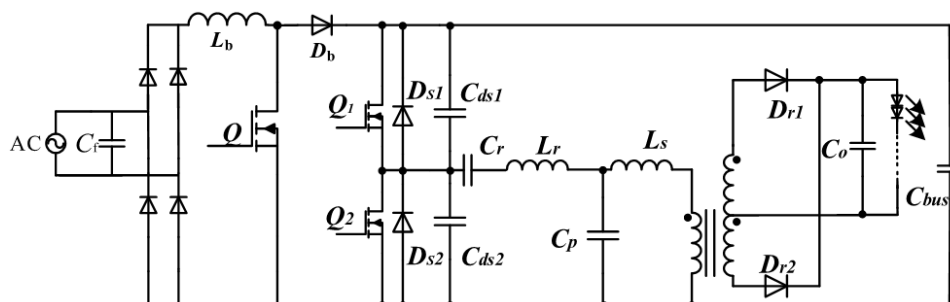
Para melhorar o desempenho do *driver* para LEDs, apenas um conversor de estágio único aparentemente não é suficiente, assim, os conversores de dois estágios têm sido uma boa opção. Isso é decorrente do uso de dois estágios separados de processamento de energia, o que resulta no desacoplamento do circuito PFC e do conversor CC-CC. Além disso, o segundo estágio pode ser projetado especificamente para regular a corrente no LED, ao contrário do que ocorre no *driver* ativo de estágio único. O primeiro estágio, circuito PFC, é dedicado exclusivamente a melhorar o PF e fornecendo ao segundo estágio uma tensão quase constante com ondulação. Aumentar a tensão do barramento resulta na necessidade de uma menor capacitância para um mesmo nível de potência projetada (ALMEIDA et al., 2015a). O segundo estágio, conversor CC-CC ou estágio de controle de potência (PC – *Power Control*), tem a função de garantir um nível adequado de tensão ou corrente na carga do LED. Além disso, esse conversor precisa compensar ou atenuar a ondulação de baixa frequência que aparece devido ao menor valor do capacitor do barramento sem afetar o estágio PFC (ALONSO et al., 2012b).

Em algumas aplicações para luminárias LED, a inclusão de isolamento galvânico é recomendada e tende a ser obrigatória. Na verdade, o isolamento galvânico pode ser incluído no primeiro ou no segundo estágio (CASTRO et al., 2019a). Embora possa ser feito no primeiro estágio por meio de um conversor flyback, esta implementação sofre de baixas eficiências e um capacitor mais volumoso devido à menor densidade de potência dos capacitores de baixa tensão em comparação com os de alta tensão (FANG et al., 2019; ZHANG; JOVANOVIC; LEE, 1999). É comum pensar que uma solução de dois estágios seria menos eficiente do que as soluções de um estágio apresentadas anteriormente. Os motivos são o aumento do número de componentes e a dupla conversão de potência. Ainda assim, o desempenho geral da solução em dois estágios é melhor em termos de eficiência e confiabilidade, devido à melhor otimização de suas tarefas em seus dois estágios distintos. Além disso, o *driver* de duplo estágio pode ser

capaz de remover o capacitor eletrolítico, ao contrário do que ocorre no *driver* de estágio único (MOHAMADI; AFJEI, 2015; WANG; ALONSO; RUAN, 2017). Porém, o aumento do número de interruptores e componentes ocasiona o aumento do custo do *driver*.

Para os conversores de dois estágios, o fator de potência, a distorção harmônica total e a dimerização podem ser bem regulados por célula independente (LAM; JAIN, 2015). Porém, o processamento de energia em vários estágios diminui a eficiência do sistema, além de células independentes terem seus próprios loops de controle que precisam de mais interruptores e componentes aumentando o custo do sistema (ÁLVAREZ, 2018). Para melhorar a eficiência, uma técnica a ser usada no *driver* de LED é a utilização de uma célula de comutação suave denominada *quasi-resonant*. Dessa forma, o interruptor pode operar no modo de comutação suave, conforme mostrado na Figura 2.9. O circuito exposto é um *driver* de LED quase ressonante de dois estágios. O primeiro estágio deste conversor é um circuito *boost* com função PFC e o segundo estágio é um circuito CLCL que funciona em comutação de tensão zero (ZVS) e comutação de corrente zero (ZCS) nos diodos (WANG et al., 2016c). Devido às características de comutação suave do conversor, as perdas de comutação são reduzidas e a eficiência é melhorada. Além disso, reduzir o processamento de energia é outro método principal para melhorar a eficiência, conforme mostrado na Figura 2.10. O primeiro conversor funciona como PFC, o conversor secundário processa a ondulação da corrente através dos LEDs que podem diminuir o processamento de potência e reduzir a capacitância do capacitor (CAMPONOGARA et al., 2015).

Figura 2.9 – *Driver* de LED ativo de duplo estágio *boost* e CLCL.



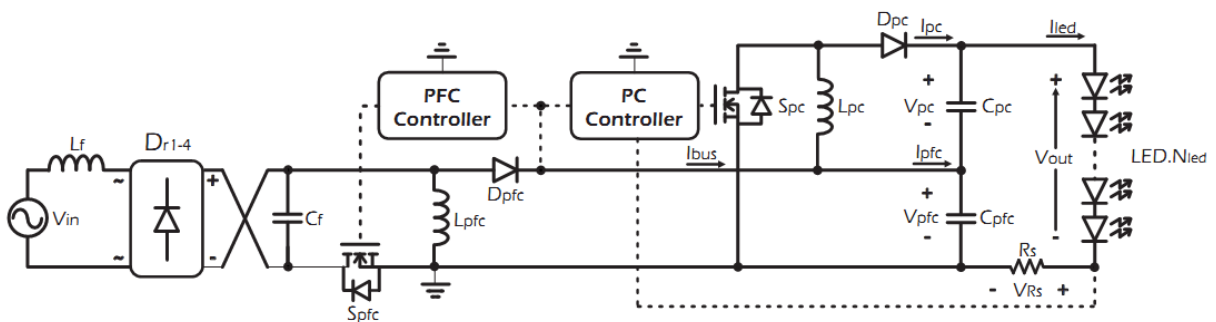
FONTE: Adaptado de (WANG et al., 2016c).

2.2.2.3 Drivers ativos de estágio único integrado

Para superar o grande tamanho e o alto custo de vários *drivers* de LED de estágios independentes, a integração do circuito PFC e do circuito PC é um método adotado por algumas topologias (GACIO et al., 2015; WANG et al., 2016b), empregando algum tipo de técnica de integração de conversores CC-CC (WU; YU; LIU, 1998). Para esse tipo de *driver*, por exemplo,

um único interruptor controlado pode ser usado para controlar a função PFC e PC ao mesmo tempo, o que diminui o número de interruptores, quando comparado com *drivers* de dois ou mais estágios e possibilita a redução, em alguns casos, da complexidade do *driver* de acionamento dos interruptores controlados e do circuito de controle. Esta solução ainda é capaz de remover o capacitor eletrolítico, permitindo que uma certa ondulação apareça no capacitor de barramento intermediário (CASTRO et al., 2019a). No entanto, a integração do conversor obriga todos os estágios a serem operados sob a mesma frequência e mesma razão cíclica. Além disso, aumenta a tensão e / ou o esforço de corrente no interruptor controlado, levando a maiores perdas de comutação e condução (SOARES et al., 2012). Essa característica limita a eficiência de conversão de soluções integradas, como pode ser visto em muitos *drivers* de LED integrados (ALONSO et al., 2012c; GACIO et al., 2011; SICHIROLLO et al., 2015).

Figura 2.10 – *Driver* de LED ativo de duplo estágio dual *buck-boost*.

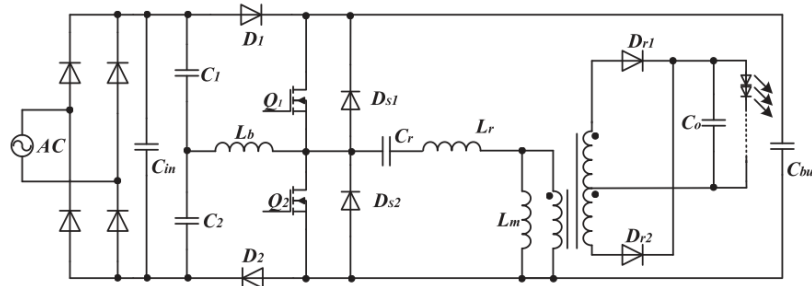


FONTE: Adaptado (CAMPONOGARA et al., 2015).

Como as soluções integradas resultam em um aumento nas perdas de comutação, perdas de condução, e aumento das tensões e correntes nos semicondutores, assim, uma alternativa para compensar essas desvantagens é empregar topologias no *driver* integrado que são conhecidas por possuir uma melhor eficiência do que conversores comuns CC-CC. Uma dessas abordagens emprega conversão ressonante no estágio PC, melhorando eficiência geral do *driver* integrado (CHENG; YEN, 2011). Entre esses conversores de estágio integrado, o conversor ressonante série-paralelo (SPRC, também chamado de LLC) é uma topologia amplamente usada por suas características de comutação suave, conforme mostrado na Figura 2.11. Como o conversor ressonante LLC pode atingir ZVS no lado primário e ZCS no lado secundário, a eficiência desse *driver* é alta (WANG et al., 2015). No entanto, apesar de apresentar um rendimento maior que 90%, esse *driver* em questão, utiliza capacitor eletrolítico no barramento, possui um THD maior que 20% e necessita de um circuito complexo de

acionamento para os dois interruptores controlados, o que aumenta o custo e reduz a confiabilidade do sistema.

Figura 2.11 – *Driver* de estágio único integrado baseado em *boost* e LLC.



FONTE: Adaptado de (WANG et al., 2015).

Uma outra abordagem utilizando a conversão ressonante foi proposta por (WANG et al., 2019), onde é proposto um novo *driver* de LED de estágio único baseado em circuito *Interleaved Buck-Boost* com conversor ressonante CLCL. Apesar do circuito apresentar comutação suave, eficiência do sistema de 92,3%, possibilitar a dimerização e diminuir o esforço de tensão nos interruptores controlados, esse *driver* necessita de um número relevante de magnéticos, dois capacitores eletrolíticos no barramento e um capacitor eletrolítico no filtro de saída, o que impossibilita uma elevada vida útil do *driver*.

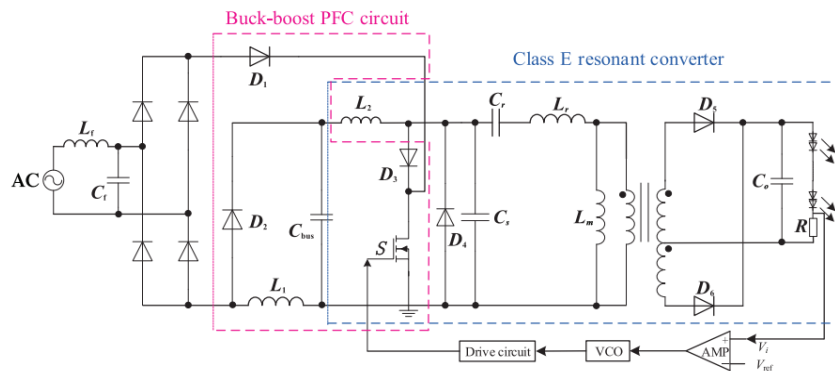
O circuito de classe E é outra topologia amplamente usada na tecnologia de comutação suave, como mostrado na Figura 2.12. Como existe apenas um interruptor ativo controlado, esse conversor possui uma estrutura topológica mais simples em comparação com o circuito LLC ou CLCL. Além disso, as características de comutação suave não são alteradas mesmo com a utilização de apenas um interruptor controlado (WANG et al., 2016d). Embora a Classe E mostre um grande potencial no conversor CC-CC de alta frequência, apresenta uma grande desvantagem que é a elevada tensão no interruptor controlado, limitando bastante sua aplicação. Portanto, essa topologia é geralmente aplicada em aplicações de pequenas potência, como faróis de automóveis (WANG; ALONSO; RUAN, 2017).

2.2.2.4 Drivers ativos modulares

Soluções modulares raramente são usadas em *drivers* de LED CA-CC devido à maior quantidade de componentes e complexidade, reduzindo potencialmente a confiabilidade do *driver* (SOUZA et al., 2015), apesar da estrutura reduzir a possibilidade de falha total do sistema de iluminação, tendo em vista que cada módulo de LED seja acionado por um *driver* separado. No entanto, alguns autores estudaram soluções baseadas no agrupamento de vários

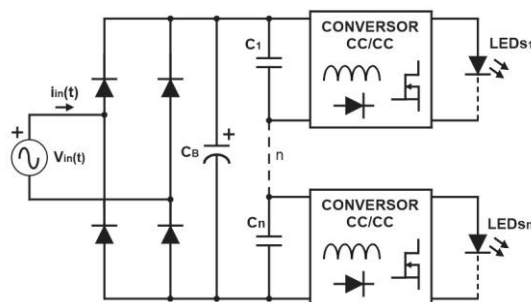
conversores em série conectados à rede CA (HU; ZANE, 2011), conforme mostrado na Figura 2.13. Esta proposta de circuito permite o uso de semicondutores mais baratos e eficientes devido à redução da tensão e da corrente suportada por eles, entretanto a densidade de potência do conversor é reduzida devido à limitação de tamanho do estágio de controle, acarretando na necessidade de outro loop de *feedback* para controlar a potência exigida por cada módulo, consequentemente aumentando o custo e a complexidade de implementação, apesar desta técnica conseguir a remoção do capacitor eletrolítico utilizando vários capacitores cerâmicos em paralelo.

Figura 2.12 - *Driver* de estágio único integrado baseado em *buck-boost* e *Class E*.



FONTE: Adaptado de (WANG et al., 2016d).

Figura 2.13 - *Driver* de LED *offline* baseado na estrutura modular com entrada em série.

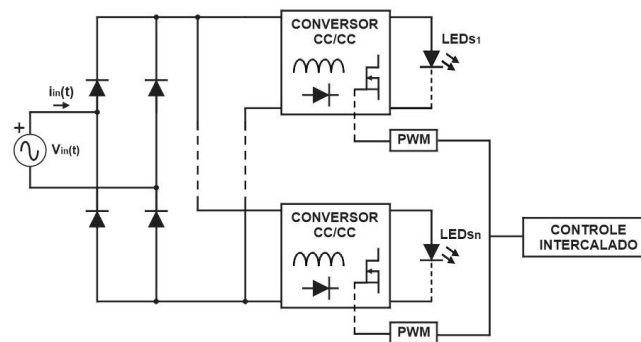


FONTE: Adaptado de (HU; ZANE, 2011).

Outra solução bem conhecida para correção do fator de potência pode ser implementada com uma conexão de entrada paralela. A ideia desta topologia é conectar vários conversores PFC em paralelo em sua entrada e mudar de fase seu PWM de tal maneira que a soma das correntes de entrada reduza a ondulação da corrente de entrada do *driver* LED CA-CC (CHENG et al., 2015), não exigindo que as cargas de LED sejam conectadas entre eles, conforme demonstrado na Figura 2.14. O principal motivo do uso dessa técnica é a redução do tamanho do filtro EMI, que fica maior com a ondulação da corrente de entrada (HE; RUAN; ZHANG,

2017). Quanto maior a quantidade de conversores, menor será a ondulação geral da corrente. Este método é conhecido na literatura como *interleaving* e pode ser obtido tanto em malha aberta quanto fechada com qualquer conversor CA-CC ou CC-CC. Conseqüentemente, essa solução é utilizada em aplicações que apresentam ondulações significativas de corrente de entrada para reduzi-la, como os que trabalham em DCM ou BCM (YANG et al., 2014; ZHANG; JIN, 2014). Ressalta-se que esta técnica não impacta a retirada do capacitor eletrolítico e que a redução do filtro EMI precisa levar em consideração o aumento da quantidade de componentes, bem como, o aumento do tamanho e complexidade de controle de uma solução modular.

Figura 2.14 – *Driver* de LED *offline* baseado na estrutura modular com entrada em paralelo com *interleaving*.

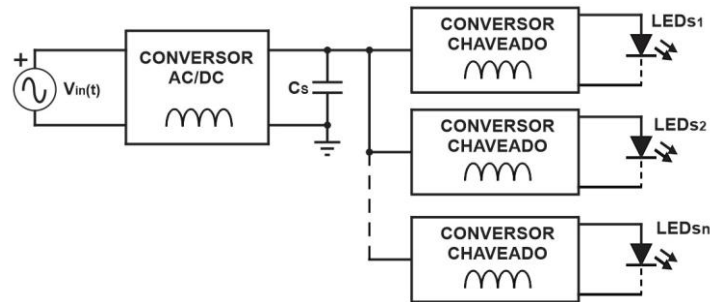


FONTE: Adaptado de (HU; ZANE, 2011).

2.2.2.5 Drivers ativos com saídas múltiplas

Recentemente, os *drivers* de LED com saída múltipla (HUANG et al., 2019; WU et al., 2019; WU; WONG; TSE, 2019) receberam bastante atenção. Semelhante aos *drivers* de LED de saída única, os *drivers* de LED de saída múltipla podem funcionar sem a utilização do capacitor eletrolítico, com bom PFC e várias correntes de saída constantes, adotando um design de dois estágios ou uma conexão paralela de vários *drivers* de LED de saída única. No entanto, o número de indutores, que são difíceis de integrar, cresce linearmente com o aumento das saídas independentes. Em particular, indutores ou interruptores controlados, $N + 1$ são necessários para N correntes de saída, como mostrado na Figura 2.15, se um conversor CC-CC de chaveamento independente for usado por saída (WU; WONG; TSE, 2019). Esses *drivers* possuem o mesmo problema dos *drivers* modulares, que é a maior quantidade de componentes e complexidade, reduzindo potencialmente a confiabilidade do *driver*, apesar da estrutura reduzir a possibilidade de falha total do sistema de iluminação.

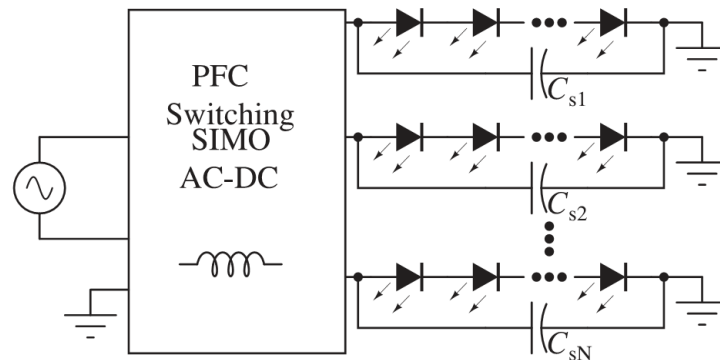
Figura 2.15 – Exemplo de estrutura de múltiplas saídas de *drivers* de LED com múltiplos conversores chaveados CC-CC.



FONTE: Adaptado de (WU; WONG; TSE, 2019).

A fim de diminuir o custo do sistema, um único estágio de processamento de energia e um *driver* de LED de saída múltipla de indutor único foram analisados em (GUO et al., 2016; WU et al., 2019), conforme mostrado na Figura 2.16. A topologia permite o uso de capacitores eletrolíticos de baixa tensão, que têm uma vida útil relativamente mais longa do que os equivalentes de alta tensão. No entanto, esses capacitores têm uma tensão nominal máxima baixa. O *driver* de LED em questão pode ser limitado para aplicações com cadeias de LED de baixa tensão e alta corrente, limitando a aplicação do mesmo. Além disso, este *driver* possui todas as características indesejáveis de um projeto de saída única.

Figura 2.16 – Topologia com múltiplas saídas de *drivers* de LED com capacitores de saída distribuídos em paralelo com os LEDs.



FONTE: Adaptado de (WU et al., 2019).

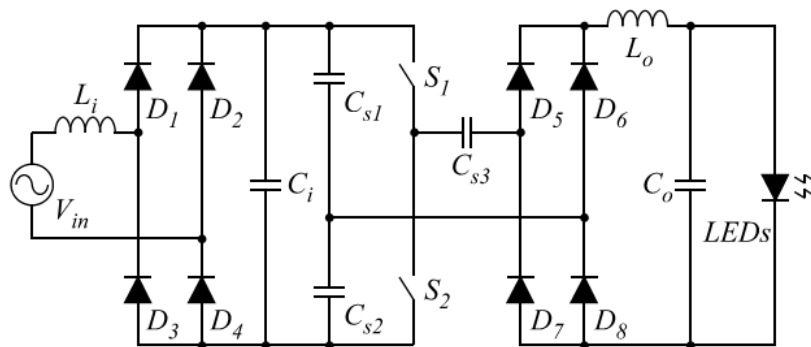
2.2.2.6 Drivers com capacitor comutado

A popularidade crescente dos conversores com capacitores chaveados (SC – *Switched-Capacitor*), também conhecidos como bombas de carga, está relacionada às suas características únicas, ou seja, eles empregam apenas interruptores, capacitores e pequenos indutores, enquanto a transferência de energia é obtida controlando o processo de carga e descarga dos capacitores. Os conversores SC têm as vantagens de reduzido peso, tamanho pequeno e alta densidade de potência (COUTINHO et al., 2017; LOO et al., 2017; SANTOS

FILHO et al., 2014a; YANG; YU; ZHANG, 2019a). Um dos primeiros registros sobre a utilização dos capacitores chaveados foi uma topologia apresentada por Marusz (1989).

Um conversor com capacitor chaveado para LEDs, conforme mostrado na Figura 2.17, não utiliza capacitores eletrolíticos e também consegue estabilizar a corrente no LED sem necessitar de sensores de corrente (SANTOS FILHO et al., 2014b). O conversor opera em modo de condução contínua e possui um controle simples. A indutância L_o permite a carga e a descarga completa do capacitor chaveado C_{s3} , o que faz com que os interruptores controlados bloqueiem sob corrente nula. A estrutura apresentou um elevado fator de potência, 0,996, e um rendimento de 78,26%.

Figura 2.17 - Conversor CA/CC com capacitor comutado para LEDs de potência.

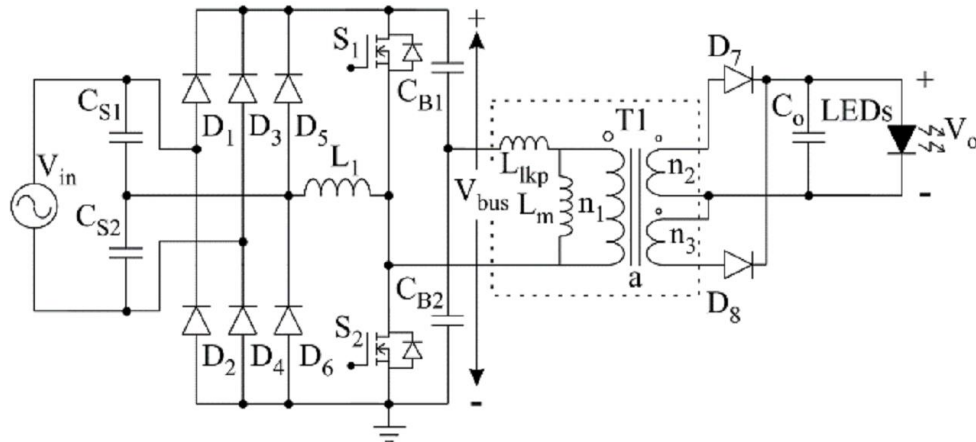


FONTE: Adaptado de (SANTOS FILHO et al., 2014b).

Na Figura 2.18 é apresentada uma topologia com capacitor comutado utilizando transformador. Essa topologia possui um rendimento de 89,5%, um elevado fator de potência de 0,996 e opera em ZVS. Além disso, o conversor permite o controle da intensidade luminosa dos LEDs através da variação da frequência de comutação do conversor (DOS SANTOS et al., 2015). Entretanto, o conversor apresentou uma ondulação de corrente nos LEDs de 59%, o que poderá resultar em um *flicker*, conforme recomendado pela sociedade IEEE (IEEE STD 1789, 2015).

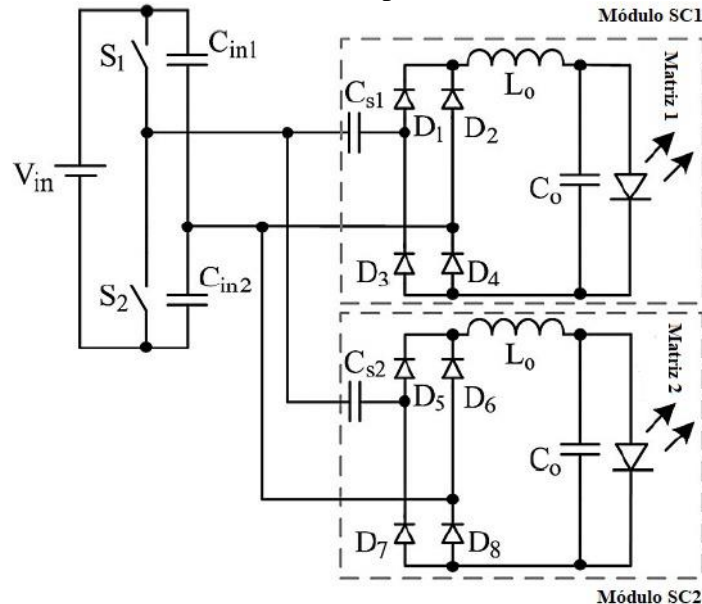
A abordagem proposta na Figura 2.19 difere das anteriores pois a alimentação do conversor é a partir de uma fonte CC de 24 V. O conversor proposto operou com duas matrizes de LEDs, ou seja, possibilitando a equalização de corrente nos LEDs. A topologia proposta demonstrou que o aumento da potência de saída, com a adição de mais matrizes, resulta no aumento da eficiência do conversor. Para validar a proposta, o conversor opera em malha aberta. No entanto, a potência aplicada aos LEDs pode ser estabilizada por meio da frequência de chaveamento em função apenas da tensão de entrada (SANTOS FILHO et al., 2014a). Dessa forma, é possível fazer o controle do conversor utilizando apenas sensores de tensão.

Figura 2.18 - Conversor CA/CC isolado com capacitor chaveado para LEDs de potência.



FONTE: Adaptado de (DOS SANTOS et al., 2015).

Figura 2.19 - Conversor CC/CC com capacitor chaveado com dois módulos SC.



FONTE: Adaptado de (SANTOS FILHO et al., 2014a).

Como pode ser visto, os conversores com capacitor chaveado apresentam características interessantes para o acionamento de LEDs de potência, como elevada vida útil, que é obtida através da retirada dos capacitores eletrolíticos e um bom rendimento. Entretanto, é necessário obter uma corrente no LED com baixa ondulação, que atenda as normas e regulamentações explanadas na seção 2.1, o que pode ser alcançado com a utilização de estruturas trifásicas.

2.3 Considerações Parciais

Este capítulo apresentou uma revisão bibliográfica envolvendo conversores CA-CC. Primeiramente, foram descritos alguns dos conversores monofásicos mais relevantes ao

tema destacando-se pontos positivos e negativos de cada um dos trabalhos em questão. As principais topologias de *drivers* para LEDs sem capacitores eletrolíticos e com baixa ondulação de corrente foram apresentadas. Os *drivers* passivos são pouco utilizados como estruturas para o acionamento de LEDs, pois trabalham em baixa frequência, são volumosos e consequentemente aumentando o custo, e não proporcionam uma corrente regulada nos LEDs. Entretanto, nos *drivers* ativos, é possível operar em altas frequências, diminuir o volume da estrutura, proporcionar uma corrente regulada no LEDs e ainda conseguir a correção do fator de potência. O foco desse estudo é a remoção do capacitor eletrolítico, conforme já mencionado, é o elemento que reduz a vida útil dos *drivers* para LEDs, e atender as exigências das normas e regulamentações discutidas previamente na seção 2.1.

Conforme explanado nesse capítulo, várias técnicas para reduzir a ondulação de saída no capacitor de filtro foram propostas, porém apenas com a aplicações para a rede monofásica, a fim de não utilizar capacitores eletrolíticos na saída. Assim, este trabalho propõe o estudo do uso de conversores com alimentação trifásica para LEDs de potência, tendo em vista que a ondulação de tensão nos retificadores trifásicos é reduzida, o que permite a redução do capacitor do filtro (CASTRO et al., 2019a; COUTINHO et al., 2017; MENDONCA et al., 2014). Além disso, a frequência da tensão de saída é seis vezes a frequência da tensão da rede. Considerando a frequência de tensão da rede de 60 Hz, o *flicker* ocorre em 360 Hz, e o *flicker* percentual deve ser limitado a 29% para operar em uma região de baixo risco (IEEE STD 1789, 2015), possibilitando a redução do capacitor do filtro e reduzindo o custo do driver.

3 CONVERSORES TRIFÁSICOS

No capítulo 2 foi discutido a importância da remoção do capacitor eletrolítico para aumentar a vida útil do *driver* de LED CA-CC para que seja compatível com a vida útil dos LEDs. Várias técnicas para retirar o capacitor eletrolítico foram propostas, mas na sua maioria focando *drivers* monofásicos para LEDs, conforme apresentado na Seção 2.2.2. A razão por trás disso é a energia pulsante da rede elétrica, o que resulta em *flicker* na saída de luz do LED, o que é perigoso para a saúde dos seres humanos. O *flicker* é decorrente do aumento da ondulação de corrente no LED e que é originada devido a redução do filtro capacitivo, conforme discutido anteriormente.

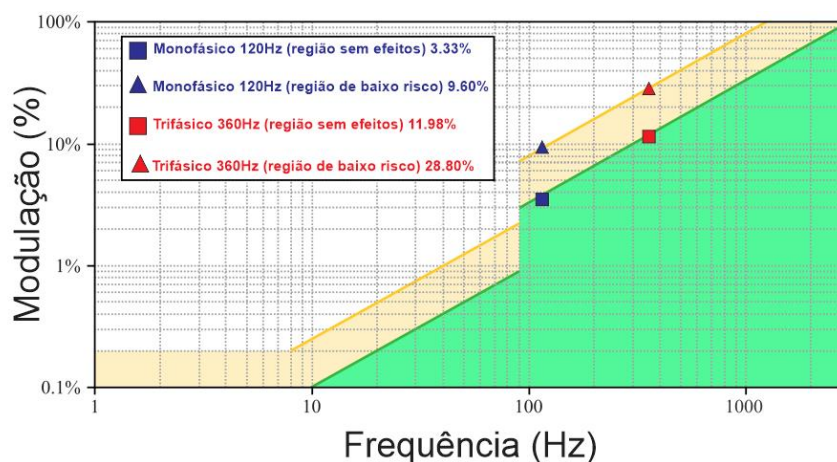
Um estudo apresentado por Kuzmenko et. al. (2020) indica que os dados de consumo e uso massivo de equipamentos de iluminação LED estão associados a uma série de problemas que podem levar a uma diminuição da qualidade do fornecimento de energia, bem como a perdas econômicas. Apesar dos *drivers* de LEDs apresentarem circuito com correção do fator de potência, distorções significativas na forma de onda da corrente elétrica são observadas, como a presença do 3º harmônico da corrente, a presença do 7º, 9º, 11º e outros. Harmônicas de ordem superior também são perceptíveis, mas não vão além dos valores aceitáveis. Também foi revelado que harmônicas mais elevadas podem causar superaquecimento de fios e barramentos, danificar os capacitores do sistema de alimentação, desligamentos de proteção, e causar a mudança no fluxo luminoso devido a alteração da tensão de alimentação de abastecimento.

Além disso, com um retificador monofásico, uma atenção especial deve ser dada as harmônicas de sequência zero, em particular à ordem do terceiro harmônico, uma vez que ele terá o maior valor no espectro de harmônicas. A peculiaridade das harmônicas da sequência zero (3ª; 6ª; 9ª; 12ª; 15ª ...) é que elas se dobram perfeitamente em um condutor neutro, e a magnitude da corrente do neutro pode ser 1,7 vezes superior ao nível de corrente fluindo no condutor de fase. Assim, criando o risco de sobrecarregar do condutor neutro (KUZMENKO et al., 2020). Uma das soluções possíveis é a instalação de filtros harmônicos passivos na rede de distribuição. Outra solução é alimentar esses LEDs com conversores trifásicos a 3 fios, que evitaria naturalmente as harmônicas de sequência zero e o sobredimensionamento do condutor neutro. Vale ressaltar, que essa solução só se torna viável para aplicações onde a rede trifásica é de fácil acesso, como em iluminação pública, indústrias e grandes comércios. Essa solução

não é viável, na grande maioria, em ambiente residencial, tendo em vista que a rede elétrica é monofásica.

Os conversores trifásicos para LEDs de potência, diferentemente dos conversores monofásicos, não têm sido tão explorados como alternativas para *drivers* para LEDs. Porém, o uso destes conversores na iluminação industrial, pública e em alguns comércios, é tecnicamente viável, devido ao fácil acesso da rede trifásica. Outra vantagem do conversor trifásico é permitir aumentar a potência instalada, aumentando somente um condutor. Além disso, a potência instantânea na saída é constante, considerando um conversor trifásico balanceado com um fator de potência unitário (RASHID, 2014), conforme demonstrado no apêndice B. Outra vantagem da utilização de um conversor trifásico para acionamentos de LEDs de potência é a possibilidade do conversor apresentar uma maior ondulação de corrente na saída, quando comparado com conversores monofásicos, sem ultrapassar o limite máximo do percentual do flicker, conforme estabelecido pelo IEEE. (IEEE STD 1789, 2015). Um comparativo entre os conversores monofásicos e trifásicos em relação aos limites máximos de flicker são apresentados na Figura 3.1. Assim, os *drivers* trifásicos vêm como uma solução interessante, pois é possível obter uma baixa ondulação de corrente através dos LEDs, com a consequente redução do percentual de *flicker*, a redução do capacitor de filtro e aumento da vida útil do *driver* de LED.

Figura 3.1 – Comparação dos limites de modulação entre retificadores monofásicos e trifásicos.



FONTE: Adaptado de (IEEE STD 1789, 2015).

Apesar das vantagens apresentadas, os conversores trifásicos possuem duas limitações importantes que impedem o seu uso em grande escala. A rede trifásica não é tão disponível quanto a rede monofásica. Logo, esse fato restringe a aplicabilidade desta solução.

Assim, os *drivers* de LED trifásicos serão propostos apenas para locais onde a rede elétrica trifásica é acessível. O foco da aplicação de *drivers* trifásicos **devem** ser lâmpadas de média e alta potência, luzes de túneis, holofotes e entre outros, ou seja, para luminárias com potência superior a 200 W que exigem alta confiabilidade e eficiência. Além disso, outra limitação é a falta de padronização da tensão da rede trifásica. Diferentemente da rede monofásica, que é limitada entre 80 e 270 V (entrada universal), a rede trifásica apresenta uma faixa mais ampla, dependendo do país e da potência da rede (ÁLVAREZ, 2018).

Em uma aplicação onde se irá utilizar várias luminárias a LED, por exemplo em um parque ou em estrada com iluminação pública, considerando para efeito de comparação apenas três luminárias, essas podem ser alimentadas pela rede trifásica de duas maneiras distintas; no primeiro caso: cada lâmpada pode ser acionada por uma única fase, ou no segundo caso (mais comum): as três luminárias podem ser conectadas em paralelo em uma única fase. Com isso, a conexão desproporcional de luminárias por fase da rede pode ocasionar um desbalanceamento do sistema trifásico, podendo causar sobrecarga nos transformadores de distribuição e aquecimento indevido. Para evitar tal problemática, uma solução é balancear automaticamente as cargas, por exemplo, utilizar três circuitos monofásicos conectando cada circuito a uma fase da rede trifásica. Entretanto, cada um destes circuitos, usualmente, utiliza o capacitor eletrolítico como filtro, reduzindo a vida útil desses circuitos, além de utilizar um circuito para correção do fator de potência. Assim, essa solução implica em sistemas de custo elevado e complexos (WANG; ZHAO, 2011).

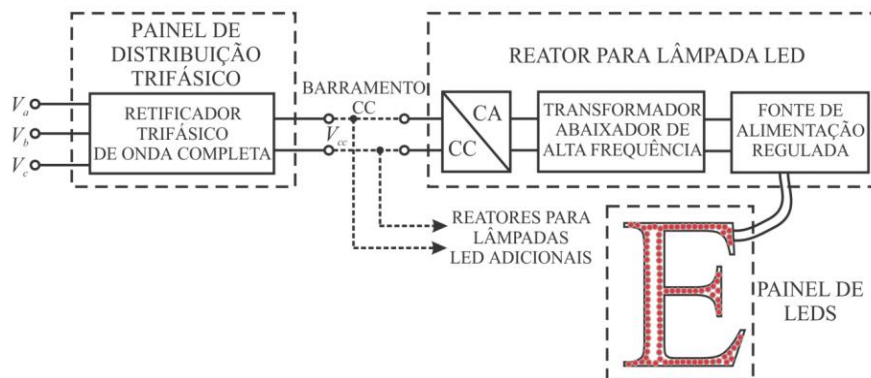
A primeira proposta de uma topologia para utilização de luminárias LED com alimentação trifásica foi desenvolvida por (WANG; ZHAO, 2011), apresentada na Figura 3.2. Esta patente, possui um painel de distribuição contendo um retificador trifásico com um barramento de tensão contínua, este barramento seria utilizado para conectar diversos drivers para lâmpadas LED diversas. Esta proposta define apenas uma topologia básica de um retificador trifásico conectado a conversores para LEDs, porém, não apresenta nenhum circuito adicional para correção do fator de potência.

Seguindo o mesmo princípio introduzido para soluções monofásicas CA-CC, o objetivo dos *drivers* trifásicos é cumprir as regulamentações discutidas na seção 2.1. Portanto, as soluções estudadas exigiriam formas de onda de corrente de entrada senoidal em fase com sua respectiva tensão de fase, o *driver* não deve utilizar capacitor eletrolítico e deve fornecer uma corrente de saída constante no LED de acordo com o estudo realizado nos capítulos

anteriores. Esta seção se concentrará nas soluções mais promissoras para *drivers* CA-CC trifásicos para LEDs de potência.

A aplicação do conversor *boost* para correção do fator de potência é bastante popular devido sua simplicidade, desempenho, rendimento e baixo custo, sendo ele largamente empregado para atender os requisitos exigidos pelas normas que se referem a harmônicas de baixa-frequência, todavia devido à característica elevadora do conversor, é necessário trabalhar com ganhos maiores que um. Trabalhar com ganhos maiores que a unidade em níveis de tensão trifásicos, isto é, 220 V ou 380 V eficazes entre fases (considerando os padrões brasileiros mais comuns), pode inviabilizar a aplicação do conversor para cargas de LED de baixa tensão como os COB (do inglês, *Chip-on-Board*) LEDs, sendo necessário um estágio adicional, ou seja, aumentando os custos e/ou a complexidade de um novo estágio ou um transformador abaixador. Assim, devido tal argumentação, estruturas trifásicas com o conversor *boost*, ou com características semelhantes, não serão abordados nesse trabalho.

Figura 3.2 – Topologia para acionamento de LEDs com alimentação trifásica.



FONTE: Adaptado de (WANG; ZHAO, 2011).

3.1 Potência Elétrica em sistemas trifásicos

É comum encontrar circuitos trifásicos sendo analisados como uma soma de três circuitos monofásicos separados. Esta é uma simplificação grosseira, especialmente em casos envolvendo dispositivos eletrônicos de potência ou cargas não lineares. As potências ativa, reativa e aparente totais em circuitos trifásicos foram calculadas apenas como três vezes as potências em um circuito monofásico, ou a soma das potências nos três circuitos separados monofásicos. Também é comum encontrar na literatura trabalhos que atribuam o mesmo significado físico ou interpretação matemática para a potência ativa, reativa e aparente em sistemas monofásicos e trifásicos (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2017).

3.1.1 Classificações de sistemas trifásicos

Os sistemas trifásicos podem ser aterrados ou não. Se um sistema trifásico for aterrado em mais de um ponto em operação normal (operação sem falha ou em curto-circuito), o aterramento pode fornecer um caminho adicional para a circulação da corrente. Um sistema trifásico também pode ter um quarto condutor ou o chamado "fio ou condutor neutro". Em ambos os casos, o sistema é classificado como um sistema trifásico de quatro fios. Se não houver aterramento ou houver apenas um nó aterrado em toda a sub-rede, o sistema é classificado como trifásico, sistema de três fios ou simplesmente como sistema trifásico. Além dessas considerações, os sistemas trifásicos em condições senoidais possuem uma característica particular em relação à amplitude e ao ângulo de fase de cada tensão de fase (ou corrente de linha). Se as amplitudes forem iguais e os ângulos de deslocamento entre as fases forem iguais a $2\pi/3$, o sistema trifásico é considerado "equilibrado" ou "simétrico". Caso contrário, o sistema trifásico é "desequilibrado" ou "assimétrico" (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2017).

3.1.2 Potência em sistemas trifásicos balanceados

A tensão trifásica e a corrente de linha que contêm apenas o componente fundamental, considerando um sistema senoidal, balanceado, sem distorções e com fator de potência unitário, são fornecidas nas equações (3.1)-(3.6). Onde ω é a frequência angular ($\omega = 2 \cdot \pi \cdot f_r$), sendo que f_r é a frequência de entrada e V_{in} é a tensão de entrada eficaz fase neutro e I_{in} é a corrente de entrada.

$$v_R(t) = \sqrt{2} \cdot V_{in} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (3.1)$$

$$v_S(t) = \sqrt{2} \cdot V_{in} \cdot \text{sen}\left(\omega t + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \quad (3.2)$$

$$v_T(t) = \sqrt{2} \cdot V_{in} \cdot \text{sen}\left(\omega t - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \quad (3.3)$$

$$i_R(t) = \sqrt{2} \cdot I_{in} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (3.4)$$

$$i_S(t) = \sqrt{2} \cdot I_{in} \cdot \text{sen}\left(\omega t + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \quad (3.5)$$

$$i_T(t) = \sqrt{2} \cdot I_{in} \cdot \text{sen}\left(\omega t - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \quad (3.6)$$

Para um sistema trifásico com ou sem condutor neutro, a potência ativa instantânea trifásica, $p_{3\Phi}(t)$, descreve o fluxo de energia instantâneo total, por unidade de tempo, que é transferido entre dois subsistemas:

$$p_{3\Phi}(t) = v_R(t) \cdot i_R(t) + v_S(t) \cdot i_S(t) + v_T(t) \cdot i_T(t) = p_R(t) + p_S(t) + p_T(t) \quad (3.7)$$

Substituindo as equações (3.1)-(3.6) em (3.7), resulta em (3.8). O equacionamento completo da equação (3.8), está descrito no apêndice B.

$$p_{3\Phi}(t) = 3 \cdot V_{in} \cdot I_{in} \quad (3.8)$$

Portanto, a potência trifásica ativa instantânea é constante, ou seja, é independente do tempo. Em contraste, a potência monofásica contém um termo dependente do tempo. Observa-se que a potência ativa instantânea trifásica é constante e igual a 3P (três vezes a potência ativa monofásica).

3.1.3 Potência em sistemas trifásicos desbalanceados

Diferente do que ocorre em sistemas trifásicos balanceados, em sistemas desbalanceados a amplitude da tensão ou da corrente podem ser diferentes uma da outra. Assim, para limitar os valores máximos e mínimos da tensão da rede a ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica) criou parâmetros de qualidade de energia elétrica a serem adotadas pelas concessionárias de distribuição de energia. O módulo 8 do PRODIST (Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional) estabelece os limites da variação da tensão elétrica, apresentado na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 –Pontos de conexão em Tensão Nominal igual ou inferior a 1 kV (380/220).

Tensão de Atendimento (TA)	Faixa de Variação da Tensão de Leitura
Adequada	(350 < TL < 399) / (202 < TL < 231)
Precária	(331 < TL < 350 ou 399 < TL < 403) / (191 < TL < 202 ou 231 < TL < 233)
Crítica	(TL < 331 ou TL > 403) / (TL < 191 ou TL > 233)

FONTE: Adaptado de (ANEEL, 2011).

Para efeito de análise, a faixa de variação da tensão de atendimento será de 202 V ($V_{FN(Min)}$) e 231 ($V_{FN(Max)}$) V. Assim, considerando a tensão da rede elétrica de 220 V (V_{FN}), pode-se calcular os valores máximos e mínimos de um fator multiplicador da tensão. Assim, têm-se:

$$Fator_{Max} = \frac{V_{FN(Max)}}{V_{FN}} - 1 = 0.05 \quad (3.9)$$

$$Fator_{Min} = \frac{V_{FN(Min)}}{V_{FN}} - 1 = -0.082 \quad (3.10)$$

Considerando um sistema trifásico genérico com fator de potência unitário, sem distorções, com correntes de fases senoidais e com carga resistiva, pode-se calcular a potência instantânea desse sistema trifásico desbalanceado, conforme mostra as equações (3.11)-(3.16). Considerando que a fase R tem um fator de desbalanceamento desconhecido, que para efeito de demonstração matemática foi denominado de β .

$$v_R(t) = (1 + \beta) \cdot \sqrt{2} \cdot V_{in} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (3.11)$$

$$v_S(t) = V_M \cdot \text{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.12)$$

$$v_T(t) = V_M \cdot \text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.13)$$

$$i_R(t) = (1 + \beta) \cdot I_M \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (3.14)$$

$$i_S(t) = I_M \cdot \text{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.15)$$

$$i_T(t) = I_M \cdot \text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.16)$$

A potência ativa instantânea trifásica com desbalanceamento da fase R, $p_{3\Phi_D}(t)$, pode ser descrita na equação (3.17). O equacionamento completo da equação (3.17), está descrito no apêndice C.

$$p_{3\Phi_D1}(t) = (3 + 2 \cdot \beta + \beta^2) \cdot V_{in} \cdot I_{in} - \cos(2\omega t) \cdot (2 \cdot \beta + \beta^2) \cdot V_{in} \cdot I_{in} \quad (3.17)$$

Observa-se que o primeiro termo da equação é a parte constante da potência e o segundo termo é a parte alternada da potência que é dependente do tempo. Fazendo a mesma analogia de um desbalanceamento qualquer para a fase S, que para efeito de demonstração matemática foi denominado de α , pode-se calcular a potência instantânea desse sistema trifásico desbalanceado, conforme mostra as equações (3.18)-(3.23).

$$v_R(t) = (1 + \beta) \cdot \sqrt{2} \cdot V_{in} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (3.18)$$

$$v_S(t) = (1 + \alpha) \cdot V_M \cdot \text{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.19)$$

$$v_T(t) = V_M \cdot \text{sen} \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (3.20)$$

$$i_R(t) = (1 + \beta) \cdot I_M \cdot \text{sen} (\omega \cdot t) \quad (3.21)$$

$$i_S(t) = (1 + \alpha) \cdot I_M \cdot \text{sen} \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (3.22)$$

$$i_T(t) = I_M \cdot \text{sen} \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (3.23)$$

A potência ativa instantânea trifásica com desbalanceamento qualquer da fase R e S, $p_{3\phi_D2}(t)$, pode ser descrita na equação (3.24). O equacionamento completo da equação (3.24), está descrito no apêndice C.

$$p_{3\phi_D1}(t) = \left\{ 3 + 2 \cdot \beta + \beta^2 + 2 \cdot \alpha + \alpha^2 - \left[\begin{array}{l} \left(2 \cdot \beta + \beta^2 - \frac{2 \cdot \alpha + \alpha^2}{2} \right) \cdot \cos(2\omega t) \\ -0.866 \cdot (2 \cdot \alpha + \alpha^2) \cdot \text{sen}(2\omega t) \end{array} \right] \right\} \cdot V_{in} \cdot I_{in} \quad (3.24)$$

Utilizando os valores máximos e mínimos definidos nas equações (3.9) e (3.10), e substituindo esses valores em β e α , pode-se montar uma tabela com possíveis variações da tensão da fase R e da fase S e obter as ondulações da potência do sistema trifásico, a partir do desbalanceamento das tensões da rede. Assim, com essas considerações, obtêm-se a Tabela 3.2. Algumas combinações foram omitidas, pois possuíam valores idênticos a outras situações. O desbalanceamento da terceira fase também foi desconsiderado para essa análise. O equacionamento completo da Tabela 3.2 está descrito nos apêndices B e C.

Tabela 3.2 – Ondulação da potência devido ao desbalanceamento das tensões da rede.

$-0,082 < \beta < 0,05$	$-0,082 < \alpha < 0,05$	Potência Desbalanceada/ Potência Balanceada
-0,082	-0,082	11,7%
-0,082	0	11,1%
-0,082	0,05	14,1%
0	0	0%
0	0,05	6,6%
0,05	0,05	6,4%

FONTE: Elaborado pelo próprio autor.

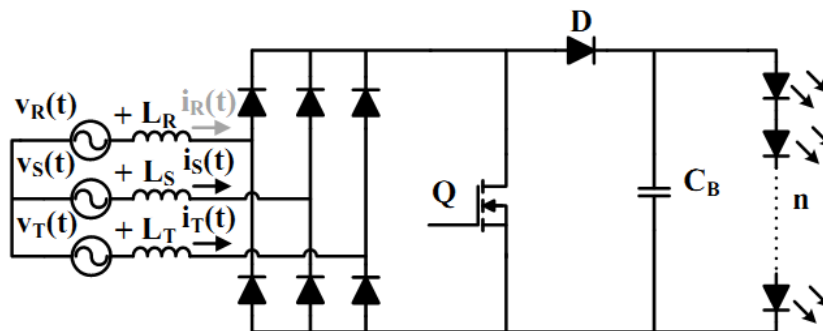
Observa-se a partir desse análise, que um sistema trifásico desbalanceado com variações da tensão de entrada, de acordo com os limites estabelecidos pelo PRODIST (ANEEL, 2011), considerando um sistema com rendimento unitário, com fator de potência unitário e sem distorções harmônicas, pode alimentar uma luminária de LED, com uma

ondulação na potência de apenas de 14,1%, no pior caso quando comparado com um sistema trifásico balanceado. Considerando que é desprezível a variação da tensão no LED, assim pode-se dizer que a ondulação de corrente no LED será de 14%, dentro do limite estabelecido de flicker.

3.2 Driver com estágio único

Na Figura 3.3 é apresentada uma topologia de estágio único com um único interruptor controlado, que foi abordada nos seguintes trabalhos (KOLAR; FRIEDLI, 2013; XUN et al., 2019; YAO et al., 2012b). Essa topologia trifásica foi aplicada a LEDs proposta por (CASTRO et al., 2019a). Esse *driver* caracteriza-se por ser um retificador com um estágio PFC *boost*, que é um conversor com bom desempenho em relação CFP, porém como o conversor tem a característica elevadora e considerando os níveis de tensão trifásicos, isto é, 220 V ou 380 V eficazes entre fases (padrão brasileiro), pode inviabilizar a aplicação do conversor para cargas de LED de baixa tensão (RANGEL; SILVA; ALMEIDA, 2006). Além disso, devido à alta tensão no barramento, o interruptor controlado terá maiores perdas de comutação e a comutação suave será necessária para alcançar uma boa eficiência (CASTRO et al., 2019a). Uma solução seria conectar vários módulos de LEDs em série ou incluir algum estágio para adaptar a tensão de saída de acordo com a necessidade de projeto.

Figura 3.3 – Driver trifásico CA-CC *boost single-switch* para LEDs.

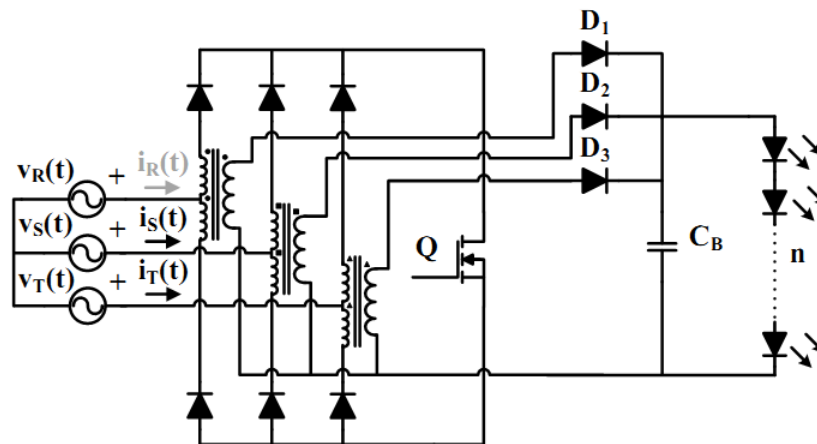


FONTE: Adaptado de (CASTRO et al., 2019a).

Admitindo a necessidade da redução da tensão de saída, um conversor *flyback* pode ser conectado a um retificador trifásico, mostrando ser uma solução mais conveniente. Esse conversor pode apresentar um comportamento tanto abaixador como elevador, permitindo assim o acionamento de cargas de LED com diferentes tensões de acionamento, além de possibilitar o isolamento galvânico, conforme mostrado na Figura 3.4. A grande vantagem deste conversor é que utiliza apenas um interruptor, o que diminui o custo do projeto. Além disso, este circuito opera de forma bastante simplificada, o que colabora com uma estratégia de

controle também simples. O objetivo dessa topologia é integrar os enrolamentos primários dos transformadores flyback a um retificador trifásico de onda completa (MENDONÇA et al., 2014). Entretanto, a divisão do enrolamento primário ocasiona o aumento em 100% da tensão da tensão refletida do enrolamento secundário para o primário, o que acarreta no aumento dos esforços de tensão no interruptor. Além disso, ocorrem sucessivos picos de sobretensão no interruptor controlado devido a desmagnetização da indutância de dispersão dos transformador flyback, quando o interruptor sai de condução (RANGEL; SILVA; ALMEIDA, 2006), aumentando consideravelmente as perdas e prejudicando o rendimento da estrutura.

Figura 3.4 – *Driver* trifásico CA-CC flyback single-switch para LEDs.



FONTE: Adaptado de (MENDONÇA, 2014).

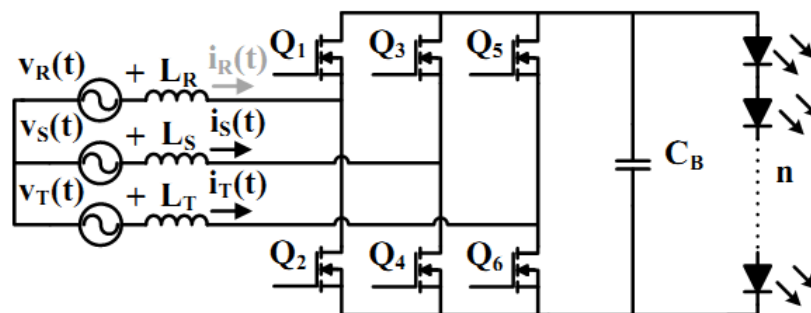
Na Figura 3.5 é apresentada uma topologia de estágio único com seis interruptores controlados, uma estrutura bem conhecida para conversores CA-CC trifásicos (KOLAR; FRIEDLI, 2013; XUN et al., 2019). Essa topologia apresenta bidirecionalidade no fluxo de potência. Entretanto, apresenta algumas desvantagens em relação aos unidirecionais (em aplicações com LEDs), como o risco de curto-circuito do barramento CC. Essa estrutura trifásica foi aplicada a LEDs proposta por (CASTRO et al., 2019a), como uma alternativa de *driver* LED CA-CC mais eficiente, tendo em vista que essa estrutura consegue corrigir facilmente o fator de potência. Essa topologia mantém uma corrente de entrada senoidal e atinge tensões mais baixas no barramento de saída do que a estrutura apresentada na Figura 3.3, que só possui uma única chave controlada. Entretanto, o controle é mais complexo do que soluções de um único interruptor controlado.

3.3 *Driver* multi-estágio

Outra solução de *drivers* trifásicos é o uso de soluções de vários estágios. Ao contrário das soluções monofásicas CA-CC de vários estágios, nas quais o conversor CC-CC

isolado pode remover a ondulação de baixa frequência através da carga do LED, os *drivers* de LED trifásicos CA-CC podem remover naturalmente a ondulação de baixa frequência com um único estágio, conforme mencionado anteriormente, portanto, descartando o capacitor eletrolítico. Assim, o uso do segundo estágio seria focado em adaptar os níveis de tensão e corrente aos exigidos pela carga do LED e fornecer isolamento galvânico, se necessário. As topologias normalmente usadas para o segundo estágio são similarmente baseadas nas introduzidas para os *drivers* de LED de vários estágios monofásicos. Em relação ao primeiro estágio, ele é tradicionalmente composto pelo *boost* CA-CC trifásico *multi-switch* introduzido anteriormente, devido a sua maior eficiência e sua facilidade de atingir PFC. A alta eficiência se torna necessária para que essa proposta possa competir com soluções baseadas em estágio único, já que os dois estágios diminuem a eficiência global do *driver* de LED CA trifásico. Além disso, o aumento da quantidade de componentes, que aumentam o custo e diminuem a confiabilidade, a eficiência indiscutivelmente mais baixa de todo o *driver* e a falta de finalidade do segundo estágio, esse responsável pela remoção do capacitor eletrolítico em aplicações monofásicas, fizeram o uso de *drivers* de LED CA-CC CA-CC trifásicos multi-estágios pouco atraentes. Até o presente momento da escrita dessa tese, não foi encontrado nenhum trabalho que se enquadra-se nessa solução.

Figura 3.5 – *Driver* trifásico CA-CC *boost multi-switch* para LEDs.



FONTE: Adaptado de (CASTRO et al., 2019a).

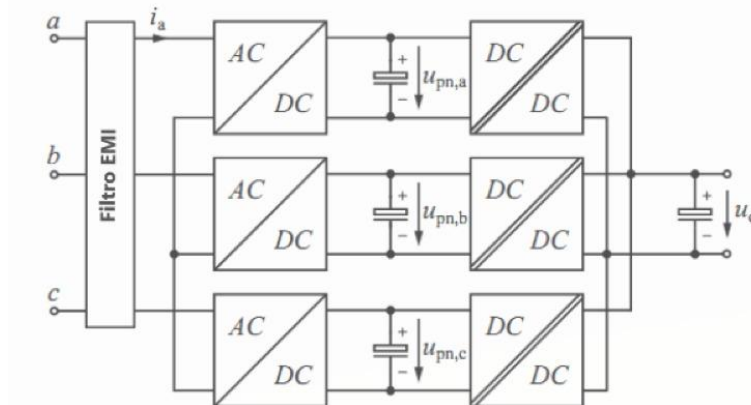
3.4 *Driver* trifásicos com *multi-cell*

Os sistemas modulares de fase permitem que o conhecimento sobre sistemas retificadores PFC monofásicos seja explorado de forma relativamente direta e / ou permitem o desenvolvimento de um sistema retificador PFC trifásico com baixo esforço. No entanto, esta vantagem pode ser realizada apenas com uma estrutura totalmente modular, ou seja, com o

arranjo de um filtro EMI individual por módulo, aumentando os custos (KOLAR; FRIEDLI, 2013).

Basicamente, devido à estrutura modular, três tensões de saída CC individuais são formadas que somente com o auxílio de conversores CC-CC isolados podem ser empregados para o fornecimento de uma única carga. Além disso, cada módulo requer a filtragem do fluxo de potência, que pulsa com o dobro da frequência da rede, ou seja, capacitores eletrolíticos de capacitância adequadamente alta devem ser fornecidos na saída. A vantagem essencial do retificador Y, apresentada na Figura 3.6, é o menor esforço de tensão dos semicondutores de potência ou o nível relativamente baixo das tensões CC de saída. No entanto, um acoplamento direto dos módulos de fase está presente, o que, especialmente para o controle de uma falha de fase, requer uma coordenação próxima dos módulos e, finalmente, um circuito de controle para todo o sistema. Portanto, a vantagem da modularidade não pode ser usada para o controle. Industrialmente, o sistema, portanto, provavelmente permanecerá de menor importância (KOLAR; FRIEDLI, 2013).

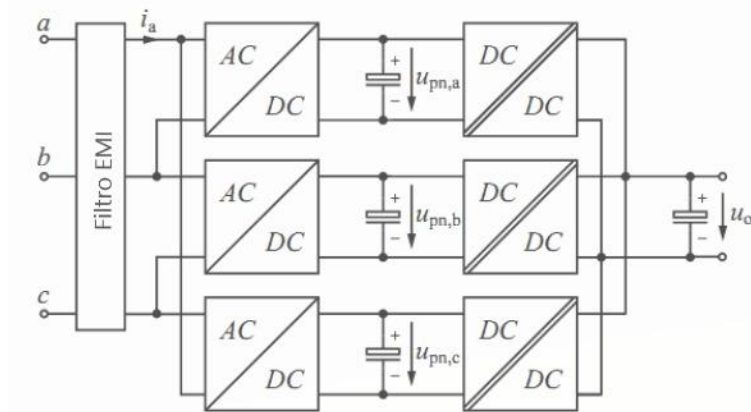
Figura 3.6 – *Driver* trifásico PFC modular com retificador em estrela (Y).



FONTE: Adaptado de (KOLAR; FRIEDLI, 2013).

Em contraste, os módulos do retificador em delta (Δ) funcionam de maneira desacoplada e a potência nominal total está disponível em caso de falha de fase, conforme mostrado na Figura 3.7. A desvantagem dessa estrutura é a necessidade de conversores CC-CC isolados e da tensão de saída relativamente alta e / ou capacidade de tensão de bloqueio exigida dos semicondutores de potência nos módulos deve ser aliviada no futuro pela disponibilidade de interruptores controlados que suportem uma tensão de 1200 V. (KOLAR; FRIEDLI, 2013). Atualmente, esses interruptores de alta tensão já são disponíveis no mercado, porém possuem um custo elevado.

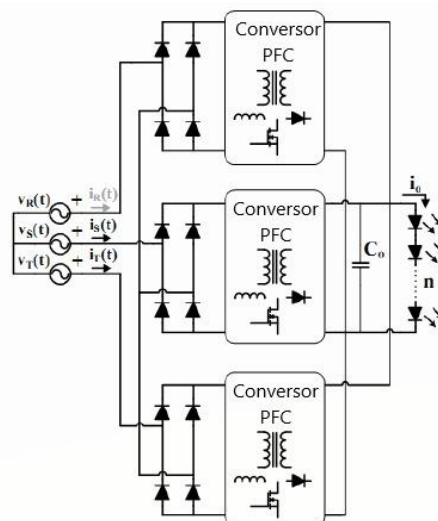
Figura 3.7 - *Driver* trifásico PFC modular com retificador em delta (Δ).



FONTE: Adaptado de (KOLAR; FRIEDLI, 2013).

Outra estrutura bem similar a Figura 3.6, foi proposta por Brewster, Barret (1979), que consiste é um retificador trifásico usando tiristores como interruptores controlados para uma carga resistiva. A mesma topologia utilizando transistores FET (*Field-Effect Transistor*) foi proposta por (KOCHER; STEIGERWALD, 1983). A estrutura é baseada em três pontes completas com neutro comum e cada fase é ligada ao um conversor com PFC, conforme mostrado na Figura 3.8. Esses conversores CA-CC requerem isolamento galvânica para poder conectar suas saídas em paralelo. Ao fazer isso, o capacitor eletrolítico pode ser removido, pois a ondulação na saída é reduzida devido a conexão dos três conversores. No entanto, isso reduz as topologias potenciais que podem ser usadas para essa finalidade.

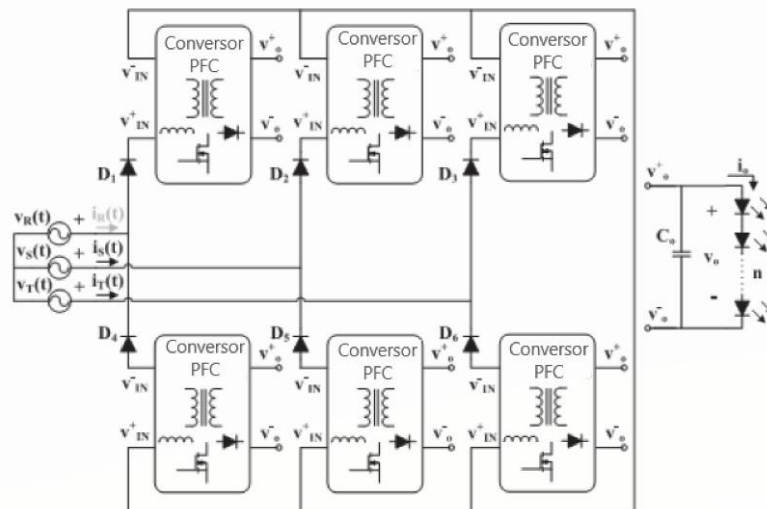
Figura 3.8 - Retificador trifásico multicelular baseado no uso de três conversores PFC monofásicos com conexão neutro fictício.



FONTE: Adaptado de (CASTRO et al., 2017, 2019a).

A topologia Delco foi proposta como um *driver* de LED CA trifásico apresentada por Brewster, Barret (1979), onde foi comparada ao *driver* de LED CA de várias células com base no retificador trifásico (CASTRO et al., 2016), conforme mostrado na Figura 3.9. Em (CASTRO et al., 2016) é apresentado que ambas as topologias modulares estão de acordo com os regulamentos e recomendações para *driver* de LEDs, conseguindo a retirada do capacitor eletrolítico. Além disso, a comparação mostra que o *driver* de LED CA-CC com *multi-cell* baseado no retificador de onda completa trifásico tem um desempenho melhor em termos de eficiência ao custo de ter um número maior de células e componentes (CASTRO et al., 2019a). No entanto, sua eficiência ainda é baixa, menor que 90%, o que na verdade acontece devido à implementação das células com conversores CC-CC *flyback*, além de possuir número elevado de componentes aumentando o custo e aumentando a complexidade do controle dos interruptores controlados.

Figura 3.9 – *Driver* de LED CA-CC multi-cell baseado no retificador de onda completa trifásico.



FONTE: Adaptado de (CASTRO et al., 2016).

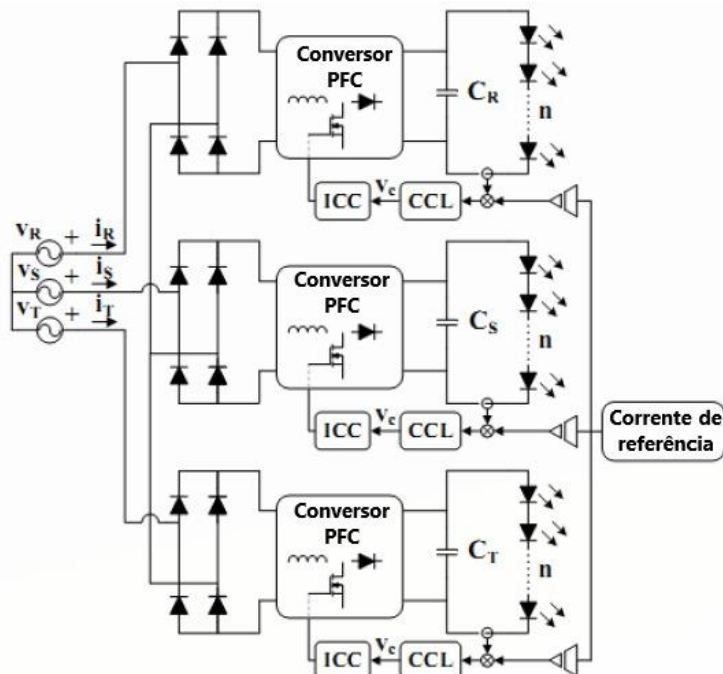
A fim de promover a confiabilidade e reduzir custos, o estudo apresentado por Castro et. al. (2016) foi alterado e o conversor CC-CC isolado eliminado conforme por Castro et. al. (2019b), como mostra a Figura 3.10. O conversor possui baixo *flicker*, um baixo número de componentes e este *driver* usa um controle em malha fechada para controlar a corrente de cada módulo de LED. Embora o conversor tenha um bom desempenho, este *driver* possui 100% de ondulação de corrente, o que pode causar o desvio cromático no LED, conforme apresentado em (ALMEIDA et al., 2015b; BENDER et al., 2016) e se algum módulo for danificado prematuramente, pode apresentar cintilação, mesmo com o funcionamento dos dois módulos

restantes. Além disso, outro ponto desfavorável, é a não aplicação dessa topologia para acionamento de LEDs integrados, os quais não se pode seccionar a arranjo/matriz de LEDs (RANGEL; SILVA; ALMEIDA, 2006).

3.5 Driver com capacitor chaveado ressonante

Por muitos anos, o circuito *charge pump* foi usado em conversores para integração de estágios em reatores eletrônicos para lâmpadas de descarga (QIAN; LEE, 2000). As topologias conhecidas como *charge pump* (QIAN; LEE; YAMAUCHI, 1997; TAO et al., 1999; WANG; WU, 1997), podem receber diversas nomenclaturas, como multiplicadores de tensão, capacitor chaveado, *voltage booster circuits* ou *voltage boosting*. Os conversores com capacitor chaveado ressonante (RSC – *Resonant Switched-Capacitor*) têm sido amplamente utilizados em *drivers* de LED, devido à sua alta densidade de potência (BOLZAN et al., 2018; COUTINHO et al., 2017; KLINE et al., 2018; MARTÍNEZ; ALONSO, 2015; SANTOS FILHO et al., 2014c). Além disso, em algumas aplicações, a variação da frequência de chaveamento permite facilmente a dimerização do LED.

Figura 3.10 - Driver multicelular com somatório da saída de luz.

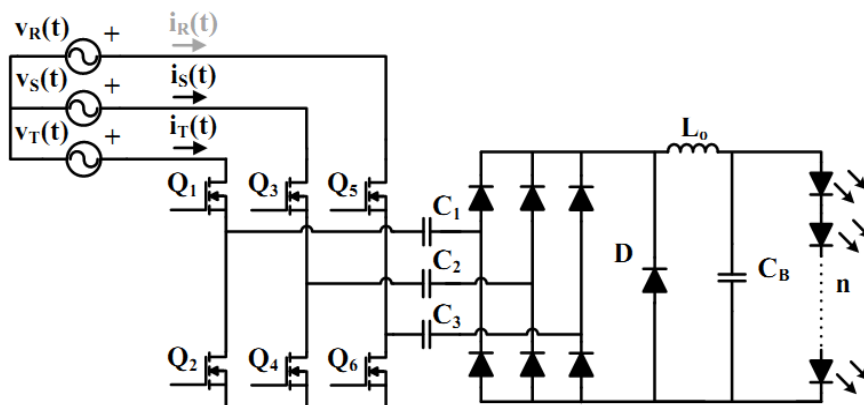


FONTE: Adaptado de (CASTRO et al., 2019b).

Conversores trifásicos CA-CA usando SCs foram propostos em (BOLZAN et al., 2018; KLINE et al., 2018; LOO et al., 2017) para níveis de potência acima de 3 kW, atingindo uma eficiência de 98%. Esses conversores usam um pequeno indutor ressonante em série com

o capacitor chaveado para operar sob ZCS, para reduzir as perdas de chaveamento e ruído EMI, melhorando a eficiência e diminuindo a ondulação da tensão de saída (SANTOS FILHO et al., 2014c). Além disso, eles têm alta densidade de potência devido à operação ZCS. Para operar sob ZCS, a frequência de ressonância deve ser maior que a frequência de chaveamento (MARTÍNEZ; ALONSO, 2015). Em Coutinho et. al. (2017) é apresentado um *driver* de LED trifásico com capacitor ressonante chaveado (RSC - *Resonant Switched Capacitor*) isolado através de capacitores, conforme mostrado na Figura 3.11, e operação com chaveamento de frequência constante (COUTINHO et al., 2017; SANTOS FILHO et al., 2014c; YANG; YU; ZHANG, 2019b), diferente do que é afirmado em (CASTRO et al., 2017). Os *drivers* apresentados em (COUTINHO et al., 2017; VEERAMALLU et al., 2017) requerem seis interruptores controlados, consequentemente aumenta a complexidade do circuito de acionamento desses interruptores, o que prejudica a confiabilidade do driver.

Figura 3.11 – *Driver* trifásico CA-CC *multi-switch* para LEDs com RSC.



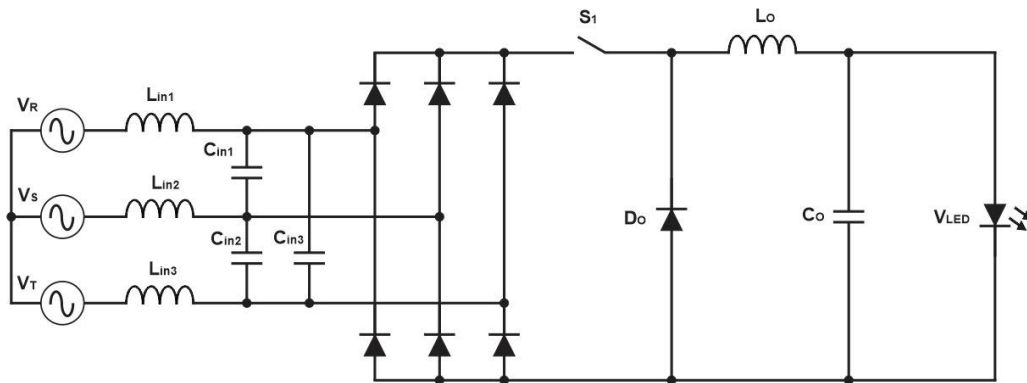
FONTE: Adaptado de (COUTINHO et al., 2017).

3.6 Estruturas trifásicas como alternativas para LEDs driver

O conversor trifásico apresentado por Ismail, Erickson (1992), mostrado na Figura 3.12 pode ser uma alternativa de *driver* trifásico para aplicação de LEDs de potência. Esse conversor possui uma quantidade de componentes reduzida, alto fator de potência e apenas um interruptor controlado, diminuindo a complexidade do conversor, ou seja, circuito de controle mais simples. Os indutores de entrada operam em modo de condução contínua (MCC), o que possibilita a redução da THD. Entretanto, o único interruptor controlado fica submetido a elevadas tensões (> 900 V), considerando a tensão $V_{in,rms} = 220$ V. Os capacitores de entrada sofrem completa carga e descarga, o que permite a correção do fator de potência. Para

aplicações com tensões reduzidas (110 V ou 127 V) esse fator não é crítico, tendo em vista a utilização de interruptores de 600 V.

Figura 3.12 - *Driver* trifásico CA-CC *buck single-switch* para LEDs.



FONTE: Adaptado de (ISMAIL; ERICKSON, 1992).

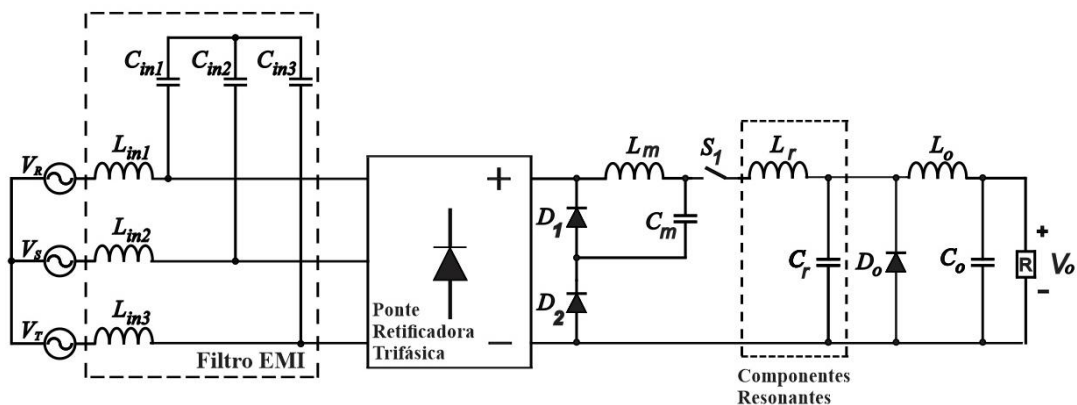
A tensão de pico excessiva pode ser reduzida se técnicas de controle de frequência de chaveamento variável forem utilizadas, como foi proposto em (ISMAIL; OLIVEIRA; ERICKSON, 1998; SWITCHING; JANG; ERICKSON, 1998), mas isso faz com que o conversor tenha as desvantagens que os conversores que operam com tais técnicas têm, como a necessidade de magnéticos serem projetados para funcionar em uma ampla faixa de frequências de comutação (incluindo frequências muito baixas), o que resulta na necessidade de serem relativamente volumosos, conseqüentemente aumentando o custo.

A fim de superar as limitações do conversor convencional do tipo *buck* de chave única, apresentado na Figura 3.12, foi proposto por (BASSAN; MOSCHOPOULOS, 2007) uma topologia de um retificador trifásico com comutação suave com apenas um interruptor controlado, conforme mostrado na Figura 3.13. Este conversor opera com uma técnica ZCS quase ressonante de frequência variável para comutação suave. A principal característica do conversor proposto é que sua taxa de conversão da tensão de saída em relação a tensão de entrada é uma dependência quadrática da frequência de chaveamento, de modo que a variação na frequência de chaveamento é significativamente reduzida (MAKSIMOVIC; CUK, 1991; SHAH; MOSCHOPOULOS, 2005). A desvantagem dessa topologia é a necessidade do controle da frequência de chaveamento variável para corrigir o fator de potência, ou seja aumentando os custos do driver, tornando assim, uma solução inviável para aplicações para LEDs de potência.

Diferente da proposta anterior, que necessita de uma frequência de chaveamento variável, o conversor apresentado na Figura 3.14 pode operar com a frequência de chaveamento

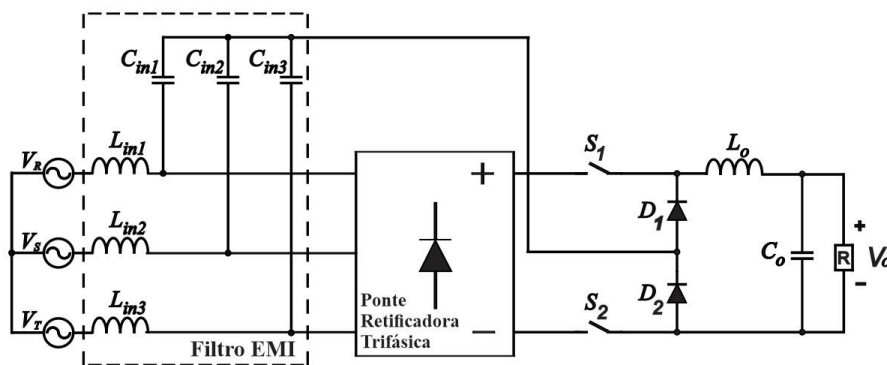
fixa. A principal característica do conversor proposto é uma tensão de pico mais baixa no interruptor controlado, quando comparado com o conversor *buck* trifásico convencional de chave única. O esforço de tensão no conversor proposto é limitado ao valor de pico da tensão de fase dos capacitores de entrada, em vez do valor de pico da tensão linha a linha, como é o caso do conversor convencional. A redução nas tensões sobre os interruptores controlados é, portanto, quase a metade em comparação com o conversor convencional. Isso permite a redução das perdas de comutação. A eficiência do conversor proposto cai conforme a carga é aumentada devido ao aumento nas perdas no desligamento do interruptor controlado (BASSAN; WIJERATNE; MOSCHOPOULOS, 2010). Por possuir baixa quantidade de componentes, tamanho reduzido e simplicidade, essa topologia poderia ser uma proposta interessante para LEDs de potência. Entretanto, é necessário a utilização de dois *drivers* isolados para o acionamento dos interruptores controlados, aumentando a complexidade do conversor.

Figura 3.13 - Conversor CA-CC trifásico *buck* quadrático com um único interruptor controlado.



FONTE: Adaptado de (BASSAN; MOSCHOPOULOS, 2007).

Figura 3.14 – Conversor CA-CC trifásico *buck* com dois interruptores controlados.

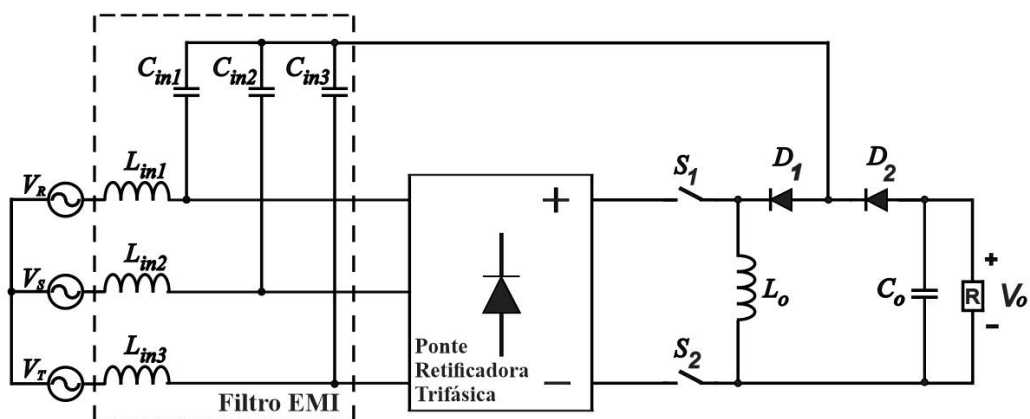


FONTE: Adaptado de (BASSAN; WIJERATNE; MOSCHOPOULOS, 2010).

O principal destaque da topologia apresentada na Figura 3.15 é possuir apenas dois interruptores controlados e como se trata de um conversor *buck-boost*, a tensão de saída pode ser variada em uma ampla faixa. Esta topologia de conversor pode operar no modo *buck* quando a razão cíclica está abaixo de 0,5 e no modo *boost* quando a razão cíclica está acima de 0,5. O conversor em questão, apesar de apresentar um bom PF, aplicado a potências baixas (até 500 W) apresentou distorção na corrente de entrada, ocasionando um elevado THD (WIJERATNE et al., 2014), o que torna esse conversor inadequado as normas e regulamentações explanadas anteriormente, e inadequado para aplicações com LEDs de potência. Além disso, é necessário a utilização de dois *drivers* isolados para o acionamento dos interruptores controlados, aumentando a complexidade do conversor. Conforme relatado anteriormente, o conversor *boost* trifásico não é uma topologia interessante para LEDs, devido a sua característica de ‘elevador’.

A topologia apresentada na Figura 3.16 tem apenas dois interruptores controlados, pode ser facilmente utilizada para vários tipos de potência de LEDs, ou seja, a tensão de saída pode ser variada em uma ampla faixa devido a utilização do transformador, além disso é uma estrutura isolada. O conversor proposto em questão apresenta baixa ondulação de saída, tensão reduzida no interruptor controlado ($< 600V$), baixa complexidade no acionamento dos interruptores, alto PF e baixo THD. Devido a utilização do transformador, provavelmente, essa estrutura terá custos maiores quando comparado com as outras estruturas até então apresentadas, mas essa solução não torna essa estrutura inviável para a utilização em aplicações com LEDs de potência.

Figura 3.15 – Conversor CA-CC trifásico *buck-boost* com dois interruptores controlados.

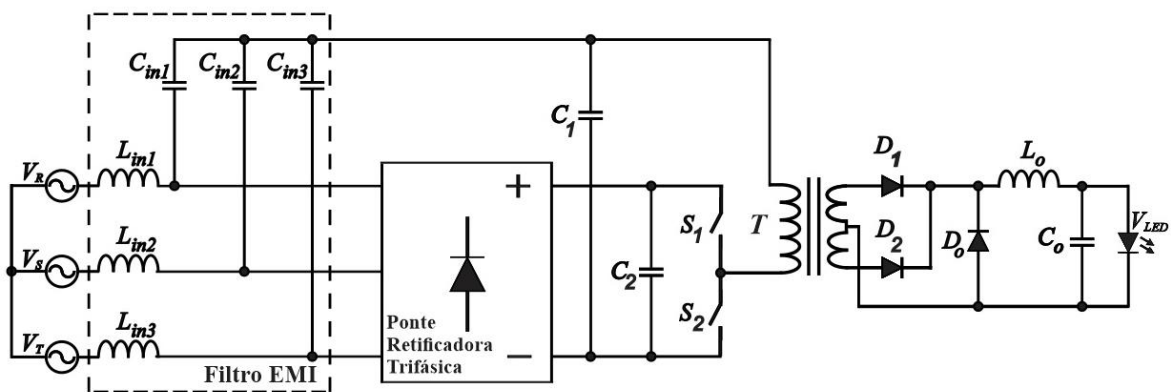


FONTE: Adaptado de (WIJERATNE et al., 2014).

Uma topologia para LEDs de potência com número reduzido de interruptores controlados é apresentada na Figura 3.17. O *driver* proposto possui baixa ondulação de corrente

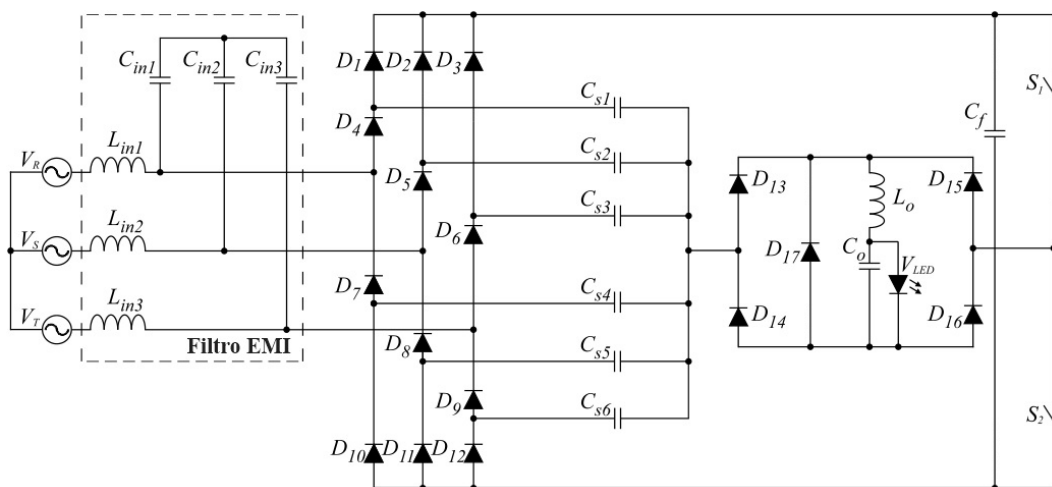
através do arranjo de LED e baixa cintilação, e não utiliza capacitor eletrolítico. Assim, aumentando a vida útil do *driver* em questão. O conversor proposto é um CA-CC trifásico de alta densidade baseado em RSC. O conversor possibilita a correção do PF operando em malha aberta, sem a necessidade de dispositivos analógicos reduzindo o custo do driver, quando comparado com o *driver* proposto por (CASTRO et al., 2019b). Apesar dessa topologia apresentar grande quantidade de diodos, por outro lado esse conversor possui reduzido número de interruptores controlados e *drivers* de acionamento dos mesmos. Assim, essa topologia poderia ser uma proposta interessante para LEDs de potência e deve ser analisada com mais detalhes.

Figura 3.16 – Conversor CA-CC trifásico isolado com número reduzido de interruptores controlados.



FONTE: Adaptado de (QIAN, 1997).

Figura 3.17 – *Driver* trifásico CA-CC para LEDs com capacitor ressonante chaveado com reduzido número de interruptores controlados.

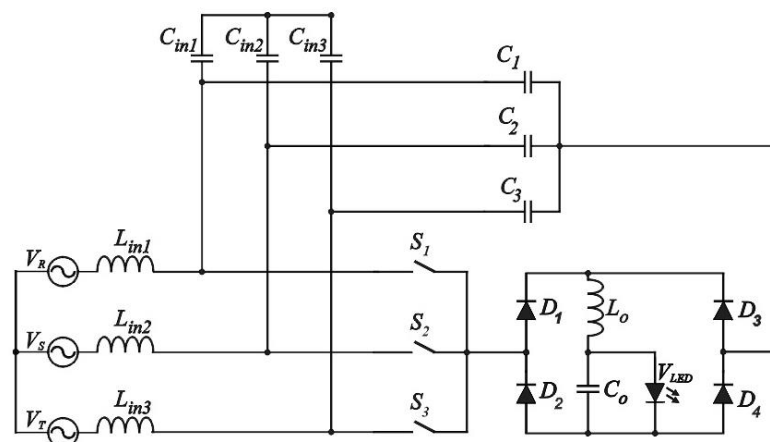


FONTE: Elaborado pelo próprio autor.

Na Figura 3.18 é apresentada uma topologia para LEDs de potência com número reduzido de interruptores, quando comparado as outras topologias trifásicas explanadas, porém apesar de usar uma quantidade reduzida de interruptores controlados, os mesmos devem ser bidirecionais para o funcionamento adequado do conversor, aumentando a complexidade do *driver* de acionamento destes. O conversor proposto possui elevado FP, baixo THD, baixa ondulação de saída, consequentemente apresenta baixo *flicker*, porém apresenta tensão elevada nos interruptores controlados, próximo a 1000 V, quando a tensão de entrada eficaz do conversor for de 220 V e baixo fator FP, necessitando de um filtro indutivo para a correção do fator de potência, consequentemente aumentando os magnéticos e custo. O indutor de saída opera com a frequência três vezes a frequência de chaveamento, o que possibilita a redução do seu tamanho, consequentemente redução do custo de implementação.

A principal vantagem da topologia apresentada é a sua modularidade, ou seja, vários módulos de LED podem ser conectados e desconectados facilmente, conforme mostrado na Figura 3.19. Assim reduzindo os custos de implementação de estruturas com alta potência, tendo em vista, por exemplo, que apenas três interruptores controlados podem acionar diversos módulos de LEDs. Por se tratar de uma estrutura que utiliza o capacitor chaveado ressonante, a mudança na frequência de chaveamento pode equalizar as potências em vários módulos de LEDs independentes. Quanto maior a quantidade de módulos, maior será o FP, porém, ocorre o aumento da tensão e corrente nos interruptores controlados. Apesar do baixo FP, esse *driver* pode ser uma proposta interessante para LEDs de potência e deve ser analisado com mais detalhes.

Figura 3.18 – Conversor CA-CC trifásico RSC com três interruptores controlados.



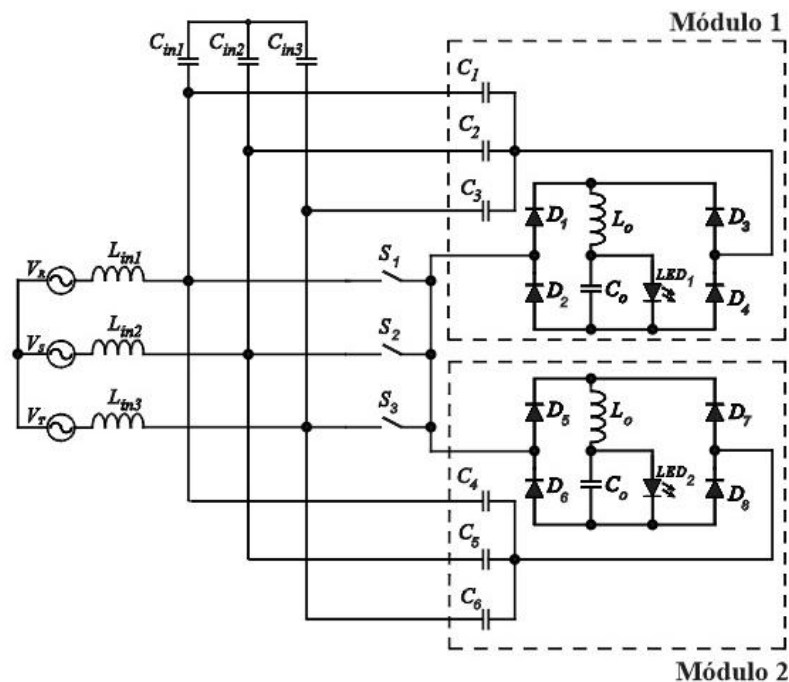
FONTE: Elaborado pelo próprio autor.

Uma alternativa baseada na topologia da Figura 3.12 é a estrutura apresentada na Figura 3.20, onde o diodo D_o deve ter tempo de recuperação reversa reduzido, para diminuir as

perdas de chaveamento e o interruptor controlado pode ser acionado por um *driver* de acionamento de baixo custo e baixa complexidade. O interruptor controlado ainda fica submetido a elevadas tensões, quando se considera a tensão da rede em 220 V. Com o avanço da tecnologia e com a escalabilidade de produção, será possível a utilização de interruptores controlados que suportem uma alta tensão, como é o caso dos interruptores que utilizam SiC, que possuam baixa resistência e com baixo custo, tornando assim, em um futuro próximo, essa topologia trifásica interessante para aplicação em LEDs de potência, devido sua baixa quantidade de componentes e baixa complexidade. Atualmente, já existem interruptores controlados que suportam alta tensão, porém seu custo é moderado, como por exemplo o MOSFET C3M0280090D (900 V) e C3M0350120D (1200 V), com o custo médio de 3,5 dólares*, considerando um lote de 100 unidades. Assim, esse *driver* com reduzido número de interruptores é uma proposta interessante para LEDs de potência e poderá ser analisado e/ou estudado em trabalhos futuros.

* Consulta de preço realizada no site da Mouser no dia 25/06/2021. Valor médio das chaves US\$ 3,50.

Figura 3.19 – Conversor CA-CC trifásico RSC com reduzido número de interruptores e com dois módulos de LEDs independentes.



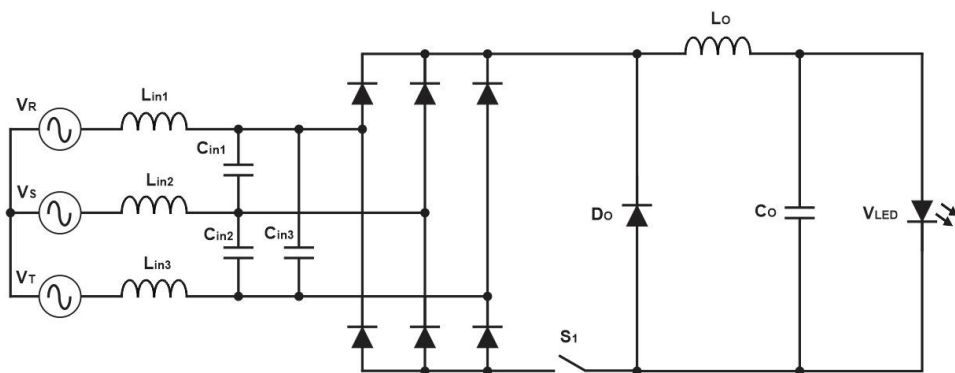
FONTE: Elaborado pelo próprio autor.

3.7 Considerações Parciais

Este capítulo apresentou uma revisão bibliográfica envolvendo conversores CA-CC trifásicos aplicados a LEDs e apresentou algumas alternativas de topologias que poderiam ser

aplicadas a LEDs visando a redução da capacitância de saída, baixo custo e baixo *flicker*. A utilização da alimentação trifásica para um *driver* de LED é bastante interessante pois permite reduzir bastante a capacitância de saída, evitando um grande problema presente nos *drivers* monofásicos, conforme discutido anteriormente. Primeiramente, foram descritas as soluções mais atuais de *drivers* trifásicos para LEDs, destacando-se pontos positivos e negativos de cada um dos trabalhos em questão, observando as exigências das normas e regulamentações discutidas previamente na seção 2.1.

Figura 3.20 - *Driver* trifásico CA-CC ZCS *buck single-switch* para LEDs.



FONTE: Elaborado pelo próprio autor.

Conforme explanado nesse capítulo, visando focar em estruturas com baixo custo, tamanho reduzido, algumas estruturas topológicas trifásicas foram abordadas como alternativas para LEDs driver. Visando a baixa complexidade da implementação do *driver* de acionamento dos interruptores controlados, bem como a disponibilidade de componentes para a montagem de um protótipo e validação de uma proposta trifásica, e devido ao conhecimento prévio do equacionamento da estrutura com RSC, a topologia apresentada na Figura 3.17 foi escolhida para montagem de um protótipo trifásico para LEDs de potência. Assim, no capítulo a seguir foi feita a análise do conversor proposto.

4 ANÁLISE DO CONVERSOR TRIFÁSICO CA-CC PARA LEDS COM CAPACITOR RESSONANTE CHAVEADO COM REDUZIDO NÚMERO DE INTERRUPTORES CONTROLADOS

Este capítulo dedica-se à descrição detalhada do conversor proposto apresentado na Figura 3.17. Em uma primeira instância, a análise qualitativa e quantitativa da estrutura são apresentadas, onde são descritos os principais equacionamentos envolvendo grandezas associadas ao sistema, como tensão, corrente e potência, e também são apresentadas as etapas de operação do conversor, suas principais formas de ondas, a estimativa do fator de potência.

Além disso, a análise das perdas existentes no conversor foi estudada, sendo comparados alguns semicondutores de diferentes tecnologias e fabricantes visando ao aumento do rendimento obtido pela topologia. Neste capítulo é apresentado que a potência instantânea de um conversor trifásico é constante, reduzindo a ondulação de corrente no LED e possibilitando, conseqüentemente, a retirada do capacitor eletrolítico de saída. Além disso, a baixa ondulação de corrente pode proporcionar um baixo percentual de *flicker*, o que permite a redução dos riscos à saúde humana.

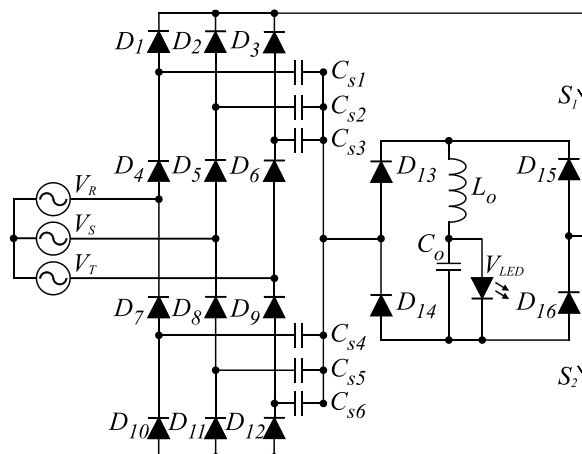
4.1 Análise Qualitativa do conversor trifásico RSC

Nesta seção, tem-se a análise qualitativa do conversor proposto, todos os componentes foram considerados ideais, o conversor opera em regime permanente, os interruptores S_1 e S_2 operam de forma complementar com frequência de comutação constante e muito mais elevada que a frequência da rede, portanto a tensão de entrada pode ser considerada constante ao longo de um período de chaveamento, e com razão cíclica de aproximadamente 0,5, o que torna o acionamento dos interruptores relativamente simples, podendo ser utilizado *drivers* facilmente encontrados no mercado, como por exemplo, o IR21844 (INTERNACIONAL RECTIFIER, 2006). O capacitor do filtro de saída, C_o , é grande o suficiente para garantir a característica de fonte de tensão imposta pelo LED e não pode ser eletrolítico, tendo em vista que o capacitor eletrolítico tem vida útil bem menor do que a do LED. O filtro EMI e as capacitâncias intrínsecas dos interruptores controlados são negligenciados e o fator de potência foi considerado unitário em toda a faixa de operação.

A configuração básica do conversor trifásico ressonante baseado em RSC (MIRANDA, 2012), sem o uso do filtro EMI, é mostrada na Figura 4.1. O conversor consiste em um inversor trifásico meia-ponte; seis capacitores chaveados SCs ($C_{s1} - C_{s6}$); uma ponte de

diodos de baixa frequência composta por doze diodos ($D_1 - D_{12}$); uma ponte de diodos de alta frequência composta por quatro diodos ($D_{13} - D_{16}$); uma indutância de saída L_o ; um capacitor de filtro de saída C_o ; e uma matriz de LEDs que se comporta como uma carga. O conversor é alimentado por uma fonte trifásica, representada por V_R , V_S e V_T , com defasagem de 120 graus entre as fases. O indutor de saída L_o trabalha em MCC, proporcionando à saída do conversor uma característica de fonte de corrente e permitindo a carga e descarga completas dos capacitores chaveados (SCs). O capacitor C_o é usado apenas para mitigar componentes de alta frequência. Como a potência transferida para os LEDs independe do indutor L_o , o conversor pode ser classificado como um conversor SC.

Figura 4.1 – Circuito básico proposto do *driver* SC trifásico para LEDs.



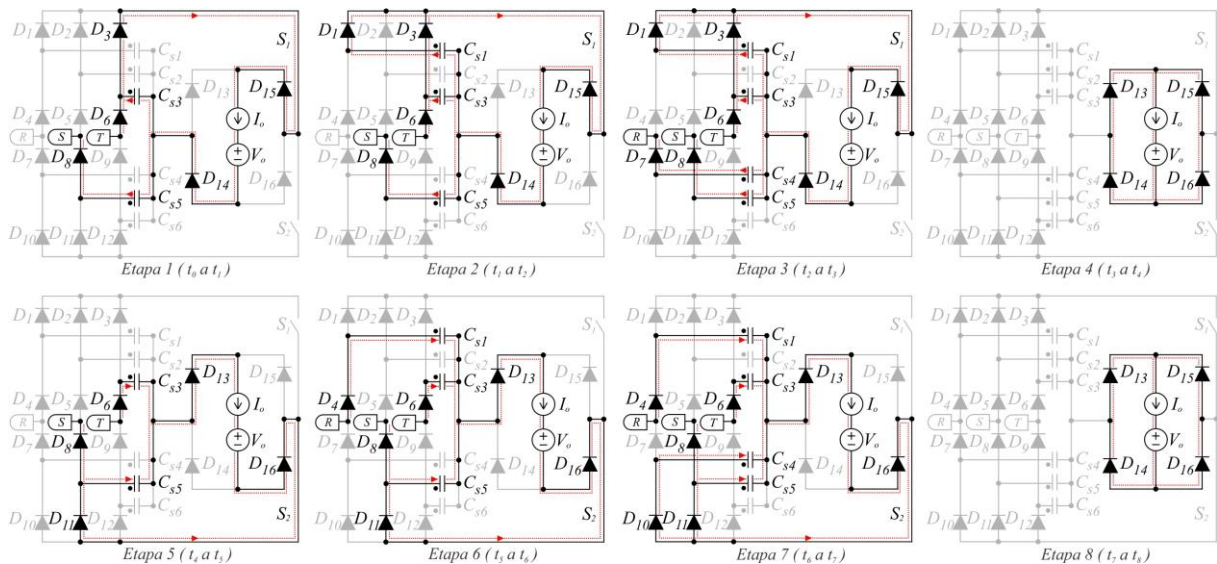
FONTE: Elaborado pelo próprio autor.

4.1.1 Etapas de operação do conversor trifásico com capacitor chaveado

As tensões trifásicas são consideradas balanceadas e constantes por um período de comutação do conversor. Também é assumido para a análise inicial da operação do conversor o instante de tempo $t=t_0$, dentro das condições: $|v_{SN}| > |v_{TN}| > |v_{RN}|$ e $v_{SN} < 0$, o conversor opera em regime permanente, a capacitância C_o é elevada o suficiente para garantir a característica de fonte de tensão imposta ao LED e que todos os componentes ativos e passivos são ideais. Como a frequência de comutação é muito maior que a frequência da rede, as tensões instantâneas de fase podem ser consideradas constantes em um período de comutação. Para qualquer outro intervalo, o conversor irá operar de maneira similar. Os interruptores controlados operam de forma complementar, com o ciclo de trabalho de 0,5. Na Figura 4.2 são mostradas as oito etapas

operacionais do conversor proposto. No apêndice A são mostradas as etapas de operação do *driver* para LEDs proposto com e sem os componentes desligados.

Figura 4.2 – Etapas de operação do *driver* para LEDs proposto (preto: componentes ligados; cinza: componentes desligados).



FONTE: Elaborado pelo próprio autor.

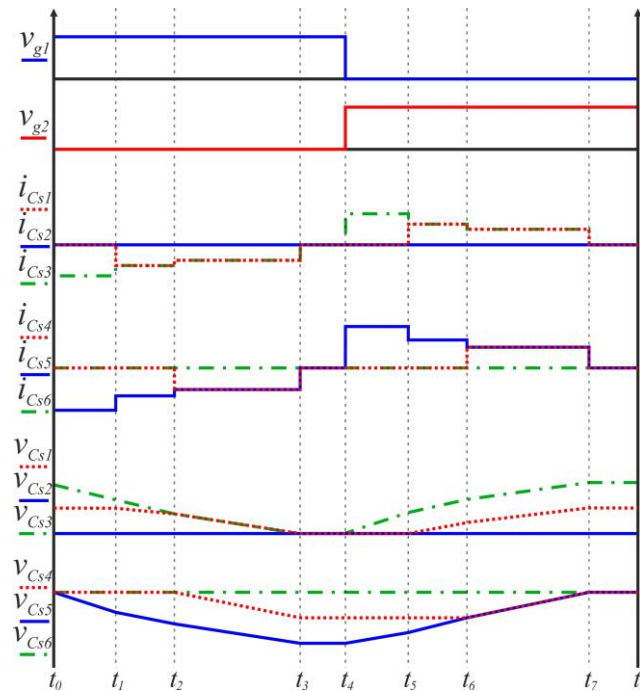
A Figura 4.3 mostra as principais formas de onda teóricas do conversor proposto para um período de comutação T_s . A operação do conversor é análoga para qualquer instante de tempo inicial considerado, de acordo com os circuitos equivalentes e formas de onda relevantes mostradas na Figura 4.2 e na Figura 4.3. Além disso, as resistências intrínsecas associadas a indutores, capacitores e diodos são negligenciadas. Além disso, todos os interruptores são ligados sob comutação forçada, mas são desligados sob condições ZCS.

4.1.1.1 Etapa 1 (t_0, t_1)

Antes do instante t_0 , os capacitores chaveados C_{s1} e C_{s3} estão carregados completamente e os capacitores chaveados C_{s4} e C_{s5} estão completamente descarregados, ou seja com tensão zero. No instante t_0 , o interruptor S_1 está ligado, enquanto S_2 está desligado. Durante essa etapa, os diodos D_3, D_6, D_8 são polarizados diretamente, o capacitor C_{s3} começa a descarregar e o capacitor C_{s5} começa a carregar. A corrente nesses capacitores será igual a metade da amplitude da corrente de saída I_o . Não há fluxo de corrente nos capacitores restantes.

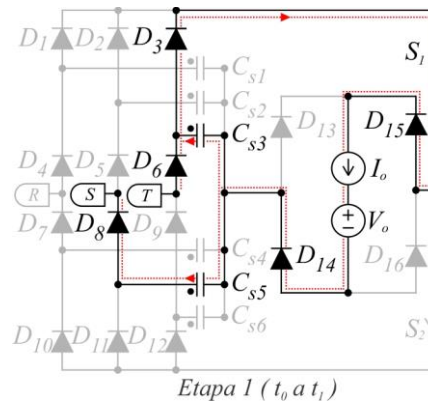
Essa etapa termina quando a tensão no capacitor C_{s3} é igual a tensão no capacitor C_{s1} , polarizando o diodo D_1 , conforme mostrado Figura 4.4.

Figura 4.3 – Principais formas de onda do *driver* de LED proposto



FONTE: Elaborado pelo próprio autor.

Figura 4.4 – Primeira etapa de operação do conversor proposto

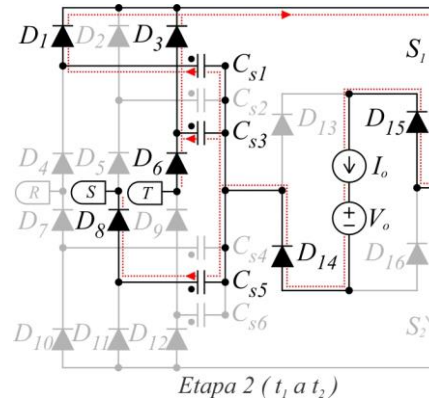


FONTE: Elaborado pelo próprio autor.

4.1.1.2 Etapa 2 (t_1, t_2)

No instante t_1 , o diodo D_1 é polarizado diretamente, implicando na descarga do capacitor C_{s1} . A corrente através dos capacitores C_{s1} , C_{s3} , C_{s5} será igual a um terço da corrente de saída I_o . O término da etapa ocorre quando a tensão resultante sobre o diodo D_7 é zero, conforme apresentada na Figura 4.5.

Figura 4.5 – Segunda etapa de operação do conversor proposto

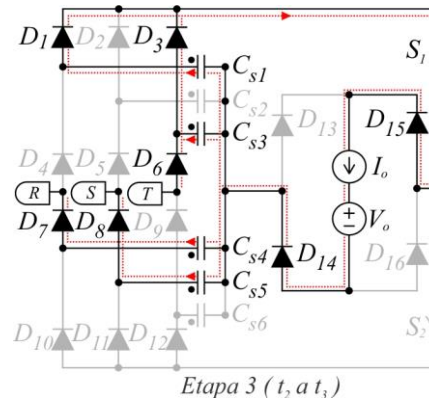


FONTE: Elaborado pelo próprio autor.

4.1.1.3 Etapa 3 (t_2, t_3)

Com a polarização do diodo D_7 , em t_2 , o capacitor C_{s4} começa a carregar. A corrente em C_{s1} , C_{s3} , C_{s4} , C_{s5} , será igual a um quarto da corrente de saída I_o . A etapa é finalizada quando não houve mais passagem de corrente nos capacitores chaveados $C_{s1}-C_{s6}$, conforme apresentada na Figura 4.6.

Figura 4.6 – Terceira etapa de operação do conversor proposto



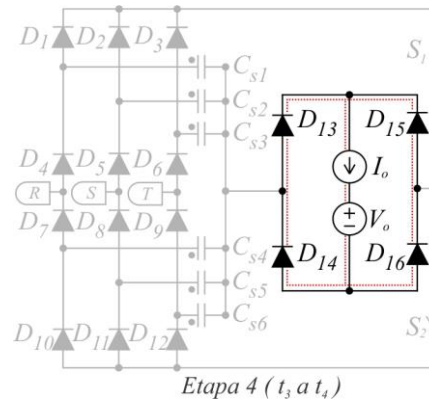
FONTE: Elaborado pelo próprio autor.

4.1.1.4 Etapa 4 (t_3, t_4)

Durante essa etapa, C_{s1} e C_{s3} estão com tensão zero, C_{s4} e C_{s5} estão completamente carregados e a corrente nos capacitores é zero. A tensão no indutor L_o torna-se negativa à medida que a energia é fornecida aos LEDs, fazendo com que todos os diodos

auxiliares $D_{13} - D_{16}$ sejam polarizados. O interruptor S_1 continua acionado, porém sem corrente. O circuito referente a essa etapa é mostrado na Figura 4.7.

Figura 4.7 – Quarta etapa de operação do conversor proposto



FONTE: Elaborado pelo próprio autor.

4.1.1.5 Etapa 5 (t_4, t_5)

No instante t_4 , S_1 é desligado, S_2 é ligado, C_{s5} está descarregando e C_{s3} está carregando até o instante que a tensão sobre o diodo D_4 é zero. Os diodos D_6, D_8, D_{11} estão conduzindo. A corrente nesses capacitores será igual a metade da corrente de saída I_o . O circuito referente a essa etapa é mostrado na Figura 4.8.

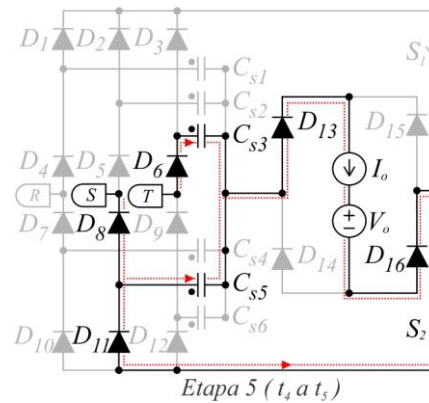
4.1.1.6 Etapa 6 (t_5, t_6)

Com a polarização de D_4 , no instante t_5 , o capacitor C_{s1} começa a carregar. A corrente em C_{s1}, C_{s3}, C_{s5} será igual a um terço de I_o . Essa etapa termina quando a tensão no capacitor C_{s5} é igual a tensão no capacitor C_{s4} , polarizando o diodo D_{10} . O circuito referente a essa etapa é mostrado na Figura 4.9.

4.1.1.7 Etapa 7 (t_6, t_7)

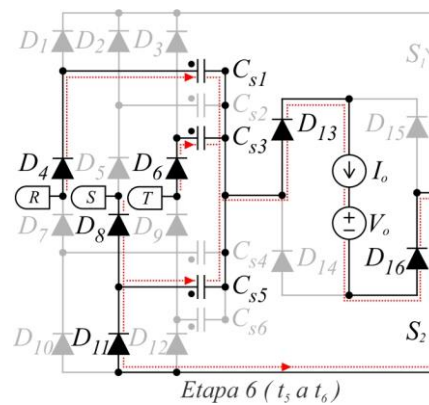
O capacitor C_{s4} começa a descarregar, no instante t_6 e a corrente nos capacitores $C_{s1}, C_{s3}, C_{s4}, C_{s5}$ será igual a um quarto da corrente de saída I_o . A etapa é finalizada quando não houve mais passagem de corrente nos capacitores chaveados. O circuito referente a essa etapa é mostrado na Figura 4.10.

Figura 4.8 – Quinta etapa de operação do conversor proposto



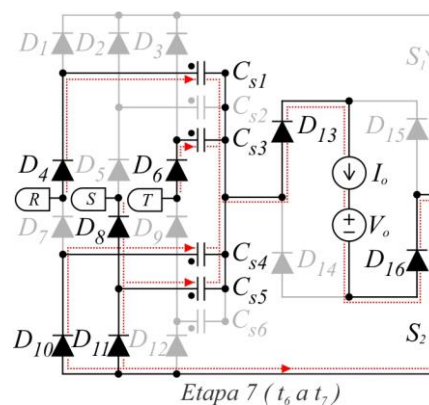
FONTE: Elaborado pelo próprio autor.

Figura 4.9 – Sexta etapa de operação do conversor proposto



FONTE: Elaborado pelo próprio autor.

Figura 4.10 – Sétima etapa de operação do conversor proposto



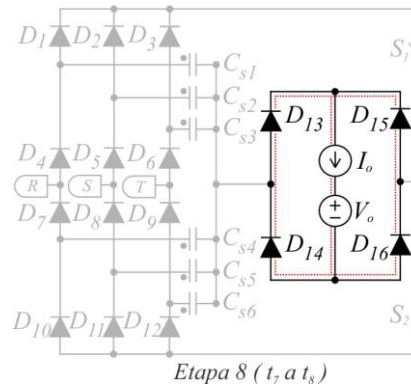
FONTE: Elaborado pelo próprio autor.

4.1.1.8 Etapa 8 (t_7, t_8)

De forma análoga a etapa 4 (t_3, t_4), a corrente nos capacitores é zero e o interruptor controlado S_2 continua acionado, porém sem corrente. Durante essa etapa, C_{s1} e C_{s3} estão

completamente carregados, C_{s4} e C_{s5} estão com tensão zero. O circuito referente a essa etapa é mostrado na Figura 4.11.

Figura 4.11 – Oitava etapa de operação do conversor proposto



FONTE: Elaborado pelo próprio autor.

4.2 Análise Quantitativa do conversor trifásico RSC

Neste tópico, apresenta-se a análise quantitativa do conversor proposto. São analisadas primeiramente as tensões e correntes aplicadas nos capacitores chaveados durante as etapas de operação, a partir de circuitos equivalentes simplificados. Em uma segunda etapa, tem-se a análise da comutação dos interruptores, cálculo do capacitor chaveado, filtro de saída, e, por fim, descreve-se o estudo das perdas nos semicondutores e elementos magnéticos.

4.2.1 Especificação das etapas de operação

Para a análise inicial, o conversor proposto tem a característica de um sistema trifásico balanceado, as tensões de fase são definidas em (4.1)-(4.3), onde ω é a frequência angular ($\omega = 2 \cdot \pi \cdot f_r$), sendo que f_r é a frequência de entrada e V_M é a máxima tensão de entrada. Considerando um fator de potência unitário, tem-se:

$$v_R(t) = V_M \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (4.1)$$

$$v_S(t) = V_M \cdot \text{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.2)$$

$$v_T(t) = V_M \cdot \text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.3)$$

Considerando n um número natural inteiro positivo, optou-se por um instante de tempo em que as equações (4.4)-(4.7) são válidas, durante um período de chaveamento, para simplificar as etapas de operação.

$$\omega t = \pi + 2\pi \cdot n \quad (4.4)$$

$$V_R = 0 \quad (4.5)$$

$$V_S = V_M \cdot \text{sen}\left(\frac{5\pi}{3}\right) = -V_M \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (4.6)$$

$$V_T = V_M \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi}{3}\right) = V_M \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (4.7)$$

Considerando as equações (4.4)-(4.7), as etapas 2 ($t_1 - t_2$) e 6 ($t_5 - t_6$) apresentadas na Figura 4.5 e Figura 4.9, respectivamente, são suprimidas, devido que a tensão instantânea na fase R é zero, conseqüentemente C_{s1} , C_{s4} iniciam a condução juntos. Assim, pode-se afirmar as seguintes condições em (4.8) e (4.9):

$$t_1 \cong t_2 \quad (4.8)$$

$$t_5 \cong t_6 \quad (4.9)$$

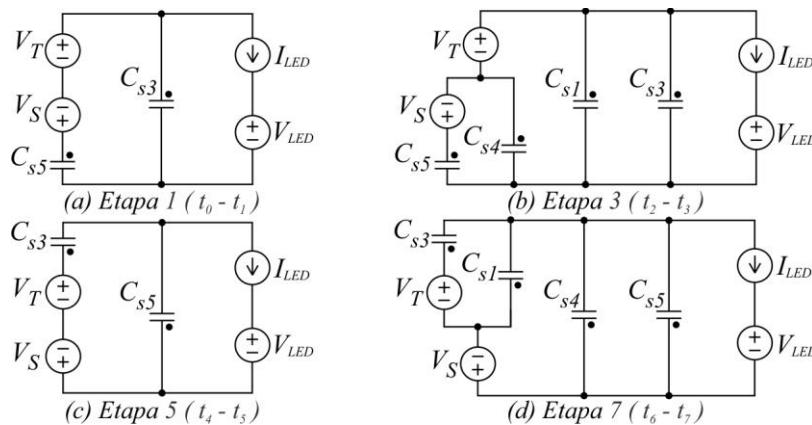
Em um período de chaveamento, considerando que $C_{s1} - C_{s6}$ possuem o mesmo valor de capacitância e que os mesmos são descarregados completamente, e admitindo que $C_{s1} - C_{s6}$ estão em condução “crítica”, semelhante ao que ocorre aos indutores, as etapas 4 ($t_3 - t_4$) e 8 ($t_7 - t_8$), representadas pelas Figura 4.7 e Figura 4.11, respectivamente, podem ser suprimidas. Assim, pode-se afirmar as seguintes condições em (4.10) e (4.11):

$$t_3 \cong t_4 \quad (4.10)$$

$$t_7 \cong t_8 = t_0 \quad (4.11)$$

A partir das considerações explanadas, pode-se simplificar as etapas apresentadas anteriormente. Os circuitos equivalentes dos vários modos de operação durante um período de chaveamento são apresentados na Figura 4.12.

Figura 4.12 – Circuitos equivalentes das etapas de operação.



FONTE: Elaborado pelo próprio autor.

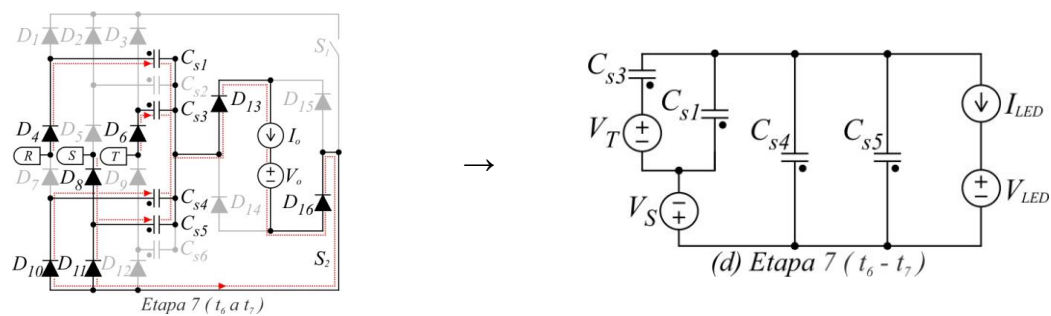
No instante t_0^- , analisando a sétima etapa de operação, Figura 4.10, correspondente ao circuito equivalente apresentado na Figura 4.13, e considerando que os capacitores C_{s4} e C_{s5} estão totalmente descarregados, tem-se (4.12)-(4.14).

$$v_{C_{s4}}(t_0^-) = v_{C_{s5}}(t_0^-) = 0 \quad (4.12)$$

$$v_{C_{s4}}(t_0^-) - v_{C_{s1}}(t_0^-) - V_s = 0 \Rightarrow v_{C_{s1}}(t_0^-) = -V_s = V_M \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (4.13)$$

$$v_{C_{s4}}(t_0^-) - v_{C_{s3}}(t_0^-) + V_T - V_s = 0 \Rightarrow v_{C_{s3}}(t_0^-) = V_M \cdot \sqrt{3} \quad (4.14)$$

Figura 4.13 – Circuito equivalente da sétima etapa de operação



FONTE: Elaborado pelo próprio autor.

No instante t_0^+ , analisando o início da primeira etapa de operação Figura 4.4, correspondente ao circuito equivalente apresentado na Figura 4.14, os capacitores C_{s3} e C_{s5} estão em paralelo, assim a corrente nos capacitores chaveados, durante essa etapa de operação, será a metade da amplitude da corrente de saída I_o e os capacitores C_{s1} e C_{s4} não conduzem. Assim, pode-se definir as equações (4.15) e (4.16):

$$i_{C_{s3}}(t_0, t_1) = i_{C_{s5}}(t_0, t_1) = -\frac{1}{2} \cdot I_o \quad (4.15)$$

$$i_{C_{s1}}(t_0, t_1) = i_{C_{s4}}(t_0, t_1) = 0 \quad (4.16)$$

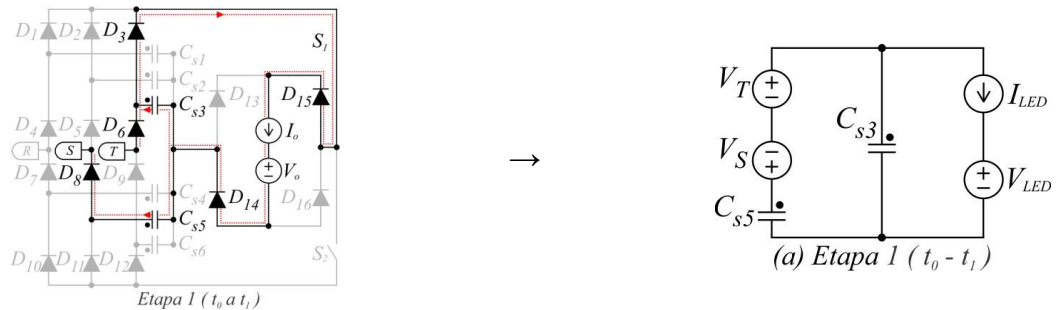
Durante a etapa 1 ($t_0 - t_1$), o capacitor C_{s3} irá descarregar até atingir a tensão em C_{s1} , (4.17). Assim, utilizando a equação básica da corrente no capacitor (4.18), considerando a condição da equação (4.4) e que I_o é constante, substituindo as equações (4.14), (4.15) e (4.17) em (4.18), pode-se calcular a duração dessa etapa em (4.19):

$$v_{C_{s3}}(t_1) = v_{C_{s1}}(t_1) = v_{C_{s1}}(t_0) = -V_s = V_M \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (4.17)$$

$$i(t) = C \cdot \frac{dv(t)}{dt} \rightarrow \Delta t_z(t_y - t_x) = C_s \cdot \frac{[v_{C_s}(t_y) - v_{C_s}(t_x)]}{i_{C_s}(\Delta t_z)} \quad (4.18)$$

$$\Delta t_{STG1}(t_1 - t_0) = C_s \cdot \frac{[v_{Cs3}(t_1) - v_{Cs3}(t_0)]}{I_{Cs3}(t_0, t_1)} = \frac{V_M \cdot C_s \cdot \sqrt{3}}{I_o} \quad (4.19)$$

Figura 4.14 – Circuito equivalente da primeira etapa de operação



FONTE: Elaborado pelo próprio autor.

No final da etapa 1, (t_1), pode-se calcular a tensão no capacitor C_{s5} , utilizando as equações (4.12), (4.18) e (4.19). A tensão em C_{s4} é zero, conforme a equação (4.12), obtendo assim (4.20) e (4.21):

$$v_{Cs5}(t_1) = v_{Cs5}(t_0) + \frac{I_{Cs5}(t_0, t_1) \cdot \Delta t_{STG1}}{C_{s5}} = \left(\frac{-I_o}{2} \right) \cdot \frac{V_M \cdot C_s \cdot \sqrt{3}}{I_o} = -\frac{V_M \cdot \sqrt{3}}{2} \quad (4.20)$$

$$v_{Cs4}(t_1) = 0 \quad (4.21)$$

Considerando o exposto na equação (4.8), obtém-se as seguintes equações (4.22)-(4.24):

$$v_{Csn}(t_2) = v_{Csn}(t_1); \rightarrow p/n = 1, 3, 4, 5; \quad (4.22)$$

$$I_{Cs3}(t_1, t_2) = I_{Cs5}(t_1, t_2) = -\frac{1}{2} \cdot I_o \quad (4.23)$$

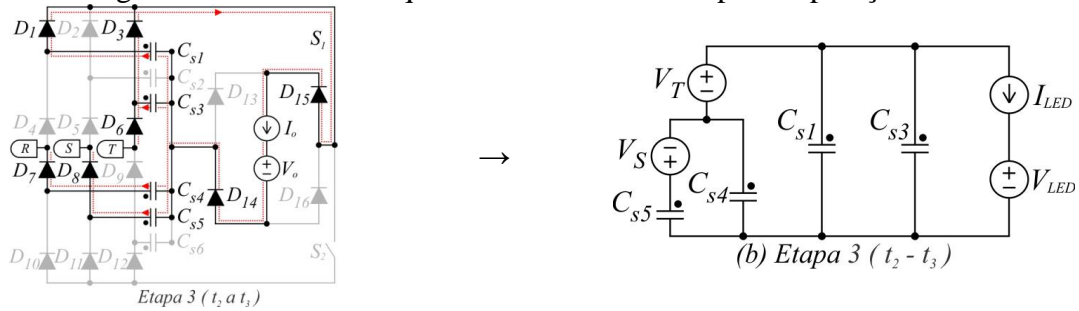
$$I_{Cs1}(t_1, t_2) = I_{Cs4}(t_1, t_2) = 0 \quad (4.24)$$

Analisando o circuito equivalente apresentado na Figura 4.15, referente a terceira etapa de operação, representado pela Figura 4.6, e considerando que os 4 capacitores estão em paralelo, obtém-se a corrente nos mesmos, em (4.25):

$$I_{Cs1}(t_2, t_3) = I_{Cs3}(t_2, t_3) = I_{Cs4}(t_2, t_3) = I_{Cs5}(t_2, t_3) = -\frac{I_o}{4} \quad (4.25)$$

No final dessa etapa, C_{s1} e C_{s3} estão totalmente descarregados, ou seja, suas tensões são iguais a zero, (4.26). De modo análogo a equação (4.19), utilizando as equações (4.17), (4.18) e (4.25), pode-se calcular a duração da etapa, em (4.27):

Figura 4.15 – Circuito equivalente da terceira etapa de operação.



FONTE: Elaborado pelo próprio autor.

$$v_{Cs1}(t_3) = v_{Cs3}(t_3) = 0 \quad (4.26)$$

$$\Delta t_{STG3}(t_2, t_3) = C_s \cdot \frac{[v_{Cs3}(t_3) - v_{Cs3}(t_2)]}{i_{Cs3}(t_2, t_3)} = \frac{2 \cdot \sqrt{3} \cdot V_M \cdot C_s}{I_o} \quad (4.27)$$

De modo análogo ao cálculo da equação (4.20), pode-se calcular a tensão em C_{s4} e C_{s5} , no final dessa etapa, nas equações (4.28) e (4.29), respectivamente.

$$v_{Cs4}(t_3) = v_{Cs4}(t_2) + \frac{I_{Cs4}(t_2, t_3) \cdot \Delta t_{STG2}}{C_s} = -\frac{V_M \cdot \sqrt{3}}{2} \quad (4.28)$$

$$v_{Cs5}(t_3) = v_{Cs5}(t_2) + \frac{I_{Cs5}(t_2, t_3) \cdot \Delta t_{STG2}(t_2, t_3)}{C_s} = -V_M \cdot \sqrt{3} \quad (4.29)$$

Considerando o exposto na equação (4.10), obtém-se (4.30):

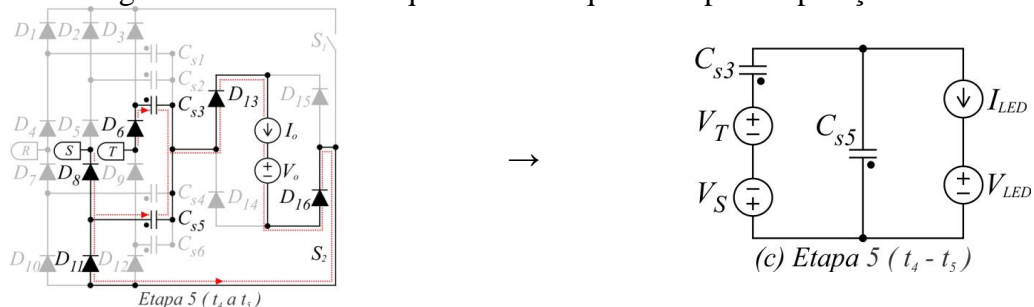
$$v_{Csn}(t_4) = v_{Csn}(t_3); \rightarrow p/n = 1,3,4,5; \quad (4.30)$$

Analisando o circuito equivalente da quinta etapa de operação, apresentado na Figura 4.16, correspondente a Figura 4.8, a corrente nos capacitores durante essa etapa, é definida em (4.31) e (4.32):

$$I_{Cs3}(t_4, t_5) = I_{Cs5}(t_4, t_5) = \frac{I_o}{2} \quad (4.31)$$

$$I_{Cs1}(t_4, t_5) = I_{Cs4}(t_4, t_5) = 0 \quad (4.32)$$

Figura 4.16 – Circuito equivalente da quinta etapa de operação



FONTE: Elaborado pelo próprio autor.

O final dessa etapa ocorre quando a tensão sobre C_{s5} é igual a tensão em C_{s4} , (4.33)

, assim, utilizando as equações (4.18), (4.30) e (4.33), pode-se determinar Δt_{STG3} em (4.34):

$$v_{Cs5}(t_5) = v_{Cs4}(t_4) = \frac{-V_M \cdot \sqrt{3}}{2} \quad (4.33)$$

$$\Delta t_{STG3}(t_4, t_5) = \frac{V_M \cdot C_s \cdot \sqrt{3}}{I_o} \rightarrow \Delta t_{STG1} \quad (4.34)$$

As tensões nos capacitores, no final dessa etapa de operação, são apresentadas nas equações (4.35)-(4.37):

$$v_{Cs1}(t_5) = v_{Cs1}(t_4) = 0 \quad (4.35)$$

$$v_{Cs3}(t_5) = v_{Cs3}(t_4) + \frac{i_{Cs3}(t_4, t_5) \cdot \Delta t_{STG3}(t_4, t_5)}{C_s} = \frac{V_M \cdot \sqrt{3}}{2} \quad (4.36)$$

$$v_{Cs4}(t_5) = v_{Cs4}(t_4) = \frac{-V_M \cdot \sqrt{3}}{2} \quad (4.37)$$

Considerando o exposto na equação (4.9), obtém-se as seguintes equações (4.38):

$$v_{Csn}(t_6) = v_{Csn}(t_5); \rightarrow p/n = 1, 3, 4, 5; \quad (4.38)$$

Analisando o circuito equivalente da sétima etapa de operação, Figura 4.13, correspondente a Figura 4.10, os capacitores $C_{s1}, C_{s3}, C_{s4}, C_{s5}$, possuem o mesmo valor de corrente, definido em (4.39):

$$I_{Cs1}(t_6, t_7) = I_{Cs3}(t_6, t_7) = I_{Cs4}(t_6, t_7) = I_{Cs5}(t_6, t_7) = \frac{I_o}{4} \quad (4.39)$$

No final dessa etapa, C_{s4} e C_{s5} estarão totalmente descarregados, ou seja, suas tensões são iguais a zero (4.40). Assim, utilizando as equações (4.18), (4.38) e (4.40), pode-se calcular a duração dessa etapa, em (4.41):

$$v_{Cs4}(t_7) = v_{Cs5}(t_7) = 0 \quad (4.40)$$

$$\Delta t_{STG4}(t_6, t_7) = \frac{2 \cdot \sqrt{3} \cdot V_M \cdot C_s}{I_o} \rightarrow \Delta t_{STG2} \quad (4.41)$$

Utilizando as equações (4.38), e (4.41), obtém-se a tensões em C_{s1} e C_{s3} , no final dessa etapa em (4.42) e (4.43):

$$v_{Cs1}(t_7) = v_{Cs1}(t_6) + \frac{i_{Cs1}(t_6, t_7) \cdot \Delta t_{STG4}(t_6, t_7)}{C_s} = \frac{V_M \cdot \sqrt{3}}{2} \quad (4.42)$$

$$v_{Cs3}(t_7) = v_{Cs3}(t_6) + \frac{i_{Cs3}(t_6, t_7) \cdot \Delta t_{STG4}(t_6, t_7)}{C_s} = V_M \cdot \sqrt{3} \quad (4.43)$$

Considerando o exposto na equação (4.11), obtém-se (4.44):

$$v_{Csn}(t_0) = v_{Csn}(t_8) = v_{Csn}(t_7); \rightarrow p/n = 1, 3, 4, 5; \quad (4.44)$$

4.2.2 Cálculo do capacitor chaveado ressonante

Utilizando o princípio da conservação de energia, pode-se calcular a potência de entrada e de saída do conversor, em um ciclo de chaveamento. Considerando que todos os capacitores SC carregam e descarregam completamente, a energia acumulada nos SCs, em um período de chaveamento, é zero. Considerando que todos os componentes são ideais e que o conversor opera com rendimento unitário, o somatório das energias de entrada e de saída dever ser zero, conforme (4.45):

$$E_R(T_s) + E_S(T_s) + E_T(T_s) + E_{LED}(T_s) = 0; \quad (4.45)$$

Analisando as etapas de operação dos circuitos equivalentes da Figura 4.12 e utilizando as equações (4.15), (4.25), (4.31) e (4.39), pode-se definir as correntes de cada fase durante um período de chaveamento, conforme as equações (4.46)-(4.48):

$$i_R(\Delta t_{STG1}) = i_R(\Delta t_{STG2}) = i_R(\Delta t_{STG3}) = i_R(\Delta t_{STG4}) = 0; \quad (4.46)$$

$$i_S(\Delta t_{STG1}) = i_S(\Delta t_{STG3}) = i_S(\Delta t_{STG4}) = \frac{-I_o}{2}; i_S(\Delta t_{STG2}) = \frac{-I_o}{4}; \quad (4.47)$$

$$i_T(\Delta t_{STG1}) = i_T(\Delta t_{STG2}) = i_T(\Delta t_{STG3}) = \frac{I_o}{2}; i_T(\Delta t_{STG4}) = \frac{I_o}{4}; \quad (4.48)$$

Assim, utilizando as equações (4.19), (4.46)-(4.48), referente a primeira etapa de operação do conversor, representada na Figura 4.14, a energia fornecida por cada fase, durante $\Delta t_{STG1}(t_0, t_1)$, é dada por (4.49)-(4.51):

$$E_R(\Delta t_{STG1}) = v_R \cdot i_S(\Delta t_{STG1}) \cdot \Delta t_{STG1} = 0 \quad (4.49)$$

$$E_S(\Delta t_{STG1}) = v_S \cdot i_S(\Delta t_{STG1}) \cdot \Delta t_{STG1} = \frac{3 \cdot C_s \cdot V_M^2}{4} \quad (4.50)$$

$$E_T(\Delta t_{STG1}) = v_T \cdot i_T(\Delta t_{STG1}) \cdot \Delta t_{STG1} = \frac{3 \cdot C_s \cdot V_M^2}{4} \quad (4.51)$$

Semelhante ao cálculo apresentado para as equações (4.49)-(4.51), pode-se calcular a energia fornecida por cada fase durante os intervalos de tempo $\Delta t_{STG2}(t_2, t_3)$, $\Delta t_{STG3}(t_4, t_5)$ e $\Delta t_{STG4}(t_6, t_7)$, conforme descrito nas equações (4.52)-(4.54):

$$E_R(\Delta t_{STG2}) = E_R(\Delta t_{STG3}) = E_R(\Delta t_{STG4}) = 0 \quad (4.52)$$

$$E_S(\Delta t_{STG2}) = E_S(\Delta t_{STG3}) = E_T(\Delta t_{STG3}) = E_T(\Delta t_{STG4}) = \frac{3.C_s.V_M^2}{4} \quad (4.53)$$

$$E_T(\Delta t_{STG2}) = E_S(\Delta t_{STG4}) = \frac{3.C_s.V_M^2}{2} \quad (4.54)$$

Considerando que os LEDs possuem tensão e corrente constante na saída, pode-se calcular a energia consumida pelos LEDs, durante um período de chaveamento em (4.55):

$$E_{LED}(T_s) = Pot_{LED}.T_s = V_o.I_o.T_s \quad (4.55)$$

Sabendo que o somatório das energias dever ser zero, considerando um rendimento unitário, faz-se o somatório das equações (4.49)-(4.55), o valor máximo do capacitor chaveado é obtido, em função de I_o , da tensão de saída, do período, e da máxima tensão de entrada, conforme mostrado na equação (4.56):

$$C_s = \frac{2.V_o.I_o.T_s}{15.V_M^2} \quad (4.56)$$

Isolando V_o e I_o em (4.56), a potência de saída é fornecida por (4.57). Na equação (4.57) é mostrado que o conversor fornece potência de saída contínua. Além disso, a energia transferida para a carga dos LEDs não depende da corrente e da tensão através dela (SANTOS FILHO et al., 2014c). Considerando que a tensão V_M é constante, a corrente de saída também é praticamente constante. Os LEDs apresentam característica de fonte de tensão, logo a tensão de saída do conversor é praticamente constante e não varia significativamente com a temperatura.

$$Pot_{LED} = \frac{15.V_M^2.C_s.f_s}{2} \quad (4.57)$$

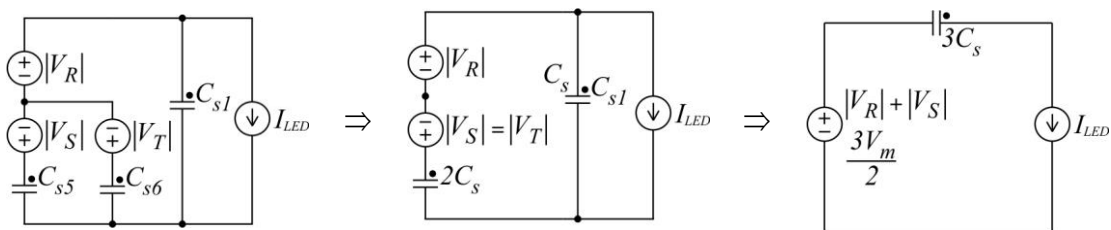
4.2.3 Condição de operação do conversor

Os capacitores chaveados devem carregar e descarregar completamente dentro de um período de comutação para que o conversor opere com correção do fator de potência e para que os interruptores desliguem com corrente nula. Este intervalo de tempo entre a carga e descarga dos capacitores chaveados é proporcional ao valor instantâneo de tensão nas

respectivas tensões de fase. Assim, o tempo de carga e descarga desses capacitores será máximo no pico da tensão de uma das fases do sistema trifásico.

Considerando t_p o instante em que $v_R(t_p) = V_M$, tem-se $v_S(t_p) = v_T(t_p) = -V_M/2$, assim, a primeira e a segunda etapa de operação se resumem em uma única etapa de operação, devido que a diferença de tensão sobre dois capacitores é igual. Como as tensões em duas fases são iguais e sem defasagem, não há diferença de potencial, conseqüentemente não há passagem de corrente, assim a terceira etapa de operação também pode ser suprimida, resumindo a operação do conversor em apenas duas etapas de operação. Na Figura 4.17 é mostrado o circuito equivalente de uma etapa quando o interruptor S1 está ligado. A capacitância equivalente resultante dos capacitores chaveados é representada por C_{Seqp} , cujo valor é $3 \cdot C_S$. A saída do conversor foi considerada como uma fonte de corrente ideal para simplificar o equacionamento.

Figura 4.17 – Circuito equivalente do conversor no instante t_p .



FONTE: Elaborado pelo próprio autor.

Analisando o circuito da Figura 4.17, tem-se (4.58), onde $v_{C_{Seqp}}(t)$ e $i_{C_{Seqp}}(t)$ representam a tensão e a corrente do capacitor equivalente C_{Seqp} :

$$i_{C_{Seqp}}(t) = I_o = 3 \cdot C_S \cdot \frac{dv_{C_{Seqp}}(t)}{dt} \quad (4.58)$$

Resolvendo (4.58), obtém-se (4.59):

$$v_{C_{Seqp}}(t) = \frac{1}{3} \cdot \frac{I_o}{C_S} \cdot t \quad (4.59)$$

No instante t_{p1} , a primeira etapa de operação do conversor se encerra e os capacitores chaveados estão totalmente carregados. Logo, a tensão sobre C_{Seqp} em t_{p1} é igual a $\frac{3}{2} \cdot V_M$. Assim, obtém-se (4.60) a partir de (4.59):

$$\frac{3}{2} \cdot V_M = \frac{1}{3} \cdot \frac{I_o}{C_S} \cdot t_{p1} \quad (4.60)$$

Isolando t_{p1} em (4.60), obtém-se (4.61):

$$t_{p1} = \frac{9}{2} \cdot \frac{V_M \cdot C_S}{I_o} \quad (4.61)$$

Para que o conversor opere com correção do fator de potência e para que os interruptores controlados desliguem sob condição ZCS, os capacitores chaveados devem carregar completamente antes que o interruptor S1 desligue. Logo, a condição dada em (4.62) deve ser satisfeita.

$$t_{p1} < \frac{T_s}{2} \quad (4.62)$$

Substituindo (4.61) em (4.62), obtém-se (4.63):

$$\frac{9}{2} \cdot \frac{V_M \cdot C_S}{I_o} \leq \frac{T_s}{2} \quad (4.63)$$

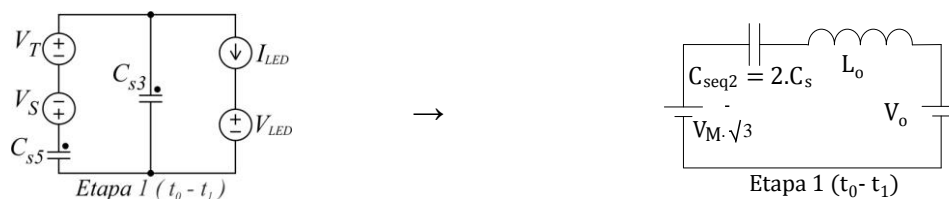
Aplicando (4.56) em (4.63), obtém-se a condição de operação do conversor com correção do fator de potência e com bloqueio dos interruptores controlados com corrente nula, que é dada pela inequação (4.64):

$$V_o \leq \frac{15}{18} \cdot V_M \quad (4.64)$$

4.2.4 Cálculo do filtro de saída

O cálculo da indutância L_o deve ser realizado no instante em que ocorre a maior ondulação de corrente. A corrente de pico em L_o , I_{Lopk} , ocorre quando o valor da tensão de duas fases quaisquer são iguais em módulo, mas em direções opostas, que coincide com o instante em que a terceira fase cruza o zero, por exemplo, o instante apresentado na equação (4.4)-(4.7). A frequência de ressonância ω_o deve ser maior que a frequência de comutação f_s , para habilitar que o *driver* proposto opere sob ZCS (MARTÍNEZ; ALONSO, 2015). Na Figura 4.18 é apresentado o circuito simplificado do primeiro estágio operacional, baseado no circuito resultando em um circuito LC de segunda ordem.

Figura 4.18 – Circuito equivalente simplificado da primeira etapa de operação



FONTE: Elaborado pelo próprio autor.

A frequência de ressonância do circuito ω_{o1} pode ser determinada por (4.65).

$$\omega_{o1} = \left(\sqrt{\frac{1}{L_o \cdot C_{seq1}}} \right) = \left(\sqrt{\frac{1}{2 \cdot L_o \cdot C_s}} \right) \quad (4.65)$$

Ao analisar o circuito descrito na Figura 4.18, as equações (4.66)-(4.68) podem ser obtidas, onde $I_{Lo\min}$ é a corrente mínima através de L_o , além disso, as condições iniciais para a equação diferencial em (4.66) são $v_{Cseq1}(t_0^-) = 0$ e $i_{L_o}(t_0^-) = I_{Lo\min}$.

$$\sqrt{3} \cdot V_M = L_o \cdot C_{seq1} \frac{d^2 \cdot v_{Cseq1}(t)}{dt^2} + v_{Cseq1}(t) + V_o \quad (4.66)$$

$$v_{Cseq1}(t) = -(\sqrt{3} \cdot V_M - V_o) \cdot \cos(\omega_{o1} \cdot t) + I_{Lo\min} \cdot \sqrt{\frac{L_o}{C_{seq1}}} \cdot \text{sen}(\omega_{o1} \cdot t) + (\sqrt{3} \cdot V_M - V_o) \quad (4.67)$$

$$i_{L_o1}(t) = \sqrt{\frac{C_{seq1}}{L_o}} \cdot (\sqrt{3} \cdot V_M - V_o) \cdot \text{sen}(\omega_{o1} \cdot t) + I_{Lo\min} \cdot \cos(\omega_{o1} \cdot t) \quad (4.68)$$

No instante $t = t_a$, esta etapa de operação se encerra, a tensão sobre o capacitor equivalente no fim dessa etapa pode ser definida em (4.69). Substituindo (4.69) em (4.67), obtém-se a equação (4.70). Isolando t_a em (4.70), pode se obter o valor de t_a em (4.71).

$$v_{Cseq1}(t_a) = \frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2} \quad (4.69)$$

$$\frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2} = -(\sqrt{3} \cdot V_M - V_o) \cdot \cos(\omega_{o1} \cdot t_a) + I_{Lo\min} \cdot \sqrt{\frac{L_o}{C_{seq1}}} \cdot \text{sen}(\omega_{o1} \cdot t_a) + (\sqrt{3} \cdot V_M - V_o) \quad (4.70)$$

$$t_a = \frac{\arccos\left(\frac{-c_1}{d_1}\right) + \arctan\left(\frac{a_1}{b_1}\right)}{\omega_{o1}} \quad (4.71)$$

Onde:

$$a_1 = I_{Lo\min} \cdot \sqrt{\frac{L_o}{C_{seq1}}} \quad (4.72)$$

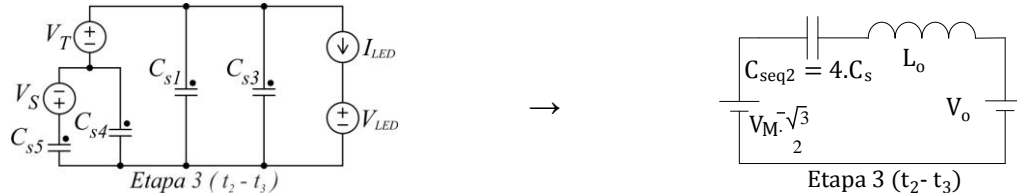
$$b_1 = V_o - \sqrt{3} \cdot V_M \quad (4.73)$$

$$c_1 = \frac{2 \cdot V_o - \sqrt{3} \cdot V_M}{2} \quad (4.74)$$

$$d_1 = \sqrt{a_1^2 + b_1^2} \quad (4.75)$$

Na Figura 4.19 é apresentado o circuito simplificado da etapa 3, baseado no circuito da Figura 4.15.

Figura 4.19 – Circuito equivalente simplificado da terceira etapa de operação



FONTE: Elaborado pelo próprio autor.

A frequência de ressonância do circuito ω_{o2} pode ser determinada por (4.76).

$$\omega_{o2} = \left(\sqrt{\frac{1}{L_o \cdot C_{seq2}}} \right) = \left(\sqrt{\frac{1}{4 \cdot L_o \cdot C_s}} \right) \quad (4.76)$$

Ao analisar o circuito da Figura 4.19, as equações (4.77)-(4.79) podem ser obtidas, onde $I_{Lo1}(t_a)$ é a corrente mínima através de L_o no instante t_a , e além disso, as condições iniciais para a equação diferencial em (4.77) são $v_{Cseq1}(t_a) = v_{Cs3}(t_a) = V_M \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}$.

$$V_M \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} = L_o \cdot C_{seq2} \cdot \frac{d^2 \cdot v_{Cseq2}(t)}{dt^2} + v_{Cseq2}(t) + V_o \quad (4.77)$$

$$v_{Cseq2}(t) = -(\sqrt{3} \cdot V_M - V_o) \cdot \cos(\omega_{o2} \cdot (t - t_a)) + I_{Lo1}(t_a) \cdot \sqrt{\frac{L_o}{C_{seq2}}} \cdot \text{sen}(\omega_{o2} \cdot (t - t_a)) + \left(\frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot V_M - V_o}{2} \right) \quad (4.78)$$

$$i_{Lo2}(t) = \sqrt{\frac{C_{seq2}}{L_o}} \cdot (V_M \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} - V_o) \cdot \text{sen}(\omega_{o2} \cdot (t - t_a)) + I_{Lo1}(t_a) \cdot \cos(\omega_{o2} \cdot (t - t_a)) \quad (4.79)$$

Seja t_{pk} o instante em que a corrente através do indutor de saída L_o atinge o seu valor máximo, $I_{Lo\max}$, e utilizando a equação (4.79), pode-se encontrar o valor de t_{pk} na equação (4.80).

$$t_{pk} = \frac{\arccos\left(\frac{-c_2}{d_2}\right) + \arctan\left(\frac{a_2}{b_2}\right)}{\omega_{o2}} \quad (4.80)$$

Onde:

$$a_2 = \sqrt{\frac{L_o}{C_{seq2}}} \cdot I_{Lo1}(t_a) \quad (4.81)$$

$$b_2 = \sqrt{3} \cdot V_M - V_o \quad (4.82)$$

$$c_2 = -\frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2} \quad (4.83)$$

$$d_2 = \sqrt{a_2^2 + b_2^2} \quad (4.84)$$

No instante $t = t_b$, esta etapa de operação se encerra, a tensão sobre o capacitor no fim dessa etapa pode ser definida em (4.85). Substituindo (4.85) em (4.78), obtém-se a equação (4.86). Isolando t_b em (4.86), obtém-se o valor de t_b em (4.87).

$$v_{C_{seq2}}(t_b) = \sqrt{3} \cdot V_M \quad (4.85)$$

$$\sqrt{3} \cdot V_M = -(\sqrt{3} \cdot V_M - V_o) \cdot \cos(\omega_{o2} \cdot (t - t_a)) + I_{Lo1}(t_a) \cdot \sqrt{\frac{L_o}{C_{seq2}}} \cdot \text{sen}(\omega_{o2} \cdot (t - t_a)) + \left(\frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot V_M}{2} - V_o\right) \quad (4.86)$$

$$t_b = \frac{\arccos\left(\frac{-c_3}{d_3}\right) + \arctan\left(\frac{a_3}{b_3}\right)}{\omega_{o2}} + t_a \quad (4.87)$$

Onde:

$$a_3 = \sqrt{\frac{L_o}{C_{seq2}}} \cdot I_{Lo1}(t_a) \quad (4.88)$$

$$b_3 = \sqrt{3} \cdot V_M - V_o \quad (4.89)$$

$$c_3 = -\frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2} + V_o \quad (4.90)$$

$$d_2 = \sqrt{a_2^2 + b_2^2} \quad (4.91)$$

A etapa de descarga do indutor L_o é análoga a quarta etapa de operação do conversor apresentada anteriormente. Desta forma, a corrente no indutor L_o durante a sua descarga linear, $i_{Lo3}(t)$, é dada por (4.92):

$$i_{Lo3}(t) = i_{Lo2}(t_b) - \frac{V_o}{L_o} \cdot (t - t_b) \quad (4.92)$$

Isolando L_o em (4.92), a indutância de saída por ser determinada por (4.93). Entretanto, o cálculo de L_o depende do valor de $(t_a + t_b)$, que depende do valor de L_o . A aplicação de (4.71) e (4.87) em (4.93) resulta em uma equação sem solução analítica. Assim, o valor de L_o pode ser determinado através de um método numérico.

$$L_o = \frac{\left(\frac{1}{2 \cdot f_s} - (t_a + t_b) \right) \cdot V_o}{i_{Lo2}(t_b) - I_{Lo\min1}} \quad (4.93)$$

Este método consiste em fixar uma ondulação de corrente no indutor L_o , Δi_{L_o} , e um valor inicial de indutância. Assim, o valor mínimo de corrente no indutor L_o , $I_{Lo\min}$, pode ser aproximado por (4.94), em A. Em seguida, calcula-se o valor máximo de corrente no indutor L_o , I_{Lpk} , substituindo o valor de t_{pk} em (4.80) e recalcula-se o valor de Δi_{L_o} através de (4.95). O valor de L_o é incrementado até que a ondulação de corrente fixada seja atendida.

$$I_{Lo\min} = I_o - \frac{\Delta i_{L_o}}{2} \quad (4.94)$$

$$\Delta i_{L_o} = I_{Lpk} - I_{Lo\min1} \quad (4.95)$$

4.2.5 Cálculo da capacitância de saída C_o

O cálculo da capacitância de saída, C_o , é realizado em função da resistência série intrínseca do LED, R_{LED} (LOGIC, 2013). Considerando uma ondulação percentual de corrente no LED, $\Delta i_{LED\%}$, a capacitância de saída C_o pode ser determinada através de (4.96), em F, que é apresentada por (SÁ JR., 2010), onde η_L é a quantidade de módulos de LEDs em série.

$$C_o = \frac{2}{3 \cdot \Delta i_{LED\%} \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_s) \cdot (\eta_L \cdot R_{LED})} \quad (4.96)$$

4.3 Expressões básicas em um período de comutação

Através do equacionamento realizado a partir da análise das etapas de operação, é possível encontrar as expressões básicas de tensão e corrente em função do tempo para um período de comutação nos principais elementos do conversor trifásico SC. As expressões são válidas para o intervalo onde $|v_{SN}| > |v_{TN}| > |v_{RN}|$ e $v_{SN} < 0$. A corrente no capacitor chaveado C_{s1} ,

$i_{Cs1}(t)$, e a corrente no capacitor chaveado C_{s4} , $i_{Cs4}(t)$, em um período de comutação, pode ser encontrada através de (4.97):

$$i_{Cs1}(t) = i_{Cs4}(t) = \begin{cases} 0 \rightarrow 0 \leq t \leq t_2 \\ \frac{-I_o}{4} \rightarrow t_2 \leq t \leq t_3 \\ 0 \rightarrow t_3 \leq t \leq t_6 \\ \frac{I_o}{4} \rightarrow t_6 \leq t \leq t_7 \\ 0 \rightarrow t_7 \leq t \leq t_8 \end{cases} \quad (4.97)$$

A corrente no capacitor chaveado C_{s3} , $i_{Cs3}(t)$, e a corrente no capacitor chaveado C_{s5} , $i_{Cs5}(t)$, em um período de comutação, pode ser encontrada através de (4.98):

$$i_{Cs3}(t) = i_{Cs5}(t) = \begin{cases} \frac{-I_o}{2} \rightarrow 0 \leq t \leq t_2 \\ \frac{-I_o}{4} \rightarrow t_2 \leq t \leq t_3 \\ 0 \rightarrow t_3 \leq t \leq t_4 \\ \frac{I_o}{2} \rightarrow t_4 \leq t \leq t_6 \\ \frac{I_o}{4} \rightarrow t_6 \leq t \leq t_7 \\ 0 \rightarrow t_7 \leq t \leq t_8 \end{cases} \quad (4.98)$$

A tensão sobre o capacitor chaveado C_{s1} , $v_{Cs1}(t)$, em um período de comutação, pode ser encontrada através de (4.99):

$$v_{Cs1}(t) = \begin{cases} |V_s| = \frac{V_M \cdot \sqrt{3}}{2} \rightarrow 0 \leq t \leq t_2 \\ |V_s| + \frac{1}{C_s} \int_{t_2}^t i_{Cs1}(t) dt \rightarrow t_2 \leq t \leq t_4 \\ 0 \rightarrow t_4 \leq t \leq t_6 \\ \frac{1}{C_s} \int_{t_6}^t i_{Cs1}(t) dt \rightarrow t_6 \leq t \leq t_8 \end{cases} \quad (4.99)$$

A tensão sobre o capacitor chaveado C_{s3} , $v_{Cs3}(t)$, em um período de comutação, pode ser encontrada através de (4.100):

$$v_{C_{S3}}(t) = \begin{cases} |V_T| + |V_S| + \frac{1}{C_S} \int_0^t i_{C_{S3}}(t) dt = V_M \cdot \sqrt{3} + \frac{1}{C_S} \int_0^t i_{C_{S3}}(t) dt \rightarrow 0 \leq t \leq t_2 \\ |V_S| + \frac{1}{C_S} \int_{t_2}^t i_{C_{S3}}(t) dt = \frac{V_M \cdot \sqrt{3}}{2} + \frac{1}{C_S} \int_{t_2}^t i_{C_{S3}}(t) dt \rightarrow t_2 \leq t \leq t_4 \\ \frac{1}{C_S} \int_{t_4}^t i_{C_{S3}}(t) dt \rightarrow t_4 \leq t \leq t_6 \\ |V_S| + \frac{1}{C_S} \int_{t_6}^t i_{C_{S3}}(t) dt = \frac{V_M \cdot \sqrt{3}}{2} + \frac{1}{C_S} \int_{t_6}^t i_{C_{S3}}(t) dt \rightarrow t_6 \leq t \leq t_8 \end{cases} \quad (4.100)$$

A tensão sobre o capacitor chaveado C_{S4} , $v_{C_{S4}}(t)$, em um período de comutação, pode ser encontrada através de (4.101):

$$v_{C_{S4}}(t) = \begin{cases} 0 \rightarrow 0 \leq t \leq t_2 \\ \frac{1}{C_S} \int_{t_2}^t i_{C_{S4}}(t) dt \rightarrow t_2 \leq t \leq t_4 \\ V_S \rightarrow t_4 \leq t \leq t_6 \\ V_S + \frac{1}{C_S} \int_{t_6}^t i_{C_{S4}}(t) dt \rightarrow t_6 \leq t \leq t_8 \end{cases} \quad (4.101)$$

A tensão sobre o capacitor chaveado C_{S5} , $v_{C_{S5}}(t)$, em um período de comutação, pode ser encontrada através de (4.102):

$$v_{C_{S5}}(t) = \begin{cases} \frac{1}{C_S} \int_0^t i_{C_{S5}}(t) dt \rightarrow 0 \leq t \leq t_2 \\ V_S + \frac{1}{C_S} \int_{t_2}^t i_{C_{S5}}(t) dt = \frac{-V_M \cdot \sqrt{3}}{2} + \frac{1}{C_S} \int_{t_2}^t i_{C_{S5}}(t) dt \rightarrow t_2 \leq t \leq t_4 \\ -(|V_T|) + V_S + \frac{1}{C_S} \int_{t_4}^t i_{C_{S3}}(t) dt \rightarrow t_4 \leq t \leq t_6 \\ V_S + \frac{1}{C_S} \int_{t_6}^t i_{C_{S5}}(t) dt = \frac{-V_M \cdot \sqrt{3}}{2} + \frac{1}{C_S} \int_{t_6}^t i_{C_{S5}}(t) dt \rightarrow t_6 \leq t \leq t_8 \end{cases} \quad (4.102)$$

A corrente no indutor de saída L_o , $i_{L_o}(t)$, em um período de comutação, pode ser determinada através de (4.103):

$$i_{L_o}(t) = \begin{cases} i_{L_{o1}}(t) \rightarrow 0 \leq t \leq t_a \\ i_{L_{o2}}(t - t_a) \rightarrow t_a \leq t \leq t_a + t_b \\ i_{L_{o3}}(t - t_b) \rightarrow t_a + t_b \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ i_{L_{o1}}\left(t - \frac{T_s}{2}\right) \rightarrow \frac{T_s}{2} \leq t \leq t_a + \frac{T_s}{2} \\ i_{L_{o2}}\left(t - t_a - \frac{T_s}{2}\right) \rightarrow t_a + \frac{T_s}{2} \leq t \leq t_a + t_b + \frac{T_s}{2} \\ i_{L_{o3}}\left(t - t_b - \frac{T_s}{2}\right) \rightarrow t_a + t_b + \frac{T_s}{2} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (4.103)$$

A tensão sobre o indutor de saída L_o , $i_{L_o}(t)$, em um período de comutação, pode ser determinada através de (4.104):

$$v_{L_o}(t) = \begin{cases} |v_{Cs3}(t)| - V_o \rightarrow 0 \leq t \leq t_3 \\ -V_o \rightarrow t_3 \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ |v_{Cs5}(t)| - V_o \rightarrow \frac{T_s}{2} \leq t \leq t_7 \\ -V_o \rightarrow t_7 \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (4.104)$$

A corrente no interruptor S_1 , $i_{S1}(t)$, em um período de comutação, pode ser determinada através de (4.105):

$$i_{S1}(t) = \begin{cases} |i_{Cs1}(t)| + |i_{Cs3}(t)| + |i_{Cs4}(t)| + |i_{Cs5}(t)| \rightarrow 0 \leq t \leq t_4 \\ 0 \rightarrow t_4 \leq t \leq t_8 \end{cases} \quad (4.105)$$

A corrente no interruptor S_2 , $i_{S2}(t)$, em um período de comutação, pode ser determinada através de (4.106):

$$i_{S2}(t) = \begin{cases} 0 \rightarrow 0 \leq t \leq t_4 \\ |i_{Cs1}(t)| + |i_{Cs3}(t)| + |i_{Cs4}(t)| + |i_{Cs5}(t)| \rightarrow t_4 \leq t \leq t_8 \end{cases} \quad (4.106)$$

Na Tabela 4.1 é mostrado os principais parâmetros para projetar o conversor trifásico com capacitor chaveado para LEDs de potência, conforme demonstrado no Apêndice E.

Tabela 4.1 – Principais parâmetros de projeto.

Tensão máxima nos interruptores controlados	540	V
Corrente eficaz nos interruptores controlados	0,97	A
Tensão máxima nos diodos (D ₁ -D ₁₂)	540	V

Corrente máxima nos diodos (D ₁ -D ₁₂)	3	A
Corrente média nos diodos (D ₁ -D ₁₂)	0,18	A
Tensão máxima nos diodos (D ₁₃ -D ₁₆)	540	V
Corrente máxima nos diodos (D ₁₃ -D ₁₆)	2,26	A
Corrente média nos diodos (D ₁₃ -D ₁₆)	0,7	A
Tensão máxima nos capacitores chaveados	540	V
Corrente eficaz nos capacitores chaveados	0,34	A

FONTE: Elaborado pelo próprio autor.

4.4 Projeto do Conversor Trifásico RSC para LEDs de Potência em Malha Aberta

Nesta seção é realizado o projeto do conversor trifásico com capacitor chaveado para LEDs de potência em malha aberta. O conversor é dimensionado com base no equacionamento apresentado na seção anterior. Além disso, os resultados experimentais de um protótipo de 216 W são apresentados para validar a proposta. Os resultados experimentais também são analisados e comparados com os obtidos no dimensionamento.

4.4.1 Dimensionamento do conversor trifásico RSC para LEDs em malha aberta

A Tabela 4.2 mostra os parâmetros utilizados no dimensionamento do conversor trifásico com capacitor chaveado para LEDs de potência. O conversor é projetado para alimentar quatro LEDs COB, modelo 10E30JY50WW, associados em série. Cada LED COB possui uma resistência série (R_{LED}) de 2,48 Ω , uma tensão direta (V_{LED}) de 26,59 V e opera com uma corrente nominal de 1,75 A. Assim, a tensão de saída é calculada a partir de (4.107):

$$V_o = \eta_L \cdot (V_{LED} + R_{LED} \cdot I_o) = 4 \cdot (26,59 + 2,48 \cdot 1,75) = 123,72 \text{ V} \quad (4.107)$$

Tabela 4.2 – Parâmetros utilizados no equacionamento para validação do conversor.

Tensão de entrada eficaz para cada fase (V_{in_rms})	220	V
Frequência da rede (f_r)	60	Hz
Frequência de comutação (f_s)	100	kHz
Corrente de saída (I_o)	1,75	A
Tensão direta no LED (V_{LED})	26,59	V
Resistência intrínseca no LED (R_{LED})	2,48	Ω
Quantidade de módulos de LEDs COB em série (η_L)	4	

FONTE: Elaborado pelo próprio autor.

A potência de saída pode ser determinada através de (4.108):

$$P_o = V_o \cdot I_o = 123,72 \cdot 1,75 = 216,51 \text{ W} \quad (4.108)$$

Considerando um rendimento inicial de 90%, o valor do capacitor chaveado é calculado através de (4.109):

$$C_s = \frac{2 \cdot V_o \cdot I_o \cdot T_s}{15 \cdot V_M^2 \cdot \eta} = \frac{2 \cdot 126,52 \cdot 1,75 \cdot 10^{-5}}{15 \cdot (220 \cdot \sqrt{2})^2 \cdot 0,9} = 3,389 \text{ nF} \quad (4.109)$$

O indutor L_o é projetado para operar com uma alta ondulação de corrente para reduzir o seu volume. Assim, definiu-se uma ondulação de corrente de 0,7 A (40%), para o melhor aproveitamento do núcleo. A corrente mínima no indutor L_o pode ser calculada através de (4.110):

$$I_{L_{\min}} = I_o - \frac{\Delta i_{L_o}}{2} = 1,75 - \frac{0,7}{2} = 1,4 \text{ A} \quad (4.110)$$

Com a ondulação de corrente definida e a corrente mínima no indutor L_o calculada, pode-se iniciar o algoritmo para o cálculo da indutância L_o . Foi obtido um valor de 422 μH e adotou-se um valor de 450 μH para o indutor de saída L_o . Para a implementação deste indutor foi utilizado o núcleo EE3007 fabricado pela Thornton. O projeto físico do indutor L_o está disponível no Apêndice F.

Considerando uma ondulação percentual de corrente no LED de 10%, a capacitância de saída é calculada através de (4.111):

$$C_o = \frac{2 \cdot T_s}{3 \cdot \Delta i_{LED\%} \cdot 2 \cdot \pi \cdot n \cdot R_{LED}} = \frac{2 \cdot 10^{-5}}{3 \cdot 0,1 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 4 \cdot 2,48} = 1,07 \text{ uF} \quad (4.111)$$

O capacitor de saída C_o é projetado para operar em altas frequências, quatro capacitores de cerâmica multicamada com a especificação de 10 μF / 50V cada, foram utilizados no conversor. Os capacitores mencionados têm suas capacitâncias diminuídas a medida que a tensão através deles aumenta. Duas matrizes de 2 capacitores são conectadas em série, resultando em uma capacitância equivalente a 2,5 μF . Considerando que a capacitância equivalente é reduzida em cerca de 50% devido à tensão aplicada, a capacitância equivalente total é de $C_o = 1,25 \text{ uF}$.

Um filtro passa-baixa LC de entrada é inserido para minimizar os níveis de EMI. O ciclo de trabalho do *driver* é 0,5 e a frequência de comutação pode variar de 25 a 100 kHz com o objetivo de obter a dimerização do LED. Os interruptores controlados S1 e S2 são desligados na condição ZCS. O MOSFET SPA11N80C3 foi selecionado com o objetivo de baixo custo,

onde $RDS_{(on)} = 0,45 \Omega$ e $C_{oss} = 65 \text{ pF}$. S1 e S2 são controlados por um *driver* de *bootstrap*, IR21844. O capacitor de barramento C_f é adicionado para evitar potencial sobretensão nos comutadores controlados. A capacitância C_f é representada por dois capacitores de polipropileno (C_{f1} , C_{f2}) classificados em 220 nF (B32694) e 100 nF (B32693). Além disso, apenas um diodo SiC, D_{17} , foi utilizado em paralelo com os diodos D_{13} - D_{16} para atuar como diodo de roda livre quando L_o descarregar. Como a tensão direta em D_{17} é menor que a tensão em dois diodos conectados em série, o diodo SiC (Carbeto de Silício) será polarizado primeiro. Assim, é possível minimizar as perdas de condução, considerando que a corrente flui através de menos componentes. As especificações do projeto do *driver* RSC trifásico são mostradas na Tabela 4.3. O projeto físico dos indutores do filtro de entrada está disponível no Apêndice G.

Tabela 4.3 – Componentes do Projeto.

Símbolo	Componentes	Especificação
$L_{in1} - L_{in3}$	Indutores de filtro	10 mH / 205 voltas / AWG 27 / 0.45 mm / núcleo EE28
$C_{in1} - C_{in3}$	Capacitores de filtro	33 nF / 630 V – B32612
$C_{s1} - C_{s6}$	Capacitores comutados ressonantes	3.3 nF / 1k2 V – B32692
$D_1 - D_{12}$	Diodos de entrada	US2MA / 2 A / 1000 V
$D_{13} - D_{16}$	Diodos de saída	US2MA / 2 A / 1000 V
D_{17}	Diodo SiC	CSD02060A / 2 A / 600 V
L_o	Indutor de filtro de saída	450 μ H / 56 voltas / AWG 26 / 5 0.53 mm / núcleo EE300
C_o	Capacitores de filtro de saída	4 x 10 uF / 50 V (MLCC – 1206) C5750X7S2A106M230KE
C_f	Capacitores do barramento	220 nF / 630 V - B32694 100 nF / 630 V - B32693
$S_1 - S_2$	Chaves Controladas	SPA11N80C3
Carga	COB LEDs	4 x 10E30JY50WW

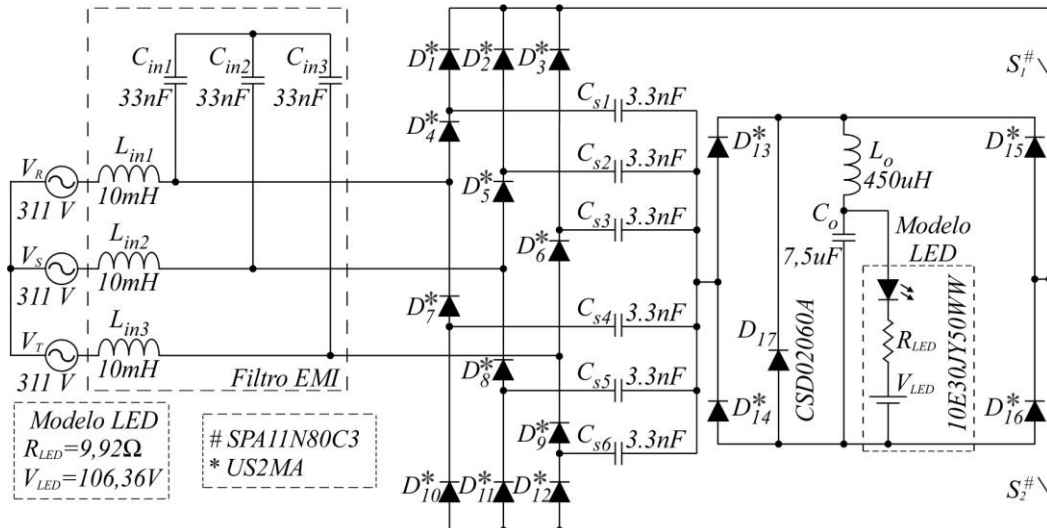
FONTE: Elaborado pelo próprio autor.

4.5 Resultados experimentais do conversor operando em malha aberta

Na Figura 4.20 é mostrado o circuito de potência do conversor trifásico SC implementado. Dois capacitores (C_f) de filme de polipropileno de 220 nF/630 V(B32694) e 100 nF/630 V(B32693) foram adicionados para evitar possíveis sobretensões nos MOSFETs devido às indutâncias parasitas que podem surgir nas trilhas da placa de circuito. O diodo D_{17}

é um diodo SiC que foi adicionado em paralelo com os diodos da ponte retificadora para reduzir as perdas por condução e por comutação.

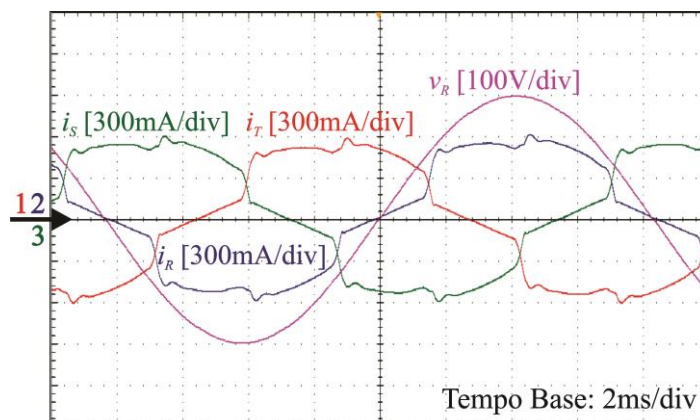
Figura 4.20 – Circuito de potência do conversor trifásico SC.



FONTE: Elaborado pelo próprio autor.

A Figura 4.21 apresenta a tensão de entrada e a corrente de entrada nas fases R , S e T , na condição de carga nominal. O conversor apresentou um fator de potência de 0,993 e uma distorção harmônica total (THD – *Total Harmonic Distortion*) de 14,1%. Além disso, os valores rms de corrente e tensão na fase R são 330 mA e 219,9 V, respectivamente. A Figura 4.22 mostra a tensão máxima no RSC e a corrente através do LED tem uma baixa ondulação por um período da tensão da rede. A tensão máxima no capacitor comutado representa a tensão máxima no barramento e consequentemente a tensão máxima nos interruptores controlados.

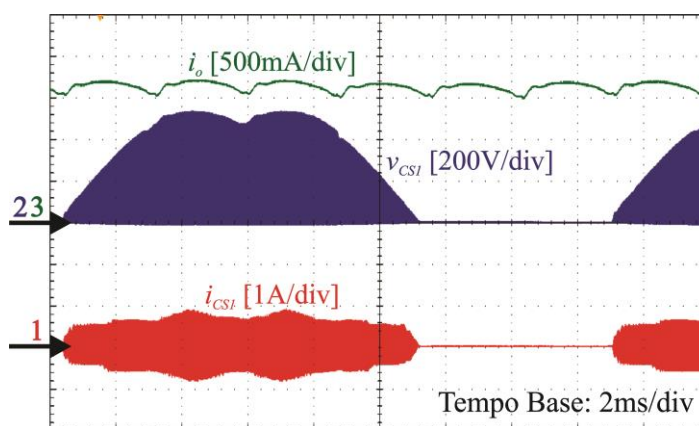
Figura 4.21 – Tensão de entrada (v_R) e correntes de entrada (i_R , i_S , i_T).



FONTE: Elaborado pelo próprio autor.

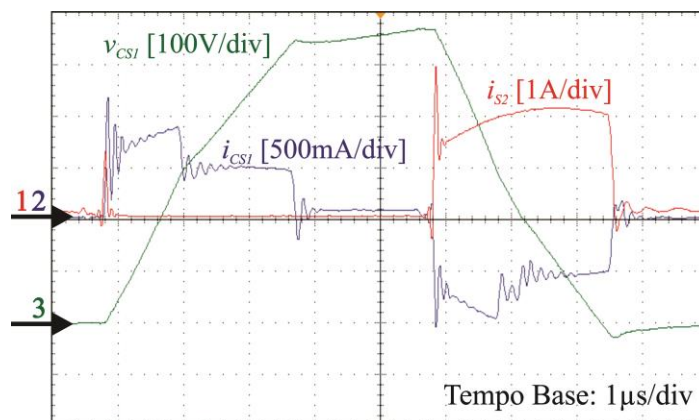
Na Figura 4.23, a corrente através do RSC possui dois níveis, como apresentado anteriormente na discussão deste trabalho, validando a consideração que resultou nos circuitos da Figura 4.13 a Figura 4.16 e os capacitores são totalmente carregados e descarregados durante um período de comutação, habilitando assim o PFC. Ainda na Figura 4.23, o interruptor controlado desliga nas condições do ZCS, reduzindo as perdas de comutação e aumentando a eficiência do conversor. A dimerização do LED é possibilitada variando apenas a frequência de comutação. A tensão no capacitor comutado é demonstrada durante um período de comutação na Figura 4.23. Este período de comutação corresponde ao momento em que o capacitor comutado é carregado com a tensão máxima do barramento. Pode-se observar que a tensão no capacitor comutado é inferior a 600 V, portanto, pode-se dizer que o conversor opera com tensões reduzidas nos interruptores controlados.

Figura 4.22 – Tensão (v_{CS1}) e corrente (i_{CS1}) em C_{S1} , e corrente na saída (i_o).



FONTE: Elaborado pelo próprio autor.

Figura 4.23 – Tensão (v_{CS1}) e corrente (i_{CS1}) em C_{S1} , e corrente na chave (i_{S2}).

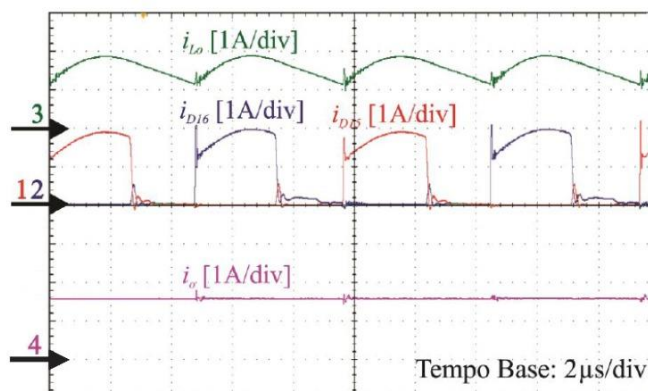


FONTE: Elaborado pelo próprio autor.

A Figura 4.24 mostra as correntes através de dois diodos da ponte retificadora de saída, a corrente através de L_o e a corrente através do LED. Observa-se que o indutor opera no

MCC, os diodos operam complementarmente e param de conduzir devido à polarização direta do diodo SiC, o que possibilita reduzir as perdas do conversor.

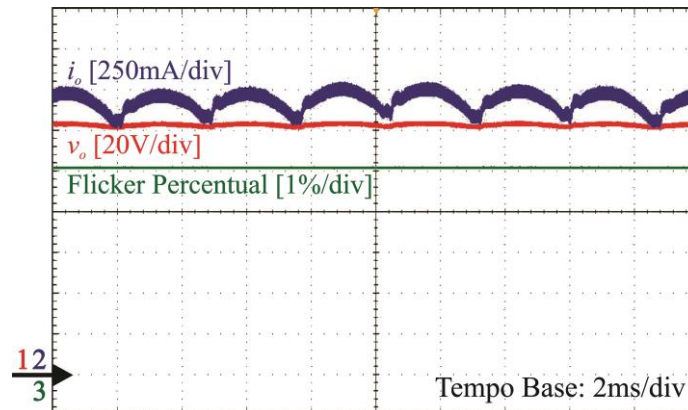
Figura 4.24 – Corrente nos diodos D_{15} , D_{16} (i_{D15} , i_{D16}), corrente no indutor de saída (i_{Lo}) e corrente na saída (i_o).



FONTE: Elaborado pelo próprio autor.

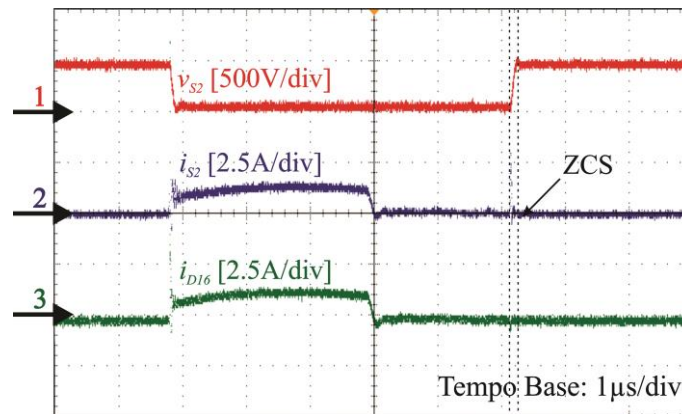
A Figura 4.25 mostra, durante um período da rede elétrica, o *flicker* percentual e a tensão e corrente através dos módulos de LED com carga nominal. Assim, está demonstrando que o conversor possui baixa ondulação de corrente e baixa oscilação. A Figura 4.26 mostra detalhadamente as formas de onda de corrente e tensão representando a comutação da chave S_2 . Deve-se observar que o interruptor controlado é desligado na condição ZCS, com consequente redução das perdas de comutação e aumento da eficiência do conversor. A Figura 4.27 demonstra a área operacional recomendada, determinada de acordo com a porcentagem de *flicker* ou modulação (%) e frequência de ondulação (IEEE STD 1789, 2015). O modelo de fotodiodo BPW21R é usado para medir a *flicker* percentual, cuja curva de sensibilidade é próxima à do olho humano (SEMICONDUCTORS, 2011). Valores percentuais de *flicker* de 5%, 5,9% e 6,7% foram obtidos para correntes de saída de 1,7 A, 853 mA e 445 mA, respectivamente. Nota-se que a potência de saída do conversor pode ser reduzida em até 25%, mantendo a porcentagem de *flicker* em 360 Hz dentro dos limites recomendados.

Figura 4.25 – Tensão (v_o) e corrente de saída (i_o), e *flicker* percentual na potência nominal.



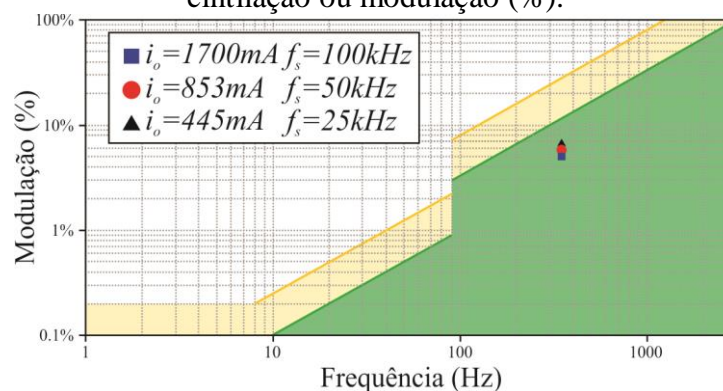
FONTE: Elaborado pelo próprio autor.

Figura 4.26 – Tensão (v_{S2}) e corrente (i_{S2}) em S_2 , corrente (i_{D16}) em $D16$ e comutação em S_2 .



FONTE: Elaborado pelo próprio autor.

Figura 4.27 – Área de operação recomendada em função da frequência e porcentagem de cintilação ou modulação (%).

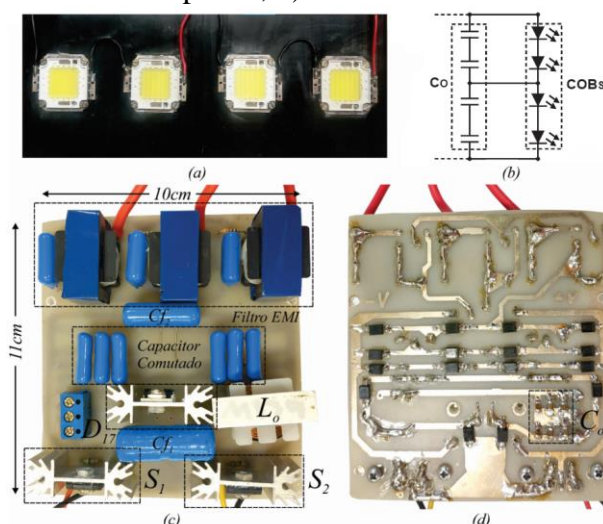


FONTE: Elaborado pelo próprio autor.

A Figura 4.28 mostra o protótipo experimental de laboratório, onde a ausência de capacitores eletrolíticos é claramente notada. A carga do conversor proposta é composta por quatro LEDs COB (10E30JY50WW) conectados, como mostra a Figura 4.28. Os detalhes dos componentes de saída são mostrados na Figura 4.28 (b). A Figura 4.28 (c) mostra a vista

superior do protótipo experimental. A imagem do protótipo experimental com os componentes SMD usados no circuito de potência e os seis capacitores de saída podem ser vistos na Figura 4.28 (d).

Figura 4.28 – Protótipo experimental: a) Quatro LEDs de alimentação COB (10E30JY50WW); b) Detalhes dos componentes de saída; Conversor proposto: c) Vista superior; d) Vista inferior.

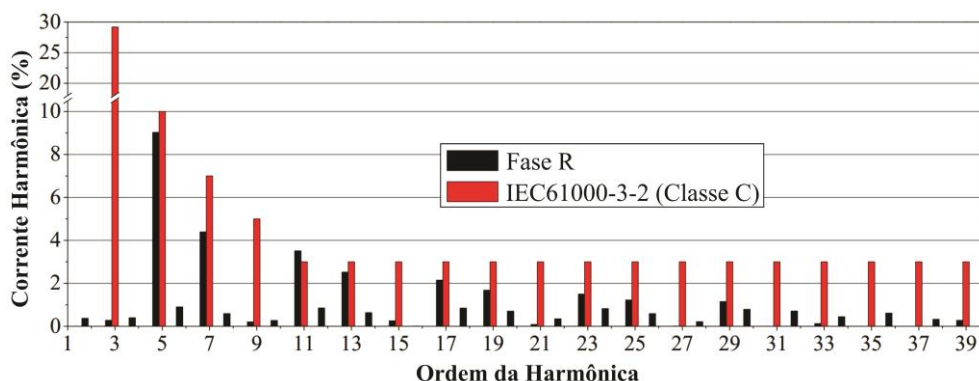


FONTE: Elaborado pelo próprio autor.

Na Figura 4.29 é mostrado o conteúdo harmônico da corrente de entrada da fase R. A harmônica da corrente de entrada na potência máxima é comparada com os limites impostos pela IEC Std 61000-3-2: 2018 (IEC 61000-3-2, 2018) para equipamentos de classe C. Observa-se que o conversor não atende aos limites estabelecidos da classe C, excedendo o limite aceito para a 11^a harmônica em apenas 0,5%. Uma solução possível é usar um filtro passivo específico para o 11^a harmônico, (JANG; JOVANOVIC, 1998), ou para usar um filtro ativo, (MOTTA; FAÚNDES, 2016; YILDIZ; SABUNCU, 2019). Decidiu-se usar uma frequência de comutação fixa para validar a topologia proposta.

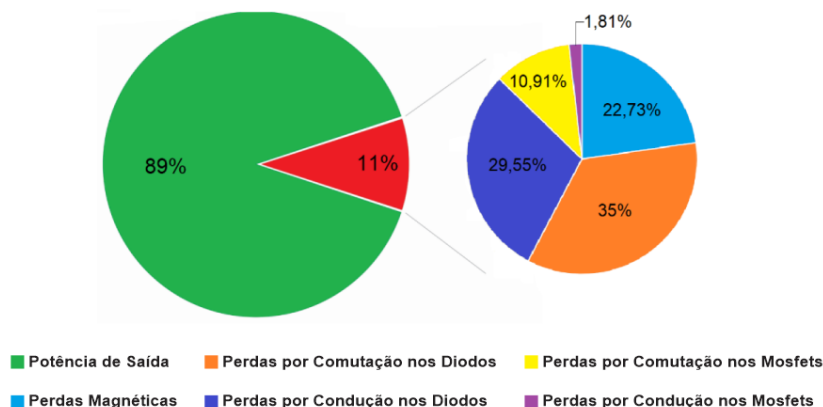
A Figura 4.30 apresenta o dimensionamento das perdas no conversor proposto para uma condição de tensão de entrada de 220 V (60 Hz) com uma carga nominal. Esta figura mostra a distribuição percentual de perdas nos principais componentes do circuito. Perdas adicionais representam perdas em capacitores, LEDs e as perdas somadas dos outros componentes da placa. É possível observar que a perda de condução e comutação do diodo é bastante significativa quando comparada às perdas totais do circuito. Essas perdas podem ser reduzidas usando diodos com menor tensão direta, menor resistência intrínseca e menor tempo de recuperação reversa. Os cálculos das perdas nos componentes estão disponibilizados nos apêndices E, F G, H e I. Vale ressaltar que o cálculo das perdas é baseado em aproximações.

Figura 4.29 – Conteúdo de harmônicas da corrente de entrada na fase R e limites impostos pela norma IEC 61000-3-2 para equipamentos de classe C.



FONTE: Elaborado pelo próprio autor.

Figura 4.30 – Distribuição de perda estimada do *driver* de LED proposto na condição de carga nominal.



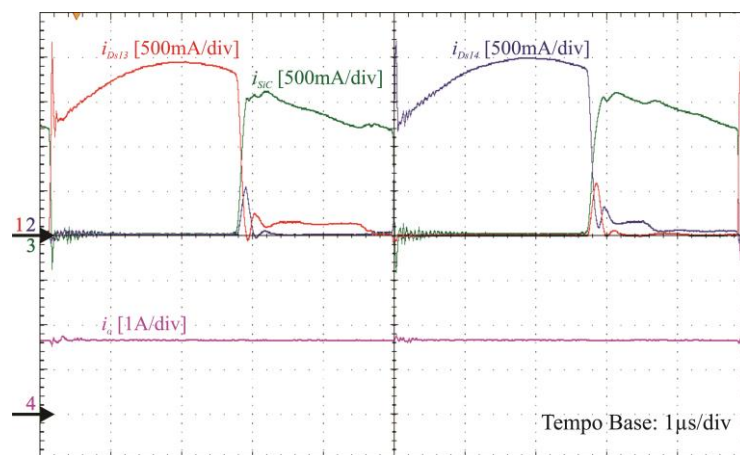
FONTE: Elaborado pelo próprio autor.

A Figura 4.31 mostra as correntes através de dois diodos da ponte retificadora de saída (D_{13} , D_{14}), a corrente através de D_{17} e a corrente através do LED. Observa-se que a corrente nesses diodos possui a mesma forma de onda dos diodos da Figura 4.24. De fato, a Figura 4.31 mostra que o diodo de carboneto de silício conduz sozinho durante a descarga do indutor, evitando a condução dos diodos retificadores de saída (D_{13} - D_{16}). Assim, é possível reduzir as perdas do conversor. O conversor proposto pode operar sem usar o diodo schottky. Com a remoção do D_{17} , a eficiência do conversor diminui 2,7%, representando 5,65 W. As análises de eficiência foram obtidas através do equipamento PA4000 Power Analyzer.

A eficiência foi medida sob diferentes condições de dimerização com tensão de entrada em 220 V, em carga máxima, conforme mostrado na Figura 4.32, obtendo eficiência de 89%. O desempenho dessa estrutura pode ser aprimorado considerando o uso de interruptores com resistências internas, tensões diretas e capacitâncias intrínsecas mais baixas, o que resulta em uma redução nas perdas de comutação e condução. No entanto, o foco deste trabalho foi o

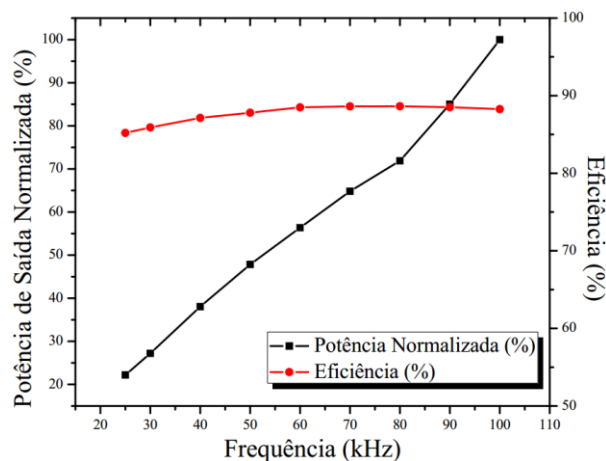
baixo custo, como pode ser visto na comparação com as outras estruturas trifásicas para LED mostradas na Tabela II. Ainda na Figura 4.32, mostra a potência de saída normalizada ao variar a frequência de comutação. Como pode ser visto, os aumentos de potência de saída são proporcionais à frequência de comutação. A potência mínima de saída é equivalente a 53 W, com a frequência de comutação de 25 kHz. O conversor proposto provavelmente é capaz de atingir o escurecimento total, mas frequências abaixo de 20 kHz são audíveis no ouvido humano.

Figura 4.31 – Corrente nos diodos D_{13} , D_{14} (i_{D13} , i_{D14}), corrente no diodo D_{17} de Carbetto de Silício (i_{SiC}) e corrente na saída (i_o) na condição de carga nominal.



FONTE: Elaborado pelo próprio autor.

Figura 4.32 – Eficiência e potência de saída normalizada em função da frequência de chaveamento na condição de carga nominal.

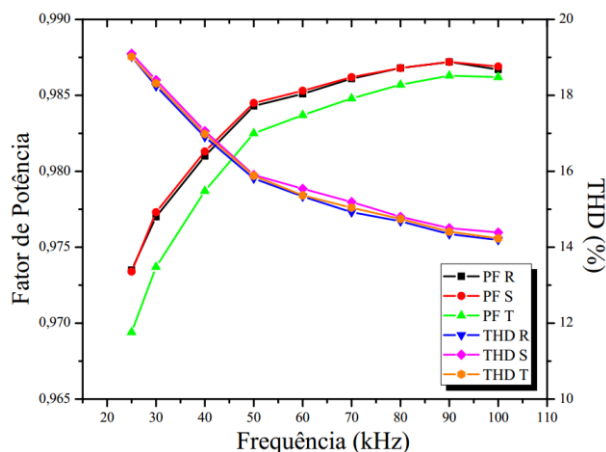


FONTE: Elaborado pelo próprio autor.

A Figura 4.33 representa as curvas do fator de potência do conversor e THD em função da frequência de comutação para três tensões de entrada diferentes. Pode-se observar que no conversor proposto a THD atual diminui à medida que a frequência de comutação

aumenta e o fator de potência permanece superior a 0,97 com uma faixa de dimerização de 25% a 100% da carga total. Todas as medidas foram realizadas utilizando o equipamento PA4000 Power Analyzer.

Figura 4.33 – Resumo de PF e THD para a tensão de entrada trifásica.



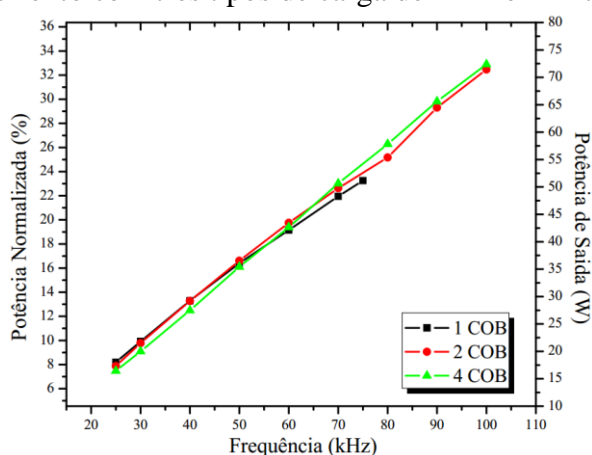
FONTE: Elaborado pelo próprio autor.

Uma característica do conversor proposto é fornecer uma potência de saída constante mesmo com cargas diferentes, em função da frequência de chaveamento, como mostrado na Figura 4.34. Essa característica é válida conforme descrito na equação (4.57). Todos os componentes do conversor proposto permaneceram inalterados. A tensão de entrada usada foi $V_{in_rms} = 127$ V. Para fornecer variação de carga, os LEDs COB foram submetidos a um curto-circuito. Um e dois dos quatro LED COB foram usados para obter os parâmetros da Figura 4.34. Os capacitores de saída não foram alterados para evitar alterações no circuito de potência. A frequência máxima de comutação para apenas 1 LED COB na saída é de aproximadamente 75 kHz. Esta frequência de comutação pode ser calculada usando a equação (4.57) e corresponde à potência máxima em 1 LED COB.

A Tabela 4.4 mostra uma breve comparação entre o *driver* de LED proposto e três *drivers* de LED trifásicos diferentes, ondulação de corrente, faixa de dimerização, número de MOSFETs, percentual de *flicker*, rendimento, distorção harmônica total (THD), custo de comutadores e outros parâmetros importantes. O trabalho proposto por Mendonça et. al. (2014) possui uma potência reduzida quando comparado aos demais trabalhos presentes na Tabela 4.4. Este trabalho foi utilizado na comparação mostrada na Tabela 4.4, devido à poucos trabalhos na literatura sobre *drivers* de LED trifásicos. Pode-se observar que a configuração proposta neste trabalho apresenta um bom desempenho em termos de potência nominal, ondulação de corrente, eficiência, porcentagem de *flicker* e baixa contagem de componentes. Além disso, o

driver de LED proposto é capaz de obter uma boa eficiência com menor custo, menor número de comutadores ativos, maior densidade de potência e mantém a potência de saída estável sem a necessidade de sensores de corrente. O volume da placa de potência de cada conversor apresentado na Tabela 4.4 foi obtido a partir das especificações técnicas dos componentes presentes em cada referência bibliográfica.

Figura 4.34 – Potência de saída normalizada e eficiência medida em diferentes frequências de chaveamento com três tipos de carga de LED em 127 Vrms.



FONTE: Elaborado pelo próprio autor.

Para analisar o efeito do desbalanceamento da rede no comportamento da ondulação de corrente no LED, testes experimentais foram realizados a fim de se obter um comparativo desse comportamento com alimentação balanceada e desbalanceada, resultando na Figura 4.35. Vale salientar que em ambos os testes a defasagem entre as fases permaneceu a mesma, no caso a angulação foi de 120° , natural do sistema trifásico e a tensão da rede fase neutro foi de 220 V. A tensão e a corrente no LED com o sistema balanceado foi demonstrada na Figura 4.35(a). A variação na tensão nos LEDs foi de 3.7 V, com valor médio 138.5 V e resultando em uma ondulação de 2.67%. A variação na corrente nos LEDs foi de 333 mA, com valor médio 1.68 A e resultando em uma ondulação de 19.8%. Conforme mencionado anteriormente, essa ondulação de corrente irá gerar um flicker percentual de 9.9%, conforme explanado em (ALMEIDA et al., 2015b; BENDER et al., 2013; COUTINHO, 2016b), e esse valor do flicker é abaixo do limite máximo estabelecido pela regulamentação (IEEE STD 1789, 2015). Observa-se que a forma de onda apresenta uma frequência de 360 Hz. É importante ressaltar que esse valor do flicker apresentaria o limite imposto pela IEC, se a forma de onda de corrente tivesse uma frequência de ondulação de 120 Hz.

TABELA 4.4 – COMPARAÇÃO ENTRE OS *DRIVERS* TRIFÁSICO PARA LEDs.

	<i>Driver</i> Proposto	(CASTRO et al., 2019b)	(COUTINHO et al., 2017)	(MENDONCA et al., 2014)
Potência de Saída	216 W	300 W	216 W	54 W
Eficiência (η)	89%	97.5%	91%	77%
THD	14.1%	7%	4.2%	6.7%
Frequência de Comutação (f_s)	100 kHz	100 kHz	25-50 kHz	40 kHz
Tensão de Saída	124 V	480 V	125 V	40 V
<i>Flicker</i> Percentual	5% (360 Hz)	2% (300 Hz)	5% (360 Hz)	-
Ondulação de Corrente (Carga total)	10%	100%	10%	-
Capacidade de Dimerização	(25%- 100%)	(0%-100%)	(50%-100%)	-
Número de Interruptores Controlados	2	3	6	1
Tensão nos Interruptores Controlados	Baixa	Baixa	Baixa	Alta
Núm. de diodos de Baixa Freq.	12	12	0	12
Núm. de Diodos de Alta Freq.	5	3	7	3
Custo dos Interruptores (US\$)*	4.93	11.91	10	2.15
Número de Indutores	4	3	4	6
Número de Capacitores	17	12	18	10
Isolação Galvânica	Não	Não	Não	Sim
Densidade de Potência (W/cm ³)	3.93	1.22	2.7	0.94
Volume da placa de Potência (cm ³)	54.89	245.3	79.8	57.4

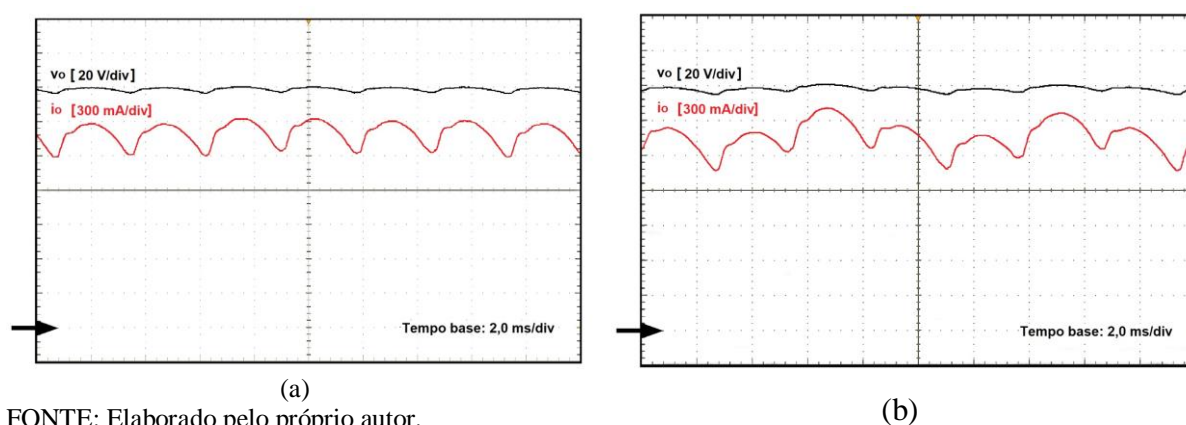
FONTE: Elaborado pelo próprio autor. * Data da consulta: 13/08/2020

A tensão e a corrente no LED com o sistema desbalanceado foi demonstrada na Figura 4.35(b). As valores das tensões da rede utilizados no experimento foram de 202 V, 231 V e 220 V, ou seja, as fases R e S estavam com valores mínimos e máximos, respectivamente, estabelecidos pelo PRODIST. A variação na tensão nos LEDs foi de 5.9 V, com valor médio 137.7 V e resultando em uma ondulação de 4.27%. A variação na corrente nos LEDs foi de 537 mA, com valor médio 1.60 A e resultando em uma ondulação de 33.56%. Essa ondulação de corrente irá gerar um flicker percentual de 16.8% e esse valor do flicker é superior ao limite máximo estabelecido pela regulamentação (IEEE STD 1789, 2015).

Para minimizar a ondulação na corrente no LED, foi utilizado 10 capacitores de filme com especificação de 10 uF/ 250 V (B32669). A tensão e a corrente no LED com o sistema desbalanceado, com o novo filtro capacitivo, foi demonstrada na Figura 4.36. A variação na tensão nos LEDs foi de 3.3 V, com valor médio 138.9 V e resultando em uma ondulação de 2.37%. A variação na corrente nos LEDs foi de 302 mA, com valor médio 1.67 A e resultando

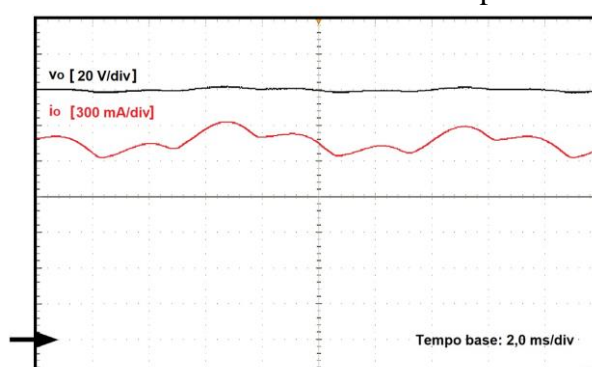
em uma ondulação de 18.1%. Essa ondulação de corrente irá gerar um flicker percentual de 9.05% e esse valor do flicker é inferior ao limite máximo estabelecido, que é de 9.6%. Apesar da utilização do elemento capacitivo para solucionar a ondulação de corrente no LED causada pelo desbalanceamento da rede, esses capacitores de filtro são volumosos e caros (valor de U\$3 cada), tornando uma solução inviável de acordo com o foco desse estudo, que visa o baixo custo. Entretanto, vale salientar que a ondulação em questão foi apresentada no pior caso de desbalanceamento da rede. Assim, um estudo mais detalhado sobre como mitigar essa ondulação de corrente no LED com a rede desbalanceada seria necessário.

Figura 4.35 - Tensão (v_o) e corrente de saída (i_o), na potência nominal: a) Tensões da rede balanceadas; b) Tensões da rede desbalanceadas.



FONTE: Elaborado pelo próprio autor.

Figura 4.36 - Tensão (v_o) e corrente de saída (i_o) na potência nominal com tensões da rede desbalanceadas e com novo filtro capacitivo.



FONTE: Elaborado pelo próprio autor.

4.6 Considerações Parciais

Neste capítulo foi realizada uma análise detalhada do conversor trifásico com capacitor chaveado para LEDs de potência. Foram descritas as etapas de operação do conversor operando em modo de condução contínua, bem como as equações utilizadas no seu

dimensionamento. Além disso, foi mostrado que um conversor trifásico consegue obter uma corrente de saída teoricamente constante, podendo proporcionar a retirada dos capacitores eletrolíticos, que possuem uma vida útil incompatível com a dos LEDs, e a redução do *flicker* percentual, que pode causar riscos à saúde humana. Através da análise quantitativa e qualitativa do conversor, notou-se que ele permite a correção do fator de potência e que o mesmo apresenta uma simplicidade no circuito e no acionamento dos interruptores. O conversor trifásico SC proposto se mostra uma boa solução como *driver* para LEDs, pois promove elevada expectativa de vida útil, alto rendimento, baixa ondulação de corrente e um baixo *flicker* percentual.

O *driver* trifásico de LED COB com base no RSC foi proposto e validado experimentalmente neste capítulo. Resultados experimentais obtidos de um protótipo de laboratório de 216 W, operando dentro da condição de carga nominal e com frequência de comutação de 100 kHz, mostraram que a eficiência do *driver* é de 89%. O *driver* de LED CA-CC apresentado com número reduzido de interruptores controlados não possui capacitor eletrolítico, o que implica em uma vida útil mais longa. O maior percentual de *flicker* apresentado pelo conversor foi de 6,7% a 360 Hz, com uma faixa de dimerização de 25% a 100% e um fator de potência maior que 0,97, sem a necessidade de dispositivos analógicos. Observe que o limite percentual de *flicker* é de 29% a 360 Hz, muito superior ao obtido. Assim, é possível minimizar a corrente nominal da carga do LED e maximizar a ondulação da corrente, mantendo-se dentro da margem segura para o limite percentual de *flicker*. Isso pode reduzir os requisitos de capacitância, consequentemente reduzindo os custos. Esse *driver* apresentou baixa ondulação da corrente de saída, em toda a faixa de dimerização, evitando o desvio do ponto de cromaticidade no LED.

A topologia apresenta maior quantidade de diodos, por outro lado, número reduzido de chaves controladas e seus *drivers*, consequentemente, nenhum grande impacto no custo, como mostra a Tabela 4.4. O *driver* foi implementado em um modo de loop aberto para demonstrar o princípio de funcionamento da topologia proposta. O *driver* de LED RSC permite potência de saída constante para diferentes tipos de cargas. Essa particularidade é muito relevante porque, dessa forma, é possível simplificar as estratégias utilizadas para controlar o conversor. Além disso, usando um controlador de baixo custo, é possível variar a frequência de comutação do conversor para uma dada tensão operacional efetiva. Para aplicação do controle de malha fechada nesta topologia, será necessário um estudo mais aprofundado sobre a técnica de controle feedback simples aplicada a tensão de entrada da rede elétrica, onde ser necessário

apenas a utilização de sensores de tensão, que, geralmente, têm um custo mais baixo do que sensores de corrente.

O conversor proposto apresentado consegue manter a energia constante na saída, mesmo com o aquecimento do LED e com a alteração de sua resistência intrínseca, ao contrário de outras topologias com corrente controlada através do LED, uma vez que também são diretamente afetadas pela mudança de temperatura do LED. O conversor apresentado pode funcionar com alto fator de potência, sem o uso de sensores de corrente e controle de loop de corrente, assim, reduzindo custos. Pelas razões acima mencionadas, os resultados experimentais mostraram que este conversor é uma solução para acionar LEDs com baixo custo e baixa porcentagem de *flicker* na rede elétrica trifásica quando o isolamento galvânico não é necessário.

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS E TRABALHOS FUTUROS

O presente capítulo discute as conclusões mais importantes que podem ser extraídas deste trabalho, enfatizando suas contribuições originais para a eletrônica de potência em relação a *driver* de LED. Além disso, a discussão se estende a alguns tópicos de pesquisa, que podem ser aprofundados para dar continuidade ao trabalho desenvolvido ao longo desta tese. O capítulo é dividido em duas seções. A primeira seção apresenta as conclusões do trabalho exposto. Na segunda seção é apresentada algumas propostas de continuidade da tese.

5.1 Conclusões do trabalho

O presente trabalho investigou o desenvolvimento de topologias mais eficientes para acionar cargas de LED de alta potência (> 200 W) alimentadas pela rede de energia CA atendendo aos mais importantes regulamentos e normas definidas para esta aplicação específica. Nesse sentido, e após considerar cuidadosamente a literatura atual, o foco foi estudar um *driver* para LEDs de potência de baixo custo, sem capacitores eletrolíticos e com baixo *flicker* percentual, assim, este trabalho apresentou uma revisão sobre *drivers* monofásicos para LEDs e propôs a utilização da rede trifásica para alimentação de um LED driver. Conforme discutido anteriormente, a ondulação de tensão em retificadores trifásicos é reduzida, o que possibilita a redução do capacitor de filtro, sem ocasionar o efeito do *flicker*. Além disso, a frequência de ondulação de tensão é seis vezes maior do que a frequência da rede elétrica e três vezes maior do que retificadores monofásicos de onda completa. Como o limite do *flicker* é maior para retificadores trifásicos, quando comparado a retificadores monofásicos, é possível aumentar a ondulação de corrente no LED, o que proporciona uma redução significativa do capacitor de filtro, e consequentemente, o aumento da vida útil do *Driver* de LED. Desta forma, os conversores trifásicos são soluções interessantes para o acionamento de LEDs de potência, assim justificando o estudo desse trabalho.

Este trabalho apresentou uma revisão sobre os principais *drivers* trifásicos aplicados a LEDs de potência, focando em suas vantagens e desvantagens, e algumas topologias trifásicas foram analisadas para possível aplicação para LEDs de potência, observando sempre as recomendações e normas discutidas anteriormente. Para a utilização de um conversor trifásico, foi necessária a utilização de uma luminária LED de elevada potência, que utilizou LEDs COB.

O *driver* trifásico CA-CC para LEDs com capacitor ressonante chaveado com reduzido número de interruptores controlados apresentou algumas características muito

importantes no acionamento de LEDs, tais como: a não utilização de capacitores eletrolíticos, o que permite ao *driver* uma vida útil compatível com a dos LEDs; a estabilização da corrente de saída sem a necessidade de sensores de corrente, considerando uma rede trifásica balanceada; a obtenção de uma baixa ondulação de corrente nos LEDs, devido a utilização de uma estrutura trifásica, conseqüentemente um baixo *flicker* percentual; a simplicidade no circuito e no acionamento de apenas dois interruptores controlados, os quais operam com razão cíclica constante e de forma complementar, permitindo a utilização de um *driver* de acionamento de baixo custo e bastante utilizado (IR21844), o que reduz o custo de projeto.

O projeto de todos os componentes utilizados no conversor proposto são devidamente descritos ao longo do estudo. Um protótipo trifásico alimentado pela rede trifásica com tensão de entrada eficaz de 220 V por fase foi implementado. Os resultados experimentais, em malha aberta, encontram-se em plena concordância com a análise teórica validando, portanto, o princípio de funcionamento do conversor RSC proposto e comprovam a viabilidade técnica da topologia proposta para aplicação de LEDs de potência. A característica da dimerização dos LEDs também foi verificada, a variação da potência de saída no LED é facilmente possível através da variação da frequência de comutação do conversor, conforme demonstrado no capítulo 4.

5.2 Trabalhos Futuros

Como proposta de continuidade da tese, propõe-se a análise de perdas do conversor trifásico RSC proposto, com o intuito de melhorar o rendimento da estrutura. Outro ponto que pode ser explorado nesta topologia é a integração dos indutores de entrada em um único núcleo, com o intuito de diminuir o volume dos magnéticos, aumentar a densidade de potência do conversor, diminuir as perdas nos magnéticos e conseqüentemente aumentar o rendimento da estrutura, conforme abordado em (ABDELMESSIH et al., 2020). Com a utilização desse indutor acoplado, será feito o comparativo entre as estruturas, focando o volume, o custo e o rendimento. Outro ponto interessante que poderá ser abordado é um estudo completo do comportamento do conversor trifásico RSC para LEDs em relação as variações da tensão da rede elétrica. Conforme já abordado nesse trabalho, analisar com mais detalhes a utilização de um capacitor de filme para minimizar a ondulação da corrente no LED decorrente as variações da rede elétrica, conforme explanado em (FERNANDES, 2020). Outra alternativa interessante seria um estudo de alguma técnica de controle que fosse capaz de mitigar essa ondulação de

corrente no LED, sem a utilização do capacitor de filme, e ‘superar’ as variações de tensão impostas pela rede elétrica.

5.3 Publicações Resultantes

P. H. A. Miranda, E. M. Sá, F. W. G. Rodrigues and F. L. M. Antunes, "Single-Stage Three-Phase CA-CC Resonant Switched Capacitor LED *Driver* Without Electrolytic Capacitor and Reduced Number of Controlled Switches," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, doi: 10.1109/TCSI.2020.3017412.

REFERÊNCIAS

ABDELMESSIH, G. Z. et al. Fully Integrated Buck and Boost Converter as a High Efficiency, High-Power-Density Off-Line LED Driver. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 35, n. 11, p. 12238–12251, 2020.

ABNT. **NBR 16026. Dispositivo de controle eletrônico CC ou CA para módulos de LED - Requisitos de desempenho**, 2012.

ABNT NBR 5101. **Iluminação Pública**, 2012.

ABNT NBR IEC 61347-2-13. Requisitos particulares para dispositivos de controle eletrônicos alimentados em CC ou CA para os módulos de LED. 2012.

AKAGI, H.; WATANABE, E. H.; AREDES, M. **INSTANTANEOUS POWER THEORY AND APPLICATIONS TO POWER CONDITIONING**. SECOND EDI ed. [s.l: s.n.].

ALMEIDA, P. S. **Síntese de conversores ressonantes com alto fator de potência e alta eficiência para o acionamento de diodos emissores de luz**. [s.l: s.n.].

ALMEIDA, P. S. et al. Matching LED and Driver Life Spans: A Review of Different Techniques. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 9, n. 2, p. 36–47, 2015a.

ALMEIDA, P. S. et al. Static and dynamic photoelectrothermal modeling of LED lamps including low-frequency current ripple effects. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 7, p. 3841–3851, 2015b.

ALONSO, J. M. et al. A long-life high-power-factor HPS-lamp LED retrofit converter based on the integrated buck-boost buck topology. **IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)**, p. 2860–2865, 2011.

ALONSO, J. M. et al. A study on LED retrofit solutions for low-voltage halogen cycle lamps. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 48, n. 5, p. 1673–1682, 2012a.

ALONSO, J. M. et al. Reducing storage capacitance in off-line LED power supplies by using integrated converters. **Conference Record - IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society)**, p. 1–8, 2012b.

ALONSO, J. M. et al. Analysis and Design of the Integrated Double Buck – Boost Converter as a High-Power-Factor Driver for Power-LED Lamps. v. 59, n. 4, p. 1689–1697, 2012c.

ÁLVAREZ, I. C. **HIGH PERFORMANCE ELECTRONIC SYSTEMS FOR HIGH BAY LIGHT EMITTING DIODES FED FROM ALTERNATING CURRENT**

POWER GRIDS. [s.l.] Oviedo, 2018.

ANEEL. Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica. p. 70, 2011.

BADDELA, S. M.; ZINGER, D. S. Parallel connected LEDs operated at high frequency to improve current sharing. **Conference Record - IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society)**, v. 3, p. 1677–1681, 2004.

BASSAN, S. K.; WIJERATNE, D. S.; MOSCHOPOULOS, G. A three-phase reduced-switch high-power-factor buck-type converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 25, n. 11, p. 2772–2785, 2010.

BASSAN, S.; MOSCHOPOULOS, G. A three-phase single-switch high power factor buck-type converter operating with soft-switching. **PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference**, p. 3053–3059, 2007.

BENDER, V. C. et al. Electrothermal methodology applied to flicker analysis in off-line LED systems. **IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)**, p. 6052–6057, 2013.

BENDER, V. C. et al. Experimental Evaluation of Current Waveform on OLED Photometric Performance. p. 1–8, 2016.

BIERMAN, A. **Recommended metric for assessing the direct perception of light source flicker.** New York, NY, USA: [s.n.]. Disponível em: <<https://www.lrc.rpi.edu/programs/solidstate/assist/pdf/AR-FlickerMetric.pdf>>.

BLAIS, P. **2015 DOE Solid-State Lighting R&D Workshop.** Disponível em: <https://www.energy.gov/sites/prod/files/2015/02/f19/blais_led-challenges_2015.pdf>. Acesso em: 24 abr. 2018.

BOLZAN, P. E. et al. Switched capacitor with dimming feature to feed LED tubular lamp. **Proceedings of the IEEE International Conference on Industrial Technology**, v. 2018- Febru, p. 571–574, 2018.

BRANAS, C.; AZCONDO, F. J.; ALONSO, J. M. Solid-state lighting: A system review. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 7, n. 4, p. 6–14, 2013.

BREWSTER, R. F.; BARRET, A. H. **Three phase AC to DC voltage converter with power line harmonic current reduction** United States, 1979. Disponível em: <<https://patentimages.storage.googleapis.com/51/c9/3e/e54bb21112c160/US4143414.pdf>>

BUIATTI, G. M. et al. Condition Monitoring of Metallized Polypropylene Film Capacitors in Railway Power Trains. v. 58, n. 10, p. 3796–3805, 2009.

BULLOUGH, J. D. et al. Effects of flicker characteristics from solid-state lighting on detection, acceptability and comfort. **Lighting Research and Technology**, v. 43, n. 3, p. 337–348, 2011.

BULLOUGH, J. D. et al. Detection and acceptability of stroboscopic effects from flicker. **Lighting Research and Technology** 44, v. 44, n. 4, p. 477–483, 2012.

BUSO, S.; SPIAZZI, G.; SICHIROLLO, F. Study of the asymmetrical half-bridge flyback converter as an effective line-fed solid-state lamp driver. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 12, p. 6730–6738, 2014.

CAMPONOGARA, D. et al. Capacitance reduction with an optimized converter connection applied to LED Drivers. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 1, p. 184–192, 2015.

CASAGRANDE, C. G. et al. Evaluation of lighting systems through adaptation of photometric quantities. **IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)**, p. 6069–6074, 2013.

CASAGRANDE, C. G. **DESAFIOS DA ILUMINAÇÃO PÚBLICA NO BRASIL E NOVA TÉCNICA DE PROJETOS LUMINOTÉCNICOS FUNDAMENTADA NA FOTOMETRIA MESÓPICA**. [s.l: s.n.].

CASTRO, I. et al. Three phase converter with galvanic isolation based on Loss-Free Resistors for HB-LED lighting applications. **Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC**, v. 2016- May, p. 822–829, 2016.

CASTRO, I. et al. Multicell Three-Phase AC-DC Driver for HB-LED Lighting Applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 53, n. 4, p. 3803–3813, 2017.

CASTRO, I. et al. A Review on Flicker-Free AC-DC LED Drivers for Single-Phase and Three-Phase AC Power Grids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 34, n. 10, p. 10035–10057, 2019a.

CASTRO, I. et al. An electrolytic capacitorless modular three-phase ac-dc LED driver based on summing the light output of each phase. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 7, n. 4, p. 16, 2019b.

CHANG, H.; LAI, Y.-S. Novel AC Driver and Protection Circuits with Dimming Control for Light Emitting Diodes. p. 696–700, 2008.

CHEN, W.; LI, S. N.; HUI, S. Y. R. A comparative study on the circuit topologies for offline passive light-Emitting diode (LED) drivers with long lifetime & high efficiency. **2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2010 - Proceedings**, p.

724–730, 2010.

CHENG, C. A. et al. A novel single-stage LED driver with coupled inductors and interleaved PFC. **9th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia: “Green World with Power Electronics”, ICPE 2015-ECCE Asia**, p. 1240–1245, 2015.

CHENG, C. A.; CHENG, H. L.; CHUNG, T. Y. A novel single-stage high-power-factor LED street-lighting driver with coupled inductors. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2014.

CHENG, C.; YEN, C. A Single-Stage Driver for High Power LEDs. **2011 6th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications**, p. 2666–2671, 2011.

COLLIN, A. et al. Light Flicker and Power Factor Labels for Comparing LED Lamp Performance. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. PP, n. c, p. 1–1, 2019.

COUTINHO, R. P. **Conversor Trifásico com Capacitor Chaveado para LEDs de Potência**. [s.l: s.n.].

COUTINHO, R. P. **CONVERSOR TRIFÁSICO COM CAPACITOR CHAVEADO PARA LEDS DE POTÊNCIA**. Fortaleza: [s.n.].

COUTINHO, R. P. et al. Three-Phase Resonant Switched Capacitor LED Driver with Low Flicker. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 7, p. 5828–5837, 2017.

DILAURA, D. L. et al. **Illuminating Engineering Society The Lighting Handbook**. Tenth Edit ed. New York,: the Illuminating Engineering Society of North America, 120 Wall Street, New York, New York 10005., 2011.

DOE. **Solid-State Lighting R&D Plan**. Disponível em: <https://www.energy.gov/sites/prod/files/2016/06/f32/ssl_rd-plan_jun2016_0.pdf>. Acesso em: 11 abr. 2018.

DOE. **Solid-State Lighting 2017 Suggested Research Topics Supplement: Technology and Market Context**. Disponível em: <https://www.energy.gov/sites/prod/files/2017/09/f37/ssl_supplement_suggested-topics_sep2017_0.pdf>. Acesso em: 11 abr. 2018a.

DOE. **Lumileds Exceeds 210 lm/\$ Milestone in High-Power LEDs**. Disponível em: <<https://www.energy.gov/eere/ssl/lumileds-exceeds-210-lm-milestone-high-power-leds>>. Acesso em: 23 out. 2019b.

DOE. **How Energy-Efficient Light Bulbs Compare with Traditional Incandescents**. Disponível em: <<https://www.energy.gov/energysaver/save-electricity-and>>

fuel/lighting-choices-save-you-money/how-energy-efficient-light>. Acesso em: 28 ago. 2019.

DOE - U.S. DEPARTMENT OF ENERGY: EFFICIENCY AND RENEWABLE ENERGY. **Lifetime and Reliability**. [s.l: s.n.]. Disponível em: <https://www1.eere.energy.gov/buildings/publications/pdfs/ssl/life-reliability_fact-sheet.pdf>.

DOS SANTOS, R. L. et al. A dimmable charge-pump ZVS led driver with PFC. **2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference, COBEP/SPEC 2016**, p. 1–6, 2015.

ELBOUDI, G. A.; ABDELSALAM, A. K. Low Cost High Performance Non-Electrolytic- Capacitor Based LED Driver for Street Light Applications. **2019 20th International Symposium on Power Electronics (Ee)**, p. 1–6, 2019.

ELETROBRÁS. Resultados PROCEL 2015 - Ano base 2014. p. 74, 2015.

ENERGY STAR®. ENERGY STAR® Program Requirements Product Specification for Luminaires (Light Fixtures). p. 1–28, 2018.

ENERGY STAR. ENERGY STAR ® Program Requirements Product Specification for Lamps (Light Bulbs). v. Version 2., n. February, p. 1–32, 2015.

ENERGY STAR. **History Energy Star**. Disponível em: <<https://www.energystar.gov/about/history-0>>. Acesso em: 13 nov. 2019.

ENERGY STAR ®. ENERGY STAR® Certified Lighting: What Types of Products Earn the Label ? [s.d.].

ERWIN, P.; SHACKLE, P. Understand a new flicker metric and its application to AC-LED light engines. **LEDS MAGAZINE: TECHNOLOGY AND APPLICATIONS OF LIGHT EMITTING DIODES**, p. 55–52, 2017.

FANG, P. et al. Single-Stage LED Driver Achieves Electrolytic Capacitor-Less and Flicker-Free Operation with Unidirectional Current Compensator. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 34, n. 7, p. 6760–6776, 2019.

FENG, W.; HE, Y.; SHI, F. G. Investigation of LED light output performance characteristics under different alternating current regulation modes. **IEEE Journal on Selected Topics in Quantum Electronics**, v. 17, n. 3, p. 720–723, 2011.

FERNANDES, A. D. S. **PROJETO DE UM CAPACITOR DE FILTRO DE SAÍDA PARA REDUÇÃO DO FLICKER E ANÁLISE ESTIMATIVA DE VIDA ÚTIL DE E-CAPS PARA APLICAÇÃO EM DRIVERS PARA LED**. [s.l.] UFC, 2020.

FISHER, R. S. et al. Photic- and Pattern-induced Seizures: A Review for the Epilepsy Foundation of America Working Group. v. 46, n. 9, p. 1426–1441, 2005.

GACIO, D. et al. A Universal-Input Single-Stage High-Power-Factor Power Supply for HB-LEDs Based on Integrated. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS**, v. 58, n. 2, p. 589–599, 2011.

GACIO, D. et al. Optimization of a Front-end DCM Buck PFP for an HPF Integrated Single-stage LED Driver. v. 6777, n. c, p. 1–13, 2015.

GOMEZ, J. C.; MORCOS, M. M. Books and Reports. **Journal of Electromagnetic Waves and Applications**, v. 16, n. 1, p. 145–148, 2002.

GU, L. et al. Means of Eliminating Electrolytic Capacitor in AC / DC Power Supplies for LED Lightings. v. 24, n. 5, p. 1399–1408, 2009.

GUO, Y. et al. Single-Stage AC/DC Single-Inductor Multiple-Output LED Drivers. v. 31, n. 8, p. 5837–5850, 2016.

HE, J.; RUAN, X.; ZHANG, L. Adaptive Voltage Control for Bidirectional Converter in Flicker-Free Electrolytic Capacitor-Less AC-DC LED Driver. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 1, p. 320–324, 2017.

HU, Q.; ZANE, R. Minimizing Required Energy Storage in Off-Line LED Drivers Based on Series-Input Converter Modules. **October**, v. 26, n. 10, p. 2887–2895, 2011.

HUANG, J. et al. Analysis and design of a digital-controlled single-stage series-Type led driver with independent n-channel output currents. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 34, n. 9, p. 9067–9081, 2019.

HUANG, P. Y.; NAGASAKI, H.; SHIMIZU, T. Capacitor Characteristics Measurement Setup by Using B-H Analyzer in Power Converters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 54, n. 2, p. 1602–1613, 2018.

HWU, K. I.; CHOU, S. C. A simple current-Balancing converter for LED lighting. **Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC**, p. 587–590, 2009.

HWU, K. I.; TU, W. C. Controllable and dimmable AC LED driver based on FPGA to achieve high PF and low THD. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. 9, n. 3, p. 1330–1342, 2013.

HWU, K. I.; TU, W. C.; FANG, Y. T. Dimmable AC LED driver with efficiency improved based on switched LED module. **IEEE/OSA Journal of Display Technology**, v. 10, n. 3, p. 171–181, 2014.

IEA. **Energy Efficiency: Market Report 2016**. Disponível em: <<https://www.iea.org/publications/freepublications/publication/mediumtermenergyefficiency2>

016.pdf>. Acesso em: 10 abr. 2018.

IEA. **Digitalization & Energy**. Disponível em: <<http://www.iea.org/publications/freepublications/publication/DigitalizationandEnergy3.pdf>>.

IEA. **Lighting IEA 2017.pdf**. Disponível em: <<https://www.iea.org/topics/energyefficiency/lighting/>>.

IEA LIGHTING. **Lighting Tracking report**. Disponível em: <<https://www.iea.org/reports/lighting>>. Acesso em: 24 fev. 2021.

IEC. Lamp controlgear - Part 2-13: Particular requirements for d.c. or a.c. supplied electronic controlgear for LED modules. 2006.

IEC. **IEC 61000-3-2**, 2018. Disponível em: <https://webstore.iec.ch/preview/info_iec61000-3-2%7Bed5.0.RLV%7Den.pdf>

IEC 61000-3-2. **Electromagnetic Compatibility (EMC) - Part 3-2: Limits for Harmonic Current Emissions (Equipment Input Current _ 16 A per Phase) IEC 61000-3-2:2018**, 2018. Disponível em: <<https://webstore.iec.ch/publication/62553>>. Acesso em: 5 jun. 2018

IEEE STD 1789. **IEEE Recommended Practices for Modulating Current in High-Brightness LEDs for Mitigating Health Risks to Viewers**. [s.l: s.n.].

INMETRO. **Portaria N.º 20**, 2017. Disponível em: <<http://www.inmetro.gov.br/legislacao%0A>>

INTERNACIONAL RECTIFIER. **IR 21844**. Disponível em: <[https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IR2184\(4\)\(S\)-DataSheet-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d462533600a4015355c955e616d4](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IR2184(4)(S)-DataSheet-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d462533600a4015355c955e616d4)>. Acesso em: 15 jun. 2021.

ISMAIL, E.; ERICKSON, R. W. A single transistor three phase resonant switch for high quality rectification. **PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference**, v. 2, p. 1341–1351, 1992.

ISMAIL, E. H.; OLIVEIRA, C. M.; ERICKSON, R. W. A low-distortion three-phase multiresonant boost rectifier with zero-current switching. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 13, n. 4, p. 718–726, 1998.

JANG, Y.; JOVANOVIC, M. M. A comparative study of single-switch three-phase high-power-factor rectifiers. v. 2, n. 1, p. 1093–1099, 1998.

KENDALL, P. G. Light flicker in relation to power-system voltage fluctuation. **Proceedings of the Institution of Electrical Engineers**, v. 113, n. 3, p. 471, 1966.

KERRIGAN, R. M.; ENNIS, J. B. **PUSHING DIELECTRICS TO THE LIMIT**

- **SELF-HEALING METALIZED FILM CAPACITORS FOR HIGH ENERGY DENSITY**. International Conference on Pulsed Power. **Anais...**Brighton: 2017 IEEE 21st International Conference on Pulsed Power (PPC), 2017

KHAN, N.; ABAS, N. Comparative study of energy saving light sources. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 15, n. 1, p. 296–309, 2011.

KIM, H. C. et al. An AC-DC LED Driver with a Two-Parallel Inverted Buck Topology for Reducing the Light Flicker in Lighting Applications to Low-Risk Levels. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 5, p. 3879–3891, 2017.

KLINE, M. et al. Reconfigurable Hybrid-Switched-Capacitor-Resonant LED Driver for Multiple Mains Voltages. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 6, n. 4, p. 1871–1883, 2018.

KOCHER, M. J.; STEIGERWALD, R. L. An AC-to-DC Converter with High Quality Input Waveforms. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. IA-19, n. 4, p. 586–599, 1983.

KOLAR, J. W.; FRIEDLI, T. The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems — Part I. v. 28, n. 1, p. 176–198, 2013.

KUZMENKO, V. P. et al. Measurement of the quality of electricity in the power supply system with LED lighting devices. **2020 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems, WECONF 2020**, p. 1–4, 2020.

LAM, J. C. W.; JAIN, P. K. A high power factor, electrolytic capacitor-less AC-input LED driver topology with high frequency pulsating output current. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 2, p. 943–955, 2015.

LAMAR, D. G. et al. A low-cost AC-DC high-brightness LED driver with power factor correction based on standard peak-current mode integrated controllers. **2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2010 - Proceedings**, p. 463–470, 2010.

LEE, B.; KIM, H.; RIM, C. Robust passive LED driver compatible with conventional rapid-start ballast. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 12, p. 3694–3706, 2011.

LEHMAN, B.; WILKINS, A. J. Designing to mitigate effects of flicker in LED lighting: Reducing risks to health and safety. **IEEE Power Electronics Magazine**, v. 1, n. 3, p. 18–26, 2014.

LENZ, J. M.; PINHEIRO, J. R.; SARTORI, H. C. DC-link electrolyte capacitor lifetime analysis for a PV boost converter. **2017 IEEE 8th International Symposium on**

Power Electronics for Distributed Generation Systems, PEDG 2017, p. 1–6, 2017.

LI, S. et al. A Survey, Classification, and Critical Review of Light-Emitting Diode Drivers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 2, p. 1503–1516, 2016.

LOGIC, C. AN376 Single Stage Output Ripple Current and the Effect on Load Current in a LED Driver. v. 2013, 2013.

LOO, K. H. et al. Independent Control of Multicolor-Multistring LED Lighting Systems With Fully Switched-Capacitor-Controlled $\$LCC\$$ Resonant Network. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 5, p. 4293–4305, 2017.

LUMILEDS. A comprehensive portfolio of application optimized LUXEON LEDs and the infinitely configurable. **ILLUMINATION LINE CARD**, p. 12, 2019.

MA, H. et al. A novel valley-fill SEPIC-derived power supply without electrolytic capacitor for LED lighting application. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 6, p. 3057–3071, 2012.

MA, H. et al. Bridgeless electrolytic capacitor-less valley-fill AC/DC converter for offline Twin-Bus light-emitting diode lighting application. **IET Power Electronics**, v. 6, n. 6, p. 1132–1141, 2013.

MAKSIMOVIC, D.; CUK, S. Switching Converters with Wide DC Conversion Range. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 6, n. 1, p. 151–157, 1991.

MARTÍNEZ, G.; ALONSO, J. M. A review on switched capacitor converters with high power density for OLED lamp driving. **IEEE Industry Application Society - 51st Annual Meeting, IAS 2015, Conference Record**, p. 1–8, 2015.

MARUSARZ, R. **A switched capacitor, inductorless DC to AC voltage step-up power converter**. Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. **Anais...**1989

MENDONÇA, M. R. et al. AC-DC single-switch three-phase converter with peak current control for power LEDs. **2014 11th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, IEEE INDUSCON 2014 - Electronic Proceedings**, p. 1–6, 2014.

MENDONÇA, M. R. **CONVERSOR CA-CC FLYBACK TRIFÁSICO PARA ILUMINAÇÃO PÚBLICA UTILIZANDO LEDS DE POTÊNCIA**. [s.l.] UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ, 2014.

MIRANDA, P. H. A. **Conversor Ca/Cc Com Capacitor Chaveado Para Leds**. [s.l.] UFC, 2012.

MOHAMADI, A.; AFJEI, E. A single-stage high power factor LED driver in continuous conduction mode. **6th Annual International Power Electronics, Drive Systems**,

and Technologies Conference, **PEDSTC 2015**, n. February, p. 462–467, 2015.

MOTTA, L.; FAÚNDES, N. **Active / Passive Harmonic Filters : Applications , Challenges & Trends**. 17th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP). **Anais...**Belo Horizonte: 2016

NARDELLI, A. et al. Assessment of Light Emitting Diodes technology for general lighting: A critical review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 75, n. July 2015, p. 368–379, 2017.

NEMA STANDARDS PUBLICATION 77-2017. **Temporal Light Artifacts: Test Methods and Guidance for Acceptance Criteria**. Rosslyn, Virginia: National Electrical Manufacturers Association, 2017. Disponível em: <www.nema.org>.

NOGUEIRA, F. J. et al. Street Lighting LED Luminaires Replacing High Pressure Sodium Lamps : Study of Case. p. 1–8, 2014.

PARLER, S. G. Deriving Life Multipliers for Electrolytic Capacitors. **IEEE Power Electronics Society Newsletter**, v. 16, n. 1, p. 11–12, 2004.

PERETTO, L. et al. Theoretical analysis of the physiologic mechanism of luminous variation in eye-brain system. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 56, n. 1, p. 164–170, 2007.

PINTO, R. A. et al. Compact lamp using high-brightness LEDs. **Conference Record - IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society)**, p. 1–5, 2008.

QIAN, J. **Advanced Single-Stage Power Factor Correction Techniques**. [s.l: s.n.].

QIAN, J.; LEE, F. C. Charge pump power-factor-correction technologies part I: Concept and principle. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 15, n. 1, p. 121–129, 2000.

QIAN, J.; LEE, F. C.; YAMAUCHI, T. Charge pump high power factor dimming electronic ballast. **PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference**, v. 1, p. 73–79, 1997.

RANGEL, M. V; SILVA, J. L.; ALMEIDA, P. S. **Acionamento de Arranjos de LEDs de Altíssimas Potências Empregando Drivers Conectados à Rede Trifásica**. 2006

RASHID, M. H. **Power Electronics Handbook**. 4. ed. São Paulo: [s.n.].

RON HUI, S. Y. et al. A novel passive offline LED driver with long lifetime. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 25, n. 10, p. 2665–2672, 2010.

RUAN, X. et al. Optimum injected current harmonics to minimize peak-to-average

ratio of LED current for electrolytic capacitor-less AC-DC drivers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 7, p. 1820–1825, 2011.

RYCKAERT, W. R. et al. Linear LED tubes versus fluorescent lamps: An evaluation. **Energy and Buildings**, v. 49, p. 429–436, 2012.

SÁ JR., E. M. Estudo de Estruturas de Reatores Eletrônicos para LEDs de Iluminação. p. 185, 2010.

SAID, D. M.; NOR, K. M. Simulation of the impact of harmonics on distribution transformers. **PECon 2008 - 2008 IEEE 2nd International Power and Energy Conference**, p. 335–340, 2008.

SANTOS FILHO, E. E. DOS et al. A LED driver with switched capacitor. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 50, n. 5, p. 3046–3054, 2014a.

SANTOS FILHO, E. E. DOS et al. **Off-line a single-stage resonant switched capacitor high-power-factor LED driver**. 2014 11th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, IEEE INDUSCON 2014 - Electronic Proceedings. **Anais...2014b**

SANTOS FILHO, E. E. DOS et al. A LED driver with switched capacitor. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 50, n. 5, 2014c.

SARJEANT, W. J.; ZIRNHELD, J.; MACDOUGALL, F. W. Capacitors. **IEEE TRANSACTIONS ON PLASMA SCIENCE**, v. 26, n. 5, p. 1368–1392, 1998.

SEMICONDUCTORS, V. **Silicon Photodiode BPW21R**. Disponível em: <<https://www.vishay.com/docs/81519/bpw21r.pdf>>. Acesso em: 26 out. 2020.

SHAH, J.; MOSCHOPOULOS, G. **A Novel Three-phase Single-Switch Buck-Type Rectifier**. 2005

SHAILESH, K. R.; SHAILESH, T. Review of photometric flicker metrics and measurement methods for LED lighting. **2017 4th International Conference on Advanced Computing and Communication Systems, ICACCS 2017**, p. 1–7, 2017.

SHAO, J. Single stage offline LED driver. **Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC**, p. 582–586, 2009.

SICHIROLLO, F. et al. A Novel Double Integrated Buck Offline Power Supply for Solid-State Lighting Applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 51, n. 2, p. 1268–1276, 2015.

SINGH, B.; SHRIVASTAVA, A. Buck converter-based power supply design for low power light emitting diode lamp lighting. **IET Power Electronics**, v. 7, n. 4, p. 946–956, 2014.

SOARES, G. M. et al. A comparative study between two single-stage LED drivers: A sole converter versus an integrated topology. **2012 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, INDUSCON 2012**, p. 1–8, 2012.

SOUZA, I. H. DE et al. Street lighting system based on led modular drivers. **2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference, COBEP/SPEC 2016**, p. 1–5, 2015.

SWITCHING, Z.; JANG, Y.; ERICKSON, R. W. New Single-Switch Three-Phase High-Power-Factor Rectifiers Using Multiresonant. v. 13, n. 1, p. 194–201, 1998.

TAO, F. et al. Comparative study of a family of charge pump power factor correction electronic ballasts. **Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC**, v. 2, n. 99, p. 739–745, 1999.

VALIPOUR, H.; REZAZADEH, G.; ZOLGHADRI, M. R. Flicker-free electrolytic capacitor-less universal input offline LED driver with PFC. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 9, p. 6553–6561, 2016.

VEERAMALLU, V. K. S. et al. Reduced ripple current three phase parallel loaded resonant converter for LED lighting. **2017 International Conference on Inventive Computing and Informatics (ICICI)**, n. Icici, p. 307–311, 2017.

VEITCH, J. A. et al. **CIE Stakeholder Workshop for Temporal Light Modulation Standards for Lighting Systems**. [s.l: s.n.]. Disponível em: <http://files.cie.co.at/943_CIE_TN_008-2017.pdf>.

WANG, B. et al. A method of reducing the peak-to-average ratio of LED current for electrolytic capacitor-less AC-DC drivers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 25, n. 3, p. 592–601, 2010.

WANG, C. C.; WU, J. C. Efficiency improvement in charge pump circuits. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, v. 32, n. 6, p. 852–860, 1997.

WANG, H.; BLAABJERG, F. Reliability of capacitors for DC-link applications in power electronic converters - An overview. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 50, n. 5, p. 3569–3578, 2014.

WANG, J.; ZHAO, H. **Three-Phase LED Power Supply**US, 2011.

WANG, L. et al. A Novel Valley-Fill Single-Stage Boost-Forward Converter with Optimized Performance in Universal-Line Range for Dimmable LED Lighting. v. 0046, n. c, 2016a.

WANG, Y. et al. A single-stage LED driver based on BCM boost circuit and LLC

converter for street lighting system. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 9, p. 5446–5457, 2015.

WANG, Y. et al. A Single-Stage Single-Switch LED Driver Based on Integrated SEPIC Circuit and Class E Converter. v. 31, n. 8, p. 5814–5824, 2016b.

WANG, Y. et al. A CLCL Resonant DC/DC Converter for Two-Stage LED Driver System. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 5, p. 2883–2891, 2016c.

WANG, Y. et al. A Single-Stage Single-Switch LED Driver Based on Class-E Converter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 52, n. 3, p. 2618–2626, 2016d.

WANG, Y. et al. A Single-Stage LED Driver Based on Half-Bridge CLCL Resonant Converter and Buck – Boost Circuit. v. 7, n. 1, p. 196–208, 2019.

WANG, Y.; ALONSO, J. M.; RUAN, X. A Review of LED Drivers and Related Technologies. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 7, p. 5754–5765, 2017.

WIJERATNE, D. S. et al. A Novel Three-Phase Buck – Boost AC – DC Converter. **IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS**, v. 29, n. 3, p. 1331–1343, 2014.

WILKINS, A. J. et al. Fluorescent lighting, headaches and eyestrain. **Lighting Research & Technology**, 21, v. 21, p. 10–18, 1989.

WILKINS, A.; VEITCH, J.; LEHMAN, B. LED lighting flicker and potential health concerns: IEEE standard PAR1789 update. **2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2010 - Proceedings**, p. 171–178, 2010.

WU, H. et al. A PFC Single-Coupled-Inductor Multiple-Output LED Driver Without Electrolytic Capacitor. v. 34, n. 2, p. 1709–1725, 2019.

WU, H.; WONG, S. C.; TSE, C. K. A more efficient pfc single-coupled-inductor multiple-output electrolytic capacitor-less led driver with energy-flow-path optimization. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 34, n. 9, p. 9052–9066, 2019.

WU, T. F.; YU, T. H.; LIU, Y. C. Principle of synthesizing single-stage converters for off-line applications. **Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC**, v. 1, p. 427–433, 1998.

XUN, B. et al. Research on a Three Phase Single Switch Boost PFC Converter. **Proceedings of the International Conference on Power Electronics and Drive Systems**, v. 2019-July, n. July, p. 1–10, 2019.

YANG, L.; YU, W.; ZHANG, J. High Voltage Gain Ratio Isolated Resonant Switched-Capacitor Converter for Sustainable Energy. **IEEE Access**, v. 7, n. L, p. 23055–23067, 2019a.

YANG, L.; YU, W.; ZHANG, J. Variable Frequency Constant Current Control Method for Switched-Capacitor Converter Based Automotive LED Driver. **IEEE Access**, v. 7, p. 42094–42106, 2019b.

YANG, Y. et al. Feed-forward scheme for an electrolytic capacitor-less AC/DC LED driver to reduce output current ripple. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 10, p. 5508–5517, 2014.

YAO, K. et al. Reducing Storage Capacitor of a DCM Boost PFC Converter. v. 27, n. 1, p. 151–160, 2012a.

YAO, K. et al. Three-phase single-switch boost power factor correction converter with high input power factor. **IET Power Electronics**, v. 5, n. 7, p. 1095–1103, 2012b.

YILDIZ, A. B.; SABUNCU, B. Harmonics in Power Systems and Filter Applications. **Black Sea Journal of Engineering and Science**, p. 7–8, 1 out. 2019.

ZHANG, F.; NI, J.; YU, Y. High Power Factor AC – DC LED Driver. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 10, p. 4831–4840, 2013a.

ZHANG, F.; NI, J.; YU, Y. High Power Factor AC – DC LED Driver. v. 28, n. 10, p. 4831–4840, 2013b.

ZHANG, J.; JOVANOVIC, M. M.; LEE, F. C. Comparison between CCM single-stage and two-stage boost PFC converters. **Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC**, v. 1, p. 335–341, 1999.

ZHANG, S. et al. High-accuracy passive current balancing schemes for large-scale LED backlight system. **Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC**, p. 723–727, 2011.

ZHANG, Y.; JIN, K. **A Single-Stage Electrolytic Capacitor-Less AC / DC LED Driver**. International Power Electronics and Application Conference and Exposition. **Anais...Shanghai: IEEE, 2014**Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/7037975>>

ZHOU, K. et al. Quasi-active power factor correction circuit for HB LED driver. **Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC**, v. 23, n. 3, p. 193–197, 2007.

APÊNDICE A – ETAPAS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR PROPOSTO

Figura 1 - Etapas de operação do *driver* para LEDs proposto (preto: componentes ligados; cinza: componentes desligados).

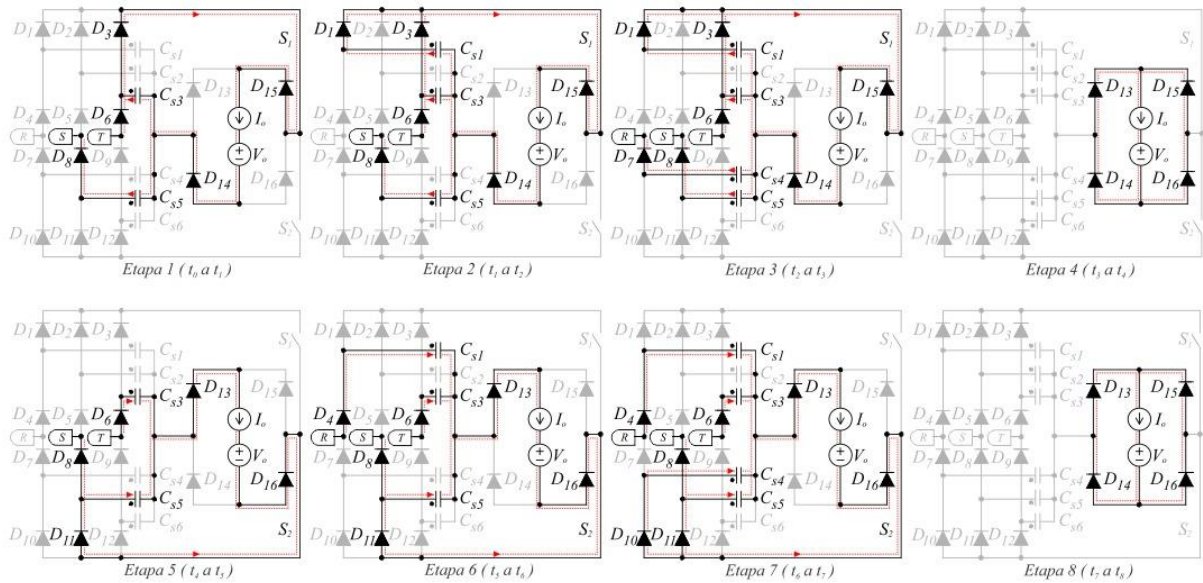
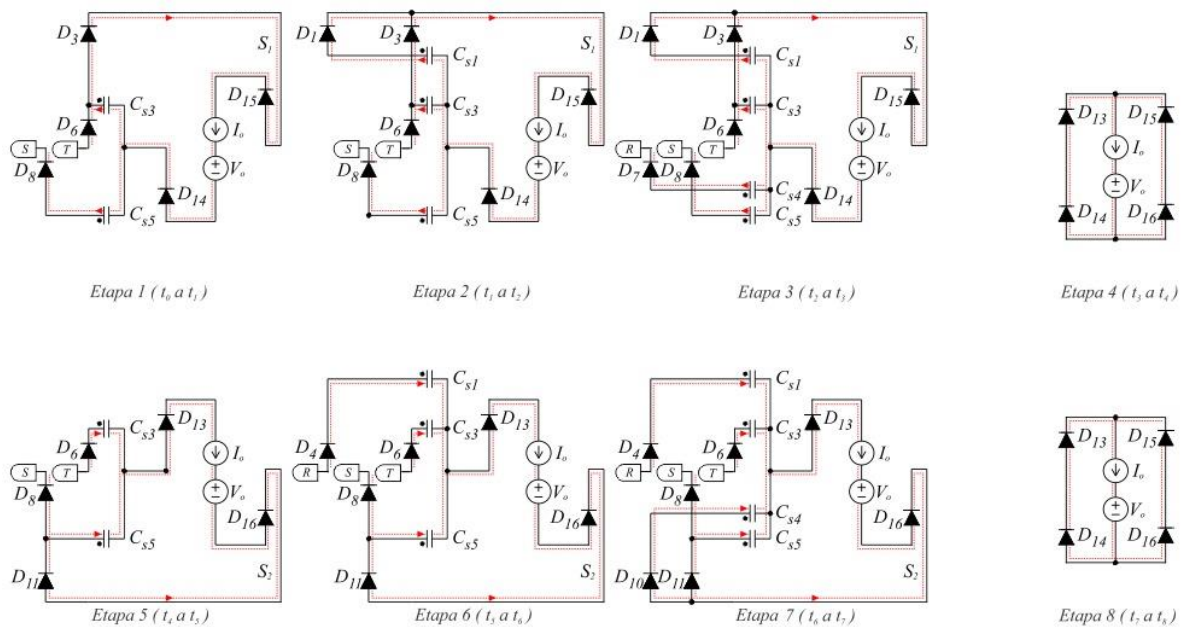


Figura 2 - Etapas de operação do *driver* para LEDs proposto (somente componentes ligados por etapa).



APÊNDICE B - EQUACIONAMENTO DA POTÊNCIA EM UM SISTEMA TRIFÁSICO BALANCEADO

Tensão de Entrada em cada fase:

$$v_a(t) = \sqrt{2} V_{in} \cdot \sin(\omega \cdot t)$$

$$v_b(t) = \sqrt{2} V_{in} \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$v_c(t) = \sqrt{2} V_{in} \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

Corrente de Entrada em cada fase:

$$i_a(t) = \sqrt{2} I_{in} \cdot \sin(\omega \cdot t)$$

$$i_b(t) = \sqrt{2} I_{in} \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$i_c(t) = \sqrt{2} I_{in} \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

Potência de Entrada em cada fase:

$$p_a(t) = v_a(t) \cdot i_a(t)$$

$$p_b(t) = v_b(t) \cdot i_b(t)$$

$$p_c(t) = v_c(t) \cdot i_c(t)$$

$$p_a(t) = 2V_{in} \cdot I_{in} \cdot \sin(\omega \cdot t) \cdot \sin(\omega \cdot t)$$

$$p_b(t) = 2V_{in} \cdot I_{in} \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$p_c(t) = 2V_{in} \cdot I_{in} \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

Potência Ativa Instantânea Trifásica :

$$p_{3\phi}(t) = p_a(t) + p_b(t) + p_c(t)$$

$$p_{3\phi}(t) = 2V_{in} \cdot I_{in} \cdot \sin(\omega \cdot t) \cdot \sin(\omega \cdot t) + 2V_{in} \cdot I_{in} \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) + \blacksquare \\ \blacksquare + 2V_{in} \cdot I_{in} \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$p_{3\phi}(t) = 2V_{in} \cdot I_{in} \cdot \sin(\omega \cdot t)^2 + 2V_{in} \cdot I_{in} \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right)^2 + 2V_{in} \cdot I_{in} \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right)^2$$

$$p_{3\phi}(t) = 2V_{in} \cdot I_{in} \cdot \left(\sin(\omega \cdot t)^2 + \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right)^2 + \sin\left(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right)^2 \right)$$

relação trigonométrica

$$\sin(x)^2 = \frac{1}{2} \cdot (1 - \cos(2x))$$

$$p_{3\phi}(t) = 2V_{in} \cdot I_{in} \cdot \left[\frac{1}{2} \cdot (1 - \cos(2\omega \cdot t)) + \frac{1}{2} \cdot \left[1 - \cos\left[2\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right)\right] \right] + \frac{1}{2} \cdot \left[1 - \cos\left[2\left(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right)\right] \right] \right]$$

$$p_{3\phi}(t) = 2V_{in} \cdot I_{in} \cdot \left[\frac{1}{2} \cdot (1 - \cos(2\omega \cdot t)) + \frac{1}{2} \cdot \left[1 - \cos\left(2\omega \cdot t - \frac{4\pi}{3}\right) \right] + \frac{1}{2} \cdot \left[1 - \cos\left(2\omega \cdot t + \frac{4\pi}{3}\right) \right] \right]$$

$$p_{3\phi}(t) = \frac{2}{2} V_{in} \cdot I_{in} \cdot \left[(1 - \cos(2\omega \cdot t)) + \left(1 - \cos\left(2\omega \cdot t - \frac{4\pi}{3}\right) \right) + \left(1 - \cos\left(2\omega \cdot t + \frac{4\pi}{3}\right) \right) \right]$$

$$p_{3\phi}(t) = V_{in} \cdot I_{in} \cdot \left(1 - \cos(2\omega \cdot t) + 1 - \cos\left(2\omega \cdot t - \frac{4\pi}{3}\right) + 1 - \cos\left(2\omega \cdot t + \frac{4\pi}{3}\right) \right)$$

$$p_{3\phi}(t) = V_{in} \cdot I_{in} \cdot \left(3 - \cos(2\omega \cdot t) - \cos\left(2\omega \cdot t - \frac{4\pi}{3}\right) - \cos\left(2\omega \cdot t + \frac{4\pi}{3}\right) \right)$$

relação trigonométrica

$$\cos(a + b) = \cos(a) \cdot \cos(b) - \sin(a) \cdot \sin(b)$$

$$\cos(a - b) = \cos(a) \cdot \cos(b) + \sin(a) \cdot \sin(b)$$

$$p_{3\phi}(t) = V_{in} \cdot I_{in} \cdot \left[3 - \cos(2\omega \cdot t) - \left(\cos(2\omega \cdot t) \cdot \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) + \sin(2\omega \cdot t) \cdot \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \right) \right] - \left[\cos(2\omega \cdot t) \cdot \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) - \sin(2\omega \cdot t) \cdot \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \right] \cdot (V_{in} \cdot I_{in})$$

$$p_{3\phi}(t) = V_{in} \cdot I_{in} \cdot \left(3 - \cos(2\omega \cdot t) - \cos(2\omega \cdot t) \cdot \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) - \sin(2\omega \cdot t) \cdot \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \right) - \left[\cos(2\omega \cdot t) \cdot \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) + \sin(2\omega \cdot t) \cdot \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \right] \cdot (V_{in} \cdot I_{in})$$

$$p_{3\phi}(t) = V_{in} \cdot I_{in} \cdot \left(3 - \cos(2\omega \cdot t) - \cos(2\omega \cdot t) \cdot \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) - \cos(2\omega \cdot t) \cdot \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \right)$$

$$p_{3\phi}(t) = V_{in} \cdot I_{in} \cdot \left[3 - \cos(2\omega \cdot t) \cdot \left(1 + 2 \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \right) \right] \quad \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) = -0.5$$

$$p_{3\phi}(t) = V_{in} \cdot I_{in} \cdot [3 - \cos(2\omega \cdot t) \cdot [1 + 2(-0.5)]]$$

$$p_{3\phi}(t) = 3V_{in} \cdot I_{in}$$

Potência em um sistema trifásico balanceado

APÊNDICE C - EQUACIONAMENTO DA POTÊNCIA EM UM SISTEMA TRIFÁSICO DESBALANCEADO

O módulo 8 do PRODIST (Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional) estabelece os limites da variação da tensão elétrica, apresentado na Tabela 1.

Tabela 1 –Pontos de conexão em Tensão Nominal igual ou inferior a 1 kV (380/220).

Tensão de Atendimento (TA)	Faixa de Variação da Tensão de Leitura
Adequada	$(350 < TL < 399) / (202 < TL < 231)$
Precária	$(331 < TL < 350 \text{ ou } 399 < TL < 403) / (191 < TL < 202 \text{ ou } 231 < TL < 233)$
Crítica	$(TL < 331 \text{ ou } TL > 403) / (TL < 191 \text{ ou } TL > 233)$

FONTE: Adaptado de (ANEEL, 2011).

Usando como referência a tensão da rede elétrica, fase-neutro:

$$V_{F_N} := 220 \quad [V]$$

$$V_{F_N_max} := 231 \quad [V]$$

$$V_{F_N_min} := 202 \quad [V]$$

Valor máximo da taxa de variação:

$$\beta_{max} := \frac{V_{F_N_max}}{V_{F_N}} - 1 = 0.05$$

Valor mínimo da taxa de variação:

$$\beta_{min} := \frac{V_{F_N_min}}{V_{F_N}} - 1 = -0.082$$

taxa de variação:

$$\beta: -0.082 \text{ a } 0.05$$

Considerando que a fase A tem um desbalanceamento qualquer e as outras fases não estejam desbalanceadas :

Tensão de Entrada em cada fase:

$$v_a(t) = (1 + \beta)\sqrt{2}V_{in} \cdot \sin(\omega \cdot t)$$

$$v_b(t) = \sqrt{2} V_{in} \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$v_c(t) = \sqrt{2} V_{in} \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

Corrente de Entrada em cada fase:

$$i_a(t) = (1 + \beta) \cdot \sqrt{2} I_{in} \cdot \sin(\omega \cdot t)$$

$$i_b(t) = \sqrt{2} I_{in} \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$i_c(t) = \sqrt{2} I_{in} \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

Potência de Entrada em cada fase:

$$p_a(t) = v_a(t) \cdot i_a(t)$$

$$p_b(t) = v_b(t) \cdot i_b(t)$$

$$p_c(t) = v_c(t) \cdot i_c(t)$$

$$p_a(t) = 2 \cdot (1 + \beta)^2 V_{in} \cdot I_{in} \cdot \sin(\omega \cdot t) \cdot \sin(\omega \cdot t)$$

$$p_b(t) = 2 V_{in} \cdot I_{in} \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$p_c(t) = 2 V_{in} \cdot I_{in} \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

Potência Ativa Instantânea Trifásica desbalanceada :

$$P_{3\phi_D}(t) = p_a(t) + p_b(t) + p_c(t)$$

$$P_{3\phi_D} = 2 \cdot (1 + \beta)^2 V_{in} \cdot I_{in} \cdot \sin(\omega \cdot t)^2 + 2 V_{in} \cdot I_{in} \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right)^2 + 2 V_{in} \cdot I_{in} \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right)^2$$

$$P_{3\phi_D} = 2 \cdot (1 + 2 \cdot \beta + \beta^2) V_{in} \cdot I_{in} \cdot \sin(\omega \cdot t)^2 + 2 V_{in} \cdot I_{in} \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right)^2 + 2 V_{in} \cdot I_{in} \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right)^2$$

$$P_{3\phi_D} = 2 \cdot V_{in} \cdot I_{in} \cdot \sin(\omega \cdot t)^2 + 2(2 \cdot \beta + \beta^2) V_{in} \cdot I_{in} \cdot \sin(\omega \cdot t)^2 + \blacksquare$$

$$\blacksquare + 2 V_{in} \cdot I_{in} \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right)^2 + 2 V_{in} \cdot I_{in} \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right)^2$$

$$P_{3\phi_D} = 2 \cdot V_{in} \cdot I_{in} \cdot \sin(\omega \cdot t)^2 + 2 V_{in} \cdot I_{in} \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right)^2 + 2 V_{in} \cdot I_{in} \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right)^2 + \blacksquare$$

relação trigonométrica

$$\blacksquare + 2(2 \cdot \beta + \beta^2) V_{in} \cdot I_{in} \cdot \sin(\omega \cdot t)^2$$

$$\sin(x)^2 = \frac{1}{2} \cdot (1 - \cos(2x))$$

$$P_{3\phi_D} = 3V_{in} \cdot I_{in} + 2(2 \cdot \beta + \beta^2) V_{in} \cdot I_{in} \left[\frac{1}{2} \cdot (1 - \cos(2\omega \cdot t)) \right]$$

$$P_{3\phi_D} = 3V_{in} \cdot I_{in} + (2 \cdot \beta + \beta^2) (1 - \cos(2\omega \cdot t)) \cdot V_{in} \cdot I_{in}$$

$$P_{3\phi_D} = 3V_{in} \cdot I_{in} + (2 \cdot \beta + \beta^2) \cdot V_{in} \cdot I_{in} - (2 \cdot \beta + \beta^2) \cdot \cos(2\omega \cdot t) \cdot (V_{in} \cdot I_{in})$$

$$P_{3\phi_D} = (3 + 2 \cdot \beta + \beta^2) \cdot V_{in} \cdot I_{in} - (\cos(2\omega \cdot t)) \cdot (2 \cdot \beta + \beta^2) \cdot V_{in} \cdot I_{in}$$

$$\Delta = \frac{P_{3\phi_D}}{P_{3\phi}}$$

$$\Delta = \frac{(3 + 2 \cdot \beta + \beta^2) \cdot V_{in} \cdot I_{in} - (\cos(2\omega \cdot t)) \cdot (2 \cdot \beta + \beta^2) \cdot V_{in} \cdot I_{in}}{3V_{in} \cdot I_{in}}$$

Parâmetros de projetor:

$f_r := 60$ frequência da rede

$\omega := 2 \cdot \pi \cdot f_r$ frequência de ressonância

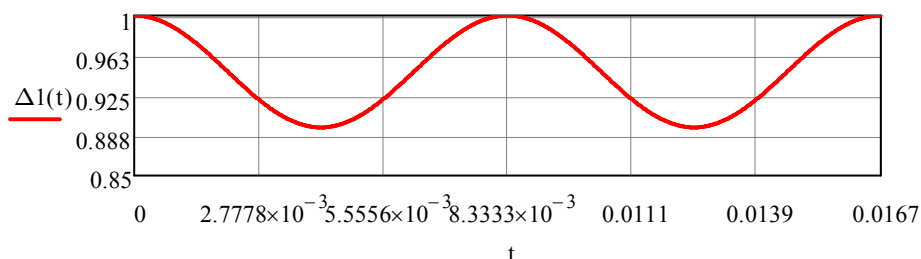
Utilizando o fator multiplicador mínimo de β :

$$\beta := -0.082$$

Relação da potência trifásica com desbalanceamento sobre a potência trifásica balanceada:

$$\Delta 1(t) := \frac{(3 + 2 \cdot \beta + \beta^2) - (\cos(2\omega \cdot t)) \cdot (2 \cdot \beta + \beta^2)}{3}$$

Gráfico da relação entre as potências em função do tempo



Valor médio da relação entre as potências:

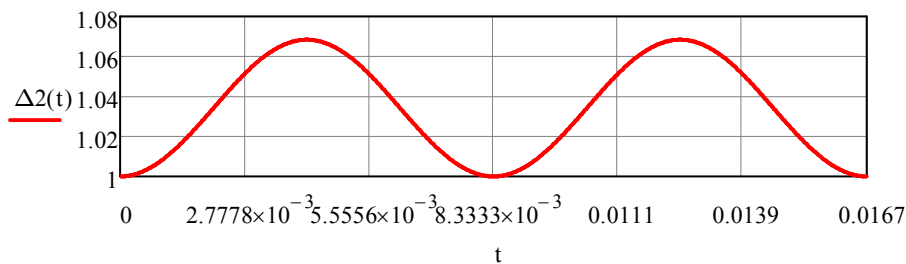
$$\Delta_{med} := \frac{1}{\frac{2\pi}{\omega}} \cdot \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \Delta 1(t) dt = 0.948$$

$$V_{\max 1} := 1 \quad V_{\min 1} := 0.8952$$

$$\text{Ond}_1 := \frac{V_{\max 1} - V_{\min 1}}{\Delta_{\text{med}}} \cdot 100 = 11.06 \quad [\%]$$

$$\beta := 0.05$$

$$\Delta 2(t) := \frac{(3 + 2 \cdot \beta + \beta^2) - (\cos(2\omega \cdot t)) \cdot (2 \cdot \beta + \beta^2)}{3}$$



$$\Delta 2_{\text{med}} := \frac{1}{\frac{2\pi}{\omega}} \cdot \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \Delta 2(t) dt = 1.034$$

$$\text{Ond}_2 := \frac{1.068 - 1}{1.034} \cdot 100 = 6.576 \quad [\%]$$

Considerando que a fase A e B tenham um desbalaceamento qualquer e a fase C não esteja desbalanceada :

Tensão de Entrada em cada fase:

$$v_a(t) = (1 + \beta) \sqrt{2} V_{\text{in}} \cdot \sin(\omega \cdot t)$$

$$v_b(t) = (1 + \alpha) V_{\text{in}} \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$v_c(t) = \sqrt{2} V_{\text{in}} \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

Corrente de Entrada em cada fase:

$$i_a(t) = (1 + \beta) \cdot \sqrt{2} I_{\text{in}} \cdot \sin(\omega \cdot t)$$

$$i_b(t) = (1 + \alpha) I_{\text{in}} \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$i_c(t) = \sqrt{2} I_{in} \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

Potência de Entrada em cada fase:

$$p_a(t) = v_a(t) \cdot i_a(t)$$

$$p_b(t) = v_b(t) \cdot i_b(t)$$

$$p_c(t) = v_c(t) \cdot i_c(t)$$

$$p_a(t) = 2 \cdot (1 + \beta)^2 V_{in} \cdot I_{in} \cdot \sin(\omega \cdot t) \cdot \sin(\omega \cdot t)$$

$$p_b(t) = 2 \cdot (1 + \alpha)^2 V_{in} \cdot I_{in} \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$p_c(t) = 2 V_{in} \cdot I_{in} \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

Potência Ativa Instantânea Trifásica desbalanceada :

$$p_{3\phi_D}(t) = p_a(t) + p_b(t) + p_c(t)$$

$$p_{3\phi_D} = 2 \cdot (1 + \beta)^2 V_{in} \cdot I_{in} \cdot \sin(\omega \cdot t)^2 + 2 \cdot (1 + \alpha)^2 V_{in} \cdot I_{in} \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right)^2 + 2 V_{in} \cdot I_{in} \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right)^2$$

$$p_{3\phi_D} = 2 \cdot (1 + 2 \cdot \beta + \beta^2) V_{in} \cdot I_{in} \cdot \sin(\omega \cdot t)^2 + 2 \cdot (1 + 2 \cdot \alpha + \alpha^2) V_{in} \cdot I_{in} \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right)^2 + 2 V_{in} \cdot I_{in} \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right)^2$$

$$p_{3\phi_D} = 2 \cdot V_{in} \cdot I_{in} \cdot \sin(\omega \cdot t)^2 + 2(2 \cdot \beta + \beta^2) V_{in} \cdot I_{in} \cdot \sin(\omega \cdot t)^2 + 2 V_{in} \cdot I_{in} \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right)^2 + 2 V_{in} \cdot I_{in} \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right)^2 + 2 V_{in} \cdot I_{in} \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right)^2$$

$$p_{3\phi_D} = 2 \cdot V_{in} \cdot I_{in} \cdot \sin(\omega \cdot t)^2 + 2 V_{in} \cdot I_{in} \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right)^2 + 2 V_{in} \cdot I_{in} \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right)^2 + 2(2 \cdot \beta + \beta^2) V_{in} \cdot I_{in} \cdot \sin(\omega \cdot t)^2 + 2 \cdot (2 \cdot \alpha + \alpha^2) V_{in} \cdot I_{in} \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right)^2$$

relação trigonométrica

$$\sin(x)^2 = \frac{1}{2} \cdot (1 - \cos(2x))$$

$$p_{3\phi_D} = 3 V_{in} \cdot I_{in} + \dots$$

$$\begin{aligned}
& + 2(2\cdot\beta + \beta^2)V_{in}\cdot I_{in}\cdot\left[\frac{1}{2}\cdot(1 - \cos(2\omega\cdot t))\right] + 2\cdot(2\cdot\alpha + \alpha^2)V_{in}\cdot I_{in}\cdot\left[\frac{1}{2}\cdot\left(1 - \cos\left(2\omega\cdot t - \frac{4\pi}{3}\right)\right)\right] \\
P_{3\phi_D} &= 3V_{in}\cdot I_{in} + (2\cdot\beta + \beta^2)(1 - \cos(2\omega\cdot t))\cdot V_{in}\cdot I_{in} + (2\cdot\alpha + \alpha^2)\left(1 - \cos\left(2\omega\cdot t - \frac{4\pi}{3}\right)\right)\cdot V_{in}\cdot I_{in} \\
P_{3\phi_D} &= 3V_{in}\cdot I_{in} + (2\cdot\beta + \beta^2)\cdot V_{in}\cdot I_{in} + (2\cdot\alpha + \alpha^2)\cdot V_{in}\cdot I_{in} - (2\cdot\beta + \beta^2)\cdot\cos(2\omega\cdot t)\cdot(V_{in}\cdot I_{in}) - \\
& \quad - (2\cdot\alpha + \alpha^2)\left(\cos\left(2\omega\cdot t - \frac{4\pi}{3}\right)\right)\cdot V_{in}\cdot I_{in} \\
P_{3\phi_D} &= (3 + 2\cdot\beta + \beta^2 + 2\cdot\alpha + \alpha^2)\cdot V_{in}\cdot I_{in} - \\
& \quad - \left[\left[(2\cdot\beta + \beta^2)\cdot\cos(2\omega\cdot t)\right] + \left[(2\cdot\alpha + \alpha^2)\cos\left(2\omega\cdot t - \frac{4\pi}{3}\right)\right]\right]\cdot V_{in}\cdot I_{in}
\end{aligned}$$

relação trigonométrica

$$\cos(a + b) = \cos(a)\cdot\cos(b) - \sin(a)\cdot\sin(b)$$

$$\cos(a - b) = \cos(a)\cdot\cos(b) + \sin(a)\cdot\sin(b)$$

$$\begin{aligned}
P_{3\phi_D} &= (3 + 2\cdot\beta + \beta^2 + 2\cdot\alpha + \alpha^2)\cdot V_{in}\cdot I_{in} - \\
& \quad - \left[\left[(2\cdot\beta + \beta^2)\cdot\cos(2\omega\cdot t)\right] + \left[(2\cdot\alpha + \alpha^2)\left(\cos(2\omega\cdot t)\cdot\cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) + \sin(2\omega\cdot t)\cdot\sin\left(\frac{4\pi}{3}\right)\right)\right]\right]\cdot V_{in}\cdot I_{in} \\
P_{3\phi_D} &= (3 + 2\cdot\beta + \beta^2 + 2\cdot\alpha + \alpha^2)\cdot V_{in}\cdot I_{in} - \\
& \quad - \left[\left[(2\cdot\beta + \beta^2)\cdot\cos(2\omega\cdot t)\right] + \left[(2\cdot\alpha + \alpha^2)\left[\cos(2\omega\cdot t)\cdot(-0.5) + \sin(2\omega\cdot t)\cdot(-0.866)\right]\right]\right]\cdot V_{in}\cdot I_{in} \\
P_{3\phi_D} &= (3 + 2\cdot\beta + \beta^2 + 2\cdot\alpha + \alpha^2)\cdot V_{in}\cdot I_{in} - \\
& \quad - \left[\left[2\cdot\beta + \beta^2 - \frac{(2\cdot\alpha + \alpha^2)}{2}\right]\cdot\cos(2\omega\cdot t) - 0.866\cdot(2\cdot\alpha + \alpha^2)\sin(2\omega\cdot t)\right]\cdot V_{in}\cdot I_{in}
\end{aligned}$$

$$\Delta = \frac{P_{3\phi_D}}{P_{3\phi}}$$

$$\Delta = \frac{\left[3 + 2\cdot(\beta + \alpha) + \beta^2 + \alpha^2\right] - \left[\left[2\cdot\beta + \beta^2 - \frac{(2\cdot\alpha + \alpha^2)}{2}\right]\cdot\cos(2\omega\cdot t) - 0.866\cdot(2\cdot\alpha + \alpha^2)\sin(2\omega\cdot t)\right]}{3}$$

$$f_r := 60$$

$$\omega := 2\cdot\pi\cdot f_r$$

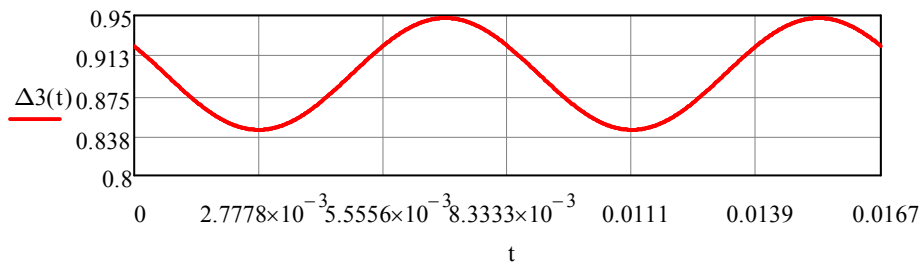
$$\beta := -0.082$$

$$\alpha := -0.082$$

$$\Delta 3_{\text{part1}}(t) := \frac{\left(3 + 2 \cdot \beta + \beta^2 + 2 \cdot \alpha + \alpha^2\right)}{3}$$

$$\Delta 3_{\text{part2}}(t) := \frac{-\left[2 \cdot \beta + \beta^2 - \frac{(2 \cdot \alpha + \alpha^2)}{2}\right] \cdot \cos(2\omega \cdot t) - 0.866 \cdot \left[(2 \cdot \alpha + \alpha^2) \sin(2\omega \cdot t)\right]}{3}$$

$$\Delta 3(t) := \Delta 3_{\text{part1}}(t) + \Delta 3_{\text{part2}}(t)$$



$$\Delta_{\text{med3}} := \frac{1}{\frac{2\pi}{\omega}} \cdot \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \Delta 3(t) dt = 0.895$$

$$\text{Ond}_3 := \frac{0.9475 - 0.8427}{\Delta_{\text{med3}}} \cdot 100 = 11.708 \quad [\%]$$

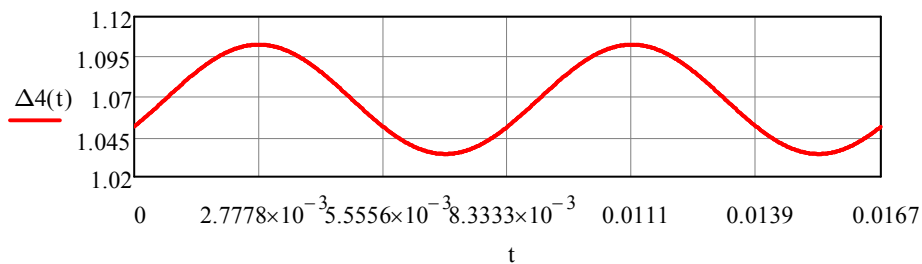
$$\beta := 0.05$$

$$\alpha := 0.05$$

$$\Delta 4_{\text{part1}}(t) := \frac{\left(3 + 2 \cdot \beta + \beta^2 + 2 \cdot \alpha + \alpha^2\right)}{3}$$

$$\Delta 4_{\text{part2}}(t) := \frac{-\left[2 \cdot \beta + \beta^2 - \frac{(2 \cdot \alpha + \alpha^2)}{2}\right] \cdot \cos(2\omega \cdot t) - 0.866 \cdot \left[(2 \cdot \alpha + \alpha^2) \sin(2\omega \cdot t)\right]}{3}$$

$$\Delta 4(t) := \Delta 4_{\text{part1}}(t) + \Delta 4_{\text{part2}}(t)$$



$$\Delta_{med4} := \frac{1}{\frac{2\pi}{\omega}} \cdot \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \Delta 4(t) dt = 1.068$$

$$Ond_4 := \frac{1.102 - 1.034}{\Delta_{med4}} = 0.064 \quad [\%]$$

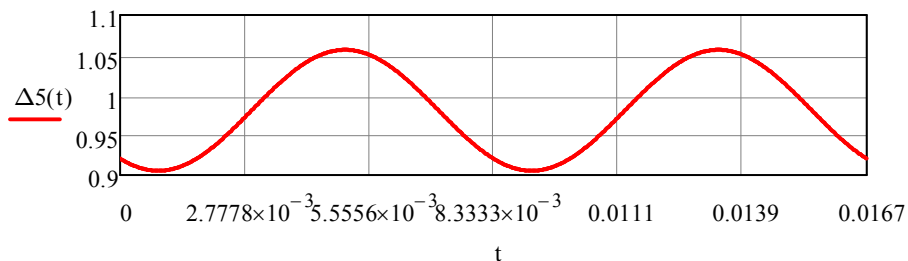
$$\beta := 0.05$$

$$\alpha := -0.082$$

$$\Delta 5_{part1}(t) := \frac{\left((3 + 2 \cdot \beta + \beta^2 + 2 \cdot \alpha + \alpha^2) \right)}{3}$$

$$\Delta 5_{part2}(t) := \frac{\left[\left[2 \cdot \beta + \beta^2 - \frac{(2 \cdot \alpha + \alpha^2)}{2} \right] \cdot \cos(2\omega \cdot t) - 0.866 \cdot \left[(2 \cdot \alpha + \alpha^2) \sin(2\omega \cdot t) \right] \right]}{3}$$

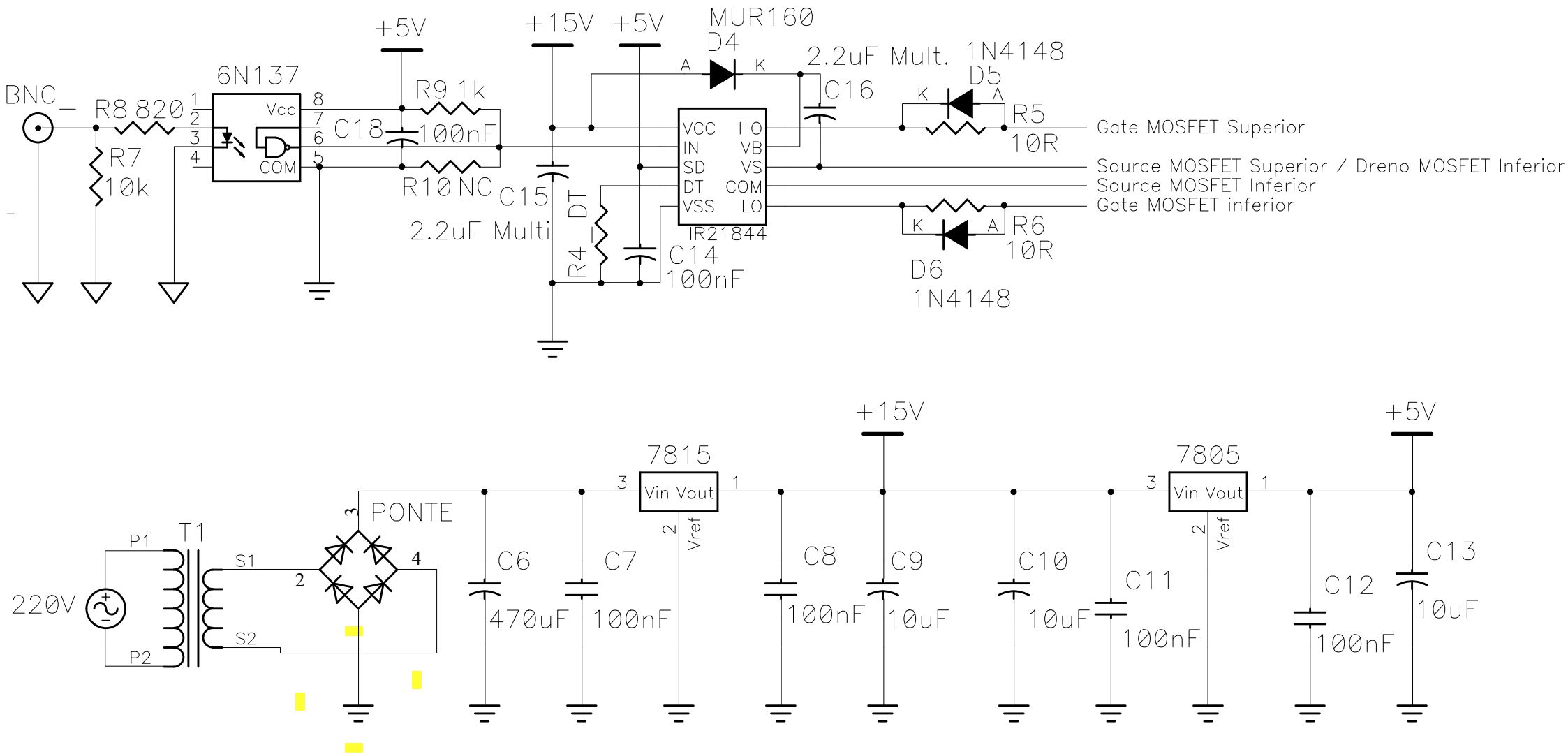
$$\Delta 5(t) := \Delta 5_{part1}(t) + \Delta 5_{part2}(t)$$



$$\Delta_{med5} := \frac{1}{\frac{2\pi}{\omega}} \cdot \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \Delta 4(t) dt = 1.068$$

$$Ond_5 := \frac{1.057 - 0.9062}{\Delta_{med5}} \cdot 100 = 14.115 \quad [\%]$$

APÊNDICE D – ESQUEMA ELÉTRICO DO DRIVER DE ACIONAMENTO DOS INTERRUPTORES CONTROLADOS



APÊNDICE E - VALIDAÇÃO DO EQUACIONAMENTO DO CONVERSOR TRIFÁSICO COM CAPACITOR CHAVEADO RESSONANTE

-Parâmetros da Tensão de Entrada:

$V_{in_rms} := 220$	[V]	Tensão de entrada eficaz
$V_M := V_{in_rms} \cdot \sqrt{2}$	[V]	Valor de pico da tensão de entrada
$V_{LL} := \sqrt{3} \cdot V_{in_rms} = 381.051$	[V]	Tensão de linha de entrada
$f_r := 60$	[Hz]	Frequência da rede

-Parâmetros da Carga:

$\eta_L := 4$		Número de Módulos
$V_{LED} := 26.59$	[V]	Tensão direta no módulo de LED
$R_{LED} := 2.48$	[Ω]	Resistência intrínseca no LED
$I_o := 1.75$	[A]	Corrente no LED

Tensão de saída:

$$V_o := \eta_L \cdot (V_{LED} + R_{LED} \cdot I_o) = 123.72 \quad [V]$$

Potência de entrada:

$$P_o := V_o \cdot I_o = 216.51 \quad [W]$$

-Outros parâmetros:

$f_s := 100000$	[Hz]	Frequência de comutação
$\eta := 0.9$		Rendimento do conversor
$T_s := \frac{1}{f_s} = 10 \times 10^{-6}$	[s]	Período de Comutação

Potência de entrada:

$$P_{in} := \frac{P_o}{\eta} = 240.567 \quad [W]$$

Capacitor Chaveado:

$$C_s := \frac{2}{15} \cdot \frac{P_o \cdot T_s}{V_M^2 \cdot \eta} = 3.314 \times 10^{-9} \quad [\text{F}]$$

$$Cap_s(\text{comercial}) := 3.3 \cdot 10^{-9}$$

Indutância de Saída:

Ondulação de Corrente no Indutor (40 %):

$$\Delta i_{L_o} := 0.4 \cdot I_o = 0.7 \quad [\text{A}]$$

A corrente mínima no indutor L_o pode ser aproximada por:

$$I_{L_{omin}} := I_o - \frac{\Delta i_{L_o}}{2} = 1.4 \quad [\text{A}]$$

A corrente máxima no indutor L_o pode ser aproximada por:

$$I_{L_{opk}} := I_o + \frac{\Delta i_{L_o}}{2} = 2.1 \quad [\text{A}]$$

Indutância de saída adotada:

$$L_o := 450 \cdot 10^{-6} \quad [\text{H}]$$

Tensões de Entrada em cada fase:

$$\omega := 2 \cdot \pi \cdot f_r$$

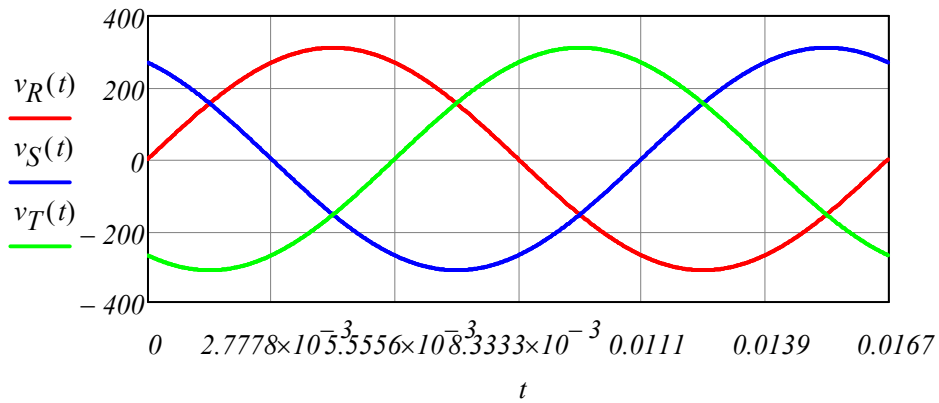
$$P_{in} = \frac{3}{2} \cdot V_M \cdot I_M$$

$$I_M := \frac{2 \cdot P_{in}}{3 \cdot V_M} = 0.515$$

$$v_R(t) := V_M \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (4.1)$$

$$v_S(t) := V_M \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.2)$$

$$v_T(t) := V_M \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.3)$$



Correntes de Entrada em cada fase:

$$i_R(t) := I_M \cdot \sin(\omega \cdot t)$$

$$i_S(t) := I_M \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$i_T(t) := I_M \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

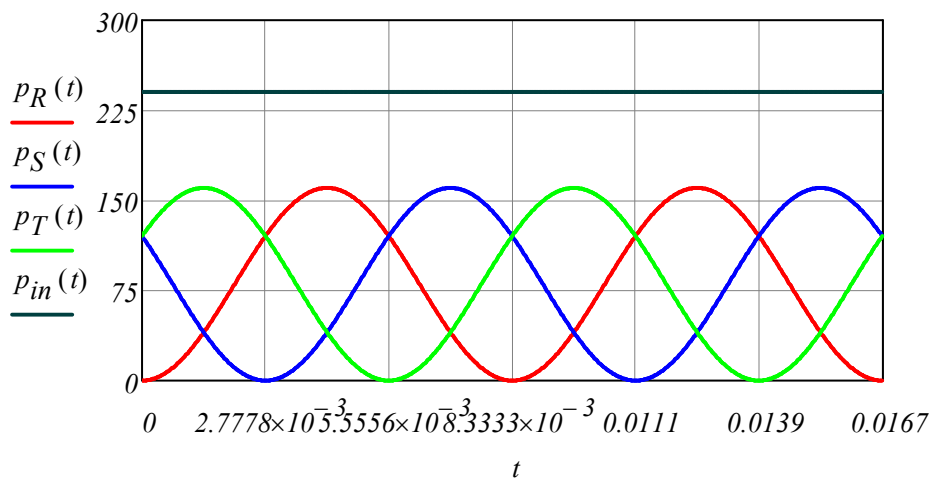
Potências de Entrada em cada fase:

$$p_R(t) := v_R(t) \cdot i_R(t)$$

$$p_S(t) := v_S(t) \cdot i_S(t)$$

$$p_T(t) := v_T(t) \cdot i_T(t)$$

$$p_{in}(t) := p_R(t) + p_S(t) + p_T(t)$$



$$P_{in_grafico} := f_r \cdot \int_0^{\frac{1}{f_r}} p_{in}(t) dt = 240.567 \quad [\text{W}]$$

Tempo de Condução e Corrente dos Capacitores Chaveados:

$$\omega \cdot t = \pi + 2 \cdot \pi \cdot n \quad (4.4)$$

Para $n = 0$

$$\omega \cdot t = 1\pi$$

$$t_0 := \frac{1\pi}{2 \cdot \pi \cdot f_r}$$

$$V_R := 0 \quad (4.5)$$

$$V_S := \frac{-V_M \cdot \sqrt{3}}{2} = -269.444 \quad (4.6)$$

$$V_T := \frac{V_M \cdot \sqrt{3}}{2} = 269.444 \quad (4.7)$$

$$v_R(t_0) = 1.763 \times 10^{-13} \quad [\text{V}]$$

$$v_S(t_0) = -269.444 \quad [\text{V}]$$

$$v_T(t_0) = 269.444 \quad [\text{V}]$$

$$t_w := \frac{5}{12f_r} \quad t_z := \frac{7}{12f_r}$$

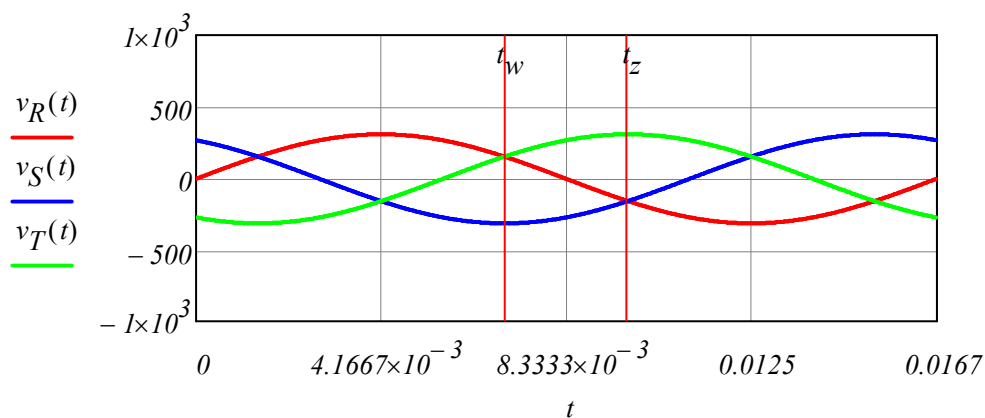
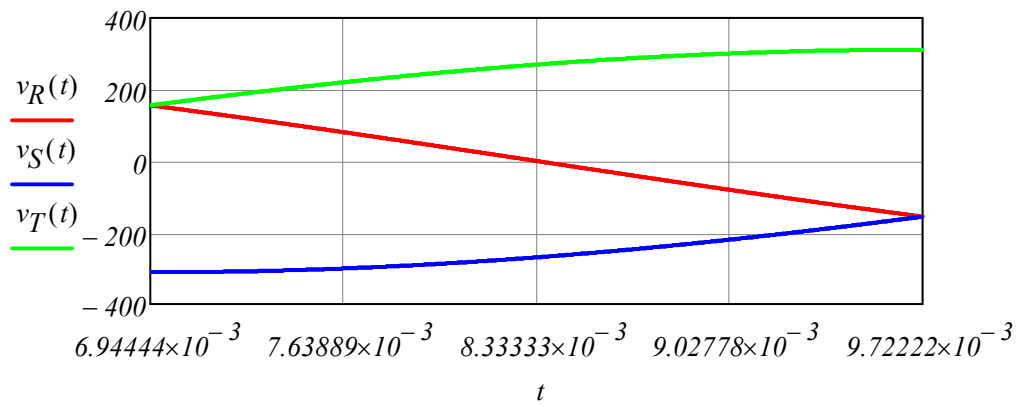


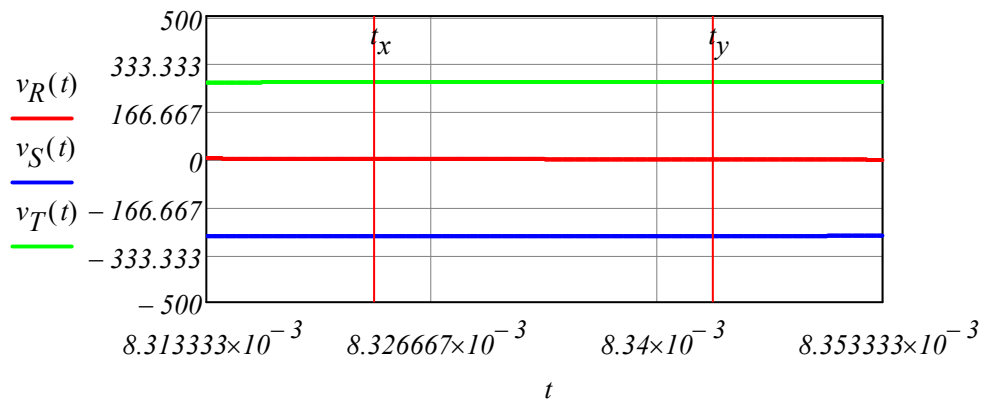
Gráfico anterior ampliado entre os tempos t_w e t_z



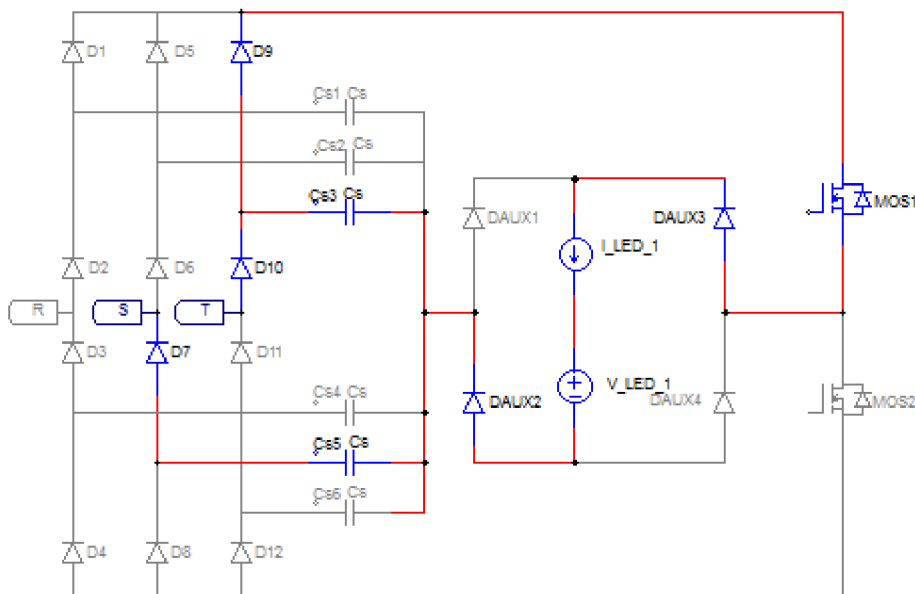
$$t_x := t_0 - T_s$$

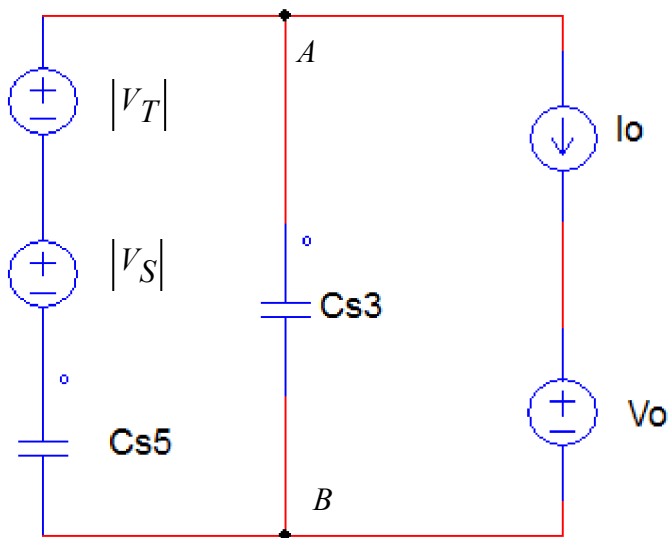
$$t_y := t_0 + T_s$$

Gráfico anterior ampliado entre os tempos t_x e t_y



Etapa 1:





No instante t_0 os capacitores $Cs1$ e $Cs3$ estão carregados completamente e os capacitores $Cs4$ e $Cs5$ estão completamente descarregados. O interruptor $M1$ será acionado. O capacitor $Cs3$ começara a descarregar e o capacitor $Cs5$ começara a carregar. Como o capacitor $Cs5$ no instante inicial $t_0=0$, é zero, então pode-se obter as seguintes relações entre os circuitos:

$$v_{Cs1_t0} = |V_S| = \frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2} \quad (4.13)$$

$$v_{Cs2_t0} = 0$$

$$v_{Cs3_t0} = |V_T| + |V_S| + v_{Cs5_t0} = |V_T| + |V_S| = |V_M| \cdot \sqrt{3} \quad (4.14)$$

$$v_{Cs4_t0} = 0 \quad (4.12)$$

$$v_{Cs5_t0} = 0 \quad (4.12)$$

$$v_{Cs6_t0} = 0$$

Como a tensão entre os pontos A e B é a mesma, pode-se dizer que os capacitores estão em paralelo e estão sujeitos a mesma variação de tensão, logo as suas correntes são iguais.

$$I_o = |I_{Cs3_ \Delta t1}| + |I_{Cs5_ \Delta t1}|$$

$$I_{Cs3_ \Delta t1} = -\frac{I_o}{2} \quad (4.15)$$

$$I_{Cs5_ \Delta t1} = -\frac{I_o}{2} \quad (4.15)$$

Na 1 etapa $Cs3$ irá descarregar até atingir a tensão no capacitor $Cs1$.

$$I_{Cs1_ \Delta t1} = 0 \quad I_{Cs2_ \Delta t1} = 0 \quad I_{Cs4_ \Delta t1} = 0 \quad I_{Cs6_ \Delta t1} = 0 \quad (4.16)$$

$$v_{Cs1_t0} = |V_S| = \frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2}$$

$$v_{Cs3_t1} = v_{Cs1_t0}$$

$$v_{Cs3_t1} = |V_S| = \frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2} \quad (4.17)$$

$$\Delta t_I = \frac{C_s \cdot (v_{Cs3_t1} - v_{Cs3_t0})}{I_{Cs1_ \Delta t1}} \quad (4.18)$$

$$\Delta t_{STGI}(t_1 - t_0) = \frac{C_s \cdot [(|V_S|) - (|V_T| + |V_S|)]}{-\frac{I_o}{2}}$$

$$\Delta t_{STGI}(t_0, t_1) = \Delta t_I = \frac{2 \cdot C_s \cdot |V_T|}{I_o} = \frac{V_M \cdot C_s \cdot \sqrt{3}}{I_o} \quad (4.19)$$

$$\Delta t_I := \frac{V_M \cdot C_s \cdot \sqrt{3}}{I_o}$$

$$t_1 := t_0 + \Delta t_I$$

$$v_{Cs1_t1} = |V_S| = \frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2}$$

$$v_{Cs2_t1} = 0$$

$$v_{Cs3_t1} = |V_S| = \frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2}$$

$$v_{Cs4_t1} = 0 \quad (4.21)$$

$$v_{Cs5_t1} = v_{Cs5_t1} + \frac{I_{Cs5_ \Delta t1} \cdot \Delta t_{STGI}(t_0, t_1)}{C_s} \quad (4.20)$$

$$v_{Cs5_t1} = \frac{\frac{I_o}{2} \cdot \frac{V_M \cdot C_s \cdot (\sqrt{3})}{I_o}}{C_s} = \frac{-V_M \cdot \sqrt{3}}{2} \quad (4.20)$$

$$v_{Cs6_t1} = 0$$

Considerando as equações (4.4)-(4.7), as etapas 2 (t_1-t_2) e 6 (t_5-t_6) são suprimidas, devido que a tensão instantânea na fase R é zero, consequentemente C_{s1} , C_{s4} iniciam a condução juntos.

$$t_2 := t_1 \tag{4.8}$$

$$v_{Cs1_t2} = v_{Cs1_t1} = \frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2} \tag{4.22}$$

$$v_{Cs2_t2} = v_{Cs2_t1} = 0 \tag{4.22}$$

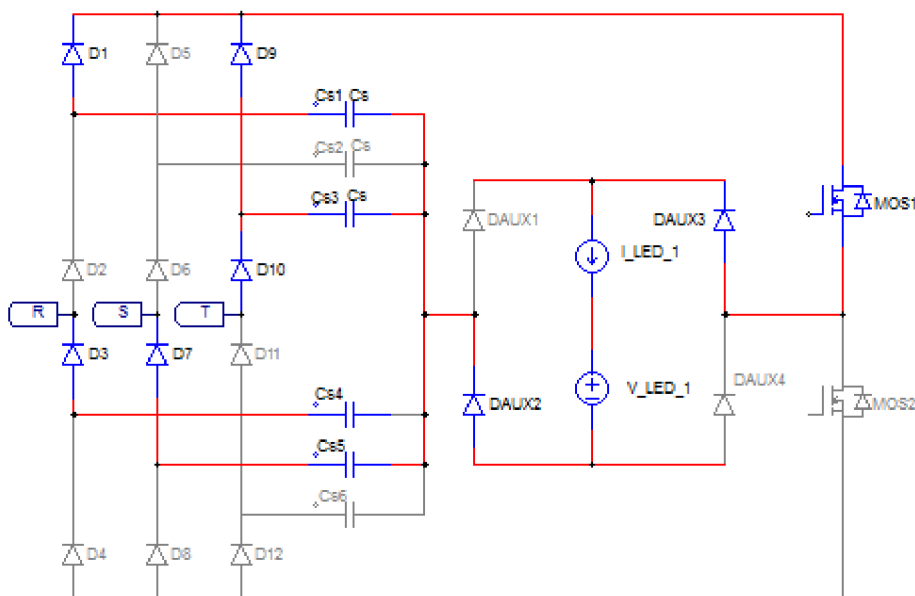
$$v_{Cs3_t2} = v_{Cs3_t1} = \frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2} \tag{4.22}$$

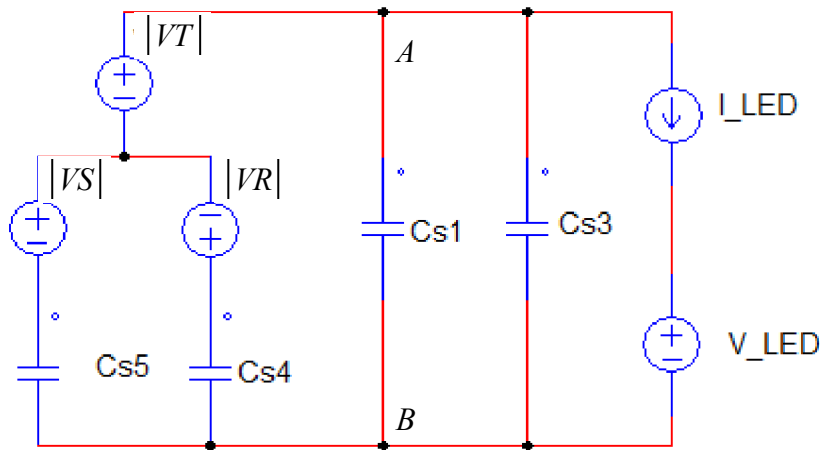
$$v_{Cs4_t2} = v_{Cs4_t1} = 0 \tag{4.22}$$

$$v_{Cs5_t2} = v_{Cs5_t1} = \frac{-V_M \cdot \sqrt{3}}{2} \tag{4.22}$$

$$v_{Cs6_t2} = v_{Cs6_t1} = 0 \tag{4.22}$$

ETAPA 3





$$v_{Cs1_t2} = |V_S| = \frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2} \quad \begin{array}{l} \text{Cs1 e Cs3 est\~{a}o descarregando} \\ \text{Cs4 e Cs5 est\~{a}o carregando} \end{array}$$

$$v_{Cs2_t2} = 0$$

$$v_{Cs3_t2} = |V_S| = \frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2}$$

$$v_{Cs4_t2} = 0$$

$$v_{Cs5_t2} = \frac{-V_M \cdot \sqrt{3}}{2}$$

$$v_{Cs6_t2} = 0$$

Como a tens\~{a}o entre os pontos A e B \u00e9 a mesma, pode-se dizer que os capacitores est\~{a}o em paralelo e est\~{a}o sujeitos a mesma varia\~{c}o de tens\~{a}o, logo as suas correntes s\~{a}o iguais.

$$I_o = |I_{Cs1_ \Delta t3}| + |I_{Cs3_ \Delta t3}| + |I_{Cs4_ \Delta t3}| + |I_{Cs5_ \Delta t3}|$$

$$I_{Cs1_ \Delta t3} = I_{Cs3_ \Delta t3} = I_{Cs4_ \Delta t3} = I_{Cs5_ \Delta t3} = -\frac{I_o}{4} \quad (4.25)$$

Na etapa 2 os 4 capacitores conduzem at\u00e9 o momento em que Cs1 e Cs3 descarregam at\u00e9 estarem totalmente descarregado, e Cs4 e Cs5 atigem os seu m\u00ednimos

$$v_{Cs1_ t3} = v_{Cs3_ t3} = 0 \quad (4.26)$$

$$\Delta t_{STG3}(t_2, t_3) = \frac{C_s \cdot (v_{Cs3_ t3} - v_{Cs3_ t2})}{I_{Cs3_ \Delta t3}}$$

$$\Delta t_{STG3}(t_2, t_3) = \frac{C_s \cdot [(0) - (|V_S|)]}{-\frac{I_o}{4}}$$

$$\Delta t_{STG3}(t_2, t_3) = \Delta t_3 = \frac{4 \cdot C_s \cdot (|V_S|)}{I_o} = \frac{4 \cdot C_s \cdot \sqrt{3} \cdot V_M}{I_o \cdot 2} = \frac{2 \cdot C_s \cdot \sqrt{3} \cdot V_M}{I_o} \quad (4.27)$$

$$\Delta t_3 := \frac{2 \cdot C_s \cdot \sqrt{3} \cdot V_M}{I_o} \quad (4.27)$$

$$t_3 := t_2 + \Delta t_3$$

$$v_{Cs3_t3} = v_{Cs3_t2} + \frac{I_{Cs3_ \Delta t3} \cdot \Delta t_3}{C_s} \quad (4.26)$$

$$v_{Cs3_t3} = |V_S| + \frac{\left(\frac{I_o}{4}\right) \cdot \frac{4 \cdot C_s \cdot (|V_S|)}{I_o}}{C_s} \quad (4.26)$$

$$v_{Cs3_t3} = 0 \quad (4.26)$$

$$v_{Cs4_t3} = v_{Cs4_t2} + \frac{I_{Cs4_ \Delta t3} \cdot \Delta t_3}{C_s} \quad (4.28)$$

$$v_{Cs4_t3} = (0) + \frac{\left(\frac{I_o}{4}\right) \cdot \frac{4 \cdot C_s \cdot (|V_S|)}{I_o}}{C_s} \quad (4.28)$$

$$v_{Cs4_t3} = -|V_S| \quad (4.28)$$

$$v_{Cs5_t3} = v_{Cs5_t2} + \frac{I_{Cs5_ \Delta t3} \cdot \Delta t_3}{C_s} \quad (4.29)$$

$$v_{Cs5_t3} = (-|V_T|) + \frac{\left(\frac{I_o}{4}\right) \cdot \frac{4 \cdot C_s \cdot (|V_S|)}{I_o}}{C_s} \quad (4.29)$$

$$v_{Cs5_t3} = -(|V_S| + |V_T|) \quad (4.29)$$

Tensões nos capacitores no instante t_3 :

$$v_{Cs1_t3} = 0$$

$$v_{Cs2_t3} = 0$$

$$v_{Cs3_t3} = 0$$

$$v_{Cs4_t3} = -|V_S| = -\frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2}$$

$$v_{Cs5_t3} = -(|V_S| + |V_T|) = -(\sqrt{3} \cdot V_M)$$

$$v_{Cs6_t3} = 0$$

Em um período de chaveamento, considerando que $C_{s1}-C_{s6}$ possuem o mesmo valor de capacitância e que os mesmos são descarregados completamente, e admitindo que $C_{s1}-C_{s6}$ estão em condução “crítica”, semelhante ao que ocorre aos indutores, as etapas 4 (t_3-t_4) e 8 (t_7-t_8), podem ser suprimidas

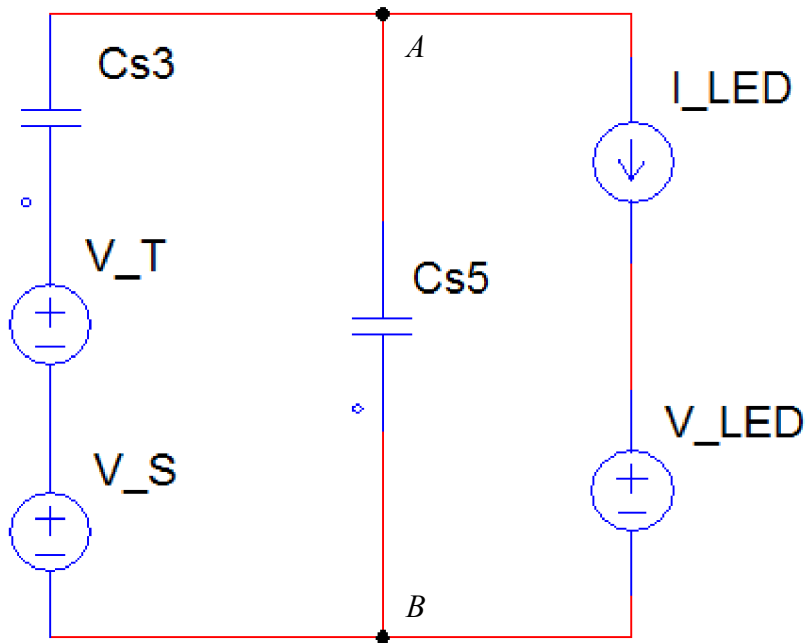
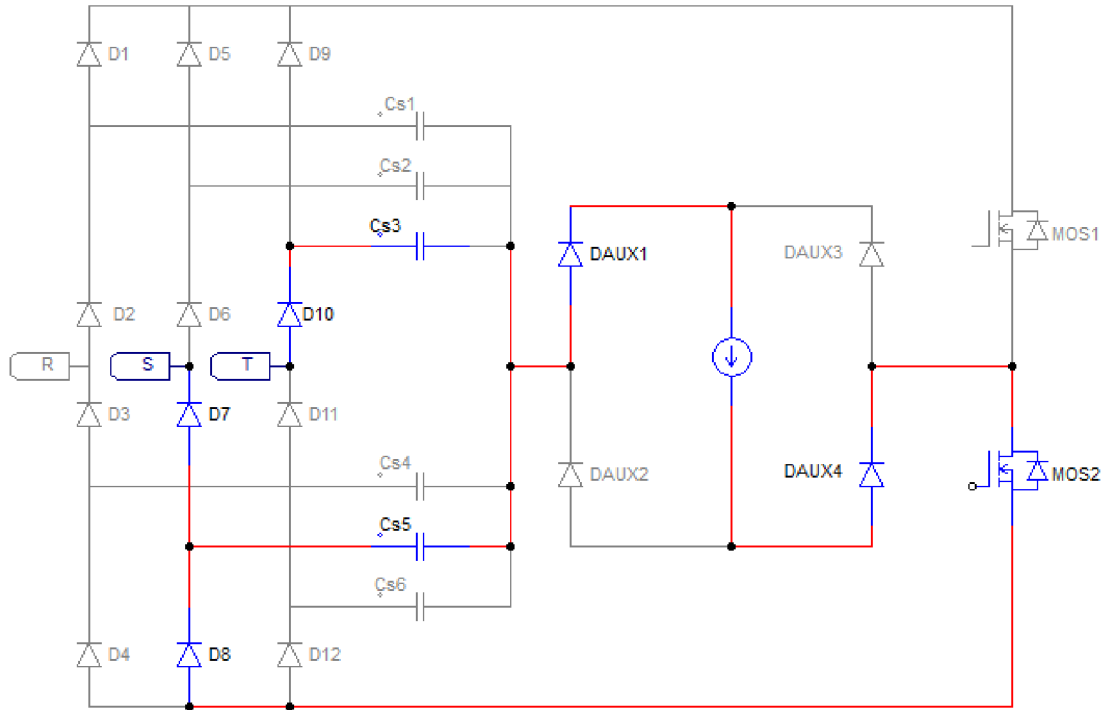
$$t_4 := t_3 \tag{4.10}$$

$$v_{Cs1_t4} = 0 \quad v_{Cs2_t4} = 0 \quad v_{Cs3_t4} = 0 \quad v_{Cs6_t4} = 0 \tag{4.30}$$

$$v_{Cs4_t4} = -|V_S| = -\frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2} \tag{4.30}$$

$$v_{Cs5_t4} = -(|V_S| + |V_T|) = -(\sqrt{3} \cdot V_M) \tag{4.30}$$

ETAPA 5



$$v_{Cs1_t4} = 0 \quad v_{Cs2_t4} = 0 \quad v_{Cs3_t4} = 0 \quad v_{Cs6_t4} = 0 \quad (4.30)$$

$$v_{Cs4_t4} = -|V_S| = -\frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2} \quad (4.30)$$

$$v_{Cs5_t4} = -(|V_S| + |V_T|) = -(\sqrt{3} \cdot V_M) \quad (4.30)$$

No instante t_4 os capacitores $Cs1$ e $Cs3$ estão descarregados completamente e os capacitores

Cs4 e Cs5 estão completamente carregados. O interruptor M2 será acionado. O capacitor Cs3 começara a carregar e o capacitor Cs5 começara a descarregar. Como a tensão entre os pontos A e B é a mesma, pode-se dizer que os capacitores estão em paralelo e estão sujeitos a mesma variação de tensão, logo as suas correntes são iguais.

$$I_o = |I_{Cs3_ \Delta t5}| + |I_{Cs5_ \Delta t5}|$$

$$I_{Cs3_ \Delta t5} = I_{Cs5_ \Delta t5} = \frac{I_o}{2} \quad (4.31)$$

$$I_{Cs1_ \Delta t5} = I_{Cs4_ \Delta t5} = 0 \quad (4.32)$$

Na 5 etapa Cs5 irá descarregar até atingir a tensão no capacitor Cs4.

$$v_{Cs5_ t5} = v_{Cs4_ t4}$$

$$v_{Cs5_ t5} = -|V_S| = -\frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2} \quad (4.33)$$

$$v_{Cs5_ t4} = -(|V_S| + |V_T|) = -(\sqrt{3} \cdot V_M) \quad (4.33)$$

$$\Delta t_5 = \frac{C_s \cdot (v_{Cs5_ t3} - v_{Cs5_ t2})}{I_{Cs5_ \Delta t3}}$$

$$\Delta t_5 = \frac{C_s \cdot [(-|V_S|) - [-(|V_S| + |V_T|)]]}{\left(\frac{I_o}{2}\right)}$$

$$\Delta t_{STG3}(t_4, t_5) = \Delta t_5 = \frac{2C_s \cdot |V_T|}{I_o} = \frac{V_M \cdot C_s \cdot \sqrt{3}}{I_o} = \Delta t_I \quad (4.34)$$

$$\Delta t_5 := \frac{V_M \cdot C_s \cdot \sqrt{3}}{I_o}$$

$$t_5 := t_4 + \Delta t_5$$

$$v_{Cs1_ t5} = v_{Cs1_ t4} = 0 \quad (4.35)$$

$$v_{Cs3_ t5} = v_{Cs3_ t4} + \frac{I_{Cs3_ \Delta t5} \cdot \Delta t_5}{C_s}$$

$$v_{Cs3_t5} = 0 + \frac{\frac{|I_o|}{2} \cdot \frac{2C_s \cdot |V_T|}{|I_o|}}{C_s}$$

$$v_{Cs3_t5} = |V_T| = \frac{V_M \cdot (\sqrt{3})}{2} \quad (4.36)$$

$$v_{Cs4_t5} = v_{Cs1_t4} = \frac{-V_M \cdot (\sqrt{3})}{2} \quad (4.37)$$

Tensões nos capacitores no instante t5:

$$v_{Cs1_t5} = 0$$

$$v_{Cs2_t5} = 0$$

$$v_{Cs3_t5} = |V_T| = \frac{V_M \cdot (\sqrt{3})}{2}$$

$$v_{Cs4_t5} = -|V_S| = -\frac{V_M \cdot (\sqrt{3})}{2}$$

$$v_{Cs5_t5} = -|V_S| = -\frac{V_M \cdot (\sqrt{3})}{2}$$

$$v_{Cs6_t5} = 0$$

Considerando as equações (4.4)-(4.7), as etapas 2 (t_1-t_2) e 6 (t_5-t_6) são suprimidas, devido que a tensão instantânea na fase R é zero, conseqüentemente C_{s1} , C_{s4} iniciam a condução juntos.

$$t_6 := t_5 \quad (4.9)$$

$$v_{Cs1_t6} = v_{Cs1_t5} = 0 \quad (4.38)$$

$$v_{Cs2_t6} = v_{Cs2_t5} = 0 \quad (4.38)$$

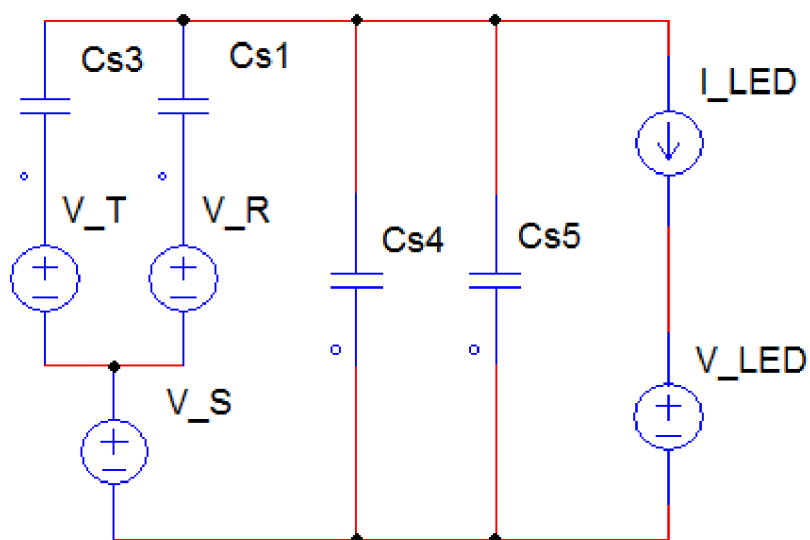
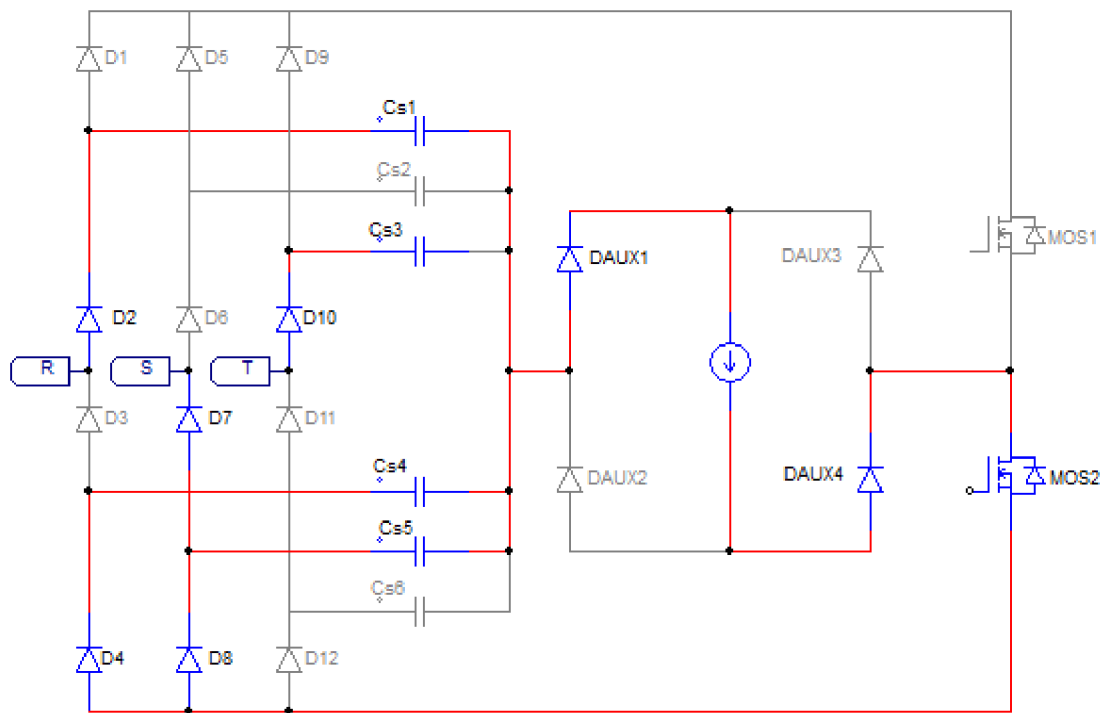
$$v_{Cs3_t6} = v_{Cs3_t5} = \frac{V_M \cdot \sqrt{3}}{2} \quad (4.38)$$

$$v_{Cs4_t6} = v_{Cs4_t5} = \frac{-V_M \cdot \sqrt{3}}{2} \quad (4.38)$$

$$v_{Cs5_t6} = v_{Cs5_t5} = \frac{-V_M \sqrt{3}}{2} \quad (4.38)$$

$$v_{Cs6_t6} = v_{Cs6_t5} = 0 \quad (4.38)$$

ETAPA 7



Como a tensão entre os pontos A e B é a mesma, pode-se dizer que os capacitores estão em paralelo e estão sujeitos a mesma variação de tensão, logo as suas correntes são iguais.

$$I_o = |I_{Cs1_t4}| + |I_{Cs3_t4}| + |I_{Cs4_t4}| + |I_{Cs5_t4}|$$

$$I_{Cs1_ \Delta t7} = I_{Cs3_ \Delta t7} = I_{Cs4_ \Delta t7} = I_{Cs5_ \Delta t7} = \frac{I_o}{4} \quad (4.39)$$

Na etapa 7 os 4 capacitores conduzem até o momento em que Cs4 e Cs5 descarregam até estarem totalmente descarregado e Cs1 e Cs3 atingem os seus maximos

$$v_{Cs4_ t7} = v_{Cs5_ t7} = 0 \quad (4.40)$$

$$\Delta t7 = \frac{C_s \cdot (v_{Cs4_ t7} - v_{Cs4_ t6})}{I_{Cs4_ \Delta t7}}$$

$$\Delta t7 = \frac{C_s \cdot [(0) - (-|V_S|)]}{\left(\frac{I_o}{4}\right)}$$

$$\Delta t_{STG4}(t_6, t_7) = \Delta t7 = \frac{4 \cdot C_s \cdot (|V_S|)}{I_o} = \frac{2 \cdot C_s \cdot \sqrt{3} \cdot V_M}{I_o} = \Delta t3 \quad (4.41)$$

$$\Delta t7 := \frac{2 \cdot C_s \cdot \sqrt{3} \cdot V_M}{I_o} = 2.041 \times 10^{-6}$$

$$t7 := t6 + \Delta t7$$

$$v_{Cs1_ t7} = v_{Cs1_ t6} + \frac{I_{Cs1_ \Delta t7} \cdot \Delta t7}{C_s}$$

$$v_{Cs1_ t7} = 0 + \frac{\left(\frac{I_o}{4}\right) \cdot \frac{4 \cdot C_s \cdot (|V_S|)}{I_o}}{C_s}$$

$$v_{Cs1_ t7} = |V_S| = \frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2} \quad (4.42)$$

$$v_{Cs3_ t7} = v_{Cs3_ t3} + \frac{I_{Cs3_ \Delta t4} \cdot \Delta t1}{C_s}$$

$$v_{Cs3_ t7} = |V_T| + \frac{\left(\frac{I_o}{4}\right) \cdot \frac{4 \cdot C_s \cdot (|V_S|)}{I_o}}{C_s}$$

$$v_{Cs3_ t7} = |V_T| + |V_S| = \sqrt{3} \cdot V_M \quad (4.43)$$

Tensões nos capacitores no instante t_7 :

$$v_{Cs1_t7} = |V_S| = \frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2}$$

$$v_{Cs2_t7} = 0$$

$$v_{Cs3_t7} = |V_T| + |V_S| = \sqrt{3} \cdot V_M$$

$$v_{Cs4_t7} = 0$$

$$v_{Cs5_t7} = 0$$

$$v_{Cs6_t7} = 0$$

Em um período de chaveamento, considerando que $C_{s1}-C_{s6}$ possuem o mesmo valor de capacitância e que os mesmos são descarregados completamente, e admitindo que $C_{s1}-C_{s6}$ estão em condução “crítica”, semelhante ao que ocorre aos indutores, as etapas 4 (t_3-t_4) e 8 (t_7-t_8), podem ser suprimidas

$$t_8 := t_7 \tag{4.11}$$

$$v_{Cs1_t8} = v_{Cs1_t7} = |V_S| = \frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2} \tag{4.44}$$

$$v_{Cs2_t8} = v_{Cs2_t7} = 0 \tag{4.44}$$

$$v_{Cs3_t8} = v_{Cs3_t7} = (|V_T| + |V_S| = \sqrt{3} \cdot V_M) \tag{4.44}$$

$$v_{Cs4_t8} = v_{Cs4_t7} = 0 \tag{4.44}$$

$$v_{Cs5_t8} = v_{Cs5_t7} = 0 \tag{4.44}$$

$$v_{Cs6_t8} = v_{Cs6_t7} = 0 \tag{4.44}$$

CÁLCULO DO CAPACITOR CHAVEADO RESSONANTE

$$E_R(T_s) + E_S(T_s) + E_T(T_s) + E_{LED}(T_s) = 0 \tag{4.45}$$

$$i_R(\Delta t_{STG1}) = i_R(\Delta t_{STG2}) = i_R(\Delta t_{STG3}) = i_R(\Delta t_{STG4}) = 0 \tag{4.46}$$

$$i_S(\Delta t_{STG1}) = i_S(\Delta t_{STG3}) = i_S(\Delta t_{STG4}) = \frac{-I_o}{2} \quad i_S(\Delta t_{STG2}) = \frac{-I_o}{4} \quad (4.47)$$

$$i_T(\Delta t_{STG1}) = i_T(\Delta t_{STG2}) = i_T(\Delta t_{STG3}) = \frac{I_o}{2} \quad i_T(\Delta t_{STG4}) = \frac{I_o}{4} \quad (4.48)$$

$$E_R(\Delta t_{STG1}) = v_R \cdot i_R(\Delta t_{STG1}) \cdot \Delta t_{STG1} = 0 \quad (4.49)$$

$$E_S(\Delta t_{STG1}) = v_S \cdot i_S(\Delta t_{STG1}) \cdot \Delta t_{STG1} = \frac{3 \cdot C_s \cdot V_M^2}{4} \quad (4.50)$$

$$E_T(\Delta t_{STG1}) = v_T \cdot i_T(\Delta t_{STG1}) \cdot \Delta t_{STG1} = \frac{3 \cdot C_s \cdot V_M^2}{4} \quad (4.51)$$

$$E_R(\Delta t_{STG2}) = E_R(\Delta t_{STG3}) = E_R(\Delta t_{STG4}) = 0 \quad (4.52)$$

$$E_S(\Delta t_{STG2}) = E_S(\Delta t_{STG3}) = \frac{3 \cdot C_s \cdot V_M^2}{4} \quad (4.53)$$

$$E_T(\Delta t_{STG3}) = E_T(\Delta t_{STG4}) = \frac{3 \cdot C_s \cdot V_M^2}{4} \quad (4.53)$$

$$E_T(\Delta t_{STG2}) = E_S(\Delta t_{STG4}) = \frac{3 \cdot C_s \cdot V_M^2}{2} \quad (4.54)$$

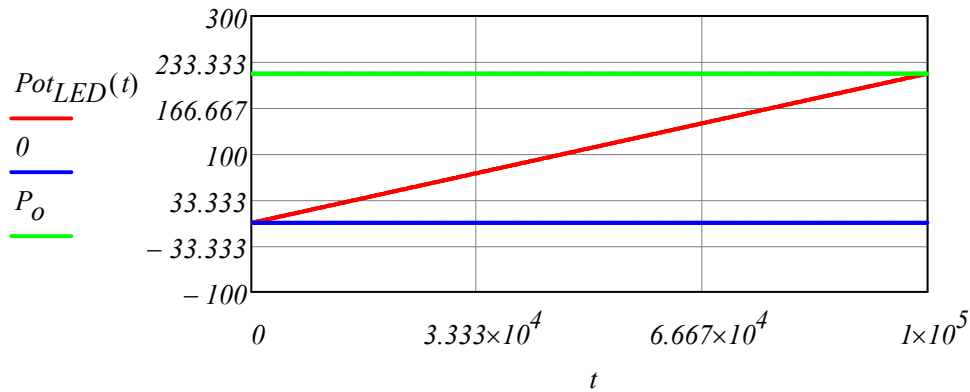
$$E_{LED}(T_s) = Pot_{LED} \cdot T_s = V_o \cdot I_o \cdot T_s \quad (4.55)$$

$$C_s = \frac{2 \cdot V_o \cdot I_o \cdot T_s}{15 \cdot V_M^2} \quad (4.56)$$

$$Pot_{LED} = \frac{15 \cdot V_M^2 \cdot C_s \cdot f_s}{2} \quad (4.57)$$

$$Pot_{LED}(f_s) := \frac{15 \cdot V_M^2 \cdot C_s \cdot f_s \cdot \eta}{2 \cdot 1}$$

Relação da potência nos módulos de LEDs com a variação da frequência de chaveamento:



CÁLCULO DA CORRENTE NO INDUTOR DE SAÍDA:

ETAPA 1

$$C_{seq1} := 2 \cdot C_s$$

$$\omega_{o1} := \sqrt{\frac{1}{L_o \cdot C_{seq1}}} \quad (4.65)$$

$$v_{Cseq1}(t_0) = 0$$

$$V_{Cso} = v_{Cseq1}(t_0)$$

$$V_{Cso} := 0$$

$$E := \sqrt{3} \cdot V_M - V_o$$

$$Z_{o1} := \sqrt{\frac{L_o}{C_{seq1}}}$$

$$\sqrt{3} \cdot V_M = L_o \cdot C_{seq1} \cdot \frac{d^2 \cdot v_{Cseq1}(t)}{d \cdot t^2} + v_{Cseq1}(t) + V_o \quad (4.66)$$

$$v_{Cseq1}(t) := -(E - V_{Cso}) \cdot \cos(\omega_{o1} \cdot t) + I_{Lomin} \cdot Z_{o1} \cdot \sin(\omega_{o1} \cdot t) + E \quad (4.67)$$

$$i_{Lo1}(t) := \frac{1}{Z_{o1}} \cdot (E + V_{Cso}) \sin(\omega_{o1} \cdot t) + I_{Lomin} \cdot \cos(\omega_{o1} \cdot t) \quad (4.68)$$

$$v_{Cseq1}(t_a) = \frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2} \quad (4.69)$$

$$\frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2} = -(E - V_{Cso}) \cdot \cos(\omega_{o1} \cdot t) + (E) + I_{Lomin} \cdot Z_{o1} \cdot \sin(\omega_{o1} \cdot t) \quad (4.70)$$

$$\frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2} - (E) = -(E - V_{Cso}) \cdot \cos(\omega_{o1} \cdot t) + I_{Lomin} \cdot Z_{o1} \cdot \sin(\omega_{o1} \cdot t) \quad (4.70)$$

$$a_1 := I_{Lomin} \cdot Z_{o1} \quad (4.72)$$

$$b_1 := -(E - V_{Cso}) \quad (4.73)$$

$$c_1 := \frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2} - (E) \quad (4.74)$$

$$d_1 := \sqrt{a_1^2 + b_1^2} \quad (4.75)$$

$$t_a := \frac{a \cos\left(\frac{-c_1}{d_1}\right) + a \tan\left(\frac{a_1}{b_1}\right)}{\omega_{o1}} = 1.007 \times 10^{-6} \quad (4.71)$$

ETAPA 3

$$C_{seq2} := 4 \cdot C_s$$

$$\omega_{o2} := \sqrt{\frac{1}{L_o \cdot C_{seq2}}} \quad (4.76)$$

$$Z_{o2} := \sqrt{\frac{L_o}{C_{seq2}}}$$

$$\frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2} = L_o \cdot C_{seq2} \cdot \frac{d^2 \cdot v_{Cseq1}(t)}{d \cdot t^2} + v_{Cseq2}(t) + V_o \quad (4.77)$$

$$v_{Cseq2}(t) = -(E - V_{Cso}) \cdot \cos[\omega_{o2} \cdot (t - t_a)] + \left(E + \frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2}\right) + \dots + i_{Lo1}(t_a) \cdot Z_{o2} \cdot \sin[\omega_{o2} \cdot (t - t_a)] \quad (4.78)$$

$$a(t) := -(\sqrt{3} \cdot V_M - V_o) \cdot \cos[\omega_{o2} \cdot (t - t_a)]$$

$$b(t) := \left(\frac{3\sqrt{3} \cdot V_M}{2} - V_o\right) + i_{Lo1}(t_a) \cdot Z_{o2} \cdot \sin[\omega_{o2} \cdot (t - t_a)]$$

$$v_{Cseq2}(t) := a(t) + b(t)$$

$$i_{Lo2}(t) := \frac{\left(E - \frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2}\right)}{Z_{o2}} \sin[\omega_{o2} \cdot (t - t_a)] + i_{Lo1}(t_a) \cdot \cos[\omega_{o2} \cdot (t - t_a)] \quad (4.79)$$

$$\begin{aligned} \sqrt{3} \cdot V_M - V_o = & -(E - V_{Cso}) \cdot \cos[\omega_{o2} \cdot (t - t_a)] + \left(E + \frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2}\right) + \blacksquare \\ & \dots + i_{Lo1}(t_a) \cdot Z_{o2} \cdot \sin[\omega_{o2} \cdot (t - t_a)] \end{aligned}$$

$$-\left(\frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2}\right) = -(E - V_{Cso}) \cdot \cos[\omega_{o2} \cdot (t - t_a)] + i_{L.o1}(t_a) \cdot Z_{o2} \cdot \sin[\omega_{o2} \cdot (t - t_a)]$$

$$a_2 := i_{Lo1}(t_a) \cdot Z_{o2} \quad (4.81)$$

$$b_2 := -(E - V_{Cso}) \quad (4.82)$$

$$c_2 := \sqrt{3} \cdot V_M - V_o - \left(E + \frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2}\right) \quad (4.83)$$

$$d_2 := \sqrt{a_2^2 + b_2^2} \quad (4.84)$$

$$t_{pk} := \frac{a \cos\left(\frac{-c_2}{d_2}\right) + a \tan\left(\frac{a_2}{b_2}\right)}{\omega_{o2}} + t_a \quad t_{pk} = 1.819 \times 10^{-6} \quad (4.80)$$

$$i_{Lo2}(t_{pk}) = 2.192$$

$$v_{Cseq2}(t_b) = \sqrt{3} \cdot V_M \quad (4.85)$$

$$\begin{aligned} \sqrt{3} \cdot V_M = & -(E - V_{Cso}) \cdot \cos[\omega_{o2} \cdot (t - t_a)] + \left(E + \frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2}\right) + \blacksquare \\ & \dots + i_{Lo1}(t_a) \cdot Z_{o2} \cdot \sin[\omega_{o2} \cdot (t - t_a)] \end{aligned} \quad (4.86)$$

$$\sqrt{3} \cdot V_M - \left(E + \frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2}\right) = -(E - V_{Cso}) \cdot \cos(\omega_{o2} \cdot t) + i_{L.o1}(t_a) \cdot Z_{o2} \cdot \sin(\omega_{o2} \cdot t)$$

$$a_3 := i_{Lo1}(t_a) \cdot Z_{o2} \quad (4.88)$$

$$b_3 := -(E - V_{Cso}) \quad (4.89)$$

$$c_3 := \sqrt{3} \cdot V_M - \left(E + \frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2} \right) \quad (4.90)$$

$$d_3 := \sqrt{a_2^2 + b_2^2} \quad (4.91)$$

$$t_b := \frac{a \cos\left(\frac{-c_3}{d_3}\right) + a \tan\left(\frac{a_3}{b_3}\right)}{\omega_{o2}} + t_a \quad (4.87)$$

ETAPA 4

$$i_{Lo3}(t) := i_{Lo2}(t_b) - \frac{V_o}{L_o} \cdot (t - t_b) \quad (4.91)$$

$$L_{.o} := \frac{\left(\frac{1}{2 \cdot f_s} - t_b\right) \cdot V_o}{i_{Lo2}(t_b) - I_{Lomin}} = 4.294 \times 10^{-4} \quad [\text{H}] \quad (4.92)$$

$$t_c := \frac{T_s}{2}$$

ETAPA 5

$$C_{seq4} := 2 \cdot C_s$$

$$\omega_{o4} := \sqrt{\frac{1}{L_o \cdot C_{seq4}}}$$

$$Z_{o4} := \sqrt{\frac{L_o}{C_{seq4}}}$$

$$i_{Lo4}(t) := \frac{1}{Z_{o4}} \cdot (E - V_{Cso}) \sin[\omega_{o4} \cdot (t - t_c)] + i_{Lo3}(t_c) \cdot \cos[\omega_{o4} \cdot (t - t_c)]$$

$$v_{Cseq4}(t) := -(E - V_{Cso}) \cdot \cos[\omega_{o4} \cdot (t - t_c)] + E + i_{Lo3}(t_c) \cdot Z_{o4} \cdot \sin[\omega_{o4} \cdot (t - t_c)]$$

$$v_{Cseq4}(t_d) = \frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2}$$

$$\frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2} = -(E - V_{Cso}) \cdot \cos[\omega_{o4} \cdot (t - t_c)] + E + i_{Lo3}(t_c) \cdot Z_{o4} \cdot \sin[\omega_{o4} \cdot (t - t_c)]$$

$$\frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2} - E = -(E - V_{Cso}) \cdot \cos[\omega_{o4} \cdot (t - t_c)] + i_{Lo3}(t_c) \cdot Z_{o4} \cdot \sin[\omega_{o4} \cdot (t - t_c)]$$

$$a_4 := i_{Lo3}(t_c) \cdot Z_{o1}$$

$$b_4 := -(E - V_{Cso})$$

$$c_4 := \frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2} - E$$

$$d_4 := \sqrt{a_1^2 + b_1^2}$$

$$t_d := \frac{a \cos\left(\frac{-c_4}{d_4}\right) + a \tan\left(\frac{a_4}{b_4}\right)}{\omega_{o4}} + \frac{T_s}{2} = 5.986 \times 10^{-6}$$

ETAPA 7

$$C_{seq5} := 4 \cdot C_s$$

$$\omega_{o5} := \sqrt{\frac{1}{L_o \cdot C_{seq5}}}$$

$$Z_{o5} := \sqrt{\frac{L_o}{C_{seq5}}}$$

$$i_{Lo5}(t) := \frac{\left(E - V_{Cso} - \frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2}\right)}{Z_{o5}} \sin[\omega_{o5} \cdot (t - t_d)] + i_{Lo4}(t_d) \cdot \cos[\omega_{o5} \cdot (t - t_d)]$$

$$v_{Cseq5}(t) = -(E - V_{Cso}) \cdot \cos[\omega_{o5} \cdot (t - t_d)] + \left(E + \frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2}\right) + \dots + i_{Lo4}(t_d) \cdot Z_{o5} \cdot \sin[\omega_{o5} \cdot (t - t_d)]$$

$$a_5(t) := -(E - V_{Cso}) \cdot \cos[\omega_{o5} \cdot (t - t_d)] + \left(E + \frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2}\right)$$

$$b_5(t) := i_{Lo4}(t_d) \cdot Z_{o5} \cdot \sin[\omega_{o5} \cdot (t - t_d)]$$

$$v_{Cseq5}(t) := a_5(t) + b_5(t)$$

$$\sqrt{3} \cdot V_M = -(E - V_{Cso}) \cdot \cos[\omega_{o5} \cdot (t - t_d)] + \left(E + \frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2} \right) + \dots + i_{Lo4}(t_d) \cdot Z_{o5} \cdot \sin[\omega_{o5} \cdot (t - t_d)]$$

$$\frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2} - E = -(E - V_{Cso}) \cdot \cos[\omega_{o5} \cdot (t - t_d)] + i_{Lo4}(t_d) \cdot Z_{o5} \cdot \sin[\omega_{o5} \cdot (t - t_d)]$$

$$a_5 := i_{Lo4}(t_d) \cdot Z_{o5}$$

$$b_5 := -(E - V_{Cso})$$

$$c_5 := \sqrt{3} \cdot V_M - \left(E + \frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2} \right)$$

$$d_5 := \sqrt{a_5^2 + b_5^2}$$

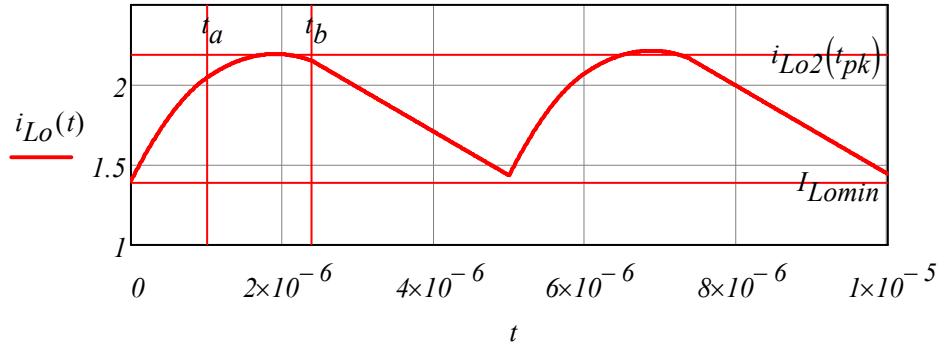
$$t_e := \frac{\arccos\left(\frac{-c_5}{d_5}\right) + \operatorname{atan}\left(\frac{a_5}{b_5}\right)}{\omega_{o5}} + t_d$$

ETAPA 8

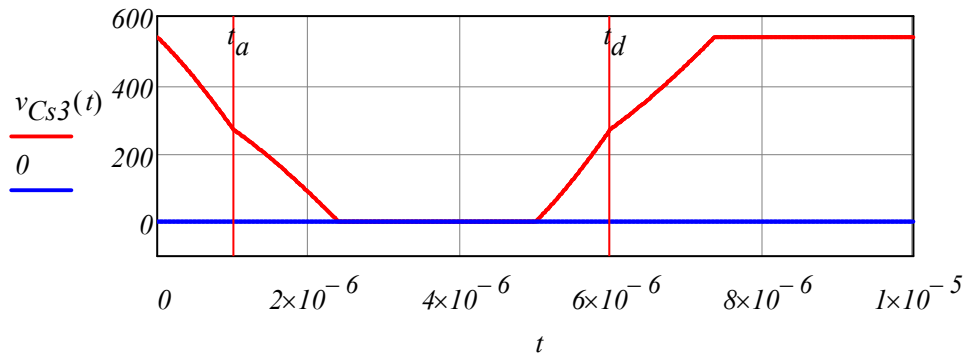
$$i_{Lo6}(t) := i_{Lo5}(t_e) - \frac{V_o}{L_o} \cdot (t - t_e)$$

$$t_f := T_s$$

$$i_{Lo}(t) := \begin{cases} i_{Lo1}(t) & \text{if } 0 \leq t < t_a \\ i_{Lo2}(t) & \text{if } t_a \leq t < t_b \\ i_{Lo3}(t) & \text{if } t_b \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ i_{Lo4}(t) & \text{if } t_c \leq t \leq t_d \\ i_{Lo5}(t) & \text{if } t_d \leq t \leq t_e \\ i_{Lo6}(t) & \text{if } t_e \leq t \leq T_s \end{cases}$$



$$v_{Cs3}(t) := \begin{cases} \sqrt{3} \cdot V_M - v_{Cseq1}(t) & \text{if } 0 \leq t < t_a \\ \sqrt{3} \cdot V_M - v_{Cseq2}(t) & \text{if } t_a \leq t < t_b \\ \sqrt{3} \cdot V_M - v_{Cseq2}(t_b) & \text{if } t_b \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ v_{Cseq4}(t) & \text{if } t_c \leq t \leq t_d \\ v_{Cseq5}(t) & \text{if } t_d \leq t \leq t_e \\ v_{Cseq5}(t_e) & \text{if } t_e \leq t \leq T_s \end{cases}$$



$$v_{Cs5}(t) := \begin{cases} -v_{Cseq1}(t) & \text{if } 0 \leq t < t_a \\ -v_{Cseq2}(t) & \text{if } t_a \leq t < t_b \\ -v_{Cseq2}(t_b) & \text{if } t_b \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ -v_{Cseq2}(t_b) + v_{Cseq4}(t) & \text{if } t_c \leq t \leq t_d \\ -v_{Cseq2}(t_b) + v_{Cseq5}(t) & \text{if } t_d \leq t \leq t_e \\ -v_{Cseq2}(t_b) + v_{Cseq5}(t_e) & \text{if } t_e \leq t \leq T_s \end{cases}$$

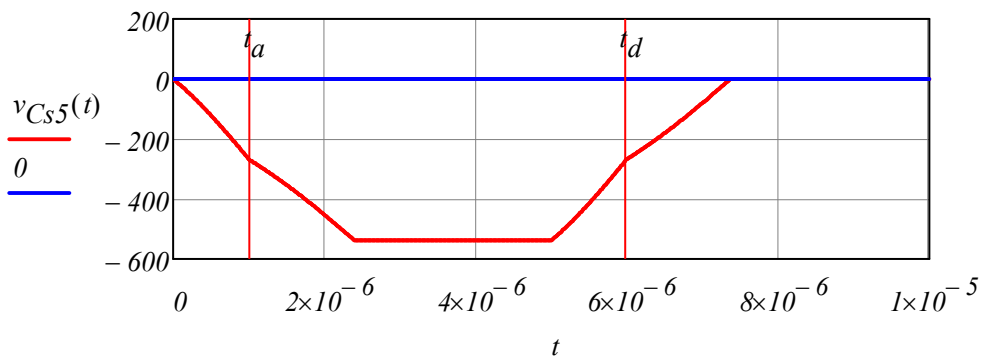


Gráfico da tensão nos capacitores Cs3 e Cs5 através do equacionamento

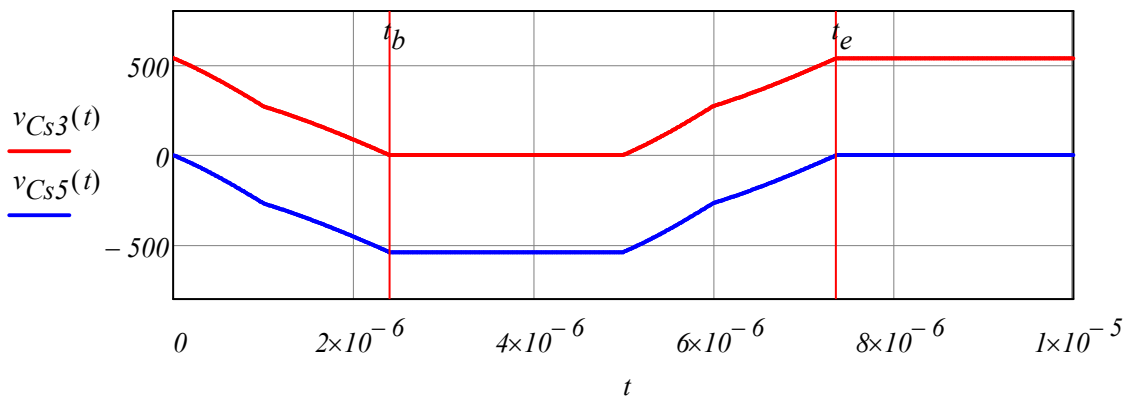
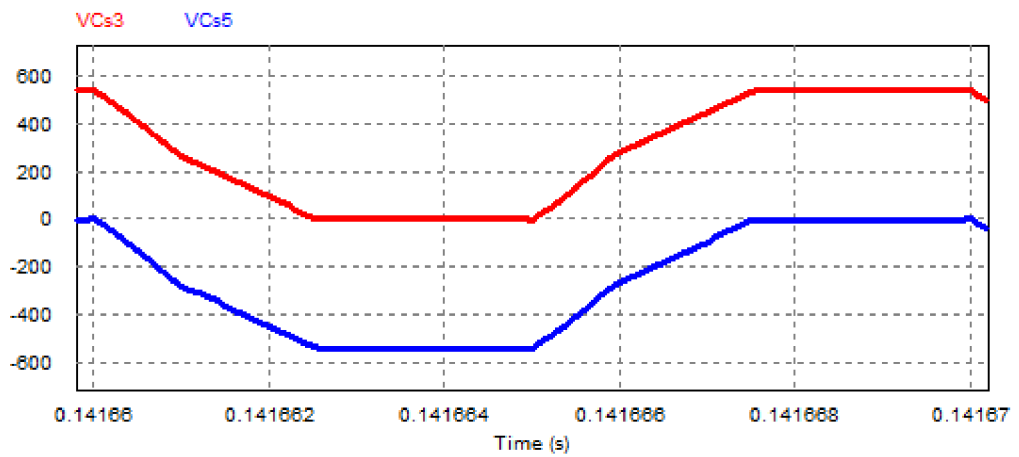
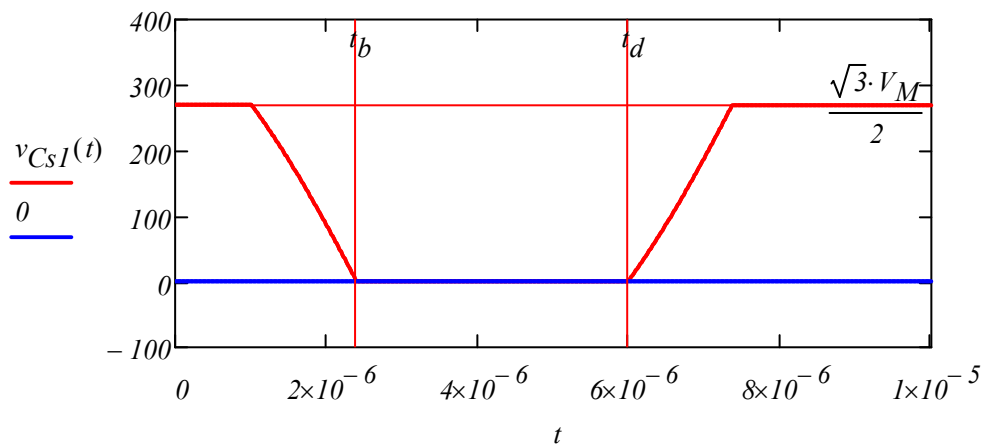


Gráfico da tensão nos capacitores Cs3 e Cs5 através do software PSIM



$$v_{Cs1}(t) := \begin{cases} \sqrt{3} \cdot V_M - v_{Cseq2}(t_a) & \text{if } 0 \leq t < t_a \\ \sqrt{3} \cdot V_M - v_{Cseq2}(t) & \text{if } t_a \leq t < t_b \\ \sqrt{3} \cdot V_M - v_{Cseq2}(t_b) & \text{if } t_b \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ v_{Cseq5}(t_d) - \frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2} & \text{if } t_c \leq t \leq t_d \\ v_{Cseq5}(t) - \frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2} & \text{if } t_d \leq t \leq t_e \\ v_{Cseq5}(t_e) - \frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2} & \text{if } t_e \leq t \leq T_s \end{cases}$$



$$v_{Cs4}(t) := \begin{cases} \frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2} - v_{Cseq2}(t_a) & \text{if } 0 \leq t < t_a \\ \frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2} - v_{Cseq2}(t) & \text{if } t_a \leq t < t_b \\ \frac{\sqrt{3} \cdot V_M}{2} - v_{Cseq2}(t_b) & \text{if } t_b \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ v_{Cseq5}(t_d) - \sqrt{3} \cdot V_M & \text{if } t_c \leq t \leq t_d \\ v_{Cseq5}(t) - \sqrt{3} \cdot V_M & \text{if } t_d \leq t \leq t_e \\ v_{Cseq5}(t_e) - \sqrt{3} \cdot V_M & \text{if } t_e \leq t \leq T_s \end{cases}$$

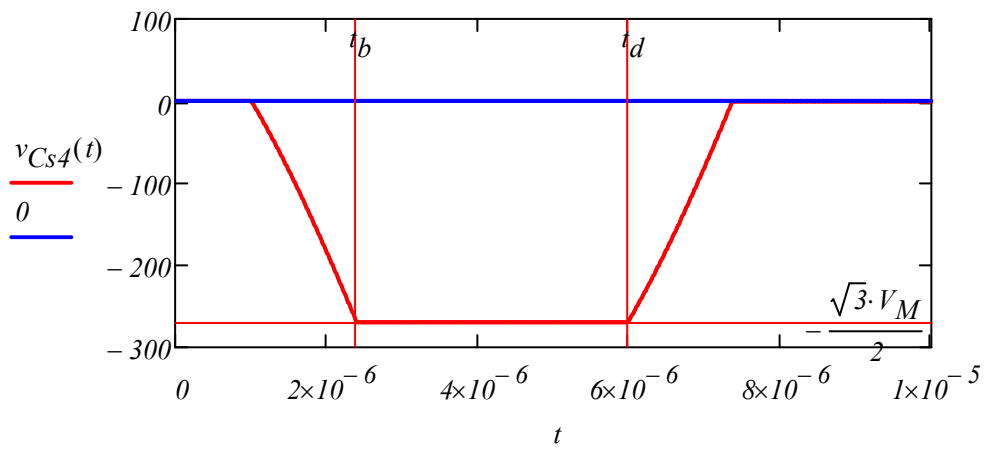


Gráfico da tensão nos capacitores Cs1 e Cs3 através do equacionamento

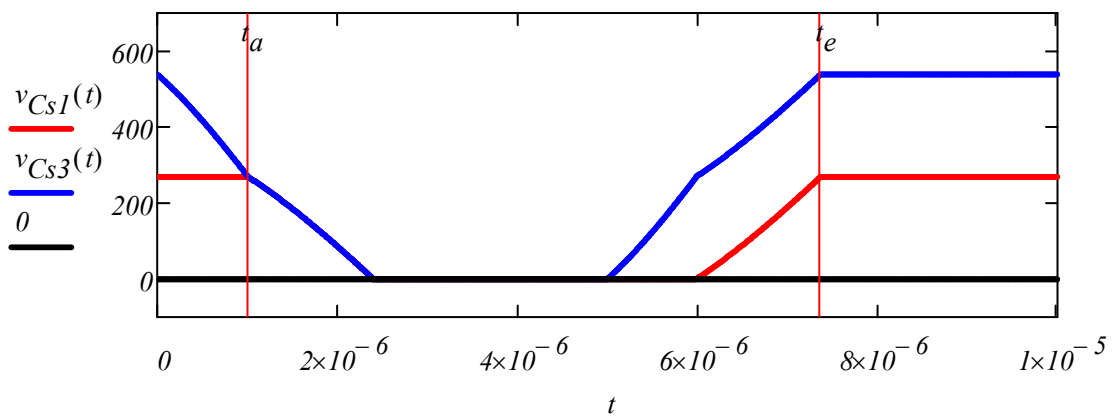


Gráfico da tensão nos capacitores Cs1 e Cs3 através do software PSIM

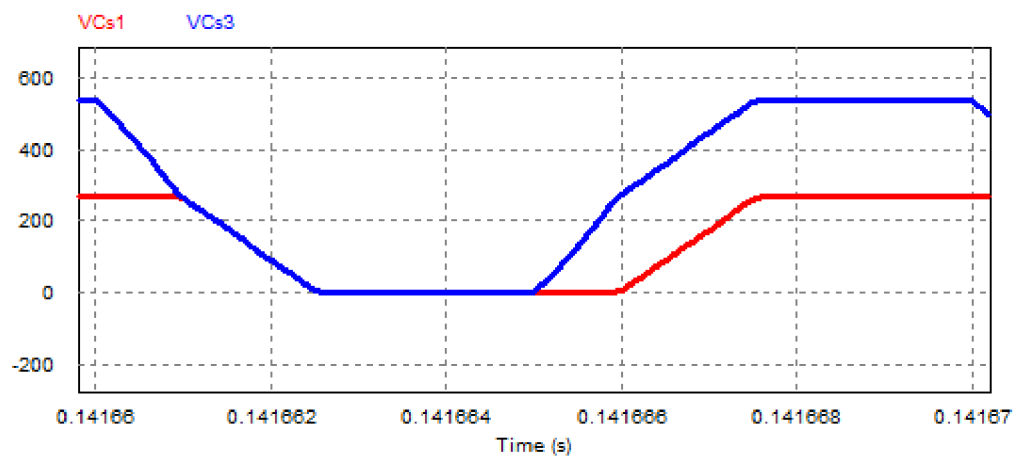


Gráfico da tensão nos capacitores Cs4 e Cs5 através do equacionamento

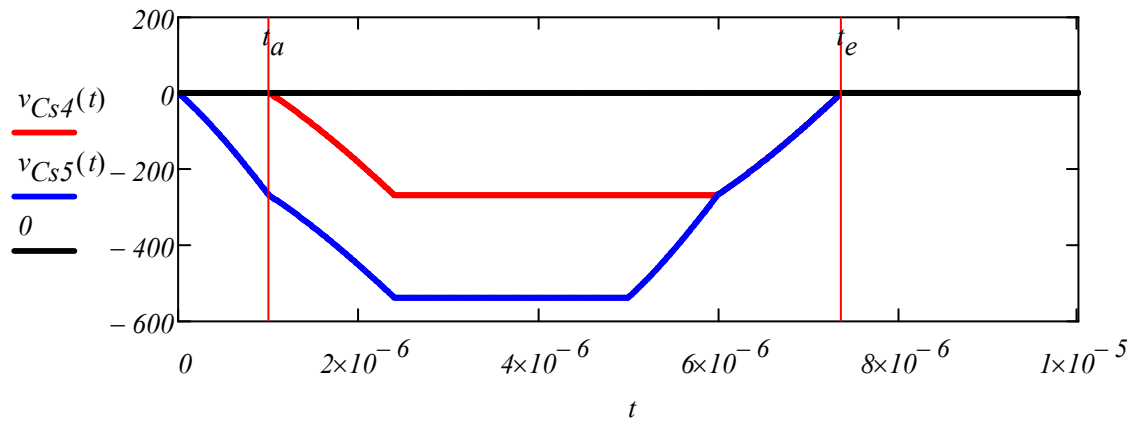


Gráfico da tensão nos capacitores Cs4 e Cs5 através do software PSIM

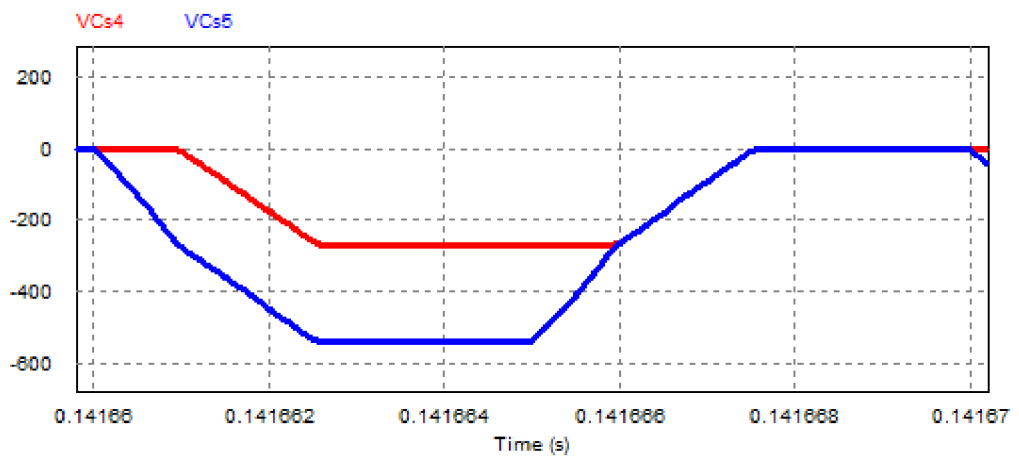


Gráfico da tensão nos capacitores Cs1, Cs3, Cs4 e Cs5 através do equacionamento

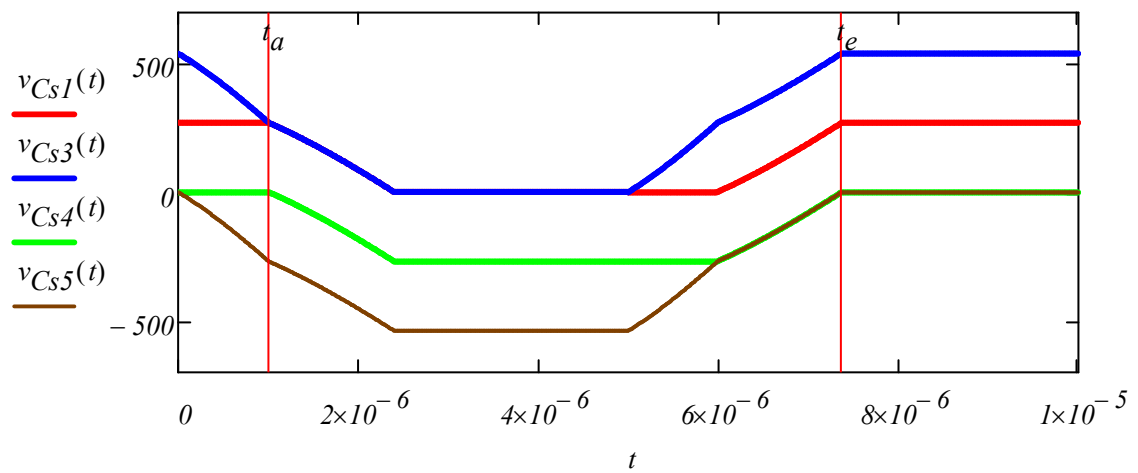
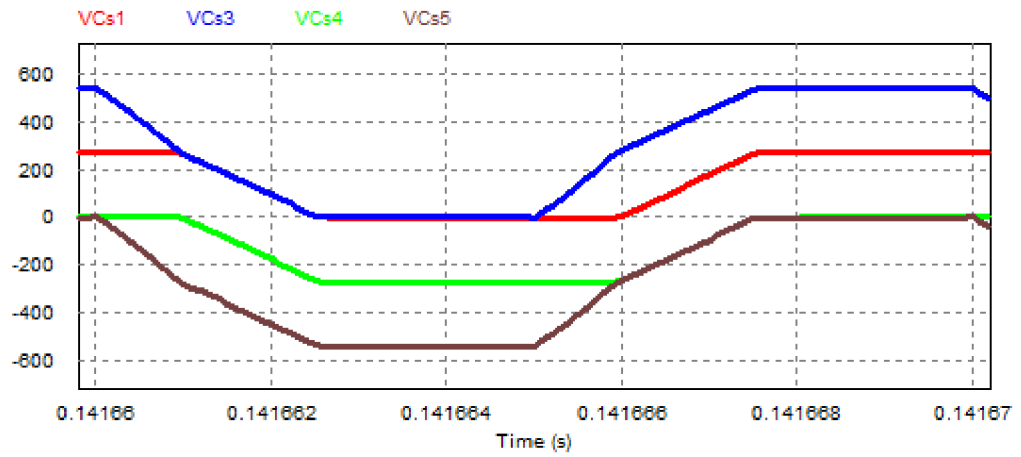
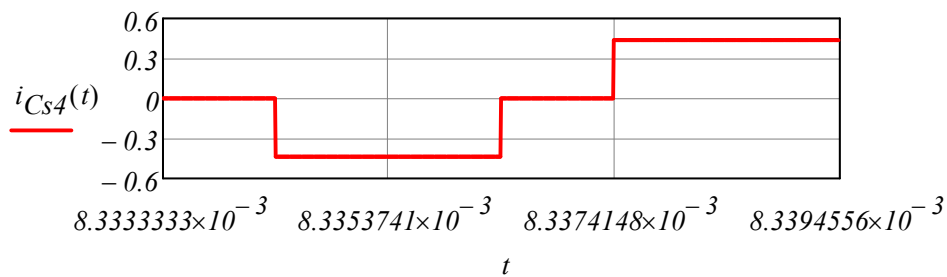
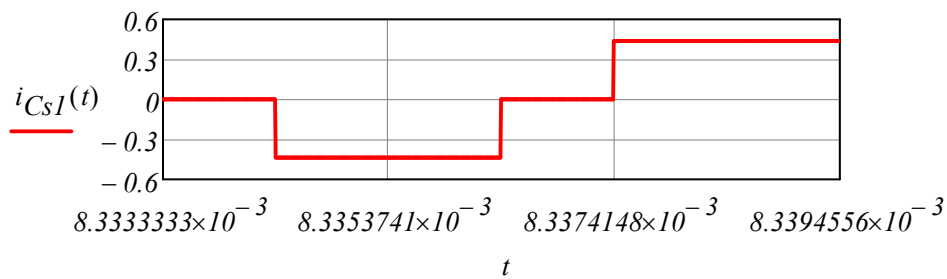


Gráfico da tensão nos capacitores Cs1, Cs3, Cs4 e Cs5 através do software PSIM

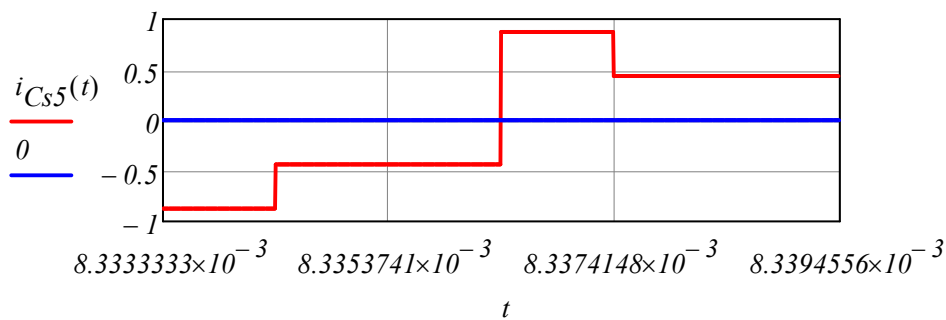
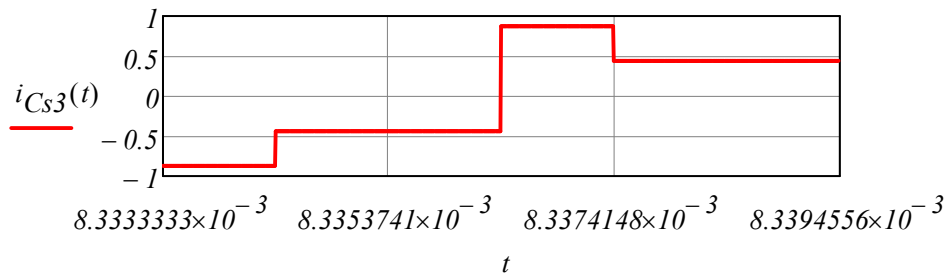


Corrente nos Capacitores Chaveados:

$$i_{Cs1}(t) := \begin{cases} 0 & \text{if } 0 \leq t < t_2 \\ -\frac{I_o}{4} & \text{if } t_2 \leq t < t_3 \\ 0 & \text{if } t_3 \leq t < t_6 \\ \frac{I_o}{4} & \text{if } t_6 \leq t < t_7 \\ 0 & \text{if } t_7 \leq t < t_8 \end{cases} \quad i_{Cs4}(t) := \begin{cases} 0 & \text{if } 0 \leq t < t_2 \\ -\frac{I_o}{4} & \text{if } t_2 \leq t < t_3 \\ 0 & \text{if } t_3 \leq t < t_6 \\ \frac{I_o}{4} & \text{if } t_6 \leq t < t_7 \\ 0 & \text{if } t_7 \leq t < t_8 \end{cases} \quad (4.94)$$

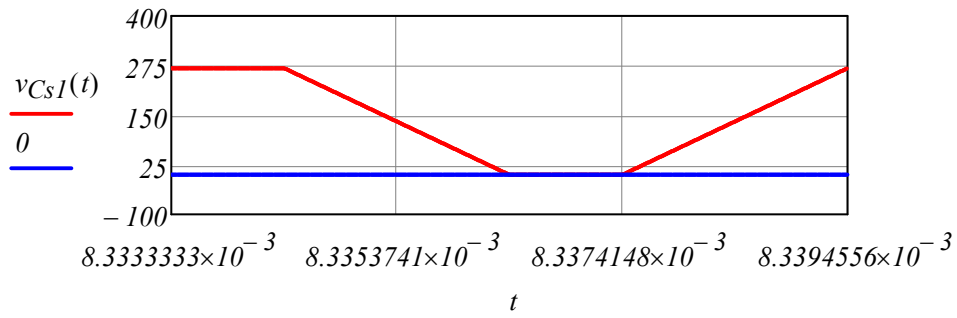


$$\begin{aligned}
 i_{Cs3}(t) &:= \begin{cases} -\frac{I_o}{2} & \text{if } 0 \leq t < t_2 \\ -\frac{I_o}{4} & \text{if } t_2 \leq t < t_3 \\ 0 & \text{if } t_3 \leq t < t_4 \\ \frac{I_o}{2} & \text{if } t_4 \leq t < t_6 \\ \frac{I_o}{4} & \text{if } t_6 \leq t < t_7 \\ 0 & \text{if } t_7 \leq t < t_8 \end{cases} &
 i_{Cs5}(t) &:= \begin{cases} -\frac{I_o}{2} & \text{if } 0 \leq t < t_2 \\ -\frac{I_o}{4} & \text{if } t_2 \leq t < t_3 \\ 0 & \text{if } t_3 \leq t < t_4 \\ \frac{I_o}{2} & \text{if } t_4 \leq t < t_6 \\ \frac{I_o}{4} & \text{if } t_6 \leq t < t_7 \\ 0 & \text{if } t_7 \leq t < t_8 \end{cases}
 \end{aligned} \tag{4.95}$$

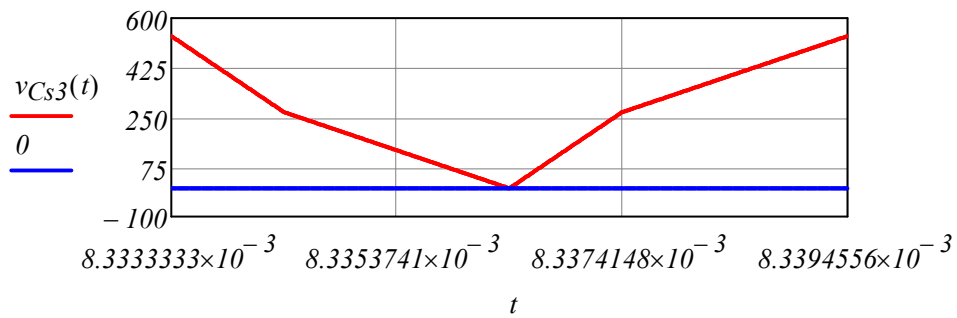


Tensão nos Capacitores Chaveados:

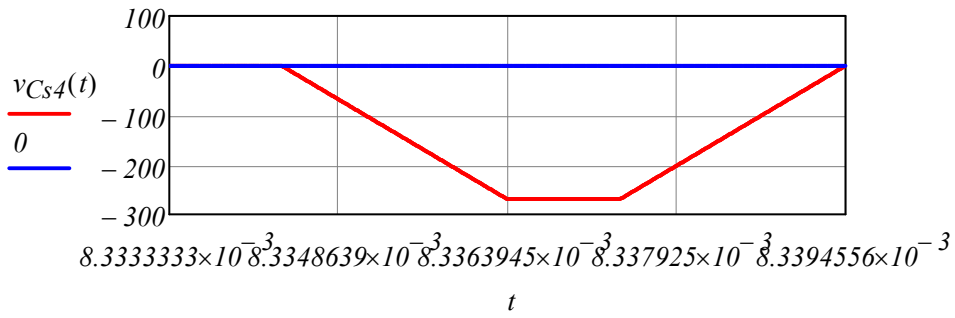
$$\begin{aligned}
 v_{Cs1}(t) &:= \begin{cases} \frac{V_M \cdot \sqrt{3}}{2} & \text{if } 0 \leq t < t_2 \\ |v_S(t)| + \frac{1}{C_s} \cdot \int_{t_2}^t i_{Cs1}(t) dt & \text{if } t_2 \leq t < t_4 \\ 0 & \text{if } t_4 \leq t < t_6 \\ \frac{1}{C_s} \cdot \int_{t_6}^t i_{Cs1}(t) dt & \text{if } t_6 \leq t < t_8 \end{cases}
 \end{aligned} \tag{4.96}$$



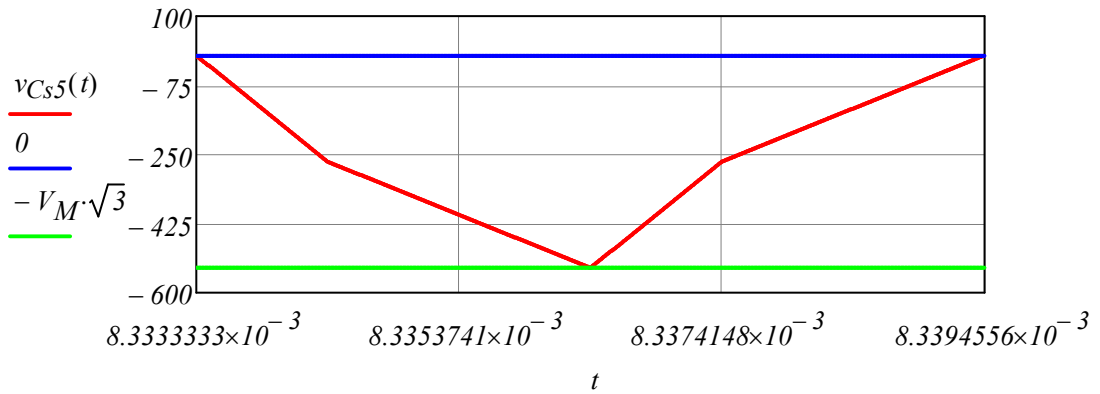
$$\begin{aligned}
 v_{Cs3}(t) := & \begin{cases} |v_T(t)| + |v_S(t)| + \frac{1}{C_s} \cdot \int_{t_0}^t i_{Cs3}(t) dt & \text{if } 0 \leq t < t_2 \\ |v_S(t)| + \frac{1}{C_s} \cdot \int_{t_2}^t i_{Cs3}(t) dt & \text{if } t_2 \leq t < t_4 \\ \frac{1}{C_s} \cdot \int_{t_4}^t i_{Cs3}(t) dt & \text{if } t_4 \leq t < t_6 \\ |v_S(t)| + \frac{1}{C_s} \cdot \int_{t_6}^t i_{Cs3}(t) dt & \text{if } t_6 \leq t < t_8 \end{cases}
 \end{aligned} \tag{4.97}$$

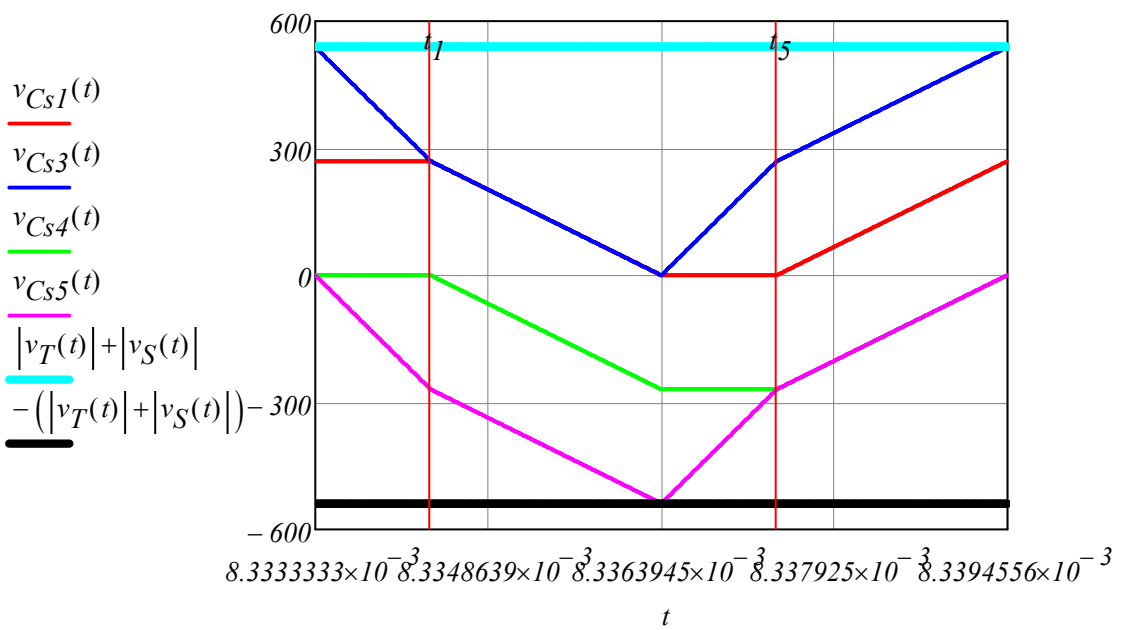
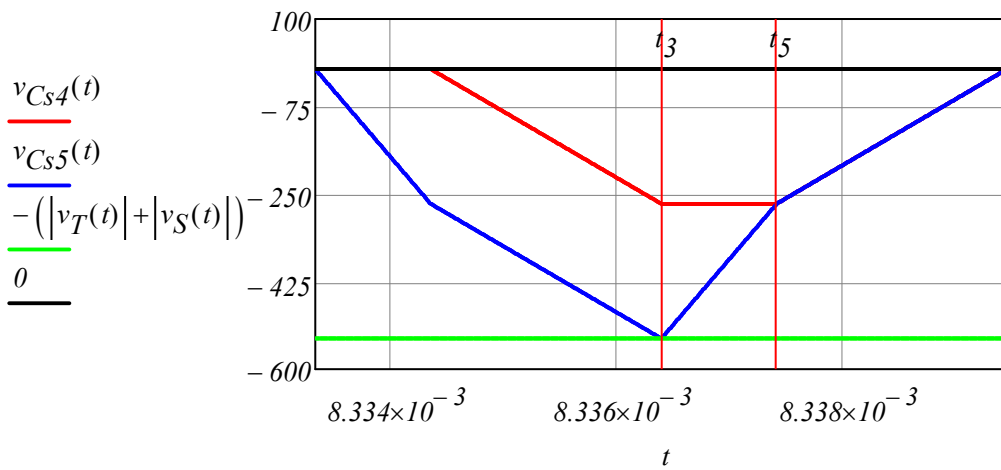
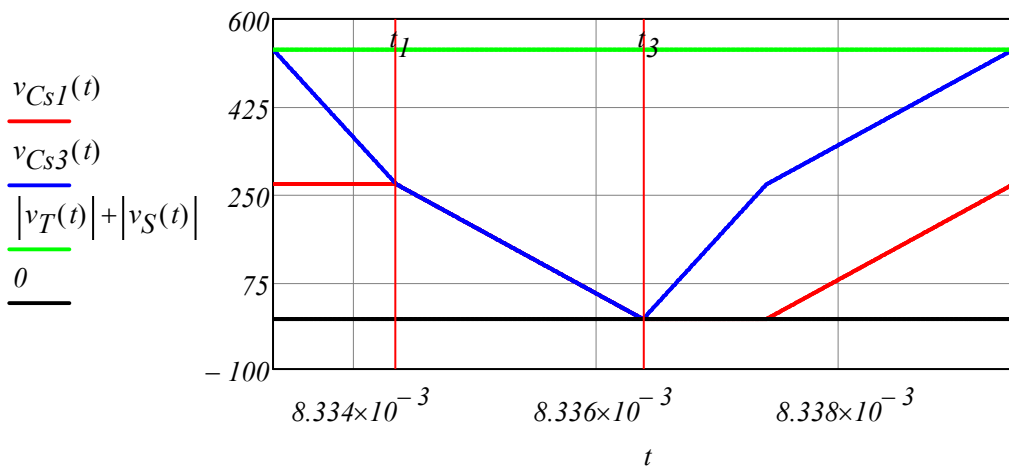


$$\begin{aligned}
 v_{Cs4}(t) := & \begin{cases} 0 & \text{if } 0 \leq t < t_2 \\ \frac{1}{C_s} \cdot \int_{t_2}^t i_{Cs4}(t) dt & \text{if } t_2 \leq t < t_4 \\ v_S(t) & \text{if } t_4 \leq t < t_6 \\ v_S(t) + \frac{1}{C_s} \cdot \int_{t_6}^t i_{Cs4}(t) dt & \text{if } t_6 \leq t < t_8 \end{cases}
 \end{aligned} \tag{4.98}$$



$$\begin{aligned}
 v_{Cs5}(t) := & \left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{C_s} \cdot \int_{t_0}^t i_{Cs5}(t) dt \text{ if } 0 \leq t < t_2 \\ v_S(t) + \frac{1}{C_s} \cdot \int_{t_2}^t i_{Cs5}(t) dt \text{ if } t_2 \leq t < t_4 \\ -(v_T(t)) + v_S(t) + \frac{1}{C_s} \cdot \int_{t_4}^t i_{Cs5}(t) dt \text{ if } t_4 \leq t < t_6 \\ v_S(t) + \frac{1}{C_s} \cdot \int_{t_6}^t i_{Cs5}(t) dt \text{ if } t_6 \leq t < t_8 \end{array} \right. \quad (4.99)
 \end{aligned}$$





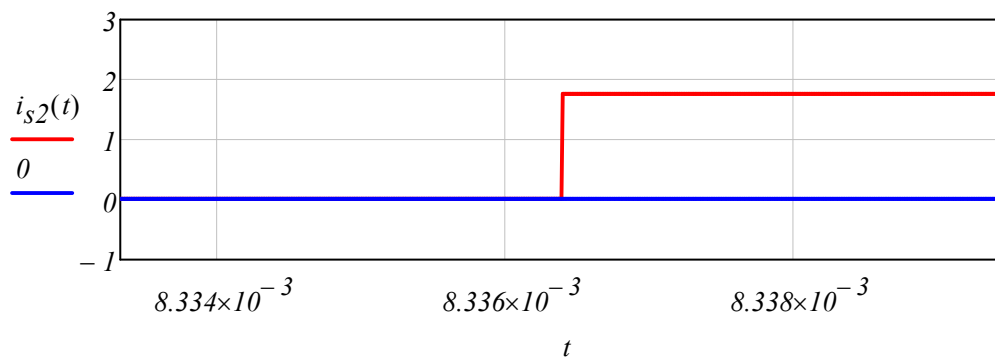
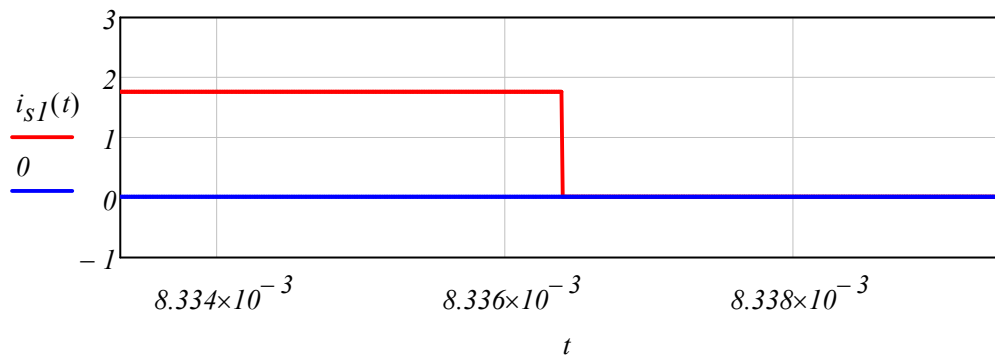
Corrente nos interruptores S_1 e S_2 :

$$i_{s1}(t) := \begin{cases} |i_{Cs1}(t)| + |i_{Cs3}(t)| + |i_{Cs4}(t)| + |i_{Cs5}(t)| & \text{if } t_0 \leq t < t_4 \\ 0 & \text{if } t_4 \leq t < t_8 \end{cases} \quad (4.102)$$

$$i_{s2}(t) := \begin{cases} 0 & \text{if } t_0 \leq t < t_4 \\ |i_{Cs1}(t)| + |i_{Cs3}(t)| + |i_{Cs4}(t)| + |i_{Cs5}(t)| & \text{if } t_4 \leq t < t_8 \end{cases} \quad (4.103)$$

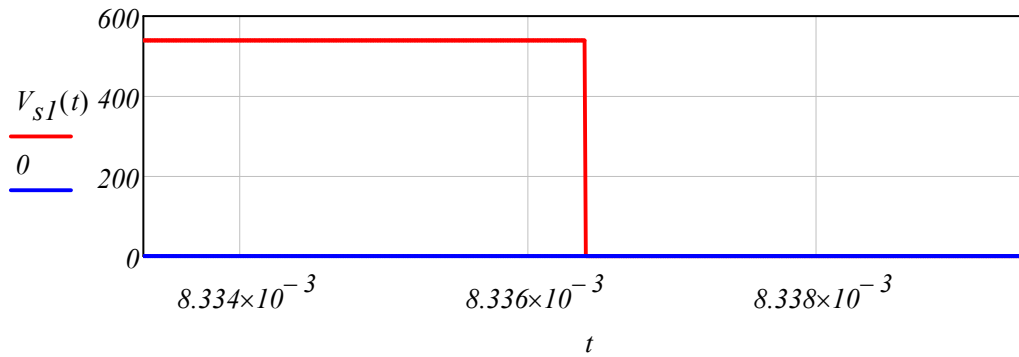
$$i_{s1_RMS} := \sqrt{\left(\frac{I}{T_s}\right) \cdot \int_{t_0}^{t_8} i_{s1}(t)^2 dt} = 0.968$$

$$i_{s2_RMS} := \sqrt{\left(\frac{I}{T_s}\right) \cdot \int_{t_0}^{t_8} i_{s2}(t)^2 dt} = 0.968$$

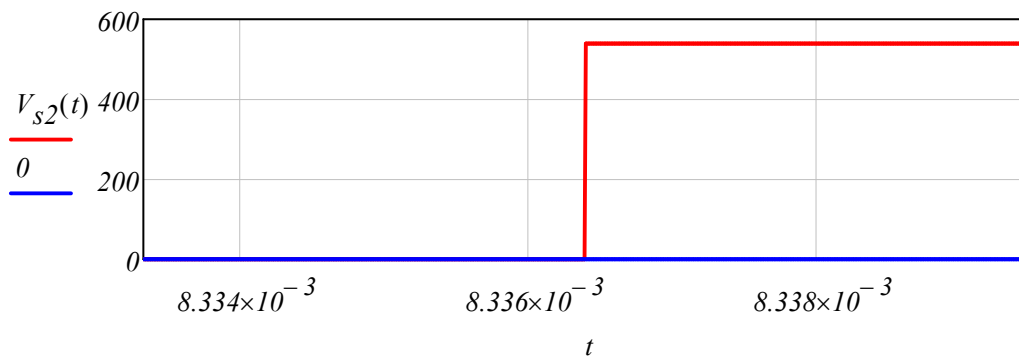


Tensão nos interruptores S₁ e S₂:

$$V_{S1}(t) := \begin{cases} v_{Cs3}(t_0) & \text{if } 0 \leq t < t_4 \\ 0 & \text{if } t_4 \leq t < t_8 \end{cases}$$



$$V_{S2}(t) := \begin{cases} 0 & \text{if } 0 \leq t < t_4 \\ |v_{Cs5}(t_4)| & \text{if } t_4 \leq t < t_8 \end{cases}$$



APÊNDICE F - PROJETO FÍSICO DO INDUTOR DE SAÍDA L_o

Desenvolvida por: Edilson Mineiro

1 - Especificações:

$L := 450 \times 10^{-6}$	[H]	[Indutância]
$I_{L_peak} := 2.25$	[A]	[Valor de pico da corrente]
$\Delta I_L := 0.98$	[A]	[Variação da corrente]
$I_{L_rms} := 1.88$	[A]	[Valor eficaz da corrente]
$I_{L_cc} := 1.87$	[A]	[Valor médio de corrente]
$f := 200 \cdot 10^3$	[Hz]	[Frequencia de operação]

$K_w := 0.4$ [Fator de utilização da área do enrolamento]

Sendo os fios com uma geometria circular, os enrolamentos ocupam apenas uma determinada área da janela disponível conforme pode ser observado na Figura abaixo. Desta forma faz-se necessário definir uma constante kw denominada "fator de ocupação do cobre dentro do carretel"

$J := 310$ [A/cm²] [Densidade de corrente]

O valor da densidade de corrente, que indica a capacidade de corrente por unidade de área, depende dos condutores utilizados nos enrolamentos, tipicamente utiliza-se 450.

$B_{max} := 0.3$ [T] [Densidade de fluxo maximo]

Para núcleos de ferrite usuais o valor de Bmax fica em torno de 0,3T (este valor é devido à curva de magnetização do material magnético).

$\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ [Tm/A] [Permeabilidade do ar]

$\rho_c := 1$ [$\Omega \cdot m$] [Resistividade do núcleo 0.8 para IP12R, para núcleos melhores é próximo de 1]

$\rho_w := 2.3 \cdot 10^{-8}$ [$\Omega \cdot m$] [Resistividade do cobre p/ 100°C]

Valores extraídos próximo ao ponto de operação do conversor. Para posterior utilização na estimativa de perdas do magnético

$P_v := 65 \cdot 10^{-3}$ [W/cm³] [Perdas relativas do núcleo @80°C Datasheet]

$f_n := 25 \cdot 10^3$ [Hz] [Frequencia de operação do núcleo, Datasheet]

$B_n := 0.39$ [T] [Densidade de fluxo do núcleo, Datasheet]

Amplitude das harmônicas de corrente

$n := 1..5$ (Numero de harmônicos)

$$I_{mn} := \left| \Delta I_L \cdot \left[\frac{\text{sinc}(n \cdot \pi \cdot D_{\text{max}})}{n \cdot \pi \cdot (1 - D_{\text{max}})} \right] \right| = \mathbf{\begin{bmatrix} 0 \\ 0.182 \\ 0.0413 \\ 0.01811 \\ 0.0103 \\ 0.00646 \end{bmatrix}} \quad I_{mn} = \mathbf{\begin{bmatrix} 0 \\ 0.182 \\ 0.0413 \\ 0.01811 \\ 0.0103 \\ 0.00646 \end{bmatrix}}$$

Valores das harmônicas dependente de ΔI_L para os conversores BUCK, BUCK-BOOST e BOOST!!!

Obs.: O primeiro índice do vetor é zero

$$I_{mn} := \begin{pmatrix} 0 \\ 0.182 \\ 0.0413 \\ 0.01811 \\ 0.0103 \\ 0.00646 \end{pmatrix}$$

Valores de amplitude das harmônicas da corrente no indutor obtido através da FFT.
Obs. NÃO USE VALOR EFIZAZ (RMS)

2 - Escolha do fio:

Converção do diâmetro para AWG

$$\pi := 3.141592654$$

$$\text{AWG}(\text{Diametro_fio}) := \begin{cases} r \leftarrow 50 \\ \text{while } \text{Diametro_fio} \geq \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-r}{20}} \\ r \leftarrow r - 1 \\ r \end{cases}$$

Efeito pelicular sobre os enrolamentos:

A utilização de condutores em altas frequências deve levar em conta o efeito pelicular (skin efect). É sabido que, a medida que a frequência aumenta, a corrente no interior de um condutor tende se distribuir pela periferia, ou seja, existe maior densidade de corrente nas bordas e menor na região central. Esse efeito causa uma redução na área efetiva do condutor. Em outras palavras, o efeito pelicular atua de maneira a limitar a área máxima do condutor a ser empregado.

$$\delta := \frac{7.6328}{\sqrt{f}} = 0.017$$

[Profundidade de penetração]

$$\text{Diametro_m\u00e1ximo} := 2 \cdot \delta = 0.034 \quad [\text{cm}]$$

Otimizando o valor do di\u00e2metro m\u00e1ximo para minimizar as perdas, \u00e9 utilizado somente 37% deste valor (fator de aproxima\u00e7\u00e3o e enpilhamento das espiras) [Ver o livro do Keith Billings: 1999, Switchmode Power Supply Handbook, 2 ed., McGraw-Hill]. Logo o seu valor ser\u00e1:

$$\text{Diametro_otimo} := 2 \cdot \delta \cdot 0.35 = 0.012 \quad [\text{cm}]$$

$$\text{AWG}(\text{Diametro_otimo}) = 36 \quad [\text{AWG}]$$

$$\text{AWG_utilizado} := \text{AWG}(\text{Diametro_otimo})$$

$$\text{AWG_utilizado} = 36 \quad [\text{AWG}]$$

$$\text{AWG_utilizado} := 26 \quad \lll\lll \text{ REDEFINE O FIO A SER UTILIZADO}$$

Di\u00e2metro m\u00e1ximo do fio sem isolamento em cent\u00edmetros:

$$D_i := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-\text{AWG_utilizado}}{20}} \quad D_i = 0.041 \quad [\text{cm}]$$

Sec\u00e7\u00e3o do fio sem isolamento em cent\u00edmetros quadrados

$$S_{\text{fio_pelicular}} := \pi \cdot \left(\frac{D_i}{2} \right)^2 = 1.29 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

Escolha do fio para o enrolamento :

$$A_{\text{Cu}} := \frac{I_{\text{Lrms}}}{J} = 6.065 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

Fios paralelos no enrolamento:

$$N_{\text{fios}} := \text{ceil} \left(\frac{A_{\text{Cu}}}{S_{\text{fio_pelicular}}} \right) = 5$$

$$A_{\text{PCu}} := \frac{A_{\text{Cu}}}{N_{\text{fios}}} = 1.213 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

Densidade de corrente final:

$$J_{\text{final}} := \frac{I_{\text{Lrms}}}{S_{\text{fio_pelicular}} \cdot N_{\text{fios}}} = 291.562 \quad [\text{A/cm}^2]$$

Fio a ser utilizado

$$\text{AWG}_{\text{utilizado}} = 26 \quad N_{\text{fios}} = 5$$

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros

$$D_{i_iso} := D_i + 0.028 \cdot \sqrt{D_i} = 0.046 \quad [\text{cm}]$$

Secção do fio com isolamento em centímetros quadrados

$$S_{\text{fio_iso}} := \pi \cdot \left(\frac{D_{i_iso}}{2} \right)^2 = 1.673 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

3 - Escolha do núcleo:

$$AeAw := \frac{L \cdot I_{\text{rms}} \cdot I_{\text{peak}} \cdot 10^4}{K_w \cdot J \cdot B_{\text{max}}}$$

$$AeAw = 0.512 \quad [\text{cm}^4]$$

ESCOLHA O MODELO DO NUCLEO

nucleo := "EE3007_Mag"

← Desabilitar a coluna que não foi escolhido o núcleo.

$\begin{pmatrix} Ae \\ Aw \\ Ve \\ AeAw \\ \mu_{rc} \\ l_t \\ l_e \\ D \end{pmatrix} :=$	0.31	
	0.48	
	0.827	
	0.145	if nucleo = "EE2005_Mag"
	1750	
	3.8	
	4.3	
	0.63	
	0.52	
	0.87	
1.748		
0.452	if nucleo = "EE2507_Mag"	
1750		
5.2		
5.75		
0.87		
0.6		
1.19		
2.45		
0.714	if nucleo = "EE3007_Mag"	
1750		
5.6		
6.7		
0.97		
1.22		
1.19		
8.174		
1.45	if nucleo = "EE3014_Mag"	
1750		
6.7		
6.7		
0.97		
1.53		
1.7		
6.164		
2.6	if nucleo = "EE4012_Mag"	
1750		
7		
7.9		
1.1		

2.4	if nucleo = "EE4220_Mag"
2.56	
12.69	
6.14	
1750	
10.5	
9.7	
1.5	
4.22	if nucleo = "EE5525_Mag"
3.756	
28.84	
15.85	
1750	
12	
12	
1.9	
5.32	if nucleo = "EE6527_Mag"
5.37	
44.5	
28.568	
1750	
14.8	
14.7	
2.2	

$A_e = 0.6$	[cm ²]	[Área da seção]
$A_w = 1.19$	[cm ²]	[Área da janela]
$V_e = 2.45$	[cm ³]	[Volume efetivo]
$A_e A_w = 0.714$	[cm ⁴]	[Produto da área do núcleo]
$\mu_{rc} = 1750$		[Permeabilidade relativa]
$l_t = 5.6$	[cm]	[Comprimento médio de uma espira]
$l_e = 6.7$	[cm]	[Comprimento efetivo]
$D = 0.97$	[cm]	[Comprimento da janela]

O número de espiras do indutor deve ser:

$$NL := \frac{L \cdot I_{L_{peak}} \cdot 10^4}{A_e \cdot B_{max}}$$

$$NL = 56.25 \quad [\text{espiras}]$$

$$NL := \text{floor}(NL)$$

Para o projeto assume-se:

$$NL = 56 \quad [\text{espiras}]$$

O entreferro deve ser ajustado em:

$$lg := \frac{\mu_0 \cdot NL^2 \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L}$$

$$lg = 0.053 \quad [\text{cm}]$$

Para encontrar o número de camadas de fios no carretel, deve-se considerar o diâmetro do cobre como todo, através da sua área.

Diâmetro do fio sem isolamento em centímetros

$$D_e := \sqrt{\frac{A_{Cu} \cdot 4}{\pi}} = 0.088 \quad [\text{cm}]$$

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros

$$D_{e_iso} := D_e + N_{fios} \cdot 0.028 \cdot \sqrt{D_e} = 0.129 \quad [\text{cm}]$$

$$N_{camadas} := \frac{2D}{D_{e_iso}} = 14.995 \quad [\text{Numero de fios por camada}]$$

$$N_I := \frac{NL}{N_{camadas}} = 3.734 \quad [\text{Numero de camadas}]$$

4 - Possibilidade de execução:

Possibilidade de execução (menor ou igual 0.4):

$$A_{Cu_isol} := S_{fio_iso} \cdot NL \cdot N_{fios}$$

$$A_{Cu_isol} = 0.469 \quad [\text{cm}^2]$$

$$k_u := \frac{A_{Cu_isol}}{A_w} \quad k_u = 0.394$$

$$\text{Possibilidade} := \begin{cases} \text{"OK"} & \text{if } k_u < 0.4 \\ \text{"Núcleo muito pequeno ! Escolha outro!"} & \text{if } k_u \geq 0.4 \end{cases}$$

O fator k_u é menor 0,4, possibilitando a sua construção do indutor.

5 - Perdas no indutor:

nucleo = "EE3007_Mag"		[Núcleo utilizado]
$A_e = 0.6$	[cm ²]	[Área da seção]
$A_w = 1.19$	[cm ²]	[Área da janela]
$V_e = 2.45$	[cm ³]	[Volume efetivo]
$A_e A_w = 0.714$	[cm ⁴]	[Produto da área do núcleo]
$\mu_{rc} = 1.75 \times 10^3$		[Permeabilidade relativa]
$l_t = 5.6$	[cm]	[Comprimento médio de uma espira]
$l_e = 6.7$	[cm]	[Comprimento efetivo]

5.1 Perdas no Núcleo

$$\Delta B := \frac{B_{max} \cdot \Delta I_L}{I_{L_peak}} = 0.131 \quad [T] \quad \text{[Variação da densidade de fluxo]}$$

$$B_m := \frac{\Delta B}{2} = 0.065 \quad [T] \quad \text{[Valor de pico da variação da densidade]}$$

$$\alpha := \frac{P_v}{f_n \cdot (B_m)^2} = 17.094 \times 10^{-6} \quad \text{[Coeficiente de perdas do magnético - APROXIMAÇÃO]} \\ \text{valores obtidos da curva da frequência}$$

$$K_H := \frac{4}{\mu_{rc} \cdot \mu_0} = \blacksquare$$

$$K_E := \frac{(\pi \cdot A_e) \cdot 10^{-4}}{4 \cdot \rho_c} = 47.124 \times 10^{-6} \quad \text{[Coeficiente de perdas por correntes parasitas]}$$

$$P_H := B_m^2 \alpha \cdot f \cdot V_e = 0.036 \quad [W] \quad [\text{Perdas por histerese}]$$

$$P_E := B_m^2 K_E \cdot f^2 \cdot V_e \cdot 10^{-6} = 0.02 \quad [W] \quad [\text{Perdas por correntes parasitas}]$$

$$P_n := P_H + P_E = 0.055 \quad [W] \quad [\text{Perdas do núcleo}]$$

5.2 Perdas no Cobre CC

Formula obtida da pág 164 do livro Kazimierczuk, High-Frequency Magnetic Components, second edition - 2014

5.2.1 Tamanho do Condutor

$$l_w := N L \cdot l_t = 313.6 \quad [cm]$$

5.2.2 Resistência do Condutor

$$R_{wcc} := \frac{\rho_w}{N_{\text{fios}}} \cdot \frac{4 \cdot l_w \cdot 10^{-2}}{\pi \cdot (D_i \cdot 10^{-2})^2} = 111.86 \times 10^{-3} \quad [\Omega]$$

5.2.3 Potência Dissipada CC pelo Enrolamento

Equacionamento obtido do artigo publicado na IET Power Electronics em 2010 por Kondrath e Kazimierczuk "Inductor winding loss owing to skin and proximity effects including harmonics in non-isolated pulse-width modulated dc-dc converters operating in continuous conduction mode"

As perdas CC (P_{wcc}) são dependentes da resistência (R_{wcc}) com o quadrado da corrente que passa pelo indutor. As perdas são aumentadas com o aumento da corrente no indutor.

$$P_{wcc} := I_{L_{cc}}^2 \cdot R_{wcc} = 0.391 \quad [W]$$

5.3 Perdas CA no Cobre

As perdas CA (P_{wac}) são independentes da corrente no indutor e são proporcional a variação da corrente no indutor (Δi_L).

5.3.1 Amplitude das Harmônicas da Corrente do Indutor

$dp := 0.8$ (di / p) (Diâmetro do enrolamento sem isolante / distância centro a centro dos enrolamentos "valor do artigo")

5.3.2 Dimensão do Enrolamento Normalizado

$$A := \left(\frac{\pi}{4}\right)^4 \cdot \left(\frac{D_i}{\delta}\right) \cdot \sqrt{dp} = 1.772$$

5.3.3 Fator Efeito Skin

$$F_{RS_n} := \frac{(\sinh(2 \cdot A \cdot \sqrt{n}) + \sin(2 \cdot A \cdot \sqrt{n}))}{\cosh(2 \cdot A \cdot \sqrt{n}) - \cos(2 \cdot A \cdot \sqrt{n})} = \dots$$

5.3.4 Fator Efeito Proximidade

$$F_{RP_n} := \frac{(\sinh(A \cdot \sqrt{n}) - \sin(A \cdot \sqrt{n}))}{\cosh(A \cdot \sqrt{n}) + \cos(A \cdot \sqrt{n})} = \dots$$

5.3.5 Fator da Resistência do Enrolamento

$$F_{Rn_n} := A \cdot \sqrt{n} \cdot \left[F_{RS_n} + 2 \cdot (N_1^2 - 1) \cdot \frac{F_{RP_n}}{3} \right] = \dots$$

$$R_{\text{eff}} := \frac{\left[IL_{cc}^2 + \left(\frac{1}{2}\right) \cdot \sum_{n=1}^5 (F_{Rn_n} \cdot I_{mn_n}) \right]}{IL_{\text{rms}}^2} \cdot R_{wcc} = 0.554 \quad [\Omega] \quad \text{Resistência efetiva do indutor para a componente CC e CA}$$

5.3.8 Perdas no Enrolamento

$$P_w := \left[IL_{cc}^2 + \left(\frac{1}{2}\right) \cdot \sum_{n=1}^5 (F_{Rn_n} \cdot I_{mn_n}) \right] \cdot R_{wcc} = 1.956 \quad [W]$$

5.3.9 Perdas Totais no Indutor

$$P_t := (P_w + P_n) = 2.012 \quad [W]$$

$$P_{wca} := P_t - P_{wcc} = 1.621 \times 10^0 \quad [W] \quad \text{Perdas da componente CA no enrolamento}$$

6 - Resumo do indutor:

nucleo = "EE3007_Mag"		[Nucleo utilizado]
NL = 56		[Número de espiras]
AWG_utilizado = 26	[AWG]	[Tipo de Fio]
N _{fios} = 5		[Número de fios em paralelo]
lg = 0.053	[cm]	[Gap]
ku = 0.394		[Possibilidade de execução $ku < 0.4$]
Possibilidade = "OK"		
J _{final} = 291.562	[A/cm ²]	[Densidade final de corrente]
B _{max} = 0.3	[T]	[Densidade máxima de fluxo]
P _H = 0.036	[W]	[Perdas por histerese no núcleo]
P _E = 0.02	[W]	[Perdas por corrente parasitas no núcleo]
P _n = 0.055	[W]	[Perdas totais no núcleo]
P _{wcc} = 0.391	[W]	[Perdas CC no cobre]
P _{wca} = 1.621	[W]	[Perdas CA no cobre]
P _w = 1.956	[W]	[Perdas totais no cobre]
P _t = 2.012	[W]	[Perdas totais no indutor]

APÊNDICE G - PROJETO FÍSICO DO INDUTOR EMI

Desenvolvida por: Edilson Mineiro

1 - Especificações:

$L := 10 \times 10^{-3}$	[H]	[Indutância]
$I_{L_{peak}} := 0.530$	[A]	[Valor de pico da corrente]
$\Delta I_L := I_{L_{peak}} \cdot 2$	[A]	[Variação da corrente]
$I_{L_{rms}} := 0.361$	[A]	[Valor eficaz da corrente]
$I_{L_{cc}} := 8 \cdot 10^{-6}$	[A]	[Valor médio de corrente]
$f := 100000$	[Hz]	[Frequencia de operação]
$K_w := 0.4$		[Fator de utilização da área do enrolamento]

Sendo os fios com uma geometria circular, os enrolamentos ocupam apenas uma determinada área da janela disponível conforme pode ser observado na Figura abaixo. Desta forma faz-se necessário definir uma constante kw denominada "fator de ocupação do cobre dentro do carretel"

$J := 350$	[A/cm ²]	[Densidade de corrente]
------------	----------------------	-------------------------

O valor da densidade de corrente, que indica a capacidade de corrente por unidade de área, depende dos condutores utilizados nos enrolamentos, tipicamente utiliza-se 450.

$B_{max} := 0.3$	[T]	[Densidade de fluxo maximo]
------------------	-----	-----------------------------

Para núcleos de ferrite usuais o valor de Bmax fica em torno de 0,3T (este valor é devido à curva de magnetização do material magnético.

$\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$	[Tm/A]	[Permeabilidade do ar]
--------------------------------------	--------	------------------------

$\rho_c := 0.8$	[$\Omega \cdot m$]	[Resistividade do núcleo 0.8 para IP12R, para núcleos melhores é próximo de 1]
-----------------	----------------------	--

$\rho_w := 2.3 \cdot 10^{-8}$	[$\Omega \cdot m$]	[Resistividade do cobre p/ 100°C]
-------------------------------	----------------------	-----------------------------------

Valores extraídos próximo ao ponto de operação do conversor. Para posterior utilização na estimativa de perdas do magnético

$P_v := 65 \cdot 10^{-3}$	[W/cm ³]	[Perdas relativas do núcleo @80°C Datasheet]
$f_n := 25 \cdot 10^3$	[Hz]	[Frequencia de operação do núcleo, Datasheet]
$B_n := 0.39$	[T]	[Densidade de fluxo do núcleo, Datasheet]

Amplitude das harmônicas de corrente

$n := 1..5$ (Numero de harmônicos)

$$I_{mn} := \left| \Delta I_L \cdot \left[\frac{\text{sinc}(n \cdot \pi \cdot D_{\text{max}})}{n \cdot \pi \cdot (1 - D_{\text{max}})} \right] \right| = \quad I_{mn} = \quad$$

Valores das harmônicas dependente de ΔI_L para os conversores BUCK, BUCK-BOOST e BOOST!!!

Obs.: O primeiro índice do vetor é zero

$$I_{mn} := \begin{pmatrix} 0 \\ 0.00174 \\ 0.000976 \\ 0.000149 \\ 0.0000790 \\ 0.00004714 \end{pmatrix}$$

Valores de amplitude das harmônicas da corrente no indutor obtido através da FFT.
Obs. NÃO USE VALOR EFIZAZ (RMS)

2 - Escolha do fio:

Converção do diâmetro para AWG

$$\pi := 3.141592654$$

$$\text{AWG}(\text{Diametro_fio}) := \begin{cases} r \leftarrow 50 \\ \text{while } \text{Diametro_fio} \geq \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-r}{20}} \\ r \leftarrow r - 1 \\ r \end{cases}$$

Efeito pelicular sobre os enrolamentos:

A utilização de condutores em altas frequências deve levar em conta o efeito pelicular (skin effect). É sabido que, a medida que a frequência aumenta, a corrente no interior de um condutor tende se distribuir pela periferia, ou seja, existe maior densidade de corrente nas bordas e menor na região central. Esse efeito causa uma redução na área efetiva do condutor. Em outras palavras, o efeito pelicular atua de maneira a limitar a área máxima do condutor a ser empregado.

$$\delta := \frac{7.6328}{\sqrt{f}} = 0.024$$

[Profundidade de penetração]

$$\text{Diametro_máximo} := 2 \cdot \delta = 0.048 \quad [\text{cm}]$$

Otimizando o valor do diâmetro máximo para minimizar as perdas, é utilizado somente 37% deste valor (fator de aproximação e enlhamento das espiras) [Ver o livro do Keith Billings: 1999, Switchmode Power Supply Handbook, 2 ed., McGraw-Hill]. Logo o seu valor será:

$$\text{Diametro_otimo} := 2 \cdot \delta \cdot 0.35 = 0.017 \quad [\text{cm}]$$

$$\text{AWG}(\text{Diametro_otimo}) = 33 \quad [\text{AWG}]$$

$$\text{AWG_utilizado} := \text{AWG}(\text{Diametro_otimo})$$

$$\text{AWG_utilizado} = 33 \quad [\text{AWG}]$$

$$\text{AWG_utilizado} := 27 \quad \llll \text{REDEFINE O FIO A SER UTILIZADO}$$

Diâmetro máximo do fio sem isolamento em centímetros:

$$D_i := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{- \text{AWG_utilizado}}{20}} \quad D_i = 0.036 \quad [\text{cm}]$$

Secção do fio sem isolamento em centímetros quadrados

$$\text{Sfio_pelicular} := \pi \cdot \left(\frac{D_i}{2} \right)^2 = 1.024 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

Escolha do fio para o enrolamento :

$$A_{\text{Cu}} := \frac{I_{\text{Lrms}}}{J} = 1.031 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

Fios paralelos no enrolamento:

$$N_{\text{fios}} := \text{ceil} \left(\frac{A_{\text{Cu}}}{\text{Sfio_pelicular}} \right) = 2$$

$$\frac{A_{\text{Cu}}}{\text{Sfio_pelicular}} = 1.007$$

$$N_{\text{fios}} = 2$$

$$\text{N}_{\text{fios}} := 1$$

$$A_{\text{pCu}} := \frac{A_{\text{Cu}}}{N_{\text{fios}}} = 1.031 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

Densidade de corrente final:

$$J_{\text{final}} := \frac{I_{\text{Lrms}}}{\text{Sfio_pelicular} \cdot N_{\text{fios}}} = 352.411 \quad [\text{A/cm}^2]$$

Fio a ser utilizado

$$\text{AWG}_{\text{utilizado}} = 27 \quad N_{\text{fios}} = 1$$

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros

$$D_{i_iso} := D_i + 0.028 \cdot \sqrt{D_i} = 0.041 \quad [\text{cm}]$$

Secção do fio com isolamento em centímetros quadrados

$$S_{\text{fio_iso}} := \pi \cdot \left(\frac{D_{i_iso}}{2} \right)^2 = 1.348 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

3 - Escolha do núcleo:

$$AeAw := \frac{L \cdot I_{\text{rms}} \cdot I_{\text{peak}} \cdot 10^4}{K_w \cdot J \cdot B_{\text{max}}}$$

$$AeAw = 0.456 \quad [\text{cm}^4]$$

ESCOLHA O MODELO DO NUCLEO

nucleo := "EE28_Thor"

← Desabilitar a coluna que não foi escolhido o núcleo.

$$\begin{pmatrix} A_e \\ A_w \\ V_e \\ \underline{A_e A_w} \\ \mu_{rc} \\ l_t \\ l_e \\ D \end{pmatrix} := \begin{pmatrix} 0.161 \\ 0.3381 \\ 0.493 \\ 0.0544 \\ 1353 \\ 2.8 \\ 3.07 \\ 0.46 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE13_Thor"}$$

$$\begin{pmatrix} 0.31 \\ 0.26 \\ 1.34 \\ 0.08 \\ 1208 \\ 3.8 \\ 4.3 \\ 0.63 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE20_Thor"}$$

$$\begin{pmatrix} 0.392 \\ 0.855 \\ 1.935 \\ 0.336 \\ 1694.5 \\ 4.6 \\ 4.93 \\ 0.66 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE25_Thor"}$$

$$\begin{pmatrix} 0.86 \\ 0.7 \\ 4.24 \\ 0.6 \\ 1503 \\ 4.7 \\ 4.93 \\ 0.63 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE28_Thor"}$$

$$\begin{pmatrix} 0.6 \\ 1.19 \\ 4 \\ 0.7 \\ 1604 \\ 5.6 \\ 6.7 \\ 0.97 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE30/07_Thor"}$$

1.22	
1.19	
8.174	
1.45	if nucleo = "EE30/14_Thor"
1750	
6.7	
6.7	
0.97	
1.81	
1.57	
17.6	
2.84	if nucleo = "EE42/15_Thor"
1719	
8.7	
9.7	
1.48	
2.4	
1.57	
23.3	
3.77	if nucleo = "EE42/20_Thor"
1794	
10.5	
9.7	
1.48	
3.54	
2.5	
42.5	
8.85	if nucleo = "EE55/21_Thor"
1759	
11.6	
12	
1.85	

$A_e = 0.86$	[cm ²]	[Área da seção]
$A_w = 0.7$	[cm ²]	[Área da janela]
$V_e = 4.24$	[cm ³]	[Volume efetivo]
$A_e A_w = 0.6$	[cm ⁴]	[Produto da área do núcleo]
$\mu_{rc} = 1503$		[Permeabilidade relativa]

$$l_t = 4.7 \quad [\text{cm}] \quad [\text{Comprimento médio de uma espira}]$$

$$l_e = 4.93 \quad [\text{cm}] \quad [\text{Comprimento efetivo}]$$

$$D = 0.63 \quad [\text{cm}] \quad [\text{Comprimento da janela}]$$

O número de espiras do indutor deve ser:

$$NL := \frac{L \cdot I_{L_peak} \cdot 10^4}{A_e \cdot B_{max}}$$

$$NL = 205.426 \quad [\text{espiras}]$$

$$NL := \text{floor}(NL)$$

Para o projeto assume-se:

$$NL = 205 \quad [\text{espiras}]$$

O entreferro deve ser ajustado em :

$$l_g := \frac{\mu_0 \cdot NL^2 \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L}$$

$$l_g = 0.045 \quad [\text{cm}]$$

Para encontrar o numero de camadas de fios no carretel, deve-se considerar o diâmetro do cobre como todo, através da sua área.

Diâmetro do fio sem isolamento em centímetros

$$D_e := \sqrt{\frac{A_{Cu} \cdot 4}{\pi}} = 0.036 \quad [\text{cm}]$$

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros

$$D_{e_iso} := D_e + N_{fios} \cdot 0.028 \cdot \sqrt{D_e} = 0.042 \quad [\text{cm}]$$

$$N_{camadas} := \frac{2D}{D_{e_iso}} = 30.311 \quad [\text{Numero de fios por camada}]$$

$$N_I := \frac{NL}{N_{camadas}} = 6.763 \quad [\text{Numero de camadas}]$$

4 - Possibilidade de execução:

Possibilidade de execução (menor ou igual 0.4):

$$A_{Cu_isol} := S_{fio_iso} \cdot NL \cdot N_{fios}$$

$$A_{Cu_isol} = 0.276 \quad [cm^2]$$

$$k_u := \frac{A_{Cu_isol}}{A_w} \quad k_u = 0.395$$

$$\text{Possibilidade} := \begin{cases} \text{"OK"} & \text{if } k_u < 0.4 \\ \text{"Núcleo muito pequeno ! Escolha outro!"} & \text{if } k_u \geq 0.4 \end{cases}$$

O fator k_u é menor 0.4, possibilitando a sua construção do indutor.

5 - Perdas no indutor:

$$\text{nucleo} = \text{"EE28_Thor"} \quad [\text{Nucleo utilizado}]$$

$$A_e = 0.86 \quad [cm^2] \quad [\text{Área da seção}]$$

$$A_w = 0.7 \quad [cm^2] \quad [\text{Área da janela}]$$

$$V_e = 4.24 \quad [cm^3] \quad [\text{Volume efetivo}]$$

$$A_e A_w = 0.6 \quad [cm^4] \quad [\text{Produto da área do núcleo}]$$

$$\mu_{rc} = 1.503 \times 10^3 \quad [\text{Permeabilidade relativa}]$$

$$l_t = 4.7 \quad [cm] \quad [\text{Comprimento médio de uma espira}]$$

$$l_e = 4.93 \quad [cm] \quad [\text{Comprimento efetivo}]$$

5.1 Perdas no Núcleo

$$\Delta B := \frac{B_{\max} \cdot \Delta I_L}{I_{L_{\text{peak}}}} = 0.6 \quad [T] \quad [\text{Variação da densidade de fluxo}]$$

$$B_m := \frac{\Delta B}{2} = 0.3 \quad [T] \quad [\text{Valor de pico da variação da densidade}]$$

$$\alpha := \frac{P_v}{f_n \cdot (B_n)^2} = 17.094 \times 10^{-6}$$

[Coeficiente de perdas do magnético -
APROXIMAÇÃO]
valores obtidos da curva da frequência

$$K_H := \frac{4}{\mu_{rc} \cdot \mu_0} = \blacksquare$$

$$K_E := \frac{(\pi \cdot A_e) \cdot 10^{-4}}{4 \cdot \rho_c} = 84.43 \times 10^{-6}$$

[Coeficiente de perdas por correntes parasitas]

$$P_H := B_m^2 \alpha \cdot f \cdot V_e = 0.652$$

[W] [Perdas por histerese]

$$P_E := B_m^2 K_E \cdot f^2 \cdot V_e \cdot 10^{-6} = 0.322$$

[W] [Perdas por correntes parasitas]

$$P_n := P_H + P_E = 0.974$$

[W] [Perdas do núcleo]

5.2 Perdas no Cobre CC

Formula obtida da pág 164 do livro Kazimierczuk, High-Frequency Magnetic Components, second edition - 2014

5.2.1 Tamanho do Condutor

$$l_w := N L \cdot l_t = 963.5 \quad [\text{cm}]$$

5.2.2 Resistência do Condutor

$$R_{wcc} := \frac{\rho_w}{N_{\text{fios}}} \cdot \frac{4 \cdot l_w \cdot 10^{-2}}{\pi \cdot (D_i \cdot 10^{-2})^2} = 2.163 \times 10^0 \quad [\Omega]$$

5.2.3 Potência Dissipada CC pelo Enrolamento

Equacionamento obtido do artigo publicado na IET Power Electronics em 2010 por Kondrath e Kazimierczuk "Inductor winding loss owing to skin and proximity effects including harmonics in non-isolated pulse-width modulated dc-dc converters operating in continuous conduction mode"

As perdas CC (P_{wdc}) são dependentes da resistência (R_{wdc}) com o quadrado da corrente que passa pelo indutor. As perdas são aumentadas com o aumento da corrente no indutor.

$$P_{wcc} := I_{L_{cc}}^2 \cdot R_{wcc} = 1.385 \times 10^{-10} [\text{W}]$$

5.3 Perdas CA no Cobre

As perdas CA (P_{wac}) são independentes da corrente no indutor e são proporcional a variação da corrente no indutor (Δi_L).

5.3.1 Amplitude das Harmônicas da Corrente do Indutor

$$d_p := 0.8 \quad (d_i / p) \quad (\text{Diametro do enrolamento sem isolante / distância centro a centro dos enrolamentos "valor do artigo"})$$

5.3.2 Dimensão do Enrolamento Normalizado

$$A_w := \left(\frac{\pi}{4} \right)^4 \cdot \left(\frac{D_i}{\delta} \right) \cdot \sqrt{d_p} = 1.117$$

5.3.3 Fator Efeito Skin

$$F_{RS_n} := \frac{(\sinh(2 \cdot A \cdot \sqrt{n}) + \sin(2 \cdot A \cdot \sqrt{n}))}{\cosh(2 \cdot A \cdot \sqrt{n}) - \cos(2 \cdot A \cdot \sqrt{n})} = \dots$$

5.3.4 Fator Efeito Proximidade

$$F_{RP_n} := \frac{(\sinh(A \cdot \sqrt{n}) - \sin(A \cdot \sqrt{n}))}{\cosh(A \cdot \sqrt{n}) + \cos(A \cdot \sqrt{n})} = \dots$$

5.3.5 Fator da Resistência do Enrolamento

$$F_{Rn_n} := A \cdot \sqrt{n} \cdot \left[F_{RS_n} + 2 \cdot (N_I^2 - 1) \cdot \frac{F_{RP_n}}{3} \right] = \dots$$

$$R_{eff} := \frac{\left[I_{L_{cc}}^2 + \left(\frac{1}{2} \right) \right] \cdot \sum_{n=1}^5 (F_{Rn_n} \cdot I_{mn_n})}{I_{L_{rms}}^2} \cdot R_{wcc} = 0.463$$

[Ω]

Resistência efetiva do indutor para a componente CC e CA

5.3.8 Perdas no Enrolamento

$$P_w := \left[I_{L_{cc}}^2 + \left(\frac{1}{2} \right) \right] \cdot \left[\sum_{n=1}^5 \left(F_{Rn_n} \cdot I_{mn_n} \right) \right] \cdot R_{wcc} = 0.06 \quad [W]$$

5.3.9 Perdas Totais no Indutor

$$P_t := (P_w + P_n) = 1.035 \quad [W]$$

$$P_{wca} := P_t - P_{wcc} = 1.035 \times 10^0 \quad [W] \quad \text{Perdas da componente CA no enrolamento}$$

6 - Resumo do indutor:

nucleo = "EE28_Thor"		[Nucleo utilizado]
NL = 205		[Número de espiras]
AWG_utilizado = 27	[AWG]	[Tipo de Fio]
N_fios = 1		[Número de fios em paralelo]
lg = 0.045	[cm]	[Gap]
ku = 0.395		[Possibilidade de execução ku<0.4]
Possibilidade = "OK"		
J_final = 352.411	[A/cm ²]	[Densidade final de corrente]
B_max = 0.3	[T]	[Densidade máxima de fluxo]
P_H = 0.652	[W]	[Perdas por histerese no núcleo]
P_E = 0.322	[W]	[Perdas por corrente parasitas no núcleo]
P_n = 0.974	[W]	[Perdas totais no núcleo]
P_wcc = 0	[W]	[Perdas CC no cobre]
P_wca = 1.035	[W]	[Perdas CA no cobre]
P_w = 0.06	[W]	[Perdas totais no cobre]
P_t = 1.035	[W]	[Perdas totais no indutor]

APÊNDICE H - ESTUDO DE PERDAS NOS DIODOS D1-D12 (US2M)

Dados de projeto obtidos por simulação

$I_{D_rms} := 0.498$	[A]	corrente eficaz no diodo
$I_{D_med} := 0.175$	[A]	corrente média no diodo
$f_s := 100000$	[Hz]	frequência de comutação dos interruptores

Dados obtidos em datasheet

$I_F := 2$	máxima corrente média de condução
$V_{do} := 0.62$	queda de tensão de limiar
$V_f := 1.7$	queda de tensão máxima de condução
$T_{rr} := 75 \cdot 10^{-9}$	tempo de recuperação reversa
$V_{rrm} := 600$	tensão reversa máxima

Corrente de recuperação reversa

$V_{rr} := 540$	Tensão reversa aplicada no diodo
$C_{rr} := 15 \cdot 10^{-12}$	Capacitância para Vrr
$Q_{rr} := V_{rr} \cdot C_{rr} = 8.1 \times 10^{-9}$	Carga de recuperação reversa
$I_{rr} := \frac{2Q_{rr}}{T_{rr}} = 0.216$	Corrente de recuperação reversa

Perdas por condução

$$P_{Dcond} := V_{do} \cdot I_{D_med} + \left(\frac{V_f - V_{do}}{I_F} \right) \cdot I_{D_rms}^2 = 0.242$$

Perdas por comutação

$$P_{Dcom} := \frac{1}{2} \cdot V_{rrm} \cdot I_{rr} \cdot T_{rr} \cdot f_s = 486 \times 10^{-3}$$

Perdas total diodo

$$n := 12 \quad (\text{número de diodos})$$

$$P_{Dtotal} := (P_{Dcond} + P_{Dcom}) \cdot n = 8.741$$

$$P_{Dcond} \cdot 12 = 2.909$$

$$P_{Dcom} \cdot 12 = 5.832$$

APÊNDICE I - ESTUDO DE PERDAS NOS DIODOS D13-D16 (US2M) E D17 (SiC)

Dados de projeto obtidos por simulação

$I_{D_rms} := 1.002$ [A] corrente eficaz no diodo
 $I_{D_med} := 0.521$ [A] corrente média no diodo
 $f_s := 100000$ [Hz] frequência de comutação dos interruptores

Dados obtidos em datasheet

$I_F := 2$ máxima corrente média de condução
 $V_{do} := 0.62$ queda de tensão de limiar
 $V_f := 1.7$ queda de tensão máxima de condução
 $T_{rr} := 75 \cdot 10^{-9}$ tempo de recuperação reversa
 $V_{rrm} := 600$ tensão reversa máxima

Corrente de recuperação reversa

$V_{rr} := 540$ Tensão reversa aplicada no diodo
 $C_{rr} := 15 \cdot 10^{-12}$ Capacitância para Vrr
 $Q_{rr} := V_{rr} \cdot C_{rr} = 8.1 \times 10^{-9}$ Carga de recuperação reversa
 $I_{rr} := \frac{2Q_{rr}}{T_{rr}} = 0.216$ Corrente de recuperação reversa

Perdas por condução

$$P_{Dcond} := V_{do} \cdot I_{D_med} + \left(\frac{V_f - V_{do}}{I_F} \right) \cdot I_{D_rms}^2 = 0.865$$

Perdas por comutação

$$P_{Dcom} := \frac{1}{2} \cdot V_{rrm} \cdot I_{rr} \cdot T_{rr} \cdot f_s = 486 \times 10^{-3}$$

Perdas total diodo

$n := 4$ (número de diodos)

$$P_{Dcond} \cdot 4 = 3.461$$

$$P_{Dcom} \cdot 4 = 1.944$$

$$P_{Dtotal_1} := (P_{Dcond} + P_{Dcom}) \cdot n = 5.405$$

DIODO (SiC)

Dados projeto

$I_{D_rms} := 1.19$ [A] corrente eficaz no diodo

$I_{D_med} := 0.84$ [A] corrente média no diodo

$f_s := 200000$ [Hz] frequência de comutação dos interruptores

Dados obtidos em datasheet

$I_F := 6$ máxima corrente média de condução

$V_{do} := 0.9$ queda de tensão de limiar

$V_f := 1.8$ queda de tensão máxima de condução

$T_{rr} := 0$ tempo de recuperação reversa

$V_{rrm} := 600$ tensão reversa máxima

Perdas por condução

$$P_{Dcond} := V_{do} \cdot I_{D_med} + \left(\frac{V_f - V_{do}}{I_F} \right) \cdot I_{D_rms}^2 = 0.968$$

Perdas por comutação

$$P_{Dcom} := \frac{1}{2} \cdot V_{rrm} \cdot I_{rr} \cdot T_{rr} \cdot f_s = 0 \times 10^0$$

Perdas total diodo

$$P_{Dcond} = 0.968$$

$n := 1$ (número de diodos)

$$P_{Dtotal_2} := (P_{Dcond} + P_{Dcom}) \cdot n = 0.968$$

$$P_{Dtotal} := P_{Dtotal_1} + P_{Dtotal_2} = 6.373$$