

ANNE KAROLINE PONTES DE MACÊDO

**CONVERSOR BOOST DE TRÊS NÍVEIS: OPERAÇÃO, MODELAGEM E
CONTROLE**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPGEE, da Universidade Federal da Paraíba - UFPB, como requisito para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Dr. Edison Roberto Cabral da Silva
Coorientador: Dr. Darlan Alexandria Fernandes

JOÃO PESSOA

2022

Catálogo na publicação
Seção de Catalogação e Classificação

M141c Macedo, Anne Karoline Pontes de.

Conversor boost de três níveis : operação, modelagem e controle / Anne Karoline Pontes de Macedo. - João Pessoa, 2022.

110 f. : il.

Orientação: Edison Roberto Cabral da Silva.

Coorientação: Darlan Alexandria Fernandes.

Dissertação (Mestrado) - UFPB/CEAR.

1. Conversor boost - Multinível. 2. Conversor CC-CC - Regulação de tensão. 3. Inversor NPC. 4. Engenharia elétrica. I. Silva, Edison Roberto Cabral da. II. Fernandes, Darlan Alexandria. III. Título.

UFPB/BC

CDU 621.314(043)

UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA – UFPB
CENTRO DE ENERGIAS ALTERNATIVAS E RENOVÁVEIS – CEAR
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA – PPGEE

A Comissão Examinadora, abaixo assinada, aprova a Dissertação

**CONVERSOR BOOST DE TRÊS NÍVEIS: OPERAÇÃO, MODELAGEM E
CONTROLE.**

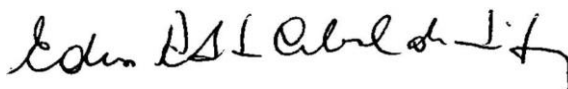
Elaborada por

ANNE KAROLINE PONTES DE MACÊDO

como requisito parcial para obtenção do grau de

Mestre em Engenharia Elétrica.

COMISSÃO EXAMINADORA



PROF. DR. EDISON ROBERTO CABRAL DA SILVA

Orientador – UFPB

Documento assinado digitalmente



DARLAN ALEXANDRIA FERNANDES

Data: 27/10/2022 21:50:01-0300

Verifique em <https://verificador.iti.br>

PROF. DR. DARLAN ALEXANDRIA FERNANDES

Coorientador – UFPB

Documento assinado digitalmente



VICTOR FELIPE MOURA BEZERRA MELO

Data: 27/10/2022 16:17:37-0300

Verifique em <https://verificador.iti.br>

PROF. DR. VICTOR FELIPE MOURA BEZERRA MELO

Examinador Interno – UFPB

Documento assinado digitalmente



ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA

Data: 27/10/2022 13:31:00-0300

Verifique em <https://verificador.iti.br>

PROF. DR. ANTÔNIO MARCUS NOGUEIRA LIMA

Examinador externo – UFCG

João Pessoa/PB, 31 de agosto de 2022

AGRADECIMENTOS

A Deus, por sempre ouvir as minhas preces e por me permitir continuar firme com os meus propósitos, mesmo com todas as dificuldades encontradas pelo caminho.

Aos meus orientadores Edison Roberto Cabral da Silva e Darlan Alexandria Fernandes, pela paciência que tiveram ao longo do percurso, e por todo conhecimento e toda experiência que me foram passados.

A meus pais e irmã, por todo apoio emocional e suporte diário, fundamentais para o desenvolvimento desse trabalho.

A meu noivo Evaldo, por estar ao meu lado, fornecendo-me forças para continuar e sempre me encorajando e me lembrando do meu potencial.

Às amigadas que construí ao longo do curso, em especial Jayne e Luana, por todos os momentos e conhecimento partilhados, tornando o período da realização do trabalho muito mais dinâmico e humano. Aos meus amigos pessoais, por não desistirem de mim, e entenderem os momentos de constante ausência.

“Vai e procura os campos, a natureza e o Sol: vai, procura a felicidade em ti e em Deus. Pensa no que é belo e que se realiza em ti e à tua volta, sempre e sempre de novo.”

Anne Frank.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS.....	IV
LISTA DE TABELAS.....	V
LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS	VI
LISTA DE SÍMBOLOS E VARIÁVEIS	VII
RESUMO.....	VIII
ABSTRACT	IX
1 INTRODUÇÃO.....	13
1.1 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	15
1.1.1 Inversores Multiníveis de Potência	15
1.1.2 Conversores CC-CC elevadores de tensão	17
1.1.3 Técnicas de modelagem utilizadas em conversores	19
1.2 ANÁLISE DA REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	21
1.3 OBJETIVO	21
1.4 ESTRUTURA E ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	22
2 CAPÍTULO 2 - ANÁLISE, MODELAGEM E CONTROLE DO CONVERSOR BOOST MULTINÍVEL.....	23
2.1 MODELAGEM EM DIAGRAMA DE FLUXO DE SINAL DO CONVERSOR BOOST MULTINÍVEL	24
2.1.1 Análise considerando um conversor ideal	27
2.1.2 Análise considerando a resistência do indutor do conversor.....	36
2.2 CONTROLE DO CONVERSOR BOOST MULTINÍVEL	43
2.3 OBTENÇÃO DAS FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA	49
2.3.1 Aplicação da Regra de Mason	50
2.4 CONCLUSÕES	59
3 CAPÍTULO 3 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	61
3.1 CONCLUSÕES	68
4 CAPÍTULO 4 - ESTUDO DA POSSIBILIDADE DE MODELAGEM DO CONVERSOR INTEGRADO	69
4.1 INVERSOR COM DIODOS DE GRAMPEAMENTO	70
4.2 DIAGRAMA DE FLUXO DE SINAL CHAVEADO DO CONVERSOR INTEGRADO	71
4.3 CONCLUSÕES	102
5 CONCLUSÕES GERAIS.....	103

REFERÊNCIAS 104

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Matriz elétrica brasileira.	13
Figura 2 – Estágios de potência para sistemas com fontes CC.	14
Figura 3 – Inversores multiníveis de potência.....	16
Figura 4 – Circuito do conversor <i>boost</i> multinível.....	18
Figura 5 – Circuito do conversor integrado.....	22
Figura 6 – Circuito do <i>boost</i> com 3 níveis de tensão..	23
Figura 7 – Primeira etapa de operação do Boost multinível.....	24
Figura 8 – Segunda etapa de operação do Boost multinível.....	24
Figura 9 – Conversão de diagrama de blocos para gráfico de fluxo de sinal.	25
Figura 10 – Circuito RLC (a) e seu respectivo gráfico de fluxo de sinal (b).	26
Figura 11 – Circuito do <i>boost</i> multinível para o primeiro modo de operação.....	28
Figura 12 – Circuito simplificado do <i>boost</i> multinível para o primeiro modo de operação.....	30
Figura 13 – Circuito simplificado do <i>boost</i> multinível para o segundo modo de operação.	34
Figura 14 – Gráfico de fluxo de sinal para a chave S fechada.	35
Figura 15 – Gráfico de fluxo de sinal para a chave S aberta.	35
Figura 16 – Gráfico de fluxo de sinal total do conversor <i>boost</i> multinível ideal.	36
Figura 17 – Gráfico de fluxo de sinal total simplificado do conversor <i>boost</i> ideal.....	36
Figura 18 – Ganho de tensão versus a relação cíclica.	37
Figura 19 – Gráfico de fluxo de sinal total do conversor <i>boost</i> multinível com a resistência no indutor.	38
Figura 20 – Gráfico de fluxo de sinal total simplificado do conversor <i>boost</i> multinível com a resistência no indutor..	39
Figura 21 – Gráfico do conversor <i>boost</i> multinível com a resistência no indutor, simplificação adicional.	40
Figura 22 – Gráfico do conversor <i>boost</i> multinível no modelo de grandes sinais.	41
Figura 23 – Gráfico do conversor <i>boost</i> multinível no modelo de pequenos sinais.....	42
Figura 24 – Gráfico do conversor <i>boost</i> multinível no modelo de pequenos sinais simplificado.	43
Figura 25 – Gráfico do conversor <i>boost</i> multinível no modelo estacionário.	43
Figura 26 – Exemplificação de processo a controlar com uso de integrador	45
Figura 27 – SFG do <i>boost</i> multinível com controle.	47
Figura 28 – Circuito de controle do conversor <i>boost</i> multinível.....	49
Figura 29 – Gráfico do conversor <i>boost</i> multinível no modelo de grandes sinais.	50
Figura 30 – Gráfico do conversor <i>boost</i> multinível no modelo de pequenos sinais simplificado.	53
Figura 31 – SFG do <i>boost</i> multinível com controle	55
Figura 32 – Resposta ao degrau de grandes sinais, considerando a resistência no indutor, para a tensão de saída, via MATLAB.	62

Figura 33 – Resposta ao degrau de grandes sinais, sem a resistência no indutor, para a tensão de saída, via MATLAB.	62
Figura 34 – Resposta ao degrau de pequenos sinais, considerando a resistência, para a tensão de saída, via MATLAB.	63
Figura 35 – Resposta ao degrau de pequenos sinais, sem a resistência, para a tensão de saída, via MATLAB.	64
Figura 36 – Resposta ao degrau de grandes sinais, com a resistência no indutor, para a tensão de saída, via SIMULINK.	65
Figura 37 – Resposta ao degrau de grandes sinais, com a resistência no indutor, para a corrente no indutor, via SIMULINK.	65
Figura 38 – Resposta ao degrau da tensão de saída do boost de 3 níveis controlado, via MATLAB.	66
Figura 39 – Resposta ao degrau da tensão de saída do boost de 3 níveis controlado, via SIMULINK.	67
Figura 40 – Resposta ao degrau da corrente no indutor do <i>boost</i> de 3 níveis controlado, via SIMULINK.	67
Figura 41 – Circuito do conversor integrado.....	69
Figura 42 – Inversor NPC.	70
Figura 43 – Circuito do conversor integrado equivalente.	73
Figura 44 – Circuito do conversor integrado para os modos APP e BPP.	75
Figura 45 – Circuito do conversor integrado para os modos APO e BPO.	76
Figura 46 – Gráfico de fluxo de sinal para o modo APO.	77
Figura 47 – Gráfico de fluxo de sinal para o modo BPO.	78
Figura 48 – Gráfico de fluxo de sinal da combinação dos modos APO e BPO.	78
Figura 49 – Circuito do conversor integrado para os modos APN e BPN.	79
Figura 50 – Gráfico de fluxo de sinal para o modo APN.	80
Figura 51 – Gráfico de fluxo de sinal para o modo BPN.	81
Figura 52 – Gráfico de fluxo de sinal da combinação dos modos APN e BPN.	81
Figura 53 – Circuito do conversor integrado para os modos AOP e BOP.	82
Figura 54 – Gráfico de fluxo de sinal para o modo AOP.	82
Figura 55 – Gráfico de fluxo de sinal para o modo BOP.	83
Figura 56 – Gráfico de fluxo de sinal da combinação dos modos AOP e BOP.	84
Figura 57 – Circuito do conversor integrado para os modos AOO e BOO.	84
Figura 58 – Gráfico de fluxo de sinal para o modo AOO.	85
Figura 59 – Gráfico de fluxo de sinal para o modo BOO.	86
Figura 60 – Gráfico de fluxo de sinal da combinação dos modos AOO e BOO.	86
Figura 61 – Circuito do conversor integrado para os modos AON e BON.	87
Figura 62 – Gráfico de fluxo de sinal para o modo AON.	88
Figura 63 – Gráfico de fluxo de sinal para o modo BON.	88
Figura 64 – Gráfico de fluxo de sinal da combinação dos modos AON e BON.	89
Figura 65 – Circuito do conversor integrado para os modos ANP e BNP.	90

Figura 66 – Gráfico de fluxo de sinal para o modo ANP.	91
Figura 67 – Gráfico de fluxo de sinal para o modo BNP.	92
Figura 68 – Gráfico de fluxo de sinal da combinação dos modos ANP e BNP.	92
Figura 69 – Circuito do conversor integrado para os modos ANO e BNO.	93
Figura 70 – Gráfico de sinal para o modo ANO..	94
Figura 71 – Gráfico de fluxo de sinal para o modo BNO.	95
Figura 72 – Gráfico de fluxo de sinal da combinação dos modos ANO e BNO.	95
Figura 73 – Circuito do conversor integrado para os modos ANN e BNN	96
Figura 74 – Combinação dos modos AOP/BOP e APO/BPO.	97
Figura 75 – Combinação dos modos APN/BPN e ANP/BNP.	98
Figura 76 – Combinação dos modos AON/BON e ANO/BNO.	98
Figura 77 – Combinação de todos os modos de operação do conversor integrado.	99
Figura 78 – Combinação de todos os modos de operação do conversor integrado.	100
Figura 79 – Diagrama de fluxo de sinal do conversor integrado considerando o sinal da corrente na carga.	100

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Modos de operação de um inversor NPC de 3 níveis de tensão na saída.	71
--	----

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
CHB	<i>Cascated H-bridge</i> (Ponte H em Cascata)
FC	<i>Flying capacitor</i> (Capacitor Flutuante)
IFT	Inversores tipo fonte de tensão
MBC	<i>Multilevel Boost Converter</i> (Conversor Elevador Multinível)
NPC	<i>Neutral Point Clamped</i> (Ponto Neutro Grampeado)
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
SC	<i>Switched-Capacitor</i> (Capacitor Chaveado)
SFG	<i>Switching Flow Graph</i> (Gráfico de Fluxo de Sinal Chaveado)

LISTA DE SÍMBOLOS E VARIÁVEIS

C_k	Capacitor, onde $k=1, 2$ e 3
D_k	Diodos do circuito integrado, onde $k= 1, 2, 3, 4, 5, 6$ e 7
e_c	Equação característica
G_{OFF}	Subgrafo correspondente ao interruptor em estado de bloqueio
G_{ON}	Subgrafo correspondente ao interruptor em estado de condução
i_0	Corrente na carga
i_{C1}	Corrente no capacitor C_1
i_{C2}	Corrente no capacitor C_2
i_{C3}	Corrente no capacitor C_3
i_L	Corrente no indutor L
K_{v_0}	Ganho do controlador
\bar{K}	Ramo de comutação do conversor boost
K_e	Ganho do controlador
K_i	Ganho do controlador
K_n	Ganho do controlador
L_0	Indutor de saída ou indutor na carga
P_c	Polinômio característico
P_d	Polinômio desejado
p_k	Ganho do k -ésimo percurso direto
R_0	Resistência da carga
T_s	Tempo de assentamento
v_0	Tensão de saída ou tensão na carga
v_{C1}	Tensão do capacitor C_1
v_{C2}	Tensão do capacitor C_2
v_{C3}	Tensão do capacitor C_3
v_g	Tensão de entrada do circuito
v_L	Tensão do indutor de entrada
v_{L0}	Tensão do indutor de saída
\dot{x}	Derivada do vetor de estado
A	Matriz do sistema

B	Matriz de entrada
C	Matriz de saída
d	Relação cíclica
K	Ramo de comutação do conversor boost
L	Indutor de entrada
r	Variável arbitrária
S	Chave do conversor <i>boost</i> multinível
up	Ultrapassagem percentual
x	Vetor de estado
x	Vetor de estado
y	Vetor resposta

RESUMO

O conversor multinível CC-CC elevador de tensão combina o conversor tipo *boost* convencional com a função de capacitor chaveado, produzindo uma saída formada por vários capacitores em série com tensão autoequilibrada e de mesmo valor. Esta característica é importante para aplicações tanto no caso em que a fonte de alimentação do conversor é de baixo valor (fontes automotivas, sistemas de energia renovável, por exemplo), como no caso em que ele alimenta um inversor multinível com problemas de balanceamento em suas múltiplas tensões de alimentação (inversor com diodo grampeado, NPC, por exemplo). Neste trabalho, são desenvolvidos tanto o modelo de ordem completa como o de ordem reduzida média para a configuração de um conversor CC-CC elevador de tensão de três níveis, com duas tensões de saída autorreguladas e de idêntico valor. Através da técnica do diagrama de fluxo de sinal chaveado são obtidos modelos desenvolvidos para grandes e pequenos sinais e para regime estacionário. Esses diagramas permitem o cálculo das funções de transferência que relacionam quaisquer das variáveis do conversor. Os efeitos da resistência do indutor elevador de tensão foram levados em conta na operação do conversor e, conseqüentemente, em suas várias funções de transferência. No método tradicional, um controlador de tensão e corrente em cascata é projetado a partir da função de transferência de saída de conversor, em malha aberta. Diferentemente, este trabalho combinou, em um único diagrama de fluxo de sinal, o conversor CC-CC e um controlador baseado em realimentação de estados. Isto permitiu a obtenção de uma função de transferência em malha fechada diretamente a partir do diagrama de fluxo sinal chaveado. Os resultados obtidos por simulação da função de transferência estão de acordo com os valores projetados e confirmam não só a adequação da escolha dos princípios considerados, como também o bom desempenho dos modelos desenvolvidos. Para fins de validação, os resultados foram comparados com os resultados obtidos através do SIMULINK. Devido a possibilidade de aplicação do conversor estudado, é sugerido um encaminhamento para a provável modelagem da combinação de conversor elevador de três níveis com o inversor NPC de três níveis.

Palavras-chave: Conversor Boost multinível, inversor NPC, gráfico de fluxo de sinal, modelagem de grandes sinais, modelagem de pequenos sinais, regulação de tensão.

ABSTRACT

The multilevel DC-DC voltage step-up converter combines the conventional boost converter with the function of a switched capacitor, producing an output formed by several capacitors in series with self-balanced voltage and the same value. This feature is important for applications both in the case where the power supply of the converter is of low value (automotive sources, renewable energy systems, for example), as in the case where it supplies a multilevel inverter with balance problems in its multiple supply voltages (inverter with clamped diode, NPC, for example). In this work, both the full order and the medium reduced order models are developed for the configuration of a three-level voltage-boosting DC-DC converter, with two self-regulated output voltages of the same value. Through the technique of the switched signal flow diagram, models developed for large and small signals and for steady state are obtained. These diagrams allow the calculation of transfer functions that relate any of the converter variables. The effects of the voltage step-up inductor resistance were taken into account in the converter's operation and, consequently, in its various transfer functions. In the traditional method, a cascade voltage and current controller is designed from the open-loop converter output transfer function. In contrast, this work combined, in a single signal flow diagram, the DC-DC converter and a controller based on state feedback. This allowed us to obtain a closed-loop transfer function directly from the switched signal flow diagram. The results obtained by simulating the transfer function are in accordance with the projected values and confirm not only the adequacy of the choice of principles considered, but also the good performance of the models developed. For validation purposes, the results were compared with the results obtained through SIMULINK. Due to the possibility of application of the studied converter, it is suggested a way forward for the probable modeling of the combination of a three-level step-up converter with the three-level NPC inverter.

Keywords: Multilevel Boost Converter, NPC Inverter, Signal flow graph, large-signal modeling, small-signal modeling, voltage regulation.

1 INTRODUÇÃO

Com o aumento da preocupação com o futuro do planeta, devido aos vários problemas e desastres ambientais e humanos que aconteceram nas últimas décadas, as fontes de energia limpa, como eólica, solar fotovoltaica, hidráulica, geotérmica, células de combustível, estão ganhando maior destaque no âmbito mundial em relação as fontes convencionais de energia, como gás natural, carvão e derivados do petróleo, o que pode ser visto na Figura 1, em que é representada a distribuição da matriz elétrica brasileira, segundo gráfico retirado do Balanço Energético Nacional – BEN (CHIU, 2005; OLIVEIRA, 2011; EPE, 2021).

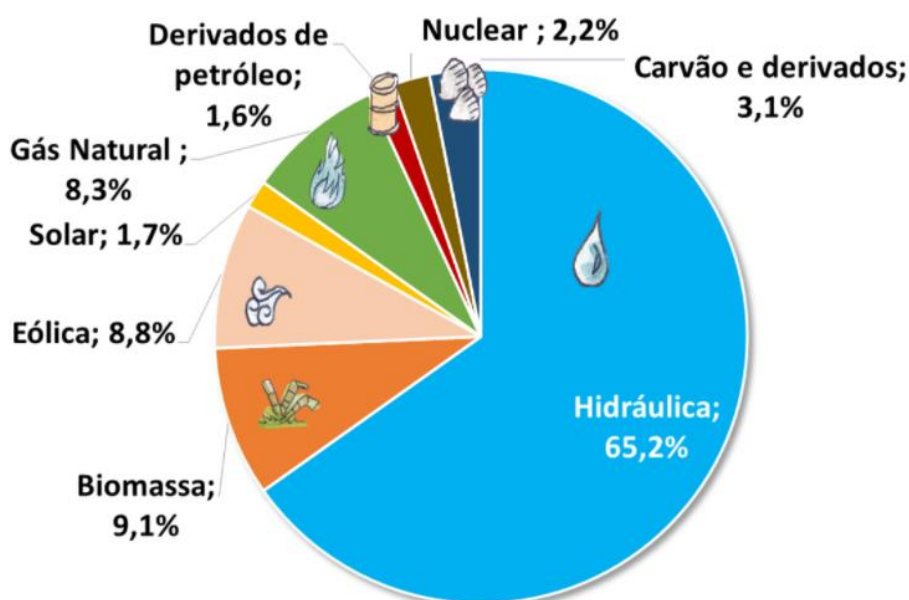


Figura 1 - Matriz elétrica brasileira (Fonte: EPE, 2021).

Tendo em vista esse maior uso dessas fontes de energia, tem-se que algumas delas, como painéis fotovoltaicos e células a combustível, podem gerar uma tensão CC variável com baixa amplitude e dependente da carga do sistema, tornando necessário o uso de um conversor CC-CC para fazer a interface entre a tensão CC e o inversor, para alimentar a rede de distribuição ou uma carga isolada (PICA, 2007; CHOI, 2012; ALILOU, 2022).

Uma outra solução para realizar essa interface é a utilização de um transformador, com o mesmo intuito de elevar a tensão CC, além de ter a função de isolamento elétrica, para melhorar a segurança do sistema. As desvantagens do uso de transformador são o aumento do

custo de investimento do sistema e o comprometimento da eficiência do inversor (YUE, 2021).

Entre as configurações existentes de processamento da tensão CC proveniente dessas fontes, podem ser destacados os sistemas com um estágio de potência, Figura 2(a), ou com dois estágios de potência, Figura 2 (b). Na configuração com um estágio de potência, a saída do sistema é conectada diretamente a um inversor, com o objetivo de alimentar uma carga ou ser conectado à rede elétrica por meio do barramento de corrente alternada (CA). Essa configuração tem como desvantagem o fato de a tensão proveniente do barramento CA não ser sempre elevada o suficiente para que se possa conectar à rede ou a uma carga, sendo sugerida a configuração em dois estágios de potência, em que é possível elevar a tensão CC com o uso de um conversor CC/CC. Para a parte CC/CC, um conversor *boost* pode oferecer uma entrada mais estável para o inversor (YONGLI; JIANGUO; DI, 2011).

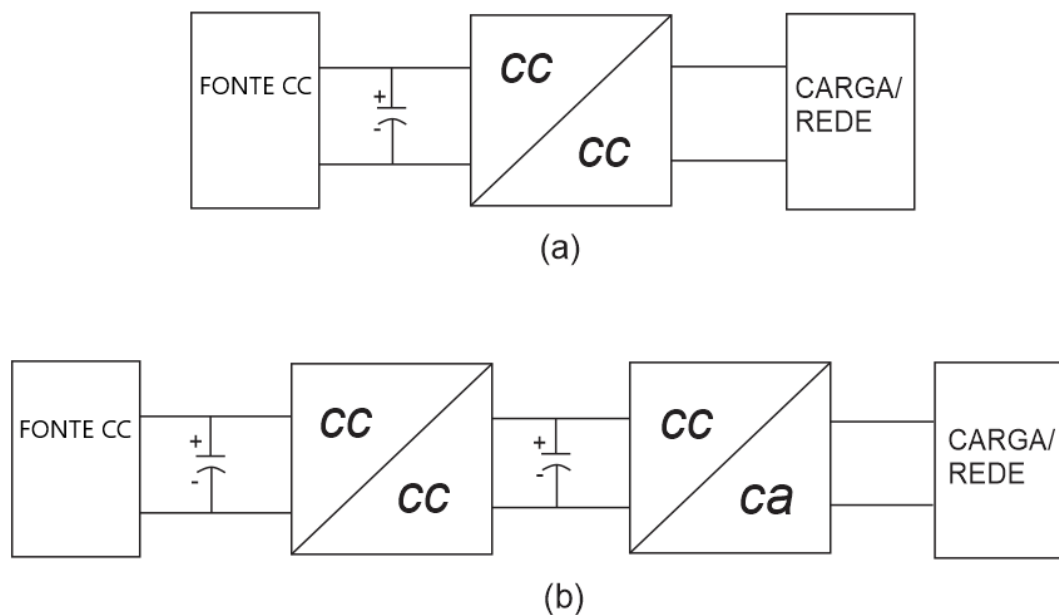


Figura 2 – Estágios de potência para sistemas com fontes CC (Fonte: CARDOSO, 2018, adaptada).

Entre as técnicas mais utilizadas para modelagem de conversores, pode-se citar a técnica por espaço de estados e a de gráfico de fluxo de sinal. Os modelos de grandes e pequenos sinais, obtidos por essas técnicas permitem o projeto de controladores com o intuito de controlar a resposta dinâmica dos conversores.

1.1 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Os principais tópicos mencionados acima serão tratados na revisão bibliográfica a seguir, com algumas definições e seus principais usos ao longo do tempo. Esses tópicos serão:

- Inversores Multiníveis de Potência
- Conversores CC/CC elevadores de tensão
- Técnicas de Modelagem utilizadas em conversores

1.1.1 Inversores Multiníveis de Potência

Os inversores multiníveis de potência têm a função de sintetizar uma tensão senoidal oriunda de vários níveis de tensão e permitindo o seu uso para potências elevadas (LAI; PENG, 1996). As principais topologias de inversores multiníveis conhecidas são:

- **NPC (do inglês “*Neutral Point Clamped*”)**: O inversor NPC, ou inversor com ponto neutro grampeado, pode ser visto na Figura 3(a). Tem como principais vantagens a diminuição dos harmônicos, evitando o uso de filtros, e sua alta eficiência. Uma de suas desvantagens é o fato de que quanto mais níveis existirem no inversor, mais diodos são necessários. Essa topologia de inversor foi estudada por Nabae, Takahashi e Akagi (1981), que propuseram um novo NPC que fosse adequado para um sistema de alta eficiência de acionamento de motor.
- **FC (do inglês “*Flying Capacitor*”)**: Assim como nos NPC, nos inversores FC, ou inversores a capacitor flutuante, há uma maior atenuação dos harmônicos quanto mais níveis existirem, evitando o uso de filtros. Quando o número de níveis é alto, uma maior quantidade de capacitores de armazenamento é necessária, tornando esse inversor uma alternativa mais cara (LAI; PENG, 1996). Na Figura 3(b) pode ser vista a estrutura do inversor FC.
- **CHB (do inglês “*Cascaded H-Bridge*”)**: O inversor ponte H em cascata é o que demanda menos componentes para alcançar os mesmos níveis de tensão, em relação a todos os inversores multiníveis existentes. Esse tipo de inversor precisa de duas fontes

cc para operar, causando limitações nas suas aplicações (LAI; PENG, 1996; CARDOSO, 2018). Na Figura 3(c) pode-se observar a estrutura do inversor CHB.

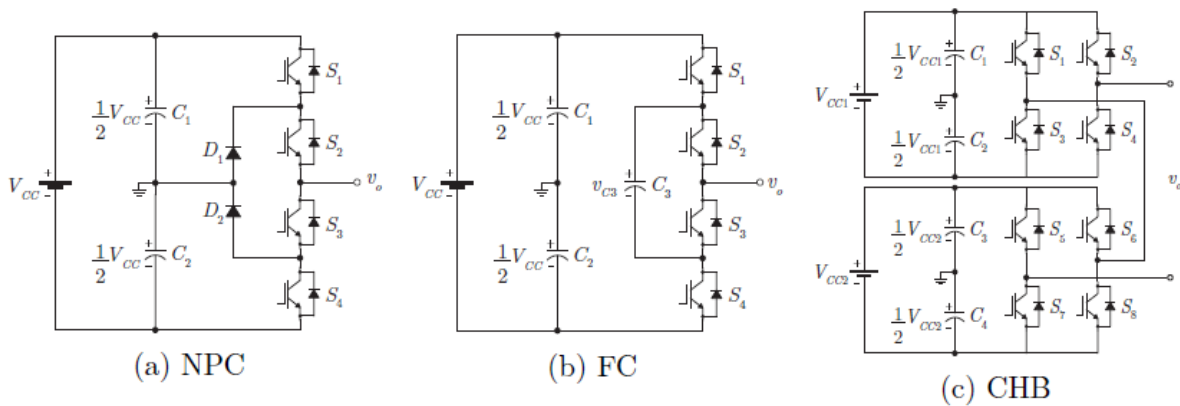


Figura 3 – Inversores multiníveis de potência. (Fonte: CARDOSO, 2018).

Todos esses inversores mencionados tiveram suas características testadas em diversos estudos ao longo do tempo, como por exemplo, um circuito formado por um inversor NPC de 3 níveis, dois conversores e alimentado por dois painéis fotovoltaicos foi estudado e submetido a condições de sombreamento parcial. Com os resultados experimentais, foi obtido o equilíbrio das tensões dos capacitores do barramento CC, mesmo sob condições de sombreamento, contornando um dos problemas do inversor NPC, o fato de que as tensões dos capacitores são naturalmente desequilibradas (ANDRADE; SILVA, 2015). O inversor NPC também foi utilizado em um sistema de bombeamento de água acionado por um motor de indução e alimentado por energia solar fotovoltaica. Os resultados foram obtidos para condições sem carga, com meia carga e com carga completa e foram satisfatórios para aplicações de bombas industriais (RANA; CHAUHAN; ANSARI, 2016).

Foi realizada uma comparação da performance entre dois sistemas de células de combustível, um com a presença de um inversor CHB e o outro com a presença de um inversor convencional de dois níveis. O inversor CHB mostrou-se a melhor alternativa para uso no sistema, mantendo uma melhor qualidade de energia em relação ao inversor convencional de dois níveis (SINGH; NAKKA, 2016). Já Annoukoubi et al. (2021) discute, através de modulação e simulação, as vantagens do uso do inversor CHB em aplicações de sistemas de conversão de energia eólica.

Um sistema híbrido formado por células a combustível e por um sistema fotovoltaico, em que um conversor elevador multinível é conectado a um inversor a capacitor flutuante (FC) foi desenvolvido. O sistema proposto tem como principais vantagens uma maior tensão e potência de saída, considerando a mesma tensão de entrada para os conversores das fontes e para a mesma resistência de carga, e tem como desvantagem o fato de conversor multinível precisar de um número maior de capacitores (KUMAR; AROUNASSALAME, 2017).

O uso dos inversores multiníveis se tornou muito comum no meio industrial, em aplicações para acionamentos de motores de alta potência e média tensão, dentre outras. De acordo com as características estudadas, o inversor NPC é uma das melhores alternativas para aplicações em conjunto com o conversor *boost* multinível, resolvendo, assim, o desequilíbrio natural das tensões dos capacitores do barramento CC do inversor, responsável por causar distorção de harmônicos na tensão de saída e diminuir o desempenho geral do inversor (KOURO, 2010; CARDOSO, 2019).

1.1.2 Conversores CC-CC elevadores de tensão

Em algumas aplicações, como para sistemas com energias renováveis, a tensão CC por ter uma baixa amplitude, precisa ser regulada antes de ser processada pelo inversor e conectada à rede de energia elétrica (ROSAS-CARO et al., 2010).

Na literatura, vários trabalhos foram desenvolvidos com o intuito de fornecer uma alternativa quanto ao uso de transformadores na conversão CC-CC, para aumentar a eficiência e evitar grandes custos, ganho de volume e o aparecimento de muitas perdas no sistema (AXELROD; BERKOVICH; IOINOVICI, 2008).

Em Middlebrook (1988) foram descritas topologias dos conversores *Cuk* e *Buck-Boost*, sem a necessidade de emprego de um transformador, o que aliado a um maior ciclo de trabalho, permite operação em altas frequências. O princípio de capacitor chaveado também foi utilizado.

Foi proposta uma nova estrutura de conversor, baseada no circuito do Conversor Boost, que não se utiliza de transformador, com alto ganho estático, com reduzida perturbação de corrente em todos os componentes, baixas perdas de condução, e apenas aumentando o número de estágios em série e em paralelo do conversor, é possível incrementar os níveis de

tensão, corrente e potência, mantendo a alta eficiência (FRANCO; PFITSCHER; GULES, 2003).

Em Bascopé et. al (2010) propôs um conversor *boost* não isolado com alto ganho de tensão para fontes de alimentação ininterruptas, e também em aplicações de energias renováveis, para sistemas autônomos ou conectados à rede elétrica. Os resultados experimentais, como a curva de eficiência obtida, confirmaram a viabilidade do conversor para essas aplicações.

O Conversor *boost* multinível (MBC, do inglês, “*Multilevel Boost Converter*”), que combina um conversor *boost* e utiliza a função de capacitor chaveado (SC, do inglês “*Switched-Capacitor*”), foi estudado, inicialmente, por Rosas-Caro, Ramirez e Garcia-Vite (2008), Rosas-Caro et al. (2010). O circuito do *boost* multinível pode ser visto na Figura 4.

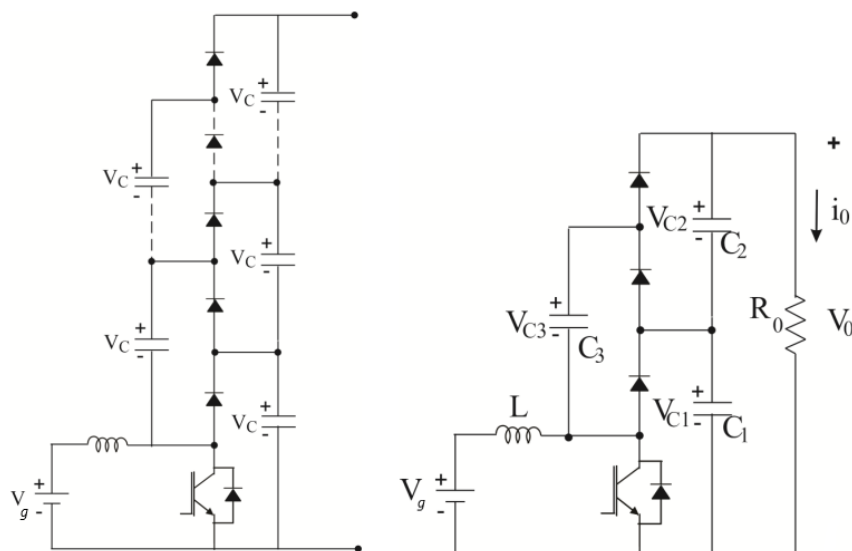


Figura 4 – Circuito do conversor *boost* multinível (Fonte: Própria).

A topologia proposta por Rosas-Caro, Ramirez e Garcia-Vite (2008), Rosas-Caro et al. (2010) torna-se interessante, pois ao mesmo tempo em que não precisa do emprego de transformador para elevar a tensão, todos os níveis possuem a mesma tensão e não necessita de muitos componentes. Devido a característica de equilíbrio das tensões nos capacitores, independentemente da carga ou da configuração, o conversor MBC tornou-se uma ótima alternativa para alimentar inversores multiníveis, como o inversor NPC.

Do ponto de vista da aplicação, Cardoso (2019) propôs um sistema fotovoltaico formado por um conversor *boost* de 3 níveis integrado a um inversor NPC, também de 3

níveis, em operação em condições de sombreamento parcial. A técnica de Fibonacci foi utilizada para obtenção do ponto de máxima potência, e também foi introduzido um controle de corrente, com o objetivo de controlar a tensão de saída do arranjo fotovoltaico. Não foi realizada a modelagem do conversor, nem seu controle da tensão de saída, o que permitiria que o sistema operasse dentro de especificações desejadas.

1.1.3 Técnicas de modelagem utilizadas em conversores

De um modo geral, para descrever todos os comportamentos de um conversor, há necessidade de um modelo que permita projetar controladores adequados para governar seu comportamento dinâmico. Existem diferentes técnicas para modelar conversores de potência comutados, que são circuitos pulsados não lineares. O modelo de pequenos sinais, para pequenas ondulações, e o modelo de grandes sinais, para grandes variações de sinal, são modelos a serem obtidos.

A técnica de espaço de estado de valores médios é uma opção muito popular para derivar esses modelos (MIDDLEBROOK, CUK, 1976; POLIVKA, 1980; MIDDLEBROOK, 1988), mas não prevê o comportamento completo de grandes sinais do sistema, sendo, apenas, suficiente para prever a estabilidade de pequenos sinais (VEERACHARY, 2008).

A modelagem em espaço de estados também tem sido utilizada na representação e estudo de conversores multiníveis. Com intuito em desenvolver um controle que é introduzido no conversor *boost* multinível, para compensar qualquer distúrbio na tensão de entrada do circuito, Maldonado et al. (2010), apresentaram uma modelagem em Espaço de Estados do conversor, linearizando seu modelo médio.

O modelo de interruptor PWM, que também é uma das técnicas de modelagem existentes, demanda de algumas poucas linhas de cálculos algébricos, o que o difere da modelagem em espaço de estados, com o intuito de representar as características de pequenos sinais das partes não-lineares dos conversores (VORPÉRIAN, 1990).

Outra técnica empregada em modelagem de conversores é a técnica de gráfico de fluxo de sinal chaveado (SFG, do inglês “*switching flow graph*”). Diagramas de bloco e gráficos de fluxo de sinal são empregados para representação e obtenção da função de transferência de um sistema (TEIXEIRA; MARCHESI; ASSUNÇÃO, 2001). Além disso, a técnica de SFG tem como outras vantagens o fato de transformar o circuito de conversores de

dois ou mais níveis em um modelo dinâmico unificado e por meio dele podem ser obtidos os modelos de grandes e pequenos sinais, além do modelo estacionário (VEERACHARY, 2008).

Na literatura técnica, há diversos estudos com o emprego da técnica de gráfico de fluxo de sinais em conversores CC-CC (SMEDLEY, 1994), (MA, 1996), (VEERACHARY, 2004), (ABRAMOVICH, 2015), (ARMIBANDE, 2016), (YAO, 2017), mas não existe nenhum indício de sua utilização em conversores CC-CC *boost* multiníveis.

Para se calcular as funções de transferência do circuito de um conversor por meio do SFG, utiliza-se a Regra de Mason. Ela relaciona o gráfico de fluxo de sinal do sistema a um conjunto de equações que podem ser escritas a partir das características do gráfico (NISE, 2002).

Mesmo sendo prática, a regra de Mason torna-se complicada à medida que a quantidade de malhas disjuntas (que não se tocam) de um gráfico de fluxo de sinal aumenta.

O método da árvore binária (ZHU; LIN LUO, 2005), baseado no SFG, foi proposto com o objetivo de facilitar a obtenção da função de transferência de um sistema, sem as muitas manipulações algébricas presentes na Regra de Mason. Os circuitos dos conversores seriam representados por meio de uma árvore binária.

Vários trabalhos foram desenvolvidos utilizando técnicas computacionais com o intuito de tornar a obtenção da função de transferência uma tarefa menos complicada, fazendo com que a utilização do método de gráfico de fluxo de sinal seja uma alternativa mais viável. Hajj e Kalaban (1995) desenvolveram um método que calcula tanto a função de transferência em malha fechada, e também as funções de transferência intermediárias do gráfico de fluxo de sinal de um sistema, utilizando a Regra de Mason.

Jeng, Lue e Chieng (2015) desenvolveram um método para obter as funções de transferência de sistemas lineares e invariantes no tempo, que tem como base o conhecimento de operações com matrizes, o método da matriz de transferência. Segundo os autores, comparado com a Regra de Mason, esse método pode ser explicado facilmente e é mais prático na visualização dos resultados.

Teixeira, Marchesi e Assunção (2001) desenvolveram um método computacional para redução de diagramas de fluxo de sinais, tornando-o simples, sem grandes manipulações gráficas, podendo ser obtidos, além da função de transferência, o gráfico de Bode, os polos e zeros da função e o traçado do diagrama do Lugar das Raízes, precisando apenas inserir os dados que são pedidos durante o programa, como o número de nós do SFG, a identificação do nó de entrada e o nó de saída, além dos valores das transmitâncias de cada ramo. O algoritmo,

feito por intermédio do *software* MATLAB, utiliza a Regra de Cramer para solucionar um conjunto de equações lineares.

1.2 ANÁLISE DA REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Por meio do estudo anterior, pode-se ver que o conversor *boost* multinível proposto por Rosas-Caro, Ramirez e Garcia-Vite (2008), Rosas-Caro et al. (2010) é conhecido por suas características de elevação de sua tensão na saída, de simplicidade e de manutenção das tensões de saída equilibradas. Do ponto de vista da modelagem, a técnica de gráfico de fluxo de sinal permite o estudo do comportamento dinâmico dos conversores chaveados, sendo possível obter de forma unificada os modelos estacionário, e de pequenos e grandes sinais. Por meio do controle da tensão de saída e corrente de entrada do conversor é possível manter essas variáveis em valores desejados, de acordo com a operação do sistema. Por outro lado, o inversor NPC é um dos conversores mais utilizados industrialmente e de ótimo desempenho quando as tensões dos capacitores do barramento CC são equilibradas. Sendo assim, a integração do *boost* multinível com o inversor NPC é uma ótima alternativa.

1.3 OBJETIVO

Este trabalho tem por objetivo a modelagem de um conversor CC-CC elevador de tensão de três níveis utilizando a técnica de diagrama de fluxo de sinal modulado, obtido a partir da combinação dos subgrafos correspondentes aos circuitos equivalentes originados pelos estados de comutação do conversor. Além da obtenção de modelos para grandes e pequenos sinais e para regime estacionário do conversor, o trabalho propõe a regulação de sua tensão de saída e sua corrente de entrada através da técnica de realimentação de estado, o controle sendo integrado ao diagrama de fluxo de sinal.

Como objetivo secundário é proposto um estudo introdutório de encaminhamento para uma provável modelagem da combinação do conversor elevador de tensão com um inversor com grampeamento a diodo (NPC).

O circuito do conversor integrado pode ser visto na Figura 5.

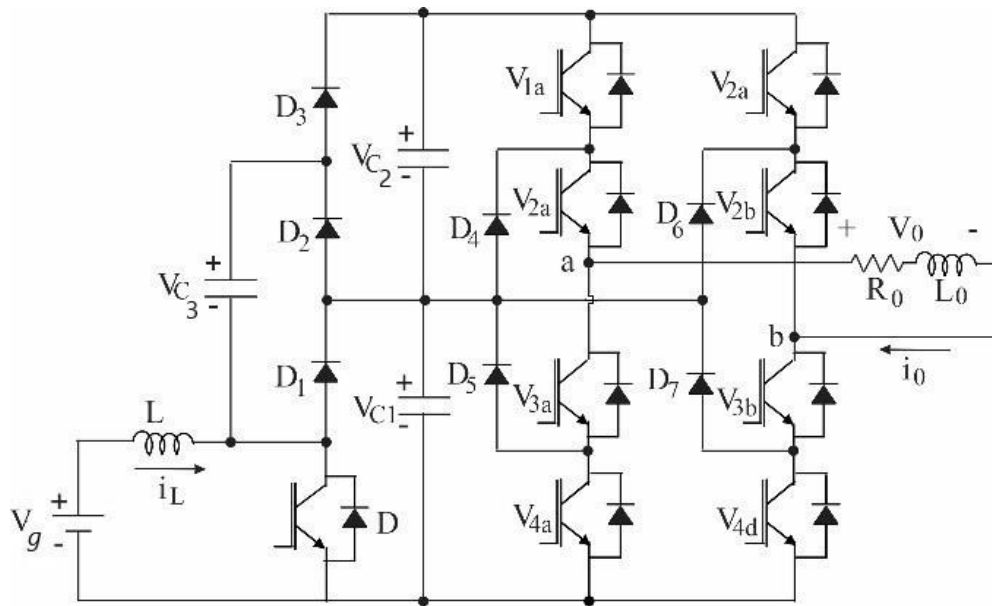


Figura 5 – Circuito do conversor integrado (Fonte: Própria).

1.4 ESTRUTURA E ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Além da introdução no presente capítulo, o trabalho é dividido nos seguintes capítulos:

No capítulo 2, é realizada a análise e modelagem em gráfico de fluxo de sinal do conversor *boost* multinível, obtendo-se, assim, o modelo total para o conversor com adição do seu controle.

No capítulo 3, os resultados obtidos por meio dos cálculos e da simulação são discutidos.

No capítulo 4, é realizado o estudo do inversor NPC, e é obtido um diagrama de fluxo de sinal do conversor integrado, formado pelo conversor *boost* de 3 níveis e pelo inversor NPC, primeiro passo para obtenção de seus modelos para grandes e pequenos sinais e para regime estacionário.

No capítulo 5 são apresentadas conclusões sobre a pesquisa e sugestões de trabalhos futuros a serem desenvolvidos.

2 CAPÍTULO 2 - ANÁLISE, MODELAGEM E CONTROLE DO CONVERSOR BOOST MULTINÍVEL

O Conversor *boost* multinível, que é formado por um conversor *boost* básico, combinado com a função de capacitor chaveado, foi proposto, inicialmente, por Rosas-Caro, Ramirez e Garcia-Vite (2008), Rosas-Caro et al. (2010). A saída desse conversor é composta por vários capacitores em série, e há um balanceamento de tensão entre eles, de modo que todos os níveis tenham a mesma tensão.

Como não necessita do uso de um transformador, o conversor é formado por poucos componentes, uma única chave, um indutor, $2N-1$ diodos e $2N-1$ capacitores, com N sendo a quantidade de capacitores presentes no barramento CC de saída do conversor, e com isso a tensão pode ser controlada por modulação PWM (do inglês, *Pulse Width Modulation*).

O conversor *boost* multinível será estudado em duas etapas de operação, a primeira etapa, quando a chave é fechada, e a segunda etapa, quando a chave é aberta. O estudo do conversor será feito para seu comportamento ideal, e considerando a resistência no indutor. Na Figura 6 está representado o conversor *boost* multinível de 3 níveis de tensão.

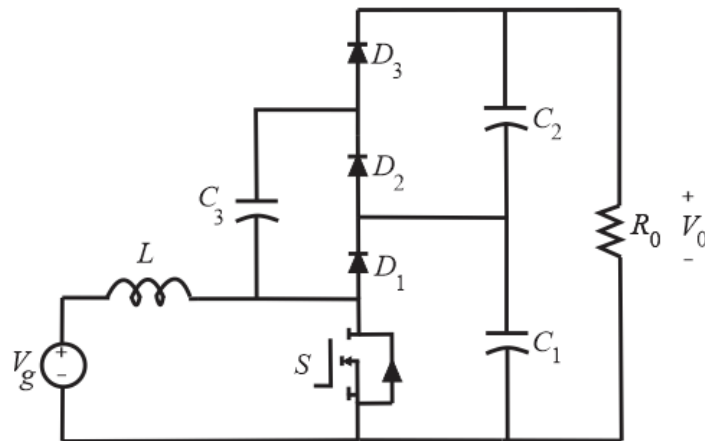


Figura 6 – Circuito do *boost* com 3 níveis de tensão (Fonte: Própria).

Primeira Etapa de Operação (Modo A): Quando a chave S é fechada, a tensão do indutor é igual a tensão de entrada. Se o capacitor C_3 tem uma tensão menor que a do capacitor C_1 , o diodo D_2 fecharia conectando C_1 e C_3 em paralelo, e C_1 prende a tensão em C_2 , fazendo ela permanecer a mesma. Os capacitores C_1 e C_2 suprem a energia à carga. Na Figura 7 está representado o funcionamento do conversor, quando a chave é fechada.

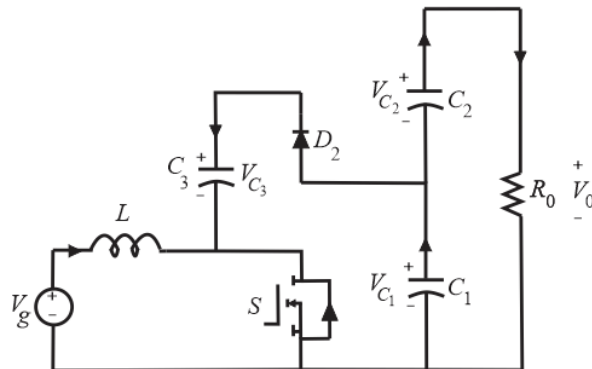


Figura 7 – Primeira etapa de operação do *boost* multinível (Fonte: Própria)

Segunda Etapa de Operação (Modo B): A tensão do indutor é igual à tensão de entrada menos a tensão no capacitor C_1 . Quando a chave S abre e a corrente do indutor fecha D_1 , se a tensão em C_2 é menor que a tensão em C_3 , o diodo D_3 fecha, o que faz com que as tensões passem a ter o mesmo valor em todos os capacitores e fornece uma capacidade de auto equilíbrio. O capacitor C_3 e a fonte de entrada suprem energia a carga. Na Figura 8 está representado o funcionamento do conversor, quando a chave é aberta.

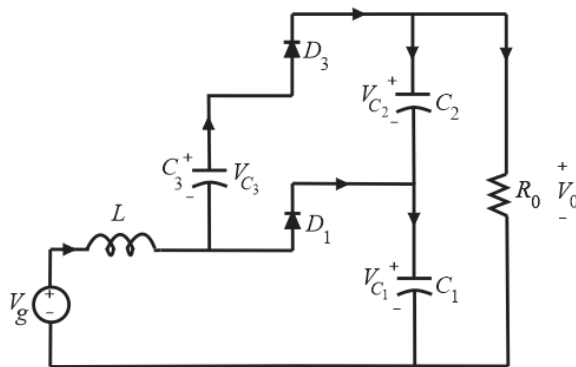


Figura 8 – Segunda etapa de operação do *boost* multinível (Fonte: Própria).

2.1 MODELAGEM EM DIAGRAMA DE FLUXO DE SINAL DO CONVERSOR BOOST MULTINÍVEL

Os diagramas ou gráficos de fluxo de sinal representam o fluxo de sinal de um sistema. Eles aparecem como uma alternativa ao uso de diagrama de blocos e são utilizados

para sistemas lineares (NISE, 2017). Na Figura 9 pode-se ver a transformação de um diagrama de blocos simples em seu gráfico de fluxo de sinal correspondente.

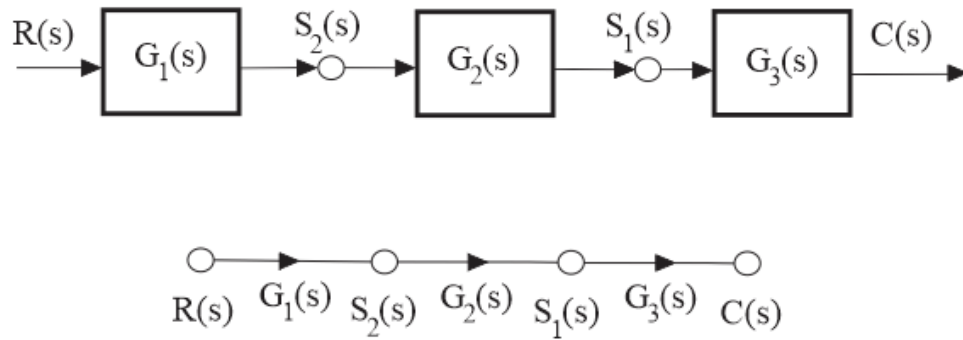


Figura 9 – Conversão de diagrama de blocos para gráfico de fluxo de sinal (Fonte: Própria).

Em um gráfico de fluxo de sinal, os sinais são representados por pequenos círculos, os nós. O fluxo sempre vai em direção às setas presentes nos segmentos de linha que conectam os nós, os ramos. Um sinal será igual à soma de todos os fluxos que entram em seu nó. Cada ramo terá um valor de transmitância ou ganho associado a ele, e quando qualquer sinal passar por qualquer ramo, será multiplicado por esse ganho (SMEDLEY; CUK, 1994).

Para exemplificar a formação de um gráfico de fluxo de sinal, pode-se tomar como base um circuito RC , visto na Figura 10. Em que v_C é a tensão sobre o capacitor C , v_R é a tensão no resistor R , i_C é a corrente que passa pelo capacitor, i_R é a corrente que passa pelo resistor e v_g é a tensão de entrada do circuito.

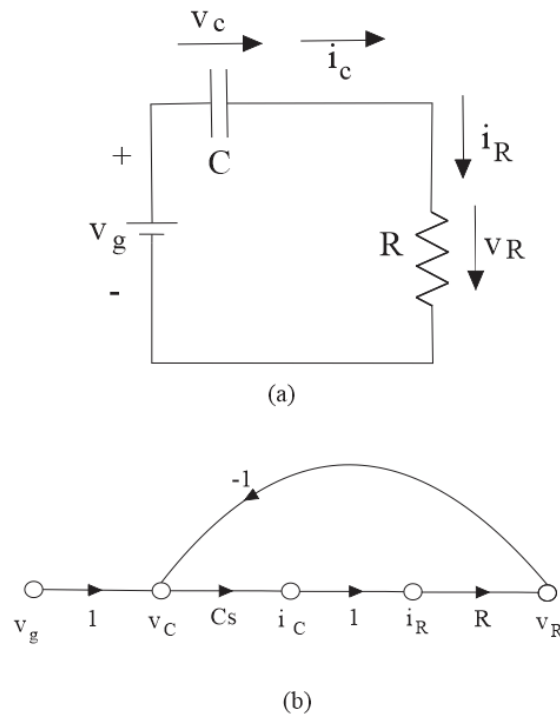


Figura 10 – Circuito RC (a) e seu respectivo gráfico de fluxo de sinal (b) (Fonte: SMEDLEY adaptada).

As seguintes relações, oriundas da Lei de Kirchhoff, podem ser obtidas pela análise do circuito RC e do seu gráfico de fluxo de sinal, que é construído de acordo com as equações:

$$v_C = v_g - v_R \quad (1)$$

$$i_C = Cs v_C \quad (2)$$

$$i_R = i_C \quad (3)$$

$$v_R = R i_R \quad (4)$$

Os conversores chaveados que utilizam modulação PWM têm um comportamento dinâmico não linear, mas seus subsistemas são lineares e podem ser representados por gráficos de fluxo de sinal, ficando mais fácil de serem trabalhados no ambiente de simulação, evitando o uso de complexos cálculos matemáticos, principalmente na representação de conversores com mais de um estado de funcionamento. O diagrama de fluxo de sinal total

pode ser obtido pela combinação dos diagramas de cada subsistema. Através dessa ferramenta podem ser obtidos os modelos de grandes sinais, de espaço de estados e de pequenos sinais, para conversores com mais de um estado (MA; SMEDLEY, 1996). Os subcircuitos são divididos de acordo com o estado das chaves presentes no sistema.

Veerachary (2006) desenvolveu uma sequência de passos para simplificar a obtenção dos gráficos de fluxo sinal dos circuitos de sistemas eletrônicos. Alguns dos principais passos podem ser citados:

- A sequência dos nós do gráfico deve ser a mesma sequência dos elementos do circuito.
- Para os elementos indutivos, primeiro deve ser escrito o nó de tensão, depois o nó de corrente. Para os elementos capacitivos, primeiro deve ser escrito o nó de corrente, depois o nó de tensão.
- Cada nó de corrente de um capacitor é conectado ao nó de corrente do indutor precedente.

Assim, podem ser obtidos os gráficos de fluxo de sinal para o conversor *boost* multinível, para cada modo de operação.

2.1.1 Análise considerando um conversor ideal

Para que se possa construir os diagramas de fluxo de sinal do conversor *boost* multinível, é necessário fazer uma análise do seu comportamento para cada modo de operação.

Modo de operação A: O modo de operação A ocorre quando a chave S entra em condução. As equações de representação do *boost* multinível durante o fechamento da chave podem ser obtidas. Na Figura 11 pode-se ver a representação do funcionamento do circuito do *boost* multinível para o primeiro modo de operação.

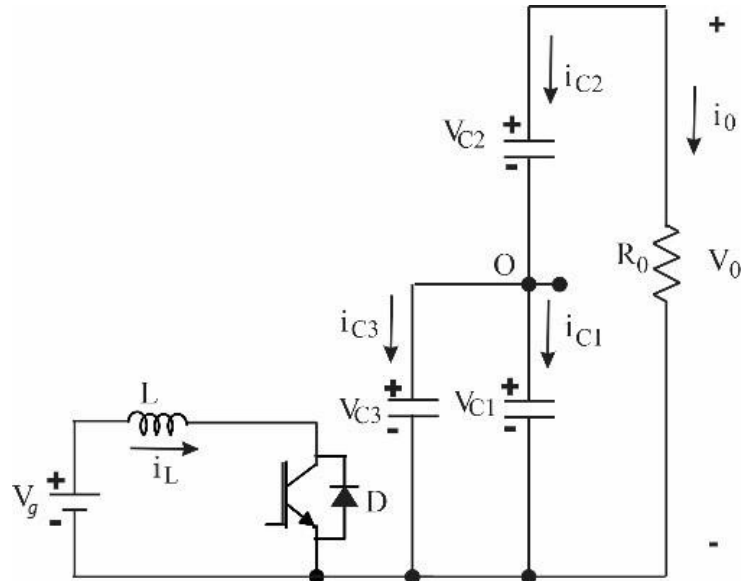


Figura 11 – Circuito do *boost* multinível para o primeiro modo de operação (Fonte: Própria).

A corrente no condutor L é:

$$i_L = \frac{1}{L} \int v_g dt \quad (5)$$

As Equações 6 e 7 representam as relações entre as correntes nos capacitores C_1 e C_2 e a corrente de saída do circuito:

$$i_{c1} + i_{c3} = -i_0 \quad (6)$$

$$i_{c2} = -i_0 = -\frac{v_0}{R_0} \quad (7)$$

A tensão de saída do circuito pode ser obtida pela Equação 8:

$$v_0 = v_{c1} + v_{c2} \quad (8)$$

As tensões nos capacitores C_1 e C_2 e C_3 são calculadas pelas Equações 9, 10 e 11. Foi considerado que a capacitância de todos os capacitores seriam a mesma ($C_1 = C_2 = C_3 = C$).

$$v_{c1} = \frac{1}{C} \int i_{c1} dt \quad (9)$$

$$v_{c2} = \frac{1}{C} \int i_{c2} dt \quad (10)$$

$$v_{c3} = \frac{1}{C} \int i_{c3} dt \quad (11)$$

A tensão de entrada do circuito é calculada pela Equação 12. Quando a chave fecha, a tensão de entrada se iguala à tensão do indutor.

$$v_g = v_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (12)$$

Como C_1 e C_3 estão em paralelo e desprezando as perdas nos diodos e nos capacitores, pode-se deduzir que:

$$(C_1 + C_3) \frac{dv_{c1}}{dt} = -\frac{v_0}{R_o} = -\left(\frac{v_{c1}}{R_o} + \frac{v_{c2}}{R_o}\right) = -\frac{v_{c1}}{R_o} - \frac{v_{c2}}{R_o} \quad (13)$$

$$\frac{dv_{c1}}{dt} = -\frac{1}{(C_1 + C_3)} \left(\frac{v_{c1}}{R_o} + \frac{v_{c2}}{R_o}\right) = -\frac{1}{(C_1 + C_3)R_o} v_{c1} - \frac{1}{(C_1 + C_3)R_o} v_{c2} \quad (14)$$

Como $v_{c3} = v_{c1}$, tem-se

$$\frac{dv_{c3}}{dt} = -\frac{1}{(C_1 + C_3)} \left(\frac{v_{c1}}{R_o} + \frac{v_{c2}}{R_o}\right) = -\frac{1}{(C_1 + C_3)R_o} v_{c1} - \frac{1}{(C_1 + C_3)R_o} v_{c2} \quad (15)$$

$$C_2 \frac{dv_{c2}}{dt} = -\frac{v_0}{C_2 R_o} = -\left(\frac{v_{c1}}{R_o} + \frac{v_{c2}}{R_o}\right) = -\frac{v_{c1}}{R_o} - \frac{v_{c2}}{R_o} \quad (16)$$

$$\frac{dv_{c2}}{dt} = -\frac{1}{C_2} \left(\frac{v_{c1}}{R_o} + \frac{v_{c2}}{R_o}\right) = -\frac{1}{C_2 R_o} v_{c1} - \frac{1}{C_2 R_o} v_{c2} \quad (17)$$

Pode-se resumir o Modo A pelas das Equações 18 a 21:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_L}{L} \quad (18)$$

$$\frac{dv_{c1}}{dt} = -\frac{1}{2CR_o}v_{c1} - \frac{1}{2CR_o}v_{c2} = -\frac{1}{2CR_o}(v_{c1} + v_{c2}) \quad (19)$$

$$\frac{dv_{c3}}{dt} = -\frac{1}{2CR_o}v_{c1} - \frac{1}{2CR_o}v_{c2} = -\frac{1}{2CR_o}(v_{c1} + v_{c2}) \quad (20)$$

$$\frac{dv_{c2}}{dt} = -\frac{1}{CR_o}v_{c1} - \frac{1}{CR_o}v_{c2} = -\frac{1}{CR_o}(v_{c1} + v_{c2}) \quad (21)$$

Para melhor entendimento do circuito e para facilitar a construção dos gráficos de fluxo de sinal, é feita uma simplificação do circuito do conversor. A representação do circuito simplificado pode ser vista na Figura 12.

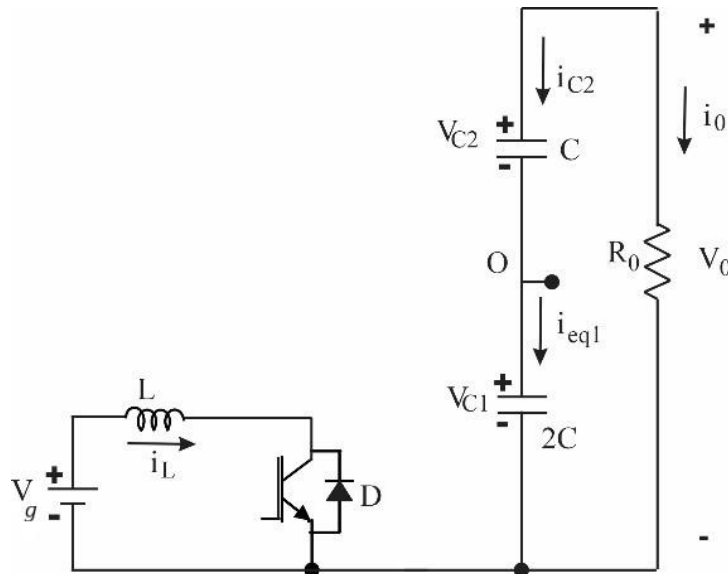


Figura 12 – Circuito simplificado do *boost* multinível para o primeiro modo de operação (Fonte: Própria).

Como os capacitores C_1 e C_3 estão em paralelo, o circuito do conversor foi reduzido, e a corrente do capacitor C_1 , cuja capacitância agora é $2C$ passa a ser i_{eq1} . As Equações 22, 23 e 24 são deduzidas a partir do modelo simplificado.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_L}{L} \quad (22)$$

$$\frac{dv_{c1}}{dt} = -\frac{1}{2CR_o}v_{c1} - \frac{1}{2CR_o}v_{c2} = -\frac{1}{2CR_o}(v_{c1} + v_{c2}) \quad (23)$$

$$\frac{dv_{c2}}{dt} = -\frac{1}{CR_o}v_{c1} - \frac{1}{CR_o}v_{c2} = -\frac{1}{CR_o}(v_{c1} + v_{c2}) \quad (24)$$

Modo de operação B: O modo de operação B ocorre quando a chave S é aberta e para de conduzir corrente. As equações de representação do *boost* multinível durante a abertura da chave podem, assim, ser obtidas.

A tensão de alimentação do circuito pode ser obtida pelas Equações 25 e 26:

$$v_g = v_L + v_{c1} \quad (25)$$

$$v_g = v_L + v_{c1} = L \frac{di_L}{dt} + v_{c1} \quad (26)$$

A corrente no indutor L é obtida através da Equação 27:

$$i_L = \frac{1}{L} \int v_g dt \quad (27)$$

Nas Equações 28 e 29 são representadas as relações entre as correntes nos capacitores C_1 e C_2 , a corrente no indutor L e a corrente da carga.

$$i_{c2} + i_{c3} = -i_0 \quad (28)$$

$$i_{c1} = i_L - i_0 = i_L - \frac{v_0}{R_0} \quad (29)$$

A corrente de saída ou corrente na carga do conversor pode ser descrita pela Equação 30:

$$i_0 = \frac{v_0}{R_0} \quad (30)$$

A tensão de saída ou tensão na carga pode ser descrita pela Equação 31:

$$v_0 = v_{c1} + v_{c2} \quad (31)$$

A tensão no indutor L pode ser descrita segundo a Equação 32:

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} = v_g - v_{c1} \quad (32)$$

Como C_2 e C_3 estão em paralelo e desprezando as perdas nos diodos e nos capacitores, pode-se deduzir que:

$$(C_2 + C_3) \frac{dv_{c2}}{dt} = -\frac{v_0}{R} = -\left(\frac{v_{c1}}{R_o} + \frac{v_{c2}}{R_o}\right) = -\frac{v_{c1}}{R_o} - \frac{v_{c2}}{R_o} \quad (33)$$

$$\frac{dv_{c2}}{dt} = -\frac{1}{(C_2 + C_3)} \left(\frac{v_{c1}}{R_o} + \frac{v_{c2}}{R_o}\right) = -\frac{1}{(C_2 + C_3)R_o} v_{c1} - \frac{1}{(C_2 + C_3)R_o} v_{c2} \quad (34)$$

Como $v_{c2} = v_{c3}$, tem-se que:

$$\frac{dv_{c3}}{dt} = -\frac{1}{(C_2 + C_3)} \left(\frac{v_{c1}}{R_o} + \frac{v_{c2}}{R_o}\right) = -\frac{1}{(C_2 + C_3)R_o} v_{c1} - \frac{1}{(C_2 + C_3)R_o} v_{c2} \quad (35)$$

$$i_{c1} = C_1 \frac{dv_{c1}}{dt} = i_L - \frac{v_0}{R_o} = i_L - \left(\frac{v_{c1}}{R_o} + \frac{v_{c2}}{R_o}\right) = i_L - \frac{v_{c1}}{R_o} - \frac{v_{c2}}{R_o} \quad (36)$$

$$\frac{dv_{c1}}{dt} = \frac{i_L}{C_1} - \frac{1}{C_1} \left(\frac{v_{c1}}{R_o} + \frac{v_{c2}}{R_o}\right) = \frac{i_L}{C_1} - \frac{1}{C_1 R_o} v_{c1} - \frac{1}{C_1 R_o} v_{c2} \quad (37)$$

As equações são, então, reorganizadas considerando $C_1 = C_2 = C_3 = C$. Lembrando que $v_{c2} = v_{c3}$.

$$\frac{dv_{c1}}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{1}{CR_o} v_{c1} - \frac{1}{CR_o} v_{c2} \quad (38)$$

$$2C \frac{dv_{c2}}{dt} = -\frac{v_{c1}}{R_o} - \frac{v_{c2}}{R_o} \quad (39)$$

$$\frac{dv_{c2}}{dt} = -\frac{1}{2CR_o} v_{c1} - \frac{1}{2CR_o} v_{c2} \quad (40)$$

$$\frac{dv_{c3}}{dt} = -\frac{1}{2CR_o} v_{c1} - \frac{1}{2CR_o} v_{c2} \quad (41)$$

$$i_{c1} = C \frac{dv_{c1}}{dt} = i_L - \frac{v_{c1}}{R_o} - \frac{v_{c2}}{R_o} \quad (42)$$

O Modo B pode ser resumido pelas Equações 43 a 46, que são essenciais para a construção do gráfico de fluxo de sinal do Modo B.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_g}{L} - \frac{v_{c1}}{L} \quad (43)$$

$$\frac{dv_{c1}}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{1}{CR_o} v_{c1} - \frac{1}{CR_o} v_{c2} = \frac{i_L}{C} - \frac{1}{CR_o} (v_{c1} + v_{c2}) \quad (44)$$

$$\frac{dv_{c2}}{dt} = -\frac{1}{2CR_o} v_{c1} - \frac{1}{2CR_o} v_{c2} = -\frac{1}{2CR_o} (v_{c1} + v_{c2}) \quad (45)$$

$$\frac{dv_{c3}}{dt} = -\frac{1}{2CR_o} v_{c1} - \frac{1}{2CR_o} v_{c2} = -\frac{1}{2CR_o} (v_{c1} + v_{c2}) \quad (46)$$

O segundo modo de operação também é simplificado. Como C_2 e C_3 estão em paralelo, e a capacitância dos dois é C , o circuito pode ser simplificado conforme a Figura 13.

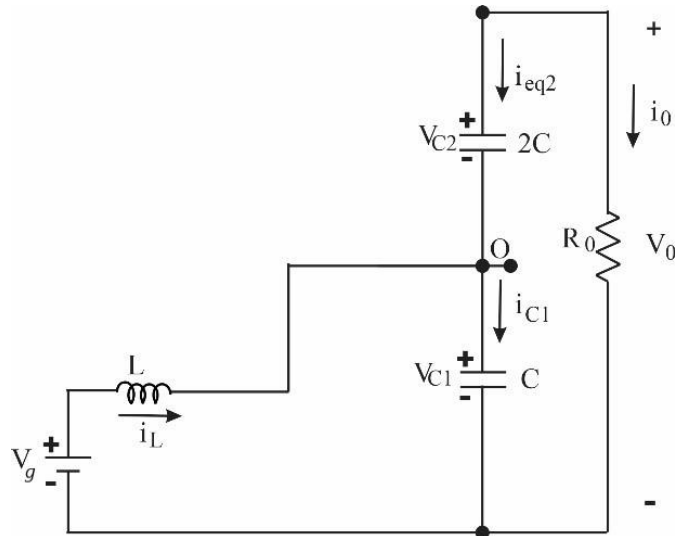


Figura 13 – Circuito simplificado do *boost* multinível para o segundo modo de operação (Fonte: Própria).

As Equações 47 a 49 são deduzidas a partir do circuito simplificado do conversor:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_g}{L} - \frac{1}{L}v_{C1} \quad (47)$$

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{1}{C}i_L - \frac{1}{CR_o}(v_{C1} + v_{C2}) - \frac{1}{2CR_o}(v_{C1} + v_{C2}) \quad (48)$$

$$\frac{dv_{C2}}{dt} = -\frac{1}{CR_o}(v_{C1} + v_{C2}) - \frac{1}{2CR_o}(v_{C1} + v_{C2}) \quad (49)$$

As Equações 50 a 54 representam a combinação dos dois modos de operação do circuito do *boost* multinível. Os ramos que são acionados no primeiro modo de operação do *boost* multinível que não estão presentes no subcircuito do segundo modo de operação são representados pelo ramo de comutação K . Já os ramos presentes somente no subcircuito em que a chave está aberta, são representados por \bar{K} .

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_g}{L} - \frac{(1-K)}{L}v_{C1} \quad (50)$$

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{(1-K)}{C}i_L - \left[\frac{K}{2CR_o} + \frac{(1-K)}{CR_o}\right](v_{C1} + v_{C2}) \quad (51)$$

$$\frac{dv_{c3}}{dt} = -\frac{1}{2CR_o}(v_{c1} + v_{c2}) \quad (52)$$

$$\frac{dv_{c2}}{dt} = -\left[\frac{K}{CR_o} + \frac{(1-K)}{2CR_o}\right](v_{c1} + v_{c2}) \quad (53)$$

$$v_{c2} = (1-K)v_{c1} \quad (54)$$

Para os modelos simplificados, como o capacitor C_3 não vai aparecer nos gráficos de fluxo de sinal, a Equação 52 não é necessária.

O modo de operação A pode ser representado pelo gráfico de fluxo da Figura 14. Na Figura 15 é representado o gráfico de fluxo de sinal do modo de operação B.

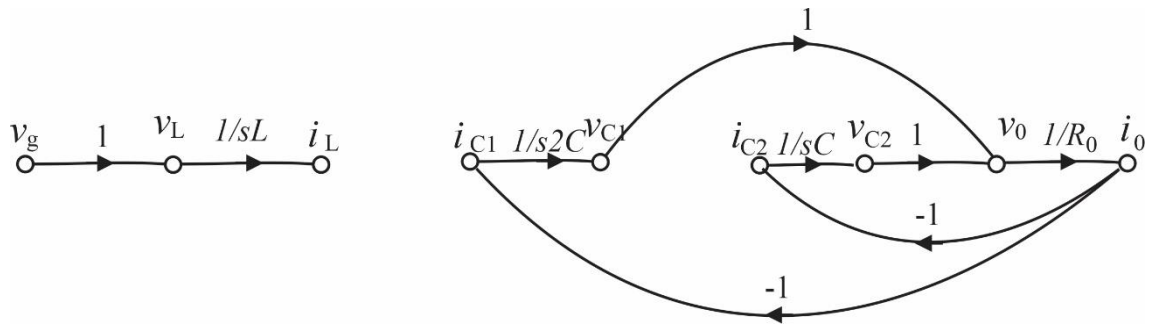


Figura 14 – Gráfico de fluxo de sinal para a chave S fechada (Fonte: Própria).

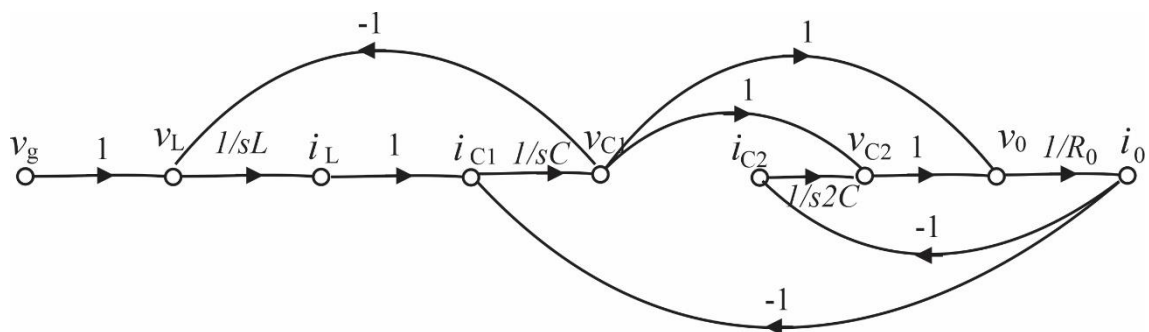


Figura 15 – Gráfico de fluxo de sinal para a chave S aberta (Fonte: Própria).

A combinação dos gráficos obtidos depois da análise dos dois modos de operação forma o diagrama de fluxo de sinal total, que está representado na Figura 16. Esse gráfico é a base para que os modelos de gráfico de espaço de estados, de grandes sinais e de pequenos sinais sejam encontrados. Tem-se que $\bar{K} = 1 - K$.

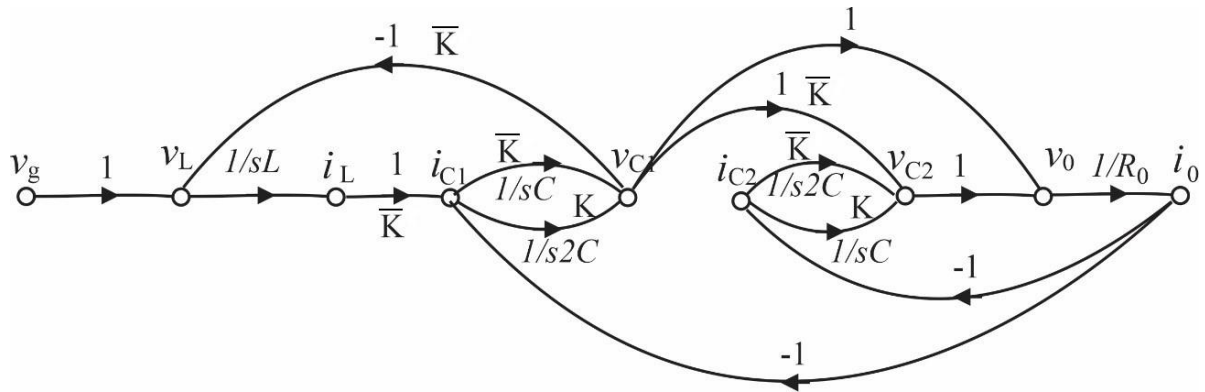


Figura 16 – Gráfico de fluxo de sinal total do conversor *boost* multinível ideal (Fonte: Própria).

Para facilitar o uso, posteriormente, da Regra de Mason, para encontrar a função de transferência do circuito do conversor, é feita uma simplificação das malhas do diagrama de fluxo de sinal da Figura 16, obtendo-se o gráfico de fluxo da Figura 17.

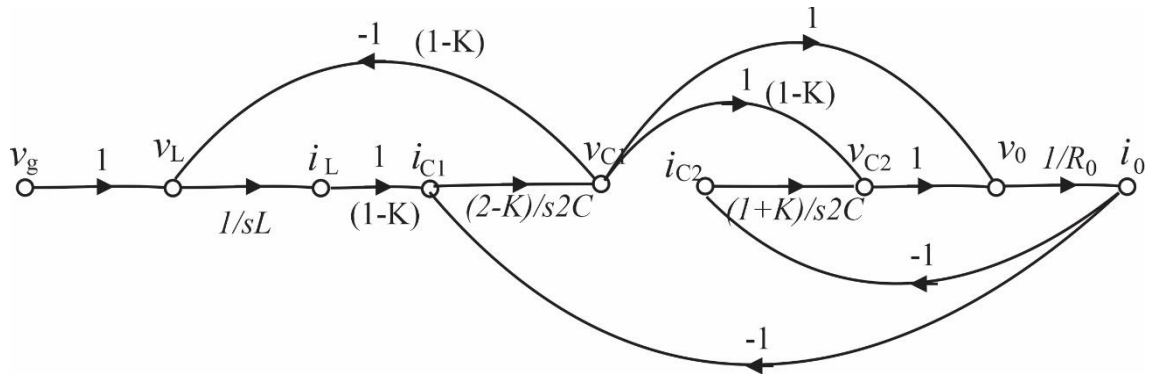


Figura 17 – Gráfico de fluxo de sinal total simplificado do conversor *boost* ideal (Fonte: Própria).

2.1.2 Análise considerando a resistência do indutor do conversor

A análise do conversor *boost* multinível também é realizada considerando a resistência do indutor presente na entrada no conversor, já que constitui como a principal influência na sua performance. As perdas dos diodos e dos capacitores não são consideradas nessa análise do conversor.

A expressão 55 fornece o ganho de tensão entre a saída e a entrada do conversor, considerando-se as perdas no indutor, $R_L > 0$ (ROSAS-CARO, 2008). O caso ideal, sem perdas, é obtido fazendo-se $R_L = 0$.

$$\frac{v_0}{v_g} = \frac{1}{\frac{1-d}{2} + \frac{2R_L}{(1-d)R_o}} \quad (55)$$

Sendo d , a relação cíclica.

Na Figura 18, pode-se ver a representação gráfica da expressão 55.

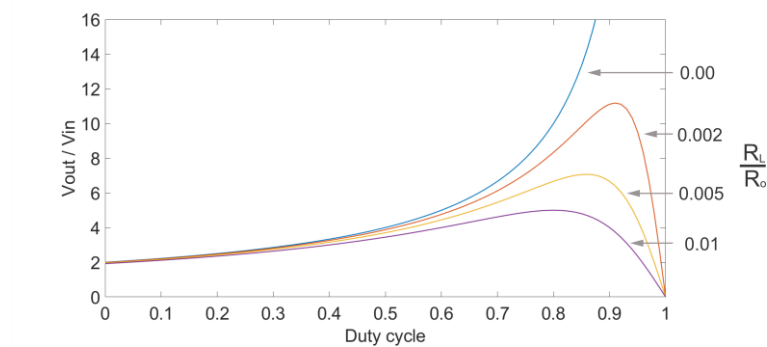


Figura 18 – Ganho de tensão versus a relação cíclica (Fonte: Própria).

A tensão de entrada, nos dois modos de operação, pode ser calculada pela Equação 56:

$$v_g = v_L + v_{R_L} + v_{C1} = L \frac{di_L}{dt} + R_L i_L + v_{C1} \quad (56)$$

Modo de operação A: As Equações 57 a 60 representam o circuito do *boost* multinível com adição da perda na resistência do indutor (R_L) para o primeiro modo de operação do conversor, ou seja, chave fechada. É feita a mesma simplificação utilizada para o conversor sem perdas.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_L}{L} - \frac{R_L}{L} i_L \quad (57)$$

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = -\frac{1}{2CR_o} v_{C1} - \frac{1}{2CR_o} v_{C2} = -\frac{1}{2CR_o} (v_{C1} + v_{C2}) \quad (58)$$

$$\frac{dv_{C3}}{dt} = -\frac{1}{2CR_o} v_{C1} - \frac{1}{2CR_o} v_{C2} = -\frac{1}{2CR_o} (v_{C1} + v_{C2}) \quad (59)$$

$$\frac{dv_{c2}}{dt} = -\frac{1}{CR_o}v_{c1} - \frac{1}{CR_o}v_{c2} = -\frac{1}{CR_o}(v_{c1} + v_{c2}) \quad (60)$$

Modo de operação B: As Equações 61 a 64 representam o circuito do *boost* multinível com adição da perda na resistência do indutor (R_L) para o segundo modo de operação do conversor, ou seja, chave aberta.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_g}{L} - \frac{v_{c1}}{L} - \frac{R_L}{L}i_L \quad (61)$$

$$\frac{dv_{c1}}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{1}{CR_o}v_{c1} - \frac{1}{CR_o}v_{c2} = \frac{i_L}{C} - \frac{1}{CR_o}(v_{c1} + v_{c2}) \quad (62)$$

$$\frac{dv_{c2}}{dt} = -\frac{1}{2CR_o}v_{c1} - \frac{1}{2CR_o}v_{c2} = -\frac{1}{2CR_o}(v_{c1} + v_{c2}) \quad (63)$$

$$\frac{dv_{c3}}{dt} = -\frac{1}{2CR_o}v_{c1} - \frac{1}{2CR_o}v_{c2} = -\frac{1}{2CR_o}(v_{c1} + v_{c2}) \quad (64)$$

O gráfico de junção dos dois modos de operação pode ser representado pela Figura 19:

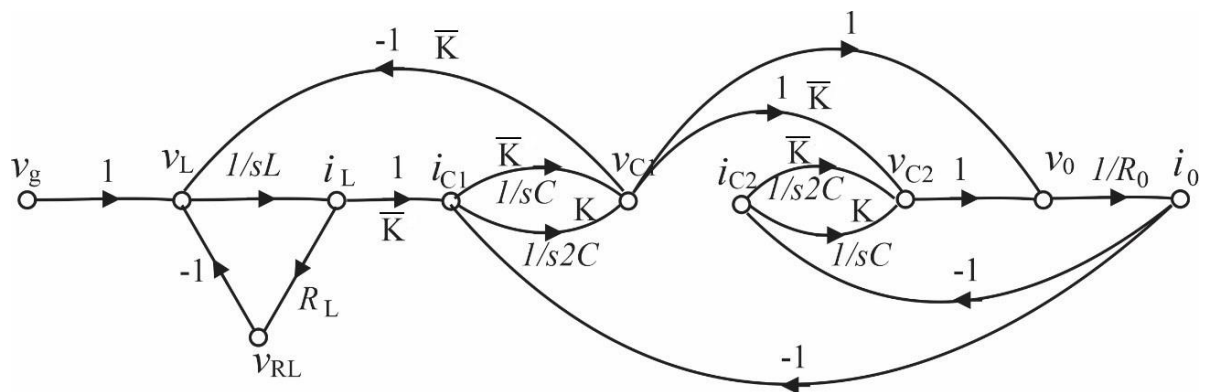


Figura 19 – Gráfico de fluxo de sinal total do conversor *boost* multinível com a resistência no indutor (Fonte: Própria).

Para facilitar o uso, posteriormente, da Regra de Mason, para encontrar a função de transferência do circuito do conversor, é feita uma simplificação das malhas do diagrama de fluxo de sinal da Figura 18, obtendo-se o gráfico de fluxo da Figura 20.

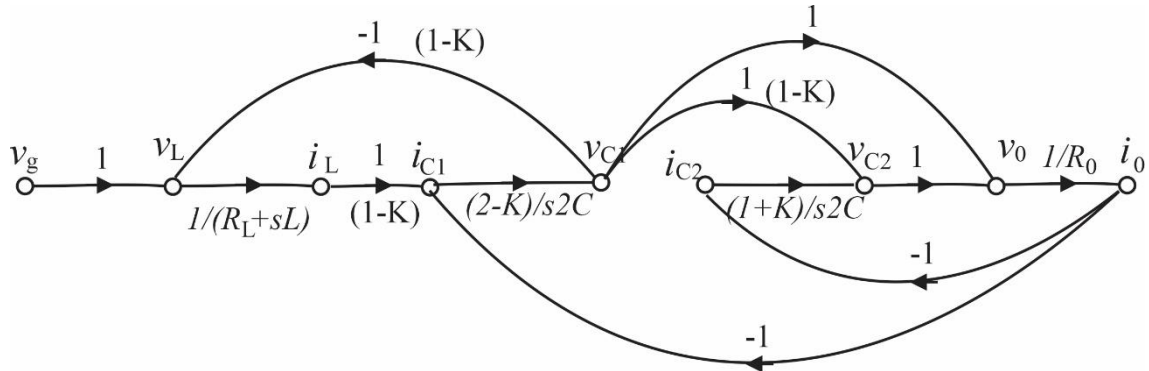


Figura 20 – Gráfico de fluxo de sinal total simplificado do conversor *boost* multinível com a resistência no indutor (Fonte: Própria).

Uma simplificação adicional pode ser obtida a partir do fato de que a tensão do capacitor v_{C2} é aproximadamente igual à tensão v_{C1} , ou seja, $v_0 = 2v_{C1}$. Isto permite a redução do modelo e do conversor *boost* multinível para:

$$L \frac{di_L}{dt} = v_g - (1 - K)v_{C1} - R_L i_L \quad (65)$$

$$C_{eq} \frac{dv_{C1}}{dt} = i_L - (1 - K) \frac{2}{R_o} v_{C1} \quad (66)$$

$$\text{Em que, } C_{eq} = [2K + (1 - K)]C$$

$$v_0 = 2v_{C1} \quad (67)$$

O que leva a um SFG do conversor *boost* multinível, com perdas, como pode ser visto na Figura 21.

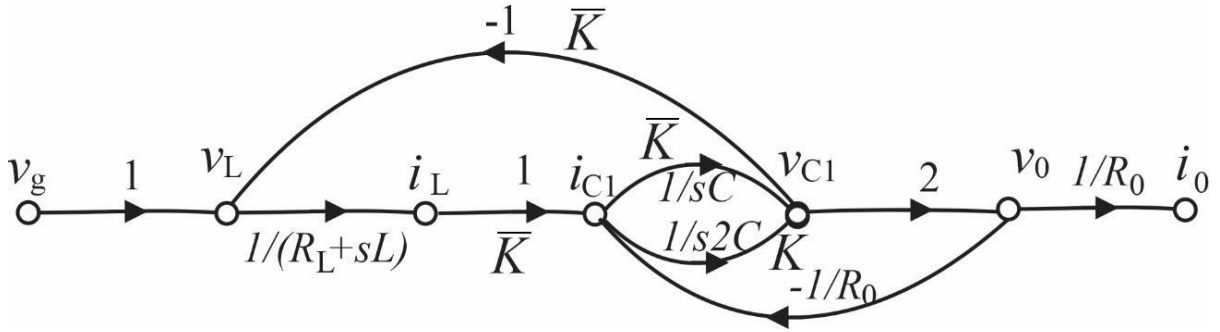


Figura 21- Gráfico do conversor *boost* multinível com a resistência no indutor, simplificação adicional
(Fonte: Própria).

Como a análise do inversor NPC será realizada considerando a resistência do indutor, o SFG da Figura 21 pode, então, ser utilizado para obtenção dos modelos estacionário, de grandes e de pequenos sinais.

Modelo de grandes sinais

As equações que descrevem o modelo de grandes sinais são:

$$L \frac{di_L}{dt} = v_g - (1 - d)v_{C_1} - R_L i_L \quad (68)$$

$$C_{eq} \frac{dv_{C_1}}{dt} = (1 - d)i_L - \frac{2}{R_0} v_{C_1} \quad (69)$$

$$v_0 = 2v_{C_1} \quad (70)$$

Em que a relação cíclica e seu complemento constituem como as médias das funções $k(t)$ e $\bar{k}(t)$. Tem-se que:

$$\bar{d}(t) = 1 - d(t) \quad (71)$$

$$\bar{k}(t) = 1 - k(t) \quad (72)$$

Na Figura 22, há a representação do SFG para o modelo de grandes sinais do conversor *boost* multinível.

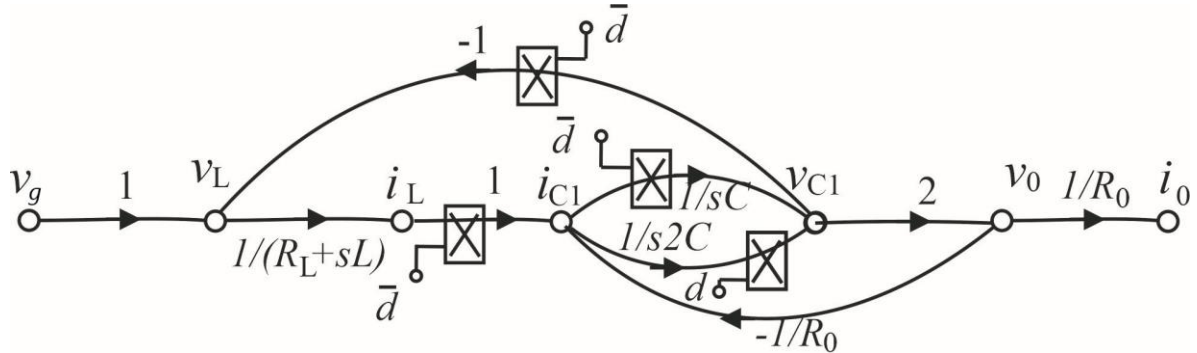


Figura 22- Gráfico do conversor *boost* multinível no modelo de grandes sinais (Fonte: Própria).

Modelo de pequenos sinais

São introduzidas pequenas perturbações perto do ponto de operação I_L , V_{C_1} e D , a fim de se obterem as equações do modelo de pequenos sinais do conversor.

$$d(t) = D + \hat{d}(t) \quad (73)$$

$$\bar{d}(t) = \bar{D} - \hat{d}(t) = 1 - D - \hat{d}(t) \quad (74)$$

$$1 = D + \bar{D} \quad (75)$$

$$i_L(t) = I_L + \hat{i}_L(t) \quad (76)$$

$$v_C(t) = V_C + \hat{v}_{C_1}(t) \quad (77)$$

Agora as expressões 73 a 77 vão ser substituídas nas equações 68 e 69 e os termos CC e as perturbações de segunda ordem são desprezadas, obtendo-se:

$$\widehat{v}_L = (R_L + sL)\hat{i}_L = \hat{v}_i - \bar{D}\hat{v}_{C_1} + V_{C_1}\hat{d} \quad (78)$$

$$\widehat{i_{c_{eq}}} = C_{eq}s\widehat{v_{c_1}} = \bar{D}\widehat{i_L} - \frac{2}{R_0}\widehat{v_{c_1}} - I_L\widehat{d} \quad (79)$$

$$\widehat{v_0} = 2\widehat{v_{c_1}} \quad (80)$$

Então, na Figura 23 está representado o SFG de pequenos sinais para o conversor *boost* multinível.

Em Smedley (1994) podem ser vistas regras algébricas de simplificação do SFG para pequenos sinais. A simplificação consiste em, primeiramente, mover todos os ramos com \widehat{d} para um único nó e depois todos esses ramos são somados. A simplificação do SFG para o *boost* multinível é obtida, Figura 24, e o novo ramo formado tem como ganho:

$$v_{c_1} + \left(\frac{-I_L(R_L + sL)}{\bar{D}} \right) \quad (81)$$

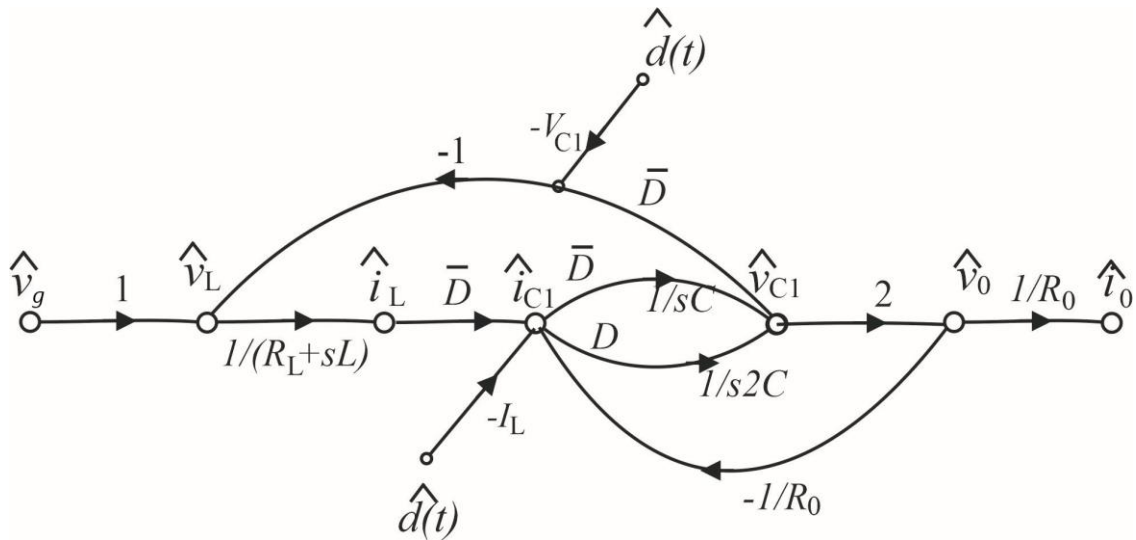


Figura 23- Gráfico do conversor *boost* multinível no modelo de pequenos sinais (Fonte: Própria).

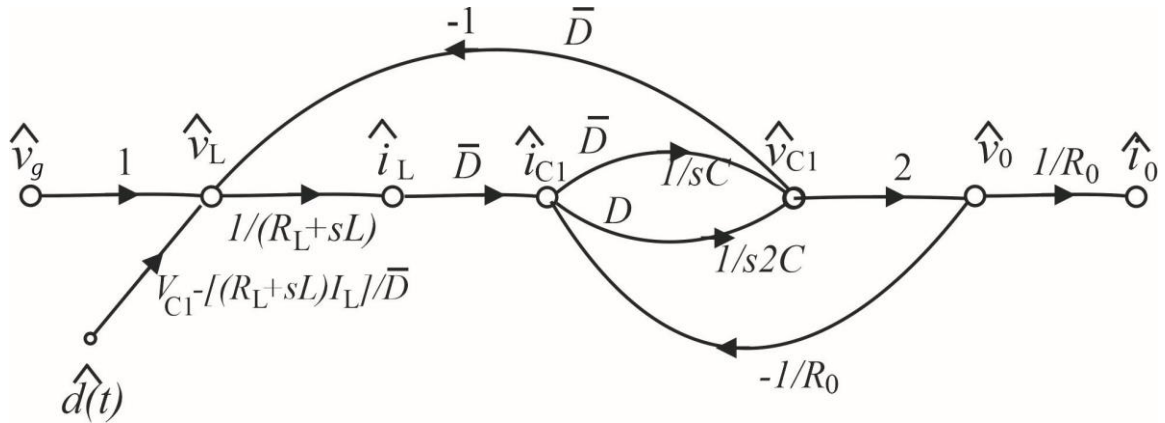


Figura 24- Gráfico do conversor *boost* multinível no modelo de pequenos sinais simplificado (Fonte: Própria).

Modelo estacionário:

O modelo estacionário pode ser obtido por meio do modelo de grandes sinais dos ramos k e \bar{k} , e tanto os sinais de entrada como os sinais de controle de razão cíclica, $d(t)$ e $\bar{d}(t)$, são considerados constantes (SMEDLEY, 1994). Assumindo que $s \rightarrow 0$, o SFG do modelo de estado estacionário é representado na Figura 25.

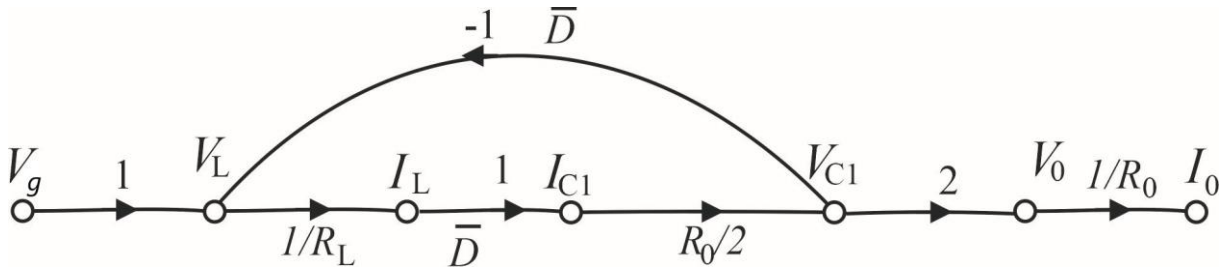


Figura 25- Gráfico do conversor *boost* multinível no modelo estacionário (Fonte: Própria).

2.2 CONTROLE DO CONVERSOR BOOST MULTINÍVEL

Foi realizado o controle do conversor *boost* de 3 níveis, com o objetivo de tornar sua tensão de saída e sua corrente de entrada estáveis e com os valores desejados, conforme os parâmetros utilizados no projeto. Para a realização do controle, foi escolhido o controle por realimentação de estados, pois suas equações são semelhantes às da modelagem em espaço de estados.

Sendo, a razão cíclica a única entrada controlável, a equação de controle para o sistema linearizado é dada por:

$$\hat{d}(t) = -K_e x_e - K_i \hat{t}_L - K_{v_0} \hat{v}_0 \quad (82)$$

Onde $x_e = r - v_0$, sendo r um ponto de ajuste incremental.

Inicialmente, foram feitos os cálculos para encontrar os valores dos ganhos de um controlador para o conversor *boost* multinível, utilizando a técnica de projeto de erro estacionário por intermédio de controle integral. Os ganhos do controlador para a corrente, para o integrador e para a tensão de saída, respectivamente, K_i , K_e e K_{v_0} , podem ser assim, projetados. Para um maior entendimento dos cálculos que são feitos durante o processo, é necessário conhecer os conceitos da modelagem em Espaço de Estados.

Os principais conceitos utilizados em Espaço de Estados são:

- **Estado:** Pode-se dizer que é o menor conjunto de valores de variáveis, as variáveis de estado
- **Variáveis de Estado:** São o menor conjunto de variáveis de sistema que é linearmente independente e são responsáveis por descrever o comportamento dinâmico do sistema.
- **Vetor de Estado:** É um vetor formado pelas variáveis de Estado.
- **Espaço de Estado:** É o espaço n-dimensional, formados pelos eixos $x_1, x_2, x_3 \dots x_n$, que são as variáveis de estado.

Segundo Nise (2002), um sistema é representado em Espaço de Estados pelas Equações 83 e 84:

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (83)$$

$$y = Cx \quad (84)$$

Considerando $t \geq t_0$, e as condições iniciais, $x(t_0)$, em que:

x = Vetor de estado;

\dot{x} = Derivada do vetor de estado em relação ao tempo;

y = Vetor resposta;

u = Vetor de controle ou vetor de entrada;

A = Matriz do sistema;

B = Matriz de entrada;

C = Matriz de saída;

Para o projeto dos controladores foi adicionado um integrador ao sistema do conversor *boost* multinível, aumentando o tipo do sistema e reduzindo seu erro a zero. Com a adição do integrador, além das equações descritas acima, a Equação 85 também é utilizada. Na Figura 26 pode-se ver o exemplo de um sistema a controlar com uso de integrador. Em que $-K_n$ representa o valor do ganho do controlador, em que n é a variável controlada.

$$\dot{x}_e = r - Cx \quad (85)$$

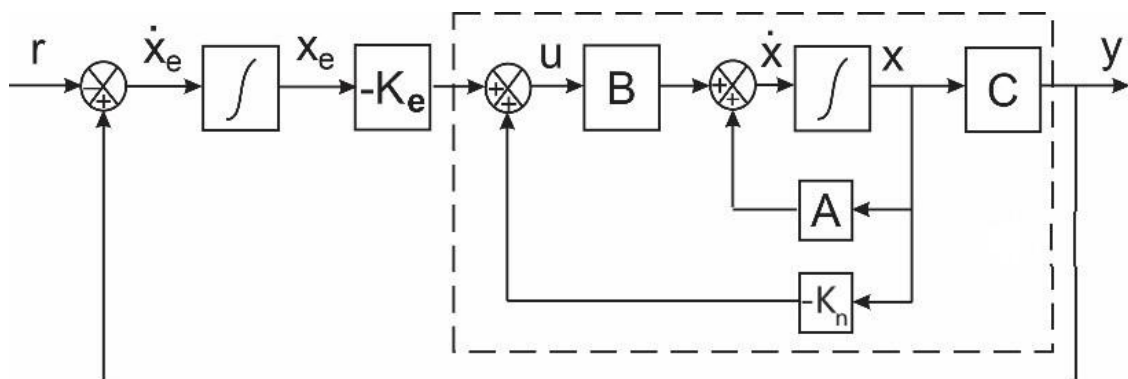


Figura 26- Exemplificação de processo a controlar com uso de integrador (Fonte: Própria).

Escrevendo as Equações 83, 84 e 85 como vetores e matrizes aumentados, tem-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{x}_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A - Bk & Bke \\ -C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ x_e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} r \quad (86)$$

$$y = [C \ 0] \begin{bmatrix} x \\ x_e \end{bmatrix} \quad (87)$$

Para o projeto dos ganhos foi usado um tempo de assentamento (T_s) de 50 ms, e uma ultrapassagem percentual (up) de 26%. Então, tem-se as seguintes Equações para cálculo dos parâmetros de projeto dos ganhos:

$$\sigma = \frac{4}{T_s} = \frac{4}{50 \times 10^{-3}} = 80 \quad (88)$$

$$\varsigma = \frac{-\ln(up)}{\sqrt{\pi^2 + \ln up^2}} = \frac{-\ln(0,26)}{\sqrt{\pi^2 + \ln 0,26^2}} = 0,39 \quad (89)$$

$$\omega_n = \frac{\sigma}{\varsigma} = \frac{80}{0,39} = 205,12 \quad (90)$$

Com essas informações, calcula-se a equação característica:

$$e_c(s) = s^2 + 2\varsigma\omega_n s + \omega_n^2 \quad (91)$$

$$e_c(s) = s^2 + 2 \times 0,39 \times 205,12s + 205,12^2 \quad (92)$$

$$e_c(s) = s^2 + 160s + 42074 \quad (93)$$

Após a equação característica ser encontrada, é necessário determinar um terceiro polo para o sistema, nesse caso o terceiro polo escolhido foi -800. Então o polinômio desejado passa a ser:

$$P_d(s) = (s^2 + 160s + 42074)(s + 800) \quad (94)$$

$$P_d(s) = s^3 + 960s^2 + 170074s + 33,659 \times 10^6 \quad (95)$$

Substituindo a Equação 82, nas Equações 78 e 79 do modelo de pequenos sinais, obtém-se as seguintes relações:

$$L \frac{d\hat{i}_L}{dt} = -(V_{C1}K_i + R_L)\hat{i}_L - (2V_{C1}K_{v0} + 1 - D)\hat{v}_{C1} - V_{C1}K_e x_e + \hat{v}_i \quad (96)$$

$$C_{eq} \frac{d\hat{v}_{C1}}{dt} = (I_L K_i + 1 - D)\hat{i}_L + \left(2I_L K_{v0} - \frac{2}{R_0}\right)\hat{v}_{C1} + I_L K_e x_e \quad (97)$$

$$\frac{dx_1}{dt} = 2\hat{v}_{C1} - \hat{r} \quad (98)$$

$$\hat{v}_0 = 2\hat{v}_{C1} \quad (99)$$

O SFG do conversor *boost* de três níveis, com a adição do controle e considerando a resistência no indutor, pode ser visto na Figura 27:

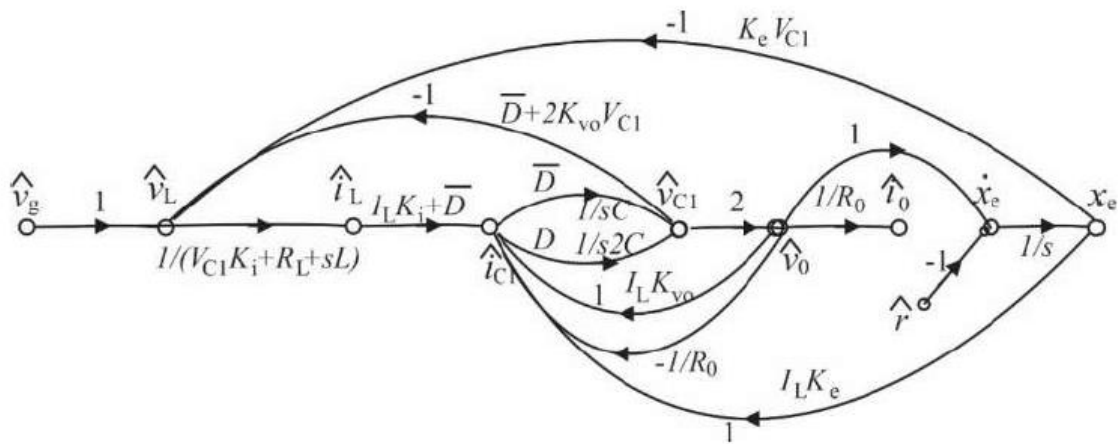


Figura 27- SFG do *boost* multinível com controle (Fonte: Própria).

Através do SFG do conversor controlado, Figura 27, e de suas equações, 96 a 99, obtém-se sua representação em Espaço de estados, Equação 100.

$$A_N = \begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_L}{dt} \\ \frac{d\hat{v}_{C1}}{dt} \\ \frac{dx_e}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & -\frac{1-D}{L} & 0 \\ \frac{1-D}{C_{eq}} & -\frac{2}{R_0 C_{eq}} & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_{C1} \\ x_e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{V_{C1}K_i}{L} & -\frac{2V_{C1}K_{v0}}{L} & -\frac{V_{C1}K_e}{L} \\ \frac{I_L K_i}{C_{eq}} & \frac{2I_L K_{v0}}{C_{eq}} & \frac{I_L K_e}{C_{eq}} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_{C1} \\ x_e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \hat{v}_i + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix} r \quad (100)$$

$$A_N = \begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_L}{dt} \\ \frac{d\hat{v}_{c1}}{dt} \\ \frac{dx_e}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} - \frac{V_{c1}}{L}K_i & -\frac{1-D}{L} - \frac{2V_{c1}}{L}K_{v0} & -\frac{V_{c1}}{L}K_e \\ \frac{1-D}{C_{eq}} + \frac{I_L}{C_{eq}}K_i & -\frac{2}{C_{eq}R_0} + \frac{2I_L}{C_{eq}}K_{v0} & \frac{I_L}{C_{eq}}K_e \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_{c1} \\ x_e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \hat{v}_i + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix} r \quad (101)$$

Para encontrar agora o polinômio característico do sistema, utiliza-se a Equação 102 de acordo com a matriz A_N :

$$P_c(s) = \det(sI - A_N) \quad (102)$$

Com I = Matriz identidade

Utilizando como parâmetros: $V_g = 40V$, $I_L = 10A$, $L = 5mH$, $R_L = 0.2$, $R_0 = 100\Omega$, $C_1 = C_2 = C_3 = 440\mu F$, $v_0 = 200V$, $v_{c1} = 100V$ e $D = 0,6$. Tem-se que:

$$P_c(s) = \det \begin{bmatrix} s + 40 + 20000K_i & 320 + 40000K_{v0} & 20000K_e \\ -909,09 - 22727,27K_i & s + 45,45 - 45454,54K_{v0} & -22727,2727K_e \\ 0 & -1 & s \end{bmatrix} \quad (103)$$

É realizada a correspondência entre o polinômio desejado, Equação 95, e o polinômio característico o, Equação 103:

$$P_d(s) = s^3 + 960s^2 + 170074s + 33,659 \times 10^6 = P_c \quad (104)$$

De posse do polinômio característico, que terá a estrutura parecida com a do polinômio desejado, podem ser encontrados os valores de K_e , K_{v0} e K_i , através da correspondência entre as duas expressões. Então: $K_e = 0,33858$, $K_{v0} = 0,00016$ e $K_i = 0,01991$.

Por intermédio do esquema de controle, Figura 28, observa-se que a corrente de entrada do indutor, i_L , e a tensão de saída, v_0 , são detectados e comparados com seus valores de referência, I_L e V_0 , gerando as variáveis que são usadas no controle linear, $\hat{i}_L = (i_L - I_L)$ e $\hat{v}_0 = (v_0 - V_0)$. Tem-se que v_0 é uma fração da tensão V_0 .

O sinal de entrada real aplicado ao sistema não linear original, com $d(t) = D + \hat{d}$, é:

$$d(t) = D - K_e x_e - K_i (i_L - I_L) - K_{v0} (v_0 - V_0) \quad (105)$$

O sinal de disparo K para a chave é dado pela comparação entre o sinal da onda triangular portadora e a razão cíclica. O limitador, presente no circuito, trava o valor da razão cíclica, antes que essa comparação ocorra.

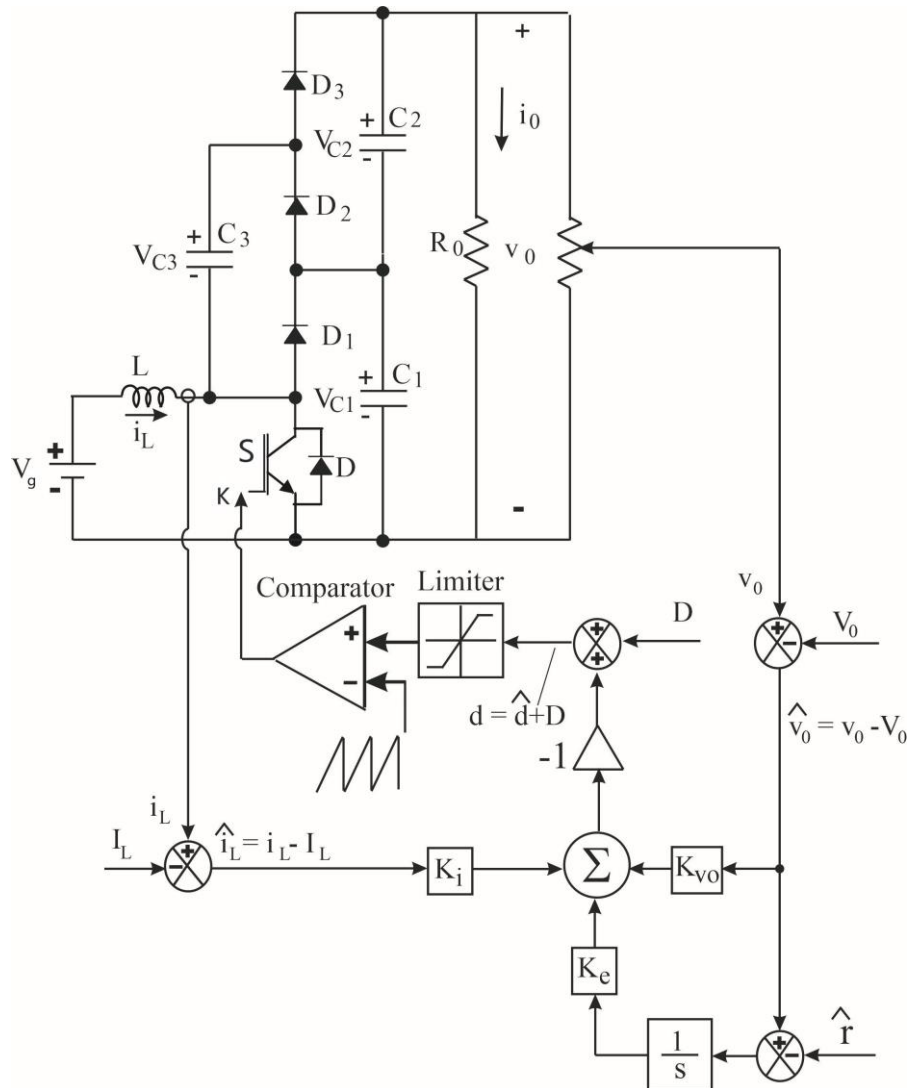


Figura 28- Circuito de controle do conversor *boost* de três níveis (Fonte: Própria).

2.3 OBTENÇÃO DAS FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA

As funções de transferência de cada SFG podem ser calculadas através da Regra Mason, mas com o aumento da complexidade dos gráficos de fluxo de sinal, torna-se

necessária a procura por métodos mais rápidos na obtenção dos resultados, como é o caso do método computacional proposto por Teixeira et. al (2001).

2.3.1 Aplicação da Regra de Mason

A Regra de Mason é, então, aplicada ao SFG de grandes sinais, Figura 29, e ao SFG de pequenos sinais, Figura 30, para que sejam encontradas tanto a função de valor médio, como a função de pequenos sinais.

Para que esse método seja entendido, é necessário ter conhecimento de todos os termos que compõe a fórmula de Mason:

- **Ganhos de malha:** O produto obtido em um percurso que sempre começa em um nó e termina no mesmo nó, e não passa por nenhum nó mais de uma vez, seguindo sempre o fluxo de sinal.
- **Ganho de percurso direto:** É o produto de todos os ganhos, desde o nó de entrada até o nó de saída, seguindo sempre o fluxo do sinal.
- **Ganho de malhas disjuntas:** Malhas que não se tocam, ou seja, não possuem nós em comum.

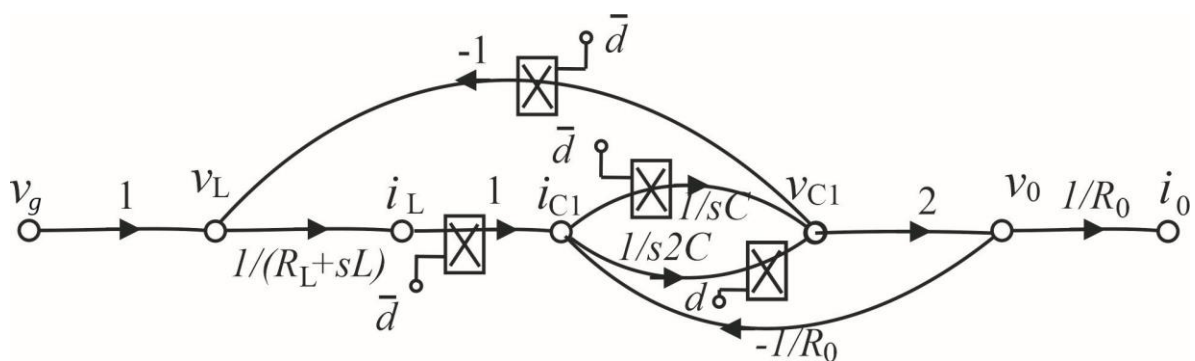


Figura 29- Gráfico do conversor *boost* multinível no modelo de grandes sinais (Fonte: Própria).

Para a função da Figura 29, $\frac{v_o(s)}{v_g(s)}$, tem-se:

- Ganhos de malha:

$$\frac{1}{R_L + sL} \bar{D} \frac{2\bar{D} + D}{2Cs} (-\bar{D}) \quad (106)$$

$$\frac{2\bar{D} + D}{2Cs} 2 \frac{-1}{R_0} \quad (107)$$

- Ganho de percurso direto:

$$1 \frac{1}{R_L + sL} \bar{D} \frac{2\bar{D} + D}{2Cs} 2 \quad (108)$$

- Ganho de malhas disjuntas: Nenhum

A fórmula de Mason pode então ser enunciada, como:

$$Ganho = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\sum_k P_k \Delta_k}{\Delta} \quad (109)$$

Em que:

C(s)= Saída do SFG;

R(s)= Entrada do SFG;

P_k = Ganho do k -ésimo percurso direto;

$\Delta = 1 - \sum \text{ganhos de malha} + \sum \text{ganhos de malhas disjuntas duas a duas} -$
 $\sum \text{ganhos de malhas disjuntas três a três} +$
 $\sum \text{ganhos de malhas disjuntas quatro a quatro} ;$

$\Delta_k = \Delta - \sum \text{ganhos de malha que tocam o } k - \text{ésimo percurso direto. Ou seja, elimina-se de } \Delta \text{ todos os ganhos que tocam o } k\text{-ésimo percurso direto, formando assim o } \Delta_k.$

Tem-se para o SFG a ser analisado:

$$\Delta = 1 - \left[\left(\frac{1}{R_L + sL} \bar{D} \left(\frac{2\bar{D} + D}{s2C} \right) (-\bar{D}) \right) + \left(\left(\frac{2\bar{D} + D}{s2C} \right)^2 \frac{-1}{R_0} \right) \right] \quad (110)$$

Como todos os ganhos de malha do gráfico de fluxo de sinal tocam o percurso direto existente, pode-se concluir que:

$$\Delta_1 = 1 \quad (111)$$

Após terem sido encontrados Δ e Δ_k , calcula-se a expressão da função de transferência do SFG:

$$\frac{\widehat{v}_0(s)}{\widehat{v}_g(s)} = \frac{1 \frac{1}{R_L + sL} \bar{D} \frac{2\bar{D} + D}{s2C} 2}{1 - \left[\left(\frac{1}{R_L + sL} \bar{D} \left(\frac{2\bar{D} + D}{s2C} \right) (-\bar{D}) \right) + \left(\left(\frac{2\bar{D} + D}{s2C} \right)^2 \frac{-1}{R_0} \right) \right]} \quad (112)$$

$$\frac{\widehat{v}_0(s)}{\widehat{v}_g(s)} = \frac{\left(\frac{2(\bar{D})^2 + \bar{D}D}{s2CR_L + s^2L2C} \right)^2}{1 - \left[\left(\left(\frac{2(\bar{D})^2 + \bar{D}D}{s2CR_L + s^2L2C} \right) \times (-\bar{D}) \right) + \left(\frac{-4\bar{D} - 2D}{s2CR_0} \right) \right]} \quad (113)$$

$$\frac{\widehat{v}_0(s)}{\widehat{v}_g(s)} = \frac{\left(\frac{2(\bar{D})^2 + \bar{D}D}{s2CR_L + s^2L2C} \right)^2}{1 - \left[\frac{-(R_0 2(\bar{D})^2 + R_0 \bar{D}D) \bar{D} + (R_L + sL)(-4\bar{D} - 2D)}{(s2CR_L + s^2L2C)R_0} \right]} \quad (114)$$

$$\frac{\widehat{v}_0(s)}{\widehat{v}_g(s)} = \frac{\left(\frac{2(\bar{D})^2 + \bar{D}D}{s2CR_L + s^2L2C} \right)^2}{\frac{(s2CR_L + s^2L2C)R_0 - (R_0 2(\bar{D})^2 + R_0 \bar{D}D)(-\bar{D}) - (R_L + sL)(-4\bar{D} - 2D)}{(s2CR_L + s^2L2C)R_0}} \quad (115)$$

$$\frac{\widehat{v}_0(s)}{\widehat{v}_g(s)} = \frac{(2(\bar{D})^2 + \bar{D}D)2R_0}{(s2CR_L + s^2L2C)R_0 - (R_0 2(\bar{D})^2 + R_0 \bar{D}D)(-\bar{D}) - (R_L + sL)(-4\bar{D} - 2D)} \quad (116)$$

A função de transferência de grandes sinais é então representada pela Equação 117:

$$\frac{\widehat{v}_0(s)}{\widehat{v}_g(s)} = \frac{(4(\bar{D})^2 + 2\bar{D}D)R_0}{(2CLR_0)s^2 + (2CR_LR_0 + 4\bar{D}L + 2DL)s + R_L4\bar{D} + 2DR_L + (R_02(\bar{D})^2 + R_0\bar{D}D)(\bar{D})} \quad (117)$$

A função de transferência de pequenos sinais, Figura 30, também é calculada da mesma forma que foi realizado anteriormente.

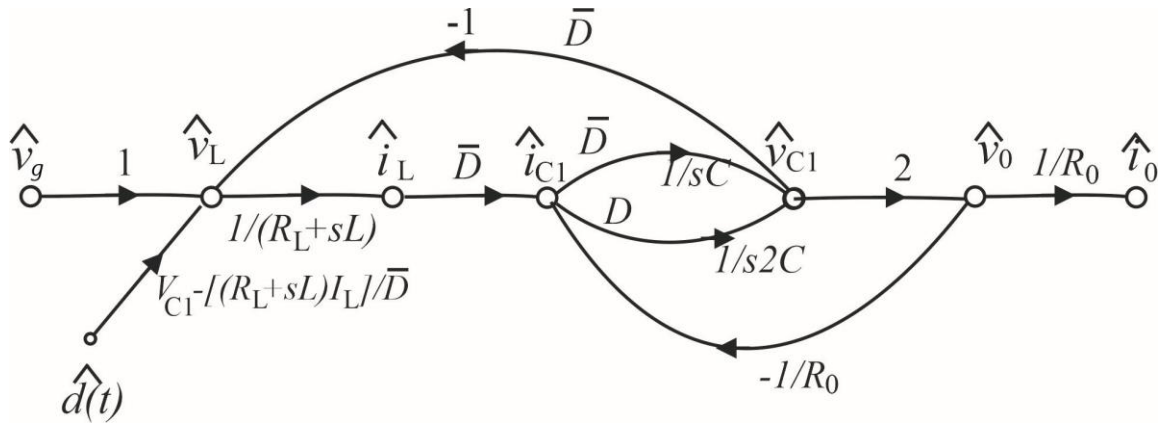


Figura 30- Gráfico do conversor *boost* multinível no modelo de pequenos sinais simplificado (Fonte: Própria).

- Ganhos de malha:

$$\frac{1}{R_L + sL} \bar{D} \frac{2\bar{D} + D}{s2C} (-\bar{D}) \quad (118)$$

$$\frac{2\bar{D} + D}{s2C} 2 \frac{-1}{R_0} \quad (119)$$

- Ganho de percurso direto:

$$\left[v_{c1} + \left(\frac{-I_L(R_L + sL)}{\bar{D}} \right) \right] \left[\frac{1}{R_L + sL} \bar{D} \frac{2\bar{D} + D}{s2C} 2 \right] \quad (120)$$

- Ganho de malhas disjuntas: Nenhum

Como todas as malhas tocam o percurso direto, $\Delta_1 = 1$. Utilizando-se a Equação 118 e 119, tem-se:

$$\frac{\widehat{v}_0(s)}{\widehat{d}(s)} = \frac{\left[v_{c_1} + \left(\frac{-I_L(R_L + sL)}{\bar{D}} \right) \right] \left[\frac{1}{R_L + sL} \bar{D} \frac{2\bar{D} + D}{s2C} 2 \right]}{1 - \left[\left(\frac{1}{R_L + sL} \bar{D} \left(\frac{2\bar{D} + D}{s2C} \right) (-\bar{D}) \right) + \left(\left(\frac{2\bar{D} + D}{s2C} \right)^2 \frac{-1}{R_0} \right) \right]} \quad (121)$$

$$\frac{\widehat{v}_0(s)}{\widehat{d}(s)} = \frac{\left[v_{c_1} + \left(\frac{-I_L(R_L + sL)}{\bar{D}} \right) \right] \left[\frac{1}{R_L + sL} \bar{D} \frac{2\bar{D} + D}{s2C} 2 \right]}{1 - \left[\left(\frac{2(\bar{D})^2 + \bar{D}D}{s2CR_L + s^2L2C} \right) \times (-\bar{D}) \right) + \left(\frac{-4\bar{D} - 2D}{s2CR_0} \right) \right]} \quad (122)$$

$$\frac{\widehat{v}_0(s)}{\widehat{d}(s)} = \frac{\left[v_{c_1} + \left(\frac{-I_L(R_L + sL)}{\bar{D}} \right) \right] \left[\frac{1}{R_L + sL} \bar{D} \frac{2\bar{D} + D}{s2C} 2 \right]}{1 - \left[\frac{-(R_0 2(\bar{D})^2 + R_0 \bar{D}D) \bar{D} + (R_L + sL)(-4\bar{D} - 2D)}{(s2CR_L + s^2L2C)R_0} \right]} \quad (123)$$

$$\frac{\widehat{v}_0(s)}{\widehat{d}(s)} = \frac{\left[v_{c_1} + \left(\frac{-I_L(R_L + sL)}{\bar{D}} \right) \right] \left[\frac{(2(\bar{D})^2 + D\bar{D})2}{s2CR_L + s^2L2C} \right]}{(s2CR_L + s^2L2C)R_0 - (R_0 2(\bar{D})^2 + R_0 \bar{D}D)(-\bar{D}) - (R_L + sL)(-4\bar{D} - 2D)} \quad (124)$$

$$\frac{\widehat{v}_0(s)}{\widehat{d}(s)} = \frac{\left[v_{c_1} + \left(\frac{-I_L(R_L + sL)}{\bar{D}} \right) \right] [(2(\bar{D})^2 + D\bar{D})2]R_0}{(s2CR_L + s^2L2C)R_0 - (R_0 2(\bar{D})^2 + R_0 \bar{D}D)(-\bar{D}) - (R_L + sL)(-4\bar{D} - 2D)} \quad (125)$$

A função de transferência de pequenos sinais é então representada pela Equação 126:

$$\begin{aligned} \frac{\widehat{v}_0(s)}{\widehat{d}(s)} &= \\ &= \frac{\left[v_{c_1} + \left(\frac{-I_L(R_L + sL)}{\bar{D}} \right) \right] [4(\bar{D})^2 + 2\bar{D}D]R_0}{(2CLR_0)s^2 + (2CR_LR_0 + 4\bar{D}L + 2DL)s + R_L 4\bar{D} + 2DR_L + (R_0 2(\bar{D})^2 + R_0 \bar{D}D)(\bar{D})} \quad (126) \end{aligned}$$

Cálculo da Função de Transferência do conversor com controle:

Após serem encontradas as funções de transferência do conversor *boost* de 3 níveis para os gráficos de fluxo de sinal de malha aberta, é calculada a função de transferência do SFG do conversor controlado, Figura 31. Também é utilizada a Regra de Mason para encontrar essa função.

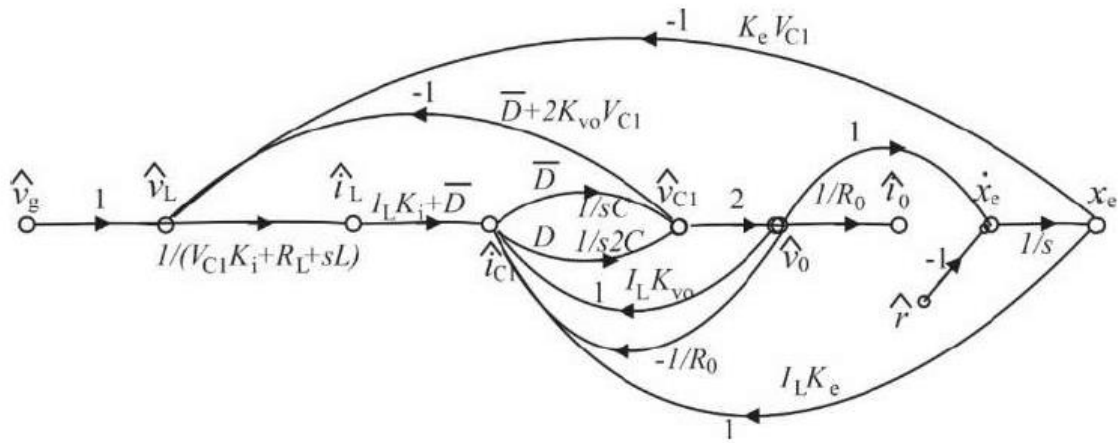


Figura 31- SFG do *boost* multinível com controle (Fonte: Própria).

Como o SFG é maior e um pouco mais complexo, algumas simplificações foram feitas a fim de facilitar a visualização da estrutura da função de transferência final.

- **Ganhos de percurso direto:**

$$\begin{aligned}
 p_1 &= \hat{r} - \dot{x}_e - x_e - \hat{i}_{C1} - \hat{v}_{C1} - \hat{v}_0 = -\frac{2I_L K_e}{s} \left(\frac{\bar{D}}{sC} + \frac{D}{2sC} \right) \\
 &= -\frac{I_L K_e (2\bar{D} + D)}{s^2 C}
 \end{aligned} \tag{127}$$

$$p_1 = -\frac{2\bar{D}I_L K_e + DI_L K_e}{s^2 C} \tag{128}$$

$$\begin{aligned}
 p_2 &= \hat{r} - \dot{x}_e - v_L - i_L - \hat{i}_{C1} - \hat{v}_{C1} - \hat{v}_0 \\
 &= -\left(\frac{1}{s}\right) \frac{-2V_{C1} K_e (I_L K_i + \bar{D})(2\bar{D} + D)}{2(V_{C1} K_i + R_L + sL)sC}
 \end{aligned} \tag{129}$$

$$p_2 = \left(\frac{1}{s}\right) \frac{2V_{c1}K_e(I_L K_i + \bar{D})(2\bar{D} + D)}{2(V_{c1}K_i + R_L + sL)sC} \quad (130)$$

- **Ganhos de malha:** Existem 5 malhas no SFG da Figura 31, representadas aqui por l_1 , l_2 , l_3 , l_4 e l_5 .

$$\begin{aligned} l_1 &= \hat{v}_L - \hat{i}_L - \hat{i}_{c1} - \hat{v}_{c1} - \hat{v}_L \\ &= - \frac{I_L K_i + \bar{D}}{V_{c1}K_i + R_L + sL} \left(\frac{\bar{D}}{sC} + \frac{D}{2sC} \right) (\bar{D} + 2K_{v0}V_{c1}) \end{aligned} \quad (131)$$

$$l_1 = - \frac{I_L K_i + \bar{D}}{V_{c1}K_i + R_L + sL} \left(\frac{2\bar{D}}{2sC} + \frac{D}{2sC} \right) (\bar{D} + 2V_{c1}K_{v0}) \quad (132)$$

$$l_1 = - \frac{(I_L K_i + \bar{D})(2\bar{D} + D)(\bar{D} + 2V_{c1}K_{v0})}{2sC(V_{c1}K_i + R_L + sL)} \quad (133)$$

$$\begin{aligned} l_1(s) &= - \frac{(I_L K_i + \bar{D})(2\bar{D} + D)(\bar{D} + 2V_{c1}K_{v0})}{2sC(V_{c1}K_i + R_L + sL)} \\ &= - \frac{2\bar{D}\bar{D}I_L K_i + 2\bar{D}\bar{D}\bar{D} + D\bar{D}I_L K_i + D\bar{D}\bar{D} + 4\bar{D}I_L V_{c1}K_{v0}K_i + 4\bar{D}\bar{D}V_{c1}K_{v0} + 2DI_L V_{c1}K_{v0}K_i + 2D\bar{D}V_{c1}K_{v0}}{2sC(V_{c1}K_i + R_L + sL)} \\ &= - \frac{2\bar{D}^2 I_L K_i + 2\bar{D}^3 + D\bar{D}I_L K_i + D\bar{D}^2 + 4\bar{D}I_L V_{c1}K_{v0}K_i + 4\bar{D}^2 V_{c1}K_{v0} + 2DI_L V_{c1}K_{v0}K_i + 2D\bar{D}V_{c1}K_{v0}}{2sC(V_{c1}K_i + R_L + sL)} \end{aligned} \quad (134)$$

$$l_2 = \hat{v}_L - \hat{i}_L - \hat{i}_{c1} - \hat{v}_{c1} - \dot{x}_e - x_e - \hat{v}_L = - \frac{2(I_L K_i + \bar{D})(2\bar{D} + D)V_{c1}K_e}{2(V_{c1}K_i + R_L + sL)sC} \left(\frac{1}{s}\right) \quad (135)$$

$$l_2 = - \frac{2(I_L K_i + \bar{D})(2\bar{D} + D)V_{c1}K_e}{2(V_{c1}K_i + R_L + sL)s^2C} \quad (136)$$

$$\begin{aligned}
l_2 &= -\frac{2(2\bar{D}I_LK_i + 2\bar{D}\bar{D} + DI_LK_i + D\bar{D})V_{C1}K_e}{2(V_{c1}K_i + R_L + sL)s^2C} \\
&= -\frac{2\bar{D}I_LV_{C1}K_eK_i + 2\bar{D}\bar{D}V_{C1}K_e + DI_LV_{C1}K_eK_i + D\bar{D}V_{C1}K_e}{2(V_{c1}K_i + R_L + sL)s^2C} \quad (137)
\end{aligned}$$

$$l_3 = \hat{i}_{c1} - \hat{v}_{c1} - \hat{v}_0 - \hat{i}_{c1} = 2\left(\frac{2\bar{D}}{2sC} + \frac{D}{2sC}\right)I_LK_{v0} = \frac{2(2\bar{D}+D)I_LK_{v0}}{2sC} \quad (138)$$

$$l_4 = \hat{i}_{c1} - \hat{v}_{c1} - \hat{v}_0 - \hat{i}_{c1} = -\left(\frac{2\bar{D}}{2sC} + \frac{D}{2sC}\right)2\frac{1}{R_0} = -\frac{(2\bar{D}+D)}{sR_0C} \quad (139)$$

$$l_5 = \hat{i}_{c1} - \hat{v}_{c1} - \hat{v}_0 - \dot{x}_e - x_e - \hat{i}_{c1} = \frac{2(2\bar{D} + D)I_LK_e}{2sCs} = \frac{(2\bar{D} + D)I_LK_e}{s^2C} \quad (140)$$

- **Malhas disjuntas:** Nenhuma malha disjunta. Todas as malhas se tocam.

Com isso:

$$\Delta = 1 - (l_1 + l_2 + l_3 + l_4 + l_5) \quad (141)$$

Já que todas as malhas tocam os caminhos diretos, tem-se que $\Delta_1 = 1$ e $\Delta_2 = 1$. A função de transferência para o SFG pode ser calculada por:

$$\frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{r}(s)} = \frac{P_1\Delta_1 + P_1\Delta_1}{\Delta} \quad (142)$$

$$\begin{aligned}
P_1\Delta_1 + P_1\Delta_1 &= \frac{-(2\bar{D}I_LK_e + DI_LK_e)}{s^2C} + \frac{V_{C1}K_e(I_LK_i + \bar{D})(2\bar{D} + D)}{(V_{c1}K_i + R_L + sL)s^2C} \\
&= \frac{-(2\bar{D}I_LK_e + DI_LK_e)(V_{c1}K_i + R_L + sL) + V_{C1}K_e(I_LK_i + \bar{D})(2\bar{D} + D)}{(V_{c1}K_i + R_L + sL)s^2C} \\
&= \frac{-(2\bar{D} + D)I_LK_e(V_{c1}K_i + R_L + sL) + V_{C1}K_e(I_LK_i + \bar{D})(2\bar{D} + D)}{(V_{c1}K_i + R_L + sL)s^2C} \\
&= \frac{-(2\bar{D} + D)I_LK_e sL - (2\bar{D} + D)I_LK_e(V_{c1}K_i + R_L) + V_{C1}K_e(I_LK_i + \bar{D})(2\bar{D} + D)}{(V_{c1}K_i + R_L + sL)s^2C} \quad (143)
\end{aligned}$$

Como os cálculos são extensos, primeiro foi resolvido o numerador (*Num*) e depois o denominador (*Den*):

$$\begin{aligned} Num = & -2(2\bar{D} + D)LI_LK_es - 2(2\bar{D} + D)I_LK_e(V_{c1}K_i + R_L) \\ & + 2V_{c1}K_e(I_LK_i + \bar{D})(2\bar{D} + D) \end{aligned} \quad (144)$$

$$Num = -2(2\bar{D} + D)LI_LK_es - 2(2\bar{D} + D)K_e[I_L(V_{c1}K_i + R_L) + V_{c1}(I_LK_i + \bar{D})] \quad (145)$$

$$\begin{aligned} Num = & -2(2\bar{D} + D)LI_LK_es \\ & - 2(2\bar{D} + D)[(V_{c1}K_iI_LK_e + R_LI_LK_e) + (V_{c1}K_eI_LK_i + V_{c1}K_e\bar{D})] \end{aligned} \quad (146)$$

$$\begin{aligned} Num = & -2(2\bar{D} + D)LI_LK_es \\ & - 2(2\bar{D} + D)(V_{c1}K_iI_LK_e + R_LI_LK_e + V_{c1}K_eI_LK_i + V_{c1}K_e\bar{D}) \end{aligned} \quad (147)$$

$$\begin{aligned} Num = & -2(2\bar{D} + D)LI_LK_es \\ & - \langle 4\bar{D}V_{c1}K_iI_LK_e + 4\bar{D}R_LI_LK_e + 4\bar{D}V_{c1}K_eI_LK_i + 4\bar{D}^2V_{c1}K_e \\ & + 2DV_{c1}K_iI_LK_e + 2DR_LI_LK_e + 2DV_{c1}K_eI_LK_i + 2D\bar{D}V_{c1}K_e \rangle \end{aligned} \quad (148)$$

$$\begin{aligned} Den = & 2LCs^3 + \left(2C(V_{c1}K_i + R_L) - (2\bar{D} + D)L \left(-\frac{2}{R_0} + 2I_LK_{v0} \right) \right) s^2 \\ & + (2\bar{D} + D)[(I_LK_i + \bar{D})(\bar{D} + 2V_{c1}K_{v0}) - (V_{c1}K_i + R_L) \left(-\frac{2}{R_0} + 2I_LK_{v0} \right) \\ & - LI_LK_e] s + (2\bar{D} + D)(I_LK_i + \bar{D})V_{c1}K_e - (2\bar{D} + D)(V_{c1}K_i + R_L)I_LK_e \end{aligned} \quad (149)$$

Então:

$$\frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{r}(s)} = \frac{Num}{Den} \quad (150)$$

A função de transferência para o *boost* de 3 níveis em pequenos sinais e controlado, é:

$$\frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{r}(s)} = \frac{a_1 s + a_2}{b_1 s^3 + b_2 s^2 + b_3 s + b_4} \quad (151)$$

Em que:

$$a_1 = -2c_1 I_L K_e L;$$

$$a_2 = -2I_L K_e c_1 c_2;$$

$$b_1 = 2LC;$$

$$b_2 = 2Cc_2 - Lc_1 c_3;$$

$$b_3 = c_2(c_4 c_5 - c_2 c_3) - LI_L K_e;$$

$$b_4 = c_1 c_4 V_{C1} K_e - c_1 c_2 I_L K_e;$$

$$c_1 = (2\bar{D} + D);$$

$$c_2 = (V_{C1} K_i + R_L);$$

$$c_3 = 2\left(-\frac{1}{R_0} + I_L K_{v0}\right);$$

$$c_4 = (I_L K_i + \bar{D});$$

$$c_5 = (\bar{D} + 2V_{C1} K_{v0})$$

Observa-se que a complexidade dos cálculos aumentou com a adição do controlador ao SFG de pequenos sinais do conversor, o que poderia ser evitado com o uso de algum método computacional para encontrar a função de transferência.

2.4 CONCLUSÕES

Neste capítulo, foi proposto um modelo não linear de ordem completa do MBC seguido de um modelo de ordem reduzida. Com ele foram obtidos diagramas simplificados em malha aberta para os casos de regime estacionário, de pequenos sinais e de grandes sinais. Foram calculadas diferentes funções de transferência para grandes e pequenos sinais, utilizando a Regra de Mason. A utilização das funções de transferência calculadas permite a obtenção de respostas no domínio do tempo. Foi verificado que, em vez usar um controlador em cascata com a função de transferência em malha aberta para regulação da tensão de saída e da corrente de entrada, é possível a integração do controle como parte do diagrama de fluxo de sinal. No caso foi usada a técnica de controle por realimentação de estado. Uma

observação é que a obtenção da função de transferência através da aplicação da Regra de Mason se torna mais trabalhosa, quando o diagrama de fluxo de sinal inclui o sistema de controle.

3 CAPÍTULO 3 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Além de todos os resultados obtidos através das modelagens em SFG do conversor *boost* de 3 níveis e modelagem do conversor com adição do controlador, foram obtidos resultados por meio de simulações, para análise das funções de transferência que foram calculadas. Por intermédio dos resultados obtidos pode-se analisar se os ganhos de controle escolhidos são suficientes para controlar a tensão de saída e a corrente de entrada do conversor. Foram utilizadas nos cálculos, somente, as perdas oriundas do indutor, as demais perdas foram desconsideradas.

Para as simulações foram utilizados os *softwares* MATLAB e o SIMULINK. Foram usados os seguintes parâmetros: $v_g = 40V$, $i_L = 10A$, $L = 5mH$, $R_L = 0.05\Omega$, $R_0 = 100\Omega$, $C_1 = C_2 = C_3 = C = 440\mu F$, $v_0 = 200V$, $v_{c_1} = 100V$ e $D = 0,6$. Substituindo esses valores nas funções de transferência obtidas anteriormente, tem-se que a função de grandes sinais e de pequenos sinais de malha aberta para o conversor *boost* de 3 níveis representadas pelas Expressões 152 e 153.

$$\frac{\widehat{v}_0(s)}{\widehat{v}_g(s)} = \frac{25,4545 \times 10^4}{s^2 + 41,82s + 5,1227 \times 10^4} \quad (152)$$

$$\frac{\widehat{v}_0(s)}{\widehat{d}(s)} = \frac{-3,1818 \times 10^4 s + 2,5136364 \times 10^7}{s^2 + 41,82s + 5,1227 \times 10^4} \quad (153)$$

Inicialmente, foi realizada a simulação da função de transferência de grandes sinais em malha aberta através do MATLAB, em que foram obtidas as respostas ao degrau do sistema, considerando a resistência R_L no indutor do conversor, e sem considerar esse valor de resistência, para a tensão de saída do sistema. Esses gráficos podem ser vistos nas Figuras 32 e 33, respectivamente.

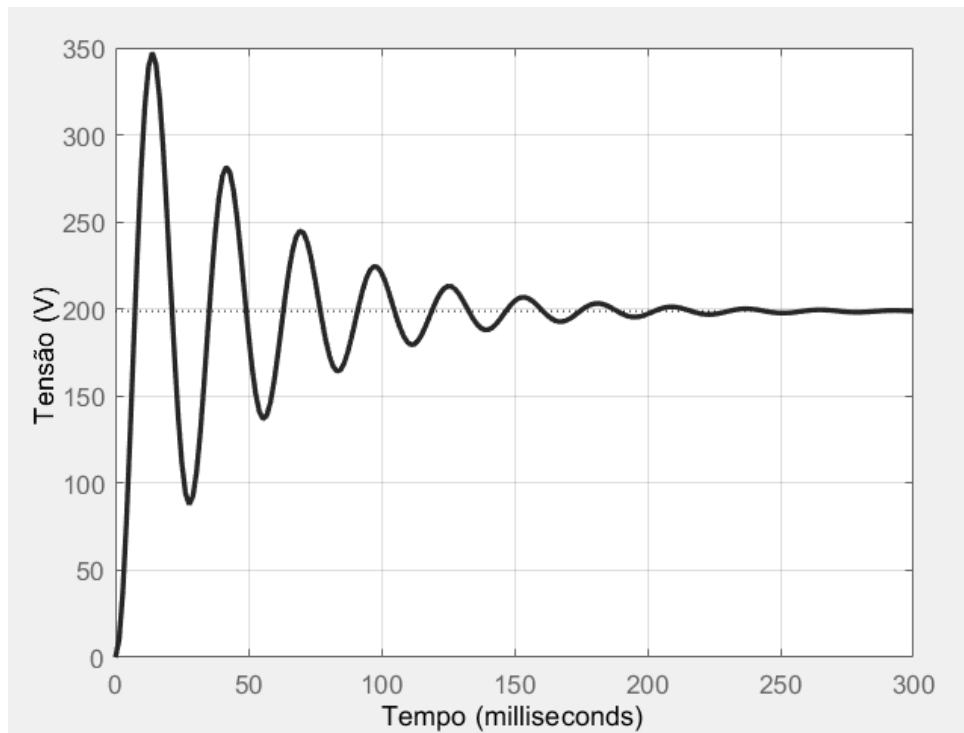


Figura 32- Resposta ao degrau de grandes sinais, considerando a resistência no indutor, para a tensão de saída, via MATLAB (Fonte: Própria).

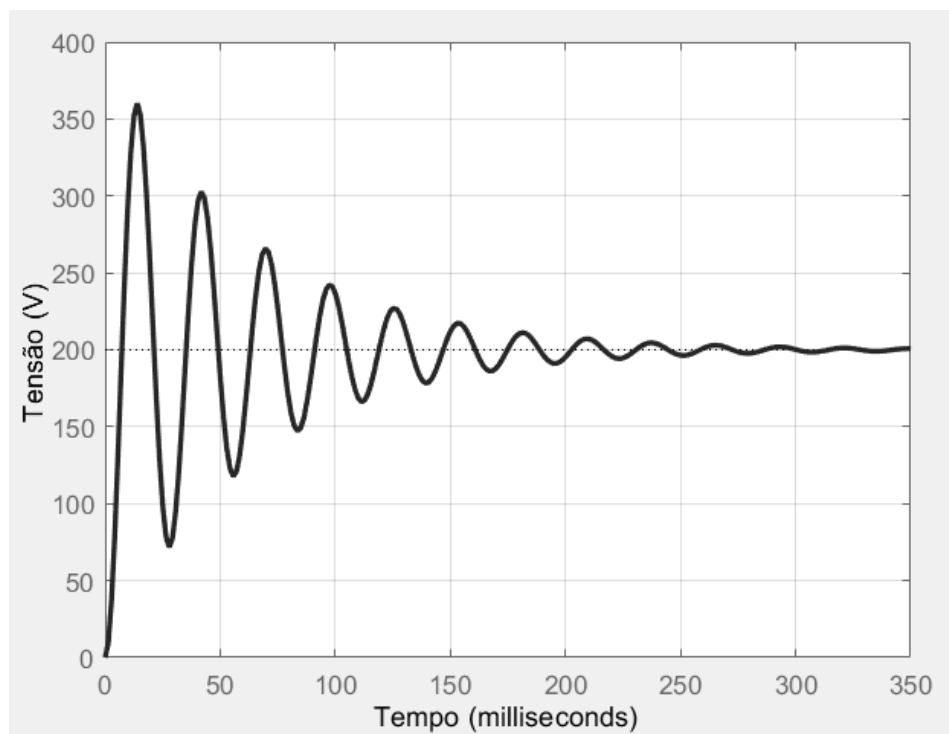


Figura 33- Resposta ao degrau de grandes sinais, sem a resistência no indutor, para a tensão de saída, via MATLAB (Fonte: Própria).

Observa-se, nesse caso, que os formatos das respostas obtidas são bem próximos, tanto pra o caso com o R_L ou sem o R_L , pelo fato de o valor da resistência ser pequeno.

O mesmo procedimento de simulação foi realizado para a função de pequenos sinais em malha aberta no MATLAB, em que foram obtidas as respostas ao degrau do sistema para a tensão de saída, considerando a resistência R_L no indutor do conversor, e sem considerar esse valor de resistência. Essas respostas de simulação podem ser vistas nas Figuras 34 e 35, respectivamente.

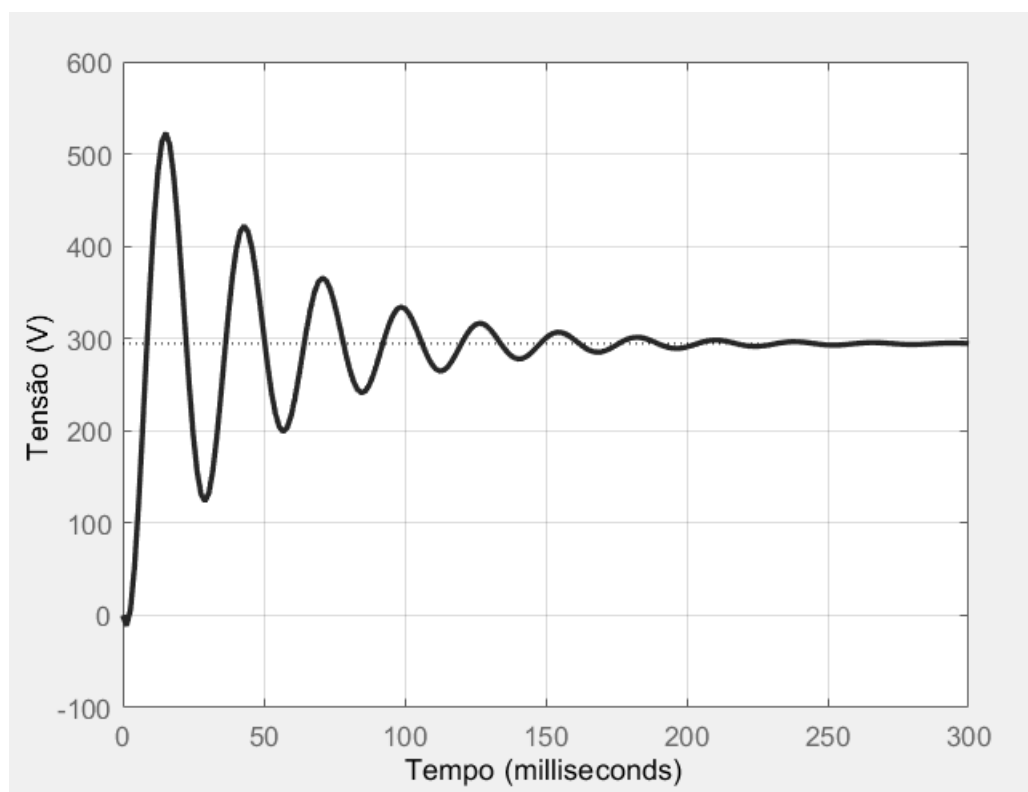


Figura 34- Resposta ao degrau de pequenos sinais, considerando a resistência, para a tensão de saída, via MATLAB (Fonte: Própria).

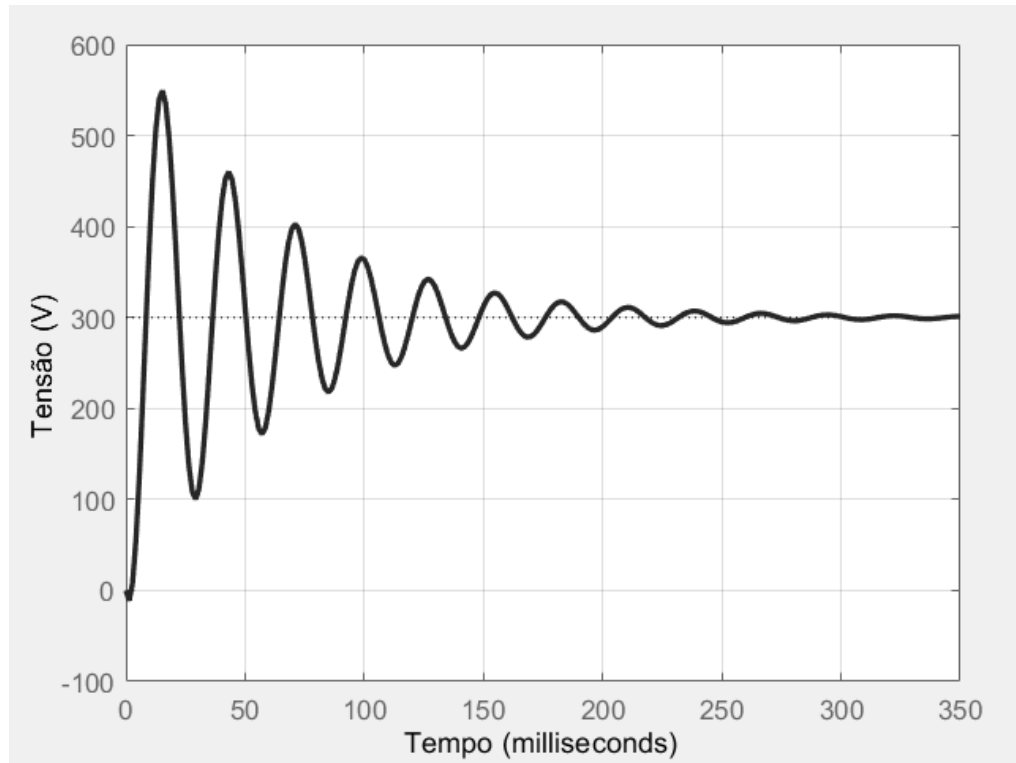


Figura 35- Resposta ao degrau de pequenos sinais, sem a resistência, para a tensão de saída, via MATLAB (Fonte: Própria).

Utilizando o SIMULINK, as respostas ao degrau para a tensão de saída e para a corrente no indutor em malha aberta, também, foram obtidas, considerando $R_L = 0.05\Omega$, como pode ser visto nas Figuras 36 e 37.

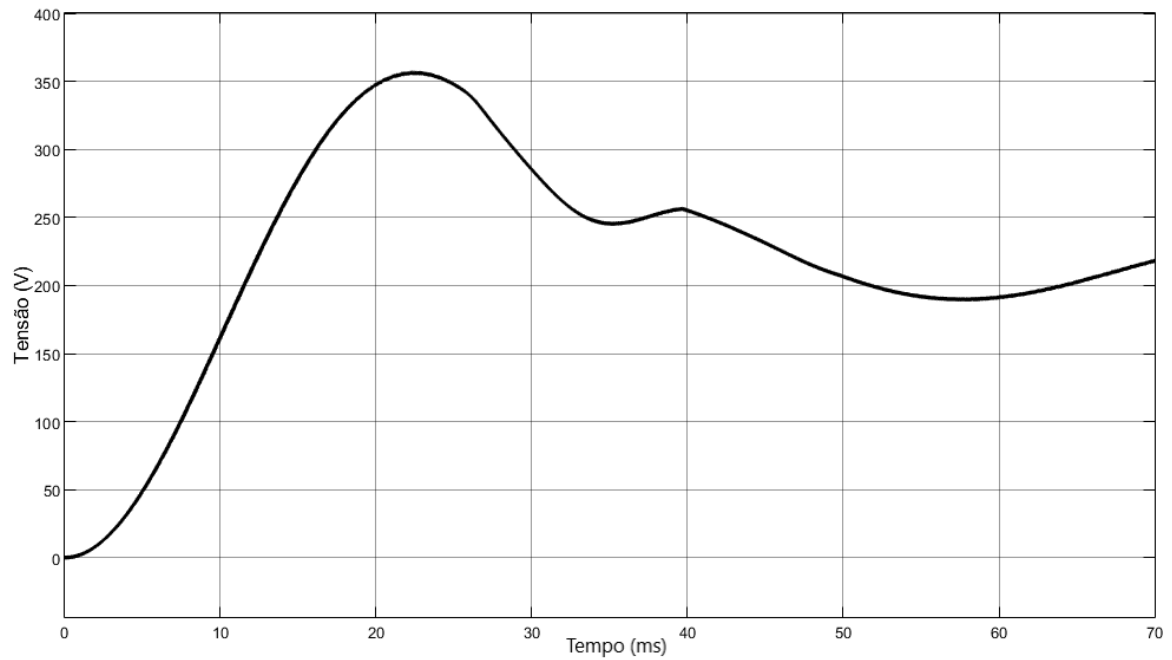


Figura 36- Resposta ao degrau de grandes sinais, com a resistência no indutor, para a tensão de saída, via SIMULINK (Fonte: Própria).

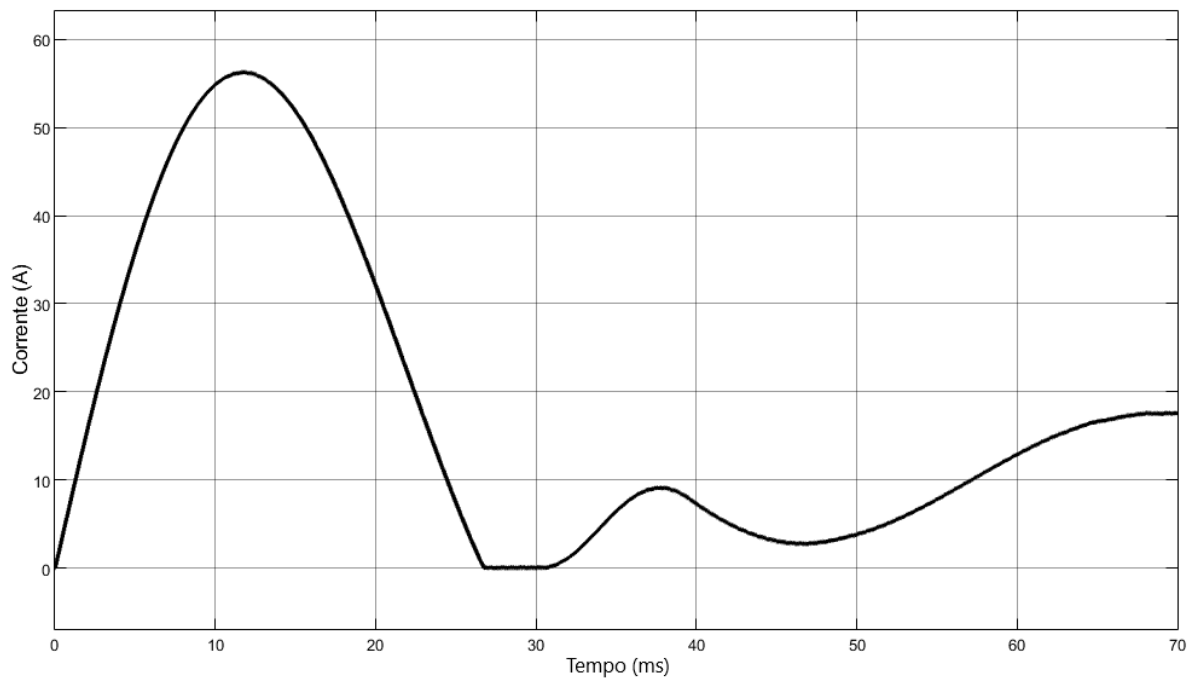


Figura 37- Resposta ao degrau de grandes sinais, com a resistência no indutor, para a corrente no indutor, via SIMULINK (Fonte: Própria).

Observa-se, para a tensão de saída, que tanto as respostas obtidas pelo MATLAB quanto as obtidas pelo SIMULINK são muito oscilatórias e não se obtém a estabilidade no valor desejado de tensão, que é $v_0 = 200V$. O mesmo ocorre para a corrente no indutor, que o valor de $i_L = 10A$ deveria ser atingido mais rápido, e sem a presença de tantas oscilações.

Devido a essas circunstâncias é desejável que seja feito o projeto de um controlador para melhorar essas respostas e para que o valor desejado de tensão final e de corrente no indutor sejam alcançados.

Para a função de transferência do conversor com adição do controlador (considerando a resistência do indutor do conversor), foram utilizados os seguintes valores para os ganhos do controlador: $K_i = 0,01991$, $K_{v_o} = 0,0016$, $K_e = 0,33858$. O projeto desses valores foi feito com uma ultrapassagem de 26% e tempo de assentamento de 50 ms. A função de transferência para o conversor controlado pode ser, assim, escrita:

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{r}(s)} = \frac{-10,18s + 2,582 \times 10^7}{s^3 + 1050s^2 + 1,381 \times 10^5 + 2,581 \times 10^7} \quad (154)$$

A função de transferência da Equação 154 foi simulada através do MATLAB e sua resposta ao degrau pode ser vista na Figura 38. O sistema de controle foi, então, simulado através do SIMULINK e a resposta da Figura 39 foi obtida.

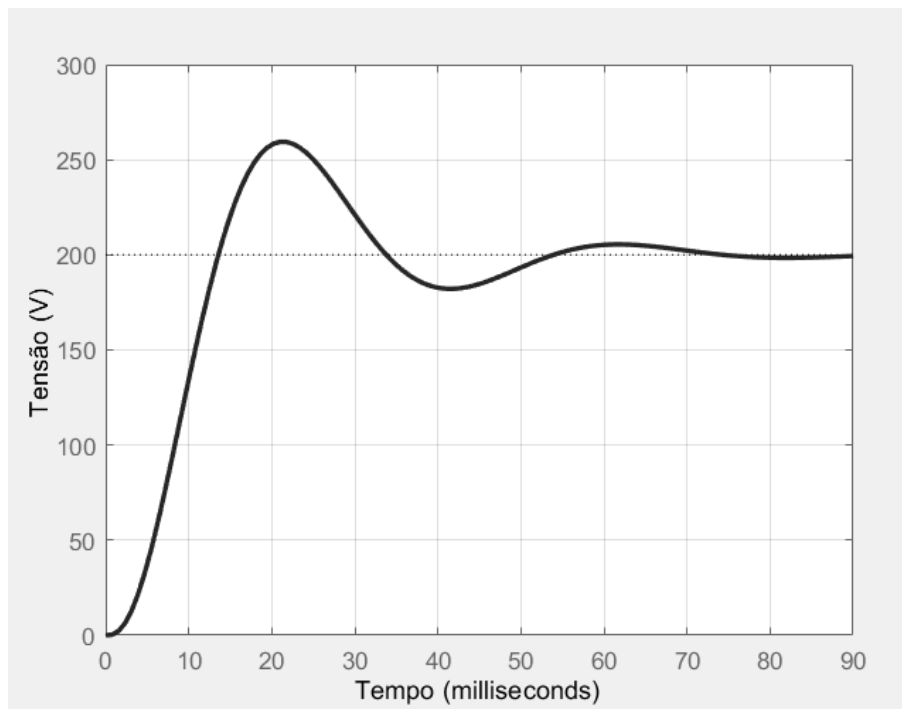


Figura 38- Resposta ao degrau da tensão de saída do *boost* de 3 níveis controlado, via MATLAB (Fonte: Própria).

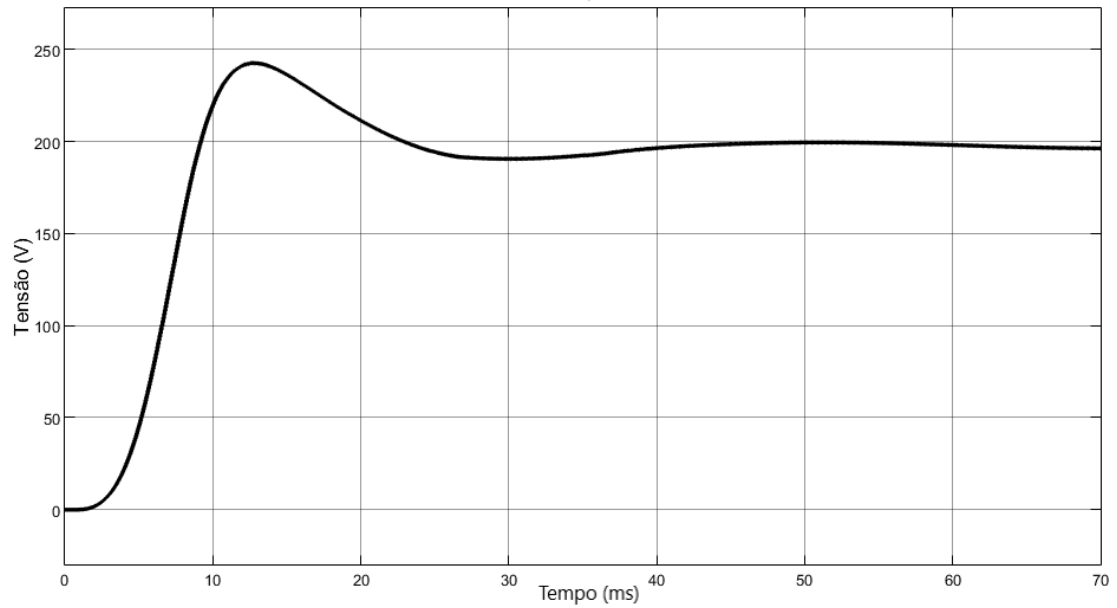


Figura 39- Resposta ao degrau da tensão de saída do *boost* de 3 níveis controlado via SIMULINK (Fonte: Própria).

A resposta ao degrau quanto ao controle da corrente no indutor também foi obtida, podendo ser vista na Figura 40.

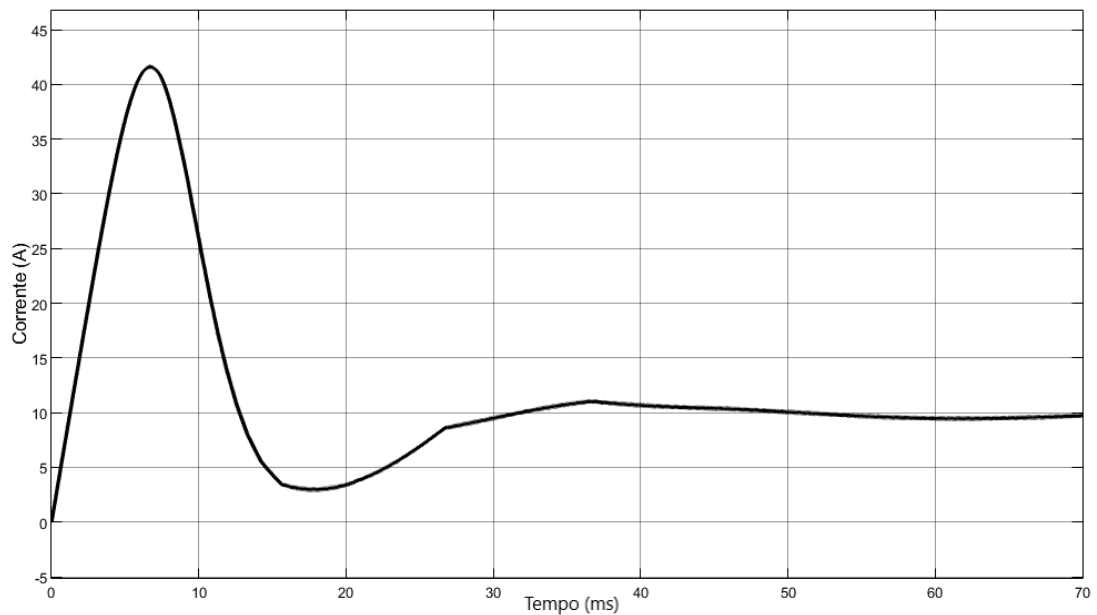


Figura 40- Resposta ao degrau da corrente no indutor do *boost* de 3 níveis controlado via SIMULINK (Fonte: Própria).

Através dessas respostas do sistema controlado, observa-se que o controle realizou uma regulação aceitável da tensão de saída, v_0 , e da corrente no indutor, i_L , e uma boa

performance dinâmica. A estabilidade agora está sendo atingida em um instante de tempo menor e sem a presença de grandes oscilações.

3.1 CONCLUSÕES

Os valores numéricos das funções de transferência de grandes e pequenos sinais para a tensão de saída, em malha aberta, foram obtidos, de acordo com os parâmetros escolhidos. Por meio de simulações tanto pelo MATLAB e por SIMULINK, foi possível obter as respostas ao degrau para a tensão de saída do sistema e para corrente no indutor. Com o objetivo de melhorar essas respostas, essas mesmas simulações foram realizadas com a presença de um controle para a tensão e a corrente. Os resultados das simulações do circuito com o controle mostraram-se satisfatórios, pois após a implementação do controle, o sistema não teve grandes oscilações e o valor desejado para a tensão de saída foi atingido em um instante de tempo menor. Como o controle mostrou-se ser suficiente, abre-se caminho para sua implementação no conversor *boost* de três níveis, integrado a um inversor NPC também de três níveis, em que a tensão de alimentação do inversor já estaria devidamente regulada através do controle.

4 CAPÍTULO 4 - ESTUDO DA POSSIBILIDADE DE MODELAGEM DO CONVERSOR INTEGRADO

Uma possível aplicação do conversor elevador de tensão de três níveis, estudado nos capítulos anteriores é a alimentação de um inversor multinível NPC. A integração dos dois conversores é apresentada na Figura 41 (CARDOSO, 2019). É um caso típico de conversor multiestado.

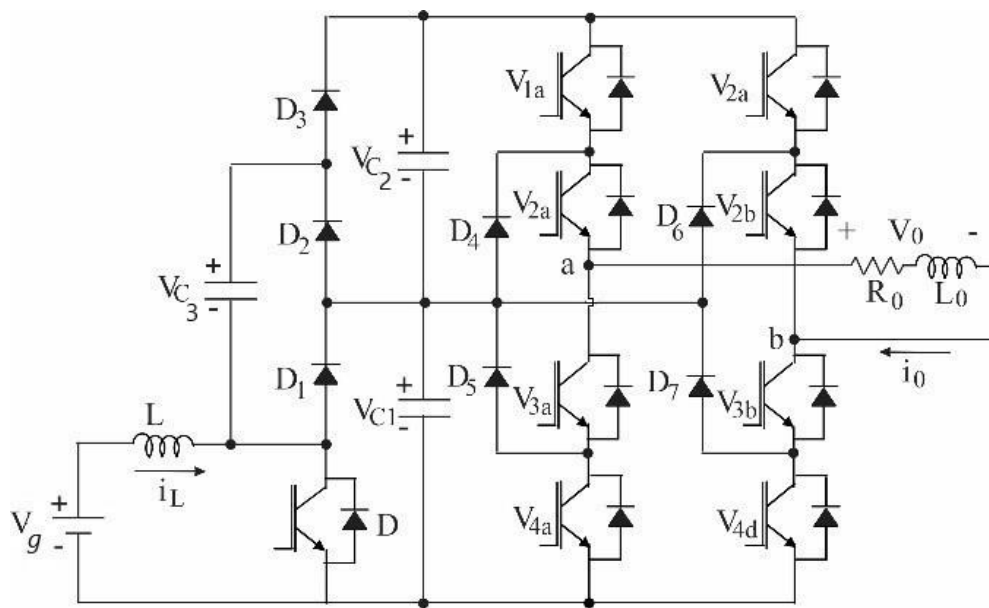


Figura 41- Circuito do conversor integrado (Fonte: Própria)

O método do diagrama de fluxo de sinal chaveado, estudado nos capítulos anteriores foi utilizado na modelagem de um conversor CC-CC chaveado, de três níveis. O conversor operava em dois estados de comutação, determinados pela condução ou não de um único interruptor. Quando a topologia do circuito de um conversor chaveado é modificado pelo estado de diferentes interruptores (conversor com multiestados), como aquela da Figura 41, sua dinâmica se torna significativamente mais complicada do que aquela de um conversor de dois estados.

Neste capítulo é realizada a análise do conversor *boost* multinível integrado a um inversor NPC. Seu comportamento e modos de operação, são estudados a partir do uso de diagramas de fluxo de sinal.

4.1 INVERSOR COM DIODOS DE GRAMPEAMENTO

A quantidade de capacitores no barramento de tensão contínua de um inversor com diodo de grampeamento (do inglês “*Diode Clamped Inverter*”) ou inversor com ponto neutro grampeado (NPC, do inglês “*Neutral Point Clamped*”) de M níveis, pode ser calculada pela expressão $M-1$ (LAI; PENG, 1996).

Cada braço do inversor NPC é formado por 4 chaves, S_{1j} , S_{2j} , S_{3j} e S_{4j} , com $j=a, b$, dois diodos de grampeamento D_{1j} e D_{2j} que são conectados ao ponto neutro (0). Como o número de capacitores presentes no barramento cc é determinado de acordo com o número de níveis, o inversor presente na Figura 42 é um inversor NPC de 3 níveis; portanto, existem 2 capacitores divisores de tensão conectados ao barramento cc .

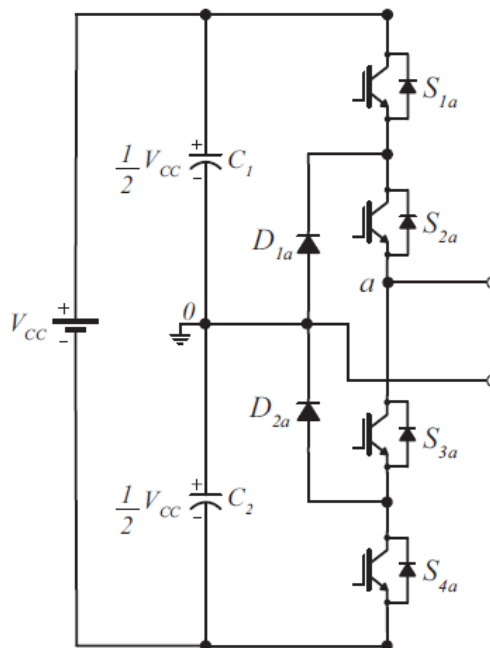


Figura 42- Inversor NPC (Fonte: CARDOSO, 2018).

Os modos de operação para o inversor NPC de 3 níveis monofásico podem ser vistos na Tabela 1. O nível lógico 1 simboliza o fechamento da chave, e o nível lógico 0 a chave aberta.

S_{1a}	S_{2a}	S_{3a}	S_{4a}	i_o	V_o
1	1	0	0	>0	$V_{cc}/2$
0	1	1	0	>0	0
0	0	1	1	>0	$-V_{cc}/2$
0	0	1	1	<0	$-V_{cc}/2$
0	1	1	0	<0	0
1	1	0	0	<0	$V_{cc}/2$

Tabela 1- Modos de operação de um inversor NPC de 3 níveis de tensão na saída (Fonte: Própria).

Segundo Lai e Peng (1996), o NPC tem como principais vantagens:

- Diminuição do conteúdo harmônico, evitando o uso de filtros, à medida que o número de níveis do inversor aumenta;
- O inversor tem uma eficiência alta, pois todos os dispositivos funcionam na frequência fundamental.

No caso de três níveis o inversor NPC utiliza apenas dois diodos de grampeamento por fase. Entretanto, possui a desvantagem do desequilíbrio da tensão dos capacitores do barramento CC (de entrada). Este inconveniente pode ser contornado através da regulação das tensões de saída do conversor CC-CC.

4.2 DIAGRAMA DE FLUXO DE SINAL CHAVEADO DO CONVERSOR INTEGRADO

Foi visto que o diagrama de fluxo de sinal chaveado do conversor é resultado da combinação de um subgrafo correspondente ao interruptor em estado de condução, G_{ON} , e um subgrafo correspondente ao interruptor em estado de bloqueio, G_{OFF} , obtido quando o interruptor está em condução, G_{ON} . Como visto, a combinação dos dois subgrafos é representada por:

$$G = KG_{ON} + \bar{K}G_{OFF} \quad (155)$$

Em que K e \bar{K} são duas funções de chaveamento e $\bar{K} = 1 - K$. Assim, quando $K = 1$ (condução), $\bar{K} = 0$ e quando $K = 0$, $\bar{K} = 1$.

Quando a topologia do circuito de um conversor chaveado é modificado pelo estado de diferentes interruptores (conversor com multiestados), sua dinâmica se torna significativamente mais complicada do que aquela de um conversor de dois estados. Entretanto a metodologia, nesse caso, pode ser a mesma, ou seja, uma combinação generalizada de subgrafos:

$$G = K_1 G_1 + K_2 G_2 + K_3 G_3 + \dots \quad (156)$$

Em que K_1, K_2, K_3, \dots são funções de chaveamento que assumem os valores 1 ou 0, se o interruptor estiver fechado ou aberto, respectivamente.

Os modos de operação do conversor híbrido serão analisados com o auxílio de gráficos de fluxo de sinal, para que o entendimento do comportamento do sistema seja facilitado. O conversor integrado, indicado na Figura 41, será estudado com a adição da resistência no indutor de entrada L .

Com o intuito de facilitar a manipulação do circuito para formação dos gráficos de fluxo de sinal, é utilizado um circuito equivalente com dois interruptores virtuais representados por interruptores de três posições, como pode ser visto na Figura 43.

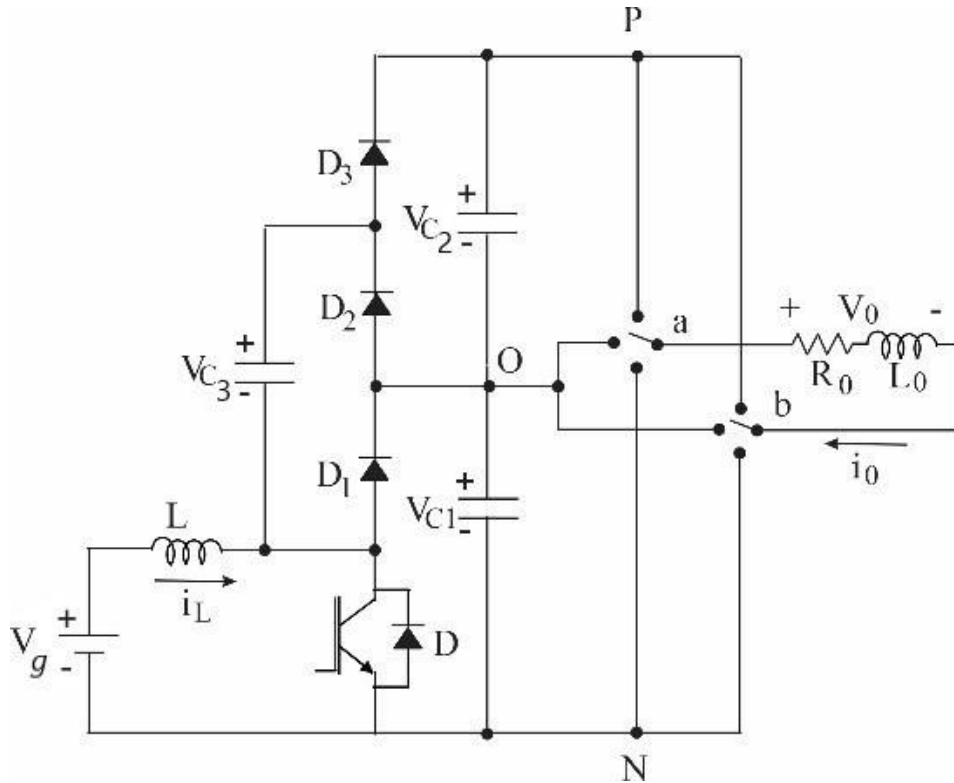


Figura 43- Circuito do conversor integrado equivalente (Fonte: Própria).

A construção dos diagramas de fluxo de sinal foi feita considerando os dois modos de operação do conversor *boost* multinível e as correntes positivas de carga do inversor. Nos diagramas de fluxo de sinal, os ramos que forem exclusivos a algum modo do inversor são representados por K_i , em que i é o nome do modo que está sendo analisado.

Para todos os modos de operação do conversor integrado são consideradas equações comuns:

A corrente no indutor L de entrada pode ser representada pela Equação 157:

$$i_L = \frac{1}{L} \int v_L dt \quad (157)$$

A corrente do indutor da carga (L_0) pode ser obtida pela Equação 158:

$$i_{L_0} = \frac{1}{L_0} \int v_{L_0} dt \quad (158)$$

A tensão na carga ou tensão de saída é obtida pela Equação 159:

$$v_0 = R_0 + L_0 \frac{di_0}{dt} \quad (159)$$

As tensões nos capacitores C_2 e C_3 podem ser calculadas pelas Equações 160 e 161, respectivamente.

$$v_{C2} = \frac{1}{C} \int i_{C2} dt \quad (160)$$

$$v_{C3} = \frac{1}{C} \int i_{C3} dt \quad (161)$$

A tensão do indutor da carga pode ser descrita de acordo com a Equação 162.

$$v_{L0} = v_0 - R_0 i_{L0} \quad (162)$$

Em todas as análises dos modos de operação do conversor integrado foi adotado que $C_1 = C_2 = C_3 = C$, para melhor facilidade nos cálculos.

Modos de operação APP e BPP: Na Figura 44 pode-se ver a representação do funcionamento do circuito integrado para os modos de operação APP e BPP. Tem-se que as equações comuns aos dois modos de operação são:

$$v_0 = R_0 + L_0 \frac{di_0}{dt} \quad (163)$$

$$v_{L0} = v_0 - R_0 i_{L0} \quad (164)$$

$$i_{L0} = \frac{1}{L_0} \int v_{L0} dt \quad (165)$$

Através dos circuitos para os APP e BPP, pode-se concluir que a corrente em todos os capacitores é nula, e a tensão da carga também é nula, pois devido a configuração desses modos, não existe diferença de potencial entre os terminais da carga.

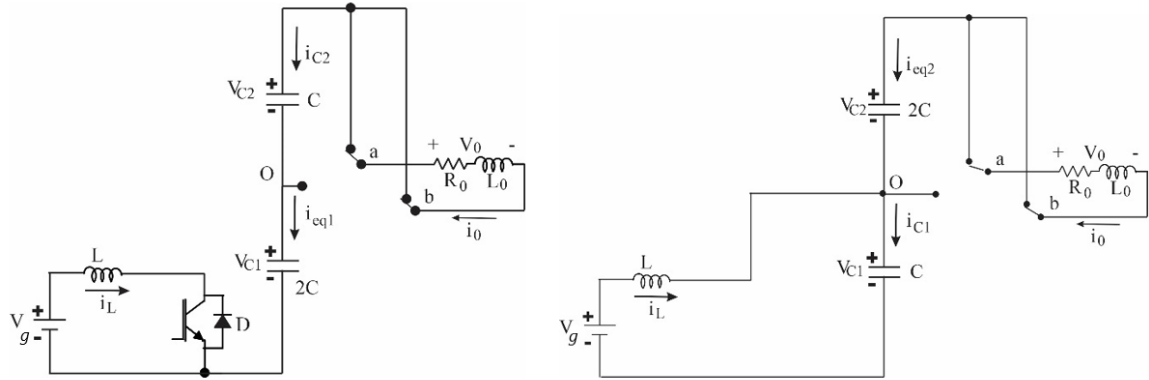


Figura 44- Circuito do conversor integrado para os modos APP e BPP (Fonte: Própria).

Modo APP: Nesse modo a chave do conversor encontra-se fechada, e os terminais *a* e *b* da carga estão conectados ao terminal P. Como as tensões v_{C1} e v_{C3} são iguais, pois os capacitores C_3 e C_1 encontram-se em paralelo, a simplificação da Figura 44 é válida. As equações referentes ao modo APP podem ser vistas nas Equações 166 e 167.

$$v_g = v_L + v_{R_L} \quad (166)$$

$$v_L = v_g - Ri_L \quad (167)$$

Modo BPP: Nesse modo a chave do conversor encontra-se aberta, e os terminais *a* e *b* da carga estão conectados ao terminal P. Como as tensões v_{C2} e v_{C3} são iguais, pois os capacitores C_2 e C_3 encontram-se em paralelo, a simplificação da Figura 44 é válida. As Equações 168, 169 e 170 são referentes ao modo BPP.

$$v_g = v_L + v_{R_L} + v_{C1} \quad (168)$$

$$v_L = v_g - Ri_L - v_{C1} \quad (169)$$

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{i_{C1}}{C_1} \quad (170)$$

Quando a corrente de saída for menor que 0 ($i_0 < 0$) as equações permanecem as mesmas. Esses modos não são utilizados, não havendo necessidade de seu diagrama de fluxo de sinal.

Modos de operação APO e BPO: Na Figura 45 tem-se a representação do funcionamento do circuito integrado para os modos de operação APO e BPO. As Equações 171 a 174 são comuns aos dois modos.

$$\frac{dv_{C2}}{dt} = \frac{i_{C2}}{C_2} \quad (171)$$

$$v_0 = (R_0 + L_0) \frac{di_0}{dt} \quad (172)$$

$$v_{L0} = v_0 - R_0 i_{L0} \quad (173)$$

$$i_{L0} = \frac{1}{L_0} \int v_{L0} dt \quad (174)$$

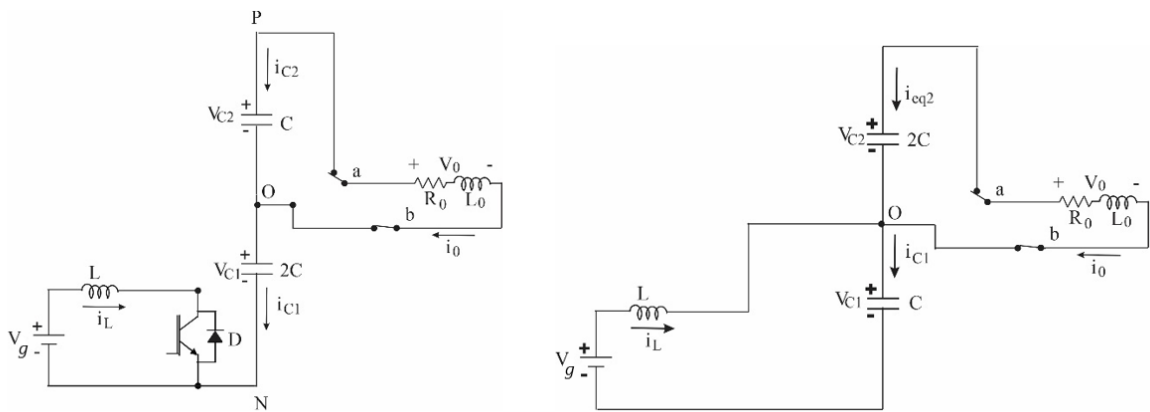


Figura 45- Circuito do conversor integrado para os modos APO e BPO (Fonte: Própria).

Modo APO: Nesse modo a chave do conversor encontra-se fechada, e o terminal a da carga conecta-se ao terminal P, e o terminal b da carga conecta-se ao O. Como as tensões v_{C1} e v_{C3} são iguais, pois os capacitores C_1 e C_3 encontram-se em paralelo, a simplificação da Figura 45 é válida. O gráfico de fluxo de sinal para o modo APO é representado na Figura 46. Suas equações podem ser assim representadas:

$$v_g = v_L + v_{R_L} \quad (175)$$

$$v_L = v_g - Ri_L \quad (176)$$

$$v_{C1} = v_0 \quad (177)$$

Quando $i_0 < 0$:

$$i_{C2} = -i_0 \quad (178)$$

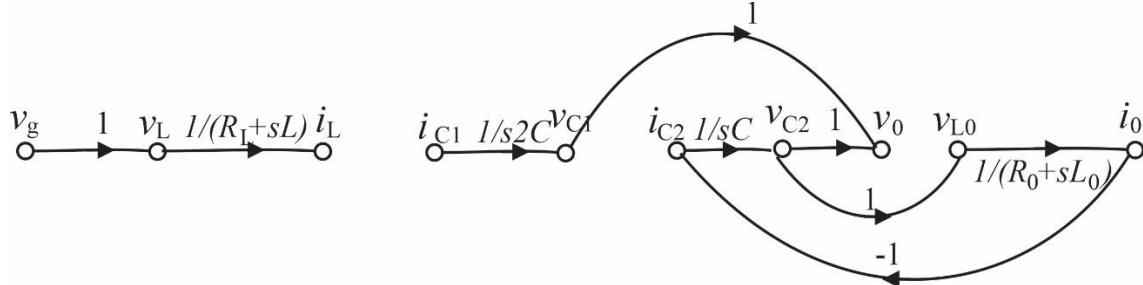


Figura 46- Gráfico de fluxo de sinal para o modo APO (Fonte: Própria).

Modo BPO: Nesse modo a chave do conversor encontra-se aberta, e o terminal a da carga conecta-se ao terminal P, e o terminal b da carga conecta-se ao O. Como as tensões v_{C2} e v_{C3} são iguais, pois os capacitores C_2 e C_3 encontram-se em paralelo, a simplificação da Figura 45 é válida. O gráfico de fluxo de sinal do modo BPO pode ser representado na Figura 47. Suas equações podem ser assim representadas:

$$v_g = v_L + v_{R_L} + v_{C1} \quad (179)$$

$$v_L = v_g - Ri_L - v_{C1} \quad (180)$$

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{i_{C1}}{C_1} \quad (181)$$

Quando $i_0 < 0$:

$$i_{C1} = i_L \quad (182)$$

$$i_{C2} = -i_0 \quad (183)$$

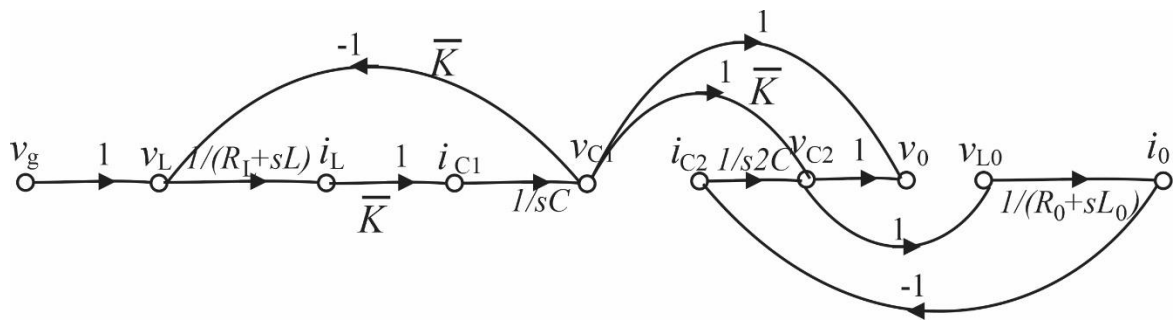


Figura 47- Gráfico de fluxo de sinal para o modo BPO (Fonte: Própria).

É feita a combinação dos gráficos de APO e BPO, o que pode ser visto na Figura 48.

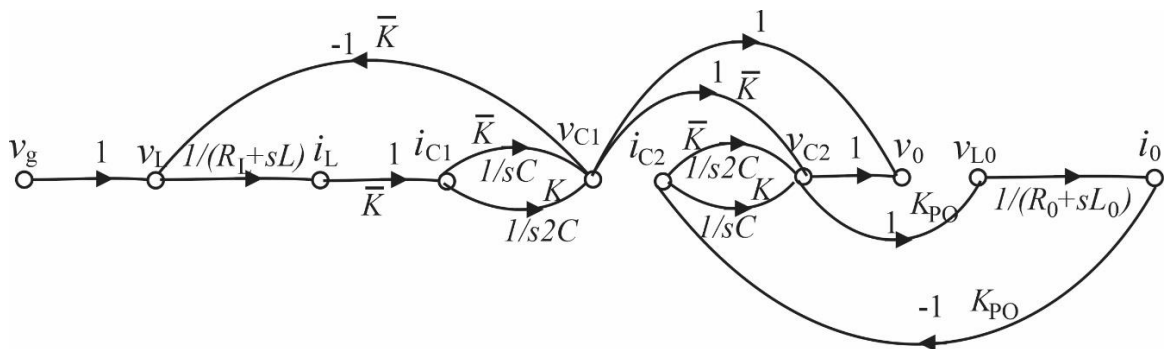


Figura 48- Gráfico de fluxo de sinal da combinação dos modos APO e BPO (Fonte: Própria).

Modos de operação APN e BPN: Na Figura 49 tem-se a representação do funcionamento do circuito integrado, considerando a chave fechada e aberta, respectivamente, para os modos APN e BPN. Os dois modos têm como equações comuns:

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{i_{C1}}{C_1} \quad (184)$$

$$\frac{dv_{C2}}{dt} = \frac{i_{C2}}{C_2} \quad (185)$$

$$v_0 = v_{C1} + v_{C2} \quad (186)$$

$$v_0 = R_0 + L_0 \frac{di_0}{dt} \quad (187)$$

$$v_{L0} = v_0 - R_0 i_{L0} \quad (188)$$

$$i_{L0} = \frac{1}{L_0} \int v_{L0} dt \quad (189)$$

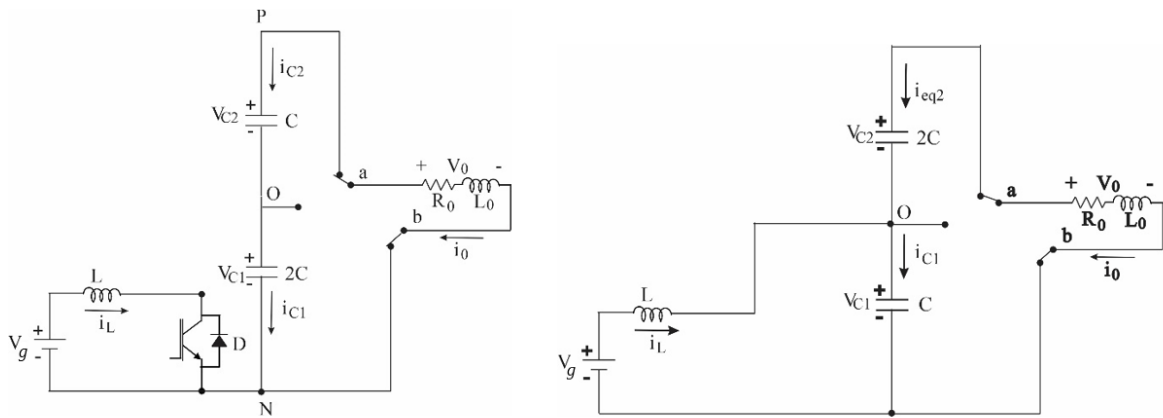


Figura 49- Circuito do conversor integrado para os modos APN e BPN (Fonte: Própria).

Modo APN: Nesse modo a chave do conversor encontra-se fechada, e o terminal *a* da carga conecta-se ao terminal P, e o terminal *b* da carga conecta-se ao N. Como as tensões v_{C1} e v_{C3} são iguais, pois os capacitores C_1 e C_3 encontram-se em paralelo, a simplificação da Figura 49 é válida. O gráfico de fluxo de sinal do modo APN pode ser representado na Figura 50. Suas equações podem ser assim representadas:

$$v_L = v_g - Ri_L \quad (190)$$

Quando $i_0 < 0$:

$$i_{C2} = -i_0 \quad (191)$$

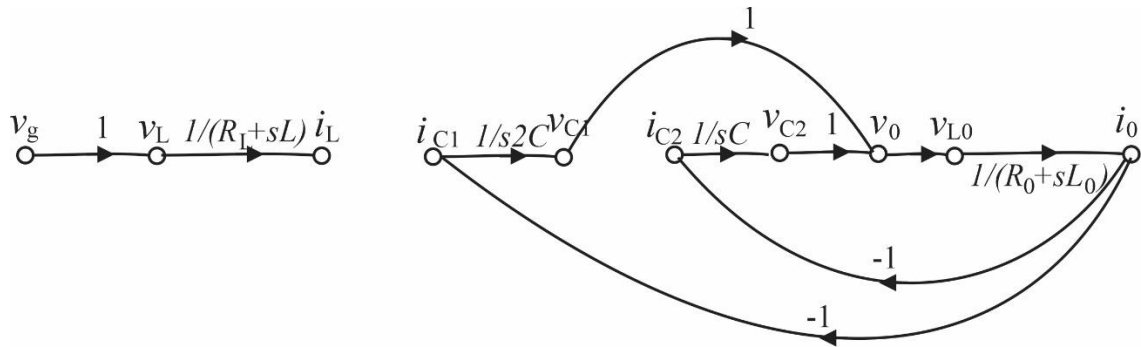


Figura 50- Gráfico de fluxo de sinal para o modo APN (Fonte: Própria).

Modo BPN: Nesse modo a chave do conversor encontra-se aberta, e o terminal a da carga conecta-se ao terminal P, e o terminal b da carga conecta-se ao N. Como as tensões v_{C2} e v_{C3} são iguais, pois os capacitores C_2 e C_3 encontram-se em paralelo, a simplificação da Figura 49 é válida. O gráfico de fluxo de sinal do modo APN pode ser representado na Figura 51. Suas equações podem ser assim representadas:

$$v_L = v_g - Ri_L - v_{C1} \quad (192)$$

Quando $i_0 < 0$:

$$i_{C1} = i_L - i_o \quad (193)$$

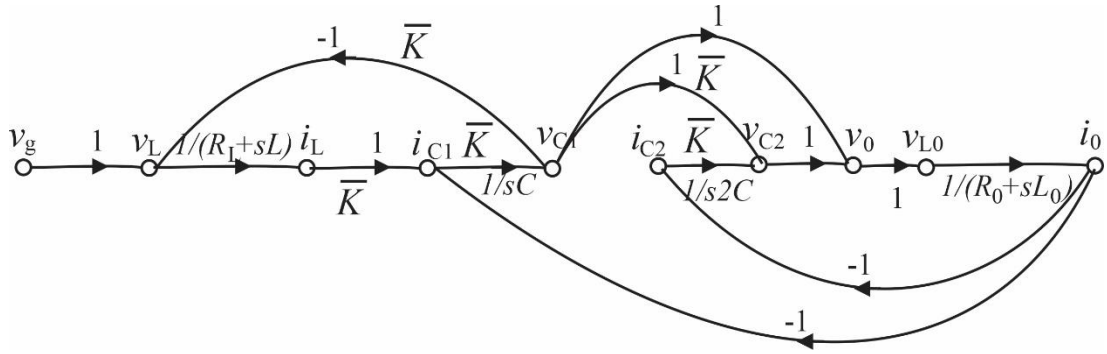


Figura 51- Gráfico de fluxo de sinal para o modo BPN (Fonte: Própria).

A combinação dos gráficos de APN e BPN pode ser representada pela Figura 52:

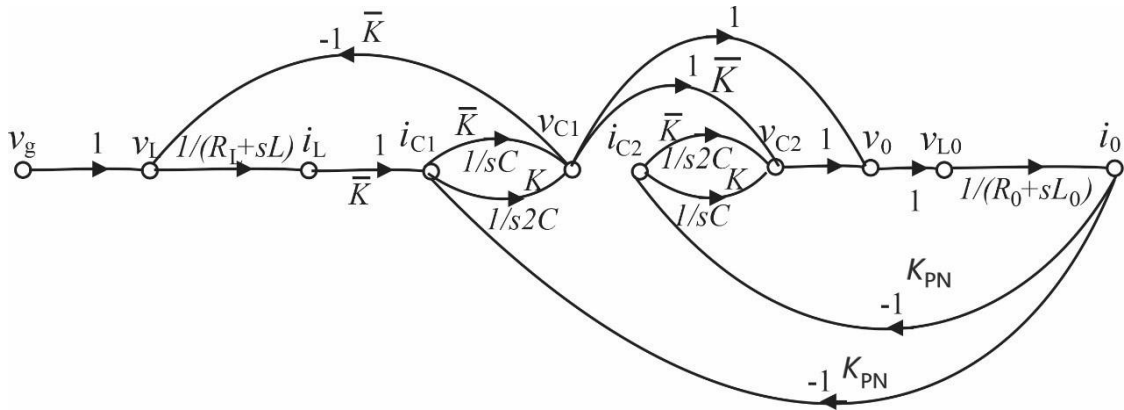


Figura 52- Gráfico de fluxo de sinal da combinação dos modos APN e BPN (Fonte: Própria).

Modos de operação AOP e BOP: Na Figura 53 tem-se a representação do funcionamento do circuito integrado em que o terminal *a* do inversor está conectado ao terminal O, e o terminal *b* está conectado ao P. As Equações 194 a 197 são comuns para os dois modos de operação.

$$v_0 = -v_{C2} \quad (194)$$

$$v_0 = R_0 + L_0 \frac{di_0}{dt} \quad (195)$$

$$v_{L0} = v_0 - R_0 i_{L0} \quad (196)$$

$$i_{L0} = \frac{1}{L_0} \int v_{L0} dt \quad (197)$$

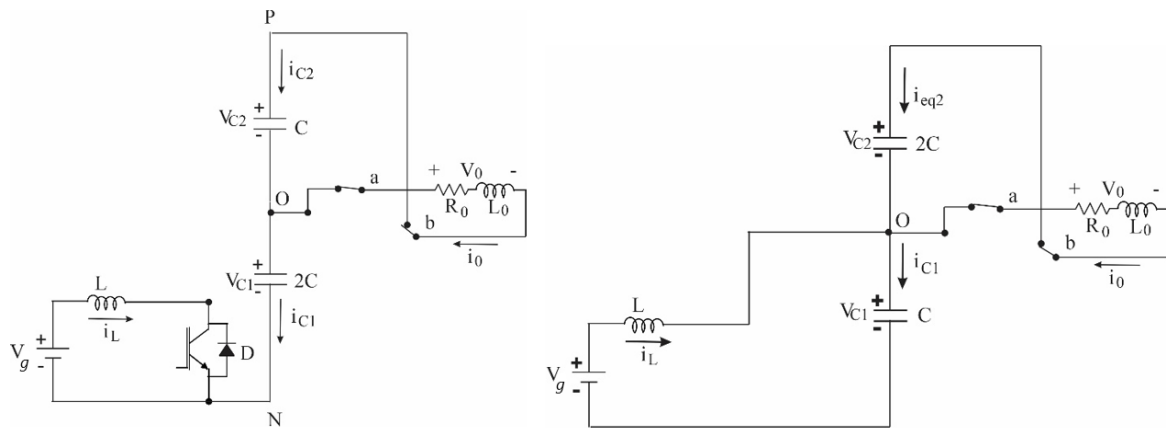


Figura 53- Circuito do conversor integrado para os modos AOP e BOP (Fonte: Própria).

Modo AOP: Nesse modo a chave do conversor encontra-se fechada, e o terminal a da carga conecta-se ao terminal O, e o terminal b da carga conecta-se ao P. Como as tensões v_{C1} e v_{C3} são iguais, pois os capacitores C_1 e C_3 encontram-se em paralelo, a simplificação da Figura 53 é válida. O gráfico de fluxo de sinal do modo AOP pode ser representado na Figura 54. Suas equações podem ser assim representadas:

$$v_g = v_L + v_{R_L} \quad (198)$$

$$v_L = v_g - R_L i_L \quad (199)$$

Quando $i_0 < 0$:

$$i_{C2} = i_0 \quad (200)$$

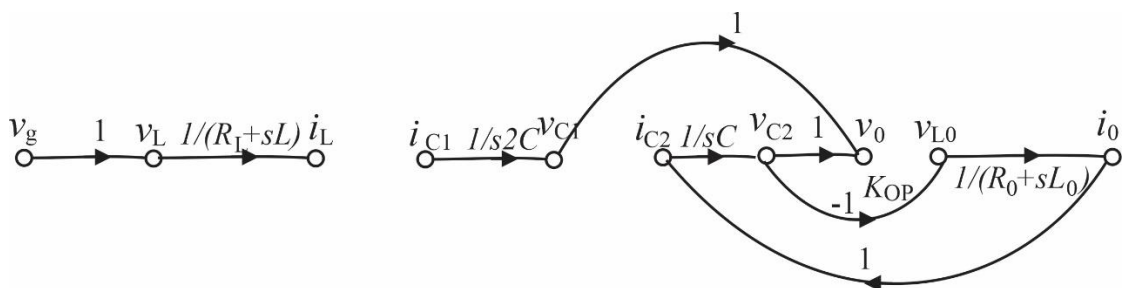


Figura 54- Gráfico de fluxo de sinal para o modo AOP (Fonte: Própria).

Modo BOP: Nesse modo a chave do conversor encontra-se aberta, e o terminal a da carga conecta-se ao terminal P, e o terminal b da carga conecta-se ao N. Como as tensões v_{C2} e v_{C3} são iguais, pois os capacitores C_2 e C_3 encontram-se em paralelo, a simplificação da Figura 53 é válida. O gráfico de fluxo de sinal do modo BOP pode ser representado na Figura 55. Suas equações podem ser assim representadas:

$$v_g = v_L + v_{R_L} + v_{C1} \quad (201)$$

$$v_L = v_g - Ri_L - v_{C1} \quad (202)$$

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{i_{C1}}{C_1} \quad (203)$$

$$i_{C1} = i_L \quad (204)$$

Quando $i_0 < 0$:

$$i_{C1} = i_L \quad (205)$$

$$i_{C2} = i_0 \quad (206)$$

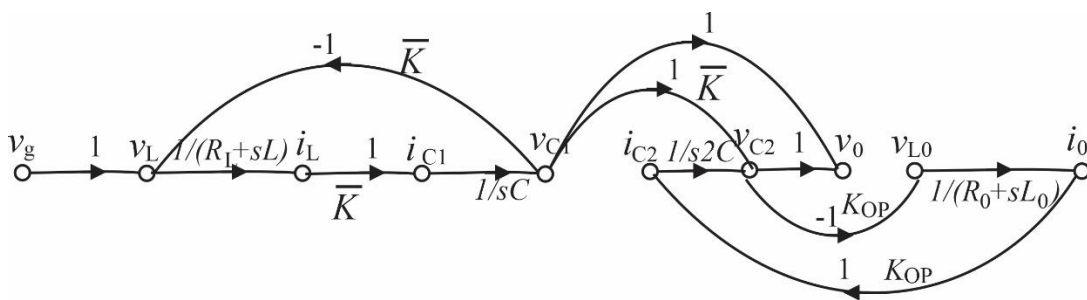


Figura 55- Gráfico de fluxo de sinal do modo BOP (Fonte: Própria).

A combinação dos gráficos de AOP e BOP pode ser representada pela Figura 56:

Modo AOO: O modo de operação AOO ocorre quando a chave do conversor é fechada e os terminais a e b da carga estão conectados ao ponto neutro O . Na Figura 58 tem-se a representação do gráfico de fluxo de sinal para esse modo. Suas equações podem ser assim representadas:

$$v_g = v_L + v_{R_L} \quad (211)$$

$$v_L = v_g - Ri_L \quad (212)$$

$$v_0 = v_{C1} \quad (213)$$

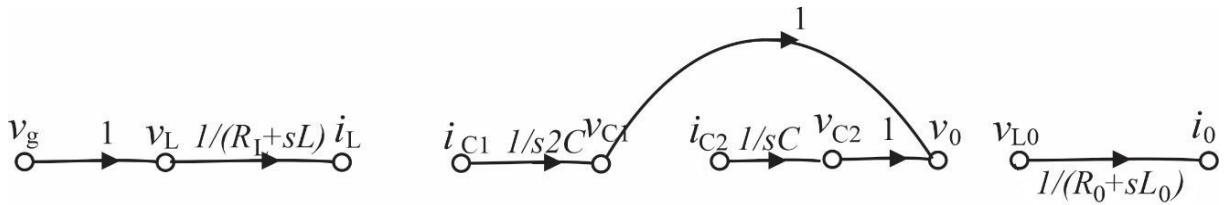


Figura 58- Gráfico de fluxo de sinal para o modo AOO (Fonte: Própria).

Modo BOO: O modo de operação BOO ocorre quando a chave do conversor é aberta e os terminais a e b da carga estão conectados ao ponto neutro O . Na Figura 59 tem-se a representação do gráfico de fluxo de sinal para esse modo. Suas equações podem ser assim representadas:

$$v_g = v_L + v_{R_L} + v_{C1} \quad (214)$$

$$v_L = v_g - Ri_L - v_{C1} \quad (215)$$

$$v_0 = v_{C1} \quad (216)$$

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{i_{C1}}{C_1} \quad (217)$$

$$i_{C1} = i_L \quad (218)$$

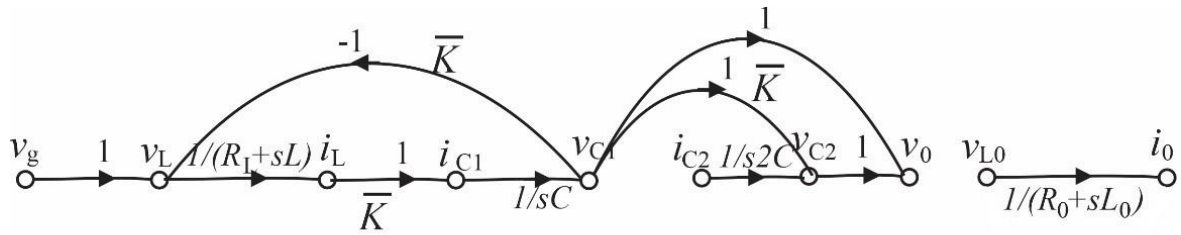


Figura 59 - Gráfico de fluxo de sinal para o modo BOO (Fonte: Própria).

Tanto para AOO e BOO não há mudanças no gráfico quando $i_0 < 0$. Portanto, a combinação dos dois modos está representada na Figura 60.

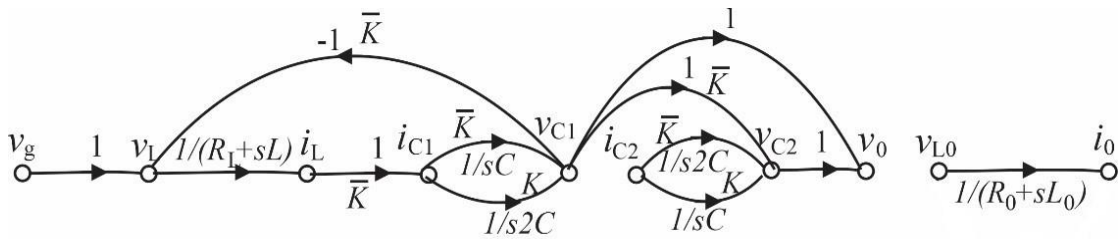


Figura 60- Gráfico de fluxo de sinal da combinação dos modos AOO e BOO (Fonte: Própria).

Modo de operação AON e BON: Na Figura 61 pode-se ver a representação do funcionamento do circuito integrado, considerando a chave fechada e aberta, respectivamente, em que o terminal a do inversor está conectado ao terminal O, e o terminal b está conectado ao N. Suas equações podem ser assim representadas:

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{i_{C1}}{C_1} \quad (219)$$

$$v_0 = v_{C1} \quad (220)$$

$$v_0 = R_0 + L_0 \frac{di_0}{dt} \quad (221)$$

$$v_{L0} = v_0 - R_0 i_{L0} \quad (222)$$

$$i_{L0} = \frac{1}{L_0} \int v_{L0} dt \quad (223)$$

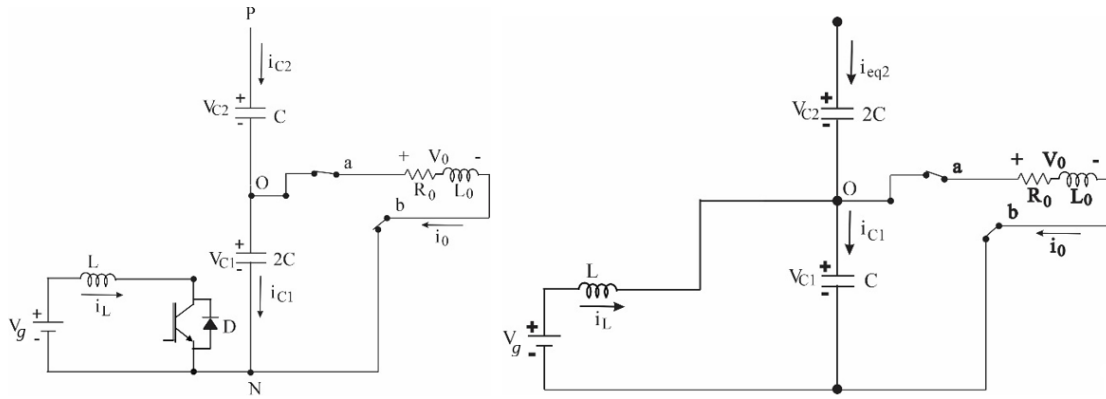


Figura 61- Circuito do conversor integrado para os modos AON e BON (Fonte: Própria).

Modo AON: O modo de operação AON ocorre quando a chave do conversor é fechada e o terminal *a* da carga está conectado ao ponto neutro O, e *b* ao terminal N. Na Figura 62 tem-se a representação do gráfico de fluxo de sinal para esse modo. Suas equações podem ser assim representadas:

$$v_g = v_L + v_{R_L} \quad (224)$$

$$v_L = v_g - Ri_L \quad (225)$$

$$v_0 = v_{C1} \quad (226)$$

Quando $i_0 < 0$:

$$i_{C1} = -i_0 \quad (227)$$

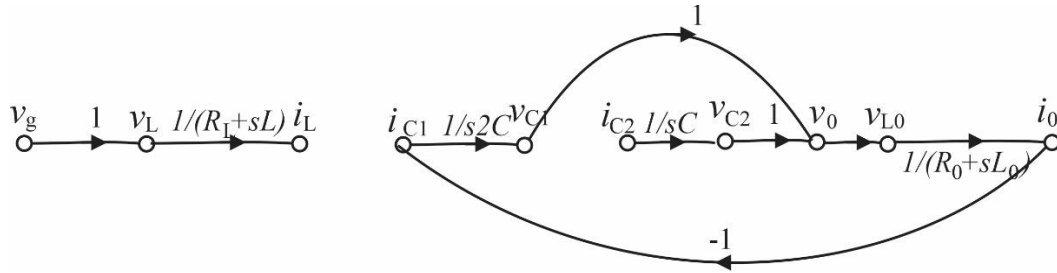


Figura 62- Gráfico de fluxo de sinal para o modo AON (Fonte: Própria).

Modo BON: O modo de operação BON ocorre quando a chave do conversor é aberta e o terminal *a* da carga está conectado ao ponto neutro O, e *b* ao terminal N. Na Figura 63 tem-se a representação do gráfico de fluxo de sinal para esse modo. Suas equações são:

$$v_g = v_L + v_{R_L} + v_{C1} \quad (228)$$

$$v_L = v_g - Ri_L - v_{C1} \quad (229)$$

$$v_{C3} = v_{C2} \quad (230)$$

$$i_{C1} = i_L - i_0 \quad (231)$$

Quando $i_0 < 0$:

$$i_{C1} = i_L - i_0 \quad (232)$$

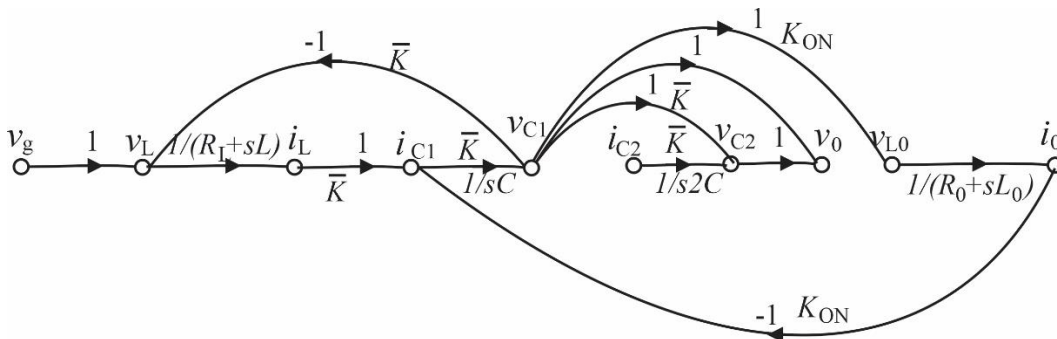


Figura 63- Gráfico de fluxo de sinal para o modo BON (Fonte: Própria).

A combinação dos gráficos de fluxo de sinal dos modos AON e BON formam o diagrama da Figura 64.

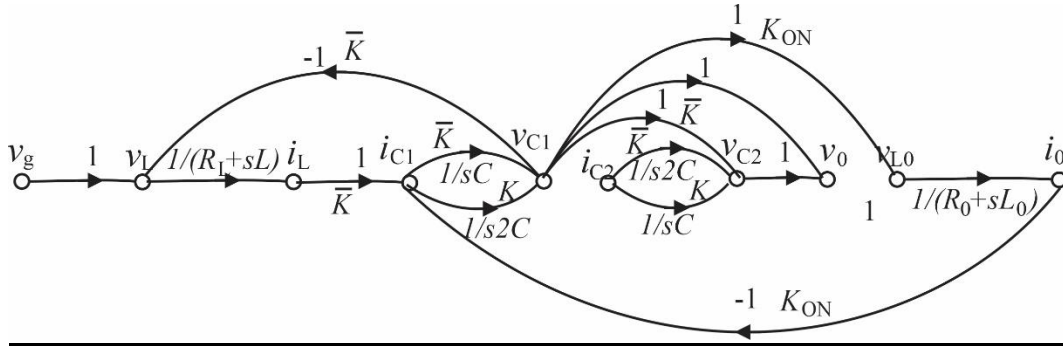


Figura 64- Gráfico de fluxo de sinal da combinação dos modos AON e BON (Fonte: Própria).

Modos de operação ANP e BNP: Na Figura 65 tem-se a representação do funcionamento do circuito integrado, considerando a chave fechada e aberta, respectivamente, em que o terminal *a* do inversor está conectado ao terminal N, e o terminal *b* está conectado ao P. Suas equações comuns podem ser assim representadas:

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{i_{C1}}{C_1} \quad (233)$$

$$v_0 = R_0 + L_0 \frac{di_0}{dt} \quad (234)$$

$$v_{L0} = v_0 - R_0 i_{L0} \quad (235)$$

$$i_{L0} = \frac{1}{L_0} \int v_{L0} dt \quad (236)$$

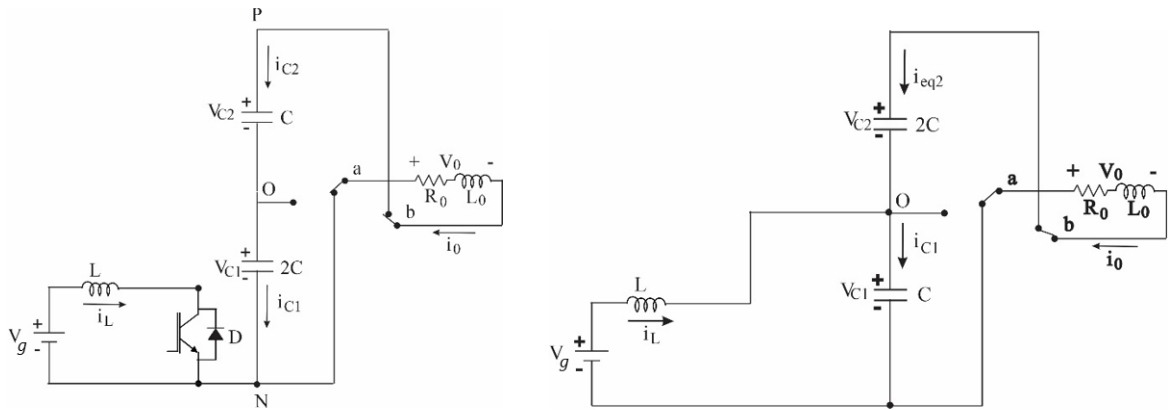


Figura 65- Circuito do conversor integrado para os modos ANP e BNP (Fonte: Própria).

Modo ANP: O modo de operação ANP ocorre quando a chave do conversor é fechada e o terminal *a* da carga está conectado ao terminal N, e *b* ao terminal P. Na Figura 66 tem-se a representação do gráfico de fluxo de sinal para esse modo. Suas equações podem ser assim representadas:

$$v_g = v_L + v_{R_L} \quad (237)$$

$$v_L = v_g - Ri_L \quad (238)$$

$$v_{C2} = v_{C1} \quad (239)$$

$$i_{C1} = i_0 \quad (240)$$

$$i_{C2} = i_0 \quad (241)$$

Quando $i_0 < 0$:

$$i_{C1} = i_0 - i_{C2} \quad (242)$$

$$i_{C2} = i_0 \quad (243)$$

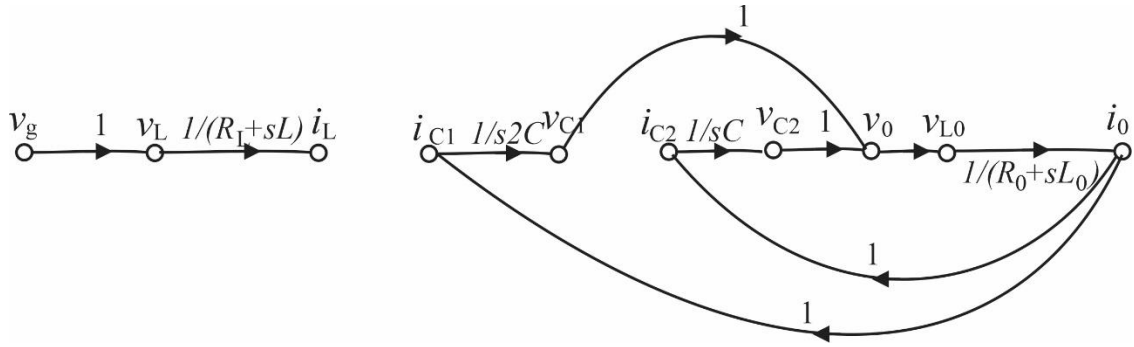


Figura 66 - Gráfico de fluxo de sinal para o modo ANP (Fonte: Própria).

Modo BNP: O modo de operação BNP ocorre quando a chave do conversor é aberta e o terminal a da carga está conectado ao terminal N, e b ao terminal P. Na Figura 67 tem-se a representação do gráfico de fluxo de sinal para esse modo. Suas equações podem ser assim representadas:

$$v_g = v_L + v_{R_L} + v_{C1} \quad (244)$$

$$v_L = v_g - Ri_L - v_{C1} \quad (245)$$

$$i_{C1} = i_L + i_0 \quad (246)$$

$$i_{C3} = i_0 - i_{C2} \quad (247)$$

Quando $i_0 < 0$:

$$i_{C1} = i_L + i_0 \quad (248)$$

$$i_{C2} = i_0 \quad (249)$$

$$v_{L0} = v_0 - R_0 i_{L0} \quad (253)$$

$$i_{L0} = \frac{1}{L_0} \int v_{L0} dt \quad (254)$$

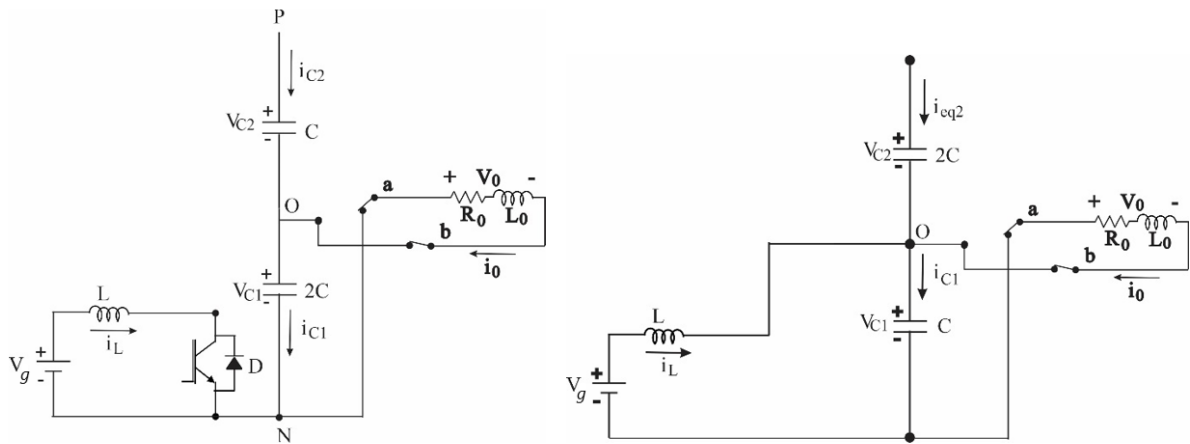


Figura 69- Circuito do conversor integrado para os modos ANO e BNO (Fonte: Própria).

Modo ANO: O modo de operação ANO ocorre quando a chave do conversor é fechada e o terminal *a* da carga está conectado ao terminal N, e *b* ao terminal O. Na Figura 70 tem-se a representação do gráfico de fluxo de sinal para esse modo. Esse modo pode ser representado pelas equações:

$$v_g = v_L + v_{R_L} \quad (255)$$

$$v_L = v_g - R i_L \quad (256)$$

$$v_{C2} = v_{C1} \quad (257)$$

$$\frac{dv_{C2}}{dt} = \frac{i_{C2}}{C_2} \quad (258)$$

$$i_{C1} = i_0 - i_{C2} \quad (259)$$

$$i_{C1} + i_{C2} = i_0 \quad (260)$$

Quando $i_0 < 0$:

$$i_{C1} = i_0 - i_{C2} \quad (261)$$

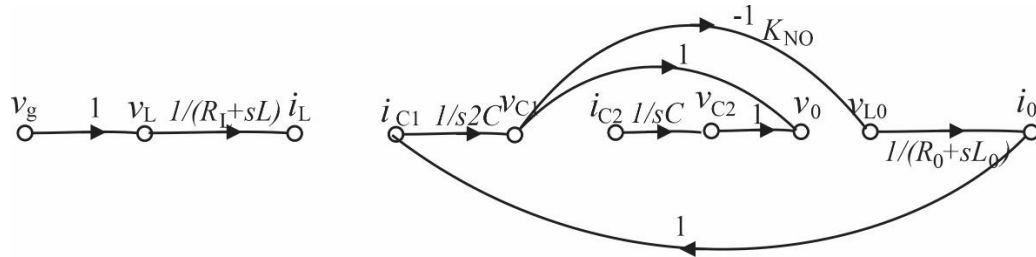


Figura 70- Gráfico de fluxo de sinal para o modo ANO (Fonte: Própria).

Modo BNO: O modo de operação BNO ocorre quando a chave do conversor é aberta e o terminal a da carga está conectado ao terminal N, e b ao terminal O. Na Figura 71 tem-se a representação do gráfico de fluxo de sinal para esse modo. As equações características para esse modo são:

$$v_g = v_L + v_{R_L} + v_{C1} \quad (262)$$

$$v_L = v_g - R i_L - v_{C1} \quad (263)$$

$$i_{C1} = i_L + i_0 \quad (264)$$

Quando $i_0 < 0$:

$$i_{C1} = i_L + i_0 \quad (265)$$

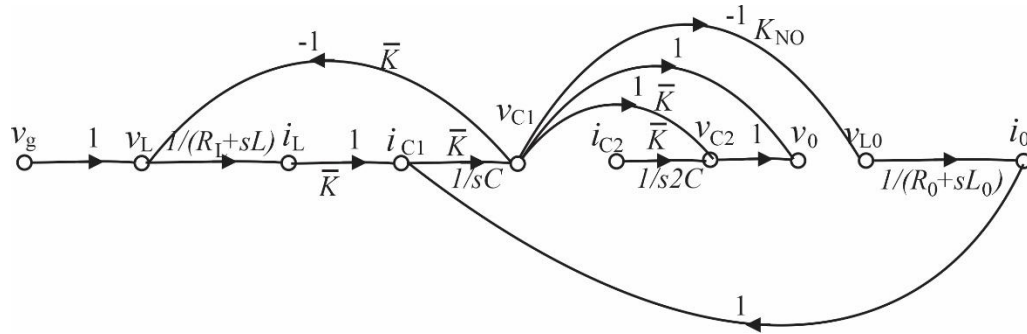


Figura 71- Gráfico de fluxo de sinal para o modo BNO (Fonte: Própria).

A combinação dos gráficos de fluxo de sinal dos modos ANO e BNO formam o diagrama da Figura 72.

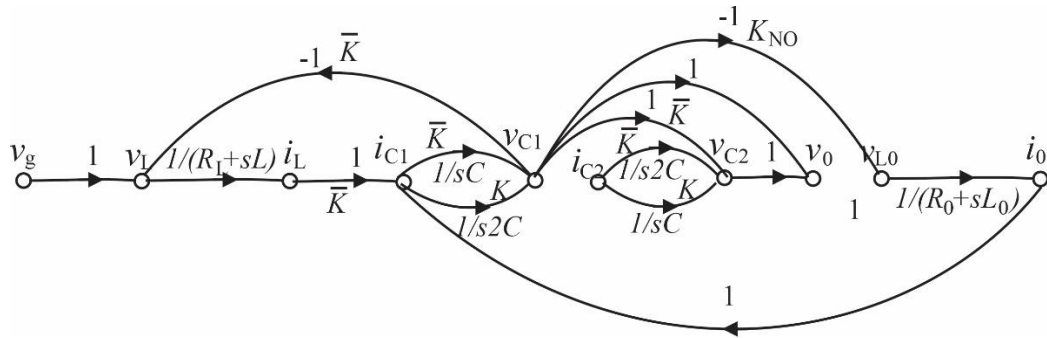


Figura 72- Gráfico de fluxo de sinal da combinação dos modos ANO e BNO (Fonte: Própria).

Modos de operação ANN e BNN: Na Figura 73 tem-se a representação do funcionamento do circuito integrado, considerando a chave fechada e aberta, respectivamente, em que o terminal *a* do inversor está conectado ao terminal N, e o terminal *b* está conectado ao N. Suas equações comuns podem ser assim representadas:

$$i_{C2} = 0 \quad (266)$$

$$v_0 = 0 \quad (267)$$

$$v_0 = R_0 + L_0 \frac{di_0}{dt} \quad (268)$$

$$v_{L0} = v_0 - R_0 i_{L0} \quad (269)$$

$$i_{L0} = \frac{1}{L_0} \int v_{L0} dt \quad (270)$$

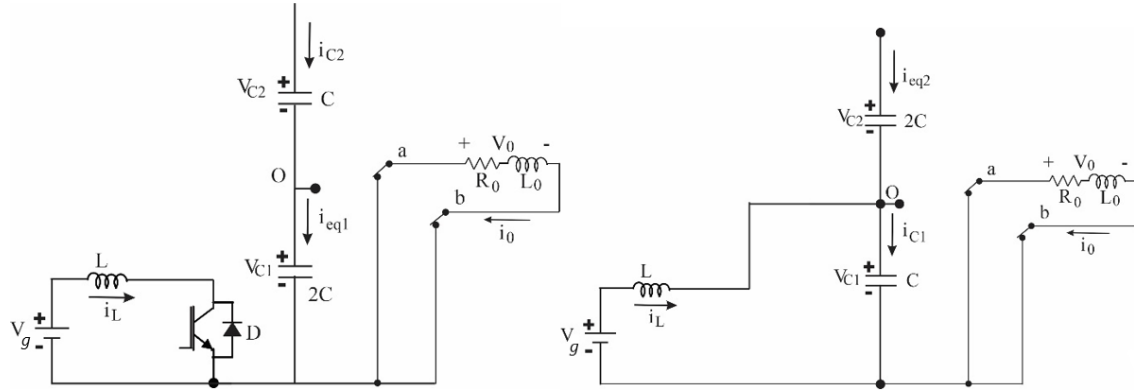


Figura 73- Circuito do conversor integrado para os modos de operação ANN e BNN (Fonte: Própria).

Modo ANN: O modo de operação ANN ocorre quando a chave do conversor é fechada e o terminal *a* da carga está conectado ao terminal N, e *b* ao terminal N. As equações características desse modo são:

$$v_g = v_L + v_{R_L} \quad (271)$$

$$v_L = v_g - Ri_L \quad (272)$$

$$v_{C2} = v_{C1} \quad (273)$$

$$i_{C1} = 0 \quad (274)$$

Modo BNN: O modo de operação BNO ocorre quando a chave do conversor é aberta e o terminal *a* da carga está conectado ao terminal N, e *b* ao terminal N. As equações para esse modo são:

$$v_g = v_L + v_{R_L} + v_{C1} \quad (275)$$

$$v_L = v_g - Ri_L - v_{C1} \quad (276)$$

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{i_{C1}}{C_1} \quad (277)$$

$$i_{C1} = i_L \quad (278)$$

Quando a corrente de saída for menor que 0 ($i_0 < 0$) as equações permanecem as mesmas. Como as correntes nos capacitores tem valor nulo, não foi feito gráfico de fluxo de sinal para esse caso, pois esses dois módulos não aparecem no gráfico de fluxo de sinal geral.

Após a análise de cada modo de operação do conversor integrado serem feitas, é realizada a combinação dos gráficos de fluxo de sinal de cada par de modo de operação, com o intuito de se obter o diagrama final do circuito.

A combinação dos gráficos de fluxo de sinal dos modos AOP e BOP e APO e BPO pode ser vista na Figura 74:

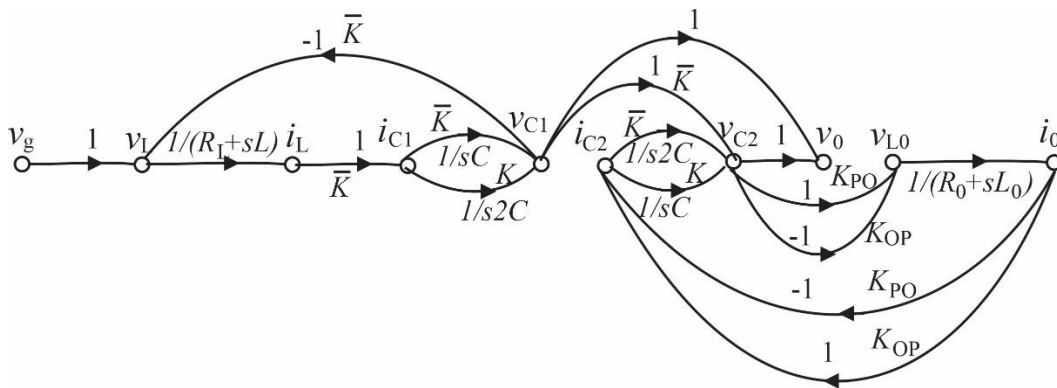


Figura 74- Combinação dos modos AOP/BOP e APO/BPO (Fonte: Própria).

A combinação dos gráficos de fluxo de sinal dos modos APN e BPN e ANP e BNP pode ser vista na Figura 75:

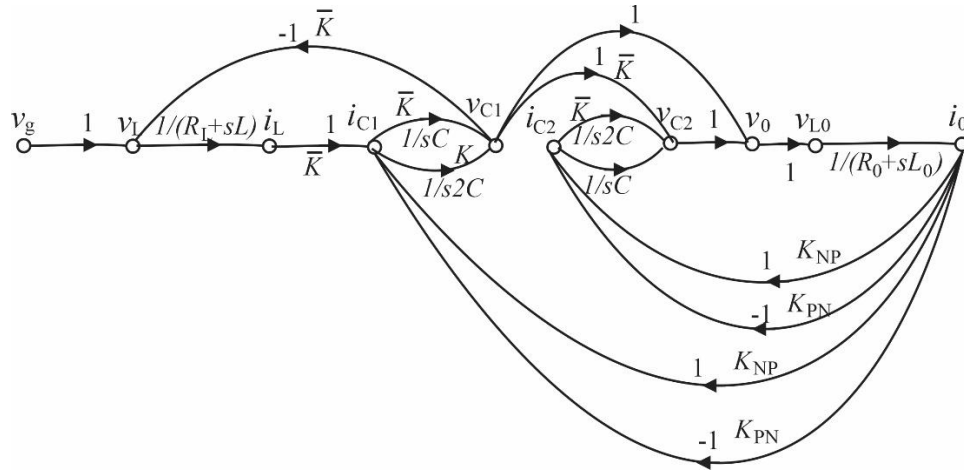


Figura 75- Combinação dos modos APN/BPN e ANP/BNP (Fonte: Própria).

A combinação dos gráficos de fluxo de sinal dos modos AON e BON e ANO e BNO pode ser vista na Figura 76:

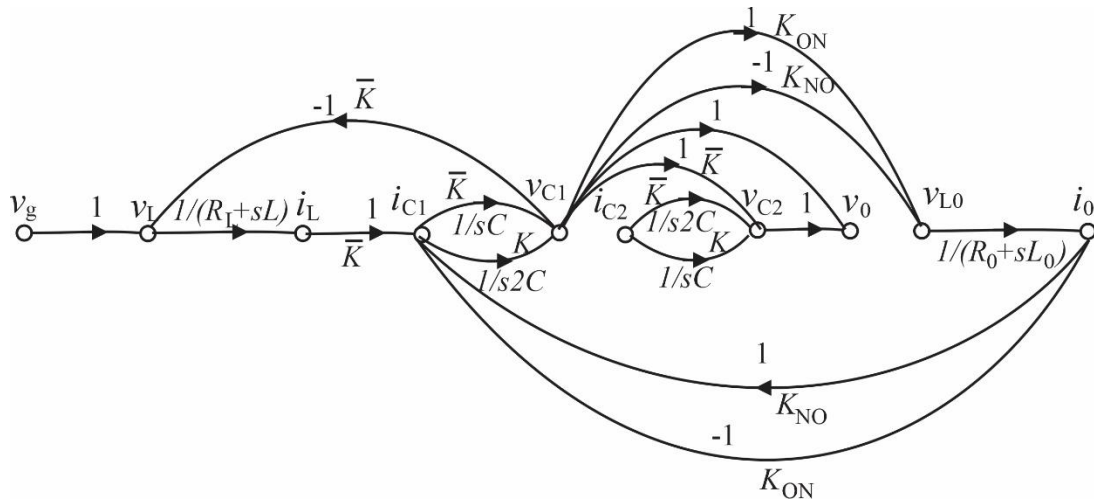


Figura 76- Combinação dos modos AON/BON e ANO/BNO (Fonte: Própria).

Os gráficos das Figuras 74,75 e 76 são combinados para formar o diagrama de fluxo de sinal total da Figura 77:

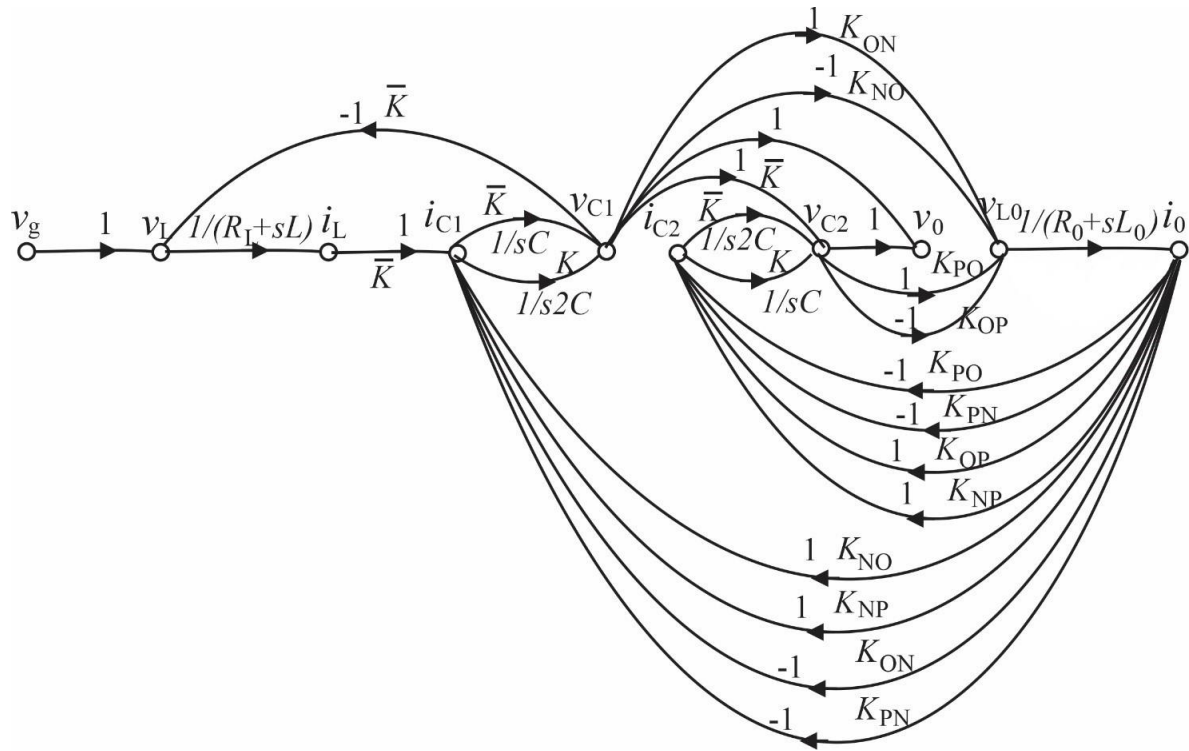


Figura 77- Combinação de todos os modos de operação do conversor integrado (Fonte: Própria).

Relembrando que uma simplificação adicional para o conversor *boost* de 3 níveis foi obtida considerando-se $v_{C2} \cong v_{C1}$, é possível reduzir o modelo do conversor para:

$$L \frac{di_L}{dt} = v_g - (1 - K)v_{C1} - R_L i_L \quad (279)$$

$$C_{eq} \frac{dv_{C1}}{dt} = i_L - (1 - K) \frac{2}{R_o} v_{C1} \quad (280)$$

Em que, $C_{eq} = [2K + (1 - K)]C$

$$v_0 = 2v_{C1} \quad (281)$$

A redução leva ao SFG, para a integração conversor *boost* de três níveis e o inversor NPC, indicado na Figura 78:

Como visto nos capítulos anteriores, o diagrama de fluxo de sinal é capaz de fornecer modelos unificados de grande sinal, estado estacionário e pequeno sinal para conversores CC modulados por largura de pulso (PWM). No entanto, sua aplicação a conversores CA não é fácil.

Em Guiotto e Smedley (2003), a técnica foi utilizada para modelar um filtro de potência ativa empregando controle vetorial. O diagrama foi obtido a partir da combinação dos subgrafos. Entretanto, não foi derivada uma função de transferência do filtro. Como o diagrama só contém ganho, multiplicador, integrador, derivada e soma foi desenvolvido um fluxograma de comutação, a partir do diagrama de fluxo de sinal chaveado, e realizada uma simulação via SIMULINK. Este foi caminho seguido no desenvolvimento acima para obtenção do diagrama em malha aberta da Figura 76, para o conversor integrado. Observando-se a figura nota-se, por exemplo, que a transmitância 1 da realimentação da corrente de carga ocorre para K_{NO} ou K_{NP} e que a transmitância -1 ocorre para K_{ON} ou K_{PN} . O mesmo raciocínio pode ser utilizado em relação aos ramos diretos K_{NO} ou K_{PO} e K_{ON} ou K_{OP} . Aparentemente, é possível, com alguma manipulação, agrupar todos esses ramos entre as variáveis v_0 e v_{L0} , conectando a saída do conversor MBC à carga através de um circuito lógico.

Em vez de considerar a modificação da fonte, o conceito de interruptor virtual e a utilização suas funções de comutação virtual, estenderam, com sucesso, a técnica de modelagem de fluxograma de comutação para retificadores (LIAO et al., 2006) e inversores (LIAO et al., 2008), desenvolvendo modelos para regime estacionário, grandes sinais e pequenos sinais. Mesmo assim, não é possível obter funções de transferência.

No caso específico do conversor NPC integrado, a introdução do controlador com realimentação de estado torna o diagrama resultante mais complexo do que o da Figura 76, sendo necessário desenvolver a SFG para pequenos sinais. Mesmo assim não é possível se obter funções de transferência e sim um fluxograma de comutação. Uma possibilidade simplificadora seria considerar a tensão de alimentação do inversor NPC bem regulada e aplicar a técnica sugerida por Liao (2006) ao inversor. O controlador, entretanto, não foi testado para correntes alternadas e a nova via demandaria uma investigação adicional, com novo enfoque e fora do escopo deste trabalho.

4.3 CONCLUSÕES

Após serem obtidos os gráficos de fluxo de sinal para cada modo de operação do conversor integrado, foi obtido o diagrama de fluxo total do circuito para o sistema em malha aberta. No diagrama obtido a tensão de saída, diferentemente dos conversores CC-CC, a tensão de saída muda de sinal provocando uma mudança de sinal na corrente de carga, o que afeta a carga e descarga do capacitor de saída. Embora seja possível obter um fluxograma de comutação não é possível obter funções de transferências. Finalmente, foi levantada a hipótese simplificadora de se considerar a tensão de alimentação do inversor NPC bem regulada e aplicar a técnica de interruptor virtual e suas funções de chaveamento, já testadas, ao inversor. O controlador, entretanto, não foi testado para correntes alternadas, ficando a sugestão de abordagem deste problema para trabalhos futuros.

5 CONCLUSÕES GERAIS

O método de gráfico de fluxo de sinal de comutação foi aplicado ao conversor *boost* de 3 níveis, e seus modelos de grandes sinais, pequenos sinais e estacionário foram obtidos, possibilitando, assim, os cálculos das funções de transferência desses dois primeiros modelos. Para os cálculos das funções de transferência foi estudado o Método proposto por Mason, e foi verificado que quando maior a complexidade dos SFG estudados, mais difícil é a tarefa de obtenção dessas funções, abrindo caminho para aplicações de métodos computacionais, ou métodos mais rápidos e sem muitas manipulações algébricas.

Através da obtenção dos modelos de grandes e pequenos sinais foi possível projetar um controlador para regular a tensão de saída e a corrente de entrada do conversor estudado, pelo método de realimentação em espaço de estados. Esse método foi utilizado devido as semelhanças presentes entre as equações de SFG e as de espaço de estados. Pela análise dos gráficos obtidos do sistema do conversor controlado, conclui-se que o controlador projetado obteve um desempenho satisfatório.

A aplicação do SFG ao *boost* multinível possibilitou sua integração ao inversor NPC de 3 níveis, e a obtenção do SFG dessa estrutura. A modelagem do conversor *boost* de 3 níveis integrado ao inversor NPC pelo método de gráfico de fluxo de sinal de comutação facilitará o estudo do comportamento dinâmico dessa estrutura.

Por meio do modelo de SFG obtido pode ser calculada sua função de transferência, e ser explorados métodos para se chegar de forma mais eficaz a essa função, como o uso do método de Jeng (2015) ou o Método computacional de Teixeira (2001).

A simulação dessa estrutura juntamente com o controle proposto, possibilitaria um maior conhecimento de como o sistema completo funciona. Além do estudo de programas para facilitar a obtenção das funções de transferência dos SFG, um programa que possibilite a construção automática do SFG, com base no circuito analisado, pode ser implementado em um trabalho futuro.

6 REFERÊNCIAS

ABRAMOVITZ, A.; YAO, J. Unified modeling of PWM converters with regular or tapped inductors using TIS-SFG approach. *IEEE Trans. Power Electron*, v. 31, n. 2, p. 1702–1716, 2015.

ANDRADE, A. B.; SILVA, E. R. C. Dc-link control of a three-level NPC inverter fed by shared photovoltaic system. *IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, 2015.

ANNOUKOUBI, M.; ESSADKI, A.; NASSER, T. Cascade H-Bridge Multilevel Inverter for a Wind Energy Conversion System Applications. *9th International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC)*, 2021.

ALILOU, S. M. *et al.* A Transformerless single-switch dc-dc Boost converter suitable for renewable energy applications. *30th International Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, Tehran, 2022.

AMIRBANDE, M. *et al.* Signal flow graph modeling of a cascaded coupled inductor based high step-up DC-DC converter. *IEEE ANDESCON*, Arequipa, 2016.

AXELROD B.; BERKOVICH, Y.; IOINOVICI, A. Switched-Capacitor/Switched-Inductor Structures for Getting Transformerless Hybrid DC–DC PWM Converters. *IEEE transactions on circuits and systems i: regular papers*, v. 55, n. 2, p. 687-698, 2008.

BASCOPÉ, R. P. T. *et al.* A New Step-Up High Voltage Gain DC-DC Converter. *9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications - INDUSCON 2010*, São Paulo, November, 2010.

EPE. Balanço energético nacional. 2021.

Disponível em: <<http://www.epe.gov.br/pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/balanco-energetico-nacional-ben>>. Acesso em: 2 de novembro de 2021.

FRANCO, L. C.; PFITSCHER, L. L.; GULES, R. A New High Static Gain Non-Isolated Dc-Dc Converter. *IEEE*, 2003.

CARDOSO, R. B. Sistema fotovoltaico com integração de um conversor elevador de tensão contínua a capacitor chaveado e um inversor de três níveis a diodo grampeado: utilização de sequência de Fibonacci nas condições de sombreamento parcial
Tese de Doutorado — Universidade Federal de Paraíba (UFPB), João Pessoa, 2018.

CARDOSO, R. B.; SILVA, E. R.; FERNANDES, D. A. Multilevel boost converter neutral point clamped inverter photovoltaic system with MPPT based on Fibonacci search. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Baltimore, p. 1-8, 2019.

CHIU, H. *et al.* A Multiple-input dc/dc Converter for Renewable Systems. *IEEE International Conference on Industrial Technology*, Hong Kong, 2005.

CHOI, W. *et al.* High efficiency step-up dc-dc converter for low-dc renewable energy sources. *Internacional Symposium on Power Electronic, Electrical Drives, Automation and Motion*, Sorrento, 2012.

EL-HAJJ, A.; KABALAN, K. Y. A Transfer Function Computational Algorithm for Linear Control Systems. *IEEE Control Systems*, v.15, n. 2, p. 114-118, 1995.

GUIOTTO, E. M.; SMEDLEY, K. Switching flow-graph nonlinear model of active power filters. *29th Annu. Conf. IEEE IECON*, v. 2, p. 1067–1073, November, 2003.

JENG, S. L.; LUE, B.H.; CHIENG, W.H. Transfer matrix method for deriving transfer functions of LTI systems. *In Proceedings of the Sixth International Conference on Electronics and Information Engineering, International Society for Optics and Photonics*, Dalian, v. 9794, p. 979439, 2015.

KOURO, S. *et al.* NPC Multilevel Multistring Topology for Large Scale Grid Connected Photovoltaic Systems. *The 2nd International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems*, Hefei, June, 2010.

KUMAR, V. A.; AROUNASSALAME, M. PV-FC Hybrid System with Multilevel Boost Converter Fed Multilevel Inverter with Enhanced Performance. *IEEE International Conference on Technological Advancements in Power and Energy (TAP Energy)*, Kollam, 2017.

LAI, J.; PENG, F. Z. Multilevel Converters - A New Breed of Power Converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 32, n. 3, p. 509-517, 1996.

LIAO, L.; PAN, C; JONG, T. Switching Flow-Graph Modeling Technique for Three-Phase Inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 4, p. 1603-1613, April, 2008.

LIAO, L. *et al.* The large-signal SFG model for three-phase PWM rectifiers. *Proceedings of PESC*, p. 1-7, 2006.

MAYO-MALDONADO, J. C. *et al.* State space modeling and control of the DC-DC multilevel boost converter. *CONILEC*, p. 232-236, 2010.

MAYO-MALDONADO, J. C. *et al.* Modelling and control of a dc-dc multilevel boost converter. *IET Power Electron.*, v. 4, n. 6, p. 693-700, 2011.

MIDDLEBROOK, R. Transformerless dc-to-dc converters with large conversion ratios. *Transactions on Power Electronics*, p. 484-488, 1988.

MIDDLEBROOK, R. D.; SLOBODAN, C. A general unified approach to modeling switching-converter power stages. *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Cleveland, p. 18-34, 1976.

VEERACHARY, M. General rules for signal flow graph modeling and analysis of dc-dc converters. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, v. 40, n. 1, p. 259-271, Janeiro, 2004.

NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. A new neutral-point-clamped pwm inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-17, n. 5, p. 518-523, 1981.

NISE, N. S. Engenharia de Sistemas de Controle. Rio de Janeiro: LTC, 2017.

OLIVEIRA, S.V.G.; BARBI I. A three-phase step-up dc-dc converter with a three-phase high-frequency transformer for dc renewable power source applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v.58, n.8, 2011.

PICA, C.; BOJOI, R.; GRIVA, G.; TENCONI, A. Series-connected dc-dc power converters for low-voltage dc source in distributed generation. *9th International Conference, Electrical Power Quality and Utilization*, Barcelona, 2007.

RANA, V.; CHAUHAN, Y. K.; ANSARI, M. A. A Multi-level Inverter Fed Induction Motor Driven Water Pumping System Based on Solar Photovoltaic. *7th India International Conference on Power Electronics (IICPE)*, Patiala, November, 2016.

ROSAS-CARO, J.C; RAMIREZ, J.M; GARCIA-VITE, P.M. Novel dc-dc multilevel boost converter. *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Rhodes, p. 2146–2151, 2008.

ROSAS-CARO, J. C. et al. A dc-dc multilevel boost converter. *IET Power Electronics*, v. 3, n. 1, p. 129–137, 2010.

SINGH, R.; NAKKA, J. Design, Simulation and Performance Analysis of Fuel Cell based Energy System with Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter. *IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES)*, Delhi, July, 2016.

SMEDLEY, K.; CUK, S. Switching flow-graph nonlinear modeling technique. *IEEE Transaction on Power Electronics*, v. 9, n. 4, p. 405-413, July, 1994.

TEIXEIRA, M.CM; MARCHESI, H.F.; ASSUNÇÃO, E. Signal-flow graphs: direct method of reduction and MATLAB implementation. *IEEE Transactions on Education*, v. 44, n.2, p. 185 – 190, May, 2001.

VORPÉRIAN, V. Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch. Continuous conduction mode. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, v. 26, n. 3, p. 490–496, May, 1990.

YAO, J.; ABRAMOVITZ, A. Fast SFG modeling of integrated converters. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 5, n. 3, p.1008-1019, January, 2017.

MA, Y.; SMEDLEY, K. M. Switching Flow Graph Nonlinear Modeling Method For Multi-state Switching Converters. *Proceedings of Applied Power Electronics Conference. APEC '96*, p. 103-110, 1996.

POLIVKA, W. M.; CHETTY, P. R. K.; MIDDLEBROOK, R. D. State Space Average Modeling of Converters with Parasitics and Storage-time. *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Atlanta, p. 119–143, 1980.

YONGLI, Z.; JIANGUO, Y.; DI, W. Comparative study of two stages and single stage topologies for Grid-Tie Photovoltaic Generation by PSCAD/EMTDC. *The International Conference on Advanced Power System Automation and Protection*, Beijing, April, 2011.

YUE, Z. Research on Single-stage Cuk Inverter for Photovoltaic Power Generation. *IEEE 16th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, Chengdu, August, 2021.