

Vitor Mauro Fiori

**NOVO INVERSOR FOTOVOLTAICO  
CONECTADO À REDE ELÉTRICA SEM TRANSFORMADOR  
COM ELIMINAÇÃO DA CORRENTE DE MODO COMUM**

Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do Grau de Doutor em Engenharia de Automação e Sistemas

Orientador: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Florianópolis  
2019

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,  
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Fiori, Vitor Mauro

Novo inversor fotovoltaico conectado à rede elétrica sem transformador com eliminação da corrente de modo comum / Vitor Mauro Fiori ; orientador, Ivo Barbi, 2019.

345 p.

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas, Florianópolis, 2019.

Inclui referências.

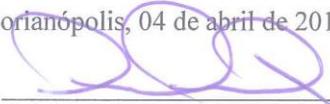
1. Engenharia de Automação e Sistemas. 2. Eletrônica de Potência. 3. Geração fotovoltaica. 4. Inversor sem transformador. 5. Corrente de fuga capacitiva. I. Barbi, Ivo. II. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas. III. Título.

Vitor Mauro Fiori

**NOVO INVERSOR FOTOVOLTAICO  
CONECTADO À REDE ELÉTRICA SEM TRANSFORMADOR  
COM ELIMINAÇÃO DA CORRENTE DE MODO COMUM**

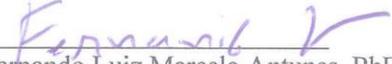
Esta Tese foi julgada adequada para obtenção do Título de Doutor em Engenharia de Automação e Sistemas e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas

Florianópolis, 04 de abril de 2019.

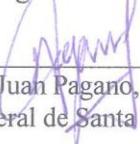
  
Prof. Werner Kraus Junior, Dr.  
Coordenador do Curso

**Banca Examinadora:**

  
Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.  
Orientador  
Universidade Federal de Santa Catarina

  
Prof. Fernando Luiz Marcelo Antunes, PhD.  
Universidade Federal do Ceará

  
Prof. Carlos Henrique Illa Font, Dr.  
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

  
Prof. Daniel Juan Paganó, Dr.  
Universidade Federal de Santa Catarina



*Dedicatória*

Dedico este trabalho a meus pais (*in memoriam*),  
Arry Fiori e  
Quintilha Pires Fiori



## AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador, Prof. Dr. Ing. Ivo Barbi, pela confiança depositada em mim, não só nesta etapa de realização do doutorado, como também por sua participação fundamental na minha formação profissional e carreira docente. Seu exemplo de excelência e dedicação à ciência são motivadores para uma constante aprendizagem.

À Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC) e ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas (PPGEAS), pelo acolhimento e disponibilização de infraestrutura para a pesquisa, em especial ao Secretário do Programa, Ênio Snoeijer, por sua costumeira cordialidade e atenção no atendimento às minhas demandas acadêmicas.

À Universidade Federal de Rio Grande (FURG), minha instituição de origem, por entender e apoiar meu afastamento das atividades regulares para a realização desta importante etapa de qualificação profissional, assim como aos meus colegas da Escola de Engenharia (EE/FURG), por absorverem a carga de trabalho resultante no período da minha ausência.

Ao Prof. Dr. Ricardo Rüther, coordenador do Fotovoltaica - Laboratório de Sistemas Solares, pela disponibilidade em contribuir com minha pesquisa, tanto em seus ensinamentos em aula quanto com a infraestrutura do local.

Aos colegas do Laboratório, pelo companheirismo, troca de experiências, respeito e, principalmente, contribuições técnicas no desenvolvimento do estudo, ao longo dos três anos (2016-2019) em que convivemos. Em especial ao Victor Borges, pelas valorosas contribuições na realização prática do trabalho.

Aos professores, membros da banca avaliadora, por suas críticas e contribuições relevantes para esta pesquisa.

Aos amigos Arnaldo e Gleisy Fachin, pela presença constante em minha vida, pelo acolhimento no retorno à Florianópolis, pela amizade sincera, que ultrapassa a barreira do tempo.

À minha família, especialmente os meus irmãos Luiz Filipe e Harry James Fiori, por compreenderem minha ausência e pelo constante incentivo. Estendo aos demais familiares, que mesmo distantes, se mantêm conectados a mim, ao longo de toda minha trajetória.

À minha esposa Carla, pelo apoio em todos os momentos desta caminhada, não tendo medido esforços para permanecer comigo, o que já seria suficiente para agradecê-la, mas mais do que isso, colaborou

efetivamente com o trabalho, realizando redação, revisão e formatação textual.

Aos meus filhos, Marcelo e Vívian, por serem a razão da minha vida, minha alegria mais pura e verdadeira.

A Deus, por ser a Energia e a Força, tão necessárias para a superação de todos os desafios.

Muito Obrigado!!!

*“[...] The sun is the spring that drives all.  
[...] A far better way, however, to obtain power  
would be to avail ourselves of the sun's rays.”*  
(Nikola Tesla, 1900)



## RESUMO

FIORI, Vitor Mauro. **Novo inversor fotovoltaico conectado à rede elétrica sem transformador com eliminação da corrente de modo comum.** 2019. 345 f. Tese (Doutorado em Engenharia de Automação e Sistemas) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2019.

A geração de energia elétrica a partir do Sol tornou-se uma das mais promissoras fontes alternativas de energia. A viabilidade dos sistemas fotovoltaicos (FVs) dependem dos inversores, que precisam ser eficientes, leves, pequenos, de baixo custo e seguros. Neste sentido, esta pesquisa tem por objetivo propor uma nova topologia inversora, aplicada aos sistemas geradores FVs, conectada à rede elétrica sem transformador, com eliminação da corrente de modo comum. Essa nova topologia, utiliza a mesma quantidade de interruptores que o inversor de tensão ponte completa. Seu circuito equaliza os potenciais do polo negativo do módulo FV com o terminal de saída do inversor, evitando a circulação da corrente de fuga capacitiva. O princípio de funcionamento, a técnica de modulação, o dimensionamento e a modelagem da nova topologia são apresentados na pesquisa. Os modelos estáticos e dinâmicos deduzidos são comprovados por simulações e por experimentos em laboratório. As simulações foram realizadas considerando-se sistemas geradores FVs com potência de 1500 W, com o inversor alimentado em 400 V e uma rede elétrica de distribuição de 220 V / 60 Hz. Para conexão à rede elétrica é proposto um filtro baseado no LCL clássico. O novo inversor foi validado experimentalmente, conectado à rede elétrica empregando o filtro proposto, a partir de um protótipo com potência de 1000 W e com as mesmas tensões de entrada e saída, especificadas nas simulações.

**Palavras-chave:** Geração fotovoltaica conectada à rede elétrica. Inversor sem transformador. Corrente de fuga capacitiva.



## ABSTRACT

FIORI, Vitor Mauro. **New transformerless photovoltaic inverter connected to grid with elimination of common mode current.** 2019. 345 f. Thesis (Doctoral Degree in Engineering Automation and Systems) - Post-Graduation Program in Automation and Systems Engineering, Federal University of Santa Catarina, Florianópolis, 2019.

The generation of electrical energy from the Sun has become one of the most promising alternative sources of energy. The feasibility of photovoltaic (PV) systems depends on the inverters, which need to be efficient, lightweight, small, low cost and safe. In this sense, this research aims at proposing a new inverter topology, applied to PV generator systems, connected to the transformerless electric grid, eliminating the common mode current. This new topology uses the same number of switches as the full bridge voltage inverter. Its circuit equalizes the negative pole potentials of the PV module with the output terminal of the inverter, preventing the circulation of the capacitive leakage current. The operating principle, the modulation technique, the design and the modeling of the new topology are presented in the research. The static and dynamic models deduced are proven by simulations and laboratory experiments. The simulations were carried out considering PV generator systems with a power of 1500 W, with the inverter fed at 400 V and a distribution electrical grid of 220 V / 60 Hz. A filter based on the classic LCL is proposed for connection to the power grid. The new inverter was experimentally validated, connected to the power grid using the proposed filter, from a prototype with a power of 1000 W and with the same input and output voltages specified in the simulations.

**Keywords:** Photovoltaic Generation connected to the grid. Inverter transformerless. Capacitive leakage current.



## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 - Sistema gerador FV conectado à rede, sem transformador	53
Figura 1.2 - Tensões nos terminais do módulo FV .....	54
Figura 1.3 – Sistema gerador FV com capacitância parasita $C_p$ .....	55
Figura 1.4 - Sistema FV com a capacitância parasita.....	56
Figura 1.5 - Equivalente Thévenin para as altas frequências .....	56
Figura 2.1 - Símbolo do Módulo Fotovoltaico.....	66
Figura 2.2 - Módulo multicristalino .....	66
Figura 2.3 - Irradiância padrão - $S_0$ .....	67
Figura 2.4 - Módulo com área de um metro quadrado .....	68
Figura 2.5 - Corrente em função da tensão, nos módulos FV .....	68
Figura 2.6 - Curvas características e parâmetros para módulos FV .....	69
Figura 2.7 - Comportamento $I(V)$ para diferentes irradiâncias.....	70
Figura 2.8 - Comportamento $P(V)$ para diferentes irradiâncias .....	70
Figura 2.9 - Efeito da temperatura sobre a corrente .....	71
Figura 2.10 - Efeito da temperatura sobre a potência.....	72
Figura 2.11 - Efeito da irradiância sobre a corrente .....	73
Figura 2.12 - Efeito da irradiância sobre a potência.....	73
Figura 2.13 - Módulos FV associados em paralelo .....	74
Figura 2.14 - Módulos FV associados em série .....	75
Figura 2.15 - Arranjo fotovoltaico .....	76
Figura 2.16 - Capacitância parasita .....	77
Figura 2.17 - Configuração com inversor central.....	79
Figura 2.18 - Configuração com um inversor por <i>string</i> .....	80
Figura 2.19 - Configuração com um inversor <i>multistring</i> .....	81
Figura 2.20 - Configuração com microinversores .....	82
Figura 2.21 - Inversor FV em ponte H .....	86
Figura 2.22 - Sinais geradores de PWM e comando das chaves .....	87
Figura 2.23 - Tensão de saída da ponte H inversora .....	88
Figura 2.24 - Sinal modulador senoidal e tensão $V_{AB}$ resultante.....	88
Figura 2.25 - PWM para comando das chaves S1 e S2.....	89
Figura 2.26 - PWM para comando das chaves S3 e S4.....	89
Figura 2.27 - Tensão de saída do inversor.....	90
Figura 2.28 - Sinal modulador, portadoras e resultante tensão $V_{AB}$ .....	90
Figura 2.29 - Sinais de comando <i>PWM</i> das chaves da ponte H .....	91
Figura 2.30 - Tensões $v_P$ e $v_N$ do módulo .....	95
Figura 2.31 - Potenciais nos polos do módulo com estágio <i>Boost</i> .....	95
Figura 2.32 - Sistema gerador FV, considerando a capacitância parasita .....	97

Figura 2.33 - Circuito simplificado.....	97
Figura 2.34 - Circuito simplificado sem tensão da rede.....	98
Figura 2.35 - Circuito para tensão Thévenin.....	98
Figura 2.36 - Circuito Equivalente Thévenin.....	99
Figura 2.37 - Tensões nas chaves S2, S4 e de modo comum, para 2 níveis.....	100
Figura 2.38 - Formas de onda da tensão e corrente no capacitor parasita.....	101
Figura 2.39 - Tensões nas chaves S2, S4 e de modo comum, para 3 níveis.....	101
Figura 2.40 - Corrente de fuga para modulação unipolar.....	102
Figura 2.41 - Transformada rápida de Fourier da corrente de fuga ....	103
Figura 2.42 - Sistema FV com transformador na saída e conversor <i>Boost</i> .....	104
Figura 2.43 - Sistema FV com transformador na alta frequência e ponte H inversora.....	106
Figura 2.44 - Sistema FV conectado à rede, com inversor em ponte H e isolamento.....	106
Figura 2.45 – Tensão/corrente de saída e corrente de fuga resultante	107
Figura 2.46 – Tensão de modo comum e diferença de potencial entre primário e secundário do transformador.....	107
Figura 2.47 - Sistema FV conectado à rede, com inversor em ponte H sem isolamento.....	108
Figura 2.48 - Sistema sem isolamento.....	109
Figura 2.49 - Formas de onda da tensão e corrente na saída do inversor e sinais de comando das chaves.....	110
Figura 2.50 - Formas de onda da tensão sobre o capacitor parasita e da corrente de fuga.....	110
Figura 3.1 - Inversor H5.....	114
Figura 3.2 - Sinais de comando das chaves.....	114
Figura 3.3 - Tensões sobre S2 e S4 e de modo comum resultante.....	115
Figura 3.4 - Tensões e corrente de fuga.....	116
Figura 3.5 - Inversor HERIC.....	117
Figura 3.6 - Sinais de comando das chaves.....	118
Figura 3.7 - Tensão e corrente da rede, tensão de modo comum, tensão no capacitor parasita e corrente de fuga.....	119
Figura 3.8 - Tensão de saída $V_{AB}$ , da ponte H.....	119
Figura 3.9 - Inversor REFU.....	121
Figura 3.10 - Sinais de comando das chaves.....	121

Figura 3.11 - Tensão e corrente na rede, tensão no capacitor parasita e corrente de fuga.....	122
Figura 3.12 - Inversor em ponte completa com <i>by-pass</i> CC .....	123
Figura 3.13 - Formas de onda: da tensão e corrente na rede elétrica, da tensão $V_{AB}$ de saída do inversor e da tensão de modo comum.....	124
Figura 3.14 - Tensão no capacitor parasita e corrente de fuga .....	124
Figura 3.15 - Inversor FB-ZVR.....	126
Figura 3.16 - Sinais de comando das chaves e formas de onda de tensão e corrente da rede .....	126
Figura 3.17 - Sinais de comando das chaves, evidenciando períodos de chaveamento.....	127
Figura 3.18 - Tensões: $v_{AB}$ , $v_{mc}$ e $v_c$ . Corrente: $i_c$ .....	127
Figura 3.19 - Inversor NPC .....	129
Figura 3.20 - Sinais de comando das chaves.....	129
Figura 3.21 – Tensões: $v_{rede}$ , $v_{AB}$ , $v_c$ , e Correntes: $i_{rede}$ e $i_c$ de fuga .....	130
Figura 3.22 - Inversor Conergy NPC .....	131
Figura 3.23 - Sinais de comando das chaves.....	132
Figura 3.24 - Formas de onda da tensão e corrente injetada na rede...	132
Figura 3.25 - Tensão $v_{AB}$ do inversor, tensão sobre o capacitor parasita e corrente de fuga .....	133
Figura 4.1 - Esquema do inversor proposto.....	140
Figura 4.2 - Primeira etapa de operação.....	141
Figura 4.3 - Segunda etapa de operação.....	142
Figura 4.4 Sinais de comando das chaves .....	143
Figura 4.5 Tensão e corrente nas chaves S2 e S3.....	144
Figura 4.6 Tensão e corrente nas chaves S1 e S4.....	144
Figura 4.7 - Tensão e corrente no indutor .....	145
Figura 4.8 Corrente de entrada .....	145
Figura 4.9 - Ganho em função da razão cíclica .....	147
Figura 4.10 Ganho em função de $\omega t$ , sem linearização .....	149
Figura 4.11 - Linearização em função do ângulo $\omega t$ .....	150
Figura 4.12 – Valor parametrizado da corrente $\bar{i}_L$ no indutor em função de $\omega t$ .....	153
Figura 4.13 - Valor médio parametrizado de $i_L$ , em função de $\alpha$ .....	155
Figura 4.14 - Valor eficaz parametrizado de $i_L$ , em função de $\alpha$ .....	157
Figura 4.15 – Valores parametrizados da ondulação da corrente $\Delta L$ , em função de $\omega t$ .....	158

Figura 4.16 – Valor médio quase instantâneo, parametrizado, $\overline{I_{in}}$ , em função de $\omega t$ .....	162
Figura 4.17 – Valores parametrizados da ondulação de tensão $\Delta V_C$ em função de $\omega t$ .....	165
Figura 4.18 – Valor médio parametrizado da corrente de S1 e S4, em função de $\alpha$ .....	170
Figura 4.19 - Valor eficaz parametrizado de corrente em S1 e S4, em função de $\alpha$ .....	172
Figura 4.20 - Valor médio parametrizado da corrente de D1 e D4, em função de $\alpha$ .....	174
Figura 4.21 - Valor eficaz parametrizado da corrente de D1 e D4, em função de $\alpha$ .....	176
Figura 4.22 - Valor médio parametrizado da corrente de D2 e D3, em função da relação $\alpha$ .....	179
Figura 4.23 - Valor eficaz parametrizado da corrente de D2 e D3, em função de $\alpha$ .....	182
Figura 4.24 - Valor médio parametrizado da corrente de S2 e S3, em função de $\alpha$ .....	184
Figura 4.25 - Valor eficaz parametrizado da corrente de S2 e S3, em função de $\alpha$ .....	185
Figura 4.26 – Circuito Simulado em malha aberta.....	189
Figura 4.27 - Razão cíclica $d(\omega t)$ imposta e tensão $v_o$ de saída.....	190
Figura 4.28 - Ondulação de tensão na saída, para $\omega t$ próximo a $3\pi/2$ . 191	191
Figura 4.29 - Corrente no indutor, sem e com filtro.....	192
Figura 4.30 - Ondulação de corrente no indutor.....	193
Figura 4.31 - Corrente na entrada, com e sem componentes de alta frequência.....	194
Figura 4.32 -Corrente nas chaves S1 e S4, com e sem componentes de alta frequência.....	196
Figura 4.33 - Corrente nas chaves S2 e S3, com e sem componentes de alta frequência.....	198
Figura 4.34 Tensões sobre S1 e S2 durante três períodos de comutação.....	200
Figura 4.35 Tensões sobre S3 e S4 durante três períodos de comutação.....	201
Figura 5.1 - Modelo original, evidenciando a razão cíclica.....	206
Figura 5.2 - Modelo para análise dinâmica.....	207
Figura 5.3 - Variação da razão cíclica sobre o ponto de operação.....	219
Figura 5.4 - Circuito com blocos matemáticos das FTs.....	219

Figura 5.5 - Tensão $v_o$ , do circuito e da FT.....	221
Figura 5.6 - Ganho e fase da tensão $v_o$ , para a faixa de frequência de 100 a 10 kHz .....	221
Figura 5.7 - Formas de onda da corrente $i_L$ , do circuito e da FT .....	222
Figura 5.8 - Ganho e fase da corrente $i_L$ , para a faixa de frequência de 100 a 10 kHz .....	223
Figura 5.9 - Corrente de saída $i$ , medida no circuito e resultante do modelo.....	224
Figura 5.10 - Ganho e fase da corrente $i$ , para a faixa de frequência de 100 a 10 kHz .....	224
Figura 5.11 - Diagrama de blocos do regulador de tensão .....	227
Figura 5.12 - Ganho da $FTLA_{NC}$ para o regulador de tensão .....	230
Figura 5.13 - Fase da $FTLA_{NC}$ para o regulador de tensão.....	230
Figura 5.14 - Circuito do inversor com regulador de tensão .....	233
Figura 5.15 – Resposta de tensão a degraus de referência .....	234
Figura 5.16 – Resposta a variações de carga.....	234
Figura 5.17 – Resposta da tensão de saída, sob degraus de tensão de entrada.....	235
Figura 5.18 - Ciclos da tensão de saída e corrente no indutor.....	236
Figura 5.19 - Detalhe do ciclo de tensão gerada .....	236
Figura 5.20 - Diagrama de blocos do regulador de corrente .....	237
Figura 5.21 - Ganho da $FTLA_{NC}$ para o regulador de corrente .....	239
Figura 5.22 - Fase da $FTLA_{NC}$ para o regulador de corrente.....	239
Figura 5.23 – Filtro de saída do inversor.....	242
Figura 5.24 - Ondulações de tensão no capacitor e corrente no indutor .....	244
Figura 5.25 - Circuito do inversor com regulador de corrente .....	249
Figura 5.26 - Corrente de saída ( $i_o$ ) com degraus de referência .....	249
Figura 5.27 – Corrente de saída regulada, com filtro .....	250
Figura 5.28 - Correntes: de saída do inversor ( $i_{s4}$ ) e no filtro indutivo ( $i_o$ ) .....	251
Figura 5.29 – Esquema do inversor conectado à rede .....	252
Figura 5.30 - Corrente injetada na rede.....	252
Figura 5.31 – Corrente no indutor $L$ e na saída do inversor.....	253
Figura 5.32 - Corrente de saída com degrau na amplitude da ref.....	253
Figura 5.33 - Corrente de saída para degraus de tensão de entrada.....	254
Figura 5.34 - Corrente de saída com oscilações da tensão de entrada. ....	255

Figura 5.35 – Sistema gerador FV com reguladores em cascata.....	256
Figura 5.36 - Corrente de saída com degrau na referência de tensão do módulo FV .....	257
Figura 5.37 - Sistema gerador FV, com definição da irradiância.....	257
Figura 5.38 – Degraus de irradiância e tensão de entrada $V_{in}$ , resultante .....	258
Figura 5.39 - Tensão de entrada e potência de saída do inversor.....	259
Figura 5.40 - Corrente de saída com degrau positivo de irradiância...	259
Figura 5.41 - Corrente de saída com degrau negativo de irradiância..	260
Figura 5.42 - Sistema gerador FV com dois estágios.....	261
Figura 5.43 – Tensões: do módulo FV ( $v_{mod}$ ) e de entrada do inversor ( $v_{in}$ ) .....	262
Figura 5.44 - Tensão ( $V_{mod}$ ) e Corrente ( $i_r$ ) p/ degrau positivo de $V_{ref}$ .	262
.....	262
Figura 5.45 - Tensão ( $V_{mod}$ ) e Corrente ( $i_r$ ) p/ degrau negativo de $V_{ref}$ .	263
.....	263
Figura 6.1 Sistema fotovoltaico com filtro. ....	268
Figura 6.2 Modelo dinâmico do sistema fotovoltaico com filtro. ....	268
Figura 6.3 Indutância vista pelo filtro em função de $D$ .....	278
Figura 6.4 Indutância $L'$ em função de $\omega t$ para diferentes $\alpha$ . ....	279
Figura 6.5 Valores máximo e mínimo parametrizados de $L'$ em função de $\alpha$ .....	280
Figura 6.6 Filtro L'CL com amortecimento .....	281
Figura 6.7 Resposta característica do circuito de amortecimento .....	283
Figura 6.8 Resposta em frequência do filtro, com e sem amortecimento: (a) Ganho; (b) Fase. ....	294
Figura 6.9 - Diagrama de blocos do regulador da corrente de saída ...	295
Figura 6.10 Sistema inversor com filtro.....	296
Figura 6.11 Modelo dinâmico do sistema.....	297
Figura 6.12 - Ganho da $FTLA_{NC}$ para o regulador de corrente .....	306
Figura 6.13 - Fase da $FTLA_{NC}$ para o regulador de corrente.....	306
Figura 6.14 Esquema do novo inversor, conectado à rede elétrica ....	309
Figura 6.15 Tensão da rede elétrica $v_r$ e a corrente $i_r$ resultante .....	309
Figura 6.16 Formas de onda de corrente e tensão no indutor $L$ .....	310
Figura 6.17 Formas de onda de tensão nos interruptores.....	310
Figura 6.18 Tensão nos interruptores, próximo de $\omega t=3\pi/2$ .....	311
Figura 6.19 Imagem das placas.....	312

Figura 6.20 Tensão $v_{in}$ (em azul escuro) - Escala: 150 V/div; Tensão $v_r$ (em verde) - Escala: 150 V/div e Corrente $i_r$ (em roxo) - Escala: 10 A/div; Escala de tempo: 10 ms/div.....	318
Figura 6.21 Tensão $v_L$ (em verde) - Escala: 500 V/div e Corrente $i_L$ (em roxo) - Escala: 10 A/div; Escala de tempo: 10 ms/div. ....	318
Figura 6.22 Tensão $v_{S1}$ e $v_{S2}$ (em azul escuro) - Escala: 200 V/div e Tensão $v_{S3}$ e $v_{S4}$ (em verde) - Escala: 200 V/div; Escala de tempo: 4 ms/div.....	319
Figura 6.23 Rendimento do inversor .....	320
Figura 6.24 Fator de Potência com a carga .....	320
Figura 6.25 Harmônicas da corrente gerada.....	321



## LISTA DE QUADROS

Quadro 5.1 Estados topológicos.....	206
Quadro 5.2 – Coeficientes das equações .....	238



## LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1	Resumo do estado da arte .....	135
Tabela 4.1	Dados do sistema gerador.....	186
Tabela 4.2	Grandezas elétricas: calculadas e por simulação numérica .....	202
Tabela 5.1	Cálculo dos coeficientes das Funções de Transferências ..	218
Tabela 5.2	Especificações de projeto .....	228
Tabela 6.1	- Dados especificados .....	288
Tabela 6.2	Dados estabelecidos .....	303
Tabela 6.3	Cálculo dos parâmetros para o ponto de operação selecionado.....	304
Tabela 6.4	Coeficientes da FT de corrente.....	305
Tabela 6.5	Parâmetros para projeto.....	312
Tabela 6.6	Esforços nos semicondutores.....	316
Tabela 6.7	Transistores selecionados .....	316
Tabela 6.8	Componentes usados no protótipo.....	317



## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABINEE	Associação Brasileira da Indústria Elétrica e Eletrônica
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
DSP	Digital Signal Processor – Processador Digital de Sinais
EMI	Interferência eletromagnética
EPIA	<i>European Photovoltaic Industry Association</i>
FFT	Transformada Rápida de Fourier
FP	Fator de Potência
FV	Fotovoltaico
IBEPE	Instituto Brasileiro de Eletrônica de Potência e Energias Renováveis
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracker</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
NPC	<i>Neutral Point Clamped</i>
PI	Proporcional Integral
PI <sub>m</sub>	Proporcional Integral modificado
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PSIM	Simulador de circuitos elétricos
PWM	<i>Pulse Width Modulation/Modulação por Largura de pulso</i>
THD	Taxa de distorção harmônica
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>



## LISTA DE SÍMBOLOS

$V_{mc}$	Amplitude de tensão de modo comum
$\angle FTLA_{NCv}$	Ângulo da $FTLA_{NCv}$
$\omega t$	Ângulo do fasor tensão da rede elétrica
$A_C$	Área efetiva das placas do capacitor
$C$	Capacitância
$C_f$	Capacitância do filtro de saída
$C_3$	Capacitância parasita devido a área de superfície do telhado
$C_2$	Capacitância parasita devido a moldura/suporte aterrados
$C_1$	Capacitância parasita devido ao filme de água no vidro
$C_p$	Capacitância parasita dos módulos fotovoltaicos
$I_o$	Corrente de carga
$I_{SC}$	Corrente de curto circuito do módulo fotovoltaico
$i_c$	Corrente de fuga capacitiva
$I_p$	Corrente de pico injetada na rede
$i_o$	Corrente de saída do inversor, para a carga
$I_{D1,4,ef}$	Corrente eficaz nos diodos, em antiparalelo, (D1 e D4) de S1 e S4
$I_{D2,3,ef}$	Corrente eficaz nos diodos, em antiparalelo, (D2 e D3) de S2 e S3
$I_{S1,4,ef}$	Corrente eficaz nos transistores de S1 e S4
$I_{S2,3,ef}$	Corrente eficaz nos transistores de S2 e S3
$i_{rede}$	Corrente fornecida a rede elétrica
$i_{in}$	Corrente instantânea de entrada do inversor
$i_{L_f}$	Corrente instantânea no indutor do filtro de saída

$i_L$	Corrente instantânea no indutor principal do inversor
$I_{D1,4,med}$	Corrente média nos diodos, em antiparalelo, (D1 e D4) de S1 e S4
$I_{D2,3,med}$	Corrente média nos diodos, em antiparalelo, (D2 e D3) de S2 e S3
$I_{S1,4,med}$	Corrente média nos transistores de S1 e S4
$I_{S2,3,med}$	Corrente média nos transistores de S2 e S3
$\bar{I}_{S4}$	Corrente média quase instantânea na chave S4
$\bar{I}_L$	Corrente média quase instantânea no indutor L
$i_{S4}$	Corrente na chave S4
$I_m$	Corrente para potência máxima do módulo fotovoltaico
$d_C$	Distância entre placas do capacitor
$K_2$	Fator de ondulação da tensão
$K_1$	Fator de ondulação de corrente
$\omega$	Frequência angular
$\omega_r$	Frequência angular da tensão da rede
$\omega_S$	Frequência angular de chaveamento
$\omega_P$	Frequência angular do polo do compensador
$\omega_z$	Frequência angular do zero do compensador
$f_r$	Frequência da rede
$f_S$	Frequência de chaveamento
$f_C$	Frequência de cruzamento
$FTLA$	Função de transferência de laço aberto
$FTLA_{NC_i}$	Função de transferência de laço aberto não conectado de corrente
$FTLA_{NC_v}$	Função de transferência de laço aberto não conectado de tensão
$FTMF_i$	Função de transferência de malha fechada de corrente
$FTMF_v$	Função de transferência de malha fechada de tensão

$G_i(s)$	Ganho de corrente da planta do inversor
$G_v(s)$	Ganho de tensão da planta do inversor
$G(\omega t)$	Ganho de tensão em função de $\omega t$
$C_i(s)$	Ganho do compensador de corrente
$C_v(s)$	Ganho do compensador de tensão
$C(\omega)$	Ganho do compensador PI
$C_i(\omega)$	Ganho do compensador PI Modificado
$G_{PWM}$	Ganho do modulador por largura de pulso
$K_i$	Ganho do sensor de corrente
$K_v$	Ganho do sensor de tensão
$G$	Ganho estático de tensão
$K_C$	Ganho proporcional
$\alpha$	Índice de modulação
$L_f$	Indutor do filtro de saída
$L$	Indutor principal
S1, ...S4	Interruptores de potência
$S$	Irradiância
$S_o$	Irradiância padrão
$M_\phi$	Margem de fase
$\Delta V_{C_{max}}$	Máxima ondulação de tensão no capacitor
$\Delta I_{L_f}$	Ondulação da corrente de saída no filtro indutivo
$\Delta I_L$	Ondulação da corrente no indutor principal
$\Delta V_C$	Ondulação da tensão no capacitor
$\Delta V_C(\omega t)$	Ondulação da tensão no capacitor em função de $\omega t$
$\overline{\Delta V_C(\omega t)}$	Ondulação da tensão no capacitor normalizada
$\Delta I_{L_{max}}$	Ondulação máxima da corrente no indutor L
$\Delta I_{L_f_{max}}$	Ondulação máxima de corrente no filtro de saída
$T_s$	Período de chaveamento

$\varepsilon_0$	Permissividade do vácuo
$\varepsilon_r$	Permissividade relativa
$\hat{i}$	Perturbação na corrente de saída
$\hat{i}_L$	Perturbação na corrente do indutor
$\hat{d}$	Perturbação na razão cíclica
$\hat{v}_o$	Perturbação na tensão de saída
$p(t)$	Portadora
$P_o$	Potência de saída do inversor
$P_m$	Potência máxima do módulo fotovoltaico
$D$	Razão cíclica
$d(\omega t)$	Razão cíclica em função de $\omega t$
$d$	Razão cíclica instantânea
$I_{ref}$	Referência de corrente
$R_o$	Resistência de carga
$m(t)$	Sinal modulador
$t$	Tempo
$V_{CC}$	Tensão CC de saída do arranjo fotovoltaico
$V_{CA}$	Tensão da corrente alternada, contra a terra
$v_{rede}$	Tensão da rede elétrica
$V_{in}$	Tensão de entrada do inversor
$v_{mc}$	Tensão de modo comum
$V_p$	Tensão de pico da rede elétrica
$V_{ref}$	Tensão de referência
$v_o$	Tensão de saída do inversor
$V_{OC}$	Tensão do circuito aberto do módulo fotovoltaico
$V_N$	Tensão do polo negativo do módulo fotovoltaico, contra a terra
$V_P$	Tensão do polo positivo do módulo fotovoltaico, contra a terra

$V_{P_{pv}}$	Tensão do polo positivo do módulo fotovoltaico, de dois estágios, contra a terra
$v_{AB}$	Tensão entre os nós A e B de saída do inversor
$\overline{V}_{S1} \dots \overline{V}_{S4}$	Tensão média quase instantânea sobre os interruptores S1, ...S4
$V_{S1_{med}} \dots V_{S4_{med}}$	Tensão média sobre os interruptores S1, ...S4
$V_m$	Tensão para potência máxima do módulo fotovoltaico
$v_C$	Tensão sobre o capacitor parasita
$v_{C_f}$	Tensão sobre o filtro capacitivo de saída
$v_{L_f}$	Tensão sobre o indutor do filtro de saída
$v_{S1} \dots v_{S4}$	Tensão sobre os interruptores S1, ... S4
$\dot{i}_{C_p}$	Valor de pico da corrente de fuga capacitiva
$I_{in_{ef}}$	Valor eficaz da corrente de entrada
$I_{L_{ef}}$	Valor eficaz da corrente no indutor L
$I_{in_{med}}$	Valor médio da corrente de entrada
$I_{L_{med}}$	Valor médio da corrente no indutor L
$\overline{I}_{in}$	Valor médio quase instantâneo da corrente de entrada do inversor
$\overline{I}_{in}(\omega t)$	Valor médio quase instantâneo da corrente de entrada no inversor em função de $\omega t$
$\overline{I}_{S4}$	Valor médio quase instantâneo da corrente na chave S4



## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>47</b>
1.1	PROPOSTA DA TESE.....	51
<b>1.1.1</b>	<b>Problema .....</b>	<b>52</b>
<b>1.1.2</b>	<b>Justificativa de pesquisa .....</b>	<b>58</b>
<b>1.1.3</b>	<b>Nova topologia proposta .....</b>	<b>58</b>
1.2	OBJETIVOS, CONTRIBUIÇÕES E PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS ADOTADOS .....	59
<b>1.2.1</b>	<b>Objetivo geral .....</b>	<b>59</b>
<b>1.2.2</b>	<b>Objetivos específicos .....</b>	<b>59</b>
<b>1.2.3</b>	<b>Contribuições.....</b>	<b>60</b>
<b>1.2.4</b>	<b>Procedimentos metodológicos .....</b>	<b>60</b>
1.3	EVENTOS E PUBLICAÇÕES .....	60
1.4	ESTRUTURA DA TESE.....	61
<b>2</b>	<b>SISTEMAS DE GERAÇÃO FOTOVOLTAICA.....</b>	<b>63</b>
2.1	INTRODUÇÃO .....	63
2.2	FORMAS DE GERAÇÃO.....	63
<b>2.2.1</b>	<b>Geração fotovoltaica isolada (sistemas autônomos).....</b>	<b>63</b>
<b>2.2.2</b>	<b>Geração fotovoltaica conectada à rede elétrica .....</b>	<b>64</b>
2.3	MÓDULOS FOTOVOLTAICOS.....	65
<b>2.3.1</b>	<b>Definição de irradiância (<math>S</math>) .....</b>	<b>66</b>
<b>2.3.2</b>	<b>Células fotovoltaicas.....</b>	<b>67</b>
2.3.2.1	Eficiência .....	67
<b>2.3.3</b>	<b>Comportamento característico.....</b>	<b>68</b>
2.3.3.1	Efeito da temperatura .....	71
2.3.3.2	Efeito da irradiância .....	72
<b>2.3.4</b>	<b>Arranjos dos módulos.....</b>	<b>74</b>
2.3.4.1	Associação em paralelo.....	74
2.3.4.2	Associação em série .....	74

2.3.4.3	Associação série-paralelo.....	75
<b>2.3.5</b>	<b>Capacitância parasita .....</b>	<b>76</b>
2.4	CONFIGURAÇÕES COM CONEXÃO À REDE ELÉTRICA .....	79
<b>2.4.1</b>	<b>Inversor central.....</b>	<b>79</b>
<b>2.4.2</b>	<b>Um inversor por <i>string</i> .....</b>	<b>80</b>
<b>2.4.3</b>	<b>Inversor <i>multistring</i>.....</b>	<b>81</b>
<b>2.4.4</b>	<b>Microinversores .....</b>	<b>81</b>
2.5	INVERSORES FOTOVOLTAICOS .....	82
<b>2.5.1</b>	<b>Classificação .....</b>	<b>83</b>
<b>2.5.2</b>	<b>Constituição dos inversores FV .....</b>	<b>83</b>
2.5.2.1	Buscador do ponto de potência máxima - <i>MPPT</i> .....	84
2.5.2.2	Ajuste do nível de tensão .....	84
2.5.2.3	Conversão CC-CA .....	84
2.5.2.4	Desacoplamento de potência (barramento CC) .....	85
2.5.2.5	Isolação galvânica.....	85
2.5.2.6	Topologia sem isolação galvânica .....	85
<b>2.5.3</b>	<b>Inversor fotovoltaico elementar.....</b>	<b>86</b>
2.5.3.1	Estrutura inversora básica.....	86
2.5.3.2	Estratégias de modulações .....	87
2.5.3.2.1	<i>Modulação Bipolar / Dois Níveis</i> .....	87
2.5.3.2.2	<i>Modulação Unipolar / Três Níveis</i> .....	89
2.5.3.3	Potencial contra a terra .....	91
2.5.3.3.1	<i>Exemplo</i> .....	94
2.5.3.4	Potencial contra a terra com dois estágios (com conversor <i>Boost</i> ).....	95
2.5.3.5	Corrente de fuga capacitiva .....	96
2.5.3.5.1	<i>Tensão de modo comum</i> .....	96
2.5.3.5.2	<i>Corrente de fuga com modulação bipolar (2 níveis)</i> .....	100

2.5.3.5.3	<i>Corrente de fuga com modulação unipolar (3 níveis) .....</i>	101
<b>2.5.4</b>	<b>Topologias clássicas de inversores fotovoltaicos.....</b>	<b>103</b>
2.5.4.1	Topologias de inversores com transformador .....	104
2.5.4.1.1	<i>Transformador em baixa frequência.....</i>	<i>104</i>
2.5.4.1.2	<i>Transformador em alta frequência .....</i>	<i>105</i>
2.5.4.1.3	<i>Exemplo de um inversor em ponte completa com isolamento .....</i>	<i>106</i>
2.5.4.2	Topologias de inversores sem transformador.....	108
2.5.4.2.1	<i>Exemplo de um inversor em ponte completa sem isolamento .....</i>	<i>109</i>
2.6	CONCLUSÃO .....	111
<b>3</b>	<b>INVERSORES FVs SEM TRANSFORMADOR - ESTADO DA ARTE .....</b>	<b>113</b>
3.1	INTRODUÇÃO .....	113
3.2	INVERSOR H5.....	113
<b>3.2.1</b>	<b>Vantagens.....</b>	<b>116</b>
<b>3.2.2</b>	<b>Desvantagens .....</b>	<b>116</b>
3.3	INVERSOR HERIC.....	117
<b>3.3.1</b>	<b>Vantagens.....</b>	<b>119</b>
<b>3.3.2</b>	<b>Desvantagens .....</b>	<b>119</b>
3.4	INVERSOR REFU .....	120
<b>3.4.1</b>	<b>Vantagens.....</b>	<b>122</b>
<b>3.4.2</b>	<b>Desvantagens .....</b>	<b>122</b>
3.5	INVERSOR DE PONTE COMPLETA COM <i>BYPASS</i> CC - <i>FB-DCBP</i> .....	123
<b>3.5.1</b>	<b>Vantagens.....</b>	<b>124</b>
<b>3.5.2</b>	<b>Desvantagens .....</b>	<b>125</b>
3.6	PONTE H COM RETIFICADOR PARA TENSÃO ZERO - <i>FB-ZVR</i> .....	125
<b>3.6.1</b>	<b>Vantagens.....</b>	<b>128</b>
<b>3.6.2</b>	<b>Desvantagens .....</b>	<b>128</b>

3.7	MEIA PONTE COM GRAMPEAMENTO AO PONTO NEUTRO .....	128
<b>3.7.1</b>	<b>Vantagens .....</b>	<b>130</b>
<b>3.7.2</b>	<b>Desvantagens .....</b>	<b>130</b>
3.8	INVERSOR CONERGY NPC .....	131
<b>3.8.1</b>	<b>Vantagens .....</b>	<b>133</b>
<b>3.8.2</b>	<b>Desvantagens .....</b>	<b>133</b>
3.9	CARACTERÍSTICAS DO ESTADO DA ARTE .....	134
3.10	CONCLUSÃO .....	137
<b>4</b>	<b>NOVO INVERSOR EM REGIME PERMANENTE ....</b>	<b>139</b>
4.1	INTRODUÇÃO .....	139
4.2	INVERSOR PROPOSTO .....	139
4.3	ETAPAS DE OPERAÇÃO .....	140
<b>4.3.1</b>	<b>Primeira etapa (<math>0 &lt; t &lt; DT</math>).....</b>	<b>140</b>
<b>4.3.2</b>	<b>Segunda etapa (<math>DT &lt; t &lt; T</math>).....</b>	<b>142</b>
4.4	FORMAS DE ONDA DE TENSÃO E CORRENTE.....	143
4.5	GANHO ESTÁTICO DE TENSÃO - $G$ .....	145
4.6	RAZÃO CÍCLICA PARA GERAÇÃO SENOIDAL .....	147
<b>4.6.1</b>	<b>Efeito da não linearidade sobre a geração .....</b>	<b>147</b>
<b>4.6.2</b>	<b>Linearização .....</b>	<b>149</b>
4.7	CORRENTE NO INDUTOR.....	151
<b>4.7.1</b>	<b>Valores médios quase instantâneos da corrente no indutor .....</b>	<b>151</b>
<b>4.7.2</b>	<b>Comportamento de <math>\bar{I}_L</math> durante o período da tensão gerada .....</b>	<b>152</b>
<b>4.7.3</b>	<b>Valor médio da corrente no indutor.....</b>	<b>153</b>
<b>4.7.4</b>	<b>Valor eficaz da corrente no indutor .....</b>	<b>155</b>
<b>4.7.5</b>	<b>Ondulação da corrente no indutor .....</b>	<b>157</b>
4.7.5.1	Ondulação máxima da corrente no indutor .....	158
<b>4.7.6</b>	<b>Indutância - <math>L</math>.....</b>	<b>158</b>

4.8	CORRENTE DE ENTRADA DO INVERSOR.....	159
<b>4.8.1</b>	<b>Valores médios quase instantâneos da corrente de entrada .....</b>	<b>159</b>
<b>4.8.2</b>	<b>Comportamento de <math>\overline{I_{in}}</math> durante o período da tensão gerada .....</b>	<b>160</b>
<b>4.8.3</b>	<b>Valor médio da corrente de entrada.....</b>	<b>162</b>
<b>4.8.4</b>	<b>Valor eficaz da corrente de entrada .....</b>	<b>163</b>
4.9	ONDULAÇÃO DE TENSÃO NO CAPACITOR .....	164
<b>4.9.1</b>	<b>Comportamento de <math>\Delta V_C</math> em função do ângulo <math>\omega t</math> .....</b>	<b>164</b>
<b>4.9.2</b>	<b>Máxima ondulação de tensão no capacitor .....</b>	<b>165</b>
4.10	CAPACITÂNCIA .....	166
4.11	ESFORÇOS DE TENSÃO NOS SEMICONDUTORES ...	166
<b>4.11.1</b>	<b>Valores máximos de tensão em S1 e S2 .....</b>	<b>166</b>
<b>4.11.2</b>	<b>Valores máximos de tensão em S3 e S4 .....</b>	<b>167</b>
4.12	ESFORÇOS DE CORRENTE NOS SEMICONDUTORES .....	168
<b>4.12.1</b>	<b>Valores médios e eficazes das correntes em S1 e S4.....</b>	<b>168</b>
4.12.1.1	Semiciclo positivo ( $0 < \omega t < \pi$ ).....	169
4.12.1.2	Semiciclo negativo ( $\pi < \omega t < 2\pi$ ).....	173
<b>4.12.2</b>	<b>Valores médios e eficazes das correntes em S2 e S3.....</b>	<b>176</b>
4.12.2.1	Semiciclo positivo ( $0 < \omega t < \pi$ ).....	177
4.12.2.2	Semiciclo negativo ( $\pi < \omega t < 2\pi$ ).....	182
4.13	VALIDAÇÃO DOS MODELOS MATEMÁTICOS.....	186
<b>4.13.1</b>	<b>Parâmetros e componentes.....</b>	<b>186</b>
4.13.1.1	Resistência de carga .....	186
4.13.1.2	Índice de modulação .....	186
4.13.1.3	Corrente de pico.....	187
4.13.1.4	Indutância - $L$ .....	187
4.13.1.5	Capacitância - $C$ .....	188

<b>4.13.2</b>	<b>Circuito simulado.....</b>	<b>189</b>
<b>4.13.3</b>	<b>Tensão gerada pelo inversor - <math>v_o</math> .....</b>	<b>190</b>
<b>4.13.4</b>	<b>Máxima ondulação de tensão no capacitor .....</b>	<b>190</b>
<b>4.13.5</b>	<b>Corrente no indutor - <math>i_L</math> .....</b>	<b>191</b>
4.13.5.1	Valor médio da corrente no indutor.....	192
4.13.5.2	Valor eficaz da corrente no indutor.....	192
<b>4.13.6</b>	<b>Máxima ondulação de corrente no indutor .....</b>	<b>193</b>
<b>4.13.7</b>	<b>Corrente de entrada do inversor .....</b>	<b>194</b>
4.13.7.1	Valor médio da corrente de entrada:.....	194
4.13.7.2	Valor eficaz da corrente de entrada: .....	195
<b>4.13.8</b>	<b>Esforços de corrente nos semicondutores .....</b>	<b>195</b>
4.13.8.1	Correntes em S1 e S4.....	195
4.13.8.2	Valores médios de corrente em S1 e S4:.....	196
4.13.8.3	Valores eficazes de corrente em S1 e S4: .....	197
4.13.8.4	Correntes em S2 e S3.....	198
4.13.8.5	Valores médios de corrente em S2 e S3:.....	198
4.13.8.6	Valor eficaz de corrente em S2 e S3:.....	199
<b>4.13.9</b>	<b>Esforços de tensão nos semicondutores.....</b>	<b>200</b>
4.13.9.1	Valores máximos de tensão sobre S1 e S2.....	200
4.13.9.2	Valores máximos de tensão sobre S3 e S4.....	201
<b>4.13.10</b>	<b>Resultados da validação .....</b>	<b>202</b>
4.14	CONCLUSÃO .....	203
<b>5</b>	<b>COMPORTAMENTO DINÂMICO .....</b>	<b>205</b>
5.1	INTRODUÇÃO .....	205
5.2	MODELAGEM DINÂMICA .....	206
<b>5.2.1</b>	<b>Ganho estático de tensão e corrente média quase instantânea no indutor.....</b>	<b>209</b>
<b>5.2.2</b>	<b>Análise de pequenos sinais .....</b>	<b>210</b>
5.3	FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA .....	211

5.3.1	Tensão de saída, em relação a razão cíclica .....	211
5.3.2	Corrente média quase instantânea no indutor, em relação à razão cíclica .....	213
5.3.3	Corrente média quase instantânea de saída, em relação a razão cíclica .....	215
5.4	VALIDAÇÃO DAS FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIAS	216
5.4.1	Cálculo dos parâmetros do sistema .....	217
5.4.2	Circuito e blocos matemáticos para validação das FTs, por simulação.....	219
5.4.3	FT da tensão de saída, em relação a razão cíclica .....	220
5.4.4	FT da corrente no indutor, em relação a razão cíclica ..	222
5.4.5	FT da corrente de saída, em relação a razão cíclica.....	223
5.5	REGULADORES DE TENSÃO E CORRENTE .....	224
5.5.1	Linearização .....	225
5.5.1.1	Razão cíclica em função do tempo (função linearização) ...	225
5.5.1.1.1	<i>Geração em CA</i> .....	225
5.5.1.2	Ganho de linearização em um ponto de operação .....	226
5.5.1.3	Bloco linearizador para simulação .....	227
5.5.2	Regulador da tensão de saída.....	227
5.5.2.1	Projeto do compensador de tensão .....	227
5.5.2.1.1	<i>Especificações do sistema</i> .....	227
5.5.2.1.2	<i>Ganho de malha fechada</i> .....	228
5.5.2.1.3	<i>Compensador Proporcional-Integral</i> .....	231
5.5.2.2	Simulação do inversor com regulador de tensão.....	232
5.5.2.2.1	<i>Resposta a degraus de referência de tensão</i> .....	233
5.5.2.2.2	<i>Resposta a degraus de carga</i> .....	234
5.5.2.2.3	<i>Resposta a degraus da tensão de entrada - <math>V_{in}</math></i> .....	235
5.5.2.2.4	<i>Tensão de saída com referência senoidal</i> .....	235
5.5.3	Regulador da corrente de saída .....	237

5.5.3.1	Projeto do compensador de corrente.....	237
5.5.3.1.1	<i>Especificações do sistema.....</i>	237
5.5.3.1.2	<i>Cálculo dos coeficientes da FT de corrente.....</i>	238
5.5.3.1.3	<i>FT de Malha Fechada da corrente - FTMFi .....</i>	238
5.5.3.1.4	<i>Compensador Proporcional-Integral Modificado .....</i>	240
5.5.3.2	Projeto do filtro de saída do inversor .....	241
5.5.3.2.1	<i>Capacitância do filtro - C .....</i>	242
5.5.3.2.2	<i>Indutância do filtro - <math>L_f</math> .....</i>	243
5.5.3.3	Simulação do inversor com regulador de corrente.....	248
5.5.3.3.1	<i>Resposta a degraus de referência de corrente.....</i>	249
5.5.3.3.2	<i>Comportamento com referência senoidal.....</i>	250
5.6	INVERSOR CONECTADO À REDE ELÉTRICA .....	251
5.6.1	<b>Comportamento com degrau de referência.....</b>	<b>253</b>
5.6.2	<b>Comportamento com degraus de tensão de entrada.....</b>	<b>254</b>
5.6.3	<b>Comportamento com oscilações da tensão de entrada ..</b>	<b>254</b>
5.7	SISTEMA GERADOR FOTOVOLTAICO DE ESTÁGIO ÚNICO.....	255
5.7.1	<b>Degrau na referência da tensão de entrada .....</b>	<b>256</b>
5.7.2	<b>Comportamento com degraus de irradiância.....</b>	<b>257</b>
5.7.2.1	Detalhe da corrente de saída com elevação da irradiância..	259
5.7.2.2	Detalhe da corrente de saída com redução da irradiância...	259
5.8	SISTEMA GERADOR FOTOVOLTAICO COM DOIS ESTÁGIOS .....	260
5.8.1	<b>Controle da tensão de saída dos módulos FVs .....</b>	<b>261</b>
5.8.2	<b>Corrente de saída do inversor.....</b>	<b>262</b>
5.8.2.1	Degrau positivo da referência de tensão dos módulos FVs	262
5.8.2.2	Degrau negativo da referência de tensão dos módulos FVs	263
5.9	CONCLUSÃO .....	264
6	<b>CONEXÃO À REDE ELÉTRICA .....</b>	<b>265</b>

6.1	CONTEXTUALIZAÇÃO.....	265
6.2	FILTRO PROPOSTO .....	267
<b>6.2.1</b>	<b>Função de Transferência da corrente de saída com relação a tensão de entrada do filtro.....</b>	<b>267</b>
6.2.1.1	Modelagem dinâmica .....	268
6.2.1.2	Análise de pequenos sinais.....	269
<b>6.2.2</b>	<b>Comportamento da indutância <math>L</math>, vista pelo filtro .....</b>	<b>277</b>
6.2.2.1	Em função da razão cíclica ( $D$ ).....	277
6.2.2.2	Em função do ângulo ( $\omega t$ ).....	278
6.2.2.3	Valores máximo e mínimo da indutância $L'$ .....	279
<b>6.2.3</b>	<b>Valores extremos da frequência de ressonância.....</b>	<b>281</b>
6.2.3.1	Frequência de ressonância característica mínima - $\omega_{r\_down}$ .	282
6.2.3.2	Frequência de ressonância característica máxima - $\omega_{r\_up}$ ....	282
<b>6.2.4</b>	<b>Dimensionamento da resistência de amortecimento <math>R_f</math>..</b>	<b>282</b>
6.2.4.1	Valor mínimo de resistência ( $R_{f\_min}$ ).....	284
6.2.4.2	Valor máximo de resistência ( $R_{f\_max}$ ) .....	284
<b>6.2.5</b>	<b>Dimensionamento das capacitâncias .....</b>	<b>285</b>
6.2.5.1	Capacitância principal - $C$ .....	285
6.2.5.2	Capacitância de amortecimento - $C_f$ .....	285
<b>6.2.6</b>	<b>Dimensionamento das indutâncias .....</b>	<b>286</b>
6.2.6.1	Indutância do filtro - $L_f$ .....	286
6.2.6.2	Indutância principal - $L$ .....	286
6.3	PROJETO DO FILTRO .....	287
<b>6.3.1</b>	<b>Dados do inversor.....</b>	<b>288</b>
<b>6.3.2</b>	<b>Cálculo da capacitância principal - <math>C</math>.....</b>	<b>288</b>
<b>6.3.3</b>	<b>Definição da capacitância de amortecimento - <math>C_f</math>.....</b>	<b>289</b>
<b>6.3.4</b>	<b>Cálculo da indutância do filtro - <math>L_f</math>.....</b>	<b>289</b>
<b>6.3.5</b>	<b>Definição da indutância principal - <math>L</math>.....</b>	<b>290</b>

<b>6.3.6</b>	<b>Cálculo dos valores extremos de frequência de ressonância</b>	<b>290</b>
6.3.6.1	Valor mínimo - $\omega_{r\_down}$	290
6.3.6.2	Valor máximo - $\omega_{r\_up}$	291
<b>6.3.7</b>	<b>Seleção da resistência de amortecimento - <math>R_f</math></b>	<b>291</b>
6.3.7.1	Cálculo do valor mínimo de resistência - $R_{f\_min}$	292
6.3.7.2	Valor máximo de resistência - $R_{f\_max}$	293
<b>6.3.8</b>	<b>Resposta em frequência do filtro</b>	<b>293</b>
6.4	CONTROLE DE CORRENTE	295
<b>6.4.1</b>	<b>Função de transferência da corrente de saída com relação a razão cíclica</b>	<b>296</b>
6.4.1.1	Modelagem dinâmica	296
6.4.1.2	Análise de pequenos sinais	297
<b>6.4.2</b>	<b>Simulações</b>	<b>303</b>
6.4.2.1	Dados para simulação	303
6.4.2.2	Cálculo de parâmetros	304
6.4.2.3	Cálculo dos coeficientes da FT de corrente	304
6.4.2.4	Resposta em frequência da malha de corrente	305
6.4.2.4.1	<i>Compensador PI</i>	307
6.4.2.4.2	<i>Resultados de Simulação</i>	308
<b>6.4.3</b>	<b>Ensaaios de Laboratório</b>	<b>311</b>
6.4.3.1	Dados para ensaios	312
6.4.3.2	Dimensionamento do Protótipo	312
6.4.3.2.1	<i>Esforços de tensão nos semicondutores</i>	313
6.4.3.2.2	<i>Esforços de corrente nos semicondutores</i>	313
6.4.3.2.3	<i>Seleção dos interruptores</i>	316
6.4.3.2.4	<i>Especificações dos componentes</i>	317
6.4.3.3	Compensador de corrente	317
6.4.3.4	Resultados Experimentais	317

6.4.3.4.1	<i>Tensões e correntes</i> .....	317
6.4.3.4.2	<i>Rendimento, Fator de Potência e Harmônicas de Corrente</i>	319
6.5	CONCLUSÕES .....	321
<b>7</b>	<b>CONCLUSÕES</b> .....	<b>323</b>
7.1	CONCLUSÕES GERAIS .....	323
7.2	SUGESTÕES PARA ESTUDOS FUTUROS .....	326
	<b>REFERÊNCIAS</b> .....	<b>327</b>
	<b>ANEXO 1 – PLACA DE POTÊNCIA</b> .....	<b>331</b>
	<b>ANEXO 2 – PLACA DE FILTRO/SENSORES</b> .....	<b>339</b>
	<b>ANEXO 3 - COMPENSADOR DE CORRENTE</b>	
	<b>MULTIRRESSONANTE</b> .....	<b>343</b>



## 1 INTRODUÇÃO

A geração e o uso racional da energia se fazem cada vez mais urgentes e necessários, na medida em que a evolução tecnológica, a serviço da humanidade, provoca uma consante demanda. A vida na Terra tornou o homem cada vez mais dependente de energia, não só para seu conforto, como para a sua própria sobrevivência.

A geração e o uso de energia de forma descuidada e indiscriminada têm provocado graves problemas ambientais, conforme demonstram os meios de comunicação, onde são apresentadas, com frequência cada vez maior, notícias sobre altos índices de poluição e catástrofes climáticas, decorrentes, segundo os ambientalistas, da forma como estão sendo explorados os recursos naturais e do desequilíbrio causado pelo seu mau uso.

Neste sentido, Geller (2003) *apud* Urbanetz Junior (2010, p. 29), contextualiza a questão ambiental e o impacto da utilização de energias não renováveis, pois

[...] o modo com que o mundo produz e consome energia está proporcionando muitos impactos ambientais e sociais. Uma revolução na forma de produzir e consumir energia geraria muitos benefícios econômicos, ambientais e sociais. Essa revolução implica na melhora da eficiência energética e na substituição das fontes atuais por fontes renováveis. Um futuro mantendo os padrões atuais não é nem sustentável e nem desejável.

A irradiação solar que alcança o planeta Terra proporciona a maioria das diferentes formas de fontes de energias disponíveis, tais como: o potencial hídrico originado pela evaporação da água pelo Sol; a energia calorífica dos recursos fósseis, resultante da vida sobre a Terra, que por sua vez também depende do Sol; aos ventos causados pelas diferentes temperaturas na atmosfera terrestre e a calorífica das biomassas, originadas da fotossíntese. Portanto, aproveitar a irradiação solar diretamente para gerar calor ou eletricidade é a forma de menor impacto ambiental para obtenção de energia térmica ou elétrica, motivando os atuais estudos e pesquisas sobre Energia Solar Fotovoltaica (GELLER, 2003 *apud* URBANETZ JUNIOR, 2010).

A demanda por energia, de variadas fontes, é mundialmente crescente. A geração, transmissão e distribuição, centralizadas em empresas estatais, muitas vezes tornam-se insuficientes, causando

congestionamentos nos sistemas, elevação de custos de produção e estrita dependência de uma ou de outra fonte.

Na concepção de Urbanetz Junior (2010, p. 27), uma forma alternativa para melhorar a disponibilidade de energia elétrica é a disseminação do uso de energia fotovoltaica (FV).

Visando descongestionar os sistemas de geração, transmissão e distribuição de energia elétrica, alguns países da Europa, como a Alemanha, têm incentivado a chamada geração distribuída, onde o próprio consumidor gera toda ou parte da energia que ele mesmo consome. Isto está sendo conseguido também através do uso de módulos fotovoltaicos, que convertem a energia do sol diretamente em energia elétrica. Desta forma, aumenta-se a disponibilidade de energia para o consumidor, sem a necessidade de que esta seja gerada a muitos quilômetros de onde será consumida, como ocorre normalmente.

Assim, constatamos a partir de referencial teórico que a geração de energia elétrica, por meio de sistemas fotovoltaicos, se apresenta como um dos investimentos mais promissores da atualidade.

Dados históricos e prospecções, segundo o documento publicado pela EPIA – *Global Market Outlook for Photovoltaics until 2016*, (2012, p. 11), registram que:

*Over the last decade, PV technology has shown the potential to become a major source of power generation for the world – with robust and continuous growth even during times of financial and economic crisis. That growth is expected to continue in the years ahead as worldwide awareness of the advantages of PV increases. At the end of 2009, the world's PV cumulative installed capacity was approaching 23 GW. One year later it was 40 GW. In 2011, more than 69 GW are installed globally and could produce 85 TWh of electricity every year. This energy volume is sufficient to cover the annual power supply needs of over 20 million households.*

Se considerarmos que o território brasileiro possui elevados níveis de irradiação solar, graças a sua privilegiada posição geográfica, estas vantagens tendem a ser maiores, e a geração distribuída tem muito a contribuir, como afirma Urbanetz Junior (2010).

Dados mais atuais, como os fornecidos por Rütther (2017)<sup>1</sup>, informam que:

Apesar de seu enorme potencial, muitas vezes superior ao de todas as fontes renováveis somadas, a potência instalada acumulada em todo o mundo é ainda de apenas algumas poucas centenas de GW (cerca de 300 GW fotovoltaicos instalados no final de 2016). Em 2015, a capacidade instalada anual da geração solar fotovoltaica ultrapassou pela primeira vez a capacidade instalada anual da geração eólica e, em 2016, foram instalados em todo o mundo cerca de 70 GWp de geração solar fotovoltaica (e 56,5 GW de geração eólica).

Empregando o gerador fotovoltaico como fonte alternativa de energia elétrica tornam-se bastante viáveis pequenos geradores próximos aos locais de consumo, podendo ser gerada energia até mesmo por consumidores residenciais.

Estas pequenas gerações em larga escala, reduzem:

- as necessidades de grandes gerações, baseadas em fontes convencionais de energia;
- os investimentos em linhas de transmissão;
- as ocorrências dos “apagões” do sistema elétrico interligado; e,
- a poluição ambiental, contribuindo para a qualidade de vida nas grandes cidades.

As características construtivas dos módulos fotovoltaicos facilitam sua integração à arquitetura das construções e aos espaços vazios, não aproveitados.

Considerando que o processamento da energia gerada por células FVs emprega, basicamente, conversores eletrônicos de potência, é fundamental que estudos e pesquisas sejam desenvolvidos nesta área do conhecimento, buscando novas e melhores topologias de conversores, sistemas de controle e regulação, voltados especificamente para aplicação em sistemas de geração FV.

A disponibilidade de energia é estratégica para o desenvolvimento de uma nação, de modo que não se pode ficar dependente de tecnologias e produtos estrangeiros. O domínio desta área

---

<sup>1</sup> RÜTHER, Ricardo. Notas de aula. Disciplina Energia solar fotovoltaica (ECV 4219). Programa de Pós-graduação em Engenharia Civil (PPGEC). Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC). Março, 2017.

do conhecimento proporcionará ao Brasil sua independência tecnológica, no que diz respeito a estes conversores.

O Grupo Setorial de Sistemas Fotovoltaicos da Associação Brasileira da Indústria Elétrica e Eletrônica - ABINEE publicou, em junho de 2012, “Propostas para Inserção da Energia Solar Fotovoltaica na Matriz Elétrica Brasileira”, de onde, preliminarmente, observa-se que:

- há uma expressiva produção mundial de inversores, para diversos usos, incluindo o fotovoltaico;
- em 2011, os sistemas fotovoltaicos, conectados e não conectados à rede, instalados no Brasil, evidenciam que a energia solar FV não estava sendo, adequadamente, considerada no planejamento energético;
- há baixa demanda por sistemas fotovoltaicos, resultando na falta de estímulo ao desenvolvimento de tecnologia nacional, aumentando as importações de produtos com baixo custo, o que se reflete negativamente na balança comercial; e,
- deve ser, firmemente, avaliada a questão da competitividade no mercado mundial de geração de energia, onde o Brasil não pode perder a oportunidade de inserção e desenvolvimento de tecnologia de conversores voltados à geração de energia a partir de células FVs.

Neste cenário, aponta-se como alternativa o desenvolvimento de pesquisas que possibilitem: a melhoria da qualidade da energia gerada, seguindo as normas nacionais existentes (na inexistência destas, seguindo as correspondentes normas estrangeiras); alta eficiência dos conversores, tanto em operação nominal como em solicitações parciais, buscando redução do volume, peso e custo; alta confiabilidade e baixa manutenção; operação em ampla faixa de tensão; regulação das tensões e/ou correntes; baixo conteúdo harmônico das tensões e correntes; baixo ruído audível; baixa emissão de interferência eletromagnética; tolerância aos surtos de partidas das cargas; segurança das pessoas e equipamentos.

Estes sistemas de geração fotovoltaicos, de modo geral, dividem-se em: isolados (ou autônomos), normalmente em locais onde a rede elétrica não está disponível; e, conectados à rede elétrica.

Os sistemas fotovoltaicos isolados são constituídos de: dispositivos armazenadores de energia (baterias); controlador de carga das baterias; e, inversor CC-CA.

Os geradores fotovoltaicos ligados diretamente à rede elétrica podem ser de estágio único e dois estágios.

- Estágio único: em alguns casos, há a necessidade de um determinado número de módulos fotovoltaicos, conectados em série,

para alcançar o nível de tensão necessária à entrada do inversor. O isolamento, quando necessário, acrescenta grande volume, peso e custo a esta montagem, pois só é possível na saída do conversor CC-CA, que opera a frequência da rede.

- Dois estágios: a faixa de tensão de entrada do sistema, do lado dos painéis solares, depende apenas do ganho de tensão do primeiro estágio, ou seja, é independente da tensão da rede. O isolamento poderá ser implementado no primeiro estágio em alta frequência, reduzindo peso, tamanho e custo do equipamento.

Ainda em relação ao inversor de dois estágios, é possível flexibilizar as configurações do sistema gerador fotovoltaico, permitindo o melhor aproveitamento da energia gerada pelos módulos.

O emprego do transformador de isolamento nestes sistemas torna-os mais seguros, pois provê uma isolação entre os módulos fotovoltaicos e a rede elétrica, além de facilitar o aterramento destes.

A conexão à rede requer o recurso de anti-ilhamento, necessário para garantir a segurança de pessoas, equipamentos e instalações, na ocorrência de interrupção do fornecimento de energia da rede elétrica.

Independentemente do tipo de sistema, isolado ou conectado à rede, é fundamental o rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT, *maximum power point tracking*) do painel solar, buscando otimizar o aproveitamento da energia irradiada sobre ele.

Também preocupados com a conexão à rede elétrica, órgãos oficiais já tomaram algumas ações, de modo a estabelecer “As condições gerais para o acesso de microgeração e minigeração distribuídas aos sistemas de distribuição de energia elétrica e o sistema de compensação de energia elétrica”, como é o caso da Resolução Normativa Nº 482, de 17 de abril de 2012 e alterações posteriores, estabelecidas pela Agência Nacional de Energia Elétrica – ANEEL (ANEEL, 2012, p. 1).

Com o objetivo de atender estas características, diversos estudos e investigações com novos inversores terão de ser realizados, como as que buscam novas topologias, adequadas a aplicação em geradores fotovoltaicos ligados à rede elétrica, sem o uso de transformador, que é o objeto desta tese.

## 1.1 PROPOSTA DA TESE

O emprego de geradores solares fotovoltaicos apresenta-se como excelente alternativa às necessidades, atuais e futuras, de geração de energia elétrica, de forma renovável, sustentável e eficiente, sem os impactos ambientais e sociais advindos das grandes gerações.

Esta forma de geração de energia possibilita pequenas unidades geradoras, incluindo-se as residenciais, proporcionando a instalação e produção dessas unidades em larga escala, localizadas próximas aos consumidores e, desta maneira, reduzir a demanda de energia elétrica a ser transmitida por redes de longas distâncias, contribuindo para um sistema elétrico não tão susceptível a blecautes, além de minimizar as agressões ao meio ambiente. Sendo assim, torna-se imprescindível que estes sistemas de geração FV sejam conectados à rede elétrica de distribuição.

A viabilidade da geração FV está condicionada ao emprego de elementos, componentes do sistema, que promovam um aproveitamento ótimo da energia gerada pelo módulo fotovoltaico. Portanto, necessita que os elementos processadores/controladores sejam suficientemente eficientes, de modo que a energia elétrica gerada por ele ocorra em pontos de operação correspondentes a potência máxima capaz de ser gerada e com mínimas perdas de energia.

As topologias clássicas dos inversores FVs foram concebidas para injetar correntes alternadas nas redes de energia elétrica, a partir das tensões contínuas fornecidas pelos arranjos de módulos FVs, empregando-se transformadores de isolamento que poderão estar sob alta ou baixa frequência, repercutindo a escolha feita na questão peso, volume, perdas e custos.

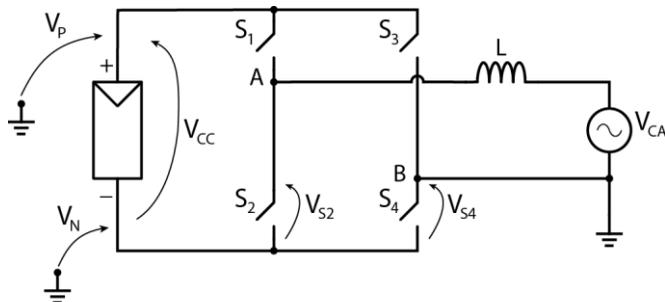
Sempre que o isolamento galvânico não for imprescindível, os inversores fotovoltaicos sem transformadores ficam mais interessantes, principalmente por possuírem uma eficiência maior, além de serem menos volumosos, mais leves e de menor custo.

### **1.1.1 Problema**

O sistema FV elementar, empregando um módulo FV, uma ponte H inversora, um indutor na saída e a rede elétrica, sem transformador de isolamento, é mostrado na Figura 1.1. Nela também são identificadas as principais tensões, para a análise a seguir:

Conforme pode-se observar, nesta configuração os polos positivo e negativo do módulo FV vão ficar sob as tensões  $V_p$  e  $V_N$ , com relação à terra, enquanto que o neutro da rede elétrica é conectado diretamente a esta.

Figura 1.1 - Sistema gerador FV conectado à rede, sem transformador



Fonte: Autoria própria, 2019.

Onde:

- $V_{CC}$  → tensão de entrada;
- $V_P$  → potencial do polo P do módulo FV, contra a terra;
- $V_N$  → potencial do polo N do módulo FV, contra a terra;
- $V_{S2}$  → tensão sobre o interruptor  $S_2$ ;
- $V_{S4}$  → tensão sobre o interruptor  $S_4$ ;
- $V_{CA}$  → tensão da fonte CA, contra a terra.

- **Corrente de fuga para as baixas frequências:**

O Capítulo 2, deste estudo, comprova que as tensões nos terminais do módulo, desconsiderando a alta frequência de chaveamento, serão:

$$V_P = \frac{V_{CC}}{2} + M \frac{V_{CC}}{2} \sin(\omega t) \quad (1.1)$$

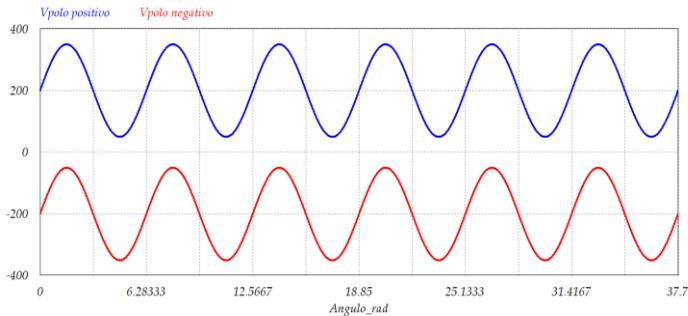
$$V_N = -\frac{V_{CC}}{2} + M \frac{V_{CC}}{2} \sin(\omega t) \quad (1.2)$$

Onde:

- $M$  → índice de modulação;
- $\omega$  → frequência angular e
- $t$  → é o tempo.

A Figura 1.2 apresenta as formas de onda das tensões nos terminais do módulo FV, ilustrando o comportamento definido pelas expressões (1.1) e (1.2). Estas formas de onda resultam da simulação do sistema, considerando apenas as componentes de baixa frequência. A simulação adotou uma  $V_{CC} = 400\text{ V}$  e uma  $V_{CA} = 311\text{ V}$  de pico.

Figura 1.2 - Tensões nos terminais do módulo FV



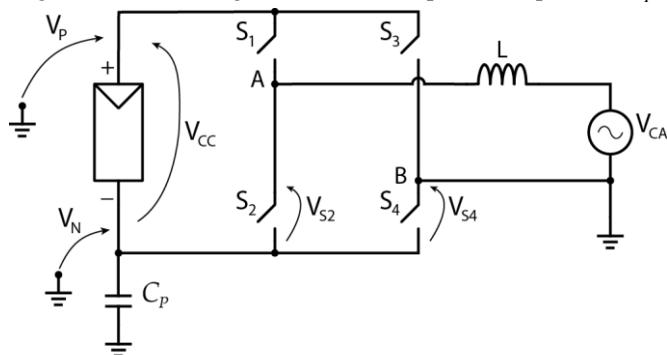
Fonte: Autoria própria, 2019.

- **Capacitância parasita:**

Os módulos FVs são constituídos basicamente de células FVs interligadas eletricamente e são montados em estruturas metálicas que lhe dão suporte. Conforme é descrito no Capítulo 2, esta montagem resulta em capacitâncias entre as células e a estrutura, representadas por sua equivalente  $C_p$ , denominada de capacitância parasita do módulo.

Atendendo as normas de segurança as estruturas dos módulos FVs são aterradas. Considerando a capacitância parasita no circuito do sistema gerador FV, mostrado na Figura 1.1, tem-se o esquema representado na Figura 1.3.

Figura 1.3 – Sistema gerador FV com capacitância parasita  $C_p$



Fonte: Autoria própria, 2019.

Como ilustrado na Figura 1.3, a capacitância parasita fica submetida às diferenças de potenciais do módulo em relação à terra.

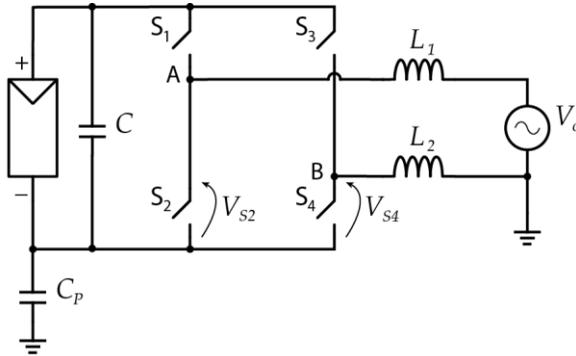
Como as formas de onda nos terminais do módulo FV, mostradas na Figura 1.2, são de baixa frequência, a reatância capacitiva resultante torna-se elevada, provocando correntes de fuga desprezíveis, para estas componentes de tensão.

O mesmo não acontece quando se considera as altas frequências de chaveamento, conforme descrito a seguir.

- **Corrente de fuga para as altas frequências:**

A Figura 1.4 mostra um sistema FV clássico com: uma ponte H inversora; os indutores  $L_1$  e  $L_2$ , nas duas conexões de saída; e a capacitância parasita do módulo.

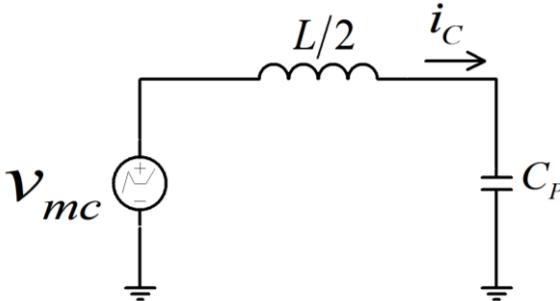
Figura 1.4 - Sistema FV com a capacitância parasita



Fonte: Autoria própria, 2019.

O equivalente Thévenin do circuito formado pelas chaves S2 e S4, pelos indutores de saída, pela capacitância parasita e pela ligação terra, estabelecido no Capítulo 2, é representado na Figura 1.5. Na dedução desta equivalência foi eliminada a tensão  $V_o$  da rede elétrica, por ser de baixa frequência.

Figura 1.5 - Equivalente Thévenin para as altas frequências



Fonte: Autoria própria, 2019.

A tensão Thévenin do circuito equivalente é a tensão de modo comum  $v_{mc}$ , definida pelas tensões das chaves S2 e S4, conforme e expressão:

$$v_{mc} = \frac{v_{S2} + v_{S4}}{2} \quad (1.3)$$

Sendo assim, o valor de pico da corrente de fuga capacitiva resulta:

$$i_{C_p} = \frac{V_{mc}}{\left(\frac{\omega L}{2} - \frac{1}{\omega C_p}\right)} \quad (1.4)$$

Para tensões de modo comum de altas frequências, como as de chaveamento, a reatância resultante torna-se muito pequena, implicando em grandes correntes de fuga capacitiva nos sistemas geradores FVs.

Usando como exemplo o sistema FV da Figura 1.4, comandado com o emprego de modulação unipolar (3 níveis), tensão do módulo FV de 400 V, frequência de chaveamento de 50 kHz, indutância de 500  $\mu H$ , capacitância parasita de 300 nF e uma tensão de modo comum, para este caso, definida no Capítulo 2, com uma amplitude da componente alternada, igual a:

$$V_{mc} = \frac{\sqrt{3}}{4} V_{CC} \quad (1.5)$$

Aplicando-se a expressão (1.4), encontra-se o valor de pico da corrente de fuga, como:

$$i_{C_p} = \frac{\frac{\sqrt{3}}{4} V_{CC}}{\left(\frac{\omega L}{2} - \frac{1}{\omega C}\right)} = \frac{\frac{\sqrt{3}}{4} \cdot 400}{\left(\frac{2\pi \cdot 50k \cdot 500\mu}{2} - \frac{1}{2\pi \cdot 50k \cdot 300n}\right)} \quad (1.6)$$

$$\therefore \boxed{i_{C_p} = 2,55 \text{ A}} \quad (1.7)$$

O valor alcançado pela corrente de fuga, verificada no exemplo, é relativamente elevado, considerando-se que valores maiores que 30 mA são suficientes para os sistemas de proteção atuarem. Adicionalmente, tais correntes acarretam perdas maiores no sistema, além de provocarem interferências eletromagnéticas (EMI).

### 1.1.2 Justificativa de pesquisa

Considera-se como alternativa de solução do problema o investimento em pesquisas que apresentem novas topologias de inversores, voltados a aplicação em sistemas de geração FV conectadas à rede elétrica, sem transformador, capazes de eliminar a corrente de fuga capacitiva, ou pelo menos a redução desta a níveis aceitáveis. Além destas características, novas topologias devem levar em conta questões fundamentais para viabilização da aplicação destes novos inversores à geração FV que são o seu volume, o peso, a eficiência e o custo de produção.

O levantamento bibliográfico acerca do tema evidencia que, nos últimos anos, muitos investimentos ocorreram em pesquisas, sejam por centros de pesquisa de universidades ou por empresas ao redor do mundo.

O Capítulo 3, apresenta o estado da arte relativa aos inversores sem transformadores, conectados à rede elétrica, para aplicação em geração FV; aponta topologias já conhecidas, por estarem incorporadas a equipamentos industriais que são comercializados.

Segundo Teodorescu, Liserre e Rodrigues (2011), o desenvolvimento das topologias de inversores FV sem transformadores tem se baseado em duas “consagradas” famílias de conversores, que são: ponte H (*H-bridge*) e meia ponte, com grampeamento ao ponto neutro (*Neutral point clamped* - NPC). Todas as topologias apresentadas pelos autores, bem como pelos demais artigos revisados, acrescentam componentes à estas estruturas, em maior ou menor número, com as consequentes implicações na complexidade, eficiência, EMI, e custo destas. No caso da família de inversores NPC, necessitam ainda de dupla tensão de alimentação. Além disso, um número maior de componentes tende a ter aumentados os índices de falhas e/ou defeitos nos equipamentos.

Levando em conta o exposto, foi proposta uma nova topologia de inversor para aplicação em geração FV, sem transformador, com conexão à rede elétrica.

### 1.1.3 Nova topologia proposta

O conversor proposto emprega apenas quatro chaves (transistores com diodos em antiparalelo) e um indutor, em sua estrutura básica, ligando-se diretamente o potencial comum de seu circuito ao potencial negativo do módulo FV e ao terminal de saída do inversor conectado ao

neutro da rede, eliminando-se as diferenças de potenciais entre eles. Desta forma, elimina-se a corrente de fuga capacitiva provocada pelo chaveamento, empregando-se uma topologia com quantidade reduzida de semicondutores e componentes passivos.

No Capítulo 4 é apresentada a nova topologia de inversor, analisando-a em regime permanente e, no Capítulo 5 é simulado seu comportamento dinâmico, voltado para aplicações em sistemas FVs conectados à rede elétrica e sem o uso de transformador.

## 1.2 OBJETIVOS, CONTRIBUIÇÕES E PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS ADOTADOS

Para o desenvolvimento do estudo foram definidos objetivo geral e objetivos específicos, como descritos a seguir.

### 1.2.1 Objetivo geral

Propor uma nova topologia inversora, conectada à rede elétrica, sem transformador, com eliminação da corrente de modo comum, aplicada aos sistemas geradores FVs.

### 1.2.2 Objetivos específicos

Para atender ao objetivo geral, foram definidos os seguintes objetivos específicos:

- Conhecer os fundamentos dos sistemas de geração FV;
- Estudar e descrever as topologias de inversores existentes, a partir do estado da arte;
- Conceber uma nova topologia de inversor, com foco na eliminação da corrente de modo comum e analisar o seu comportamento estático;
- Modelar e analisar o comportamento dinâmico, por simulação, do novo inversor proposto;
- Estabelecer uma metodologia, projetar, montar, testar, avaliar e descrever os resultados obtidos do novo inversor com filtro para conexão à rede elétrica.

### 1.2.3 Contribuições

O resultado do presente estudo tem como contribuições à ciência e ao sistema energético nacional:

- A oferta de uma nova topologia de inversor na área de eletrônica de potência, para o processamento de energia elétrica;
- O aperfeiçoamento dos sistemas geradores FVs, proporcionados pela nova topologia de inversor, relacionado ao rendimento, volume, peso e custo;
- O aprimoramento das tecnologias de sistemas geradores solares, com vistas à disseminação do conhecimento e viabilização da produção de novos equipamentos, com estímulo ao desenvolvimento econômico e social do País.

### 1.2.4 Procedimentos metodológicos

Para o desenvolvimento da pesquisa foram realizadas as seguintes etapas:

- a) revisão bibliográfica da literatura, especialmente em artigos publicados na última década (2008 a 2018), relacionados ao tema da pesquisa;
- b) estudo dos inversores aplicados aos sistemas de geração fotovoltaicos;
- c) modelamento/equacionamento, definição da nova topologia de inversor, sem transformador, conectado à rede elétrica;
- d) análise do comportamento dinâmico do inversor, empregando simulação;
- e) especificação, projeto e montagem de um protótipo do inversor e obtenção de resultados experimentais; e,
- f) análise dos resultados obtidos e das contribuições do estudo, bem como a sugestão de trabalhos futuros.

## 1.3 EVENTOS E PUBLICAÇÕES

Durante o desenvolvimento da tese oportunizou-se a participação em eventos da área e a publicação de artigos, conforme cronologicamente descritos a seguir:

SEPER 2017 - I Seminário de Eletrônica de Potência para Energias Renováveis

Título: Corrente de fuga capacitiva com inversores fotovoltaicos sem transformador, conectados à rede elétrica

Data: 22/09/2017

Local: Laboratório Fotovoltaica UFSC – Sapiens Parque

CBA 2018 - XXII Congresso Brasileiro de Automática

Título: Novo inversor monofásico sem transformador com eliminação da corrente de fuga capacitiva para sistemas de geração fotovoltaica

Período: de 09 a 12 de setembro de 2018

Local: João Pessoa – PB

INDUSCON 2018 - 13th IEEE/IAS *International Conference on Industry Applications*

Título: A new transformerless photovoltaic inverter with common mode leakage current elimination

Período: de 11 a 14 de novembro de 2018

Local: São Paulo – SP

Submissão de artigo na revista *IEEE Transactions on Industrial Electronics*

Título: *A New Transformerless Grid Connected Single-Phase PV Inverter with Common Mode Leakage Current Elimination*

Submissão No. 19-TIE-1034, em 23/03/2019.

#### 1.4 ESTRUTURA DA TESE

A tese está estruturada em capítulos, onde são registradas todas as etapas de seu desenvolvimento. De modo geral, estes registros são:

- **Capítulo 1** – Introdução geral sobre energias alternativas, mais especificamente sobre as gerações FVs, sua importância atual e futura. É apresentada a contextualização quanto ao estado da arte, o problema e justificativa de pesquisa, os objetivos, geral e específicos, assim como os procedimentos metodológicos adotados;

- **Capítulo 2** – São apresentados os resultados dos estudos sobre sistemas de geração FV, mais especificamente sobre: as formas de geração; os módulos FV; configurações para conexões a rede elétrica; e os inversores FV;

• **Capítulo 3** – A partir da revisão bibliográfica é apresentado o estado da arte dos inversores FV sem transformadores, originados das estruturas básicas em ponte H e meia ponte, com grampeamento ao ponto neutro;

• **Capítulo 4** – É apresentada a proposta do novo conversor e seu estudo em regime permanente, iniciando-se por suas etapas de operação e formas de onda características. São estabelecidas as expressões: do ganho de tensão; da razão cíclica e das principais correntes do circuito; das ondulações de tensão e corrente para dimensionamento dos elementos reativos; e dos esforços nos semicondutores. Ao final, as expressões são validadas;

• **Capítulo 5** – Neste capítulo é realizado o estudo dinâmico do novo inversor. São estabelecidas e validadas as suas principais funções de transferências. Para simulação do inversor são projetados reguladores de tensão e corrente, comprovando-os a partir de suas respostas a função degrau. Uma vez comprovada sua capacidade de operação conectado à rede elétrica, o inversor é testado, através de simulações, com sistemas geradores FVs de um ou dois estágios;

• **Capítulo 6** – Estabelece uma metodologia de projeto para o novo inversor com filtro para conexão à rede elétrica. Dimensiona os componentes reativos (indutores e capacitores), bem como os semicondutores; montagem, teste, avaliação e descrição dos resultados experimentais obtidos em laboratório.

• **Capítulo 7** – Conclui a pesquisa e apresenta recomendações para estudos futuros;

Ao final, apresenta as referências e os anexos.

## **2 SISTEMAS DE GERAÇÃO FOTOVOLTAICA**

### **2.1 INTRODUÇÃO**

Os sistemas de geração fotovoltaica são essencialmente formados por: módulos fotovoltaicos, com diferentes configurações de arranjos; variados tipos de conversores eletrônicos de potência, com suas diversas topologias, e pela configuração entre estes componentes do sistema, as quais dependem da forma de geração e tipo de consumo a que se destinam.

Neste capítulo são apresentados: as formas de geração; os módulos fotovoltaicos com seu princípio de funcionamento, arranjos e a capacitância parasita; os inversores para aplicação em geração fotovoltaica conectada à rede elétrica de energia; e, as configurações entre os componentes destes sistemas.

Destaca-se ainda, o estudo da corrente de fuga capacitiva, provocada pelas capacitâncias parasitas dos módulos FV, submetidas a tensões de modo comum com componentes na frequência de comutação.

### **2.2 FORMAS DE GERAÇÃO**

Os sistemas de geração fotovoltaicas dividem-se basicamente em dois grandes grupos, definidos pelo tipo de sistema elétrico consumidor que irão alimentar. Estes sistemas consumidores podem estar afastados das redes elétricas de distribuição, sem possibilidade física ou viabilidade financeira de conexão com estas, necessitando de geração autônoma, ou estarem próximos destas redes, viabilizando uma geração conectada a elas.

#### **2.2.1 Geração fotovoltaica isolada (sistemas autônomos)**

É uma forma de geração autossuficiente, independente da rede elétrica, adequada para aplicações onde o acesso a esta é difícil, como em residências localizadas em lugares remotos, estações repetidoras, satélites, embarcações, entre outros. Podem ser encontradas também em sistemas onde é desejável independência da rede elétrica como: alarmes, cercas elétricas, bombeamento de água e sensoriamento remoto.

Em decorrência da característica variável da incidência de energia luminosa, estes sistemas, em sua maioria, necessitam de acumuladores de energia, normalmente na forma de bancos de baterias, nas configurações e tecnologias mais adequadas às particularidades de cada

projeto. Durante os períodos de incidência de luz nas células fotovoltaicas, unidades eletrônicas controladoras de carga das baterias (conversores eletrônicos de potência) atuam no processamento da energia gerada para os acumuladores, monitoram sua carga e descarga, enquanto que inversores se encarregam de disponibilizar a energia para o consumo, na forma de corrente alternada.

As baterias, em comparação aos módulos FVs: necessitam de um cuidado relativamente bem maior, no que se refere a sua manutenção; e, possuem uma vida útil consideravelmente menor, de 4 a 6 vezes menor, conforme Rütter (2017)<sup>2</sup>. Tais características resultam num dos componentes de mais alto custo e, sendo assim, o elemento mais crítico no dimensionamento destes sistemas. Desta forma, as gerações FVs isoladas ficam restritas aos casos em que é impossível o acesso à rede pública de energia ou os custos, para tal, forem proibitivos.

Os exemplos a seguir ilustram alguns sistemas isolados, que empregam geração fotovoltaica:

- Habitações localizadas distantes da rede pública de energia (em ilhas, matas fechadas e desertos);
- Aplicações espaciais em satélites (aplicação original da tecnologia fotovoltaica) e estações em órbita do planeta;
- Sistemas híbridos fotovoltaico/diesel (com banco de baterias);
- Aplicações denominadas off-grid (aeradores para piscicultura, bombeamento de água para irrigação, eletrificação de cercas, purificação de água e iluminação);
- Sensoriamento remoto;
- Telecomunicações;
- Aplicações militares e marítimas;
- Produtos de consumo (relógios, calculadoras e carregadores de baterias); e,
- Engenharia biomédica.

## **2.2.2 Geração fotovoltaica conectada à rede elétrica**

Os sistemas de geração fotovoltaica conectados à rede elétrica de distribuição, podem ser grandes sistemas de geração (usinas solares fotovoltaicas), em locais de custo reduzido e com disponibilidade de espaço físico adequado, ou através de gerações menores (mini ou micro geração distribuída), descentralizando e contribuindo para uma produção

---

<sup>2</sup> Ver nota nº 1, na Introdução deste trabalho.

mais racional da energia, próxima dos pontos de consumo, evitando os custos de grandes sistemas de transmissão e proporcionando mais segurança com relação a ocorrência de panes nos grandes sistemas interligados.

Esta forma de geração dispensa os acumuladores de energia, tendo em vista que, ao se conectar às redes de distribuição podem compartilhar entre si as energias geradas por este sistema interligado, ou seja, consorciar produção e consumo, de modo a não necessitar de armazenamento. Isto proporciona a todos os consumidores, até mesmo os residenciais, a possibilidade de produção de energia, aproveitando os espaços como fachadas e telhados dos prédios, para a instalação de painéis fotovoltaicos, tendo como único pré-requisito orientação solar favorável.

As grandes vantagens advindas destes sistemas, levou a Agência Nacional de Energia Elétrica – ANEEL a estabelecer a Resolução Normativa Nº 482, de 17 de abril de 2012, e alterações posteriores. Esta Resolução estabelece as normas para o consumidor gerar energia em suas instalações, aderindo ao denominado sistema de compensação, de modo a poder enviar o excesso gerado (acima do valor que está sendo consumido pela unidade) à rede elétrica.

Empregando registradores bidirecionais, o excesso de energia, enviado à rede, é compensado posteriormente, durante os períodos nos quais a produção é menor que o próprio consumo da unidade (por exemplo, durante a noite). Desta forma, além do consumidor, o sistema elétrico nacional, responsável por garantir o fornecimento ininterrupto de energia, por meio das concessionárias, também é beneficiado. Estes benefícios provêm não só da redução de investimentos em linhas de transmissão e geração, como também do fato de que, as grandes solicitações de energia pelos sistemas de refrigeração, durante os períodos mais quentes, coincidem com a maior produção de energia solar, amenizando os problemas causados por estas demandas.

## 2.3 MÓDULOS FOTOVOLTAICOS

São constituídos basicamente por células fotovoltaicas, ligadas eletricamente entre si, em série e/ou paralelo, montadas em uma estrutura, normalmente um quadro de alumínio, cobertas por um encapsulamento que as protege principalmente das agressões externas e da umidade do ar.

Um circuito externo conectado aos terminais de um módulo fotovoltaico, formado por células que se encontrem sob irradiação, será

submetido a uma corrente elétrica provocada pelo potencial elétrico gerado pela eletrização do material.

Para sua representação nos circuitos eletroeletrônicos é empregado o símbolo mostrado na Figura 2.1.

Figura 2.1 - Símbolo do Módulo Fotovoltaico



Fonte: Autoria própria,2019.

Na Figura 2.2 é mostrado um módulo fotovoltaico multicristalino, do catálogo do fabricante KYOCERA, disponibilizado no site [<http://www.kyocerasolar.com.br/>](http://www.kyocerasolar.com.br/) .

Figura 2.2 - Módulo multicristalino

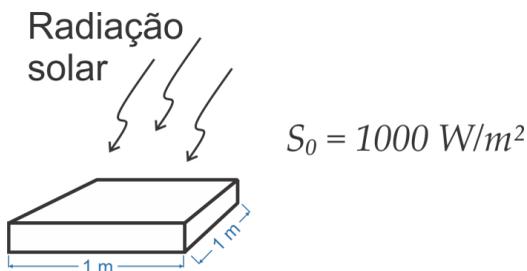


Fonte: Catálogo KYOCERA(2016)

### 2.3.1 Definição de irradiância ( $S$ )

A irradiância é definida como a intensidade de radiação solar que alcança uma unidade de superfície da Terra. Sua unidade de medida é o watt por metro quadrado.

Considerando-se uma intensidade de radiação solar de meio-dia que, após atravessar a atmosfera terrestre, onde sofre atenuação e absorção, chega à superfície com um valor da ordem de  $1000 \text{ W/m}^2$ , ilustrado na Figura 2.3, define-se esta irradiação como irradiância padrão  $S_0$ .

Figura 2.3 - Irradiância padrão -  $S_0$ 

Fonte: Autoria própria, 2019.

A seguir é visto como converter parte da irradiação solar em energia elétrica, empregando células fotovoltaicas.

### 2.3.2 Células fotovoltaicas

São constituídas de materiais semicondutores que quando submetidos a fótons de luz são eletrizados, ou seja, os elétrons são excitados absorvendo parte da energia luminosa, convertendo-a em energia elétrica (efeito fotovoltaico).

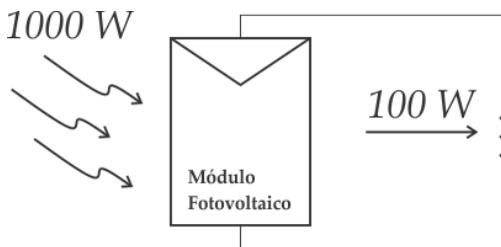
#### 2.3.2.1 Eficiência

De acordo com os estudos de Rütther (2004), a eficiência com que ocorre esta conversão de energia depende da tecnologia empregada na construção da célula fotovoltaica. Dentre estas destacam-se: o silício cristalino (c-Si); o silício amorfo hidrogenado (a-Si); o telureto de cádmio (CdTe); e, os compostos relacionados ao disseleneto de cobre (gálio) e índio (CIS e CIGS). As demais tecnologias são baseadas em películas delgadas (filmes finos, com espessura da ordem de  $1 \mu\text{m}$ ) de material ativo semicondutor. Estas, por sua vez, são menos eficientes, apresentando um rendimento entre 7 e 10%, o que significa que necessitam aproximadamente o dobro da área do silício cristalino, para gerar a mesma potência elétrica.

A tecnologia do silício cristalino é a que apresenta a maior eficiência, em torno de 15% de conversão da energia do Sol em energia elétrica.

Na Figura 2.4 é ilustrada a conversão de energia por um módulo fotovoltaico constituído por células com eficiência de 10%.

Figura 2.4 - Módulo com área de um metro quadrado



Fonte: Autoria própria, 2019.

Portanto, a escolha da tecnologia dos módulos fotovoltaicos define a eficiência máxima de conversão da instalação.

### 2.3.3 Comportamento característico

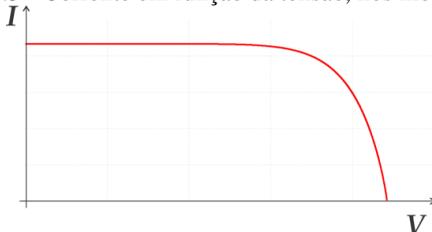
As curvas características e os parâmetros do módulo fotovoltaico definem o comportamento e rendimento de um sistema de geração fotovoltaica.

A curva da corrente gerada pelo módulo, em função da tensão em seus terminais, tomando a irradiação como parâmetro, representa fielmente o comportamento elétrico do dispositivo. Na Figura 2.5 é mostrada a forma característica desta curva.

Conforme ilustrado pela curva, para tensão zero o módulo apresenta o valor máximo de corrente, que é a corrente de curto circuito  $I_{SC}$ . À medida que a tensão em seus terminais aumenta o módulo fotovoltaico, como uma fonte de corrente, continua a manter praticamente constante este valor, até começar a cair abruptamente, para valores acima da tensão correspondente a potência máxima do módulo.

A tensão correspondente ao valor nulo de corrente é a tensão de circuito aberto  $V_{OC}$ .

Figura 2.5 - Corrente em função da tensão, nos módulos FV



Fonte: Autoria própria, 2019.

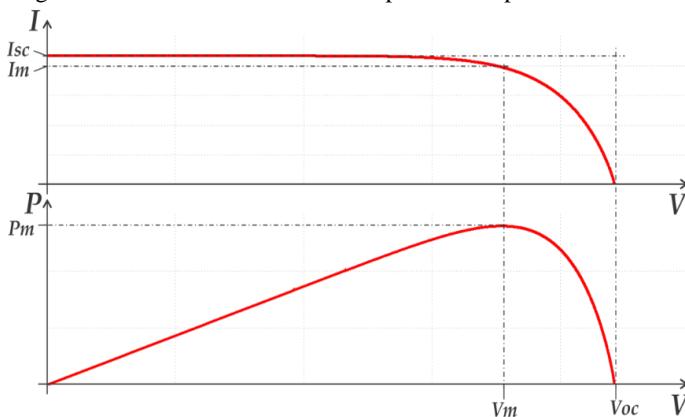
Os fabricantes dos módulos, normalmente fornecem os seguintes parâmetros:

- Potência nominal  $P_m$  ;
- Tensão de circuito aberto  $V_{OC}$  ;
- Corrente de curto circuito  $I_{SC}$  ;
- Tensão para potência máxima  $V_m$  ;
- Corrente para potência máxima  $I_m$  ;
- Eficiência (de 10 a 14%).

Obs.: Valores fornecidos para uma irradiância padrão  $S_o$  .

Na Figura 2.6 é mostrado os comportamentos característicos da corrente e potência com a tensão, em um módulo fotovoltaico e identifica a tensão de circuito aberto  $V_{oc}$ , a corrente de curto circuito  $I_{sc}$  e as correspondentes tensão  $V_m$  e corrente  $I_m$  para a potência máxima  $P_m$ .

Figura 2.6 - Curvas características e parâmetros para módulos FV



Fonte: Autoria própria, 2019.

### Exemplo

Empregando o simulador PSIM e adotando os parâmetros de catálogo, fornecidos pelo fabricante KYOCERA, foram traçadas as curvas para um caso real, mais especificamente para o modelo KD140SX-UFBS, cujos parâmetros são:

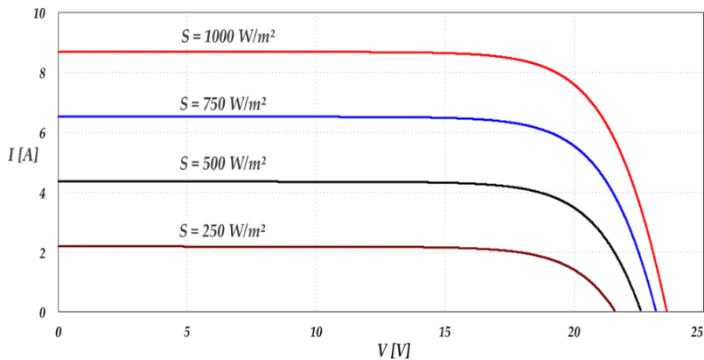
- Potência nominal  $P_m = 140 \text{ W}$ ;

- Tensão de circuito aberto  $V_{oc} = 22,1 \text{ V}$ ;
- Corrente de curto circuito  $I_{sc} = 8,68 \text{ A}$ ;
- Tensão para potência máxima  $V_m = 17,7 \text{ V}$ ;
- Corrente para potência máxima  $I_m = 7,91 \text{ A}$ ;

As curvas levantadas tomam como parâmetros irradiâncias de  $250, 500, 750$  e  $1000 \text{ W/m}^2$ .

Os resultados mostrados na Figura 2.7 comprovam que a corrente é diretamente proporcional a irradiância, enquanto que a tensão de circuito aberto apresenta uma menor dependência desta.

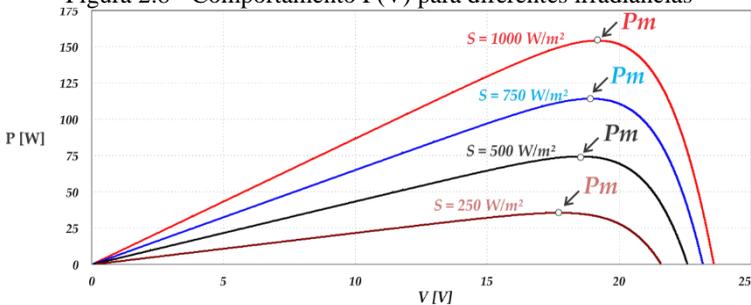
Figura 2.7 - Comportamento  $I(V)$  para diferentes irradiâncias



Fonte: Autoria própria, 2019.

O comportamento das potências para diferentes irradiâncias é mostrado na Figura 2.8. Os valores máximos destas potências não ocorrem sob mesmo valor de tensão, conforme pode ser observado.

Figura 2.8 - Comportamento  $P(V)$  para diferentes irradiâncias

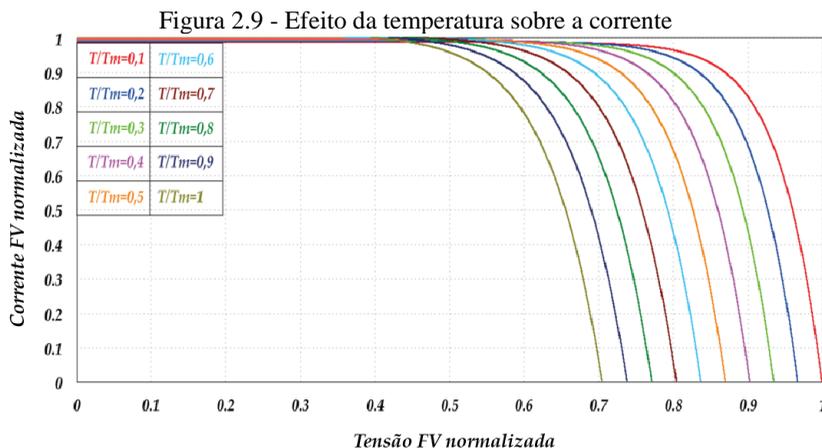


Fonte: Autoria própria, 2019.

### 2.3.3.1 Efeito da temperatura

O comportamento da corrente com a tensão em um módulo fotovoltaico sofre alterações significativas com a temperatura. As curvas mostradas na Figura 2.9 foram traçadas tomando como parâmetro diversas relações entre a temperatura de operação e a temperatura máxima do módulo  $T/T_m$ , desde uma temperatura de 10% até uma de 100% do valor máximo, mantendo a irradiância constante.

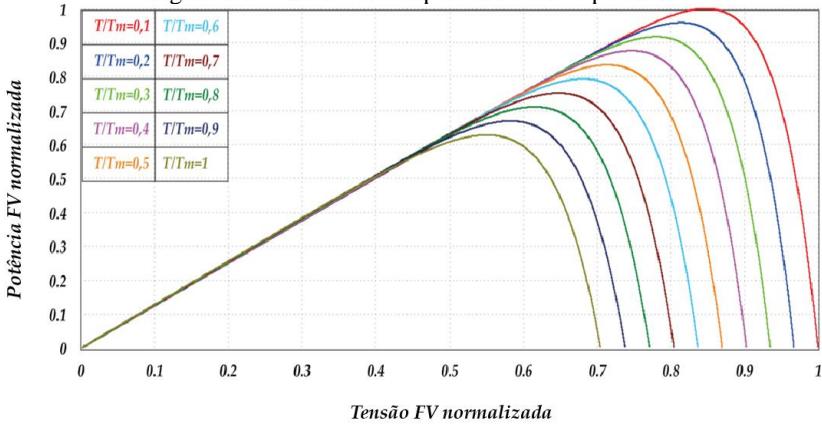
De 0 a 45% da tensão nominal de saída do módulo fotovoltaico o valor de corrente  $I$  gerada permanece praticamente igual, para as diferentes temperaturas, porém, para valores maiores de tensão passa a ter um comportamento significativamente diferente, conforme mostra a figura. Dentro desta faixa de variação de temperatura a tensão de circuito aberto  $V_{oc}$  pode variar em torno de 30%, conforme as curvas levantadas.



Fonte: Autoria própria, 2019.

O resultado mais importante advindo desta sensibilidade dos módulos fotovoltaicos às variações de temperatura é a degradação de sua capacidade de gerar energia, que fica bastante evidente a partir das curvas mostradas na Figura 2.10.

Figura 2.10 - Efeito da temperatura sobre a potência



Fonte: Autoria própria, 2019.

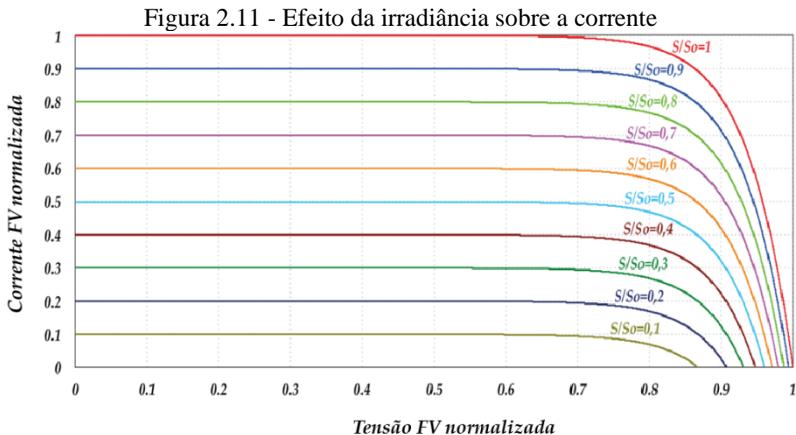
Observa-se que os valores máximos de potência, para diferentes temperaturas, são muito diferentes entre si. Além disso, as correspondentes tensões do módulo também o serão, de modo que um módulo fotovoltaico para gerar a máxima potência, para uma dada temperatura, deverá estar operando sob um valor de tensão de saída bem definido.

### 2.3.3.2 Efeito da irradiância

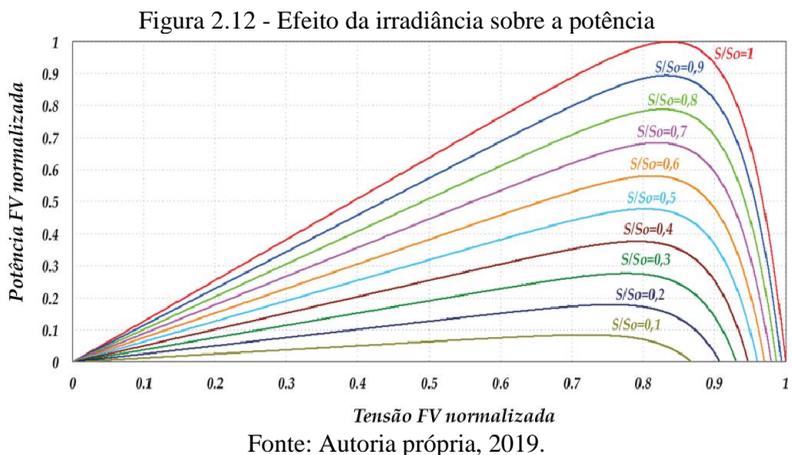
Mantendo a temperatura constante e tomando valores normalizados de irradiância como parâmetro, resultam os comportamentos das correntes  $I$  em função da tensão  $V$ , para um módulo fotovoltaico, conforme é mostrado na Figura 2.11.

A corrente depende diretamente da irradiância e se mantém praticamente constante, desde um valor zero de tensão  $V$  do módulo até próximo de 70% de seu valor de circuito aberto  $V_{co}$ . Para valores de  $V$  acima de 70% do valor da tensão  $V_{oc}$  a corrente cai.

Embora a tensão  $V_{co}$  varie com a irradiância, verifica-se que esta variação é bem inferior ao caso de variação com a temperatura.



Na Figura 2.12 são apresentadas as curvas de comportamento da potência com a tensão, tomando a irradiância como parâmetro. As curvas de potência dependem, como esperado, da energia irradiada pela luz. Os valores máximos destas potências  $P_m$ , da mesma forma que com variações de temperatura, também ocorrem para valores diferentes de tensão  $V$  do módulo, porém neste caso estes valores estão bem mais próximos.



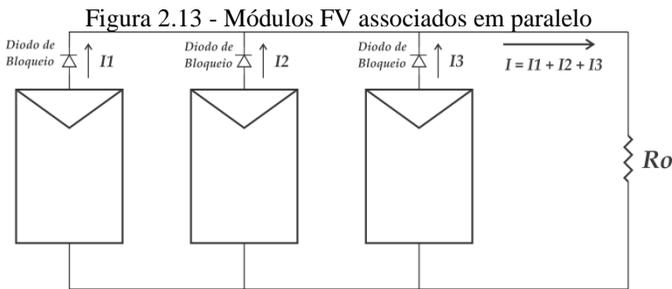
Os módulos FV são conectados entre si combinando configurações série, paralelo e mista, para obter um maior nível de potência do sistema FV.

### 2.3.4 Arranjos dos módulos

#### 2.3.4.1 Associação em paralelo

Como visto anteriormente, os módulos fotovoltaicos geram corrente elétrica a partir da quantidade de radiação solar que incide sobre as células fotovoltaicas que o constituem. Conforme ilustrado na Figura 2.13, a corrente total fornecida à carga será a soma das correntes individuais dos módulos, desde que associados em paralelo. Isto permite adequar a capacidade de corrente da instalação geradora às necessidades de carga, através do número de módulos empregados na associação.

O emprego de um diodo de bloqueio na saída dos módulos evita que eles operem como carga para o restante da configuração, quando por qualquer motivo não estiverem gerando energia.



Fonte: Autoria própria, 2019.

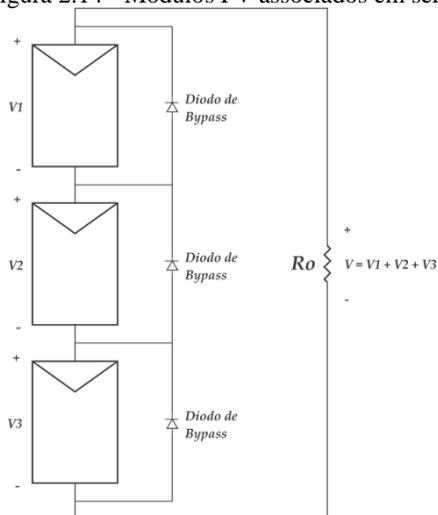
#### 2.3.4.2 Associação em série

A quantidade de módulos associados em série permite adequar os níveis das tensões geradas, por estes, ao valor da tensão de carga. Empregando esta associação a tensão total do gerador será a soma das tensões dos módulos, conforme ilustrado na Figura 2.14.

Módulos geradores associados em série possuem o inconveniente de, ocorrendo falha de geração em um deles toda a geração ficará comprometida, uma vez que o caminho da corrente é único. A solução para este problema é o emprego de um diodo em paralelo com cada um dos módulos, de modo a prover um caminho alternativo para a corrente, quando um deles estiver impedido de gerar. Este diodo em paralelo é denominado de Diodo de *Bypass*.

As causas das falhas de geração dos módulos fotovoltaicos vão desde sujeira sobre estes até a ocorrência de sombreamento. Portanto, o emprego dos diodos, mostrados na Figura 2.14, busca garantir a geração da instalação.

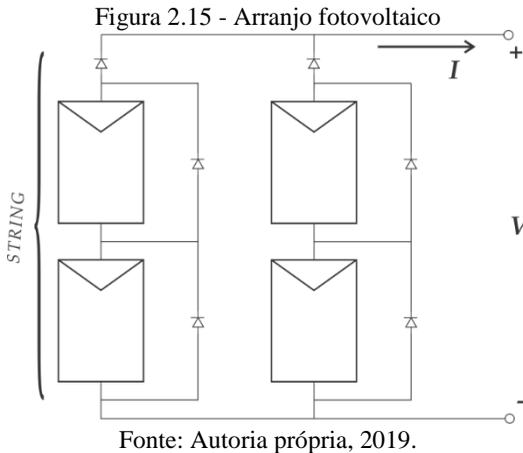
Figura 2.14 - Módulos FV associados em série



Fonte: Autoria própria, 2019.

#### 2.3.4.3 Associação série-paralelo

O grupo de módulos associados em série é denominado de *string*. Uma *string* adequa a tensão gerada à tensão de carga, enquanto que o número delas em paralelo fornece a quantidade de corrente necessária para alcançar a potência desejada. Portanto, as quantidades de módulos em série, formando uma *string*, e o número de *strings* em paralelo, definem o arranjo fotovoltaico, Figura 2.15, mais adequado ao sistema de geração pretendido.



As tensões CC resultantes quando maiores que os valores de pico da rede, têm a vantagem de não necessitar elevar a tensão através do inversor ou de algum dispositivo elevador, adicional. Nestes casos, frequentemente são usados inversores em ponte completa de um único estágio, os quais podem ser de alta eficiência.

### 2.3.5 Capacitância parasita

Os *designs* dos módulos fotovoltaicos estabelecem superfícies condutoras próximas, sendo formadas basicamente pelos materiais semicondutores dos módulos e pelas estruturas mecânicas que dão suporte às células fotovoltaicas. Estas superfícies se comportam como placas de capacitores. Já os materiais isolantes entre estas placas, por sua vez, assumem o papel dos dielétricos destes componentes. Considerando-se as áreas destas superfícies, a permissividade do material isolante e a distância entre elas, é possível calcular um valor de capacitância formada por estes elementos constituintes do módulo FV. Esta capacitância surge de forma não intencional e, sendo assim, é denominada de capacitância parasita ( $C_P$ ). Conseqüentemente, para grandes módulos FV vão existir grandes superfícies e, com estas, capacitâncias parasitas maiores. Além disso, a umidade sobre as superfícies aumenta, também, a capacitância resultante, ou seja, ela é dependente de chuvas e condensação sobre elas.

O isolamento dos módulos fotovoltaicos não é afetado por este fenômeno, mantendo garantida a segurança das pessoas. No entanto, o comportamento operacional dos inversores pode ser influenciado pela

capacitância parasita. Se forem utilizados inversores sem transformadores, podem ocorrer as chamadas correntes de fuga para a terra, prejudicando seu rendimento e interferindo no monitoramento da corrente diferencial da linha de alimentação, causando descontinuidades na geração ou sua interrupção definitiva, até que o disjuntor diferencial residual (DR), da linha de alimentação, tenha sido reativado manualmente.

Segundo SMA, [2017] a capacitância fotovoltaica para a terra do arranjo fotovoltaico (capacitância parasita), é a soma de três capacitâncias individuais.

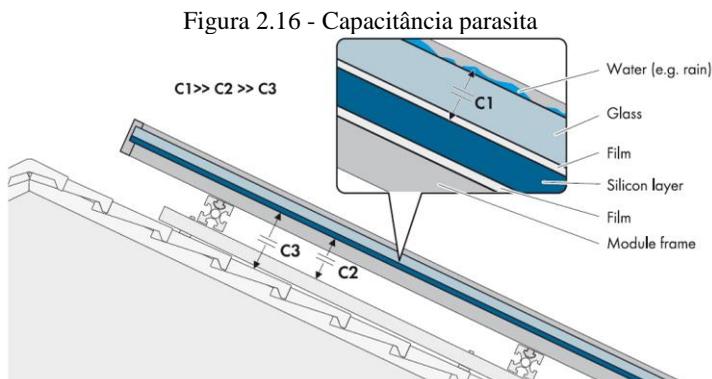
Na Figura 2.16 identifica-se estas capacitâncias, descritas como:

$C1$  - Capacitância parasita devido ao filme de água no vidro;

$C2$  - Capacitância parasita devido a moldura/suporte aterrado;

$C3$  - Capacitância parasita devido à área de superfície do telhado.

$$C_p = C1 + C2 + C3 \quad (2.1)$$



Fonte: Catálogo (SMA, [2017])

As capacitâncias são calculadas pela expressão:

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A_c}{d_c} \quad (2.2)$$

Onde:

$\epsilon_0$  - permissividade do vácuo, constante física ( $8,85 \times 10^{-12} F/m$ );

$\varepsilon_r$  - permissividade relativa, dependente do material;

$A_C$  - área efetiva da superfície das placas do capacitor;

$d_C$  - distância entre as placas do capacitor.

Para calcular as capacitâncias faz-se necessário saber os valores das áreas de superfícies e as distâncias entre elas. Isto envolve dados dimensionais precisos sobre o módulo, além do tipo de montagem, normalmente não informados na folha de dados. Os exemplos que serão mostrados ilustram como estimar estes valores (a permissividade relativa do vidro usado será assumida como sendo um valor igual a seis).

Conforme mostrado na Figura 2.16, a seguinte relação entre os valores das capacitâncias parasitas é válida, em condições chuvosas e úmidas:  **$C1 \gg C2 \gg C3$**

Quando o módulo FV é submetido a umidade (chuvas e grandes condensações) o valor de  $C1$  se sobrepõe as demais capacitâncias, podendo os valores destas serem desconsiderados no cálculo de  $C_p$ . Porém, quando o módulo FV estiver seco, o valor da capacitância  $C1$  torna-se muito pequena, tendo que ser consideradas as capacitâncias  $C2$  e  $C3$ .

Como exemplo, a seguir são apresentados dois casos de capacitância parasita, levantados por (SMA, [2017]) ambos com uma película contínua de água na superfície do vidro do módulo FV:

**Exemplo 1:** Módulo padrão com células de silício cristalino (monocristalino, policristalino)

- Eficiência: **15% a 20%**;
- Espessura do vidro: **3 mm a 4 mm**;
- Capacitância do módulo por m<sup>2</sup> de superfície: **12nF a 17nF**;
- Capacitância do sistema FV por kW de potência CC instalada: **60nF a 110nF**;
- Capacitância parasita para um sistema FV de 5 kW: **330nF a 550nF**.

**Exemplo 2:** Módulo de película fina (Telureto de Cádmio).

- Eficiência: **10% a 15%**;
- Espessura do vidro: **3,2 mm**;

- Capacitância do módulo por m<sup>2</sup> de superfície: **16 nF**;
- Capacitância do sistema FV por kW de potência CC instalada: **100nF a 160nF**;
- Capacitância parasita para um sistema FV de 5 kW: **500nF a 800nF**.

## 2.4 CONFIGURAÇÕES COM CONEXÃO À REDE ELÉTRICA

As quatro principais configurações dos módulos e inversores, com conexão à rede elétrica, dos sistemas geradores fotovoltaicos, são apresentadas a seguir.

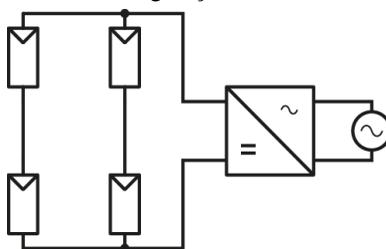
### 2.4.1 Inversor central

Empregada em sistemas de grande potência, esta configuração utiliza um inversor central de estágio único, que interliga os módulos fotovoltaicos à rede elétrica, injetando nesta uma corrente alternada, a partir da corrente contínua gerada pelos arranjos de módulos.

As *strings* são formadas por módulos iguais, de modo a não limitar a corrente gerada ao módulo de menor valor.

A quantidade de módulos de uma *string* e a quantidade de *strings* em paralelo definem a tensão e a corrente de entrada do inversor, ou seja, a potência a ser processada. Na Figura 2.17 é ilustrada uma configuração mínima para este caso.

Figura 2.17 - Configuração com inversor central



Fonte: Autoria própria, 2019.

Esta configuração apresenta como desvantagens, principalmente para pequenas aplicações em telhados residenciais, as perdas por incompatibilidade entre módulos, ou *strings*, e a incapacidade de *Maximum Power Point Tracker* (MPPT) por *string*. Estas limitações

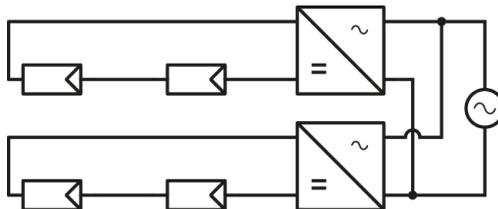
levam a perdas elevadas de energia, pelo sistema, quando ocorrerem sombreamento ou diferença na orientação dos módulos.

Por outro lado, esta configuração tem como vantagem a alta eficiência do inversor, proporcionada pelo alto nível de potência, em comparação com as configurações com um inversor por *string*.

#### 2.4.2 Um inversor por *string*

Quando o foco é nas aplicações menores, como por exemplo em telhados residenciais, as desvantagens do inversor central começam a ser mais evidentes. Nestes casos, muitas vezes os módulos geradores fotovoltaicos não podem ser instalados com a mesma orientação e estão sujeitos às diferentes condições de sombreamento durante o dia. Para tais aplicações residenciais, um inversor por *string*, de menor potência, com a configuração mostrada na Figura 2.18, é o mais adequado.

Figura 2.18 - Configuração com um inversor por *string*



Fonte: Autoria própria, 2019.

Esta configuração não possui conexões de *strings* em paralelo, mas sim um inversor menor para cada uma delas. Desta forma, cada *string* tem seu próprio MPPT, o que significa que todas as *strings* são completamente independentes uma das outras, facilitando o dimensionamento do sistema, mesmo sob restrições, tais como: partes do telhado com diferentes orientações, difíceis condições de sombreamento ou mesmo vários tipos ou quantidades de módulos FVs.

A desvantagem do inversor por *string*, em comparação com o inversor central, é o preço mais alto por kW, devido ao nível mais baixo de potência por unidade, normalmente monofásicas.

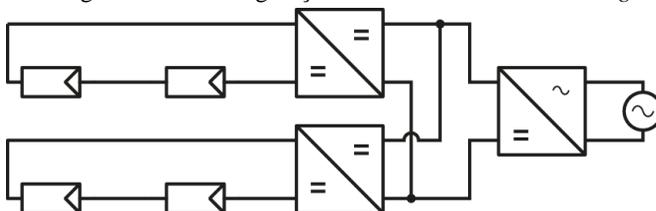
Uma topologia clássica bastante comum é a em ponte completa com transformador de baixa frequência, para isolamento galvânica no lado CA.

Como será visto mais adiante neste estudo, grandes investimentos estão sendo feitos em novas topologias especiais, sem transformador.

### 2.4.3 Inversor *multistring*

Uma variação da configuração de um inversor por *string*, com excelente aceitação, é o inversor *multistring* (para várias *strings*), mostrado na Figura 2.19.

Figura 2.19 - Configuração com um inversor *multistring*



Fonte: Autoria própria, 2019.

Basicamente é um inversor com duas (ou três) entradas, que permitem a busca do ponto de máxima potência, pelos circuitos de entrada, de forma independente. Tem a vantagem de alcançar níveis maiores de potência, pela etapa inversora, comparado a configuração de um único inversor por *string*, sem ter que sacrificar as vantagens tecnológicas advindas do emprego de entradas individuais.

Uma desvantagem é que o inversor *multistring* sempre precisa de dois estágios de conversão de energia, levando a uma menor eficiência, quando comparado ao inversor por *string*, com estágio único.

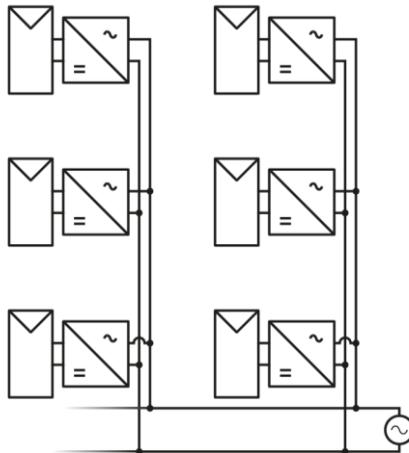
Por outro lado, os inversores *multistring* oferecem mais opções de entrada (devido aos estágios CC/CC adicionais), dando ao usuário uma maior liberdade para o projeto do sistema FV, justificando a grande aceitação destes.

Mesmo as configurações de um inversor por *string* e *multistring* dando mais liberdade para projetar um sistema FV, os módulos das *strings* ainda precisam ser compatíveis e devem ser instalados na mesma orientação, para gerar a mais alta energia possível.

### 2.4.4 Microinversores

Um único inversor por módulo FV, de menor potência e MPPT dedicado à unidade em que está conectado, traz como vantagem adicional a redução, ou até mesmo a eliminação, da fiação com tensões CC altas, conforme mostrado na Figura 2.20.

Figura 2.20 - Configuração com microinversores



Fonte: Autoria própria, 2019.

Devido ao baixo nível de potência, os dispositivos podem ser pequenos, o suficiente para serem integrados a própria estrutura do módulo fotovoltaico. Como resultado, nestes casos, os módulos FVs são frequentemente chamados de módulos CA, por permitirem simplesmente ser conectados diretamente à rede elétrica.

É uma grande vantagem não ser necessária fiação CC, pois minimiza os riscos de arco elétrico e incêndio nesta, permitindo o emprego de material normalizado padrão, na instalação do gerador FV.

Como desvantagem, o baixo nível de potência por unidade leva a uma menor eficiência e altos custos, o que na maioria das aplicações não pode ser compensado pelo melhor MPPT por módulo. Além disso, o condicionamento do módulo fotovoltaico e inversor em um único dispositivo acarreta na necessidade de mesma vida útil destes elementos. A atual tecnologia dos inversores não atinge a vida útil dos módulos fotovoltaicos (20 anos ou mais). Portanto, agrupar inversor e módulo geralmente eleva o risco de falhas em um módulo FV (ou módulo CA), cujo valor é bastante significativo.

## 2.5 INVERSORES FOTOVOLTAICOS

Os inversores são elementos fundamentais aos sistemas geradores de energia fotovoltaica, conectados à rede elétrica. Sua principal função é converter a energia elétrica da forma CC, gerada pelos módulos

fotovoltaicos, em energia elétrica na forma CA e sincronizada com a rede elétrica.

### 2.5.1 Classificação

De acordo com Dodr (2011), dependendo da configuração de potência da planta fotovoltaica, os inversores FVs podem ser classificados como:

- **Microinversores** (inversores integrados ao módulo), tipicamente na faixa de **50 a 400 W** para plantas fotovoltaicas muito pequenas (um módulo).
- **Inversores por string**, tipicamente na faixa de **0,4 a 2 kW** para pequenas plantas de telhado, com uma *string* de módulos.
- **Inversores multistring**, tipicamente na faixa de **1,5 a 6 kW** para plantas de telhado de tamanho médio, com arranjos fotovoltaicos configurados de uma a duas *strings*.
- **Mini inversores centrais**, tipicamente **> 6 kW** com topologia trifásica e design modular para telhados maiores ou pequenas usinas de até **100 kW**. Neste caso, com unidades típicas de **6, 8, 10 e 15 kW**.
- **Inversores centrais**, tipicamente na faixa de **100 a 1000 kW** com topologia trifásica e design modular, para grandes usinas que variam em décimos de **MW** e unidades típicas de **100, 150, 250, 500 e 1000 kW**.

Os inversores são desenvolvidos tecnologicamente com foco na eficiência de conversão, tendo em vista o alto custo da energia solar, resultante do preço da instalação destes sistemas geradores.

Existe no mercado uma grande variedade de modelos de inversores, oferecidos por fabricantes preocupados em disponibilizar alternativas para um melhor aproveitamento do potencial de geração das plantas fotovoltaicas de seus clientes.

### 2.5.2 Constituição dos inversores FV

Os inversores FV são constituídos basicamente pelas seguintes partes:

### 2.5.2.1 Buscador do ponto de potência máxima - *MPPT*

Esta é a parte do circuito do inversor responsável por buscar o ponto de operação de potência máxima – *MPPT*, dos módulos FV's. O inversor controla a sua tensão CC de entrada (saída dos módulos) de modo a operar os módulos FVs no seu ponto de potência máxima. O ponto de máxima potência varia com a irradiação, com a temperatura do módulo e com as condições de sombreamento, levando ao emprego de sofisticados algoritmos de rastreamento deste ponto.

Para uma boa eficiência do *MPPT* é importante que não apenas os valores médios de tensão e corrente do módulo sejam monitorados, buscando o ponto de potência máxima, mas também os valores resultantes de variações mais bruscas. Não importa a topologia do inversor, a ondulação de tensão introduzida nos terminais do módulo FV deve ser pequena, do contrário o ponto de operação do gerador FV pode não permanecer estável para todos os pontos de potência máxima.

A maioria dos inversores por *string*, de última geração, utiliza uma topologia de um estágio (por exemplo, a ponte completa), na qual o *link* CC está diretamente conectado à saída dos módulos, de modo que, ao controlar a corrente da rede, ou seja, a energia fornecida a esta, a tensão do *link* CC é influenciada.

### 2.5.2.2 Ajuste do nível de tensão

Se o sistema FV emprega um inversor de tensão (*VSI -Voltage Source Inverter*) como uma interface com a rede, este terá a característica de um conversor *buck* (abaixador), o que significa que a tensão de saída será sempre menor que a tensão de entrada. Se a tensão fornecida pelo arranjo FV for menor que o valor de pico da tensão da rede, será preciso um conversor *boost* (elevador) de tensão ou o emprego de um transformador elevador.

### 2.5.2.3 Conversão CC-CA

Esta é a parte do inversor que desempenha a principal função. O mais comum é o emprego de um inversor de tensão, em ponte completa, com transformador no lado CA.

Atualmente são desenvolvidas novas topologias de inversores, sem transformador, como as conhecidas por NPC, H5 e HERIC, que serão, posteriormente, abordadas no Capítulo 3.

#### 2.5.2.4 Desacoplamento de potência (barramento CC)

As flutuações de potência entre os lados CC e CA do inversor (formas de onda na frequência de chaveamento e com duas vezes a frequência da rede, para inversor monofásico) devem ser desacopladas por um armazenador de energia. O mais comum é a formação de um *link CC* com capacitores eletrolíticos. Minimizar a capacitância do *link CC* para poder utilizar capacitores de filme, é o procedimento usual na busca de uma vida útil maior do inversor. Neste sentido, há uma tendência para uso dos inversores trifásicos, mesmo para níveis de potência menores, na faixa de *1 a 5 kW*.

#### 2.5.2.5 Isolação galvânica

É obtida por meio do uso de transformadores, normalmente operando na frequência da rede, os quais apresentam grandes desvantagens, como alto peso, alto custo, perdas adicionais e um fator de potência não unitário, especialmente em condições de baixa carga.

Novas topologias inversoras estão sendo desenvolvidas, buscando o emprego de transformadores de alta frequência.

#### 2.5.2.6 Topologia sem isolação galvânica

São as topologias mais estudadas atualmente, na área de geração FV conectada à rede elétrica.

A eliminação do transformador e, conseqüentemente, a eliminação galvânica entre a entrada e a saída dos inversores, resulta em eficiências muito altas, baixo peso e volume, além de redução dos custos.

As estruturas dos módulos fotovoltaicos são tipicamente montagens sanduíche envolvendo vidro, semicondutor de silício e uma moldura metálica aterrada, surgindo desta disposição de materiais a capacitância parasita para a terra (conforme já visto no item 2.3.5) e, através desta, um caminho para correntes de fuga. Isto compromete a eficiência do sistema de segurança, que monitora continuamente estas correntes, além de provocar EMI.

Sendo assim, são estudadas novas topologias sem transformadores de modo a manter as correntes de fuga e injeção de corrente contínua sobre controle e, ao mesmo tempo, cumprir com os requisitos de segurança.

As novas topologias de inversores FV sem transformador, tomam como base duas famílias de conversores clássicas, que são: Ponte H e Meia Ponte com Ponto Neutro (*Neutral point clamped – NPC*).

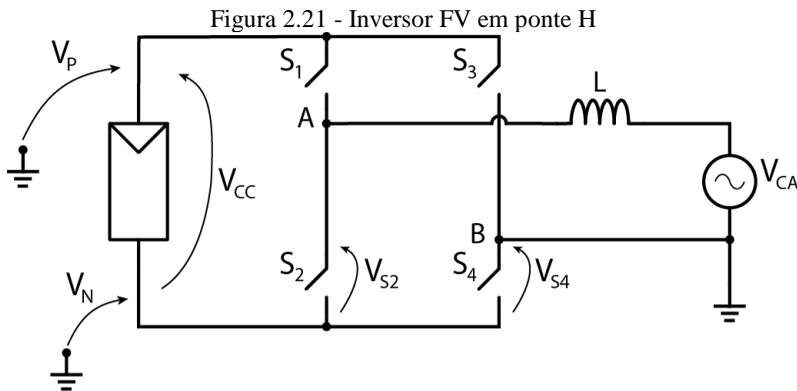
### 2.5.3 Inversor fotovoltaico elementar

A partir da estrutura básica do inversor FV em ponte H, são apresentadas as estratégias de modulação, desenvolvidas as expressões do potencial contra a terra dos terminais do módulo FV e a equação para cálculo da corrente de fuga capacitiva.

No final, são analisadas as correntes de fuga para as duas formas de modulação, confrontando os resultados obtidos por simulação com os calculados.

#### 2.5.3.1 Estrutura inversora básica

A topologia básica do inversor fotovoltaico é mostrada na Figura 2.21. Esta consiste de uma ponte H de chaves semicondutoras, alimentada por módulo fotovoltaico e com filtro indutivo na saída.



Fonte: Autoria própria, 2019.

Onde:

$V_{CC}$  → tensão de entrada;

$V_P$  → potencial do polo positivo do módulo FV, contra a terra;

$V_N$  → potencial do polo negativo do módulo FV, contra a terra;

$V_{S2}$  → tensão sobre o interruptor  $S_2$ ;

$V_{S4}$  → tensão sobre o interruptor  $S_4$ ;

$V_{CA}$  → tensão da fonte CA, contra a terra.

As chaves são comandadas empregando a estratégia de modulação bipolar ou unipolar, de modo a gerar uma forma de corrente senoidal e em sincronismo com a tensão da rede elétrica.

### 2.5.3.2 Estratégias de modulações

As estratégias de modulação para a estrutura do inversor elementar, apresentado na Figura 2.21, são ilustradas por meio de simulações, adotando-se os seguintes parâmetros para o sistema gerador fotovoltaico:

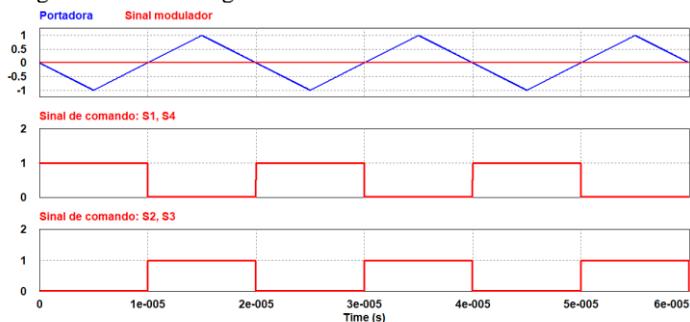
$$\begin{aligned} V_{CC} &= 400 \text{ V}; \\ V_{CA} &= 311 \text{ V (valor de pico)}, \\ f_{rede} &= 60 \text{ Hz}; \\ f_S &= 50 \text{ kHz} \end{aligned}$$

#### 2.5.3.2.1 Modulação Bipolar / Dois Níveis

Uma modulação bipolar é gerada a partir da comparação de uma forma de onda triangular (portadora), a qual estabelece a frequência de comutação, com a do sinal modulador. Este sinal é definido pelo regulador da corrente de saída do inversor, que no caso da ponte H elementar, Figura 2.21, é a corrente na indutância L. Além destes dois sinais (portadora + sinal modulador) na Figura 2.22 são ilustrados os sinais de comando das quatro chaves da ponte H inversora, resultantes da comparação entre os dois primeiros.

As chaves S1 e S4 são disparadas simultaneamente, assim como as chaves S2 e S3, enquanto que os sinais de comando são complementares entre eles.

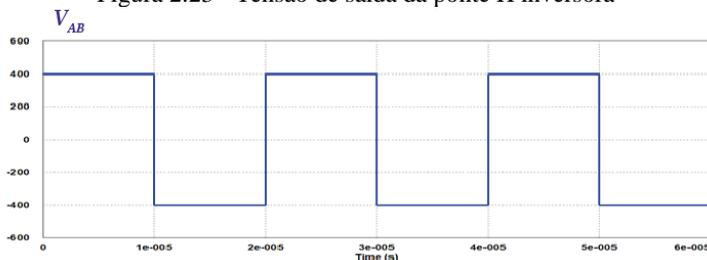
Figura 2.22 - Sinais geradores de PWM e comando das chaves



Fonte: Autoria própria, 2019.

A forma de onda da diferença de potencial entre os nós A e B da ponte inversora, resultante do chaveamento, é apresentado na Figura 2.23. Seu comportamento é bipolar, ou seja, existirão apenas dois níveis de tensão ( $+V_{CC}$  ou  $-V_{CC}$ ), dependendo de quais chaves estão conduzindo.

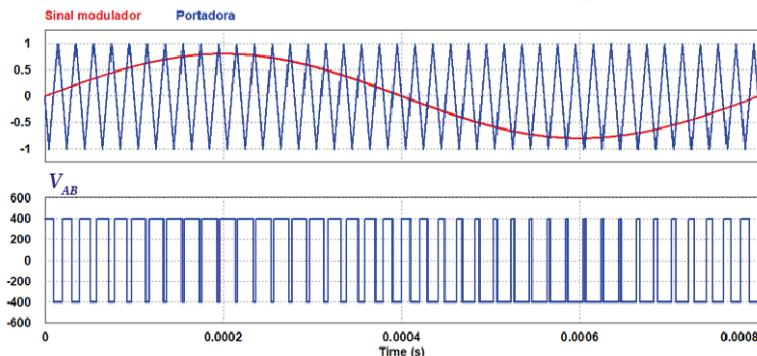
Figura 2.23 - Tensão de saída da ponte H inversora



Fonte: Autoria própria, 2019.

Na Figura 2.24 é mostrada a variação senoidal do sinal modulador, o qual provoca uma modulação por largura de pulso também senoidal, da tensão  $V_{AB}$  de saída do inversor. Portanto, com esta modulação é obtida uma tensão de saída oscilando na frequência de comutação, assumindo os valores positivo ou negativo da tensão  $V_{CC}$  de alimentação, conforme apresentado na parte inferior da Figura 2.24.

Figura 2.24 - Sinal modulador senoidal e tensão  $V_{AB}$  resultante



Fonte: Autoria própria, 2019.

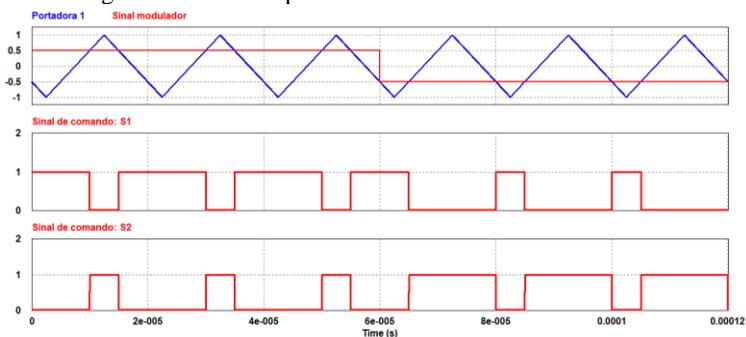
A forma bipolar da tensão  $V_{AB}$  de saída do inversor cai sobre o indutor do filtro, resultando em perdas maiores no núcleo, obrigando a um dimensionamento maior deste.

### 2.5.3.2.2 Modulação Unipolar / Três Níveis

Conforme mostrado nas Figura 2.25 e Figura 2.26, são empregadas duas portadoras dente de serra, defasadas de  $180^\circ$  ( $Portadora 1 = -Portadora 2$ ).

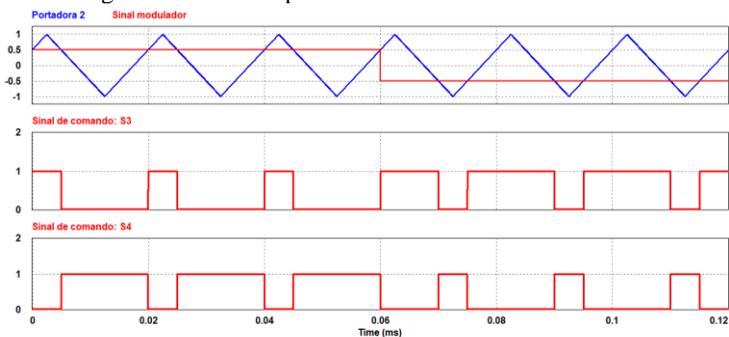
Da mesma forma que no caso anterior, o sinal modulador é comparado com as portadoras, gerando os sinais de comando para as chaves da ponte H inversora. Os sinais de comando complementares de S1 e S2, são mostrados na Figura 2.25, e os sinais de comando também complementares de S3 e S4, são mostrados na Figura 2.26. Nestas figuras também é mostrado o efeito, sobre os sinais de comando, da mudança dos índices de modulação de  $+0,5$  para  $-0,5$ .

Figura 2.25 - PWM para comando das chaves S1 e S2



Fonte: Autoria própria, 2019.

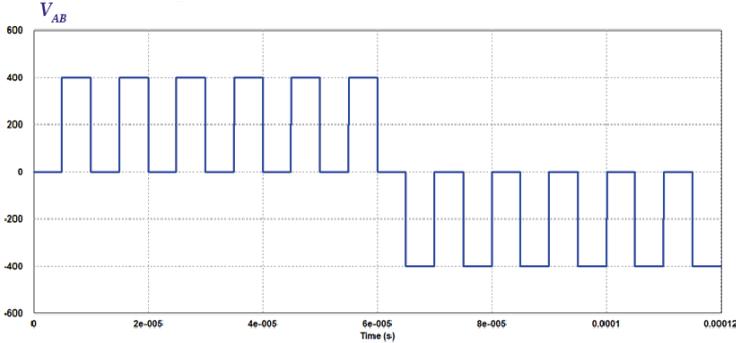
Figura 2.26 - PWM para comando das chaves S3 e S4



Fonte: Autoria própria, 2019.

A tensão  $V_{AB}$  gerada apresenta três níveis, oscilando entre  $+V_{CC}$  e 0 ou 0 e  $-V_{CC}$ , conforme o sinal modulador, resultando na forma de onda mostrada na Figura 2.27. Comparando-se com as figuras anteriores, verifica-se que a frequência desta possui o dobro da frequência de chaveamento.

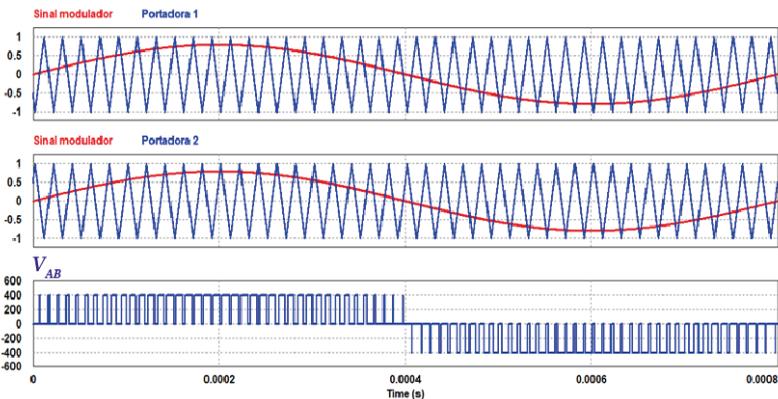
Figura 2.27 - Tensão de saída do inversor



Fonte: Autoria própria, 2019.

A resultante tensão  $V_{AB}$ , gerada por uma modulação senoidal, é mostrada na Figura 2.28. Esta modulação é por largura de pulso e provoca uma oscilação de tensão com o dobro da frequência de comutação e degraus de tensão de 0 e  $+V_{CC}$ , durante o semiciclo positivo e 0 e  $-V_{CC}$  durante o semiciclo negativo.

Figura 2.28 - Sinal modulador, portadoras e resultante tensão  $V_{AB}$



Fonte: Autoria própria, 2019.

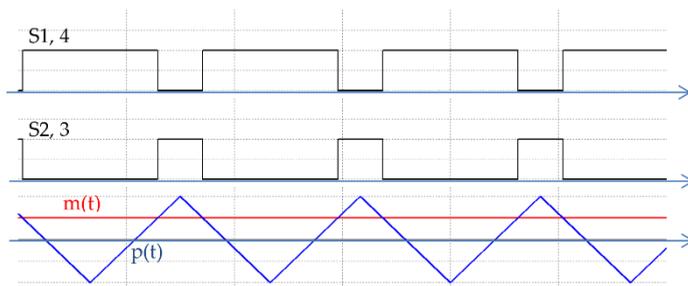
Portanto, a tensão  $V_{AB}$  é unipolar, com o dobro da frequência de comutação, o que reduz as perdas no núcleo e, conseqüentemente, permite um dimensionamento menor do indutor.

### 2.5.3.3 Potencial contra a terra

Ainda considerando a estrutura inversora elementar mostrada na Figura 2.21, são analisados os comportamentos dos potenciais positivo e negativo do módulo fotovoltaico, que alimenta o inversor conectado à rede elétrica.

Considerando uma modulação bipolar (dois níveis), gerada conforme ilustrado na Figura 2.29, e o circuito do inversor elementar, podem ser estabelecidas as expressões para os potenciais positivo e negativo do módulo FV.

Figura 2.29 - Sinais de comando *PWM* das chaves da ponte H



Fonte: Autoria própria, 2019.

O sinal de modulação é,

$$m(t) = \alpha \sin(\omega t) \quad (2.3)$$

Sendo:

$$\omega = 2\pi f \quad (2.4)$$

Onde:

$p(t)$  → portadora;  
 $m(t)$  → sinal modulador;  
 $\alpha$  → índice de modulação;

As análises a seguir desconsideram a alta frequência de comutação da ponte H inversora.

A partir do circuito da Figura 2.21 e considerando-se que a modulação é bipolar, pode-se dizer que:

$$\begin{cases} v_{S1} = v_{S4} \\ v_{S2} = v_{S3} \end{cases} \quad (2.5)$$

A tensão de saída da ponte H, entre os pontos A e B, considerando o sinal modulador e a tensão  $V_{CC}$  de alimentação, pode ser definida como:

$$v_{AB} = \alpha \sin(\omega t) V_{CC} \quad (2.6)$$

Do circuito, pode-se estabelecer a relação:

$$v_{AB} = v_{S2} - v_{S4} \quad (2.7)$$

Como,

$$v_{S4} = v_{S1} = V_{CC} - v_{S2} \quad (2.8)$$

Pode-se escrever,

$$v_{S2} - V_{CC} + v_{S2} = \alpha \sin(\omega t) V_{CC} \quad (2.9)$$

$$\therefore v_{S2} = \alpha \frac{V_{CC}}{2} \sin(\omega t) + \frac{V_{CC}}{2} \quad (2.10)$$

Para a chave S4 as relações de tensão do circuito estabelecem que:

$$v_{S4} = V_{CC} - v_{S3} \quad (2.11)$$

Como,

$$v_{S3} = v_{S2} = \alpha \frac{V_{CC}}{2} \sin(\omega t) + \frac{V_{CC}}{2} \quad (2.12)$$

Obtém-se:

$$v_{S4} = V_{CC} - \alpha \frac{V_{CC}}{2} \sin(\omega t) - \frac{V_{CC}}{2} \quad (2.13)$$

$$\therefore \boxed{v_{S4} = \frac{V_{CC}}{2} [1 - \alpha \sin(\omega t)]} \quad (2.14)$$

A expressão para o polo negativo do módulo FV, a partir do circuito, será:

$$v_N + v_{S4} = 0 \quad (2.15)$$

$$v_N = -v_{S4} \quad (2.16)$$

$$\therefore \boxed{v_N = -\frac{V_{CC}}{2} [1 - \alpha \sin(\omega t)]} \quad (2.17)$$

Da mesma forma é definida a expressão para o polo positivo.

$$v_P = V_{CC} - v_{S4} \quad (2.18)$$

$$v_P = V_{CC} - \frac{V_{CC}}{2} + \alpha \frac{V_{CC}}{2} \sin(\omega t) \quad (2.19)$$

$$v_P = \frac{V_{CC}}{2} + \alpha \frac{V_{CC}}{2} \sin(\omega t) \quad (2.20)$$

$$\therefore \boxed{v_P = \frac{V_{CC}}{2} [1 + \alpha \sin(\omega t)]} \quad (2.21)$$

A seguir, apresenta-se um exemplo que emprega as expressões levantadas para estabelecer o comportamento dos potenciais nos terminais do módulo e que confirma, por simulação, os resultados obtidos.

### 2.5.3.3.1 Exemplo

Considerando-se os parâmetros:

$$V_{CC} = 400 \text{ V} \quad (2.22)$$

$$v_{CA} = \sqrt{2} \cdot 220 \cdot \sin(2\pi f \cdot t) \quad (2.23)$$

$$V_{pico} = \sqrt{2} \cdot 220 \cong 311 \text{ V} \quad (2.24)$$

$$f = 60 \text{ Hz} \quad (2.25)$$

Cálcula-se o índice de modulação:

$$\alpha = \frac{V_{pico}}{V_{CC}} = \frac{311}{400} \quad (2.26)$$

$$\alpha = 0,7775 \quad (2.27)$$

Comportamento da tensão no polo negativo:

Aplicando (2.17), tem-se:

$$v_N = -\frac{400}{2} [1 - 0,7775 \sin(\omega t)] \quad (2.28)$$

$$v_N = -200 + 0,7775 \cdot 200 \cdot \sin(\omega t) \quad (2.29)$$

$$\therefore \boxed{v_N = -200 + 155,5 \cdot \sin(377t)} \quad (2.30)$$

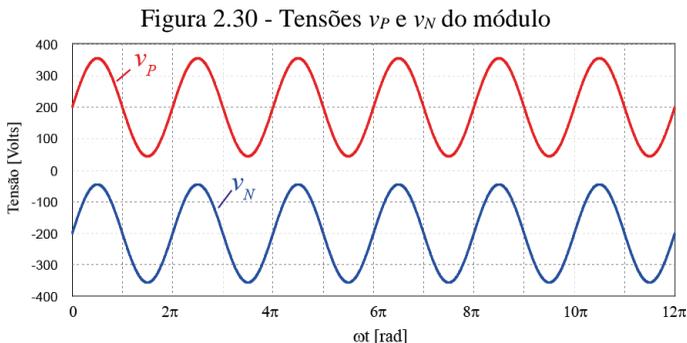
Comportamento da tensão no polo positivo:

Aplicando (2.21), tem-se:

$$v_P = \frac{400}{2} + 0,7775 \cdot \frac{400}{2} \sin(377t) \quad (2.31)$$

$$\therefore \boxed{v_P = 200 + 155,5 \sin(377t)} \quad (2.32)$$

O sistema fotovoltaico elementar com inversor em ponte H, Figura 2.21, foi implementado no PSIM e os resultados das simulações, para as formas de onda das tensões dos polos positivo e negativo do módulo FV, são mostradas na Figura 2.30.



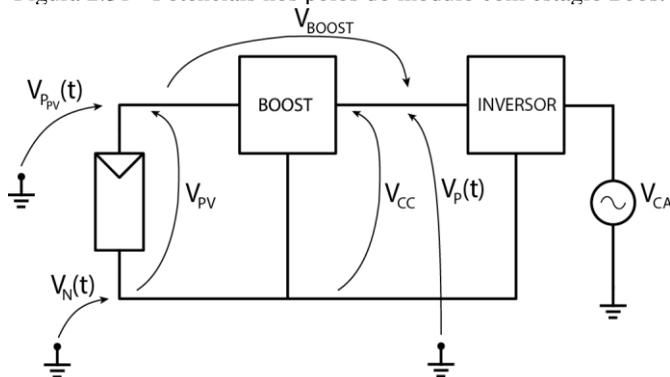
Fonte: Autoria própria, 2019.

As formas de onda da Figura 2.30 comprovam as expressões para as tensões dos polos positivo e negativo dos módulos FV.

#### 2.5.3.4 Potencial contra a terra com dois estágios (com conversor *Boost*)

A Figura 2.31 representa o caso com duas etapas, onde são empregados o inversor mais o conversor *Boost*, entre o módulo fotovoltaico e a rede elétrica.

Figura 2.31 - Potenciais nos polos do módulo com estágio *Boost*



Fonte: Autoria própria, 2019.

O potencial do polo negativo com relação a terra continua sendo estabelecido pela expressão vista anteriormente, equação 2.17, porém o potencial do polo positivo será diferente do caso anterior, com apenas a ponte H.

$$v_{P_{pv}} = v_P - V_{Boost} \quad (2.33)$$

$$\therefore v_{P_{pv}} = \frac{V_{CC}}{2} + \alpha \cdot \frac{V_{CC}}{2} \cdot \sin(\omega t) - V_{Boost} \quad (2.34)$$

### 2.5.3.5 Corrente de fuga capacitiva

Um sistema gerador fotovoltaico quando conectado à rede elétrica de energia tende a ficar sujeito a uma corrente de fuga, originada pelo circuito fechado que se forma através do módulo FV, do inversor, da própria rede elétrica e do circuito de aterramento.

Embora as células fotovoltaicas (semicondutores) dos módulos estejam isoladas do potencial da terra, a estrutura metálica que dá sustentação a eles não está. Por questões de segurança estas estruturas dos módulos e o neutro da rede elétrica de energia são aterrados, proporcionando um caminho para a corrente de fuga através das capacitâncias parasitas dos módulos, das indutâncias do filtro de saída e dos próprios semicondutores fotovoltaicos que constituem estes módulos.

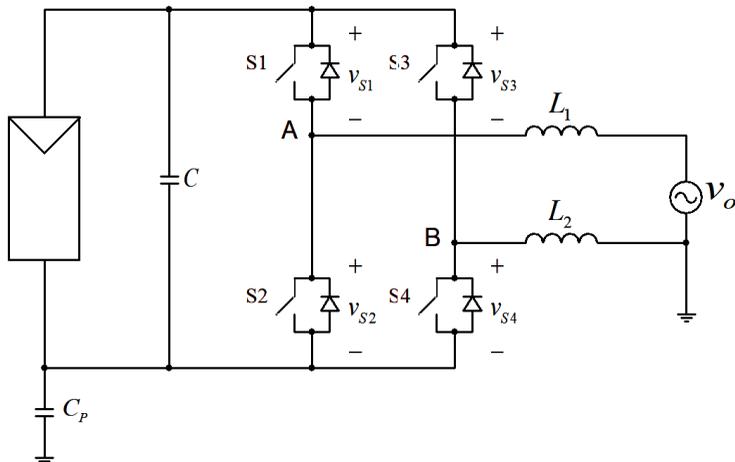
A diferença de potencial em relação à terra, que provoca a circulação da corrente de fuga, é a tensão de modo comum ( $v_{mc}$ ). Conhecendo-se esta tensão, os valores de indutância do filtro e a capacitância parasita do módulo FV, pode ser calculado o valor da corrente de fuga.

#### 2.5.3.5.1 Tensão de modo comum

A partir das tensões sobre as chaves S2 e S4, Figura 2.32, ligadas diretamente a um dos terminais da capacitância parasita  $C_p$ , é definida a tensão de modo comum.

Empregando-se o teorema de Thévenin é estabelecido um circuito equivalente com a tensão de modo comum (tensão Thévenin), com as indutâncias e capacitância parasita.

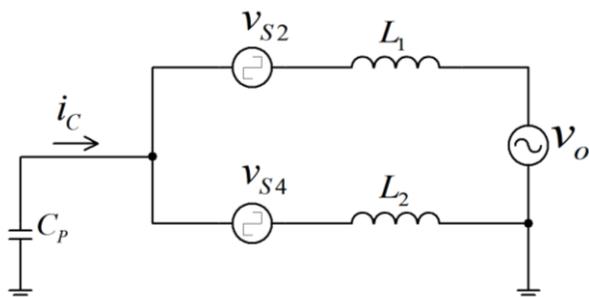
Figura 2.32 - Sistema gerador FV, considerando a capacitância parasita



Fonte: Autoria própria, 2019.

O circuito simplificado para a corrente de fuga, a partir do esquema do sistema fotovoltaico, considerado na Figura 2.32, resulta na Figura 2.33, conforme apresentado a seguir:

Figura 2.33 - Circuito simplificado

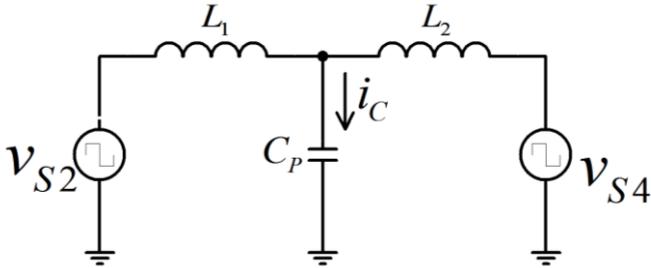


Fonte: Autoria própria, 2019.

Como a frequência da tensão da rede é muito baixa, provoca uma reatância capacitiva muito grande, ou seja, a corrente de fuga devido a esta tensão será desprezível.

Eliminando a tensão da rede, o circuito torna-se:

Figura 2.34 - Circuito simplificado sem tensão da rede



Fonte: Autoria própria, 2019.

A indutância Thévenin equivalente será:

$$L_{th} = \frac{L1.L2}{L1 + L2} \quad (2.35)$$

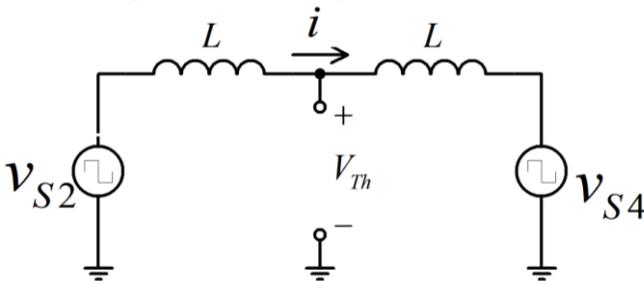
Fazendo-se,  $L1 = L2 = L$

$$L_{th} = \frac{L^2}{2L} \quad (2.36)$$

$$\therefore L_{th} = \frac{L}{2} \quad (2.37)$$

Quanto a tensão Thévenin, será calculada a partir do circuito mostrado na Figura 2.35.

Figura 2.35 - Circuito para tensão Thévenin



Fonte: Autoria própria, 2019.

$$v_{Th} = v_{S4} + j\omega Li \quad (2.38)$$

$$v_{Th} = v_{S4} + \frac{j\omega L \cdot (v_{S2} - v_{S4})}{j\omega 2L} \quad (2.39)$$

$$v_{Th} = v_{S4} + \frac{v_{S2}}{2} - \frac{v_{S4}}{2} \quad (2.40)$$

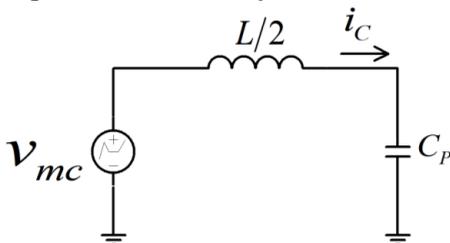
$$\therefore v_{Th} = \frac{v_{S4} + v_{S2}}{2} \quad (2.41)$$

A tensão do circuito equivalente de Thévenin  $v_{th}$  é a tensão de modo comum  $v_{mc}$ , para o circuito.

$$v_{Th} = v_{mc} \quad (2.42)$$

Resultando no circuito equivalente Thévenin da Figura 2.36.

Figura 2.36 - Circuito Equivalente Thévenin



Fonte: Autoria própria, 2019.

Portanto, o pico da corrente de fuga através do capacitor parasita  $C_p$  é definido pela amplitude da componente alternada da tensão de modo comum, pela indutância do filtro de saída e pela própria capacitância, segundo a expressão:

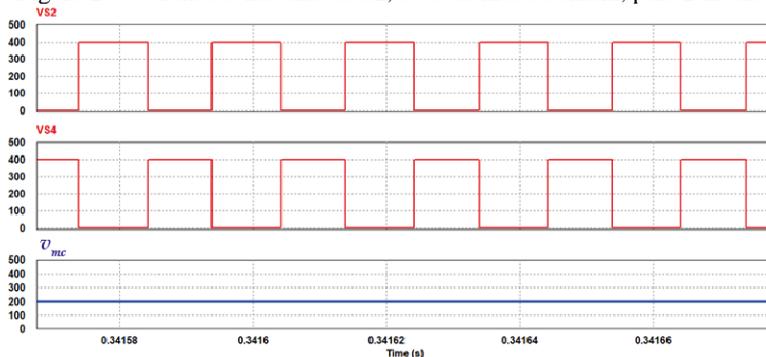
$$\therefore i_{C_p} = \frac{V_{mc}}{\left( \frac{\omega L}{2} - \frac{1}{\omega C_p} \right)} \quad (2.43)$$

### 2.5.3.5.2 Corrente de fuga com modulação bipolar (2 níveis)

Na Figura 2.37 são mostradas as formas de onda, resultantes de simulação, das tensões sobre as chaves S2 e S4 da ponte H e da tensão de modo comum  $v_{mc}$ , surgidas a partir de uma modulação bipolar de comando das chaves do circuito, mostrado na Figura 2.32.

Considera-se como parâmetros: uma tensão de alimentação de 400 V; uma indutância do filtro de saída de 500  $\mu\text{H}$ ; capacitância parasita entre o módulo FV e a terra de 100 nF; a rede de 220 V / 60 Hz e uma frequência de comutação de 50 kHz.

Figura 2.37 - Tensões nas chaves S2, S4 e de modo comum, para 2 níveis

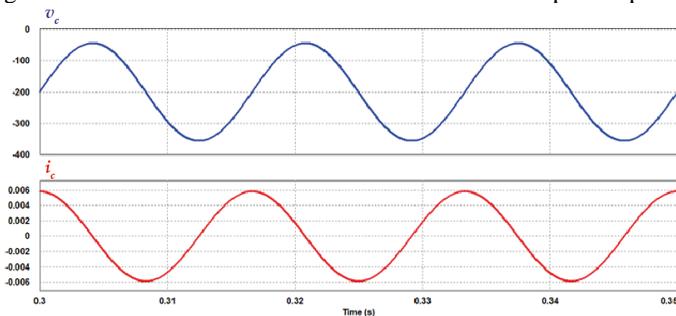


Fonte: Autoria própria, 2019.

Este tipo de modulação provoca uma tensão de modo comum  $v_{mc}$  puramente contínua, conforme mostra a Figura 2.37. Portanto a corrente de fuga se dará exclusivamente pela componente de tensão sobre o capacitor parasita à frequência da rede (Figura 2.38), o que resulta em um valor bastante pequeno.

O valor eficaz da corrente de fuga, medido pelo programa PSIM a partir da forma de onda desta corrente  $i_c$ , resultou em aproximadamente 4 mA. Este valor decorre da baixa frequência (60 Hz) da tensão  $v_c$ , sobre o capacitor parasita, forma de onda da parte superior da Figura 2.38.

Figura 2.38 - Formas de onda da tensão e corrente no capacitor parasita



Fonte: Autoria própria, 2019.

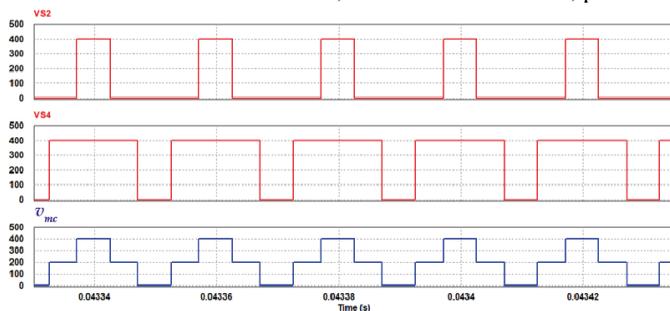
Embora uma corrente de fuga praticamente zero seja a grande vantagem deste tipo de estrutura, com modulação bipolar, ela possui a desvantagem de uma oscilação da corrente de saída na frequência de comutação, levando a necessidade de grandes filtros de saída. Além disso, a modulação bipolar provoca uma variação muito grande de tensão sobre o indutor de saída, causando altas perdas no núcleo. Estas características tornam esta opção de configuração, e modulação, indesejável do ponto de vista de perdas, peso, volume e custos.

### 2.5.3.5.3 Corrente de fuga com modulação unipolar (3 níveis)

Sob os mesmos parâmetros anteriores, as chaves da ponte H inversora são comandadas empregando modulação unipolar.

Na Figura 2.39 são apresentadas as tensões nas chaves S2 (VS2), S4 (VS4) e a correspondente tensão de modo comum  $v_{mc}$ , resultante de simulação.

Figura 2.39 - Tensões nas chaves S2, S4 e de modo comum, para 3 níveis



Fonte: Autoria própria, 2019.

Neste caso a tensão de modo comum não resulta puramente contínua. Sua decomposição em série de Fourier, considerando apenas as componentes contínua e fundamental é:

$$v_{mc} = \frac{V_{CC}}{2} + \frac{\sqrt{3}}{4} V_{CC} \sin(2\pi f_s t) \quad (2.44)$$

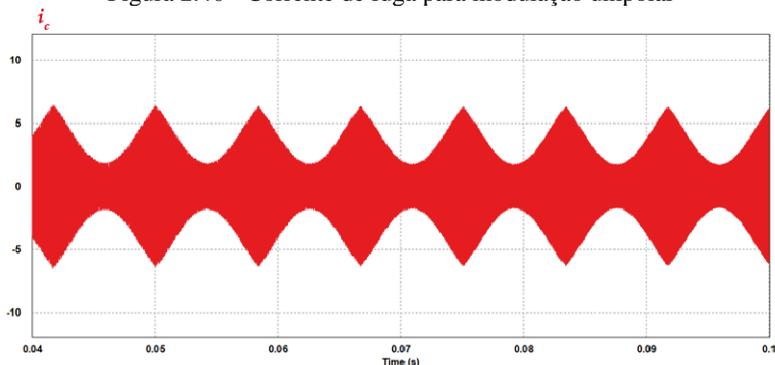
Portanto, a corrente de fuga provocada pela componente alternada da tensão de modo comum, conforme estabelece (2.43), será:

$$i_c = \frac{\frac{\sqrt{3}}{4} \cdot 400}{\left( \frac{2\pi \cdot 50k \cdot 500\mu}{2} - \frac{1}{2\pi \cdot 50k \cdot 100n} \right)} \quad (2.45)$$

$$\therefore \boxed{i_c = 3,7 \text{ A}} \quad (2.46)$$

Na Figura 2.40 é mostrada a corrente de fuga para este caso. Existe uma oscilação de 120 Hz, além das componentes devidas a frequência de comutação de 50 kHz, enquanto os picos desta corrente alcançam valores de  $\pm 6,4 \text{ A}$ .

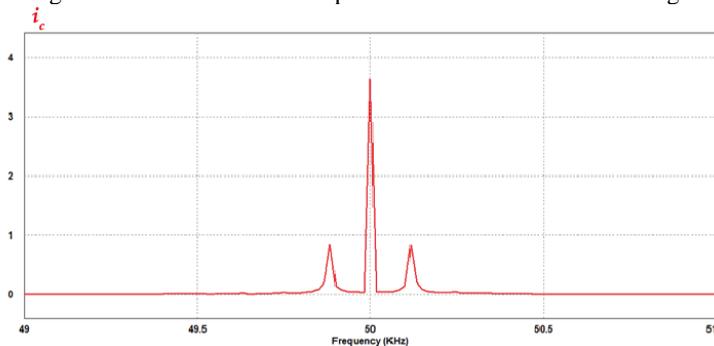
Figura 2.40 - Corrente de fuga para modulação unipolar



Fonte: Autoria própria, 2019.

Na Figura 2.41 é mostrada a transformada rápida de Fourier (FFT) da corrente de fuga, analisada empregando-se o PSIM. Em destaque o valor da corrente de fuga na frequência de chaveamento.

Figura 2.41 - Transformada rápida de Fourier da corrente de fuga



Fonte: Autoria própria, 2019.

Esta modulação leva a uma frequência de ondulação da corrente de saída de duas vezes a frequência de comutação, permitindo um menor dimensionamento do filtro, enquanto que a tensão sobre ele é unipolar, provocando uma perda menor no núcleo.

O capacitor parasita fica submetido a componentes de tensão na frequência de chaveamento, resultando em uma alta corrente de fuga e EMI, tornando esta estrutura sem transformador e com modulação unipolar inadequada a conexão com a rede elétrica.

#### 2.5.4 Topologias clássicas de inversores fotovoltaicos

As topologias clássicas dos inversores fotovoltaicos foram concebidas para injetar correntes alternadas nas redes de energia elétrica, a partir das tensões contínuas fornecidas pelos arranjos de módulos FVs, empregando-se transformadores de isolamento. Como será visto, o transformador poderá estar sob alta ou baixa frequência, repercutindo a escolha feita na questão peso, volume e perdas.

Outra possibilidade é a eliminação do transformador, o que implica em estudo e desenvolvimento de novas topologias, buscando resolver o problema da corrente de fuga capacitiva, que surge quando é retirado o transformador.

Para ambos os casos, com e sem transformador, serão apresentados exemplos, buscando ilustrar os efeitos dos circuitos sobre a corrente de fuga capacitiva.

### 2.5.4.1 Topologias de inversores com transformador

Estas topologias proveem o isolamento galvânico entre a entrada CC e a saída CA do inversor por meio de transformadores, com a vantagem de poder ajustar os níveis de tensão a valores adequados ao sistema.

O transformador pode ser localizado na saída, em baixa frequência, ou no estágio chaveado, portanto em alta frequência.

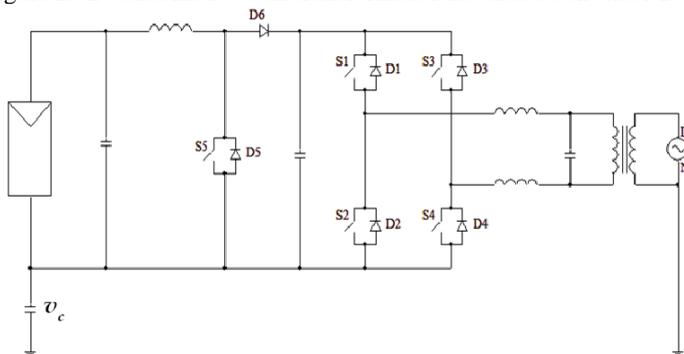
#### 2.5.4.1.1 Transformador em baixa frequência

Uma típica estrutura de um sistema fotovoltaico de dois estágios, isolada na saída, é mostrada na Figura 2.42.

Os módulos FVs sob incidência de raios luminosos transformam a energia dos fótons de luz em corrente elétrica, na forma contínua, enquanto o filtro capacitivo em sua saída limita as ondulações de tensão. Por sua vez, o conversor CC-CC elevador (conversor *Boost*), realiza o ajuste entre os níveis da tensão de saída dos módulos e os da entrada da ponta H.

Enquanto a ponte H promove a inversão de corrente, que é filtrada na saída antes de ser injetada na rede, o transformador de baixa frequência isola o sistema gerador da rede elétrica (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2010).

Figura 2.42 - Sistema FV com transformador na saída e conversor *Boost*



Fonte: Autoria própria, 2019.

Este sistema gerador FV é constituído:

- pelos módulos FVs;
- por um filtro capacitivo na saída dos módulos;

- pelo conversor elevador (*Boost*);
- por um *link* CC;
- por uma ponte completa, com chaves controladas;
- por um filtro de saída;
- pelo transformador, operando na frequência da rede.

Embora seja um sistema bastante simples e garanta a isolamento entre a geração e a rede, a presença do transformador operando em baixa frequência, acrescenta peso, volume e custos ao sistema, além de contribuir para a redução do rendimento.

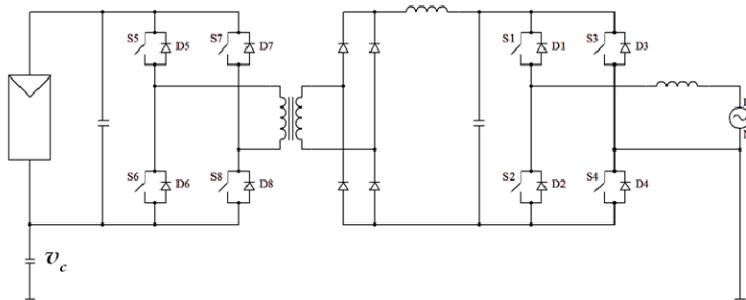
#### 2.5.4.1.2 *Transformador em alta frequência*

Além das desvantagens vistas no item anterior, um transformador na frequência da rede limita a liberdade de controle da corrente injetada nesta, especialmente com pequenas cargas, quando a potência reativa usada para a magnetização do transformador reduz o fator de potência.

Uma maneira de eliminar o volumoso transformador é operar em altas frequências. As topologias com transformadores de alta frequência (HF) são boas soluções, quando o isolamento galvânico é imprescindível. Este é o caso em países onde as normas de segurança, para sistemas fotovoltaicos, ainda não admitem topologias sem transformadores. Os inversores de HF são muitas vezes constituídos de topologias ressonantes com comutação a tensão zero ou corrente zero, para obter baixas perdas.

Na Figura 2.43 é mostrada a estrutura básica de um típico inversor elevador fotovoltaico, com transformador na alta frequência e ponte H inversora (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2010).

Figura 2.43 - Sistema FV com transformador na alta frequência e ponte H inversora



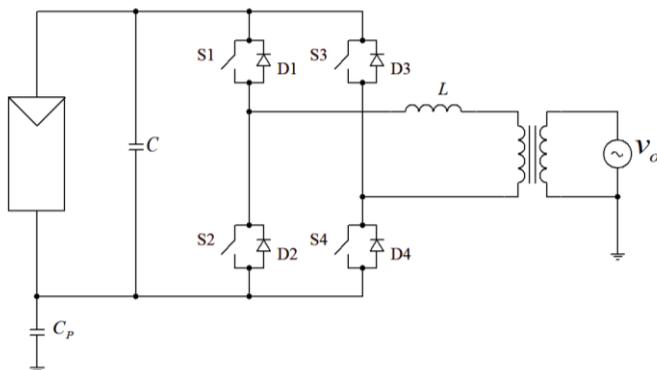
Fonte: Autoria própria, 2019.

Este tipo de estrutura eleva os custos totais de geração, além da complexidade do circuito.

#### 2.5.4.1.3 Exemplo de um inversor em ponte completa com isolamento

Para demonstrar os efeitos do uso do transformador sobre a corrente de fuga capacitiva de um sistema gerador fotovoltaico, será simulado o comportamento de um circuito inversor, em ponte H, com isolamento em baixa frequência, conforme é mostrado na Figura 2.44.

Figura 2.44 - Sistema FV conectado à rede, com inversor em ponte H e isolamento

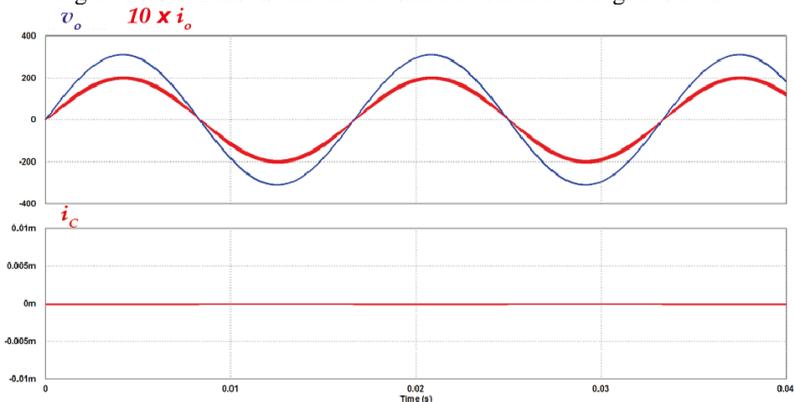


Fonte: Autoria própria, 2019.

Empregando-se uma modulação unipolar foi simulado o comportamento do circuito, resultando nas formas de onda mostradas na

Figura 2.45. Na parte superior da figura são apresentadas a tensão da rede e a corrente injetada nesta, enquanto a corrente de fuga resultante, praticamente nula, é mostrada na parte inferior.

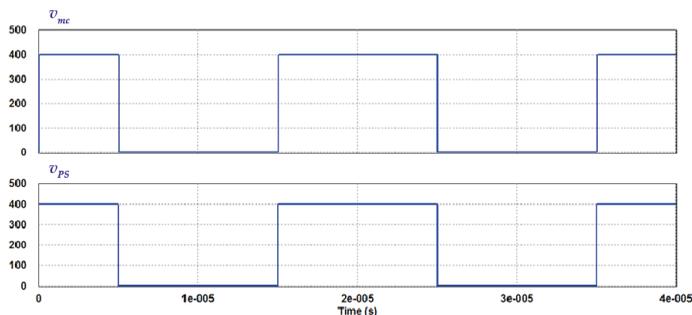
Figura 2.45 – Tensão/corrente de saída e corrente de fuga resultante



Fonte: Autoria própria, 2019.

As formas de onda das tensões de modo comum  $v_{mc}$  e entre primário e secundário do transformador  $v_{PS}$ , na frequência de comutação, são mostradas na Figura 2.46, comprovando que as tensões produzidas pelo chaveamento caem sobre o transformador, resultando em uma ausência de tensões de altas frequência sobre o capacitor parasita ( $C_P$ ) e, desta forma, eliminando a corrente de fuga.

Figura 2.46 – Tensão de modo comum e diferença de potencial entre primário e secundário do transformador



Fonte: Autoria própria, 2019.

Embora eficiente, com respeito a eliminação da corrente de fuga capacitiva, e de fácil implementação, esta forma de isolamento aumenta significativamente o peso, volume e custo do inversor.

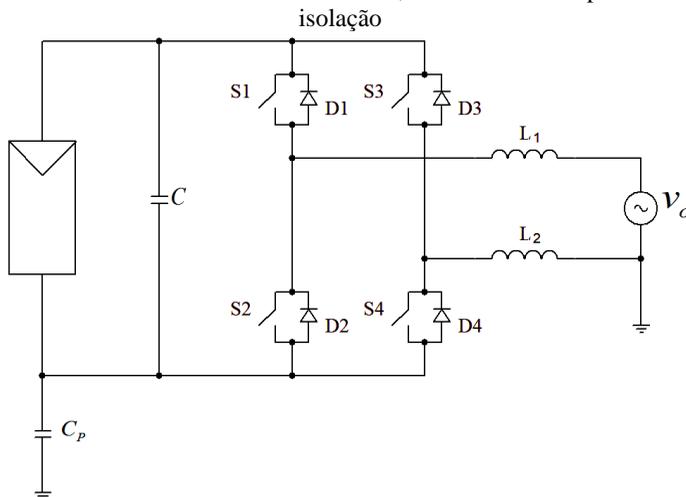
#### 2.5.4.2 Topologias de inversores sem transformador

A primeira alternativa para aumentar a eficiência dos inversores é eliminar as isolações galvânicas. Como visto, estas são tipicamente realizadas por transformadores de alta frequência, na etapa de conversão CC-CC, ou por um transformador de baixa frequência na saída. Desta maneira, pode-se obter um aumento de eficiência da ordem de 1 a 2 % (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2010).

Sempre que o isolamento galvânico não for imprescindível, os inversores FVs sem transformadores ficam mais interessantes, principalmente por possuírem uma eficiência maior, além de serem menos volumosos, mais leves e baratos. (SCHIMPF; NORUM, 2008).

A topologia básica de um sistema FV conectado à rede, com inversor em ponte completa e sem transformador isolador é mostrada na Figura 2.47.

Figura 2.47 - Sistema FV conectado à rede, com inversor em ponte H sem isolamento



Fonte: Autoria própria, 2019.

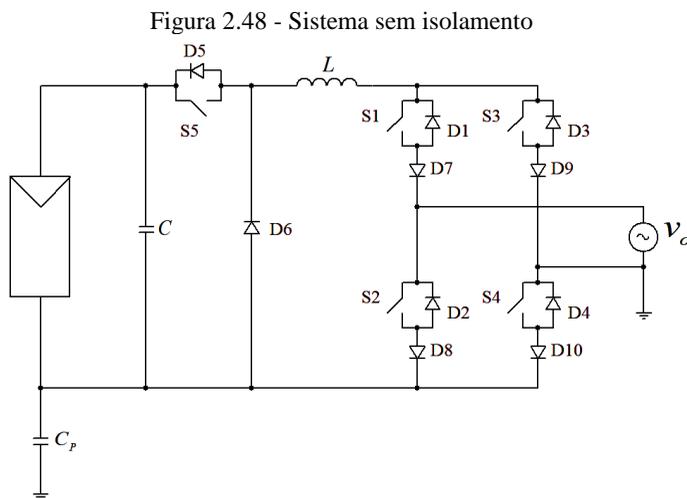
Esta topologia clássica é a base para uma série de novas topologias que já se encontram em produção e comercialização ou ainda objeto de estudos recentes.

### 2.5.4.2.1 Exemplo de um inversor em ponte completa sem isolamento

Esta topologia, apresentada por Barbi (2016)<sup>3</sup>, como material de aula para estudo/ensino em disciplina, propõe uma quinta chave, juntamente com um diodo e um indutor, formando um conversor *Buck* (conversor abaixador), alimentado pela tensão de saída dos módulos FV, como mostrado na Figura 2.48

A saída deste conversor comporta-se como uma fonte de corrente que alimenta a ponte H inversora. Neste caso o filtro indutivo de saída não é empregado, pois a corrente injetada na rede é controlada pelo conversor *Buck*.

Os diodos D7, D8, D9 e D10 tornam a ponte H unidirecional em corrente e bidirecional em tensão.



Fonte: Autoria própria, 2019.

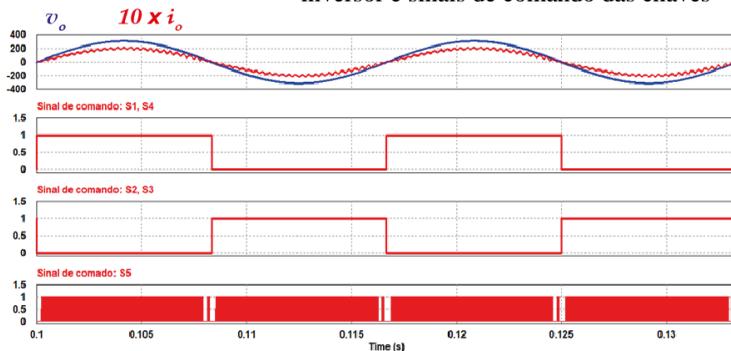
As chaves são comandadas aos pares e na frequência da rede: S1 com S4, fechadas durante o semiciclo positivo e S2 com S3, conduzindo durante o semiciclo negativo, conforme a Figura 2.49.

O sinal de comando da chave S5 é em alta frequência e modulado por largura de pulso, gerando uma corrente senoidal na saída, em fase

<sup>3</sup> BARBI, Ivo. Notas de aula. Disciplina Tópicos Especiais em Controle: Microrredes e Fontes Renováveis de Energia (DAS410083). Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas (PPGEAS). Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC). Novembro, 2016.

com a tensão da rede. Esta corrente é mostrada, juntamente com a tensão da rede, na parte superior da Figura 2.49.

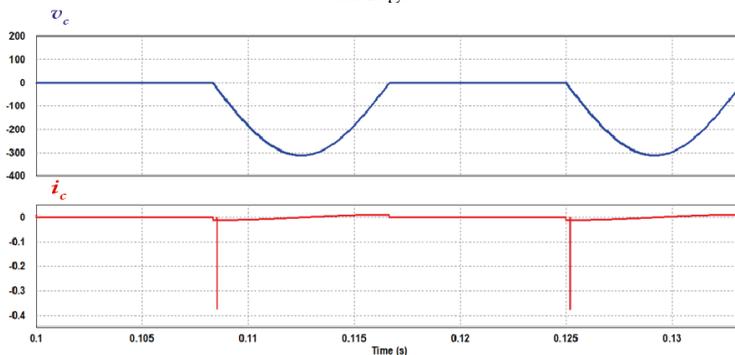
Figura 2.49 - Formas de onda da tensão e corrente na saída do inversor e sinais de comando das chaves



Fonte: Autoria própria, 2019.

Na parte superior da Figura 2.50 é mostrada a tensão sobre o capacitor parasita, com uma forma de onda na frequência da rede, sem as altas frequências de chaveamento, resultando em uma corrente de fuga capacitiva muito pequena, mostrada na parte inferior desta mesma figura.

Figura 2.50 - Formas de onda da tensão sobre o capacitor parasita e da corrente de fuga



Fonte: Autoria própria, 2019.

O resultado mostra que se adicionando componentes à ponte H clássica, sem preocupação com o número destes, é possível evitar a corrente de fuga capacitiva.

## 2.6 CONCLUSÃO

Para que os sistemas de geração fotovoltaica produzam energia com bom aproveitamento da irradiação solar, devem ser dimensionados e configurados corretamente, considerando sempre: as formas de geração, de acordo com a aplicação a que se destinam; a configuração de conexão com a rede mais apropriada, definida principalmente pela quantidade de energia a ser gerada, relacionada com a localização e área disponível; os arranjos dos módulos juntamente com a definição do inversor a ser utilizado, levando sempre em conta nesta escolha a otimização da potência a ser processada por eles, ou seja, como buscar constantemente a máxima potência dos módulos FVs.

Esta busca do ponto de potência máxima é feita a partir das curvas características dos módulos, vistas neste capítulo, regulando a tensão de saída deles, independentemente da temperatura com a qual estão operando e da irradiância a que estão sujeitos.

A quantidade de módulos e seu arranjo fotovoltaico são definidos a partir das necessidades de tensão e corrente das próximas etapas que irão alimentar, que poderá ser um conversor *Boost* ou o próprio inversor. A tensão necessária irá estabelecer a *string*, com sua quantidade de módulos em série, enquanto que a corrente a ser fornecida define o número destas *strings* em paralelo.

Um sistema gerador fotovoltaico empregando uma topologia básica de inversor, sem isolamento, conectado à rede elétrica, provoca uma corrente de fuga, através do capacitor parasita dos módulos FVs e do caminho formado pelo aterramento do neutro da rede e da estrutura dos módulos. A solução clássica para este problema, empregando transformador de isolamento, torna-se proibitiva devido ao seu grande volume, peso e custos, além de prejudicar o rendimento do sistema.

A busca por uma solução para este problema, da corrente de fuga, tem motivado muitas pesquisas, buscando novas estruturas de inversores fotovoltaicos sem transformador, conectados à rede elétrica.

Embora já existam diversas estruturas em uso, as quais serão apresentadas no próximo capítulo, com suas vantagens e desvantagens, muitas pesquisas continuam sendo realizadas, na busca por novas e melhores soluções. Neste sentido, esta tese propõe uma nova topologia de inversor a ser estudada a partir do Capítulo 4.



### 3 INVERSORES FVs SEM TRANSFORMADOR - ESTADO DA ARTE

#### 3.1 INTRODUÇÃO

Muitas pesquisas e investimentos vem sendo realizados em inversores para aplicação em geração FV conectada à rede elétrica, sem transformador, direcionados à eliminação da corrente de fuga capacitiva.

Este capítulo é baseado em uma revisão bibliográfica do estado da arte nesta área, com destaque no trabalho publicado por Teodorescu, Liserre e Rodríguez (2011), quanto as estruturas de inversores FV. Usou-se como método de estudo, além da leitura das publicações existentes sobre o assunto, a comprovação por simulação das principais topologias encontradas e que estão sendo utilizadas por algumas empresas. Para tanto, partiu-se de algumas especificações já empregadas no capítulo anterior, para a área de gerações FVs e buscou-se uma avaliação mais qualitativa, sem preocupação com os resultados numéricos de forma precisa.

São apresentados os resultados destas simulações, esclarecendo-se o princípio de operação destas estruturas, a partir de suas principais formas de onda.

Além das formas de onda dos sinais de comando que estabelecem a lógica de operação das estruturas, são registradas também as formas de onda de algumas tensões. São elas: a de saída do inversor; a de modo comum, resultante; e a do capacitor parasita dos módulos FVs. Por fim, é verificada a corrente de fuga capacitiva.

As topologias estudadas, patenteadas por empresas que as fabricam e comercializam, são analisadas com relação as vantagens e desvantagens que oferecem aos sistemas geradores fotovoltaicos.

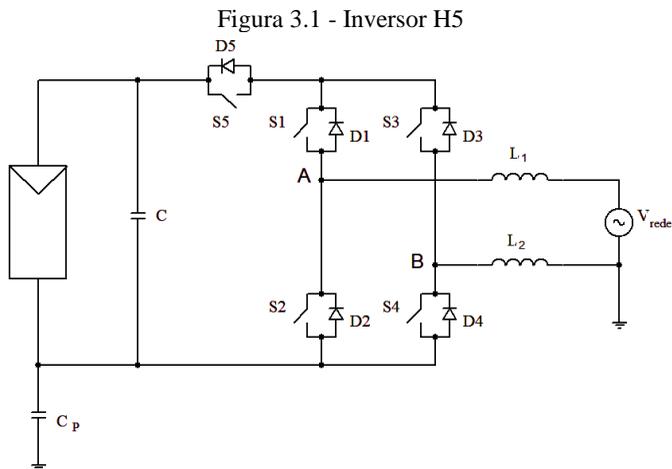
As primeiras são baseadas na ponte completa clássica, modificadas de modo a evitar o potencial flutuante sobre o gerador FV, desligando o lado CC do lado CA, durante os períodos de roda livre do inversor, o que será visto posteriormente.

Mais adiante são abordadas as estruturas inversoras de meia ponte, com grampeamento ao ponto neutro, conhecidas pela sigla NPC (*Neutral Point Clamped*).

#### 3.2 INVERSOR H5

O inversor H5 (TEODORESCU, LISERRE, RODRÍGUEZ, 2011) é derivado do circuito básico da ponte H clássica, conforme a

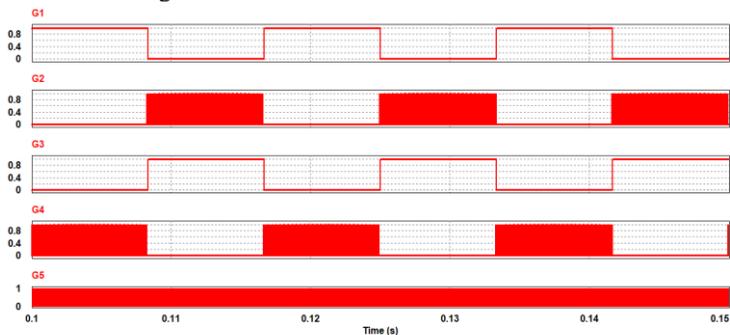
Figura 3.1. Uma quinta chave é adicionada a este circuito para isolar o módulo FV da rede durante a condição de tensão zero ( $V_{AB} = 0$ ) na saída da ponte, período de roda livre das chaves, eliminando assim as componentes de alta frequência da tensão sobre o capacitor parasita  $C_p$ . Deste modo, evita-se também a troca de potência reativa entre os indutores ( $L_1$  e  $L_2$ ) e o capacitor  $C$  de entrada, durante a roda livre, aumentando-se a eficiência do sistema.



Fonte: Adaptado de Teodorescu, Liserre, Rodríguez, 2011.

Na Figura 3.2 são apresentados os sinais de comando das chaves da topologia H5, obtidos da simulação desta, durante os estudos realizados.

Figura 3.2 - Sinais de comando das chaves



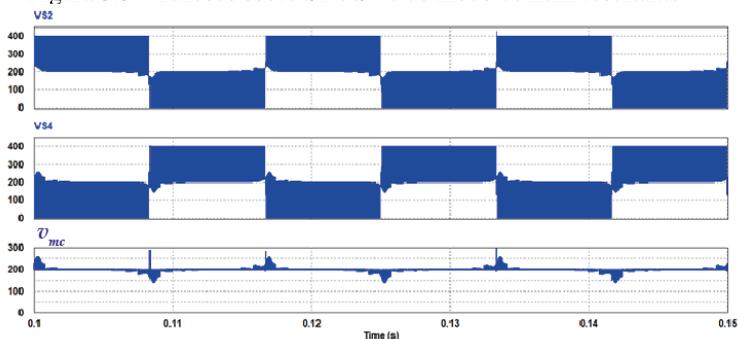
Fonte: Autoria própria, 2019.

Conforme se pode verificar na Figura 3.2, a chave S5 é comandada em alta frequência, em sincronismo com a chave S2 ou S4, enquanto que S1 e S3 atuam complementarmente, à frequência da rede elétrica, S1 durante o semiciclo positivo e S3 durante o semiciclo negativo.

Ocorrem duas rodas livres, ambas com a chave S5 aberta, desconectando o lado CC e CA. Uma destas, durante a corrente de saída positiva, com S1 e o diodo D3 em condução, e a outra durante a corrente de saída negativa, com S3 e o diodo D1 conduzindo.

A Figura 3.3 mostra as tensões sobre as chaves S2 ( $V_{S2}$ ) e S4 ( $V_{S4}$ ), juntamente com a tensão de modo comum  $v_{mc}$ , na parte inferior desta. As chaves S2 e S4 ficam submetidas a um valor máximo de tensão igual a tensão de alimentação, que é definida pelo módulo FV, enquanto que a tensão de modo comum resulta com uma componente contínua, definida pela metade do valor da tensão de alimentação, mais as componentes decorrentes do chaveamento.

Figura 3.3 - Tensões sobre S2 e S4 e de modo comum resultante

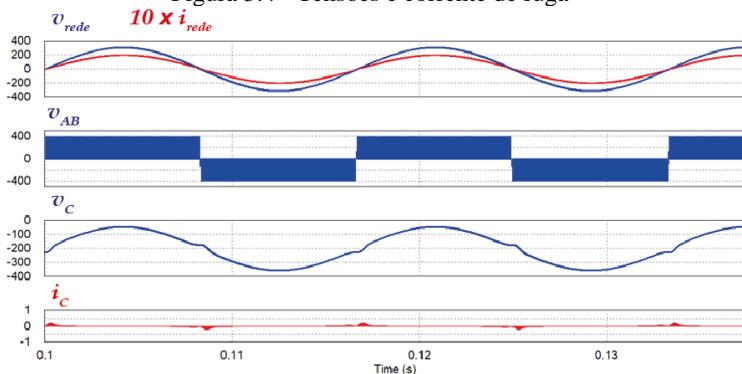


Fonte: Autoria própria, 2019.

Na parte superior da Figura 3.4 tem-se a forma de onda da corrente injetada na rede, juntamente com a tensão desta.

A tensão  $V_{AB}$  de saída da ponte inversora é unipolar, ou seja, possui três níveis, incluindo a condição zero de tensão, durante as ocorrências de roda livre. Isso leva a perdas menores no núcleo e evita a troca de energia reativa.

Figura 3.4 - Tensões e corrente de fuga



Fonte: Autoria própria, 2019.

A tensão  $v_C$  sobre o capacitor parasita e a consequente corrente de fuga  $i_C$  são mostradas na parte inferior da Figura 3.4.

As componentes alternadas da tensão  $v_C$ , de ordem superior a fundamental, são de pequena amplitude, como pode ser observado na mesma figura, resultando em uma reatância capacitiva elevada, reduzindo a corrente de fuga. Seu valor eficaz, resultante da simulação, foi da ordem 12 mA.

### 3.2.1 Vantagens

- **Baixas perdas no núcleo** – tensão sobre o filtro de saída é unipolar:  $(0 \text{ Volts} \rightleftharpoons +V_{CC})$  ou  $(0 \text{ Volts} \rightleftharpoons -V_{CC})$ ;
- **Alta eficiência** - de até 98%, decorrente da não existência de troca de energia reativa entre as indutâncias e o capacitor do módulo FV, durante o período de tensão zero, e devido também a baixa frequência de chaveamento de duas das chaves;
- **Corrente de fuga e EMI muito pequenas** - A tensão sobre o capacitor parasita possui apenas a componente na frequência da rede, com componentes na frequência de chaveamento desprezíveis.

### 3.2.2 Desvantagens

- **Uma chave extra;**

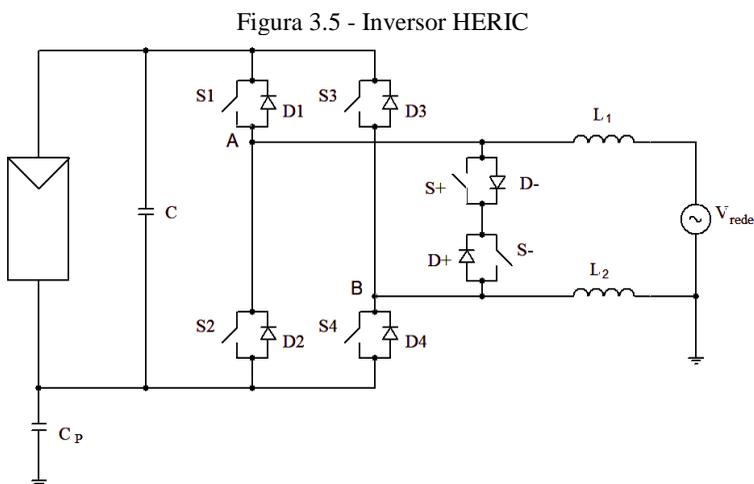
- **Três chaves em condução simultânea** - elevando as perdas em condução.

### 3.3 INVERSOR HERIC

A topologia do inversor HERIC (*highly efficient and reliable inverter concept*) (TEODORESCU, LISERRE, RODRÍGUEZ, 2011), mostrada na Figura 3.5, também deriva da ponte H clássica, acrescida de duas chaves com diodos em antiparalelo e em série entre si.

As chaves S+ e S- fornecem um caminho alternativo para a corrente de saída do inversor, permitindo:

- Evitar a troca de potência reativa entre os indutores ( $L_1$  e  $L_2$ ) e o capacitor  $C$  de entrada, em paralelo com o módulo FV, durante a condição de tensão zero ( $V_{AB} = 0$ ) na saída da ponte H, aumentando a eficiência;
- Isolar o módulo FV da rede, durante a condição zero de tensão na saída da ponte, eliminando a componente de alta frequência, da tensão do capacitor parasita do módulo.

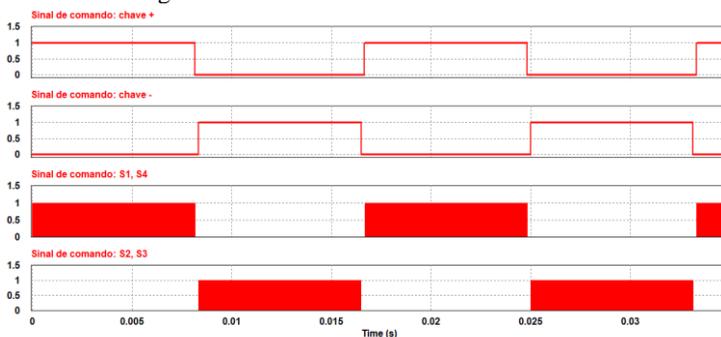


Fonte: Adaptado de Teodorescu, Liserre, Rodríguez, 2011.

Na Figura 3.6 são apresentados os sinais de comando das chaves. As chaves S+ e S- são mantidas em condução, respectivamente durante os semiciclos positivo e negativo da tensão da rede elétrica. A corrente injetada na rede é modulada por largura de pulsos, controlando S1

simultaneamente a S4 durante os semiciclos positivos e S2 com S3 durante os semiciclos negativos.

Figura 3.6 - Sinais de comando das chaves



Fonte: Autoria própria, 2019.

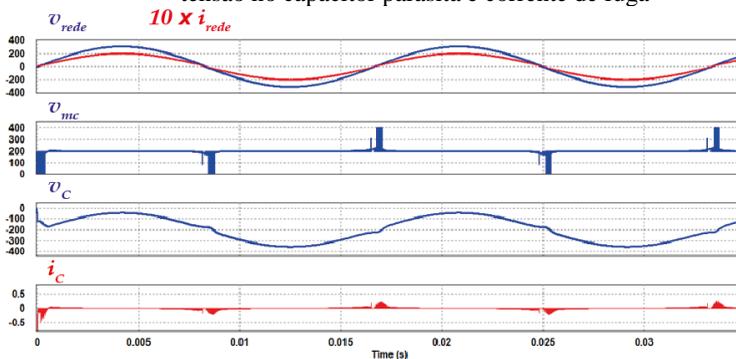
Durante a roda livre, proporcionada pelas chaves S+ e S-, os interruptores da ponte completa podem ser abertos, isolando o lado CC do CA.

Na Figura 3.7 são mostradas, da parte superior para a inferior: a corrente injetada na rede juntamente com a tensão desta; a tensão de modo comum; a tensão resultante sobre o capacitor parasita e a corrente de fuga capacitiva.

A tensão de modo comum é praticamente a metade da tensão de alimentação, enquanto que a diferença de potencial sobre o capacitor resulta em uma forma de onda praticamente isenta de componentes de alta frequência.

O valor da corrente de fuga capacitiva é muito pequeno, tendo em vista a alta reatância do capacitor parasita, na frequência da rede.

Figura 3.7 - Tensão e corrente da rede, tensão de modo comum, tensão no capacitor parasita e corrente de fuga



Fonte: Autoria própria, 2019.

A tensão de saída da ponte H, mostrada na Figura 3.8, apresenta a característica unipolar, evitando os efeitos da bipolaridade sobre o filtro indutivo de saída.

Figura 3.8 - Tensão de saída  $V_{AB}$ , da ponte H



Fonte: Autoria própria, 2019.

### 3.3.1 Vantagens

- **Baixas perdas no núcleo** - resultante de uma tensão unipolar sobre o filtro;
- **Alta eficiência** - de até 97%, decorrente da inexistência de potência reativa entre os filtros indutivos e a capacitância de entrada, em paralelo ao módulo FV, durante o período de roda livre, e da baixa frequência de chaveamento das chaves S+ e S-;
- **Corrente de fuga e EMI muito pequenas** - a tensão sobre o capacitor parasita do módulo possui somente uma componente, de mesma frequência da rede.

### 3.3.2 Desvantagens

- **Dois chaves extras.**

### 3.4 INVERSOR REFU

Também derivada da ponte H clássica, na realidade a topologia do inversor Refu, patenteado por Refu Solar (TEODORESCU, LISERRE, RODRÍGUEZ, 2011) usa uma meia ponte com um *by-pass* do lado CA e conversores CC-CC, conforme mostra-se na Figura 3.9.

As chaves S+ e S- fornecem um caminho alternativo para a corrente de saída do inversor, permitindo:

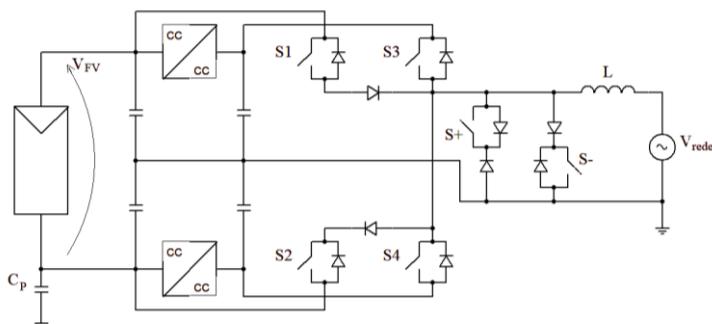
- Evitar a troca de energia reativa entre o indutor L e os capacitores de entrada, durante o estado zero de tensão, aumentando a eficiência;
- Isolar o módulo FV da rede, durante o estado de tensão zero, eliminando a componente de alta frequência da tensão, do capacitor parasita do módulo.

Esta topologia emprega conversores *Boost* que são ativados somente quando a tensão de entrada CC é menor que a tensão da rede.

As principais características deste conversor são:

- As chaves S1 e S2 são comutadas em alta frequência. S1 durante os semiciclo positivo da rede e S2 durante o semiciclo negativo, quando não há necessidade do conversor *Boost*:  $V_{FV} > /V_{rede/}$ ;
- As chaves S3 e S4 são comutadas em alta frequência. S3 durante os semiciclo positivo da rede e S4 durante o semiciclo negativo, quando os conversores *Boost* são habilitados:  $V_{FV} < /V_{rede/}$ ;
- As chaves S+ e S- são chaveadas à frequência da rede. A primeira para corrente positiva no indutor e a segunda para corrente negativa.

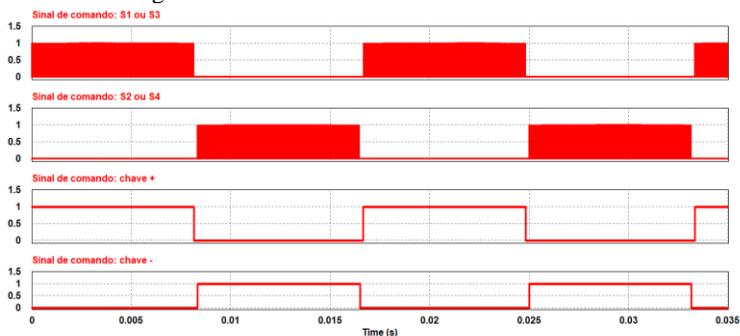
Figura 3.9 - Inversor REFU



Fonte: Adaptado de Teodorescu, Liserre, Rodríguez, 2011.

Na Figura 3.10 é mostrado os sinais de comando para as chaves S1 ou S3 e S2 ou S4, dependendo de estarem, ou não, habilitados os conversores *Boost's* e da polaridade da tensão da rede. As chaves S+ e S- são comandadas respectivamente durante os semiciclos positivo e negativo da rede.

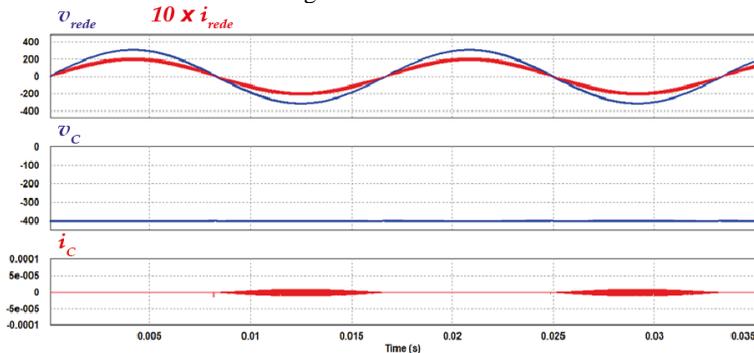
Figura 3.10 - Sinais de comando das chaves



Fonte: Autoria própria, 2019.

Na Figura 3.11 são mostradas a tensão da rede elétrica juntamente com a corrente injetada nesta, pelo sistema gerador, além da tensão sobre o capacitor parasita do módulo FV e a corrente de fuga resultante.

Figura 3.11 - Tensão e corrente na rede, tensão no capacitor parasita e corrente de fuga



Fonte: Autoria própria, 2019.

A tensão sobre o capacitor parasita apresenta somente componente contínua, resultando em uma corrente de fuga praticamente zero.

### 3.4.1 Vantagens

- **Baixas perdas no núcleo** - resultante de uma tensão unipolar sobre o filtro;
- **Alta eficiência** - até 98%, proporcionada: pela inexistência de circulação de potência reativa entre o indutor e os capacitores ligados ao módulo FV, durante o período de tensão zero; pela elevação da tensão somente quando necessário e pela baixa frequência de chaveamento das chaves S+ e S-;
- **Corrente de fuga e EMI muito pequena** - a tensão sobre o capacitor parasita do módulo possui somente componente na frequência da rede.

### 3.4.2 Desvantagens

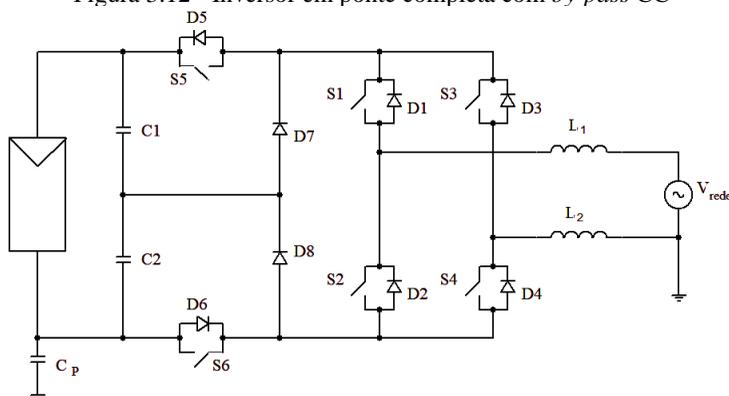
- **Necessidade de dupla tensão CC;**
- **Dois conversores *Boost*;**
- **Duas chaves extras;**
- **Quatro diodos.**

### 3.5 INVERSOR DE PONTE COMPLETA COM *BYPASS* CC - *FB-DCBP*

A topologia apresentada na Figura 3.12 é uma ponte H clássica com duas chaves extras no *link* CC, além de dois diodos, também extras, grampeando a saída para o ponto médio do *link* CC. Este inversor, patenteado pela Ingeteam, também é conhecido por topologia H6, em razão das duas chaves extras (TEODORESCU, LISERRE, RODRÍGUEZ, 2011).

As chaves no *link* CC garantem a separação do módulo FV da rede, durante a condição zero de tensão, enquanto os diodos de grampeamento garantem o potencial zero para esta situação.

Figura 3.12 - Inversor em ponte completa com *by-pass* CC



Fonte: Adaptado de Teodorescu, Liserre, Rodríguez, 2011.

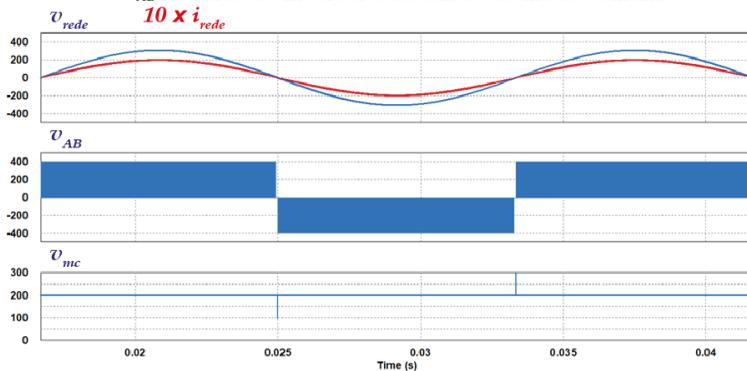
As chaves S5 e S6 são comandadas em alta frequência, enquanto que S1 com S4 ficam fechadas durante o semiciclo positivo da rede, e S2 com S3, durante o semiciclo negativo.

Os caminhos da corrente durante os estados de tensão zero (S5 e S6 abertas) serão: através da chave S4 e diodo D2 e também através da chave S1 e diodo D3, para corrente de rede positiva; enquanto que para corrente de rede negativa, irá circular pela chave S2 e diodo D4 e também através da chave S3 e diodo D1. Os diodos D7 e D8 são usados apenas para grampear as chaves S5 e S6 na metade da tensão do *link* CC.

Na Figura 3.13 são mostradas as formas de onda da tensão da rede elétrica e da corrente injetada nessa, além da tensão  $V_{AB}$  de saída do inversor e resultante tensão de modo comum. A tensão  $V_{AB}$  é unipolar,

submetendo os indutores a uma oscilação de tensão com a metade da tensão de alimentação e, conseqüentemente, reduzindo as perdas no núcleo.

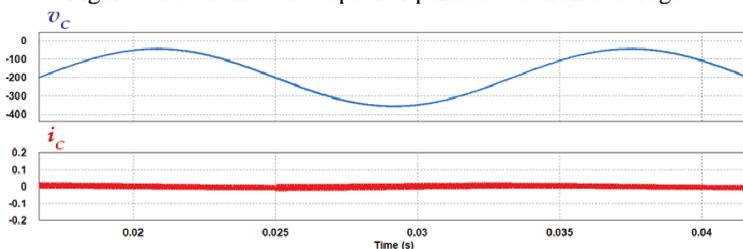
Figura 3.13 - Formas de onda: da tensão e corrente na rede elétrica, da tensão  $V_{AB}$  de saída do inversor e da tensão de modo comum



Fonte: Autoria própria, 2019.

Na Figura 3.14 são mostradas a tensão sobre o capacitor parasita do módulo FV com uma componente contínua e outra alternada na frequência da rede, resultando em uma corrente de fuga de valor muito baixo, como apresentado também na figura.

Figura 3.14 - Tensão no capacitor parasita e corrente de fuga



Fonte: Autoria própria, 2019.

### 3.5.1 Vantagens

- **Baixas perdas no núcleo** - resultante de uma tensão unipolar sobre o filtro;
- **Esforços de tensão** - a tensão sobre as chaves S5 e S6 é a metade da tensão CC, reduzindo os esforços de tensão sobre estas;

- **Alta eficiência** - ausência de troca de energia reativa entre os indutores  $L_1$  e  $L_2$  e os capacitores de entrada  $C_1$  e  $C_2$ , durante o estado de tensão zero, além de uma menor frequência de comutação na ponte completa e da baixa tensão sobre S5 e S6.
- **Corrente de fuga e EMI muito pequena** - a tensão sobre o capacitor parasita do módulo possui somente componente na frequência da rede.

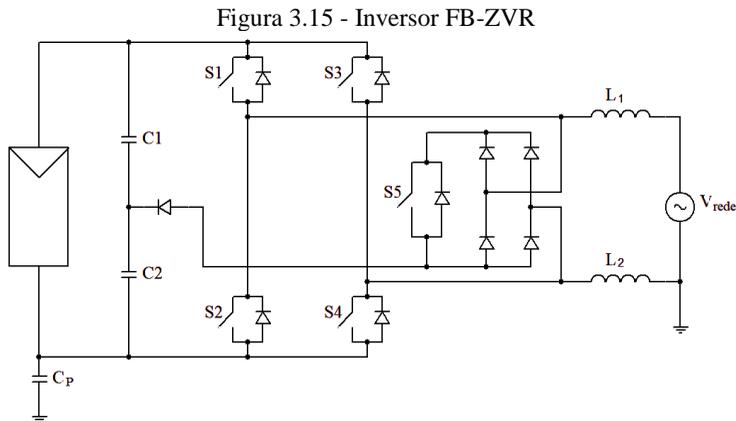
### 3.5.2 Desvantagens

- **Duas chaves e dois diodos extras;**
- **Perdas em condução** - quatro chaves conduzindo simultaneamente.

## 3.6 PONTE H COM RETIFICADOR PARA TENSÃO ZERO - FB-ZVR

Esta topologia, Figura 3.15, derivada do inversor HERIC, emprega uma ponte a diodos e uma chave S5, de modo a prover um caminho bidirecional para a corrente CA de saída (TEODORESCU, LISERRE, RODRÍGUEZ, 2011). O potencial zero de referência é definido usando um diodo grampeador, para o ponto médio de corrente contínua.

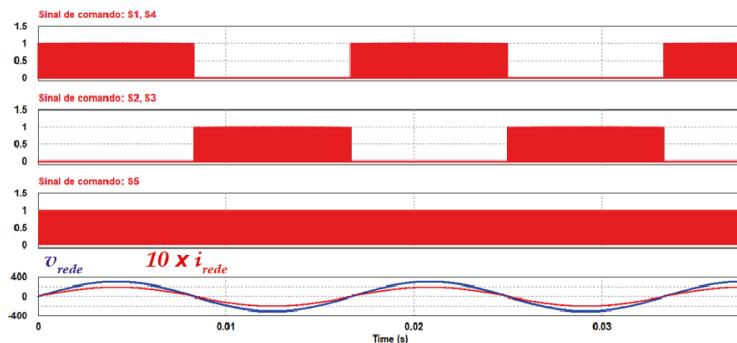
As chaves da ponte completa são acionadas de forma diagonal como em uma modulação bipolar. A condição zero de tensão é alcançada após abrir todas as chaves da ponte completa e disparar a chave S5.



Fonte: Adaptado de Teodorescu, Liserre, Rodríguez, 2011.

Os sinais de comando das chaves e as formas de onda da tensão da rede e corrente resultante são apresentadas na Figura 3.16. As chaves S1 e S4 são comandadas simultaneamente modulando a corrente positiva para a rede, enquanto que S2 e S3 controlam a corrente negativa desta.

Figura 3.16 - Sinais de comando das chaves e formas de onda de tensão e corrente da rede

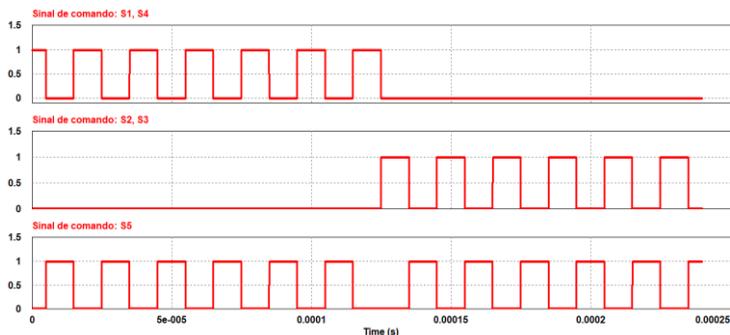


Fonte: Autoria própria, 2019.

A chave S5 é comandada complementarmente aos sinais das outras chaves de modo a garantir uma tensão zero na saída, durante o tempo em que estas outras permanecem abertas. Na Figura 3.17 são mostrados alguns dos períodos de chaveamento, de modo a tornar

evidente a forma complementar de comando da chave S5 em relação aos outros sinais. Esta chave, juntamente com a ponte de diodos, proporciona um caminho para a corrente de saída durante os períodos em que as demais chaves da ponte H inversora permanecem abertas, garantindo uma tensão zero e desacoplando a saída da entrada.

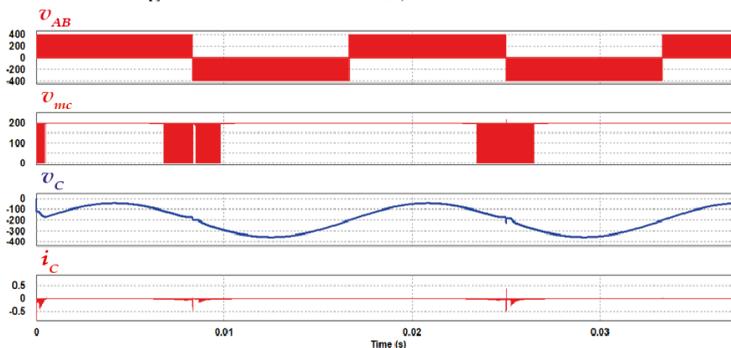
Figura 3.17 - Sinais de comando das chaves, evidenciando períodos de chaveamento



Fonte: Autoria própria, 2019.

As tensões geradas por esta topologia e a corrente de fuga resultante são mostradas na Figura 3.18. A tensão de saída  $V_{AB}$  é unipolar, reduzindo as perdas no núcleo do indutor de saída, enquanto que a tensão de modo comum assume valor praticamente contínuo, levando o capacitor parasita do módulo FV a ficar submetido a uma componente de tensão alternada na frequência da rede, resultando em uma corrente de fuga muito próxima de zero.

Figura 3.18 - Tensões:  $v_{AB}$ ,  $v_{mc}$  e  $v_c$ . Corrente:  $i_c$



Fonte: Autoria própria, 2019.

### 3.6.1 Vantagens

- **Baixas perdas no núcleo** - resultante de uma tensão unipolar sobre o filtro;
- **Alta eficiência** – de até 96%, decorrente da ausência de troca de energia reativa entre os indutores  $L_1$  e  $L_2$  e os capacitores de entrada  $C_1$  e  $C_2$ , ligados ao módulo FV.
- **Corrente de fuga e EMI muito pequena** - a tensão sobre o capacitor parasita do módulo possui somente componente na frequência da rede, inexistindo componentes de alta frequência.

### 3.6.2 Desvantagens

- **Uma chave e quatro diodos extras;**
- **Tensão bipolar durante o tempo morto.**

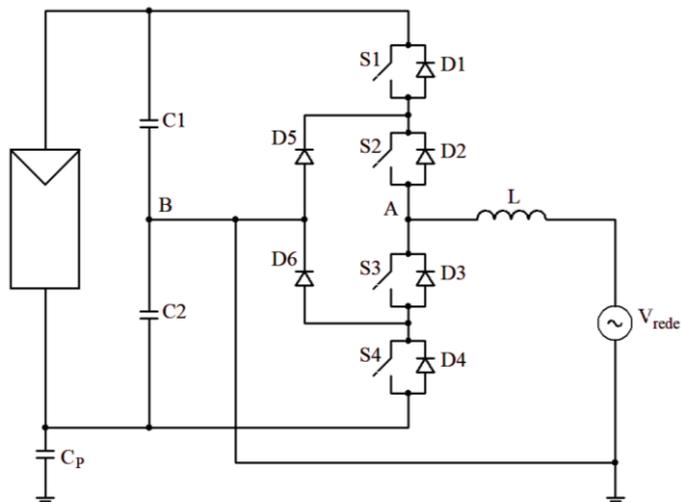
## 3.7 MEIA PONTE COM GRAMPEAMENTO AO PONTO NEUTRO

Esta topologia, conhecida pela sigla NPC (*Neutral Point Clamped*) (TEODORESCU, LISERRE, RODRÍGUEZ, 2011), mostrada na Figura 3.19, busca a tensão zero através do grampeamento da saída para o ponto médio aterrado, do barramento CC, usando dois diodos (D5 e D6), que atuam de forma dependente do sinal de corrente.

As principais características deste conversor são:

- As chaves S1 e S4 operam em alta frequência enquanto que S2 e S3 na frequência da rede;
- Dois estados de tensão zero são possíveis: durante a condução de S2 e D5 ou S3 e D6.

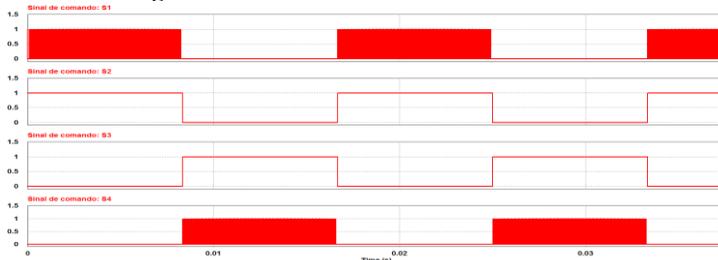
Figura 3.19 - Inversor NPC



Fonte: Adaptado de Teodorescu, Liserre, Rodríguez (2011).

Os sinais de comando das chaves são mostrados na Figura 3.20. Os sinais de comando de S1 e S4 são modulados por largura de pulso e em alta frequência, enquanto os sinais de comando de S2 e S3 se mantêm em condução durante todo um semiciclo da rede, sendo o sinal S2 para corrente positiva e o sinal S3 para corrente negativa.

Figura 3.20 - Sinais de comando das chaves

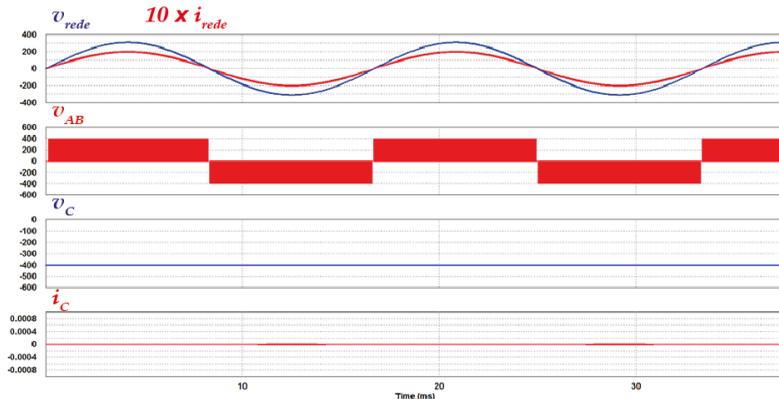


Fonte: Autoria própria, 2019.

São mostradas na Figura 3.21: a tensão da rede e a corrente injetada nesta, pelo inversor FV; a tensão de saída unipolar  $V_{AB}$ , modulada por largura de pulso; a tensão sobre o capacitor parasita do módulo FV, puramente contínua e com valor negativo igual a metade da

tensão total fornecida pelos módulos FVs, e a resultante corrente de fuga, de valor prático igual a zero.

Figura 3.21 – Tensões:  $v_{rede}$ ,  $v_{AB}$ ,  $v_C$ , e Correntes:  $i_{rede}$  e  $i_C$  de fuga



Fonte: Autoria própria, 2019.

### 3.7.1 Vantagens

- **Baixa perda no núcleo** - resultante de uma tensão unipolar sobre o filtro indutivo;
- **Alta eficiência** - de até 98%, decorrente da inexistência de circulação de potência reativa entre a indutância  $L$  e os capacitores  $C_1$  e  $C_2$ , de entrada, ligados ao módulo FV, durante a condição zero de tensão e da baixa frequência de chaveamento (frequência da rede) de S2 e S3.
- **Corrente de fuga e EMI muito baixa** - a tensão sobre o capacitor parasita do módulo é igual ao valor negativo, da metade da tensão total de entrada, fornecida pelos módulos FVs, sem componentes na frequência de chaveamento.

### 3.7.2 Desvantagens

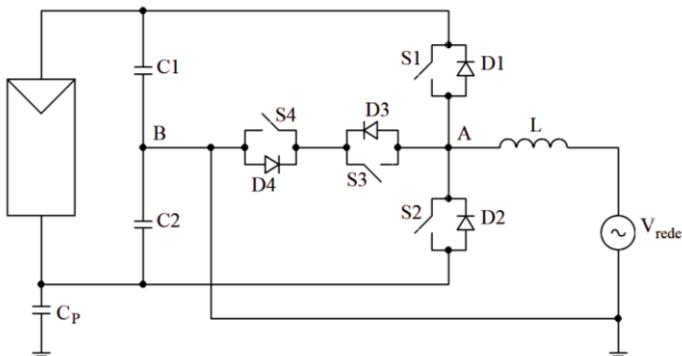
- **Dois transistores e dois diodos extras;**
- **Requer dupla tensão de entrada** - em comparação com a ponte completa.
- **Perdas de chaveamento desbalanceadas** - maior nos interruptores dos extremos (S1 e S4) e menor nas chaves do meio (S2 e S3);

- **Qualquer indutância inserida na conexão do neutro**, como por exemplo filtros de EMI, geram tensões de modo comum de alta frequência, resultando em corrente de fuga.

### 3.8 INVERSOR CONERGY NPC

O inversor NPC, patenteado pela Conergy (TEODORESCU, LISERRE, RODRÍGUEZ, 2011) usa as chaves S3 e S4 de forma dependente do sinal da corrente, grampeando a saída para o ponto médio do barramento CC, ligado ao terra do circuito, Figura 3.22, de modo a alcançar a tensão zero.

Figura 3.22 - Inversor Conergy NPC



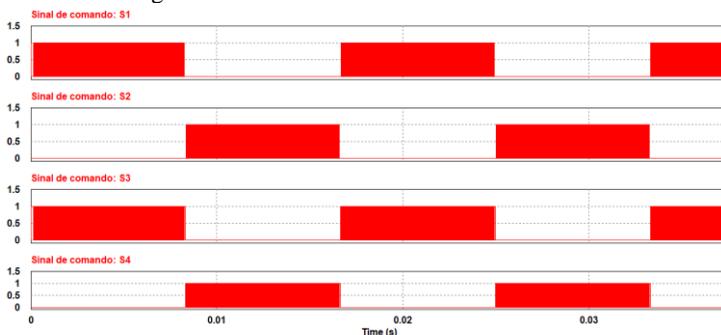
Fonte: Adaptado de Teodorescu, Liserre, Rodríguez, 2011.

As características principais deste conversor são:

- As quatro chaves (S1, S2, S3 e S4) operam em alta frequência;
- Possibilidade de dois estados de tensão zero: S3 conduzindo com D4 ou S4 com D3.

Os sinais de comando das chaves são mostrados na Figura 3.23. As chaves S1 e S3 operam complementarmente, modulando por largura de pulsos o semiciclo positivo da corrente injetada na rede, enquanto que S2 e S4, também de modo complementar, modulam por largura de pulsos o semiciclo negativo desta corrente.

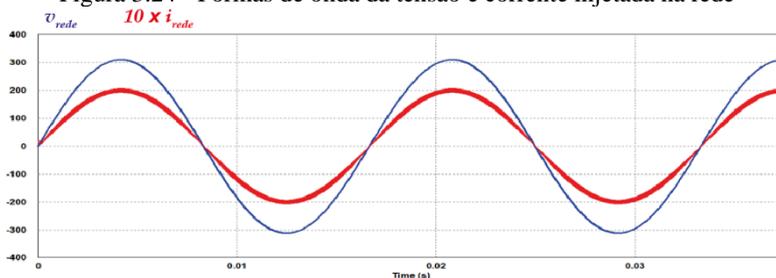
Figura 3.23 - Sinais de comando das chaves



Fonte: Autoria própria, 2019.

Na Figura 3.24 são mostradas as formas de onda da corrente injetada na rede, juntamente com a tensão da rede.

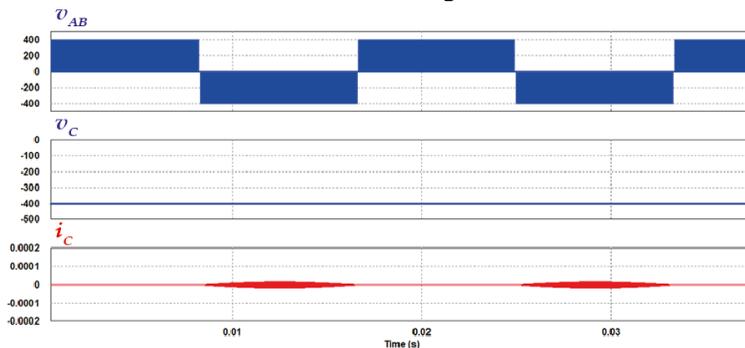
Figura 3.24 - Formas de onda da tensão e corrente injetada na rede



Fonte: Autoria própria, 2019.

A tensão  $v_{AB}$  de saída do inversor, mostrada na Figura 3.25, apresenta um comportamento unipolar. Também são mostradas nesta figura as formas de onda da tensão e corrente do capacitor parasita do módulo FV. A tensão neste capacitor resulta em um valor puramente contínuo, igual a metade da tensão total fornecida pelos módulos FVs, com sinal negativo, portanto, sem componentes de alta frequência. Conseqüentemente, a corrente de fuga é eliminada, apresentando resultados muito próximos do zero.

Figura 3.25 - Tensão  $v_{AB}$  do inversor, tensão sobre o capacitor parasita e corrente de fuga



Fonte: Autoria própria, 2019.

### 3.8.1 Vantagens

- **Baixa perda no núcleo** - resultante de uma tensão unipolar sobre o filtro indutivo;
- **Alta eficiência** - de até 98%, decorrente da inexistência de circulação de potência reativa entre a indutância  $L$  e os capacitores  $C_1$  e  $C_2$ , de entrada, ligados ao módulo FV, durante a condição zero de tensão e a uma reduzida queda de tensão, pois apenas uma chave conduz durante cada etapa de operação do inversor;
- **Corrente de fuga e EMI muito baixa** - a tensão sobre o capacitor parasita do módulo é igual ao valor negativo, da metade da tensão total de entrada, fornecida pelos módulos FVs, sem componentes na frequência de chaveamento.
- **Perdas de chaveamento balanceadas**, em contraste com o NPC clássico.

### 3.8.2 Desvantagens

- **Dobro de tensão sobre S1 e S2** - em comparação com os interruptores externos do NPC;
- **Requer dupla tensão de entrada** - em comparação com a ponte completa.

- **Qualquer indutância inserida na conexão do neutro** como por exemplo, filtros de EMI, geram tensões de modo comum de alta frequência, as quais levam a corrente de fuga.

### 3.9 CARACTERÍSTICAS DO ESTADO DA ARTE

Os inversores estudados cumprem com os seguintes principais objetivos, para os quais foram desenvolvidos:

#### 1. **Redução da corrente de fuga capacitiva** e EMI

As topologias foram concebidas de tal forma a reduzir as tensões de modo comum de alta frequência, geradas pelos inversores, causadoras das elevadas correntes de fuga pelo capacitor parasita dos módulos FVs e de interferências eletromagnéticas;

#### 2. **Aumento da eficiência**, por meio:

- **Da redução das perdas no núcleo** do indutor de saída. Para tanto, as suas topologias evitam as tensões bipolares, permitindo apenas três níveis de tensão, ou seja, tensões unipolares sobre estes;
- **Da eliminação de circulação de energia reativa** entre o capacitor paralelo aos módulos FVs e os indutores de saída, durante os períodos de roda livre (tensão zero na saída do circuito inversor).

No Tabela 3.1 apresenta-se o resumo das características do estado da arte, levantado no estudo bibliográfico realizado.

As topologias dos inversores foram desenvolvidas a partir das estruturas clássicas em ponte H e de meia ponte, acrescentando chaves e diodos a estas estruturas, em quantidades discriminadas no quadro.

Conforme as lógicas de comando, descritas neste capítulo, são estabelecidos quais semicondutores, e suas quantidades, estarão comutando durante um período da rede elétrica, suas frequências de comutação e quais correntes estarão sendo conduzidas por eles, para cada um dos inversores estudados. Estas informações estabelecem o comprometimento das estruturas com relação as perdas nos componentes semicondutores, além de definirem os parâmetros para dimensioná-los.

Tabela 3.1 Resumo do estado da arte

<i>Inversor</i>	<i>Semicondutores</i>									<i>Tensão de entrada</i>
	<i>Transistores (+diodos antiparalelo)</i>						<i>Diodos discretos</i>			
	<i>Quantidades</i>		<i>Comutando</i>		<i>Conduzindo</i>		<i>Quantidades</i>	<i>Conduzindo</i>		
	Originais	Extras	Alta freq.	Baixa freq.	Corrente principal	Roda livre	Total	Corrente principal	Roda livre	
<i>H5</i>	4 (ponte H)	1	2	1	3	1 +1diodo	0	0	0	simples
<i>HERIC</i>	4 (ponte H)	2	2	1	2	1 +1diodo	0	0	0	simples
<i>REFU</i>	4 (ponte H) + Conv. <i>Boost</i>	2	1	1	1	1	4	0	1	dupla
<i>H6 (FB-DCBP)</i>	4 (ponte H)	2	2	2	4	2 +2diodos	2	0	0	simples
<i>FB-ZVR</i>	4 (ponte H)	1	3	0	2	1	5	0	2	simples
<i>NPC</i>	2 (meia ponte)	2	1	1	2	1	2	0	1	dupla
<i>CONERGY NPC</i>	2 (meia ponte)	2	2	0	1	1	0	0	0	dupla

Fonte: Autoria própria, 2019.

A Tabela 3.1 também apresenta o tipo de tensão de entrada para cada um dos inversores, se simples ou dupla. Ou seja, considerando todos os inversores conectados a uma mesma rede elétrica, que necessitam do dobro de tensão na entrada para alcançar o nível da tensão de saída. Em sistemas inversores de um único estágio isto implica na necessidade do dobro de módulos FVs, em uma *string* da instalação.



### 3.10 CONCLUSÃO

Conforme foi possível constatar por meio da revisão bibliográfica, muitas pesquisas têm sido realizadas na área de inversores FVs, sem transformador, conectados à rede elétrica.

As topologias já consagradas, inclusive em produção e comercialização pelas indústrias, conforme descrito por Teodorescu, Liserre, Rodríguez (2011) foram sucintamente discutidas neste capítulo, elencando-se vantagens e desvantagens de cada uma delas. Todas as análises com foco na eliminação da corrente de fuga capacitiva, sem esquecer, no entanto, da eficiência do sistema.

Os comportamentos dos inversores HERIC e H5 são muito semelhantes, ambos realizam o desacoplamento entre os módulos FVs e a rede elétrica, durante o período de roda livre da corrente de saída. Para cada semiciclo da rede, distintamente, operam acionando duas chaves em alta frequência e uma chave na frequência da rede, sendo que H5 tem três chaves conduzindo simultaneamente, enquanto HERIC tem somente duas.

A grande desvantagem do inversor REFU, além das duas chaves extras, é a necessidade de alimentação dupla, com um conversor *Boost* para cada uma delas.

A topologia H6, ou o inversor de ponte completa com *by-pass CC* (FB-DCBP), acrescenta ao circuito, além de duas chaves, mais dois diodos. Outra desvantagem a ser considerada é o aumento das perdas em condução, devido as quatro chaves conduzindo simultaneamente.

A ponte H com retificador, ou FB-ZVR, derivada do inversor HERIC, emprega, além da quinta chave, uma ponte a diodos.

Já as estruturas NPC apresentam a desvantagem de necessitar de dupla tensão de entrada, em comparação com a ponte completa.

Todas as soluções encontradas por estas novas topologias acrescentam outros componentes às estruturas básicas, aumentando o número de elementos a serem controlados, com os inconvenientes advindos de: maiores perdas; maior complexidade e índice de falhas destes.

Considerando o exposto, torna-se oportuno propor uma nova topologia de inversor, com foco na eliminação da corrente de fuga capacitiva, provocada pela ausência do transformador de isolamento. Neste sentido, os capítulos seguintes apresentam de forma detalhada esta nova topologia proposta.



## 4 NOVO INVERSOR EM REGIME PERMANENTE

### 4.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é estudado o comportamento, em regime permanente, da nova proposta de inversor para eliminação da corrente de fuga capacitiva, em sistemas de geração fotovoltaica sem transformador. É analisado o princípio de funcionamento a partir de suas etapas de operação e formas de onda de tensões e correntes nos elementos componentes do circuito, empregando uma fonte contínua de alimentação e uma carga puramente resistiva.

Inicialmente, é estabelecido o comportamento do ganho da topologia com a razão cíclica, comprovando sua capacidade de operação como inversor. Além disso, é estabelecido o comportamento da razão cíclica durante o ciclo da rede elétrica, para geração de uma forma de onda senoidal na saída do inversor, com amplitude sempre menor que a tensão  $V_{in}$  de entrada.

Em seguida, são levantadas as expressões que descrevem: o comportamento das correntes no indutor e de entrada do circuito, com seus valores médios e eficazes; a ondulação de corrente no indutor, para seu dimensionamento; a ondulação de tensão no capacitor de saída do circuito, também com objetivo de dimensionamento deste componente.

A seguir são estabelecidos os esforços de corrente e tensão dos semicondutores de potência do circuito, definindo as equações de seus valores médios e eficazes. Para finalizar, são dimensionados o indutor e o capacitor de saída e simulado o comportamento do inversor em regime permanente, sob condições nominais de operação, comprovando as expressões levantadas a partir da confrontação dos resultados das simulações com os cálculos realizados.

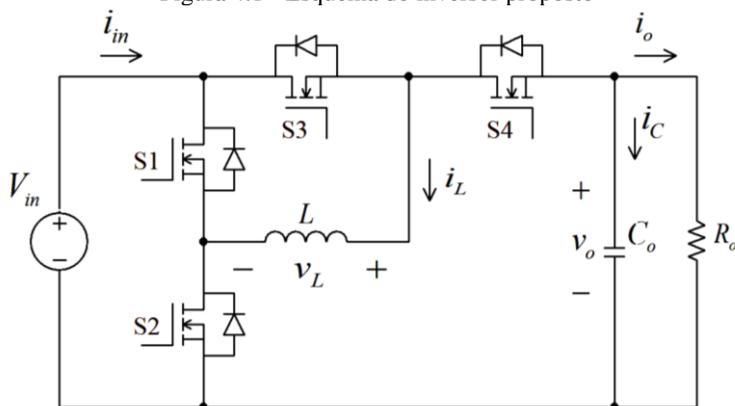
### 4.2 INVERSOR PROPOSTO

Na Figura 4.1 apresenta-se a nova topologia inversora. A fonte de tensão  $V_{in}$  de entrada, puramente contínua, representa os módulos fotovoltaicos e/ou conversor *CC-CC* de um sistema completo de geração de energia, os quais serão considerados no próximo capítulo.

As chaves são comandadas em alta frequência aos pares, S1 com S4 e S2 com S3, e de forma complementar, modulando a tensão gerada na saída através da largura dos pulsos. Os sentidos das correntes nas chaves serão considerados positivos, quando estas forem assumidas

pelos transistores e, negativos, quando assumidas pelos diodos em antiparalelo.

Figura 4.1 - Esquema do inversor proposto



Fonte: Autoria própria, 2019.

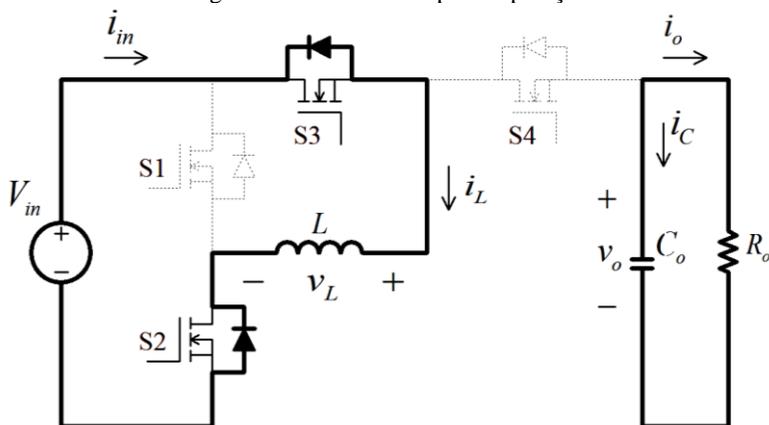
### 4.3 ETAPAS DE OPERAÇÃO

Para um valor positivo de tensão gerada (semiciclo positivo) são analisadas as etapas de operação em um período de comutação. Durante este período a tensão na carga é considerada constante (baixa frequência da tensão gerada), enquanto que a corrente no indutor é negativa, conforme descrito nas etapas de operação e ilustrado na Figura 4.7 (formas de onda de tensão e corrente no indutor).

#### 4.3.1 Primeira etapa ( $0 < t < DT$ )

Nesta etapa os diodos das chaves S2 e S3 estarão conduzindo a corrente negativa do indutor, transferindo parte de sua energia para a fonte, enquanto que o capacitor mantém a tensão na carga, conforme ilustrado na Figura 4.2.

Figura 4.2 - Primeira etapa de operação



Fonte: Autoria própria, 2019.

Durante este intervalo de tempo ( $0 < t < DT$ ) a tensão sobre o indutor  $v_L$  permanece constante e igual a tensão de entrada:

$$V_L = V_{in} \quad (4.1)$$

De maneira que a variação de corrente no indutor  $\Delta I_L$  fica definida como:

$$\Delta L_L = \frac{V_{in}}{L} \cdot DT \quad (4.2)$$

Ou,

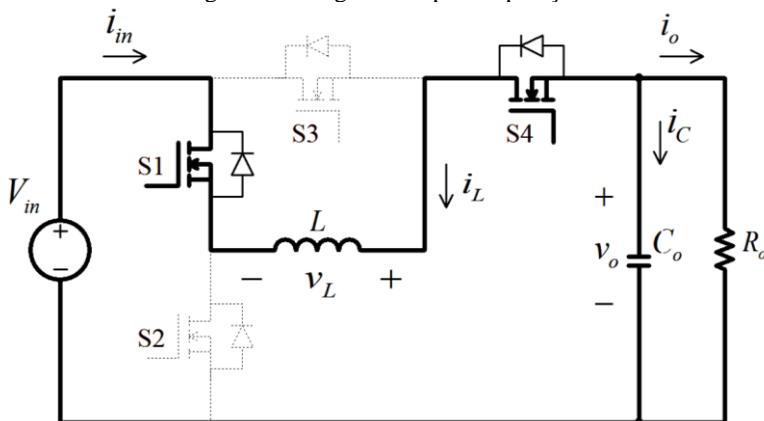
$$\Delta L_L = \frac{V_{in}}{f_s \cdot L} \cdot D \quad (4.3)$$

Onde:  $f_s$  é a frequência de comutação das chaves,  $T$  é o correspondente período ( $T = 1/f_s$ ) e  $D$  a razão cíclica, dada pela relação entre o tempo que as chaves  $S2$  e  $S3$  permanecem fechadas ( $t_f$ ) e o período de comutação ( $D = t_f/T$ ).

### 4.3.2 Segunda etapa (DT < t < T)

Conforme ilustrado na Figura 4.3, nesta etapa as chaves S1 e S4 são mantidas em condução, com os transistores assumindo a corrente do indutor, que permanece negativa. A fonte  $V_{in}$  fornece energia para o indutor, capacitor de saída e carga.

Figura 4.3 - Segunda etapa de operação



Fonte: Autoria própria, 2019.

Para este intervalo de tempo ( $DT < t < T$ ) desconsiderando-se a ondulação da tensão de saída ( $V_o$ ), a tensão sobre o indutor também permanece constante e igual a:

$$V_L = V_o - V_{in} \quad (4.4)$$

Resultando em um valor negativo de tensão sobre a indutância, durante esta etapa, tendo em vista que a tensão  $V_o$  será sempre menor que  $V_{in}$ .

Sendo assim, a variação de corrente será definida como:

$$\Delta I_L = \frac{V_o - V_{in}}{L} \cdot (1 - D)T \quad (4.5)$$

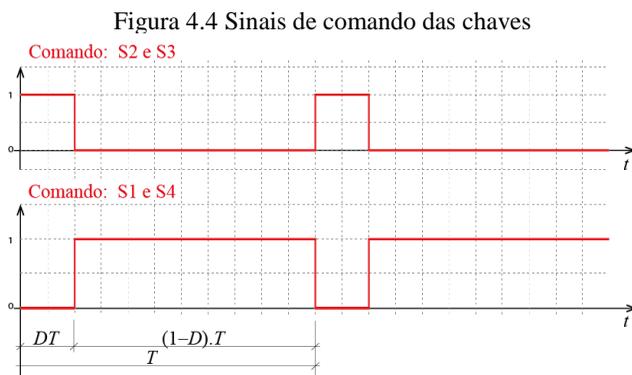
Ou,

$$\Delta I_L = \frac{V_o - V_{in}}{f_s \cdot L} \cdot (1 - D) \quad (4.6)$$

#### 4.4 FORMAS DE ONDA DE TENSÃO E CORRENTE

As formas de onda são apresentadas mantendo as mesmas condições adotadas no item 4.3, das etapas de operação, as quais consideram o semiciclo positivo da tensão gerada, ou seja, uma tensão de saída  $v_o$  positiva e uma corrente  $i_L$  negativa no indutor. Como os tempos das etapas de operação são relativamente pequenos, resultantes da alta frequência de comutação, normalmente adotada, os valores médios para estes períodos, de  $v_o$  e de  $i_L$ , são considerados constantes.

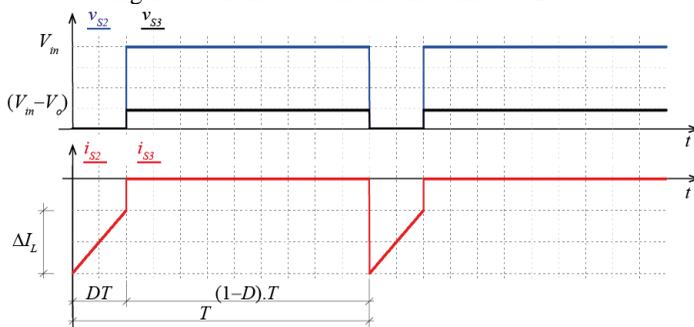
Na Figura 4.4 são mostrados os sinais de comando das chaves, necessários para a condição considerada.



No intervalo de tempo  $DT$  são acionadas as chaves S2 e S3, conforme mostra-se na Figura 4.4, quando conduzem os diodos em antiparalelo destas (corrente negativa do indutor), a derivada da corrente é positiva, conforme ilustra-se na Figura 4.5, definida pela relação entre a tensão  $V_{in}$  e valor da indutância de  $L$ .

Durante o intervalo de tempo  $(1-D).T$  as chaves S2 e S3 permanecem bloqueadas. A chave S2 fica submetida a tensão  $V_{in}$  de entrada, enquanto que S3 fica submetida a diferença entre  $V_{in}$  e  $V_o$ , ilustrado na parte superior da Figura 4.5.

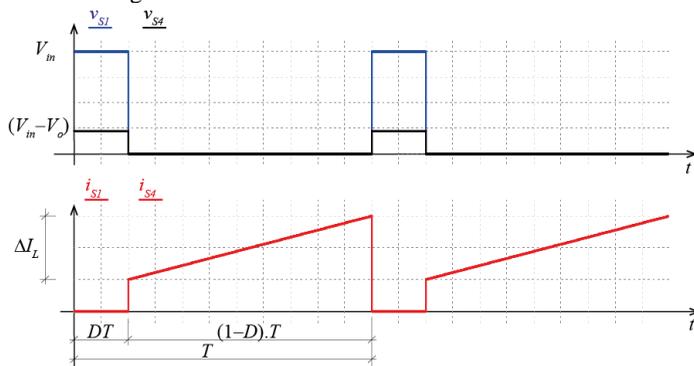
Figura 4.5 Tensão e corrente nas chaves S2 e S3



Fonte: Autoria própria, 2019.

Durante o intervalo de tempo  $(1-D).T$ , conforme mostra-se na Figura 4.4, os sinais de comando habilitam os transistores das chaves S1 e S4, os quais assumem a corrente, que cresce com uma derivada definida por  $V_{in}-V_o/L$ , Figura 4.6.

Figura 4.6 Tensão e corrente nas chaves S1 e S4



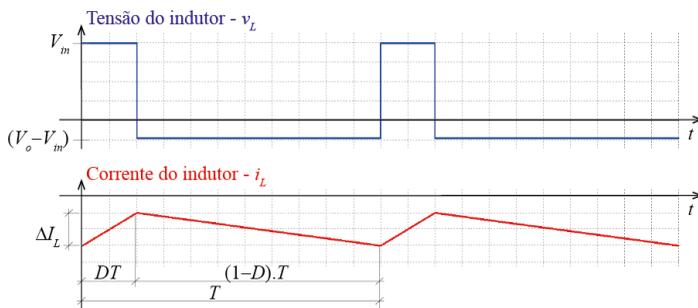
Fonte: Autoria própria, 2019.

Quando abertas, as chaves S1 e S4 ficam submetidas respectivamente as tensões  $V_{in}$  e  $(V_{in}-V_o)$ , mostrado na Figura 4.6.

As formas de onda da tensão e corrente no indutor durante os períodos de comutação são mostradas na Figura 4.7.

Durante a primeira etapa, com as chaves S2 e S3 conduzindo, a derivada de corrente é positiva, reduzindo o valor negativo da corrente no indutor, que devolve energia para a fonte de alimentação do circuito.

Figura 4.7 - Tensão e corrente no indutor

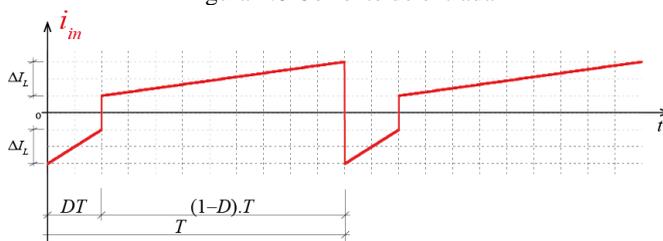


Fonte: Autoria própria, 2019.

Na segunda etapa, com as chaves S1 e S4 assumindo a corrente, o valor desta volta a crescer negativamente no indutor.

A corrente de entrada  $i_{in}$  do novo circuito inversor é mostrada na Figura 4.8. A forma dessa corrente resulta da soma das correntes  $i_{S1}$  e  $i_{S3}$ .

Figura 4.8 Corrente de entrada



Fonte: Autoria própria, 2019.

A diferença entre as áreas positiva e negativa da forma de onda da corrente de entrada, ou seja, o valor médio resultante, define se o inversor está absorvendo energia da fonte em sua entrada ou fornecendo energia para ela.

#### 4.5 GANHO ESTÁTICO DE TENSÃO - $G$

Quando o inversor opera em regime permanente a tensão média sobre o indutor, forma de onda mostrada na Figura 4.7, resulta com valor médio nulo. Portanto, considerando este princípio, tem-se que as

áreas estabelecidas pela tensão, acima e abaixo do eixo zero, são iguais em módulo, resultando na seguinte equação:

$$DV_{in} = (1 - D)(V_{in} - V_o) \quad (4.7)$$

$$DV_{in} = V_{in} - V_o - DV_{in} + DV_o \quad (4.8)$$

$$V_o - DV_o = V_{in} - 2DV_{in} \quad (4.9)$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1 - 2D}{1 - D} \quad (4.10)$$

$$\therefore \boxed{G = \frac{1 - 2D}{1 - D}} \quad (4.11)$$

Para operação como inversor, o circuito deverá gerar valores alternados e simétricos em relação a origem, exigências fundamentais das redes CA. O valor positivo máximo da tensão de saída  $V_o$ , capaz de ser gerado pela topologia, fica limitado ao valor da tensão  $V_{in}$  de entrada, o que corresponde a um ganho unitário. Portanto, para satisfazer as exigências das redes CA os ganhos máximos positivo e negativo são definidos como +1 e -1. Atribuindo estes valores a eles e considerando (4.11), tem-se:

$$\begin{cases} \frac{1 - 2D_x}{1 - D_x} = 1 & \text{(ganho máximo positivo)} \\ \frac{1 - 2D_y}{1 - D_y} = -1 & \text{(ganho máximo negativo)} \end{cases} \quad (4.12)$$

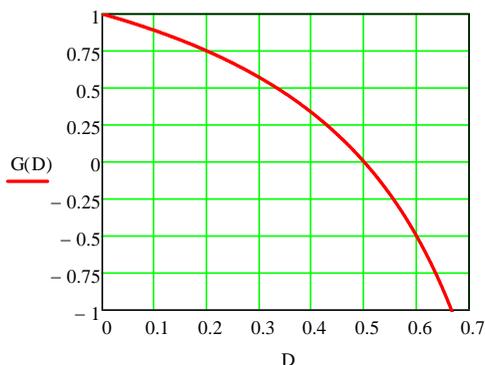
Resultando que:

$$\begin{cases} D_x = D_{\min} = 0 \\ D_y = D_{\max} = 2/3 \end{cases} \quad (4.13)$$

Portanto, a razão cíclica precisa variar de 0 a 2/3 para que a nova estrutura proposta opere como um inversor.

Na Figura 4.9 apresenta-se o gráfico do ganho em função da razão cíclica, dentro dos limites definidos em (4.13).

Figura 4.9 - Ganho em função da razão cíclica



Fonte: Autoria própria, 2019.

Esta característica não linear compromete a geração de uma tensão adequada, quando apenas se impõe ao circuito modulador a forma de onda desejada, sem uma compensação desta não linearidade.

#### 4.6 RAZÃO CÍCLICA PARA GERAÇÃO SENOIDAL

Como o inversor precisa de uma linearização de seu ganho, para uma correta aplicação em CA, inicialmente é visto o efeito desta não linearidade, sobre a forma de onda gerada e, a seguir, é estabelecida uma forma de compensação, por meio do sinal de modulação.

##### 4.6.1 Efeito da não linearidade sobre a geração

A tensão gerada precisa ser:

$$v_o(\omega t) = V_p \sin \omega t \quad (4.14)$$

Onde:  $V_p$  é a amplitude da tensão a ser gerada e  $\omega = 2\pi f$  a sua frequência angular, de modo que  $\omega t$  é o ângulo desta.

Sendo assim, o ganho também deve variar com o tempo, ou seja:

$$\frac{V_o}{V_{in}}(\omega t) = \alpha \sin \omega t \quad (4.15)$$

Onde  $\alpha$  é dado pela relação (4.16) e definido como o índice de modulação.

$$\alpha = \frac{V_P}{V_{in}} \quad (4.16)$$

De (4.11) e (4.15) pode-se afirmar que:

$$g(\omega t) = \frac{1 - 2d(\omega t)}{1 - d(\omega t)} = \alpha \sin \omega t \quad (4.17)$$

Fazendo-se a razão cíclica variar de forma senoidal em torno do valor 0,5 (valor correspondente ao ganho zero, conforme Figura 4.9), tem-se:

$$d(\omega t) = 0,5 + y \sin \omega t \quad (4.18)$$

E definindo-se a amplitude  $y$  como:

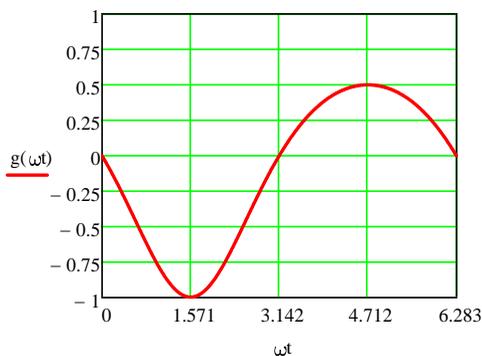
$$y = 2/3 - 0,5 = 1/6 \quad (4.19)$$

Onde,  $2/3$  é a máxima razão cíclica, de (4.17) resulta:

$$g(\omega t) = \frac{1 - 2(0,5 + 0,166 \cdot \sin \omega t)}{1 - (0,5 + 0,166 \cdot \sin \omega t)} \quad (4.20)$$

$$g(\omega t) = \frac{0,333 \times \sin \omega t}{0,166 \times \sin \omega t - 0,5} \quad (4.21)$$

Este ganho (4.21) é representado graficamente na Figura 4.10

Figura 4.10 Ganho em função de  $\omega t$ , sem linearização

Fonte: Autoria própria, 2019.

Como a tensão gerada é proporcional ao ganho:

$$v_o(\omega t) = g(\omega t) \times V_{in} \quad (4.22)$$

Resultará em uma tensão de saída com a forma mostrada na Figura 4.10, inadequada a aplicações em CA.

Este comportamento acarreta na necessidade de uma linearização do ganho, em função da razão cíclica, conforme é visto a seguir.

#### 4.6.2 Linearização

Considerando-se a necessidade de um ganho senoidal para a obtenção de uma tensão também senoidal, é isolado  $d(\omega t)$  em (4.17) e verificado como deve se comportar no tempo, para alcançar esta forma de variação do ganho.

$$g(\omega t) - g(\omega t) \cdot d(\omega t) = 1 - 2d(\omega t) \quad (4.23)$$

$$2d(\omega t) - g(\omega t) \cdot d(\omega t) = 1 - g(\omega t) \quad (4.24)$$

$$\therefore d(\omega t) = \frac{1 - g(\omega t)}{2 - g(\omega t)} \quad (4.25)$$

Substituindo o ganho (4.15), necessário para a geração em CA, em (4.25), resulta:

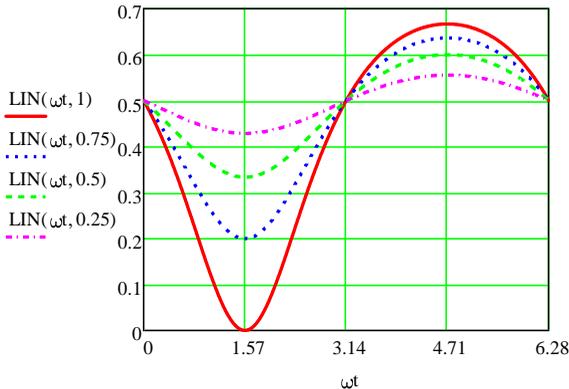
$$\therefore d(\omega t) = \frac{1 - \alpha \sin \omega t}{2 - \alpha \sin \omega t} \quad (4.26)$$

Denominando (4.26) de **função de linearização – LIN**, tem-se:

$$\therefore LIN(\omega t) = \frac{1 - \alpha \sin \omega t}{2 - \alpha \sin \omega t} \quad (4.27)$$

Para compensar a não linearidade verificada nesta topologia o sinal de modulação da planta inversora precisa respeitar (4.27), ou seja, o sinal de entrada do PWM deve ser tratado matematicamente, de modo que para uma geração senoidal a modulação resultante tenha a forma mostrada na Figura 4.11. Nesta figura é mostrado o comportamento da função de linearização *LIN* com o ângulo  $\omega t$ , tomando  $\alpha$  como parâmetro. Para traçar o gráfico foram escolhidos valores de  $\alpha$  iguais a (1), (0,75), (0,5) e (0,25).

Figura 4.11 - Linearização em função do ângulo  $\omega t$



Fonte: Autoria própria, 2019.

Conclui-se que o sinal modulador, do comando dos transistores do inversor, deve empregar a função de linearização (4.27) para compensar a não linearidade da topologia.

## 4.7 CORRENTE NO INDUTOR

A equação da corrente no indutor é obtida tanto para o período de comutação quanto para o período da tensão de saída.

A partir da equação da corrente  $I_L$ , são definidas também as equações que descrevem os comportamentos dos valores médios e eficazes desta corrente, em função do ângulo  $\omega t$  da tensão gerada.

### 4.7.1 Valores médios quase instantâneos da corrente no indutor

Considerando-se os sentidos das referências das correntes, mostrados na Figura 4.1, e as formas de onda de corrente no indutor durante o semiciclo positivo da tensão de saída, Figura 4.7, pode-se estabelecer a seguinte relação entre elas:

$$i_{s4} = i_c + i_o \quad (4.28)$$

Para um período de comutação a corrente de saída  $i_o$  pode ser considerada constante, enquanto que o valor médio de corrente no capacitor  $i_c$  é nulo. Portanto, em valor médio quase instantâneo, de (4.23) tem-se:

$$\bar{I}_{s4} = I_o \quad (4.29)$$

Das formas de onda da Figura 4.7, tira-se a relação:

$$\bar{I}_{s4} = \frac{(1-D)T_s}{T_s} (-\bar{I}_L) \quad (4.30)$$

$$\bar{I}_{s4} = (1-D)(-\bar{I}_L) \quad (4.31)$$

$$\bar{I}_{s4} = -(1-D)\bar{I}_L = I_o \quad (4.32)$$

$$\therefore \boxed{\bar{I}_L = \frac{I_o}{D-1}} \quad (4.33)$$

#### 4.7.2 Comportamento de $\overline{I_L}$ durante o período da tensão gerada

Considerando-se a baixa frequência da tensão gerada, o valor da corrente média quase instantânea no indutor, expressão anterior, passa a depender do ângulo  $\omega t$ , resultando na função:

$$\therefore \overline{I_L}(\omega t) = \frac{I_o(\omega t)}{d(\omega t) - 1} \quad (4.34)$$

Como:

$$I_o(\omega t) = I_p \cdot \sin \omega t \quad (4.35)$$

Pode-se escrever ainda que:

$$\overline{I_L}(\omega t) = \frac{I_p \cdot \sin \omega t}{d(\omega t) - 1} \quad (4.36)$$

Substituindo-se (4.26) em (4.36), tem-se:

$$\overline{I_L}(\omega t) = \frac{I_p \cdot \sin \omega t}{\frac{1 - \alpha \sin \omega t}{2 - \alpha \sin \omega t} - 1} = \frac{I_p \cdot \sin \omega t}{\frac{1 - \alpha \sin \omega t - 2 + \alpha \sin \omega t}{2 - \alpha \sin \omega t}} \quad (4.37)$$

$$\overline{I_L}(\omega t) = I_p \cdot \sin \omega t \cdot (\alpha \sin \omega t - 2) \quad (4.38)$$

Considerando-se (4.16), e que:

$$I_p = \frac{V_p}{R_o} \quad (4.39)$$

Resulta,

$$\therefore \overline{I_L}(\omega t) = \frac{V_{in}}{R_o} \cdot \alpha \cdot \sin \omega t \cdot (\alpha \sin \omega t - 2) \quad (4.40)$$

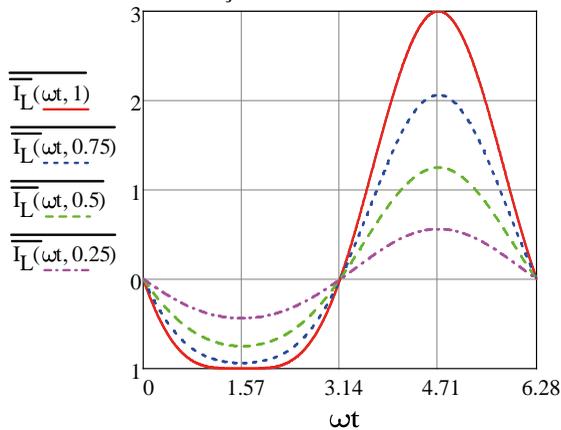
Parametrizando a expressão:

$$\frac{R_o}{V_{in}} \overline{I_L}(\omega t) = \alpha \cdot \sin \omega t \cdot (\alpha \sin \omega t - 2) \quad (4.41)$$

$$\therefore \overline{\overline{I_L}(\omega t, \alpha)} = \alpha \cdot \sin \omega t \cdot (\alpha \sin \omega t - 2) \quad (4.42)$$

O comportamento do valor médio quase instantâneo parametrizado da corrente no indutor em função do ângulo  $\omega t$ , durante um período da rede elétrica, para valores de  $\alpha$  iguais a (1), (0,75), (0,5) e (0,25) é mostrado na Figura 4.12.

Figura 4.12 – Valor parametrizado da corrente  $\overline{I_L}$  no indutor em função de  $\omega t$



Fonte: Autoria própria, 2019.

### 4.7.3 Valor médio da corrente no indutor

O valor médio de uma função é dado pela sua integral sobre o período, que neste caso corresponde ao período da tensão gerada na saída. Portanto, tem-se:

$$I_{L_{med}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \overline{I_L}(\omega t) d(\omega t) \quad (4.43)$$

$$I_{L_{med}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{V_{in}}{R_o} \cdot \alpha \cdot \sin \omega t \cdot (\alpha \sin \omega t - 2) \cdot d(\omega t) \quad (4.44)$$

$$I_{L_{med}} = \frac{V_{in}}{2\pi R_o} \int_0^{2\pi} \alpha \cdot \sin \omega t \cdot (\alpha \sin \omega t - 2) \cdot d(\omega t) \quad (4.45)$$

$$I_{L_{med}} = \frac{V_{in}}{2\pi R_o} \cdot \left[ \left( \frac{\omega t}{2} - \frac{\sin 2\omega t}{4} \right) \alpha^2 + 2 \cos \omega t \right]_0^{2\pi} \quad (4.46)$$

$$I_{L_{med}} = \frac{V_{in}}{2\pi R_o} \left\{ \left[ \left( \frac{2\pi}{2} - \frac{\sin(2 \cdot 2\pi)}{4} \right) \alpha^2 + 2 \cos 2\pi \right] - \left[ \left( \frac{0}{2} - \frac{\sin(2 \cdot 0)}{4} \right) \alpha^2 + 2 \cos 0 \right] \right\} \quad (4.47)$$

$$I_{L_{med}} = \frac{V_{in}}{2\pi R_o} \{ [(\pi - 0)\alpha^2 + 2] - [(0 - 0)\alpha^2 + 2 \cdot 1] \} \quad (4.48)$$

$$I_{L_{med}} = \frac{V_{in}}{2\pi R_o} \cdot \pi \cdot \alpha^2 \quad (4.49)$$

$$\therefore I_{L_{med}} = \frac{V_{in}}{2R_o} \cdot \alpha^2 \quad (4.50)$$

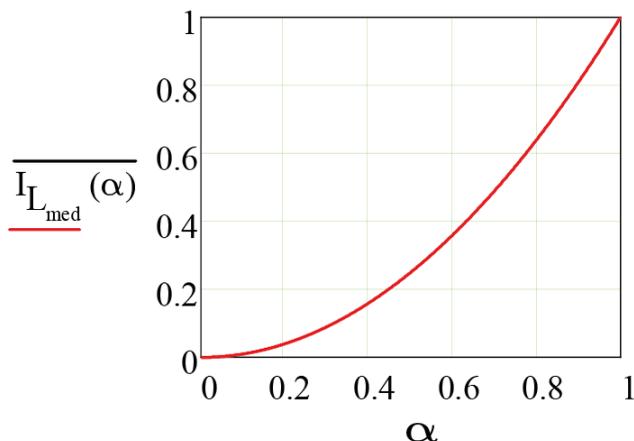
Parametrizando-se,

$$\frac{2R_o}{V_{in}} \cdot I_{L_{med}}(\alpha) = \alpha^2 \quad (4.51)$$

$$\overline{I_{L_{med}}(\alpha)} = \alpha^2 \quad (4.52)$$

A Figura 4.13 mostra graficamente o comportamento exponencial da corrente média no indutor em função da relação ( $\alpha$ ) entre a tensão de pico de saída ( $V_p$ ) e a tensão CC de entrada ( $V_{in}$ ).

Figura 4.13 - Valor médio parametrizado de  $i_L$ , em função de  $\alpha$



Fonte: Autoria própria, 2019.

#### 4.7.4 Valor eficaz da corrente no indutor

Aplicando-se a expressão do valor eficaz de uma função a expressão da corrente no indutor, tem-se:

$$I_{L_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [I_L(\omega t)]^2 \cdot d\omega t} \quad (4.53)$$

$$I_{L_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left[ \frac{V_{in}}{R_o} \cdot \alpha \cdot \sin \omega t \cdot (\alpha \sin \omega t - 2) \right]^2 \cdot d\omega t} \quad (4.54)$$

$$I_{L_{ef}} = \sqrt{\frac{V_{in}^2}{2\pi R_o^2} \int_0^{2\pi} [\alpha \cdot \sin \omega t \cdot (\alpha \sin \omega t - 2)]^2 \cdot d\omega t} \quad (4.55)$$

Sendo,

$$\begin{aligned} & [\alpha \cdot \sin \omega t \cdot (\alpha \sin \omega t - 2)]^2 = \\ & = \alpha^4 (\sin \omega t)^4 - 4\alpha^3 (\sin \omega t)^3 + 4\alpha^2 (\sin \omega t)^2 \end{aligned} \quad (4.56)$$

$$I_{L_{ef}} = \sqrt{\frac{V_{in}^2 \alpha^2}{2\pi R_o^2} \times \int_0^{2\pi} \left[ \alpha^2 (\sin \omega t)^4 - 4\alpha (\sin \omega t)^3 + 4(\sin \omega t)^2 \right] \cdot d\omega t} \quad (4.57)$$

$$I_{L_{ef}} = \sqrt{\frac{V_{in}^2 \alpha^2}{2\pi R_o^2} \times \left[ \left( 2\omega t - \sin 2\omega t \right) + \alpha \left( 3 \cos \omega t - \frac{\cos 3\omega t}{3} \right) - \alpha^2 \left( \frac{\cos \omega t (\sin \omega t)^3}{4} - \frac{3\omega t}{8} + \frac{3 \sin 2\omega t}{16} \right) \right]_0^{2\pi}} \quad (4.58)$$

$$I_{L_{ef}} = \sqrt{\frac{V_{in}^2 \alpha^2}{2\pi R_o^2} \left[ 4\pi + \alpha \left( 3 - \frac{1}{3} \right) + \frac{6\pi}{8} \alpha^2 - \alpha \left( 3 - \frac{1}{3} \right) \right]} \quad (4.59)$$

$$I_{L_{ef}} = \sqrt{\frac{V_{in}^2 \alpha^2}{2\pi R_o^2} \left[ 4\pi + \frac{6\pi}{8} \alpha^2 \right]} \quad (4.60)$$

$$I_{L_{ef}} = \sqrt{\frac{V_{in}^2 \alpha^2}{4R_o^2} \left[ 8 + \frac{3}{2} \alpha^2 \right]} \quad (4.61)$$

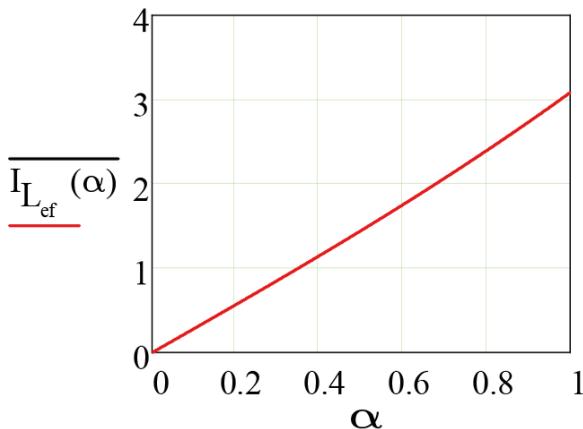
$$\therefore I_{L_{ef}} = \frac{V_{in}}{2R_o} \alpha \sqrt{8 + \frac{3}{2} \alpha^2} \quad (4.62)$$

Parametrizando-se,

$$\frac{2R_o}{V_{in}} I_{L_{ef}} (\alpha) = \alpha \sqrt{8 + \frac{3}{2} \alpha^2} \quad (4.63)$$

$$\overline{I_{L_{ef}}} (\alpha) = \alpha \sqrt{8 + \frac{3}{2} \alpha^2} \quad (4.64)$$

Figura 4.14 - Valor eficaz parametrizado de  $i_L$ , em função de  $\alpha$



Fonte: Autoria própria, 2019.

#### 4.7.5 Ondulação da corrente no indutor

A ondulação da corrente no indutor (4.2), para períodos de comutação, tem seu valor alterado com a razão cíclica, que varia em função de  $\omega t$ , durante o período da rede elétrica. Considerando também que ( $T = 1/f_s$ ), pode-se reescreve-la como:

$$\Delta I_L(\omega t) = \frac{V_{in}}{f_s \cdot L} \cdot d(\omega t) \quad (4.65)$$

Ou ainda,

$$\Delta I_L(\omega t) = \frac{V_{in}}{f_s \cdot L} \cdot \frac{1 - \alpha \sin \omega t}{2 - \alpha \sin \omega t} \quad (4.66)$$

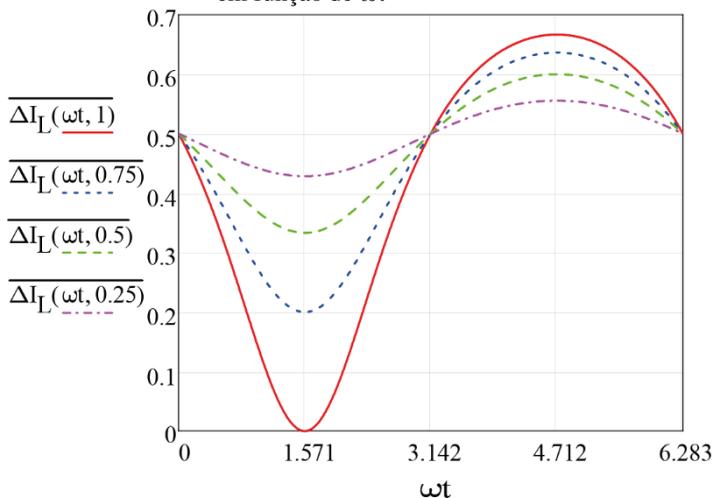
A equação parametrizada será:

$$\frac{f_s L}{V_{in}} \cdot \Delta I_L(\omega t) = \frac{1 - \alpha \sin \omega t}{2 - \alpha \sin \omega t} \quad (4.67)$$

$$\therefore \boxed{\overline{\Delta I_L(\omega t, \alpha)} = \frac{1 - \alpha \sin \omega t}{2 - \alpha \sin \omega t}} \quad (4.68)$$

Ou seja, a própria expressão da razão cíclica, cujo comportamento é mostrado graficamente pela Figura 4.15, tomando-se valores de  $\alpha$  iguais a (1), (0,75), (0,5) e (0,25) como parâmetros.

Figura 4.15 – Valores parametrizados da ondulação da corrente  $\Delta I_L$ , em função de  $\omega t$



Fonte: Autoria própria, 2019.

#### 4.7.5.1 Ondulação máxima da corrente no indutor

A ondulação máxima de corrente ocorre para  $\omega t = 3\pi/2$ , conforme verifica-se na Figura 4.15. Aplicando-se este valor em (4.66), tem-se:

$$\Delta I_{L_{\max}} = \frac{V_{in}}{f_s \cdot L} \cdot \frac{1 - \alpha \sin(3\pi/2)}{2 - \alpha \sin(3\pi/2)} \quad (4.69)$$

$$\therefore \Delta I_{L_{\max}} = \frac{V_{in}}{L \cdot f_s} \cdot \frac{1 + \alpha}{2 + \alpha} \quad (4.70)$$

#### 4.7.6 Indutância - L

A indutância é definida a partir de (4.70), isolando  $L$  nesta expressão.

$$\therefore \boxed{L = \frac{V_{in}}{\Delta I_{L_{max}} \cdot f_S} \cdot \frac{1 + \alpha}{2 + \alpha}} \quad (4.71)$$

#### 4.8 CORRENTE DE ENTRADA DO INVERSOR

As expressões para a corrente de entrada são levantadas tanto para o período de comutação quanto para o período da tensão de saída.

A partir da expressão levantada para os valores médios quase instantâneos, da corrente de entrada, são desenvolvidas as expressões para cálculo dos valores médios e eficazes desta corrente, em função do ângulo  $\omega t$  da tensão gerada.

##### 4.8.1 Valores médios quase instantâneos da corrente de entrada

Do nó inferior do circuito da Figura 4.1, onde estão ligados os elementos: fonte  $V_{in}$ ; chave S2; capacitor  $C_o$  e resistência de carga  $R_o$ , considerando-se os sentidos de referência mostrados, tem-se que:

$$\overline{I_{in}} = \overline{I_o} + \overline{I_C} + \overline{I_{S2}} \quad (4.72)$$

Como a corrente média no capacitor para regime permanente é nula,  $\overline{I_C} = 0$  A, logo:

$$\overline{I_{in}} = \overline{I_o} + \overline{I_{S2}} \quad (4.73)$$

Da Figura 4.5 verifica-se que S2 assume a corrente do indutor durante  $DT$ , ou seja:

$$\overline{I_{S2}} = \frac{\overline{I_L} \times DT}{T} \quad (4.74)$$

$$\overline{I_{S2}} = D \cdot \overline{I_L} \quad (4.75)$$

Substituindo (4.75) em (4.73) resulta:

$$\therefore \boxed{\overline{I_{in}} = \overline{I_o} + D \cdot \overline{I_L}} \quad (4.76)$$

A partir de (4.76), pode-se dizer também que:

$$\therefore \boxed{\overline{I_L} = \frac{\overline{I_{in}} - \overline{I_o}}{D}} \quad (4.77)$$

#### 4.8.2 Comportamento de $\overline{I_{in}}$ durante o período da tensão gerada

O comportamento da corrente de entrada para um período da tensão de saída depende do ângulo  $\omega t$ , de modo que:

$$\overline{I_L}(\omega t) = \frac{\overline{I_{in}}(\omega t) - I_o(\omega t)}{d(\omega t)} \quad (4.78)$$

Como foi visto, a corrente de saída é definida por (4.35), de modo que:

$$\overline{I_L}(\omega t) = \frac{\overline{I_{in}}(\omega t) - I_p \cdot \sin \omega t}{d(\omega t)} \quad (4.79)$$

Isolando-se  $\overline{I_{in}}(\omega t)$  em (4.79) e substituindo-se nesta as equações da razão cíclica (4.26) e corrente no indutor, obtém-se a equação da corrente média quase instantânea, de entrada:

$$\overline{I_{in}}(\omega t) = I_p \cdot \sin \omega t + d(\omega t) \cdot \overline{I_L}(\omega t) \quad (4.80)$$

$$\overline{I_{in}}(\omega t) = I_p \cdot \sin \omega t + d(\omega t) \frac{I_p \cdot \sin \omega t}{d(\omega t) - 1} \quad (4.81)$$

$$\overline{I_{in}}(\omega t) = I_p \cdot \sin \omega t \cdot \left[ 1 + \frac{d(\omega t)}{d(\omega t) - 1} \right] \quad (4.82)$$

$$\overline{I_{in}}(\omega t) = I_p \cdot \sin \omega t \cdot \frac{2d(\omega t) - 1}{d(\omega t) - 1} \quad (4.83)$$

Sendo:

$$\frac{2d(\omega t) - 1}{d(\omega t) - 1} = \frac{2 \cdot \frac{1 - \alpha \sin \omega t}{2 - \alpha \sin \omega t} - 1}{\frac{1 - \alpha \sin \omega t}{2 - \alpha \sin \omega t} - 1} = \quad (4.84)$$

$$= \frac{2 - 2\alpha \sin \omega t - 2 + \alpha \sin \omega t}{1 - \alpha \sin \omega t - 2 + \alpha \sin \omega t}$$

$$\therefore \frac{2d(\omega t) - 1}{d(\omega t) - 1} = \alpha \sin \omega t \quad (4.85)$$

Logo,

$$\overline{I_{in}}(\omega t) = I_p \cdot \alpha \cdot \sin^2 \omega t \quad (4.86)$$

Das equações (4.39) e (4.16), pode-se estabelecer que:

$$\overline{I_{in}}(\omega t) = \frac{V_{in} \cdot \alpha}{R_o} \cdot \alpha \cdot \sin^2 \omega t \quad (4.87)$$

$$\therefore \boxed{\overline{I_{in}}(\omega t) = \frac{V_{in}}{R_o} \cdot [\alpha \cdot \sin \omega t]^2} \quad (4.88)$$

Parametrizando-se a expressão:

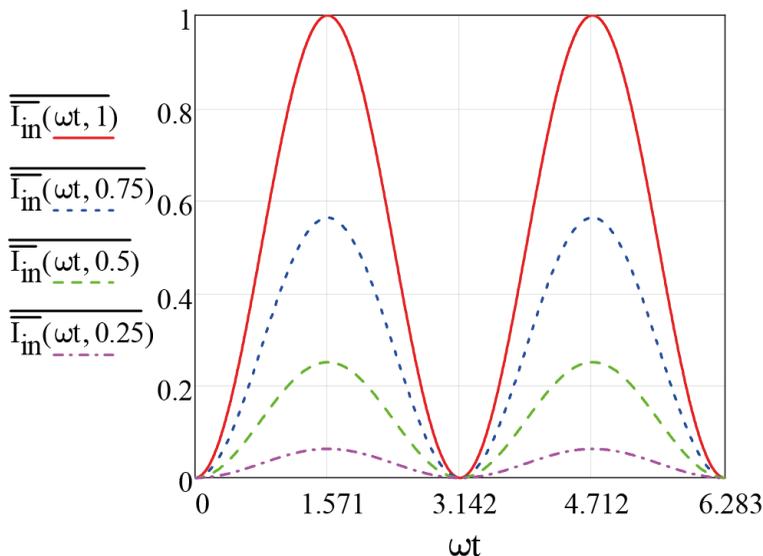
$$\frac{R_o}{V_{in}} \overline{I_{in}}(\omega t) = [\alpha \cdot \sin \omega t]^2 \quad (4.89)$$

$$\overline{I_{in}}(\omega t, \alpha) = [\alpha \cdot \sin \omega t]^2 \quad (4.90)$$

O comportamento do valor médio quase instantâneo da corrente de entrada para um ciclo da tensão de saída é apresentado na Figura 4.16. Este resultado mostra que a corrente de entrada possui o dobro da

freqüência da tensão de saída e seu valor máximo ocorre para ângulo  $\omega t$  igual a  $\pi/2$ .

Figura 4.16 – Valor médio quase instantâneo, parametrizado,  $\overline{I_{in}}$ , em função de  $\omega t$



Fonte: Autoria própria, 2019.

### 4.8.3 Valor médio da corrente de entrada

O valor médio da corrente de entrada é calculado pela sua integral definida, para  $\pi$  rad da forma de onda, Figura 4.16, dividida por este período, que neste caso é a metade do período da tensão gerada. Portanto, resulta:

$$I_{in_{med}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \overline{I_{in}}(\omega t) \cdot d\omega t \quad (4.91)$$

$$I_{in_{med}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{V_{in}}{R_o} \cdot (\alpha \cdot \sin \omega t)^2 \cdot d\omega t \quad (4.92)$$

$$I_{in_{med}} = \frac{V_{in}}{\pi R_o} \alpha^2 \int_0^{\pi} (\sin \omega t)^2 \cdot d\omega t \quad (4.93)$$

$$I_{in_{med}} = \frac{V_{in}}{\pi R_o} \alpha^2 \left[ \frac{\omega t}{2} - \frac{\sin 2\omega t}{4} \right]_0^\pi \quad (4.94)$$

$$I_{in_{med}} = \frac{V_{in}}{\pi R_o} \cdot \alpha^2 \cdot \frac{\pi}{2} \quad (4.95)$$

$$\therefore I_{in_{med}} = \frac{V_{in}}{2R_o} \alpha^2 \quad (4.96)$$

#### 4.8.4 Valor eficaz da corrente de entrada

Aplicando-se a expressão do valor eficaz de uma função à expressão da corrente de entrada, lembrando que seu período é a metade do período da tensão gerada, obtém-se:

$$I_{in_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi [I_{in}(\omega t)]^2 d\omega t} \quad (4.97)$$

$$I_{in_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi \left[ \frac{V_{in}}{R_o} \cdot (\alpha \cdot \sin \omega t)^2 \right]^2 d\omega t} \quad (4.98)$$

$$I_{in_{ef}} = \sqrt{\frac{V_{in}^2}{\pi R_o^2} \alpha^4 \int_0^\pi (\sin \omega t)^4 d\omega t} \quad (4.99)$$

$$I_{in_{ef}} = \frac{V_{in}}{R_o} \alpha^2 \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[ \frac{3\omega t}{8} - \frac{\cos \omega t (\sin \omega t)^3}{4} - \frac{3\sin 2\omega t}{16} \right]_0^\pi} \quad (4.100)$$

$$I_{in_{ef}} = \frac{V_{in}}{R_o} \alpha^2 \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[ \frac{3\pi}{8} - \frac{\cos \pi (\sin \pi)^3}{4} - \frac{3\sin 2\pi}{16} \right]} \quad (4.101)$$

$$I_{in_{ef}} = \frac{V_{in}}{R_o} \alpha^2 \sqrt{\frac{1}{\pi} \frac{3\pi}{8}} \quad (4.102)$$

$$\therefore I_{in_{ef}} = \frac{\sqrt{6} \cdot V_{in} \cdot \alpha^2}{4R_o} \quad (4.103)$$

#### 4.9 ONDULAÇÃO DE TENSÃO NO CAPACITOR

Considerando-se a primeira etapa de operação ( $0 < t < DT$ ) durante um período de comutação, a variação de tensão no capacitor de saída pode ser estabelecida pela igualdade entre sua corrente ( $I_C$ ) e a corrente de saída ( $-I_o$ ), conforme a equação,

$$C \frac{\Delta V_C}{DT} = -I_o \quad (4.104)$$

Isolando-se  $\Delta V_C$ ,

$$\Delta V_C = -I_o \frac{DT}{C} \quad (4.105)$$

Ou ainda,

$$\Delta V_C = \frac{-I_o D}{C \cdot f_s} \quad (4.106)$$

##### 4.9.1 Comportamento de $\Delta V_C$ em função do ângulo $\omega t$

Para um período da tensão gerada,  $\Delta V_C$  irá comportar-se em função do ângulo  $\omega t$ , como:

$$\Delta V_C(\omega t) = \frac{-I_p \cdot \sin \omega t}{C \cdot f_s} \cdot \frac{1 - \alpha \sin \omega t}{2 - \alpha \sin \omega t} \quad (4.107)$$

Como em (4.87), tem-se:

$$I_p = \frac{V_{in}}{R_o} \alpha \quad (4.108)$$

$$\therefore \overline{\Delta V_C(\omega t)} = \frac{V_{in}}{R_o C \cdot f_s} \cdot \frac{1 - \alpha \sin \omega t}{2 - \alpha \sin \omega t} (-\alpha \sin \omega t) \quad (4.109)$$

#### 4.9.2 Máxima ondulação de tensão no capacitor

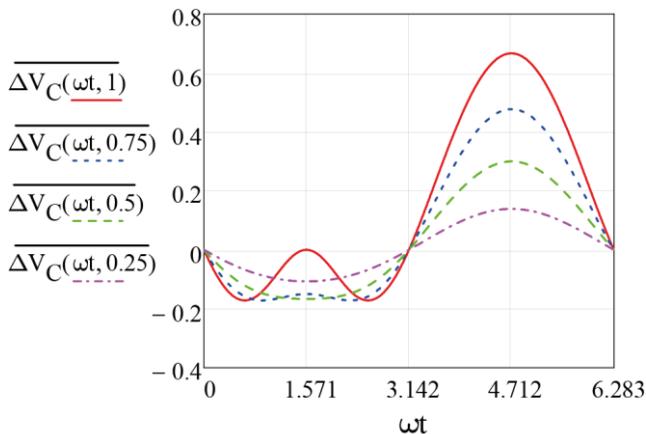
Normalizando-se (4.109), obtém-se:

$$\overline{\Delta V_C(\omega t)} = \frac{R_o C \cdot f_s}{V_{in}} \Delta V_C(\omega t) = \frac{1 - \alpha \sin \omega t}{2 - \alpha \sin \omega t} (-\alpha \sin \omega t) \quad (4.110)$$

Tomando-se  $\alpha$  como parâmetro, pode-se analisar o comportamento da ondulação com o ângulo  $\omega t$ , traçando curvas para diferentes  $\alpha$ . A Figura 4.17 apresenta os resultados para valores de  $\alpha$  iguais a (0,25), (0,5), (0,75) e (1).

$$\overline{\Delta V_C(\omega t, \alpha)} = \frac{1 - \alpha \sin \omega t}{2 - \alpha \sin \omega t} (-\alpha \sin \omega t) \quad (4.111)$$

Figura 4.17 – Valores parametrizados da ondulação de tensão  $\Delta V_C$  em função de  $\omega t$



Fonte: Autoria própria, 2019.

O gráfico da Figura 4.17 mostra que a ondulação máxima de tensão no capacitor ocorre para  $\omega t = 3\pi/2$ , de modo que a expressão para cálculo desse valor resulta:

$$\Delta V_{C_{\max}} = \frac{V_{in}}{R_o C \cdot f_S} \cdot \frac{1 - \alpha \sin(3\pi/2)}{2 - \alpha \sin(3\pi/2)} \left[ -\alpha \sin(3\pi/2) \right] \quad (4.112)$$

$$\therefore \Delta V_{C_{\max}} = \frac{V_{in}}{R_o C \cdot f_S} \cdot \alpha \cdot \frac{1 + \alpha}{2 + \alpha} \quad (4.113)$$

#### 4.10 CAPACITÂNCIA

Isolando-se  $C$  em (4.113), é possível calcular a capacitância do capacitor a partir da máxima ondulação de tensão, obtendo-se:

$$\therefore C = \frac{V_{in}}{\Delta V_{C_{\max}} \cdot R_o \cdot f_S} \cdot \alpha \cdot \frac{1 + \alpha}{2 + \alpha} \quad (4.114)$$

#### 4.11 ESFORÇOS DE TENSÃO NOS SEMICONDUTORES

Os esforços de tensão sobre as chaves precisam ser bem definidos para um correto dimensionamento destes componentes. Neste sentido, são estabelecidos os valores máximos de tensão sobre eles, a partir das etapas de operação e de suas formas de onda características.

##### 4.11.1 Valores máximos de tensão em S1 e S2

As chaves S1 e S2 são acionadas de maneira complementar, conforme ilustram os sinais de comando mostrados na Figura 4.4. Durante a primeira etapa, na qual S2 conduz, S1 fica submetida a tensão  $V_{in}$  de entrada, conforme comprovam a primeira etapa de operação, Figura 4.2, e a forma de onda sobre essa, Figura 4.6.

Na segunda etapa S1 conduz, impondo a tensão  $V_{in}$  de entrada sobre S2, conforme comprova-se na Figura 4.3 e também com a forma de onda da tensão sobre ela, Figura 4.5. Como as tensões máximas sobre estas chaves são iguais, são denominadas de  $V_{S1,2_{\max}}$ .

Portanto, tem-se que:

$$\therefore \boxed{V_{S1,2\_max} = V_{in}} \quad (4.115)$$

Ou seja, as chaves S1 e S2 deverão suportar, no pior caso, o máximo valor da tensão de entrada do inversor.

#### 4.11.2 Valores máximos de tensão em S3 e S4

Conforme verifica-se nos itens 4.3 e 4.4 as tensões sobre S3 e S4 são estabelecidas pela diferença entre as tensões de entrada  $V_{in}$  e de saída  $v_o$ . Ocorre em S3 durante a segunda etapa, conforme mostrado na Figura 4.3 e Figura 4.5, enquanto que em S4 ocorre na primeira etapa, ilustrado na Figura 4.2 e na Figura 4.6.

A tensão gerada na saída do inversor comporta-se de forma sinusoidal, ou seja:

$$v_o = V_p \cdot \sin(\omega t) \quad (4.116)$$

Onde  $V_p$  é a amplitude da tensão gerada pelo inversor, de modo que no pico negativo de  $v_o$ , em  $\omega t = 3\pi/2$  ocorre a máxima diferença entre as tensões de entrada e saída. Para um cálculo mais preciso, deve-se levar em conta também a ondulação da tensão, que para o ângulo considerado é máxima. Sendo assim, como a ondulação da tensão ocorre em relação ao valor médio quase instantâneo de  $v_o$ , que neste caso é  $V_p$ , tem-se que:

$$V_{S3\_max} = V_{S4\_max} = V_{in} + V_p + \frac{\Delta V_C}{2} \quad (4.117)$$

Denominando-se os valores máximos das tensões sobre S3 e S4 de  $V_{S3,4\_max}$ , substituindo-se (4.113) em (4.117) e desenvolvendo a expressão, resulta:

$$V_{S3,4\_max} = \left[ 1 + \frac{1}{2R_o C \cdot f_s} \cdot \frac{\alpha}{2 + \alpha} \right] \cdot (1 + \alpha) \cdot V_{in} \quad (4.118)$$

Portanto, conforme (4.116) e (4.117) o esforço de tensão em S3 e S4 é maior que em S1 e S2.

#### 4.12 ESFORÇOS DE CORRENTE NOS SEMICONDUTORES

Visando-se o dimensionamento dos semicondutores do inversor, os esforços de corrente nestes precisam ser estabelecidos a partir de equações que permitam calcular de forma prática e confiável os valores médios e eficazes de suas correntes, os quais estabelecem as perdas nestes componentes.

Como mostrado na Figura 4.5 e Figura 4.6, as chaves de um mesmo par são percorridas pela mesma corrente, ou seja,  $i_{S1} = i_{S4}$  e  $i_{S2} = i_{S3}$ .

Cada chave é constituída por um transistor e um diodo em antiparalelo, de modo que as expressões são levantadas considerando qual destes componentes intrínsecos se encontra em condução. Esta condição depende de qual etapa de operação e em qual semiciclo da rede elétrica se encontra o inversor.

##### 4.12.1 Valores médios e eficazes das correntes em S1 e S4

A cada período de comutação, S1 e S4 conduzem durante a segunda etapa de operação ( $DT < t < T$ ), resultando nas seguintes expressões para valores médios e eficazes das correntes, tanto para os transistores quanto para os diodos em antiparalelo:

**- Valor médio:**

$$I_{SD1,4_{med}} = \frac{1}{T} \int_{DT}^T -\bar{I}_L dt = \underline{\underline{-\bar{I}_L(1-D)}} \quad (4.119)$$

**- Valor eficaz:**

$$I_{SD1,4_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{DT}^T \bar{I}_L^2 dt} = \underline{\underline{\sqrt{\bar{I}_L^2(1-D)}}} \quad (4.120)$$

#### 4.12.1.1 Semiciclo positivo ( $0 < \omega t < \pi$ )

Durante este intervalo de variação do ângulo  $\omega t$  a corrente circula pelos transistores, que ficam submetidos a valores médios e eficazes de correntes dadas pelas expressões desenvolvidas a seguir.

#### - Expressão do valor médio de corrente nos transistores S1 e S4:

Adotando-se o sentido de condução dos transistores como sentido de corrente positiva nas chaves, resulta:

$$I_{S1,4_{med}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} -\overline{I_L}(\omega t) [1 - d(\omega t)] d\omega t \quad (4.121)$$

Substituindo-se (4.36) em (4.121):

$$I_{S1,4_{med}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \frac{-I_p \cdot \sin \omega t}{d(\omega t) - 1} [1 - d(\omega t)] d\omega t \quad (4.122)$$

$$I_{S1,4_{med}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_p \cdot \sin \omega t \cdot d\omega t \quad (4.123)$$

$$I_{S1,4_{med}} = \frac{I_p}{2\pi} [\cos(0) - \cos(\pi)] \quad (4.124)$$

$$I_{S1,4_{med}} = \frac{I_p}{\pi} \quad (4.125)$$

Substituindo-se (4.108) em (4.125), resulta:

$$\therefore I_{S1,4_{med}}(\alpha) = \frac{V_{in}}{R_o} \frac{\alpha}{\pi} \quad (4.126)$$

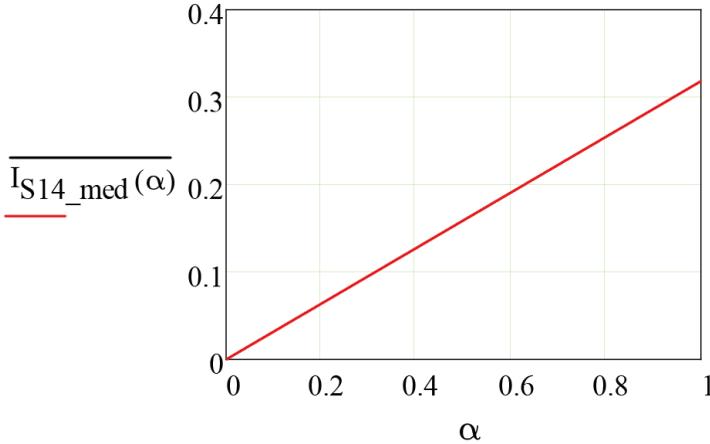
Parametrizando-se:

$$\frac{R_o}{V_{in}} I_{S1,4_{med}}(\alpha) = \frac{\alpha}{\pi} \quad (4.127)$$

$$\overline{I_{S1,4_{med}}}(\alpha) = \frac{\alpha}{\pi} \quad (4.128)$$

A Figura 4.18 mostra o comportamento do valor médio parametrizado da corrente nos transistores S1 e S4, em função de  $\alpha$ .

Figura 4.18 – Valor médio parametrizado da corrente de S1 e S4, em função de  $\alpha$



Fonte: Autoria própria, 2019.

#### - Expressão do valor eficaz de corrente nos transistores S1 e S4:

Generalizando-se a expressão do valor eficaz de corrente na chave, em relação aos limites da integral, obtém-se:

$$I_{S1,4_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\omega t_1}^{\omega t_2} \left[ \sqrt{\left( \overline{I_L}(\omega t) \right)^2 (1 - d(\omega t))} \right]^2 d\omega t} \quad (4.129)$$

$$I_{S1,4_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\omega t_1}^{\omega t_2} \left( \overline{I_L}(\omega t) \right)^2 (1 - d(\omega t)) d\omega t} \quad (4.130)$$

Como,

$$\begin{aligned} & (I_L(\omega t))^2 (1 - d(\omega t)) = \\ & = \frac{(I_p \sin \omega t)^2}{(d(\omega t) - 1)^2} (1 - d(\omega t)) = \frac{(I_p \sin \omega t)^2}{1 - d(\omega t)} \end{aligned} \quad (4.131)$$

Substituindo-se (4.26) em (4.131), resulta:

$$\frac{(I_p \sin \omega t)^2}{1 - d(\omega t)} = \frac{(I_p \sin \omega t)^2}{1 - \frac{1 - \alpha \sin \omega t}{2 - \alpha \sin \omega t}} = (I_p \sin \omega t)^2 (2 - \alpha \sin \omega t) \quad (4.132)$$

Logo,

$$I_{S1,4_{ef}} = \sqrt{\frac{I_p^2}{2\pi} \int_{\omega t_1}^{\omega t_2} (\sin \omega t)^2 (2 - \alpha \sin \omega t) d\omega t} \quad (4.133)$$

$$I_{S1,4_{ef}} = \sqrt{\frac{-I_p^2}{2\pi} \cdot \left[ \begin{aligned} & \omega t_1 - \omega t_2 - \frac{\sin 2\omega t_1}{2} + \frac{\sin 2\omega t_2}{2} + \\ & + \alpha \left( \frac{3 \cos \omega t_1}{4} - \frac{\cos 3\omega t_1}{12} \right) - \\ & - \alpha \left( \frac{3 \cos \omega t_2}{4} - \frac{\cos 3\omega t_2}{12} \right) \end{aligned} \right]} \quad (4.134)$$

Para os limites  $\omega t_1 = 0$  e  $\omega t_2 = \pi$ , tem-se:

$$I_{S1,4_{ef}} = \sqrt{\frac{I_p^2}{2\pi} \left( \pi - \frac{4}{3} \alpha \right)} \quad (4.135)$$

$$I_{S1,4_{ef}} = I_p \sqrt{\left( \frac{1}{2} - \frac{2}{3\pi} \alpha \right)} \quad (4.136)$$

Substituindo-se (4.108) em (4.136), resulta:

$$\therefore I_{S1,4_{ef}}(\alpha) = \frac{V_{in}}{R_o} \alpha \sqrt{\left(\frac{1}{2} - \frac{2}{3\pi} \alpha\right)} \quad (4.137)$$

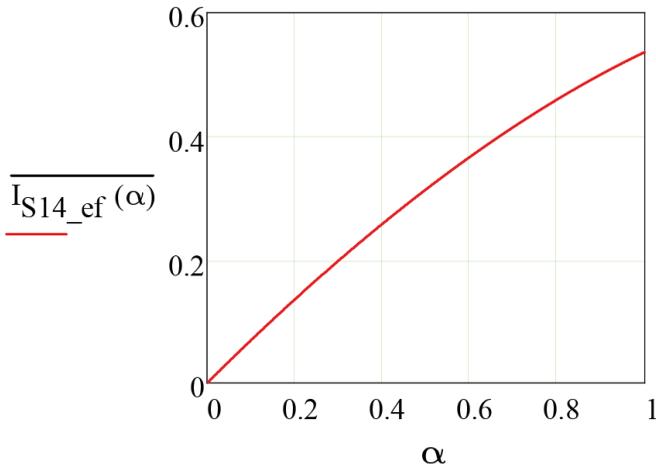
Parametrizando-se:

$$\frac{R_o}{V_{in}} I_{S1,4_{ef}}(\alpha) = \alpha \sqrt{\left(\frac{1}{2} - \frac{2}{3\pi} \alpha\right)} \quad (4.138)$$

$$\overline{I_{S1,4_{ef}}(\alpha)} = \alpha \sqrt{\left(\frac{1}{2} - \frac{2}{3\pi} \alpha\right)} \quad (4.139)$$

O comportamento do valor eficaz parametrizado da corrente nos transistores S1 e S4, em função de  $\alpha$ , é apresentada na Figura 4.19.

Figura 4.19 - Valor eficaz parametrizado de corrente em S1 e S4, em função de  $\alpha$



Fonte: Autoria própria, 2019.

#### 4.12.1.2 Semiciclo negativo ( $\pi < \omega t < 2\pi$ )

Durante este intervalo de variação do ângulo  $\omega t$  a corrente circula pelos diodos em antiparalelo, que ficam submetidos a valores médios e eficazes de corrente definidos pelas equações desenvolvidas a seguir.

#### - Expressão do valor médio de corrente nos diodos, de S1 e S4:

Adotando-se o sentido de condução dos diodos como sentido de corrente positiva nas chaves, resulta:

$$I_{D1,4_{med}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} \overline{I_L}(\omega t) [1 - d(\omega t)] d\omega t \quad (4.140)$$

Substituindo-se (4.36) em (4.140), resulta:

$$I_{D1,4_{med}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} \frac{I_p \sin \omega t}{(d(\omega t) - 1)} [1 - d(\omega t)] d\omega t \quad (4.141)$$

$$I_{D1,4_{med}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} -I_p \sin \omega t d\omega t \quad (4.142)$$

$$I_{D1,4_{med}} = \frac{I_p}{2\pi} (\cos 2\pi - \cos \pi) \quad (4.143)$$

$$I_{D1,4_{med}} = \frac{I_p}{\pi} \quad (4.144)$$

Substituindo-se (4.108) em (4.144), tem-se:

$$\therefore I_{D1,4_{med}}(\alpha) = \frac{V_{in}}{R_o} \frac{\alpha}{\pi} \quad (4.145)$$

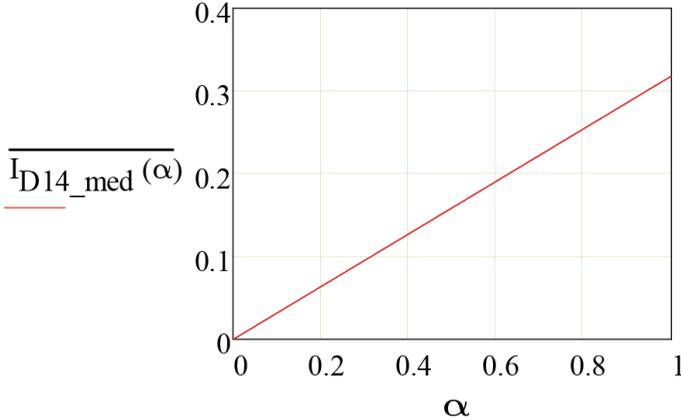
Parametrizando-se:

$$\frac{R_o}{V_{in}} I_{D1,4_{med}}(\alpha) = \frac{\alpha}{\pi} \quad (4.146)$$

$$\overline{I_{D1,4_{med}}}(\alpha) = \frac{\alpha}{\pi} \quad (4.147)$$

A Figura 4.20 mostra o comportamento do valor médio parametrizado de corrente nos diodos de S1 e S4, em função de  $\alpha$ .

Figura 4.20 - Valor médio parametrizado da corrente de D1 e D4, em função de  $\alpha$



Fonte: Autoria própria, 2019.

#### - Expressão do valor eficaz de corrente nos diodos, de S1 e S4:

A equação para a corrente eficaz nos diodos no intervalo considerado de variação do ângulo  $\omega t$ , é:

$$I_{D1,4_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} \left[ \sqrt{\left( \overline{I_L}(\omega t) \right)^2 (1 - d(\omega t))} \right]^2 d\omega t} \quad (4.148)$$

Empregando-se a expressão generalizada já levantada para os transistores (4.134), ou seja:

$$I_{D1,4_{ef}} = \sqrt{\frac{-I_P^2}{2\pi} \left[ \omega t_1 - \omega t_2 - \frac{\sin 2\omega t_1}{2} + \frac{\sin 2\omega t_2}{2} + \alpha \left( \frac{3 \cos \omega t_1}{4} - \frac{\cos 3\omega t_1}{12} \right) - \alpha \left( \frac{3 \cos \omega t_2}{4} - \frac{\cos 3\omega t_2}{12} \right) \right]} \quad (4.149)$$

Substituindo-se os limites da integral, que para este caso são  $\omega t_1 = \pi$  e  $\omega t_2 = 2\pi$ , define-se a expressão do valor eficaz para os diodos em antiparalelo  $D1$  e  $D4$ .

$$I_{D1,4_{ef}} = \sqrt{\frac{I_P^2}{2\pi} \left( \pi + \frac{4}{3} \alpha \right)} \quad (4.150)$$

$$I_{D1,4_{ef}} = I_P \sqrt{\left( \frac{1}{2} + \frac{2}{3\pi} \alpha \right)} \quad (4.151)$$

Substituindo-se (4.108) em (4.151), resulta:

$$\therefore I_{D1,4_{ef}}(\alpha) = \frac{V_m}{R_o} \alpha \sqrt{\left( \frac{1}{2} + \frac{2}{3\pi} \alpha \right)} \quad (4.152)$$

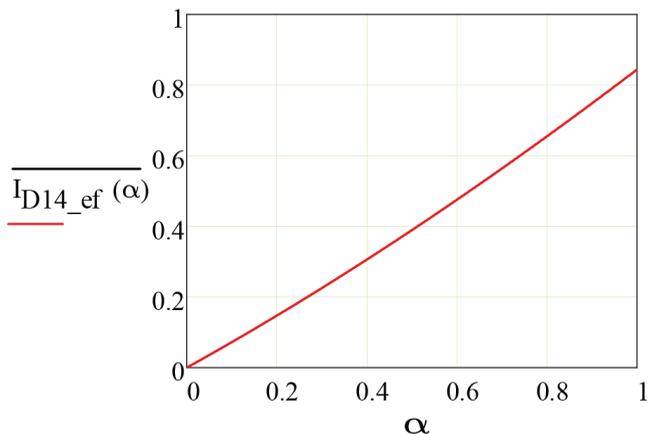
Parametrizando-se:

$$\frac{R_o}{V_m} I_{D1,4_{ef}}(\alpha) = \alpha \sqrt{\left( \frac{1}{2} + \frac{2}{3\pi} \alpha \right)} \quad (4.153)$$

$$\overline{I_{D1,4_{ef}}}(\alpha) = \alpha \sqrt{\left( \frac{1}{2} + \frac{2}{3\pi} \alpha \right)} \quad (4.154)$$

O comportamento do valor eficaz parametrizado de corrente nos diodos em antiparalelo de S1 e S4 em função de  $\alpha$ , é apresentada na Figura 4.21.

Figura 4.21 - Valor eficaz parametrizado da corrente de D1 e D4, em função de  $\alpha$



Fonte: Autoria própria, 2019.

#### 4.12.2 Valores médios e eficazes das correntes em S2 e S3

A cada período de comutação, S2 e S3 conduzem durante a primeira etapa de operação ( $0 < t < DT$ ), resultando nas seguintes expressões para valores médios e eficazes das correntes, tanto para os transistores quanto para os diodos em antiparalelo.

- **Valor médio:**

$$I_{SD2,3_{med}} = \frac{1}{T} \int_0^{DT} \overline{I_L} \cdot dt = \underline{\underline{DI_L}} \quad (4.155)$$

- **Valor eficaz:**

$$I_{SD2,3_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} \overline{I_L}^2 dt} = \underline{\underline{\sqrt{DI_L^2}}} \quad (4.156)$$

#### 4.12.2.1 Semiciclo positivo ( $0 < \omega t < \pi$ )

Durante este intervalo de variação do ângulo  $\omega t$  a corrente circula pelos diodos em antiparalelo, que ficam submetidos a valores médios e eficazes de correntes dados pelas expressões, desenvolvidas a seguir.

#### - Expressão do valor médio de corrente nos diodos de S2 e S3:

Adotando-se o sentido de condução dos diodos como sentido de corrente positiva, resulta:

$$I_{D2,3_{med}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} d(\omega t) [-\bar{I}_L(\omega t)] d\omega t \quad (4.157)$$

Substituindo-se (4.36) em (4.157), resulta:

$$I_{D2,3_{med}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} d(\omega t) \left[ -\frac{I_p \cdot \sin \omega t}{d(\omega t) - 1} \right] d\omega t \quad (4.158)$$

$$I_{D2,3_{med}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \frac{d(\omega t)}{d(\omega t) - 1} [-I_p \cdot \sin \omega t] d\omega t \quad (4.159)$$

Como,

$$\frac{d(\omega t)}{d(\omega t) - 1} = \frac{1 - \alpha \sin \omega t}{2 - \alpha \sin \omega t} = \frac{1 - \alpha \sin \omega t}{1 - \alpha \sin \omega t - 2 + \alpha \sin \omega t} \quad (4.160)$$

$$\frac{d(\omega t)}{d(\omega t) - 1} = \alpha \sin \omega t - 1 \quad (4.161)$$

Logo,

$$I_{D2,3_{med}} = \frac{-I_p}{2\pi} \int_0^{\pi} \sin \omega t (\alpha \sin \omega t - 1) d\omega t \quad (4.162)$$

$$I_{D2,3_{med}} = \frac{-I_P}{2\pi} \left\{ \cos(\pi) - \cos(0) + \frac{\alpha}{4} [2\pi - 2(0) + \sin(2(0)) - \sin(2\pi)] \right\} \quad (4.163)$$

$$I_{D2,3_{med}} = \frac{-I_P}{2\pi} \left( \frac{\alpha \cdot \pi}{2} - 2 \right) \quad (4.164)$$

$$I_{D2,3_{med}} = I_P \left( \frac{1}{\pi} - \frac{\alpha}{4} \right) \quad (4.165)$$

Substituindo-se (4.108) em (4.165), resulta:

$$\therefore \boxed{I_{D2,3_{med}}(\alpha) = \frac{V_{in}}{R_o} \alpha \left( \frac{1}{\pi} - \frac{\alpha}{4} \right)} \quad (4.166)$$

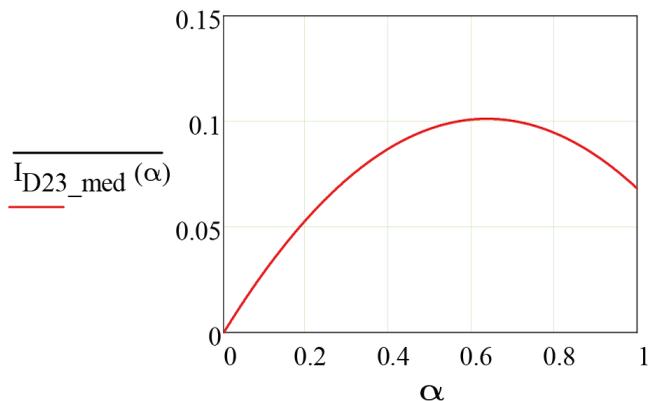
Parametrizando-se:

$$\frac{R_o}{V_{in}} I_{D2,3_{med}}(\alpha) = \alpha \left( \frac{1}{\pi} - \frac{\alpha}{4} \right) \quad (4.167)$$

$$\overline{I_{D2,3_{med}}(\alpha)} = \alpha \left( \frac{1}{\pi} - \frac{\alpha}{4} \right) \quad (4.168)$$

Na Figura 4.22 é mostrado o comportamento do valor médio parametrizado de corrente nos diodos de S2 e S3, em função de  $\alpha$ .

Figura 4.22 - Valor médio parametrizado da corrente de D2 e D3, em função da relação  $\alpha$



Fonte: Autoria própria, 2019.

### - Expressão do valor eficaz de corrente nos diodos de S2 e S3:

O valor eficaz de corrente nos diodos é definido pela expressão:

$$I_{D2,3_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left[ \sqrt{d(\omega t) \left[ \overline{I_L}(\omega t) \right]^2} \right]^2 d\omega t} \quad (4.169)$$

$$I_{D2,3_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi d(\omega t) \left[ \overline{I_L}(\omega t) \right]^2 d\omega t} \quad (4.170)$$

Substituindo-se (4.36) em  $D(\omega t) \cdot \left[ \overline{I_L}(\omega t) \right]^2$ , resulta:

$$d(\omega t) \left[ \overline{I_L}(\omega t) \right]^2 = \frac{d(\omega t)}{\left[ d(\omega t) - 1 \right]^2} (I_p \sin \omega t)^2 \quad (4.171)$$

Expandindo-se a seguinte expressão de (4.171) em frações parciais, tem-se:

$$\frac{d(\omega t)}{[d(\omega t) - 1]^2} = \frac{1}{d(\omega t) - 1} + \frac{1}{[d(\omega t) - 1]^2} \quad (4.172)$$

Substituindo-se (4.172) em (4.171),

$$d(\omega t) \left[ \overline{I_L}(\omega t) \right]^2 = \frac{(I_p \sin \omega t)^2}{d(\omega t) - 1} + \frac{(I_p \sin \omega t)^2}{[d(\omega t) - 1]^2} \quad (4.173)$$

A partir de (4.132) pode-se afirmar que:

$$\frac{(I_p \sin \omega t)^2}{d(\omega t) - 1} = (I_p \sin \omega t)^2 (\alpha \sin \omega t - 2) \quad (4.174)$$

Enquanto que:

$$\begin{aligned} \frac{(I_p \sin \omega t)^2}{[d(\omega t) - 1]^2} &= \left( \frac{I_p \sin \omega t}{\frac{1 - \alpha \sin \omega t}{2 - \alpha \sin \omega t} - 1} \right)^2 = \\ &= \left[ \frac{I_p \sin \omega t (2 - \alpha \sin \omega t)}{1 - \alpha \sin \omega t - 2 + \alpha \sin \omega t} \right]^2 \end{aligned} \quad (4.175)$$

$$\frac{(I_p \sin \omega t)^2}{[d(\omega t) - 1]^2} = [I_p \sin \omega t (\alpha \sin \omega t - 2)]^2 \quad (4.176)$$

Portanto,

$$\begin{aligned} d(\omega t) \left[ \overline{I_L}(\omega t) \right]^2 &= (I_p \sin \omega t)^2 (\alpha \sin \omega t - 2) + \\ &+ [I_p \sin \omega t (\alpha \sin \omega t - 2)]^2 \end{aligned} \quad (4.177)$$

$$d(\omega t) \left[ \overline{I_L}(\omega t) \right]^2 = (I_p \sin \omega t)^2 (\alpha \sin \omega t - 2) + (I_p \sin \omega t)^2 (\alpha \sin \omega t - 2)^2 \quad (4.178)$$

Finalmente,

$$d(\omega t) \left[ \overline{I_L}(\omega t) \right]^2 = (I_p \sin \omega t)^2 (\alpha \sin \omega t - 2)(\alpha \sin \omega t - 1) \quad (4.179)$$

Substituindo-se (4.179) em (4.170) e integrando-se, resulta:

$$I_{D2,3_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (I_p \sin \omega t)^2 (\alpha \sin \omega t - 2)(\alpha \sin \omega t - 1) d\omega t} \quad (4.180)$$

$$I_{D2,3_{ef}} = \sqrt{\frac{I_p^2}{2\pi} \left( \frac{3\pi\alpha^2}{8} - 4\alpha + \pi \right)} \quad (4.181)$$

$$I_{D2,3_{ef}} = I_p \sqrt{\frac{3}{16} \alpha^2 - \frac{2}{\pi} \alpha + \frac{1}{2}} \quad (4.182)$$

Substituindo-se (4.108) em (4.182), tem-se que:

$$\therefore \boxed{I_{D2,3_{ef}}(\alpha) = \frac{V_{in}}{R_o} \alpha \sqrt{\frac{3}{16} \alpha^2 - \frac{2}{\pi} \alpha + \frac{1}{2}}} \quad (4.183)$$

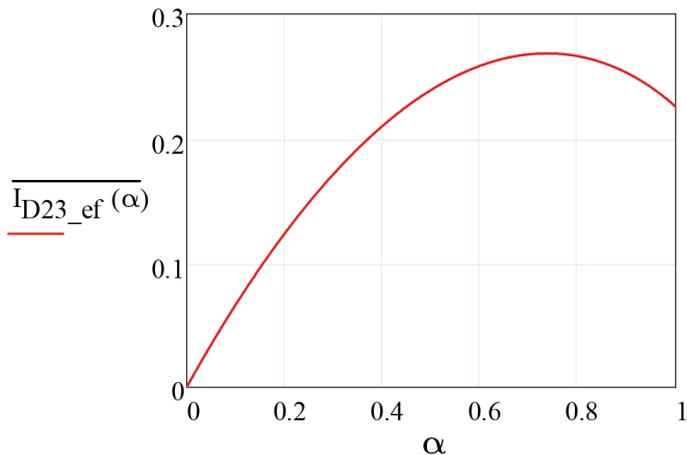
Parametrizando-se:

$$\frac{R_o}{V_{in}} I_{D2,3_{ef}}(\alpha) = \alpha \sqrt{\frac{3}{16} \alpha^2 - \frac{2}{\pi} \alpha + \frac{1}{2}} \quad (4.184)$$

$$\overline{I_{D2,3_{ef}}}(\alpha) = \alpha \sqrt{\frac{3}{16} \alpha^2 - \frac{2}{\pi} \alpha + \frac{1}{2}} \quad (4.185)$$

O comportamento do valor eficaz parametrizado de corrente nos diodos de S2 e S3, em função de  $\alpha$ , é apresentada na Figura 4.23.

Figura 4.23 - Valor eficaz parametrizado da corrente de D2 e D3, em função de  $\alpha$



Fonte: Autoria própria, 2019.

#### 4.12.2.2 Semiciclo negativo ( $\pi < \omega t < 2\pi$ )

Durante este intervalo de variação do ângulo  $\omega t$  a corrente circula pelos transistores, que ficam submetidos a valores médios e eficazes de correntes dados pelas expressões, desenvolvidas a seguir.

#### - Expressão do valor médio de corrente nos transistores S2 e S3:

Adotando-se o sentido de condução dos transistores como sentido de corrente positiva nas chaves, resulta:

$$I_{S2,3_{med}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} d(\omega t) \overline{I_L}(\omega t) d\omega t \quad (4.186)$$

Como a forma de onda é a mesma da corrente nos diodos, com sinal invertido, de (4.162) tem-se que:

$$I_{S2,3_{med}} = \frac{I_P}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} \sin \omega t (\alpha \sin \omega t - 1) d\omega t \quad (4.187)$$

Logo,

$$I_{S2,3_{med}} = \frac{I_P}{2\pi} \left\{ \cos(2\pi) - \cos(\pi) + \alpha \left[ \frac{2.2\pi - 2(\pi) + 4}{4} \left[ \sin(2.\pi) - \sin(2.2\pi) \right] \right] \right\} \quad (4.188)$$

$$I_{S2,3_{med}} = I_P \left( \frac{\alpha}{4} + \frac{1}{\pi} \right) \quad (4.189)$$

Substituindo-se (4.108) em (4.189), resulta:

$$\therefore I_{S2,3_{med}}(\alpha) = \frac{V_{in}}{R_o} \alpha \left( \frac{\alpha}{4} + \frac{1}{\pi} \right) \quad (4.190)$$

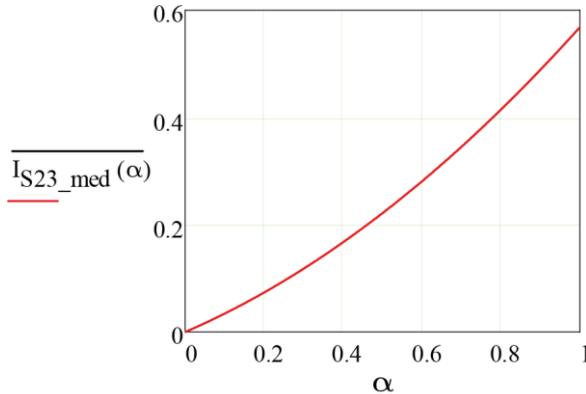
Parametrizando-se:

$$\frac{R_o}{V_{in}} I_{S2,3_{med}}(\alpha) = \alpha \left( \frac{\alpha}{4} + \frac{1}{\pi} \right) \quad (4.191)$$

$$\overline{I_{S2,3_{med}}(\alpha)} = \alpha \left( \frac{\alpha}{4} + \frac{1}{\pi} \right) \quad (4.192)$$

A Figura 4.24 mostra o comportamento do valor médio parametrizado da corrente nos transistores S2 e S3, em função de  $\alpha$ .

Figura 4.24 - Valor médio parametrizado da corrente de S2 e S3, em função de  $\alpha$



Fonte: Autoria própria, 2019.

### - Expressão do valor eficaz de corrente nos transistores S2 e S3:

Neste intervalo a expressão é a mesma do caso anterior, em que circula pelos diodos, mudando apenas os limites de integração, conforme descrito a seguir:

$$I_{S2,3_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} \left[ \sqrt{D(\omega t) \left[ \overline{I_L}(\omega t) \right]^2} \right]^2 d\omega t} \quad (4.193)$$

$$I_{S2,3_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} d(\omega t) \left[ \overline{I_L}(\omega t) \right]^2 d\omega t} \quad (4.194)$$

$$I_{S2,3_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} \left[ \begin{array}{l} (I_p \sin \omega t)^2 \times \\ \times (\alpha \sin \omega t - 2) \times \\ \times (\alpha \sin \omega t - 1) \end{array} \right] d\omega t} \quad (4.195)$$

$$I_{S2,3_{ef}} = \sqrt{\frac{I_p^2}{2\pi} \left( \frac{3\pi\alpha^2}{8} + 4\alpha + \pi \right)} \quad (4.196)$$

$$I_{S2,3,ef} = I_P \sqrt{\frac{3}{16} \alpha^2 + \frac{2}{\pi} \alpha + \frac{1}{2}} \quad (4.197)$$

Substituindo-se (4.108) em (4.197), resulta:

$$\therefore I_{S2,3,ef}(\alpha) = \frac{V_{in}}{R_o} \alpha \sqrt{\frac{3}{16} \alpha^2 + \frac{2}{\pi} \alpha + \frac{1}{2}} \quad (4.198)$$

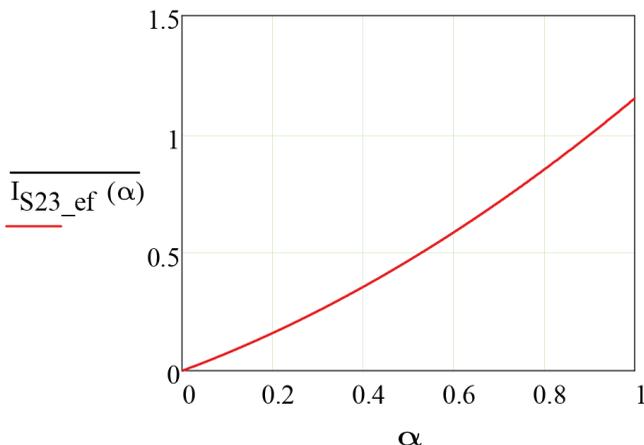
Parametrizando-se:

$$\frac{R_o}{V_{in}} I_{S2,3,ef}(\alpha) = \alpha \sqrt{\frac{3}{16} \alpha^2 + \frac{2}{\pi} \alpha + \frac{1}{2}} \quad (4.199)$$

$$\overline{I_{S2,3,ef}(\alpha)} = \alpha \sqrt{\frac{3}{16} \alpha^2 + \frac{2}{\pi} \alpha + \frac{1}{2}} \quad (4.200)$$

O comportamento do valor eficaz parametrizado da corrente nos transistores S2 e S3, em função de  $\alpha$ , é apresentado na Figura 4.25.

Figura 4.25 - Valor eficaz parametrizado da corrente de S2 e S3, em função de  $\alpha$



Fonte: Autoria própria, 2019.

### 4.13 VALIDAÇÃO DOS MODELOS MATEMÁTICOS

Por meio de simulações, o inversor proposto é analisado operando em regime permanente, buscando-se validar, a partir dos resultados, as expressões levantadas. Para tanto, inicialmente são definidos dados do sistema elétrico gerador, conforme apresentado na Tabela 4.1, bem como calculados alguns parâmetros do sistema.

Nesta etapa do estudo emprega-se uma fonte CC ideal, para alimentação do inversor, e uma carga puramente resistiva.

Tabela 4.1 Dados do sistema gerador

$P_o = 1500 \text{ W}$	$f_r = 60 \text{ Hz}$	$k1 = 0,25$ (Fator de ondulação da corrente)
$V_{in} = 400 \text{ V}$	$f_s = 40 \text{ kHz}$	$k2 = 0,05$ (Fator de ondulação da tensão)
$V_p = 311 \text{ V}$	$v_o = V_p \sin \omega t$	$i_o = I_p \sin \omega t$

Fonte: Autoria própria, 2019.

#### 4.13.1 Parâmetros e componentes

Os principais componentes e parâmetros do inversor, são calculadas, empregando-se as equações desenvolvidas. O circuito inversor é simulado nas condições nominais, determinando os comportamentos e valores das suas tensões e correntes, de modo a viabilizar a comparação entre resultados numéricos e teóricos.

##### 4.13.1.1 Resistência de carga

A partir da potência nominal e amplitude da tensão desejada, aplicando as leis básicas dos circuitos elétricos, tem-se:

$$R_o = \frac{(V_p/\sqrt{2})^2}{P_o} = \frac{(311/\sqrt{2})^2}{1500} \quad (4.201)$$

$$\therefore \boxed{R_o = 32,24 \Omega} \quad (4.202)$$

##### 4.13.1.2 Índice de modulação

Aplicando a relação (4.16), resulta:

$$\alpha = \frac{311}{400} \quad (4.203)$$

$$\therefore \boxed{\alpha = 0,7775} \quad (4.204)$$

#### 4.13.1.3 Corrente de pico

A partir da amplitude da tensão Tabela 4.1 e da resistência de carga (4.202), pode-se afirmar que:

$$I_p = \frac{V_p}{R_o} = \frac{311}{32,24} \quad (4.205)$$

$$\therefore \boxed{I_p = 9,646 \text{ A}} \quad (4.206)$$

#### 4.13.1.4 Indutância - $L$

Conforme mostrado na Figura 4.15, a ondulação máxima de corrente no indutor ocorre para  $\omega t = 3\pi/2$ , que corresponde a seguinte razão cíclica, calculada aplicando-se (4.25).

$$D(3\pi/2) = \frac{1 - 0,7775 \sin 3\pi/2}{2 - 0,7775 \sin 3\pi/2} \quad (4.207)$$

$$D(3\pi/2) = 0,64 \quad (4.208)$$

A correspondente corrente no indutor, aplicando (4.36), resulta:

$$I_L(3\pi/2) = \frac{9,646 \cdot \sin(3\pi/2)}{0,64 - 1} \quad (4.209)$$

$$I_L(3\pi/2) = 26,79 \text{ A} \quad (4.210)$$

O fator de ondulação ( $k_1$ ) adotado para o projeto define a máxima ondulação de corrente no indutor, segundo a expressão:

$$\Delta I_{L_{\max}} = k1 \cdot I_L (3\pi/2) \quad (4.211)$$

$$\Delta I_{L_{\max}} = 0,25 \times 26,79 \quad (4.212)$$

$$\Delta I_{L_{\max}} = 6,698 \text{ A} \quad (4.213)$$

A indutância para assegurar a ondulação máxima (4.213), é definida por (4.71), conforme segue:

$$L = \frac{400}{6,698.40k} \cdot \frac{1+0,7775}{2+0,7775} \quad (4.214)$$

$$L = 955 \text{ } \mu\text{H} \quad (4.215)$$

Adotando-se o valor  $L = 1 \text{ mH}$ , garante-se ondulações sempre abaixo do valor máximo estipulado.

#### 4.13.1.5 Capacitância - C

O fator de ondulação de tensão ( $k2$ ), juntamente com a tensão de pico de saída ( $V_P$ ), estabelece a ondulação máxima de tensão no capacitor  $\Delta V_{C_{\max}}$ , conforme a expressão:

$$\Delta V_{C_{\max}} = k2 \cdot V_P \quad (4.216)$$

$$\Delta V_{C_{\max}} = 0,05 \times 311 \quad (4.217)$$

$$\Delta V_{C_{\max}} = 15,55 \text{ V} \quad (4.218)$$

A capacitância para assegurar a ondulação máxima (4.218), é definida por (4.114), conforme a seguir:

$$C = \frac{400}{15,55.32,24.40k} \cdot 0,7775 \cdot \frac{1+0,7775}{2+0,7775} \quad (4.219)$$

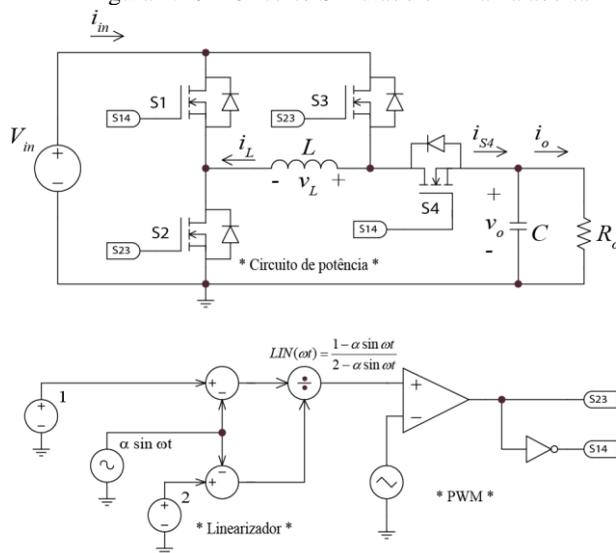
$$C = 9,92 \mu\text{F} \quad (4.220)$$

O capacitor escolhido é de **10  $\mu\text{F}$** , de modo a limitar a ondulação de tensão.

### 4.13.2 Circuito simulado

A Figura 4.26 mostra o circuito do inversor, simulado. O estágio de potência apresenta os elementos de circuito com suas ligações, enquanto que o comando das chaves do inversor é concebido para operação em malha aberta, impondo a razão cíclica definida pela comparação do sinal modulador com a portadora. A modulação é estabelecida a partir de um esquema de linearização, em função do ângulo  $\omega t$ , de tal modo a obter uma tensão senoidal na saída do inversor.

Figura 4.26 – Circuito Simulado em malha aberta

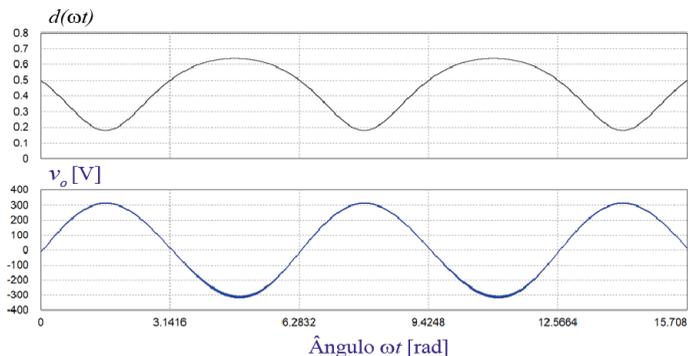


Fonte: Autoria própria, 2019.

### 4.13.3 Tensão gerada pelo inversor - $v_o$

Os interruptores do circuito inversor são comandados com a razão cíclica  $d(\omega t)$ , ilustrada na Figura 4.27, imposta em malha aberta, sem regulação.

Figura 4.27 - Razão cíclica  $d(\omega t)$  imposta e tensão  $v_o$  de saída



Fonte: Autoria própria, 2019.

A forma de onda da tensão gerada pelo inversor, ( $v_o$ ) na Figura 4.27, resulta próxima a esperada. Observa-se que a ondulação de tensão é maior no semiciclo negativo (traçado mais grosso), devido a assimetria do ganho do inversor. Sua amplitude e formato senoidal resultam bastante próximos do esperado.

### 4.13.4 Máxima ondulação de tensão no capacitor

A ondulação máxima de tensão durante a comutação ocorre para ângulo  $\omega t = 3\pi/2$ , que define (4.113), aplicada a seguir.

- **Calculada:**

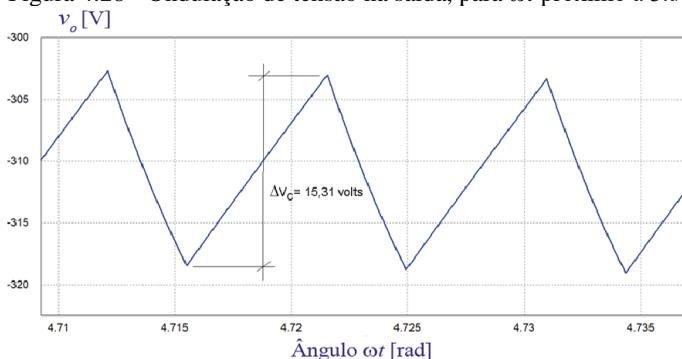
Considerando-se os valores da capacitância escolhida, dados e parâmetros calculados para o sistema gerador, fica definida a ondulação máxima de tensão, ou seja:

$$\Delta V_{C_{\max}} = \frac{400}{32,24 \cdot 10 \mu\text{.}40k} \cdot 0,7775 \cdot \frac{1 + 0,7775}{2 + 0,7775} \quad (4.221)$$

$$\Delta V_{C_{\max}} = 15,43 \text{ V} \quad (4.222)$$

A Figura 4.28 mostra a ondulação da tensão de saída resultante da simulação, próxima a  $\omega t = 3\pi/2$ , de modo que se possa medir seu valor e compará-lo com o calculado.

Figura 4.28 - Ondulação de tensão na saída, para  $\omega t$  próximo a  $3\pi/2$



Fonte: Autoria própria, 2019.

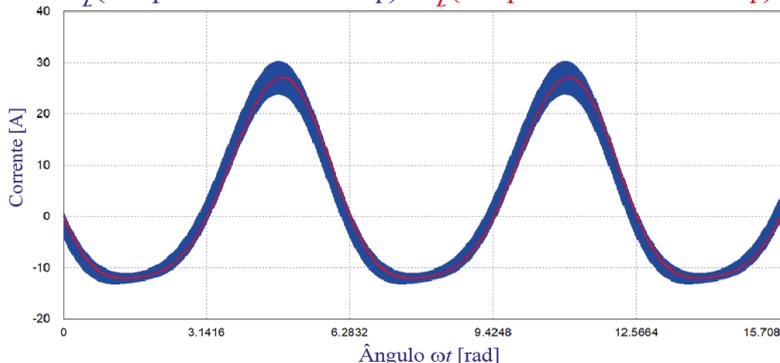
- **Medido pelo simulador:**

$$\Delta V_c = 1.5314751e + 001 \text{ (em volts)}$$

#### 4.13.5 Corrente no indutor - $i_L$

Para a razão cíclica imposta, a corrente no indutor apresenta a forma mostrada pela Figura 4.29. São registrados os resultados de duas maneiras: com todas as componentes da corrente e apenas as de baixa frequência, filtrando-se as componentes resultantes da alta frequência de comutação.

Figura 4.29 - Corrente no indutor, sem e com filtro  
 $i_L$  (componentes de alta freq.)  $i_L$  (componentes de baixa freq.)



Fonte: Autoria própria, 2019.

#### 4.13.5.1 Valor médio da corrente no indutor

- **Calculado:**

Empregando-se (4.50), obtém-se:

$$I_{L_{med}} = \frac{400}{2(32,24)} \cdot (0,7775)^2 \quad (4.223)$$

$$I_{L_{med}} = 3,75 \text{ A} \quad (4.224)$$

- **Medido pelo simulador:**

$$I_{L_{med}} = 3.7772543e + 000$$

#### 4.13.5.2 Valor eficaz da corrente no indutor

- **Calculado:**

Empregando-se (4.62), obtém-se:

$$I_{L_{ef}} = \frac{400}{2(32,24)} \cdot 0,7775 \cdot \sqrt{8 + \frac{3}{2} \cdot 0,7775^2} \quad (4.225)$$

$$I_{L_{ef}} = 14,39 \text{ A} \quad (4.226)$$

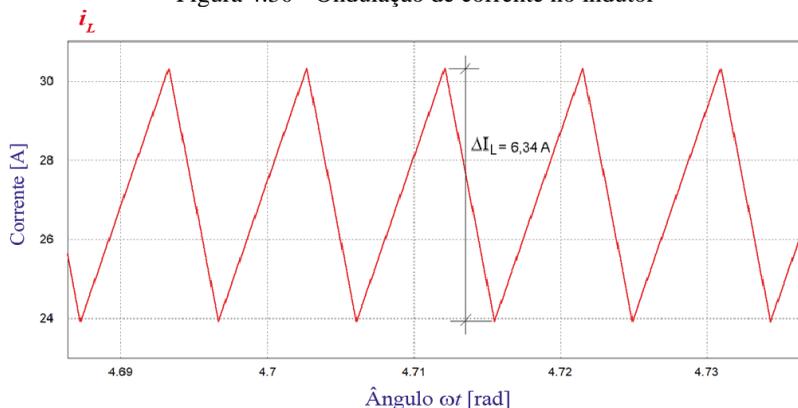
- **Medido pelo simulador:**

$$I_{L_{ef}} = 1.4636438e + 001$$

#### 4.13.6 Máxima ondulação de corrente no indutor

Conforme ilustra o gráfico da Figura 4.15 a ondulação máxima de corrente no indutor ocorre para  $\omega t = 3\pi/2$ . Observando-se os resultados da simulação, com respeito ao comportamento de  $i_L$  em função de  $\omega t$ , Figura 4.30, nas proximidades deste ângulo, pode-se constatar um valor máximo de ondulação de 6,34 A.

Figura 4.30 - Ondulação de corrente no indutor



Fonte: Autoria própria, 2019.

- **Calculada:**

Aplicando-se (4.70), resulta:

$$\Delta I_{L_{\max}} = \frac{400}{1 \text{ m} \cdot 40 \text{ k}} \cdot \frac{1 + 0,7775}{2 + 0,7775} \quad (4.227)$$

$$\Delta I_{L_{\max}} = 6,4 \text{ A} \quad (4.228)$$

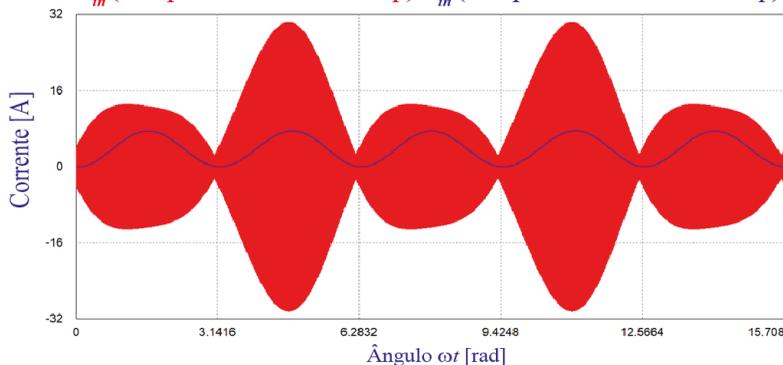
- **Medida pelo simulador:**

$$\Delta I_L = 6.3403342e + 000$$

### 4.13.7 Corrente de entrada do inversor

Na Figura 4.31 é apresentada a corrente de entrada  $i_{in}$  de duas maneiras, considerando-se apenas as componentes de baixas frequências e a forma de onda com todas as componentes da corrente analisada. Consta-se que a frequência da corrente fundamental de entrada é o dobro da frequência da corrente de saída.

Figura 4.31 - Corrente na entrada, com e sem componentes de alta frequência  
 $\hat{i}_{in}$  (componentes de alta freq.)  $i_{in}$  (componentes de baixa freq.)



Fonte: Autoria própria, 2019.

#### 4.13.7.1 Valor médio da corrente de entrada:

- **Calculado:**

Empregando-se (4.96), obtém-se:

$$I_{in,med} = \frac{400}{2(32,24)} (0,7775)^2 \quad (4.229)$$

$$I_{in,med} = 3,75 \text{ A} \quad (4.230)$$

- **Medido pelo simulador:**

$$I_{in,med} = 3.7823590e + 000$$

#### 4.13.7.2 Valor eficaz da corrente de entrada:

- **Calculado:**

Empregando-se (4.103), obtém-se:

$$I_{in_{ef}} = \frac{400}{2(32,24)} 0,7775^2 \sqrt{\frac{3}{2}} \quad (4.231)$$

$$I_{in_{ef}} = 4,59 \text{ A} \quad (4.232)$$

- **Medida pelo simulador:**

$$I_{in_{ef}} = 4.6366070e + 000$$

### 4.13.8 Esforços de corrente nos semicondutores

Cada uma das chaves do inversor é constituída por um transistor e um diodo em antiparalelo, tornando-a bidirecional em corrente. As equações que regem os comportamentos das correntes foram desenvolvidas separadamente, para diodos e transistores, conforme o sentido das correntes nestas chaves.

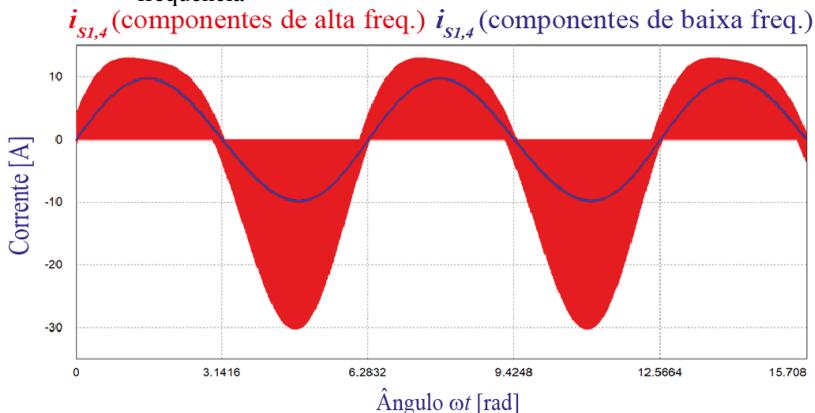
#### 4.13.8.1 Correntes em S1 e S4

Como as chaves S1 e S4 conduzem a mesma corrente, as análises realizadas são válidas para as duas.

A Figura 4.32 mostra as formas de onda da corrente nestas chaves.

A forma de onda da corrente, considerando-se também as altas frequências de comutação, apresenta-se não simétrica em relação a origem. Este efeito deve-se a não linearidade do ganho do conversor, que é compensada pela razão cíclica empregada. Uma vez realizada esta compensação, o valor fundamental da corrente, que através de S4 é fornecida à saída, apresenta-se de forma senoidal.

Figura 4.32 -Corrente nas chaves S1 e S4, com e sem componentes de alta frequência



Fonte: Autoria própria, 2019.

#### 4.13.8.2 Valores médios de corrente em S1 e S4:

- **Calculado:**

- Corrente média nos transistores de S1 e S4:

Empregando-se (4.126), obtém-se:

$$I_{S1,4_{med}} = \frac{400}{32,24} \cdot \frac{0,7775}{\pi} \quad (4.233)$$

$$I_{S1,4_{med}} = 3,07 \text{ A} \quad (4.234)$$

- **Medido pelo simulador:**

$$I_{SD1,4_{med}} = 1.3808157e - 003$$

- Corrente média nos diodos de S1 e S4:

Como em S1 e S4, as correntes médias dos diodos e transistores possuem equações iguais, (4.126) para os transistores e (4.145) para os diodos, porém com sentidos contrários, assim o valor médio resultante será:

$$I_{SD1,4_{med}} = I_{S1,4_{med}} - I_{D1,4_{med}} \quad (4.235)$$

$$I_{SD1,4_{med}} = 0 \text{ A} \quad (4.236)$$

#### 4.13.8.3 Valores eficazes de corrente em S1 e S4:

- **Calculado:**

- Corrente eficaz nos transistores de S1 e S4:  
Empregando-se (4.137), resulta:

$$I_{S1,4_{ef}} = \frac{400}{32,24} 0,7775 \sqrt{\left(\frac{1}{2} - \frac{2}{3\pi} 0,7775\right)} \quad (4.237)$$

$$I_{S1,4_{ef}} = 5,58 \text{ A} \quad (4.238)$$

- Corrente eficaz nos diodos de S1 e S4:  
Empregando-se (4.152), tem-se:

$$I_{D1,4_{ef}} = \frac{400}{32,24} 0,7775 \sqrt{\left(\frac{1}{2} + \frac{2}{3\pi} 0,7775\right)} \quad (4.239)$$

$$I_{D1,4_{ef}} = 7,87 \text{ A} \quad (4.240)$$

- Corrente eficaz resultante em S1 e S4:

$$I_{SD1,4_{ef}} = \sqrt{I_{S1,4_{ef}}^2 + I_{D1,4_{ef}}^2} \quad (4.241)$$

$$I_{SD1,4_{ef}} = \sqrt{5,58^2 + 7,87^2} \quad (4.242)$$

$$I_{SD1,4_{ef}} = 9,64 \text{ A} \quad (4.243)$$

- **Medido pelo simulador:**

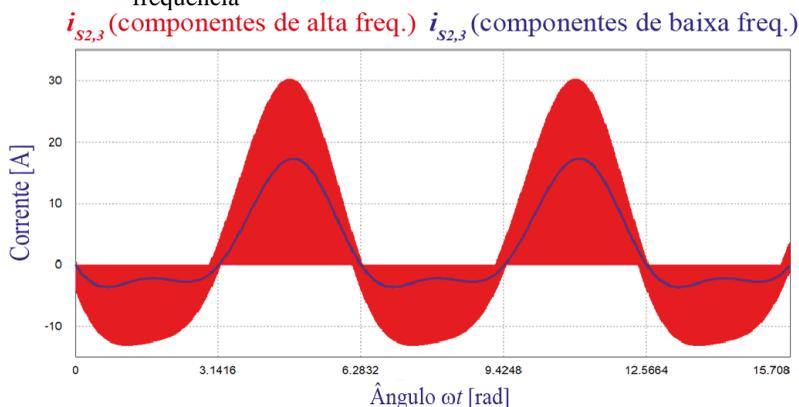
$$I_{SD1,4_{ef}} = 9.4801037e + 000$$

## 4.13.8.4 Correntes em S2 e S3

Assim como S1 e S4, S2 e S3 também conduzem a mesma corrente, de modo que as análises realizadas são válidas para as duas chaves.

A corrente nestas chaves apresenta as formas de onda mostradas na Figura 4.33.

Figura 4.33 - Corrente nas chaves S2 e S3, com e sem componentes de alta frequência



Fonte: Autoria própria, 2019.

## 4.13.8.5 Valores médios de corrente em S2 e S3:

- **Calculado:**

- Corrente média nos diodos de S2 e S3:

Empregando-se (4.166), obtém-se:

$$I_{D2,3_{med}} = \frac{400}{32,24} 0,7775 \left( \frac{1}{\pi} - \frac{0,7775}{4} \right) \quad (4.244)$$

$$I_{D2,3_{med}} = 1,2 \text{ A} \quad (4.245)$$

- Corrente média nos transistores de S2 e S3:

Para os transistores aplica-se (4.190):

$$I_{S2,3_{med}} = \frac{400}{32,24} 0,7775 \left( \frac{0,7775}{4} + \frac{1}{\pi} \right) \quad (4.246)$$

$$I_{S2,3_{med}} = 4,95 \text{ A} \quad (4.247)$$

- Corrente média resultante em S2 e S3:

Como em S2 e S3, a corrente nos transistores têm sentido contrário à dos diodos, o valor médio resultante será:

$$I_{SD2,3_{med}} = I_{S2,3_{med}} - I_{D2,3_{med}} = 4,95 - 1,2 \quad (4.248)$$

$$I_{SD2,3_{med}} = 3,75 \text{ A} \quad (4.249)$$

- **Medido pelo simulador:**

$$I_{SD2,3_{med}} = 3.8370880e + 000$$

#### 4.13.8.6 Valor eficaz de corrente em S2 e S3:

- **Calculado:**

- Corrente eficaz nos diodos de S2 e S3:

Empregando-se (4.183), obtém-se:

$$I_{D2,3_{ef}} = \frac{400}{32,24} 0,7775 \sqrt{\frac{3}{16} 0,7775^2 - \frac{2}{\pi} 0,7775 + \frac{1}{2}} \quad (4.250)$$

$$I_{D2,3_{ef}} = 3,32 \text{ A} \quad (4.251)$$

- Corrente eficaz nos transistores de S2 e S3:

Para os transistores emprega-se (4.198).

$$I_{S2,3_{ef}} = \frac{400}{32,24} 0,7775 \sqrt{\frac{3}{16} 0,7775^2 + \frac{2}{\pi} 0,7775 + \frac{1}{2}} \quad (4.252)$$

$$I_{S2,3_{ef}} = 10,16 \text{ A} \quad (4.253)$$

- Corrente eficaz resultante em S2 e S3:

$$I_{SD2,3_{ef}} = \sqrt{I_{S2,3_{ef}}^2 + I_{D2,3_{ef}}^2} \quad (4.254)$$

$$I_{SD2,3_{ef}} = \sqrt{10,16^2 + 3,32^2} \quad (4.255)$$

$$I_{SD2,3_{ef}} = 10,68 \text{ A} \quad (4.256)$$

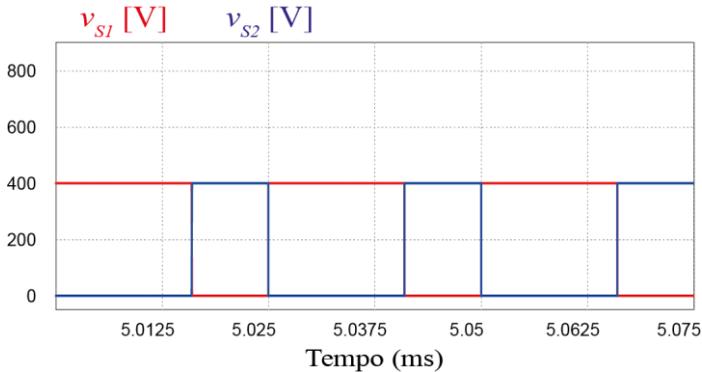
• **Medido pelo simulador:**

$$I_{SD2,3_{ef}} = 1.0932343e + 001$$

#### 4.13.9 Esforços de tensão nos semicondutores

As formas de onda das tensões sobre S1 e S2 para três períodos de comutação, são mostradas na Figura 4.34.

Figura 4.34 Tensões sobre S1 e S2 durante três períodos de comutação



Fonte: Autoria própria, 2019.

##### 4.13.9.1 Valores máximos de tensão sobre S1 e S2

• **Calculado:**

Conforme (4.115), tem-se:

$$V_{S1,2\_max} = 400 \text{ V} \quad (4.257)$$

- **Medido pelo simulador:**

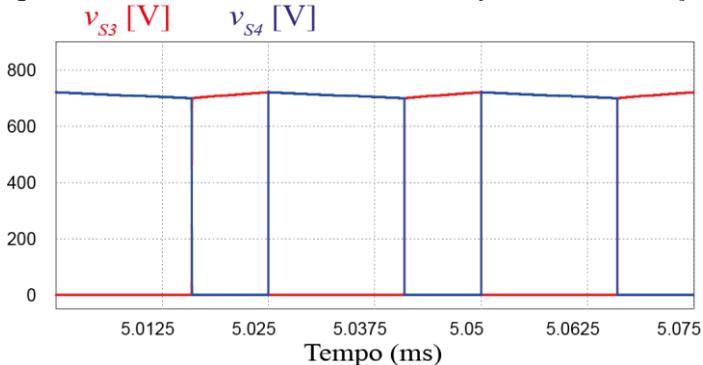
$$VS1_{max}: 3.9999967e+002$$

$$VS2_{max}: 4.0000039e+002$$

#### 4.13.9.2 Valores máximos de tensão sobre S3 e S4

As formas de onda das tensões sobre S3 e S4 para três períodos de comutação, são mostradas na Figura 4.35.

Figura 4.35 Tensões sobre S3 e S4 durante três períodos de comutação



Fonte: Autoria própria, 2019.

- **Calculado:**

Aplicando (4.118), tem-se:

$$V_{S3,4\_max} = \left[ + \frac{1}{2 \cdot (32,24) \cdot 10 \times 10^{-6} \cdot 40 \times 10^3} \times \left( \frac{1+}{+0,7775} \right) \cdot 400 \right] \times \frac{0,7775}{(2+0,7775)} \quad (4.258)$$

$$V_{S3,4\_max} = 718,72 \text{ V} \quad (4.259)$$

- **Medido pelo simulador:**

$$VS3_{max}: 7.2079035e+002$$

$$VS4_{max}: 7.2076201e+002$$

#### 4.13.10 Resultados da validação

Os resultados dos cálculos e das análises numéricas, são apresentados na Tabela 4.2.

Tabela 4.2 Grandezas elétricas: calculadas e por simulação numérica

Grandezas		Valor		Erro [%]
		Teórico	Numérico	
<b>Correntes</b> [A]	$I_{L_{med}}$	3,75	3,78	0,79
	$I_{L_{ef}}$	14,39	14,64	1,71
	$\Delta I_{L_{max}}$	6,40	6,34	0,95
	$I_{in_{med}}$	3,75	3,78	0,79
	$I_{in_{ef}}$	4,59	4,64	1,08
	$I_{SD1,4_{med}}$	0,00	0,00	0,00
	$I_{SD1,4_{ef}}$	9,64	9,48	1,69
	$I_{SD2,3_{med}}$	3,75	3,84	2,34
	$I_{SD2,3_{ef}}$	10,68	10,93	2,29
<b>Tensões</b> [V]	$\Delta V_{C_{max}}$	15,43	15,31	0,78
	$V_{S1\_max}$	400,00	399,99	0,00
	$V_{S2\_max}$	400,00	400,00	0,00
	$V_{S3\_max}$	718,72	720,79	0,29
	$V_{S4\_max}$	718,72	720,76	0,28

Fonte: Autoria própria, 2019.

As equações das principais grandezas elétricas deduzidas são validadas, confrontando-se os resultados dos cálculos com os obtidos a partir de simulações numéricas.

#### 4.14 CONCLUSÃO

A grande contribuição desta estrutura para sistemas geradores de energia fotovoltaica sem transformadores, conectados à rede elétrica de distribuição de energia, é a eliminação da diferença de potencial sobre as capacitâncias parasitas dos módulos fotovoltaicos.

Embora a nova topologia apresente um ganho não linear de tensão, foi demonstrada sua capacidade de operação como inversor. Uma conformação adequada da razão cíclica permite a geração de uma tensão senoidal à saída, viabilizando sua operação como inversor senoidal, necessária para uma conexão com a rede elétrica.

As expressões das correntes e tensões do circuito inversor foram validadas, tornando-as ferramentas indispensáveis ao dimensionamento da indutância e capacitância do circuito, bem como dos seus semicondutores de potência.



## 5 COMPORTAMENTO DINÂMICO

### 5.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é realizado o estudo do comportamento dinâmico da nova topologia inversora proposta. A partir do levantamento de seu modelo dinâmico representativo, são deduzidas e validadas as expressões de suas principais funções de transferências (FTs), as quais estabelecem os comportamentos dinâmicos da tensão gerada e das correntes no indutor do circuito e na saída do inversor, em função da razão cíclica, empregada como variável de controle.

As expressões são validadas, simultaneamente, comparando-se suas respostas com as de simulação sob variações da razão cíclica. Com o mesmo objetivo são verificadas a resposta em frequência das FTs e do circuito inversor.

A partir das FTs do inversor são projetados dois compensadores, um para regulação da tensão de saída e outro para regulação da corrente de saída.

Para a regulação da tensão é considerada apenas uma carga RC, sem conexão com a rede, enquanto que o regulador de corrente, empregando um filtro de saída, começa com carga resistiva, avaliando a capacidade da topologia estudada de gerar uma corrente senoidal para a carga, com baixo conteúdo harmônico. Comprovada a capacidade de geração desta corrente, o inversor passa a ser testado, conectado à rede elétrica.

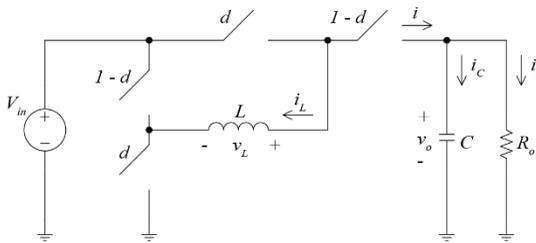
Os controladores são testados a partir de simulações, empregando degraus de referência de tensão ou corrente, conforme o caso, degraus de carga e de tensão de entrada do inversor. Comprovadas suas capacidades de regulação, para os dois reguladores são aplicadas referências senoidais, avaliando-se suas aptidões na geração de tensão ou de corrente nesta forma.

No final do capítulo o inversor é analisado operando em dois sistemas completos de geração de energia fotovoltaica. No primeiro caso com apenas um estágio de processamento de energia, o próprio inversor, e em um segundo momento com dois estágios de processamento de energia, empregando um conversor *Boost* que adequa os níveis de tensão de saída dos módulos FVs aos níveis do barramento CC, o qual alimenta o inversor.

## 5.2 MODELAGEM DINÂMICA

A Figura 5.1 apresenta, simplificadamente, a estrutura do inversor, evidenciando a razão cíclica das chaves para um período de comutação. As referências de tensão e corrente, com relação a polaridade e sentido, são definidas.

Figura 5.1 - Modelo original, evidenciando a razão cíclica



Fonte: Autoria própria, 2019.

Na Quadro 5.1 são discriminados os estados topológicos de operação e as correspondentes expressões dos valores médios quase instantâneos da tensão no indutor e corrente de saída do inversor.

Quadro 5.1 Estados topológicos

Primeira etapa		Segunda etapa	
	$\overline{V_{L-1}} = d.V_{in}$ $\overline{I_{-1}} = 0$		$\overline{V_{L-2}} = (1-d).(V_o - V_{in})$ $\overline{I_{-2}} = (1-d)(-I_L)$

Fonte: Autoria própria, 2019.

Para um período de comutação do inversor, em termos de valores médios quase instantâneos, tem-se:

- **Na primeira etapa:**

Conforme ilustrado no Quadro 5.1, apenas S2 e S3 estão conduzindo. Como a corrente  $i$  de saída é a própria corrente em S4, para este período seu valor é zero (5.2), enquanto o valor médio de tensão é definido por (5.1).

$$\overline{V_{L-1}} = d.V_{in} \tag{5.1}$$

$$\overline{I_{-1}} = 0 \quad (5.2)$$

• **Na segunda etapa:**

Apenas S1 e S4 estão conduzindo, contribuindo com a parcela (5.3), do valor médio final de tensão, enquanto que (5.4) é o próprio valor médio quase instantâneo da corrente de saída.

$$\overline{V_{L-2}} = (1-d) \cdot (V_o - V_{in}) \quad (5.3)$$

$$\overline{I_{-2}} = (1-d) \cdot (-\overline{I_L}) \quad (5.4)$$

As equações resultantes de valor médio quase instantâneo para a tensão no indutor e corrente de saída do inversor são:

$$\overline{V_L} = \overline{V_{L-1}} + \overline{V_{L-2}} \quad (5.5)$$

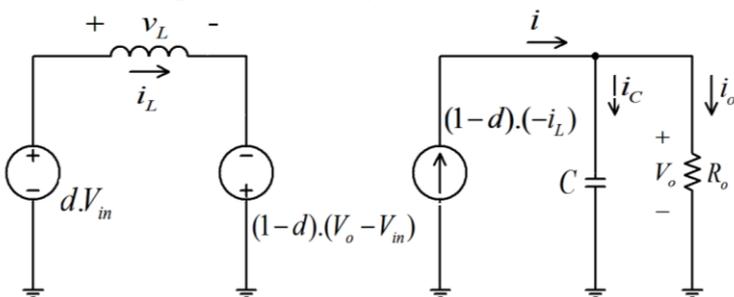
$$\therefore \overline{V_L} = d \cdot V_{in} + (1-d) \cdot (V_o - V_{in}) \quad (5.6)$$

$$\overline{I} = \overline{I_{-1}} + \overline{I_{-2}} \quad (5.7)$$

$$\therefore \overline{I} = (1-d) \cdot (-\overline{I_L}) \quad (5.8)$$

Portanto, a representação do comportamento do inversor a partir de (5.6) e (5.8), resulta no esquema mostrado na Figura 5.2.

Figura 5.2 - Modelo para análise dinâmica



A equação dinâmica, resultante do modelo representado na Figura 5.2, é:

$$L \frac{di_L}{dt} = d.V_{in} + (1-d).(v_o - V_{in}) \quad (5.9)$$

Onde,

$$(1-d)(v_o - V_{in}) = (1-d)v_o - (1-d)V_{in} \quad (5.10)$$

Logo,

$$L \frac{di_L}{dt} = d.V_{in} + [(1-d)v_o - (1-d)V_{in}] \quad (5.11)$$

$$L \frac{di_L}{dt} = d.V_{in} - (1-d)V_{in} + (1-d)v_o \quad (5.12)$$

$$\therefore \boxed{L \frac{di_L}{dt} = (2d-1)V_{in} + (1-d)v_o} \quad (5.13)$$

Da Figura 5.2, também se retira a seguinte relação entre as correntes:

$$i = i_C + i_o \quad (5.14)$$

Como,

$$i = (1-d)(-i_L) \quad (5.15)$$

Pode-se fazer:

$$(1-d)(-i_L) = C \frac{dv_o}{dt} + \frac{v_o}{R_o} \quad (5.16)$$

$$\therefore \boxed{C \frac{dv_o}{dt} = -(1-d)i_L - \frac{v_o}{R_o}} \quad (5.17)$$

Resumindo:

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = (2d-1)V_{in} + (1-d)v_o \\ C \frac{dv_o}{dt} = -(1-d)i_L - \frac{v_o}{R_o} \end{cases} \quad (5.18)$$

### 5.2.1 Ganho estático de tensão e corrente média quase instantânea no indutor

Buscando-se validar (5.18), as equações do ganho estático de tensão e corrente média quase instantânea no indutor, já desenvolvidas no Capítulo 4, são novamente determinadas, considerando-se o inversor em um ponto de operação.

Ou seja,  $di_L/dt = dv_o/dt = 0$ .

Logo,

$$L \frac{di_L}{dt} = (2D-1)V_{in} + (1-D)\overline{V}_o = 0 \quad (5.19)$$

$$(1-D)\overline{V}_o = -(2d-1)V_{in} \quad (5.20)$$

$$\therefore \boxed{\frac{\overline{V}_o}{V_{in}} = \frac{1-2D}{1-D}} \quad (5.21)$$

Enquanto que,

$$C \frac{dv_o}{dt} = -(1-D)\overline{I}_L - \frac{\overline{V}_o}{R_o} = 0 \quad (5.22)$$

$$\overline{I}_L = \frac{\overline{V}_o}{-(1-D)R_o} \quad (5.23)$$

$$\therefore \boxed{\overline{I}_L = \frac{\overline{V}_o}{(D-1)R_o}} \quad (5.24)$$

### 5.2.2 Análise de pequenos sinais

A partir das equações (5.18), abaixo reproduzidas:

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = (2d - 1)V_{in} + (1 - d)v_o \\ C \frac{dv_o}{dt} = -(1 - d)i_L - \frac{v_o}{R_o} \end{cases}$$

Considerando-se as variáveis do sistema com pequenos sinais de perturbação, em um determinado ponto de operação, tem-se:

$$\begin{cases} d = D + \hat{d} \\ v_o = V_o + \hat{v}_o \\ i_L = I_L + \hat{i}_L \\ i = I + \hat{i} \end{cases} \quad (5.25)$$

Logo,

$$L \frac{di_L}{dt} = L \frac{dI_L}{dt} + L \frac{d\hat{i}_L}{dt} \quad (5.26)$$

$$C \frac{dv_o}{dt} = C \frac{dV_o}{dt} + C \frac{d\hat{v}_o}{dt} \quad (5.27)$$

Assim como os termos das equações (5.13) resultam:

$$(2d - 1)v_{in} = (2D + 2\hat{d} - 1)v_{in} = (2D - 1)v_{in} + 2\hat{d}v_{in} \quad (5.28)$$

$$\begin{aligned} (1 - d)v_o &= (1 - D - \hat{d})(V_o + \hat{v}_o) = \\ &= (1 - D)V_o + (1 - D)\hat{v}_o - \hat{d}V_o - \hat{d}\hat{v}_o = \\ &= (1 - D)V_o + (1 - D)\hat{v}_o - \hat{d}V_o \end{aligned} \quad (5.29)$$

$$\begin{aligned}
(1-d)i_L &= (1-D-\hat{d})(I_L + \hat{i}_L) = \\
&= (1-D)I_L + (1-D)\hat{i}_L - \hat{d}I_L - \hat{d}\hat{i}_L = \\
&= (1-D)I_L + (1-D)\hat{i}_L - \hat{d}I_L
\end{aligned} \tag{5.30}$$

$$\frac{v_o}{R_o} = \frac{V_o + \hat{v}_o}{R_o} = \frac{V_o}{R_o} + \frac{\hat{v}_o}{R_o} \tag{5.31}$$

Portanto:

$$\begin{cases} L \frac{d\hat{i}_L}{dt} = (1-D)\hat{v}_o - \hat{d}V_o + 2\hat{d}V_{in} \\ C \frac{d\hat{v}_o}{dt} = -(1-D)\hat{i}_L + \hat{d}I_L - \frac{\hat{v}_o}{R_o} \end{cases} \tag{5.32}$$

No domínio frequência:

$$\begin{cases} sL\hat{i}_L(s) = (1-D)\hat{v}_o(s) - V_o\hat{d}(s) + 2V_{in}\hat{d}(s) \\ sC\hat{v}_o(s) = I_L\hat{d}(s) - (1-D)\hat{i}_L(s) - \frac{\hat{v}_o(s)}{R_o} \end{cases} \tag{5.33}$$

### 5.3 FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA

Para o estudo do comportamento dinâmico do novo inversor, precisam ser estabelecidas as expressões que relacionam suas principais variáveis, como corrente e tensão de saída, com a variável de controle, que é a razão cíclica de comando das chaves.

#### 5.3.1 Tensão de saída, em relação a razão cíclica

A partir dos modelos dinâmicos do inversor, equações (5.33), pode-se estabelecer a relação entre a tensão de saída e a razão cíclica, conforme o desenvolvimento a seguir.

$$SC\hat{v}_o(s) = I_L\hat{d}(s) - \frac{\hat{v}_o(s)}{R_o} - (1-D)\hat{i}_L(s) \quad (5.34)$$

Multiplicando-se (5.34) por  $s$ ,

$$s^2C\hat{v}_o(s) = sI_L\hat{d}(s) - (1-D)s\hat{i}_L(s) - s\frac{\hat{v}_o(s)}{R_o} \quad (5.35)$$

E multiplicando-se (5.35) por  $L$ ,

$$s^2LC\hat{v}_o(s) = sLI_L\hat{d}(s) - \frac{L}{R_o}s\hat{v}_o(s) - (1-D)Ls\hat{i}_L(s) \quad (5.36)$$

Substituindo-se  $Ls\hat{i}_L(s)$  de (5.36) pelo seu modelo dinâmico de (5.33), equações 5.29, resulta:

$$s^2LC\hat{v}_o(s) = sLI_L\hat{d}(s) - \frac{L}{R_o}s\hat{v}_o(s) - (1-D)\left[(1-D)\hat{v}_o(s) - V_o\hat{d}(s) + 2V_{in}\hat{d}(s)\right] \quad (5.37)$$

$$s^2LC\hat{v}_o(s) = sLI_L\hat{d}(s) - \frac{L}{R_o}s\hat{v}_o(s) - (1-D)^2\hat{v}_o(s) + (1-D)V_o\hat{d}(s) - (1-D)2V_{in}\hat{d}(s) \quad (5.38)$$

$$\begin{aligned} \hat{v}_o(s) \left[ s^2LC + \frac{L}{R_o}s + (1-D)^2 \right] &= \\ = \hat{d}(s) \left[ sLI_L + (1-D)V_o - (1-D)2V_{in} \right] \end{aligned} \quad (5.39)$$

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{LI_Ls - (1-D)(2V_{in} - V_o)}{LCs^2 + \frac{L}{R_o}s + (1-D)^2} \quad (5.40)$$

De (4.25), considerando-se que o ganho estático em um ponto de operação ( $D$ ) é  $(V_o/V_{in})$ , tem-se que:

$$D = \frac{1 - V_o/V_{in}}{2 - V_o/V_{in}} \quad (5.41)$$

Ou,

$$D = \frac{V_{in} - V_o}{2V_{in} - V_o} \quad (5.42)$$

A expressão  $(1 - D) \cdot (2V_{in} - V_o)$  de (5.40) levando-se em conta (5.42), pode ser reescrita como:

$$(1 - D) \cdot (2V_{in} - V_o) = (2V_{in} - V_o) - D \cdot (2V_{in} - V_o) \quad (5.43)$$

$$(1 - D) \cdot (2V_{in} - V_o) = (2V_{in} - V_o) - \frac{V_{in} - V_o}{2V_{in} - V_o} \cdot (2V_{in} - V_o) \quad (5.44)$$

$$(1 - D) \cdot (2V_{in} - V_o) = (2V_{in} - V_o) - V_{in} + V_o \quad (5.45)$$

$$(1 - D) \cdot (2V_{in} - V_o) = V_{in} \quad (5.46)$$

Portanto, resulta:

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{LI_L s - V_{in}}{LCs^2 + \frac{L}{R_o} s + (1 - D)^2} \quad (5.47)$$

### 5.3.2 Corrente média quase instantânea no indutor, em relação à razão cíclica

Dividindo-se  $sL\hat{i}_L(s)$  de (5.33) por  $\hat{d}(s)$ , obtém-se:

$$sL \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = (1 - D) \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} - V_o + 2V_{in} \quad (5.48)$$

Substituindo-se (5.47) em (5.48), basta desenvolvê-la para encontrar a FT desejada.

$$sL \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = (1-D) \frac{LI_L s - V_{in}}{LCs^2 + \frac{L}{R_o} s + (1-D)^2} + (2V_{in} - V_o) \quad (5.49)$$

$$sL \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{(1-D)LI_L s - (1-D)V_{in}}{LCs^2 + \frac{L}{R_o} s + (1-D)^2} + \frac{(2V_{in} - V_o) \left[ LCs^2 + \frac{L}{R_o} s + (1-D)^2 \right]}{LCs^2 + \frac{L}{R_o} s + (1-D)^2} \quad (5.50)$$

Sendo,

$$\left[ \frac{(1-D)LI_L s - (1-D)V_{in} + (2V_{in} - V_o)LCs^2 + (2V_{in} - V_o)\frac{L}{R_o} s + (2V_{in} - V_o)(1-D)^2}{LCs^2 + \frac{L}{R_o} s + (1-D)^2} \right] = \quad (5.51)$$

$$= (1-D)LI_L s + (2V_{in} - V_o)LCs^2 + (2V_{in} - V_o)\frac{L}{R_o} s$$

Logo,

$$sL \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{\left[ (2V_{in} - V_o)LCs^2 + (2V_{in} - V_o)\frac{L}{R_o} s + (1-D)LI_L s \right]}{LCs^2 + \frac{L}{R_o} s + (1-D)^2} \quad (5.52)$$

$$\therefore \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{(2V_{in} - V_o)Cs + \frac{(2V_{in} - V_o)}{R_o} + (1-D)I_L}{LCs^2 + \frac{L}{R_o} s + (1-D)^2} \quad (5.53)$$

### 5.3.3 Corrente média quase instantânea de saída, em relação a razão cíclica

Aplicando-se análise de pequenos sinais à (5.15), resulta:

$$I + \hat{i} = (1 - D - \hat{d})(-I_L - \hat{i}_L) \quad (5.54)$$

$$I + \hat{i} = (1 - D)(-I_L) - (1 - D)\hat{i}_L + \hat{d}I_L + \hat{d}\hat{i}_L \quad (5.55)$$

Logo,

$$\hat{i} = \hat{d}I_L - (1 - D)\hat{i}_L \quad (5.56)$$

No domínio frequência,

$$\hat{i}(s) = \hat{d}(s)I_L - (1 - D)\hat{i}_L(s) \quad (5.57)$$

Dividindo-se (5.57) por  $\hat{d}(s)$ , resulta:

$$\frac{\hat{i}(s)}{\hat{d}(s)} = I_L - (1 - D)\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} \quad (5.58)$$

Substituindo-se (5.53) em (5.58), tem-se:

$$\frac{\hat{i}(s)}{\hat{d}(s)} = I_L - (1 - D) \cdot \frac{(2V_{in} - V_o)Cs + \frac{(2V_{in} - V_o)}{R_o} + (1 - D)I_L}{LCs^2 + \frac{L}{R_o}s + (1 - D)^2} \quad (5.59)$$

$$\frac{\hat{i}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{\left[ \begin{array}{l} LCI_L s^2 + \frac{L}{R_o} I_L s + (1-D)^2 I_L - \\ -(1-D)(2V_{in} - V_o)Cs - \\ -(1-D)\frac{(2V_{in} - V_o)}{R_o} - (1-D)^2 I_L \end{array} \right]}{LCs^2 + \frac{L}{R_o} s + (1-D)^2} \quad (5.60)$$

$$\frac{\hat{i}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{\left[ \begin{array}{l} LCI_L s^2 + \frac{L}{R_o} I_L s - \\ -(1-D)(2V_{in} - V_o)Cs - (1-D)\frac{(2V_{in} - V_o)}{R_o} \end{array} \right]}{LCs^2 + \frac{L}{R_o} s + (1-D)^2} \quad (5.61)$$

Substituindo-se (5.46) em (5.61), tem-se:

$$\therefore \frac{\hat{i}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{LCI_L s^2 + \left( \frac{L}{R_o} I_L - CV_{in} \right) s - \frac{V_{in}}{R_o}}{LCs^2 + \frac{L}{R_o} s + (1-D)^2} \quad (5.62)$$

#### 5.4 VALIDAÇÃO DAS FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIAS

A validade das expressões é comprovada mediante a aplicação de pequenos degraus de razão cíclica, sobre o valor correspondente ao ponto de operação ajustado. Os resultados das simulações permitem confrontar-se o comportamento da tensão de saída, corrente no indutor e corrente de saída, resultantes das funções de transferências levantadas, com as do circuito inversor.

Com o mesmo objetivo, é feita a comparação das respostas em frequência das funções de transferência, com as respostas do circuito do inversor.

### 5.4.1 Cálculo dos parâmetros do sistema

Empregando-se os dados já utilizados para validação das expressões levantadas no Capítulo 4, que são:

$$\begin{aligned}V_{in} &= 400 \text{ V} \\L &= 1 \text{ mH} \\C &= 10 \text{ } \mu\text{F} \\R_o &= 32,24 \text{ } \Omega\end{aligned}$$

Adotando-se como ponto de operação do inversor uma tensão de saída de 200 V, metade da tensão de alimentação, ajusta-se a razão cíclica para este valor.

Neste caso, o ganho será:

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{200}{400} \quad (5.63)$$

$$\therefore G = \frac{1}{2} \quad (5.64)$$

Como,

$$D = \frac{1-G}{2-G} = \frac{1-1/2}{2-1/2} \quad (5.65)$$

$$\therefore D = \frac{1}{3} \quad (5.66)$$

Calcula-se a correspondente corrente na indutância, neste ponto de operação, aplicando-se (4.33):

$$I_L = \frac{V_o/R_o}{D-1} = \frac{200/32,24}{1/3-1} \quad (5.67)$$

$$\therefore I_L = -9,31 \text{ A} \quad (5.68)$$

Na Tabela 5.1 são apresentados os cálculos dos coeficientes das funções de transferências.

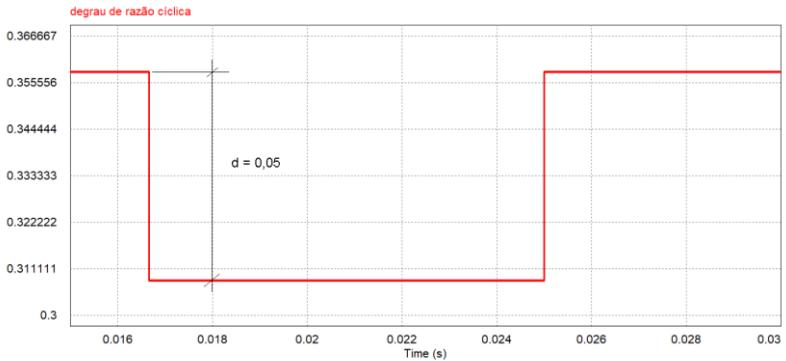
Tabela 5.1 Cálculo dos coeficientes das Funções de Transferências

<b>Coefficientes das FTs</b>	<b>Substituição dos valores</b>	<b>Resultados</b>
$L.I_L$	$1 \times 10^{-3} \cdot (-9,31)$	$-9,31 \times 10^{-3}$
$(1-D)$	$1 - 1/3$	$2/3$
$(2V_{in} - V_o)$	$2 \times 400 - 200$	$600$
$L.C$	$(1 \times 10^{-3}) \cdot (10 \times 10^{-6})$	$10 \times 10^{-9}$
$L/R_o$	$1 \times 10^{-3} / 32,24$	$31,02 \times 10^{-6}$
$(1-D)^2$	$(1 - 1/3)^2$	$4/9$
$(2V_{in} - V_o) \cdot C$	$(2 \times 400 - 200) \cdot 10 \times 10^{-6}$	$6 \times 10^{-3}$
$(2V_{in} - V_o) / R_o$	$600 / 32,24$	$18,61$
$(1-D) \cdot I_L$	$2/3 \cdot (-9,31)$	$-6,2$
$L.C.I_L$	$10 \times 10^{-9} \cdot (-9,31)$	$93,1 \times 10^{-9}$
$(L/R_o) \cdot I_L$	$31,02 \times 10^{-6} \cdot (-9,31)$	$-289 \times 10^{-6}$
$(1-D)(2V_{in} - V_o) \cdot C$	$(2/3) \cdot 6 \times 10^{-3}$	$4 \times 10^{-3}$
$(L/R_o) \cdot I_L - (1-D)(2V_{in} - V_o) \cdot C$	$-289 \times 10^{-6} - 4 \times 10^{-3}$	$-4,3 \times 10^{-3}$
$[(1-D)(2V_{in} - V_o)] / R_o$	$[(2/3) \cdot 600] / 32,24$	$12,41$

Fonte: Autoria própria, 2019

A Figura 5.3 ilustra a forma de variação da razão cíclica sobre o valor fixo  $D = 1/3$ , calculado para estabelecer o ponto de operação do inversor.

Figura 5.3 - Variação da razão cíclica sobre o ponto de operação

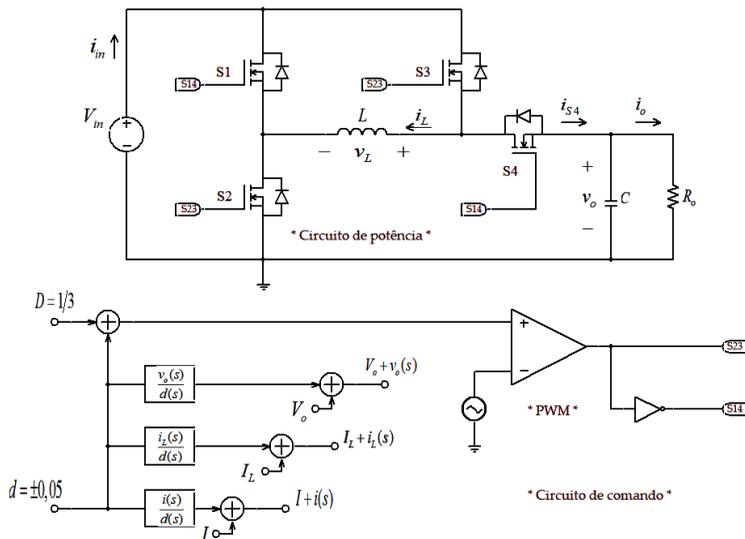


Fonte: Autoria própria, 2019.

## 5.4.2 Circuito e blocos matemáticos para validação das FTs, por simulação

A Figura 5.4 apresenta o circuito e os blocos matemáticos com as expressões das funções de transferências, implementadas no simulador.

Figura 5.4 - Circuito com blocos matemáticos das FTs



Fonte: Autoria própria, 2019.

A seguir são definidas, para cada FT, os valores numéricos dos seus coeficientes e comparadas as respostas geradas por elas e o circuito do inversor, aos degraus de razão cíclica.

### 5.4.3 FT da tensão de saída, em relação a razão cíclica

A partir da expressão (5.36) deduzida para a função de transferência da tensão de saída  $v_o$ , em função da razão cíclica e dos parâmetros calculados, pode-se estabelecer que:

$$\begin{aligned} \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} &= \frac{LI_L s - V_{in}}{LCs^2 + \frac{L}{R_o} s + (1-D)^2} = \\ &= \frac{-9,31 \times 10^{-3} \cdot s - 400}{10 \times 10^{-9} \cdot s^2 + 31,02 \times 10^{-6} \cdot s + \frac{4}{9}} \end{aligned} \quad (5.69)$$

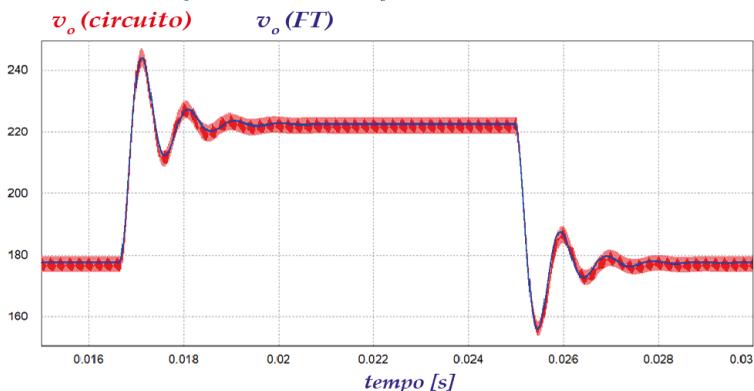
$$\therefore \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{-9,31 \times 10^{-3} \cdot s - 400}{10 \times 10^{-3} \cdot s^2 + 31,02 \times 10^{-6} \cdot s + 0,444} \quad (5.70)$$

Ou,

$$\therefore \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = -930411 \frac{s + 42987}{s^2 + 3102 s + 44444444} \quad (5.71)$$

Com base na simulação, verifica-se que as formas de onda da tensão de saída, resultantes da variação da razão cíclica, se ajustam perfeitamente quando geradas empregando-se a função de transferência e o circuito do inversor, validando-se a expressão levantada, conforme comprova a Figura 5.5.

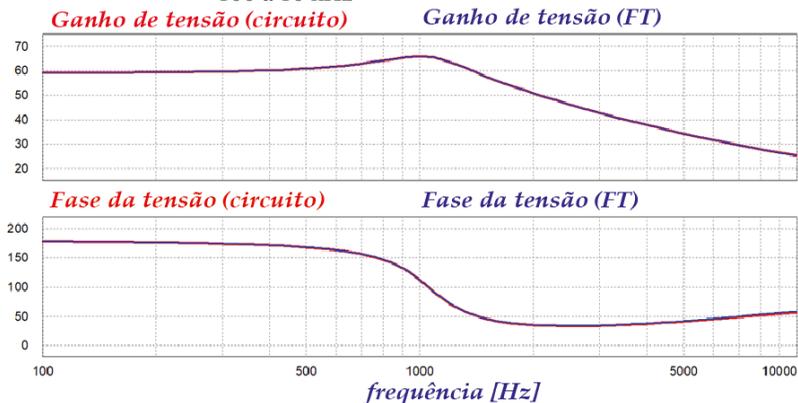
Figura 5.5 - Tensão  $v_o$ , do circuito e da FT



Fonte: Autoria própria, 2019.

Empregando-se o simulador, é analisado o comportamento do ganho e fase da tensão de saída para uma faixa de frequência de 100 a 10 kHz. Os gráficos, Figura 5.6, mostram, simultaneamente, os resultados da função de transferência e do circuito inversor, reforçando a comprovação anterior.

Figura 5.6 - Ganho e fase da tensão  $v_o$ , para a faixa de frequência de 100 a 10 kHz



Fonte: Autoria própria, 2019.

#### 5.4.4 FT da corrente no indutor, em relação a razão cíclica

Substituindo-se os coeficientes calculados em (5.53), tem-se:

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{6 \times 10^{-3} \cdot s + 18,61 + (-6,2)}{10 \times 10^{-9} \cdot s^2 + 31,02 \times 10^{-6} \cdot s + \frac{4}{9}} \quad (5.72)$$

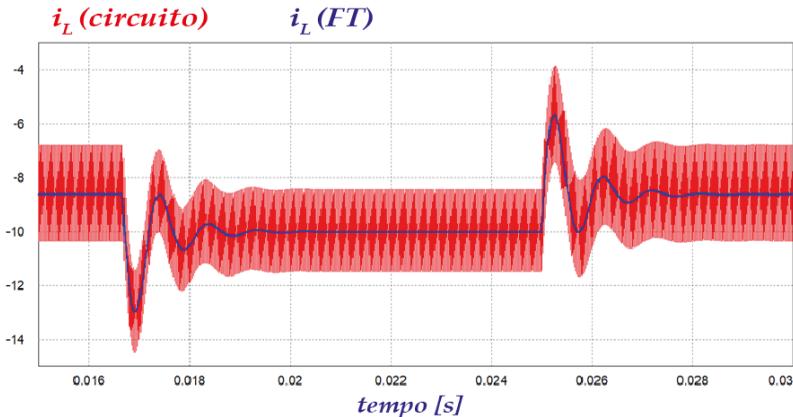
$$\therefore \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{6 \times 10^{-3} \cdot s + 12,41}{10 \times 10^{-9} \cdot s^2 + 31,02 \times 10^{-6} \cdot s + 0,444} \quad (5.73)$$

Ou,

$$\therefore \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = 6 \times 10^6 \cdot \frac{s + 2068}{10 \times 10^{-9} \cdot s^2 + 3102 \cdot s + 44,44 \times 10^6} \quad (5.74)$$

A expressão da corrente é validada confrontando-se os resultados das formas de onda de corrente no indutor, Figura 5.7, resultantes da simulação do circuito inversor e da sua função de transferência, para as variações de razão cíclica definidas na Figura 5.3.

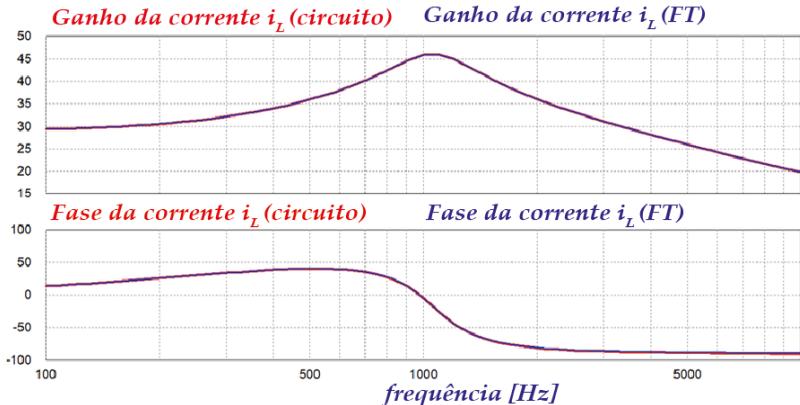
Figura 5.7 - Formas de onda da corrente  $i_L$ , do circuito e da FT



Fonte: Autoria própria, 2019.

O ganho e fase da corrente no indutor, para uma faixa de frequência de 100 a 10 kHz, é mostrado na Figura 5.8. O comportamento coincidente graficamente, da simulação do circuito inversor com o da função de transferência, mais uma vez, confirma a validade desta última.

Figura 5.8 - Ganho e fase da corrente  $i_L$ , para a faixa de frequência de 100 a 10 kHz



Fonte: Autoria própria, 2019.

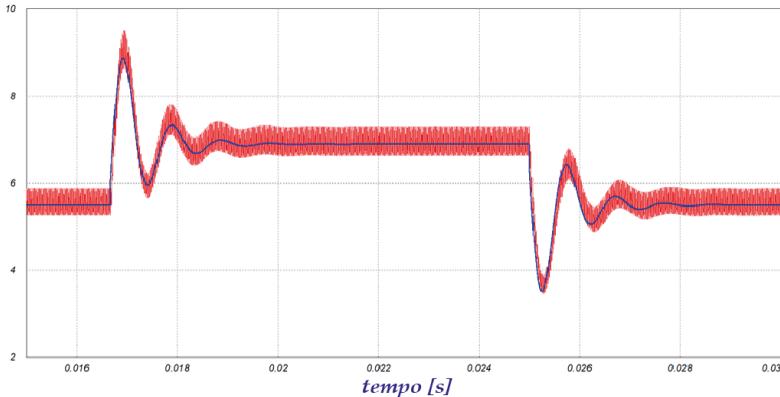
#### 5.4.5 FT da corrente de saída, em relação a razão cíclica

Substituindo-se os coeficiente calculados, Tabela 5.1, em (5.62), resulta:

$$\therefore \frac{\hat{i}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{(93,1 \times 10^{-9})s^2 + (-4,3 \times 10^{-3})s + 12,41}{(10 \times 10^{-9})s^2 + (31,02 \times 10^{-6})s + 4/9} \quad (5.75)$$

A expressão da corrente de saída é validada confrontando-se os resultados das formas de onda de corrente de saída, Figura 5.9, resultantes da simulação do circuito inversor e da sua função de transferência, para as variações de razão cíclica definida na Figura 5.3.

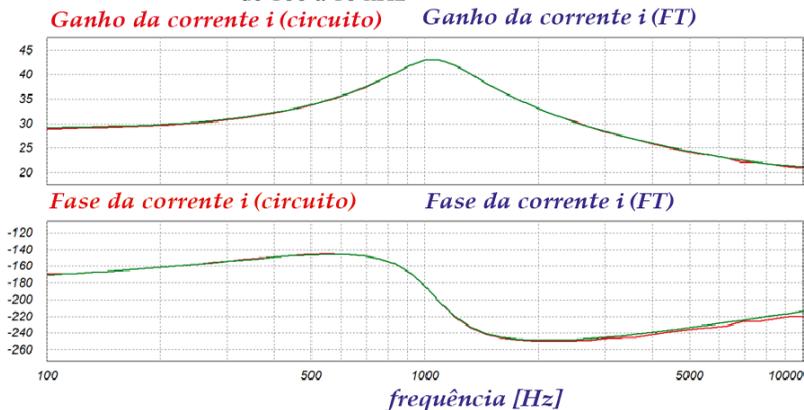
Figura 5.9 - Corrente de saída  $i$ , medida no circuito e resultante do modelo  
*Corrente  $i$  (circuito)*      *Corrente  $i$  (FT)*



Fonte: Autoria própria, 2019.

O ganho e fase da corrente na saída, para uma faixa de frequência de 100 a 10 kHz, é mostrado na Figura 5.10. Tanto o ganho quanto a fase do modelo aproximam-se bastante do resultado obtido com o circuito do inversor, confirmando-se a validade do modelo.

Figura 5.10 - Ganho e fase da corrente  $i$ , para a faixa de frequência de 100 a 10 kHz



Fonte: Autoria própria, 2019.

## 5.5 REGULADORES DE TENSÃO E CORRENTE

Neste item são projetados reguladores de tensão e corrente para o novo inversor, de modo a controlar estas variáveis de forma estável,

viabilizando seu emprego em sistemas geradores de energia fotovoltaica para alimentação de cargas em corrente alternada.

A regulação da tensão de saída do inversor é projetada para aplicações autônomas, com o sistema desconectado da rede elétrica. São assumidos os valores e parâmetros empregados nos estudos anteriores, com carga resistiva, nas condições nominais de potência e ondulações de tensão e corrente, definidas no Capítulo 4.

A regulação de corrente, inicialmente sob as mesmas condições da regulação de tensão, inclusive com carga resistiva, uma vez comprovada sua capacidade, avaliou-se também a sua conexão à rede elétrica.

### 5.5.1 Linearização

A partir da equação do ganho estático (4.11), considerando-se que para geração CA este ganho precisa variar com o tempo, ou seja, passar a ser uma função  $g(t)$ , torna-se necessário variar a razão cíclica de controle, de modo que:

$$g(t) = \frac{1 - 2d(t)}{1 - d(t)} \quad (5.76)$$

#### 5.5.1.1 Razão cíclica em função do tempo (função linearização)

Isolando-se  $d(t)$  em (5.76) resulta a equação da razão cíclica em função do tempo, necessária para obter o comportamento desejado do ganho do conversor.

$$d(t) = \frac{1 - g(t)}{2 - g(t)} \quad (5.77)$$

##### 5.5.1.1.1 Geração em CA

A tensão de saída para aplicações em CA precisa ser:

$$v_o(t) = V_p \cdot \sin(\omega_r t) \quad (5.78)$$

Como o ganho do inversor é definido por:

$$g(t) = \frac{v_o(t)}{V_{in}} \quad (5.79)$$

Tem-se:

$$g(t) = \frac{V_p}{V_{in}} \cdot \sin(\omega_r t) \quad (5.80)$$

Ou seja:

$$g(t) = \alpha \cdot \sin(\omega_r t) \quad (5.81)$$

Onde:

$\alpha = V_p/V_{in}$  é o índice de modulação; e,  
 $\omega_r$  é a frequência angular da tensão gerada.

Substituindo (5.81) em (5.77) resulta:

$$d(t) = \frac{1 - \alpha \cdot \sin(\omega_r t)}{2 - \alpha \cdot \sin(\omega_r t)} \quad (5.82)$$

A equação (5.82) define a razão cíclica em função do tempo, para obter-se uma tensão senoidal na saída do inversor. Portanto, deve-se aplicar esta expressão sobre o sinal modulador, gerado a partir de uma referência senoidal, para compensar a não linearidade do conversor.

#### 5.5.1.2 Ganho de linearização em um ponto de operação

Para o projeto dos reguladores necessitou-se estabelecer um ponto de operação, definindo-se, assim,  $G_{LIN}$  como o ganho de linearização neste ponto, conforme (5.83).

$$G_{LIN} = \frac{1 - G_{po}}{2 - G_{po}} \quad (5.83)$$

Onde  $G_{po}$  é o correspondente ganho do inversor, neste instante.

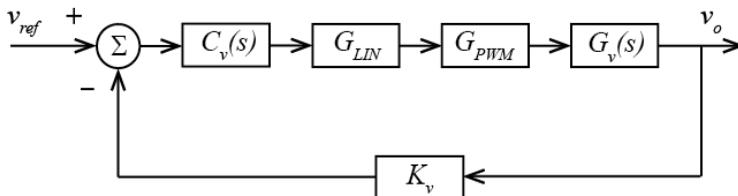
### 5.5.1.3 Bloco linearizador para simulação

Para simulação da função de linearização (5.77) empregou-se o bloco de funções matemáticas do PSIM, denominado nos esquemas implementados, a partir da Figura 5.14, por LIN, que permite estabelecer a saída do bloco como uma função matemática  $f(x)$  de sua entrada. Como a entrada do bloco é representada por  $x$ , implementou-se a expressão  $(1-x)/(2-x)$ , para obter a linearização.

## 5.5.2 Regulador da tensão de saída

O diagrama de blocos do regulador de tensão é apresentado na Figura 5.11, onde são identificados os ganhos presentes na malha de controle. O projeto do regulador consiste basicamente em estabelecer um compensador de tensão  $C_v(s)$  que, inserido na malha de regulação, atue mantendo regulado e estável o comportamento do sistema.

Figura 5.11 - Diagrama de blocos do regulador de tensão



Fonte: Autoria própria, 2019.

Onde:

- $C_v(s)$  – Compensador de tensão;
- $G_{LIN}$  – Ganho do bloco linearizador no ponto de operação;
- $G_{PWM}$  – Ganho do modulador por larguras de pulso;
- $G_v(s)$  – Planta do inversor, para a tensão de saída  $v_o$  em relação a razão cíclica  $d$ ;
- $K_v$  – Ganho do sensor de tensão.

### 5.5.2.1 Projeto do compensador de tensão

#### 5.5.2.1.1 Especificações do sistema

A partir da definição de um ponto de operação, calcula-se o ganho do bloco linearizador. Neste caso, considera-se o ângulo

$\omega_r t = 3\pi/2$ , quando ocorrem as maiores ondulações de corrente e tensão no circuito, como o ponto de operação.

Substituindo-se em (5.80) os valores de  $V_P$  e  $V_{in}$ , apresentados na Tabela 5.2, e o ângulo  $\omega_r t$  definido, calcula-se o ganho do inversor  $G_{po}$  no ponto de operação:

$$G_{po} = \frac{311}{400} \cdot \sin(3\pi/2) = -0,7775 \quad (5.84)$$

Com (5.83) determina-se o correspondente ganho do linearizador.

$$G_{LIN} = \frac{1 - (-0,7775)}{2 - (-0,7775)} = 0,64 \quad (5.85)$$

Apresenta-se na Tabela 5.2, além do ganho de linearização, as especificações de projeto, estabelecidas anteriormente para a topologia proposta, e os ganhos do circuito modulador por largura de pulso e do sensor de tensão.

Tabela 5.2 Especificações de projeto

$V_{in} = 400 \text{ V}$	$V_P = 311 \text{ V}$	$P_o = 1500 \text{ W}$	$f_s = 40 \text{ kHz}$
$L = 1 \text{ mH}$	$C = 10 \text{ }\mu\text{F}$	$f_r = 60 \text{ Hz}$	$\alpha = 0,7775$
$R_o = 32,24 \text{ }\Omega$	$I_p = 9,646 \text{ A}$	$G_{PWM} = 1$	$K_v = 1/100$
$v_o(t) = V_p \cdot \sin(\omega_r t)$		$G_{po} = -0,7775$	$G_{LIN} = 0,64$

Fonte: Autoria própria, 2019.

### 5.5.2.1.2 Ganho de malha fechada

Escolhendo-se uma frequência de corte  $f_c = f_s/20$ , resulta:

$$f_c = \frac{40 \text{ kHz}}{20} = \underline{2 \text{ kHz}} \quad (5.86)$$

Ou,

$$\omega_c = 2\pi f_c = \underline{12,57 \text{ rad/s}} \quad (5.87)$$

A função de transferência da tensão de saída em relação a razão cíclica de entrada, dada pela equação (5.71), é o ganho de tensão da planta do inversor, para o regulador, ou seja:

$$G(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = 930411 \frac{s + 42987}{s^2 + 3102s + 44444444} \quad (5.88)$$

Logo, pode-se afirmar também que:

$$G_v(f) = 930411 \frac{j(2\pi f) + 42987}{[j(2\pi f)]^2 + 3102j(2\pi f) + 44,44 \cdot 10^6} \quad (5.89)$$

A partir da Figura 5.11, pode-se definir o ganho em malha fechada do regulador de tensão, como sendo:

$$FTMF_v(\omega_s) = \frac{C_v(\omega_s) \cdot K_v \cdot G_{LIN} \cdot G_{PWM} \cdot G_v(\omega_s)}{1 + C_v(\omega_s) \cdot K_v \cdot G_{LIN} \cdot G_{PWM} \cdot G_v(\omega_s)} \quad (5.90)$$

De (5.90) estabelece-se a função de transferência de laço aberto não conectado ( $FTLA_{v_{NC}}$ ), como:

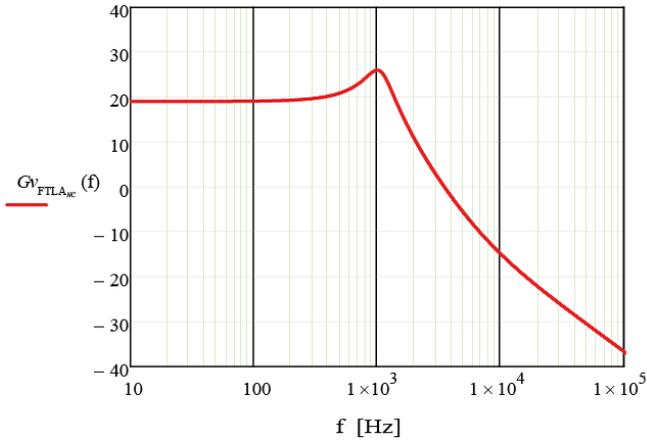
$$FTLA_{v_{NC}}(\omega_s) = K_v \cdot G_{LIN} \cdot G_{PWM} \cdot G_v(\omega_s) \quad (5.91)$$

Cujo ganho e fase resultam:

$$G_{v_{FTLA_{v_{NC}}}}(\omega_s) = 20 \cdot \log |FTLA_{v_{NC}}(\omega_s)| \quad (5.92)$$

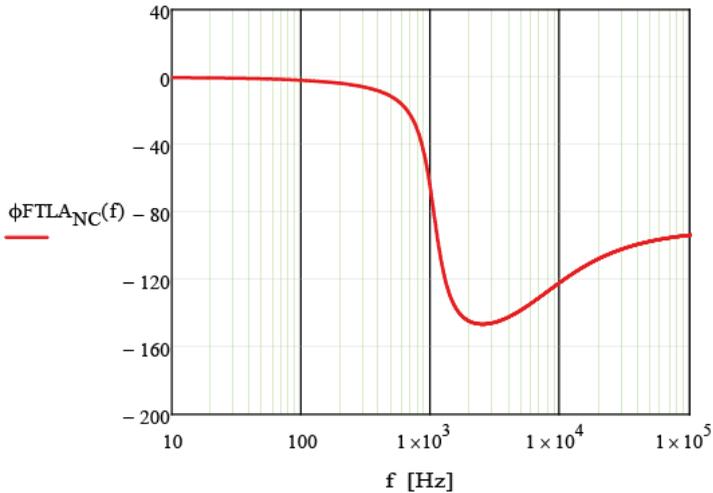
$$\angle FTLA_{v_{NC}}(\omega) = \frac{180}{\pi} \arg(FTLA_{v_{NC}}(\omega)) \quad (5.93)$$

Figura 5.12 - Ganho da  $FTLA_{NC}$  para o regulador de tensão



Fonte: Autoria própria, 2019.

Figura 5.13 - Fase da  $FTLA_{NC}$  para o regulador de tensão



Fonte: Autoria própria, 2019.

### 5.5.2.1.3 Compensador Proporcional-Integral

Empregando-se um compensador Proporcional-Integral, cujo ganho é definido como,

$$C(\omega) = \frac{K_C (j\omega + \omega_Z)}{j\omega} \quad (5.94)$$

Na frequência de corte tem-se:

$$\begin{cases} |C(\omega_C)| = \frac{K_C \sqrt{\omega_Z^2 + \omega_C^2}}{\omega_C} \\ \angle C(\omega_C) = \arctan\left(\frac{\omega_C}{\omega_Z}\right) - \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (5.95)$$

Para uma operação estável, na frequência de corte deve resultar:

$$\begin{cases} |C(\omega_C)| = \frac{1}{FTLA_{v_{NC}}(\omega_C)} \\ \angle C(\omega_C) = M_\phi - \pi - \angle FTLA_{v_{NC}}(\omega_C) \end{cases} \quad (5.96)$$

Portanto,

$$\begin{cases} K_C = \frac{\omega_C}{\sqrt{\omega_Z^2 + \omega_C^2}} \cdot \frac{1}{FTLA_{v_{NC}}(\omega_C)} \\ \omega_Z = \frac{\omega_C}{\tan\left[M_\phi - \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{180} \angle FTLA_{v_{NC}}(\omega_C)\right]} \end{cases} \quad (5.97)$$

Calculando-se:

$$FTLA_{v_{NC}}(f_C) = -2,836 - 2,005j \quad (5.98)$$

Cujo módulo é,

$$\left|FTLA_{v_{NC}}(f_C)\right| = \underline{3,473} \quad (5.99)$$

Enquanto que, para esta frequência o ângulo resulta:

$$\angle FTLA_{v_{NC}}(f_C) = \underline{-144,75^\circ} \quad (5.100)$$

Empregando-se uma margem de fase de  $33^\circ$ , em radianos será,

$$M_\phi = 33^\circ \frac{\pi}{180} \quad (5.101)$$

Portanto,

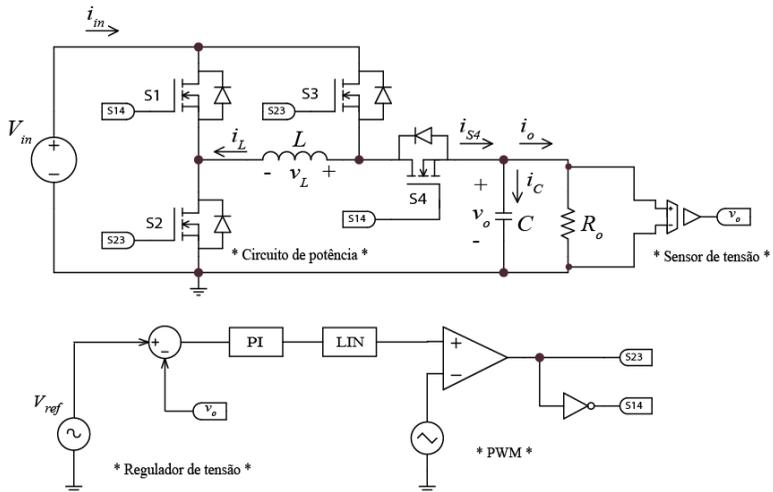
$$\omega_Z = \frac{\omega_C}{\tan \left[ M_\phi - \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{180} \angle FTLA_{v_{NC}}(f_C) \right]} = \underline{494,75} \quad (5.102)$$

$$K_C = \frac{\omega_C}{\sqrt{\omega_Z^2 + \omega_C^2} \cdot \left| FTLA_{v_{NC}}(f_C) \right|} = \underline{0,288} \quad (5.103)$$

### 5.5.2.2 Simulação do inversor com regulador de tensão

O esquema completo do circuito para simulação, com a parte de potência e de regulação de tensão, é mostrado na Figura 5.14.

Figura 5.14 - Circuito do inversor com regulador de tensão



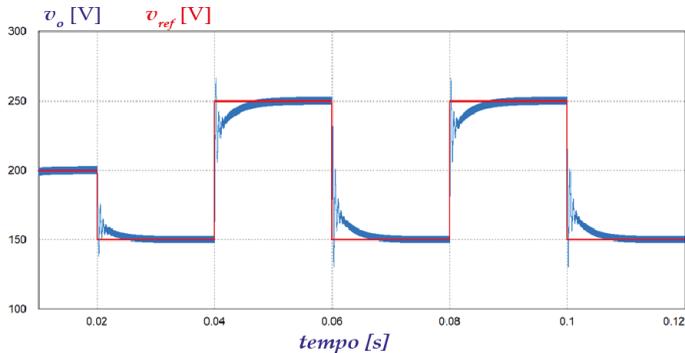
Fonte: Autoria própria, 2019.

A resposta do sistema (inversor mais regulador) é testada aplicando-se degraus: à referência de tensão; à carga; e, à tensão de alimentação, de entrada do inversor. Por último, é verificada a capacidade do sistema de gerar uma tensão alternada, a partir do emprego de uma referência senoidal de tensão à entrada do regulador.

#### 5.5.2.2.1 Resposta a degraus de referência de tensão

Na Figura 5.15 são apresentados os resultados obtidos com relação ao comportamento da tensão de saída gerada pelo inversor, em resposta a degraus de referência de tensão de  $\pm 50$  volts, em torno dos 200 volts (ponto de operação).

Figura 5.15 – Resposta de tensão a degraus de referência



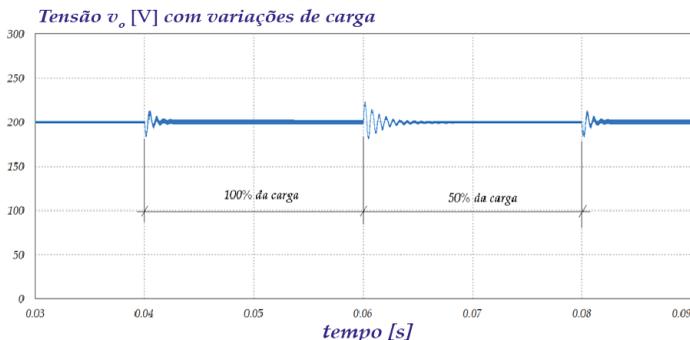
Fonte: Autoria própria, 2019.

Os resultados da simulação mostram a tensão de saída do inversor sendo regulada, seguindo a tensão de referência, conforme esperado.

#### 5.5.2.2.2 Resposta a degraus de carga

Este ensaio simula o inversor, com tensão de saída regulada, sob perturbações de carga. Para tanto, com uma tensão de referência ajustada para  $V_{ref} = 200$  V são provocados degraus de resistência de carga, de 50% a 100% de seu valor nominal.

Figura 5.16 – Resposta a variações de carga



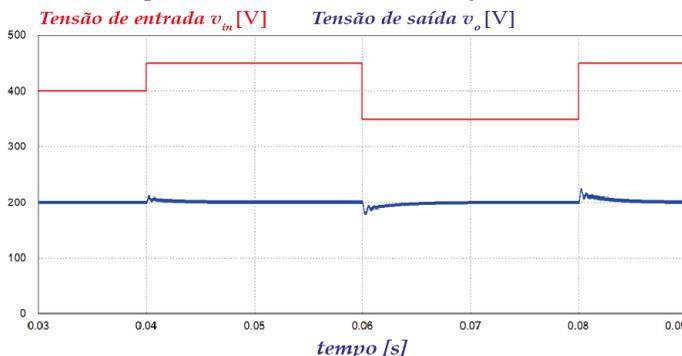
Fonte: Autoria própria, 2019.

A forma de onda, apresentada na Figura 5.16, mostra a resposta do sistema aos degraus de carga. O regulador de tensão atua mantendo-a, conforme comprova a forma de onda.

### 5.5.2.2.3 Resposta a degraus da tensão de entrada - $V_{in}$

Esta simulação verifica o comportamento do sistema inversor/regulador para degraus de  $\pm 50$  volts em torno do valor nominal de tensão de entrada (**400 volts**).

Figura 5.17 – Resposta da tensão de saída, sob degraus de tensão de entrada



Fonte: Autoria própria, 2019.

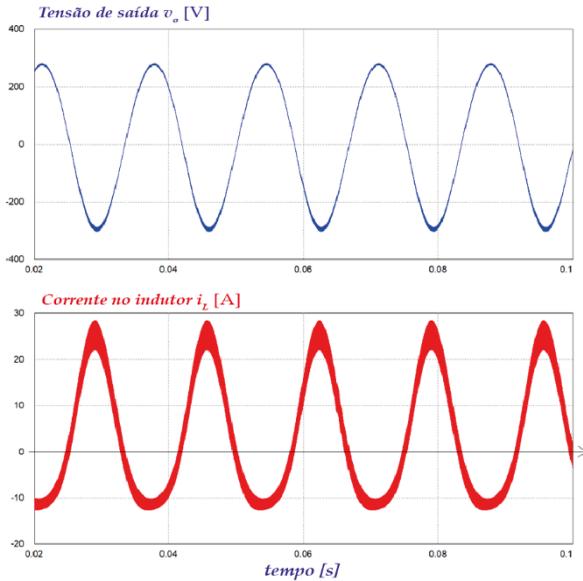
Mais uma vez, conforme ilustrado na Figura 5.17, é verificado o adequado comportamento do sistema. Percebe-se a reação deste a degraus relativamente elevados de tensão de alimentação, mantendo o nível da tensão de saída, definido pela referência.

### 5.5.2.2.4 Tensão de saída com referência senoidal

Finalmente, sob condições nominais de tensão de alimentação e valor de carga, é simulada a operação do inversor empregando-se uma referência senoidal de sinal, à entrada do regulador.

Na Figura 5.18 são mostrados os resultados da simulação para estas condições. São apresentadas as formas de onda da tensão de saída e a corrente no indutor  $L$ , do circuito inversor. Conforme observado nos estudos realizados no Capítulo 4, a corrente no indutor não é simétrica em relação a origem, devido a característica não linear do ganho do conversor. Sendo assim, como foi gerada uma tensão senoidal na saída, imposta pelo regulador, a corrente no indutor naturalmente tomou a mesma forma levantada anteriormente, validando-se mais uma vez os modelos aqui apresentados e o regulador projetado.

Figura 5.18 - Ciclos da tensão de saída e corrente no indutor

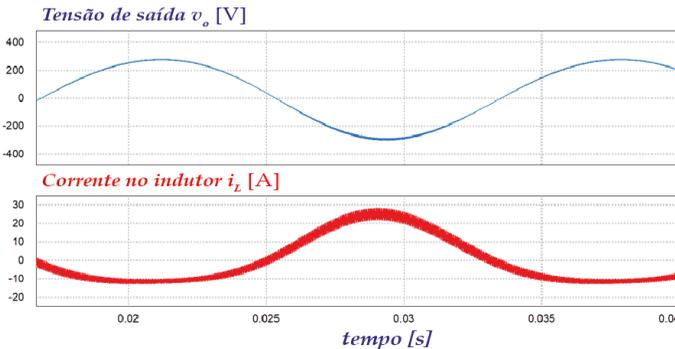


Fonte: Autoria própria, 2019.

Através da Figura 5.19 é possível observar com mais detalhes o comportamento das formas de onda de tensão gerada e corrente na indutância.

Estes resultados comprovam a capacidade do novo inversor de operar como um gerador de tensão senoidal, para alimentação de cargas em corrente alternada.

Figura 5.19 - Detalhe do ciclo de tensão gerada



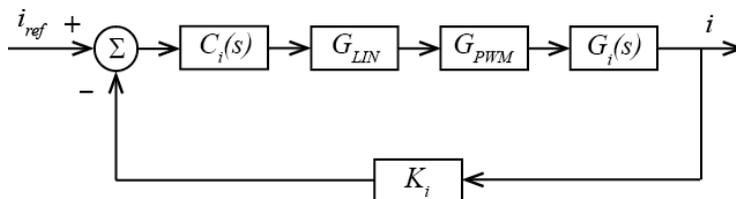
Fonte: Autoria própria, 2019.

### 5.5.3 Regulador da corrente de saída

A finalidade do estudo do inversor com este regulador é avaliar a capacidade de controle do sistema sobre a corrente de saída, verificando-se a viabilidade de conexão do inversor diretamente a rede elétrica, fundamental para condicionamento da energia fotovoltaica gerada.

O diagrama de blocos do regulador de corrente é mostrado na Figura 5.20, onde são identificados os ganhos presentes na malha de controle. O projeto do regulador consiste basicamente em estabelecer um compensador de corrente  $C_i(s)$  que, inserido na malha de regulação, atue mantendo regulado e estável o comportamento do sistema.

Figura 5.20 - Diagrama de blocos do regulador de corrente



Fonte: Autoria própria, 2019.

Onde:

- $C_i(s)$  – Compensador de corrente;
- $G_{LIN}$  – Ganho do bloco linearizador no ponto de operação;
- $G_{PWM}$  – Ganho do modulador por larguras de pulso;
- $G_i(s)$  – planta do inversor, para a corrente de saída  $i$  em relação a razão cíclica  $d$ ;
- $K_i$  – Ganho do sensor de corrente.

#### 5.5.3.1 Projeto do compensador de corrente

##### 5.5.3.1.1 Especificações do sistema

As especificações de projeto para a compensação de corrente são as mesmas estabelecidas no item 5.5.2.1.1 para o regulador de tensão e apresentadas na Tabela 5.2, com exceção do ganho do sensor, que neste caso é de corrente e considerado de valor  $K_i = 1$ .

### 5.5.3.1.2 Cálculo dos coeficientes da FT de corrente

A função de transferência da corrente de saída em relação a razão cíclica de entrada (5.62), é o ganho de corrente da planta do inversor para o regulador de corrente.

Considerando-se que  $s = j\omega_s$ , onde  $\omega_s$  é a frequência angular de comutação, o ganho da planta resulta:

$$G_i(\omega_s) = \frac{\left\{ LCI_L(j\omega_s)^2 + \left[ \frac{L}{R_o} I_L - V_{in} C \right] (j\omega_s) - \frac{V_{in}}{R_o} \right\}}{LC(j\omega_s)^2 + \frac{L}{R_o}(j\omega_s) + (1-D)^2} \quad (5.104)$$

No Quadro 5.2, são apresentadas as expressões e resultados calculados para os coeficientes de (5.104).

Quadro 5.2 – Coeficientes das equações

$\frac{L}{R_o} I_L - V_{in} C = -3,169 \times 10^{-3}$	$\frac{L}{R_o} = 31,02 \times 10^{-6}$	$LCI_L = 267,9 \times 10^{-9}$
$\frac{V_n}{R_o} = 12,407$	$(1-D)^2 = 0,13$	$LC = 10 \times 10^{-9}$

Fonte: Autoria própria, 2019.

### 5.5.3.1.3 FT de Malha Fechada da corrente - FTMFi

O ganho em malha fechada do regulador de corrente, Figura 5.20, é definido como:

$$FTMF_i(\omega_s) = \frac{C_i(\omega_s) \cdot K_i \cdot G_{LIN} \cdot G_{PWM} \cdot G_i(\omega_s)}{1 + C_i(\omega_s) \cdot K_i \cdot G_{LIN} \cdot G_{PWM} \cdot G_i(\omega_s)} \quad (5.105)$$

Sendo, sua função de transferência de laço aberto, não conectado,  $FTLA_{NC}$ , estabelecida por:

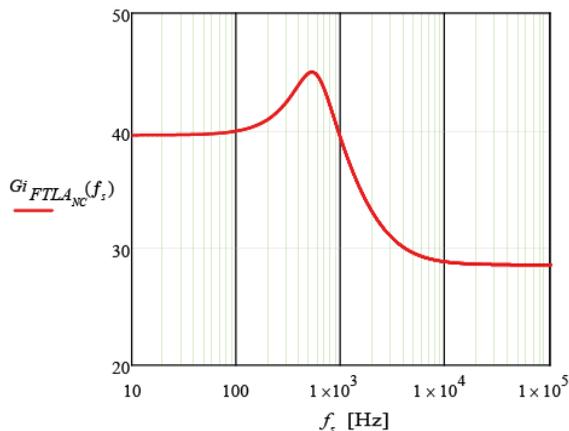
$$FTLA_{NC}(\omega_s) = K_i \cdot G_{LIN} \cdot G_{PWM} \cdot G_i(\omega_s) \quad (5.106)$$

Cujo ganho e fase resultam:

$$G_{i_{FTLA_{NC}}}(\omega_s) = 20 \cdot \log |FTLA_{NC}(\omega_s)| \quad (5.107)$$

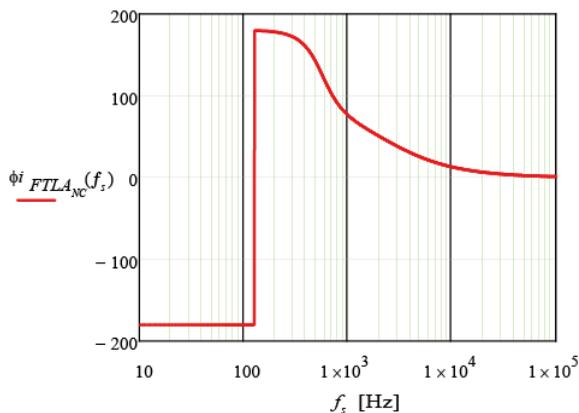
$$\angle i_{FTLA_{NC}}(\omega_s) = \frac{180}{\pi} \arg(FTLA_{NC}(\omega_s)) \quad (5.108)$$

Figura 5.21 - Ganho da  $FTLA_{NC}$  para o regulador de corrente



Fonte: Autoria própria, 2019.

Figura 5.22 - Fase da  $FTLA_{NC}$  para o regulador de corrente



Fonte: Autoria própria, 2019.

### 5.5.3.1.4 Compensador Proporcional-Integral Modificado

Emprega-se um compensador Proporcional-Integral Modificado, bloco **PI(m)** nas simulações, cujo ganho é,

$$C_i(\omega) = \frac{K_C(j\omega + \omega_z)}{j\omega(j\omega + \omega_p)} \quad (5.109)$$

Na frequência de corte tem-se:

$$\begin{cases} |C_i(\omega_c)| = \frac{K_C \sqrt{\omega_z^2 + \omega_c^2}}{\omega_c \sqrt{\omega_p^2 + \omega_c^2}} \\ \angle C_i(\omega_c) = \arctan\left(\frac{\omega_c}{\omega_z}\right) - \frac{\pi}{2} - \arctan\left(\frac{\omega_c}{\omega_p}\right) \end{cases} \quad (5.110)$$

Para uma operação estável, na frequência de corte deve resultar:

$$\begin{cases} |C_i(\omega_c)| = \frac{1}{FTLA_{NC}(\omega_c)} \\ \angle C_i(\omega_c) = M_\phi - \pi - \angle FTLA_{NC}(\omega_c) \end{cases} \quad (5.111)$$

A frequência angular é:

$$\omega_s = 2\pi \cdot f_s \quad (5.112)$$

Seu valor resulta,

$$\omega_s = 2\pi \times 40 \text{ k} = \underline{2,513 \times 10^5 \text{ rad/s}} \quad (5.113)$$

Escolhendo,

$$\omega_p = \frac{\omega_s}{3} = \underline{83780} \quad (5.114)$$

e,

$$\omega_z = \frac{\omega_p}{20} = \underline{4189} \quad (5.115)$$

Situando-se a frequência de cruzamento entre o polo e zero, tem-se:

$$\omega_c = \frac{\omega_z + \omega_p}{2} = \frac{4189 + 83780}{2} \quad (5.116)$$

$$\omega_c = \underline{43984,5} \quad (5.117)$$

O módulo da FT de laço aberto não conectado, na frequência de cruzamento, resulta:

$$|FTLA_{NC}(\omega_c)| = \underline{23,445} \quad (5.118)$$

Calcula-se o ganho  $K_C$  isolando-o em (5.110).

$$K_C = \frac{\omega_c \sqrt{\omega_p^2 + \omega_c^2}}{\sqrt{\omega_z^2 + \omega_c^2} |FTLA_{NC}(\omega_c)|} \quad (5.119)$$

Substituindo os valores em (5.119), resulta:

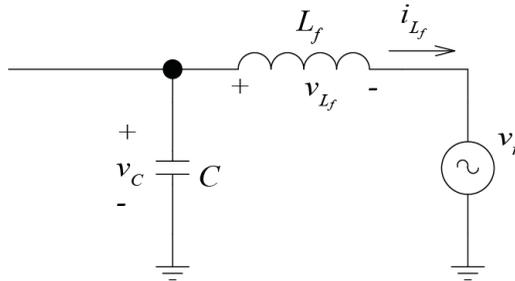
$$K_C = \frac{43984,5 \sqrt{83780^2 + 43984,5^2}}{\sqrt{4189^2 + 43984,5^2} |FTLA_{NC}(43984,5)|} \quad (5.120)$$

$$\therefore K_C = \underline{5167} \quad (5.121)$$

### 5.5.3.2 Projeto do filtro de saída do inversor

Na Figura 5.23 é mostrado o circuito do filtro de saída do inversor, para ligação à rede elétrica. Enquanto o capacitor  $C$  estabelece a máxima ondulação da tensão na saída do inversor, proveniente da comutação, o indutor  $L_f$  reduz as oscilações de alta frequência da corrente que está sendo injetada na rede.

Figura 5.23 – Filtro de saída do inversor



Fonte: Autoria própria, 2019.

A seguir são desenvolvidas as expressões para cálculo da capacitância e indutância do filtro, de modo a estabelecer as ondulações máximas da tensão de saída do inversor  $\Delta V_{C_{\max}}$  e corrente para a rede  $\Delta i_{L_{\max}}$ , durante os períodos de comutação.

#### 5.5.3.2.1 Capacitância do filtro - C

Considerando-se (4.108), a equação (4.113), do Capítulo 4, pode ser representada como:

$$\Delta V_{C_{\max}} = \frac{I_P}{C \cdot f_s} \cdot \frac{1 + \alpha}{2 + \alpha} \quad (5.122)$$

Ou seja,

$$C = \frac{I_P}{\Delta V_{C_{\max}} \cdot f_s} \cdot \frac{1 + \alpha}{2 + \alpha} \quad (5.123)$$

Nas condições nominais,

$$I_P = \frac{2 \cdot P_o}{V_p} = \frac{2 \times 1500}{311} = \underline{9,646 \text{ A}} \quad (5.124)$$

Para um fator de ondulação de 5%, tem-se:

$$\Delta V_{C_{\max}} = 0,05 \times V_p = 0,05 \times 311 \quad (5.125)$$

$$\therefore \Delta V_{C_{\max}} = \underline{15,55 \text{ V}} \quad (5.126)$$

Logo, a capacitância do filtro (5.123), será:

$$C = \frac{9,646}{(15,55) \cdot 40 \times 10^3} \cdot \frac{1 + 0,7775}{2 + 0,7775} \quad (5.127)$$

$$\therefore C = \underline{9,93 \mu F} \quad (5.128)$$

Este valor, já calculado no Capítulo 4, resultou igual tendo-se em vista que o pico da corrente, independente do inversor estar alimentando uma carga resistiva ou diretamente a rede elétrica, depende apenas da potência desejada, na saída do inversor.

Desta forma, será mantido o valor já adotado naquela oportunidade, de  $\boxed{10 \mu F}$ .

#### 5.5.3.2.2 Indutância do filtro - $L_f$

Para desenvolvimento da equação da ondulação de corrente em  $L_f$  ( $\Delta I_{L_f}$ ) será considerada a maior ondulação de tensão no capacitor do filtro, ou seja, o pior caso, o qual ocorre para  $\omega t = 3\pi/2$ .

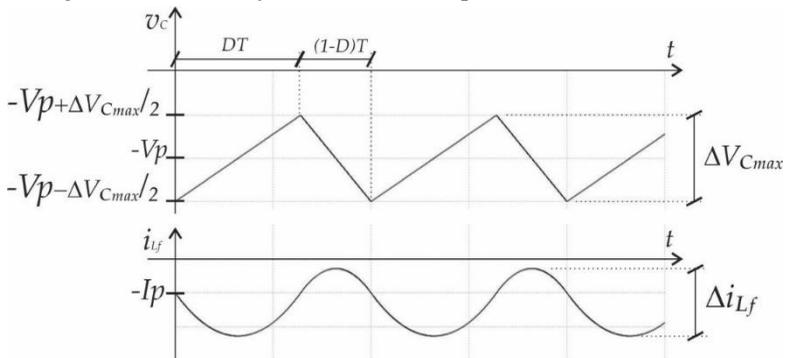
Em regime permanente, o valor médio da tensão será,  $V_{C_{\text{med}}}(3\pi/2) = -V_P$ .

Já a expressão para valores instantâneos sobre o indutor é,

$$v_{L_f} = v_C - v_r \quad (5.129)$$

Na Figura 5.24 são apresentadas as formas de onda da tensão no capacitor, assumidas como lineares para fins de simplificação, e a resultante corrente no indutor  $L_f$ , para um ângulo  $\omega t = 3\pi/2$  (maior ondulação). Em termos de valores médios, para estes períodos de comutação, a tensão no capacitor do filtro é  $V_{C_{\text{med}}} = -V_P$  e a corrente no indutor é  $I_{L_f_{\text{med}}} = -I_P$ .

Figura 5.24 - Ondulações de tensão no capacitor e corrente no indutor



Fonte: Autoria própria, 2019.

• **Para  $0 < t < DT$ :**

Considerando-se um comportamento linear da tensão do capacitor,

$$v_{C_1} = \frac{\Delta V_{C_{\max}}}{DT} \cdot t - \left( V_P + \frac{\Delta V_{C_{\max}}}{2} \right) \quad (5.130)$$

$$v_{C_1} = \left( \frac{t}{DT} - \frac{1}{2} \right) \Delta V_{C_{\max}} - V_P \quad (5.131)$$

Sobre o filtro indutivo resulta:

$$v_{L_{f1}} = \left[ \left( \frac{t}{DT} - \frac{1}{2} \right) \Delta V_{C_{\max}} - V_P \right] - (-V_P) \quad (5.132)$$

$$\boxed{v_{L_{f1}} = \left( \frac{t}{DT} - \frac{1}{2} \right) \Delta V_{C_{\max}}} \quad (5.133)$$

A partir da Figura 5.24, verifica-se que os valores extremos da corrente que definem a sua ondulação neste intervalo de tempo, ocorrem de  $DT/2$  a  $DT$ , de modo que:

$$\Delta i_{L_{f1}} = \frac{1}{L_f} \int_{DT/2}^{DT} v_{L_{f1}} dt \quad (5.134)$$

$$\Delta i_{L_{f1}} = \frac{1}{L_f} \int_{DT/2}^{DT} \left( \frac{t}{DT} - \frac{1}{2} \right) \Delta V_{C_{\max}} dt \quad (5.135)$$

$$\Delta i_{L_{f1}} = \frac{\Delta V_{C_{\max}}}{L_f} \int_{DT/2}^{DT} \left( \frac{t}{DT} - \frac{1}{2} \right) dt \quad (5.136)$$

Resolvendo-se a integral:

$$\int_{DT/2}^{DT} \left( \frac{t}{DT} - \frac{1}{2} \right) dt = \frac{1}{DT} \int_{DT/2}^{DT} t dt - \frac{1}{2} \int_{DT/2}^{DT} dt \quad (5.137)$$

$$\int_{DT/2}^{DT} \left( \frac{t}{DT} - \frac{1}{2} \right) dt = \frac{1}{DT} \left[ \frac{t^2}{2} \right]_{DT/2}^{DT} - \frac{1}{2} [t]_{DT/2}^{DT} \quad (5.138)$$

$$\int_{DT/2}^{DT} \left( \frac{t}{DT} - \frac{1}{2} \right) dt = \frac{1}{DT} \left[ \frac{(DT)^2}{2} - \frac{(DT)^2/4}{2} \right] - \frac{1}{2} \left[ DT - \frac{DT}{2} \right] \quad (5.139)$$

$$\int_{DT/2}^{DT} \left( \frac{t}{DT} - \frac{1}{2} \right) dt = DT \left[ \frac{1}{2} - \frac{1}{8} \right] - \frac{1}{2} \cdot \frac{DT}{2} \quad (5.140)$$

$$\int_{DT/2}^{DT} \left( \frac{t}{DT} - \frac{1}{2} \right) dt = \frac{DT}{8} \quad (5.141)$$

Portanto,

$$\Delta i_{L_{f1}} = \frac{DT}{8L_f} \cdot \Delta V_{C_{\max}} \quad (5.142)$$

- Para  $DT < t < T$ :

$$v_{C_2} = -\frac{\Delta V_{C_{\max}}}{(1-D)T} \cdot (t - DT) - \left( V_P - \frac{\Delta V_{C_{\max}}}{2} \right) \quad (5.143)$$

$$v_{C_2} = -\frac{t - DT}{(1-D)T} \Delta V_{C_{\max}} \cdot -V_P + \frac{\Delta V_{C_{\max}}}{2} \quad (5.144)$$

$$v_{C_2} = \left[ \frac{1}{2} - \frac{t - DT}{(1-D)T} \right] \Delta V_{C_{\max}} \cdot -V_P \quad (5.145)$$

Sobre o filtro indutivo resulta:

$$v_{L_{f2}} = \left\{ \left[ \frac{1}{2} - \frac{t - DT}{(1-D)T} \right] \Delta V_{C_{\max}} \cdot -V_P \right\} - (-V_P) \quad (5.146)$$

$$\boxed{v_{L_{f2}} = \left[ \frac{1}{2} - \frac{t - DT}{(1-D)T} \right] \Delta V_{C_{\max}}} \quad (5.147)$$

Para este intervalo de tempo a corrente continua a crescer, conforme mostrado na Figura 5.24, agora de  $DT$  até  $(1-D)T/2$ , de modo que:

$$\Delta i_{L_{f2}} = \frac{1}{L_f} \int_{DT}^{(1+D)T/2} v_{L_{f2}} dt \quad (5.148)$$

$$\Delta i_{L_{f2}} = \frac{1}{L_f} \int_{DT}^{(1+D)T/2} \left[ \frac{1}{2} - \frac{t - DT}{(1-D)T} \right] \Delta V_{C_{\max}} dt \quad (5.149)$$

Resolvendo-se a integral, tem-se:

$$\Delta i_{L_{f2}} = \frac{\Delta V_{C_{\max}}}{L_f} \left[ \left( \frac{1}{2} + \frac{D}{1-D} \right) t - \frac{t^2}{2(1+D)T} \right]_{DT}^{(1+D)T/2} \quad (5.150)$$

$$\Delta i_{L_{f2}} = \frac{\Delta V_{C_{\max}} (1-D)T}{L_f \cdot 8} \quad (5.151)$$

Portanto,

$$\Delta i_{L_{f2}} = \frac{(1-D)T}{8L_f} \Delta V_{C_{\max}} \quad (5.152)$$

A ondulação máxima será a soma das parcelas de variação, ocorridas em cada intervalo de tempo considerado:

$$\Delta i_{L_{f_{\max}}} = \Delta i_{L_{f1}} + \Delta i_{L_{f2}} \quad (5.153)$$

$$\Delta i_{L_{f_{\max}}} = \frac{DT}{8L_f} \cdot \Delta v_{C_{\max}} + \frac{(1-D)T}{8L_f} \Delta V_{C_{\max}} \quad (5.154)$$

$$\Delta i_{L_{f_{\max}}} = \frac{T}{8L_f} \cdot \Delta v_{C_{\max}} \quad (5.155)$$

Ou, como  $T = 1/f_S$  tem-se:

$$\Delta i_{L_{f_{\max}}} = \frac{\Delta v_{C_{\max}}}{8L_f \cdot f_S} \quad (5.156)$$

Portanto,

$$L_f = \frac{1}{8f_S} \cdot \frac{\Delta v_{C_{\max}}}{\Delta i_{L_{f_{\max}}}} \quad (5.157)$$

- **Cálculo do indutor**

Adotando-se um coeficiente de ondulação de 1% ( $K_{if} = 0,01$ ) para a corrente injetada na rede, o valor máximo de ondulação de corrente será:

$$\Delta i_{L_f \max} = K_{if} \cdot I_P \quad (5.158)$$

$$\Delta i_{L_f \max} = 0,01 \times 9,646 = \underline{96,46 \text{ mA}} \quad (5.159)$$

Logo, de (5.157) resulta:

$$L_f = \frac{1}{8 \cdot (40 \times 10^3)} \cdot \frac{15,55}{(96,46 \times 10^{-3})} \quad (5.160)$$

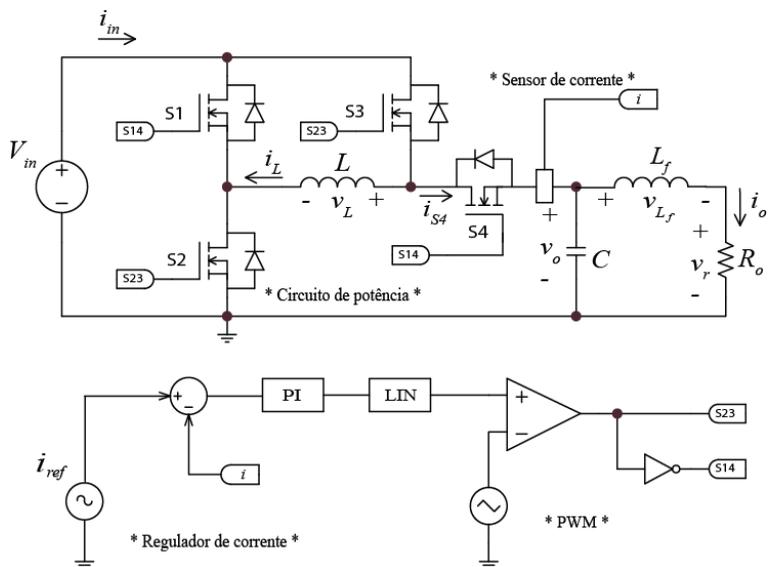
$$\therefore \boxed{L_f = 0,5 \text{ mH}} \quad (5.161)$$

### 5.5.3.3 Simulação do inversor com regulador de corrente

O esquema completo do circuito para simulação, com parte de potência e regulador de corrente, é mostrado na Figura 5.25.

O filtro de saída, calculado no item anterior, foi incorporado ao circuito, enquanto que a carga, ainda nestes primeiros ensaios, foi mantida puramente resistiva, ou seja, ainda com o inversor desconectado da rede elétrica. Desta forma, além de testar o regulador de corrente sob condições nominais de operação, as simulações verificaram a capacidade do sistema de gerar uma corrente senoidal de saída com baixo conteúdo harmônico, o que viabiliza sua conexão direta a rede de energia elétrica.

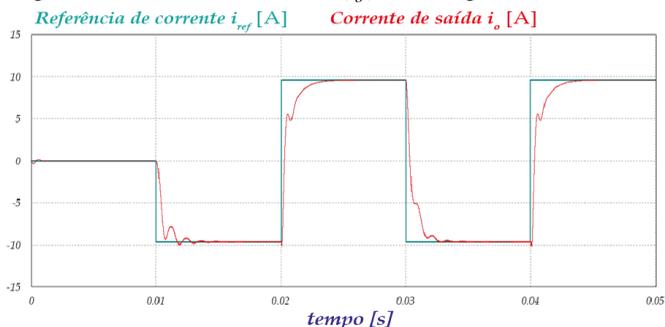
Figura 5.25 - Circuito do inversor com regulador de corrente



Fonte: Autoria própria, 2019.

### 5.5.3.3.1 Resposta a degraus de referência de corrente

Aplicando-se uma referência de corrente na forma de degraus, à entrada do regulador, foi levantada a forma de onda de corrente de saída ( $i_o$ ), Figura 5.26, no indutor  $L_f$ .

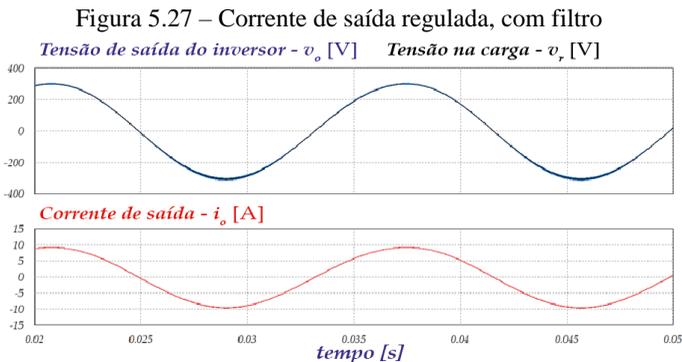
Figura 5.26 - Corrente de saída ( $i_o$ ) com degraus de referência

Fonte: Autoria própria, 2019.

O resultado comprova a regulação da corrente de saída, além de evidenciar uma não simetria nas respostas, decorrente da não linearidade do ganho do inversor.

### 5.5.3.3.2 Comportamento com referência senoidal

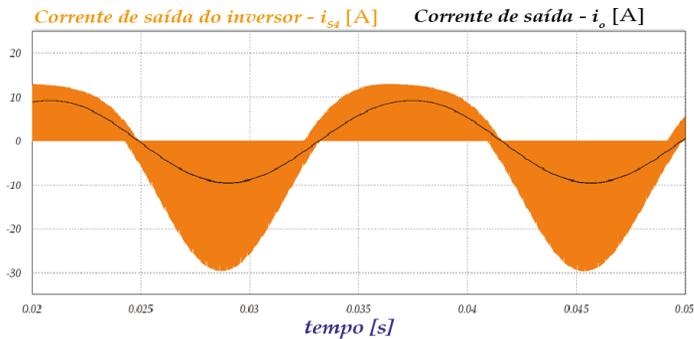
Ainda sob condições nominais, definidas pela carga resistiva, tensão de alimentação e pico da corrente de referência, é verificado o comportamento da corrente de saída. Na Figura 5.27 é mostrado o resultado da simulação, onde observa-se que a corrente de saída possui forma e valor de amplitude de acordo com o esperado, para uma solicitação nominal de carga. As formas de tensão na saída do inversor  $v_o$  e sobre o resistor de carga  $v_r$  apresentam-se sobrepostas e com amplitudes próximas da tensão nominal da rede, tendo em vista que a corrente se encontra regulada também em seu valor nominal de projeto.



Fonte: Autoria própria, 2019.

A corrente de saída do inversor  $i_{s4}$ , na chave S4, possui componentes de alta frequência, mostradas na Figura 5.28, que são filtradas pelo indutor  $L_f$  de modo a injetar na carga apenas o valor fundamental, conforme mostra a forma de onda da corrente  $i_o$ , na mesma figura.

Figura 5.28 - Correntes: de saída do inversor ( $i_{s4}$ ) e no filtro indutivo ( $i_o$ )



Fonte: Autoria própria, 2019.

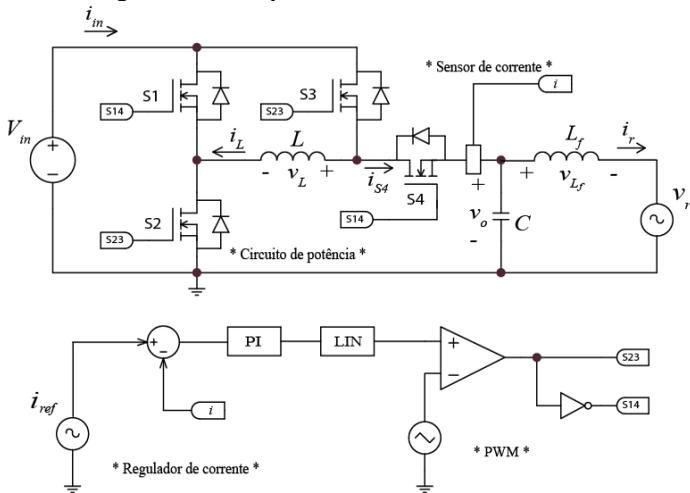
Uma vez comprovado que a corrente de saída pode ser conformada pelo regulador de corrente e filtrada na saída, abre-se a possibilidade de conexão do inversor com a rede elétrica, injetando diretamente nesta a corrente gerada pelo inversor e, conseqüentemente, convertendo a energia CC gerada pelos módulos FV em energia CA para a rede.

## 5.6 INVERSOR CONECTADO À REDE ELÉTRICA

As simulações apresentadas neste item testam o funcionamento do inversor conectado à rede elétrica. Esta possibilidade viabiliza o emprego desta nova topologia em sistemas geradores FVs, convertendo a energia gerada na forma CC para CA.

Para estas simulações são mantidos todos os parâmetros empregados anteriormente, acrescentando-se apenas uma fonte ideal a saída do inversor, conforme apresentado na Figura 5.29, representando a rede elétrica com seus valores de tensão e frequência, ou seja, 220 V / 60 Hz.

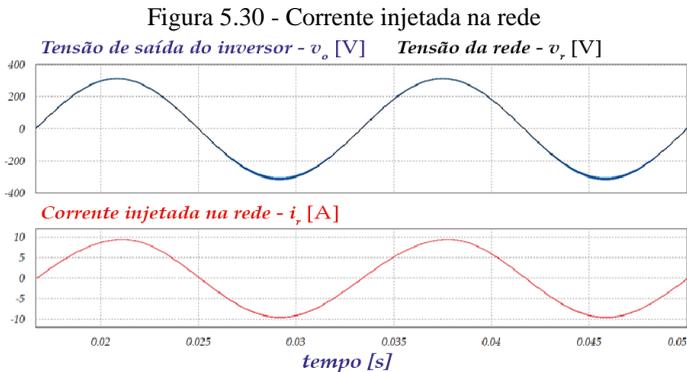
Figura 5.29 – Esquema do inversor conectado à rede



Fonte: Autoria própria, 2019.

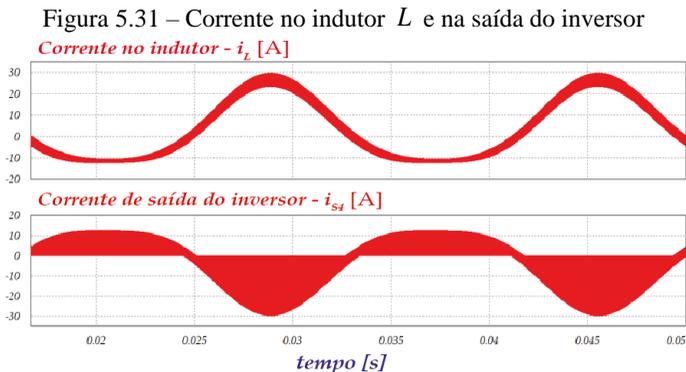
Os resultados da simulação, mostrados na Figura 5.30, são as tensões de saída do inversor e da rede, sobrepostas. Percebe-se a ondulação maior de tensão de saída do inversor  $v_o$  próximo ao pico negativo da forma de onda, decorrente da não linearidade do ganho desta topologia.

A corrente injetada na rede  $i_r$ , na parte inferior da figura, apresenta a forma esperada, não sendo possível perceber a ondulação máxima, nesta escala, que é de 1% do valor de pico da corrente.



Fonte: Autoria própria, 2019.

Na Figura 5.31 são apresentadas as formas de onda da corrente na indutância do inversor e a corrente de saída do inversor, na chave S4. Os resultados evidenciam o chaveamento e a não simetria destas formas de onda, conforme já constatado em outras etapas do estudo.

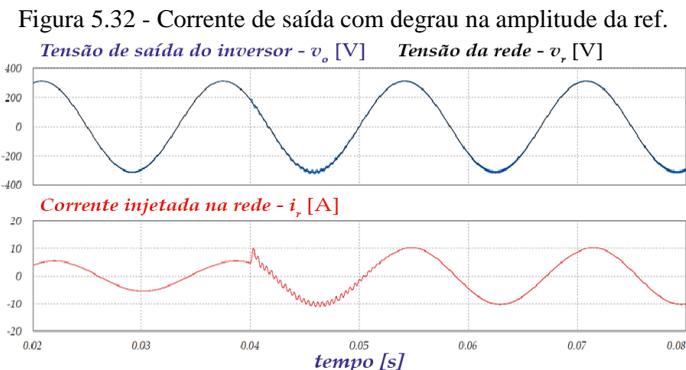


Fonte: Autoria própria, 2019.

### 5.6.1 Comportamento com degrau de referência

Simula-se o comportamento do inversor sob um degrau na amplitude da referência de corrente com valor duas vezes maior que o inicial, conforme Figura 5.32.

Oscilações de corrente ocorrem durante o ciclo em que é provocado o degrau, até alcançar o novo valor de referência. Estas também podem ser observadas na tensão de saída do inversor.



Fonte: Autoria própria, 2019.

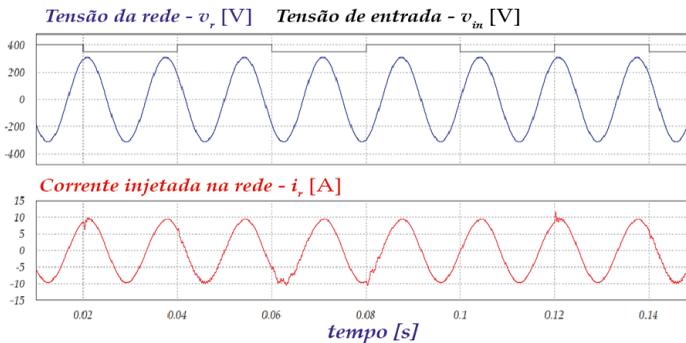
### 5.6.2 Comportamento com degraus de tensão de entrada

Neste caso, Figura 5.33, a regulação da corrente de saída é verificada para degraus de tensão de entrada de 50 volts.

Como resultado tem-se que ao serem aplicadas perturbações à tensão de entrada, na forma de degraus, a resposta do regulador de corrente do inversor irá depender do instante do ciclo da rede em que esta ocorrer.

Independentemente da perturbação provocada, a corrente permanece regulada até o próximo degrau.

Figura 5.33 - Corrente de saída para degraus de tensão de entrada



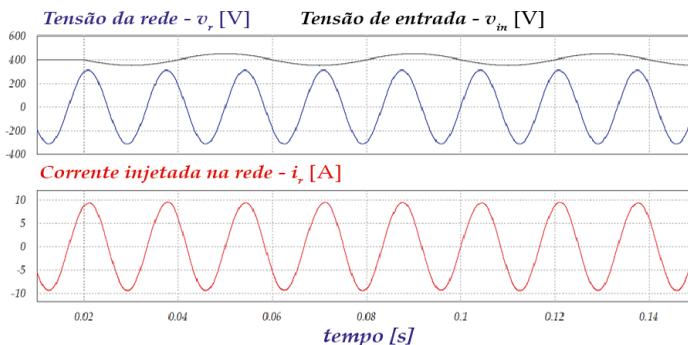
Fonte: Autoria própria, 2019.

### 5.6.3 Comportamento com oscilações da tensão de entrada

Para oscilações senoidais da tensão de entrada, com amplitude de 50 volts em torno de seu valor nominal, a corrente apresenta o comportamento mostrado na Figura 5.34, ou seja, permanece regulada indiferente as oscilações.



Figura 5.34 - Corrente de saída com oscilações da tensão de entrada



Fonte: Autoria própria, 2019.

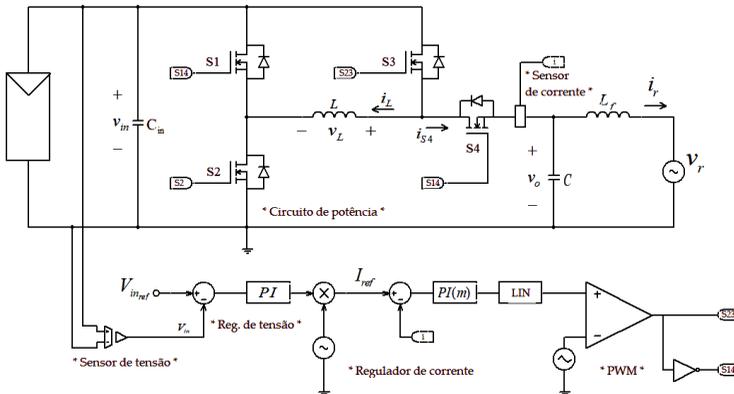
Os resultados dos ensaios de perturbações na alimentação e referência de corrente, habilitam este inversor a operar com sistemas de geração FV conectados à rede elétrica, tendo em vista a necessidade, nestes casos, de ajuste da corrente e tensão dos módulos, na busca do ponto de máxima potência gerada.

## 5.7 SISTEMA GERADOR FOTOVOLTAICO DE ESTÁGIO ÚNICO

O circuito simulado emprega modelos de painéis FVs como fonte CC de alimentação do circuito inversor, conectado à rede elétrica. É empregado um regulador de tensão para a entrada do inversor, operando em cascata com o regulador da corrente de saída, conforme Figura 5.35.

Nesta configuração o inversor ajusta a tensão de saída dos painéis FVs, capacitando o sistema a promover a busca do ponto de máxima potência.

Figura 5.35 – Sistema gerador FV com reguladores em cascata

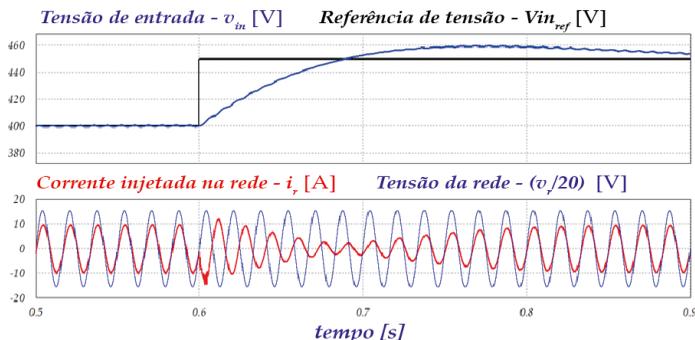


Fonte: Autoria própria, 2019.

### 5.7.1 Degrau na referência da tensão de entrada

Um degrau de referência é aplicado ao controlador da tensão dos módulos FVs, que alimenta o inversor. Conforme ilustrado na Figura 5.35, este regulador, em cascata com o de corrente, gera a referência para o segundo. O resultado da simulação, apresentado na Figura 5.36, mostra que, ocorrendo o degrau, os reguladores atuam impondo uma alteração na fase da corrente de saída do inversor, em relação a tensão alternada da rede, invertendo o fluxo de energia, agora da rede para o capacitor de saída dos módulos, de modo que a tensão se eleva até estabilizar sobre o novo valor estabelecido pelo degrau. A partir da estabilização do novo valor de tensão, a corrente de saída volta a ficar em fase com a tensão da rede, retornando o fluxo de energia em direção a esta.

Figura 5.36 - Corrente de saída com degrau na referência de tensão do módulo FV



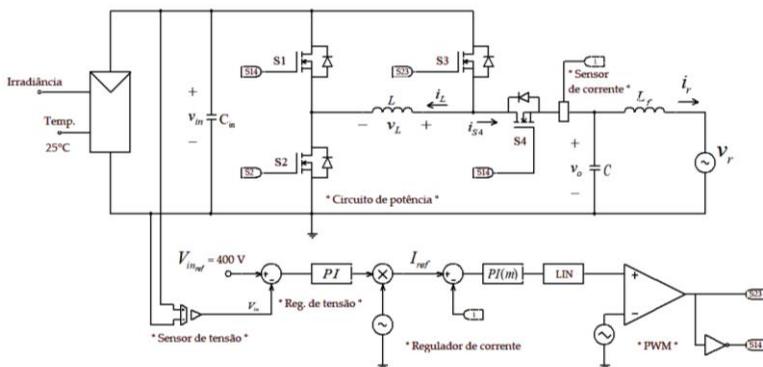
Fonte: Autoria própria, 2019.

O resultado da simulação comprova a capacidade do sistema de ajustar a tensão sobre os terminais dos módulos fotovoltaicos, necessária na busca do ponto de operação de máxima potência.

## 5.7.2 Comportamento com degraus de irradiância

Nestas simulações, emprega-se o modelo mais completo de painéis FVs, do programa simulador, conforme Figura 5.37. Este modelo possui entradas para programar o comportamento da irradiância e temperatura, durante a simulação.

Figura 5.37 - Sistema gerador FV, com definição da irradiância

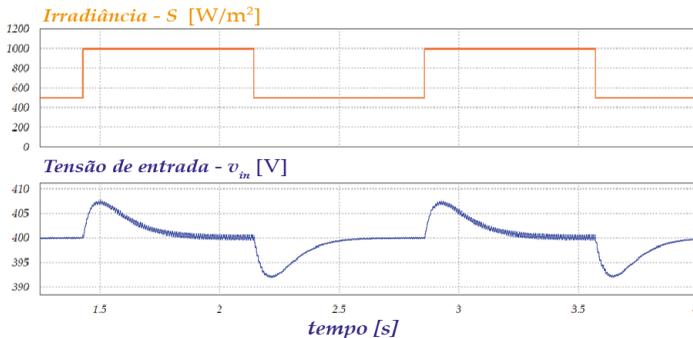


Fonte: Autoria própria, 2019.

Com esta configuração, mostrada na Figura 5.37, o sistema regula a tensão de entrada do inversor  $V_{in}$  no valor de referência escolhido, independentemente dos níveis de irradiância que estejam incidindo sob os módulos FVs.

Na Figura 5.38 são mostradas a forma retangular da irradiância e os resultantes transitórios da tensão  $v_{in}$ . O sistema reguladores/inversor responde as alterações bruscas de irradiância, mantendo o valor da tensão  $V_{in}$  no valor definido.

Figura 5.38 – Degraus de irradiância e tensão de entrada  $V_{in}$ , resultante

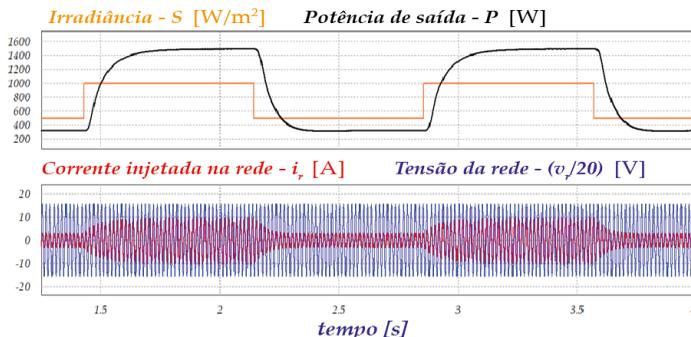


Fonte: Autoria própria, 2019.

Na parte superior da Figura 5.39 são mostrados: o comportamento da irradiação, na forma de degraus, e o da resultante potência de saída do inversor, em watts, correspondente a energia fornecida a rede.

Na parte inferior, desta mesma figura, são apresentadas as formas de onda da tensão da rede e a corrente que está sendo injetada nesta, mostrando a alteração da amplitude de corrente em função dos níveis de irradiação.

Figura 5.39 - Tensão de entrada e potência de saída do inversor

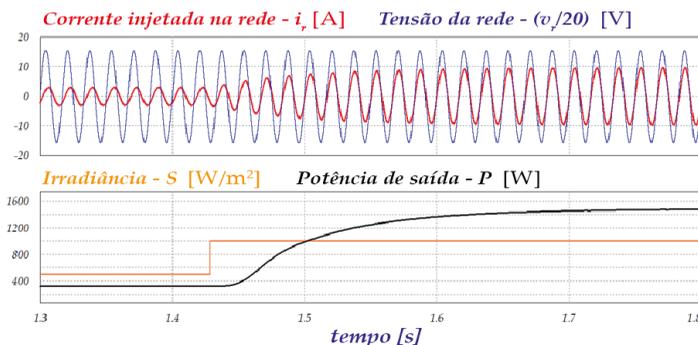


Fonte: Autoria própria, 2019.

### 5.7.2.1 Detalhe da corrente de saída com elevação da irradiância

Conforme ilustra a Figura 5.40, quando ocorre um degrau positivo de irradiância sobre o módulo FV a amplitude da corrente cresce, conforme o tempo de resposta do sistema, aumentando sua amplitude até estabilizar no novo valor, correspondente a energia que está sendo gerada.

Figura 5.40 - Corrente de saída com degrau positivo de irradiância



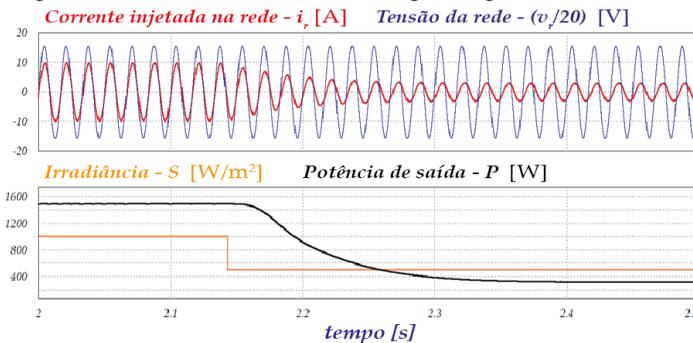
Fonte: Autoria própria, 2019.

### 5.7.2.2 Detalhe da corrente de saída com redução da irradiância

Com degraus negativos de irradiância ocorre o contrário do caso positivo, a amplitude da corrente irá decrescer até atingir o valor

correspondente a nova situação, também seguindo a característica de resposta do sistema, conforme a Figura 5.41.

Figura 5.41 - Corrente de saída com degrau negativo de irradiância



Fonte: Autoria própria, 2019.

## 5.8 SISTEMA GERADOR FOTOVOLTAICO COM DOIS ESTÁGIOS

O inversor necessita de uma tensão CC de entrada superior a tensão de pico da rede, onde é conectado. Neste estudo foi adotado o valor de 400 Vcc, como tensão de entrada, para conexão a uma rede elétrica de 311 Vpico.

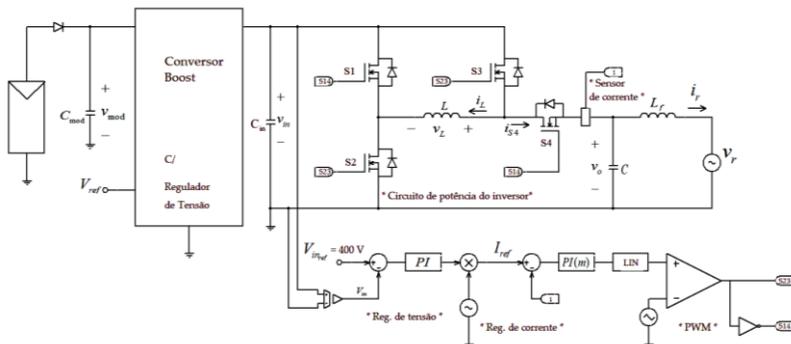
Conforme visto no Capítulo 2, são necessários diversos módulos FVs conectados em série, para alcançar estes níveis de tensão. Portanto, o emprego de um único estágio de processamento da energia gerada pelos módulos, como visto no item anterior, irá necessitar deste tipo de configuração. O inconveniente da configuração em série é que toda a energia gerada pelo conjunto de módulos pode ficar seriamente comprometida por um deles, que venha a apresentar problema, tendo em vista que a corrente circulando pelos demais é a mesma. Soma-se a isso o fato de que a quantidade de módulos FVs, necessária para atingir a tensão  $V_{in}$  pretendida, define uma capacidade de potência do conjunto que pode não ser necessária para o projeto, onerando-o. Mais ainda, estas elevadas tensões nos terminais do arranjo FV precisam ser conectadas ao inversor que na maioria das vezes encontra-se distante destes, colocando em risco a segurança elétrica das instalações, devido a níveis de tensões contínuas que precisam ser transmitidas.

Todos estes problemas justificam, na maioria dos sistemas geradores, o emprego de um conversor *Boost* para elevação da tensão

gerada pelo arranjo de módulos FVs, resultando em dois estágios de processamento da energia gerada.

O sistema gerador FV de dois estágios fica configurado conforme mostra a Figura 5.42. O conversor *Boost* localizado entre os terminais de saída dos módulos e a entrada do inversor, para elevação da tensão, cuida também da regulação da tensão dos módulos, assumindo a busca pelo ponto de máxima potência.

Figura 5.42 - Sistema gerador FV com dois estágios



Fonte: Autoria própria, 2019.

A seguir, por meio de simulações é testado o comportamento do novo conversor, com os dois estágios.

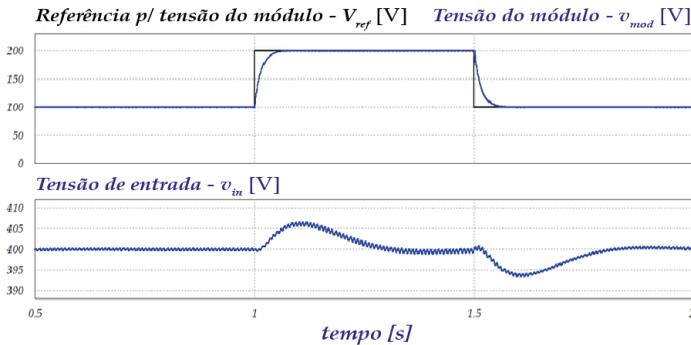
### 5.8.1 Controle da tensão de saída dos módulos FVs

Aplica-se uma referência de tensão com forma retangular, ao regulador dos módulos, resultando no comportamento mostrado na Figura 5.43.

Observa-se que o conversor *Boost* age regulando esta tensão, levando-a a um valor correspondente ao sinal de referência aplicado. Este resultado da simulação comprova a capacidade do estágio elevador de ajustar a tensão dos módulos e, desta maneira, buscar o ponto de máxima potência do sistema gerador.

Nesta mesma figura é apresentado também o resultado da simulação para a regulação da tensão de entrada do inversor  $V_{in}$ , que é controlada pelo sistema regulador-inversor em um valor de 400 V.

Figura 5.43 – Tensões: do módulo FV ( $v_{mod}$ ) e de entrada do inversor ( $v_{in}$ )



Fonte: Autoria própria, 2019.

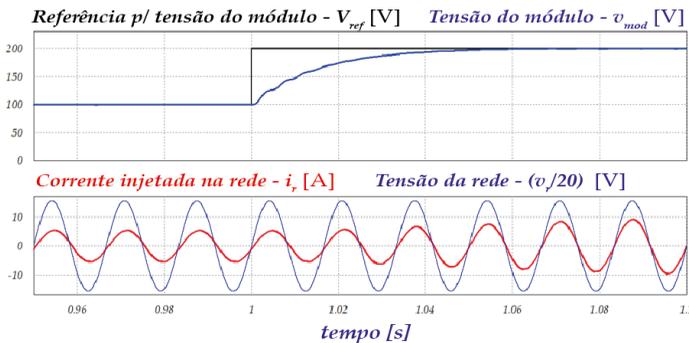
## 5.8.2 Corrente de saída do inversor

Neste item são apresentados os resultados do comportamento da corrente de saída do inversor, injetada na rede, em resposta aos degraus positivo e negativo da referência de tensão dos módulos FVs.

### 5.8.2.1 Degrau positivo da referência de tensão dos módulos FVs

Na Figura 5.44 são apresentados o degrau positivo de referência da tensão de saída do módulo FV, juntamente com esta tensão. Nesta mesma figura são mostradas também a corrente na rede, injetada pelo conversor, juntamente com a tensão da rede.

Figura 5.44 - Tensão ( $V_{mod}$ ) e Corrente ( $i_r$ ) p/ degrau positivo de  $V_{ref}$ .



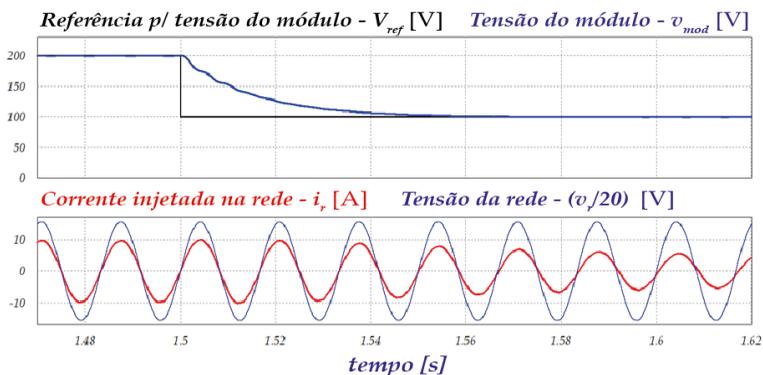
Fonte: Autoria própria, 2019.

Como mostram os resultados apresentados, a corrente injetada na rede, em fase com esta, cresce em amplitude, aumentando a potência fornecida pelo inversor, em decorrência do aumento da tensão dos módulos. Na verdade, esse efeito depende em que região de sua curva característica ( $I \times V$ ) os módulos encontram-se operando, se a direita ou esquerda do ponto de máxima potência. Neste caso, o efeito observado comprova que os módulos operavam em uma região da curva a esquerda do ponto de máxima potência.

### 5.8.2.2 Degrau negativo da referência de tensão dos módulos FVs

O degraú negativo de referência do regulador da tensão dos módulos fotovoltaicos, juntamente com esta tensão, é mostrado na Figura 5.45. Nesta mesma figura são mostradas também a corrente de saída do inversor, injetada na rede, confrontada com a tensão desta.

Figura 5.45 - Tensão ( $V_{mod}$ ) e Corrente ( $i_r$ ) p/ degraú negativo de  $V_{ref}$ .



Fonte: Autoria própria, 2019.

Neste caso, ocorre o retorno ao ponto inicial de operação, anterior a ocorrência do degraú positivo, de modo que a corrente injetada na rede também é reduzida, retornando ao seu valor correspondente, ou seja, a potência fornecida a rede elétrica volta ao valor inicial.

## 5.9 CONCLUSÃO

As principais expressões representativas do comportamento dinâmico do inversor foram deduzidas e validadas.

A capacidade do inversor de gerar tensões e correntes senoidais, para aplicação em sistemas FVs, foi comprovada por simulação.

O uso de um regulador de tensão para a saída do inversor, permitiu a geração de corrente alternada em sistemas autônomos de energia, desconectados da rede elétrica.

A implementação de um regulador de corrente, juntamente com um filtro de saída, nesta topologia, torna-a adequada para aplicação em sistemas geradores FVs conectados à rede elétrica, uma vez que possibilita a injeção de corrente senoidal com baixo conteúdo harmônico.

Ensaio de simulação demonstraram a capacidade do inversor em estágio único, de processar a energia gerada pelos painéis FVs e, ao mesmo tempo, de buscar o ponto de máxima potência.

Ficou comprovada também a possibilidade de aplicação do inversor conjuntamente a um conversor *Boost* (dois estágios). Nesta configuração, entre os painéis fotovoltaicos e o inversor, o conversor *Boost* eleva os níveis de tensão da saída dos painéis fotovoltaicos aos de entrada do inversor, evitando a necessidade de geração de altas tensões pela configuração dos painéis, ao mesmo tempo em que pode realizar a busca do ponto de máxima potência de operação destes.

Diante dos resultados levantados, conclui-se ser esta topologia bastante adequada para aplicações em sistemas de geração FV sem transformadores, uma vez que promove a eliminação da diferença de potencial entre os painéis fotovoltaicos e o terminal comum do circuito inversor, enquanto processa a energia que está sendo produzida.

## 6 CONEXÃO À REDE ELÉTRICA

### 6.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

As correntes que são injetadas na rede elétrica pelo inversor precisam estar em conformidade com as normas vigentes, no que diz respeito aos limites de distorção harmônica gerada por estes dispositivos. Neste sentido, justifica-se o uso de filtros como forma de supressão das componentes de ordem diferente da fundamental.

Assim, a conexão à rede elétrica de inversores de tensão (*Voltage Source Inverter* - VSI), com modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation* - PWM), é realizada por meio de filtros passa baixa, reduzindo a injeção das harmônicas de corrente na rede (WU; HE; BLAABJERG, 2012).

Pode-se dizer que a tensão de saída dos inversores de sistemas de geração FV conectados à rede elétrica é imposta por esta, ou seja, o inversor enxerga a rede como um barramento infinito (FACCHINELLO, 2017), de modo que o filtro é estabelecido considerando-se a rede elétrica como uma fonte ideal de tensão.

A função de transferência da corrente de saída, em função da tensão de entrada do filtro, é deduzida assumindo a rede elétrica como uma fonte ideal de tensão e o inversor como um gerador de harmônicos, de modo que, para análise da resposta em frequências próximas a de comutação à saída do filtro comporta-se como um curto-circuito, enquanto que à sua entrada, como alimentada por uma fonte de alta frequência (LISERRE; BLASBJERG; HANSEN, 2005; WU; HE; BLAABJERG, 2012; WU *et al.*, 2013).

Os filtros mais empregados para esta finalidade, conforme Cha e Vu (2010) são os filtros L, de primeira ordem, os LC, de segunda ordem, os LCL, de terceira ordem e os de ordem superior como LLCL.

Mesmo sendo volumoso e ineficiente (CHANNEGOWDA; JOHN, 2010), o filtro tradicionalmente empregado para conexão à rede elétrica é o filtro L, de primeira ordem.

Comparado às topologias de filtro de ordem inferior, a configuração LCL promove uma maior atenuação ao longo do espectro de frequência acima da ressonância, enquanto proporciona um melhor desacoplamento entre o filtro e a impedância da rede elétrica, garantindo uma menor ondulação da corrente injetada nesta, com menor dependência dos parâmetros da rede (CHA; VU, 2010; CHANNEGOWDA; JOHN, 2010). Desta forma, atende melhor as normas para conexão de inversores à rede elétrica, com tamanho e custo

significativamente menores, porém com dificuldades extras para o sistema de controle, no que diz respeito a sua estabilidade em malha fechada, podendo vir a provocar uma ressonância entre o inversor e a rede elétrica (CHA; VU, 2010; WU *et al.*, 2013)

Como concebido por Cha e Vu (2010) e Wu *et al.* (2013), para atenuar a possível ressonância causada pelo filtro LCL e melhorar a estabilidade do sistema inversor de malha fechada, deve-se adotar um sistema de amortecimento passivo ou ativo.

Wu *et al.* (2013) consideram que em redes elétricas estáveis, onde não há uma grande variação de parâmetros, o método de amortecimento passivo torna-se mais atraente, quando comparado ao método de amortecimento ativo, considerando sua simplicidade e baixo custo.

Para Liserre, Blaabjerg e Hansen (2005) o método direto de amortecimento passivo, realizado inserindo-se um resistor em série com o capacitor do filtro, é frequentemente adotado por ser simples, eficaz e confiável, mas seu resistor de amortecimento, inevitavelmente, dará origem a uma perda extra de energia e reduzirá a capacidade de atenuação harmônica de alta frequência do filtro LCL.

Uma solução eficaz para superar estes inconvenientes é a inserção de uma ramificação adicional ao circuito, denominado de ramo de amortecimento, formada por um resistor e um capacitor ligados em paralelo com o capacitor principal do filtro LCL (CHANNEGOWDA; JOHN, 2010; WU *et al.*, 2013)

Como o ramo de amortecimento é destinado a diminuir o fator Q na frequência de ressonância característica, em teoria, quanto maior a relação entre o capacitor inserido e o capacitor principal, melhor será o efeito de amortecimento, mas maiores serão as perdas de potência. Portanto, deve-se procurar um equilíbrio entre o efeito de amortecimento e as perdas que provoca. Segundo Channegowda e John (2010) este equilíbrio é conseguido com um valor igual para as duas capacitâncias, enquanto que a capacitância resultante total deve limitar a potência reativa em até 5% da potência aparente nominal (LISERRE; BLAABJERG; HANSEN, 2005).

Liserre, Blaabjerg e Hansen (2005), Cha, Vu (2010), Wu, He e Blaabjerg (2012) apontam restrições (limites) para o dimensionamento de filtros LCL:

- a) Capacitância: limitada pela máxima potência reativa admissível circulando pelo capacitor, tomando como referência a potência aparente nominal de saída (menor que 5% desta);

- b) Indutância total: limitada pela máxima queda de tensão admissível durante a operação (menor que 10%);
- c) Indutor do lado do inversor: limitado pela especificação de ondulação da corrente (geralmente inferior a 40%);
- d) Frequência de ressonância: localizada em um intervalo entre dez vezes a frequência de linha e metade da frequência de comutação, para evitar problemas de ressonância nas regiões inferior e superior do espectro harmônico; e,
- e) Amortecimento passivo: suficiente para evitar a oscilação, mas com perdas resultantes que não comprometam a eficiência do sistema inversor.

## 6.2 FILTRO PROPOSTO

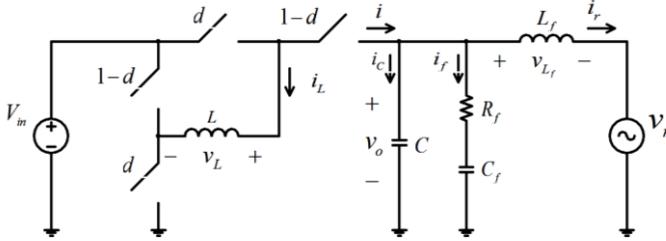
Uma vez que o novo inversor já emprega um indutor em seu circuito, é estudada a viabilidade do emprego de apenas mais um capacitor e um indutor como filtro (filtro CL) que, conjuntamente com o indutor  $L$  principal do inversor, adquirem uma configuração equivalente ao filtro LCL.

Conforme registrado no item 6.1, a inserção de um ramo de amortecimento, em paralelo com o capacitor principal do filtro LCL, devidamente dimensionado, permite reduzir o fator de qualidade do filtro, sem provocar perdas excessivas. Na Figura 6.1 é apresentado o sistema FV com os circuitos propostos, do inversor e o filtro para conexão à rede.

### 6.2.1 Função de Transferência da corrente de saída com relação a tensão de entrada do filtro

Considerando-se a indutância  $L$  do novo inversor fazendo o papel da indutância  $L_l$  de um filtro LCL, é estabelecido o modelo para esta nova configuração, confrontando-se com as funções de transferência da corrente de saída em relação a tensão de entrada de um filtro LCL clássico.

Figura 6.1 Sistema fotovoltaico com filtro.



Fonte: Autoria própria, 2019.

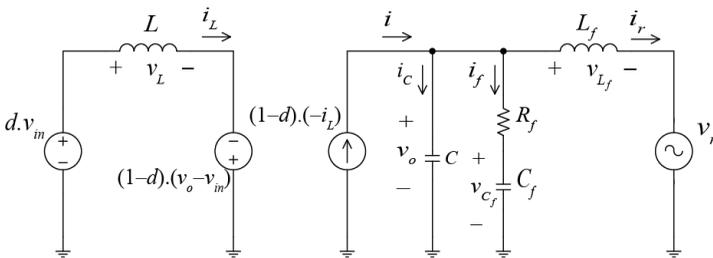
Analisando-se a Figura 6.1, deduz-se as equações (6.1) dos valores médios quase instantâneos das variáveis do sistema, para um período de comutação.

$$\begin{cases} \overline{v_L} = d\overline{v_{in}} + (1-d)(\overline{v_o} - \overline{v_{in}}) \\ \overline{i} = -(1-d)\overline{i_L} \\ \overline{i_r} = \overline{i} \end{cases} \quad (6.1)$$

### 6.2.1.1 Modelagem dinâmica

A partir das equações (6.1) pode-se representar o modelo dinâmico do sistema, Figura 6.2.

Figura 6.2 Modelo dinâmico do sistema fotovoltaico com filtro.



Fonte: Autoria própria, 2019.

$$L \frac{di_L}{dt} - (1-d) \cdot (v_o - v_{in}) - d \cdot v_{in} = 0 \quad (6.2)$$

$$L_f \frac{di_r}{dt} = v_{L_f} = v_o - v_r \quad (6.3)$$

$$C_f \frac{dv_{C_f}}{dt} = \frac{v_o - v_{C_f}}{R_f} \quad (6.4)$$

$$i_c = i - i_f - i_r \quad (6.5)$$

$$C \frac{dv_o}{dt} = (1-d) \cdot (-i_L) - \frac{v_o - v_{C_f}}{R_f} - \frac{1}{L_f} \int (v_o - v_r) \cdot dt \quad (6.6)$$

Portanto:

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = (2d-1) \cdot v_{in} + (1-d) \cdot v_o \\ L_f \frac{di_r}{dt} = v_o - v_r \\ C_f \frac{dv_{C_f}}{dt} = \frac{v_o}{R_f} - \frac{v_{C_f}}{R_f} \\ C \frac{dv_o}{dt} = - \left[ (1-d) \cdot i_L + \frac{v_o - v_{C_f}}{R_f} + \frac{1}{L_f} \int (v_o - v_r) \cdot dt \right] \end{cases} \quad (6.7)$$

### 6.2.1.2 Análise de pequenos sinais

Para um ponto de operação fixo  $d = D$  e uma tensão da rede elétrica constante  $v_r = V_r$ , considera-se as demais grandezas do sistema acrescidas de uma perturbação, conforme (6.8).

$$\begin{cases} i_L = I_L + \hat{i}_L \\ i_r = I_r + \hat{i}_r \\ v_{in} = V_{in} + \hat{v}_{in} \\ v_o = V_o + \hat{v}_o \\ v_{C_f} = V_{C_f} + \hat{v}_{C_f} \end{cases} \quad (6.8)$$

Logo,

$$L \frac{di_L}{dt} = L \frac{dI_L}{dt} + L \frac{d\hat{i}_L}{dt} \quad (6.9)$$

$$L_f \frac{di_r}{dt} = L_f \frac{dI_r}{dt} + L_f \frac{d\hat{i}_r}{dt} \quad (6.10)$$

$$C_f \frac{dv_{c_f}}{dt} = C_f \frac{dV_{c_f}}{dt} + C_f \frac{d\hat{v}_{c_f}}{dt} \quad (6.11)$$

$$C \frac{dv_o}{dt} = C \frac{dV_o}{dt} + C \frac{d\hat{v}_o}{dt} \quad (6.12)$$

$$\frac{1}{L_f} \int (v_o - v_r).dt = \frac{1}{L_f} \int [(V_o + \hat{v}_o) - V_r].dt \quad (6.13)$$

$$\therefore \frac{1}{L_f} \int (v_o - v_r).dt = \frac{1}{L_f} \int (V_o - V_r).dt + \frac{1}{L_f} \int \hat{v}_o.dt \quad (6.14)$$

Sendo,

$$(2d - 1).v_{in} = (2D - 1).(V_{in} + \hat{v}_{in}) \quad (6.15)$$

$$\therefore (2d - 1).v_{in} = (2D - 1).V_{in} + (2D - 1)\hat{v}_{in} \quad (6.16)$$

$$(1 - d).v_o = (1 - D).(V_o + \hat{v}_o) \quad (6.17)$$

$$\therefore (1 - d).v_o = (1 - D).V_o + (1 - D)\hat{v}_o \quad (6.18)$$

$$(1 - d).i_L = (1 - D).(I_L + \hat{i}_L) \quad (6.19)$$

$$\therefore (1 - d).i_L = (1 - D).I_L + (1 - D)\hat{i}_L \quad (6.20)$$

$$\frac{v_o - v_{C_f}}{R_f} = \frac{(V_o + \hat{v}_o) - (V_{C_f} + \hat{v}_{C_f})}{R_f} \quad (6.21)$$

$$\therefore \frac{v_o - v_{C_f}}{R_f} = \frac{(V_o - V_{C_f})}{R_f} + \frac{(\hat{v}_o - \hat{v}_{C_f})}{R_f} \quad (6.22)$$

Substituindo-se as expressões (6.9) a (6.12), mais (6.14), (6.16), (6.18), (6.20) e (6.22) nas equações (6.7), tem-se:

$$L \frac{dI_L}{dt} + L \frac{d\hat{i}_L}{dt} = \left[ \begin{array}{l} (2D-1).V_{in} + (2D-1)\hat{v}_{in} + \\ +(1-D).V_o + (1-D)\hat{v}_o \end{array} \right] \quad (6.23)$$

$$L_f \frac{dI_r}{dt} + L_f \frac{d\hat{i}_r}{dt} = V_o - V_r + \hat{v}_o \quad (6.24)$$

$$C_f \frac{dV_{C_f}}{dt} + C_f \frac{d\hat{v}_{C_f}}{dt} = \frac{V_o - V_{C_f}}{R_f} + \frac{\hat{v}_o - \hat{v}_{C_f}}{R_f} \quad (6.25)$$

$$C \frac{dV_o}{dt} + C \frac{d\hat{v}_o}{dt} = - \left\{ \begin{array}{l} \left[ (1-D).I_L + (1-D).\hat{i}_L \right] + \\ \left[ \frac{V_o - V_{C_f}}{R_f} + \frac{\hat{v}_o - \hat{v}_{C_f}}{R_f} \right] + \\ \left[ \frac{1}{L_f} \int (V_o - V_r).dt + \frac{1}{L_f} \int \hat{v}_o .dt \right] \end{array} \right\} \quad (6.26)$$

Considerando-se somente as perturbações, nas equações (6.23) a (6.26), resulta:

$$L \frac{d\hat{i}_L}{dt} = (2D-1)\hat{v}_{in} + (1-D)\hat{v}_o \quad (6.27)$$

$$L_f \frac{d\hat{i}_r}{dt} = \hat{v}_o \quad (6.28)$$

$$C_f \frac{d\hat{v}_{C_f}}{dt} = \frac{\hat{v}_o - \hat{v}_{C_f}}{R_f} \quad (6.29)$$

$$C \frac{d\hat{v}_o}{dt} = - \left[ (1-D)\hat{i}_L + \frac{\hat{v}_o - \hat{v}_{C_f}}{R_f} + \frac{1}{L_f} \int \hat{v}_o \cdot dt \right] \quad (6.30)$$

No domínio frequência tem-se:

$$L.s.\hat{i}_L(s) = (2D-1)\hat{v}_{in}(s) + (1-D)\hat{v}_o(s) \quad (6.31)$$

$$L_f.s.\hat{i}_r(s) = \hat{v}_o(s) \quad (6.32)$$

$$C_f.s.\hat{v}_{C_f}(s) = \frac{\hat{v}_o(s) - \hat{v}_{C_f}(s)}{R_f} \quad (6.33)$$

$$C.s.\hat{v}_o(s) = - \left[ (1-D)\hat{i}_L(s) + \frac{\hat{v}_o(s) - \hat{v}_{C_f}(s)}{R_f} + \frac{\hat{v}_o(s)}{L_f.s} \right] \quad (6.34)$$

Isolando-se  $\hat{v}_{C_f}(s)$  em (6.33):

$$R_f.C_f.s.\hat{v}_{C_f}(s) = \hat{v}_o(s) - \hat{v}_{C_f}(s) \quad (6.35)$$

$$\hat{v}_{C_f}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{R_f.C_f.s + 1} \quad (6.36)$$

Substituindo (6.36) em (6.34):

$$C.s.\hat{v}_o(s) = -(1-D)\hat{i}_L(s) - \frac{C_f.s}{R_f.C_f.s + 1}.\hat{v}_o(s) - \frac{1}{L_f.s}.\hat{v}_o(s) \quad (6.37)$$

$$\left( C.s + \frac{C_f.s}{R_f.C_f.s+1} + \frac{1}{L_f.s} \right) \hat{v}_o(s) = -(1-D)\hat{i}_L(s) \quad (6.38)$$

Multiplicando-se (6.38) por  $-L.s/(1-D)$ , tem-se:

$$L.s\hat{i}_L(s) = \frac{-L.s}{(1-D)} \left( C.s + \frac{C_f.s}{R_f.C_f.s+1} + \frac{1}{L_f.s} \right) \hat{v}_o(s) \quad (6.39)$$

Substituindo-se (6.39) em (6.31):

$$\begin{aligned} \frac{-L.s}{(1-D)} \cdot \left( C.s + \frac{C_f.s}{R_f.C_f.s+1} + \frac{1}{L_f.s} \right) \hat{v}_o(s) = \\ = [(2D-1)\hat{v}_{in}(s) + (1-D)\hat{v}_o(s)] \end{aligned} \quad (6.40)$$

$$\begin{aligned} \left[ \frac{-L.s}{(1-D)} \cdot \left( C.s + \frac{C_f.s}{R_f.C_f.s+1} + \frac{1}{L_f.s} \right) - (1-D) \right] \hat{v}_o(s) = \\ = (2D-1)\hat{v}_{in}(s) \end{aligned} \quad (6.41)$$

Substituindo-se (6.32) em (6.41):

$$\begin{aligned} \left[ \frac{-L.s}{(1-D)} \cdot \left( C.s + \frac{C_f.s}{R_f.C_f.s+1} + \frac{1}{L_f.s} \right) - (1-D) \right] L_f.s\hat{i}_r(s) = \\ = (2D-1)\hat{v}_{in}(s) \end{aligned} \quad (6.42)$$

Logo,

$$\frac{\hat{i}_r(s)}{\hat{v}_{in}(s)} = \frac{(2D-1)}{-L_f.s \cdot \left[ \frac{L.s}{(1-D)} \cdot \left( C.s + \frac{C_f.s}{R_f.C_f.s+1} + \frac{1}{L_f.s} \right) + (1-D) \right]} \quad (6.43)$$

Como,

$$C.s + \frac{C_f.s}{R_f.C_f.s+1} + \frac{1}{L_f.s} = \frac{(R_f.C_f.s+1).C.s + C_f.s}{R_f.C_f.s+1} + \frac{1}{L_f.s} \quad (6.44)$$

$$\begin{aligned} C.s + \frac{C_f.s}{R_f.C_f.s+1} + \frac{1}{L_f.s} &= \\ &= \frac{(R_f.C_f.s+1).L_f.C.s^2 + L_f.C_f.s^2 + (R_f.C_f.s+1)}{L_f.s.(R_f.C_f.s+1)} \end{aligned} \quad (6.45)$$

$$\begin{aligned} C.s + \frac{C_f.s}{R_f.C_f.s+1} + \frac{1}{L_f.s} &= \\ &= \frac{R_f.C_f.L_f.C.s^3 + L_f.C.s^2 + L_f.C_f.s^2 + R_f.C_f.s+1}{R_f.C_f.L_f.s^2 + L_f.s} \end{aligned} \quad (6.46)$$

$$\begin{aligned} C.s + \frac{C_f.s}{R_f.C_f.s+1} + \frac{1}{L_f.s} &= \\ &= \frac{R_f.C_f.L_f.C.s^3 + (C + C_f).L_f.s^2 + R_f.C_f.s+1}{R_f.C_f.L_f.s^2 + L_f.s} \end{aligned} \quad (6.47)$$

Substituindo-se (6.47) em (6.43):

$$\frac{\hat{i}_r(s)}{\hat{v}_m(s)} = \frac{(2D-1)}{-L_f.s \cdot \left\{ \frac{L.s}{(1-D)} \cdot \frac{\begin{bmatrix} R_f.C_f.L_f.C.s^3 + \\ (C + C_f).L_f.s^2 + \\ + R_f.C_f.s + 1 \end{bmatrix}}{R_f.C_f.L_f.s^2 + L_f.s} + (1-D) \right\}} \quad (6.48)$$

$$\frac{\hat{i}_r(s)}{\hat{v}_{in}(s)} = \frac{-(2D-1)}{\frac{Ls}{1-D} \cdot \frac{\left[ \begin{array}{l} R_f.C_f.L_f.C.L.s^3 + \\ + (C + C_f).L_f.s^2 + \\ + R_f.C_f.s + 1 \end{array} \right]}{R_f.C_f.s + 1}} + (1-D).L_f.s \quad (6.49)$$

$$\frac{\hat{i}_r(s)}{\hat{v}_{in}(s)} = \frac{(1-D)(1-2D)}{\frac{\left[ \begin{array}{l} R_f.C_f.L_f.C.L.s^4 + \\ + (C + C_f).L.L_f.s^3 + \\ + L.R_f.C_f.s^2 + L.s \end{array} \right]}{R_f.C_f.s + 1}} + (1-D)^2.L_f.s \quad (6.50)$$

$$\frac{\hat{i}_r(s)}{\hat{v}_{in}(s)} = \frac{(1-D)(1-2D).(R_f.C_f.s + 1)}{\left[ \begin{array}{l} R_f.C_f.L_f.C.L.s^4 + (C + C_f).L.L_f.s^3 + \\ + L.R_f.C_f.s^2 + L.s + (1-D)^2.R_f.C_f.L_f.s^2 + \\ + (1-D)^2.L_f.s \end{array} \right]} \quad (6.51)$$

$$\frac{\hat{i}_r(s)}{\hat{v}_{in}(s)} = \frac{(1-D)(1-2D).(R_f.C_f.s + 1)}{\left[ \begin{array}{l} R_f.C_f.L_f.C.L.s^4 + (C + C_f).L.L_f.s^3 + \\ + [L + (1-D)^2.L_f].R_f.C_f.s^2 + \\ + [L + (1-D)^2.L_f].s \end{array} \right]} \quad (6.52)$$

Dividindo-se o numerador e denominador de (6.52) pela expressão  $(1-D)^2$ , pode-se escrever:

$$\frac{\hat{i}_r(s)}{\hat{v}_m(s)} = \frac{(1-2D)}{(1-D)} \cdot \frac{R_f C_f \cdot s + 1}{\left[ \begin{array}{l} \frac{L}{(1-D)^2} R_f C_f L_f C \cdot s^4 + \\ + \frac{L}{(1-D)^2} (C_f + C) L_f \cdot s^3 + \\ + \left[ \frac{L}{(1-D)^2} + L_f \right] R_f C_f \cdot s^2 + \\ + \left[ \frac{L}{(1-D)^2} + L_f \right] \cdot s \end{array} \right]} \quad (6.53)$$

Observa-se a partir de (6.53) que o valor da indutância principal  $L$ , do ponto de vista do filtro, comporta-se de forma dependente da razão cíclica  $D$ . Nomeando-se  $L / (1-D)^2$  de indutância  $L'(D)$  vista pelo filtro, tem-se:

$$\frac{\hat{i}_r(s)}{\hat{v}_m(s)} = G(D) \times \frac{R_f C_f \cdot s + 1}{\left\{ \begin{array}{l} L'(D) L_f R_f C_f C \cdot s^4 + L'(D) L_f (C_f + C) \cdot s^3 + \\ + [L'(D) + L_f] R_f C_f \cdot s^2 + [L'(D) + L_f] \cdot s \end{array} \right\}} \quad (6.54)$$

Onde:

$$L'(D) = \frac{L}{(1-D)^2} \quad (6.55)$$

$$G(D) = \frac{1-2D}{1-D} \quad (6.56)$$

Conforme visto anteriormente, a equação (6.56) é o ganho estático de tensão do inversor, enquanto que (6.55) define o comportamento do valor da indutância  $L$  do inversor, do ponto de vista do filtro.

Desconsiderando-se o ganho estático do inversor, uma vez que se deseja o modelo para comportamento do filtro, quando sujeito às

perturbações provocadas pelas comutações das chaves do inversor, pode-se considerar, como em Wu *et al.* (2013), o inversor como uma fonte de harmônicas, ou seja, alimentando o filtro com uma perturbação de tensão  $\hat{v}_o(s)$ .

Assim sendo, (6.54) pode ser reescrita como:

$$\frac{\hat{i}_r(s)}{\hat{v}_{in}(s)} = \frac{R_f C_f .s + 1}{s \cdot \left\{ L'(D)L_f R_f C_f C .s^3 + L'(D)L_f (C_f + C) .s^2 + \right.} \quad (6.57)$$

$$\left. + [L'(D) + L_f] R_f C_f .s + [L'(D) + L_f] \right\}$$

A equação (6.57) é a mesma encontrada por Wu *et al.* (2013) para o filtro LCL clássico, empregando-se um amortecimento constituído por um resistor e um capacitor em série, colocados em paralelo com o capacitor  $C$  principal. A diferença entre o filtro que está sendo proposto e o apresentado por Wu *et al.* (2013) é o comportamento variante da indutância principal  $L$  com a razão cíclica, quando considerada como parte do filtro.

Considerando-se que o modelo do filtro proposto equivale a de um filtro LCL, com a diferença de sua indutância de entrada ser dependente da razão cíclica de operação do inversor, realiza-se, a seguir, um estudo do grau de influência desta variação sobre o comportamento desta nova configuração, para fins de projeto, tomando-se como referência o estudo de Wu *et al.* (2013) que estabelece um método de projeto para filtro LCL com amortecimento passivo.

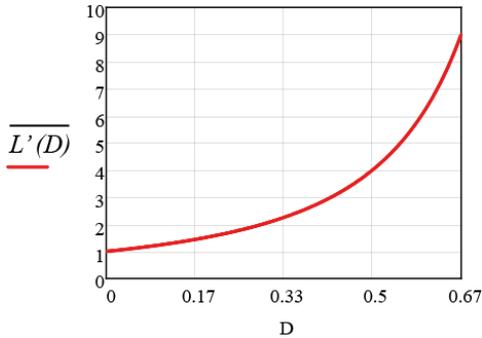
## 6.2.2 Comportamento da indutância $L$ , vista pelo filtro

### 6.2.2.1 Em função da razão cíclica ( $D$ )

Parametrizando-se (6.55), tem-se:

$$\overline{L'(D)} = \frac{L'(D)}{L} \quad (6.58)$$

$$\overline{L'(D)} = \frac{1}{(1-D)^2} \quad (6.59)$$

Figura 6.3 Indutância vista pelo filtro em função de  $D$ .

Fonte: Autoria própria, 2019.

#### 6.2.2.2 Em função do ângulo ( $\omega t$ )

$$\overline{L'(\omega t, \alpha)} = \frac{L}{(1 - d(\omega t, \alpha))^2} \quad (6.60)$$

Onde:

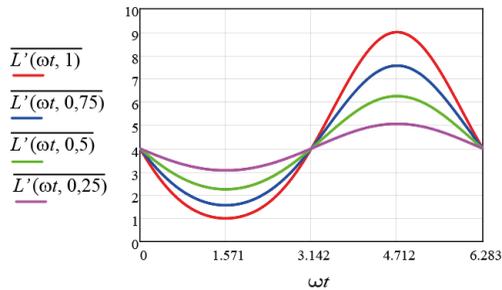
$$d(\omega t, \alpha) = \frac{1 - \alpha \cdot \sin(\omega t)}{2 - \alpha \cdot \sin(\omega t)} \quad (6.61)$$

Parametrizando-se (6.60), tem-se:

$$\overline{L'(\omega t, \alpha)} = \frac{L'(\omega t, \alpha)}{L} \quad (6.62)$$

$$\overline{L'(\omega t, \alpha)} = \frac{1}{(1 - d(\omega t, \alpha))^2} \quad (6.63)$$

Figura 6.4 Indutância  $L'$  em função de  $\omega t$  para diferentes  $\alpha$ .



Fonte: Autoria própria, 2019.

### 6.2.2.3 Valores máximo e mínimo da indutância $L'$

De (6.60) e (6.61) tem-se que:

$$L'(\omega t, \alpha) = \frac{L}{\left(1 - \frac{1 - \alpha \cdot \sin(\omega t)}{2 - \alpha \cdot \sin(\omega t)}\right)^2} \quad (6.64)$$

A partir do gráfico da Figura 6.4 verifica-se que o valor máximo da indutância  $L'$  ocorre para  $\omega t = 3\pi/2$ . Substituindo-se este ângulo em (6.64), determina-se a equação para o cálculo deste valor, que depende ainda do índice de modulação  $\alpha$ .

$$L'_{\max}(\alpha) = \frac{L}{\left(1 - \frac{1 - \alpha \cdot \sin(3\pi/2)}{2 - \alpha \cdot \sin(3\pi/2)}\right)^2} \quad (6.65)$$

$$\therefore \boxed{L'_{\max}(\alpha) = (2 + \alpha)^2 \cdot L} \quad (6.66)$$

De forma parametrizada, tem-se:

$$\overline{L'_{\max}(\alpha)} = \frac{L'_{\max}(\alpha)}{L} = \underline{(2 + \alpha)^2} \quad (6.67)$$

Da mesma forma, verifica-se que o valor mínimo da indutância  $L'$  ocorre para  $\omega t = \pi/2$ . Para este ângulo, a equação resulta:

$$L'_{\min}(\alpha) = \frac{L}{\left(1 - \frac{1 - \alpha \cdot \sin(\pi/2)}{2 - \alpha \cdot \sin(\pi/2)}\right)^2} \quad (6.68)$$

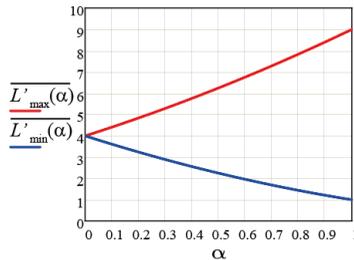
$$\therefore \boxed{L'_{\min}(\alpha) = (2 - \alpha)^2 \cdot L} \quad (6.69)$$

De forma parametrizada, tem-se:

$$\frac{L'_{\min}(\alpha)}{L} = \frac{L'_{\min}(\alpha)}{L} = (2 - \alpha)^2 \quad (6.70)$$

O comportamento dos valores máximo e mínimo parametrizados de  $L'$  em função do índice de modulação  $\alpha$  é representado graficamente na Figura 6.5.

Figura 6.5 Valores máximo e mínimo parametrizados de  $L'$  em função de  $\alpha$



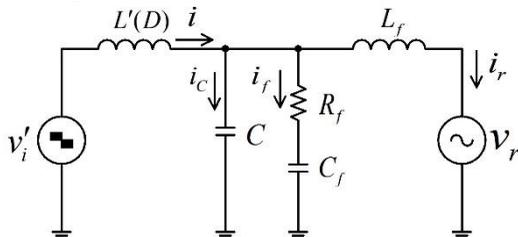
Fonte: Autoria própria, 2019.

O resultado gráfico da Figura 6.5 mostra que a diferença entre os valores máximos e mínimos da indutância  $L'$ , cresce com o índice de modulação  $\alpha$ . Portanto, a maior variação desta indutância ocorrerá com o índice de modulação nominal  $\alpha_{nom}$ , ou seja, será preciso conhecer as condições nominais de operação e o valor da indutância principal  $L$  do inversor para calcular seus valores máximo e mínimo, vistos pelo filtro.

### 6.2.3 Valores extremos da frequência de ressonância

O esquema da Figura 6.6 representa o filtro proposto. A rede é considerada uma fonte ideal, enquanto o inversor comporta-se como um gerador de harmônicas (WU *et al.*, 2013).

Figura 6.6 Filtro L'CL com amortecimento



Fonte: Autoria própria, 2019.

Assumindo-se que a rede é uma fonte de tensão ideal, a função de transferência de  $i_r(s)/v'_i(s)$  é definida por (6.57), sendo a tensão de entrada de alta frequência,  $v'_i$  do filtro, mostrada na Figura 6.6, a própria perturbação da tensão de saída do inversor  $v_o(s)$ , ou seja:

$$\frac{i_r(s)}{v'_i(s)} = \frac{C_f R_f \cdot s + 1}{s \cdot \left\{ L'(D) L_f R_f C_f C \cdot s^3 + L'(D) L_f (C_f + C) \cdot s^2 + \right.} \quad (6.71)$$

$$\left. + R_f C_f [L'(D) + L_f] \cdot s + [L'(D) + L_f] \right\}$$

Embora este método apresente como benefício o amortecimento sem prejuízo à supressão das altas harmônicas pelo filtro LCL, a sua frequência de ressonância característica é dependente da resistência  $R_f$  e capacitância  $C_f$  de amortecimento (WU *et al.*, 2013).

Considerando-se esta dependência, são estabelecidas a seguir as equações para cálculo dos valores extremos da frequência de ressonância do filtro, em função de  $R_f$ , levando-se em conta os valores máximo e mínimo da indutância principal do inversor, vista pelo filtro  $L'$ .

### 6.2.3.1 Freqüência de ressonância característica mínima - $\omega_{r\_down}$

Esta freqüência ocorre para uma  $R_f = 0$ , resultando na associação das duas capacitâncias em paralelo ( $C$  e  $C_f$ ) em série com as duas indutâncias ( $L'$  e  $L_f$ ), associadas em paralelo, ao se eliminar as fontes.

Considera-se ainda que o pior caso ocorrerá quando a indutância  $L$ , vista pelo filtro, tiver seu menor valor, ou seja, nas condições nominais de operação. Portanto tem-se:

$$L'_{\min\_nom} = (2 - \alpha_{nom})^2 . L \quad (6.72)$$

$$\omega_{r\_down} = \sqrt{\frac{L'_{\min\_nom} + L_f}{L'_{\min\_nom} . L_f (C + C_f)}} \quad (6.73)$$

### 6.2.3.2 Freqüência de ressonância característica máxima - $\omega_{r\_up}$

A  $\omega_{r\_up}$  ocorre com  $R_f = \infty$ , quando o amortecimento perde o seu efeito, resultando na capacitância  $C$  em série com as duas indutâncias ( $L'$  e  $L_f$ ), associadas em paralelo.

Também neste caso, as condições nominais de operação do inversor acarretam a pior situação, ou seja, em um valor resultante da associação das duas indutâncias que provoca a menor freqüência  $\omega_{r\_up}$ .

$$L'_{\max\_nom} = (2 + \alpha_{nom})^2 . L \quad (6.74)$$

$$\omega_{r\_up} = \sqrt{\frac{L'_{\max\_nom} + L_f}{L'_{\max\_nom} . L_f . C}} \quad (6.75)$$

## 6.2.4 Dimensionamento da resistência de amortecimento $R_f$

A impedância do circuito de amortecimento, formado pelos elementos  $R_f$ ,  $C_f$  e  $C$ , mostrados na Figura 6.6, é

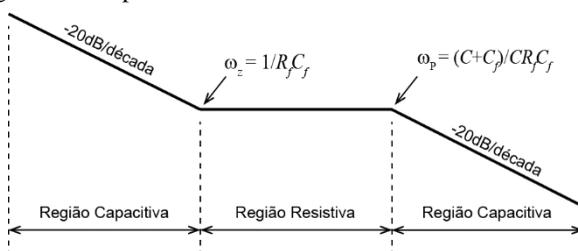
$$Z_{amort}(s) = \frac{R_f C_f . s + 1}{s [R_f C_f C . s + (C_f + C)]} \quad (6.76)$$

Com o comportamento característico mostrado na Figura 6.7, são evidenciados o polo e zero do circuito.

$$\omega_z = \frac{1}{R_f C_f} \quad (6.77)$$

$$\omega_p = \frac{(C + C_f)}{C R_f C_f} \quad (6.78)$$

Figura 6.7 Resposta característica do circuito de amortecimento



Fonte: Autoria própria, 2019.

Segundo Wu *et al.* (2013) para um bom efeito de amortecimento a frequência de ressonância característica deve estar localizada na região resistiva mostrada na Figura 6.7.

Partindo-se deste princípio, a resistência  $R_f$  é limitada pelas seguintes relações:

$$\frac{1}{R_f C_f} \leq \omega_r \leq \frac{C_f + C}{R_f C_f C} \quad (6.79)$$

Conforme visto, uma variação de  $R_f$  desde zero até infinito estabelece uma frequência ressonante desde um valor mínimo até um valor máximo.

$$\omega_{r\_down} \leq \omega_r \leq \omega_{r\_up} \quad (6.80)$$

#### 6.2.4.1 Valor mínimo de resistência ( $R_{f\_min}$ )

A partir de (6.73) e dos limites estabelecidos por (6.79) e (6.80), define-se:

$$\frac{1}{R_{f\_min} C_f} = \omega_{r\_down} = \sqrt{\frac{L'_{min\_nom} + L_f}{L'_{min\_nom} \cdot L_f (C + C_f)}} \quad (6.81)$$

$$\therefore R_{f\_min} = \frac{\sqrt{\beta_C + 1}}{\beta_C} \cdot \sqrt{\frac{L_{p\_min}}{C}} \quad (6.82)$$

Onde:

$$L_{p\_min} = \frac{L'_{min\_nom} \cdot L_f}{L'_{min\_nom} + L_f} \quad (6.83)$$

$$\beta_C = \frac{C_f}{C} \quad (6.84)$$

#### 6.2.4.2 Valor máximo de resistência ( $R_{f\_max}$ )

A partir de (6.75) e dos limites estabelecidos por (6.79) e (6.80), define-se:

$$\frac{C_f + C}{R_f C_f C} = \omega_{r\_up} = \sqrt{\frac{L'_{max\_nom} + L_f}{L'_{max\_nom} \cdot L_f \cdot C}} \quad (6.85)$$

$$\therefore R_{f\_max} = \frac{\beta_C + 1}{\beta_C} \cdot \sqrt{\frac{L_{p\_max}}{C}} \quad (6.86)$$

Onde:

$$L_{p\_max} = \frac{L'_{max\_nom} \cdot L_f}{L'_{max\_nom} + L_f} \quad (6.87)$$

## 6.2.5 Dimensionamento das capacitâncias

### 6.2.5.1 Capacitância principal - $C$

Conforme Liserre, Blaabjerg e Hansen (2005), Cha e Vu (2010), Channegowda e John (2010), Wu, He e Blaabjerg (2012) e Wu *et al.* (2013), a taxa de circulação de reativos pelo capacitor deve ser de no máximo 5% da potência nominal de saída do inversor, de modo a evitar grandes correntes pelo indutor do filtro.

$$C = \frac{Q_{\max}}{\omega_{rede} \cdot V_{r\_rms}^2} \quad (6.88)$$

Onde:

$Q_{\max}$  – Máxima potência reativa no capacitor;

$\omega_{rede}$  – Frequência angular da rede elétrica;

$V_{r\_rms}$  – Valor eficaz da tensão da rede elétrica.

### 6.2.5.2 Capacitância de amortecimento - $C_f$

Definindo-se  $\beta_C$  como a razão entre as capacitâncias de amortecimento  $C_f$  e a do filtro  $C$ , ou seja:

$$\beta_C = \frac{C_f}{C} \quad (6.89)$$

A seleção do índice  $\beta_C$  é um compromisso entre o efeito de amortecimento e a perda de potência no ramo de amortecimento. Como o ramo de amortecimento é destinado a diminuir o fator de qualidade  $Q$  na frequência de ressonância característica, em teoria, quanto maior  $C_f / C$  melhor será o efeito de amortecimento, porém com resultado inverso sobre às perdas de potência, segundo Channegowda e John (2010) e Wu *et al.* (2013).

Em Channegowda e John (2010) são realizados estudos estabelecendo matematicamente o comportamento do fator  $Q$  e das perdas no circuito de amortecimento, em função da razão entre as capacitâncias. A análise gráfica destes comportamentos, com o aumento de  $\beta_C$ , evidencia que a melhor relação entre as capacitâncias ocorre

quando  $C$  e  $C_f$  são iguais, pois o fator  $Q$  para valores maiores já não decresce tanto e as perdas ainda são relativamente pequenas.

## 6.2.6 Dimensionamento das indutâncias

### 6.2.6.1 Indutância do filtro - $L_f$

Conforme estabelecido no Capítulo 5, equação (5.148), a indutância do filtro é calculada a partir: do valor máximo de ondulação da tensão no capacitor  $C$ ; do valor máximo especificado para a ondulação da corrente no filtro; e, da frequência de comutação.

A máxima ondulação de tensão no capacitor  $C$ , que é a ondulação da tensão de saída do inversor, também é estabelecida no Capítulo 5, equação (5.115). Esta ondulação é calculada nas condições nominais de operação considerando: o índice de modulação; a frequência de comutação; a amplitude da corrente senoidal no indutor do filtro, na frequência da rede; e, o próprio valor do capacitor.

### 6.2.6.2 Indutância principal - $L$

Considerando-se uma relação entre as indutâncias, dada pela equação:

$$L = \beta_L \cdot L_f \quad (6.90)$$

E adotando-se os princípios de dimensionamento de Channegowda e John (2010) e Cha e Vu (2010), tem-se que a razão entre as indutâncias ( $\beta_L$ ) deverá ser igual ou maior que a unidade, por razões de estabilidade.

Também deve-se considerar, conforme foi demonstrado em Channegowda e John, (2010), que a capacitância em um filtro LCL depende da frequência de ressonância  $\omega_r$  e da distribuição do valor total ( $L + L_f$ ) das indutâncias, definida por  $\beta_L$ , ou seja, como:

$$\omega_r^2 = \frac{1}{L_p C} \quad (6.91)$$

Sendo,

$$L_p = \frac{L \cdot L_f}{L + L_f} \quad (6.92)$$

Tem-se:

$$\omega_r^2 = \frac{1}{C \times (L + L_f) \frac{\beta_L}{(\beta_L + 1)^2}} \quad (6.93)$$

Desejando-se uma razão entre as indutâncias que resulte em um valor mínimo de capacitância, isola-se  $C$  em (6.93) e iguala-se a zero a sua derivada, em relação a  $\beta_L$ ,

$$\frac{dC}{d\beta_L} = 0 \quad (6.94)$$

Derivando:

$$\frac{\beta_L^2 - 1}{(L + L_f) \cdot \omega_r^2 \cdot \beta_L^2} = 0 \quad (6.95)$$

Portanto,

$$\beta_L = 1 \quad (6.96)$$

Sendo assim, a indutância principal do inversor  $L$  deve ser igual ao valor da indutância do filtro  $L_f$ , para que a capacitância do filtro resulte no menor valor possível.

No caso do filtro aqui proposto, como a indutância  $L$  vista pelo filtro, em função da razão cíclica, tende a ser maior que o valor real desta (6.60), pode-se definir  $L = L_f$  com a certeza de que a condição  $\beta_L \geq 1$  será sempre respeitada, garantindo-se assim a condição mínima necessária para a estabilidade do sistema.

### 6.3 PROJETO DO FILTRO

A partir dos dados do inversor, tomando-se como base os estudos realizados no item 6.2, é projetado o filtro proposto.

### 6.3.1 Dados do inversor

Os dados especificados para o inversor são apresentados na Tabela 6.1.

Tabela 6.1 - Dados especificados

<b>Potência</b>	$P_o = 1500 \text{ W}$
<b>Tensão de entrada</b>	$V_{in} = 400 \text{ V}$
<b>Pico da tensão de saída</b>	$V_p = 311 \text{ V}$
<b>Frequência da rede</b>	$f_r = 60 \text{ Hz}$
<b>Frequência de comutação</b>	$f_s = 40 \text{ kHz}$
<b>Índice de ondulação da corrente</b>	$K_{ir} = 0,025$

Fonte: Autoria própria, 2019.

O índice de modulação para as condições nominais de operação do inversor é

$$\alpha_{nom} = \frac{V_p}{V_{in}} = 0,7775 \quad (6.97)$$

### 6.3.2 Cálculo da capacitância principal - C

De acordo com o estabelecido no item 6.2.5.1, é admissível uma taxa de circulação de reativos pelo capacitor de até 5% da potência ativa nominal, sendo então este o valor adotado.

Portanto, a potência reativa máxima, será dada por:

$$Q_{max} = 0,05.P_o \quad (6.98)$$

Logo,

$$C = \frac{Q_{max}}{\omega_{rede} \cdot V_{r\_rms}^2} = \frac{0,05.P_o}{2\pi f_r \cdot \left(V_p / \sqrt{2}\right)^2} \quad (6.99)$$

Calculando-se,

$$C = \frac{0,05 \cdot 1500}{2\pi \cdot 60 \cdot \left(311 / \sqrt{2}\right)^2} = 4,11 \times 10^{-6} \quad (6.100)$$

Escolhendo-se um valor comercial, tem-se:

$$\therefore \boxed{C = 4 \mu\text{F}} \quad (6.101)$$

### 6.3.3 Definição da capacitância de amortecimento – $C_f$

Conforme estabelecido no item 6.2.5.2, o melhor resultado é obtido quando escolhido um valor de  $C_f = C$ . Esta opção garante o equilíbrio entre um maior amortecimento com as menores perdas possíveis.

Sendo assim, tem-se:

$$\therefore \boxed{C_f = 4 \mu\text{F}} \quad (6.102)$$

### 6.3.4 Cálculo da indutância do filtro - $L_f$

Nas condições nominais de operação, o valor de pico da corrente senoidal no indutor, será:

$$I_p = \frac{2P_o}{V_p} \quad (6.103)$$

$$\therefore I_p = \frac{2 \times 1500}{311} = 9,646 \text{ A} \quad (6.104)$$

Empregando-se (5.115), tem-se:

$$\Delta V_{C_{\max}} = \frac{9,646}{(4 \times 10^{-6}) \cdot (40 \times 10^3)} \cdot \frac{1 + 0,7775}{2 + 0,7775} \quad (6.105)$$

$$\therefore \Delta V_{C_{\max}} = 38,583 \text{ V} \quad (6.106)$$

A ondulação da corrente no indutor  $L_f$ , corrente injetada na rede elétrica, é especificada para 2,5% da amplitude máxima desta corrente, pelo índice  $K_{ir}$ . Ou seja:

$$\Delta I_{L_f \max} = K_{tr} \times I_p = 0,025 \times 9,646 \quad (6.107)$$

$$\therefore \Delta I_{L_f \max} = 0,241 \text{ A} \quad (6.108)$$

Portanto, empregando-se (5.148), tem-se:

$$L_f = \frac{1}{8.(40 \times 10^3)} \cdot \frac{38,583}{0,241} \quad (6.109)$$

$$\therefore \boxed{L_f = 500 \mu\text{H}} \quad (6.110)$$

### 6.3.5 Definição da indutância principal - $L$

Conforme estabelecido no item 6.2.6.2, escolhendo-se o indutor principal igual ao indutor do filtro, garante-se a mínima condição para a estabilidade do sistema.

Sendo assim, tem-se:

$$\therefore \boxed{L = 500 \mu\text{H}} \quad (6.111)$$

### 6.3.6 Cálculo dos valores extremos de frequência de ressonância

No item 6.2.3 é abordada a questão da dependência da frequência de ressonância característica do filtro com relação a resistência de amortecimento, levando-se em conta os valores mínimo e máximo da indutância  $L$  vista pelo filtro, a qual é dependente da razão cíclica.

#### 6.3.6.1 Valor mínimo - $\omega_{r\_down}$

Empregando-se (6.72) e (6.73), são calculados o valor mínimo da indutância  $L$ , vista pelo filtro, nas condições nominais, e a menor frequência de ressonância possível.

$$L'_{\min\_nom} = (2 - 0,7775)^2 \cdot (500 \times 10^{-6}) = 747 \mu\text{H} \quad (6.112)$$

$$\omega_{r\_down} = \sqrt{\frac{(747 \times 10^{-6}) + (500 \times 10^{-6})}{(747 \times 10^{-6}).(500 \times 10^{-6}).(4 \times 10^{-6} + 4 \times 10^{-6})}} \quad (6.113)$$

$$\omega_{r\_down} = 20429 \text{ rad/s} \quad (6.114)$$

Ou,

$$f_{r\_down} = \frac{\omega_{r\_down}}{2\pi \text{ rad}} = \underline{3251 \text{ Hz}} \quad (6.115)$$

### 6.3.6.2 Valor máximo - $\omega_{r\_up}$

Empregando-se (6.74) e (6.75), são calculados o valor máximo da indutância  $L$ , vista pelo filtro, nas condições nominais, e a maior frequência de ressonância possível.

$$L'_{\max\_nom} = (2 + 0,7775)^2 \cdot (500 \times 10^{-6}) = 3,857 \text{ mH} \quad (6.116)$$

$$\omega_{r\_up} = \sqrt{\frac{(3,857 \times 10^{-3}) + (500 \times 10^{-6})}{(3,857 \times 10^{-3}).(500 \times 10^{-6}).(4 \times 10^{-6})}} \quad (6.117)$$

$$\omega_{r\_up} = 23766 \text{ rad/s} \quad (6.118)$$

Ou,

$$f_{r\_up} = \frac{\omega_{r\_up}}{2\pi \text{ rad}} = \underline{3782 \text{ Hz}} \quad (6.119)$$

Portanto, a faixa de variação da frequência de ressonância característica do filtro proposto, com a resistência de amortecimento, levando em conta as variações da indutância  $L$  vista pelo filtro, nos seus piores casos, é **531 Hz**.

### 6.3.7 Seleção da resistência de amortecimento - $R_f$

Usa-se o estudo do item 6.2.4 para cálculo dos valores máximo e mínimo de resistência  $R_f$ .

A escolha do valor de resistência é feita respeitando-se estes limites, de modo que a frequência de ressonância característica localize-se na região resistiva mostrada na Figura 6.7.

### 6.3.7.1 Cálculo do valor mínimo de resistência - $R_{f\_min}$

No item 6.2.4.1 são estabelecidas as expressões para este cálculo, que considera a associação do valor mínimo de indutância  $L$ , vista pelo filtro, nas condições nominais, com a própria indutância do filtro  $L_f$ .

Também são considerados: a razão entre as duas capacitâncias ( $C$  e  $C_f$ ) e a própria capacitância principal.

Como as capacitâncias  $C$  e  $C_f$  são iguais, de (6.89) tem-se:

$$\beta_c = 1 \quad (6.120)$$

O menor valor da indutância  $L$  vista pelo filtro (6.72), é

$$L'_{\min\_nom} = (2 - 0,7775)^2 \cdot (500 \times 10^{-6}) \quad (6.121)$$

$$L'_{\min\_nom} = 747 \mu\text{H} \quad (6.122)$$

A associação (6.83) da indutância (6.122) com a do filtro, resulta:

$$L_{p\_min} = \frac{(747 \times 10^{-6}) \cdot (500 \times 10^{-6})}{(747 \times 10^{-6}) + (500 \times 10^{-6})} \quad (6.123)$$

$$L_{p\_min} = 300 \mu\text{H} \quad (6.124)$$

Considerando-se os valores calculados, de (6.82) tem-se:

$$R_{f\_min} = \frac{\sqrt{1+1}}{1} \sqrt{\frac{(300 \times 10^{-6})}{(4 \times 10^{-6})}} \quad (6.125)$$

$$\therefore R_{f\_min} = \underline{\underline{12,25 \Omega}} \quad (6.126)$$

### 6.3.7.2 Valor máximo de resistência - $R_{f\_max}$

Para este caso as expressões são definidas no item 6.2.4.2. É considerado o valor máximo de  $L$ , visto pelo filtro, nas condições nominais. Este valor é associado a  $L_f$ , enquanto que  $\beta_C = 1$ .

O maior valor da indutância  $L$  vista pelo filtro (6.74), é

$$L'_{\max\_nom} = (2 + 0,7775)^2 \cdot (500 \times 10^{-6}) \quad (6.127)$$

$$L'_{\max\_nom} = 3,86 \text{ mH} \quad (6.128)$$

A associação (6.87) da indutância (6.128) com a do filtro, resulta:

$$L_{p\_max} = \frac{(3,86 \times 10^{-3}) \cdot (500 \times 10^{-6})}{(3,86 \times 10^{-3}) + (500 \times 10^{-6})} \quad (6.129)$$

$$L_{p\_max} = 443 \mu\text{H} \quad (6.130)$$

Considerando-se os valores calculados, de (6.86) tem-se:

$$R_{f\_max} = \frac{1+1}{1} \cdot \sqrt{\frac{(443 \times 10^{-6})}{(4 \times 10^{-6})}} \quad (6.131)$$

$$\therefore R_{f\_max} = \underline{21,04 \Omega} \quad (6.132)$$

Respeitando-se os valores máximo e mínimo calculados para o resistor  $R_f$  e considerando-se os valores comerciais, escolheu-se:

$$\therefore \boxed{R_f = 15 \Omega} \quad (6.133)$$

### 6.3.8 Resposta em frequência do filtro

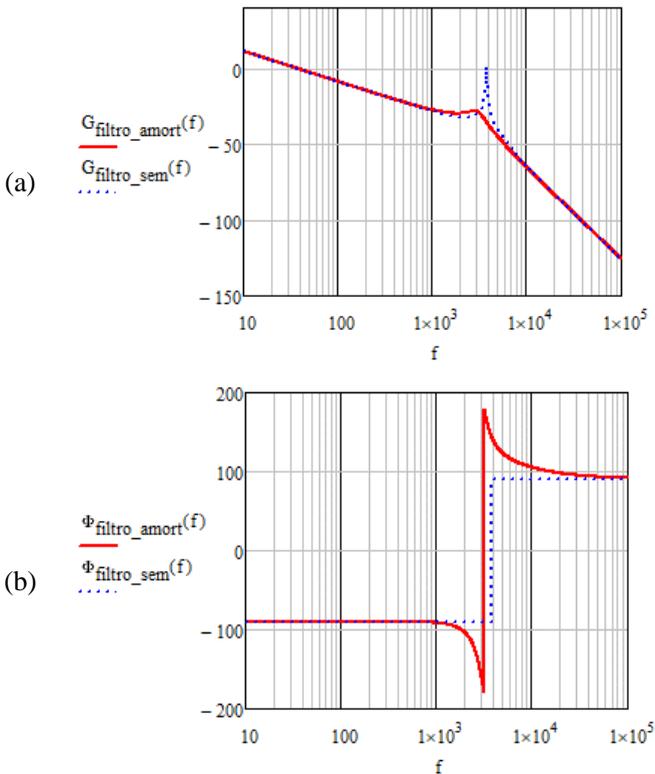
A resposta em frequência do filtro proposto é apresentada graficamente na Figura 6.8, nas condições com e sem ramo de amortecimento. A função de transferência do filtro com amortecimento

é estabelecida pela equação (6.57), enquanto que para o caso sem amortecimento, retirando-se  $R_f$  e  $C_f$  do circuito mostrado na Figura 6.6, resulta a equação (6.134).

$$\frac{\hat{i}_r(s)}{\hat{v}_o(s)} = \frac{1}{L'(D).L_f C_f .s^3 + [L'(D) + L_f] .s} \quad (6.134)$$

Na Figura 6.8 são mostrados, na forma de diagrama de Bode, o ganho e a fase da resposta em frequência do filtro dimensionado, nas condições sem amortecimento, linha pontilhada em azul, e com amortecimento, linha cheia em vermelho, a partir das funções de transferências destas duas situações.

Figura 6.8 Resposta em frequência do filtro, com e sem amortecimento: (a) Ganho; (b) Fase.



Fonte: Autoria própria, 2019.

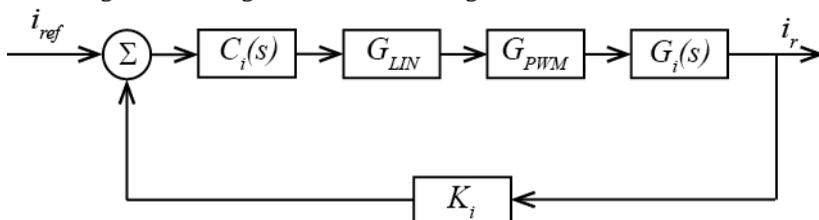
Os resultados gráficos comprovam o efeito do ramo de amortecimento sobre a resposta do filtro proposto, justificando seu emprego.

## 6.4 CONTROLE DE CORRENTE

Para conexão à rede elétrica é necessário o controle da corrente de saída do inversor, de maneira que a troca de energia entre o sistema de entrada em CC e o sistema de saída em CA, ocorra de maneira adequada, ou seja, que a amplitude e a forma de onda de corrente sejam estabelecidas por um regulador, atuando de forma estável e precisa.

Na Figura 6.9 apresenta-se o diagrama de blocos do regulador de corrente, onde identificam-se os ganhos presentes na malha de controle. O projeto consiste em determinar o compensador de corrente  $C_i(s)$  que garanta uma boa resposta do sistema regulador e de forma estável.

Figura 6.9 - Diagrama de blocos do regulador da corrente de saída



Fonte: Autoria própria, 2019.

Onde:

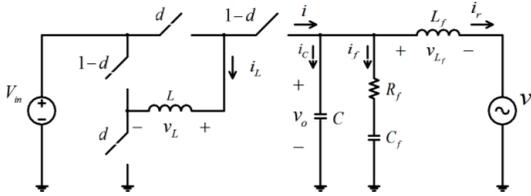
- $C_i(s)$  – compensador de corrente;
- $G_{LIN}$  – Ganho do linearizador no ponto de operação;
- $G_{PWM}$  – Ganho do modulador por larguras de pulso;
- $G_i(s)$  – planta do inversor, para a corrente de saída  $i_r$  em relação a razão cíclica  $d$ ;
- $K_i$  – Ganho do sensor de corrente.

Portanto, inicialmente desenvolve-se a função de transferência da corrente de saída do inversor em relação a razão cíclica, item 6.4.1, que juntamente com os outros ganhos da malha de corrente permitem projetar o compensador.

### 6.4.1 Função de transferência da corrente de saída com relação a razão cíclica

Neste item é estabelecida a relação entre a corrente  $i_r$  de saída e a razão cíclica de comando  $d$ , a partir do modelo dinâmico do sistema inversor, empregando análise de pequenos sinais.

Figura 6.10 Sistema inversor com filtro



Fonte: Autoria própria, 2019.

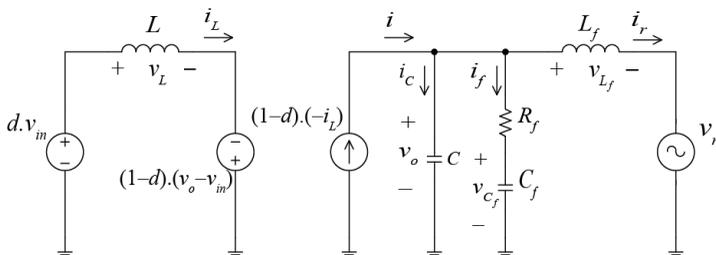
Analisando-se a Figura 6.10, deduz-se as equações (6.135) dos valores médios quase instantâneos das variáveis do sistema, para um período de comutação.

$$\begin{cases} \overline{v_L} = d\overline{v_{in}} + (1-d)(\overline{v_o} - \overline{v_{in}}) \\ \overline{i} = -(1-d)\overline{i_L} \\ \overline{i_r} = \overline{i} \end{cases} \quad (6.135)$$

#### 6.4.1.1 Modelagem dinâmica

A partir das equações (6.135) pode-se representar o modelo dinâmico do sistema, Figura 6.11.

Figura 6.11 Modelo dinâmico do sistema



Fonte: Autoria própria, 2019.

Como visto no item 6.2.1.1:

$$\left\{ \begin{array}{l} L \frac{di_L}{dt} = (2d - 1) \cdot v_{in} + (1 - d) \cdot v_o \\ L_f \frac{di_r}{dt} = v_o - v_r \\ C_f \frac{dv_{C_f}}{dt} = \frac{v_o}{R_f} - \frac{v_{C_f}}{R_f} \\ C \frac{dv_o}{dt} = - \left[ (1 - d) \cdot i_L + \frac{v_o - v_{C_f}}{R_f} + \frac{1}{L_f} \int (v_o - v_r) \cdot dt \right] \end{array} \right. \quad (6.136)$$

#### 6.4.1.2 Análise de pequenos sinais

Considerando-se  $v_{in}$  e  $v_r$  constantes, durante uma perturbação em um ponto de operação, ou seja,  $v_{in} = V_{in}$  e  $v_r = V_r$ , enquanto as demais grandezas do sistema são incrementadas, conforme (6.137).

$$\left\{ \begin{array}{l} \hat{i}_L = I_L + \hat{i}_L \\ \hat{i}_r = I_r + \hat{i}_r \\ \hat{d} = D + \hat{d} \\ \hat{v}_o = V_o + \hat{v}_o \\ \hat{v}_{C_f} = V_{C_f} + \hat{v}_{C_f} \end{array} \right. \quad (6.137)$$

Levando-se em conta as equações (6.9) a (6.14) do item 6.2.1.2 e sendo:

$$(2d-1).v_{in} = [2(D+\hat{d})-1].V_{in} \quad (6.138)$$

$$\therefore (2d-1).v_{in} = (2D-1).V_{in} + 2\hat{d}.V_{in} \quad (6.139)$$

$$(1-d).v_o = [1-(D+\hat{d})].(V_o + \hat{v}_o) \quad (6.140)$$

$$\therefore (1-d).v_o = (1-D).V_o + (1-D)\hat{v}_o - \hat{d}.V_o \quad (6.141)$$

$$(1-d).i_L = (1-(D+\hat{d})).(I_L + \hat{i}_L) \quad (6.142)$$

$$\therefore (1-d).i_L = (1-D).I_L + (1-D)\hat{i}_L - \hat{d}.I_L \quad (6.143)$$

Pode-se reescrever as equações (6.136) como:

$$L \frac{dI_L}{dt} + L \frac{d\hat{i}_L}{dt} = \left[ \begin{array}{l} (2D-1).V_{in} + 2\hat{d}.V_{in} + \\ +(1-D).V_o + (1-D)\hat{v}_o - \hat{d}.V_o \end{array} \right] \quad (6.144)$$

$$L_f \frac{dI_r}{dt} + L_f \frac{d\hat{i}_r}{dt} = V_o - V_r + \hat{v}_o \quad (6.145)$$

$$C_f \frac{dV_{C_f}}{dt} + C_f \frac{d\hat{v}_{C_f}}{dt} = \frac{V_o - V_{C_f}}{R_f} + \frac{\hat{v}_o - \hat{v}_{C_f}}{R_f} \quad (6.146)$$

$$C \frac{dV_o}{dt} + C \frac{d\hat{v}_o}{dt} = - \left\{ \begin{aligned} & \left[ (1-D).I_L + (1-D).\hat{i}_L - \hat{d}.I_L \right] + \\ & \left[ \frac{V_o - V_{C_f}}{R_f} + \frac{\hat{v}_o - \hat{v}_{C_f}}{R_f} \right] + \\ & \left[ \frac{1}{L_f} \int (V_o - V_r).dt + \frac{1}{L_f} \int \hat{v}_o .dt \right] \end{aligned} \right\} \quad (6.147)$$

Considerando-se somente as perturbações, nas equações (6.144), (6.145), (6.146) e (6.147), resultam:

$$L \frac{d\hat{i}_L}{dt} = 2\hat{d}.V_{in} + (1-D)\hat{v}_o - \hat{d}.V_o \quad (6.148)$$

$$L_f \frac{d\hat{i}_r}{dt} = \hat{v}_o \quad (6.149)$$

$$C_f \frac{d\hat{v}_{C_f}}{dt} = \frac{\hat{v}_o - \hat{v}_{C_f}}{R_f} \quad (6.150)$$

$$C \frac{d\hat{v}_o}{dt} = - \left\{ \begin{aligned} & \left[ (1-D).\hat{i}_L - \hat{d}.I_L \right] + \\ & \left[ \frac{\hat{v}_o - \hat{v}_{C_f}}{R_f} + \frac{1}{L_f} \int \hat{v}_o .dt \right] \end{aligned} \right\} \quad (6.151)$$

No domínio frequência tem-se:

$$L.s.\hat{i}_L(s) = 2\hat{d}(s).V_{in} + (1-D)\hat{v}_o(s) - \hat{d}(s).V_o \quad (6.152)$$

$$L_f.s.\hat{i}_r(s) = \hat{v}_o(s) \quad (6.153)$$

$$C_f.s.\hat{v}_{C_f}(s) = \frac{\hat{v}_o(s) - \hat{v}_{C_f}(s)}{R_f} \quad (6.154)$$

$$C.s.\hat{v}_o(s) = - \left[ \begin{array}{l} (1-D)\hat{i}_L(s) - \hat{d}(s).I_L + \\ + \frac{\hat{v}_o(s) - \hat{v}_{C_f}(s)}{R_f} + \frac{\hat{v}_o(s)}{L_f.s} \end{array} \right] \quad (6.155)$$

Substituindo (6.36) na (6.155), tem-se:

$$C.s.\hat{v}_o(s) = \left[ \begin{array}{l} -(1-D)\hat{i}_L(s) + I_L.\hat{d}(s) - \\ - \frac{C_f.s}{R_f.C_f.s+1}.\hat{v}_o(s) - \frac{1}{L_f.s}.\hat{v}_o(s) \end{array} \right] \quad (6.156)$$

$$\left( C.s + \frac{C_f.s}{R_f.C_f.s+1} + \frac{1}{L_f.s} \right) \hat{v}_o(s) = I_L.\hat{d}(s) - (1-D)\hat{i}_L(s) \quad (6.157)$$

Multiplicando-se (6.157) por  $L.s/(1-D)$ :

$$L.s.\hat{i}_L(s) = \left[ \begin{array}{l} \frac{L.s}{1-D}.I_L.\hat{d}(s) - \\ - \frac{L.s}{1-D} \left( C.s + \frac{C_f.s}{R_f.C_f.s+1} + \frac{1}{L_f.s} \right) \hat{v}_o(s) \end{array} \right] \quad (6.158)$$

Substituindo-se (6.158) em (6.152):

$$\begin{aligned} \frac{L.s}{1-D}.I_L.\hat{d}(s) - \frac{L.s}{1-D} \left( C.s + \frac{C_f.s}{R_f.C_f.s+1} + \frac{1}{L_f.s} \right) \hat{v}_o(s) &= \\ &= 2\hat{d}(s).V_{in} + (1-D)\hat{v}_o(s) - \hat{d}(s).V_o \end{aligned} \quad (6.159)$$

$$\begin{aligned} \left[ \frac{L.s}{1-D} \cdot \left( C.s + \frac{C_f.s}{R_f.C_f.s+1} + \frac{1}{L_f.s} \right) + (1-D) \right] \hat{v}_o(s) &= \\ &= \left[ \frac{L.s}{1-D} . I_L - (2V_{in} - V_o) \right] \hat{d}(s) \end{aligned} \quad (6.160)$$

Substituindo-se (6.153) em (6.160):

$$\begin{aligned} \left[ \frac{L.s}{1-D} \cdot \left( C.s + \frac{C_f.s}{R_f.C_f.s+1} + \frac{1}{L_f.s} \right) + (1-D) \right] L_f.s \hat{i}_r(s) &= \\ &= \left[ \frac{L.s}{1-D} . I_L - (2V_{in} - V_o) \right] \hat{d}(s) \end{aligned} \quad (6.161)$$

$$\frac{\hat{i}_r(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{\frac{L.I_L}{1-D} . s - (2V_{in} - V_o)}{L_f.s \cdot \left[ \frac{L.s}{1-D} \cdot \left( C.s + \frac{C_f.s}{R_f.C_f.s+1} + \frac{1}{L_f.s} \right) + (1-D) \right]} \quad (6.162)$$

Substituindo-se (6.47) em (6.162)

$$\frac{\hat{i}_r(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{\frac{L.I_L}{1-D} . s - (2V_{in} - V_o)}{L_f.s \cdot \left\{ \frac{L.s}{1-D} \cdot \left[ \frac{R_f.C_f.L_f.C.s^3 + (C+C_f).L_f.s^2 + R_f.C_f.s+1}{R_f.C_f.L_f.s^2 + L_f.s} \right] + (1-D) \right\}} \quad (6.163)$$

$$\frac{\hat{i}_r(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{\frac{L I_L}{1-D} \cdot s - (2V_{in} - V_o)}{\frac{1}{1-D} \cdot \left\{ \begin{array}{l} \left[ R_f \cdot C_f \cdot L_f \cdot C \cdot L \cdot s^4 + \right. \\ \left. + (C + C_f) \cdot L \cdot L_f \cdot s^3 + \right. \\ \left. + R_f \cdot C_f \cdot L \cdot s^2 + L \cdot s \right] + \\ R_f \cdot C_f \cdot s + 1 \\ \left. + (1-D)^2 \cdot L_f \cdot s \right\}} \quad (6.164)$$

$$\frac{\hat{i}_r(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{\left[ L I_L \cdot s - (1-D)(2V_{in} - V_o) \right] \cdot (R_f \cdot C_f \cdot s + 1)}{\left[ R_f \cdot C_f \cdot L_f \cdot C \cdot L \cdot s^4 + (C + C_f) \cdot L \cdot L_f \cdot s^3 + \right. \\ \left. + R_f \cdot C_f \cdot L \cdot s^2 + L \cdot s + (1-D)^2 \cdot L_f \cdot s (R_f \cdot C_f \cdot s + 1) \right]} \quad (6.165)$$

$$\frac{\hat{i}_r(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{\left[ R_f \cdot C_f \cdot L I_L \cdot s^2 - (1-D)(2V_{in} - V_o) \cdot R_f \cdot C_f \cdot s + \right. \\ \left. + L I_L \cdot s - (1-D)(2V_{in} - V_o) \right]}{\left[ R_f \cdot C_f \cdot L_f \cdot C \cdot L \cdot s^4 + (C + C_f) \cdot L \cdot L_f \cdot s^3 + \right. \\ \left. + R_f \cdot C_f \cdot L \cdot s^2 + L \cdot s + (1-D)^2 \cdot L_f \cdot s + \right. \\ \left. + (1-D)^2 \cdot R_f \cdot C_f \cdot L_f \cdot s^2 \right]} \quad (6.166)$$

$$\frac{\hat{i}_r(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{\left\{ R_f \cdot C_f \cdot L I_L \cdot s^2 + \right. \\ \left. + \left[ L I_L - (1-D)(2V_{in} - V_o) \cdot R_f \cdot C_f \right] \cdot s - \right. \\ \left. - (1-D)(2V_{in} - V_o) \right\}}{\left\{ R_f \cdot C_f \cdot L_f \cdot C \cdot L \cdot s^4 + (C + C_f) \cdot L \cdot L_f \cdot s^3 + \right. \\ \left. + \left[ L + (1-D)^2 \cdot L_f \right] R_f \cdot C_f \cdot s^2 + \right. \\ \left. + \left[ L + (1-D)^2 \cdot L_f \right] \cdot s \right\}} \quad (6.167)$$

Como demonstrou-se no Capítulo 5, a expressão  $(1-D)(2V_{in} - V_o)$  é a própria tensão de entrada  $V_{in}$ , equação (5.46).

Substituindo-a por  $V_{in}$  em (6.167), tem-se:

$$\frac{\hat{i}_r(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{L.I_L.R_f.C_f.s^2 + (L.I_L - R_f.C_f.V_{in}).s - V_{in}}{\left\{ \begin{array}{l} L.C.R_f.C_f.L_f.s^4 + (C + C_f)L.L_f.s^3 + \\ + [L + L_f(1-D)^2]R_f.C_f.s^2 + \\ + [L + L_f(1-D)^2].s \end{array} \right\}} \quad (6.168)$$

## 6.4.2 Simulações

Para simulação do inversor conectado à rede elétrica utiliza-se um compensador Proporcional Integral (PI), como estratégia de controle da corrente.

### 6.4.2.1 Dados para simulação

O projeto do compensador baseia-se nos dados já estabelecidos anteriormente (Tabela 6.1), além de acrescentar informações dos ganhos do circuito modulador por largura de pulso, do sensor de corrente e dos elementos do filtro projetado.

Tabela 6.2 Dados estabelecidos

$V_m = 400 \text{ V}$	$V_p = 311 \text{ V}$	$P_o = 1500 \text{ W}$	$f_s = 40 \text{ kHz}$
$L = 0,5 \text{ mH}$	$C = 4 \text{ } \mu\text{F}$	$f_r = 60 \text{ Hz}$	$\alpha = 0,7775$
$L_f = 0,5 \text{ mH}$	$C_f = 4 \text{ } \mu\text{F}$	$R_f = 15 \text{ } \Omega$	$I_p = 9,646 \text{ A}$
$G_{PWM} = 1$ (ganho: modulador)		$K_i = 1$ (ganho: sensor de corrente)	

Fonte: Autoria própria, 2019.

### 6.4.2.2 Cálculo de parâmetros

Adotando-se o ponto de operação para o qual ocorrem as maiores oscilações (pior caso), que é com  $\omega t = 3\pi/2$ , calculam-se os parâmetros apresentados na Tabela 6.3.

Tabela 6.3 Cálculo dos parâmetros para o ponto de operação selecionado

Parâmetros	Equações	Valor
Ganho de tensão	$G_{po} = \alpha \cdot \sin(3\pi/2)$	<b>-0,7775</b>
Tensão de saída	$v_o(\omega t) = V_p \sin \omega t$	<b>-311</b>
Corrente no indutor	$i_L(\omega t) = \frac{I_p}{1-d(\omega t)} = I_L$	<b>26,793</b>
Linearização	$G_{LIN} = \frac{1-G_{po}}{2-G_{po}} = D$	<b>0,64</b>

Fonte: Autoria própria, 2019.

A função de transferência da corrente de saída em relação a razão cíclica de entrada, dada por (6.168), é o ganho de corrente da planta do inversor.

Considerando-se que  $s = j\omega$  o ganho de corrente da planta é:

$$G_i(\omega) = \frac{L \cdot I_L R_f C_f \cdot (j\omega)^2 + (L \cdot I_L - R_f C_f V_{in}) \cdot (j\omega) - V_{in}}{\left\{ \begin{aligned} &LCR_f C_f L_f \cdot (j\omega)^4 + (C + C_f) L L_f \cdot (j\omega)^3 + \\ &+ [L + L_f (1 - D)^2] R_f C_f \cdot (j\omega)^2 + \\ &+ [L + L_f (1 - D)^2] \cdot (j\omega) \end{aligned} \right\}} \quad (6.169)$$

### 6.4.2.3 Cálculo dos coeficientes da FT de corrente

Na Tabela 6.4, são apresentadas as expressões e resultados calculados para os coeficientes de (6.169).

Tabela 6.4 Coeficientes da FT de corrente

<b>Termos da fração</b>	<b>Expressões</b>	<b>Valores</b>
Numerador	$L.I_L.R_f.C_f$	$8,038 \times 10^{-7}$
	$L.I_L - R_f.C_f.V_{in}$	$-10,604 \times 10^{-3}$
	$V_{in}$	400
Denominador	$L.C.R_f.C_f.L_f$	$6 \times 10^{-17}$
	$(C + C_f).L.L_f$	$2 \times 10^{-12}$
	$[L + L_f.(1 - D)^2].R_f.C_f$	$3,389 \times 10^{-8}$
	$L + L_f.(1 - D)^2$	$5,648 \times 10^{-4}$

Fonte: Autoria própria, 2019.

#### 6.4.2.4 Resposta em frequência da malha de corrente

O ganho em malha fechada é estabelecido a partir do diagrama de blocos da Figura 6.9.

$$FTMF_i(\omega) = \frac{C_i(\omega).K_i.G_{LIN}.G_{PWM}.G_i(\omega)}{1 + C_i(\omega).K_i.G_{LIN}.G_{PWM}.G_i(\omega)} \quad (6.170)$$

A função de transferência de laço aberto não compensado  $FTLA_{i_{NC}}$ , é:

$$FTLA_{i_{NC}}(\omega) = K_i.G_{LIN}.G_{PWM}.G_i(\omega) \quad (6.171)$$

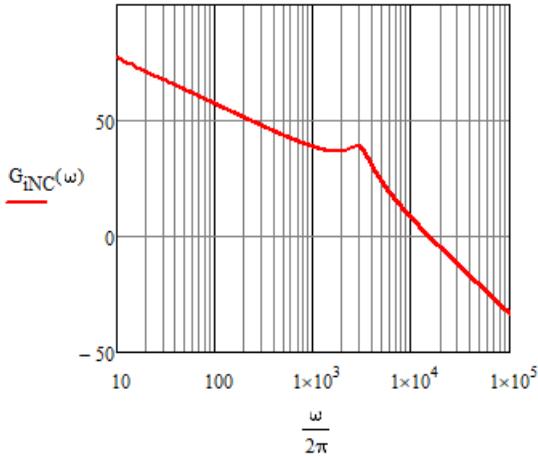
Cujo ganho e fase resultam:

$$Gi_{FTLA_{NC}}(\omega) = 20.\log|FTLA_{NC}(\omega)| \quad (6.172)$$

$$\angle i_{FTLA_{NC}}(\omega) = \frac{180}{\pi} \arg(FTLA_{NC}(\omega)) \quad (6.173)$$

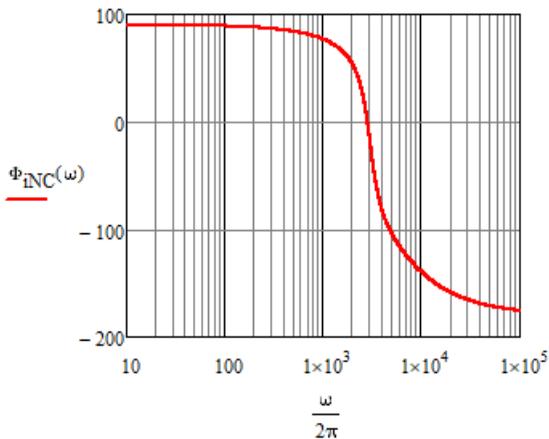
Apresenta-se na Figura 6.12 o ganho e na Figura 6.13 a fase, da resposta em frequência da função de transferência em laço aberto não compensado do regulador de corrente.

Figura 6.12 - Ganho da  $FTLA_{NC}$  para o regulador de corrente



Fonte: Autoria própria, 2019.

Figura 6.13 - Fase da  $FTLA_{NC}$  para o regulador de corrente



Fonte: Autoria própria, 2019.

Com estes resultados, a seguir é projetado o compensador de corrente para controle da corrente de saída do inversor.

#### 6.4.2.4.1 Compensador PI

O ganho do compensador Proporcional-Integral, é definido como,

$$C(\omega) = \frac{K_C (j\omega + \omega_Z)}{j\omega} \quad (6.174)$$

Na frequência de corte tem-se:

$$\begin{cases} |C(\omega_C)| = \frac{K_C \sqrt{\omega_Z^2 + \omega_C^2}}{\omega_C} \\ \angle C(\omega_C) = \arctan\left(\frac{\omega_C}{\omega_Z}\right) - \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (6.175)$$

Para uma operação estável, na frequência de corte deve resultar:

$$\begin{cases} |C(\omega_C)| = \frac{1}{FTLA_{inc}(\omega_C)} \\ \angle C(\omega_C) = M_\phi - \pi - \angle FTLA_{inc}(\omega_C) \end{cases} \quad (6.176)$$

Portanto,

$$\begin{cases} K_C = \frac{\omega_C}{\sqrt{\omega_Z^2 + \omega_C^2}} \cdot \frac{1}{FTLA_{inc}(\omega_C)} \\ \omega_Z = \frac{\omega_C}{\tan\left[M_\phi - \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{180} \angle FTLA_{inc}(\omega_C)\right]} \end{cases} \quad (6.177)$$

Assumindo uma frequência de cruzamento igual a:

$$f_C = \frac{1}{12} \times f_S = 3,333 \text{ kHz} \quad (6.178)$$

Ou,

$$\omega_C = 2\pi \cdot f_C = 20,94 \times 10^3 \text{ rad/s} \quad (6.179)$$

Tem-se que:

$$FTLA_{i_{NC}}(\omega_C) = 46,964 - 49,762j \quad (6.180)$$

Cujo módulo é,

$$\left| FTLA_{i_{NC}}(\omega_C) \right| = 68,424 \quad (6.181)$$

Enquanto que, para esta frequência, o ângulo resulta:

$$\angle FTLA_{i_{NC}}(\omega_C) = -46,657^\circ \quad (6.182)$$

Empregando-se uma margem de fase de  $75^\circ$ , em radianos tem-se:

$$M_\phi = 75^\circ \cdot \frac{\pi}{180} = 1,309 \text{ rad/s} \quad (6.183)$$

Portanto, empregando-se a equação de  $\omega_Z$  (6.177) resultam:

$$\omega_Z = 3,397 \times 10^4 \text{ rad/s} \quad (6.184)$$

$$\tau_C = \frac{1}{\omega_Z} = 2,944 \times 10^{-5} \text{ s} \quad (6.185)$$

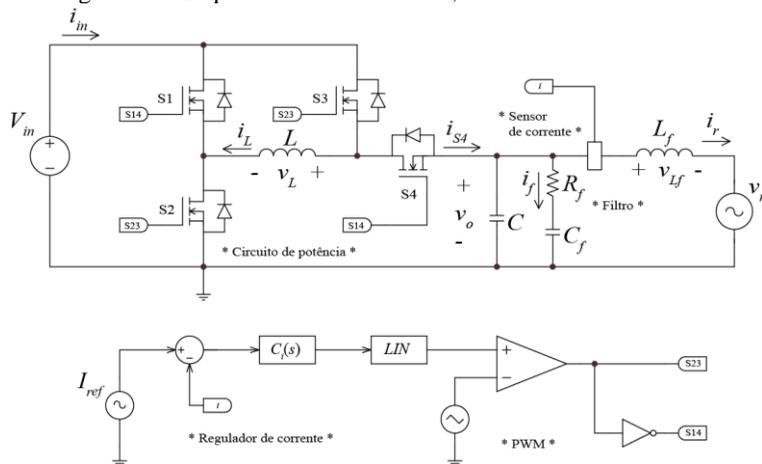
$$K_C = \frac{\omega_C}{\sqrt{\omega_Z^2 + \omega_C^2} \cdot \left| FTLA_{i_{NC}}(\omega_C) \right|} = 7,670 \times 10^{-3} \quad (6.186)$$

#### 6.4.2.4.2 Resultados de Simulação

O novo circuito inversor, com o filtro de saída e o regulador de corrente projetados, é simulado alimentado por uma fonte de tensão contínua ideal, representando os módulos FVs, e com sua saída conectada a uma fonte de corrente alternada, também ideal,

representando à rede elétrica, Figura 6.14. Os resultados da simulação são registrados sob condições nominais de potência.

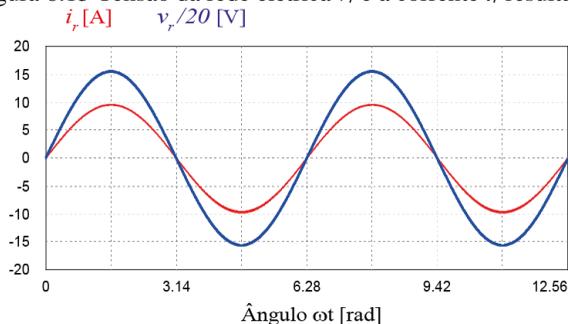
Figura 6.14 Esquema do novo inversor, conectado à rede elétrica



Fonte: Autoria própria, 2019.

Na Figura 6.15 são mostradas a tensão da rede elétrica e a corrente injetada nesta, pelo inversor. Para uma melhor visualização e comparação entre as duas, a tensão é dividida por 20.

Figura 6.15 Tensão da rede elétrica  $v_r$  e a corrente  $i_r$  resultante

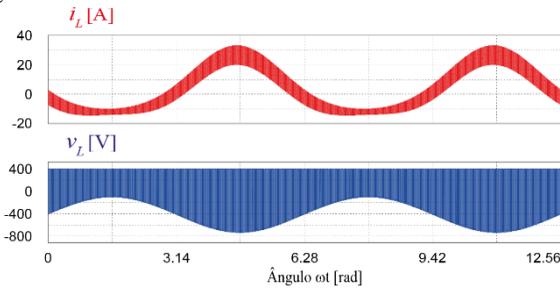


Fonte: Autoria própria, 2019.

O resultado comprova a capacidade do novo inversor de geração de corrente para a rede elétrica com baixa taxa de distorção harmônica. A medição com o simulador resultou em um valor de THD de 0,77%.

As formas de onda de tensão e corrente no indutor são mostradas na Figura 6.16, correspondentes a dois períodos da rede elétrica.

Figura 6.16 Formas de onda de corrente e tensão no indutor  $L$

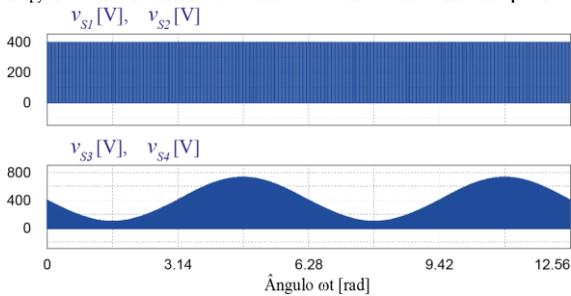


Fonte: Autoria própria, 2019.

Tanto a corrente quanto a tensão em  $L$  não são simétricas em relação a suas origens, como mostram os resultados.

Os valores máximos das tensões sobre S1 e S2 permanecem constantes, enquanto que sobre S3 e S4 variam em função do ângulo  $\omega t$  da rede elétrica, como mostra-se na Figura 6.17.

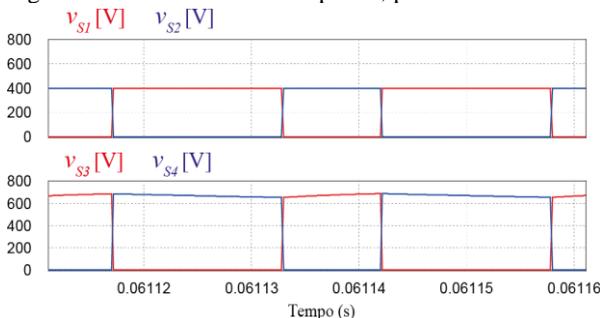
Figura 6.17 Formas de onda de tensão nos interruptores



Fonte: Autoria própria, 2019.

Na Figura 6.18 são mostradas as tensões sobre os interruptores durante dois períodos de comutação, próximo ao ângulo  $\omega t = 3\pi/2$ , quando ocorrem os maiores valores destas sobre S3 e S4.

Figura 6.18 Tensão nos interruptores, próximo de  $\omega t=3\pi/2$



Fonte: Autoria própria, 2019.

Os interruptores ligados a entrada do inversor, S1 e S2, ficam submetidos a tensão  $V_{in}$  de alimentação, nos intervalos de tempo em que não estão conduzindo, enquanto que as tensões sobre S3 e S4, definidas pela diferença  $(V_{in} - v_o)$ , atingem seus valores máximos no instante em que ocorre o pico negativo da tensão de saída  $(V_{in} + V_P)$ .

### 6.4.3 Ensaios de Laboratório

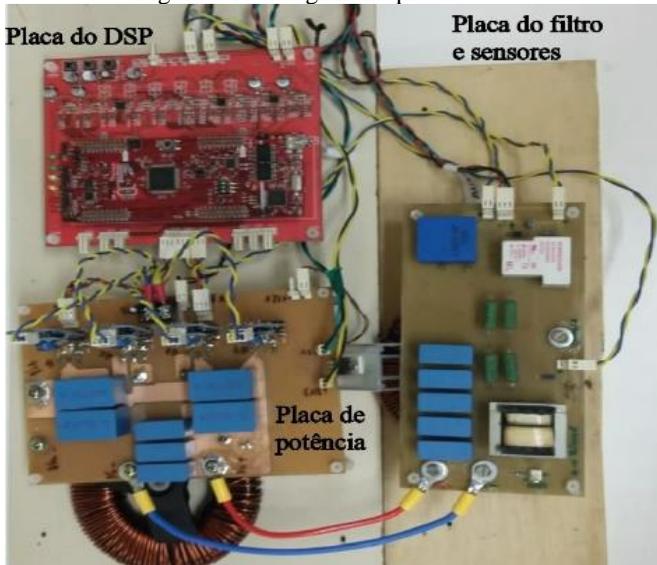
Para a realização dos ensaios contou-se com a infraestrutura física (materiais, equipamentos) e de pessoal do Laboratório do Instituto Brasileiro de Eletrônica de Potência e Energias Renováveis (IBEPE), localizado no Sapiens Parque S.A., na cidade de Florianópolis.

Os ensaios são realizados com um protótipo (Figura 6.19), constituído pelas placas: do circuito de potência; do circuito do filtro de saída, onde são colocados os sensores de corrente e tensão, e o *phase-locked loop* (PLL); e pela placa de condicionamento de sinais do microcontrolador DSP TMS28F069.

Os esquemáticos e *layout* das placas desenvolvidas no Laboratório do IBEPE estão apresentados nos Anexos 1 e 2.

Como estratégia de controle da corrente de saída, com o protótipo conectado à rede elétrica, optou-se por um controle digital (controle ressonante), descrito no Anexo 3.

Figura 6.19 Imagem das placas



Fonte: Acervo fotográfico, adaptado de Borges (2019).

#### 6.4.3.1 Dados para ensaios

A Tabela 6.5 mostra os parâmetros escolhidos para dimensionamento e testes do protótipo.

Tabela 6.5 Parâmetros para projeto.

Descrição	Símbolo	Valor
Potência de saída	$P_o$	1000 W
Tensão CC de entrada	$V_{in}$	400 V
Tensão CA de saída	$V_r$	220 V <sub>rms</sub>
Frequência de saída	$f_r$	60 Hz
Frequência de comutação	$f_s$	40 kHz

Fonte: Autoria própria, 2019.

#### 6.4.3.2 Dimensionamento do Protótipo

Mantendo-se os componentes passivos já calculados no item 6.3 e empregados nas simulações, selecionam-se os semicondutores a partir dos esforços de tensão e corrente a que ficam submetidos.

### 6.4.3.2.1 Esforços de tensão nos semicondutores

Conforme definiu-se no item 4.11.1, os interruptores S1 e S2 ficam submetidas a tensão da  $V_{in}$  de entrada (4.115), logo tem-se:

$$\therefore V_{S1\_max} = V_{S2\_max} = 400 \text{ V} \quad (6.187)$$

Para o cálculo das tensões máximas sobre os interruptores S3 e S4, aplica-se (4.117), do item 4.11.2. Neste caso, faz-se necessário o valor máximo da ondulação de tensão no capacitor  $C$ .

Considerando-se (6.103) e (5.115), tem-se:

$$\Delta V_{C\_max} = \frac{2P_o/V_p}{C \cdot f_s} \cdot \frac{1+\alpha}{2+\alpha} \quad (6.188)$$

Calculando-se:

$$\Delta V_{C\_max} = \frac{2 \times 1000 / \sqrt{2} \times 220}{(4 \times 10^{-6}) \cdot (40 \times 10^3)} \cdot \frac{1 + \sqrt{2} \times 220 / 400}{2 + \sqrt{2} \times 220 / 400} \quad (6.189)$$

$$\Delta V_{C\_max} = 25,72 \text{ V} \quad (6.190)$$

Aplicando-se (4.117), tem-se:

$$V_{S3\_max} = V_{S4\_max} = 400 + \sqrt{2} \cdot 220 + \frac{25,72}{2} \quad (6.191)$$

$$\therefore V_{S3\_max} = V_{S4\_max} = 723,86 \text{ V} \quad (6.192)$$

### 6.4.3.2.2 Esforços de corrente nos semicondutores

Como S1 e S4 ficam submetidas a mesma corrente, assim como também S2 e S3, realizam-se os cálculos considerando-se os pares de interruptores como S1,4 e S2,3.

Para o cálculo destas correntes, considera-se nas equações a amplitude da corrente de saída (6.103), que é:

$$I_p = \frac{2 \times 1000}{\sqrt{2} \times 220} = \underline{6,43 \text{ A}} \quad (6.193)$$

Como as equações dependem de  $\alpha$ , aplicando-se (4.16) calcula-se seu valor.

$$\alpha = \frac{\sqrt{2} \times 220}{400} = \underline{0,7775} \quad (6.194)$$

- **Valor médio de corrente em S1 e S4**

Como visto no item 4.13.8.2, os valores médios nestes componentes são praticamente Zero.

$$\therefore I_{S1,4_{med}} \cong \underline{0 \text{ A}} \quad (6.195)$$

- **Valor eficaz de corrente em S1 e S4**

Calcula-se com (4.136) a corrente eficaz nos transistores.

$$I_{S1,4_{ef}} = 6,43 \cdot \sqrt{\left( \frac{1}{2} - \frac{2}{3\pi} \cdot 0,7775 \right)} \quad (6.196)$$

$$I_{S1,4_{ef}} = \underline{3,72 \text{ A}} \quad (6.197)$$

E com (4.151), calcula-se a corrente pelos diodos.

$$I_{D1,4_{ef}} = 6,43 \cdot \sqrt{\left( \frac{1}{2} + \frac{2}{3\pi} \cdot 0,7775 \right)} \quad (6.198)$$

$$I_{D1,4_{ef}} = \underline{5,24 \text{ A}} \quad (6.199)$$

Calcula-se a corrente resultante em S1 e S4 com (4.241).

$$I_{SD1,4_{ef}} = \sqrt{(3,72)^2 + (5,24)^2} \quad (6.200)$$

$$\therefore I_{SD1,4_{ef}} = \underline{6,43 \text{ A}} \quad (6.201)$$

- **Valor médio de corrente em S2 e S3**

Com (4.165) calcula-se a corrente média nos diodos.

$$I_{D2,3_{med}} = 6,43 \left( \frac{1}{\pi} - \frac{0,7775}{4} \right) \quad (6.202)$$

$$I_{D2,3_{med}} = \underline{0,80 \text{ A}} \quad (6.203)$$

Nos transistores a corrente média é dada por (4.189), resultando:

$$I_{S2,3_{med}} = 6,43 \left( \frac{0,7775}{4} + \frac{1}{\pi} \right) \quad (6.204)$$

$$I_{S2,3_{med}} = \underline{3,30 \text{ A}} \quad (6.205)$$

Considerando-se o sentido contrário das correntes nos transistores e diodos, tem-se:

$$I_{SD2,3_{med}} = I_{S2,3_{med}} - I_{D2,3_{med}} = 3,30 - 0,80 \quad (6.206)$$

$$\therefore I_{SD2,3_{med}} = \underline{2,50 \text{ A}} \quad (6.207)$$

- **Valor eficaz de corrente em S2 e S3**

Com (4.182) calcula-se a corrente eficaz nos diodos:

$$I_{D2,3_{ef}} = 6,43 \sqrt{\frac{3}{16} (0,7775)^2 - \frac{2}{\pi} (0,7775) + \frac{1}{2}} \quad (6.208)$$

$$I_{D2,3_{ef}} = \underline{2,21 \text{ A}} \quad (6.209)$$

Aplicando-se (4.197), tem-se o valor para os transistores:

$$I_{S2,3_{ef}} = 6,43 \sqrt{\frac{3}{16} (0,7775)^2 + \frac{2}{\pi} (0,7775) + \frac{1}{2}} \quad (6.210)$$

$$I_{S2,3_{ef}} = \underline{6,77 \text{ A}} \quad (6.211)$$

Calcula-se o valor resultante em S2 e S3 com (4.254):

$$I_{SD2,3_{ef}} = \sqrt{(6,77)^2 + (2,21)^2} \quad (6.212)$$

$$\therefore I_{SD2,3_{ef}} = \underline{7,12 \text{ A}} \quad (6.213)$$

#### 6.4.3.2.3 Seleção dos interruptores

Os esforços de corrente e tensão, a que ficam submetidos os semicondutores, são resumidos na Tabela 6.6.

Tabela 6.6 Esforços nos semicondutores

Semicondutor	Corrente [A]		Tensão [V]
	média	eficaz	
<b>S1</b>	0	6,43	400
<b>S4</b>			724
<b>S2</b>	2,5	7,12	400
<b>S3</b>			724

Fonte: Autoria própria, 2019.

Considerando-se os dois diferentes esforços de tensão, dois transistores MOSFETs de potência são selecionados, conforme Tabela 6.7

Tabela 6.7 Transistores selecionados

Componente	Tensão [V]	Corrente [A]
<b>SCT2120AF</b>	650	29
<b>SCT2080KE</b>	1200	40

Fonte: Autoria própria, 2019.

#### 6.4.3.2.4 Especificações dos componentes

A Tabela 6.8 apresenta os componentes usados nos circuitos de potência e filtro do protótipo.

Tabela 6.8 Componentes usados no protótipo

Componente	Símbolo	Valor/Descrição
Indutor principal	$L$	0,5 mH
Capacitor do filtro	$C$	4 $\mu$ F
Indutor do filtro	$L_f$	0,5 mH
Resistor de amortecimento	$R_f$	15 $\Omega$
Capacitor de amortecimento	$C_f$	4 $\mu$ F
Interruptores ( $V_{DS} > 400$ V)	S1, S2	SCT2120AF (Power MOSFET)
Interruptores ( $V_{DS} > 711$ V)	S3, S4	SCT2080KE (Power MOSFET)

Fonte: Autoria própria, 2019.

Estes componentes são montados em duas placas de circuito impresso, denominadas de placa de potência e placa de filtro. Os transistores, juntamente com o indutor  $L$  e o capacitor  $C$ , fazem parte da placa de potência, enquanto que o filtro indutivo  $L_f$  e o circuito de amortecimento ( $C_f$  e  $R_f$ ) são instalados na placa de filtro. Nesta última também estão instalados os circuitos sensores de corrente e tensão.

#### 6.4.3.3 Compensador de corrente

Os ensaios de laboratório com o protótipo, para as especificações definidas na Tabela 6.5, foram realizados empregando um compensador de corrente Multirressonante, conforme os estudos de Borges (2019), descritos no Anexo 3.

#### 6.4.3.4 Resultados Experimentais

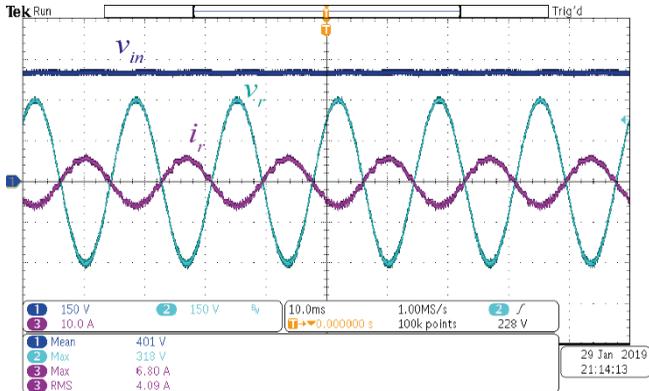
As tensões e correntes nos principais elementos do circuito de potência do inversor são apresentadas e analisadas, assim como o resultante rendimento do protótipo, seu fator de potência com carga e as harmônicas da corrente gerada.

##### 6.4.3.4.1 Tensões e correntes

As principais formas de onda de tensão e corrente do inversor em operação, são apresentadas neste item.

Na Figura 6.20 são apresentadas: a tensão  $v_{in}$  de alimentação do inversor, em azul escuro; a tensão da rede elétrica  $v_r$ , em verde; e a corrente de saída  $i_r$ , em roxo.

Figura 6.20 Tensão  $v_{in}$  (em azul escuro) - Escala: 150 V/div; Tensão  $v_r$  (em verde) - Escala: 150 V/div e Corrente  $i_r$  (em roxo) - Escala: 10 A/div; Escala de tempo: 10 ms/div.

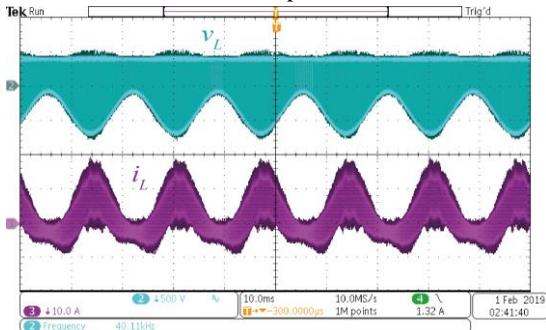


Fonte: Autoria própria, 2019.

Estes resultados comprovam a capacidade de geração de corrente alternada pelo novo sistema inversor.

As formas de onda de corrente e tensão no indutor principal  $L$  são mostradas na Figura 6.21, durante seis períodos da rede elétrica.

Figura 6.21 Tensão  $v_L$  (em verde) - Escala: 500 V/div e Corrente  $i_L$  (em roxo) - Escala: 10 A/div; Escala de tempo: 10 ms/div.



Fonte: Autoria própria, 2019.

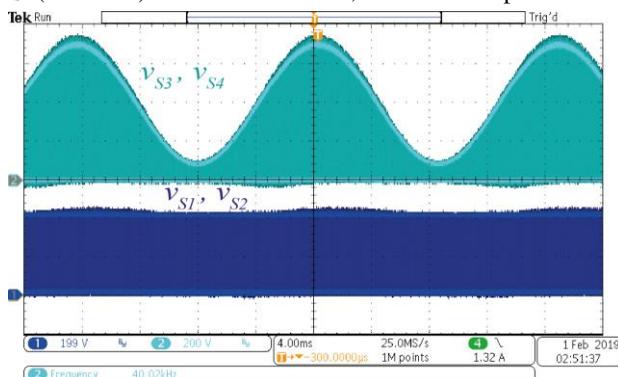
Tanto a corrente quanto a tensão em  $L$  são assimétricas em relação a suas origens, conforme mostram os resultados. O valor

positivo de  $v_L$ , em torno de 400 V, é estabelecido durante a condução de S2 e S3, enquanto que os valores negativos ocorrem durante a condução de S1 e S4.

Como esperado, a partir dos resultados dos estudos efetuados no Capítulo 4, a corrente se comporta, em termos de valores médios quase instantâneos, segundo (4.42), acrescida da ondulação da corrente e dos efeitos advindos das não idealidades dos componentes.

Analisando-se a Figura 6.22 verifica-se que os interruptores ligados a entrada do inversor, S1 e S2, ficam submetidos a tensão  $v_{in}$  de alimentação, nos intervalos de tempo em que não estão conduzindo, enquanto que as tensões sobre S3 e S4 são definidas pela diferença entre as tensões de entrada e saída ( $v_{in} - v_o$ ).

Figura 6.22 Tensão  $v_{S1}$  e  $v_{S2}$  (em azul escuro) - Escala: 200 V/div e Tensão  $v_{S3}$  e  $v_{S4}$  (em verde) - Escala: 200 V/div; Escala de tempo: 4 ms/div.



Fonte: Autoria própria, 2019.

Estes resultados comprovam que os interruptores S3 e S4 ficam submetidos a esforços maiores de tensão, cujos valores máximos são definidos pela diferença entre a tensão de entrada e o valor de pico negativo da tensão de saída. Já os interruptores S1 e S2 ficam submetidos apenas a tensão de entrada.

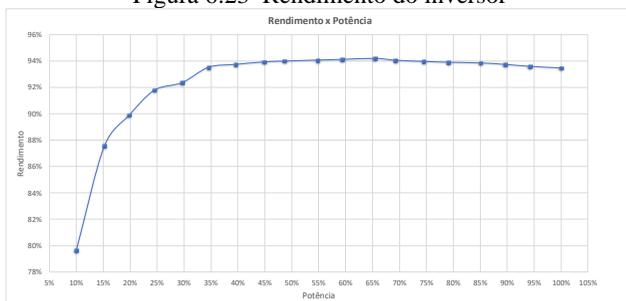
#### 6.4.3.4.2 *Rendimento, Fator de Potência e Harmônicas de Corrente*

O rendimento do protótipo e o Fator de Potência (FP) de saída foram medidos variando a carga desde 10% até 100% do valor nominal desta, enquanto os valores das harmônicas de corrente são verificados frente aos seus limites para valor nominal da corrente de saída.

Na Figura 6.23 é apresentado o rendimento do inversor em função do percentual de potência entregue à carga.

Para potências de cargas superiores a 20% da nominal o rendimento é maior que 90%. A estrutura alcança um rendimento em torno de 94% no intervalo compreendido entre 40 e 90% da potência nominal. Com 100% da potência nominal o rendimento é de 93,46%.

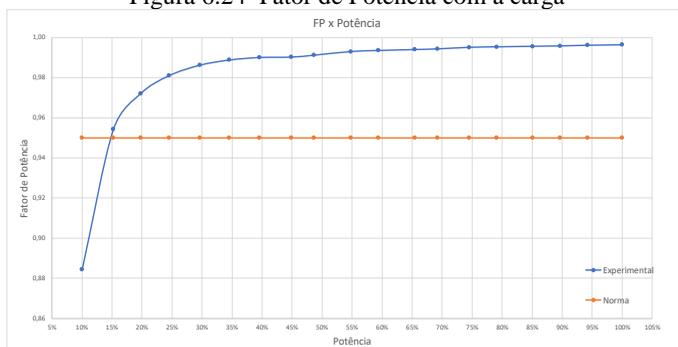
Figura 6.23 Rendimento do inversor



Fonte: Autoria própria, 2019.

O comportamento do fator de potência (FP) em função do percentual da potência de saída, Figura 6.24, é traçado juntamente com o valor mínimo (0,95), prescrito pelas normas da ANEEL (ANEEL, 2013). Para potências de saída maiores que 15% da potência nominal, a estrutura inversora trabalha com FP superior a 0,95, satisfazendo esta exigência normativa.

Figura 6.24 Fator de Potência com a carga

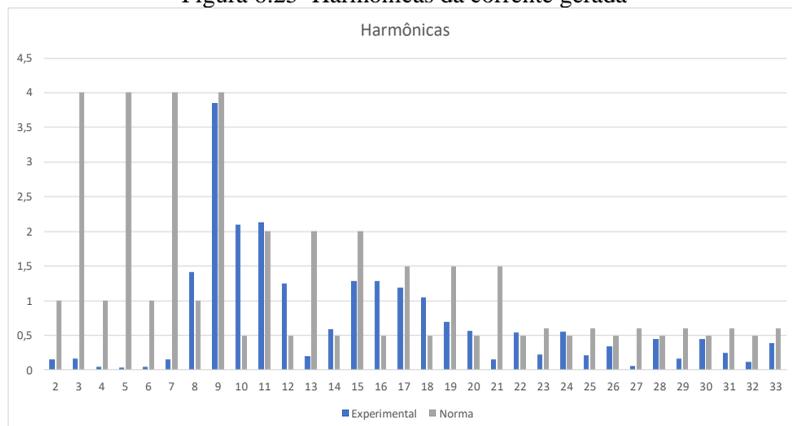


Fonte: Autoria própria, 2019.

O FP cresce com a potência de saída, alcançando o valor de 0,996 quando com potência nominal.

Na Figura 6.25 registraram-se os valores das harmônicas da corrente de saída. Cada ordem de harmônica é apresentada ao lado do correspondente valor limite, estabelecidos em IEEE (IEEE, 2014).

Figura 6.25 Harmônicas da corrente gerada



Fonte: Autoria própria, 2019.

As harmônicas, em sua grande maioria, estão abaixo do seu correspondente valor limite. Nas de mais baixa ordem, até a 7ª ordem, os valores são bastante inferiores aos limites estabelecidos pela norma.

## 6.5 CONCLUSÕES

Com a revisão bibliográfica evidencia-se a importância da seleção do filtro de saída do inversor, para uma adequada conexão à rede elétrica. Dentre os filtros existentes, optou-se por realizar uma nova proposta de filtro LCL baseada nesta estrutura clássica, adaptada ao novo inversor. Como este inversor já possui um indutor  $L$  em sua estrutura básica, analisou-se o efeito de adicionar-se apenas mais um capacitor  $C$  e um indutor  $L_f$  à sua saída, juntamente com um ramo de amortecimento, constituído por um capacitor  $C_f$  e um resistor  $R_f$  ligados em série, entre si, e em paralelo com o capacitor principal  $C$  do filtro.

Comprovou-se que a função de transferência da corrente de saída com relação a tensão de entrada, deduzida para o filtro proposto, é a mesma estabelecida por Wu *et al.* (2013) para o filtro LCL clássico, com exceção do comportamento variante da indutância  $L$ , do ponto de vista do filtro.

Por meio de estudo e análise do filtro proposto, avaliou-se sua viabilidade, considerando-se que do ponto de vista do filtro o valor da indutância  $L$  comporta-se de forma dependente da razão cíclica.

Como resultado estabeleceu-se uma metodologia de projeto, testada no dimensionamento do filtro do novo inversor.

Comprovou-se a validade do novo modelo desenvolvido para a planta do inversor com filtro, projetando-se um regulador PI de corrente e testando-o por meio de simulação. Os resultados destas simulações confirmaram a capacidade do novo inversor de geração de corrente alternada para a rede elétrica, com baixo conteúdo harmônico e de maneira estável.

As formas de onda de corrente e tensão nos principais elementos da estrutura de potência, verificadas na simulação, comprovam os estudos realizados nos capítulos anteriores.

A comprovação experimental do comportamento do novo inversor deu-se por meio de um protótipo construído com os elementos passivos, já dimensionados anteriormente e testados nas simulações, necessitando apenas selecionar os transistores mais adequados para as especificações do inversor, para ensaios de laboratório.

O dimensionamento destes semicondutores comprovou a validade das equações, estabelecidas durante os estudos sobre os esforços de tensão e corrente sobre eles.

As formas de onda de tensão e corrente nos principais elementos do circuito de potência, registrados nas figuras do item 6.6.2, confirmam os resultados de simulação.

Os resultados de medições com relação ao rendimento do protótipo, FP e conteúdo harmônico, item 6.6.3, resultaram satisfatórios e coerentes com as normas existentes.

## 7 CONCLUSÕES

### 7.1 CONCLUSÕES GERAIS

As referências bibliográficas que basearam este estudo enfatizam aspectos relevantes para a área de energias renováveis: o desenvolvimento de pesquisas em energias fotovoltaicas e o crescimento mundial do mercado, com aumentos significativos da capacidade instalada, contribuindo com cerca de 2% da geração de eletricidade no mundo neste segmento.

As preocupações com o meio ambiente e a redução dos custos de sistemas FVs contribuem para este crescimento, instigando grandes investimentos em pesquisa e desenvolvimento de novas tecnologias e equipamentos, voltadas à geração de energia elétrica diretamente da irradiação solar, a partir do fenômeno FV que ocorre nas fotocélulas.

Como visto neste estudo, um bom aproveitamento da irradiação solar pressupõe uma correta configuração e dimensionamento do sistema de geração. Para tanto, sempre se leva em conta o tipo de aplicação a que se destinam, se autônomo ou conectado à rede elétrica, a configuração de conexão mais apropriada, definida principalmente pela quantidade de energia a ser gerada, como também pela localização da instalação e área disponível.

Neste sentido, verificou-se também expressivo número de artigos publicados com estudos relativos ao aprimoramento da tecnologia, especialmente no desenvolvimento de inversores, como é o caso desta pesquisa.

Como são responsáveis por processar a energia gerada pelos módulos FVs, quando em sistemas de estágio único os inversores atuam diretamente sobre a saída deles, buscando o ponto de máxima potência possível. Esta busca é feita a partir das curvas características da corrente versus a tensão dos módulos FVs, regulando sua tensão, de modo a compensar os efeitos das variações da temperatura e da irradiância a que estão sujeitos.

Devido aos altos custos e menor vida útil das baterias, em relação aos módulos, os sistemas autônomos tem se restringido a aplicações onde a conexão a rede elétrica é inviável técnica e economicamente ou quando a independência do sistema gerador seja imprescindível. Como resultado, vem se tornando cada vez maior a geração FV distribuída, conectada diretamente a rede elétrica, principalmente em aplicações residenciais, reforçando a necessidade dos investimentos em inversores voltados para aplicações nestes sistemas.

A retirada do transformador das topologias clássicas de inversores, conectadas diretamente à rede elétrica, buscando reduzir peso, volume, perdas e custos, provoca uma corrente de fuga pelo caminho formado pelo capacitor parasita dos módulos FVs, pelo aterramento, onde são conectadas as estruturas metálicas, que dão suporte aos módulos, e o neutro da rede elétrica.

Conforme se verificou na revisão bibliográfica, a procura por soluções para o problema da corrente de fuga tem motivado muitas pesquisas, buscando novas estruturas de inversores fotovoltaicos sem transformador, conectados à rede elétrica. Estas soluções, de modo geral, acrescentam outros componentes às estruturas clássicas, aumentando o número de elementos envolvidos no processamento da energia, com os inconvenientes advindos de: maiores perdas; maior complexidade e índice de falhas destes.

Considerando o exposto, tornou-se motivador propor e estudar uma nova topologia de inversor, com foco na eliminação da corrente de fuga capacitiva, originada da ausência de isolamento galvânica.

A topologia proposta conecta diretamente o potencial comum de seu circuito ao polo negativo do módulo FV e ao neutro da rede, usando um reduzido número de componentes passivos e semicondutores (mesmo número de transistores de uma ponte H clássica), equalizando os potenciais destes pontos, evitando a tensão de modo comum de alta frequência, originada das tensões nos interruptores. Constatou-se, nos estudos realizados, ser a tensão de modo comum, a fonte causadora da corrente de fuga capacitiva.

Verificou-se a partir das análises em regime permanente que embora a nova estrutura possa operar como inversor, seu ganho de tensão é não linear. Empregando-se uma conformação adequada da razão cíclica, compensa-se a não linearidade da estrutura de potência, permitindo uma geração senoidal de tensão na saída, necessária para uma conexão com a rede elétrica.

As equações das principais correntes e tensões do circuito inversor foram deduzidas e validadas, tornando-se ferramentas indispensáveis ao dimensionamento dos semicondutores e componentes passivos da estrutura de potência.

Também foram deduzidos e validados modelos dinâmicos do inversor, viabilizando o projeto de reguladores de tensão e corrente, para testes de simulação e ensaios experimentais.

A simulação do inversor com tensão de saída regulada comprovou sua capacidade de geração de tensão senoidal para sistemas autônomos de CA, desconectados da rede elétrica.

Adicionando-se um indutor à saída do inversor foi possível regular a corrente gerada e testar, por simulação, o comportamento do inversor conectado a uma fonte CA ideal.

As simulações com um sistema gerador configurado em estágio único, comprovou a capacidade do inversor de processar a energia gerada pelos painéis FVs e, simultaneamente, buscar o ponto de máxima potência destes.

Também foi testada por simulação a operação do inversor em sistema de dois estágios, ou seja, o inversor operando conjuntamente com um conversor *Boost*, que se encarrega de elevar a tensão dos painéis FVs a um nível apropriado ao inversor, ao mesmo tempo que busca o ponto de máxima potência dos painéis.

Para uma adequada conexão do inversor à rede elétrica foi necessário um filtro que limitasse a taxa de distorção harmônica gerada por ele, ao mesmo tempo que evitasse ressonâncias com a rede, garantindo as condições mínimas para estabilidade do sistema.

Neste sentido, realizou-se um estudo sobre filtros, a partir de uma revisão bibliográfica e estabeleceu-se uma metodologia de projeto para o filtro proposto para o novo inversor, baseando-se no filtro LCL.

O filtro foi projetado e testado por simulação, comprovando-se a validade dos novos modelos desenvolvidos para o inversor. Para tanto, projetou-se um regulador PI de corrente, resultando em uma geração de corrente com baixo conteúdo harmônico e de maneira estável.

O protótipo para ensaios experimentais é projetado empregando os modelos matemáticos e a metodologia desenvolvida.

Os resultados dos ensaios, formas de onda de tensão e corrente nos principais componentes do circuito de potência, confirmam os obtidos em simulação, validando a nova topologia inversora proposta nesta pesquisa.

A distorção harmônica da corrente gerada também foi medida, ficando abaixo dos limites estabelecidos em norma.

O rendimento da estrutura para uma faixa de 40 a 90% do valor nominal se mantém próximo dos 94%.

Conclui-se que o desenvolvimento da tese atingiu seu principal objetivo que foi propor uma nova topologia inversora, conectada à rede elétrica, sem transformador, com eliminação da corrente de modo comum, aplicada aos sistemas geradores FVs. A estrutura elimina a tensão de modo comum, por meio da equipotencialização entre o polo negativo dos módulos FVs e o terminal de saída, conectado ao neutro da rede, sem o uso de transformador, eliminando o problema da circulação corrente de fuga pelo capacitor parasita dos módulos.

## 7.2 SUGESTÕES PARA ESTUDOS FUTUROS

A nova estrutura inversora é apresentada como alternativa tecnicamente viável para a corrente de fuga. Os resultados alcançados comprovam o potencial de operação, dessa nova topologia, como inversor monofásico conectado à rede elétrica.

Entretanto, outras pesquisas devem ampliar a aplicação da nova topologia, e para tanto, sugere-se investigar em estudos futuros:

- Estrutura retificadora: comportamento já percebido nas simulações e ensaios experimentais de laboratório, quando se verificou esta capacidade bidirecional de conversão da energia;
- Inversor trifásico: neste caso, possivelmente triplicando a quantidade da nova estrutura monofásica proposta e estudando-as nas configurações em triângulo ou estrela; e,
- Retificador trifásico: da mesma forma que para o caso monofásico, analisar a nova estrutura sendo alimentada por uma rede elétrica trifásica e gerando energia para um barramento CC.

Sugere-se também pesquisar/desenvolver técnicas de controle que melhor se adaptem ao novo conversor, tendo em vista a dificuldade introduzida pelo seu comportamento não linear.

## REFERÊNCIAS

- ANEEL. AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA. **Resolução Normativa N° 482, de 17 de abril de 2012**. Disponível em: <<http://www2.aneel.gov.br/cedoc/ren2012482.pdf>> Acesso em 15 jan. 2019
- ANEEL. **Resolução Normativa n° 569, de 23 de julho de 2013**. Disponível em: <<http://www2.aneel.gov.br/aplicacoes/audiencia/arquivo/2012/065/resultad o/ren2013569.pdf>> Acesso em 07 fev. 2019
- ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DA INDÚSTRIA ELÉTRICA E ELETRÔNICA. **Propostas para inserção da energia solar fotovoltaica na matriz elétrica brasileira**. Rio de Janeiro, 2012.
- BARATER, D. *et al.* Active common-mode filter for ground leakage current reduction in grid-connected PV converters operating with arbitrary power factor. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2014. v. 61, n. 8, p. 3940–3950.
- BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência**. Florianópolis: Edição do Autor, 2006.
- \_\_\_\_\_. **Modelagem de conversores CC-CC empregando modelo médio em espaço de estados**. Florianópolis: Edição do Autor, 2015.
- BORGES, Victor L. F. **Acervo fotográfico de ensaios de laboratório**. Arquivo pessoal. Florianópolis, fevereiro de 2019.
- \_\_\_\_\_. **Compensador de corrente multirressonante**. Estudos, projeto e testes em laboratório (anotações do autor). Laboratório do IBEPE. Florianópolis, fevereiro de 2019.
- CHA, H.; VU, T.-K. Comparative analysis of low-pass output filter for single-phase grid-connected Photovoltaic inverter. [S.l.]: **IEEE**, 2010. p. 1659–1665. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5433454/>>. Acesso em 13 out 2018.
- CHA, W.-J. *et al.* Evaluation and analysis of transformerless photovoltaic inverter topology for efficiency improvement and reduction of leakage current. **IET Power Electronics**, 2015. v. 8, n. 2, p. 255–267. Disponível em: <<http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-pe.2014.0401>>. Acesso em 07 fev. 2019
- CHANNEGOWDA, P.; JOHN, V. Filter Optimization for Grid Interactive Voltage Source Inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**,

2010.

EUROPEAN PHOTOVOLTAIC INDUSTRY ASSOCIATION. *Global market outlook for photovoltaics until 2016*. Belgium, 2012.

FREDDY, T. K. S. *et al.* Comparison and analysis of single-phase transformerless grid-connected PV inverters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2014. v. 29, n. 10, p. 5358–5369.

GONZÁLEZ, R. *et al.* High-efficiency transformerless single-phase photovoltaic inverter. **EPE-PEMC 2006: 12th International Power Electronics and Motion Control Conference, Proceedings**, 2007. p. 1895–1900.

GONZÁLEZ, R. *et al.* Transformerless inverter for single-phase photovoltaic systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2007. v. 22, n. 2, p. 693–697.

GONZÁLEZ, R. *et al.* Transformerless single-phase multilevel-based photovoltaic inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2008. v. 55, n. 7, p. 2694–2702.

GU, B. *et al.* High reliability and efficiency single-phase transformerless inverter for grid-connected photovoltaic systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2013. v. 28, n. 5, p. 2235–2245.

GU, Y. *et al.* Transformerless inverter with virtual DC bus concept for cost-effective grid-connected PV power systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2013. v. 28, n. 2, p. 793–805.

HUAFENG, X. *et al.* An Optimized Transformerless Photovoltaic Grid-Connected Inverter. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, 2011. v. 58, n. 5, p. 1887–1895.

IEEE Power and Energy Society. **IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems**, 2014

LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2005. Disponível em: <

KYOCERA. Catálogo: **High Efficiency Multicrystal Photovoltaic Module**. [2016]. Disponível em: <<http://www.kyocera.com.br/>>. Acesso em: 11 nov. 2016.

LI, W. *et al.* Topology review and derivation methodology of single-phase transformerless photovoltaic inverters for leakage current suppression.

**IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2015. v. 62, n. 7, p. 4537–4551.

LÓPEZ, Ó. *et al.* Eliminating ground current in a transformerless photovoltaic application. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, 2010. v. 25, n. 1, p. 140–147.

**Material de aula.** Disponibilizado pelo Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing., na disciplina DAS410083 - T. E. em Controle: Microrredes e Fontes Renováveis de Energia.

RÜTHER, Ricardo. **Edifícios solares fotovoltaicos: o potencial da geração solar fotovoltaica integrada a edificações urbanas e interligada à rede elétrica pública no Brasil.** Florianópolis: LABSOLAR, 2004.

SCHIMPF, F.; NORUM, L. E. **Grid connected Converters for Photovoltaic, State of the Art, Ideas for Improvement of Transformerless Inverters.** Proceedings of Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics, 2008. p. 6.

SEBAALY, F.; KANAAN, H. Y.; MOUBAYED, N. Three-level neutral-point-clamped inverters in transformerless PV systems - State of the art. **Proceedings of the Mediterranean Electrotechnical Conference - MELECON**, 2014. n. April, p. 1–7.

SMA. **Technical Information Capacitive Leakage Currents.** [2017]. Disponível em: <<http://www.files.sma.de/dl/7418/Ableitstrom-TI-en-25.pdf>>. Acesso em: 10 jul. 2017.

TANG, Y. *et al.* Highly Reliable Transformerless Photovoltaic Inverters with Leakage Current and Pulsating Power Elimination. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2016. v. 63, n. 2, p. 1016–1026.

TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRÍGUEZ, P. **Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems.** [S.l.]: [s.n.], 2011.

URBANETZ JUNIOR, Jair. **Sistemas fotovoltaicos conectados a redes de distribuição urbanas: sua influência na qualidade da energia elétrica e análise dos parâmetros que possam afetar a conectividade.** 2010. 189 p. Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, 2010.

VAZQUEZ, N. *et al.* A new common-mode transformerless photovoltaic inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2015. v. 62, n. 10, p. 6381–6391.

WU, W. *et al.* A New Design Method for the Passive Damped LCL and LLCL Filter-Based Single-Phase Grid-Tied Inverter. **IEEE Transactions**

on **Industrial Electronics**, out. 2013. v. 60, n. 10, p. 4339–4350.

Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6297457/>>. Acesso em 13 out 2018.

\_\_\_\_\_; HE, Y.; BLAABJERG, F. An LLCL power filter for single-phase grid-tied inverter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2012.

XIAO, H. F. *et al.* A family of zero-current-transition transformerless photovoltaic grid-connected inverter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2015. v. 30, n. 6, p. 3156–3165.

XIAO, H. F.; LIU, X. P.; LAN, K. Zero-voltage-transition full-bridge topologies for transformerless photovoltaic grid-connected inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2014. v. 61, n. 10, p. 5393–5401.

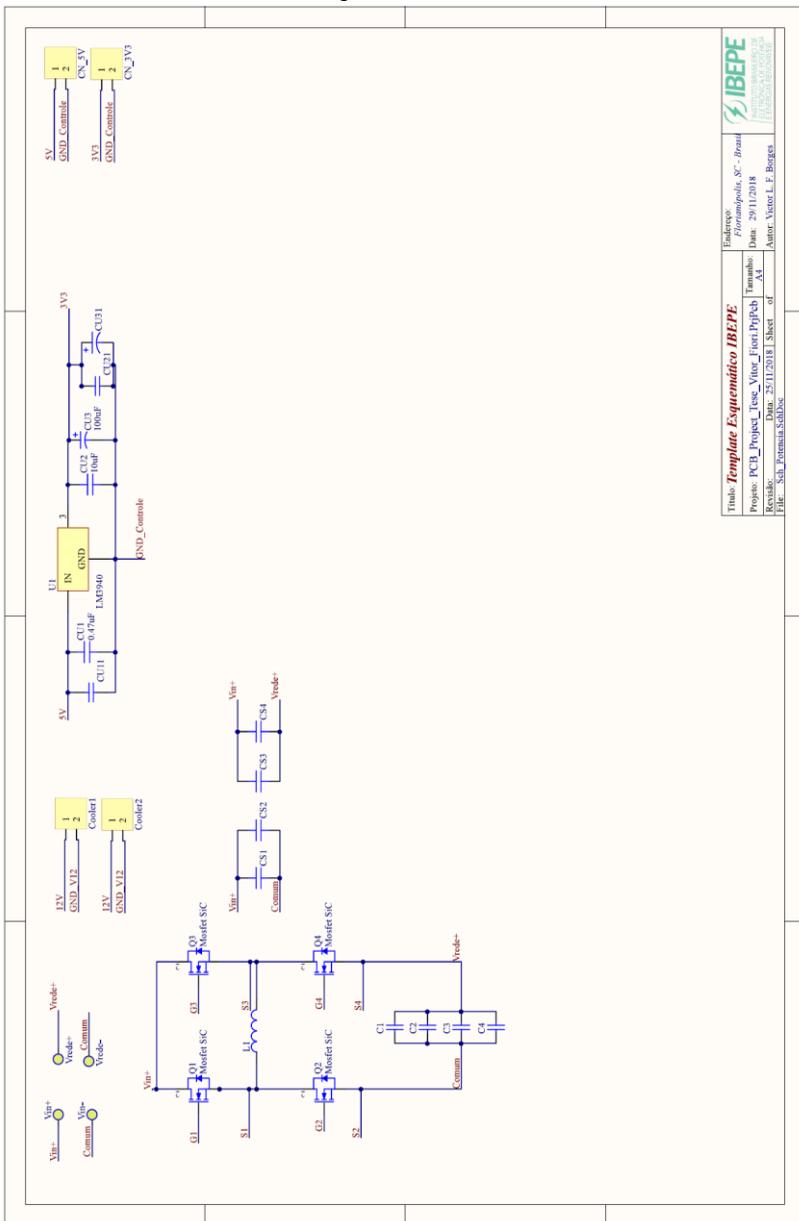
XIAO, H.; XIE, S. Leakage current analytical model and application in single-phase transformerless photovoltaic grid-connected inverter. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, 2010. v. 52, n. 4, p. 902–913.

YANG, B. *et al.* Improved transformerless inverter with common-mode leakage current elimination for a photovoltaic grid-connected power system. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2012. v. 27, n. 2, p. 752–762.

**ANEXO 1 – PLACA DE POTÊNCIA**



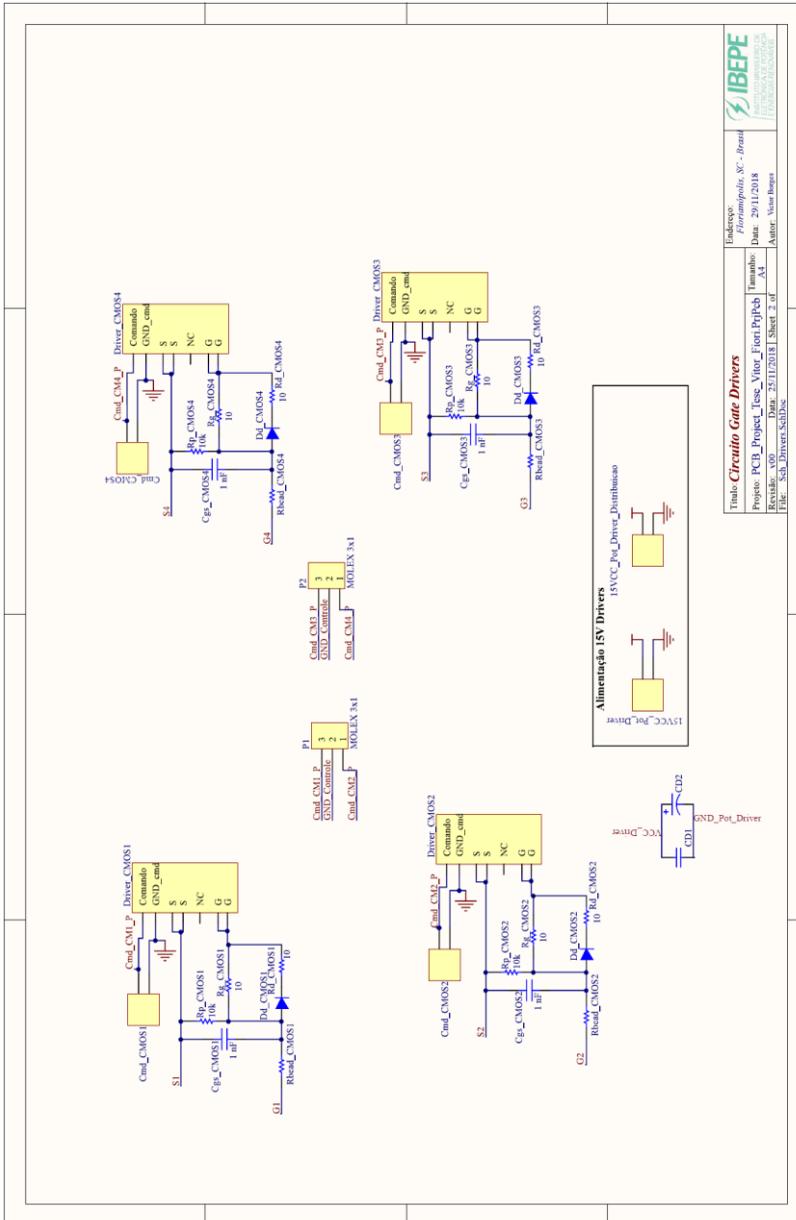
### 1.1 – Esquemático - Potência



Título: <b>Template Esquemático IBEPE</b>		Endereço: <b>Piratomópolis, SC - Brasil</b>	
Projeto: <b>PCB_Project_Teste_Vitor_LFPjPcb</b>	Tamanho: <b>AM</b>	Data: <b>29/11/2018</b>	
Página: <b>25</b> de <b>25</b>   Sheet 1 of 1		Autor: <b>Victor L.F. Borges</b>	
 INSTITUTO BRASILEIRO DE ENGENHARIA DE PRODUÇÃO			

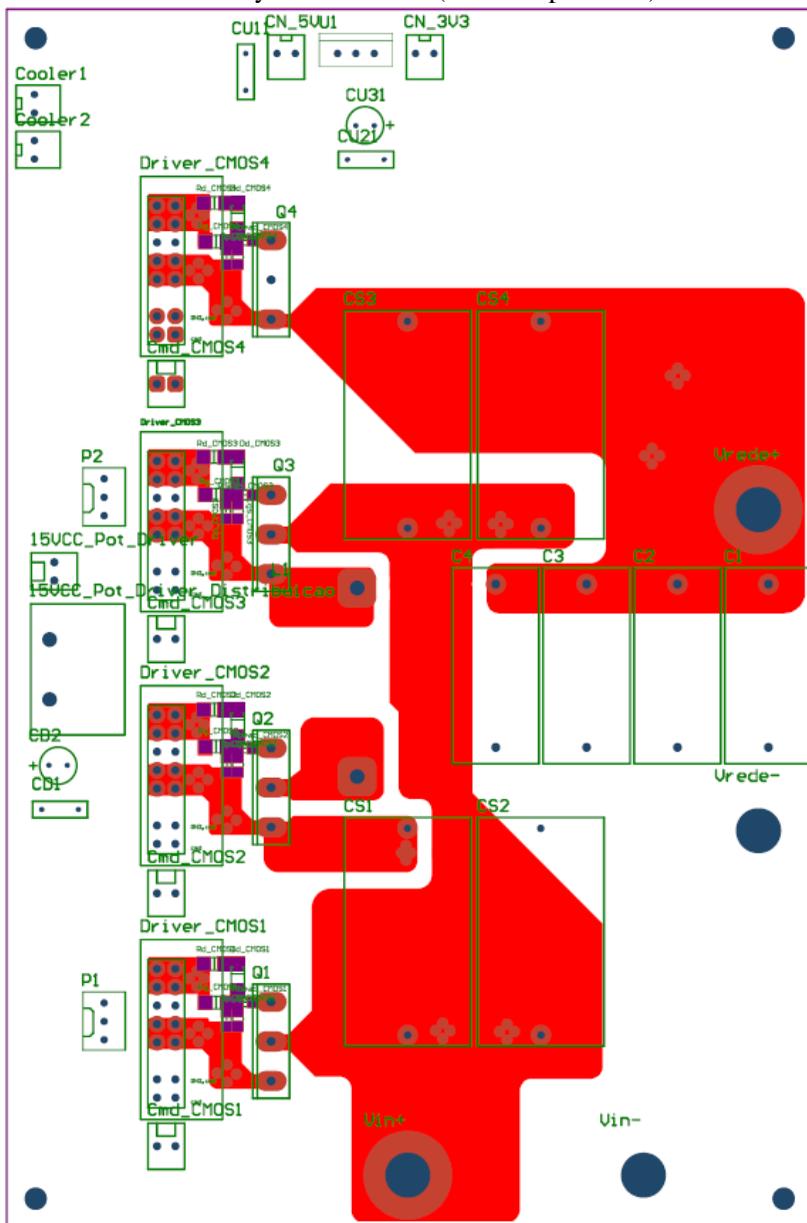
Autor: Victor L. F. Borges

## 1.2 – Esquemático - Drivers



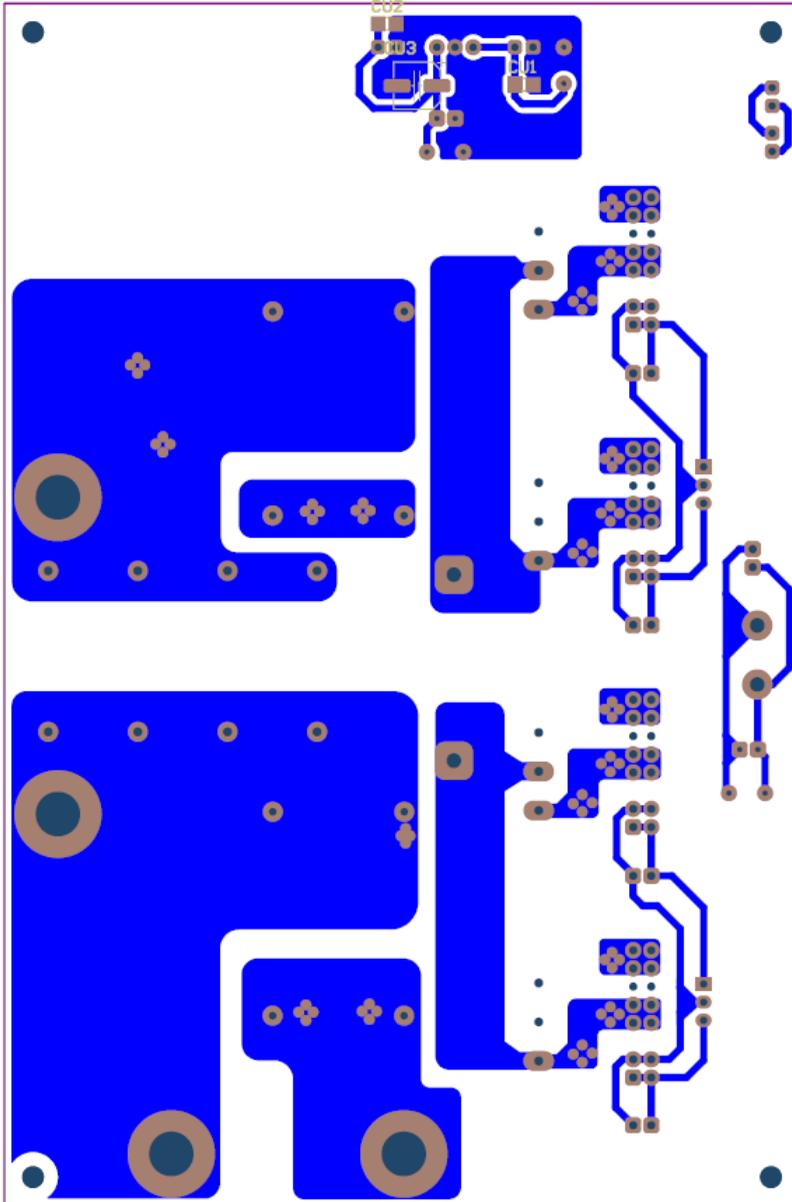
Endereço: Florianópolis, SC - Brasil	
	
Instituto de Engenharia de Eletrônica e Física Universidade Federal de Santa Catarina	
Título: <b>Circuito Gate Drivers</b>	Autores: Álvaro Borges
Projeto: PCB_Projeto_Tese_Vitor_Fiorin.Fpjbcb	Data: 25/11/2018   Sheet 2 of 2
Revisão: 001	File: Sch_Drivers.SchDoc

## 1.3 – Layout – Potência (lado componentes)



Autor: Victor L. F. Borges

1.4 – Layout – Potência (lado trilhas)



Autor: Victor L. F. Borges

## 1.5 – Lista de componentes

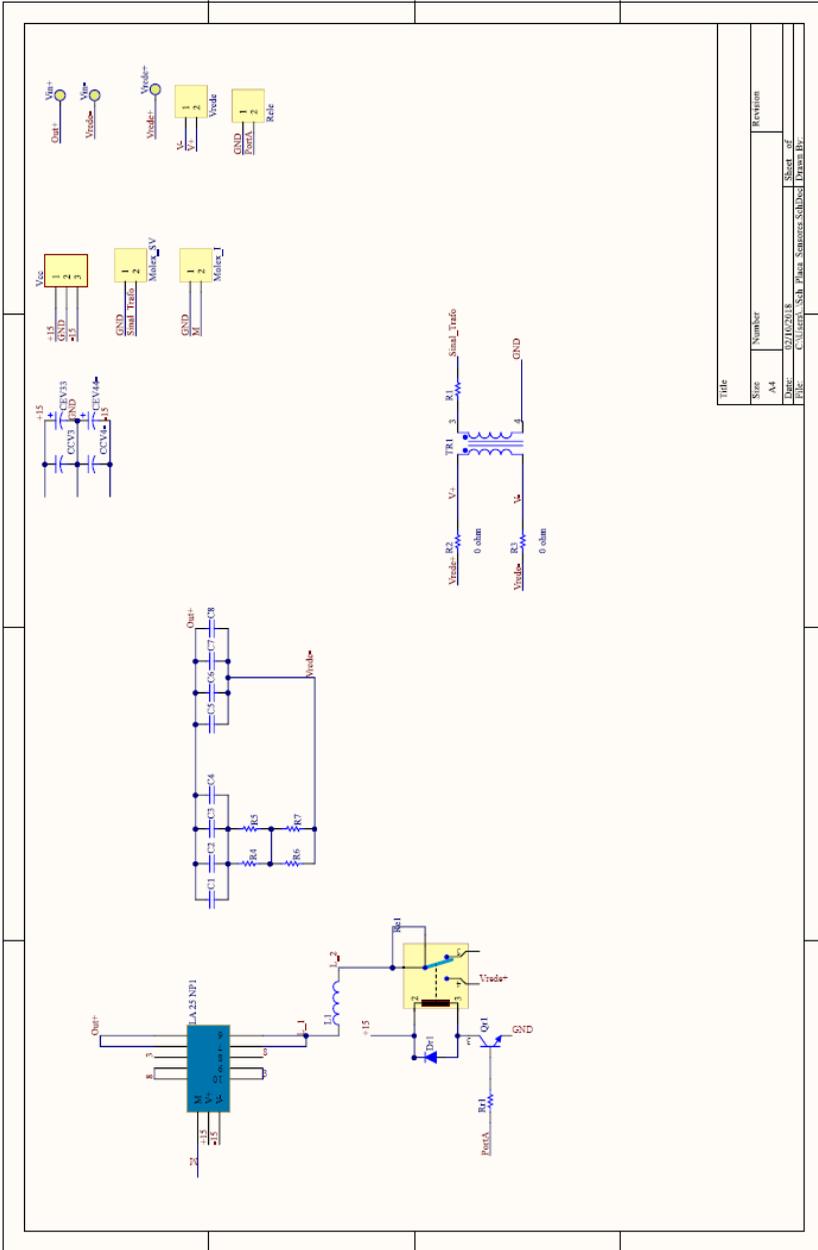
Comment	Description	Designator	Footprint	LibRef	Quantity
Molex_2mm_2	CONN HEADER 2POS .100 VERT TIN	15VCC_Pot_Driver, Cmd_CMOS1, Cmd_CMOS2, Cmd_CMOS3, Cmd_CMOS4	Con2 Molex	Molex_2mm_2	5
Molex_2mm_2	CONN HEADER 2POS .100 VERT TIN	15VCC_Pot_Driver_Distr ibuicao	CON Bendal 2 vias	Molex_2mm_2	1
CADU - B32923C3105+ FILTRO ENTRADA_SAÍDA_MÓD ULO	Capacitor	C1, C2, C3, C4	CADU - B32923C3105+	CADU - B32923C3105+ FILTRO ENTRADA_SAÍDA_MÓD ULO	4
	Capacitor	CU1, CU11, CU21	C200	CAP_2	3
CAP-POL_1	Capacitor Polarizado	CD2, CU31	C200/100	CAP-POL_1	2
Cap SMD Ceramic		Cgs_CMOS1, Cgs_CMOS2, Cgs_CMOS3, Cgs_CMOS4	C0805 SMD	Cap SMD	4
molex	conector molex de 2 pinos	CN_3V3, CN_5V, Cooler1, Cooler2	MOLEX2	molex2	4
Cap		CS1, CS2, CS3, CS4	Cap 0.33uF - Film	Cap	4
Cap SMD Ceramic		CU1, CU2	C1206 SMD	Cap SMD	2
Cap_Eletrol	Electrolitic Capacitor	CU3	CAP_ALU_6.3x4.2	Cap_Eletrol	1
FDL4148	Default Diode	Dd_CMOS1, Dd_CMOS2, Dd_CMOS3, Dd_CMOS4	FDL4148	FDL4148	4
Gate_driver_IBEPE		Driver_CMOS1, Driver_CMOS2, Driver_CMOS3, Driver_CMOS4	HDR2x7 - Gate_DRIVER_IBEPE	Gate_driver_IBEPE	4
Inductor	Inductor	L1	Indutor = duplicate	Inductor	1
MOLEX 3x1		P1, P2	MOLEX 3X1	MOLEX 3x1	2
Mosfet SiC	SiC Mosfet	Q1, Q2, Q3, Q4	TO-247_vertical - duplicate	Mosfet SiC	4
0805	Bead 600R/600MHz/2A	Rbead_CMOS1, Rbead_CMOS2, Rbead_CMOS3, Rbead_CMOS4	R0805 SMD	Resistor 0805	4
1206		Rd_CMOS1, Rd_CMOS2, Rd_CMOS3, Rd_CMOS4, Rg_CMOS1, Rg_CMOS2, Rg_CMOS3, Rg_CMOS4	R1206 SMD	Resistor 1206	8
1206		Rp_CMOS1, Rp_CMOS2, Rp_CMOS3, Rp_CMOS4	R0805 SMD	Resistor 1206	4
LM3940	1A Low Dropout Regulator for 5V to 3.3V Conversion	U1	TO-220_LM3940	LM3940	1
conector		Vin+, Vin-, Vrede+, Vred-	Conector_Rebite	conector	4

Autor: Victor L. F. Borges



## **ANEXO 2 – PLACA DE FILTRO/SENSORES**

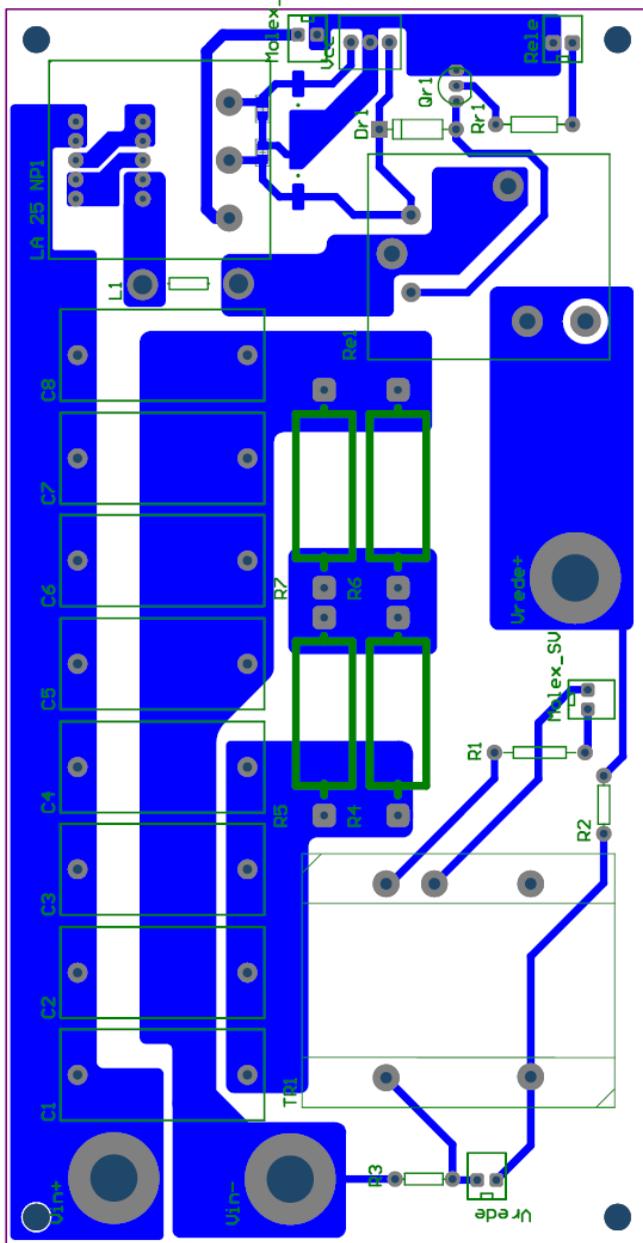
### 2.1 – Esquemático



Title	
Size	Number
A4	
Date:	02/10/2018
File:	C:\Users\SSB_Pica_Sistemas\Documents\Projeto Br...
Sheet of	

Autor: Victor L. F. Borges

## 2.2 - Layout



Autor: Victor L. F. Borges



### ANEXO 3 - COMPENSADOR DE CORRENTE MULTIRRESSONANTE

Autor: Victor L. F. Borges  
Laboratório do IBEPE  
Fevereiro, 2019

Segundo Fukuda e Yoda (2001), o controle ressonante parte do princípio do modelo interno, o qual define que um sistema em malha fechada rastreia um sinal de referência de entrada, sem erro em regime permanente, quando o modelo que gera essa referência está incluído no sistema realimentado estável. Por exemplo, para uma dada referência sinusoidal, o controlador insere na malha a equação abaixo.

$$R(s) = \frac{A_s s}{s^2 + \omega_o^2}$$

Onde:  $A_s$  é a amplitude do sinal e  $\omega_o$  é a frequência ressonância.

A associação de outros controladores ao ressonante é comum, principalmente para melhorar a resposta transitória do sistema (FUKUDA; YODA, 2001; ZMOOD; HOLMES; BODE, 2001; SOARES et al., 2010). Nos estudos de Zmood, Holmes e Bode (2001) é proposto o controlador proporcional mais o ressonante, conforme a equação a seguir. A parcela ressonante é diferente da apresentada na equação anterior, uma vez que é realizada a adição de um termo que amortece os ganhos na frequência de ressonância, o que evita a alocação dos polos sobre o eixo imaginário, proporcionando maior robustez ao controlador.

$$C_{PRi} = k_p + \frac{2k_r \omega_a s}{s^2 + 2\omega_a s + \omega_r^2}$$

Optou-se por utilizar o controlador PI em conjunto com o ressonante. Além do rastreamento da fundamental, utilizaram-se outras

parcelas ressonantes para compensar harmônicas pares e ímpares. A equação genérica do controle implementado é apresentada abaixo. Esse controlador é conhecido como Multirressonante.

$$C_{PRi} = \frac{k_c (s + \omega_z)}{s} + \sum_{h=1 \dots n} \left( \frac{2k_{rh} \omega_{ah} s}{s^2 + 2\omega_{ah} s + \omega_{rh}^2} \right)$$

Onde  $n$  define as harmônicas que serão compensadas pelo controlador.

Calcularam-se os parâmetros do controlador PI, a frequência do zero ( $\omega_z$ ) e o ganho do controlador ( $k_c$ ), por meio da especificação da frequência de corte de 4 kHz e margem de fase 80°. Os valores das grandezas são apresentados:

$$\begin{cases} k_c = 0.029300625057605 \\ \omega_z = 70.74377253970007 \frac{1}{s} \end{cases}$$

Os parâmetros do controlador ressonante foram escolhidos de maneira que a margem de fase do sistema fosse de 60°. Além da fundamental, em 60 Hz, as harmônicas compensadas foram da segunda até a sétima harmônica, sendo assim,  $n = 7$  foi aplicado a equação do controlador Multirressonante. A Tabela A apresenta o valor dos parâmetros utilizados:

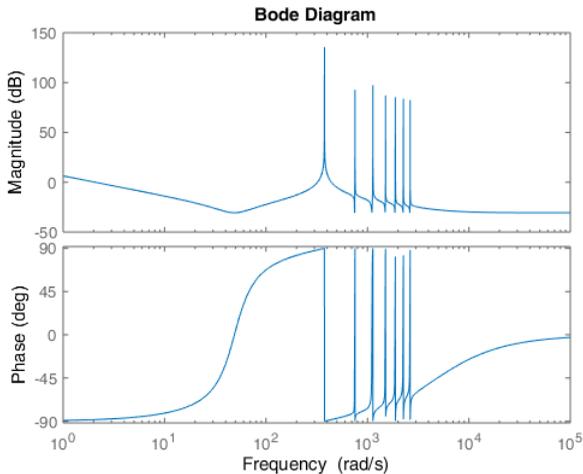
Tabela A - Especificações do controlador Multirressonante.

Parâmetro	Valor
$k_{r1} / \omega_{a1}$	$60 \times 10^5 / 0.0001$
$k_{r3} / \omega_{a3}$	$30 \times 10^4 / 0.0001$
$k_{r2,4,5,6,7} / \omega_{a2,4,5,6,7}$	$12 \times 10^4 / 0.0001$

Fonte: Anotações do autor, 2019.

A Figura I apresenta a resposta em frequência do controlador utilizado.

Figura I - Diagrama de Bode do controlador PI + Multirressonante.



Fonte: Anotações do autor, 2019.

O controlador foi implementado digitalmente, por meio do DSP TMS28F069 e utilizando o método de discretização de Tustin.

#### Referências:

FUKUDA, S. and YODA, T. A Novel Current-Tracking Method for Active Filters, **IEEE Trans. on Ind. Appl.**, pp. 888-895, 2001

SOARES, C. E. *et al.*, Técnica Anti- Windup para controladores P+Ressonantes aplicados a inversores, **XVIII Congresso Brasileiro de Automática**, 12-16 set. 2010.

ZMOOD, D. N., HOLMES, D. G. and BODE, G. H., Frequency-Domain Analysis of Three-Phase, **IEEE Trans. on Ind. Appl.**, pp. 601-610, 2001.