



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE CIÊNCIAS E TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
MESTRADO ACADÊMICO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

DAYANE CYNTHIA PINTO OLIVEIRA

**MODELAGEM DO CONVERSOR CC-CC BOOST ATCT-CCQE PELO MÉTODO DO
CONVERSOR BOOST EQUIVALENTE**

FORTALEZA

2024

DAYANE CYNTHIA PINTO OLIVEIRA

MODELAGEM DO CONVERSOR CC-CC BOOST ATCT-CCQE PELO MÉTODO DO
CONVERSOR BOOST EQUIVALENTE

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado Acadêmico em Engenharia Elétrica do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências e Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Dalton de Araújo Honório.

Coorientador: Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascope.

FORTALEZA

2024

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

- O46m Oliveira, Dayane Cynthia Pinto.
Modelagem do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE pelo método do conversor Boost equivalente /
Dayane Cynthia Pinto Oliveira. – 2024.
150 f. : il. color.
- Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-
Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2024.
Orientação: Prof. Dr. Dalton de Araújo Honório.
Coorientação: Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé.
1. Ampla taxa de conversão de tensão (ATCT). 2. Célula de comutação de múltiplos estados (CCME). 3.
Modelagem de conversores CC-CC não isolados. 4. Modelagem pelo método do conversor equivalente. I.
Título.
-

CDD 621.3

DAYANE CYNTHIA PINTO OLIVEIRA

MODELAGEM DO CONVERSOR CC-CC BOOST ATCT-CCQE PELO MÉTODO DO
CONVERSOR BOOST EQUIVALENTE

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado Acadêmico em Engenharia Elétrica do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências e Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Engenharia Elétrica.

Aprovada em: 24/05/2024.

BANCA EXAMINADORA

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

Prof. Dr. René Pastor Torrico
Bascope (Coorientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Dr. José Willamy Medeiros de Araújo
Universidade Federal do Ceará - UFC

Prof. Dr. Hermínio Miguel de Oliveira Filho
Universidade da Integração Internacional da
Lusofonia Afro-Brasileira - UNILAB

Prof. Dr. Ernande Eugênio Campelo Moraes
Universidade Federal do Ceará - UFC

À minha família, por todo o amor, suporte e
motivação.

AGRADECIMENTOS

À minha família, por todo amor, cuidado e dedicação em todos os momentos. Toda e qualquer conquista minha é, também, e principalmente, de vocês.

À agência de pesquisa brasileira FUNCAP, que possibilitou a realização da pesquisa. Ao apoio prestado pela Universidade Federal do Ceará, sem a qual este trabalho não seria possível.

Ao Prof. Dr. Dalton de Araújo Honório, pela excelente orientação, agradeço toda disponibilidade, suporte e incentivo.

Ao Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé, por sua excelente coorientação, suas contribuições foram fundamentais para realização do trabalho.

Aos demais professores participantes da banca examinadora Dr. José Willamy Medeiros de Araújo, Dr. Hermínio Miguel de Oliveira Filho, e Dr. Ernande Eugênio Campelo Morais pelo tempo concedido e sugestões para o trabalho.

Aos professores do PPGEE, que ao repassarem seu conhecimento, forneceram as ferramentas necessárias para a conclusão deste e muitos outros trabalhos.

Aos colegas Emanuel de A. Mota e Ubirani Ramon A. Queiroz, por toda a dedicação e contribuições na realização deste trabalho.

Aos colegas do GPEC (Grupo de Processamento de Energia e Controle), do LCE (Laboratório de Condicionadores de Energia) e PPGEE por toda ajuda, apoio, conhecimento e momentos compartilhados. Em especial à aqueles que se tornaram grandes amigos.

"Um cientista no seu laboratório não é apenas um técnico: é, também, uma criança colocada à frente de fenômenos naturais que impressionam como se fossem um conto de fadas."

(Marie Curie)

RESUMO

Neste trabalho é modelado o conversor CC-CC Boost não isolado com ampla taxa de conversão de tensão (ATCT) e célula de comutação de quatro estados (CCQE). Assim, uma vez definido o conversor CC-CC Boost clássico como modelo equivalente ao estudado, foram verificadas quais principais técnicas convencionais de modelagem consolidadas na literatura de eletrônica de potência para a escolha da mais apropriada. Para encontrar o conversor equivalente na região de operação indicada, foram definidos os intervalos de armazenamento de energia no indutor, e com base neles foram encontrados a frequência de chaveamento e o ciclo de trabalho equivalentes. Posteriormente, foram determinados os parâmetros do conversor equivalente, tais como, fonte de alimentação, indutância de armazenamento, capacitâncias e resistência de carga. Diante do modelo de conversor equivalente obtido, são aplicados os conceitos da técnica de modelagem de pequenos sinais da chave PWM, e a partir deles são obtidas as funções de transferência. Consecutivamente, as funções de transferência modeladas analiticamente a partir do conversor CC-CC Boost equivalente foram comparadas, através de suas respectivas respostas em frequência, com as funções de transferência do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE, obtidas via simulação e teste experimental em bancada. Buscando assim, consolidar através da similaridade entre as funções de transferência, a validade delas para eventuais aplicações de controle do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE. Para projeto e validação da técnica via simulação, o conversor possui as especificações $V_{in} = 86$ V, $P_o = 3$ kW, $V_{out} = 400$ V e $f_s = 35$ kHz, enquanto a verificação das funções de transferência do conversor em bancada de testes considera uma operação na faixa de 33% da potência de saída. Como conclusão, a validação teórica das funções de transferência do conversor CC-CC Boost equivalente mostra uma precisão significativa em relação ao conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE, à medida que, o método de validação experimental utilizado apresenta limitações para a captação das curvas do comparativo.

Palavras-chave: Ampla Taxa de Conversão de Tensão (ATCT); Célula de Comutação de Múltiplos Estados (CCME); Modelagem de Conversores CC-CC não Isolados; Modelagem pelo Método do Conversor Equivalente.

ABSTRACT

This work models a non-isolated DC-DC Boost converter with a wide conversion range (WCR) and a four-state switching cell (4SSC). The classic DC-DC Boost converter is defined as the equivalent model, and the main conventional modeling techniques from power electronics literature are evaluated to select the most appropriate one. To find the equivalent converter in the specified operating region, energy storage intervals in the inductor are defined, leading to the determination of the equivalent switching frequency and duty cycle. Subsequently, the parameters of the equivalent converter are defined, including power supply, storage inductance, capacitances, and load resistance. Using the obtained equivalent model, concepts from PWM small-signal modeling techniques are applied to derive transfer functions. The analytically modeled transfer functions are compared with those of the WCR-4SSC Boost converter, obtained through simulation and experimental testing. This comparison seeks to validate the transfer functions for potential control applications. For simulation design and validation, the converter specifications are $V_{in}= 86 \text{ V}$, $P_o= 3 \text{ kW}$, $V_{out}= 400 \text{ V}$ e $f_s= 35 \text{ kHz}$, while the transfer function verification in the test bench operates at 33% of the output power. In conclusion, the theoretical validation of the transfer functions demonstrates significant accuracy compared to the WCR-4SSC Boost converter, despite limitations in the experimental validation method for capturing comparative curves.

Keywords: Wide Conversion Range (WCR); Multi-State Switching Cell (MSSC); Modeling of Non-Isolated DC-DC Converters; Modeling by the Equivalent Converter Method.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Célula de comutação de dois estados e estados de comutação	26
Figura 2 – Geração da célula B e CCTE: (a) conversor CC-CC push-pull isolado alimentado em corrente; (b) conversor referido para o lado primário; (c) possibilidades de conexão do terminal negativo da fonte de saída; (d) ajuste do circuito; (e) célula B; (f) CCTE	28
Figura 3 – CCTE: Estados de comutação	29
Figura 4 – Célula de comutação de quatro estados (CCQE)	31
Figura 5 – CCQE: Estados de comutação	32
Figura 6 – (a) ATCT-CCQE; (b) ATCT-CCME	34
Figura 7 – Conversores CC-CC não isolados ATCT-CCME; (a) Buck, (b) Boost, (c) Buck-Boost, (d) Ćuk, (e) SEPIC, (f) Zeta	35
Figura 8 – Modelo de circuito canônico	41
Figura 9 – Modelo da chave PWM	42
Figura 10 – Modulador PWM	42
Figura 11 – Diagrama de blocos: Modulador PWM	43
Figura 12 – Conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE	48
Figura 13 – Estágios de operação do conversor Boost ATCT-CCQE na R1	49
Figura 14 – Ganho estático do conversor (G) em relação ao ciclo de trabalho (D) em MCC na R1	52
Figura 15 – Estágios de operação do conversor Boost ATCT-CCQE na R2	52
Figura 16 – Ganho estático do conversor (G) em relação ao ciclo de trabalho (D) em MCC na R2	54
Figura 17 – Estágios de operação do conversor Boost ATCT-CCQE na R3	55
Figura 18 – Ganho estático do conversor (G) em relação ao ciclo de trabalho (D) em MCC na R3	57
Figura 19 – Formas de onda fundamentais do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE: R2 do MCC	63
Figura 20 – Modulação PWM dos conversores original e equivalente	63
Figura 21 – Conversor CC-CC Boost equivalente	64
Figura 22 – Circuito do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE: Simulações em regime permanente e transitório	66

Figura 23 – Circuito do conversor Boost equivalente: Simulações em regime permanente e transitório	66
Figura 24 – Resultados de simulação em regime permanente para 33% da potência de saída	67
Figura 25 – Resultados de simulação em regime permanente para 100% da potência de saída	67
Figura 26 – Resultados de simulação em regime permanente para 50% da potência de saída	68
Figura 27 – Conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE: Resultado de simulação em regime transitório para 100%, 50% e 100% da carga	70
Figura 28 – Conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE: Resultado de simulação em regime transitório para 100%, 33% e 100% da carga	70
Figura 29 – Conversor Boost equivalente: Resultado de simulação em regime transitório para 100%, 50% e 100% da carga	71
Figura 30 – Conversor Boost equivalente: Resultado de simulação em regime transitório para 100%, 33% e 100% da carga	71
Figura 31 – Modelo CC da chave PWM	75
Figura 32 – Resultado de simulação do ganho V_{out}/V_{in} do conversor equivalente	77
Figura 33 – Modelo CA de pequenos sinais da chave PWM	78
Figura 34 – Modelo de pequenos sinais da chave PWM: circuito para $G_{v'}(s)$ e $G_{i'}(s)$	79
Figura 35 – Diagrama de Bode: $G_{v'}(s) = \hat{v}_{out'}/\hat{d}^*$	81
Figura 36 – Diagrama de Bode: $G_{i'}(s) = \hat{i}_{L'}/\hat{d}^*$	82
Figura 37 – Modelo de pequenos sinais da chave PWM: circuito para $G_{v_i'}(s)$	83
Figura 38 – Diagrama de Bode: $G_{v_i'}(s) = \hat{v}_{out'}/\hat{i}_{L'}$	84
Figura 39 – Circuito do conversor CC-CC Boost equivalente com perturbação no ciclo de trabalho	86
Figura 40 – Circuito do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE com perturbação no ciclo de trabalho	87
Figura 41 – Circuito do conversor CC-CC Boost equivalente com perturbação na corrente do indutor	88
Figura 42 – Circuito do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE com perturbação na corrente do indutor	88
Figura 43 – Formas de onda para perturbação na frequência de 10 Hz: sinal completo de modulação ($V_{mod'}$) e pulso de gatilho gerado ($V_{gs'}$)	91

Figura 44 – Formas de onda para perturbação na frequência de 10 Hz: pico do sinal de modulação ($V_{mod'}$) e pulso de gatilho gerado ($V_{gs'}$)	91
Figura 45 – Formas de onda para perturbação na frequência de 10 Hz: vale do sinal de modulação ($V_{mod'}$) e pulso de gatilho gerado ($V_{gs'}$)	91
Figura 46 – Formas de onda para perturbação na frequência de 100 Hz: sinal completo de modulação ($V_{mod'}$) e pulso de gatilho gerado ($V_{gs'}$)	92
Figura 47 – Formas de onda para perturbação na frequência de 100 Hz: pico do sinal de modulação ($V_{mod'}$) e pulso de gatilho gerado ($V_{gs'}$)	92
Figura 48 – Formas de onda para perturbação na frequência de 100 Hz: vale do sinal de modulação ($V_{mod'}$) e pulso de gatilho gerado ($V_{gs'}$)	92
Figura 49 – Formas de onda do conversor CC-CC Boost equivalente: sinal de modulação com perturbação CA com 10 Hz de frequência ($V_{mod'}$) e tensão de saída com perturbação ($\hat{v}_{out'}$)	93
Figura 50 – Formas de onda do conversor CC-CC Boost equivalente: sinal de modulação com perturbação CA com 100 Hz de frequência ($V_{mod'}$) e tensão de saída com perturbação ($\hat{v}_{out'}$)	94
Figura 51 – Formas de onda do conversor CC-CC Boost equivalente: sinal de modulação com perturbação CA com 10 Hz de frequência ($V_{mod'}$) e corrente no indutor com perturbação ($\hat{i}L'$)	95
Figura 52 – Formas de onda do conversor CC-CC Boost equivalente: sinal de modulação com perturbação CA com 100 Hz de frequência ($V_{mod'}$) e corrente no indutor com perturbação ($\hat{i}L'$)	95
Figura 53 – Formas de onda do conversor CC-CC Boost equivalente: corrente no indutor com perturbação CA com 10 Hz de frequência ($\hat{i}L'$) e tensão de saída com perturbação ($\hat{v}_{out'}$)	96
Figura 54 – Formas de onda do conversor CC-CC Boost equivalente: corrente no indutor com perturbação CA com 100 Hz de frequência ($\hat{i}L'$) e tensão de saída com perturbação ($\hat{v}_{out'}$)	97
Figura 55 – Formas de onda para perturbação na frequência de 10 Hz: sinal completo de modulação (V_{mod}) e pulsos de gatilho gerado (V_{gs1} , V_{gs2} e V_{gs3})	98
Figura 56 – Formas de onda para perturbação na frequência de 10 Hz: pico do sinal de modulação (V_{mod}) e pulsos de gatilho gerados (V_{gs1} , V_{gs2} e V_{gs3})	98

Figura 57 – Formas de onda para perturbação na frequência de 10 Hz: vale do sinal de modulação (V_{mod}) e pulsos de gatilho gerados (V_{gs1} , V_{gs2} e V_{gs3})	99
Figura 58 – Formas de onda para perturbação na frequência de 100 Hz: sinal completo de modulação (V_{mod}) e pulsos de gatilho gerado (V_{gs1} , V_{gs2} e V_{gs3})	99
Figura 59 – Formas de onda para perturbação na frequência de 100 Hz: pico do sinal de modulação (V_{mod}) e pulsos de gatilho gerados (V_{gs1} , V_{gs2} e V_{gs3})	100
Figura 60 – Formas de onda para perturbação na frequência de 100 Hz: vale do sinal de modulação (V_{mod}) e pulsos de gatilho gerados (V_{gs1} , V_{gs2} e V_{gs3})	100
Figura 61 – Formas de onda do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE: sinal de modulação com perturbação CA com 10 Hz de frequência (V_{mod}) e tensão de saída com perturbação (\hat{v}_{out})	101
Figura 62 – Formas de onda do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE: sinal de modulação com perturbação CA com 100 Hz de frequência (V_{mod}) e tensão de saída com perturbação (\hat{v}_{out})	101
Figura 63 – Formas de onda do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE: sinal de modulação com perturbação CA com 10 Hz de frequência (V_{mod}) e corrente no indutor com perturbação (\hat{i}_L)	103
Figura 64 – Formas de onda do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE: sinal de modulação com perturbação CA com 100 Hz de frequência (V_{mod}) e corrente no indutor com perturbação (\hat{i}_L)	103
Figura 65 – Formas de onda do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE: corrente no indutor com perturbação CA com 10 Hz de frequência (\hat{i}_L) e tensão de saída com perturbação (\hat{V}_{out})	104
Figura 66 – Formas de onda do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE: corrente no indutor com perturbação CA com 100 Hz de frequência (\hat{i}_L) e tensão de saída com perturbação (\hat{V}_{out})	104
Figura 67 – Circuito de simulação com perturbação do conversor CC-CC Boost ATCT-CCME ($G_v(s)$)	106
Figura 68 – Circuito de simulação com perturbação do conversor CC-CC Boost equivalente ($G_{v'}(s)$)	106
Figura 69 – Diagrama de Bode das funções de transferência $G_{v'}(s)$ do conversor CC-CC Boost equivalente	108

Figura 70 – Diagrama de Bode das funções de transferência $G_v(s)$ do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE	109
Figura 71 – Diagrama de Bode das funções de transferência $G_{v'}(s)$ e $G_v(s)$: comparativo entre as curvas	109
Figura 72 – Circuito de simulação com perturbação do conversor CC-CC Boost ATCT-CCME ($G_i(s)$)	110
Figura 73 – Circuito de simulação com perturbação do conversor CC-CC Boost equivalente ($G_{i'}(s)$)	110
Figura 74 – Diagrama de Bode das funções de transferência $G_{i'}(s)$ do conversor CC-CC Boost equivalente	113
Figura 75 – Diagrama de Bode das funções de transferência $G_i(s)$ do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE	113
Figura 76 – Diagrama de Bode das funções de transferência $G_{i'}(s)$ e $G_i(s)$: comparativo entre as curvas	114
Figura 77 – Circuito de simulação com perturbação do conversor CC-CC Boost ATCT-CCME ($G_{vi}(s)$)	114
Figura 78 – Circuito de simulação com perturbação do conversor CC-CC Boost equivalente ($G_{v'i'}(s)$)	115
Figura 79 – Diagrama de Bode das funções de transferência $G_{v'i'}(s)$ do conversor CC-CC Boost equivalente	117
Figura 80 – Diagrama de Bode das funções de transferência $G_{vi}(s)$ do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE	117
Figura 81 – Diagrama de Bode das funções de transferência $G_{v'i'}(s)$ e $G_{vi}(s)$: comparativo entre as curvas	118
Figura 82 – Fotografia do protótipo do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE: Vista frontal	120
Figura 83 – Fotografias do protótipo do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE	120
Figura 84 – Modos de contagem de base de tempo do ePWM	121
Figura 85 – Forma de onda para EPWMA no modo de contagem simétrica	122
Figura 86 – Opções de pinos de saída e pinos de multiplexação do DSP (F28379D <i>LaunchPad</i>): J8, J6	123
Figura 87 – Formas de onda para perturbação na frequência de 10 Hz: pico do sinal de modulação \hat{v}_{mod} (canal 2) e pulso de gatilho gerado V_{gs1} (canal 1)	125

Figura 88 – Formas de onda para perturbação na frequência de 10 Hz: vale do sinal de modulação \hat{v}_{mod} (canal 2) e pulso de gatilho gerado V_{gs1} (canal 1)	125
Figura 89 – Formas de onda para perturbação na frequência de 10 Hz: pico do sinal de modulação \hat{v}_{mod} (canal 2) e pulso de gatilho gerado V_{gs2} (canal 1)	126
Figura 90 – Formas de onda para perturbação na frequência de 10 Hz: vale do sinal de modulação \hat{v}_{mod} (canal 2) e pulso de gatilho gerado V_{gs2} (canal 1)	126
Figura 91 – Formas de onda para perturbação na frequência de 10 Hz: pico do sinal de modulação \hat{v}_{mod} (canal 2) e pulso de gatilho gerado V_{gs3} (canal 1)	126
Figura 92 – Formas de onda para perturbação na frequência de 10 Hz: vale do sinal de modulação \hat{v}_{mod} (canal 2) e pulso de gatilho gerado V_{gs3} (canal 1)	127
Figura 93 – Formas de onda experimentais de \hat{v}_{out} mediante perturbação \hat{d} com 30 Hz de frequência	128
Figura 94 – Formas de onda experimentais de \hat{i}_L mediante perturbação \hat{d} com 30 Hz de frequência	128
Figura 95 – Diagrama de Bode das funções de transferência $G_v(s)$: analítica, mediante $ACsweep$ e experimental	132
Figura 96 – Diagrama de Bode das funções de transferência $G_i(s)$: analítica, mediante $ACsweep$ e experimental	133
Figura 97 – Diagrama de Bode das funções de transferência $G_{vi}(s)$: analítica, mediante $ACsweep$ e experimental	133

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Comparativo entre ganho estático dos conversores CC-CC: Estruturas clássicas e ATCT-CCQE	36
Tabela 2 – Regiões de operação do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE	48
Tabela 3 – Especificações e parâmetros do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE	62
Tabela 4 – Transformação de gradezas para obtenção do conversor CC-CC Boost equivalente	65
Tabela 5 – Comparativo de ondulações de tensão e corrente em regime permanente	69
Tabela 6 – Comparativo em regime transitório de sobressinais de tensão e corrente	73
Tabela 7 – Valores de Ganho[dB] e Fase[°] para $G_{v'}(s)_{(Discreto)}$	107
Tabela 8 – Valores de Ganho[dB] e Fase[°] para $G_v(s)_{(Discreto)}$	108
Tabela 9 – Valores de Ganho[dB] e Fase[°] para $G_{i'}(s)_{(Discreto)}$	111
Tabela 10 – Valores de Ganho[dB] e Fase[°] para $G_i(s)_{(Discreto)}$	112
Tabela 11 – Valores de Ganho[dB] e Fase[°] para $G_{vi'}(s)_{(Discreto)}$	115
Tabela 12 – Valores de Ganho[dB] e Fase[°] para $G_{vi}(s)_{(Discreto)}$	116
Tabela 13 – Dados de frequência adaptados para o código de programação no DSP	124
Tabela 14 – Valores de Ganho[dB] e Fase[°] para $G_v(s)_{(Experimental)}$	130
Tabela 15 – Valores de Ganho[dB] e Fase[°] para $G_i(s)_{(Experimental)}$	130
Tabela 16 – Valores de Ganho[dB] e Fase[°] para $G_{vi}(s)_{(Experimental)}$	131

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ATCT	Ampla taxa de conversão de tensão
ATCT-CCME	Ampla taxa de conversão baseada na célula de comutação de múltiplos estados
ATCT-CCQE	Ampla taxa de conversão baseada na célula de comutação de quatro estados
CCDE	Célula de comutação de dois estados
CCME	Célula de comutação de múltiplos estados
CCQE	Célula de comutação de quatro estados
CCTE	Célula de comutação de três estados
CMT	Célula multiplicadora de tensão
EO	Estágios de operação
FT	Função de transferência
MCC	Modo de condução contínua
MCD	Modo de condução descontínua
PWM	<i>Pulse width modulation</i>
R1	Região um
R2	Região dois
R3	Região três

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO GERAL	20
2	MOTIVAÇÃO E REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	24
2.1	Considerações Iniciais	24
2.2	Contextualização e Motivação do Trabalho	24
2.3	Origem das Células de Comutação de Múltiplos Estados (CCME)	25
2.3.1	<i>Obtenção da célula de comutação de três estados (CCTE)</i>	26
2.3.2	<i>Obtenção da célula de comutação de quatro estados (CCQE)</i>	30
2.4	Conversores CC-CC ATCT-CCME	32
2.4.1	<i>Obtenção da ATCT-CCME</i>	33
2.4.2	<i>Conversores CC-CC com ATCT-CCME</i>	34
2.5	Técnica de Modelagem para Encontrar Funções de Transferência das Plantas	36
2.5.1	<i>Modelagem usando o modelo CA básico aproximado</i>	37
2.5.2	<i>Modelagem usando o modelo médio de espaços de estado</i>	39
2.5.3	<i>Modelagem usando o modelo do circuito canônico</i>	40
2.5.4	<i>Modelagem usando o modelo da chave PWM</i>	41
2.5.5	<i>Técnicas de modelagem aplicadas à conversores CC-CC de alto ganho</i>	43
2.6	Proposta do Trabalho	45
2.7	Considerações Finais	46
3	METODOLOGIA PARA TRANSFORMAR O CONVERSOR CC-CC BOOST ATCT-CCQE EM CONVERSOR BOOST EQUIVALENTE	47
3.1	Considerações Iniciais	47
3.2	Projeto do Conversor CC-CC Boost ACTC-CCQE	47
3.2.1	<i>Especificações e considerações de projeto</i>	47
3.2.2	<i>Análise qualitativa nas três regiões de operação (R1, R2, R3)</i>	49
3.2.3	<i>Projeto de componentes do circuito de potência</i>	58
3.3	Metodologia de Transformação de Conversores	61
3.3.1	<i>Modulações PWM e formas de onda fundamentais</i>	61
3.3.2	<i>Topologia do conversor equivalente</i>	64
3.3.3	<i>Tabela de transformação de grandezas elétricas</i>	64

3.4	Verificação de Grandes Sinais de Ambos os Conversores	65
3.4.1	<i>Resultados de simulação em regime permanente</i>	67
3.4.2	<i>Tabela comparativa em regime permanente de ondulações de tensão e corrente com 33%, 50% e 100% da potência de saída</i>	68
3.4.3	<i>Resultados de simulação em regime transitório (degrau de carga em malha aberta)</i>	69
3.4.4	<i>Tabela comparativa em regime transitório de sobressinais de tensão e corrente com 33%, 50% e 100% da potência de saída</i>	72
3.5	Fundamentação de Equivalência dos Conversores Baseado nos Resultados da Seção 3.4	73
3.6	Considerações Finais	74
4	MODELAGEM DO CONVERSOR CC-CC BOOST ATCT-CCQE ATRAVÉS DO CONVERSOR CC-CC BOOST EQUIVALENTE	75
4.1	Considerações Iniciais	75
4.2	Conversor Equivalente com Modelo CC da Chave PWM	75
4.2.1	<i>Determinação do ganho estático</i>	76
4.3	Conversor Equivalente com Modelo CA ou Pequeno Sinal da Chave PWM	78
4.4	Determinação das Funções de Transferência Mais Relevantes	78
4.4.1	<i>Função de transferência relacionando tensão de saída à razão cíclica, $G_{v'}(s)$</i>	79
4.4.2	<i>Função de transferência relacionando a corrente no indutor a razão cíclica, $G_{i'}(s)$</i>	81
4.4.3	<i>Função de transferência relacionando a tensão de saída a corrente no indutor, $G_{v'i'}(s)$</i>	82
4.5	Considerações Finais	84
5	VALIDAÇÃO DAS FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA TEÓRICAS MEDIANTE ALGUNS MÉTODOS	85
5.1	Considerações Iniciais	85
5.2	Técnicas de Verificação de Funções de Transferência	85
5.2.1	<i>Perturbação mediante a ferramenta ACsweep do PSIM</i>	86
5.2.2	<i>Perturbação discreta mediante simulador</i>	89
5.2.3	<i>Perturbação discreta mediante experimentação em bancada de testes</i>	105
5.3	Verificação Mediante 5.2.1 e 5.2.2	105

5.3.1	<i>Função de transferência</i> $G_V(s) = \hat{v}_{out'} / \hat{d}^*$	105
5.3.2	<i>Função de transferência</i> $G_I(s) = \hat{i}_{L'} / \hat{d}^*$	110
5.3.3	<i>Função de transferência</i> $G_{V_I}(s) = \hat{v}_{out'} / \hat{i}_{L'}$	114
5.4	Procedimentos para Testes em Bancada	118
5.4.1	<i>Fotografias do protótipo</i>	119
5.4.2	<i>Procedimentos para conseguir as perturbações e os pequenos sinais das grandezas</i>	119
5.4.3	<i>Listagem de instrumentos utilizados</i>	129
5.4.4	<i>Tabela de pontos colhidos para o conversor</i>	129
5.5	Inclusão dos Resultados Experimentais nos Diagramas de Bode da Seção 5.3	131
5.6	Considerações Finais	134
6	CONCLUSÕES	135
	REFERÊNCIAS	138
	APÊNDICE A –ENSAIO TRANSFORMADOR TRIFÁSICO Y-Y	141
	APÊNDICE B –CÓDIGO PARA GERAR PERTURBAÇÃO NO CICLO DE TRABALHO	144
	APÊNDICE C –GRÁFICOS DE RESULTADOS EXPERIMENTAIS ($G_V(S)$)	145
	APÊNDICE D –GRÁFICOS DE RESULTADOS EXPERIMENTAIS ($G_I(S)$)	148

1 INTRODUÇÃO GERAL

Os circuitos de eletrônica de potência atuam na conversão de energia elétrica, modificando tensões e correntes através de dispositivos semicondutores, que atuam como interruptores. Dentre a vasta aplicação desses circuitos, destacam-se desde sistemas de alta potência, como a transmissão de energia CC, até dispositivos como carregadores de celulares e fontes de alimentação para computadores. No que se refere ao processamento de diferentes níveis de energia, a eletrônica de potência fornece possibilidades para aplicações em escalas que vão de miliwatts até megawatts (HART, 2011).

Na abrangente escala de aplicações dos circuitos de eletrônica de potência, atuando como interfaces entre as fontes de energia e cargas do circuito, são classificados os conversores, que se dividem em quatro categorias principais: conversores CA-CC, com fluxo de potência se direcionando do lado CA para o lado CC (retificadores); conversores CC-CA, que direcionam o fluxo de potência do lado CC para o lado CA (inversores); conversores CC-CC, que ajustam uma tensão CC não regulada para um nível específico; e conversores CA-CA, que alteram amplitude ou frequência de sinais CA. Essa diversidade de conversores é crucial para garantir eficiência e funcionalidade em diversas aplicações, refletindo a importância crescente da eletrônica de potência na engenharia elétrica moderna (HART, 2011).

A conversão de energia por meio de conversores estáticos, especialmente os modulados por largura de pulso (PWM), é uma prática comum devido à sua fácil implementação. Conversores PWM CC-CC e CC-CA, frequentemente compõem sistemas maiores e mais complexos de eletrônica de potência. Os projetistas buscam aumentar a eficiência e reduzir o peso e volume dos conversores, frequentemente aumentando a frequência de comutação para minimizar a necessidade de filtros passivos. No entanto, essa abordagem pode resultar em perdas excessivas de comutação além de um certo limite, comprometendo o rendimento e a eficiência dos dispositivos (PERAÇA, 2008).

Diante do aumento das potências processadas, é crucial reduzir as perdas em condução e adaptar as topologias de conversores às exigências tecnológicas dos interruptores. Trabalhos como os de Bascofé e Barbi (2000), e Peraça e Barbi (2005) propõem novas células de comutação, respectivamente, a célula de comutação de três estados (CCTE) e a célula de comutação de quatro estados (CCQE). Ambas as propostas desenvolvem novas topologias de conversores, a partir dos conversores CC-CC clássicos não isolados da literatura, que buscam atender às crescentes demandas por alta eficiência, baixo volume e peso, e boa resposta dinâmica

em aplicações de alta corrente.

Em demandas contemporâneas de sistemas de energia renovável, que incluem módulos fotovoltaicos e turbinas eólicas de pequeno porte, é comum operar com tensões CC baixas, devido, por exemplo, a existência de barramentos de baixa tensão em bancos de baterias (12 V, 48 V). Dessa forma, é necessário elevar essas tensões para níveis de barramentos CC de 380 V, 400 V, 700 V, o que é fundamental para alimentar inversores de tensão monofásicos e trifásicos. Nesse contexto, tais aplicações demandam conversores CC-CC com uma ampla taxa de conversão (ATCT). Com essa motivação, Bastos et al. (2016) apresenta uma família de conversores CC-CC não isolados, combinando a CCQE e a característica de ATCT. Esses conversores são adequados para aplicações de alta potência e corrente, permitindo a modificação do ganho estático enquanto mantêm tensões reduzidas nos semicondutores e minimizam as perdas de condução. A proposta abrange topologias unidirecionais e bidirecionais, como conversores abaixadores e elevadores, que são essenciais para sistemas de energia renovável.

De forma complementar, topologias mais complexas, como os conversores CC-CC não isolados ATCT-CCQE, podem apresentar desafios significativos na modelagem e na derivação das funções de transferência que representam o sistema, as quais são essenciais para aplicações de controle. Para simplificar a análise desses circuitos, é possível desenvolver um modelo equivalente baseado em conversores CC-CC não isolados clássicos, cujas abordagens de modelagem matemática estão bem estabelecidas na literatura. Isso facilita a compreensão e o projeto de sistemas mais sofisticados, mantendo a eficiência na implementação de estratégias de controle.

Neste sentido, este trabalho tem como objetivo geral realizar, a partir da técnica do modelo da chave PWM e do método do conversor equivalente, a modelagem do conversor não isolado CC-CC Boost com ampla taxa de conversão de tensão baseado na célula de comutação de quatro estados (ATCT-CCQE), proposto e validado em malha aberta em Bastos et al. (2016), Bastos et al. (2019). Como objetivos específicos almeja-se desenvolver e validar um modelo simplificado de conversor equivalente ao conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE, determinar as principais funções de transferência do conversor original a partir do seu modelo equivalente, e verificar a compatibilidade entre o conversor original e o conversor equivalente através do comparativo entre as funções de transferência analíticas, de simulação e experimentais.

Deste modo, enfatiza-se que a modelagem proposta é realizada considerando a faixa de operação do conversor na região de operação R2 ($0,33 < D < 0,67$) do modo de condução

contínua. Partindo do circuito equivalente obtido conforme os parâmetros do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE referidos à saída, busca-se a validação de suas principais funções de transferência através do comparativo com as respectivas funções de transferência do conversor original. Assim, dada a complexidade e quantidade de elementos da topologia com a célula de comutação de múltiplos estados (CCME), propõe-se uma simplificação da análise e modelagem desse conversor, impactando conseqüentemente nas implementações de controle, uma vez que se obtém uma representação mais simplificada do sistema de múltiplos estados.

Neste seguimento, o trabalho está estruturado em seis capítulos, onde no capítulo inicial de introdução geral é apresentada a perspectiva geral, objetivos e estruturação do trabalho. Já no segundo capítulo, denominado como motivação e revisão bibliográfica, aborda-se uma discussão sobre a origem e o desenvolvimento das células de comutação de múltiplos estados (CCME), e a respectiva aplicação dessas células em conversores CC-CC ATCT-CCME não isolados. Além disso, são exploradas técnicas de modelagem para determinar as funções de transferência das plantas, culminando na proposta do trabalho.

No terceiro capítulo, aborda-se a metodologia para transformar o conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE em conversor CC-CC Boost equivalente, detalhando-se o processo metodológico implementado para chegar à equivalência entre as topologias de conversores. O projeto detalhado do conversor citado é apresentado com base em Bastos et al. (2016), Bastos (2017). A metodologia para transformação de conversores é discutida, juntamente com a verificação dos resultados através de simulações em regime permanente e transitório. Por fim, são apresentadas as considerações finais sobre a equivalência dos conversores. Já o quarto capítulo, refere-se à modelagem do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE através do conversor CC-CC Boost equivalente, iniciando com a descrição detalhada do conversor equivalente com o modelo CC da chave PWM. O capítulo continua com a exploração do modelo CA ou pequeno sinal da chave PWM, seguido pela discussão das funções de transferência mais relevantes.

O quinto capítulo, de validação das funções de transferência teóricas mediante alguns métodos, abrange a validação das funções de transferência teóricas mediante métodos de simulação e experimental, iniciando com a apresentação de técnicas de verificação das funções de transferência. Os resultados obtidos são discutidos, juntamente com os procedimentos para testes em bancada e a inclusão dos resultados experimentais nos diagramas de Bode. Por fim, no capítulo de conclusões, são discutidos os resultados alcançados a partir do estudo realizado, indicando a validação teórica do modelo de conversor CC-CC Boost equivalente através das

funções de transferência mediante simulação, e apresentando as dificuldades encontradas na implementação da metodologia de validação experimental com o conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE.

2 MOTIVAÇÃO E REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 Considerações Iniciais

Neste capítulo são abordadas a contextualização e motivação do trabalho, promovendo uma breve introdução à origem das células de comutação até a concepção de conversores CC-CC de alto ganho associado a células de múltiplos estados de comutação. Diante do aumento da complexidade das novas estruturas de conversores propostos, são apresentadas técnicas de modelagem amplamente implementadas na literatura, chegando assim na proposta do trabalho.

2.2 Contextualização e Motivação do Trabalho

As topologias convencionais de conversores CC-CC, exemplificadas pelas células de comutação de dois estados (CCDE), baseiam-se na operação complementar de uma chave ativa e um diodo em condições unidirecionais de corrente. Estes conversores, ao processarem a potência da carga em diferentes estágios operacionais, encontram limitações relacionadas às características dos semicondutores, restringindo assim o nível de potência alcançável. Uma abordagem inovadora para superar essas limitações é a célula de comutação de múltiplos estados (CCME), discutida em Bascopé e Barbi (2000) e Peraça e Barbi (2005), que combina várias CCDEs por meio de um autotransformador.

A CCME oferece vantagens notáveis, como a redução de esforços de corrente através dos semicondutores, minimizando perdas. Além disso, a frequência de operação dos filtros está relacionada ao número de braços da célula de comutação, contribuindo para a redução de peso e volume desses componentes, enquanto amplia a capacidade de processamento de potência. A técnica CCME permite ganhos consecutivos no processo de conversão de tensão, apresentando um ganho de tensão superior quando comparada às técnicas convencionais de dois estados. Para alcançar um ganho ainda maior, é introduzida a técnica de ampla taxa de conversão de tensão baseada na célula de comutação de múltiplos estados (ATCT-CCME), de Torrico-Bascopé, Costa e Torrico-Bascopé (2011), incorporando acoplamentos magnéticos adicionais à CCME original.

Apesar do aumento na complexidade dos magnéticos empregados nas topologias resultantes da técnica ATCT-CCME, a análise de circuitos equivalentes torna-se essencial. O método do conversor equivalente simplifica sistemas de múltiplos estados, representando-os por modelos mais simplificados com funções de transferência compatíveis. Esse método facilita a

modelagem, análise, simulação e controle dos conversores resultantes, incluindo a aplicação da técnica de controle por modo corrente média (TANG; LEE; RIDLEY, 1993a).

O conversor não isolado CC-CC Boost baseado em uma célula de comutação de quatro estados (CCQE) abordado em Bastos et al. (2019), visa superar as limitações dos conversores CC-CC convencionais, apresentando a ATCT-CCME proposta por Torrico-Bascopé, Costa e Torrico-Bascopé (2011). Essa abordagem, detalhada por Torrico-Bascopé, Costa e Torrico-Bascopé (2011) e Bastos et al. (2019), aprimora a CCME original ao adicionar secundários acoplados ao transformador, permitindo a geração de conversores CC-CC não isolados com alto ganho de tensão. A modelagem desses conversores é desafiadora devido à quantidade significativa de componentes envolvidos, sendo necessário buscar um conversor clássico dinamicamente similar para simplificar a análise. O método do conversor equivalente continua sendo uma ferramenta essencial nesse contexto, proporcionando a base para a aplicação de técnicas de modelagem como as abordadas em Erickson e Maksimovic (2007), Čuk (1977), Sanders e Verghese (1990), Middlebrook e Cuk (1976) e Vorpérian (1990b).

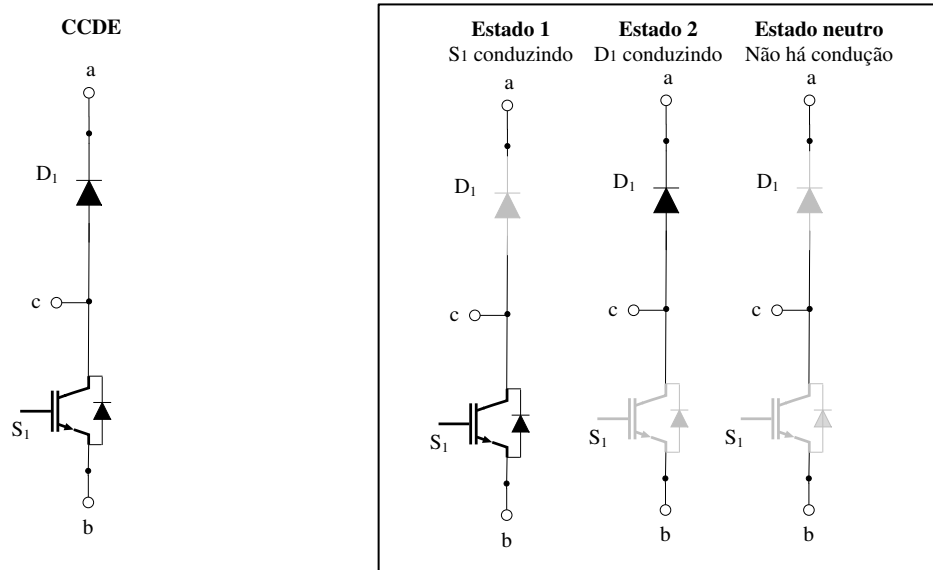
Em última análise, este trabalho busca a validação teórica e por simulação da modelagem de um conversor não isolado CC-CC Boost ATCT-CCQE por meio do método do conversor equivalente, contribuindo para avanços na eficiência e desempenho dos conversores CC-CC com CCME na área de eletrônica de potência.

2.3 Origem das Células de Comutação de Múltiplos Estados (CCME)

A evolução dos conversores CC-CC, iniciando com a célula de comutação de dois estados (CCDE) apresentada na Figura 1, culminou em avanços notáveis, destacando-se a célula de comutação de três estados e posterior arranjo modular CCME, com N estados. Essas inovações visam atender à crescente demanda por eficiência energética e maior processamento nos conversores de potência.

A célula de comutação de dois estados, ou célula canônica, está presente nas topologias convencionais dos conversores CC-CC não isolados, consistindo em um interruptor controlado e um diodo que operam de forma complementar. A representação da CCDE em três terminais a-b-c foi idealizada no modelo de comutação de modulação por largura de pulso (PWM) de Vorpérian (1990a), com os terminais 'a' e 'b' conectados a uma fonte de tensão ou um ramo capacitivo, e um terminal 'c' que está sempre conectado a uma fonte de corrente ou a um ramo indutivo.

Figura 1 – Célula de comutação de dois estados e estados de comutação



Fonte: Adaptado de Peraça e Barbi (2005).

A Figura 1 apresenta a CCDE e suas respectivas regiões de operação. Essa célula possui funcionamento alternado, onde, no primeiro estado de comutação o interruptor controlado conduz enquanto o diodo permanece reversamente polarizado, e no segundo estado de comutação o diodo é diretamente polarizado enquanto o interruptor permanece bloqueado. Existe ainda um estado neutro, onde o interruptor está bloqueado e o diodo está reversamente polarizado, mas por não ocorrer transferência de potência, a célula de comutação é denominada como de dois estados. No que diz respeito ao funcionamento dos conversores que utilizam a CCDE, a operação destes entre o primeiro e segundo estados de comutação implicam no modo de condução contínua (MCC), enquanto, uma operação entre o primeiro estado, segundo estado e estado neutro caracterizam um modo de condução descontínuo (MCD). A limitação da utilização da célula canônica reside no ganho de tensão, quando operando em MCC, deste modo, para superar essa limitação ampliando o ganho de tensão, propõe-se as células de comutação com múltiplos estados (CCME).

2.3.1 Obtenção da célula de comutação de três estados (CCTE)

No contexto da CCDE, a CCTE introduzida por Bascopé e Barbi (2000), Bascopé (2001), apresenta uma abordagem inovadora ao incorporar em sua estrutura dois interruptores, dois diodos e um transformador de *tap* central. Essa célula permite múltiplos estados de

comutação durante o MCC, proporcionando modos de condução não sobrepostos e sobrepostos, com base no ciclo de trabalho D . Seu modelo de comutação PWM simplifica a análise do comportamento em modo de condução contínua (MCC) e modo de condução descontínua (MCD), tornando-se uma ferramenta valiosa para estudos teóricos. A célula em questão mantém a estrutura semelhante à célula de dois estados, com os terminais 'a' e 'b' ligados a uma fonte de tensão ou ramo capacitivo, enquanto o terminal 'c' está conectado a uma fonte de corrente ou ramo indutivo. Em seus estados, os interruptores controlados e diodos podem conduzir de diversas maneiras, resultando em diferentes condições operacionais e cinco combinações possíveis de condução. Apesar disso, ela é considerada como tendo três estados de comutação. Essa simplificação destaca a eficiência em representar diversas condições operacionais com um número reduzido de estados distintos, facilitando a análise e projeto de conversores CC-CC. A obtenção da CCTE é descrita de acordo com Bascopé (2001).

Em Bascopé (2001) são apresentadas e detalhadas as metodologias de obtenção de cinco células de comutação, a partir dos circuitos dos conversores CC-CC clássicos isolados: Push-pull alimentado em tensão, Push-pull alimentado em corrente, conversor de Weinberg, conversor de Weinberg modificado e Flyback-Push-Pull alimentado em corrente. As células obtidas a partir de cada um dos conversores citados, são denominadas, respectivamente, como célula A, célula B, célula C, célula D e célula E. Verifica-se a existência de uma estrutura topológica comum aos circuitos das cinco células citadas. O circuito em questão trata-se do transformador CC paralelo, obtido a partir da célula B, com característica de conversão CC-CA-CC, possuindo entrada e saída em tensão contínua e um estágio intermediário em tensão alternada.

A partir do circuito do conversor Push-pull alimentado em corrente, é observado por Bascopé (2001) que ao referir o lado primário do circuito do transformador CC para o secundário, obtém-se uma célula de comutação composta por duas CCDE. A Figura 2 mostra a célula B, derivada a partir do procedimento descrito:

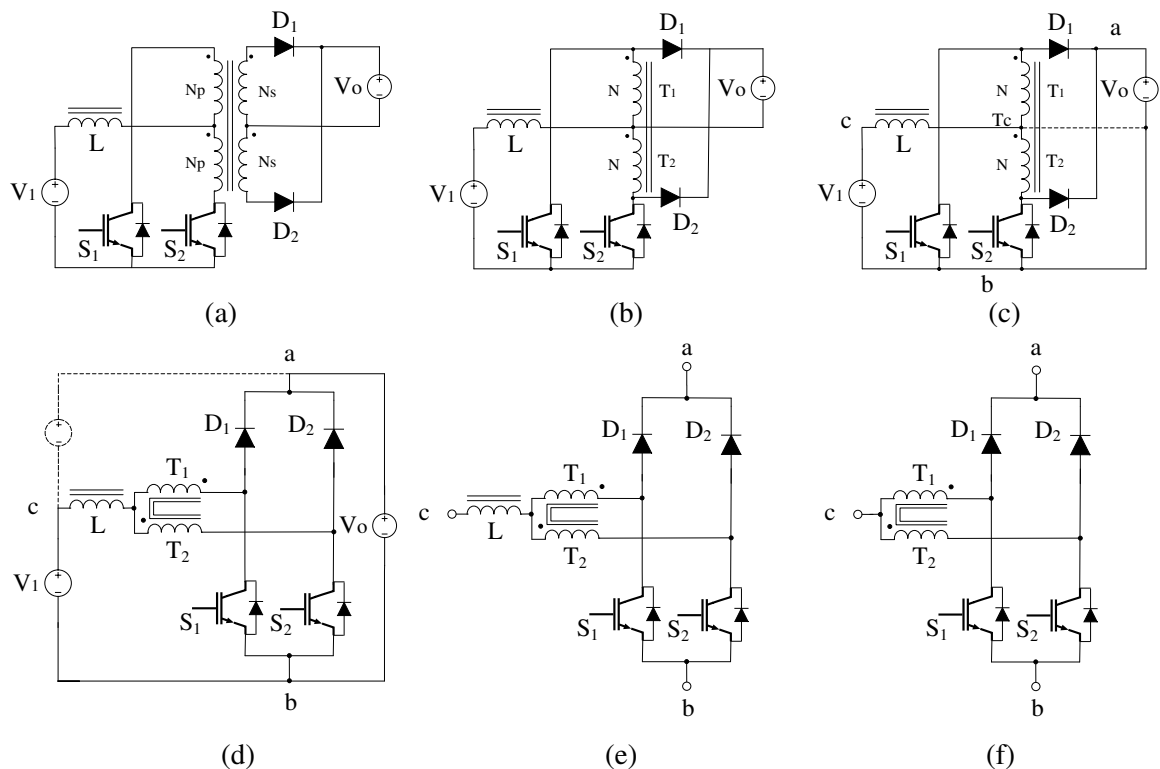
- a) O circuito do conversor CC-CC Push-Pull isolado alimentado em corrente é ilustrado na Figura 2(a).
- b) Considera-se o transformador com relação de transformação unitária e refere-se o lado secundário do conversor para o lado primário, conforme a Figura 2(b).
- c) Conecta-se o terminal negativo da fonte de saída ao terminal negativo da fonte de entrada para operação como conversor Boost, ou ao terminal positivo da fonte de

entrada para operação como conversor Buck-Boost, desconectando-o da derivação central do transformador como mostrado na Figura 2(c).

- d) Modifica-se adequadamente o circuito de modo a obter a configuração mostrada na Figura 2(d).
- e) Obtém-se o circuito da Célula B na Figura 2(e).
- f) Destaca-se o circuito comum às células de A a E na Figura 2(f).

Assim, contida entre os terminais a-b-c, e partindo do princípio de funcionamento da CCDE, o circuito da Figura 2(f) é caracterizado como uma célula de comutação de três estados (CCTE). A CCTE é composta pelos interruptores controlados S1 e S2, diodos D1 e D2 e um transformador com *tap* central, com seus estados de funcionamento respeitando a complementaridade entre S1-D1 e S2-D2.

Figura 2 – Geração da célula B e CCTE: (a) conversor CC-CC push-pull isolado alimentado em corrente; (b) conversor referido para o lado primário; (c) possibilidades de conexão do terminal negativo da fonte de saída; (d) ajuste do circuito; (e) célula B; (f) CCTE

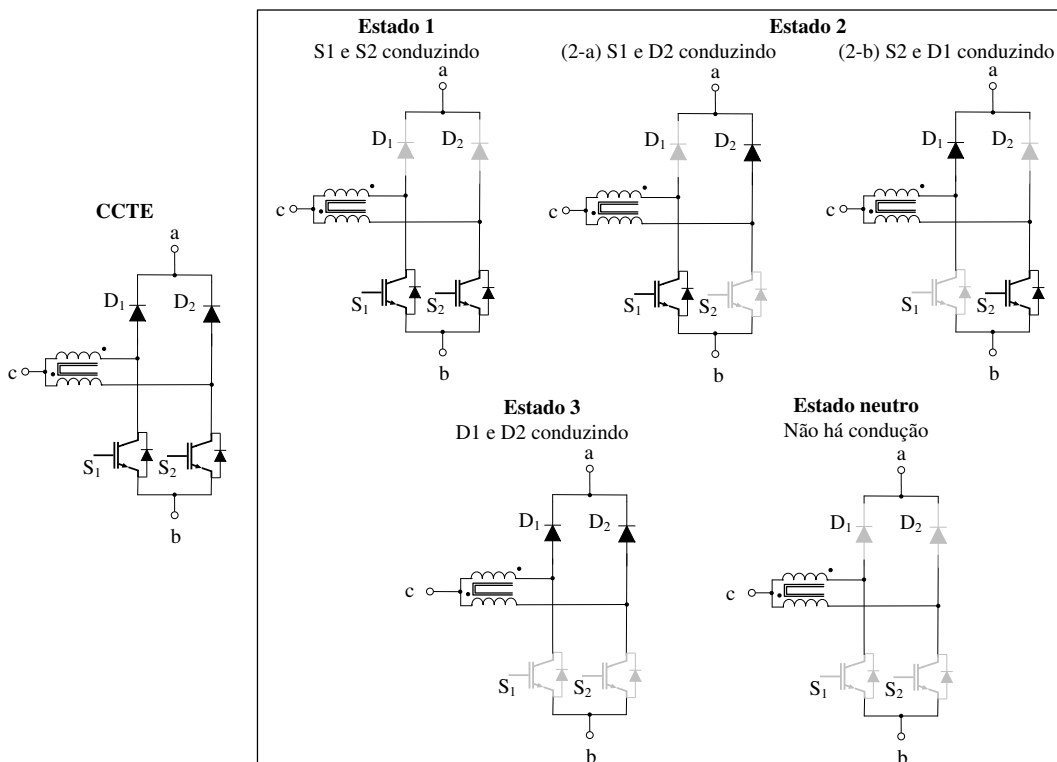


Fonte: Adaptado de Bascopé (2001).

Quanto aos estados de comutação da CCTE, ilustrados na Figura 3, o primeiro estado admite a condução simultânea dos dois interruptores controlados e ambos os diodos

reversamente polarizados. Já o segundo estado se caracteriza pela condução de um interruptor e um diodo diretamente polarizado, enquanto um interruptor permanece bloqueado e um diodo está reversamente polarizado, admitindo duas possibilidades para sua ocorrência: interruptor S1 conduzindo, diodo D2 diretamente polarizado, S2 bloqueado e D1 reversamente polarizado, ou S2 conduzindo, D1 diretamente polarizado, S1 bloqueado e D2 reversamente polarizado. No terceiro estado os diodos conduzem enquanto os interruptores estão bloqueados. Analogamente ao funcionamento da CCDE, existe um estado neutro onde os interruptores permanecem bloqueados e os diodos estão reversamente polarizados, não havendo transferência de energia, e deste modo caracterizando a célula como tendo apenas três estados de comutação.

Figura 3 – CCTE: Estados de comutação



Fonte: Adaptado de Bascopé (2001).

O modo de condução de conversores com CCTE se caracteriza como MCC quando opera-se no primeiro e segundo estado, ou no segundo e terceiro estado. Ao incluir o estado neutro aos modos de operação do MCC, tem-se uma operação desses conversores no MCD. Assim, a CCTE culmina no desenvolvimento de novas topologias de conversores, como apresentado em Bascopé e Barbi (2000), permitindo também uma bidirecionalidade de corrente através da substituição dos diodos D1 e D2 por interruptores controlados. A implementação da CCTE em

conversores CC-CC prevê a redução de peso e volume na concepção dessas topologias, com baixas ondulações de entrada e saída e redução nas perdas de condução.

Em Araujo et al. (2008) e Alcazar et al. (2012) são apresentadas topologias envolvendo CCTE e células multiplicadoras de tensão para conversores CC-CC Boost não isolados com alto ganho de tensão. Já em Souza et al. (2019), Souza et al. (2021) em termos de variações do uso da CCTE, aborda-se a análise, projeto e validação de um conversor CC-CC Boost não isolado com CCTE.

2.3.2 Obtenção da célula de comutação de quatro estados (CCQE)

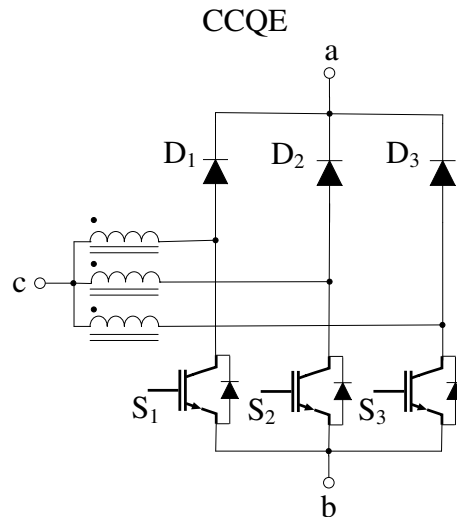
As limitações de potência máxima, impostas pelos elementos do estágio de potência, nas configurações CCDE e CCTE, levam à proposta do arranjo CCME por Peraça e Barbi (2005), permitindo múltiplos estados de comutação em uma abordagem modular. Dependendo do número de estados (N) assumidos, existem N-1 modos de operação, uma vez que são incluídos interruptores e diodos adicionais associados aos enrolamentos de um autotransformador com razão de espiras unitária. Deste modo, melhorando o compartilhamento de corrente sem a necessidade de esquemas de controle especiais.

No âmbito das CCME, o estudo realizado por Tofoli, Tavares e Saldanha (2019) se concentra na análise de diversas topologias de conversores que utilizam a CCTE e a CCME, previamente documentadas na literatura, fornecendo informações sobre a aplicação dessas células na concepção de topologias de conversores CC-CC não isolados de alto ganho, retificadores de correção de fator de potência e inversores multiníveis. As vantagens dessas topologias abrangem a minimização das tensões nos semicondutores, a redução nos custos dos componentes, aprimoramento na distribuição térmica e o uso eficiente de dissipadores de calor. Resulta-se também, em dimensões menores para indutores e capacitores de filtro, contribuindo para a redução de tamanho, peso e volume do conversor, além do aumento de sua densidade de potência em aplicações de alta potência.

Assim, diante das previamente destacadas vantagens da CCTE, é apresentada em Peraça (2008) uma evolução dessa célula, prevendo o aumento de seus estados de comutação. Deste modo, desenvolve-se em Peraça (2008) a CCQE, adicionando ao circuito da Figura 2(f) uma fase do transformador e um braço de interruptores. A nova configuração proposta, mostrada na Figura 4 é composta por três interruptores, três diodos e um transformador trifásico conectado em estrela (Y). Essa célula ampliada aprimora ainda mais a capacidade de controle da tensão de saída,

permitindo uma ampla gama de taxas de conversão de tensão. Essa abordagem não apenas amplia as possibilidades de modulação da tensão, mas também mantém as vantagens fundamentais, tais como baixas perdas em condução, redução de ondulação nos filtros e diminuição de peso e volume dos elementos magnéticos.

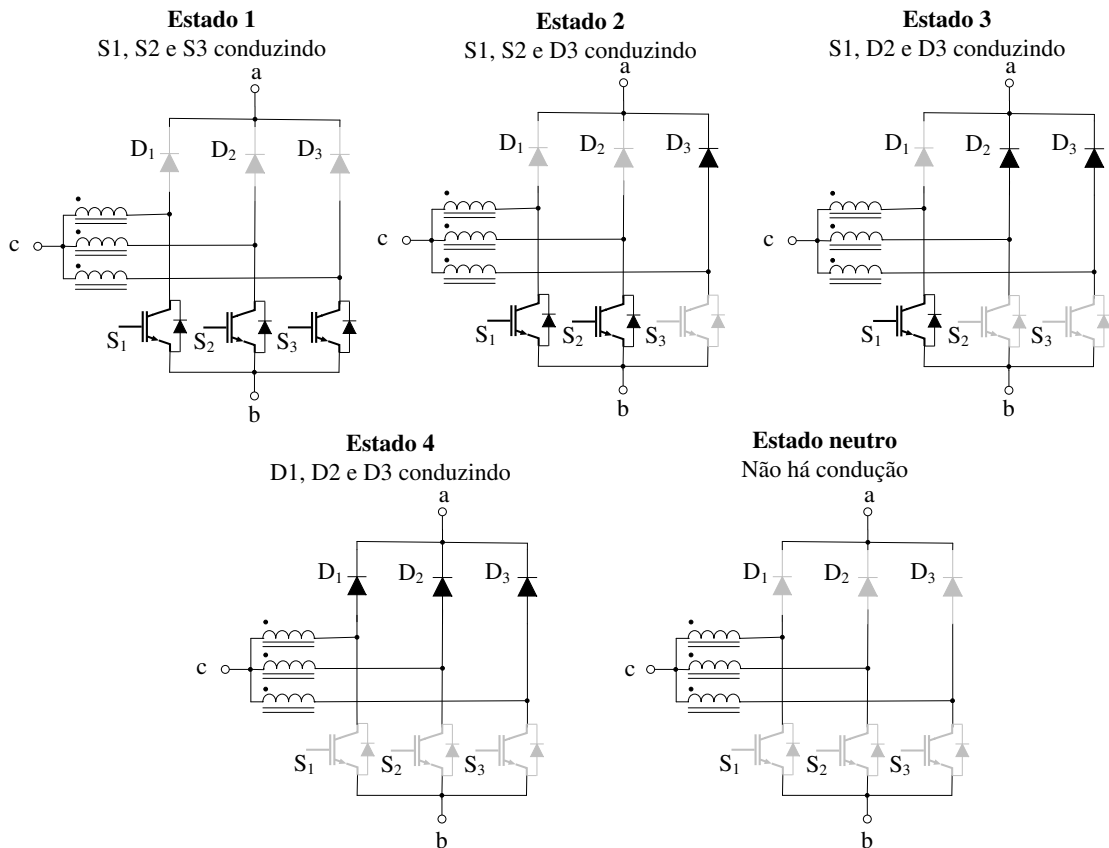
Figura 4 – Célula de comutação de quatro estados (CCQE)



Fonte: Adaptado de Peraça (2008).

Ainda de acordo com Peraça (2008) a proposta de CCQE apresenta nove combinações possíveis de condução de interruptores controlados e diodos. Os estados de operação incluem configurações onde os três interruptores controlados conduzem ou os três diodos estão polarizados diretamente, formando o primeiro e o quarto estados, respectivamente. No segundo estado, dois interruptores conduzem e um diodo está diretamente polarizado, com três possíveis combinações. No terceiro estado, ocorre a condução de um interruptor controlado e dois diodos estão diretamente polarizados, permitindo três configurações derivadas possíveis. Quando todos os interruptores permanecem bloqueados e os diodos estão reversamente polarizados, a célula está em estado neutro, e portanto, sem transferência de energia. Apesar das nove combinações possíveis, a célula é considerada de quatro estados de comutação. A ocorrência dos estados depende da razão cíclica de operação do conversor, sendo quatro possibilidades no MCC e a adição do estado neutro no MCD. Os estados de comutação da CCQE são ilustrados na Figura 5.

Figura 5 – CCQE: Estados de comutação



Fonte: Adaptado de Peraça (2008).

2.4 Conversores CC-CC ATCT-CCME

Assim como em Peraça (2008), em Bastos et al. (2019) são discutidas vantagens e desvantagens de algumas técnicas para obtenção de uma ampla taxa de conversão de tensão (ATCT) em conversores que operam com alta potência e alta corrente, tais como as células multiplicadoras de tensão (CMT), indutores acoplados, capacitores chaveados e cascadeamento de conversores. Complementarmente, dada a concepção da CCQE, além das vantagens já discutidas de sua implementação em conversores CC-CC, é apresentado em Bastos et al. (2016), Bastos (2017) a associação das CCME aos conversores multifásicos. Deste modo, originando uma família de conversores CC-CC não isolados com ATCT-CCME, derivados das topologias Buck, Boost, Buck-Boost, Ćuk, SEPIC e Zeta. Seu diferencial para alcançar uma ampla faixa de conversão está na agregação de enrolamentos secundários acoplados com retificadores controlados, conectados em série ao transformador multifásico presente nessas topologias. Como vantagens aponta-se uma minimização das tensões nos interruptores e alcance de maiores níveis

de potência, uma vez que há uma distribuição da corrente de carga mais eficiente, diante da quantidade de semicondutores utilizados.

Ainda no contexto dos conversores com ATCT, a contribuição de Feretti, Tofoli e Ribeiro (2022) concebe a criação de uma família de conversores CC-CC não isolados de alto ganho, combinando a CCME com células multiplicadoras de tensão. Na proposta de Feretti, Tofoli e Ribeiro (2022), substitui-se a célula canônica nos conversores CC-CC não isolados clássicos pela combinação CMT-CCQE. As novas configurações propostas oferecem alta densidade de potência devido ao aumento da ondulação de frequência, elevação de tensão, altos níveis de potência e redução do estresse em corrente e tensão nos semicondutores. De modo complementar, em Feretti, Ribeiro e Tofoli (2019), detalha-se o princípio de funcionamento do conversor CC-CC não isolado Boost CMT-CCQE, comparado à outras topologias.

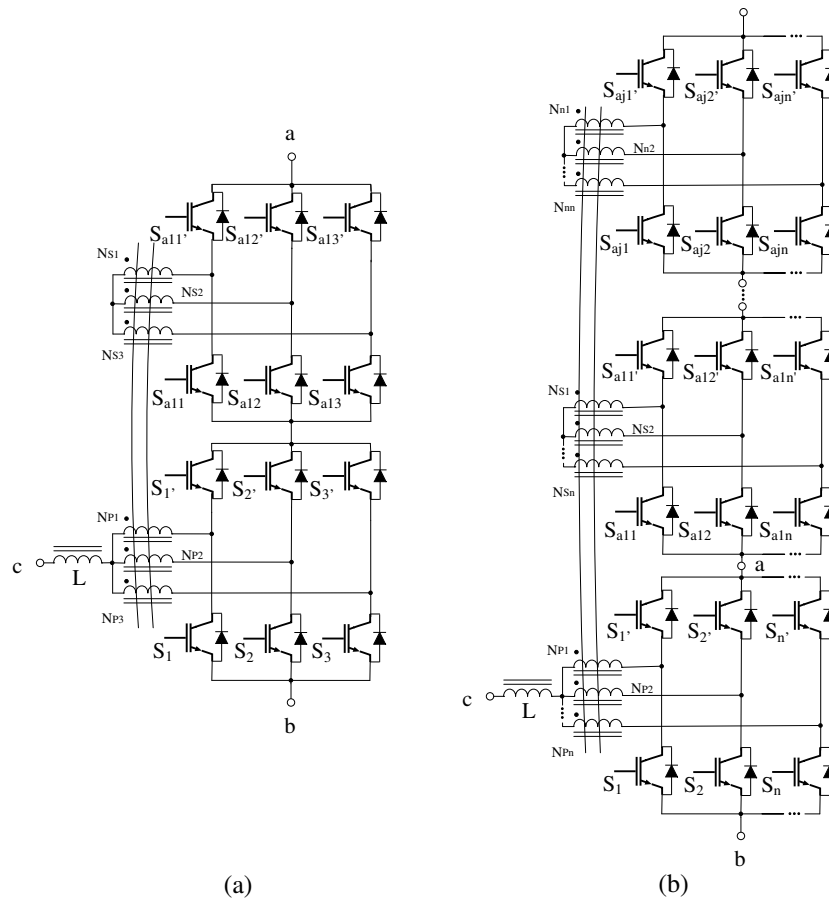
Diante das contribuições no âmbito dos conversores com ATCT, para detalhamento da obtenção da ATCT-CCME e sua eventual aplicação aos conversores CC-CC, toma-se como base o estudo apresentado em Bastos et al. (2016), Bastos (2017), Bastos et al. (2019).

2.4.1 Obtenção da ATCT-CCME

Apesar da configuração das CCME já introduzirem vantagens como uma menor frequência de operação de indutores e capacitores de filtro, e baixa ondulação de corrente nos enrolamentos do transformador, que contribuem diretamente para a redução do peso e volume dos elementos magnéticos do circuito, é argumentado em Bastos et al. (2016) que o ganho estático dos conversores CC-CC concebidos com CCME são equivalentes aos ganhos dos conversores clássicos dos quais se originam. Diante dessa observação, é proposto que para cada fase do transformador da CCME seja adicionado um enrolamento secundário, de modo a ampliar a faixa de conversão de tensão.

Assim, considerando a bidirecionalidade das CCQE e a presença de um transformador trifásico em sua configuração, a célula apresentada na Figura 4 permite a adição de enrolamentos secundários incluindo estágios retificadores conectados em série, permitindo uma configuração estrutural com ampla taxa de conversão de tensão, mostrada na Figura 6(a) e denominada como ATCT-CCQE. Para múltiplos estágios de comutação (ATCT-CCME) expande-se o modelo para a configuração da Figura 6(b).

Figura 6 – (a) ATCT-CCQE; (b) ATCT-CCME



Fonte: Adaptado de Bastos et al. (2016).

2.4.2 Conversores CC-CC com ATCT-CCME

Para gerar topologias de conversores CC-CC com ATCT-CCME, adota-se em Bastos et al. (2016) a substituição da célula de comutação canônica pela estrutura ATCT-CCME nas topologias de conversores CC-CC clássicos. A Figura 7 apresenta as seis topologias constituintes da família de conversores CC-CC ATCT-CCME: Buck, Boost, Buck-Boost, Ćuk, SEPIC e Zeta. As topologias apresentadas na Figura 7 possuem transformador trifásico conectado em Y-Y, admitindo também serem concebidas com o secundário conectado em delta (Δ).

Após a inclusão da ATCT-CCME, o ganho estático de cada um dos conversores é atualizado conforme as características adicionadas. Desta forma, a Tabela 1 fornece o comparativo entre o ganho estático dos conversores CC-CC isolados clássicos e o ganho estático dos conversores CC-CC isolados da família ATCT-CCME introduzida em Bastos et al. (2016). Além disso, com base em Peraça e Barbi (2005), as vantagens desses conversores podem ser catalogadas como:

Figura 7 – Conversores CC-CC não isolados ATCT-CCME; (a) Buck, (b) Boost, (c) Buck-Boost, (d) Ćuk, (e) SEPIC, (f) Zeta

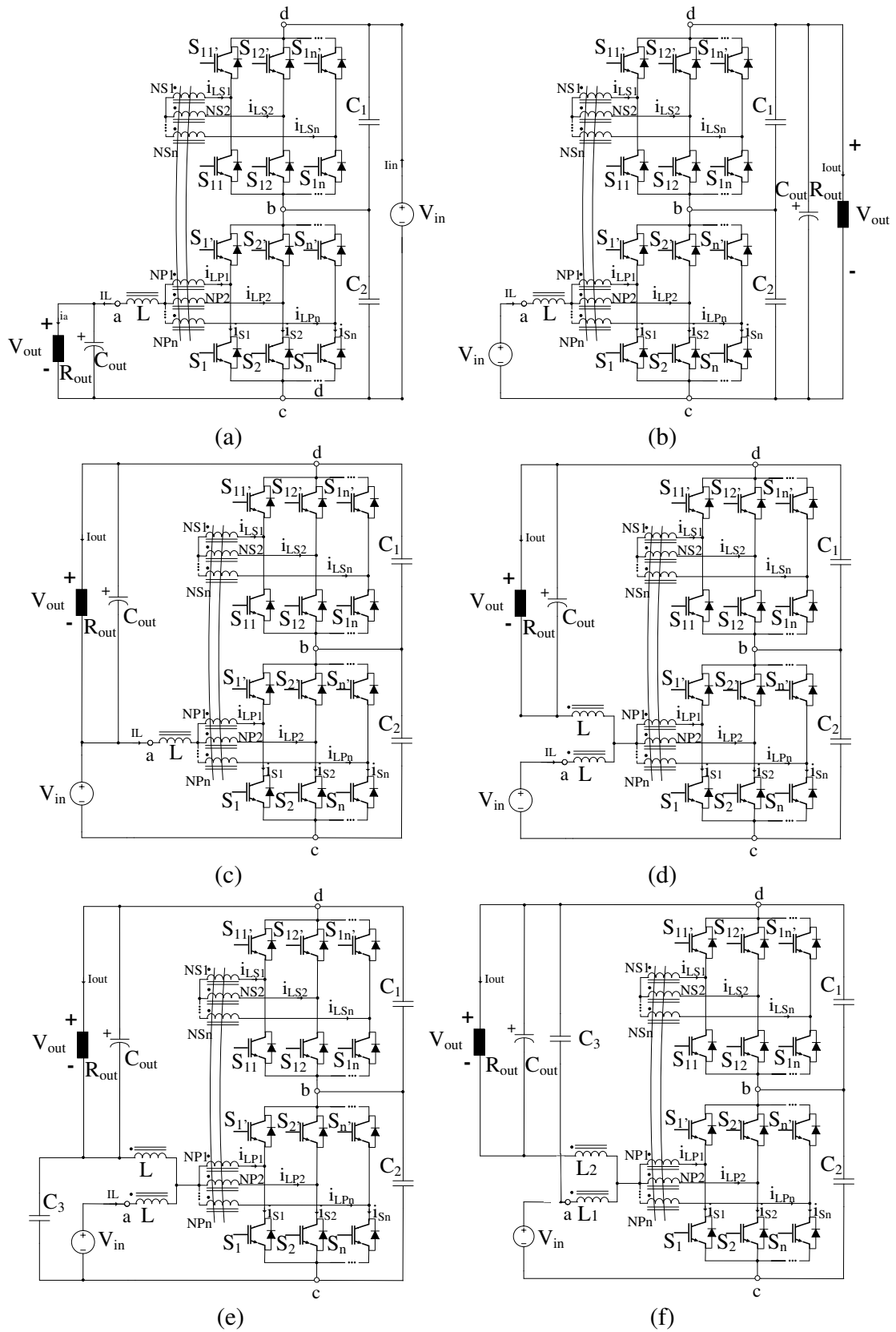


Tabela 1 – Comparativo entre ganho estático dos conversores CC-CC: Estruturas clássicas e ATCT-CCQE

Conversor	Ganho estático	
	Topologia clássica	Topologia ATCT-CCQE
Buck	D	$\frac{D}{1+n}$
Boost	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{1+n}{1-D}$
Buck-Boost		
Ćuk	$\frac{D}{1-D}$	$\frac{D+n}{1-D}$
SEPIC	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{1+n}{1-D}$
Zeta		

Fonte: Elaborada pela autora.

- Distribuição proporcional de corrente nas fases do circuito, permitindo um estresse de corrente reduzido nos interruptores;
- Melhor distribuição de esforços de tensão nos interruptores, quando em comparação com os conversores CC-CC clássicos;
- Flexibilidade para ampliação da faixa de conversão de tensão e do processamento de potência, através da conexão de enrolamentos secundários adicionais ao transformador multifásico;
- Flexibilidade no tipo de conexão do lado secundário do transformador multifásico, podendo assumir a estrutura Y, Δ , zigue-zague ou polígono.
- Redução do tamanho do indutor de entrada, em relação aos conversores CC-CC convencionais, uma vez que sua frequência de operação resulta do produto entre o número de fases do circuito e a frequência de comutação;
- Redução do tamanho dos elementos de filtro de saída, resultante da diminuição da ondulação de tensão presente nesses elementos.

2.5 Técnica de Modelagem para Encontrar Funções de Transferência das Plantas

Na literatura, várias técnicas de modelagem de conversores CC-CC foram desenvolvidas, tais como:

Modelo CA básico aproximado: que simplifica a representação dos componentes ativos e passivos do conversor a partir da média de suas formas de onda, para determinar o seu comportamento em frequência e funções de transferência. (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007).

Modelagem em espaço de estados: que descreve o comportamento de um sistema dinâmico em termos de suas equações de estados e matrizes de coeficientes, permitindo a compreensão das respostas transitórias e de regime permanente do sistema (ĆUK, 1977).

Modelo de circuito canônico: com uma representação abstrata dos elementos do conversor, capturando aspectos essenciais do sistema (MIDDLEBROOK; CUK, 1976).

Modelo da chave PWM: que permite a modelagem precisa dos estados de comutação dos interruptores de um circuito, levando em consideração a rapidez de suas transições (VORPÉRIAN, 1990b).

Cada uma das abordagens citadas possui uma forma particular de expressar os resultados obtidos. Contudo, essencialmente, quase todos os métodos de modelagem fornecem um resultado final equivalente para o sistema, compartilhando em seus respectivos processos a crucialidade de etapas como a média de pequenos sinais e a linearização. Assim, os métodos de modelagem citados são brevemente explanados nesta seção.

2.5.1 Modelagem usando o modelo CA básico aproximado

A modelagem de conversores CC-CC utilizando o modelo CA básico aproximado de pequenos sinais utiliza a média como uma ferramenta facilitadora no tratamento de equações. Este método facilita a derivação de equações que descrevem a dinâmica de baixa frequência em conversores chaveados, preservando a magnitude e a fase dos elementos de forma de onda que as compõem. Deste modo, formas de onda são tratadas a partir das suas médias, fornecendo modelos que descrevem propriedades dinâmicas do circuito no MCC. O modelo CA básico aproximado pode ser desenvolvido com base em três etapas sequenciais (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007):

2.5.1.1 Etapa 1

A primeira etapa se refere ao equacionamento. Nessa etapa inclui-se a obtenção da média das formas de onda do indutor e do capacitor, utilização da aproximação de pequenos sinais para o cálculo da tensão média no indutor e o cálculo da corrente média de entrada. O início da análise prevê a caracterização das formas de onda de corrente e tensão no indutor e capacitor, para isso, as equações, que descrevem a evolução no tempo dos componentes médios das formas de onda desses componentes, são derivadas.

Em seguida, é realizada a aproximação por pequenos sinais, onde há a substituição

dos termos do circuito com baixa ondulação, descritos por funções contínuas no tempo, pelos seus valores médios em baixa frequência: fontes independentes, tensões dos capacitores, e correntes no indutor. Assim, a aproximação por pequenos sinais promove uma considerável simplificação matemática, uma vez que são desconsideradas as variações durante o intervalo de média ou do período de comutação.

2.5.1.2 Etapa 2

A segunda etapa diz respeito à perturbação e linearização das equações médias obtidas. O equacionamento desenvolvido na primeira etapa não possui característica linear, considerando que as variáveis envolvidas estão submetidas a multiplicações entre termos com variação temporal, gerando componentes harmônicas no circuito e caracterizando um processo não linear. Esse comportamento dificulta a aplicação das técnicas usuais de análise de circuitos CA, uma vez que a maioria refere-se ao domínio da frequência e não é aplicável em sistemas não lineares. Dessa forma, faz-se necessário uma linearização do equacionamento através de um modelo de pequenos sinais.

O processo de linearização das equações médias não lineares pode ser executado em torno de um ponto de operação estável, com as variáveis sendo representadas como uma componente CC com variações CA adjacentes de pequenos sinais. Considerando que é possível representar um sistema de equações não lineares médias com termos CC, e termos CA lineares e não lineares, pode-se desconsiderar as variações CA não lineares desde que estas não apresentem uma magnitude considerável em relação aos termos CA lineares. Assim, é obtido o circuito CA de pequenos sinais do conversor, sendo este equivalente aos termos CA lineares do sistema. Em resumo, a linearização do circuito compreende a representação do circuito apenas com termos constantes e lineares, desprezando as variações CA não lineares de pequenos sinais.

2.5.1.3 Etapa 3

A etapa final consiste na construção de um modelo de circuito equivalente CA de pequenos sinais. O modelo é construído a partir da linearização do equacionamento dos elementos do circuito obtido na primeira etapa, permitindo uma resolução simplificada por métodos convencionais de análise de circuitos lineares para obtenção das funções de transferência do conversor.

2.5.2 Modelagem usando o modelo médio de espaços de estado

Sendo uma forma canônica de representação de equações diferenciais de um sistema, a descrição por espaço de estados permite descrever as derivadas das variáveis de estado como combinações lineares de si mesmas e das entradas independentes de um sistema linear. Para circuitos de conversores, as variáveis de estado referem-se geralmente às correntes no indutor e tensões nos capacitores, relacionando-se com os elementos de armazenamento de energia do circuito. Sabendo disto, pode-se encontrar as formas de onda de um circuito através da resolução das equações de estado características do sistema, que é possível diante do conhecimento tanto dos valores das variáveis de estado em um determinado instante, quanto das entradas do sistema (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007).

Em resumo, um sistema descrito em espaço de estados respeita o sistema da Equação (2.1). Onde $x(t)$ é um vetor de estado contendo todas as variáveis de estado do sistema, como as tensões nos capacitores e correntes no indutor. $u(t)$ é um vetor de entrada que contém as entradas independentes, como a fonte de tensão de entrada de um conversor. K é uma matriz que inclui os valores dos parâmetros do circuito, como capacitância e indutância. $y(t)$ é um vetor de saída representado como uma combinação linear dos vetores de estado e de entrada, que pode conter um sinal qualquer (sinal dependente), como a corrente de entrada de um conversor. As matrizes A , B , C e E contêm constantes de proporcionalidade (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007).

$$K. \frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + Bu(t) \tag{2.1}$$

$$y(t) = Cx(t) + Eu(t)$$

Considerando que a implementação da teoria de controle moderno relaciona-se, fundamentalmente, com a representação de sistemas dinâmicos no espaço de estados, a modelagem de conversores CC-CC, com modulação por largura de pulso (PWM), através do modelo médio de espaço de estados, utiliza a representação em espaço de estados do sistema para obter a sua representação média de pequenos sinais. Este método de modelagem possui procedimento análogo ao método da Seção 2.5.1, com o método anterior se configurando como um equivalente médio do método atual, dispensando a representação matricial requerida das equações pelo espaço de estados. Contudo, a vantagem desse método é que uma vez sendo possível escrever equações de estado de um conversor, sempre pode ser obtido seu modelo médio de pequenos sinais (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007).

2.5.3 Modelagem usando o modelo do circuito canônico

A proposta de modelagem baseada no modelo de circuito canônico parte do conhecimento do princípio de funcionamento dos conversores CC-CC com modulação PWM. Tais conversores compartilham funções como a de transformação de níveis de tensão, controle de formas de onda conforme variação do ciclo de trabalho, e filtragem passa-baixa de suas formas de onda. Assume-se que a similaridade entre propriedades físicas resultem em representações de circuito qualitativamente equivalentes desses conversores. Deste modo, a sintetização dessas propriedades semelhantes na criação de um modelo de circuito canônico, surge como uma ferramenta para modelagem desses conversores. A partir da representação canônica é possível obter as propriedades CA dos conversores CC-CC e seus respectivos circuitos CA equivalentes (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007).

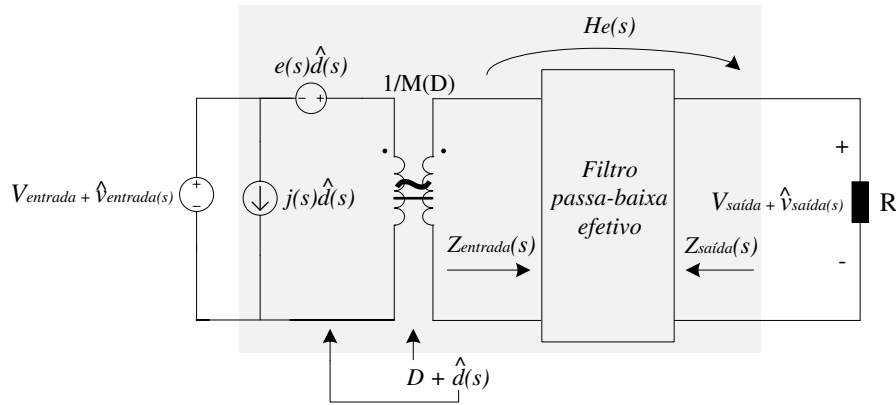
A construção do modelo canônico, conforme ilustrado na Figura 8, inclui cada elemento físico básico da estrutura do conversor, como as portas de entrada e saída de energia, e a entrada de controle, denotadas respectivamente como $V_{entrada}(t)$, $V_{saida}(t)$ e $d_{uty}(t)$. Quanto a conversão dos níveis de corrente e da tensão CC, considera-se no modelo canônico um transformador CC ideal, com relação de transformação dada por $1/M(D)$, onde M refere-se à relação de conversão, e D ao ciclo de trabalho. Também é necessário considerar variações CA do circuito, como as variações na fonte de entrada $\hat{v}_{entrada}(s)$, que geram variações CA na porta de saída $\hat{v}_{saida}(s)$. Para uma melhoria neste modelo, pode-se incluir a representação de elementos relacionados às perdas do conversor, como o caso de resistores (R) (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007).

Outra característica considerada no modelo canônico são os elementos reativos do circuito, responsáveis pela transferência de energia e filtragem de harmônicos, que podem ser representados como um filtro passa-baixa efetivo. $He(s)$, Figura 8, representa a função de transferência do filtro, e relaciona-se diretamente com as impedâncias de entrada e de saída de pequenos sinais do circuito, $Z_{entrada}(s)$ e $Z_{saida}(s)$, Figura 8. Quanto à entrada de controle, considera-se também que as variações no ciclo de trabalho geram variações CA nas tensões e correntes do conversor, atribuindo ao modelo a representação dessas variações como fontes de tensão e corrente. Pode-se representar as fontes de tensão como uma única fonte $e(s)\hat{d}(s)$, e as fontes de corrente como uma única fonte $j(s)\hat{d}(s)$, concentrando-as no lado primário do circuito (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007).

Com base em todas as considerações, o circuito da Figura 8, representando o modelo

de circuito canônico que pode ser utilizado para a modelagem de conversores CC-CC com modulação PWM.

Figura 8 – Modelo de circuito canônico



Fonte: Adaptado de Erickson e Maksimovic (2007).

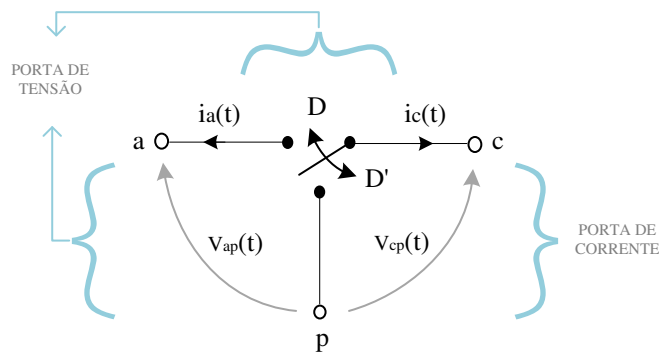
2.5.4 Modelagem usando o modelo da chave PWM

A técnica desenvolvida por Vorpérian (1990a) permite a identificação de um modelo denominado como chave PWM. Este modelo é composto por três terminais: ativo (a), passivo (p) e comum (c). Entre os terminais a e p , e entre a e c , encontram-se portas de tensão, enquanto uma porta de corrente é delimitada entre p e c . A Figura 9 ilustra a representação do modelo da chave PWM, onde a partir dessa estrutura, torna-se possível a definição de modelos CC e CA da chave PWM na análise de circuitos de conversores estáticos. Deste modo, o modelo da chave PWM permite a determinação das equações características dos conversores e, conseqüentemente, a obtenção das funções de transferência.

Essencialmente, a modelagem de conversores pelo modelo da chave PWM requer a modelagem do próprio modulador por largura de pulso. O bloco modulador PWM é alimentado por um sinal analógico de tensão $v_a(t)$, e como saída tem-se um sinal lógico sendo gerado para os interruptores do conversor, acionando os comandos de ligar e desligar desses componentes. O sinal periódico $\delta(t)$ gerado pelo modulador possui uma frequência fs , denominada como frequência de chaveamento, e um ciclo de trabalho $d(t)$, que é proporcional à $v_a(t)$. A estrutura do modulador possui ainda um comparador, que compara a tensão analógica de entrada $v_a(t)$ com uma fonte de tensão que gera um sinal dente de serra $v_{ds}(t)$, com amplitude pico a pico

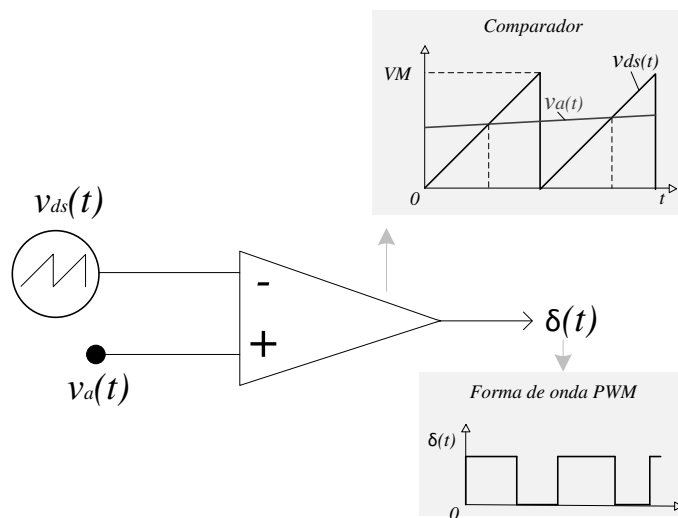
denominada por VM . A estrutura do modulador PWM é ilustrada na Figura 10 (VORPÉRIAN, 1990b).

Figura 9 – Modelo da chave PWM



Fonte: Adaptado de Vorpérian (1990a).

Figura 10 – Modulador PWM



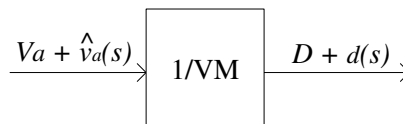
Fonte: Adaptado de Erickson e Maksimovic (2007).

O sinal de saída produzido pelo comparador apresenta nível lógico alto sempre que $v_a(t)$ é maior que $v_{ds}(t)$, caso contrário apresenta nível lógico baixo. A frequência f_s gerada é igual a frequência da fonte $v_{ds}(t)$. Caso o valor mínimo da amplitude VM do sinal $v_{ds}(t)$ seja igual a zero, o ciclo de trabalho será zero para $v_a(t) \leq 0$, já o valor máximo do ciclo de trabalho é alcançado quando $v_a(t) \geq VM$. No caso de $v_{ds}(t)$ variar linearmente no tempo em um período de

comutação, o valor de $d(t)$ é descrito como uma função linear de $v_a(t)$ (VORPÉRIAN, 1990b).

O diagrama de blocos da Figura 11 ilustra um modulador PWM preciso que considera a perturbação e linearização do modelo, incluindo as variações de pequenos sinais $\hat{v}_a(s)$ e $\hat{d}(s)$, referentes à entrada e saída do sistema, e um ganho linear igual a $1/VM$. Moduladores PWM também fornecem amostragem de forma de onda, no entanto, os valores de frequência assumidos pelas variações CA devem ser consideravelmente inferiores à frequência de chaveamento f_s . Assim, a frequência de amostragem deve respeitar as limitações impostas, de modo que a largura de banda do controle assuma um valor inferior à metade da frequência de chaveamento (VORPÉRIAN, 1990b).

Figura 11 – Diagrama de blocos: Modulador PWM



Fonte: Adaptado de Erickson e Maksimovic (2007).

2.5.5 Técnicas de modelagem aplicadas à conversores CC-CC de alto ganho

Diante das técnicas de modelagem apresentadas, é válido apresentar algumas contribuições relevantes encontradas na literatura da aplicação destas técnicas à conversores CC-CC de alto ganho. No âmbito da técnica de modelagem por circuito médio equivalente, Junior (2017) utiliza uma modelagem por pequenos sinais e obtém uma simplificação pelo modelo médio de grandes sinais de Erickson e Maksimovic (1998), para encontrar as funções de transferência de um conversor CC-CC Boost-Flyback com alto ganho e divisão de esforços de corrente no estágio de entrada.

Já em Das e Agarwal (2015) é implementada uma modelagem generalizada de pequenos sinais, por modelo médio de espaço de estados à conversores CC-CC de alto ganho com indutores acoplados. A generalização por pequenos sinais da técnica de modelagem proposta é motivada pela complexidade em modelar sistemas de ordem elevada, por consequência da quantidade de elementos passivos existentes no sistema. Essa técnica fornece precisamente os

modelos do conversor, levando em consideração as etapas de operação do circuito, por outro lado, a obtenção das funções de transferência requer a utilização de métodos numéricos. Ainda assim, implementar o modelo generalizado proposto à um circuito equivalente do conversor estudado, deve simplificar o seu projeto de controle.

A metodologia proposta em Schmitz (2020) simplifica a obtenção de modelos de pequenos sinais para conversores CC-CC de alto ganho com indutor acoplado e células multiplicadoras de tensão, como o Boost, Buck e Buck-Boost. A técnica de modelagem utilizada é particularmente direcionada aos conversores básicos com célula de ganho, demonstrando que seus modelos dinâmicos podem ser aproximados por funções de transferência de segunda ordem. Essas simplificações facilitam o projeto de malhas de controle em aplicações específicas. No estudo em questão, as funções de transferência fornecidas pelos modelos de pequenos sinais são linearizadas através da aplicação da transformada de Laplace. Esse método proporciona uma abordagem eficiente para a análise e projeto de sistemas de controle em conversores, resultando em funções de transferência generalizadas e compactas.

O trabalho de Carvalho (2018) descreve a análise de um conversor CC-CC de alto ganho baseado no conversor Boost com indutor acoplado, entrada intercalada e saída flutuante. O conversor é analisado por meio da criação de modelos matemáticos de oitava e quarta ordem. A obtenção desses modelos segue o método de médias aprimorado proposto em Arango et al. (2013) e o modelo médio no espaço de estado, sendo desenvolvidos dois modelos CA de pequenos sinais com base no conceito de valores médios para representar o comportamento dinâmico do conversor. O modelo de oitava ordem utiliza o modelo médio para modo de condução descontínua, enquanto o modelo de quarta ordem é desenvolvido no espaço de estados.

No estudo realizado por Hasanpour, Baghrmian e Mojallali (2019), é apresentada uma inovadora técnica de modelagem voltada para conversores CC-CC elevadores de alta ordem, cuja complexidade decorre da presença abundante de elementos passivos, como indutores acoplados, capacitores e circuitos multiplicadores de tensão. O ponto de partida para essa abordagem é a obtenção do modelo médio do espaço de estados, notavelmente desafiador de ser obtido devido à sua complexidade intrínseca. O estudo propõe uma solução inovadora ao simplificar esse modelo por meio de uma técnica de redução de ordem, aplicada à modelagem de pequenos sinais. Essa estratégia visa a diminuição das variáveis de estado nos sistemas analisados, proporcionando uma compreensão mais acessível e uma análise mais eficiente desses complexos conversores elevadores de alta ordem.

Já no que se refere à conversores CC-CC com CCME, Chaves (2019) propõe a modelagem de um conversor CC-CC de alto ganho de tensão intercalado baseado na CCTE. A metodologia adotada consiste na obtenção das funções de transferência desse conversor por meio de sua redução a um único conversor Boost equivalente, utilizando o método do conversor equivalente com base em seus enrolamentos. Considerando a natureza não linear do sistema, o conversor equivalente resultante pode ser linearizado, permitindo a caracterização em pequenos sinais. A aplicação da transformada de Laplace nesse contexto possibilita a obtenção das funções de transferência desse conversor modificado de maneira mais acessível, contribuindo para uma análise simplificada do comportamento dinâmico do sistema.

Finalmente, a proposta de modelagem sugerida por Maciel, Carvalho e Tofoli (2018) submete um conversor CC-CC Buck com CCTE a uma abordagem semelhante à do modelo da chave PWM. A modelagem de pequenos sinais aplicada ao conversor no MCC é validada através da comparação de resposta em frequência dos diagramas de Bode do modelo teórico proposto com as curvas obtidas na simulação do circuito de origem. Comprovando ainda que as expressões resultantes do método são exatamente as mesmas válidas para o conversor Buck convencional. Assim, a compatibilidade entre as curvas sugere a extensão do método para outras topologias de conversores CC-CC com CCTE. Simplificando o modelo de pequenos sinais à resoluções que incluem basicamente uma análise em termos de circuitos elétricos, essa técnica de modelagem se mostra como uma alternativa menos complexa do que métodos envolvendo espaço de estados e métodos numéricos.

2.6 Proposta do Trabalho

Em síntese, a célula de comutação de quatro estados, juntamente com a já discutida CCTE e suas extensões, representam um passo significativo em direção a conversores CC-CC mais eficientes, modulares e adaptáveis às diversas demandas de processamento de energia eletrônica. O que reforça a motivação para buscar técnicas de modelagem aplicáveis e eficientes a topologias de tal complexidade. Portanto, com base nos trabalhos apresentados, incluindo a CCQE, o objeto de estudo desse trabalho se detém à topologia de conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE proposta em Bastos et al. (2016), Bastos et al. (2019).

Diante das abordagens destacadas, e motivando-se pelos conceitos reunidos na modelagem de conversores CC-CC com CCME em Chaves (2019) e Maciel, Carvalho e Tofoli (2018), delimita-se para este trabalho a utilização da modelagem de pequenos sinais proposta

em Vorpérian (1990b) do modelo da chave PWM. Esta abordagem permite a modelagem que se atém a perspectiva de circuitos elétricos, dispensando uma maior complexidade matemática em sua implementação e apresentando potencial de adequação às características do conversor delimitado para estudo.

2.7 Considerações Finais

Neste capítulo foi abordado desde a origem das CCME até o desenvolvimento de conversores CC-CC ATCT-CCME. Delimitando no panorama dos métodos de modelagem de conversores CC-CC, a aplicação do método de modelagem pelo modelo da chave PWM como uma ferramenta facilitadora da análise matemática de conversores com células de comutação mais complexas, utilizando, para isso, um modelo de conversor equivalente.

3 METODOLOGIA PARA TRANSFORMAR O CONVERSOR CC-CC BOOST ATCT-CCQE EM CONVERSOR BOOST EQUIVALENTE

3.1 Considerações Iniciais

O capítulo atual aborda a topologia do conversor CC-CC Boost ACTC-CCQE, apresentando seu projeto e funcionamento em suas principais regiões de operação. Apresenta-se também a metodologia de transformação do conversor introduzido a um modelo equivalente, considerando sua modulação PWM. Em seguida, o modelo equivalente encontrado é comparado ao conversor de origem através de uma verificação de grandes sinais.

3.2 Projeto do Conversor CC-CC Boost ACTC-CCQE

Na seção atual são abordados os parâmetros e especificações de projeto da topologia do conversor Conversor CC-CC Boost ACTC-CCQE, proposto em Bastos et al. (2016), apresentando características de seu funcionamento em uma breve análise qualitativa e quantitativa.

3.2.1 Especificações e considerações de projeto

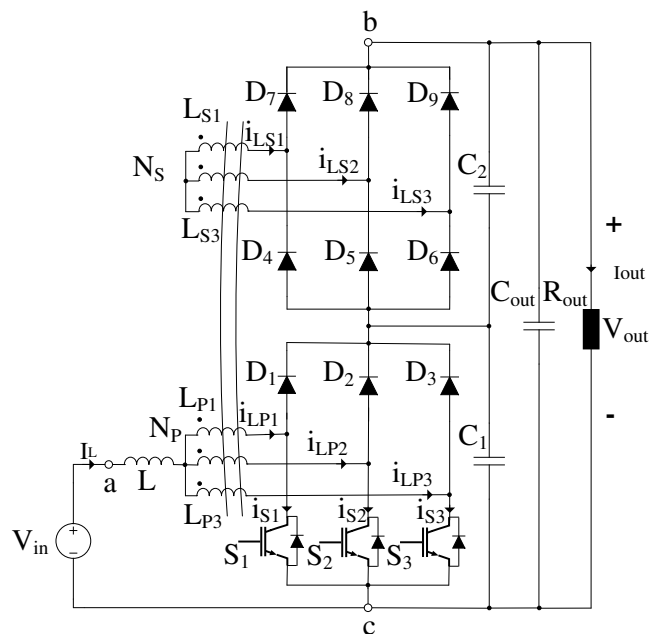
A configuração do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE, proposto e descrito detalhadamente em Bastos et al. (2016), Bastos (2017), é apresentada de forma esquemática na Figura 12. Essa topologia é composta por uma fonte de corrente contínua com tensão de entrada V_{in} , um transformador trifásico configurado como estrela-estrela T_{Y-Y} , com relação de transformação unitária, um indutor de armazenamento L , chaves controladas S_1 , S_2 e S_3 , diodos retificadores D_1 , D_2 e D_3 , que fecham a ponte semi-controlada inferior do conversor junto ao conjunto S_1 , S_2 e S_3 . A ponte completa superior é formada por diodos retificadores D_4 , D_5 , D_6 , D_7 , D_8 e D_9 , juntamente com os capacitores auxiliares C_1 , C_1 e C_{out} e o resistor de carga R_{out} .

Para o projeto deste conversor, algumas especificações são delimitadas, tais como a tensão de entrada $V_{in} = 86$ V e de saída $V_{out} = 400$ V, a potência de saída $P_o = 3$ kW, frequência de chaveamento $f_s = 35$ kHz, tensão máxima dreno-fonte $V_{DS(maxima)} = 200$ V, e as ondulações de tensão de saída $\Delta V_{out} = 1\%V_{out}$ e de corrente no indutor $\Delta I_L = 15\%I_{L(media)}$.

Já em relação ao emprego eficiente da CCME, adotada pelo conversor analisado, requer-se a utilização do método de modulação PWM com ciclo de trabalho uniforme para todos os interruptores controlados. Esses sinais devem ser defasados em 120° entre os ramos, correspondendo a um terço do período de comutação na CCQE, uma vez que são utilizados três

interruptores. A razão cíclica (D), definida como a largura do pulso de comando em relação ao período de comutação, é essencial para a análise das regiões de operação desse conversor, com destaque para a região R1, Tabela 2, onde D varia de 0 a $1/3$. Nessa região, uma etapa de operação específica não transfere energia pelo lado secundário do transformador, mas a flexibilidade do controle permite ajustar a razão cíclica conforme necessário. As regiões R2 e R3, Tabela 2, onde $D > 1/3$, asseguram a indução de tensão no secundário, requerendo a operação simultânea de pelo menos dois interruptores. A Tabela 2 detalha as regiões de operação do conversor com suas respectivas delimitações de valores de razão cíclica D (BASTOS et al., 2016).

Figura 12 – Conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE



Fonte: Adaptado de Bastos et al. (2019).

Tabela 2 – Regiões de operação do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE

Região	Delimitações de ciclo de trabalho	Quant. de interruptores conduzindo
R1	$0 < D < 1/3$	0 à 1
R2	$1/3 < D < 2/3$	1 à 2
R3	$2/3 < D < 1$	2 à 3

Fonte: Adaptado de Bastos (2017).

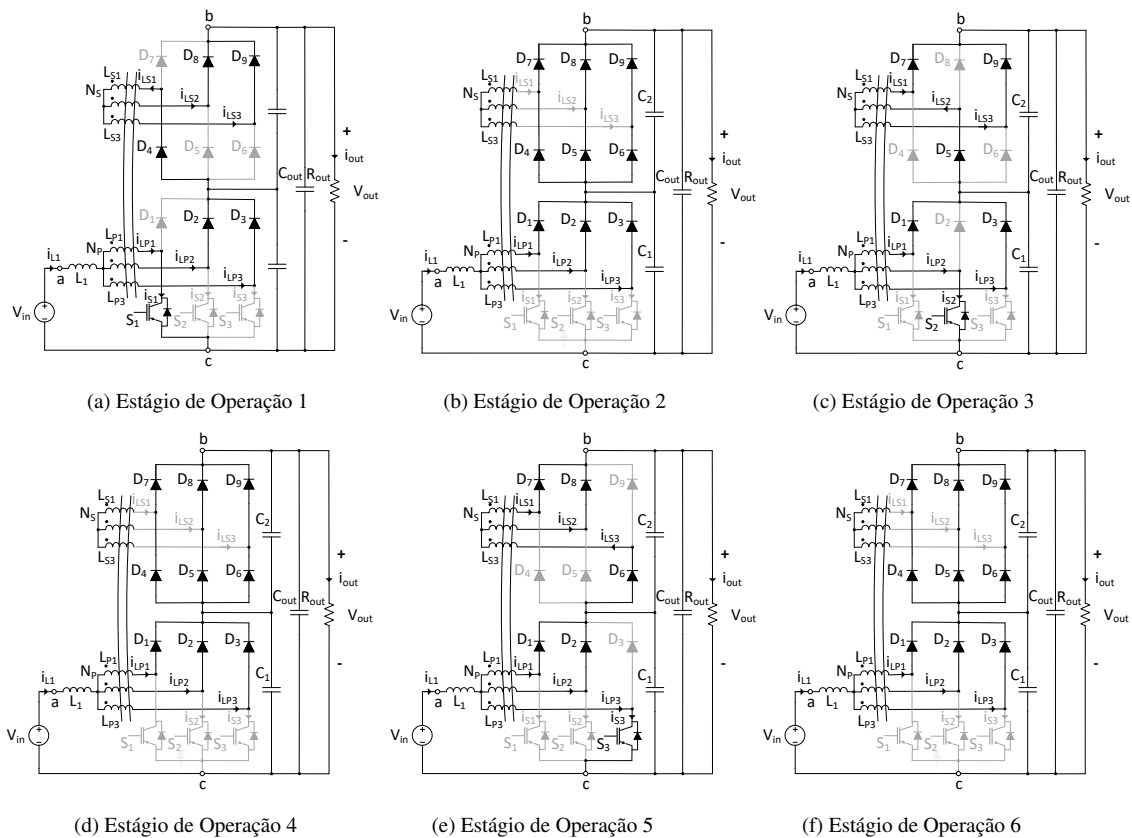
3.2.2 Análise qualitativa nas três regiões de operação (R1, R2, R3)

As análises nos modos de condução contínua e descontínua para cada uma das regiões de operação do conversor, bem como com sua respectiva análise do comportamento em regime permanente e curvas de ganho estático e estágios de operação são detalhadas em Bastos (2017). Uma breve descrição do funcionamento do conversor nas regiões de operação R1, R2 e R3 do MCC são apresentadas nos tópicos a seguir.

3.2.2.1 Etapas de operação em MCC na R1

A análise do funcionamento do conversor ilustrado na Figura 12, na região R1, onde o ciclo de trabalho D assume valores no intervalo de 0 à 1/3, encontra-se dividida em seis estágios de operação (EO) apresentados na Figura 13. O armazenamento de energia pelo indutor L_1 é realizado nos EOs um, três e cinco, e a transferência da energia armazenada ocorre nos EOs dois, quatro e seis, apresentado a seguir conforme detalhado em Bastos (2017):

Figura 13 – Estágios de operação do conversor Boost ATCT-CCQE na R1



Fonte: Adaptado de Bastos (2017).

Estágio de Operação 1[Figura 13(a)]: este EO é iniciado com a condução do interruptor S_1 , e os interruptores S_2 e S_3 bloqueados. Os diodos D_1 , D_5 , D_6 e D_7 estão inversamente polarizados, enquanto D_2 , D_3 , D_4 , D_8 e D_9 estão diretamente polarizados. Ocorre o armazenamento de energia no indutor L_1 e não havendo tensão induzida no secundário do transformador, a corrente do indutor L_1 flui pelos enrolamentos primários, e se direciona até a carga através de L_{p2} e L_{p3} . A etapa é finalizada quando o interruptor S_1 é bloqueado. O intervalo de ocorrência deste estágio equivale à Equação (3.1), e a tensão sobre o indutor L_1 é dada pela expressão (3.2), conforme apresentas a seguir:

$$\Delta t = D.T_s \quad (3.1)$$

$$V_{L1} = V_{in} - \frac{2.V_{c1}}{3} \quad (3.2)$$

Estágio de Operação 2[Figura 13(b)]: não há no início deste estágio nenhum interruptor conduzindo, com S_1 , S_2 e S_3 bloqueados. Os diodos D_1 , D_5 , D_6 e D_7 estão agora polarizados diretamente, juntamente com D_3 , D_4 , D_8 e D_9 . Com os diodos configurando um curto-circuito nos enrolamentos, uma vez que todos estão polarizados diretamente, não há transferência de energia através do secundário do transformador. Assim, a energia armazenada no indutor L_1 juntamente com a fornecida pela fonte de entrada V_{in} , se direciona para a carga através dos capacitores C_1 e C_{out} . O fim desta etapa se dá no instante em que o interruptor S_2 entra em condução. A tensão registrada pelo indutor L_1 neste estágio é dada pela Equação (3.3), ocorrendo no intervalo de tempo da expressão (3.4). Neste caso em específico, V_{c1} assume o mesmo valor de V_{out} :

$$V_{L1} = V_{in} - V_{c1} \quad (3.3)$$

$$\Delta t = \frac{(1 - 3.D).T_s}{3} \quad (3.4)$$

Estágio de Operação 3[Figura 13(c)]: o funcionamento neste EO ocorre de maneira análoga ao primeiro estágio. O interruptor S_2 está em condução, enquanto S_1 e S_3 permanecem bloqueados. Ocorre armazenamento de parte da energia fornecida pela fonte V_{in} no indutor L_1 ,

enquanto outra parte é transferida para os capacitores C_1 , C_2 e C_{out} e para a carga. Os diodos D_1 , D_3 , D_5 , D_7 e D_9 estão diretamente polarizados, enquanto D_2 , D_4 , D_6 e D_8 são inversamente polarizados. O estágio é finalizado quando a condução de S_2 é interrompida.

Estágio de Operação 4[Figura 13(d)]: o quarto estágio funciona de maneira análoga ao EO 2. Com todos os interruptores desativados, a energia da fonte de entrada V_{in} e a energia armazenada em L_1 fluem para os capacitores C_1 e C_{out} e para a carga. Os diodos D_2 , D_4 , D_6 e D_8 são polarizados diretamente, se juntando a D_1 , D_3 , D_5 , D_7 e D_9 . Este estágio termina quando o interruptor S_3 entra em condução.

Estágio de Operação 5[Figura 13(e)]: funcionando da mesma maneira que os EOs 1 e 3, ocorre neste estágio o armazenamento de energia através do indutor L_1 . O interruptor S_3 conduz, enquanto os demais interruptores permanecem bloqueados. Parte da energia do circuito se direciona para a carga através dos capacitores C_1 , C_2 e C_{out} . Os diodos D_3 , D_5 , D_7 e D_9 são polarizados inversamente, enquanto os demais diodos permanecem diretamente polarizados. O fim deste estágio se dá quando a condução de S_3 é interrompida.

Estágio de Operação 6[Figura 13(f)]: do mesmo modo que nos EOs 2 e 5, o sexto e ultimo estágio ocorre com todos os interruptores bloqueados. A energia fornecida por V_{in} e a armazenada no circuito por L_1 são direcionadas para a carga. Os diodos D_3 , D_4 , D_5 e D_9 são diretamente polarizados, do mesmo modo que os demais diodos. Finalmente, o fim deste estágio ocorre quando o interruptor S_1 é acionado e entra em condução.

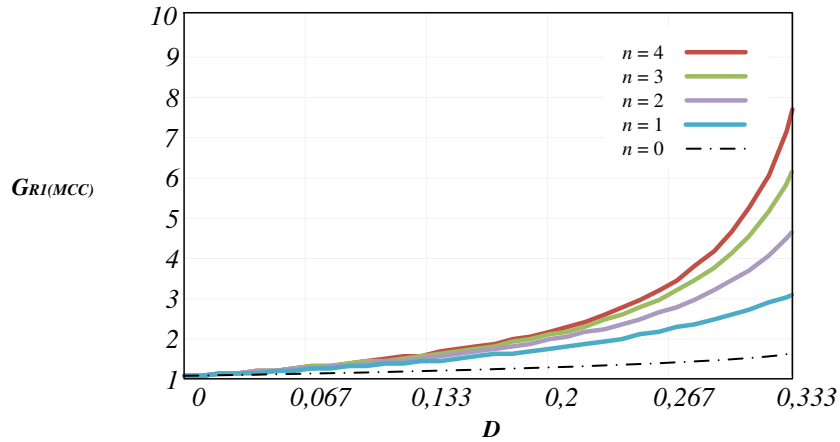
i. Ganho estático da R1 no MCC

O ganho estático do conversor Boost ATCT-CCQE na região R1 é detalhado em Bastos (2017), sendo obtido através da Equação (3.5) que descreve a tensão de saída do conversor V_{out} em função da tensão de entrada V_{in} e da variável D . A expressão (3.6) descreve o ganho estático em função da razão cíclica D e da relação de transformação n , com $V_{out}/V_{in} = G_{R1}$. O gráfico da Figura 14 ilustra as curvas de ganho do conversor na R1, onde a curva da topologia Boost sem a CCME é obtida fazendo $n = 0$.

$$V_{out} = \frac{(n+1) \cdot V_{in}}{1-D+n \cdot (1-3D)} \quad (3.5)$$

$$G_{R1} = \frac{n+1}{1-D+n(1-3D)} \quad (3.6)$$

Figura 14 – Ganho estático do conversor (G) em relação ao ciclo de trabalho (D) em MCC na R1

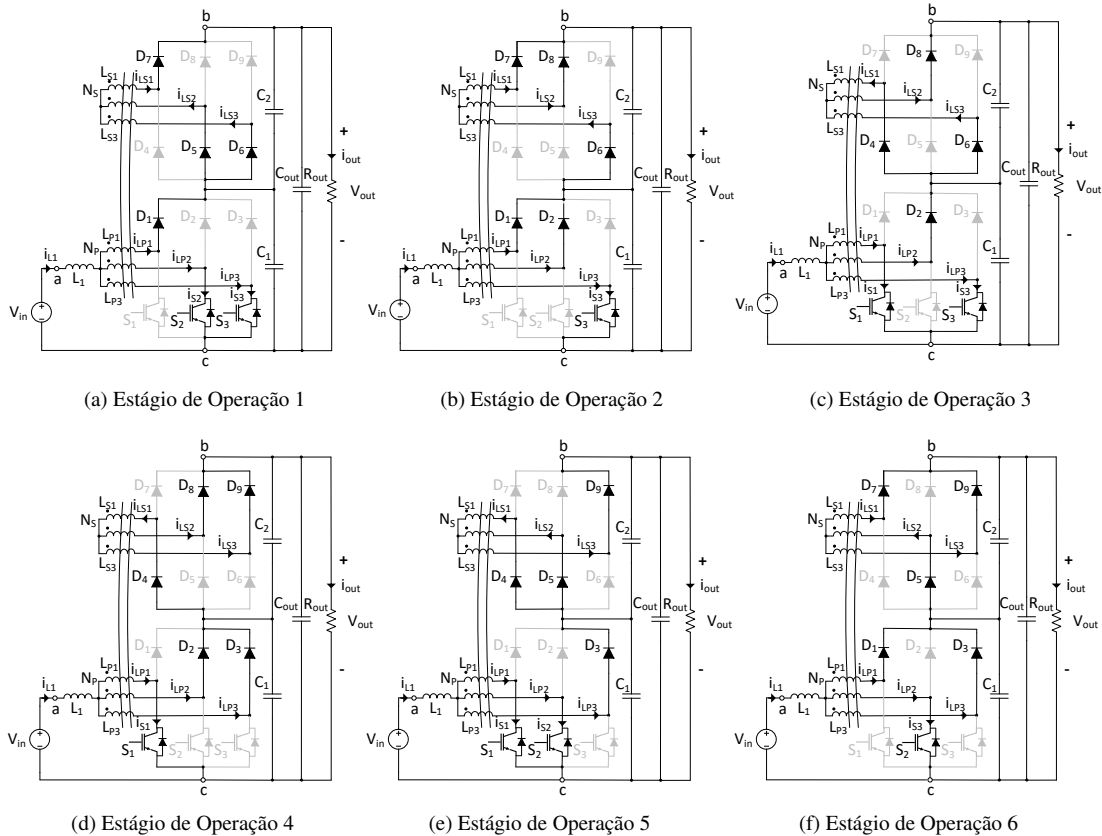


Fonte: Adaptado de Bastos (2017).

3.2.2.2 Etapas de operação em MCC na R2

Considerando a análise do conversor no MCC em R2, com razão cíclica variando entre $1/3 < D < 2/3$, seis EOs são fornecidos para o conversor, como ilustrado na Figura 15.

Figura 15 – Estágios de operação do conversor Boost ATCT-CCQE na R2



Fonte: Adaptado de Bastos (2017).

Assumindo que o indutor L_1 armazena energia nos EOs um, três e cinco, e a transfere nos EOs dois, quatro e seis, é possível analisar os EOs da seguinte forma, com base em Bastos (2017):

Estágio de Operação 1[Figura 15(a)]: este estágio inicia com a ativação dos interruptores S_3 e S_2 , enquanto S_1 permanece bloqueado. Além disso, apenas os diodos D_1 , D_5 , D_6 e D_7 estão polarizados diretamente, visto que este EO termina com o desligamento de S_2 . Neste EO, o indutor L_1 armazena energia proveniente da fonte de alimentação de entrada, submetendo ao nível de tensão fornecido pela Equação (3.7), no intervalo de tempo apresentado na expressão (3.8):

$$V_{L1} = V_{in} - \frac{2 \cdot V_{c1}}{3} \quad (3.7)$$

$$\Delta t = \frac{(3 \cdot D - 1) \cdot T_s}{3} \quad (3.8)$$

Estágio de Operação 2[Figura 15(b)]: neste EO, o interruptor S_3 está em condução, enquanto os interruptores S_1 e S_2 estão bloqueados. Então, a energia do indutor L_1 e energia da fonte de alimentação de entrada são transferidas para os capacitores C_1 , C_2 e C_{out} . Em relação aos diodos, apenas os D_1 , D_2 , D_6 , D_7 e D_8 estão polarizados diretamente, enquanto os outros estão polarizados inversamente. O intervalo de ocorrência desse estágio é apresentado na Equação (3.9), com a tensão sobre o indutor L_1 descrita na Equação (3.10):

$$\Delta t = \frac{(2 - 3 \cdot D) \cdot T_s}{3} \quad (3.9)$$

$$V_{L1} = V_{in} - \frac{V_{c1}}{3} \quad (3.10)$$

Estágio de Operação 3[Figura 15(c)]: funciona de maneira semelhante ao EO 1, com os interruptores S_1 e S_3 conduzindo e S_2 bloqueado. Além disso, os diodos D_2 , D_4 , D_6 e D_8 estão polarizados diretamente. Novamente, o indutor L_1 armazena energia.

Estágio de Operação 4[Figura 15(d)]: neste EO, mais uma vez, a energia armazenada no indutor L_1 é transferida para C_1 , C_2 e C_{out} , pois o interruptor S_1 está conduzindo, e os

interruptores S_2 e S_3 estão bloqueados. Além disso, os diodos D_2 , D_3 , D_8 e D_9 estão polarizados diretamente.

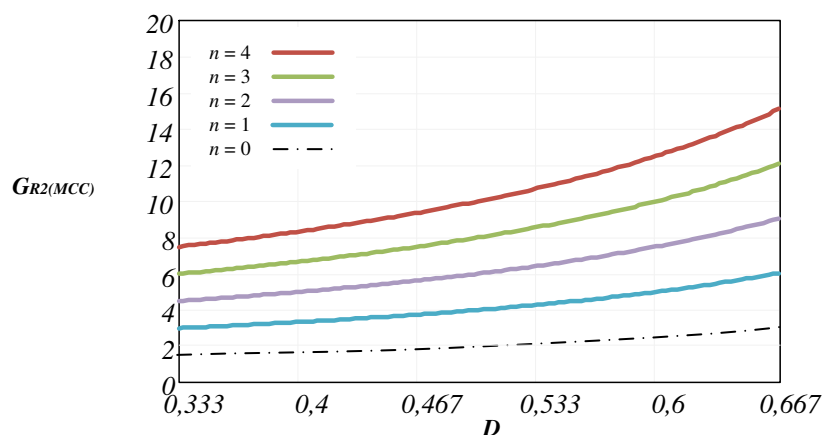
Estágio de Operação 5[Figura 15(e)]: este EO também permite que o indutor L_1 armazene energia da fonte de alimentação de entrada, através da ativação de S_1 e S_2 e desativação de S_3 . Os diodos D_3 , D_4 , D_5 e D_9 estão polarizados diretamente.

Estágio de Operação 6[Figura 15(f)]: finalmente, neste EO, apenas o interruptor S_2 conduz corrente elétrica, juntamente com os diodos D_1 , D_3 , D_5 , D_7 e D_9 , enquanto a energia do sistema é transferida novamente para a carga e os capacitores C_1 , C_2 e C_{out} .

i. Ganho estático da R2 no MCC

No que diz respeito ao ganho estático do conversor, na região R2, este é descrito em função da variável do ciclo de trabalho D e da razão de transformação do transformador multifásico representada por n , conforme detalhado em Bastos (2017). A Figura 16 mostra as curvas de ganho do conversor para diferentes valores de n , com $n = 0$ referindo-se à topologia Boost sem a CCME. O ganho do conversor para esta região é obtido através das expressões (3.11) e (3.12), considerando que a tensão de saída do conversor equivale à $V_{out} = V_{c1} + V_{c2}$. Assim, somando as expressões e reorganizando sua resultante, obtém-se a Equação (3.13), que descreve o ganho estático nesta região, assumindo $V_{out}/V_{in} = G_{R2}$.

Figura 16 – Ganho estático do conversor (G) em relação ao ciclo de trabalho (D) em MCC na R2



Fonte: Adaptado de Bastos (2017).

$$V_{c1} = \frac{V_{in}}{1 - D} \quad (3.11)$$

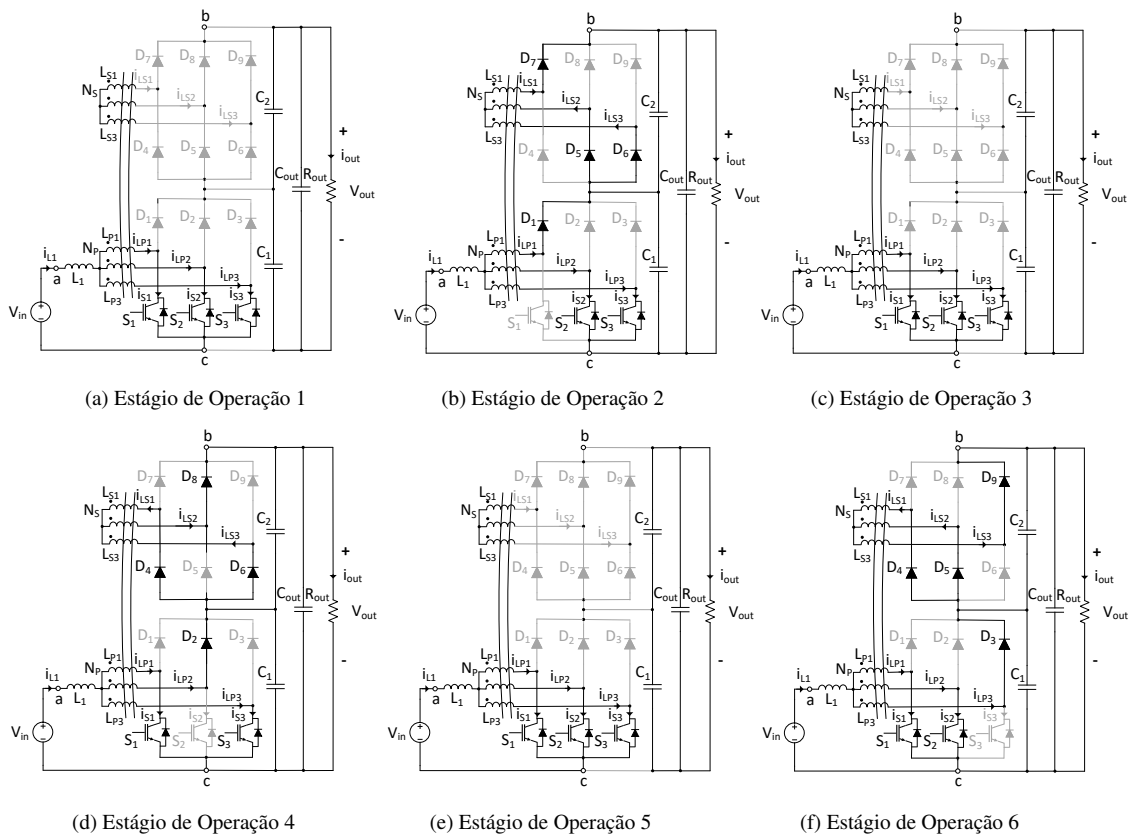
$$V_{c2} = \frac{n \cdot V_{in}}{1 - D} \quad (3.12)$$

$$G_{R2} = \frac{n + 1}{1 - D} \quad (3.13)$$

3.2.2.3 Etapas de operação em MCC na R3

Para analisar o funcionamento do conversor na região R3, onde o valor de razão cíclica pode variar dentro do intervalo $2/3 < D < 1$, são apresentados seis EOs que descrevem o comportamento do conversor no MCC. Os estágios são apresentados na Figura 17, e detalhados a seguir de acordo com Bastos (2017):

Figura 17 – Estágios de operação do conversor Boost ATCT-CCQE na R3



Fonte: Adaptado de Bastos (2017).

Estágio de Operação 1 [Figura 17(a)]: o estágio se inicia com os interruptores S_1 , S_2 e S_3 ativados no circuito. A fonte de entrada V_{in} fornece energia para o indutor L_1 , enquanto o fornecimento de energia para a carga é suprido pelo capacitor de saída C_{out} . Nesta etapa

a corrente proveniente de L_1 flui de forma simétrica através dos enrolamentos primários do transformador e dos interruptores, uma vez que todos os diodos (D_1 à D_9) estão inversamente polarizados. O fim desse EO se dá quando o interruptor S_1 é bloqueado. As expressões para o intervalo de tempo de ocorrência do estágio, e a tensão submetida ao indutor de entrada são apresentadas, respectivamente, em (3.14) e (3.15):

$$\Delta t = \frac{(3.D - 2) \cdot T_s}{3} \quad (3.14)$$

$$V_{L1} = V_{in} \quad (3.15)$$

Estágio de Operação 2[Figura 17(b)]: no segundo estágio, os interruptores S_2 e S_3 permanecem em condução, enquanto o interruptor S_1 se encontra bloqueado. Os diodos D_1 , D_5 , D_6 e D_7 são diretamente polarizados, à medida que os demais diodos permanecem polarizados inversamente. A energia transferida pelo enrolamento L_{p1} é direcionada para a carga, enquanto uma outra parcela de corrente flui de maneira simétrica pelo demais enrolamentos primários do circuito. O encerramento desse estágio ocorre quando o interruptor S_1 entra em condução. Neste EO a tensão a qual o indutor está submetido é fornecida pela expressão (3.16), ocorrendo durante o intervalo de tempo descrito na Equação (3.17).

$$V_{L1} = V_{in} - \frac{V_{c1}}{3} \quad (3.16)$$

$$\Delta t = \frac{(1 - D) \cdot T_s}{3} \quad (3.17)$$

Estágio de Operação 3[Figura 17(c)]: o comportamento do circuito neste estágio ocorre de maneira idêntica ao primeiro EO, com os interruptores S_1 , S_2 e S_3 conduzindo, e diodos D_1 à D_9 inversamente polarizados. O indutor L_1 armazena energia e a carga é suprida pelo capacitor de saída C_{out} . Este estágio é finalizado quando o interruptor S_2 é bloqueado.

Estágio de Operação 4[Figura 17(d)]: neste estágio o conversor se comporta de maneira análoga ao EO 2. Os interruptores S_1 e S_3 conduzem enquanto o interruptor S_2 está bloqueado. Os diodos D_2 , D_4 , D_6 e D_8 são polarizados diretamente, enquanto os demais diodos

permanecem inversamente polarizados. Em termos de transferência de energia, o enrolamento L_{p2} direciona energia para a carga, e uma outra parcela de corrente flui simetricamente através dos demais enrolamentos primários. O estágio se encerra com o interruptor S_2 entrando em condução.

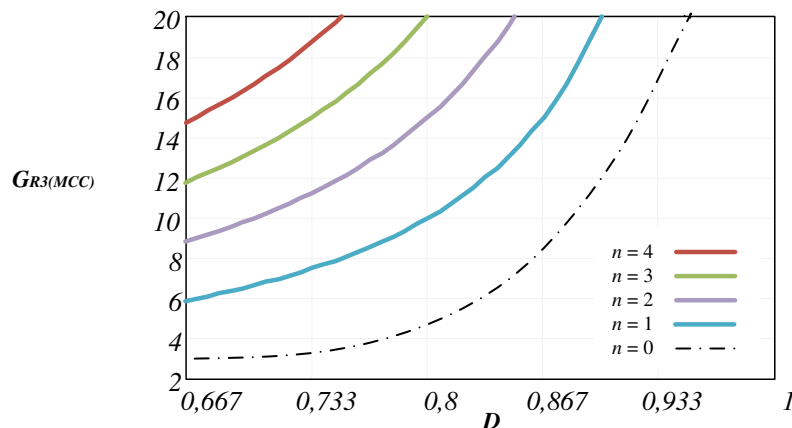
Estágio de Operação 5[Figura 17(e)]: o funcionamento do circuito neste estágio se iguala aos EOs 1 e 3. Todos os interruptores S_1 , S_2 e S_3 estão conduzindo, todos diodos de D_1 à D_9 permanecem inversamente polarizados. O indutor L_1 armazena energia, e o capacitor de saída C_{out} supre a carga do circuito. O estágio finaliza com o interruptor S_3 bloqueando.

Estágio de Operação 6[Figura 17(f)]: este estágio se assemelha aos EOs 2 e 4. O interruptor S_3 bloqueia enquanto os interruptores S_1 e S_2 permanecem conduzindo. Os diodos D_3 , D_4 , D_5 e D_9 são diretamente polarizados e os demais diodos permanecem polarizados inversamente. O fornecimento de energia para a carga ocorre de maneira análoga aos EOs 2 e 4. Finalmente, o estágio se encerra com o interruptor S_1 sendo bloqueado.

i. Ganho estático da R3 no MCC

Conhecidos os EOs da região R3 no MCC, o ganho estático do conversor é apresentado no gráfico da Figura 18, que apresenta as curvas de ganho do conversor para esta região. A expressão (3.18) para o ganho nessa região, coincide com a expressão de ganho da região R2 no MCC, uma vez que as expressões para tensão nos capacitores V_{c1} e V_{c2} também coincidem, conforme apresentado detalhadamente em Bastos (2017). A variável D refere-se à razão cíclica, e n à relação de transformação.

Figura 18 – Ganho estático do conversor (G) em relação ao ciclo de trabalho (D) em MCC na R3



Fonte: Adaptado de Bastos (2017).

$$G_{R3} = \frac{n+1}{1-D} \quad (3.18)$$

3.2.3 Projeto de componentes do circuito de potência

O projeto dos componentes do circuito de potência do conversor parte das considerações e especificações iniciais apresentadas no Tópico 3.2.1. Todo o equacionamento apresentado a seguir foi proposto e detalhado em Bastos et al. (2016), Bastos (2017), que delimita para o projeto, a operação do conversor na região R2 do MCC. Iniciando pela determinação dos parâmetros iniciais de corrente de saída I_o , e de entrada I_{in} , resistência da carga R_{out} e período de comutação T_s , com η referindo-se ao rendimento do transformador, determinados por:

$$I_o = \frac{P_o}{V_{out}} \quad (3.19)$$

$$R_{out} = \frac{V_{out}}{I_o} \quad (3.20)$$

$$I_{in} = \frac{P_o}{\eta \cdot V_{in}} \quad (3.21)$$

$$T_s = \frac{1}{fs} \quad (3.22)$$

Como apresentado no tópico 3.2.2, o ganho estático do conversor $G_{R2(MCC)}$, na R2 do MCC, é derivado das Equações (3.11) e (3.12), conforme lembrado na expressão (3.23).

$$G_{R2(MCC)} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{n+1}{1-D} \quad (3.23)$$

Consequentemente, rearranjando a expressão (3.23) o ciclo de trabalho do conversor pode ser definido a partir de:

$$D = 1 - (n+1) \cdot \frac{V_{in}}{V_{out}} \quad (3.24)$$

Já no que diz respeito aos esforços no transformador trifásico T_{Y-Y} , as expressões (3.25) e (3.26) detalham os esforços de tensão, respectivamente, nos enrolamentos primário e secundário.

$$V_{Lp(eficaz)} = D \cdot V_{out} \cdot \frac{\sqrt{6}}{6} \quad (3.25)$$

$$V_{Ls(eficaz)} = D \cdot V_{out} \cdot \frac{n \cdot \sqrt{6}}{6} \quad (3.26)$$

Os esforços de corrente dos enrolamentos primário e secundário, bem como a potência aparente em T_{Y-Y} são apresentados sequencialmente:

$$I_{Lp(eficaz)} = I_{out} \cdot (n + 1) \cdot \frac{\sqrt{6 \cdot (5 - 3 \cdot D)}}{12 \cdot (1 - D)} \quad (3.27)$$

$$I_{Ls(eficaz)} = I_{out} \cdot \frac{\sqrt{2 \cdot (7 - 9 \cdot D)}}{6 \cdot (1 - D)} \quad (3.28)$$

$$S_{trafo} = \frac{3 \cdot V_{Lp(eficaz)} \cdot I_{Lp(eficaz)}}{\eta} \quad (3.29)$$

Para o indutor de entrada L , a corrente média sobre o mesmo é obtida através da expressão (3.30), com a corrente de entrada do conversor definida pela seguinte expressão (3.31).

$$I_{L(media)} = I_{L(eficaz)} = I_{in} \quad (3.30)$$

$$I_{in} = \frac{I_{out} \cdot (1 + n)}{\eta \cdot (1 - D)} \quad (3.31)$$

Em relação as expressões para ondulação de corrente no indutor de entrada, e de parametrização da mesma, ambas são definidas sequencialmente:

$$\Delta I_L = \frac{V_{out}}{f s L} \cdot \frac{\left(\frac{2}{3} - 3 \cdot D\right) \cdot (3 \cdot D - 1)}{3 \cdot (n + 1)} \quad (3.32)$$

$$\overline{\Delta I_L} = (2 - 3.D)(3.D - 1) = \frac{9.\Delta I_L.L.fs.(n + 1)}{V_{out}} \quad (3.33)$$

Ajustando a corrente parametrizada do indutor de acordo com a região R2 para o ganho e ciclo de trabalho definidos, obtém-se a expressão (3.34) para a indutância.

$$L = \frac{V_{out}}{36.fs.\Delta I_L(n + 1)} \quad (3.34)$$

Quanto aos esforços nos interruptores S_1 , S_2 e S_3 , a expressão (3.35) refere-se aos esforços de tensão, e as expressões (3.36) e (3.37) aos esforços de corrente.

$$V_{s1,s2,s3(maxima)} = \frac{V_{in}}{(1 - D)} \quad (3.35)$$

$$I_{S1,S2,S3(media)} = I_{out} \cdot \frac{(1 + n)(1 + D)}{6.(1 - D)} \quad (3.36)$$

$$I_{S1,S2,S3(eficaz)} = I_{out} \cdot \frac{(1 + n)(\sqrt{2.(13 - 7.D)})}{12.(1 - D)} \quad (3.37)$$

Quanto aos diodos $D1$ à $D9$, as expressões para os esforços de tensão máxima aos quais estão submetidos são apresentadas como:

$$V_{D1,D2,D3(maxima)} = -\frac{V_{in}}{1 - D} \quad (3.38)$$

$$V_{D4,D5,D6,D7,D8,D9(maxima)} = -\frac{n.V_{in}}{1 - D} \quad (3.39)$$

Já os esforços de corrente média e eficaz em cada conjunto de diodos, são apresentados nas seguintes expressões:

$$I_{D1,D2,D3,D4,D5,D6,D7,D8,D9(media)} = \frac{I_{out}}{3} \quad (3.40)$$

$$I_{D1,D2,D3,D7,D8,D9(eficaz)} = \frac{I_{out}}{3} \cdot \sqrt{\frac{1}{1-D}} \quad (3.41)$$

$$I_{D4,D5,D6(eficaz)} = \frac{I_{out} \cdot \sqrt{2 \cdot (5 - 7 \cdot D)}}{6 \cdot (1 - D)} \quad (3.42)$$

Finalmente, para o projeto do capacitor de saída, consideram-se as tensões sobre os capacitores V_{c1} e V_{c2} , uma vez que a expressão da tensão de saída é dada pelo somatório de V_{c1} e V_{c2} , conforme:

$$V_{out} = V_{c1} + V_{c2} = \frac{V_{in}}{(1-D)} + \frac{n \cdot V_{in}}{(1-D)} \quad (3.43)$$

Assim, a expressão para obtenção do capacitor de saída é desenvolvida como:

$$C_{out} = \frac{I_{out}}{fs \cdot \Delta V_{out}} \cdot \frac{(2 - 3 \cdot D) \cdot (3 \cdot D - 3 + (1 + n))}{9 \cdot (1 - D)} \quad (3.44)$$

Em síntese, aplicando os valores das especificações iniciais do conversor ao conjunto de expressões detalhadas, é concebida a Tabela 3, fornecendo todos os principais parâmetros de projeto estabelecidos para a topologia. A partir da breve introdução feita em relação às características, parâmetros e ao funcionamento do conversor escolhido, torna-se possível prosseguir para obtenção de seu circuito equivalente.

3.3 Metodologia de Transformação de Conversores

Nesta seção são descritos os procedimentos realizados para a geração do modelo de conversor equivalente com base nos parâmetros do conversor original, para validação do uso da modelagem pelo método do conversor equivalente no estudo de conversores CC-CC com célula de comutação de múltiplos estágios.

3.3.1 Modulações PWM e formas de onda fundamentais

Definido o método do circuito equivalente como ferramenta facilitadora para modelagem do conversor CC-CC *Boost* ATCT-CCQE, a obtenção de um modelo de conversor

Tabela 3 – Especificações e parâmetros do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE

Especificação / Parâmetro	Notação	Valor	Unidade
Tensão de entrada	V_{in}	86	V
Potência de saída	P_o	3	kW
Tensão de saída	V_{out}	400	V
Ondulação de tensão	ΔV_{out}	4	V
Rendimento do transformador	η	96%	-
Relação de transformação (Trafo Y-Y)	n	1:1	-
Tensão máxima dreno-fonte	V_{DSmax}	200	V
Corrente de entrada	I_{in}	36,34	A
Corrente de saída	I_o	7,5	A
Frequência de chaveamento	f_s	35	kHz
Período de chaveamento	T_s	28,57	μs
Ciclo de trabalho	D	0,57	-
Indutância	L	29,12	μH
Capacitância da ponte superior	C_1	2,2	μF
Capacitância da ponte inferior	C_2	2,2	μF
Capacitância do filtro de saída	C_{out}	340	μF
Resistência série da carga	R_{se}	0,14	Ω
Resistência de carga	R_{out}	53,33	Ω

Fonte: Adaptado de Bastos et al. (2019).

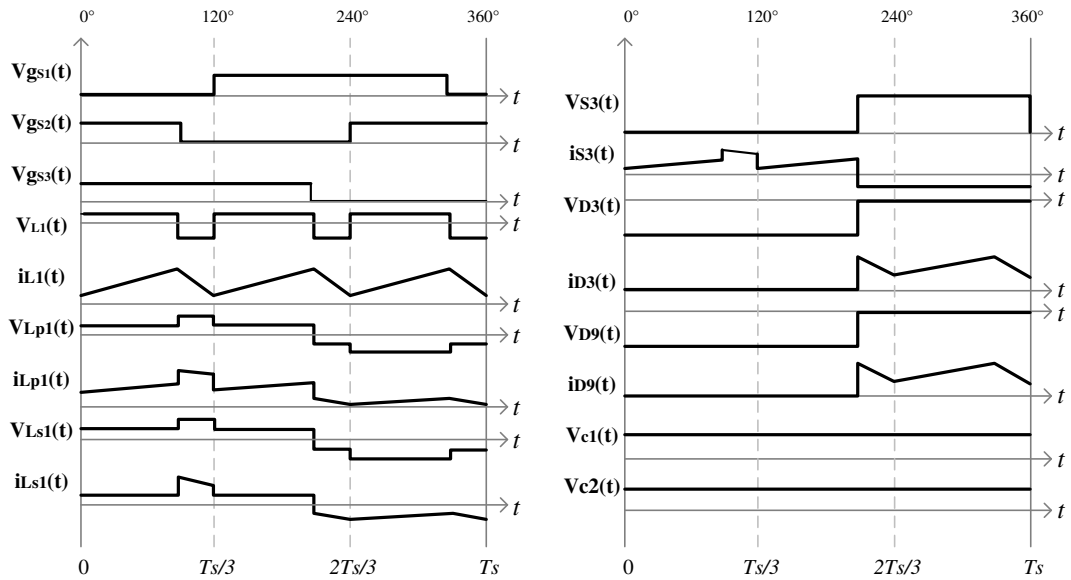
equivalente parte da análise de sua modulação por largura de pulso (PWM). Conforme as considerações sobre a topologia, apresentadas na seção anterior, são apresentadas na Figura 19 as formas de onda fundamentais do conversor, considerando sua operação em R2 do MCC. Deste modo, em termos de fluxo de energia, em um período completo de comutação T_s , ocorrem três etapas de armazenamento de energia pelo indutor L , e transferência de três parcelas de energia do indutor para a carga, considerando as três chaves ativas atuantes nesta célula de comutação.

Os pulsos para acionamento dos interruptores S_1 , S_2 e S_3 operam defasados em 120 graus com um ciclo de trabalho D , proporcionando em termos de operação que até dois desses interruptores conduzam simultaneamente. Neste momento de condução simultânea ocorre o armazenamento de energia pelo indutor L . Ao considerar a equivalência da modulação PWM do conversor com configuração CCQE para um conversor de ordem reduzida com um único interruptor S' , a modulação resultante é definida em um único pulso com ciclo de trabalho D^* , definido pela largura de pulso dos intervalos de superposição de condução das chaves.

Deste modo, a relação de equivalência das três chaves do conversor original para uma única chave S' , obedece uma frequência de chaveamento equivalente igual a três vezes a frequência de chaveamento do conversor original. A Figura 20 fornece o detalhamento da

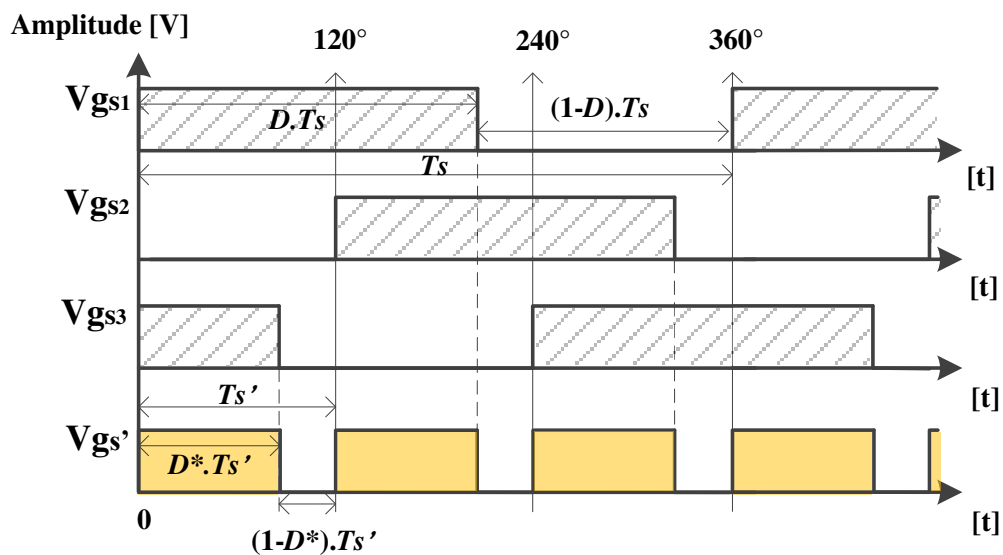
relação entre a modulação PWM do conversor CC-CC *Boost* ATCT-CCQE (V_{gs1} , V_{gs2} e V_{gs3}) com a de seu modelo equivalente (V_{gs}').

Figura 19 – Formas de onda fundamentais do conversor CC-CC *Boost* ATCT-CCQE: R2 do MCC



Fonte: Adaptado de Bastos (2017).

Figura 20 – Modulação PWM dos conversores original e equivalente

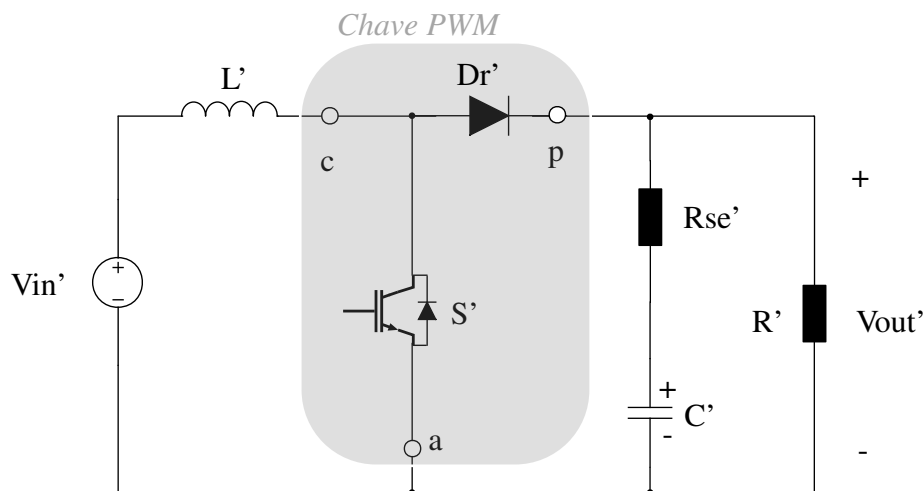


Fonte: Elaborada pela autora.

3.3.2 Topologia do conversor equivalente

Dada a característica de funcionamento do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE, com base em sua modulação e suas formas de onda fundamentais, sua correspondência mais próxima dentre os conversores clássicos da literatura é o conversor CC-CC Boost clássico. Com modelo de circuito baseado nessa estrutura, a Figura 21 mostra a topologia composta pela fonte de entrada V_{in}' , indutor L' , diodo retificador D_r' , interruptor S' , capacitor de filtro C' , resistência série do capacitor R_{se}' e resistência de carga R' . A Figura 21 inclui ainda a representação genérica do modelo de chave PWM, onde a representa o componente ativo, p o componente passivo, e c o ponto comum entre os dois.

Figura 21 – Conversor CC-CC Boost equivalente



Fonte: Elaborada pela autora.

3.3.3 Tabela de transformação de grandezas elétricas

Para obtenção da equivalência entre os parâmetros do modelo proposto da Figura 21 e o conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE, admitem-se algumas considerações:

1. A idealidade dos componentes magnéticos (indutor e transformador) e semicondutores do circuito de origem (diodos interruptores);
2. Operação na região R2 ($0,33 < D < 0,67$) do modo de condução contínua (MCC);
3. Referenciação dos parâmetros de entrada do circuito para o lado de saída do conversor.

Estabelecida a equivalência da frequência de chaveamento f_s' , baseada no período de chaveamento equivalente T_s' fornecidos pela análise da modulação PWM, define-se o ciclo

de trabalho D^* correspondente para a modulação da chave S' . A partir da delimitação destes novos valores, dos parâmetros já referidos na Tabela 3 e do ganho do conversor CC-CC Boost clássico, pode-se obter o valor de tensão de entrada equivalente (V_{in}'). Relacionando este valor encontrado com a tensão de entrada do conversor ATCT-CCQE, obtêm-se a relação de tensões rv , que por sua vez, permite determinar o novo valor de indutância L' .

Na Tabela 4 são detalhadas as relações implementadas na transformação das grandezas elétricas, para obtenção dos parâmetros do conversor equivalente. Considera-se nesta transformação que o circuito está referido à saída de 400 V.

Tabela 4 – Transformação de grandezas para obtenção do conversor CC-CC Boost equivalente

Parâmetro	Especificação	Valor	Unidade
$f_{s'}$	$3 \cdot f_s$	105	kHz
$T_{s'}$	$\frac{T_s}{3}$	9,524	μs
D^*	$3 \cdot D - 1$	0,71	-
$\overline{D^*}$	$1 - D^*$	0,29	-
V_{out}'	V_{out}	400	V
V_{in}'	$V_{out}'(1 - D^*)$	116	V
rv	$\frac{V_{in}'}{V_{in}}$	1,349	-
L'	$L(rv^2)$	52,983	μH
C'	$C_{out} + \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$	344	μF
R_{se}'	R_{se}	0,14	Ω
R'	R_{out}	53,33	Ω
I_L'	$\frac{I_{in}}{rv}$	26,94	A
I_c'	$-I_L'$	-26,94	A

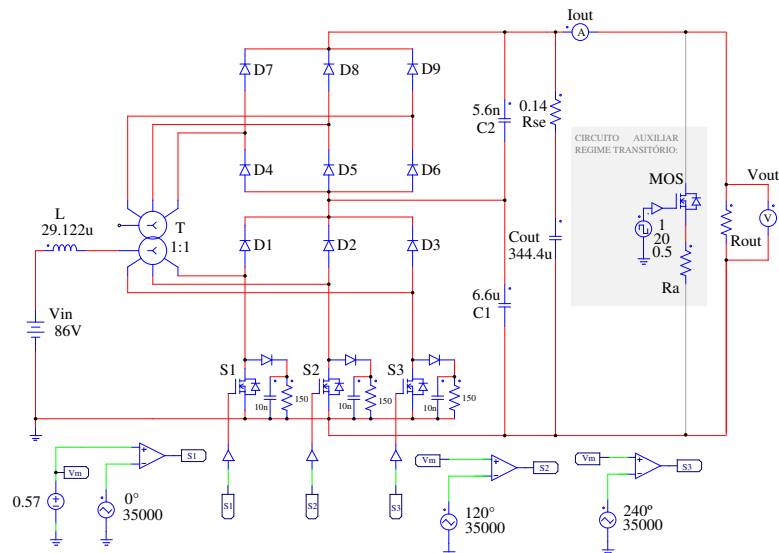
Fonte: Elaborada pela autora.

3.4 Verificação de Grandes Sinais de Ambos os Conversores

A etapa de verificação de grandes sinais do conversor Boost ATCT-CCQE e do conversor equivalente proposto se caracteriza pela realização de simulações submetendo ambos os conversores aos mesmos níveis de potência de saída, tanto na operação em regime permanente quanto em regime transitório. A partir dos resultados obtidos torna-se possível verificar a compatibilidade entre os modelos.

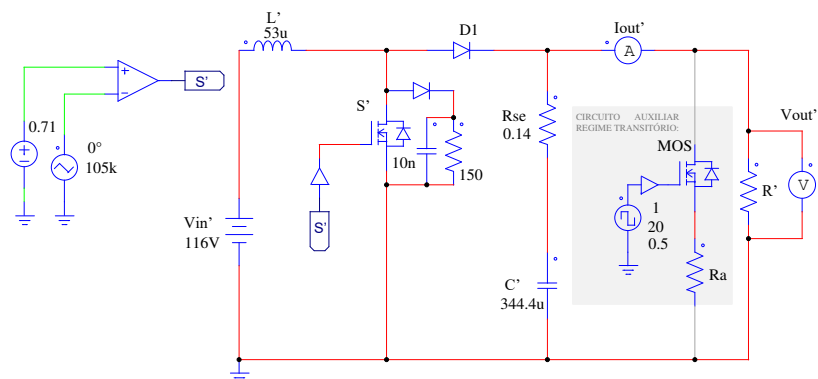
Com o auxílio do *software* PSIM, os circuitos de simulação para o conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE são construídos a partir da Tabela 3. A Figura 22 refere-se ao circuito para simulação em regime permanente com o trecho auxiliar desabilitado, e o circuito da Figura 22 com trecho auxiliar habilitado equivale ao circuito para simulação em regime transitório. De maneira análoga, para o conversor Boost equivalente são utilizados os parâmetros da Tabela 4, com o circuito da Figura 23 com o ramo auxiliar desabilitado se referindo à simulação em regime permanente, e o mesmo circuito com o trecho auxiliar habilitado se referindo ao regime transitório.

Figura 22 – Circuito do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE: Simulações em regime permanente e transitório



Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 23 – Circuito do conversor Boost equivalente: Simulações em regime permanente e transitório

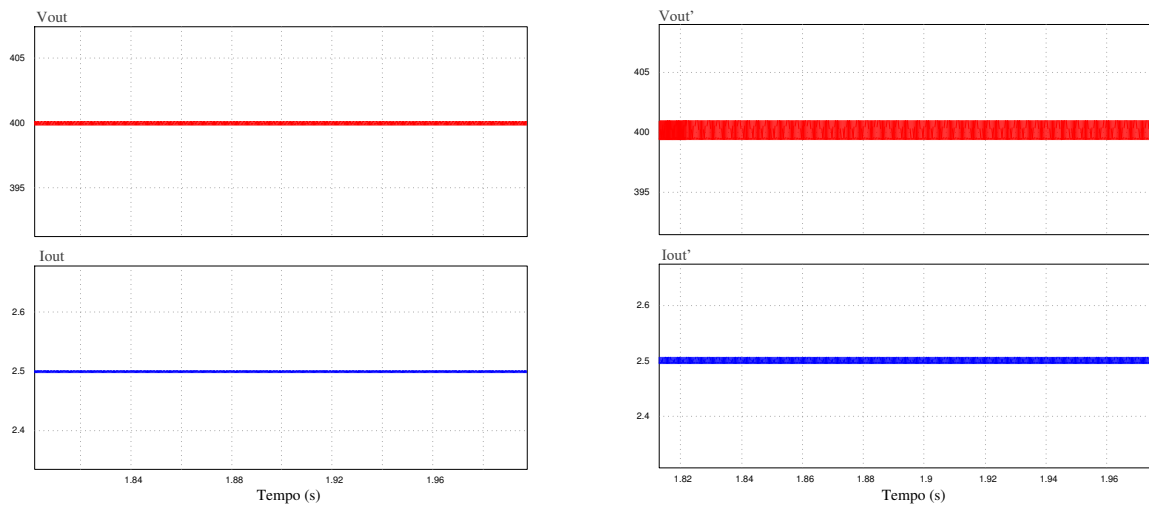


Fonte: Elaborada pela autora.

3.4.1 Resultados de simulação em regime permanente

As simulações em regime permanente de ambos os conversores foram realizadas a partir dos circuitos das Figuras 22 e 23, respectivamente, para 33%, 50% e 100% da potência de saída. Assim, sabendo que a transformação de equivalência entre os conversores se refere aos parâmetros de saída, são obtidas as formas de onda de tensão e corrente de saída dos conversores nas figuras de 24 a 25.

Figura 24 – Resultados de simulação em regime permanente para 33% da potência de saída

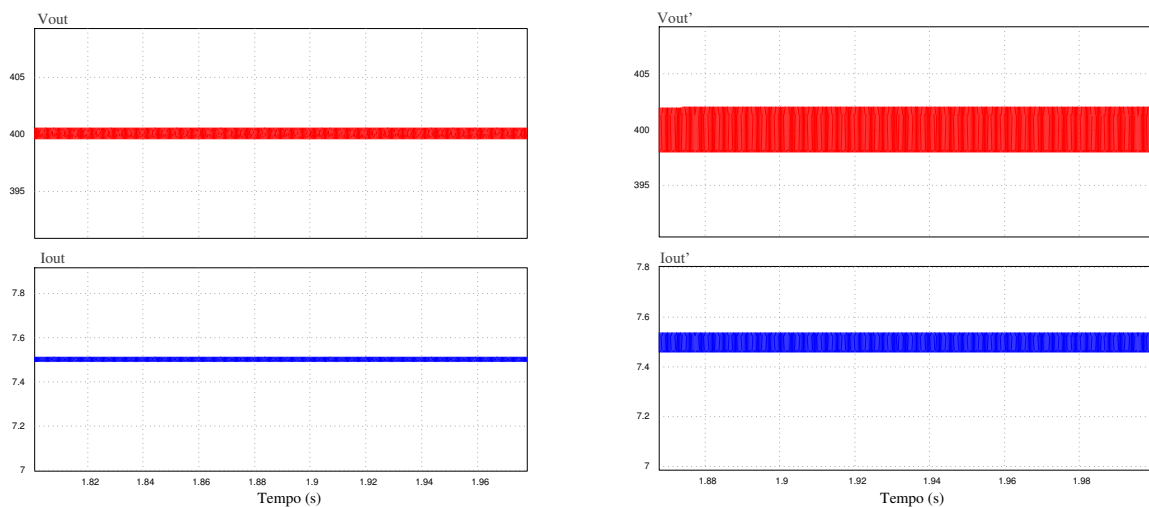


(a) Conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE.

(b) Conversor CC-CC Boost equivalente.

Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 25 – Resultados de simulação em regime permanente para 100% da potência de saída

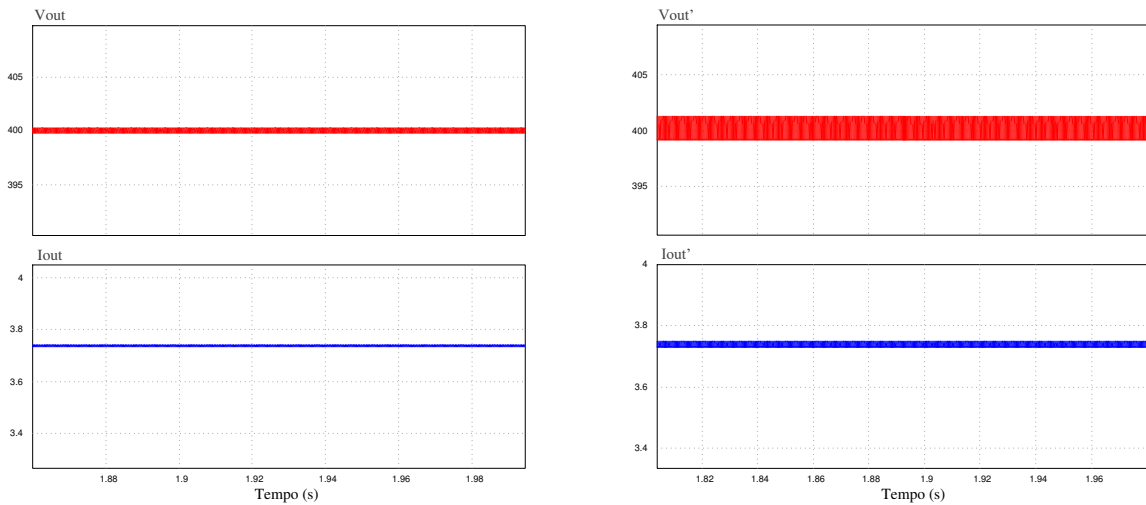


(a) Conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE.

(b) Conversor CC-CC Boost equivalente.

Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 26 – Resultados de simulação em regime permanente para 50% da potência de saída



(a) Conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE.

(b) Conversor CC-CC Boost equivalente.

Fonte: Elaborada pela autora.

Os resultados de simulação em regime permanente para 33% da potência nominal de saída são mostrados na Figura 24(a) para o conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE e na Figura 24(b) para o conversor CC-CC Boost Equivalente. Já as curvas de resposta para o nível de 50% da potência nominal de saída, são obtidas nos gráficos das Figuras 26(a) e 26(b), referindo-se sequencialmente ao conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE e ao seu equivalente. Finalmente, as formas de onda de saída para as simulações com potência nominal de saída dos conversores, são mostradas na Figura 25(a) para o conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE, e na Figura 25(b) para o conversor CC-CC Boost equivalente.

3.4.2 Tabela comparativa em regime permanente de ondulações de tensão e corrente com 33%, 50% e 100% da potência de saída

Partindo das formas de onda de tensão e corrente de saída dos conversores obtidas nas figuras de 24 a 25, são realizadas as medições de ondulação de tensão e corrente para cada um dos três níveis de potência destacados. A Tabela 5 fornece o comparativo entre os parâmetros de ondulação de saída em regime permanente dos conversores.

Os resultados de simulação mostram que o desempenho da topologia com a ATCT-CCQE promove ondulações de tensão e corrente muito inferiores aos valores teóricos estimados para esses parâmetros. Contudo, como mostrado na Tabela 5, apesar dos valores de ondulações medidos para o conversor CC-CC Boost equivalente superarem os valores medidos para o

conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE, ambos os conversores registram valores de ΔV_{out} e ΔI_{out} inferiores aos valores teóricos estabelecidos em projeto.

Tabela 5 – Comparativo de ondulações de tensão e corrente em regime permanente

Potência	100%	50%	33%	
	3 kW	1,5 kW	1 kW	
$R_{out}/R_{out'}$	53,33 Ω	106,66 Ω	160 Ω	
$I_{out}/I_{out'}$	7,5 A	3,75 A	2,5 A	
Conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE	ΔV_{out}	0,83 V	0,4 V	0,25 V
		0,21% V_{out}	0,1% V_{out}	0,06% V_{out}
	ΔI_{out}	15 mA	4,2 mA	1,6 mA
		0,20% I_{out}	0,11% I_{out}	0,06% I_{out}
Conversor CC-CC Boost equivalente	$\Delta V_{out'}$	3,9 V	2,1 V	1,5 V
		0,97% $V_{out'}$	0,52% $V_{out'}$	0,37% $V_{out'}$
	$\Delta I_{out'}$	73 mA	19 mA	9,2 mA
		0,97% $I_{out'}$	0,51% $I_{out'}$	0,37% $I_{out'}$
Teórico	ΔV_o	1% V_o	1% V_o	1% V_o
		4 V	4 V	4 V
	ΔI_o	1% I_o	1% I_o	1% I_o
		75 mA	37,5 mA	25 mA

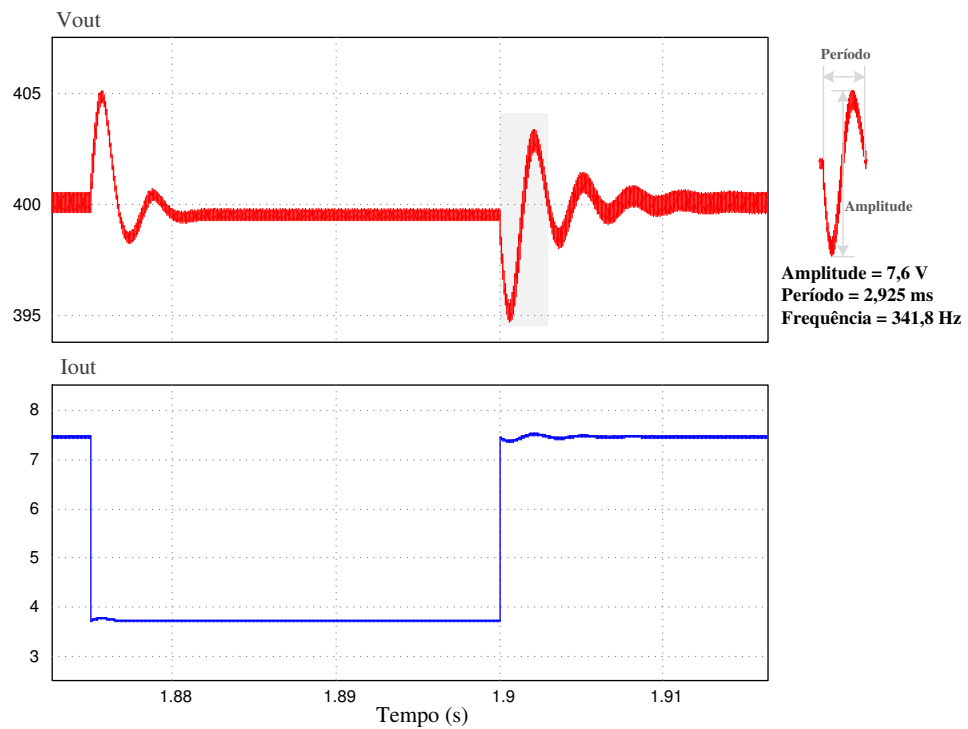
Fonte: Elaborada pela autora.

3.4.3 Resultados de simulação em regime transitório (degrau de carga em malha aberta)

Para obter resultados de simulação em regime transitório, são realizados dois procedimentos de degrau de carga para cada conversor. É habilitado o ramo auxiliar destacado nos circuitos das figuras 22 e 23, composto pelo resistor auxiliar R_a , que assume valores complementares ao resistor de saída de acordo com o nível de potência pretendido e é acionado por um MOSFET. Para um degrau de carga de 100% para 50%, R_a e R_{out}/R' assumem o valor de 106,33 Ω . Enquanto para um degrau de 100% à 33% da carga, R_a assume o valor de 83 Ω e R_{out}/R' o de 160 Ω .

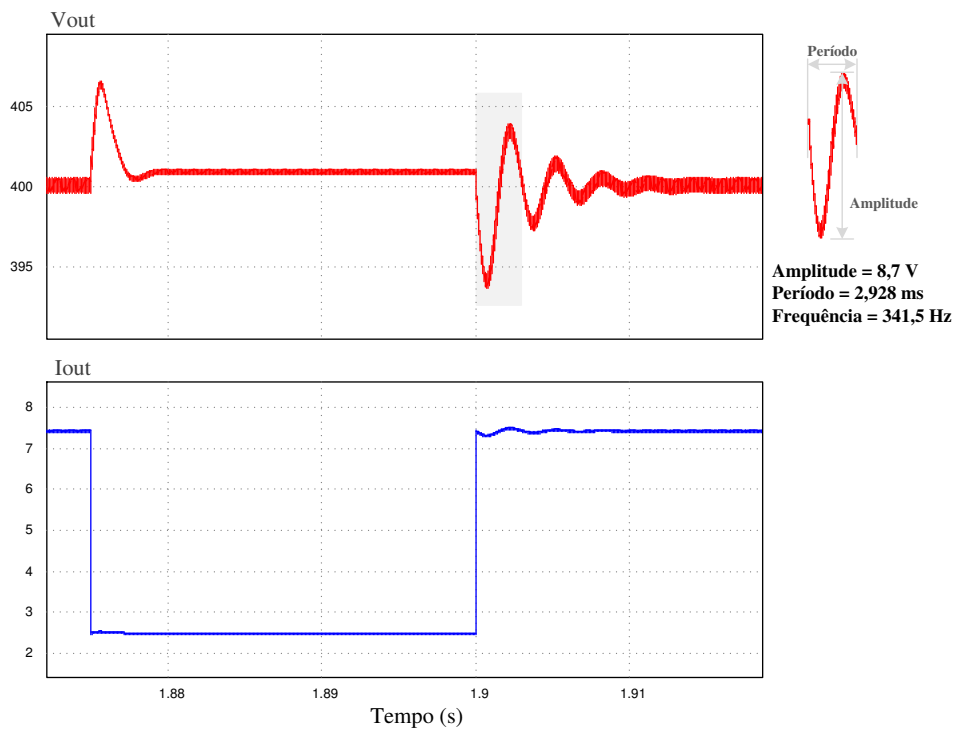
Os resultados obtidos com a simulação do circuito da Figura 22 são mostrados na Figura 27, para uma variação de carga de 100%-50%-100%, e na Figura 28 para uma variação de carga de 100%-33%-100%. Enquanto isso, para o circuito da Figura 23 os resultados de simulação são obtidos na Figura 29, para a variação de carga de 100%-50%-100%, e na Figura 30 para níveis de carga 100%-33%-100%. Todos os resultados refere-se ao comportamento da tensão e corrente de saída dos conversores diante da variação de carga.

Figura 27 – Conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE: Resultado de simulação em regime transitório para 100%, 50% e 100% da carga



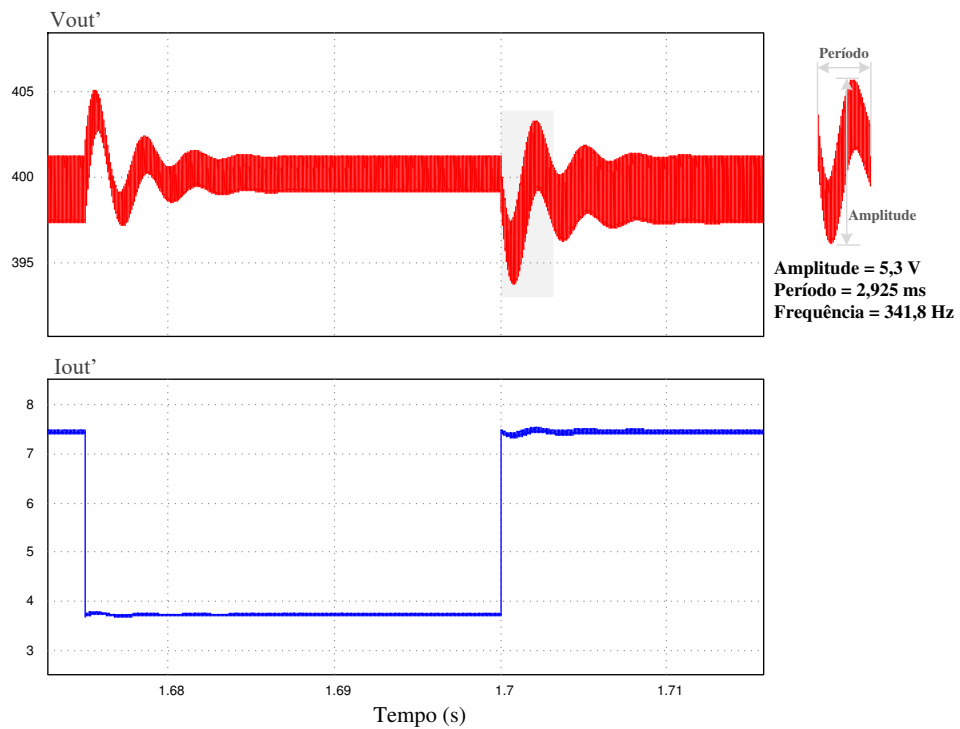
Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 28 – Conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE: Resultado de simulação em regime transitório para 100%, 33% e 100% da carga



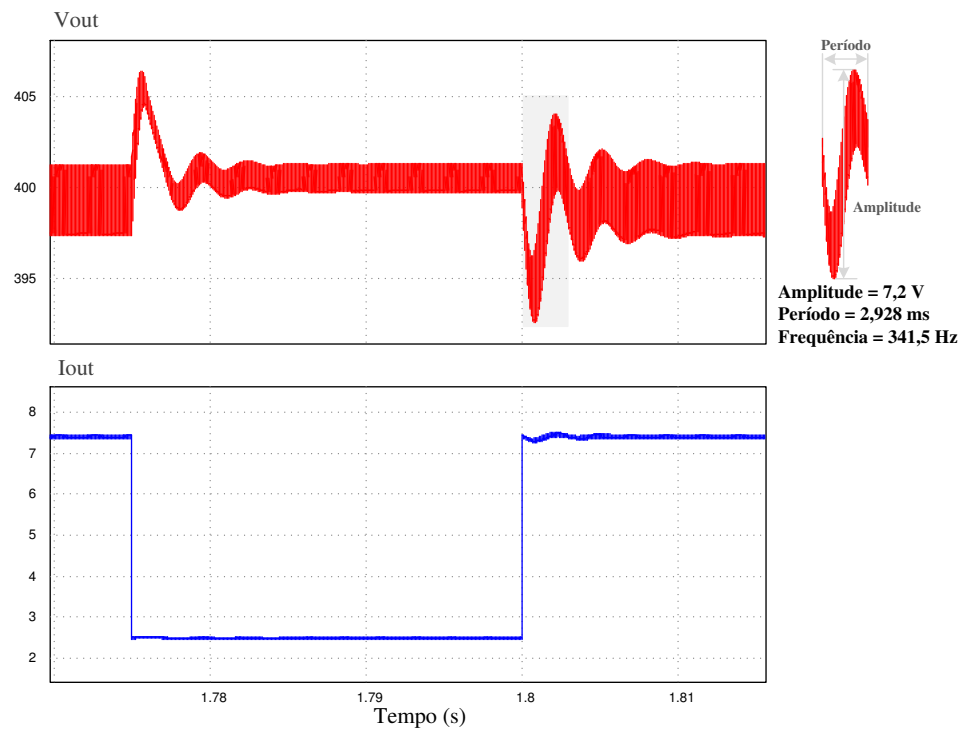
Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 29 – Conversor Boost equivalente: Resultado de simulação em regime transitório para 100%, 50% e 100% da carga



Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 30 – Conversor Boost equivalente: Resultado de simulação em regime transitório para 100%, 33% e 100% da carga



Fonte: Elaborada pela autora.

Ainda nas Figuras de 27 à 30, são destacados valores de medição referentes ao primeiro período de oscilação das curvas de tensão de saída. São registrados os valores de amplitude, período e frequência de oscilação para cada um dos casos de variação de carga. Para variações de carga de 100%-50%-100%, o conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE e o seu modelo equivalente registram o mesmo período e, conseqüentemente, a mesma frequência de oscilação (341,8 Hz). O mesmo comportamento do primeiro período de oscilação da curva de tensão de saída é observado para variações de carga de 100%-33%-100% em ambos os conversores, registrando valores iguais de frequência de oscilação (341,5 Hz). Para validar os valores medidos, pode-se compara-los com o resultado teórico obtido através da expressão 3.45 para frequência de oscilação, confirmando a coerência entre os valores.

$$f_o = \frac{\overline{D}^*}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L' \cdot C'}} = 341,7 \text{ Hz} \quad (3.45)$$

3.4.4 Tabela comparativa em regime transitório de sobressinais de tensão e corrente com 33%, 50% e 100% da potência de saída

Diante dos resultados em regime transitório dos conversores, obtidos nas figuras de 27 a 30, são registrados os valores correspondentes dos sobressinais de tensão e corrente saída de cada conversor, conforme o degrau de carga aplicado, assim como os tempos de estabilização dos circuitos para cada condição. Assim, é construída a Tabela 6 de comparativo do comportamento dos conversores em regime transitório de variação de carga.

O detalhamento do comportamento em regime transitório do conversor CC-CC Boost equivalente, em relação ao conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE, é estabelecido através dos sobressinais e do tempo de estabilização das curvas de tensão e corrente de saída dos conversores. Em termos de sobressinal das curvas de tensão de saída (V_{out} e $V_{out'}$), o conversor CC-CC Boost equivalente apresenta valores até 30,2% inferiores ao conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE. O mesmo comportamento é observado para os sobressinais das curvas de corrente de saída (I_{out} e $I_{out'}$), com exceção do degrau de carga de 100%. R_{out} para 33,33%. R_{out} , onde o valor medido para o conversor CC-CC Boost equivalente é superior em 2,6%.

Já no que diz respeito ao tempo de estabilização, o conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE apresenta valores inferiores ao conversor CC-CC Boost equivalente, sendo, no caso do degrau de carga de 100%. R_{out} para 33,33%. R_{out} , 60% menor. Contudo, apesar do desempenho inferior do conversor CC-CC Boost equivalente em termos de estabilização, a frequência de

oscilação registrada para ambos os conversores é igual, conforme mostrado nas figuras de 27 a 30.

Tabela 6 – Comparativo em regime transitório de sobressinais de tensão e corrente

Conversor CC-CC Boost	ATCT-CCQE	Equivalente	Erro
Degrau de carga ($100\%.R_{out} \rightarrow 50\%.R_{out}$)			
Sobressinal $V_{out}/V_{out'}$	6,4 V	5,9 V	7,8 %
Sobressinal $I_{out}/I_{out'}$	60 mA	58 mA	3,3 %
Tempo de estabilização	8,8 ms	11 ms	25 %
Aumento de carga ($50\%.R_{out} \rightarrow 100\%.R_{out}$)			
Sobressinal $V_{out}/V_{out'}$	7,6 V	5,3 V	30,2 %
Sobressinal $I_{out}/I_{out'}$	147 mA	102 mA	30,6 %
Tempo de estabilização	16 ms	12 ms	25 %
Frequência de oscilação f_o	341,8 Hz	341,8 Hz	-
Degrau de carga ($100\%.R_{out} \rightarrow 33,33\%.R_{out}$)			
Sobressinal $V_{out}/V_{out'}$	5,8 V	5,6 V	3,4 %
Sobressinal $I_{out}/I_{out'}$	38 mA	39 mA	2,6 %
Tempo de estabilização	4,4 ms	11 ms	60 %
Aumento de carga ($33,33\%.R_{out} \rightarrow 100\%.R_{out}$)			
Sobressinal $V_{out}/V_{out'}$	8,4 V	7,2 V	16,6 %
Sobressinal $I_{out}/I_{out'}$	172 mA	143 mA	16,8 %
Tempo de estabilização	13,6 ms	13 ms	4,4 %
Frequência de oscilação f_o	341,5 Hz	341,5 Hz	-

Fonte: Elaborada pela autora.

3.5 Fundamentação de Equivalência dos Conversores Baseado nos Resultados da Seção 3.4

Considerando os resultados das simulações de grandes sinais dos conversores abordados, obtidos na seção 3.4, torna-se possível uma verificação de compatibilidade entre os dois modelos. Os dados obtidos de comportamento em regime permanente, fornecem as ondulações de tensão e corrente dos dois conversores quando submetidos a três diferentes níveis de potência. Em síntese, a Tabela 5 evidencia que embora o modelo de conversor equivalente apresente uma ondulação superior de tensão e corrente quando comparado ao conversor de origem, o percentual de ondulação respeita o valor teórico estabelecido, com todas as ondulações, para os três níveis de potência, sendo inferiores aos valores teóricos do projeto.

Complementarmente, como mostrado na Tabela 6, as simulações em regime transitório, com implementação de degrau de carga em malha aberta, mostram que o conversor CC-CC

Boost ATCT-CCQE possui um tempo de estabilização inferior ao modelo equivalente proposto, que, por sua vez, registra menores valores de sobressinal para as curvas de tensão e corrente de saída. Apesar das diferenças registradas, destaca-se a semelhança entre os dois conversores quanto à frequência de oscilação, quando submetidos aos dois diferentes níveis de degrau de carga, apresentando os mesmos valores de f_o em cada um dos casos. Assim, os sobressinais de tensão de corrente de saída registrados para o conversor equivalente, possuem, para todos os casos simulados, magnitudes e tempos de estabilização satisfatórios em relação aos do conversor original, principalmente quando considerada a igualdade da frequência de oscilação.

3.6 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentadas de forma resumida a topologia do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE, suas características, os parâmetros de projeto e seu funcionamento nas três regiões de operação do MCC. Foi aplicada à topologia apresentada uma metodologia de transformação deste conversor para um modelo equivalente mais simplificado, a partir da análise da modulação PWM e formas de onda fundamentais do conversor. Após a proposta do modelo de conversor CC-CC Boost equivalente, foram realizadas simulações em regime permanente e transitório dos dois conversores, sinalizando a compatibilidade entre os dois conversores com base em seus respectivos comportamentos quando submetidos ao mesmo nível de carga.

4 MODELAGEM DO CONVERSOR CC-CC BOOST ATCT-CCQE ATRAVÉS DO CONVERSOR CC-CC BOOST EQUIVALENTE

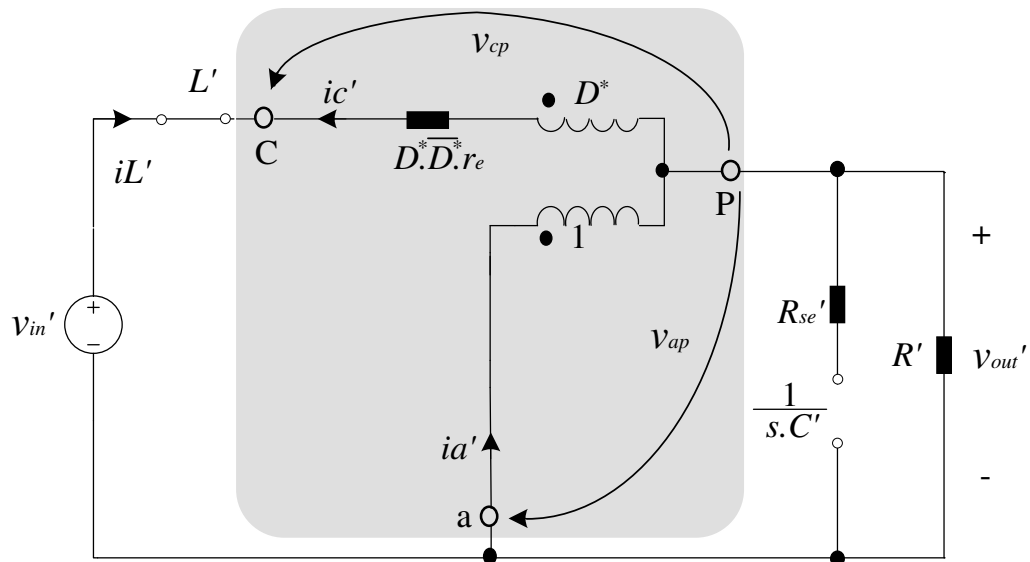
4.1 Considerações Iniciais

Fundamentando-se nas considerações de equivalência de conversores abordadas no capítulo anterior, apresenta-se a seguir, a modelagem do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE através do seu respectivo modelo de conversor equivalente, considerando para isto, os modelos CC e CA da chave PWM.

4.2 Conversor Equivalente com Modelo CC da Chave PWM

O circuito do conversor equivalente com modelo CC da chave PWM corresponde à representação da Figura 31. Diante da topologia de conversor CC-CC Boost equivalente, a determinação do ganho estático referente a essa nova configuração é descrita a seguir.

Figura 31 – Modelo CC da chave PWM



Fonte: Elaborada pela autora.

4.2.1 Determinação do ganho estático

A determinação do ganho estático é realizada conforme a análise do circuito da Figura 31, do qual obtém-se o sistema composto pelas Equações (4.1), (4.2), (4.3), (4.4) e (4.5).

$$V_{in'} = V_{out'} + V_{cp} \quad (4.1)$$

$$ic' = ia' - \frac{V_{out'}}{R'} \quad (4.2)$$

$$ia' = D^* \cdot ic' \quad (4.3)$$

$$V_{cp} = -D^* \cdot V_{out'} - ic' \cdot D^* \cdot \overline{D^*} \cdot r_e \quad (4.4)$$

$$V_{ap} = -V_{out'} \quad (4.5)$$

Substituindo (4.3) em (4.2), e (4.4) em (4.1) chega-se, respectivamente, às expressões:

$$ic' = -\frac{V_{out'}}{\overline{D^*} \cdot R'} \quad (4.6)$$

$$V_{in'} = V_{out'} - D^* \cdot V_{out'} - ic' \cdot D^* \cdot \overline{D^*} \cdot r_e \quad (4.7)$$

Aplicando a expressão (4.6) em (4.7), e desenvolvendo o resultado obtido, tem-se:

$$V_{in'} = V_{out'} + D^* \cdot V_{out'} + \frac{V_{out'} \cdot D^* \cdot \overline{D^*} \cdot r_e}{\overline{D^*} \cdot R'} \quad (4.8)$$

$$V_{in'} = V_{out'} \left(1 - D^* + \frac{D^* \cdot r_e}{R'} \right) \quad (4.9)$$

$$\frac{V_{out'}}{V_{in'}} = \frac{1}{1 - D^* + \frac{D^* \cdot r_e}{R'}} \quad (4.10)$$

Fazendo r_e igual a zero, é obtida a seguinte expressão para o ganho do conversor:

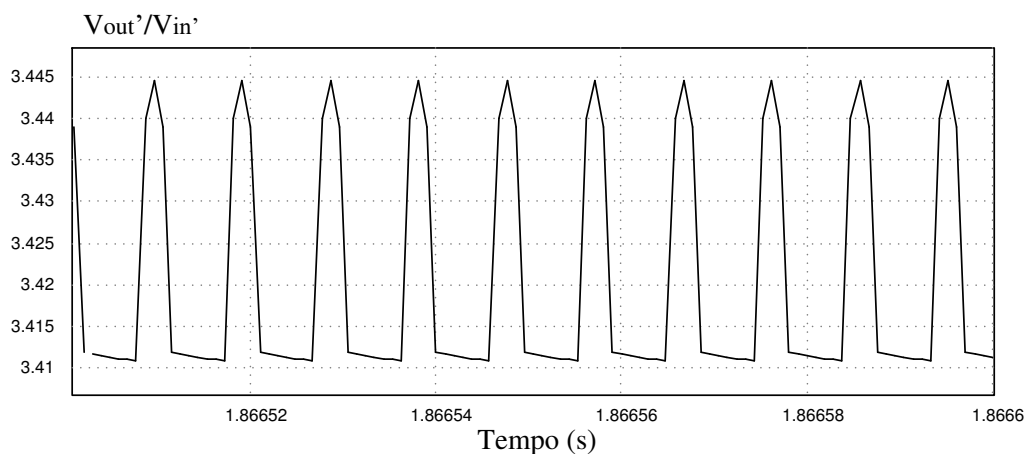
$$\frac{V_{out'}}{V_{in'}} = \frac{1}{1 - D^*} \quad (4.11)$$

Substituindo os parâmetros da Tabela 4 na Equação (4.11) para o ganho do conversor equivalente, tem-se:

$$\frac{V_{out'}}{V_{in'}} = 3,44 \quad (4.12)$$

Assim, para validar o ganho estático teórico encontrado, utiliza-se a validação por simulação do circuito. Para a simulação foi utilizado o mesmo circuito da Figura 23, com o esquemático do conversor CC-CC Boost equivalente no *software* PSIM. Considerando a carga $R' = 53,33 \Omega$ para a potência nominal, a curva de resultado da simulação do ganho estático V_{out}/V_{in} é mostrada na Figura 32, com valor médio obtido de 3,42.

Figura 32 – Resultado de simulação do ganho V_{out}/V_{in} do conversor equivalente

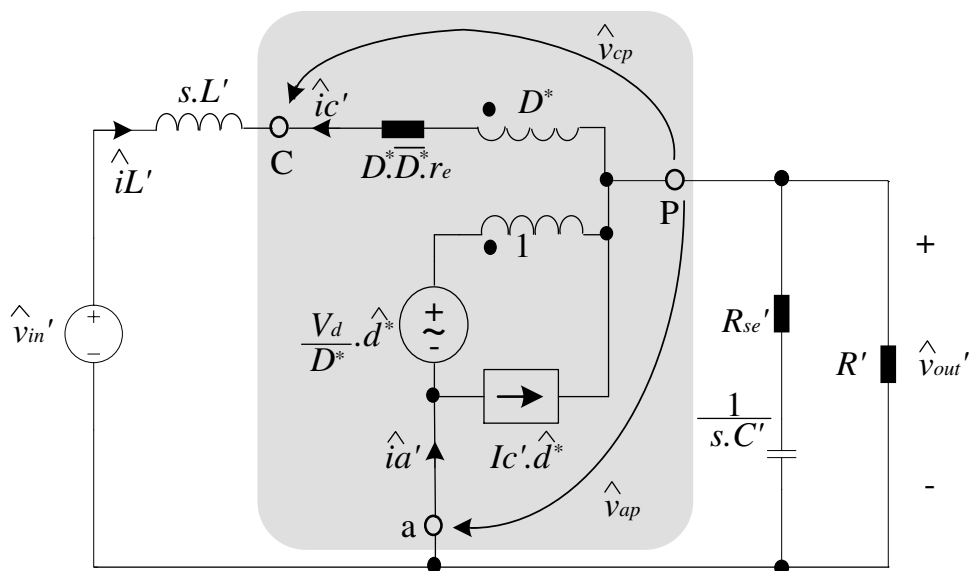


Fonte: Elaborada pela autora.

4.3 Conversor Equivalente com Modelo CA ou Pequeno Sinal da Chave PWM

Obtido um modelo clássico equivalente que represente a topologia de conversor proposto, deve-se verificar essa equivalência conforme simulação e modelagem. Para a etapa de modelagem do conversor equivalente, utiliza-se o modelo de pequenos sinais da chave PWM de Vorpérian (1990b), mostrado na Figura 33. A partir desse circuito são modeladas as funções de transferência características do conversor. Para os conversores CC-CC com modulação por largura de pulso, estratégias de controle por modo tensão e por modo corrente média, são amplamente aplicados e requerem a utilização de funções de transferência específicas (TANG; LEE; RIDLEY, 1993b).

Figura 33 – Modelo CA de pequenos sinais da chave PWM



Fonte: Elaborada pela autora.

4.4 Determinação das Funções de Transferência Mais Relevantes

Em técnicas como o controle em modo de tensão, utiliza-se a função de transferência (FT) que relaciona a tensão de saída e a razão cíclica do conversor, denominada $G_{v'}(s)$. Por sua vez, a técnica de controle em modo corrente média requer uma função de transferência relacionando a corrente do indutor com a razão cíclica, e uma função relacionando a tensão de saída com a corrente no indutor, denominadas respectivamente de $G_{i'}(s)$ e $G_{v_i'}(s)$. Diante da

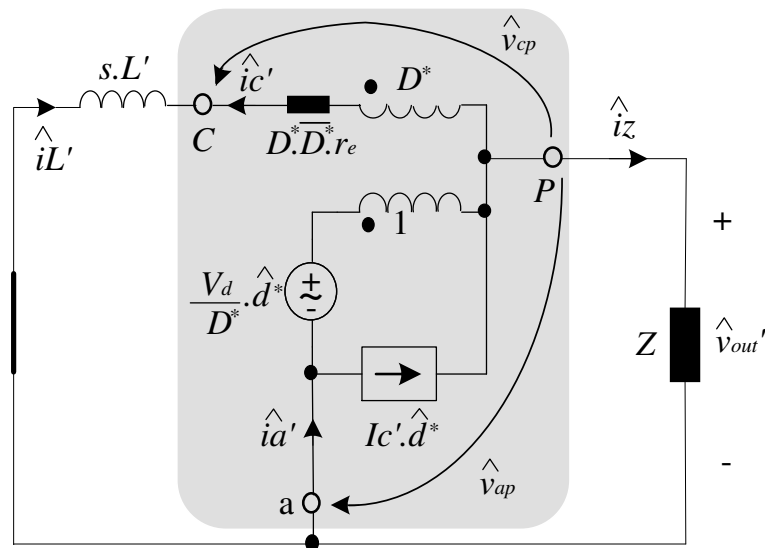
relevância de aplicação, a modelagem e validação se concentrará nas três FTs citadas.

4.4.1 Função de transferência relacionando tensão de saída à razão cíclica, $G_{v'}(s)$

Para descrever a função de transferência da tensão de saída pelo ciclo de trabalho, apresentada na Equação (4.13), em função dos parâmetros do circuito do conversor CC-CC Boost equivalente, são feitas algumas considerações para o circuito da Figura 33. A Figura 34 ilustra o modelo de pequenos sinais do circuito do conversor, considerando a fonte de tensão de entrada como um curto-circuito e expressando as impedâncias de saída como uma associação. A associação das impedâncias dada por Z é descrita pela Equação (4.14).

$$G_{v'}(s) = \left. \frac{\hat{v}_{out'}}{\hat{d}^*} \right|_{\hat{v}_{in'}=0} \quad (4.13)$$

Figura 34 – Modelo de pequenos sinais da chave PWM: circuito para $G_{v'}(s)$ e $G_{i'}(s)$



Fonte: Elaborada pela autora.

$$Z = \frac{R'(R_{se}'C's + 1)}{(R' + R_{se}')Cs + 1} \quad (4.14)$$

Partindo do circuito da Figura 34 e da expressão (4.13), é feita a análise das malhas e nós do circuito conforme a aplicação das leis de Kirchhoff, resultando no sistema composto

pelas Equações (4.15), (4.16), (4.17), (4.18), (4.19) e (4.20). Deste modo, a Equação (4.21) apresenta a resolução do sistema de equações, e a representação detalhada de $G_{V'}(s)$.

$$\hat{v}_{out'} = -\hat{v}_{ap} \quad (4.15)$$

$$\hat{v}_{out'} + \hat{v}_{cp} - \hat{ic}' \cdot L' \cdot s - \hat{ic}' \cdot D^* \cdot \overline{D^*} \cdot r_e = 0 \quad (4.16)$$

$$\hat{v}_{cp} = D^* \cdot \hat{v}_{ap} + V_d \cdot \hat{d}^* \quad (4.17)$$

$$\hat{id}' = I_{c'} \cdot \hat{d}^* + D^* \cdot \hat{ic}' \quad (4.18)$$

$$\hat{id}' = \hat{ic}' + \frac{\hat{v}_{out'}}{Z} \quad (4.19)$$

$$\hat{ic}' = -\hat{i}_{L'} \quad (4.20)$$

$$G_{V'}(s) = \frac{(R_{se'} \cdot C' \cdot I_{c'} \cdot L') \cdot s^2 + [I_{c'} \cdot L' + (R_{se'} \cdot C' \cdot \overline{D^*} \cdot (I_{c'} \cdot r_e \cdot D^* - V_d))] \cdot s - V_d \cdot \overline{D^*} + I_{c'} \cdot D^* \cdot \overline{D^*} \cdot r_e}{\left(1 + \frac{R_{se'}}{R'}\right) \cdot L' \cdot C' \cdot s^2 + \left[\frac{L'}{R'} + \overline{D^*}^2 \cdot R_{se'} \cdot C' + C' \cdot D^* \cdot \overline{D^*} \cdot r_e \left(1 + \frac{R_{se'}}{R'}\right)\right] \cdot s + \overline{D^*}^2 + \frac{D^* \cdot \overline{D^*} \cdot r_e}{R'}} \quad (4.21)$$

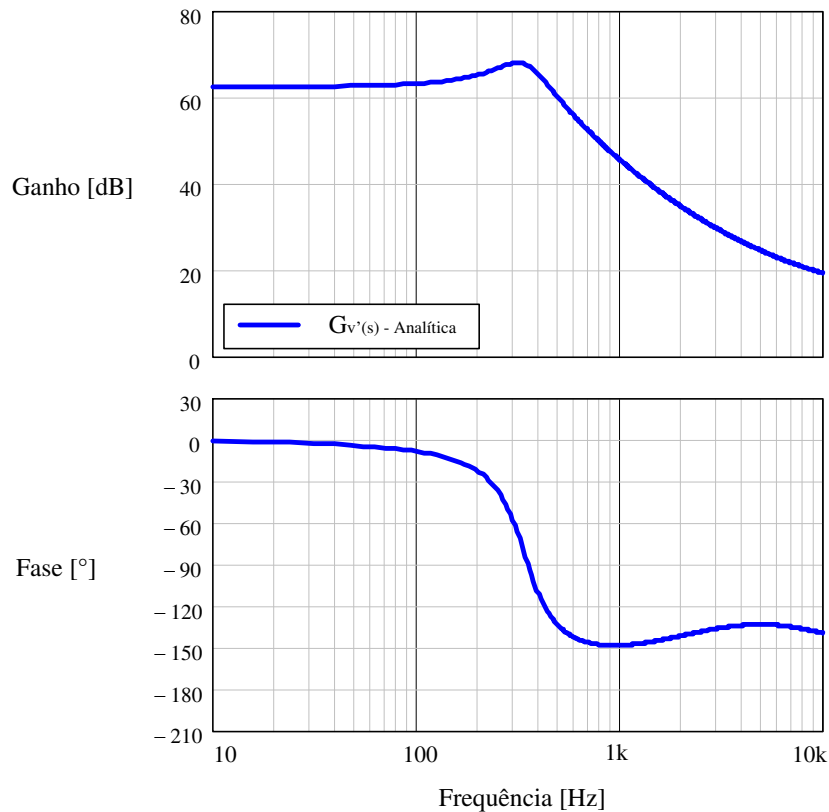
A representação gráfica da FT obtida na Equação (4.21) é determinada com o auxílio do *software* MATHCAD e apresentada na Figura 35, considerando os parâmetros definidos nas expressões (4.22), (4.23) e (4.24), conforme Vorpérian (1990b), e na Tabela 4.

$$V_{ap} = -V_{out'} \quad (4.22)$$

$$r_e = R_{se'} // R' \quad (4.23)$$

$$V_d = V_{ap} + I_{c'} \cdot r_e (D^* - \overline{D^*}) \quad (4.24)$$

Figura 35 – Diagrama de Bode: $G_{v'}(s) = \hat{v}_{out'} / \hat{d}^*$



Fonte: Elaborada pela autora.

4.4.2 Função de transferência relacionando a corrente no indutor a razão cíclica, $G_{i'}(s)$

No que se refere a obtenção do detalhamento da função de transferência que descreve a corrente no indutor em relação ao ciclo de trabalho, representada de maneira simplificada pela Equação (4.25), admite-se o mesmo circuito e sistema de equações utilizado para $G_{v'}(s)$. Atendendo a mesma natureza de perturbação, o circuito da Figura 34 e suas respectivas Equações (4.14), (4.15), (4.16), (4.17), (4.18), (4.19) e (4.20), são igualmente aplicáveis à $G_{i'}(s)$, permitindo encontrar na Equação (4.26) a descrição dessa FT em função dos componentes do circuito do conversor Boost equivalente.

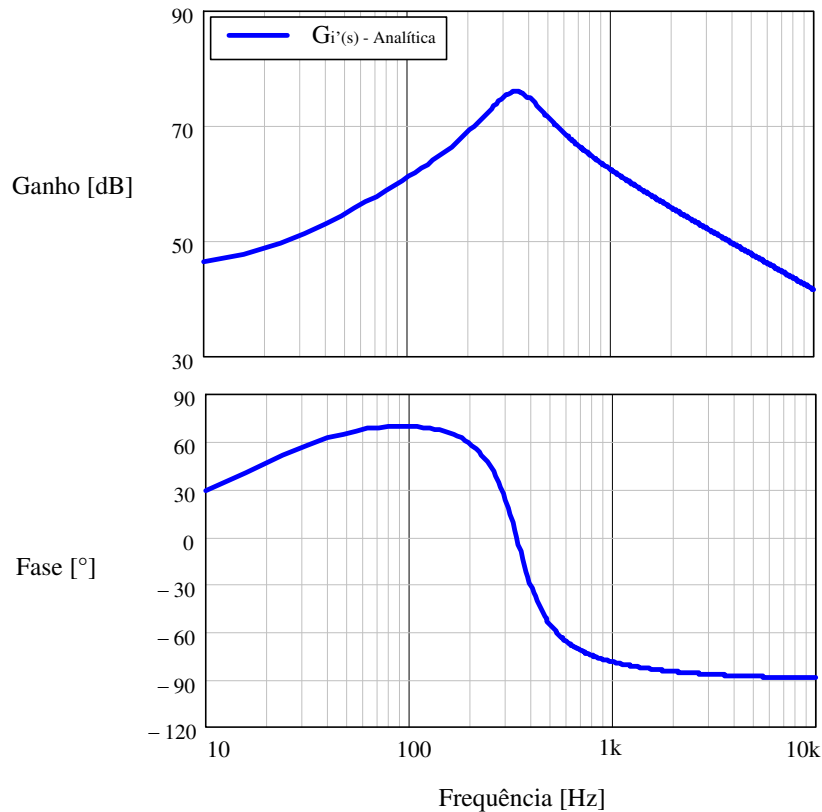
$$G_{i'}(s) = \left. \frac{\hat{i}_{L'}}{\hat{d}^*} \right|_{\hat{v}_{in'}=0} \quad (4.25)$$

$$G_{i'}(s) = \frac{\left[-\overline{D}^* \cdot R_{se'} \cdot C' \cdot I_{c'} - \left(1 + \frac{R_{se'}}{R'} \right) \cdot C' \cdot V_d \right] \cdot s - \overline{D}^* \cdot I_{c'} - \frac{V_d}{R'}}{\left(1 + \frac{R_{se'}}{R'} \right) \cdot C' \cdot L' \cdot s^2 + \left[\frac{L'}{R'} + \overline{D}^{*2} \cdot R_{se'} \cdot C' + C' \cdot D^* \cdot \overline{D}^* \cdot r_e \cdot \left(1 + \frac{R_{se'}}{R'} \right) \right] \cdot s + \overline{D}^{*2} + \frac{D^* \cdot \overline{D}^* \cdot r_e}{R'}}$$

(4.26)

Diante da expressão obtida em (4.26), associada aos parâmetros da Tabela 4, as curvas analíticas resultantes da FT para ganho e fase são apresentadas na Figura 36, através do *software* MATHCAD.

Figura 36 – Diagrama de Bode: $G_{i'}(s) = \hat{i}_{L'} / \hat{d}^*$



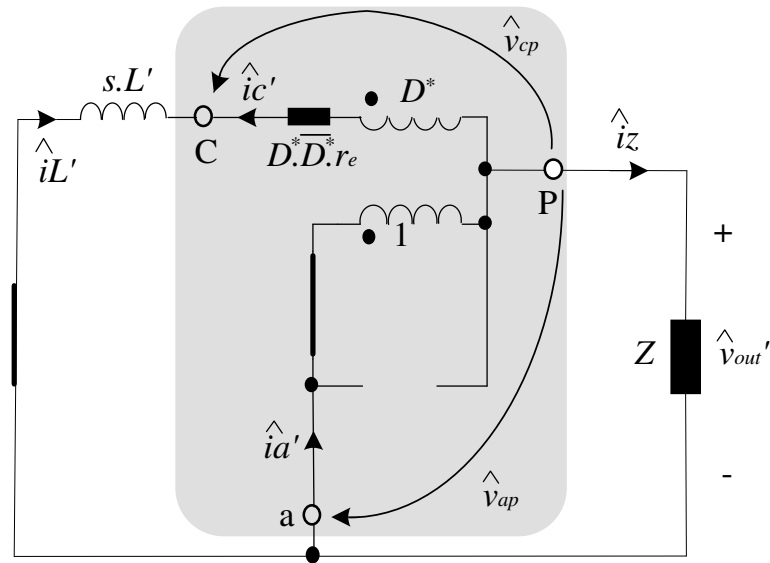
Fonte: Elaborada pela autora.

4.4.3 Função de transferência relacionando a tensão de saída a corrente no indutor, $G_{v_{i'}}(s)$

Na modelagem da função de transferência relacionando tensão de saída com a corrente no indutor, apresentada na Equação (4.27), é considerado o circuito da Figura 37. Nesse circuito, a fonte de tensão de entrada e a fonte CA de perturbação no ciclo de trabalho são iguais a zero, caracterizando um curto-circuito nesses pontos.

$$G_{v_{i'}}(s) = \frac{\hat{v}_{out'}}{\hat{i}_{L'}} \Big|_{\hat{v}_{in'} = \hat{d}^* = 0} \quad (4.27)$$

Figura 37 – Modelo de pequenos sinais da chave PWM: circuito para $G_{vi'}(s)$



Fonte: Elaborada pela autora.

De maneira análoga ao procedimento de obtenção das FTs anteriores, é realizada análise do circuito conforme as leis de Kirchhoff para tensão e corrente. As expressões extraídas da análise do circuito da Figura 37 são apresentadas nas Equações (4.20), (4.28), (4.29) e (4.30), com associação das impedâncias descrita em (4.14). Por fim, obtém-se a Equação (4.31) com o detalhamento de $G_{vi'}(s)$ para o modelo de conversor equivalente.

$$\hat{i}a' = \hat{i}c' + \hat{i}z \quad (4.28)$$

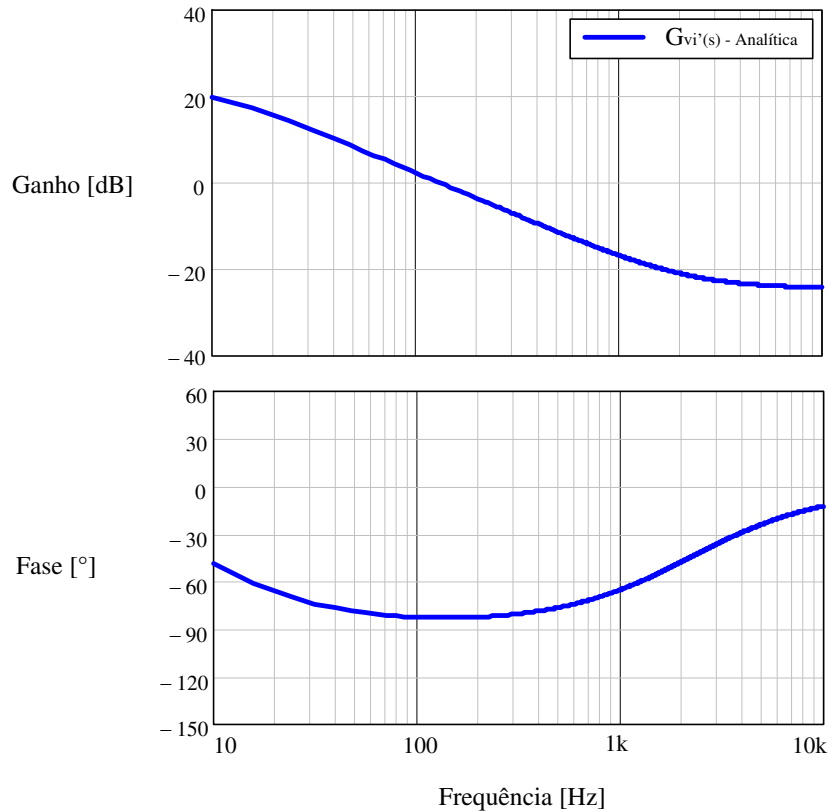
$$\hat{i}a' = D^* \cdot \hat{i}c' \quad (4.29)$$

$$\hat{i}z = \frac{\hat{v}_{out'}}{Z} \quad (4.30)$$

$$G_{vi'}(s) = \overline{D^*} \cdot \frac{R' \cdot R_{se'} \cdot C' \cdot s + R'}{(R' + R_{se'} \cdot C') \cdot s + 1} \quad (4.31)$$

O diagrama de Bode obtido a partir da FT determinada pela Equação (4.31), com parâmetros delimitados na Tabela 4, é apresentado na Figura 38, obtido com o auxílio do *software* MATHCAD.

Figura 38 – Diagrama de Bode: $G_{vi'}(s) = \hat{v}_{out'} / \hat{i}_{L'}$



Fonte: Elaborada pela autora.

4.5 Considerações Finais

No capítulo atual foram abordados os modelos CC e CA da chave PWM aplicados ao conversor CC-CC Boost equivalente. As principais funções de transferência foram modeladas utilizando método da chave PWM, sendo obtidos ao final, os diagramas de Bode teóricos.

5 VALIDAÇÃO DAS FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA TEÓRICAS MEDIANTE ALGUNS MÉTODOS

5.1 Considerações Iniciais

Neste capítulo aborda-se o procedimento de obtenção das FTs e de suas respectivas respostas em frequência, tanto para o conversor original, quanto para o modelo equivalente proposto, para efetivamente validar a modelagem teórica da Seção 4.3 ao conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE.

5.2 Técnicas de Verificação de Funções de Transferência

Para atestar a compatibilidade entre as funções de transferência baseadas no modelo de circuito equivalente (Figura 21), e as FTs do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE, o procedimento segmenta-se em três abordagens distintas para obtenção dos diagramas de Bode: cada uma das funções de transferência: perturbação mediante a ferramenta *ACsweep* do PSIM, perturbação discreta mediante simulador, e perturbação discreta mediante experimentação em bancada de testes.

Os métodos de perturbação mediante a ferramenta *ACsweep* do PSIM, e discreto mediante ferramenta computacional são essencialmente iguais, com os pontos da técnica discreta podendo ser determinados individualmente dentro da própria ferramenta *ACsweep*. No entanto, apesar da técnica computacional utilizando o *ACsweep* apresentar maior precisão que a técnica discreta mediante simulador, onde a aferição de valores ocorre de maneira manual, a relevância da apresentação dessa metodologia provém de seu auxílio na realização do procedimento de perturbação discreta experimental. Deste modo, a metodologia de aferição de resultados do método de perturbação discreta mediante simulador é a exata representação computacional da metodologia de aferição de resultados aplicada na perturbação discreta mediante experimentação em bancada de testes, detalhando o passo a passo da análise a ser realizada dos resultados experimentais.

Todos os procedimentos atendem a uma mesma sequência metodológica geral, divergindo apenas no método de captação e tratamento dos dados simulados. De maneira resumida, o procedimento seguido é estabelecido a seguir:

1. Estabelecimento de um ponto de operação do conversor onde são atendidos requisitos de tensão, corrente e potência.

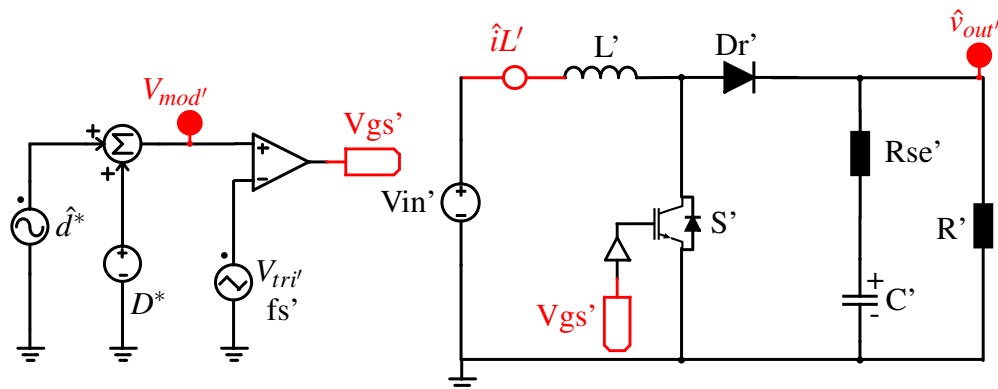
2. Sobreposição da grandeza de entrada por um sinal de perturbação senoidal, com amplitude equivalente a 1% da amplitude da grandeza que sofrerá a perturbação, sobre a condição de regime permanente.
3. Variação da frequência do sinal de perturbação, na faixa estabelecida, para registro dos valores de ganho e fase do diagrama de Bode.

5.2.1 Perturbação mediante a ferramenta ACsweep do PSIM

Para o primeiro procedimento de obtenção das FTs, é utilizada a ferramenta *ACsweep* do *software* PSIM. Admitido o cumprimento do item 1 do procedimento geral, é montado o circuito de simulação para cada uma das FTs pretendidas. Quanto ao cumprimento do item 2 do procedimento, para $G_{v'}(s)$ e $G_{i'}(s)$ admite-se um sinal de perturbação de mesma natureza, afetando o ciclo de trabalho do conversor. Para $G_{v'}(s)$ são montados os circuitos da Figura 39, para o conversor CC-CC Boost equivalente, e da Figura 40, para o conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE. De maneira análoga, admite-se para $G_{i'}(s)$ os mesmos circuitos das figuras 39 e 40, referindo-se respectivamente ao modelo de conversor equivalente e ao original, dado o sinal de perturbação coincidente.

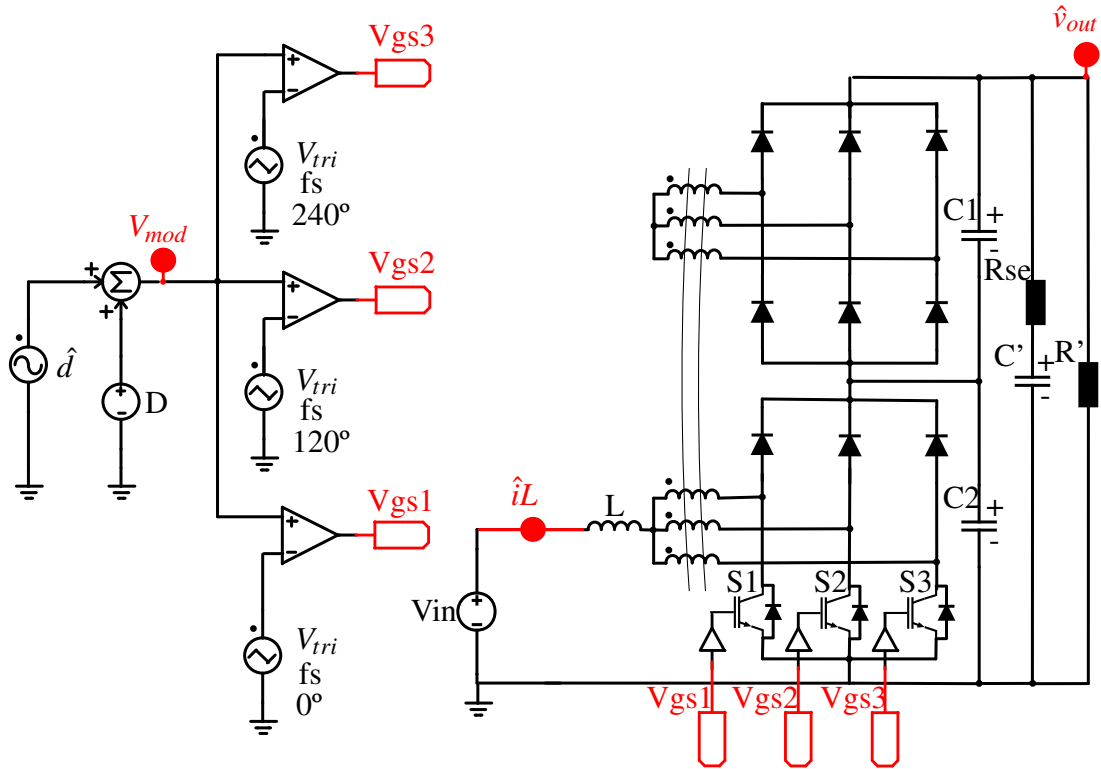
Para o circuito da Figura 39, a amplitude da fonte senoidal \hat{d}^* com o sinal de perturbação é igual a 1% de D^* . Para gerar o sinal PWM, a fonte \hat{d}^* é somada à fonte de tensão CC de amplitude igual ao ciclo de trabalho D^* , gerando o sinal de modulação V_{mod}' . Comparada ao sinal V_{mod}' tem-se a fonte triangular simétrica com amplitude unitária e frequência igual $f_{s'}$, gerando para o conversor a tensão de gatilho V_{gs}' com perturbação, que repercutirá em sua tensão de saída \hat{v}_{out}' e corrente no indutor \hat{i}_{L}' .

Figura 39 – Circuito do conversor CC-CC Boost equivalente com perturbação no ciclo de trabalho



Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 40 – Circuito do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE com perturbação no ciclo de trabalho

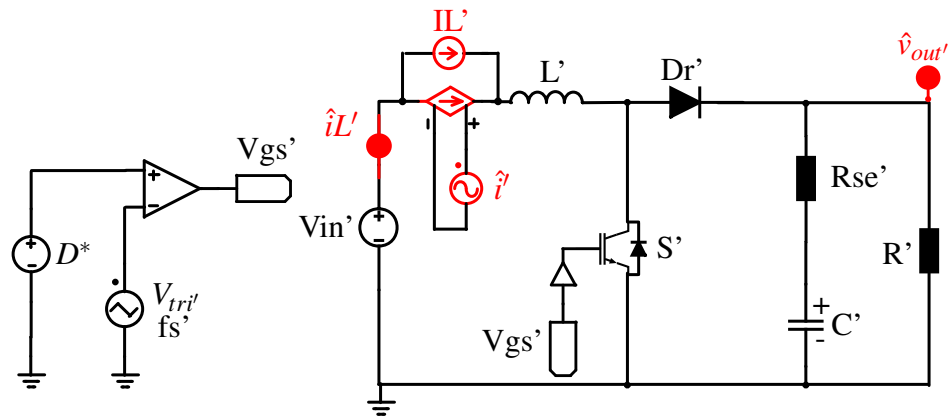


Fonte: Elaborada pela autora.

De maneira análoga, para o circuito da Figura 40, o valor de amplitude da fonte CA \hat{d} é de 1% de D . A fonte \hat{d} é somada à fonte de tensão CC com amplitude igual a D , gerando o sinal de modulação V_{mod} . Para gerar os três sinais de gatilho V_{gs1}' , V_{gs2}' e V_{gs3}' das chaves da célula de comutação de quatro estados, o sinal V_{mod} é comparado respectivamente com uma fonte triangular de referência, uma segunda fonte deslocada em 120° , e a última deslocada à 240° .

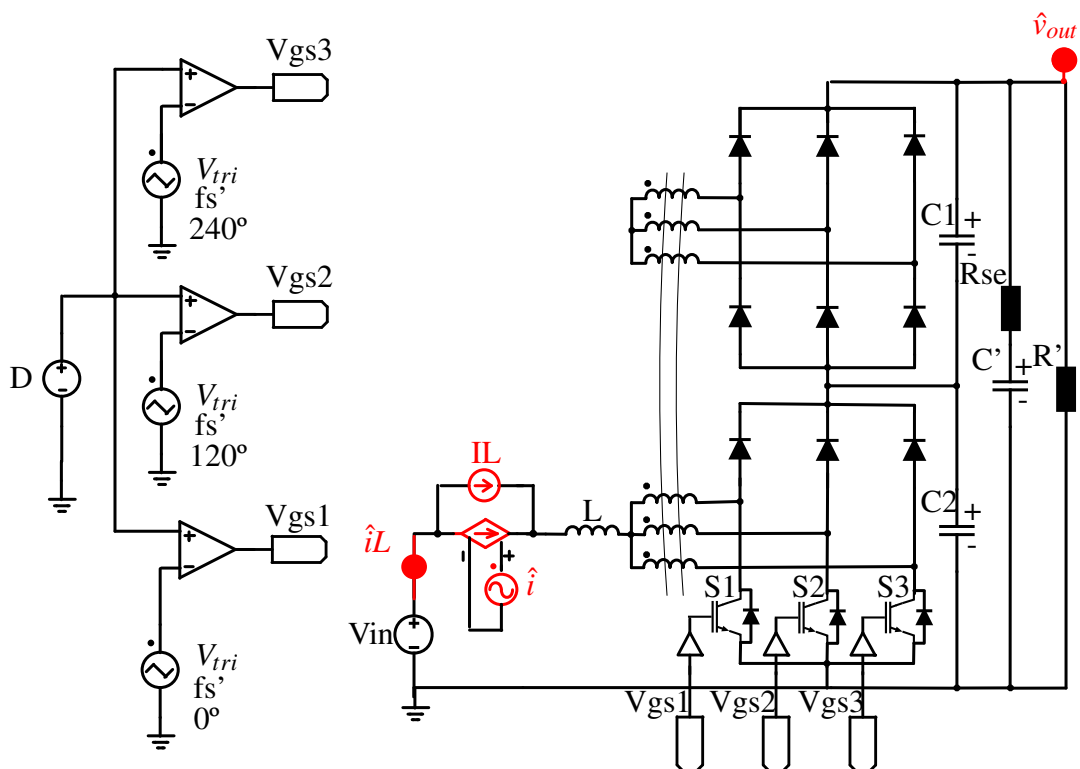
Já para $G_{v_i'}(s)$, o sinal de perturbação é aplicado à corrente no indutor, atendendo a configuração do circuito da Figura 41 para o conversor equivalente, e da Figura 42 para o conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE. O valor de amplitude do sinal CA \hat{i}' é de 1% de I_L para o circuito da Figura 41, aplicada a uma fonte de corrente com amplitude igual a I_L' , e consequentemente gerando uma perturbação na corrente do indutor \hat{i}_L' e na tensão de saída \hat{v}_{out}' . Seguindo o mesmo procedimento, a amplitude do sinal senoidal \hat{i} equivale a 1% de I_L no circuito da Figura 42, sendo aplicado em paralelo à fonte de corrente com amplitude igual a I_L , gerando uma perturbação na corrente do indutor \hat{i}_L e na tensão de saída \hat{v}_{out} .

Figura 41 – Circuito do conversor CC-CC Boost equivalente com perturbação na corrente do indutor



Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 42 – Circuito do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE com perturbação na corrente do indutor



Fonte: Elaborada pela autora.

Quanto ao item 3 do procedimento geral, os valores de ganho e fase de cada circuito, para cada função de transferência, são fornecidos pelo próprio *software* através da ferramenta *ACsweep* conforme a faixa de frequência estabelecida de 10 Hz a 10 kHz. Para $G_{v'}(s)$ utiliza-se, em cada um dos circuitos, uma ponteira de medição de tensão CA na saída do conversor, cujos

valores medidos são plotados em relação ao sinal senoidal de perturbação, gerando o diagrama de Bode. De maneira análoga, para $G_I(s)$ posiciona-se em cada um dos circuitos uma ponteira de medição de corrente CA na entrada do conversor, fornecendo valores de medição plotados em relação ao sinal senoidal de perturbação no diagrama de Bode. Já em $G_{VI}(s)$, para obtenção das curvas de ganho e de fase, posiciona-se uma ponteira de medição de tensão na saída do conversor, cujos valores medidos são plotados em relação ao sinal senoidal de perturbação na corrente de entrada do conversor.

5.2.2 *Perturbação discreta mediante simulador*

No procedimento para perturbação discreta mediante simulador, a adequação ao item 1 e 2 do procedimento geral coincide com o método mediante *ACsweep*, uma vez que trabalha-se com as mesmas funções de transferência e os mesmos sinais de perturbação. Assim, são considerados para $G_{V'}(s)$, $G_I(s)$ e $G_{VI}(s)$ os esquemáticos dos circuitos das figuras 39 e 41, para o modelo de conversor equivalente, e das figuras 40 e 42, para o conversor original. Já em relação a aferição e análise de dados, este método possui uma característica menos automatizada que o antecessor, com o cumprimento ao item 3 do procedimento sendo realizado em simulações individuais para cada frequência. Para cada FT do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE e de seu modelo equivalente, são realizadas simulações independentes referente a frequência escolhida do sinal de perturbação, das quais totaliza-se 24 pontos de frequência delimitados na faixa de 10 Hz a 10 kHz.

No caso de $G_{V'}(s)$, para cada conversor, são registrados os valores de amplitude da perturbação CA gerada na tensão de saída em cada frequência simulada, com o ganho do diagrama de Bode resultando da relação dos valores coletados com o valor de amplitude do sinal de perturbação aplicado. A fase do diagrama resulta do valor de deslocamento da perturbação gerada em relação ao sinal perturbador. Analogamente, a obtenção do diagrama de Bode de $G_I(s)$, para cada circuito, consiste na coleta dos valores de amplitude da perturbação CA gerada na corrente do indutor, e do deslocamento dessa perturbação gerada em relação ao sinal aplicado, em cada valor de frequência simulado. Finalmente, para $G_{VI}(s)$, é repetido nos circuitos o procedimento das FTs anteriores, relacionando agora a amplitude e deslocamento de fase da perturbação CA gerada na tensão de saída do respectivo conversor, com o sinal perturbador aplicado na corrente do indutor.

Para fins de detalhamento metodológico da perturbação discreta implementada em

simulação, é apresentado a seguir um passo a passo da captação dos resultados através desse método, tanto para o conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE quanto para o seu equivalente. Dois dos valores dentro da faixa de frequência do sinal de perturbação são utilizados para exemplificar a obtenção de resultados: 10 Hz e 100 Hz.

5.2.2.1 Procedimento para perturbação discreta do conversor CC-CC Boost equivalente mediante simulação

O detalhamento da obtenção de cada função de transferência mediante o método de perturbação discreta por simulação é apresentado a seguir para o conversor equivalente.

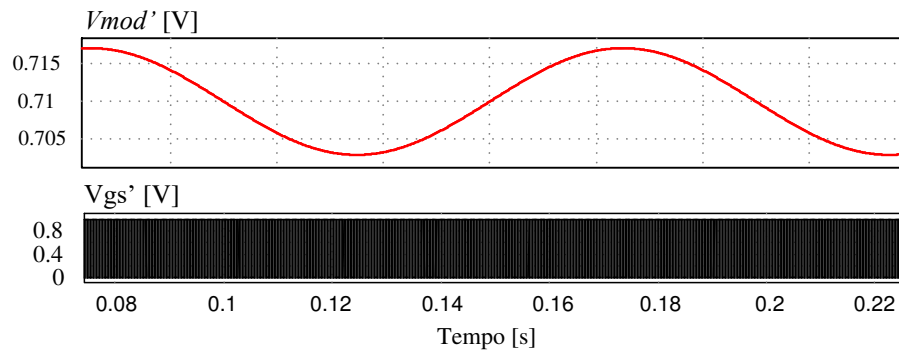
i. $G_V(s)$ (Discreto)

Tomando como ponto inicial a geração do sinal de perturbação CA no ciclo de trabalho do conversor, são estabelecidos os parâmetros e considerações do esquemático da Figura 39 abordados na Seção 5.2.1. Uma vez que o sinal modulador $V_{mod'}$ consiste basicamente no sinal de perturbação \hat{d}^* com uma compensação igual ao valor de amplitude do ciclo de trabalho D^* , tem-se uma moduladora variando em amplitude do valor $D^* - (1\%D^*)$ à $D^* + (1\%D^*)$.

Para verificação da adequação do sinal de gatilho da chave S' , com o sinal de perturbação CA gerado no sistema, são verificadas as larguras de pulso nos momentos em que a curva de modulação $V_{mod'}$ atinge seu maior e menor valor. A Figura 43 mostra a extensão completa da curva $V_{mod'}$ gerada, comparada ao sinal de gatilho V_{gs}' do interruptor S_1 em alta frequência, quando \hat{d}^* possui uma frequência de 10 Hz. Detalhando a Figura 43, são obtidas as figuras 44 e 45, evidenciando a variação dos valores assumidos pelo ciclo de trabalho do conversor nos extremos da curva $V_{mod'}$.

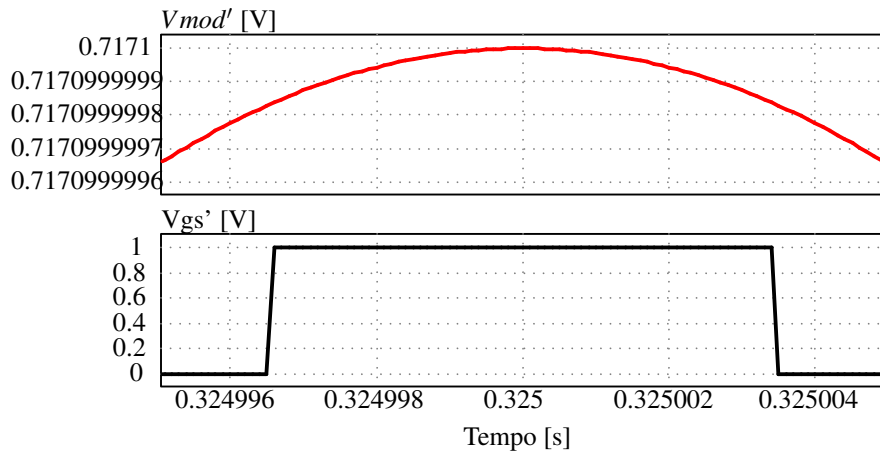
Replicando o procedimento de verificação do sinal da moduladora para uma perturbação \hat{d}^* com frequência de 100 Hz, a Figura 46 mostra a extensão completa da curva $V_{mod'}$ gerada, em relação ao sinal de gatilho V_{gs}' do interruptor S' em alta frequência. Assim, de maneira análoga ao detalhamento para a frequência anterior, a variação dos valores assumidos pelo ciclo de trabalho são mostradas nas curvas das figuras 47 e 48, para maior e menor valor assumido por $V_{mod'}$. Os intervalos de tempo registrados pelos pulsos da curva V_{gs}' nas figuras 44 e 47, validam os momentos de maior valor assumido pelo ciclo de trabalho ($\leq [D^* + (1\%D^*)]$). Enquanto os menores valores assumidos ($\geq [D^* - (1\%D^*)]$) são registrados nos gráficos das figuras 45 e 48.

Figura 43 – Formas de onda para perturbação na frequência de 10 Hz: sinal completo de modulação ($V_{mod'}$) e pulso de gatilho gerado ($V_{gs'}$)



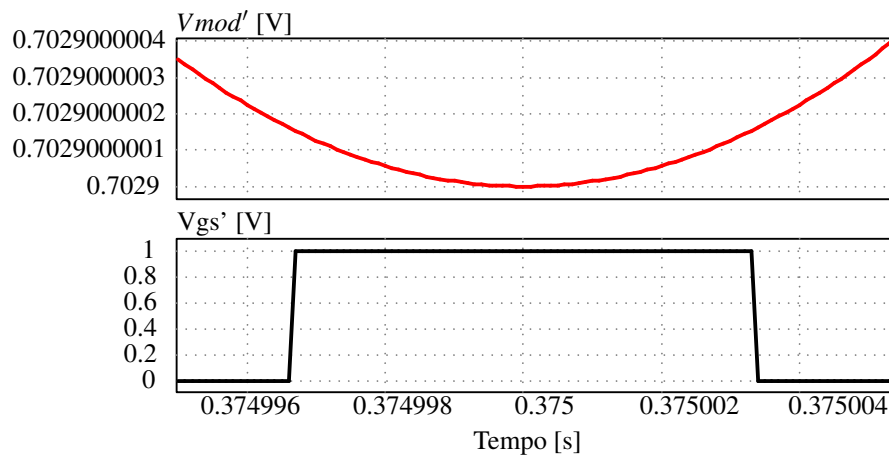
Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 44 – Formas de onda para perturbação na frequência de 10 Hz: pico do sinal de modulação ($V_{mod'}$) e pulso de gatilho gerado ($V_{gs'}$)



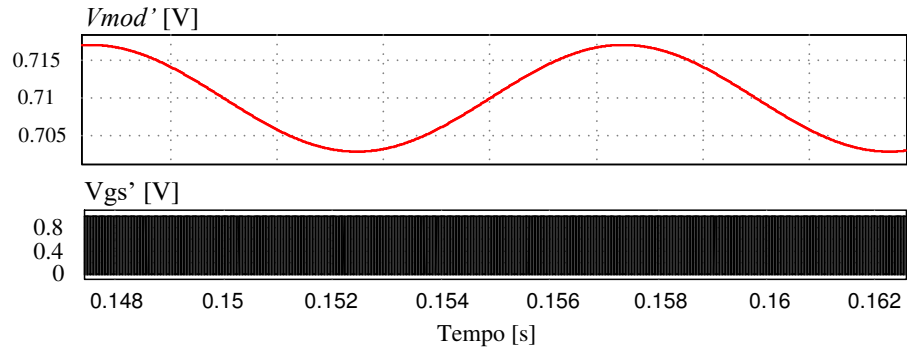
Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 45 – Formas de onda para perturbação na frequência de 10 Hz: vale do sinal de modulação ($V_{mod'}$) e pulso de gatilho gerado ($V_{gs'}$)



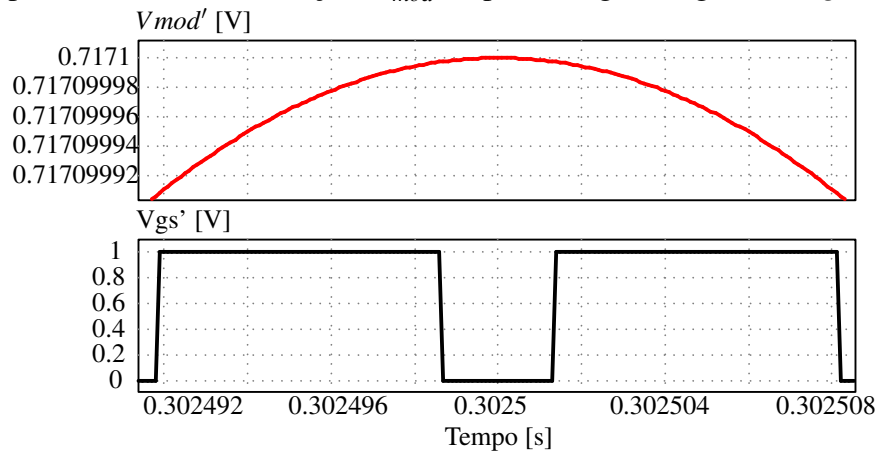
Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 46 – Formas de onda para perturbação na frequência de 100 Hz: sinal completo de modulação ($V_{mod'}$) e pulso de gatilho gerado ($V_{gs'}$)



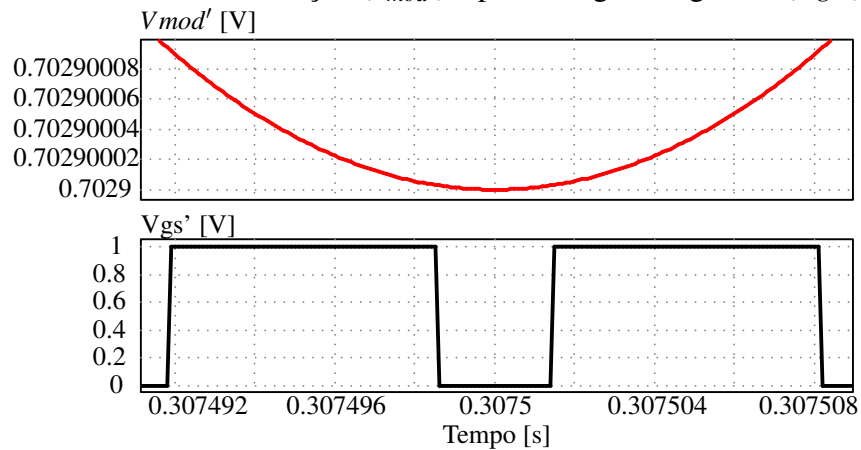
Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 47 – Formas de onda para perturbação na frequência de 100 Hz: pico do sinal de modulação ($V_{mod'}$) e pulso de gatilho gerado ($V_{gs'}$)



Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 48 – Formas de onda para perturbação na frequência de 100 Hz: vale do sinal de modulação ($V_{mod'}$) e pulso de gatilho gerado ($V_{gs'}$)

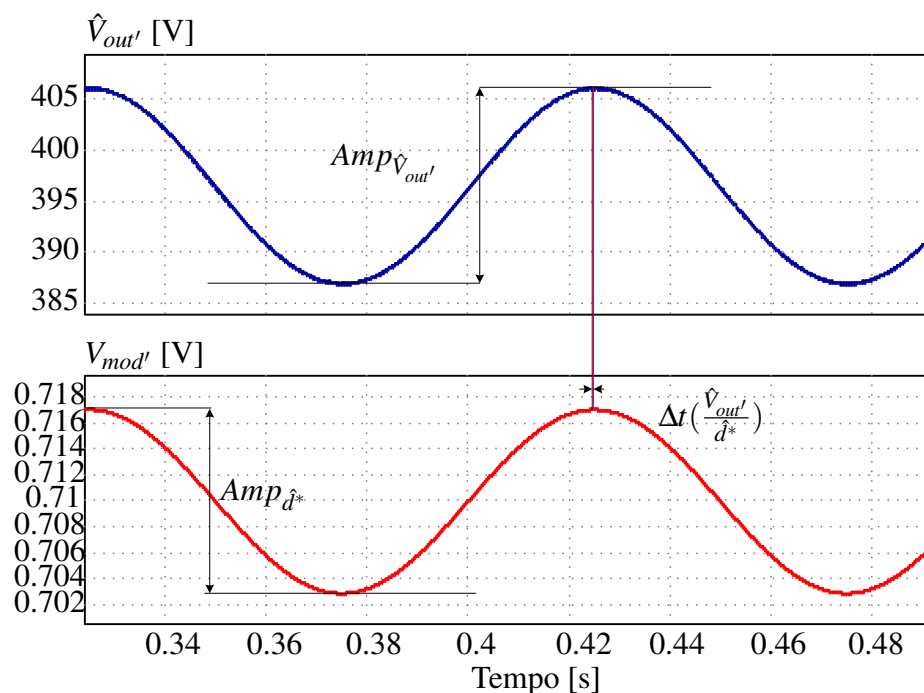


Fonte: Elaborada pela autora.

Configurado o sinal de perturbação CA, é definida a faixa dos valores de frequência para a realização das simulações e coleta dos dados, iniciando em 10 Hz e sendo finalizado em 10 kHz. A exemplo de amostra dos valores de frequência escolhidos, são analisadas curvas obtidas considerando perturbações nas frequências de 10 Hz e 100 Hz, ilustradas respectivamente nas figuras 49 e 50.

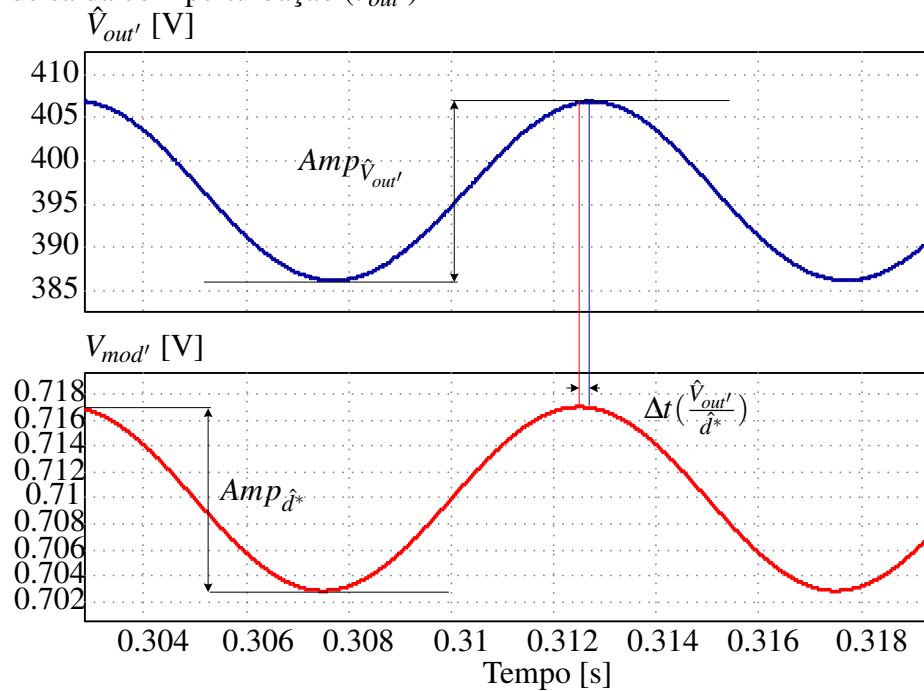
Nas figuras 49 e 50 destaca-se o parâmetro $Amp_{\hat{v}_{out'}}$, na curva de média periódica da tensão de saída ($\hat{v}_{out'}$), referente à amplitude da perturbação CA gerada na tensão de saída do conversor. Enquanto na curva do sinal de modulação $V_{mod'}$, mede-se a amplitude do sinal de modulação $Amp_{\hat{d}^*}$, a qual não diverge para nenhum valor de frequência aplicada à \hat{d}^* . Já para verificação do deslocamento de fase entre $\hat{v}_{out'}$ e \hat{d}^* , é registrado pelo parâmetro $\Delta t \left(\frac{\hat{v}_{out'}}{\hat{d}^*} \right)$ o valor do deslocamento em segundos entre as duas curvas. O mesmo procedimento é replicado para os demais valores da faixa de frequência definidos.

Figura 49 – Formas de onda do conversor CC-CC Boost equivalente: sinal de modulação com perturbação CA com 10 Hz de frequência ($V_{mod'}$) e tensão de saída com perturbação ($\hat{v}_{out'}$)



Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 50 – Formas de onda do conversor CC-CC Boost equivalente: sinal de modulação com perturbação CA com 100 Hz de frequência ($V_{mod'}$) e tensão de saída com perturbação ($\hat{v}_{out'}$)



Fonte: Elaborada pela autora.

ii. $G_{i'}(s)_{(Discreto)}$

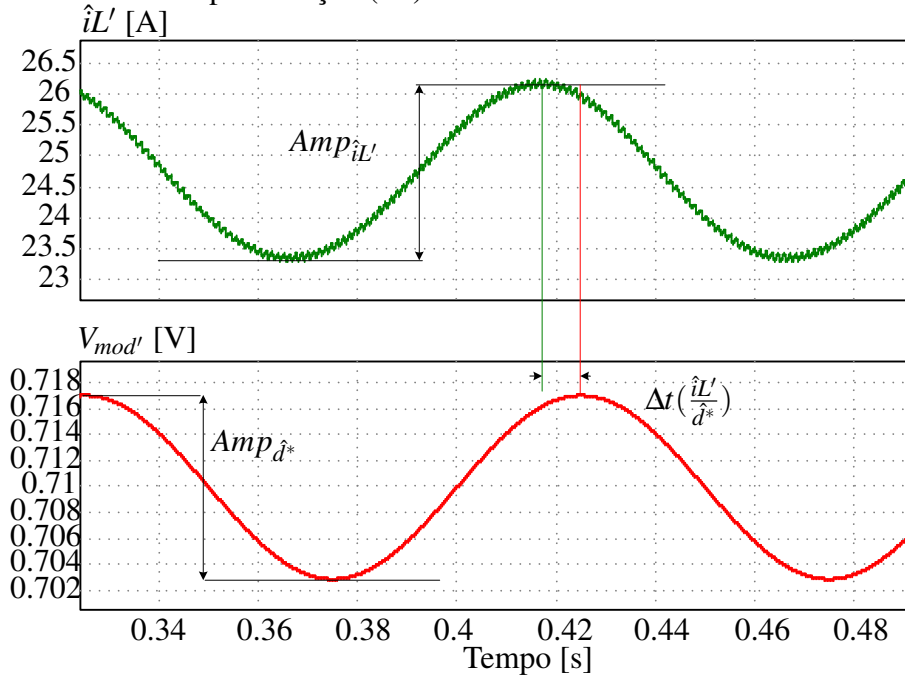
Assim como para o procedimento de captação da FT anterior, o esquemático de circuito da Figura 39 é válido. Admite-se a origem da perturbação do circuito no ciclo de trabalho, gerando o sinal de gatilho $V_{gs'}$ para a chave S' . São respeitados os mesmos comportamentos destacados nas figuras 44, 45, 47 e 48 para o sinal de gatilho, com perturbações geradas nas frequências de 10 Hz e 100 Hz.

Referindo-se à aferição dos parâmetros para ganho e fase, as figuras 51 e 52 ilustram o comportamento da média periódica da corrente de entrada do conversor $\hat{i}_{L'}$ em relação ao sinal de modulação $V_{mod'}$ com perturbações em frequências de 10 Hz e 100 Hz, respectivamente. O parâmetro $Amp_{\hat{i}_{L'}}$ representa, em ambos os casos, a amplitude da perturbação CA gerada na corrente no indutor. Já a representação da amplitude do sinal de perturbação é realizada pelo parâmetro $Amp_{\hat{d}^*}$, com mesmos valores e características apresentados para $G_{v'}(s)_{(Discreto)}$.

Deste modo, para verificação de ganho, são registrados os valores assumidos de $Amp_{\hat{i}_{L'}}$ na Figura 51 para 10 Hz, e na Figura 52 para 100 Hz. Quanto a verificação de fase, utiliza-se o parâmetro $\Delta t_{\frac{\hat{i}_{L'}}{\hat{d}^*}}$ para medição do deslocamento, em segundos, entre as curvas $\hat{i}_{L'}$ e $V_{mod'}$. São registrados os valores de $\Delta t_{\frac{\hat{i}_{L'}}{\hat{d}^*}}$ para os dois valores de frequência de perturbação

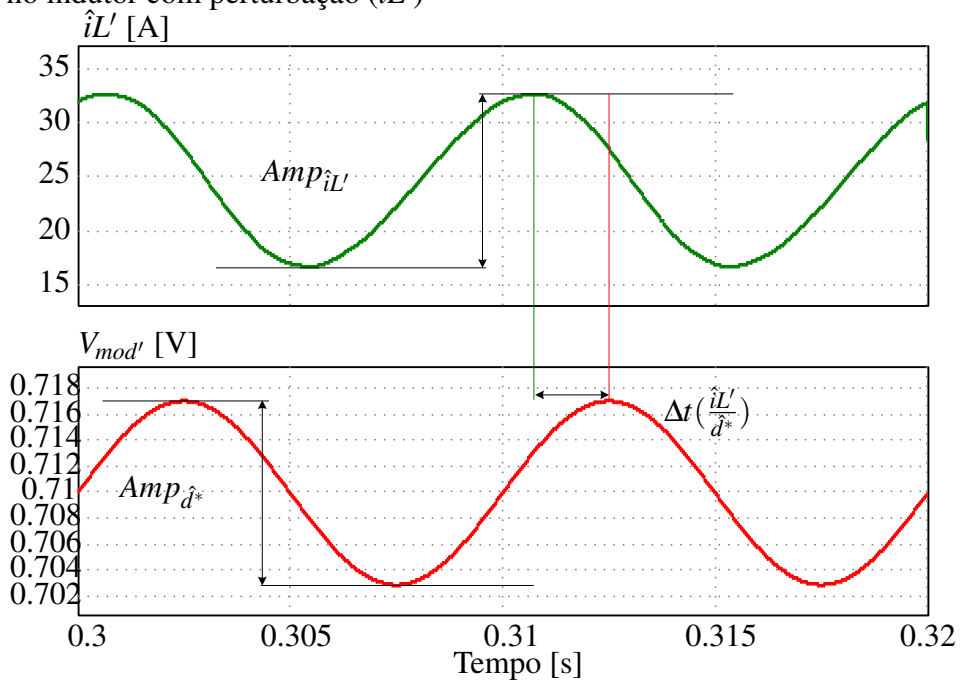
ilustrados nas figuras 51 e 52. O procedimento é replicável às demais frequências da faixa estabelecida.

Figura 51 – Formas de onda do conversor CC-CC Boost equivalente: sinal de modulação com perturbação CA com 10 Hz de frequência ($V_{mod'}$) e corrente no indutor com perturbação ($\hat{i}_{L'}$)



Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 52 – Formas de onda do conversor CC-CC Boost equivalente: sinal de modulação com perturbação CA com 100 Hz de frequência ($V_{mod'}$) e corrente no indutor com perturbação ($\hat{i}_{L'}$)



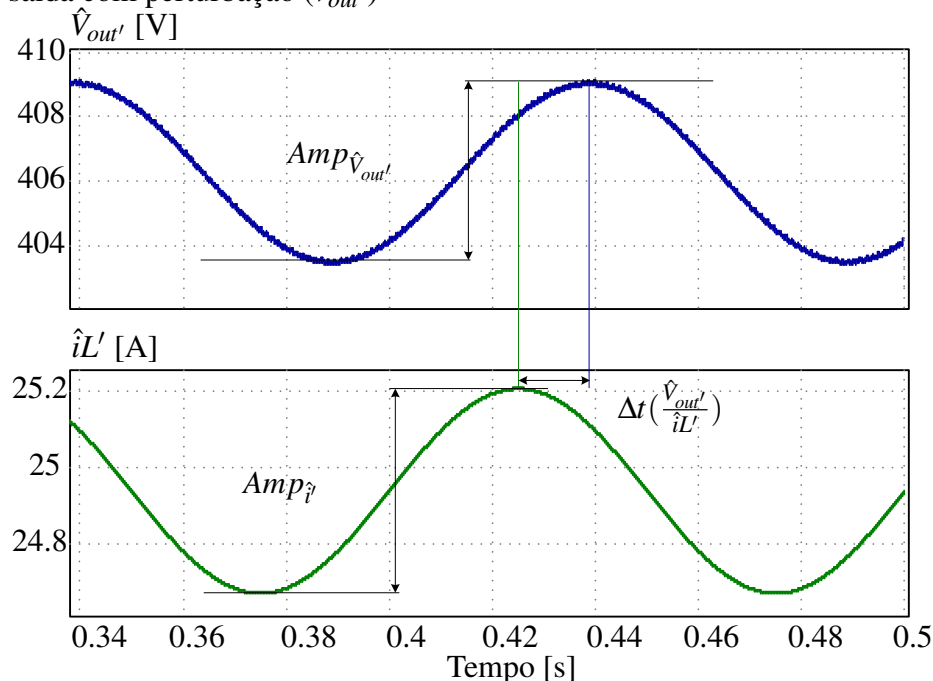
Fonte: Elaborada pela autora.

iii. $G_{v_i'}(s)_{(Discreto)}$

Diferentemente de $G_{v'}(s)_{(Discreto)}$ e $G_{v'}(s)_{(Discreto)}$, a obtenção desta FT considera um pulso de gatilho $V_{gs'}$ gerado através de uma amplitude fixa de ciclo de trabalho D^* . A geração do sinal de perturbação CA para esta FT se origina na corrente do indutor, seguindo o mesmo esquemático do circuito, parâmetros e considerações da Figura 41. As formas de onda resultantes das simulações do circuito para as frequências de 10 Hz e 100 Hz de perturbação são mostradas nas figuras 53 e 54.

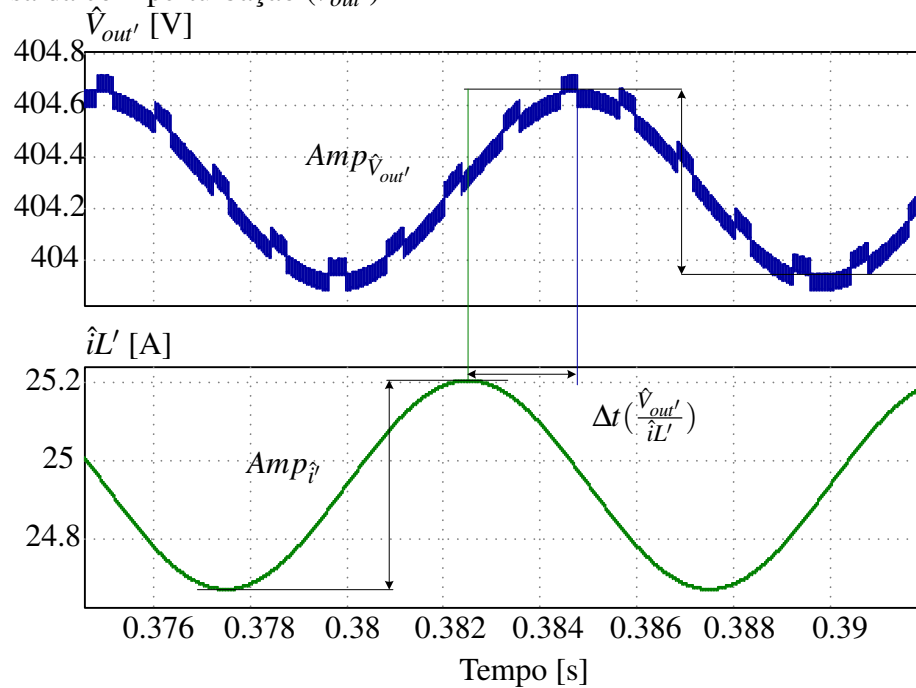
O parâmetro $Amp_{\hat{v}_{out'}}$ refere-se ao valor medido de amplitude de perturbação CA gerada na curva da média periódica de $\hat{v}_{out'}$, enquanto o parâmetro $Amp_{\hat{i}L'}$ corresponde ao valor de amplitude da perturbação CA originada em $\hat{i}L'$. Já $\Delta t_{\frac{\hat{v}_{out'}}{\hat{i}L'}}$ representa o deslocamento em segundos entre as curvas $\hat{v}_{out'}$ e $Amp_{\hat{i}L'}$. Os valores de amplitude e deslocamento registrados pelos parâmetros $Amp_{\hat{v}_{out'}}$, $Amp_{\hat{i}L'}$ e $\Delta t_{\frac{\hat{v}_{out'}}{\hat{i}L'}}$, tanto para a frequência de 10 Hz da Figura 53, quanto para a frequência de 100 Hz da Figura 54.

Figura 53 – Formas de onda do conversor CC-CC Boost equivalente: corrente no indutor com perturbação CA com 10 Hz de frequência ($\hat{i}L'$) e tensão de saída com perturbação ($\hat{v}_{out'}$)



Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 54 – Formas de onda do conversor CC-CC Boost equivalente: corrente no indutor com perturbação CA com 100 Hz de frequência ($\hat{i}_{L'}$) e tensão de saída com perturbação ($\hat{v}_{out'}$)



Fonte: Elaborada pela autora.

5.2.2.2 Procedimento para perturbação discreta do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE mediante simulação

Para a obtenção das FTs mediante perturbação discreta no simulador do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE, apresenta-se na sequência o procedimento adotado para cada FT.

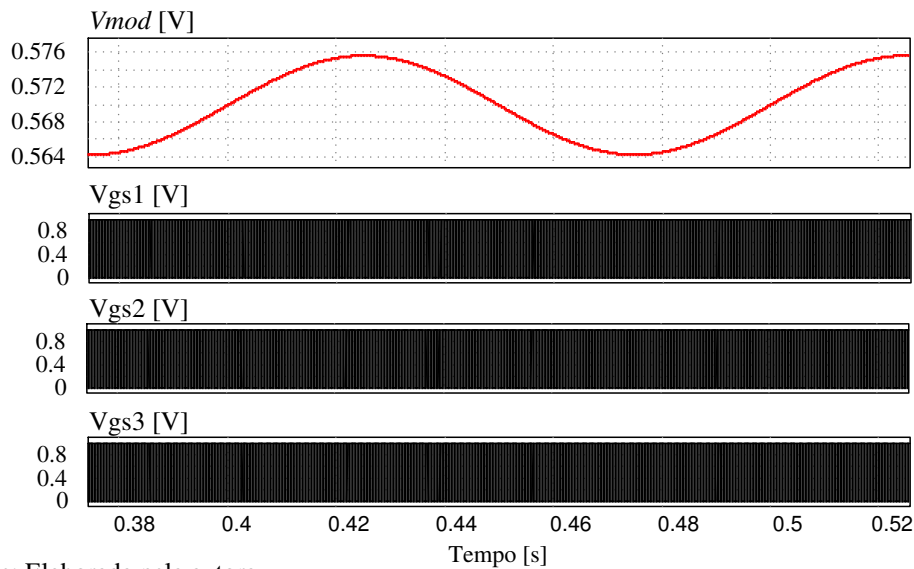
i. $G_v(s)_{(Discreto)}$

Para gerar o sinal de perturbação CA no ciclo de trabalho do conversor, de acordo com o esquemático do circuito da Figura 40, e conforme já descrito na Subseção 5.2.1, admite-se uma moduladora composta por uma fonte CC de amplitude igual a D adicionada de uma fonte CA senoidal \hat{d} . Vale destacar que o sinal \hat{d} , mesmo sendo aplicado à sinais de gatilho defasados entre si (V_{gs1} , V_{gs2} e V_{gs3}), deve ser comum aos três, de modo que o mesmo sinal modulador V_{mod} é comparado com a fonte triangular de cada pulso. Assim V_{gs1} , V_{gs2} e V_{gs3} compartilham uma moduladora com amplitude variando de $D - (1\%D)$ até $D + (1\%D)$.

Para verificação dos sinais dos gatilhos gerados com inclusão da perturbação CA, são avaliadas as larguras de pulso nos momentos de maior e menor valor assumidos por V_{mod} . A Figura 55 ilustra um período completo da curva V_{mod} submetida a uma perturbação CA em 10 Hz

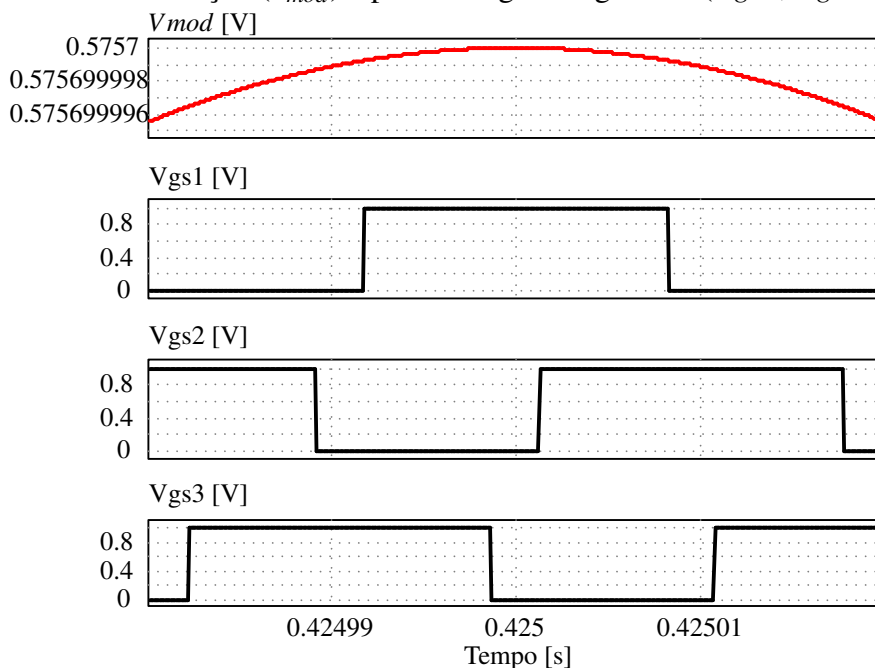
de frequência, comparada aos sinais de gatilho V_{gs1} , V_{gs2} e V_{gs3} em alta frequência das chaves S_1 , S_2 e S_3 . Já as Figuras 56 e 57 mostram, sequencialmente, o detalhe para maior e menor valor de largura de pulso assumido pelos sinais V_{gs1} , V_{gs2} e V_{gs3} quando submetidos à moduladora V_{mod} . Já nas figuras 58, 59 e 60, o mesmo comportamento é ilustrado para a frequência de \hat{d} em 100 Hz.

Figura 55 – Formas de onda para perturbação na frequência de 10 Hz: sinal completo de modulação (V_{mod}) e pulsos de gatilho gerado (V_{gs1} , V_{gs2} e V_{gs3})



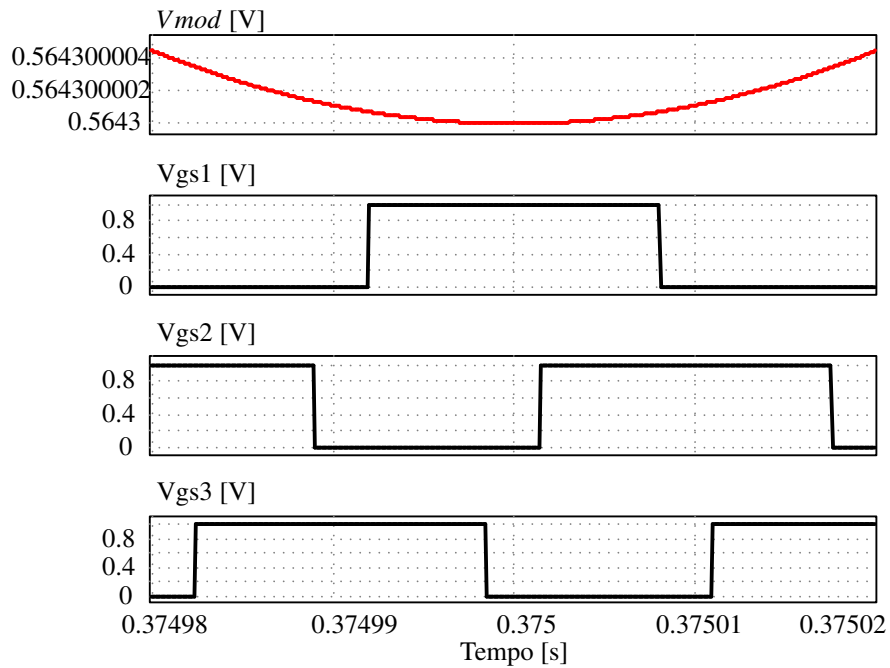
Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 56 – Formas de onda para perturbação na frequência de 10 Hz: pico do sinal de modulação (V_{mod}) e pulsos de gatilho gerados (V_{gs1} , V_{gs2} e V_{gs3})



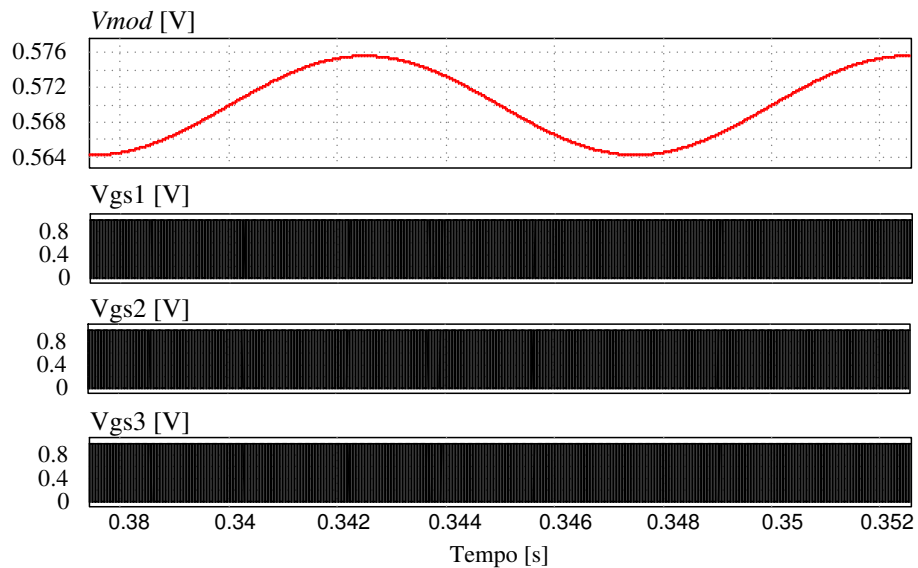
Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 57 – Formas de onda para perturbação na frequência de 10 Hz: vale do sinal de modulação (V_{mod}) e pulsos de gatilho gerados (V_{gs1} , V_{gs2} e V_{gs3})



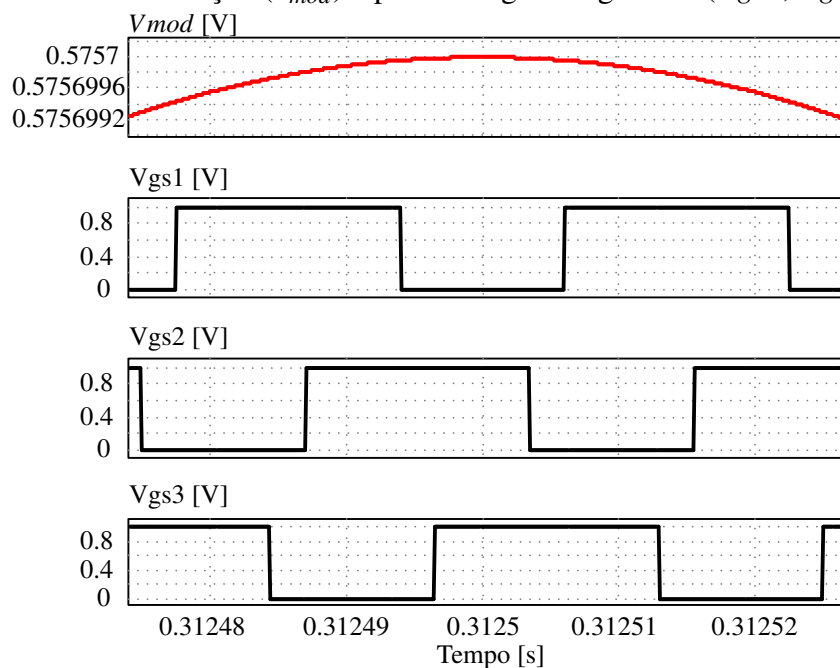
Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 58 – Formas de onda para perturbação na frequência de 100 Hz: sinal completo de modulação (V_{mod}) e pulsos de gatilho gerado (V_{gs1} , V_{gs2} e V_{gs3})



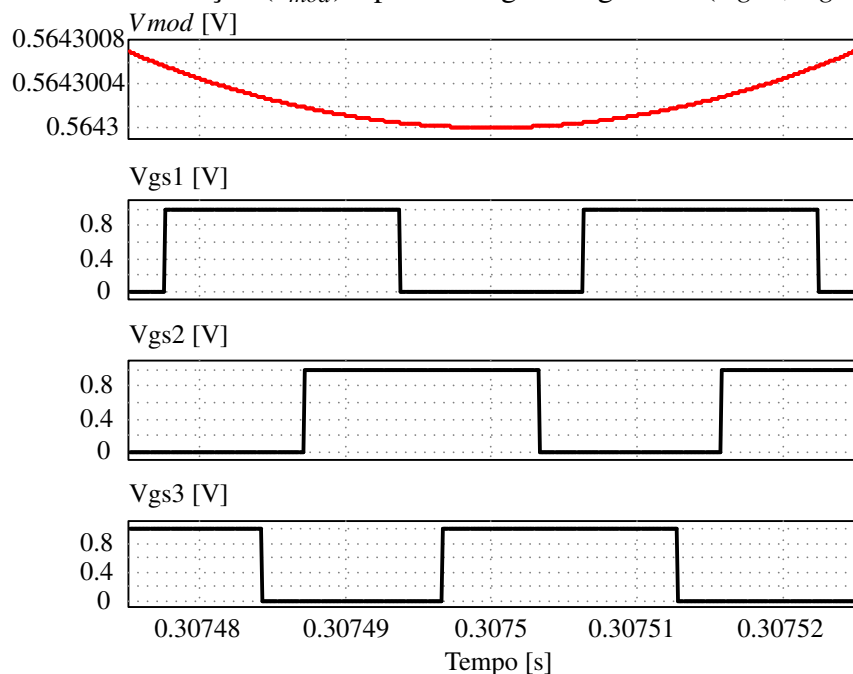
Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 59 – Formas de onda para perturbação na frequência de 100 Hz: pico do sinal de modulação (V_{mod}) e pulsos de gatilho gerados (V_{gs1} , V_{gs2} e V_{gs3})



Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 60 – Formas de onda para perturbação na frequência de 100 Hz: vale do sinal de modulação (V_{mod}) e pulsos de gatilho gerados (V_{gs1} , V_{gs2} e V_{gs3})

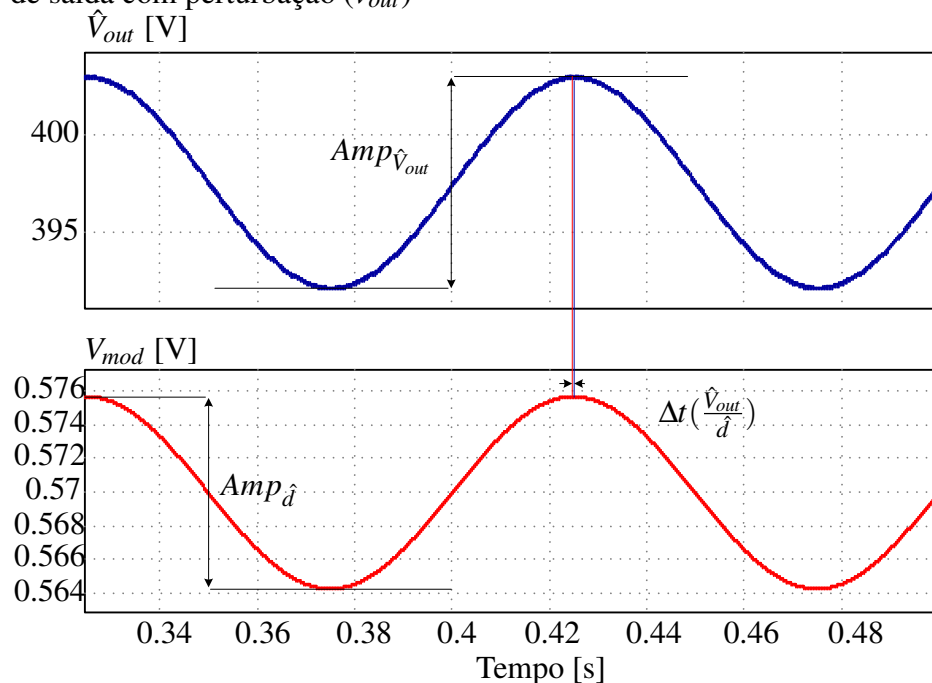


Fonte: Elaborada pela autora.

Verificados os pulsos gerados, através dos intervalos de tempo registrados nos extremos de amplitude de modulação, são realizadas as análises dos resultados após a implementação de perturbações aos circuitos. Destacando duas amostras para detalhamento do procedimento, as

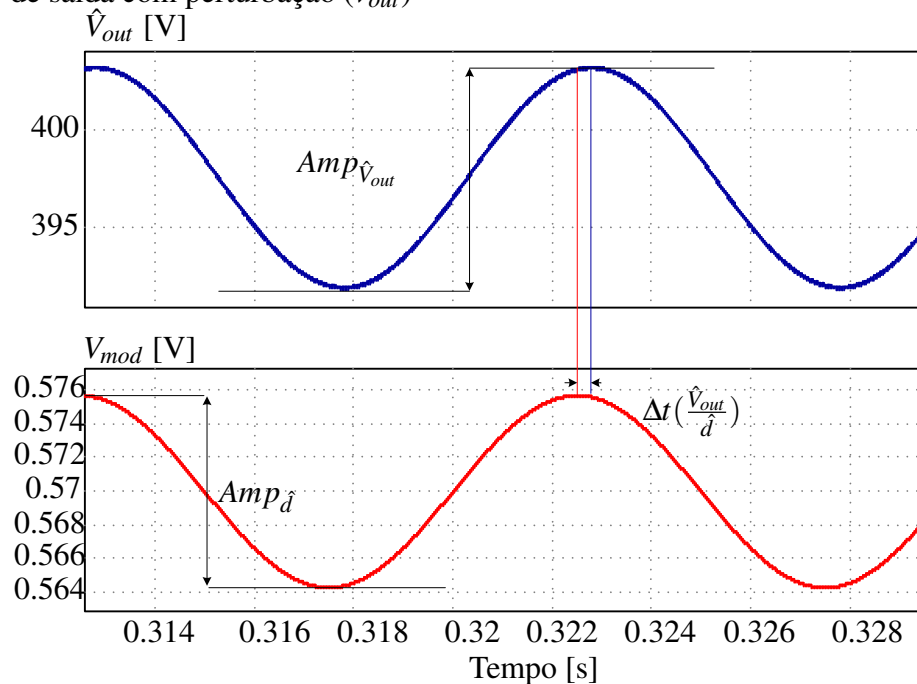
figuras 61 e 62 representam valores de perturbação com frequências de 10 Hz e 100 Hz.

Figura 61 – Formas de onda do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE: sinal de modulação com perturbação CA com 10 Hz de frequência (V_{mod}) e tensão de saída com perturbação (\hat{v}_{out})



Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 62 – Formas de onda do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE: sinal de modulação com perturbação CA com 100 Hz de frequência (V_{mod}) e tensão de saída com perturbação (\hat{v}_{out})



Fonte: Elaborada pela autora.

De maneira análoga ao procedimento de obtenção desta FT para o conversor equivalente, segue-se basicamente o mesmo procedimento. $Amp_{\hat{v}_{out}}$ representa o valor de amplitude da perturbação CA gerada na tensão de saída do conversor, \hat{v}_{out} . $Amp_{\hat{d}}$ corresponde ao valor de amplitude do sinal perturbação \hat{d} aplicado. E $\Delta t \frac{\hat{v}_{out}}{\hat{d}}$ mede o deslocamento em segundos entre as curvas \hat{V}_{out} e V_{mod} . O mesmo procedimento é aplicado para todos os valores de frequência da faixa determinada.

ii. $G_i(s)_{(Discreto)}$

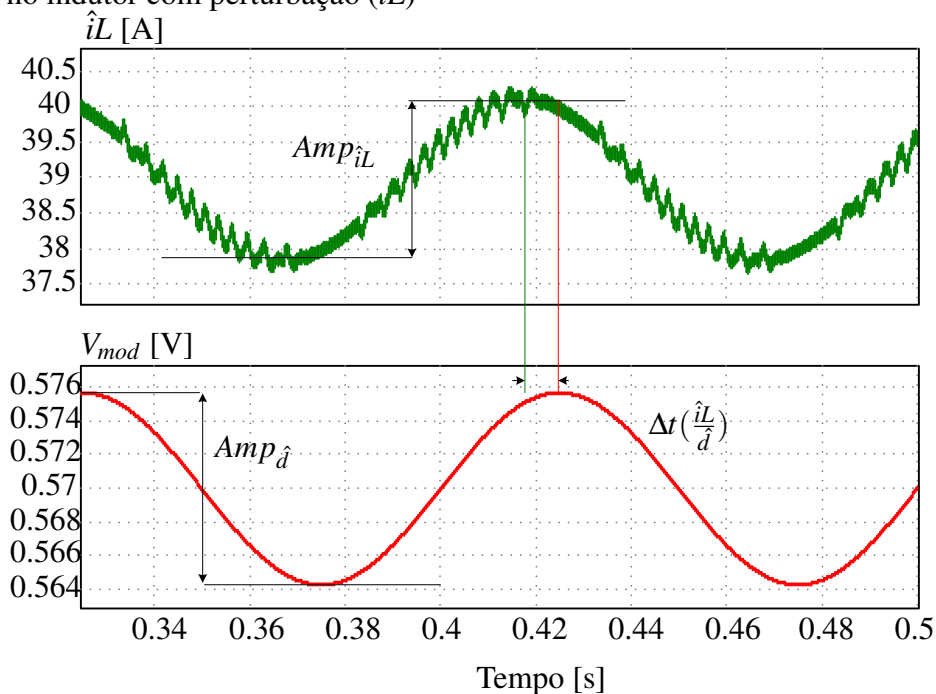
Assim como para $G_v(s)_{(Discreto)}$, o circuito representado na Figura 40 é aplicável, com as perturbações originadas no ciclo de trabalho gerando os sinais de gatilho V_{gs1} , V_{gs2} e V_{gs3} para as chaves S_1 , S_2 e S_3 , respectivamente. Os comportamentos ilustrados nas figuras 56, 57, 59 e 60 para os sinais de gatilho são mantidos, com perturbações nas frequências de 10 Hz e 100 Hz.

As figuras 63 e 64 ilustram a média periódica da corrente de entrada do conversor \hat{i}_L em relação ao sinal de modulação V_{mod} com perturbações nas frequências de 10 Hz e 100 Hz, respectivamente. Quanto à avaliação dos parâmetros necessários para estimar ganho e fase, em ambos os casos, $Amp_{\hat{i}_L}$ representa a amplitude da perturbação CA gerada na corrente do indutor, enquanto $Amp_{\hat{d}}$ representa a amplitude do sinal de perturbação \hat{d} , e $\Delta t \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}}$ mede o deslocamento em segundos entre as curvas \hat{i}_L e V_{mod} . O procedimento é replicado para os demais valores de frequência estabelecidos.

iii. $G_{vi}(s)_{(Discreto)}$

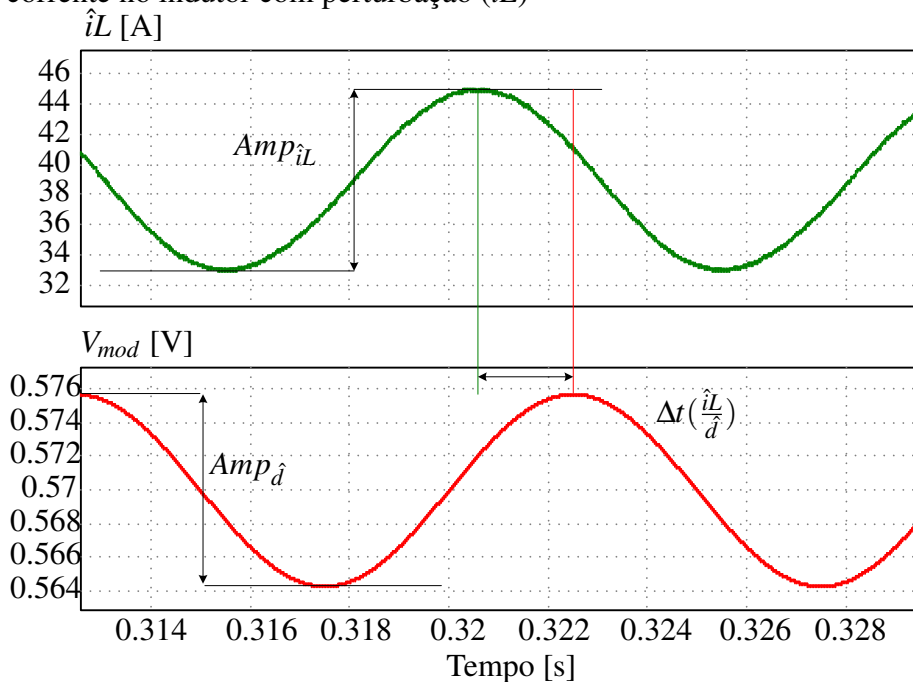
Como destacado no esquemático de circuito da Figura 42, o sinal de perturbação CA \hat{i} se origina na corrente \hat{i}_L do indutor do circuito. As figuras 65 e 66 ilustram o mesmo circuito com perturbações nas frequências de 10 Hz e 100 Hz, respectivamente. Assim, em ambas as representações, a perturbação gerada em \hat{i}_L é registrada em amplitude pelo parâmetro $Amp_{\hat{i}}$, repercutindo na tensão de saída do conversor, que por sua vez é representada pela média periódica \hat{V}_{out} . A amplitude da perturbação CA gerada em \hat{V}_{out} é medida por $Amp_{\hat{v}_{out}}$, enquanto o deslocamento das curvas \hat{v}_{out} e \hat{i}_L é estimado por $\Delta t \frac{\hat{V}_{out}}{\hat{i}_L}$. O procedimento detalhado é igualmente aplicável a todos os valores da faixa de frequência estabelecidos.

Figura 63 – Formas de onda do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE: sinal de modulação com perturbação CA com 10 Hz de frequência (V_{mod}) e corrente no indutor com perturbação (\hat{i}_L)



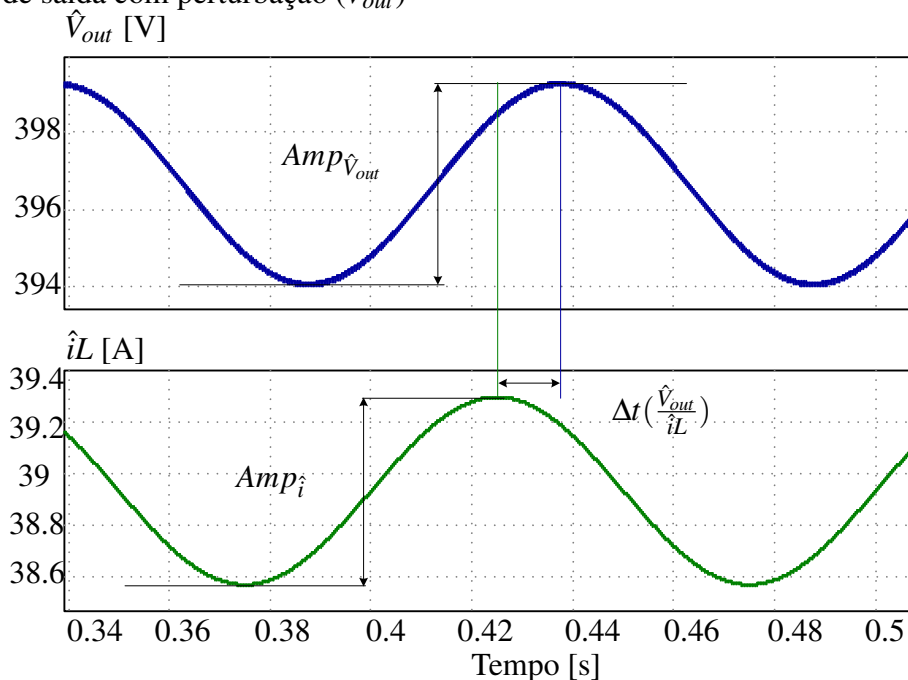
Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 64 – Formas de onda do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE: sinal de modulação com perturbação CA com 100 Hz de frequência (V_{mod}) e corrente no indutor com perturbação (\hat{i}_L)



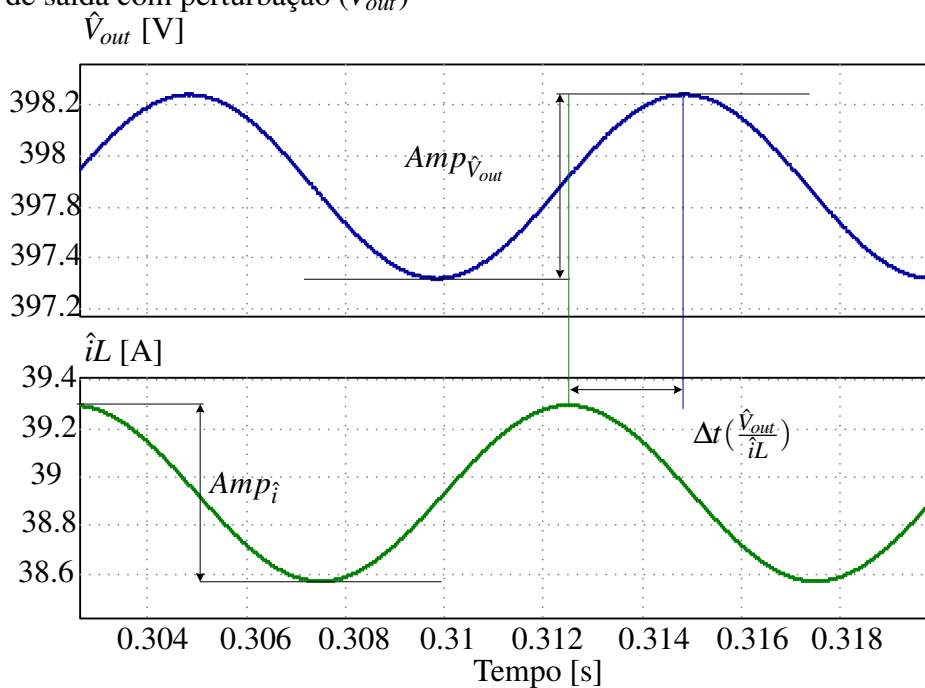
Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 65 – Formas de onda do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE: corrente no indutor com perturbação CA com 10 Hz de frequência (\hat{i}_L) e tensão de saída com perturbação (\hat{V}_{out})



Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 66 – Formas de onda do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE: corrente no indutor com perturbação CA com 100 Hz de frequência (\hat{i}_L) e tensão de saída com perturbação (\hat{V}_{out})



Fonte: Elaborada pela autora.

5.2.3 Perturbação discreta mediante experimentação em bancada de testes

A implementação da perturbação discreta mediante experimentação em bancada de testes segue exatamente os procedimentos descritos no Tópico 5.2.2. O tratamento dos resultados obtidos para a coleta dos pontos constituintes dos diagramas de Bode do conversores se igua-la ao método de perturbação discreta mediante simulação, uma vez que os dados obtidos dos gráficos coletados em bancada de testes são trabalhados no *software* computacional MATLAB. A medição dos valores dos parâmetros apresentados no Tópico 5.2.2 segue a mesma metodologia. Reforçando a apresentação do método anterior como um equivalente do método atual à nível de simulação. A distinção da perturbação discreta mediante experimentação em bancada se dá justamente ao se trabalhar com o conversor em sua estrutura física, e na implementação das perturbações e dos pulsos para os interruptores, que são gerados através de um DSP (*Digital Signal Processor*). No entanto, vale destacar que este procedimento de perturbação discreta experimental se restringe a perturbações no ciclo de trabalho do conversor.

5.3 Verificação Mediante 5.2.1 e 5.2.2

5.3.1 Função de transferência $G_{v'}(s) = \hat{v}_{out'} / \hat{d}^*$

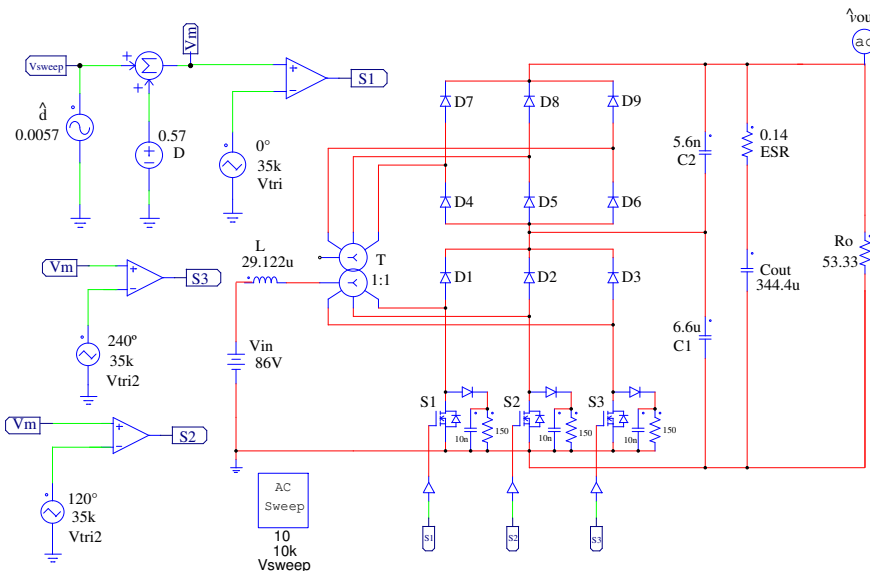
Partindo dos procedimentos descritos nos tópicos 5.2.1 e 5.2.2 para $G_{v'}(s)$, os circuitos de simulação utilizados para perturbação mediante a ferramenta *ACsweep* do PSIM são detalhados a seguir. A Figura 67 ilustra o circuito de simulação do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE, conforme o esquemático da Figura 40, com os parâmetros da ferramenta *ACsweep* delimitados. Já a Figura 68 refere-se ao circuito de simulação do conversor CC-CC Boost equivalente, construído a partir do esquemático da Figura 39.

Quanto a aferição de pontos para obtenção de $G_{v'}(s)$ e $G_v(s)$ pelo método de perturbação discreta mediante simulação, os mesmos circuitos de simulação das Figuras 67 e 68 são utilizados, com a ferramenta *ACsweep* desabilitada. Assim, a aferição dos resultados ocorre, como exemplificado nas Figuras 49, 50, 61 e 62 para 24 valores de frequência de perturbação entre a faixa de 10 Hz à 100 Hz.

Para o conversor CC-CC Boost equivalente, os parâmetros $Amp_{\hat{v}_{out'}}$, $Amp_{\hat{d}^*}$ e $\Delta t \frac{\hat{v}_{out'}}{\hat{d}^*}$ são mostrados e convertidos para ganho e fase na Tabela 7. De maneira análoga, para o conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE, a medição dos valores dos parâmetros citados são registrados e

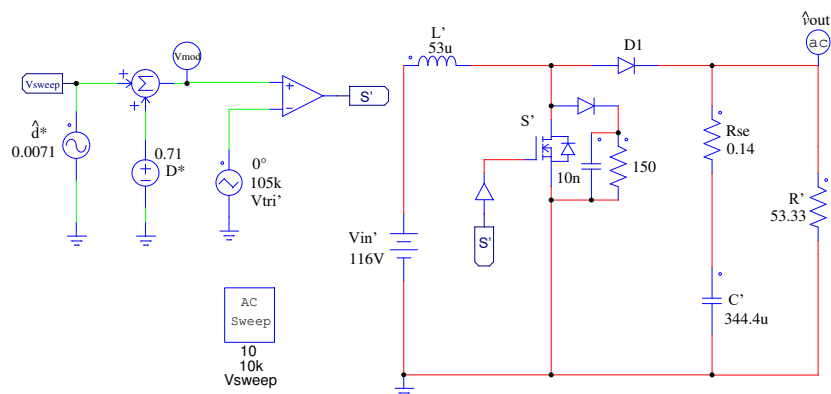
convertidos para ganho e fase na Tabela 8.

Figura 67 – Circuito de simulação com perturbação do conversor CC-CC Boost ATCT-CCME ($G_V(s)$)



Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 68 – Circuito de simulação com perturbação do conversor CC-CC Boost equivalente ($G_V'(s)$)



Fonte: Elaborada pela autora.

Os resultados de simulação dos circuitos das figuras 67 e 68, e das tabelas 7 e 8, com valores de ganho e fase de cada uma das FTs dos conversores equivalente e original, fornecem os parâmetros para obtenção das curvas do diagrama de Bode. A partir da função de transferência de razão cíclica perturbando a tensão de saída, obtida na modelagem do conversor CC-CC Boost equivalente, torna-se possível traçar o diagrama de Bode do sistema com curvas analíticas. Estas curvas são confrontadas com as curvas de simulação do próprio conversor Boost equivalente

para validação da metodologia, e sequencialmente, comparadas com as curvas de simulação do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE para validação de equivalência entre os modelos.

Tabela 7 – Valores de Ganho[dB] e Fase[°] para $G_{v'}(s)_{(Discreto)}$

Frequência [Hz]	$Amp_{\hat{d}^*}$ [V]	$Amp_{\hat{v}_{out}'}$ [V]	$\Delta t \frac{\hat{v}_{out}'}{\hat{d}^*}$ [s]	Ganho [dB]	Fase [°]
10	0,0142	19,275	-0,000194	62,65	-0,70
25	0,0142	19,362	-0,000137	62,69	-1,23
50	0,0142	19,693	-0,000232	62,84	-4,18
75	0,0142	20,100	-0,000213	63,02	-5,76
80	0,0142	20,303	-0,000046	63,11	-1,32
85	0,0142	20,355	-0,000228	63,13	-6,96
90	0,0142	20,579	-0,000204	63,22	-6,60
95	0,0142	20,632	-0,000209	63,25	-7,15
100	0,0142	20,782	-0,000256	63,31	-9,22
150	0,0142	23,059	-0,000222	64,21	-11,99
200	0,0142	26,848	-0,000325	65,53	-23,40
250	0,0142	27,662	-0,000528	65,79	-47,52
300	0,0142	23,708	-0,000599	64,45	-64,69
350	0,0142	19,799	-0,000708	62,89	-89,21
400	0,0142	16,475	-0,000755	61,29	-108,72
450	0,0142	13,884	-0,000673	59,80	-109,03
500	0,0142	11,758	-0,000713	58,36	-128,34
600	0,0142	8,679	-0,000520	55,72	-112,32
750	0,0142	5,162	-0,000537	51,21	-144,99
1000	0,0142	2,770	-0,000373	45,80	-134,39
2500	0,0142	0,560	-0,000095	31,92	-85,77
5000	0,0142	1,018	-0,000050	37,11	-89,28
7500	0,0142	0,531	-0,000037	31,45	-100,17
10000	0,0142	0,338	-0,000027	27,53	-96,12

Fonte: Elaborada pela autora.

A Figura 69 apresenta o gráfico de $G_{v'}(s)$ para o conversor CC-CC Boost equivalente, com as curvas analíticas ($G_{v'}(s)_{(Analitica)}$) confrontadas com as curvas de simulação, resultantes da implementação da ferramenta *ACsweep* ($G_{v'}(s)_{(ACsweep)}$) e da análise discreta mediante simulação ($G_{v'}(s)_{(Discreto)}$). Diante da compatibilidade observada com a sobreposição das curvas, admite-se a validação da metodologia proposta, sinalizando a realização da etapa seguinte. Assim, para verificação de compatibilidade entre os modelo de conversor original e seu equivalente, na Figura 70 são confrontadas as curvas de simulação do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE ($G_v(s)_{(ACsweep)}$, $G_v(s)_{(Discreto)}$) com as curvas analíticas do modelo equivalente.

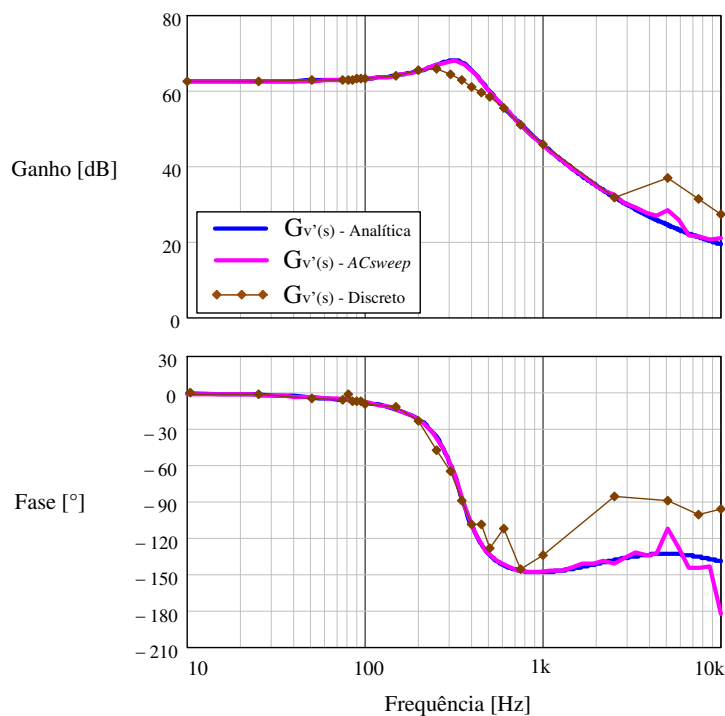
Em síntese, conforme ilustrado no gráfico da Figura 71, as curvas referentes ao conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE comportam-se de maneira similar as de seu modelo equivalente, com aproximações significativas tanto em ganho quanto em fase.

Tabela 8 – Valores de Ganho[dB] e Fase[°] para $G_v(s)$ (Discreto)

Frequência [Hz]	$Amp_{\hat{d}}$ [V]	$Amp_{\hat{v}_{out}}$ [V]	$\Delta t_{\hat{v}_{out}}^d$ [s]	Ganho [dB]	Fase [°]
10	0,0114	10,600	-0,000116	59,37	-0,42
25	0,0114	10,670	-0,000116	59,43	-1,04
50	0,0114	10,834	-0,000316	59,56	-5,69
75	0,0114	11,142	-0,000116	59,80	-3,13
80	0,0114	11,235	-0,000191	59,87	-5,50
85	0,0114	11,279	-0,000151	59,91	-4,62
90	0,0114	11,338	-0,000259	59,95	-8,39
95	0,0114	11,427	-0,000234	60,02	-8,00
100	0,0114	11,548	-0,000216	60,11	-7,78
150	0,0114	12,711	-0,000259	60,95	-13,99
200	0,0114	15,700	-0,000295	62,78	-21,24
250	0,0114	20,091	-0,000373	64,92	-33,56
300	0,0114	23,071	-0,000616	66,12	-66,53
350	0,0114	19,542	-0,000802	64,68	-101,05
400	0,0114	15,639	-0,000891	62,75	-128,30
450	0,0114	11,276	-0,000938	59,91	-151,96
500	0,0114	8,414	-0,000902	57,36	-162,36
600	0,0114	4,700	-0,000756	52,30	-163,30
750	0,0114	2,790	-0,000631	47,77	-170,37
1000	0,0114	1,366	-0,000494	41,57	-177,84
2500	0,0114	0,208	-0,000216	25,22	-194,40
5000	0,0114	0,049	-0,000109	12,67	-196,56
7500	0,0114	0,020	-0,000077	4,75	-207,90
10000	0,0114	0,013	-0,000061	1,40	-221,04

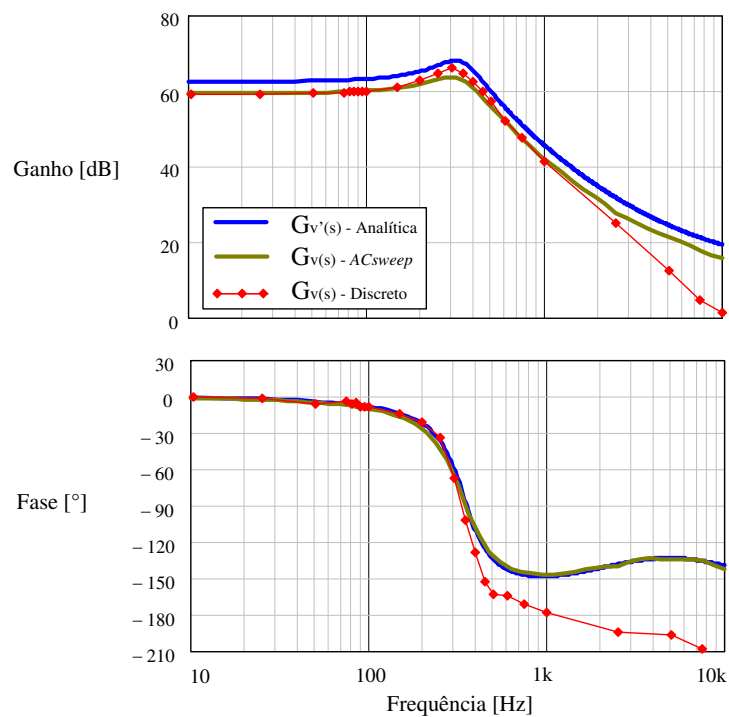
Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 69 – Diagrama de Bode das funções de transferência $G_v(s)$ do conversor CC-CC Boost equivalente



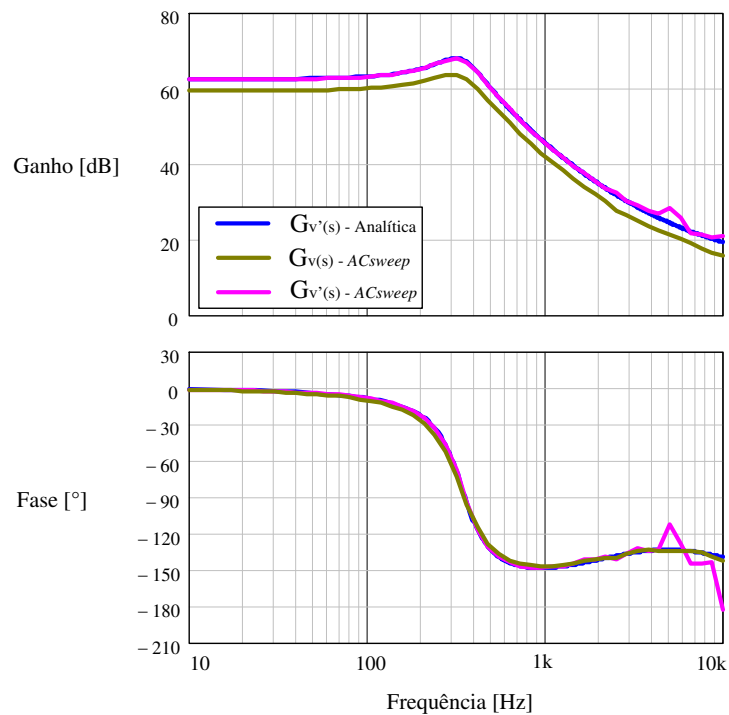
Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 70 – Diagrama de Bode das funções de transferência $G_v(s)$ do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE



Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 71 – Diagrama de Bode das funções de transferência $G_{v'}(s)$ e $G_v(s)$: comparativo entre as curvas

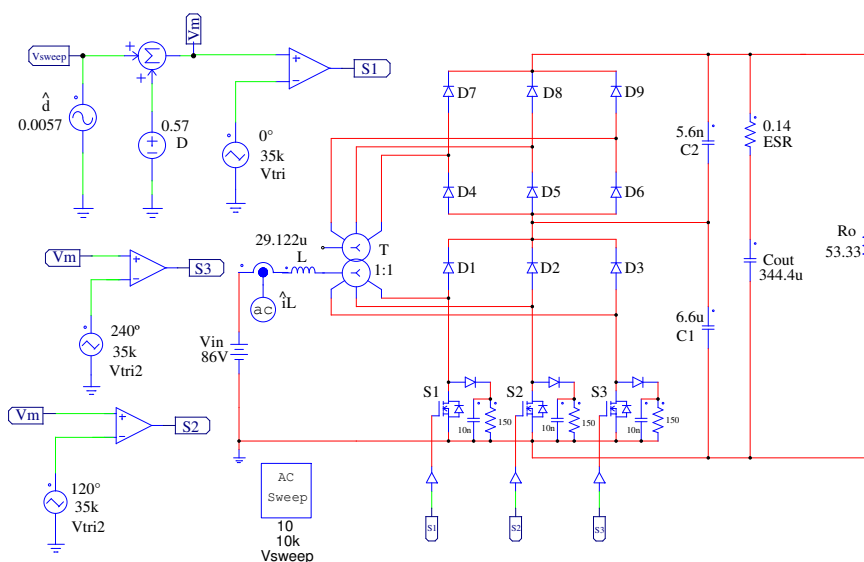


Fonte: Elaborada pela autora.

5.3.2 Função de transferência $G_V(s) = \hat{i}_L / \hat{d}^*$

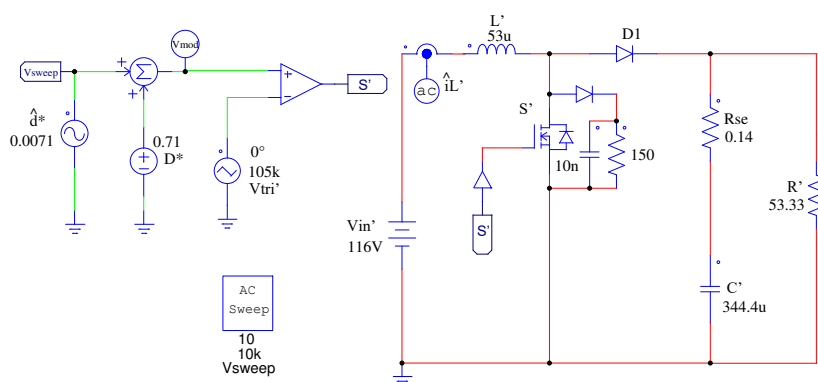
Diante dos métodos de obtenção das curvas de $G_V(s)$ descritos nos tópicos 5.2.1 e 5.2.2, para o método abordado em 5.2.1 são construídos os circuitos de simulação com a ferramenta *ACsweep* do PSIM configurada, tanto para o conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE, quanto para o conversor CC-CC Boost equivalente, sendo mostrados sequencialmente nas figuras 72 e 73. Ambos os circuitos de simulação são obtidos a partir dos esquemáticos das figuras 40 e 39, dada a perturbação no ciclo de trabalho do conversor.

Figura 72 – Circuito de simulação com perturbação do conversor CC-CC Boost ATCT-CCME ($G_V(s)$)



Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 73 – Circuito de simulação com perturbação do conversor CC-CC Boost equivalente ($G_V(s)$)



Fonte: Elaborada pela autora.

Em relação ao método do Tópico 5.2.2, para obtenção de $G_{i'}(s)$ e $G_i(s)$, os circuitos de simulação das figuras 72 e 73 são igualmente aplicáveis, desabilitando a ferramenta *ACsweep*, para a determinação dos pontos constituintes das curvas do diagrama de Bode para os dois conversores. Deste modo, utilizando os exemplos detalhados nas figuras 51, 52, 63 e 64, pode-se obter os resultados do comportamento do circuito para todos os valores de frequência de perturbação determinados dentro da faixa estabelecida de de 10 Hz à 100 Hz.

Assim, para o modelo de conversor CC-CC Boost equivalente, a Tabela 9 registra os valores dos parâmetros $Amp_{\hat{i}_{L'}}$, $Amp_{\hat{d}^*}$ e $\Delta t_{\hat{d}^*}$, que são convertidos e apresentados como valores de ganho e fase do conversor nas frequências escolhidas de perturbação. Analogamente, para o conversor original com CCQE, os valores coletados destes parâmetros são apresentados e convertidos para os valores de ganho e fase do conversor nesses pontos na Tabela 10.

Tabela 9 – Valores de Ganho[dB] e Fase[°] para $G_{i'}(s)$ (*Discreto*)

Frequência [Hz]	$Amp_{\hat{d}^*}$ [V]	$Amp_{\hat{i}_{L'}}$ [V]	$\Delta t_{\hat{d}^*}$ [s]	Ganho [dB]	Fase [°]
10	0,0142	2,848	0,008302	46,05	29,89
25	0,0142	4,402	0,005740	49,83	51,66
50	0,0142	7,828	0,003550	54,83	63,89
75	0,0142	11,75	0,002417	58,35	65,26
80	0,0142	12,47	0,002327	58,87	67,01
85	0,0142	13,321	0,002192	59,44	67,09
90	0,0142	14,272	0,002007	60,04	65,03
95	0,0142	15,231	0,001896	60,61	64,84
100	0,0142	15,929	0,001849	61,00	66,56
150	0,0142	26,593	0,001149	65,45	62,05
200	0,0142	38,343	0,000837	68,63	60,26
250	0,0142	48,176	0,000321	70,61	28,89
300	0,0142	49,007	-0,000065	70,76	-7,00
350	0,0142	47,316	-0,000174	70,45	-21,92
400	0,0142	45,018	-0,000221	70,02	-31,82
450	0,0142	43,145	-0,000244	69,65	-39,53
500	0,0142	40,789	-0,000284	69,17	-51,12
600	0,0142	38,037	-0,000309	68,56	-66,74
750	0,0142	27,605	-0,000317	65,77	-85,59
1000	0,0142	19,088	-0,000258	62,57	-92,88
2500	0,0142	5,789	-0,000150	52,21	-135,00
5000	0,0142	3,371	-0,000049	47,51	-87,30
7500	0,0142	2,377	-0,000023	44,47	-61,83
10000	0,0142	2,532	-0,000024	45,02	-85,68

Fonte: Elaborada pela autora.

Partindo das simulações fornecidas através da ferramenta *ACsweep* ilustradas nas figuras 72 e 68, e das tabelas 9 e 10, com valores de ganho e fase coletados de forma discreta, são gerados os diagramas de Bode dos circuitos original e equivalente.

Tabela 10 – Valores de Ganho[dB] e Fase[°] para $G_i(s)_{(Discreto)}$

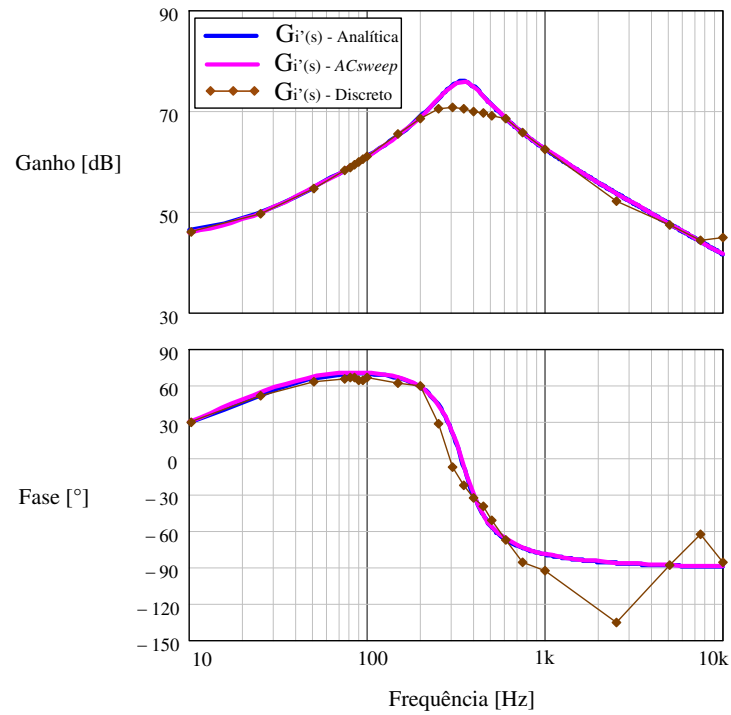
Frequência [Hz]	$Amp_{\hat{d}}$ [V]	$Amp_{\hat{i}_L}$ [V]	$\Delta t \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}}$ [s]	Ganho [dB]	Fase [°]
10	0,0114	2,31	0,008915	46,13	32,09
25	0,0114	3,386	0,005659	49,46	50,93
50	0,0114	5,932	0,003268	54,33	58,82
75	0,0114	8,616	0,002509	57,57	67,74
80	0,0114	9,224	0,002451	58,16	70,59
85	0,0114	9,878	0,002310	58,76	70,69
90	0,0114	10,478	0,002116	59,27	68,56
95	0,0114	11,187	0,002092	59,84	71,55
100	0,0114	11,821	0,001950	60,31	70,20
150	0,0114	21,276	0,001116	65,42	60,26
200	0,0114	32,271	0,001117	69,04	80,42
250	0,0114	50,272	0,000619	72,89	55,71
300	0,0114	67,121	0,000166	75,40	17,93
350	0,0114	68,404	-0,000117	75,56	-14,74
400	0,0114	61,199	-0,000304	74,60	-43,78
450	0,0114	51,366	-0,000358	73,08	-58,00
500	0,0114	42,988	-0,000382	71,53	-68,76
600	0,0114	28,989	-0,000318	68,11	-68,69
750	0,0114	21,056	-0,000271	65,33	-73,14
1000	0,0114	13,849	-0,000221	61,69	-79,56
2500	0,0114	4,956	-0,000076	52,76	-68,40
5000	0,0114	2,324	-0,000051	46,19	-91,44
7500	0,0114	1,443	-0,000033	42,05	-88,02
10000	0,0114	1,027	-0,000018	39,09	-64,80

Fonte: Elaborada pela autora.

O comparativo da resposta em frequência das curvas da função de transferência da razão cíclica perturbando a corrente no indutor ocorre de maneira análoga à função de transferência anterior. Compartilhando da mesma natureza do sinal de perturbação, as curvas analíticas geradas a partir do modelo de conversor equivalente ($G_{i'}(s)_{(Analitica)}$, $G_{i'}(s)_{(ACsweep)}$, $G_{i'}(s)_{(Discreto)}$), são comparada no gráfico da Figura 74, com as curvas de simulação do modelo equivalente. Já no gráfico da Figura 75 são plotadas as curvas de simulação referentes ao conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE ($G_i(s)_{(ACsweep)}$, $G_i(s)_{(Discreto)}$) confrontadas com as curvas analíticas do modelo equivalente.

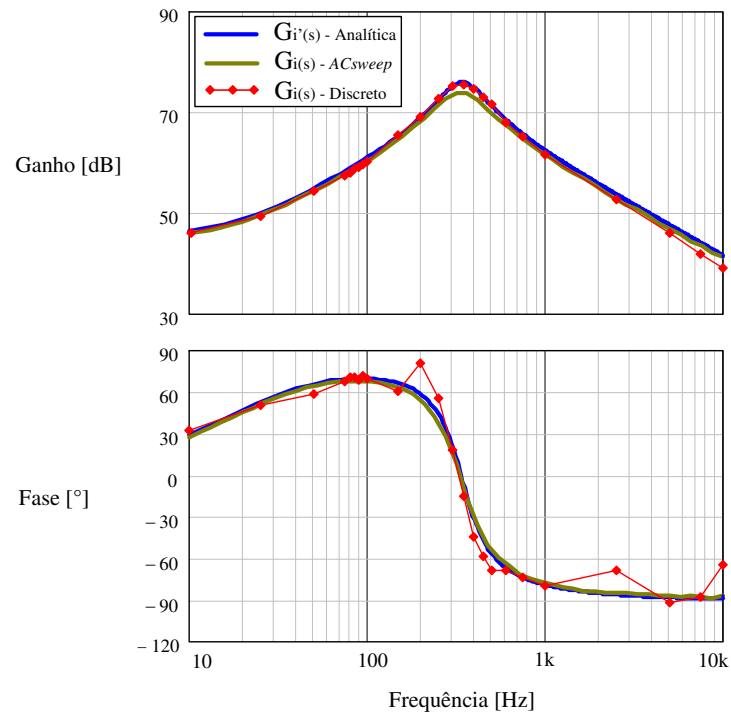
O gráfico da Figura 74 valida a metodologia utilizada com a compatibilidade entre as curvas, enquanto o gráfico da Figura 75 indica a proximidade das curvas dos dois conversores. E por fim, pode-se observar no diagrama de Bode da Figura 76, a sobreposição das curvas de ganho e fase dos dois modelos.

Figura 74 – Diagrama de Bode das funções de transferência $G_i'(s)$ do conversor CC-CC Boost equivalente



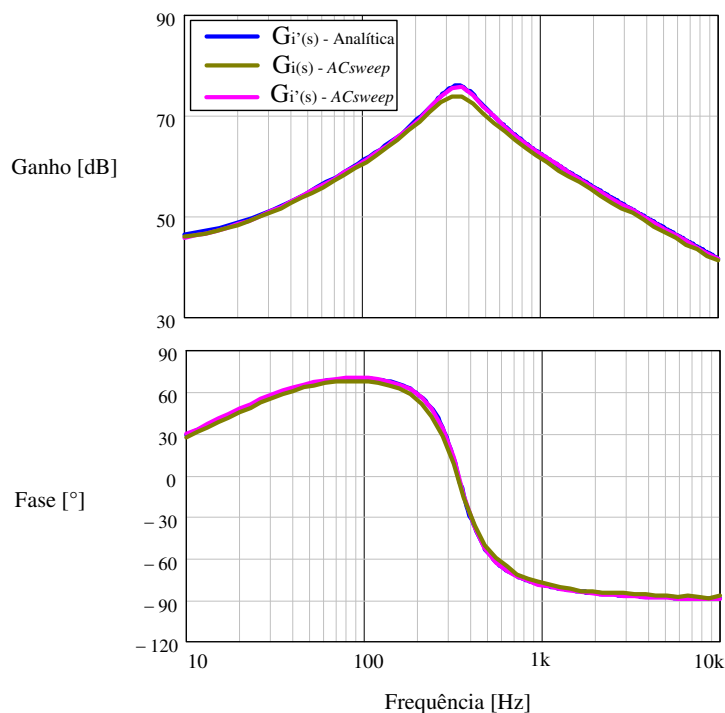
Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 75 – Diagrama de Bode das funções de transferência $G_i(s)$ do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE



Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 76 – Diagrama de Bode das funções de transferência $G_{i'}(s)$ e $G_i(s)$: comparativo entre as curvas

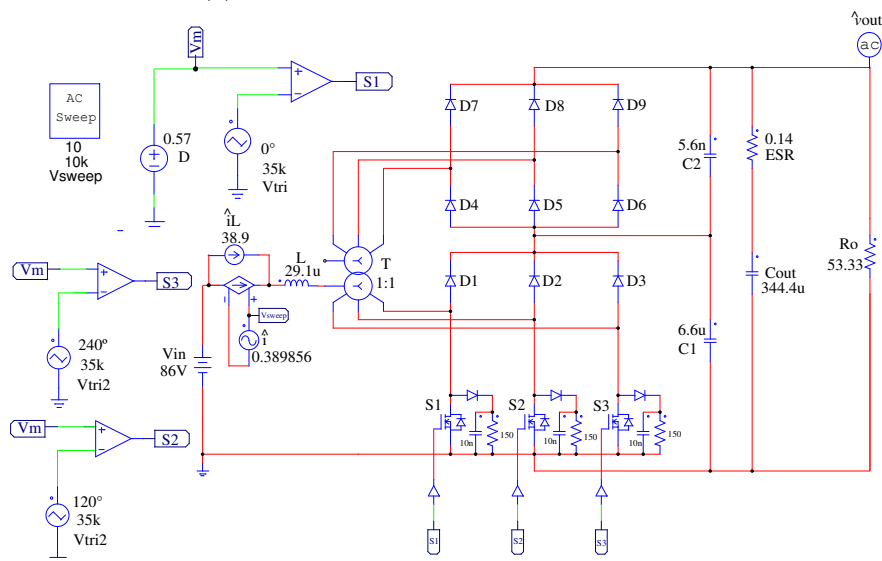


Fonte: Elaborada pela autora.

5.3.3 Função de transferência $G_{vi'}(s) = \hat{v}_{out'} / \hat{i}_{L'}$

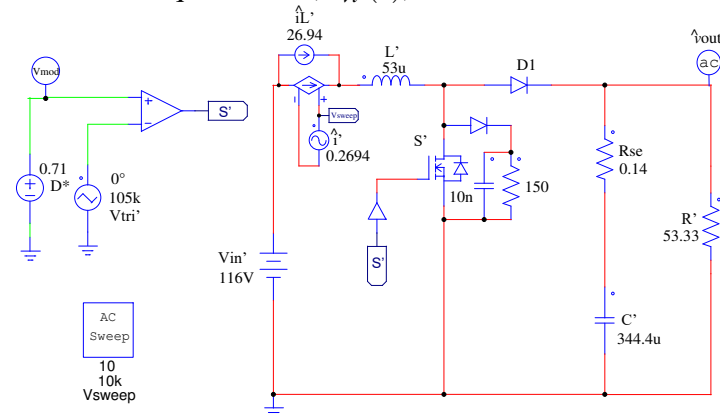
Para obter $G_{vi'}(s)$ a partir da metodologia abordada no tópico 5.2.1, os circuitos de simulação dos conversores CC-CC Boost ATCT-CCQE e Boost equivalente foram construídos de acordo com os esquemáticos das figuras 42 e 41, conforme apresentado nas figuras 77 e 78.

Figura 77 – Circuito de simulação com perturbação do conversor CC-CC Boost ATCT-CCME ($G_{vi}(s)$)



Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 78 – Circuito de simulação com perturbação do conversor CC-CC Boost equivalente ($G_{vi'}(s)$)



Fonte: Elaborada pela autora.

Já na implementação da metodologia descrita no tópico 5.2.2 para a obter $G_{vi'}(s)$ e $G_{vi}(s)$, os circuitos das figuras 77 e 78 foram utilizados desabilitando a ferramenta *ACsweep*. O procedimento já exemplificado nas figuras 53, 54, 65 e 66 foi realizado para valores de frequência de perturbação dentro da faixa de 10 Hz à 100 Hz. Para o conversor CC-CC Boost equivalente, os valores dos parâmetros registrados são convertidos para ganho e fase na Tabela 11.

Tabela 11 – Valores de Ganho[dB] e Fase[°] para $G_{vi'}(s)$ (*Discreto*)

Frequência [Hz]	$Amp_{\hat{v}_i}$ [V]	$Amp_{\hat{v}_{out'}}$ [V]	$\Delta t_{\hat{v}_{out'}/\hat{i}L'}$ [s]	Ganho [dB]	Fase [°]
10	0,5388	3,647	-0,008496	16,61	-30,59
25	0,5388	2,370	-0,005877	12,87	-52,89
50	0,5388	1,355	-0,003782	8,01	-68,07
75	0,5388	0,922	-0,002630	4,66	-71,02
80	0,5388	0,877	-0,002372	4,23	-68,33
85	0,5388	0,823	-0,002420	3,68	-74,05
90	0,5388	0,777	-0,002211	3,18	-71,63
95	0,5388	0,730	-0,002105	2,64	-71,99
100	0,5388	0,703	-0,002105	2,31	-75,78
150	0,5388	0,467	-0,001371	-1,24	-74,03
200	0,5388	0,377	-0,001162	-3,10	-83,66
250	0,5388	0,309	-0,000849	-4,82	-76,41
300	0,5388	0,261	-0,000534	-6,31	-57,69
350	0,5388	0,225	-0,000534	-7,57	-67,28
400	0,5388	0,197	-0,000534	-8,73	-76,90
450	0,5388	0,173	-0,000429	-9,85	-69,50
500	0,5388	0,155	-0,000429	-10,80	-77,22
600	0,5388	0,123	-0,000211	-12,83	-45,58
750	0,5388	0,101	-0,000220	-14,56	-59,40
1000	0,5388	0,078	-0,000115	-16,77	-41,51
2500	0,5388	0,052	0,000055	-20,29	49,23
5000	0,5388	0,163	-0,000001	-10,40	-1,98
7500	0,5388	0,120	-0,000014	-13,02	-38,34
10000	0,5388	0,072	-0,000003	-17,49	-10,44

Fonte: Elaborada pela autora.

O mesmo procedimento utilizado para o conversor CC-CC Boost equivalente é replicado para o conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE, obtendo a Tabela 12. Desse modo, a partir dos resultados de simulação dos circuitos das figuras 77 e 78, e das tabelas 11 e 12, obtidas para ganho e fase de cada uma das FTs do método mediante perturbação discreta em simulador, incluindo as dos conversores equivalente e original, torna-se possível traçar suas respectivas curvas no diagrama de Bode.

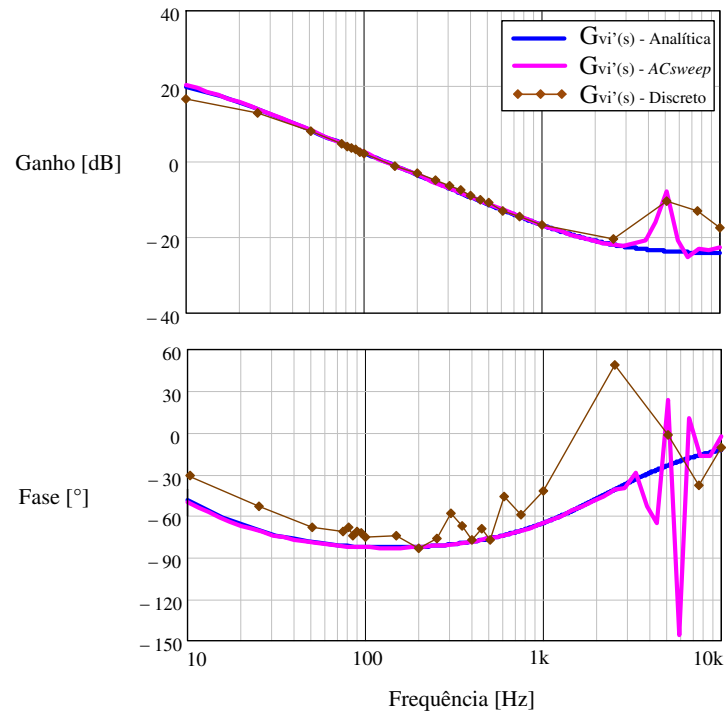
Tabela 12 – Valores de Ganho[dB] e Fase[°] para $G_{vi}(s)_{(Discreto)}$

Frequência [Hz]	$Amp_{\hat{i}}$ [V]	$Amp_{\hat{v}_{out}}$ [V]	$\Delta t \frac{\hat{v}_{out}}{\hat{i}_L}$ [s]	Ganho [dB]	Fase [°]
10	0,7797	10,318	-0,009031	13,23	-32,51
25	0,7797	7,773	-0,005775	9,97	-51,98
50	0,7797	4,079	-0,003584	5,23	-64,51
75	0,7797	1,741	-0,002625	2,23	-70,88
80	0,7797	1,336	-0,002642	1,71	-76,09
85	0,7797	0,898	-0,002461	1,15	-75,31
90	0,7797	0,534	-0,002375	0,69	-76,95
95	0,7797	0,144	-0,002326	0,18	-79,55
100	0,7797	-0,158	-0,002166	-0,20	-77,98
150	0,7797	-3,489	-0,001375	-4,47	-74,25
200	0,7797	-4,880	-0,001412	-6,26	-101,66
250	0,7797	-6,211	-0,000992	-7,97	-89,27
300	0,7797	-7,232	-0,000782	-9,28	-84,46
350	0,7797	-8,485	-0,000685	-10,88	-86,31
400	0,7797	-9,240	-0,000587	-11,85	-84,53
450	0,7797	-10,269	-0,000580	-13,17	-93,96
500	0,7797	-11,046	-0,000520	-14,17	-93,60
600	0,7797	-12,321	-0,000438	-15,80	-94,61
750	0,7797	-13,688	-0,000360	-17,56	-97,23
1000	0,7797	-15,687	-0,000273	-20,12	-98,28
2500	0,7797	-21,474	-0,000140	-27,54	-126,00
5000	0,7797	-26,136	-0,000058	-33,52	-105,12
7500	0,7797	-29,080	-0,000044	-37,30	-119,88
10000	0,7797	-29,386	-0,000003	-37,69	-10,44

Fonte: Elaborada pela autora.

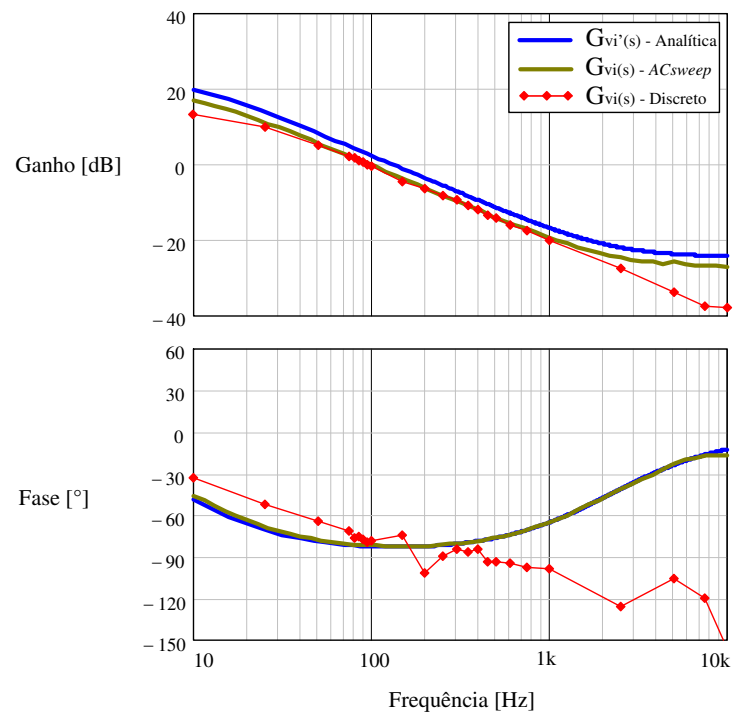
Para analisar a função de transferência $G_{vi'}(s)$ da corrente no indutor perturbando a tensão de saída do conversor, o procedimento de obtenção das curvas ocorre de forma semelhante às análises das funções de transferência anteriores, com a parte analítica se baseando na modelagem do conversor equivalente, e nas etapas de simulação diferindo na natureza da perturbação. É construído o diagrama de Bode da Figura 79 com as curvas teóricas e de simulação do conversor CC-CC Boost equivalente ($G_{vi'}(s)_{(Analitica)}$, $G_{vi'}(s)_{(ACsweep)}$, $G_{vi'}(s)_{(Discreto)}$). Já a Figura 80 mostra o gráfico de ganho e fase referente às curvas de simulação do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE ($G_{vi'}(s)_{(ACsweep)}$, $G_{vi'}(s)_{(Discreto)}$) em comparativo com as curvas analíticas do modelo equivalente.

Figura 79 – Diagrama de Bode das funções de transferência $G_{vi'}(s)$ do conversor CC-CC Boost equivalente



Fonte: Elaborada pela autora.

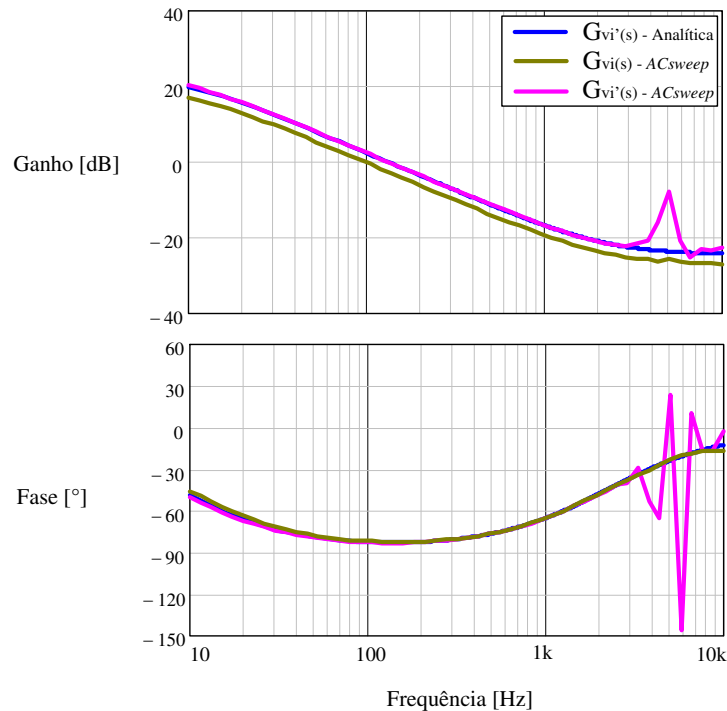
Figura 80 – Diagrama de Bode das funções de transferência $G_{vi}(s)$ do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE



Fonte: Elaborada pela autora.

Em ambas as figuras, 79 e 80, destaca-se o comportamento similar das respostas de tensão de saída às diferentes frequências da perturbação na corrente do indutor, para os dois modelos de circuito. Confrontando essas curvas no gráfico da Figura 81, observa-se a aproximação entre as curvas do modelo equivalente proposto com as curvas do conversor original.

Figura 81 – Diagrama de Bode das funções de transferência $G_{vi'}(s)$ e $G_{vi}(s)$: comparativo entre as curvas



Fonte: Elaborada pela autora.

5.4 Procedimentos para Testes em Bancada

São descritos nesta seção os procedimentos para obtenção das FTs nos testes em bancada. O protótipo utilizado do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE foi previamente projetado e construído em Bastos et al. (2016), passando por um recondicionamento para aplicação no trabalho atual. Vale destacar, que a obtenção das FTs experimentais se limita ao conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE, para fins comparativos de suas respostas em frequências com os modelos teóricos do conversor CC-CC Boost equivalente. As etapas do recondicionamento do protótipo são detalhadas a seguir:

Verificação da estrutura: Verificação de integridade física dos componentes dos circuitos, incluindo reforço, e se necessário, restauração de sua estrutura.

Verificação dos elementos magnéticos: Ensaio do transformador com medição das indutâncias mútuas, de dispersão, e nos enrolamentos do transformador trifásico conectado em Y-Y (Apêndice A). Bem como a verificação da indutância conforme o projetado.

Verificação do circuito de controle: O funcionamento dos optoacopladores do circuito de acionamento dos interruptores foi verificado, conduzindo de maneira correta pulsos PWM até o *gate* dos MOSFETs.

Verificação do circuito de potência: Com os pulsos PWM sendo enviados às chaves através do circuito de controle, o estágio de potência foi alimentado por uma fonte CC e testado na região R2 do MCC com uma potência de 1 kW, funcionando de maneira coerente aos testes experimentais em malha aberta realizados em Bastos (2017).

Assim, dado o acondicionamento da estrutura do protótipo, os procedimentos para gerar perturbações ao conversor, os instrumentos utilizados nos testes experimentais e os resultados experimentais obtidos são detalhados a seguir.

5.4.1 Fotografias do protótipo

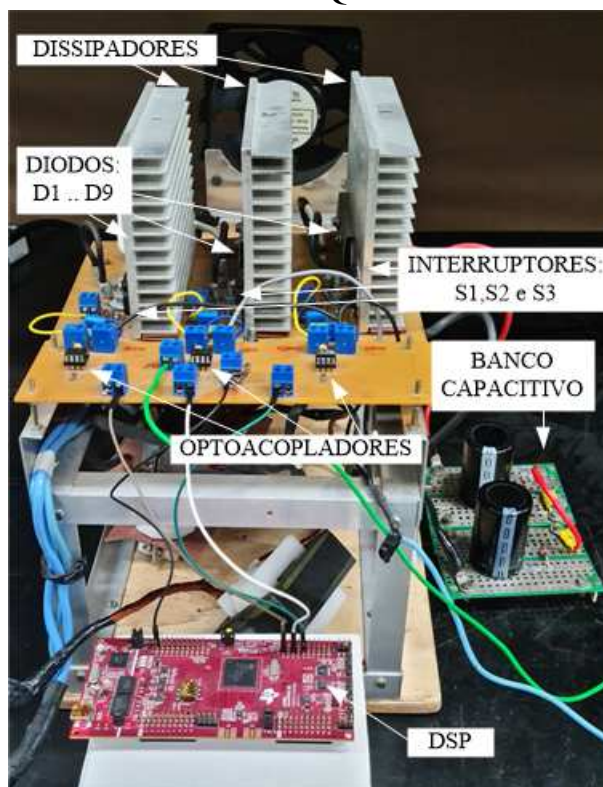
O protótipo previamente apresentado e testado em malha aberta em Bastos et al. (2016) é constituído por três MOSFETs IRFP4768PbF (S_1 , S_2 e S_3), nove diodos 30CPH3 (D_1 .. D_9), capacitores de poliéster de 5,6 nF - 1200 V (C_2) e 3x2,2 μ F - 400 V (C_1), capacitores de polipropileno 2x2,2 μ F - 630 V (C_{out}), um indutor Boost (11 voltas, 24x21 AWG, núcleo E-65/33/26-IP6), e um transformador trifásico Y-Y ($N_p = N_s = 8$, 9x21 AWG, dois núcleos NC-100/57/25-IP6, um núcleo NI-100/24/25-IP6). Em adição ao banco capacitivo de saída, foram incluídos dois capacitores eletrolíticos de 680 μ F - 250 V conectados em série, conforme mostrados nas fotos do protótipo das figuras 82 e 83.

5.4.2 Procedimentos para conseguir as perturbações e os pequenos sinais das grandezas

De maneira resumida o procedimento adotado é descrito a seguir: O sinal de perturbação na frequência desejada é dimensionado à nível discreto em um código de programação, gerado no *software* Code Composer Studio. O código se comunica diretamente com o DSP, que o processa e fornece os sinais PWM ao barramento de controle do conversor através de pinos específicos de saída. A geração dos sinais PWM com inclusão da perturbação é determinada dentro do código, com uma senoide sendo gerada com a amplitude e frequência da perturbação desejada em um módulo de conversão digital-analógico (DAC). A senoide de perturbação deter-

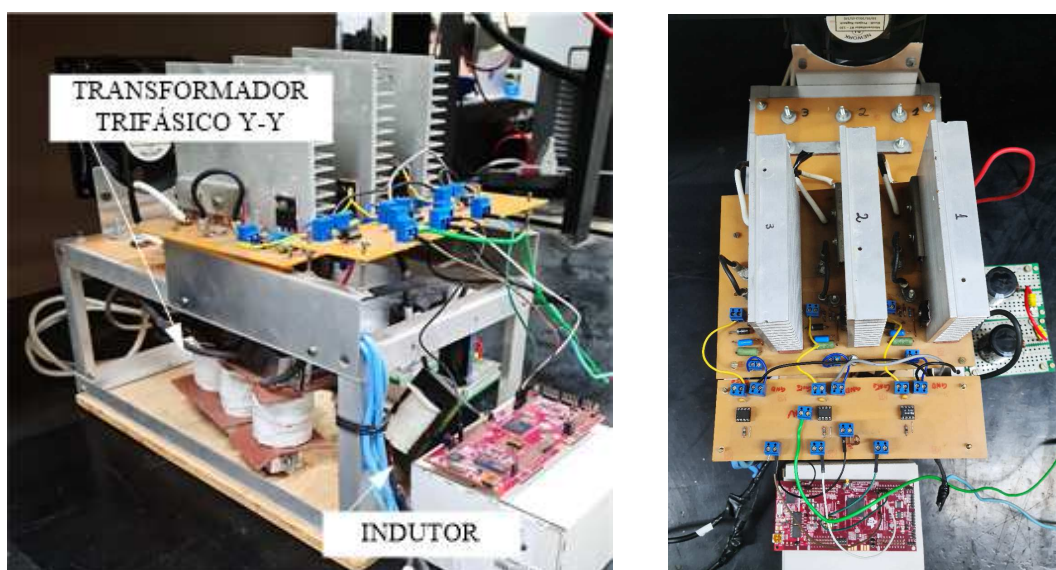
minada no DAC é enviada para o comparador interno ao módulo de geração do PWM, somada ao ciclo de trabalho desejado, resultando assim em um sinal PWM com perturbação.

Figura 82 – Fotografia do protótipo do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE: Vista frontal



Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 83 – Fotografias do protótipo do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE



(a) Vista lateral.

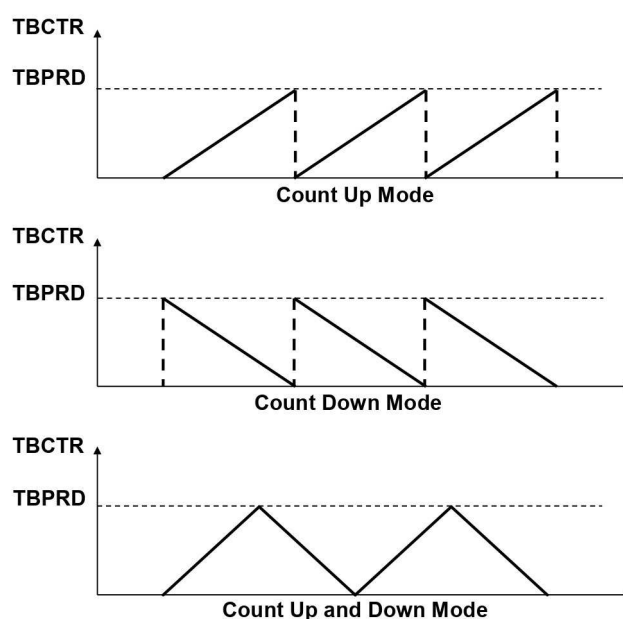
(b) Vista superior.

Fonte: Elaborada pela autora.

Com a modulação PWM fornecida a partir do DSP, o protótipo é energizado em seu estágio de potência e mede-se os resultados obtidos da resposta do circuito quando submetidos à perturbações em diferentes valores de frequência. As curvas obtidas dos parâmetros medidos são salvas como pontos discretos em um arquivo de dados, posteriormente analisados através *software* MATLAB. Desse modo, com base no panorama geral apresentado, o procedimento inicial para incluir perturbações CA ao circuito do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE é o desenvolvimento do código fonte, para enviar os pulsos PWM ao circuito de *drivers* do conversor.

A geração de PWM a partir da estrutura do DSP (TMS320F28379D) é realizada conforme as configurações do módulo ePWM. O módulo ePWM tem em sua composição um registrador de contagem de base (TBCLK) de 16 bits, a partir do qual é definido o período do PWM no registrador de período (TBPRD). O ePWM, como mostra a Figura 84, possui três modos de contagem de base de tempo: o modo ascendente (*Count Up Mode*), o modo descendente (*Count Down Mode*), e o modo simétrico (*Count Up-Down Mode*). No modo ascendente, o registrador de contagem (TBCTR) tem início em zero e incrementa até que seja atingido o valor definido em TBPRD, zerando e reiniciando a contagem. No modo decrescente, o contador inicia no valor de TBPRD e decresce até chegar a zero, reiniciando a contagem. Já no modo simétrico, o contador inicia no zero, incrementando até chegar ao valor de TBPRD, e decrementando até chegar a zero novamente, repetindo o processo (SCHACHTER, 2018).

Figura 84 – Modos de contagem de base de tempo do ePWM

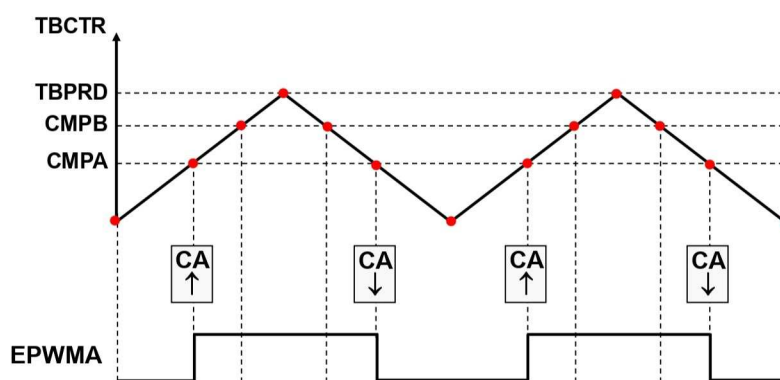


Definindo o modo de contagem do ePWM para o modo de contagem simétrico, ou *Count Up-Down Mode*, para encontrar o período do PWM desejado, conforme as limitações do TBCLK, o valor de TBPRD é dado a partir da expressão (5.1). Com EPWMCLK igual à 200 MHz e F_{pwm} correspondendo à frequência PWM (f_s). Assim, uma vez ajustado o período do pulso PWM, pode-se definir o ciclo de trabalho a partir de um comparador.

$$TBPRD = \frac{EPWMCLK}{4.F_{pwm}} \quad (5.1)$$

Dentre os registradores de comparação A (CMPA) e B (CMPB) disponíveis, definiu-se o CMPA para controlar o ciclo de trabalho das formas de onda PWM. Para representar o valor do ciclo de trabalho D dentro das especificações de processamento do DSP, é definido o parâmetro "*DutyCycle*", correspondendo à TBPRD multiplicado pela variável D . Definindo assim, para um ciclo de trabalho fixo, o valor de CMPA igual à "*DutyCycle*". As correspondência de CMPA no modo de contagem simétrico ocorre duas vezes, uma no momento do incremento de TBCTR e outra no momento de decremento de TBCTR. Em cada momento que o TBCTR cruza o CMPA é indicada uma qualificação de ação, responsável por gerar a forma de onda PWM final. Na Figura 85 é exemplificada a geração do pulso PWM a partir das qualificações de ação atribuídas ao contador A, sendo indicadas como (\uparrow) e (\downarrow), representando respectivamente, os comandos de definir para o estado alto e definir para o estado baixo.

Figura 85 – Forma de onda para EPWMA no modo de contagem simétrica



Fonte: Schachter (2018, p. 17, cap. 7).

A estrutura do DSP permite a utilização dos *headers* j6 e j8 para saída de sinais PWM, como mostra a Figura 86. Os pinos citados são conectados a cada um dos circuitos de gatilho das chaves, com a referência (GND) do pino 60 do *header* j8 sendo conectado ao GND do circuito de *drivers*. Assim, para configurar os pinos 80 (EPWM4A), 78 (EPWM5A)

e 76 (EPWM6A) do *header* j6 como saídas PWM para os pulsos dos interruptores S_1 , S_2 e S_3 , deve-se ajustar a fase dos pulsos gerados para que permaneçam defasados em 120° entre si. O registrador de fase (TBPHS) é habilitado e configurado de modo que os pulsos gerados em EPWM4A, EPWM5A e EPWM6A iniciem, respectivamente, com valores de fase de 0° , 120° e 240° . Portanto, com a defasagem configurada, o procedimento seguinte é gerar uma perturbação CA no parâmetro do ciclo de trabalho.

Figura 86 – Opções de pinos de saída e pinos de multiplexação do DSP (F28379D *LaunchPad*): J8, J6

X	Mux Value			J8 Pin	J6 Pin	Mux Value			
	2	1	0			0	1	2	X
		EPWM4A	GPIO6	80	60	GND			
		EPWM4B	GPIO7	79	59	GPIO66			
		EPWM5A	GPIO8	78	58	GPIO131			SD2_C1 ⁽¹⁾
		EPWM5B	GPIO9	77	57	GPIO130			SD2_D1 ⁽¹⁾
		EPWM6A	GPIO10	76	56	RST			
		EPWM6B	GPIO11	75	55	GPIO63			SPISIMOB ⁽¹⁾
OUTPUTXBAR3 ⁽¹⁾			GPIO14	74	54	GPIO64			SPISOMIB ⁽¹⁾
OUTPUTXBAR4 ⁽¹⁾			GPIO15	73	53	GPIO26			SD2_D2 ⁽¹⁾
			DAC3	72	52	GPIO27			SD2_C2 ⁽¹⁾
			DAC4	71	51	GPIO25			OUTPUTXBAR2 ⁽¹⁾

Fonte: Texas Instruments (2019, p. 9).

Sabendo que a perturbação CA gerada para o circuito equivale à uma senoide, esse sinal de perturbação é incluído aos pulsos PWM, gerados por EPWM4A, EPWM5A e EPWM6A, através do CMPA. Assim, é necessário configurar uma senoide de perturbação CA e enviá-la para o CMPA somada à variável "*DutyCycle*". Para gerar a senoide de perturbação CA dentro do código é utilizado um módulo DAC, que possui uma estrutura de 12 bits, variando em valor de 0 à 4096, e com saída configurada de 0 V à 3 V.

Para configuração da perturbação CA é necessário definir os parâmetros de amplitude da senoide, número de pontos de amostragem, período e o tempo de atualização. A amplitude da senoide é definida como 1% do parâmetro "*DutyCycle*", o número de pontos é estabelecido conforme a precisão desejada, o período é definido a partir da frequência de perturbação, e o tempo de atualização da senoide é dado pela razão entre o período e o número de pontos de amostragem, sendo denominado pela variável "*temp*". Assim, é gerada no módulo DAC uma senoide com a amplitude e frequência de perturbação desejadas, respeitando as delimitações de escala do *timer* da CPU e o número de pontos definidos da amostra.

A Tabela 13 apresenta os valores da variável "*temp*" de acordo com o número de pontos estabelecidos para amostragem. Para valores de frequência de 10 Hz à 100 Hz foram

estabelecidos 2500 pontos de amostragem, no entanto, esse valor foi reduzido para 1500, 800 e 400, respectivamente, para as frequências de 200 Hz, 500 Hz e 1000 Hz. A modificação desse parâmetro se deu para se adequar as limitações de resolução do DAC.

Tabela 13 – Dados de frequência adaptados para o código de programação no DSP

Frequência [Hz]	Período/Nº pts	temp [μ s]	Nº pts
10	4,000E-05	40,00	2500
15	2,667E-05	26,67	2500
20	2,000E-05	20,00	2500
25	1,600E-05	16,00	2500
30	1,333E-05	13,33	2500
35	1,143E-05	11,43	2500
40	1,000E-05	10,00	2500
45	8,889E-06	8,89	2500
50	8,000E-06	8,00	2500
55	7,273E-06	7,27	2500
60	6,667E-06	6,67	2500
75	5,333E-06	5,33	2500
80	5,000E-06	5,00	2500
85	4,706E-06	4,71	2500
90	4,444E-06	4,44	2500
95	4,211E-06	4,21	2500
100	4,000E-06	4,00	2500
200	3,333E-06	3,33	1500
500	2,500E-06	2,50	800
1000	2,500E-06	2,50	400

Fonte: Elaborada pela autora.

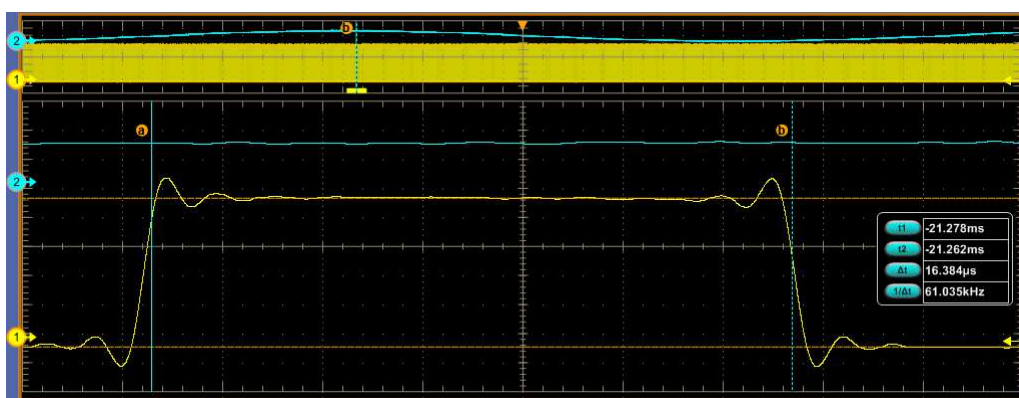
Configurando a senoide de perturbação CA para o valor de frequência desejado, o valor de referência do comparador (CMPA) interno aos multiplexadores EPWM4A, EPWM5A e EPWM5A, equivale à variável "*DutyCycle*" somada à senoide de perturbação gerada. As modulações resultantes dessa operação equivalem à sinais PWM com perturbação. Para verificação que os sinais de modulação PWM gerados para as chaves S_1 , S_2 e S_3 respondiam ao sinal de perturbação aplicado ao ciclo de trabalho D , foi obtido experimentalmente o comportamento do pulso gerado para cada interruptor, em relação aos extremos da curva de perturbação.

Para obter a medição da curva de modulação experimental, o sinal da moduladora determinada por "*DutyCycle*" + senoide foi enviado a um módulo DAC do DSP. Os resultados foram obtidos aplicando uma perturbação ao ciclo de trabalho de 10 Hz de frequência. O código completo implementado para essa frequência pode ser encontrado no Apêndice B, com

implementação para as demais frequências sendo realizada de maneira análoga utilizando a Tabela 13.

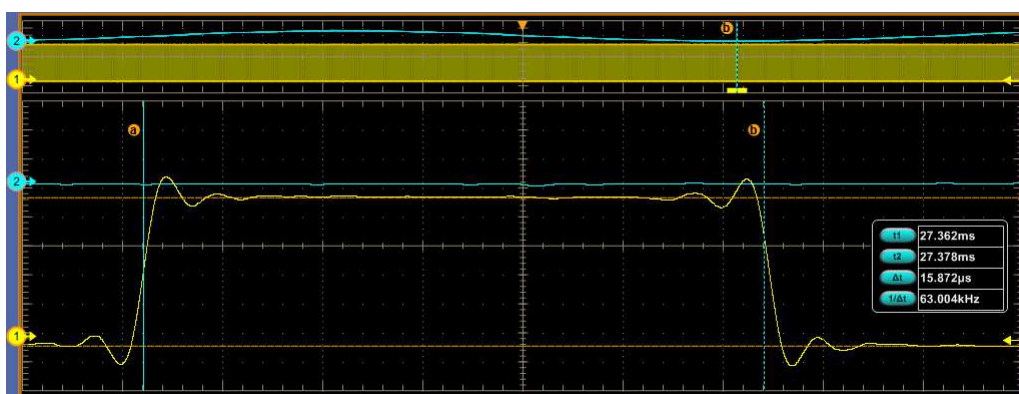
As figuras 87 e 88, detalham a largura do pulso enviado ao interruptor S_1 (CH1: 700 mV/div) nos momentos em que o sinal de modulação com perturbação CA atinge seu maior e menor valor (CH2: 2 V/div + *Offset*:200 mV). O mesmo é mostrado para os pulsos dos interruptores S_2 e S_3 , nas figuras 89, 90, 91 e 92. Os resultados apresentados nessas figuras fornecem um paralelo com os exemplos de verificação detalhados nas figuras 56 e 57 do tópico 5.2.2.

Figura 87 – Formas de onda para perturbação na frequência de 10 Hz: pico do sinal de modulação \hat{v}_{mod} (canal 2) e pulso de gatilho gerado V_{gs1} (canal 1)



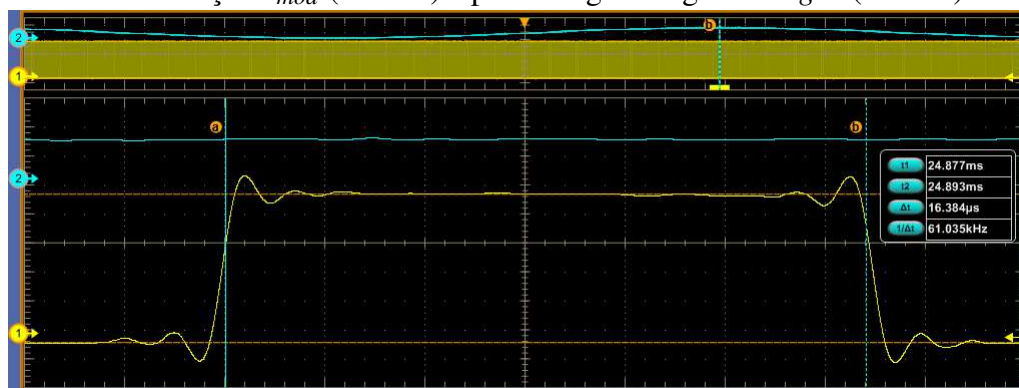
Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 88 – Formas de onda para perturbação na frequência de 10 Hz: vale do sinal de modulação \hat{v}_{mod} (canal 2) e pulso de gatilho gerado V_{gs1} (canal 1)



Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 89 – Formas de onda para perturbação na frequência de 10 Hz: pico do sinal de modulação \hat{v}_{mod} (canal 2) e pulso de gatilho gerado V_{gs2} (canal 1)



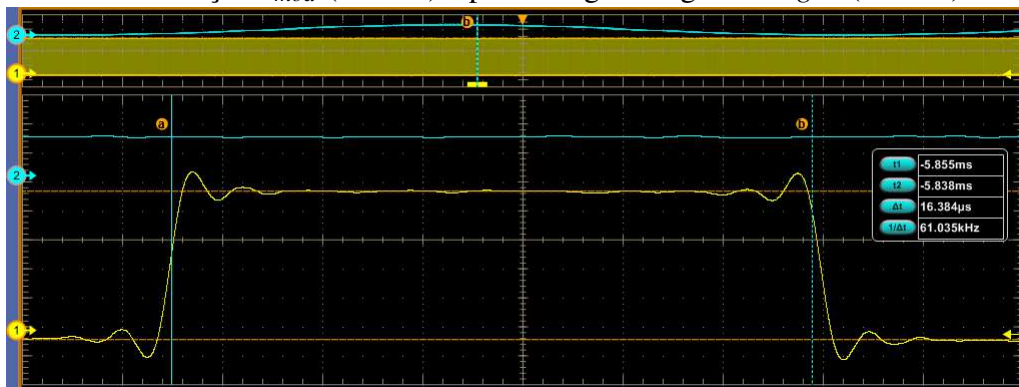
Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 90 – Formas de onda para perturbação na frequência de 10 Hz: vale do sinal de modulação \hat{v}_{mod} (canal 2) e pulso de gatilho gerado V_{gs2} (canal 1)



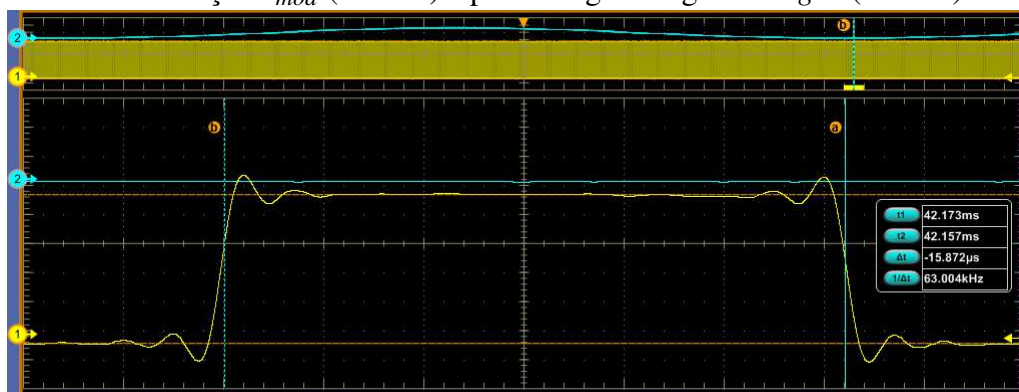
Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 91 – Formas de onda para perturbação na frequência de 10 Hz: pico do sinal de modulação \hat{v}_{mod} (canal 2) e pulso de gatilho gerado V_{gs3} (canal 1)



Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 92 – Formas de onda para perturbação na frequência de 10 Hz: vale do sinal de modulação \hat{v}_{mod} (canal 2) e pulso de gatilho gerado V_{gs3} (canal 1)



Fonte: Elaborada pela autora.

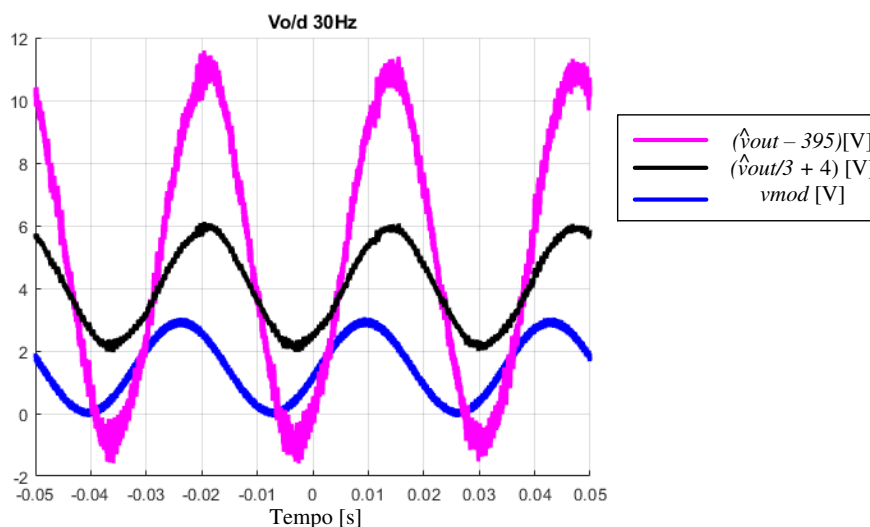
Verificado que a perturbação \hat{d} efetivamente chega aos pulsos V_{gs1} , V_{gs2} e V_{gs3} , a experimentação é realizada com perturbações em \hat{d} em 20 pontos da faixa de frequência (10 Hz à 100 Hz). Sabendo que tanto para a obtenção dos diagramas de $G_v(s)$ e $G_i(s)$, a natureza da perturbação CA tem origem no ciclo de trabalho, as curvas experimentais medidas foram: o sinal de modulação (\hat{v}_{mod}), a tensão de saída (\hat{v}_{out}) e a corrente no indutor (\hat{i}_L). Os gráficos referentes a todas as frequências de perturbação, para captação dos pontos do diagrama de Bode experimental de $G_v(s)$, são mostrados no Apêndice C. De maneira análoga, são encontrados no Apêndice D os gráficos de resultado experimental para captação dos pontos do diagrama de Bode de $G_i(s)$. Vale destacar, que os procedimentos para análise dos resultados é coincidente com a metodologia apresentada no tópico 5.2.2.

Como exemplo das curvas medidas, a partir das quais foram obtidos os diagramas de Bode de $G_v(s)$ e $G_i(s)$, as figuras 93 e 94 ilustram os resultados experimentais para uma perturbação \hat{d} com 30 Hz de frequência. O gráfico da Figura 93, bem como todos os demais gráficos experimentais de $G_v(s)$, foram obtidos a partir da coleta de dados no osciloscópio, com a medição das curvas de tensão de saída (\hat{v}_{out}) e da moduladora (\hat{v}_{mod}). A curva na cor magenta apresenta o valor de \hat{v}_{out} com *offset* de 395 V, de modo a compara-la com a curva de modulação \hat{v}_{mod} , na cor azul, dentro da mesma escala. A curva extra, na cor preta e denominada como um terço de \hat{v}_{out} somado à 4 V, foi inserida para facilitar a verificação do deslocamento de fase entre \hat{v}_{out} e \hat{v}_{mod} , uma vez que o tratamento dos resultados para as curvas experimentais foi o mesmo utilizado no tratamento das curvas obtidas no procedimento perturbação discreta mediante simulador.

Quanto à coleta de dados para o gráfico da Figura 94, assim como para os demais gráficos experimentais de $G_i(s)$, foram obtidos a partir do osciloscópio, registrando as curvas de

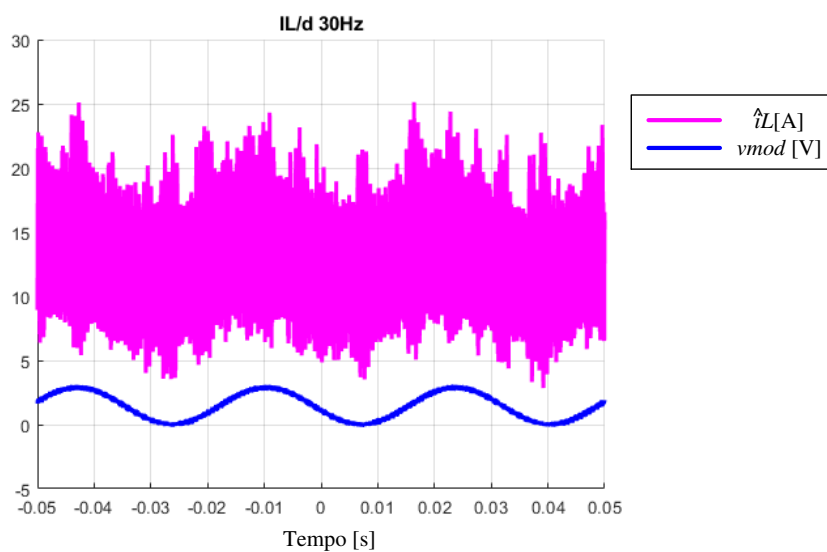
corrente no indutor (\hat{i}_L) e da moduladora (\hat{v}_{mod}). A curva \hat{i}_L , em magenta, é confrontada com a curva \hat{v}_{mod} , em azul. Assim como para $G_v(s)$, o tratamento dos dados experimentais para $G_i(s)$ foi realizado conforme o procedimento para obtenção dos diagramas de Bode com perturbação discreta mediante simulador.

Figura 93 – Formas de onda experimentais de \hat{v}_{out} mediante perturbação \hat{d} com 30 Hz de frequência



Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 94 – Formas de onda experimentais de \hat{i}_L mediante perturbação \hat{d} com 30 Hz de frequência



Fonte: Elaborada pela autora.

5.4.3 Listagem de instrumentos utilizados

Além do protótipo do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE, foram utilizados os seguintes instrumentos para os testes experimentais:

- Computador;
- DSP-TMS320F28379D LaunchPad;
- Osciloscópio digital Tektronix DPO3014;
- Ponteiros diferenciais de tensão e corrente;
- Fonte de alimentação CC - Circuito de potência (86 V);
- Fonte de alimentação CC - Circuito de controle (15 V);
- Módulo isolador;
- Multímetro analógico;
- Multímetro digital;
- Amperímetro analógico.

5.4.4 Tabela de pontos colhidos para o conversor

As tabelas 14 e 15 com todos os pontos experimentais colhidos para $G_v(s)$ e $G_i(s)$ são apresentadas a seguir. Incluindo a amplitude da perturbação aplicada ao ciclo de trabalho ($Amp_{\hat{d}}$), a amplitude da perturbação gerada na tensão de saída do conversor ($Amp_{\hat{v}_{out}}$), a amplitude da perturbação gerada na corrente de entrada do conversor ($Amp_{\hat{i}_L}$), o deslocamento entre a curva de tensão de saída e a perturbação ($\Delta t_{\frac{\hat{v}_{out}}{\hat{d}}}$), o deslocamento entre a curva de corrente de entrada e a perturbação ($\Delta t_{\frac{\hat{i}_L}{\hat{d}}}$), e os respectivos valores de ganho e fase para a representação da resposta em frequência.

Quanto a $G_{vi}(s)$, apesar de não ter sido implementada uma perturbação experimental à corrente do indutor I_L , foram utilizados os resultados experimentais das tabelas 14 e 15, para gerar resultados indiretos para $G_{vi}(s)$, que são mostrados na Tabela 16. Os resultados de ganho de $G_{vi}(s)$ foram obtidos a partir da divisão entre os valores medidos de $Amp_{\hat{v}_{out}}$ e $Amp_{\hat{i}_L}$, para cada frequência de perturbação. Já os resultados de fase de $G_{vi}(s)$, foram obtidos a partir do deslocamento entre os valores de $\Delta t_{\frac{\hat{v}_{out}}{\hat{d}}}$ e $\Delta t_{\frac{\hat{i}_L}{\hat{d}}}$ para cada frequência de perturbação.

Tabela 14 – Valores de Ganho[dB] e Fase[°] para $G_v(s)$ (Experimental)

Frequência [Hz]	$Amp_{\hat{d}}$ [V]	$Amp_{\hat{v}_{out}}$ [V]	$\Delta t_{\frac{\hat{v}_{out}}{\hat{d}}}$ [s]	Ganho [dB]	Fase [°]
10	0,0114	10,730	-0,004166	59,47	-15,00
15	0,0114	10,213	-0,004260	59,04	-23,00
20	0,0114	11,234	-0,004242	59,87	-30,55
25	0,0114	11,244	-0,003621	59,88	-32,59
30	0,0114	12,200	-0,004793	60,59	-51,77
35	0,0114	11,062	-0,004975	59,74	-62,68
40	0,0114	9,919	-0,004937	58,79	-71,10
45	0,0114	9,100	-0,005098	58,04	-82,59
50	0,0114	8,075	-0,005584	57,00	-100,51
55	0,0114	7,506	-0,005512	56,37	-109,13
60	0,0114	6,122	-0,005440	54,60	-117,50
75	0,0114	3,866	-0,004490	50,61	-121,22
80	0,0114	3,579	-0,004437	49,94	-127,77
85	0,0114	3,047	-0,004241	48,54	-129,76
90	0,0114	2,584	-0,004166	47,11	-134,97
95	0,0114	2,481	-0,003946	46,76	-134,96
100	0,0114	2,444	-0,004110	46,62	-147,97
200	0,0114	1,128	-0,002158	39,91	-155,35
500	0,0114	0,513	-0,000574	33,06	-103,32
1000	0,0114	0,406	-0,000044	31,04	-15,91

Fonte: Elaborada pela autora.

Tabela 15 – Valores de Ganho[dB] e Fase[°] para $G_i(s)$ (Experimental)

Frequência [Hz]	$Amp_{\hat{d}}$ [V]	$Amp_{\hat{i}_L}$ [V]	$\Delta t_{\frac{\hat{i}_L}{\hat{d}}}$ [s]	Ganho [dB]	Fase [°]
10	0,0114	2,358	0,002238	46,31	8,06
15	0,0114	1,971	0,009322	44,75	50,34
20	0,0114	2,524	0,007742	46,91	55,74
25	0,0114	3,603	0,004430	49,99	39,87
30	0,0114	4,211	0,002580	51,35	27,87
35	0,0114	4,879	0,001058	52,63	13,33
40	0,0114	4,721	0,000434	52,34	6,26
45	0,0114	4,814	0,002066	52,51	33,47
50	0,0114	5,081	0,000314	52,98	5,65
55	0,0114	5,390	0,000095	53,49	1,89
60	0,0114	5,890	0,000610	54,26	13,18
75	0,0114	5,078	0,001239	52,98	33,45
80	0,0114	5,441	0,001140	53,58	32,84
85	0,0114	5,578	0,000761	53,79	23,30
90	0,0114	7,840	0,000712	56,75	23,08
95	0,0114	6,773	0,000476	55,48	16,28
100	0,0114	6,334	0,000685	54,90	24,66
200	0,0114	4,529	0,000313	51,98	22,55
500	0,0114	3,543	0,000057	49,85	10,26
1000	0,0114	4,799	0,000036	52,48	12,96

Fonte: Elaborada pela autora.

Tabela 16 – Valores de Ganho[dB] e Fase[°] para $G_{vi}(s)$ (Experimental)

Frequência [Hz]	$Amp_{\hat{v}_{out}}$ [V]	$Amp_{\hat{i}_L}$ [V]	$\Delta t_{\frac{\hat{v}_{out}}{\hat{i}_L}}$ [s]	Ganho [dB]	Fase [°]
10	0,0114	2,358	0,002238	46,31	8,06
15	0,0114	1,971	0,009322	44,75	50,34
20	0,0114	2,524	0,007742	46,91	55,74
25	0,0114	3,603	0,004430	49,99	39,87
30	0,0114	4,211	0,002580	51,35	27,87
35	0,0114	4,879	0,001058	52,63	13,33
40	0,0114	4,721	0,000434	52,34	6,26
45	0,0114	4,814	0,002066	52,51	33,47
50	0,0114	5,081	0,000314	52,98	5,65
55	0,0114	5,390	0,000095	53,49	1,89
60	0,0114	5,890	0,000610	54,26	13,18
75	0,0114	5,078	0,001239	52,98	33,45
80	0,0114	5,441	0,001140	53,58	32,84
85	0,0114	5,578	0,000761	53,79	23,30
90	0,0114	7,840	0,000712	56,75	23,08
95	0,0114	6,773	0,000476	55,48	16,28
100	0,0114	6,334	0,000685	54,90	24,66
200	0,0114	4,529	0,000313	51,98	22,55
500	0,0114	3,543	0,000057	49,85	10,26
1000	0,0114	4,799	0,000036	52,48	12,96

Fonte: Elaborada pela autora.

5.5 Inclusão dos Resultados Experimentais nos Diagramas de Bode da Seção 5.3

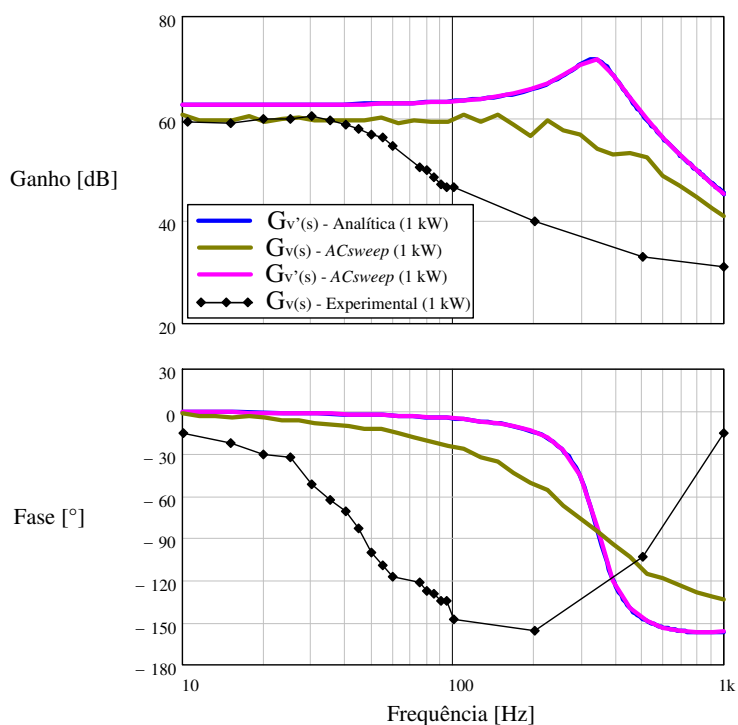
Diante da redução do nível de potência de saída para a realização dos testes experimentais, e considerando que a nível de resposta em frequência essa modificação não compromete a análise realizada, o método abordado no tópico 5.2.1 foi replicado para ambos os modelos de conversores, considerando a potência de saída de 1 kW. Reforçando que o método do tópico 5.2.2 equivale ao anterior de forma menos precisa, apenas a aferição de pontos de forma experimental foi realizada para o novo nível de potência, se resumindo ao conversor Boost CC-CC ATCT-CCQE. Assim, a respeito da representação das FTs nos diagramas, são apresentadas as curvas analíticas a partir da modelagem do conversor CC-CC Boost equivalente, as curvas de perturbação mediante ferramenta *ACsweep* para ambos os conversores, e as curvas experimentais do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE. Deste modo, as curvas experimentais resultantes são incluídas ao diagrama de Bode referente à $G_v(s)$ na Figura 95, ao diagrama de Bode de $G_i(s)$ na Figura 96, e ao diagrama de Bode referente à $G_{vi}(s)$ na Figura 97.

Os gráficos das figuras 95, 96 e 97 ilustram as coerências das curvas de ganho experimentais com os valores teóricos até, aproximadamente, 100 Hz de frequência. À medida que, para as curvas experimentais de fase destaca-se um erro acumulado nas medições. A análise

discreta dos resultados experimentais obtidos teve maior precisão para valores de perturbação com frequências inferiores à 100 Hz, sendo extremamente dificultada diante dos gráficos de resposta do circuito para valores superiores a essa frequência, como detalhado no tópico 5.4.4, o que é facilmente percebido ao observar os diagramas gerados para essas frequências. Assim, concentrando a efetividade de se trabalhar com resultados teóricos obtidos para perturbações no ciclo de trabalho em frequências inferiores a 100 Hz, o método experimental de validação consegue se comporta como esperado apenas em relação às curvas de ganho [dB].

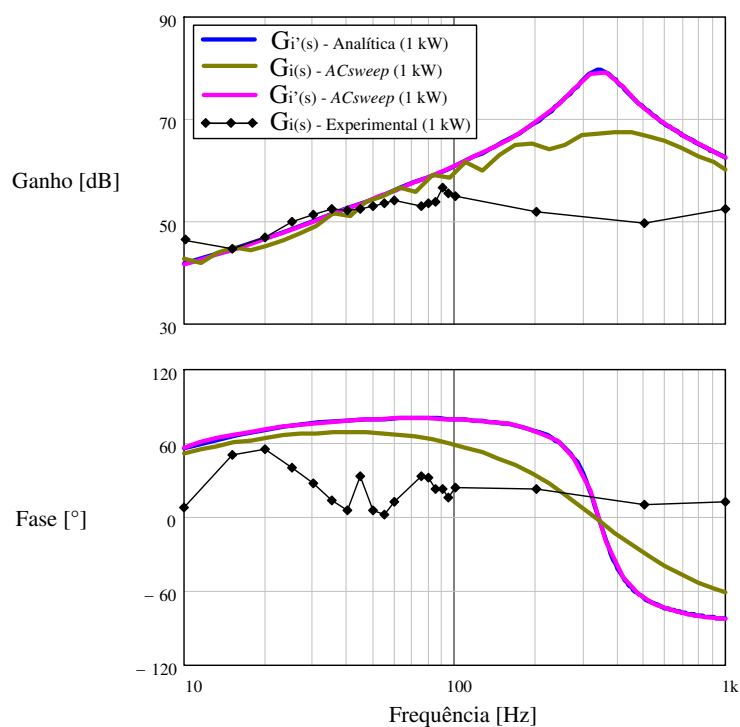
Como observado na Tabela 13, o número de pontos de amostragem se manteve igual da frequência de 10 Hz até 100 Hz. Considerando que para frequências menores a resolução da forma de onda é mais precisa que para frequências maiores, considerando a mesma quantidade de pontos coletados, reduzir a quantidade de pontos de amostragem pode implicar na dificuldade de aferição de dados para frequências maiores que 100 Hz.

Figura 95 – Diagrama de Bode das funções de transferência $G_v(s)$: analítica, mediante *ACsweep* e experimental



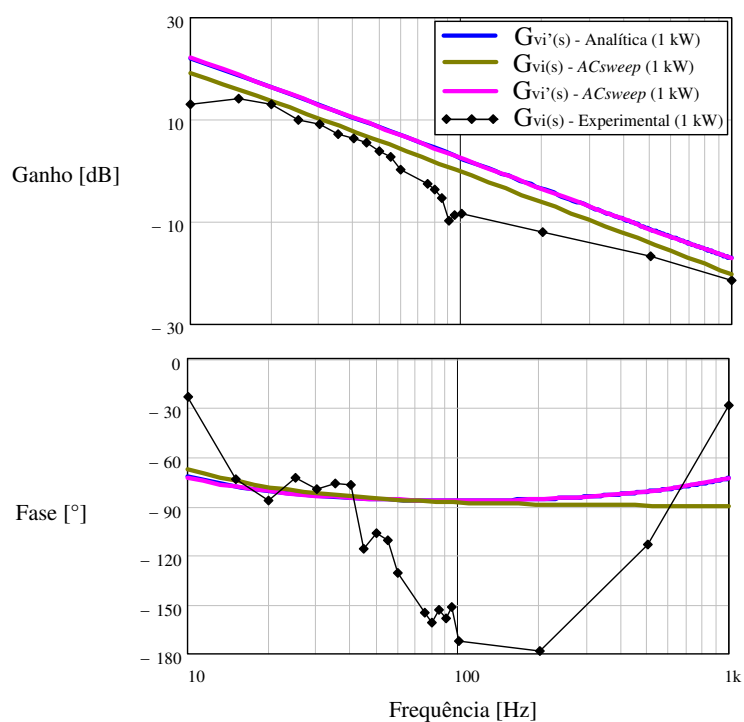
Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 96 – Diagrama de Bode das funções de transferência $G_i(s)$: analítica, mediante *ACsweep* e experimental



Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 97 – Diagrama de Bode das funções de transferência $G_{vi}(s)$: analítica, mediante *ACsweep* e experimental



Fonte: Elaborada pela autora.

5.6 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentados métodos de obtenção das principais FTs dos conversores estudados mediante ferramentas de simulação, confrontando as curvas obtidas de resposta em frequência com as previamente encontradas na modelagem teórica. Além das técnicas detalhadas para obter perturbações de pequenos sinais mediante simulação, foi apresentada a metodologia para perturbações discretas mediante experimentação, aplicada apenas ao conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE. A metodologia de experimentação em bancada de testes foi detalhada, e as FTs experimentais foram obtidas para evidenciar a aproximação do comportamento do modelo de conversor CC-CC Boost equivalente com o conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE.

6 CONCLUSÕES

Dentro do contexto das topologias de conversores CC-CC utilizando a célula ATCT-CCME, este trabalho apresenta os resultados obtidos a partir da análise do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE. Dada a complexidade do conversor com CCQE, a abordagem adotada buscou encontrar um conversor equivalente que simplificasse a sua análise e facilitasse um possível projeto do controle implementado.

No processo de busca pelo conversor equivalente, o primeiro passo consistiu em definir os intervalos de armazenamento de energia do indutor filtro de entrada e, a partir disso, determinar a razão cíclica do conversor equivalente. No segundo passo, utilizando o ganho estático em MCC do conversor equivalente, determinou-se a tensão de entrada, estabelecendo uma relação entre as tensões de entrada do conversor equivalente e do conversor com CCQE. Por fim, no terceiro passo, encontrou-se a indutância do indutor do conversor equivalente. Com base na modulação PWM do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE, observou-se que o conversor equivalente deve operar com o triplo da frequência de comutação para garantir o comportamento dinâmico desejado, conforme demonstrado por simulações. Para assegurar que o conversor equivalente representa adequadamente o conversor com CCQE, foram realizadas análises de grandes sinais, com simulações dos circuito em regime permanente e transitório.

Com a similaridade dos resultados obtidos na verificação de grandes sinais, o conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE foi modelado através do seu equivalente em uma análise de pequenos sinais. Com a aplicação do método da chave PWM, o circuito do conversor CC-CC Boost equivalente foi representado com o modelo CC e CA da chave PWM. Foram obtidas as FTs teóricas de ciclo de trabalho perturbando a tensão de saída, ciclo de trabalho perturbando a corrente no indutor, e de corrente no indutor perturbando a tensão de saída.

Traçados os diagramas teóricos de resposta em frequência, foram determinadas técnicas de implementação de perturbações CA mediante simulação e teste em bancada. Para atestar a compatibilidade entre o modelo equivalente e original do conversor, foram traçados os diagramas de Bode das principais funções de transferência de ambos os conversores, implementado a perturbação CA aos circuitos mediante a ferramenta *ACsweep* do PSIM e mediante implementação discreta no simulador. As curvas obtidas apresentaram comportamento similar, indicando a possibilidade de utilização do modelo equivalente.

Quanto as validações experimentais, definiu-se a implementação das perturbações CA em bancada de testes para o conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE. A potência utilizada

para os testes experimentais foi reduzida para 1/3 da potência de projeto, visando a redução dos esforços dos componentes do circuito diante da quantidade de repetições dos testes. Finalmente, foram coletados resultados de pontos experimentais que foram convertidos em diagramas de Bode das FTs modeladas. Vale destacar que a interpretação dos resultados experimentais se manteve em uma faixa de frequência reduzida, com a captação de resultados consistentes sendo comprometida com o aumento da frequência de perturbação. As curvas de ganho das FTs experimentais do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE se comportaram de maneira coerente às teóricas e mediante simulação.

Diante do distanciamento das curvas de fase experimentais, indica-se para a melhoria dos diagramas a verificação e ajuste da curva de perturbação gerada no DAC, mantendo a mesma quantidade de pontos de amostragem para todas as frequências de perturbação. Recomenda-se também, a realização dos testes experimentais na mesma potência de projeto do conversor, para manter a ondulação de corrente no indutor conforme o projeto, e consequentemente facilitar o tratamento dos dados para gerar os diagramas de Bode que incluem essa variável. Uma outra melhoria, em relação às FTs obtidas através do método perturbação discreta mediante simulador, consiste no ajuste do passo de tempo de simulação, para obter curvas mais precisas e maior aproximação com as curvas obtidas utilizando a ferramenta *ACsweep*.

Como derivação da pesquisa desenvolvida, foi apresentado em Honorio et al. (2023) uma versão do projeto do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE operando com uma frequência de chaveamento de 15 kHz, e submetido a uma potência de saída de 1,5 kW. O conversor em questão foi modelado a partir de um conversor CC-CC Boost equivalente, obtido de maneira análoga à apresentada neste trabalho. Foram verificadas as funções de transferência analíticas do conversor original, aplicando a modelagem pelo modelo da chave PWM ao CC-CC Boost equivalente. As FTs analíticas foram comparadas com as FTs obtidas através de simulação, de ambos os conversores, utilizando os métodos de perturbação mediante *ACsweep* e perturbação discreta mediante simulador. Como método de validação do modelo foram utilizadas as FTs analíticas, obtidas a partir do conversor CC-CC Boost equivalente, para o projeto teórico e simulação de um controle por corrente média aplicado ao conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE. Deste modo, foram obtidos resultados de simulação em malha fechada, com o conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE sendo controlado a partir de seu equivalente.

Como sugestão para trabalhos futuros está a obtenção de FTs experimentais mais precisas para o conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE, a concepção do conversor CC-CC Boost

equivalente para obtenção de FTs experimentais, e o projeto e implementação do controle digital do conversor CC-CC Boost ATCT-CCQE utilizando o modelo de conversor CC-CC Boost equivalente. Vale destacar que a compatibilidade entre as funções de transferência dos conversores abordados são a base da validação da metodologia aplicada, implicando através da modelagem por circuito equivalente, em uma eventual simplificação de projetos de controle para os demais conversores da família ATCT-CCQE, e demais topologias utilizando CCME.

REFERÊNCIAS

- ALCAZAR, Y. J. A. et al. Dc–dc nonisolated boost converter based on the three-state switching cell and voltage multiplier cells. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 60, n. 10, p. 4438–4449, 2012.
- ARANGO, E. et al. Asymmetrical interleaved dc/dc switching converters for photovoltaic and fuel cell applications—part 2: Control-oriented models. *Energies*, MDPI, v. 6, n. 10, p. 5570–5596, 2013.
- ARAUJO, S. et al. Step-up converter with high voltage gain employing three-state switching cell and voltage multiplier. In: IEEE. *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.], 2008. p. 2271–2277.
- BASCOPE, G. T.; BARBI, I. Generation of a family of non-isolated dc-dc pwm converters using new three-state switching cells. In: IEEE. *2000 IEEE 31st annual power electronics specialists conference. Conference proceedings (Cat. No. 00CH37018)*. [S.l.], 2000. v. 2, p. 858–863.
- BASCOPE, G. V. T. *Nova família de conversores CC-CC PWM não isolados utilizando células de comutação de três estados*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2001.
- BASTOS, G. H. d. A. *Conversores cc-cc não isolados com ampla taxa de conversão de tensão baseados nas células de comutação de múltiplos estados*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Ceará, 2017.
- BASTOS, G. H. d. A. et al. Generation of dc-dc converters with wide conversion range based on the multistate switching cell. *Eletrônica de Potência–SOBRAEP*, v. 21, n. 1, p. 63–70, 2016.
- BASTOS, G. H. de A. et al. Nonisolated dc–dc converters with wide conversion range for high-power applications. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, IEEE, v. 8, n. 1, p. 749–760, 2019.
- CARVALHO, M. R. S. d. *Modelagem de conversor cc/cc de alto ganho e alta eficiência baseado no boost com indutor acoplado e entrada intercalada para integração em módulos fotovoltaicos*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Pernambuco, 2018.
- CHAVES, B. B. *Modelagem e controle de dois conversores CC-CC de alto ganho de tensão intercalados baseados na CTE*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Ceará, 2019.
- ČUK, S. M. *Modelling, analysis, and design of switching converters*. Tese (Doutorado) — California Institute of Technology, 1977.
- DAS, M.; AGARWAL, V. Generalized small signal modeling of coupled inductor based high gain, high efficiency dc-dc converters. In: *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 2691–2695.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. A multiple-winding magnetics model having directly measurable parameters. In: IEEE. *PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (Cat. No. 98CH36196)*. [S.l.], 1998. v. 2, p. 1472–1478.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of power electronics*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2007.

FERETTI, P. H.; RIBEIRO, E. R.; TOFOLI, F. L. High-voltage step-up dc-dc converter employing the four state switching cell and voltage multiplier cells. In: IEEE. *2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*. [S.l.], 2019. p. 1–6.

FERETTI, P. H.; TOFOLI, F. L.; RIBEIRO, E. R. Family of non-isolated high step-up dc-dc converters based on the multi-state switching cell. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, IEEE, v. 10, n. 5, p. 5882–5893, 2022.

HART, D. W. *Power electronics*. [S.l.]: McGraw-Hill New York, 2011. v. 166.

HASANPOUR, S.; BAGHRAMIAN, A.; MOJALLALI, H. Reduced-order small signal modelling of high-order high step-up converters with clamp circuit and voltage multiplier cell. *IET Power Electronics*, Wiley Online Library, v. 12, n. 13, p. 3539–3554, 2019.

HONORIO, D. de A. et al. Design and control of the wcr-4ssc boost converter on a test workbench for dc-dc converters. In: *2023 IEEE 8th Southern Power Electronics Conference and 17th Brazilian Power Electronics Conference (SPEC/COBEP)*. [S.l.: s.n.], 2023. p. 1–8.

JUNIOR, S. L. B. *Conversor CC-CC Boost-Flyback com divisão de esforços de corrente no estágio de entrada*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2017.

MACIEL, W. H.; CARVALHO, J. A. R.; TOFOLI, F. L. A unified modeling approach for dc-dc converters based on the three-state switching cell. *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, Elsevier, v. 88, p. 30–37, 2018.

MIDDLEBROOK, R. D.; CUK, S. A general unified approach to modelling switching-converter power stages. In: IEEE. *1976 IEEE power electronics specialists conference*. [S.l.], 1976. p. 18–34.

PERAÇA, M.; BARBI, I. The generation of dc-dc converters using new three-terminal multiple-state cells. In: IEEE. *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.], 2005. p. 2657–2663.

PERAÇA, M. T. *Conversores Utilizando Células de Comutação de quatro estados*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2008.

SANDERS, S. R.; VERGHESE, G. C. Synthesis of averaged circuit models for switched power converters. In: IEEE. *IEEE international Symposium on Circuits and Systems*. [S.l.], 1990. p. 679–683.

SCHACHTER, K. W. *TMS320F2837xD Microcontroller Workshop: Workshop Guide and Lab Manual*. Revision 2.0. [S.l.], 2018. Workshop Guide and Lab Manual.

SCHMITZ, L. *Metodologia para concepção de conversores CC-CC de alto ganho baseados em topologias básicas com indutor acoplado e células multiplicadoras de tensão*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2020.

SOUZA, L. C. et al. Dc-dc 3ssc-a-based boost converter: Analysis, design, and experimental validation. *Energies*, MDPI, v. 14, n. 20, p. 6771, 2021.

SOUZA, L. C. et al. A non-isolated dc-dc boost converter with three-state switching cell. In: IEEE. *2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*. [S.l.], 2019. p. 1–6.

TANG, W.; LEE, F.; RIDLEY, R. Small-signal modeling of average current-mode control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 8, n. 2, p. 112–119, 1993.

TANG, W.; LEE, F. C.; RIDLEY, R. B. Small-signal modeling of average current-mode control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 8, n. 2, p. 112–119, 1993.

TOFOLI, F. L.; TAVARES, D. d. A.; SALDANHA, J. I. d. A. Survey on topologies based on the three-state and multi-state switching cells. *IET Power Electronics*, Wiley Online Library, v. 12, n. 5, p. 967–982, 2019.

TORRICO-BASCOPE, R.; COSTA, L.; TORRICO-BASCOPE, G. Generation of new nonisolated high voltage gain dc-dc converters. In: IEEE. *2011 IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*. [S.l.], 2011. p. 1–8.

VORPERIAN, V. Simplified analysis of pwm converters using model of pwm switch, i: Continuous conduction mode. *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, v. 26, n. 3, p. 490–505, 1990.

VORPERIAN, V. Simplified analysis of pwm converters using model of pwm switch. ii. discontinuous conduction mode. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic systems*, IEEE, v. 26, n. 3, p. 497–505, 1990.

APÊNDICE A – ENSAIO TRANSFORMADOR TRIFÁSICO Y-Y

Ensaio do Transformador Trifásico

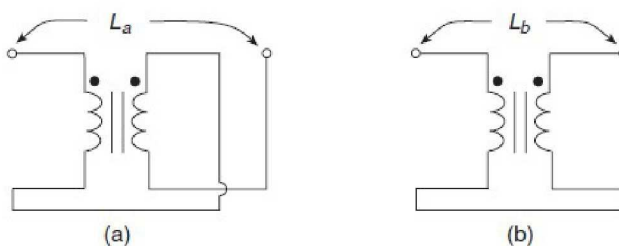
Ensaio de circuito aberto

$$L_1 = L_{11} + L_m \quad \text{Auto-indutância do enrolamento primário}$$

$$L_2 = L_{12} + L_m \quad \text{Auto-indutância do enrolamento secundário}$$

Ensaio de curto circuito

$$L_1 = L_{11} + n^2 \cdot L_{12} \quad \text{Indutância de dispersão total do lado primário}$$



$$L_a = L_1 + L_2 + 2M$$

$$L_b = L_1 + L_2 - 2M$$

$$M = \frac{L_a - L_b}{4} \quad \text{Indutância mútua}$$

$$L_m = \frac{N_1}{N_2} \cdot M \quad \text{Indutância magnetizante do enrolamento primário}$$

$$L_{ms} = \frac{N_2}{N_1} \cdot M \quad \text{Indutância magnetizante do enrolamento secundário}$$

$$L_{lp} = L_1 - L_m \quad \text{Indutância de dispersão do enrolamento primário}$$

$$L_{ls} = L_2 - L_{ms} \quad \text{Indutância de dispersão do enrolamento secundário}$$

$$R \quad \text{Resistência}$$

Valores medidos

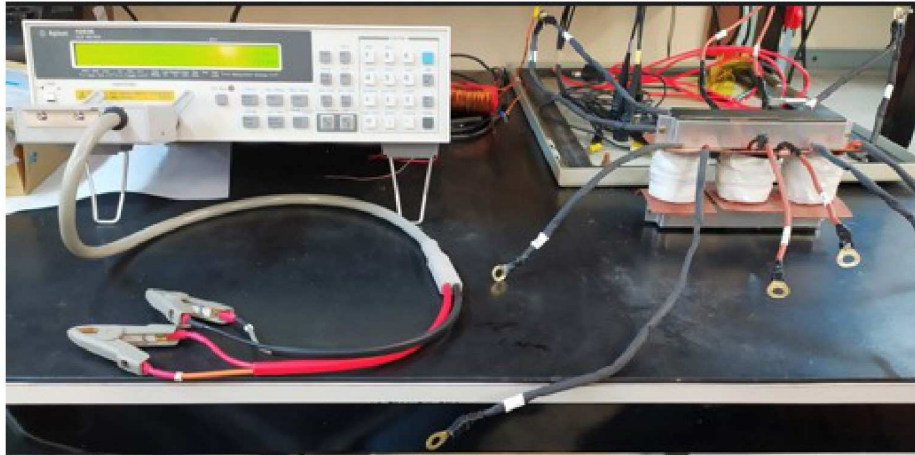


Figura 1. Ensaio do Transformador trifásico

$$N_1 := 1$$

$$N_2 := 1$$

Ensaio de circuito aberto

$$L_{1_b1} := 630.27\mu\text{H}$$

$$R_{1b1} := 9.06\text{m}$$

$$L_{1_b2} := 691.23\mu\text{H}$$

$$R_{1b2} := 8.83\text{m}$$

$$L_{1_b3} := 136.81\mu\text{H}$$

$$R_{1b3} := 8.92\text{m}$$

$$L_{2_b1} := 628.06\mu\text{H}$$

$$R_{2b1} := 9.24\text{m}$$

$$L_{2_b2} := 688.07\mu\text{H}$$

$$R_{2b2} := 9.81\text{m}$$

$$L_{2_b3} := 135.24\mu\text{H}$$

$$R_{2b3} := 9.27\text{m}$$

Ensaio de curto circuito

$$L_{l_b1} := 2.150\mu\text{H}$$

$$R_{lb1} := 13.86\text{m}$$

$$L_{l_b2} := 2.636\mu\text{H}$$

$$R_{lb2} := 13.57\text{m}$$

$$L_{l_b3} := 2.43\mu\text{H}$$

$$R_{lb3} := 9.39\text{m}$$

$$L_{a_b1} := 2.702\text{mH}$$

$$R_{ab1} := 19.36\text{m}$$

$$L_{a_b2} := 2.798\text{mH}$$

$$R_{ab2} := 25.37\text{m}$$

$$L_{a_b3} := 543.13\mu\text{H}$$

$$R_{ab3} := 23.70\text{m}$$

$$L_{b_b1} := 2.354\mu\text{H}$$

$$R_{bb1} := 19.79\text{m}$$

$$L_{b_b2} := 2.782\mu\text{H}$$

$$R_{bb2} := 19.76\text{m}$$

$$L_{b_b3} := 2.067\mu\text{H}$$

$$R_{bb3} := 20.42\text{m}$$

$$M_{b1} := \frac{L_{a_b1} - L_{b_b1}}{4}$$

$$M_{b1} = 0.675 \cdot \text{mH}$$

$$L_{m_1} := \frac{N_1}{N_2} \cdot M_{b1}$$

$$L_{ms_1} := \frac{N_2}{N_1} \cdot M_{b1}$$

$$L_{m_1} = 0.675 \cdot \text{mH}$$

$$L_{ms_1} = 0.675 \cdot \text{mH}$$

$$L_{lp_1} := L_{1_b1} - L_{m_1}$$

$$L_{ls_1} := L_{2_b1} - L_{ms_1}$$

$$L_{lp_1} = -44.642 \cdot \mu\text{H}$$

$$L_{ls_1} = -46.852 \cdot \mu\text{H}$$

$$M_{b2} := \frac{L_{a_b2} - L_{b_b2}}{4}$$

$$M_{b2} = 0.699 \cdot \text{mH}$$

$$L_{m_2} := \frac{N_1}{N_2} \cdot M_{b2}$$

$$L_{ms_2} := \frac{N_2}{N_1} \cdot M_{b2}$$

$$L_{m_2} = 0.699 \cdot \text{mH}$$

$$L_{ms_2} = 0.699 \cdot \text{mH}$$

$$L_{lp_2} := L_{1_b2} - L_{m_2}$$

$$L_{ls_2} := L_{2_b2} - L_{ms_2}$$

$$L_{lp_2} = -7.575 \cdot \mu\text{H}$$

$$L_{ls_2} = -10.735 \cdot \mu\text{H}$$

$$M_{b3} := \frac{L_{a_b3} - L_{b_b3}}{4}$$

$$M_{b3} = 0.135 \cdot \text{mH}$$

$$L_{m_3} := \frac{N_1}{N_2} \cdot M_{b3}$$

$$L_{ms_3} := \frac{N_2}{N_1} \cdot M_{b3}$$

$$L_{m_3} = 0.135 \cdot \text{mH}$$

$$L_{ms_3} = 0.135 \cdot \text{mH}$$

$$L_{lp_3} := L_{1_b3} - L_{m_3}$$

$$L_{ls_3} := L_{2_b3} - L_{ms_3}$$

$$L_{lp_3} = 1.544 \cdot \mu\text{H}$$

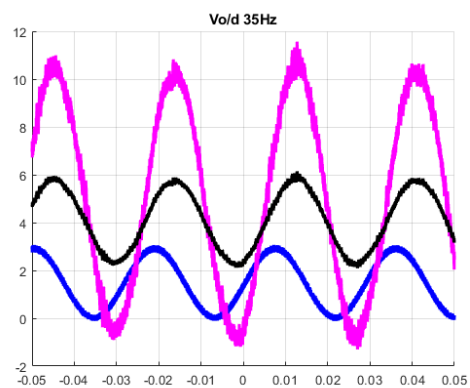
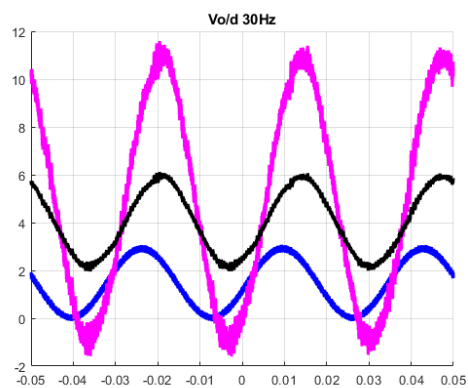
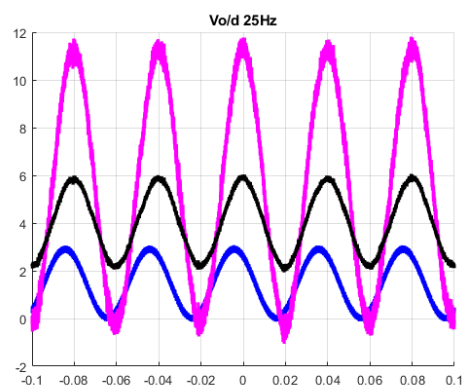
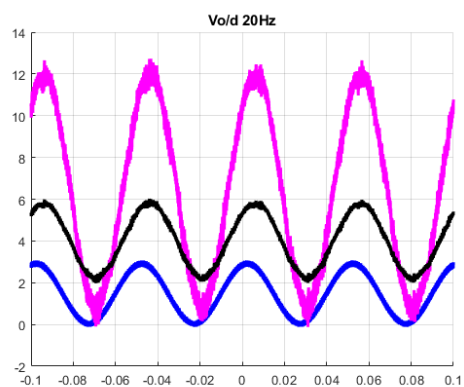
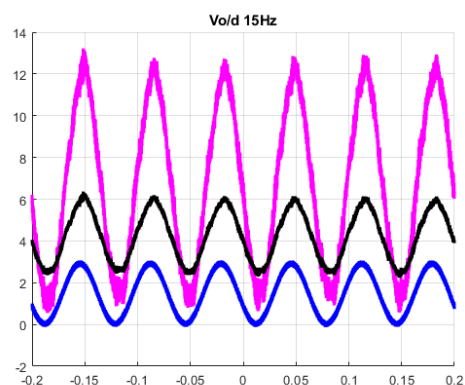
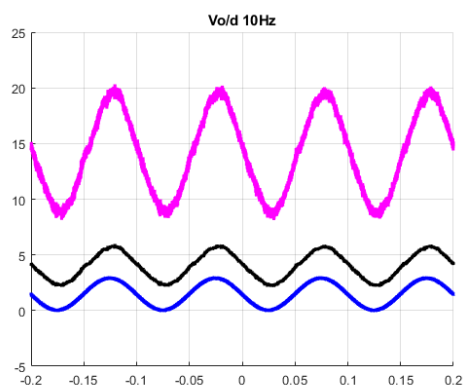
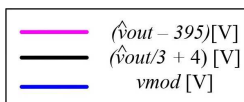
$$L_{ls_3} = -0.026 \cdot \mu\text{H}$$

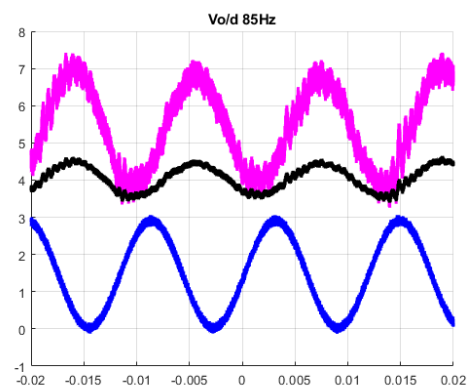
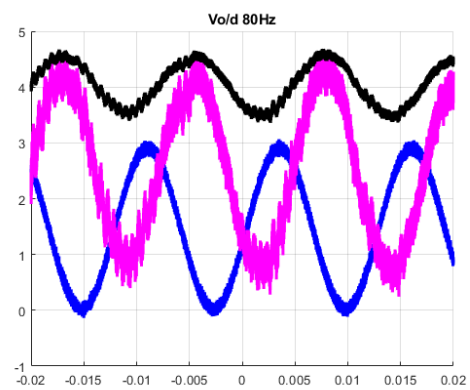
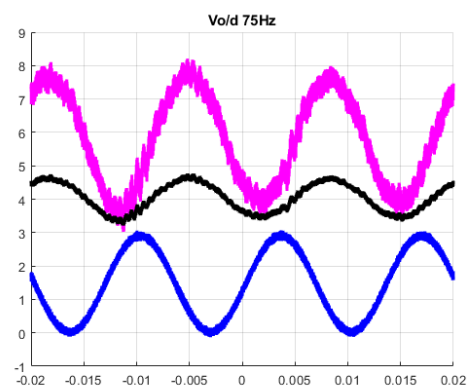
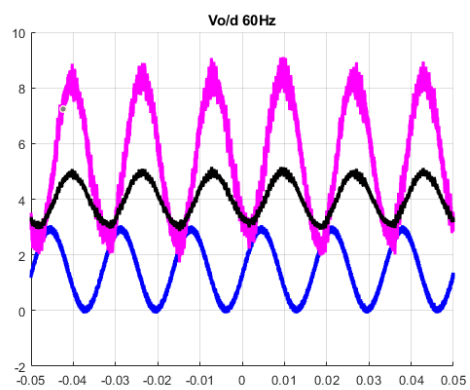
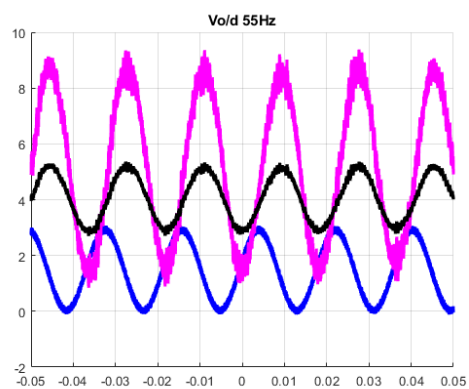
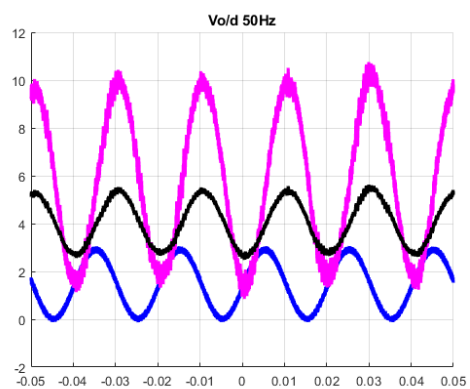
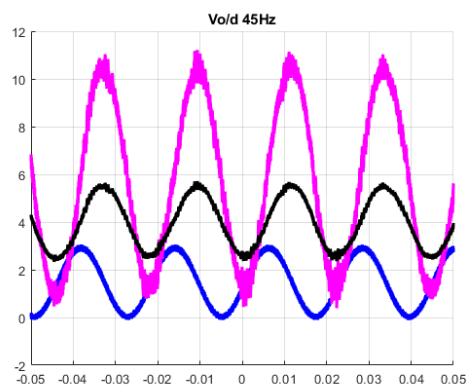
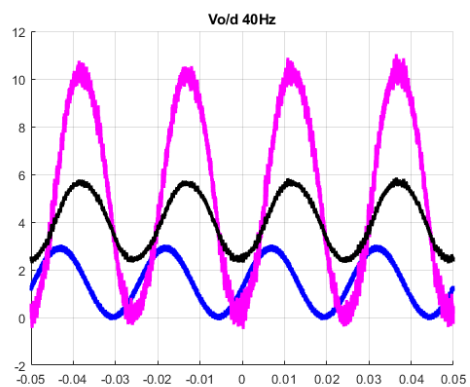
APÊNDICE B – CÓDIGO PARA GERAR PERTURBAÇÃO NO CICLO DE TRABALHO

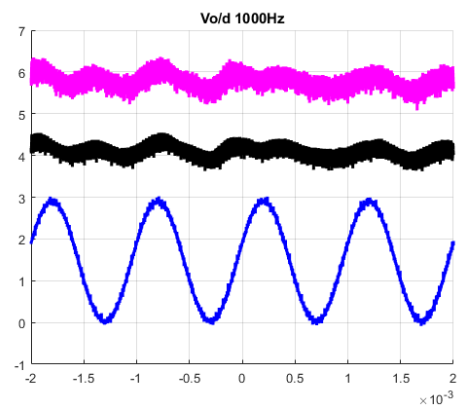
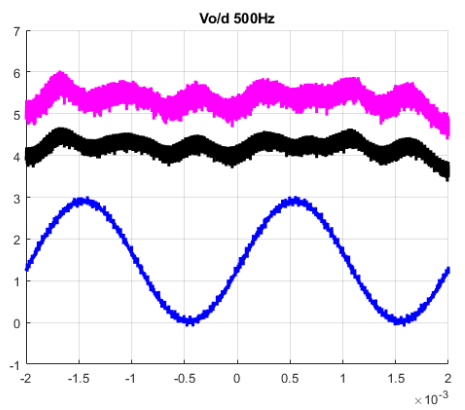
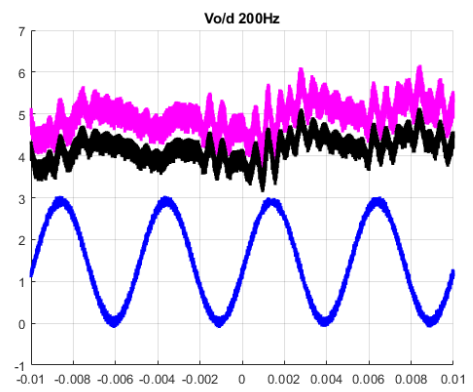
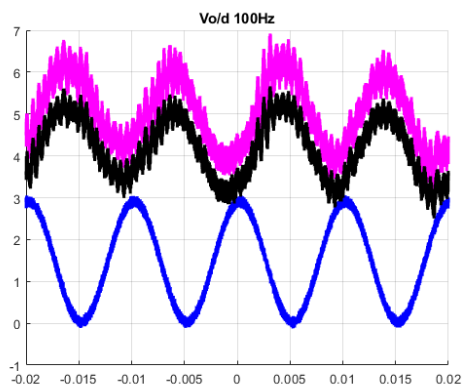
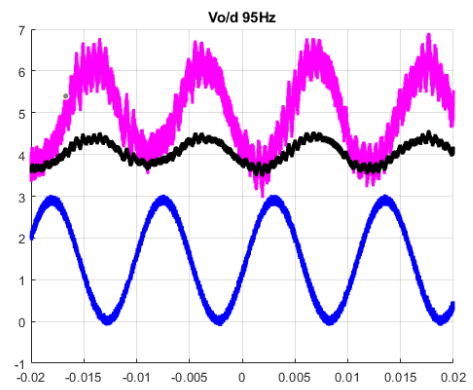
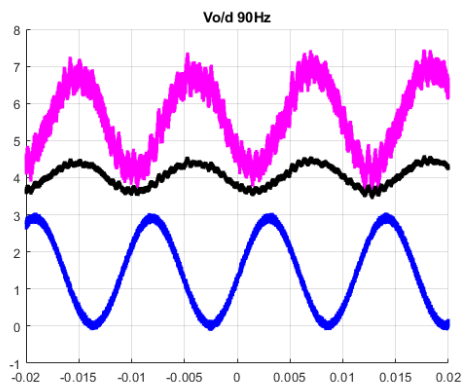
Para acessar o código fonte completo utilizado nesta dissertação, consulte código completo, ou visite o repositório no GitHub no URL: <<https://github.com/dcpoliveira/Conversor-CC-CC-Boost-ATCT-CCQE---FT>>

APÊNDICE C – GRÁFICOS DE RESULTADOS EXPERIMENTAIS ($G_V(S)$)

Todos os gráficos possuem o eixo horizontal na escala de tempo em segundos [s]:







APÊNDICE D – GRÁFICOS DE RESULTADOS EXPERIMENTAIS ($G_I(S)$)

Todos os gráficos possuem o eixo horizontal na escala de tempo em segundos [s]:

