

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Vagner Maciel Cunha

O ESTUDO DAS TOPOLOGIAS BÁSICAS DE CONVERSORES HÍBRIDOS
CC-CC IMPEDÂNCIA SÉRIE

Santa Maria, RS
2022

PPGEE/URSM, RS

CUNHA, Vagner Maciel

Mestre

2022

Vagner Maciel Cunha

**O ESTUDO DAS TOPOLOGIAS BÁSICAS DE CONVERSORES HÍBRIDOS CC-CC
IMPEDÂNCIA SÉRIE**

Dissertação apresentada ao curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

Orientador: Prof. Dr. José Renes Pinheiro

Santa Maria, RS
2022

CUNHA, Vagner Maciel

O ESTUDO DAS TOPOLOGIAS BÁSICAS DE CONVERSORES
HÍBRIDOS CC-CC IMPEDÂNCIA SÉRIE / Vagner Maciel CUNHA.-
2022.

88 p.; 30 cm

Orientador: José Renes PINHEIRO
Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa
Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, RS, 2022

1. Conversores híbridos chaveados-lineares 2.
Impedância série 3. Alta fidelidade I. PINHEIRO, José
Renes II. Título.

Sistema de geração automática de ficha catalográfica da UFSM. Dados fornecidos pelo autor(a). Sob supervisão da Direção da Divisão de Processos Técnicos da Biblioteca Central. Bibliotecária responsável Paula Schoenfeldt Patta CRB 10/1728.

Declaro, VAGNER MACIEL CUNHA, para os devidos fins e sob as penas da lei, que a pesquisa constante neste trabalho de conclusão de curso (Dissertação) foi por mim elaborada e que as informações necessárias objeto de consulta em literatura e outras fontes estão devidamente referenciadas. Declaro, ainda, que este trabalho ou parte dele não foi apresentado anteriormente para obtenção de qualquer outro grau acadêmico, estando ciente de que a inveracidade da presente declaração poderá resultar na anulação da titulação pela Universidade, entre outras consequências legais.

© 2022

Todos os direitos autorais reservados a Vagner Maciel Cunha. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor.

Endereço Eletrônico: vagnerm.cunha@gmail.com

Vagner Maciel Cunha

**O ESTUDO DAS TOPOLOGIAS BÁSICAS DE CONVERSORES HÍBRIDOS CC-CC
IMPEDÂNCIA SÉRIE**

Dissertação apresentada ao curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

Aprovado em 16 de março de 2022:

José Renes Pinheiro, Dr. (UFSM)
(Presidente/Orientador) - (por videoconferência)

Dalton Luiz Rech Vidor, Dr. (ULBRA)
(por videoconferência)

Fábio Ecke Bisogno, Dr. (UFSM)
(por videoconferência)

Santa Maria, RS
2022

AGRADECIMENTOS

Chegou então o momento de agradecer, esse momento não poderia de forma alguma ser deixado de lado, afinal de contas esse trabalho tem diversos responsáveis, várias são as pessoas envolvidas em nossas vidas.

Vou começar agradecendo a minha esposa Maura e filha Amanda como eu amo essas duas, elas são o impulso a energia que sempre me faz avançar, nos momentos mais difíceis são elas que sofreram comigo e nunca me deixaram desistir.

A meus avós que estiveram comigo e ajudaram a moldar meu caráter, em especial a minha vó materna Zaira que sem a qual não teria conseguido chegar até esse momento, que pessoa especial que tenho o prazer de ter em minha vida.

Aos meus pais e minha irmã que sempre me incentivaram a estudar, colocando-me nesse caminho, em especial a minha mãe que tem a paciência de ler cada trabalho que faço e me fornecer suas opiniões sinceras e importantes para que eu possa evoluir.

Ao meu orientador professor Dr. José Renes Pinheiro, pela paciência e o tempo dedicado.

Ao professor Dr. Dalton Luiz Rech Vidor, um professor genial, várias foram os auxílios prestados, espero um dia poder retribuir por tudo.

Ao grupo de pesquisa dos conversores híbridos, obrigado Lucas pela parceria, várias foram as viagens até Santa Maria e os trabalhos realizados juntos, obrigado Nataniel por toda a disposição, obrigado Everton por toda a força prestada.

Aos meus professores do ensino fundamental e médio que apesar das dificuldades e baixos salários sempre se dedicaram a instruir e ensinar cada um de seus alunos.

Aos meus professores da ULBRA que são diretamente responsáveis pelo profissional que me tornei, em especial ao professor Valada (apenas uma vez pensei em desistir da faculdade e foi em uma conversa com o Valada que mudei o pensamento e nunca voltei atrás), a professora Marília, ao professor Verneti e ao professor Godoy.

Aos professores da UFSM, em especial, aos integrantes da banca Fábio e Rodrigo que foram muito prestativos e interessados sempre disponíveis para ajudar.

Aos meus amigos Bruno, Lucas, Ricardo, Renata, Guilherme, Marcos, Fábio e Thiago, que estiveram presente por grande parte da minha vida, gostaria ainda de deixar um agradecimento especial ao Bruno, primeiro da lista, que é aquela amigo que te liga do nada e te faz voltar a estudar, que te mostra o caminho, um dia me ligou e me mandou cursar uma engenharia, muito obrigado por isso.

RESUMO

O ESTUDO DAS TOPOLOGIAS BÁSICAS DE CONVERSORES HÍBRIDOS CC-CC IMPEDÂNCIA SÉRIE

AUTOR: Vagner Maciel Cunha
ORIENTADOR: José Renes Pinheiro

Este trabalho contém o estudo de topologias básicas de conversores híbridos classificados como impedância séria, os conversores nestes apresentados são ditos híbridos por associarem duas tecnologias a dos conversores de chaveados e a dos amplificadores lineares, o objetivo aqui é extrair o que tem de melhor em cada estrutura, retirar dos amplificadores respostas com alta velocidade e sem distorção (alta fidelidade) e dos conversores chaveados a capacidade de levar maior densidade de energia para carga. Existem algumas formas para associar ambas as tecnologias. O conversor chaveado, a carga e o amplificador linear, podem ser colocados em paralelo ou em série, o amplificador linear pode ainda possuir ou não fonte de energia, quando não possui fonte de energia o amplificador linear utiliza a energia provinda do conversor chaveado. Essa dissertação trata de uma associação série e com o amplificador linear sem fonte, com essas características o amplificador linear pode ser observado como uma impedância. Um estudo geral realizado sobre ambas as tecnologias associadas é apresentado. Sobre o amplificador a MOSFET, são apresentadas as características (estrutura, forma de construção e os fenômenos físicos presentes), as formas de operação (pontos de operação como cortes, triodo e saturação, identificando nesse momento qual é a região linear e como manter a operação nessa região), as limitações (como tensão de limiar, acoplamentos capacitivos e resistivos e a dependência do ganho em relação a corrente de dreno) e por fim é apresentada uma metodologia para projetos de amplificadores a MOSFET controlados por amplificadores operacionais. O projeto de cada um dos conversores híbridos é demonstrado seguido de uma análise realizada através das respostas de simulações, no fim é apresentado o projeto experimental, para esse foi escolhido o conversor Buck, segue-se uma análise dos resultados desse experimento.

Palavras-chave: Conversores híbridos chaveados-lineares. Impedância série. Alta fidelidade.

ABSTRACT

THE STUDY OF BASIC TOPOLOGIES OF HYBRID DC-DC SERIES IMPEDANCE CONVERTERS

AUTHOR: Vagner Maciel Cunha

ADVISOR: José Renes Pinheiro

This work contains the study of basic topologies of hybrid converters classified as series impedance, the converters presented here are said to be hybrid because they associate two technologies, the switched converters and the linear amplifiers, the objective here is to extract the best in each structure, to get from amplifiers responses with high speed and without distortion (high fidelity) and from switched converters the ability to bring greater energy density to the load. There are several ways to associate both Technologies. The switched converter, the load and the linear amplifier can be placed in parallel or in series, the linear amplifier may or may not have a power source, when the amplifier does not have a power source, linear uses energy from the switched converter. This dissertation deals with a series association and with the sourceless linear amplifier, with these characteristics the linear amplifier can be observed as an impedance. A general study carried out on both technologies is presented. On the MOSFET amplifiers, the characteristics (structure, form of construction and the physical phenomena present), the forms of operation (operation points such as cuts, triode and saturation, identifying at this moment what is the linear region and how to maintain the operation in this region), the limitations (such as threshold voltage, capacitive and resistive couplings and the dependence of the gain in relation to the drain current) and finally a methodology for projects of MOSFET amplifiers controlled by operational amplifiers. The design of each of the hybrid converters is demonstrated followed by an analysis carried out through the simulations responses, at the end the experimental design is presented, for which the Buck converter was chosen, then an analysis of the results of this experiment follows.

Keywords: Switched-linear hybrid converters. Series impedance. High fidelity.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Relação entre potência e frequência de semicondutores	13
Figura 2 - Circuito seguidor de emissor classe A	15
Figura 3 - Circuito classe B	16
Figura 4 - Conversor híbrido paralelo aproximado por fontes	17
Figura 5 - Conversor Buck híbrido paralelo	18
Figura 6 - Modelo de similaridade por fontes para indutores e capacitores	18
Figura 7 - Conversor multinível híbrido paralelo	19
Figura 8 - Conversor híbrido série aproximado por fontes	20
Figura 9 - Conversor híbrido série CC-CA	20
Figura 10 - Conversor híbrido CC-CA aplicado a áudio	21
Figura 11 - Classificação dos conversores Híbridos	23
Figura 12 - Associação dos conversores de impedância série básicos	24
Figura 13 - Estrutura física do MOSFET de enriquecimento a) canal N b) canal P	27
Figura 14 - MOSFET canal N do tipo enriquecimento com tensão V_{GS} aplicada	29
Figura 15 - MOSFET com canal afunilado devido a tensão V_{GS}	30
Figura 16 - Circuito simplificado apresentando o ponto de medição de V_b	33
Figura 17 - Planta proposta para simulação	34
Figura 18 - Estrutura com MOSFET canal N	35
Figura 19 - Circuito do amplificador linear canal N com o sistema de controle	35
Figura 20 - Estrutura com MOSFET canal P	36
Figura 21 - Circuito do amplificador linear canal P com o sistema de controle	37
Figura 22 - Planta para análise da resposta em frequência	38
Figura 23 - Indicação na folha de dados do MOSFET do ganho mínimo	40
Figura 24 - Tensão de limiar do MOSFET IRF9640	41
Figura 25 - Capacitâncias do IRF9640 informação da folha de dados	42
Figura 26 - Corrente I_{DSS} apresentada na folha de dados	42
Figura 27 - Gráfico da Resposta em frequência do amplificador operacional OPA 454	43
Figura 28 - Resistência de saída do amplificador operacional	44
Figura 29 - Planta para análise da resposta em frequência do amplificador linear	44
Figura 30 - Resposta ao degrau de carga	45
Figura 31 - Ondulação na carga conversor abaixador	45
Figura 32 - Conversores e suas equações	46
Figura 33 - Conversor Buck estático	48
Figura 34 - Gráfico da resposta do Buck estático	48

Figura 35 - Circuito do conversor Buck com controle por histerese.....	49
Figura 36 - Gráficos da resposta do conversor Buck proposto.....	50
Figura 37 - Ponto onde ocorre a maior queda de tensão no capacitor do conversor Buck.....	50
Figura 38 - Gráfico das tensões V_b e V_L regulados para a menor perda	51
Figura 39 - Planta para análise da resposta do amplificador linear do conversor elevador	52
Figura 40 - Ondulação na carga conversor elevador	53
Figura 41 - Conversor Boost Estático	54
Figura 42 - Resposta do Boost Estático.....	54
Figura 43 - Circuito do Conversor Boost com Controle por Histerese	55
Figura 44 - Gráfico da resposta do conversor Boost proposto	56
Figura 45 - Ampliação do gráfico no momento de maior queda de tensão.....	56
Figura 46 - Gráfico da resposta do conversor configurado para a mínima dissipação.....	57
Figura 47 - Conversor Buck-Boost em malha aberta	58
Figura 48 - Resposta do conversor em malha aberta.....	59
Figura 49 - Buck-Boost com amplificador linear.....	60
Figura 50 - Gráfico da resposta do conversor.....	60
Figura 51 - Ampliação no ponto de comutação.....	61
Figura 52 - Resposta do conversor Buck-Boost em regime permanente	61
Figura 53 - Conversor Cúk em malha aberta.....	63
Figura 54 - Gráfico da resposta do conversor Cúk em malha aberta	63
Figura 55 - Conversor Cúk implementado	64
Figura 56 - Resposta do Conversor Cúk.....	65
Figura 57 - Resposta do conversor Cúk no momento da comutação de carga.....	65
Figura 58 - Resposta do conversor Cúk em regime sem margem para comutação.....	66
Figura 59 - Conversor Sepic em malha aberta	67
Figura 60 - Gráfico da resposta do conversor Sepic em malha aberta	67
Figura 61 - Conversor Sepic implementado	68
Figura 62 - Resposta do Conversor Sepic	68
Figura 63 - Resposta do conversor Sepic no momento da comutação de carga.....	69
Figura 64 - Resposta do conversor Sepic em regime sem margem para comutação.....	69
Figura 65 - Conversor Zeta em malha aberta	70
Figura 66 - Gráfico da resposta do conversor Zeta em malha aberta	71
Figura 67 - Conversor Zeta implementado.....	71
Figura 68 - Resposta do Conversor Zeta	72
Figura 69 - Resposta do conversor Zeta no momento da comutação de carga	72
Figura 70 - Resposta do conversor Zeta em regime sem margem para comutação	73

Figura 71 - Conversor Buck Híbrido com controlador PI.....	74
Figura 72 - Gráfico da tensão de saída conversor com controle PWM.....	75
Figura 73 - Resposta do conversor apresentada através de osciloscópio	75
Figura 74 - Resposta ao degrau de carga.....	76
Figura 75 - Resposta da parte chaveada a elevação da corrente.....	77
Figura 76 - Resposta da parte chaveada a redução da corrente	78
Figura 77 - Tensão no capacitor (em amarelo) e tensão sobre a carga (em verde)	78
Figura 78 - Resposta ao aumento de corrente de 0,5 A.....	79
Figura 79 - Afundamento da tensão no momento de comutação de carga.....	80
Figura 80 - Resposta a retirada de carga	80
Figura 81 - Resposta a retirada da carga ampliação na região de interesse.....	81
Figura 82 - Análise do rendimento da estrutura	82
Figura 83 - Imagem da montagem do conversor Buck implementado.....	88
Figura 84 - Imagem da montagem do amplificador linear	88

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	12
1.1	CONVERSORES CHAVEADOS.....	12
1.2	AMPLIFICADORES LINEARES	14
1.3	CONVERSORES HÍBRIDOS.....	16
1.4	OBJETIVO	24
2	PROJETO DO CONVERSOR HÍBRIDO AMPLIFICADOR LINEAR	27
2.1	MOSFET TIPO ENRIQUECIMENTO	27
2.1.1	Operação do MOSFET	28
2.1.2	MOSFET como amplificador linear	30
2.2	PROJETO DO AMPLIFICADOR LINEAR.....	32
2.2.1	O circuito canal N	34
2.2.2	O Circuito Canal P	36
2.2.3	Resposta em Frequência	37
2.3	CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO.....	39
3	DEMONSTRAÇÃO DE PROJETO	40
3.1	PROJETO DO AMPLIFICADOR LINEAR DO CONVERSOR BUCK.....	40
3.1.1	Análise da Resposta em Frequência	41
3.2	PROJETO DOS CONVERSORES BÁSICOS	46
3.3	MODELO DE PROJETO DO CONVERSOR BUCK.....	47
3.4	PROJETO DO AMPLIFICADOR LINEAR CONVERSORES ELEVADORES.....	52
3.5	PROJETO DO CONVERSOR BOOST	53
3.6	PROJETO DO CONVERSOR BUCK-BOOST.....	58
3.7	PROJETO DO CONVERSOR CÚK.....	62
3.8	PROJETO DO CONVERSOR SEPIC	66
3.9	PROJETO DO CONVERSOR ZETA	70
3.10	CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO.....	73
4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	74
4.1	CONVERSOR BUCK HÍBRIDO COM CONTROLE POR HISTERESE	77
5	CONCLUSÃO	83
5.1	PUBLICAÇÕES REALIZADAS	84
	REFERÊNCIAS	85
	APÊNDICE A – FOTOS DA ESTRUTURAS E DAS MONTAGENS	
	REALIZADAS	88

1 INTRODUÇÃO

A eletricidade tem papel fundamental no cotidiano do ser humano moderno, segundo o The World Bank (2020), no mundo, mais de 90 % das pessoas tem acesso à energia elétrica e a utilizam para as mais variadas aplicações. Através de pesquisa e estatística a Empresa de Pesquisa Energética – EPE (2021), identifica que o consumo de energia elétrica crescerá no Brasil a uma taxa média 2,2 % ao ano, até 2030, esse aumento não é maior graças a melhora significativa no rendimento de equipamentos elétricos.

A energia elétrica está atrelada ao bem-estar da sociedade, ao crescimento econômico e ao avanço tecnológico. A demanda cada vez maior é acompanhada de preocupação quanto a melhor forma para a geração da energia elétrica, diversas são as tecnologias utilizadas para esse fim, tornando cada vez mais diversificada a forma com a qual essa energia se apresenta na saída dos geradores. Tudo isso torna indispensável o condicionamento dessa energia, que chega ao consumidor sempre com as mesmas características (no Brasil para o consumidor residencial por exemplo, chega regulada em 60 Hz, com tensão de linha eficaz de 220 V ou 380 V dependendo da região). Contudo o consumidor trata essa energia novamente para utilização em suas diferentes aplicações.

O tratamento e condicionamento da energia elétrica pode ser realizado de diversas formas, com diversas tecnologias, de acordo com cada aplicação e necessidade.

Dentre essas formas estão os conversores chaveados e os amplificadores lineares.

1.1 CONVERSORES CHAVEADOS

Conversores chaveados são amplamente utilizados na conversão, tratamento e condicionamento da energia elétrica. Estão presentes em diversas aplicações como por exemplo:

- No controle de máquinas CC (corrente contínua), são os conversores chaveados que realizam o ajuste da tensão e da corrente para que a máquina se mantenha operando conforme o projetado;

- No controle de máquinas CA (corrente alternada), são os conversores chaveados que realizam o ajuste da frequência, da tensão e da corrente para que a máquina opere conforme o projetado;

- Em retificadores, para conversão de energia de CA para CC, geralmente esses retificadores se encontram na entrada de equipamentos eletrônicos que operam com corrente contínua;

- Em inversores, que operam gerando CA através de CC, que podem servir para a transmissão de energia em corrente contínua o que acontece em linhas de transmissão de grandes distâncias, ou também para controle de máquinas CA.

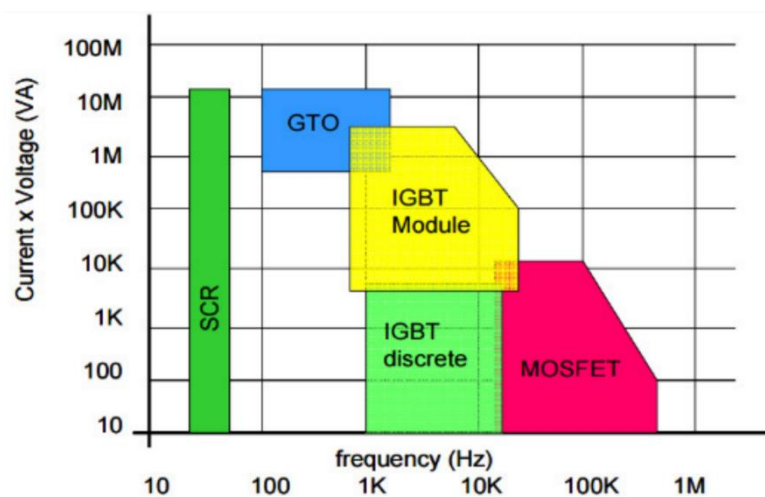
Esses exemplos mostram o quanto são empregados os conversores chaveados no cotidiano do homem moderno, em seus carros, telefones, computadores, televisores, equipamentos inverter (controlados por inversor de frequência) como refrigeradores, ar-condicionado, além do emprego em fábricas e em transmissão de energia (MOHAN, 2012).

Os circuitos dos conversores chaveados são comutadores (circuitos que comutam entre estar em condução ou estar em corte), esses circuitos possuem bons rendimentos (transportam a maior parte da energia a carga), como desvantagens são circuitos que geralmente necessitam de filtros e apresentam ondulações na saída.

Entre as tecnologias de semicondutores que possibilitam a construção de um conversor chaveado estão os diodos, os transistores de efeito de campo metal óxido semiconductor MOSFETs, os transistores bipolares de junção TBJs, retificadores controlados SCRs, tiristores de desligamento pela porta GTOs, transistores bipolares de porta isolada IGBTs, sempre operando fora de sua região linear (BARBI, 2006).

Algumas das diferenças entre as tecnologias são demonstradas na Figura 1, com um gráfico que, relaciona a potência e a frequência.

Figura 1 - Relação entre potência e frequência de semicondutores



Fonte: (VIDOR, RIGO, *et al.*, 2017a).

Os SCR apesar de alcançarem grandes potências, a maioria opera com frequências de comutação inferiores a 100 Hz, GTO são fabricados para altas potências e tem capacidade de comutação maior, podendo passar de 1 kHz, IGBT existem dois tipos e com potências pouco inferior à do GTO e podem trabalhar com comutações em faixas superiores a 10 kHz e o gráfico por fim mostra o MOSFET que apesar de possuir potência reduzida pode trabalhar com comutações superiores a 500 kHz.

Existem ainda outras diferenças entre as tecnologias, como por exemplo no que se trata do sistema de acionamento (RASHID, 2014):

Os MOSFETs são acionados por tensão, que deve ser suficientemente grande para que entre na região de triodo, sempre que a tensão for menor que o limiar de tensão o MOSFET entra na região de corte;

Os TBJs são acionados por corrente, essa deve ser grande o suficiente para que o mesmo entre na região de saturação, sempre que essa chega a zero o TBJ volta para região de corte;

Os Diodos operam deixando que a corrente circule em apenas um sentido;

Os SCRs são como diodos, porém com um terminal de controle, somente entra em operação quando a tensão polariza em sentido correto e uma corrente de disparo é adicionada em seu terminal de controle, ele não entra em corte a menos que a corrente que passa por ele cesse;

Os GTOs são similares aos SCRs, porém podem ser retirados de operação com a aplicação de uma tensão negativa em seu terminal de controle.

Os IGBTs operam de forma similar aos MOSFETs.

Várias são as estruturas criadas com toda essa tecnologia, dentre essas estruturas estão os retificadores controlados e não controlados CA-CC, os conversores CC-CC, os inversores CC-CA e os conversores diretos de frequência CA-CA.

Os conversores chaveados que estão contidos ao longo desse estudo são os conversores CC-CC considerados básicos por Martins e Barbi (2006), essas estruturas são intituladas como Buck, Boost, Buck-Boost, Cúk, Sepic e Zeta, elas foram adotadas como a base para a aplicação durante o desenvolvimento desse estudo.

1.2 AMPLIFICADORES LINEARES

Amplificadores lineares são amplamente utilizados, sempre que há necessidade de alta fidelidade (sistemas que seguem a referência sem distorções e com erro zero ou próximo a zero) ou alta resposta em frequência (sistemas que podem oscilar tensão e corrente conforme a

referência com atraso zero ou próximo de zero) para essas condições os amplificadores lineares são a tecnologia escolhida, contudo admitindo-se circuitos dissipativos que não possuem altos rendimentos. Os amplificadores trabalham polarizados próximo ao ponto quiescente, operando em uma região dissipativa (SEDRA e SMITH, 2007).

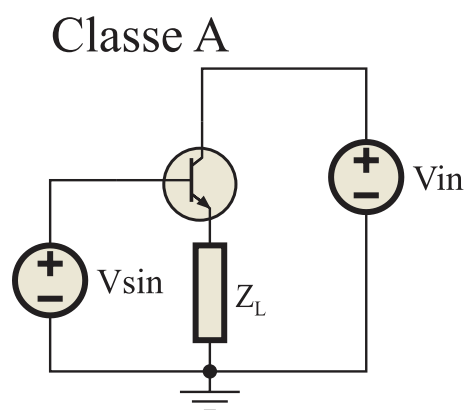
Algumas aplicações para esse tipo de tecnologia, se apresentam em sistemas de áudio de alta qualidade, em rádio frequência, em bancadas de teste (jigas de teste) que devem reproduzir sinais onde harmônicos ou erros podem ser prejudiciais para análise do sistema, em toda aplicações que necessita de baixa relação sinal ruído e alta resposta dinâmica.

Amplificadores lineares são construídos através de TBJs e MOSFETs, esses atuando em suas regiões lineares, região ativa e região de saturação respectivamente. Como atuam em regiões lineares sobre os componentes há tensão e corrente simultaneamente o que acaba gerando dissipação.

Geralmente os amplificadores são construídos em estágios e são controlados através de realimentação negativa, sendo um estágio para amplificação, um estágio intermediário para o casamento das impedâncias e um estágio de saída, para o desenvolvimento da potência a ser entregue a carga é no estágio de saída onde se tem as maiores perdas. Para o estágio de saída foram desenvolvidas diversas estruturas visando a otimização dos amplificadores lineares, essas estruturas ficaram conhecidas como classes.

Os amplificadores classe A tem como principal característica a condução durante todo o período, nesses amplificadores os transistores se mantem polarizados. Na Figura 2 é apresentado o circuito seguidor de emissor que é o circuito classe A costumeiramente utilizado, devido à baixa resistência de saída (SEDRA e SMITH, 2007).

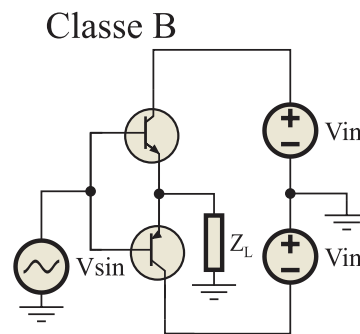
Figura 2 - Circuito seguidor de emissor classe A



Fonte: Autor.

Os amplificadores classe B consiste em um par complementar (um pnp e um npn) de transistores que nunca entram em condução simultaneamente, o transistor que não está em operação fica despolarizado. O grande problema desse tipo de estrutura é a distorção na faixa morta, conhecida também por distorção de cruzamento ou crossover. Essa estrutura desenvolve maior rendimento do que a estrutura classe A. Na Figura 3 é apresentado um circuito classe B (SEDRA e SMITH, 2007).

Figura 3 - Circuito classe B



Fonte: Autor.

O amplificador classe AB absorve as qualidades de ambas as classes, o circuito passa a ter rendimento superior à classe A e qualidade superior à classe B, nessa classe não existe faixa morta evitando assim distorção por cruzamento, isso ocorre devido a ambos os transistores se manterem polarizados com uma corrente mínima (SEDRA e SMITH, 2007).

Com a evolução várias foram as classes de amplificadores criadas, no entanto este estudo utiliza como base as apresentadas até aqui.

1.3 CONVERSORES HÍBRIDOS

São várias as características que tornam híbrido um conversor, essa nomenclatura se dá a conversores que trabalham com diferentes tensões, com diferentes correntes, com diferentes frequências, com diferentes semicondutores entre outras. Nesse estudo a abordagem híbrido se dá a conversores chaveados-lineares, que são construídos através da associação das tecnologias dos conversores chaveados e dos amplificadores lineares.

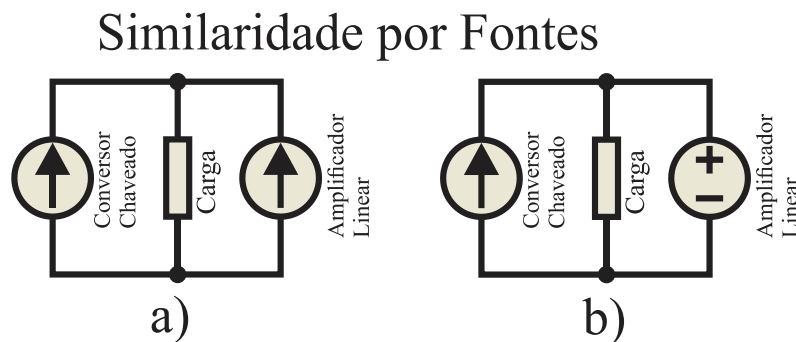
Essas duas tecnologias possuem várias características em comum e podem ser utilizadas em conjunto. Os conversores híbridos têm como objetivo alcançar, alta fidelidade, resposta dinâmica rápida, baixa interferência eletromagnética e alta eficiência. Em estruturas híbridas o conversor chaveado é construído de forma a lidar com a maior parte da potência transferida a

carga e ainda é controlado para garantir a menor perda sobre o amplificador linear, esse é colocado no circuito para o cancelamento do ruído além de proporcionar respostas dinâmicas superiores (VIDOR, RIGO, *et al.*, 2017b).

A associação entre conversores chaveados e amplificadores lineares pode ser analisada como associação entre fontes. Os circuitos podem ser associados em série ou paralelo.

O conversor híbrido associado em paralelo não permite que o conversor chaveado e o amplificador linear tenham características de fontes de tensão. Como apresentado na Figura 4 neste tipo de associação ambos os circuitos são caracterizados como fontes, que estão em paralelo entre si e em paralelo com a carga, neste caso é necessário que ambas as fontes tenham características de fonte de corrente Figura 4a ou que apenas uma das fontes tenham característica de fonte de tensão Figura 4b (VIDOR, RIGO, *et al.*, 2017c).

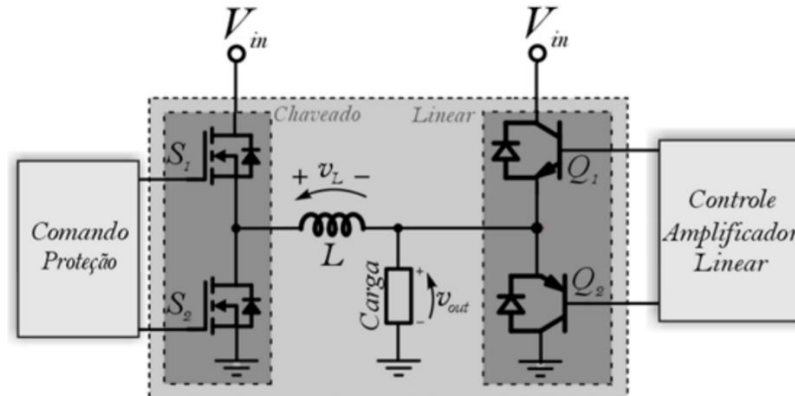
Figura 4 - Conversor híbrido paralelo aproximado por fontes



Fonte: Autor.

No estudo de Rosa (2019) é apresentado uma análise e desenvolvimento de um conversor Buck paralelo, o circuito do estudo é apresentado na Figura 5, é um circuito CC-CC que usa a estrutura Buck em paralelo com um amplificador classe AB. Nesse circuito o filtro do conversor Buck foi realizado apenas com o indutor (VIDOR, RIGO, *et al.*, 2017d). Através do controle o circuito do amplificador foi caracterizado como fonte de tensão enquanto o circuito do Buck foi caracterizado como fonte de corrente.

Figura 5 - Conversor Buck híbrido paralelo



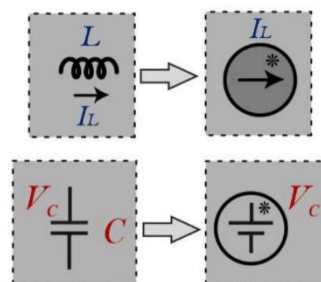
Fonte: Adaptado de (ROSA, 2019).

O circuito dos amplificadores lineares não necessita de filtros, o que caracteriza tais circuitos como fontes de tensão ou de corrente é necessária uma análise do controle e de como ele foi inserido no sistema.

Já circuitos dos conversores chaveados utilizam de filtros para condicionar a tensão e a corrente de saída, a análise de tais circuitos e a caracterização deles como fontes de tensão e de corrente não depende apenas no controle, mas também da forma como são inseridos seus componentes armazenadores (indutores e capacitores).

Uma maneira de analisar os circuitos armazenadores, é também analisando a similaridade deles com fontes de tensão e de corrente. A possibilidade de análise de capacitores como fontes de tensão e indutores como fontes de corrente se apresenta sempre que as grandezas de tensão (para capacitores) e corrente (para indutores) não se alteram significativamente durante o período de chaveamento (VIDOR, RIGO, *et al.*, 2017c). Na Figura 6 é apresentada a relação de similaridade para indutores e capacitores.

Figura 6 - Modelo de similaridade por fontes para indutores e capacitores



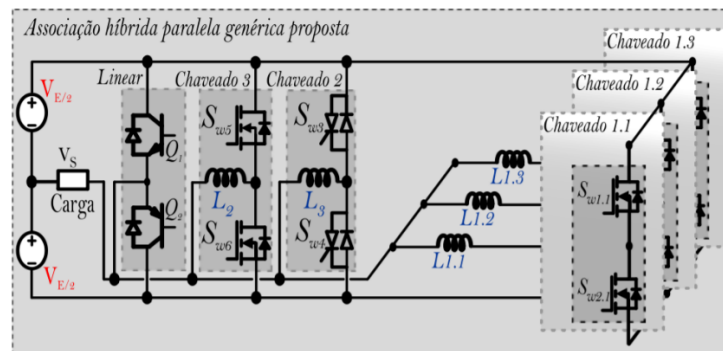
Fonte: Adaptado de (VIDOR, RIGO, *et al.*, 2017c).

Observando essas características, para que um circuito conversor chaveado seja caracterizado como fonte de corrente, em sua saída deve possuir um indutor em série com a carga, para caracterizar como fonte de tensão, em sua saída deve possuir um capacitor em paralelo com a carga.

No estudo de Rigo (2020), é apresentada uma variação do conversor híbrido paralelo, o conversor híbrido multinível em corrente, mostra uma variação com a aplicação em paralelo de vários conversores chaveados funcionando com características de fontes de corrente, e um amplificador classe AB funcionando como fonte de tensão, conforme apresentado na Figura 7. Esse conversor distribui entre os conversores chaveados a entrega de potência a carga, acionando os mesmos com potências diferentes, frequências diferentes e correntes diferentes, sendo cada conversor limitado individualmente pela tecnologia da chave aplicada e pelas características do filtro. O amplificador linear nesse sistema é um regulador de tensão entrega o mínimo de potência possível para manter o sistema regulado.

Esses dois conversores híbridos são exemplos de conversores associados em paralelo, existem outras formas para essa associação, porém nesse trabalho o objetivo não é a análise de tais conversores.

Figura 7 - Conversor multinível híbrido paralelo

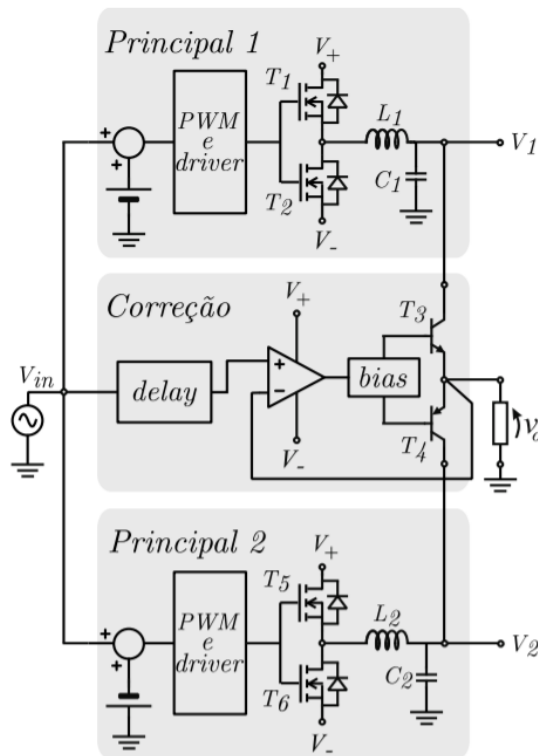


Fonte: Adaptado de (VIDOR, RIGO e PINHEIRO, 2018).

O conversor híbrido associado em série não permite que o conversor chaveado e o amplificador linear tenham características de fonte de corrente, esse tipo de associação só é possível se o conversor chaveado e o amplificador linear tiverem características de fontes de tensão, ou se somente um deles tiver característica de fonte de corrente (VIDOR, RIGO, *et al.*, 2017c). Na Figura 8 é apresentado o conversor chaveado e o amplificador linear caracterizados como fontes, na Figura 8a ambos os circuitos da associação são aproximados por fontes de

Outro conversor híbrido similar com a aplicação para áudio é demonstrado no estudo Frantz e Pinheiro (2019). Na Figura 10 é apresentado o conversor proposto, como dois Buck`s que também são utilizados para possibilitar a aplicação do controle que sintetiza um envelope e o amplificador linear é uma estrutura AB necessária para geração de saída CA.

Figura 10 - Conversor híbrido CC-CA aplicado a áudio



Fonte: Adaptado de (FRANTZ e PINHEIRO, 2019).

Conversores série e paralelo podem ser desenvolvidos com diversas estruturas e controlados de várias formas, através da teoria de similaridade por fontes é possível identificar maneiras para associação de vários conversores chaveados e amplificadores lineares, de modo que ambos desenvolvam no circuito suas melhores características, com isso uma nova classificação foi criada.

No estudo desenvolvido por Vidor (2019), as estruturas dos conversores híbridos série e paralelo são classificadas levando em conta a forma como o amplificador linear é inserido na estrutura, a posição e o fenômeno elétrico que ele utiliza para a regulação da tensão ou corrente na carga. O amplificador pode ainda possuir fonte de tensão própria (adicionada) ou simplesmente se apropriar da tensão produzida pelo conversor chaveado. Na Figura 11 é apresentada a classificação dos conversores híbridos e suas estruturas, ao todo são 10 possibilidades para a construção de um conversor híbrido.

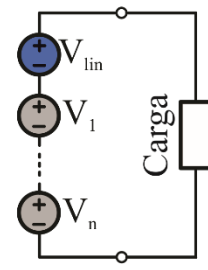
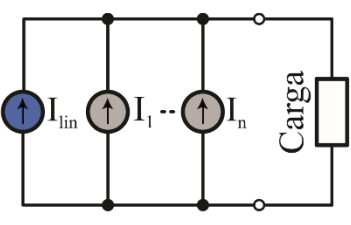
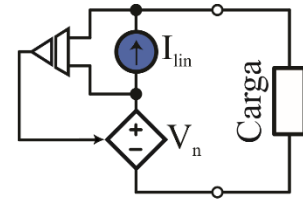
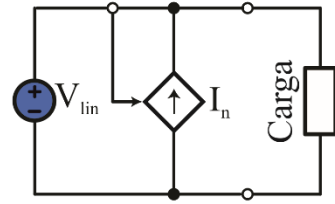
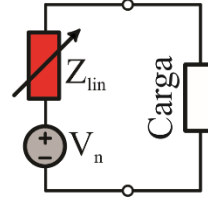
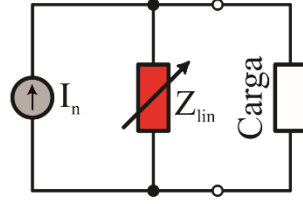
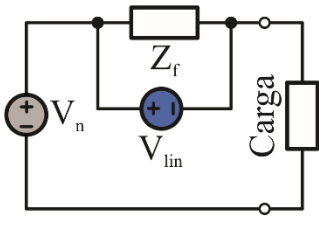
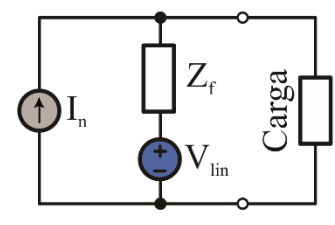
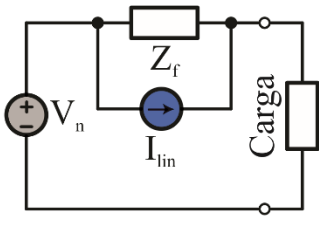
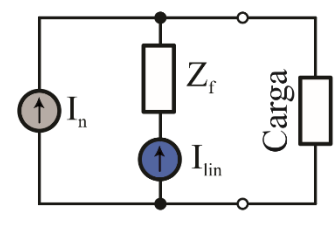
A Figura 11 é dividida em duas colunas, na coluna da esquerda estão as estruturas em série, na coluna da direita estão as estruturas em paralelo. Os circuitos em série se classificam como série em tensão, misto assistido em tensão, impedância série, filtro série assistido em tensão e filtro série assistido em corrente. Os circuitos em paralelo se classificam como paralelo em corrente, misto assistido em corrente, impedância paralela, filtro paralelo assistido em tensão, filtro paralelo assistido em corrente.

Nos circuitos caracterizados como série em tensão e paralelo em corrente ou misto assistido em tensão e misto assistido em corrente, os amplificadores lineares possuem alimentação própria, o que os diferencia é se a natureza das fontes é a mesma caso que ocorre na primeira linha da Figura 11 ou diferentes, caso que ocorre na segunda linha.

Nos circuitos de impedância série e paralela, os amplificadores lineares não possuem alimentação própria e dependem do conversor chaveado para alimentá-los.

Por fim os amplificadores da quarta e da quinta linha são auxiliares dos filtros capacitivos ou indutivos, assim foram classificados como assistido em tensão e corrente.

Figura 11 - Classificação dos conversores Híbridos

<i>Classificação dos Conversores Híbridos Chaveado-Lineares</i>		
	<i>Configuração Série</i>	<i>Configuração Paralela</i>
<i>Fontes: Tensão/corrente</i>	 <p><i>a - Série em tensão</i></p>	 <p><i>b - Paralelo em corrente</i></p>
<i>Mistos: tensão/corrente</i>	 <p><i>c - Misto assistido em tensão</i></p>	 <p><i>d - Misto assistido em corrente</i></p>
<i>Impedância</i>	 <p><i>e - Impedância série</i></p>	 <p><i>f - Impedância paralela</i></p>
<i>Filtro assistido em tensão</i>	 <p><i>g - Filtro série assistido em tensão</i></p>	 <p><i>i - Filtro paralelo assistido em tensão</i></p>
<i>Filtro assistido em corrente</i>	 <p><i>h - Filtro série assistido em corrente</i></p>	 <p><i>j - Filtro paralelo assistido em corrente</i></p>

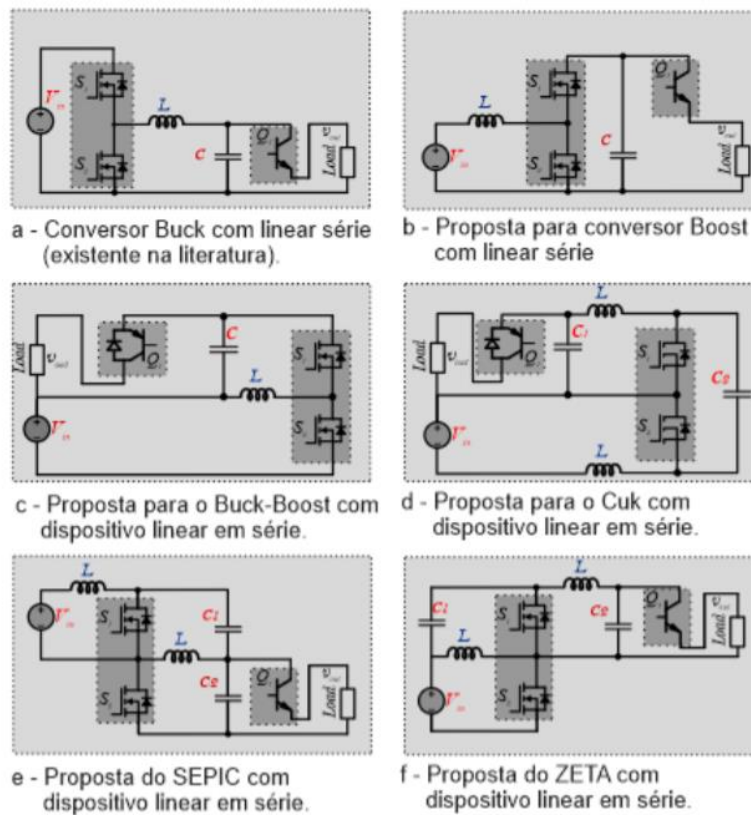
Fonte: Adaptado de (VIDOR, 2019).

1.4 OBJETIVO

O Objetivo desse trabalho, é a realização de um estudo dos conversores híbridos CC-CC de impedância série tomando como base os conversores chaveados já mencionado. Esse estudo implica na construção de uma metodologia de projeto para esses conversores, levando em conta a junção das tecnologias apresentadas nos conversores chaveados e nos amplificadores lineares, bem como suas qualidades.

Na Figura 12 são apresentadas as estruturas propostas que serão desenvolvidas nesse estudo. O conversor da Figura 12a é uma estrutura Buck com o linear sendo aplicado após o capacitor e em série com a carga. Nas outras estruturas (conversores Boost Figura 12b, Buck-Boost Figura 12c, Cúk Figura 12d, Sepic Figura 12e, Zeta Figura 12f) a configuração de saída repete a do Buck, estando o amplificador linear colocado após o capacitor e em série com a carga.

Figura 12 - Associação dos conversores de impedância série básicos



Fonte: Adaptado de (VIDOR, RIGO, *et al.*, 2017b).

Os conversores híbridos são soluções para diversos problemas de engenharia, sempre que há necessidade de alta fidelidade, de resposta dinâmica imediata e rendimentos superiores aos amplificadores lineares, esse conversor pode ser aplicado. Algumas das aplicações que surgem com essa necessidade são por exemplo em acionamentos de máquinas, em sistemas de teste, no carregamento de baterias, em acionamento de lâmpadas LED (diodo emissor de luz) etc.

No acionamento de máquinas uma capacitância entre os enrolamentos e a carcaça gera o acoplamento entre os condutores e aterramento, esse acoplamento é tomado como caminho para correntes em alta frequência, essas correntes são devido aos harmônicos gerados pelas comutações em conversores chaveados. Esse tipo de corrente gera tensões e vibrações mecânicas, que danificam as partes móveis da máquina, como mancais e rolamentos, apesar desses problemas não aparecerem de forma imediata a máquina terá vida útil reduzida (VIDOR, RIGO, *et al.*, 2017e).

Em sistemas de teste onde há a necessidade de tensão e correntes reguladas sem presença de harmônicos, como na calibração de medidores, na verificação da curva $B \times H$ de materiais magnéticos e em ressonância magnética, as harmônicas podem interferir nos resultados ou na qualidade das imagens reproduzidas (VIDOR, RIGO, *et al.*, 2017e).

No carregamento de baterias a existência de ondulação, tanto na carga quanto na descarga, é responsável pelo aumento da temperatura da bateria. A temperatura de baterias tem relação direta com a vida útil da mesma (LIU, WANG, *et al.*, 2015) (SATILMIS e MESE, 2013).

A ondulação na alimentação de LEDs é prejudicial, acelera a degradação dos semicondutores. Embora os acionadores dos LEDs tenham boa regulação e ondulação inferior a 5 %, a degradação ocorre e a vida útil do LED é diminuída, para esses acionamentos recomenda-se sistemas com corrente constante e um bom controle de regulação de carga e potência (SILVA, 2016) (MARTINS, RADECKER, *et al.*, 2019).

É possível mitigar ou solucionar esses problemas de diversas formas, um método são os conversores com filtros volumosos (com alta capacitância e indutância), essa aplicação exige grandes capacitores eletrolíticos, que possuem alta resistência série que ocasionam a diminuição do rendimento e de sua própria vida útil devido ao aumento de temperatura gerada pela ondulação de saída (CHUNG, HO, *et al.*, 2007) (LENZ e PINHEIRO, 2017). Além disso esses filtros geram aumento nas dimensões do conversor.

Outra solução seria aumentar a frequência de comutação, porém a ondulação ainda teria que ser reduzida através de filtros, essa solução, aumenta as perdas de comutação, que teriam

que ser avaliadas levando em conta a tecnologia. Com o aumento das comutações a resposta em frequência do conversor também é aumentada, porém assim mesmo estaria muito abaixo da frequência de chaveamento.

Amplificadores lineares podem solucionar esses problemas, mas como já mencionado o rendimento da estrutura e os níveis de potência e tensão na carga poderiam inviabilizar a utilização. Um amplificador linear classe A por exemplo necessitaria se bem construído de no mínimo $4 \times$ a energia entregue a carga.

Os conversores híbridos aparecem como uma solução atrativa para esses problemas, eles podem reduzir ou até mesmo eliminar a necessidade de filtros capacitivos e podem contribuir para uma corrente livre de ondulação. Portanto, conversores híbridos são excelentes candidatos a promoverem o aumento da vida útil dos conversores chaveados, além de realizarem a conversão de energia com elevada qualidade.

2 PROJETO DO CONVERSOR HÍBRIDO AMPLIFICADOR LINEAR

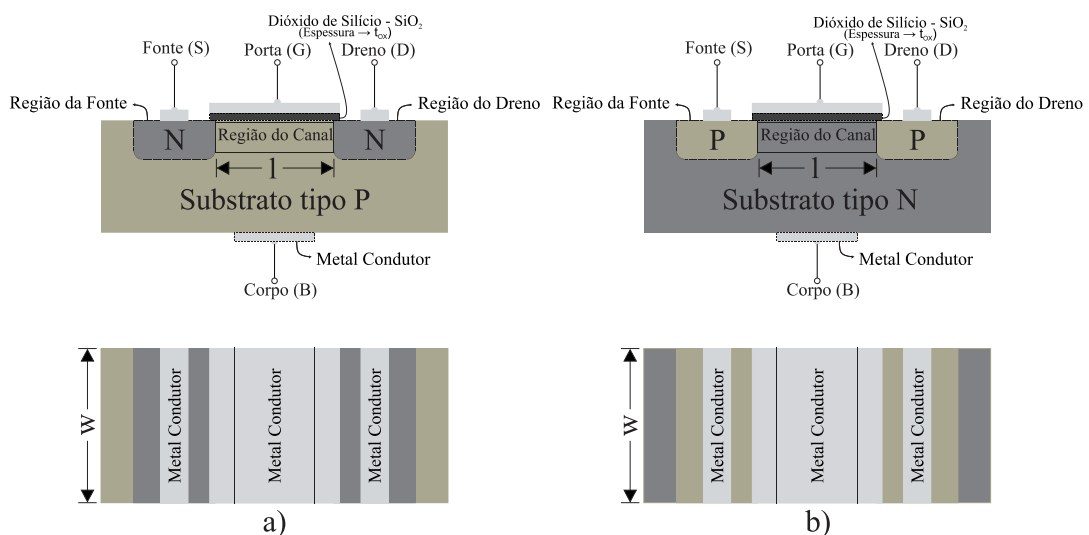
Para projeto do conversor híbrido CC-CC impedância série, primeiramente se realiza o estudo e o desenvolvimento do amplificador linear. É através do projeto do amplificador linear que se determinam as especificações de projeto para a construção dos conversores híbridos.

Para a aplicação do amplificador linear, serão abordadas duas estruturas operando com MOSFETs de enriquecimento. As estruturas se diferenciam pela polarização, uma será com polarização positiva que será realizada através de MOSFET canal N e a outra com polarização negativa que será realizada com MOSFET canal P. Existem outras tecnologias de semicondutores possíveis de implementar os sistemas, entre essas estão os transistores bipolares de junção, porém o MOSFET foi escolhido por ser acionado por tensão não sendo necessário que o drive de controle disponha de altas correntes, mesmo que a carga demande.

2.1 MOSFET TIPO ENRIQUECIMENTO

O MOSFET é construído sobre um substrato (uma lâmina cristalina de silício), que pode ser do tipo P ou do tipo N. Para a fabricação de um MOSFET canal N é necessário difundir sobre o substrato tipo P duas regiões tipo N fortemente dopadas. Na Figura 13a são apresentadas essas regiões e denominadas como região da fonte (S) e região do dreno (D). Na Figura 13b é apresentada uma estrutura onde são difundidas duas regiões do tipo P fortemente dopadas sobre um substrato tipo N, dessa forma é constituído o MOSFET canal P.

Figura 13 - Estrutura física do MOSFET de enriquecimento a) canal N b) canal P



Fonte: Adaptado de (SEDRA e SMITH, 2007).

Outras informações sobre a constituição dos MOSFETs apresentado na Figura 13 são, a largura do canal (l), as lâminas de metal condutor onde são conectadas a porta (G), o corpo (B), o dreno (D) e a fonte (S), a largura do substrato (W) (é a mesma para o canal) e um isolante de dióxido de silício com espessura (t_{ox}) que fica entre o metal de porta e o substrato na região do canal (SEDRA e SMITH, 2007).

Sobre a porta (G), como apresentado na Figura 13, é conectada a uma lâmina de metal que está isolada do corpo do dispositivo pela camada de dióxido de silício. Devido a impedância desse isolante, a corrente do terminal de porta apesar de existente, é extremamente baixa na ordem de 10^{-15} A. Em razão disso o MOSFET é conhecido também como transistor de efeito de campo de porta isolada (ou FET com porta isolada) (SEDRA e SMITH, 2007).

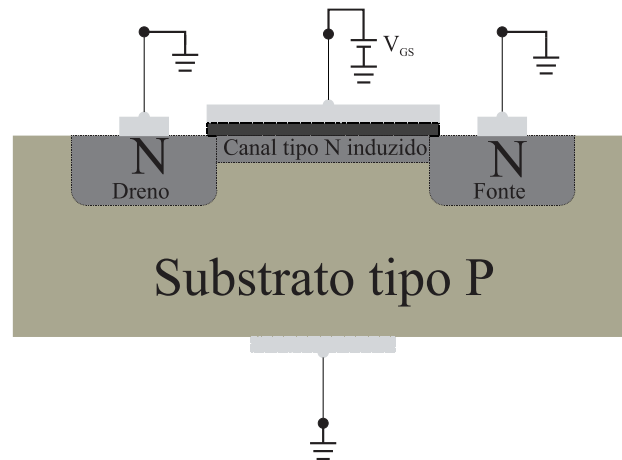
2.1.1 Operação do MOSFET

A forma de operação do MOSFET depende das conexões que são feitas através dos terminais. Quando não há tensão para a polarização (tensão de porta para fonte V_{GS}), apresentam-se dois diodos em série, entre a região de dreno e a região de fonte, conectados de modo a não permitir condução de corrente entre dreno e fonte, mesmo que seja aplicado tensão entre os terminais de dreno e fonte (V_{DS}), pode ser observado ainda esse fenômeno através de uma impedância presente entre os terminais na ordem de $10^{12} \Omega$ (SEDRA e SMITH, 2007).

Uma das ligações comuns para esse tipo de componente é a conexão realizada internamente entre os terminais de corpo (B) e fonte (S), nesse caso a aplicação de uma tensão entre fonte e dreno (V_{SD}), positiva para componentes de canal N e negativa para componentes de canal P, permite a condução reversa mesmo sem a polarização. Elimina um dos diodos permitindo a condução em um dos sentidos mesmo que nenhuma tensão V_{GS} seja aplicada (SEDRA e SMITH, 2007).

A polarização acontece com a aplicação de uma diferença de potencial elétrico entre terminal de porta e o terminal de fonte (V_{GS}), desde que constitua um campo elétrico intenso o suficiente para a formação do canal. Nos MOSFET de canal N para que o campo elétrico seja intenso o suficiente V_{GS} deve ser igual ou maior que a tensão de limiar (V_t), para MOSFET de canal P a tensão V_{GS} deve ser igual ou menor que V_t . Na Figura 14 é apresentado um MOSFET canal N polarizado, o canal de condução pode ser observado entre as regiões dopadas do tipo N (SEDRA e SMITH, 2007).

Figura 14 - MOSFET canal N do tipo enriquecimento com tensão V_{GS} aplicada



Fonte: Adaptado de (SEDRA e SMITH, 2007)

Aplicando-se uma tensão entre dreno e fonte (V_{DS}), quando o transistor está polarizado, ou seja, quando o canal já foi criado, uma corrente elétrica se estabelece, essa corrente pode ser controlada pela diferença entre a tensão V_{GS} e V_t . Para componentes com canal tipo N a tensão V_{DS} que produz a corrente a ser controlada deve possuir polaridade positiva, já para componentes de canal tipo P a tensão V_{DS} aplicada deve possuir polaridade negativa (SEDRA e SMITH, 2007).

A tensão V_{DS} aplicada ao MOSFET polarizado com uma tensão fixa V_{GS} maior que V_t , aparece como uma queda de tensão que cresce pela extensão do canal, indo de 0 V próximo a região de fonte, até uma tensão V_{DS} próximo a região de dreno. Portanto a tensão de porta diminui de uma tensão V_{GS} , próximo a região de fonte indo até $V_{GS} - V_{DS}$ próximo da região de dreno (essas medições considerando como referência o terminal de fonte). Como a intensidade do campo elétrico depende dessa tensão, conclui-se que a profundidade do canal não se mantém uniforme, na Figura 15 é apresentado o estreitamento do canal, sendo mais profundo próximo a região de fonte e mais superficial próximo a região de dreno (SEDRA e SMITH, 2007).

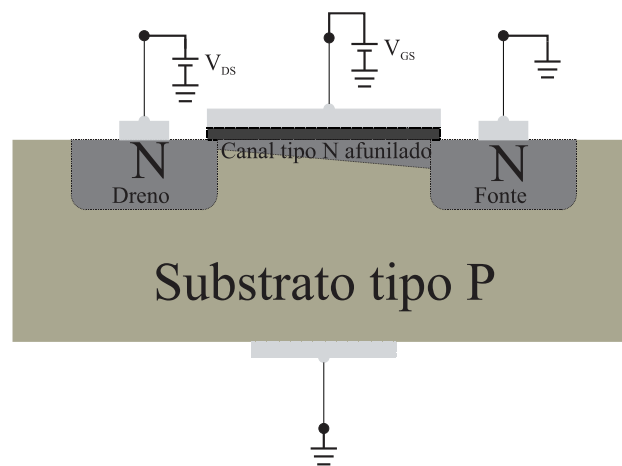
O estreitamento do canal mostra que ao aumentar o V_{DS} a resistência elétrica do canal aumenta, a curva formada por $I_D - V_{DS}$, não será uma linha reta apesar da tensão V_{GS} se manter inalterado. Ao aumentarmos a tensão V_{DS} a um valor que possa reduzir a V_{GS} , próxima da região de dreno, até um valor igual a V_t , a profundidade do canal próximo a região de dreno se aproxima de zero e se diz que nessa situação o canal está estrangulado. Se o aumento de V_{ds} extrapolar esse valor, o efeito é pequeno sobre a forma do canal (pode-se considerar que não surte mais efeito), a corrente do canal se mantém constante a partir do V_{DS} calculado na equação

(1), também chamado de tensão de saturação (V_{DSsat}), nesse ponto o MOSFET inicia sua operação na região de saturação (SEDRA e SMITH, 2007).

$$V_{DSsat} = V_{GS} - V_t \quad (1)$$

Fica evidenciado que para cada valor de V_{GS} maior que V_t , existe um valor correspondente de V_{DSsat} (SEDRA e SMITH, 2007).

Figura 15 - MOSFET com canal afunilado devido a tensão V_{GS}



Fonte: Adaptado de (SEDRA e SMITH, 2007).

Considerando a devida aplicação das tensões V_{DS} e V_{GS} , a operação do MOSFET pode ser dividida em três regiões características, que relacionam $I_D - V_{DS}$, **a região de corte**, quando V_{GS} é menor que V_t , nessa região I_D é zero para qualquer valor de V_{DS} , **a região de triodo**, quando V_{DS} é menor que a diferença entre V_{GS} e V_t , nessa região existe uma relação de ganho entre V_{DS} e I_D e **a região de saturação**, quando V_{DS} é maior ou igual a diferença entre V_{GS} e V_t , onde I_D não varia com a variação de V_{DS} (SEDRA e SMITH, 2007).

2.1.2 MOSFET como amplificador linear

Para que um MOSFET atue como um amplificador linear, ele deve ser polarizado e atuar na região de saturação, dessa forma ele se torna um amplificador de corrente controlado por tensão. É a diferença de potencial elétrico entre os terminais de porta e fonte que controlam a corrente que circula entre as regiões de dreno e fonte. O MOSFET então pode ser caracterizado como um amplificador de transcondutância (ou ainda definido como uma fonte de corrente

controlada por tensão), como já discutido, os detalhes da construção desse componente se apresentam durante a operação na forma de um ganho, então pode-se através da equação (2) determinar essa relação existente da corrente que transita pelo canal com a tensão aplicada entre porta e fonte (V_{GS}) (SEDRA e SMITH, 2007).

$$I_D = \frac{1}{2} k_n \frac{w}{l} (V_{GS} - V_t)^2 \quad (2)$$

Na equação (2) se estabelece uma relação entre a corrente de dreno (I_D) e a tensão entre porta e fonte (V_{GS}) os outros parâmetros são constantes e estabelecidos durante a fabricação do MOSFET, w e l são a largura e o comprimento do canal respectivamente, foram demonstrados na Figura 13, V_t é a tensão de limiar e o k_n pode ser desmembrado conforme a equação (3) (SEDRA e SMITH, 2007).

$$k_n = \mu_n C_{OX} \quad (3)$$

A mobilidade de elétrons no canal ou também conhecida como a mobilidade de superfície é representada na equação (3) como μ_n , esse parâmetro é dependente da tecnologia utilizada durante a fabricação, C_{OX} é a capacitância por unidade de área formada entre o terminal de porta e o canal, separados pelo dielétrico de dióxido de silício (SEDRA e SMITH, 2007).

Essas constantes podem ser obtidas através das folhas de dados dos componentes, porém há uma possibilidade ampla de variações, o processo produtivo desses componentes, garante apenas que esses valores estarão dentro de uma faixa, como o ganho para o mesmo modelo de componente pode apresentar tamanha variação, o projeto de amplificadores deve se basear nos valores que garantem um ganho mínimo (FRANTZ, 2019). Essas condições tornam indispensável a utilização de realimentação.

O projeto de amplificadores lineares só foi possível após o desenvolvimento da teoria da realimentação, positiva e negativa. A realimentação negativa em amplificadores é capaz de dessensibilizar o ganho, tornando-o menos sensível a variações provindas do método produtivo, adotado para a fabricação do componente ou mesmo pela variação de temperatura, mantendo o mesmo estável. Outros benefícios são, a redução da distorção não linear, redução do efeito do ruído, controle das impedâncias de entrada e de saída e estender a faixa de passagem do amplificador (SEDRA e SMITH, 2007).

2.2 PROJETO DO AMPLIFICADOR LINEAR

Um amplificador linear produzido através do MOSFET, pode ser incluído em um circuito híbrido como um filtro, com o intuito de remover as oscilações de saída e melhorar a resposta dinâmica do conversor chaveado, esse componente pode ser observado por uma impedância variável, que oscila dissipando o mínimo de energia para manter os níveis de tensão e correntes na carga constantes. Essa impedância instantânea pode ser calculada através da equação (4), pode ser também descrita como a resistência entre dreno e fonte R_{DS} , que é a razão entre a V_{DS} e a corrente no canal I_D .

$$R_{DS} = \frac{V_{DS}}{i_D} \quad (4)$$

No entanto, apesar deste ser o efeito causado por um MOSFET em série com um conversor chaveado, como já analisado o MOSFET na região de saturação (região linear do MOSFET) é um amplificador de transcondutância, que controla a corrente I_D através de uma tensão V_{GS} . O ganho de transcondutância pode ser obtido através da equação (2), para isso, pode-se analisar a tensão de controle como uma tensão V_{OV} (diferença de tensão entre as tensões porta e fonte e a tensão de limiar) calculada através da equação (5).

$$V_{OV} = V_{GS} - V_t \quad (5)$$

Substituindo a equação (5) na equação (2).

$$I_D = \frac{1}{2} k_n \frac{w}{l} V_{OV}^2 \quad (6)$$

Pode-se reconstruir a equação (6) de forma a obter a razão entre I_D e V_{OV} .

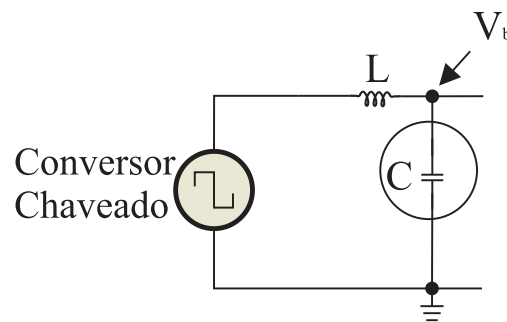
$$\frac{I_D}{V_{OV}} = \sqrt{\frac{K_n w I_D}{2 l}} \quad (7)$$

Assim o ganho de transcondutância (G_m) pode ser calculado como mostra a equação (8).

$$G_m = \sqrt{\frac{K_n' w I_D}{2 l}} \quad (8)$$

Para que o MOSFET funcione como amplificador linear e o circuito fique independente do conversor chaveado associado, a tensão do capacitor de saída (V_b), deverá ser mantida de maneira a manter o MOSFET em saturação. Na Figura 16 é apresentado o ponto onde deve ser considerada a tensão V_b , que será a tensão de saída da parte chaveada medida sobre o capacitor.

Figura 16 - Circuito simplificado apresentando o ponto de medição de V_b



Fonte: Autor.

O valor mínimo para V_b será obtido por $V_{L_{med}}$ (tensão média de projeto para carga), mais um valor $V_{OV_{sat}}$ como apresentado na equação (9).

$$V_b = V_{L_{med}} + V_{OV_{sat}} \quad (9)$$

Para obter o valor da $V_{OV_{sat}}$, o ganho de transcondutância G_m foi rearranjado como apresentado na equação (10).

$$G_m = G_{m1} \times \sqrt{I_D} \quad (10)$$

Onde o ganho G_{m1} pode ser calculado através da equação (11).

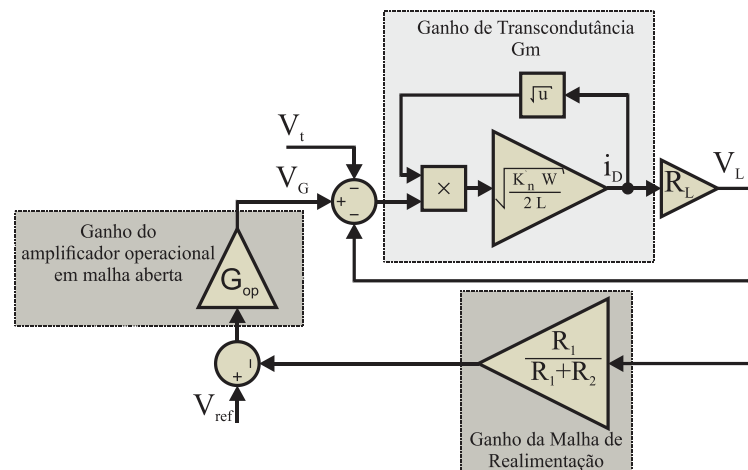
$$G_{m1} = \sqrt{\frac{K_n' w}{2 l}} \quad (11)$$

O $V_{OV_{sat}}$ é então calculado conforme equação (12).

$$V_{OV_{sat}} = \frac{\sqrt{I_D}}{G_{m1}} \quad (12)$$

Considerando todo o grau de liberdade adotado na fabricação de cada componente, uma planta foi construída e pode ser utilizada em uma simulação no programa computacional Simulink. Na Figura 17 é apresentada a planta proposta, que leva em conta também parâmetros da malha de controle, como o ganho em malha aberta do amplificador operacional e o ganho da malha de realimentação.

Figura 17 - Planta proposta para simulação



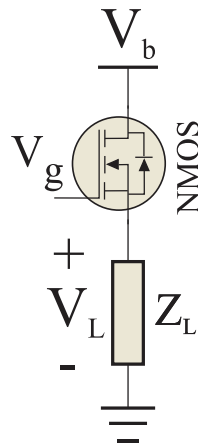
Fonte: Autor.

A necessidade de se manter o nível mínimo de V_b , faz parte do conceito que caracteriza o circuito como uma impedância série, já que o amplificador linear não pode fornecer energia a carga, podendo apenas regular a tensão dela através de impedância variável.

2.2.1 O circuito canal N

O circuito implementado através de MOSFET canal N, é apresentado na Figura 18, algumas simplificações foram feitas, o conversor chaveado é inicialmente tratado como uma fonte de tensão (V_b) de corrente contínua CC (aproximada pelo nível médio e pela primeira harmônica na saída do conversor chaveado). A impedância Z_L representa a carga, ele é conectado entre a referência e o terminal de fonte do MOSFET, a tensão V_G , tensão entre terminal de porta e referência, está apenas indicada.

Figura 18 - Estrutura com MOSFET canal N

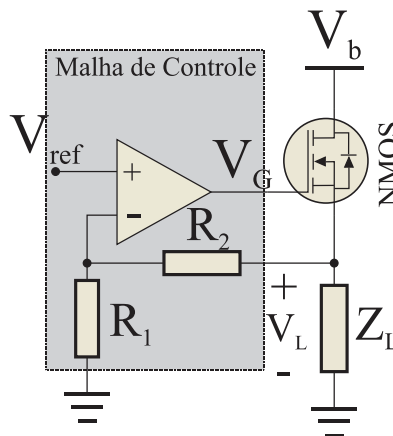


Fonte: Autor.

Ao conectar a carga no terminal de fonte, se estabelece uma realimentação negativa, a diferença entre a tensão de carga V_L e a tensão de porta V_G é a tensão entre porta e dreno V_{GS} . Ainda assim, devido a variação entre os ganhos de componentes de mesma família, essa diferença não pode ser precisamente estabelecida (deve ser aproximada, pelo ganho mínimo do MOSFET). Para garantir um nível de tensão V_L é necessário adicionar ao circuito uma malha de controle.

O circuito completo para implementação do amplificador linear com o sistema de controle de tensão é apresentado na Figura 19, é um circuito que utiliza um amplificador operacional, numa configuração não inversora, para o controle da tensão na carga V_L , para isso é adicionado uma tensão de referência V_{ref} .

Figura 19 - Circuito do amplificador linear canal N com o sistema de controle



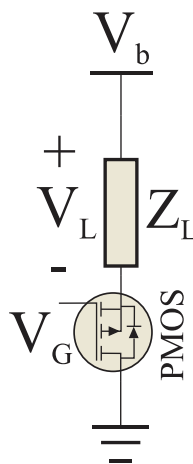
Fonte: Autor.

O circuito canal N oferece uma condição capaz de suprir a necessidade e solucionar o problema, contudo pela forma como ele é construído a tensão V_G deverá ser superior a tensão de carga, essa tensão deverá ser suprida pelo amplificador operacional, quando a tensão é muito elevada, construir essa configuração não é simples exigirá amplificadores operacionais que assumam essa tensão.

2.2.2 O Circuito Canal P

O circuito Implementado através de MOSFET canal P é apresentado na Figura 20, assim como o circuito canal N o conversor chaveado foi simplificado e apresentado por uma fonte de tensão V_b , de corrente CC com nível de corrente CA associado. A impedância Z_L representa a carga e está conectada entre V_b e o terminal de fonte do MOSFET, a tensão V_G está apenas indicada.

Figura 20 - Estrutura com MOSFET canal P



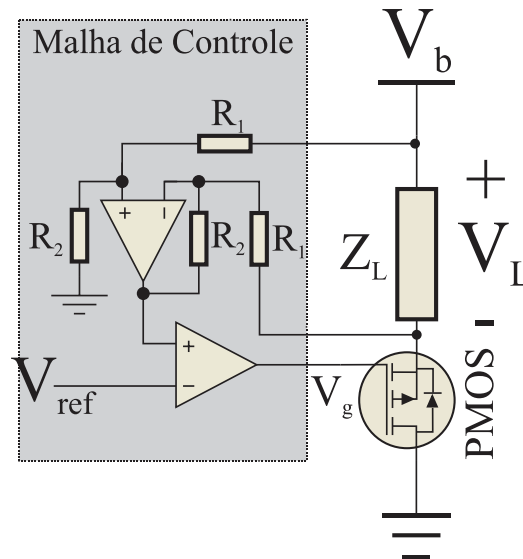
Fonte: Autor.

O MOSFET canal P é controlado com polaridade inversa ao MOSFET canal N, já sua operação é muito similar, permitindo que a análise seja realizada da mesma forma, a impedância de carga está conectada diretamente ao terminal de fonte, porém não é mais conectado ao terminal de referência e sim ao terminal V_b , ao conectar dessa forma no caso do MOSFET em questão adiciona também a esse circuito a realimentação negativa.

A malha de realimentação para controle de tensão V_L sofre alterações quando comparada a utilizada com MOSFET canal N. Neste caso é necessário adicionar um circuito capaz de medir a tensão sobre Z_L , já que o mesmo não se apresenta mais conectado a referência. Como

apresentado na Figura 21 a tensão sobre a carga é medida e realimentada no terminal positivo do operacional e a referência é conectada ao terminal negativo dele, como a estrutura com MOSFET canal P é inversora ocorre dessa forma realimentação negativa.

Figura 21 - Circuito do amplificador linear canal P com o sistema de controle



Fonte: Autor.

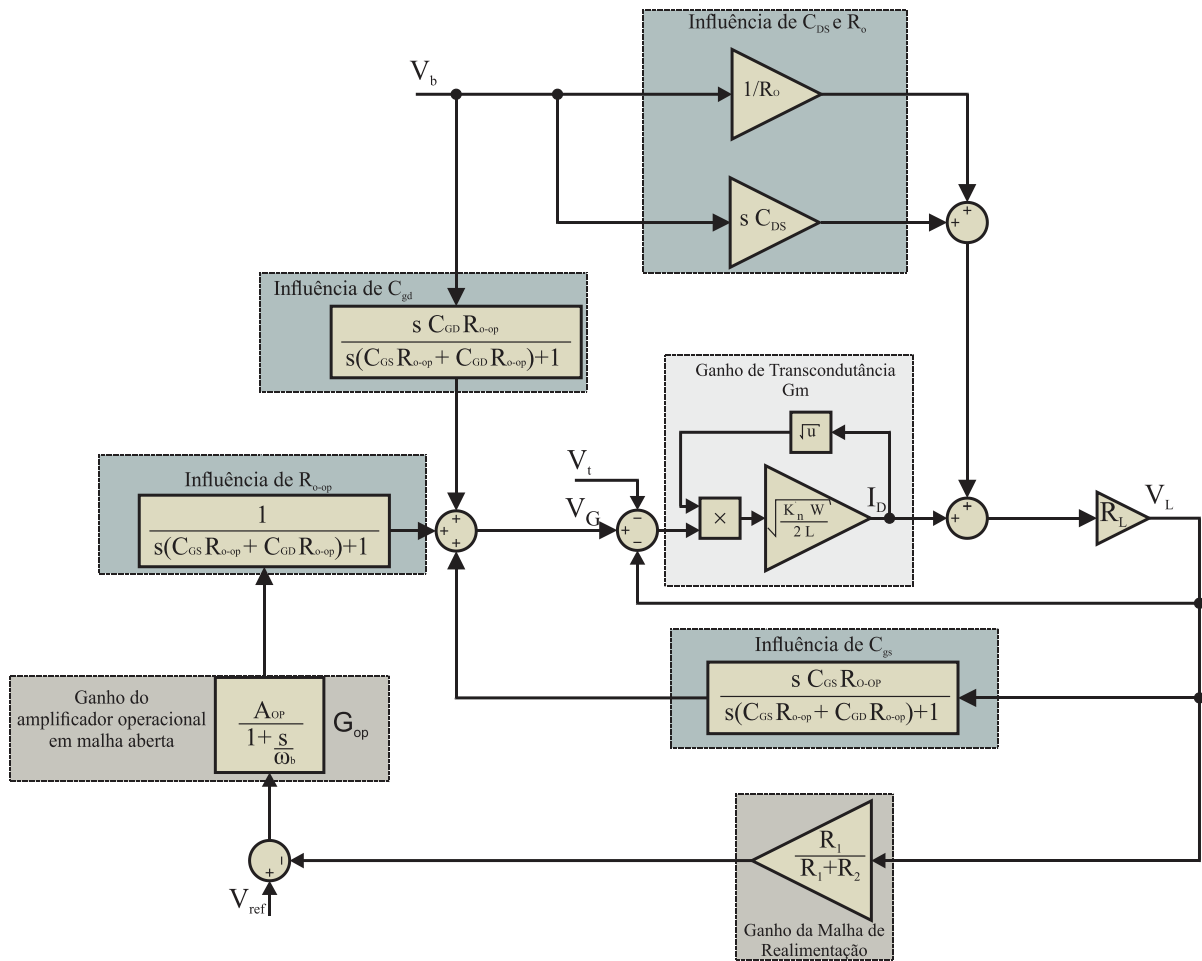
A vantagem da implementação desse circuito com MOSFET canal P, é que apesar do mesmo ser concebido com componentes adicionais, o sistema de controle implementado por amplificadores operacionais, não precisam operar com tensões elevadas.

2.2.3 Resposta em Frequência

A análise da resposta em frequência da estrutura deve considerar a variação de carga assim como as variações da tensão na saída do conversor chaveado. No trabalho (GONG, ROUND e KOLAR, 2005) os autores propõem uma função de transferência realizada através de um circuito equivalente simplificado, onde tanto o MOSFET quanto o amplificador operacional são substituídos por modelos equivalentes.

Utilizando os modelos de resposta em alta frequência para o amplificador e para o MOSFET propostos pelo Sedra e Smith (2007), a planta apresentada na Figura 17 foi generalizada e os efeitos dos capacitores e resistores foram considerados conforme apresentado na Figura 22.

Figura 22 - Planta para análise da resposta em frequência



Fonte: Autor.

A planta da Figura 22 inclui características construtivas dos componentes, entre elas:

- A influência da capacitância entre o terminal de dreno e fonte C_{DS} e influência da resistência R_o que criam um caminho direto entre a fonte chaveada e a carga;
- A influência da resistência interna do amplificador operacional R_{o-op} , da capacitância entre porta e dreno C_{GD} e da capacitância entre porta e fonte C_{GS} ;
- E o ganho do amplificador operacional que diminui com o aumento da frequência.

Com esse modelo completo do sistema, é possível através de simulação computacional, obter as limitações no que diz respeito a influência das variações da tensão da fonte V_b e da carga na estrutura que constitui o amplificador linear.

2.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

O capítulo trata da utilização de MOSFET como amplificador linear, uma revisão sobre o MOSFET foi realizada, demonstrando seu funcionamento e suas regiões de operação.

A análise se expandiu para a identificação dos limites impostos pela tecnologia, a proposta é a utilização de MOSFET na região linear, limitando assim a tensão entre os terminais de dreno e fonte que deve ser mantida em nível superior a tensão $V_{OV_{sat}}$, causando assim a saturação do canal, ou seja, a variação de tensão nos terminais de dreno e fonte não causam mais alteração na corrente de dreno.

Outra limitação observada foi quanto a capacidade de responder a variações de carga e de tensão na fonte, mantendo a tensão na carga constante, um diagrama de blocos foi construído, para possibilitar a análise dessa dinâmica. Esse diagrama simplifica o circuito do amplificador operacional, mas é bem abrangente no que se refere ao MOSFET.

3 DEMONSTRAÇÃO DE PROJETO

Utilizando o roteiro de projeto, pode-se construir o conversor híbrido proposto, o roteiro inicia-se pelo projeto do amplificador linear, que será aplicado em cada um dos conversores chaveados. Dois projetos serão apresentados, apesar de serem projetos similares, um dos projetos será aplicado ao conversor Buck, que é um conversor abaixador de tensão, o outro projeto será aplicado aos demais conversores que são ou podem ser elevadores de tensão.

Os parâmetros para o projeto exemplo do conversor híbrido abaixador de tensão são, tensão de entrada de 112 V, tensão de carga de 50 V e potência de carga de 50 W. Para os conversores híbridos elevadores de tensão, os parâmetros de projeto são, tensão de entrada de 112 V, tensão de carga de 200 V e potência de carga de 200 W (foi priorizado aqui utilizar a mesma fonte de entrada utilizada no protótipo do conversor Buck (fonte de 112 V).

3.1 PROJETO DO AMPLIFICADOR LINEAR DO CONVERSOR BUCK

Para projeto do amplificador linear foram selecionados, o MOSFET IRF9640 produzido pela Fairchild Semiconductor, que é um MOSFET canal P de intensificação e o amplificador operacional OPA 454 produzido pela Texas Instruments.

O primeiro passo do projeto é a obtenção do ganho mínimo do MOSFET, retirando a influência da corrente de dreno I_D , observa-se na Figura 23 a localização do ganho mínimo do MOSFET em sua folha de dados.

Figura 23 - Indicação na folha de dados do MOSFET do ganho mínimo

Forward Transconductance (Note 2)	9fs	$V_{DS} > I_{D(ON)} \times r_{DS(ON)MAX}, I_D = -6A$ (Figure 12)	4	6	-	S
-----------------------------------	-----	--	---	---	---	---

Autor: Folha de dados MOSFET IRF 9640.

Conforme a tabela da folha de dados apresentada na Figura 23 o ganho mínimo de transcondutância é de 4 S medidos quando a corrente I_D estava em -6 A, pode-se então calcular o ganho mínimo sem a influência da corrente G_m' rearranjando a equação (8) conforme a equação (13).

$$G_m' = \frac{G_m}{\sqrt{I_d}} = \frac{\sqrt{\frac{K_n \cdot W}{2L} I_d}}{\sqrt{I_d}} \quad (13)$$

A polaridade do canal pode ser desconsiderada, sendo assim pode-se efetuar o cálculo de G'_m , para o IRF9640 conforme a equação (14).

$$G'_m = \frac{4}{\sqrt{6}} \cong 1,63 \text{ S} \quad (14)$$

Agora pode-se rearranjar o ganho, como demonstrado na equação (15).

$$G_m = \sqrt{\frac{K_n w}{2l}} \times \sqrt{I_d} = 1,63 \times \sqrt{I_d} \quad (15)$$

O ganho mínimo agora foi generalizado para qualquer nível de corrente.

A tensão de limiar V_t pode ser obtida também através da tabela existente na folha de dados do componente, porém para essa informação é pertinente observar a V_t máxima, na Figura 24, é apresentado o local onde se obtém o valor de V_t máximo para o MOSFET IRF9640.

Figura 24 - Tensão de limiar do MOSFET IRF9640

Gate Threshold Voltage	$V_{GS(TH)}$	$V_{GS} = V_{DS}, I_D = -250\mu\text{A}$	-2	-	-4	V
------------------------	--------------	--	----	---	----	---

Autor: Folha de dados MOSFET IRF 9640.

Com esses parâmetros através da equação (16) é possível obter o valor de $V_{OV_{sat}}$ máximo.

$$V_{OV_{sat}} = \frac{\sqrt{1}}{1,63} \cong 0,614 \quad (16)$$

Para manter o MOSFET em saturação e assim dentro da região linear, é necessário que o conversor chaveado associado em série mantenha tensão V_b superior a tensão $V_{b_{min}}$ conforme pode ser calculada na equação (17), onde V_L é a tensão na carga.

$$V_{b_{min}} = V_L + V_{OV} = 50 + 0,614 = 50,614 \quad (17)$$

3.1.1 Análise da Resposta em Frequência

O amplificador linear deve ter a capacidade de remover a ondulação ocasionada pelo conversor chaveado, além de possuir alta resposta dinâmica a comutação de carga. Para essa

análise uma generalização do circuito equivalente apresentado pelo (SEDRA e SMITH, 2007) foi considerada e através dela, foi construído o diagrama de blocos da Figura 22, com a ferramenta computacional Simulink, esse diagrama pode ser simulado e analisado.

Para a realização da simulação alguns parâmetros devem ser encontrados, a tabela da Figura 25, apresenta os valores referentes as capacitâncias internas do IRF9640, essas capacitâncias são utilizadas para o cálculo das capacitâncias de interesse.

Figura 25 - Capacitâncias do IRF9640 informação da folha de dados

Input Capacitance	C_{ISS}	$V_{DS} = -25V, V_{GS} = 0V, f = 1MHz$	-	1100	-	pF
Output Capacitance	C_{OSS}	(Figure 11)	-	375	-	pF
Reverse Transfer Capacitance	C_{RSS}		-	150	-	pF

Fonte: Folha de dados do IRF9640.

As capacitâncias apresentadas na folha de dados da Figura 25, não estão no formato necessário para a construção do diagrama de blocos apresentado da Figura 22. Para essa alteração são utilizadas três equações anteriormente apresentadas no trabalho (TIBURSKI, 2019). Através da equação (18), pode-se calcular o valor de C_{GD} .

$$C_{GD} = C_{RSS} = 150 \text{ pF} \quad (18)$$

O cálculo de C_{DS} é realizado através da equação (19).

$$C_{DS} = C_{OSS} - C_{GD} = 375 - 150 = 225 \text{ pF} \quad (19)$$

O último efeito capacitivo C_{GS} pode ser obtido através da equação (20).

$$C_{GS} = C_{ISS} - C_{GD} = 950 \text{ pF} \quad (20)$$

Para calcular o efeito da resistência R_O , resistência do canal quando V_{GS} é zero, utiliza-se os parâmetros encontrados na Figura 26.

Figura 26 - Corrente I_{DSS} apresentada na folha de dados

Drain to Source Breakdown Voltage	BV_{DSS}	$I_D = -250\mu A, V_{GS} = 0V$ (Figure 10)	-200	-	-	V
Gate Threshold Voltage	$V_{GS(TH)}$	$V_{GS} = V_{DS}, I_D = -250\mu A$	-2	-	-4	V
Zero Gate Voltage Drain Current	I_{DSS}	$V_{DS} = \text{Rated } BV_{DSS}, V_{GS} = 0V$	-	-	25	μA
		$V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}, V_{GS} = 0V, T_C = 125^\circ C$	-	-	250	μA

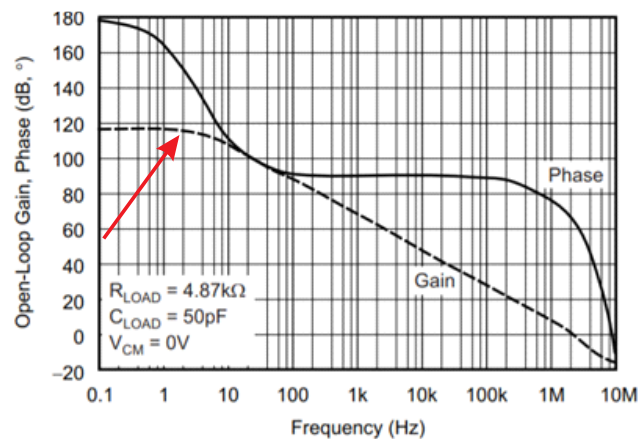
Fonte: Folha de dados do IRF9640.

A resistência R_o pode ser calculada através da equação (21), na folha de dados é possível observar que a corrente I_{DSS} é medida quando V_{DS} é igual a -200 V, como o diagrama é generalizado e funciona com MOSFET canal P e canal N, considera-se 200 V.

$$R_o = \frac{200}{25 \times 10^{-6}} = 8 \text{ M}\Omega \quad (21)$$

O amplificador operacional escolhido tem grande influência na capacidade de resposta em frequência do amplificador linear, e alguns parâmetros são essenciais para essa análise, na Figura 27, é apresentado o gráfico do ganho em malha aberta em relação a frequência do amplificador operacional OPA 454.

Figura 27 - Gráfico da Resposta em frequência do amplificador operacional OPA 454



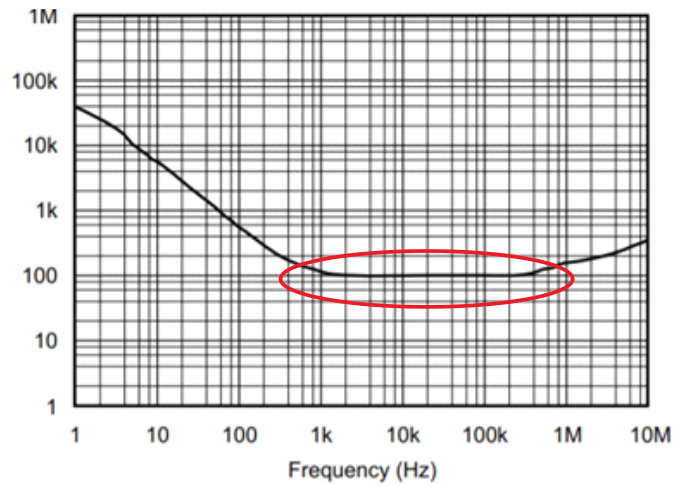
Fonte: Folha de dados do OPA454.

Através das informações do gráfico da Figura 27, encontra-se a frequência de corte em aproximadamente 2 Hz, com isso é possível reescrever a equação do ganho conforme a equação (21).

$$G_{Op} = \frac{1 \times 10^5}{1 + 79,6 \times 10^{-3} s} \quad (21)$$

A resistência de saída do amplificador operacional pode ser determinada através da folha de dados conforme o gráfico apresentado na Figura 28. Na zona de interesse a impedância de saída pode ser aproximada por R_{o-op} é de 100 Ω .

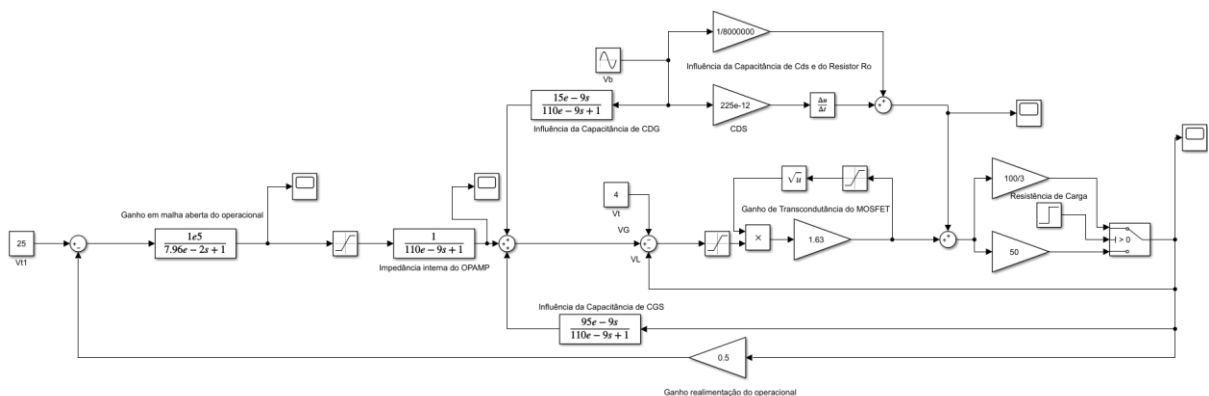
Figura 28 - Resistência de saída do amplificador operacional



Fonte: Folha de dados do OPA454.

A planta apresentada na Figura 22, pode ser implementada, conforme apresenta a Figura 29, nessa forma ela não leva em conta apenas a resposta em regime, mas também a capacidade de resposta a comutações de carga e variações de tensão de fonte. A ondulação de entrada V_b é de 1 V e 25 kHz, a tensão média é de 51,12 V, essa tensão garante o MOSFET na região linear, na saída foi adicionado um degrau de carga para avaliar a resposta no momento da comutação.

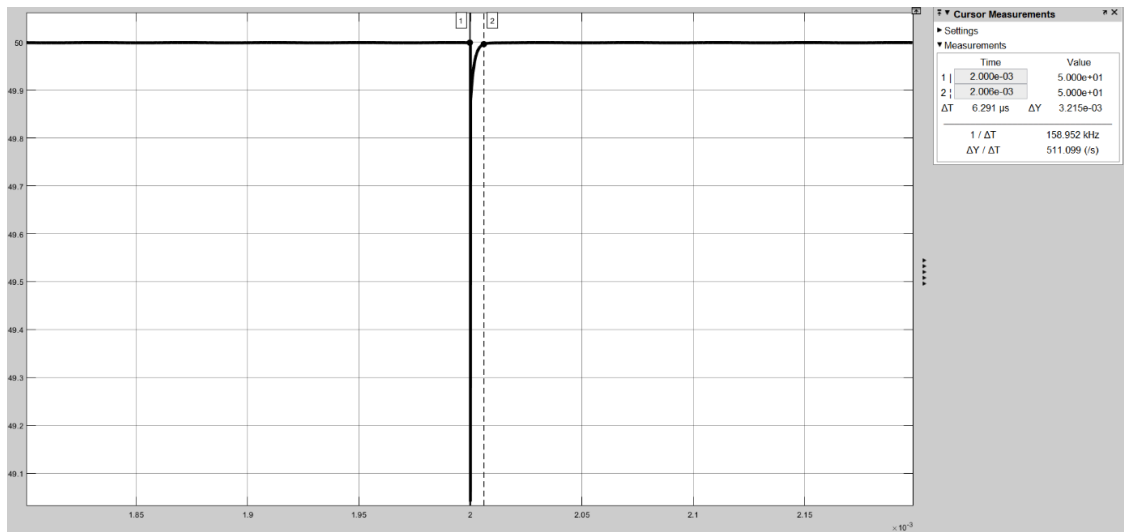
Figura 29 - Planta para análise da resposta em frequência do amplificador linear



Fonte: Autor.

Na Figura 30 é apresentada a resposta a um degrau de carga de 33 %, no momento da comutação ocorre um afundamento de 1 V na tensão, o tempo para a estabilização após o degrau é de 6,29 μ s.

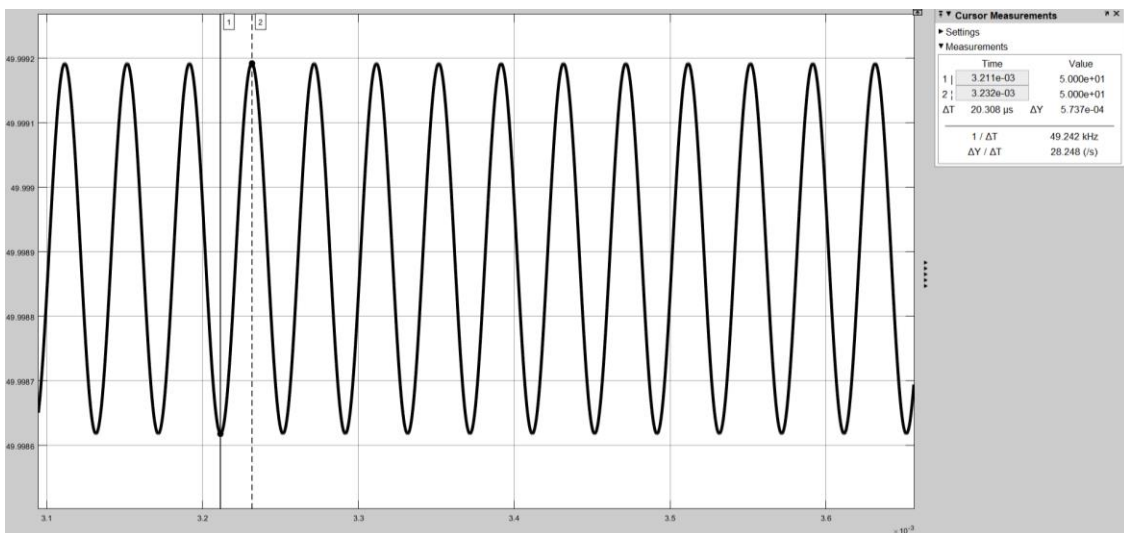
Figura 30 - Resposta ao degrau de carga



Fonte: Autor.

Na Figura 31 é apresentada a resposta em regime permanente do amplificador linear, a tensão média de saída possui um erro de 10 mV, em 50 V o erro percentual fica 0,02 %, a ondulação que aparece sobre a carga é de 573,7 μV e 25 kHz, redução de 1743 vezes, ou seja, a ondulação na carga é de apenas 0,057 % da ondulação na saída do conversor.

Figura 31 - Ondulação na carga conversor abaixador

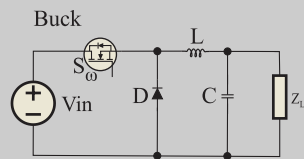
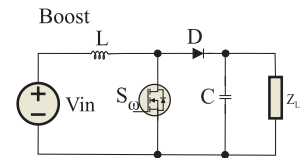
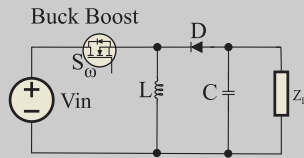
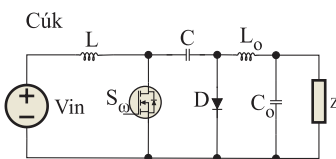
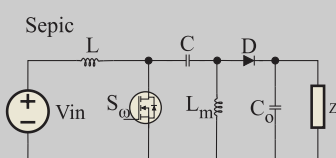
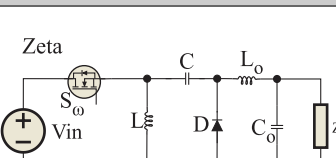


Fonte: Autor.

3.2 PROJETO DOS CONVERSORES BÁSICOS

Para o projeto da parte chaveada, foram utilizadas as equações propostas por (MARTINS e BARBI, 2006), na tabela da Figura 32 são apresentados os conversores e as equações utilizadas.

Figura 32 - Conversores e suas equações

Conversor Chaveado	Equações
<p>Buck</p> 	$V_{bMéd} = V_{in} \times \frac{T_{on}}{T} = V_{in} \times D$ $L = \frac{V_{in}}{4 \times f \times \Delta i_L}$ $C = \frac{V_{in}}{31 \times L \times f^2 \times \Delta V_b}$
<p>Boost</p> 	$V_{bMéd} = \frac{V_{in}}{1-D}$ $L = \frac{V_{in}}{f \times \Delta i_L} \times D$ $C = \frac{I_L}{f \times \Delta V_b} \times D$
<p>Buck Boost</p> 	$* V_{bMéd} = \frac{V_{in} \times D}{1-D}$ $L = \frac{D \times V_{in}}{f \times \Delta i_L}$ $C = \frac{D \times I_L}{f \times \Delta V_b}$
<p>Cúk</p> 	$L = \frac{V_{in} \times D}{f \times \Delta i_L} \quad L_o = \frac{V_{in} \times D}{f \times \Delta i_{L_o}}$ $C = \frac{i_{L_{Méd}} \times (1-D)}{f \times \Delta V_C}$ $C_o = \frac{V_{in} \times D}{8 \times f^2 \times L_o \times \Delta V_b}$
<p>Sepic</p> 	$L = \frac{V_{in} \times D}{f \times \Delta i_L} \quad L_m = \frac{V_{in} \times D}{f \times \Delta i_{L_m}}$ $C = \frac{D}{R_{o_{min}} \times f \times \left(\frac{\Delta V_C}{V_b}\right)}$ $C_o = \frac{D}{R_{o_{min}} \times f \times \left(\frac{\Delta V_b}{V_b}\right)}$
<p>Zeta</p> 	$L = \frac{V_{in} \times D}{f \times \Delta i_L} \quad L_o = \frac{V_{in} \times D}{f \times \Delta i_{L_o}}$ $C = \frac{V_b \times D}{f \times R_L \times \Delta V_C}$ $C_o = \frac{1-D}{8 \times f^2 \times L_o \times \frac{\Delta V_b}{V_b}}$

*A tensão média do Buck Boost, Cúk, Sepic e Zeta são calculadas por essa fórmula.

Fonte: Autor.

3.3 MODELO DE PROJETO DO CONVERSOR BUCK

Os parâmetros obtidos através do projeto do amplificador linear, serão utilizados para projeto do conversor Buck. A tensão mínima $V_{b_{\min}}$ deverá ser 50,62 V, com frequência de chaveamento de 25 kHz, variação de tensão ΔV_b de 1 V e corrente de carga de 1 A. A tensão média $V_{b_{\text{méd}}}$ de operação do conversor Buck pode ser obtida através da equação (22).

$$V_b = V_{b_{\min}} + \frac{\Delta V_b}{2} = 50,62 + \frac{1}{2} = 51,12 \text{ V} \quad (22)$$

A tensão de entrada V_{in} será de 112 V, com isso é possível determinar a razão cíclica D mínima de operação do conversor através da equação (23).

$$D = \frac{51,12}{112} = 0,457 \quad (23)$$

Considerando a ondulação máxima no indutor Δi_L de 1 A, a indutância pode ser encontrada conforme a equação (24).

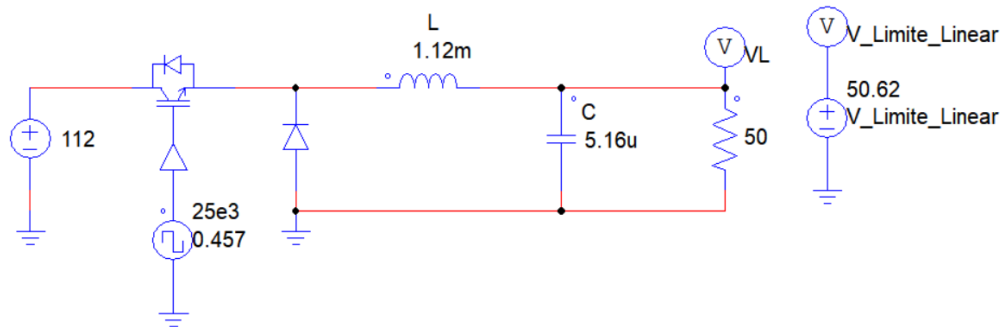
$$L = \frac{112}{4 \times 25 \times 10^3 \times 1} = 1,12 \text{ mH} \quad (24)$$

A capacitância poderá ser calculada conforme a equação (25), a variação de tensão máxima é de 1 V.

$$C = \frac{112}{31 \times 1,12 \times 10^{-3} \times (25 \times 10^3)^2 \times 1} = 5,16 \mu F \quad (25)$$

Na Figura 33 é apresentado o conversor Buck em malha aberta, simulado através do programa computacional Psim, ao lado do conversor uma fonte foi adicionada para traçar a linha limite no gráfico da tensão.

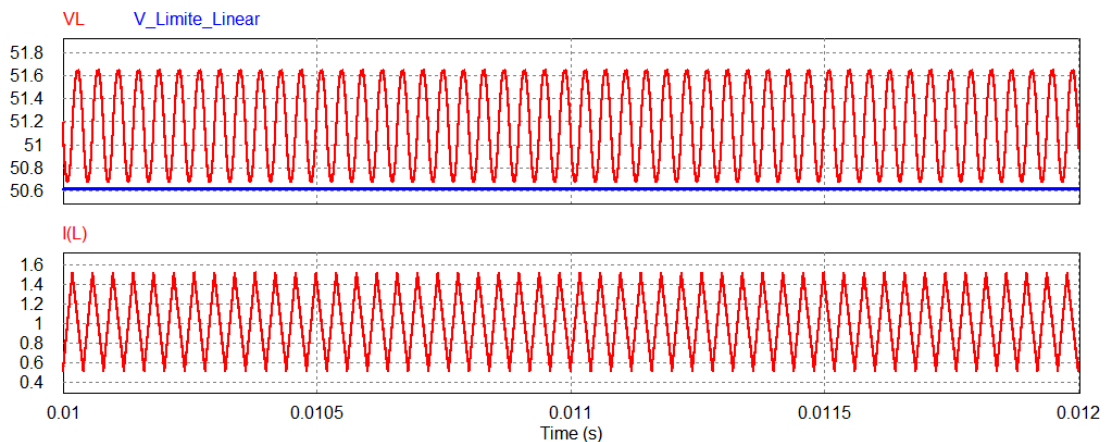
Figura 33 - Conversor Buck estático



Fonte: Autor.

Na Figura 34 são apresentados os gráficos gerados no simulador, os resultados são condizentes com os cálculos, em vermelho aparece variação de tensão na carga ΔV_L de 1 V, em nenhum momento essa tensão é inferior a $V_{b\min}$ que é apresentada com a linha azul, a variação de corrente Δi_L de 1 A é apresentada no gráfico I(L) como um sinal triangular vermelho.

Figura 34 - Gráfico da resposta do Buck estático



Fonte: Autor.

Para a aplicação do amplificador linear é necessário a adição de uma malha de controle. A escolha foi por um controle de histerese, que realimenta tensão e corrente. Na malha de tensão foi adicionado um compensador PI, com o objetivo de eliminar o erro de tensão em regime permanente (parte integral), além de acelerar a estabilização (parte proporcional), a malha de corrente observa a variação da corrente na carga deixando o conversor mais rápido nas comutações, as equações para a definição do tempo de integração e o ganho proporcional foram

obtidas através do trabalho de (VIDOR, 2019). Através da equação (26) é possível estabelecer o tempo de integração, conforme segue.

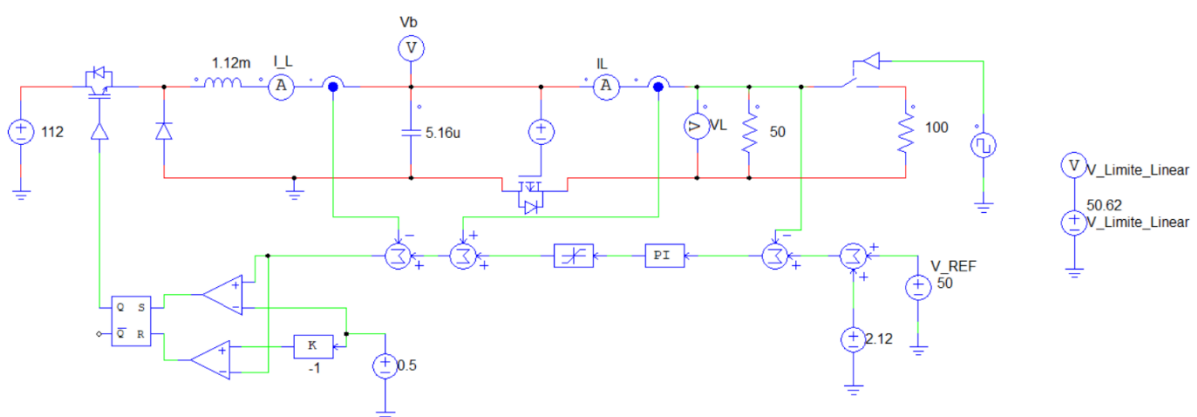
$$T_i = 4\pi \times \sqrt{L \times C} = 4\pi \times \sqrt{1,12 \times 10^{-3} \times 5,16 \times 10^{-6}} = 955,3 \times 10^{-6} \text{ s} \quad (26)$$

O ganho proporcional é calculado através da equação (27). Para esse cálculo deve ser considerada uma margem de tensão para comutações de carga, essa margem deve ser somada a tensão média do conversor e deve ser suficiente para que a tensão nele não retire o amplificador linear da região de saturação. Para um degrau de carga de 33,33 %, onde a corrente da carga V_L pode assumir 1,5 A, foi admitida uma variação de tensão de 1 V, essa variação só acontecerá no momento da comutação, porém para que o nível de tensão se mantenha regulado, a tensão V_b deve ser reajustada para 52,12 V.

$$P = \frac{\Delta I_L}{\Delta V_b} = \frac{0,5}{1} = 0,5 \quad (27)$$

O conversor Buck com o sistema de controle proposto é apresentado na Figura 35, nesse caso, diferente do circuito em malha aberta apresentado na Figura 33, o conversor é controlado e há uma comutação de carga de 33,33 %.

Figura 35 - Circuito do conversor Buck com controle por histerese

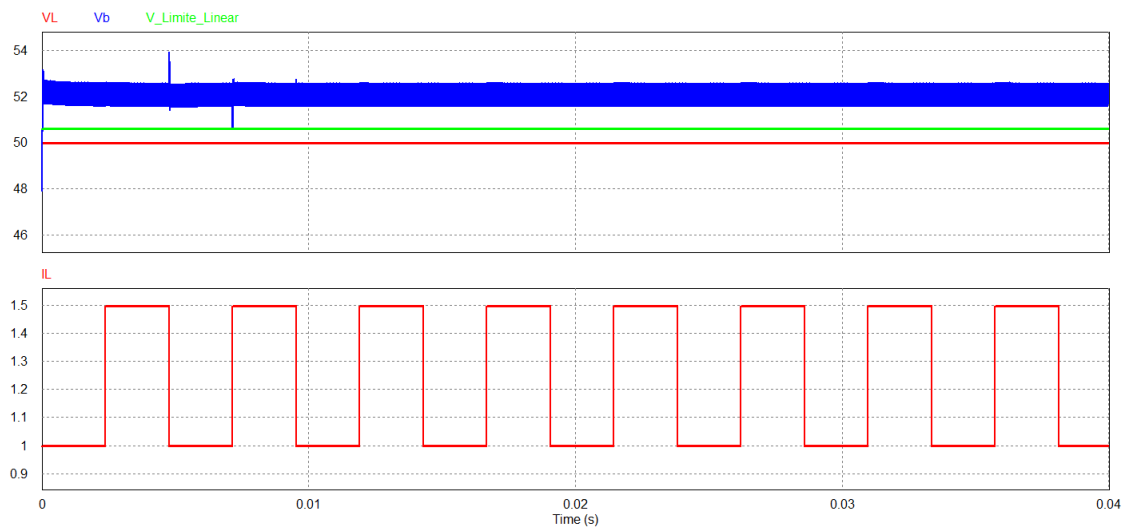


Fonte: Autor.

Ao simular o circuito são obtidos os gráficos apresentados na Figura 36. Nesses gráficos são apresentadas a tensão V_b em azul, medida sobre o capacitor de saída do conversor Buck, a tensão V_L em vermelho, medida sobre a carga e a tensão limite do linear que é a linha em verde

e representa o nível mínimo que o conversor Buck deve manter sobre o capacitor, para que o MOSFET se mantenha na região de saturação, no gráfico de baixo é apresentada a corrente de carga em vermelho, através da corrente observa-se os degraus de carga aplicados.

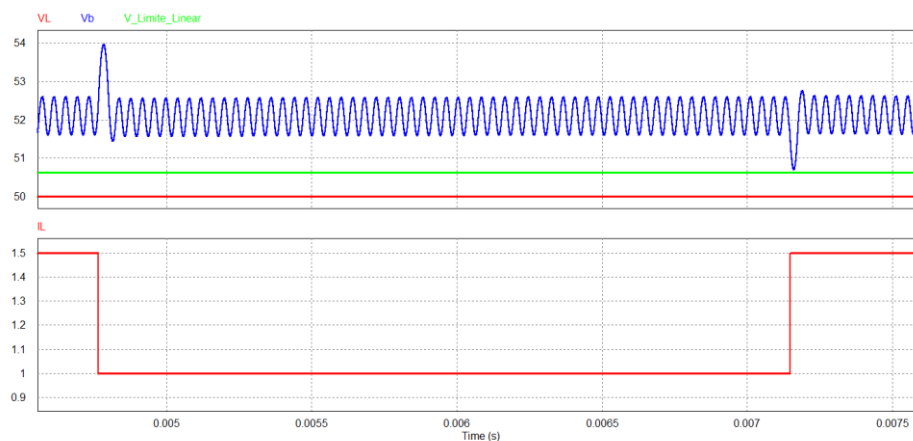
Figura 36 - Gráficos da resposta do conversor Buck proposto



Fonte: Autor.

Na Figura 37 é apresentada uma ampliação do ponto onde a variação se aproxima do limite da região linear, esse afundamento da tensão é dependente do momento em que ocorre a comutação, o pior caso ocorre quando a comutação da carga é realizada no momento que o indutor se aproxima do ponto de menor corrente. Como previsto o afundamento não transpassa a linha limite do linear.

Figura 37 - Ponto onde ocorre a maior queda de tensão no capacitor do conversor Buck



Fonte: Autor.

A potência dissipada pelo amplificador linear pode ser obtida através da equação (28), esse cálculo é realizado levando em conta a tensão na carga V_L , a tensão média sobre o capacitor do conversor Buck $V_{b\text{méd}}$ e a corrente de carga I_L .

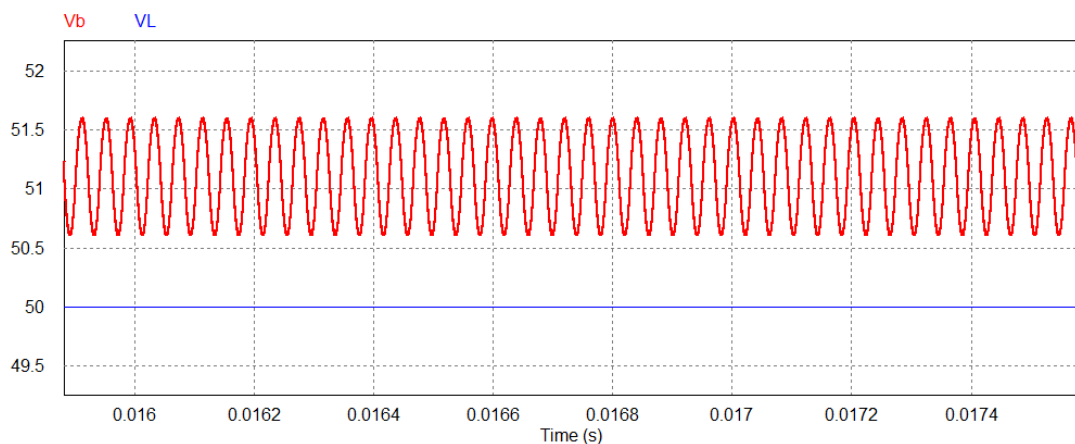
$$P_{Linear} = (V_{b\text{méd}} - V_L) \times I_L = (52,12 - 50) \times 1 = 2,12 \text{ W} \quad (28)$$

Essa potência média pode ser reduzida se o conversor for projetado para trabalhar em regime permanente sem a previsão das comutações, nesse caso a potência dissipada seria conforme a equação (29).

$$P_{Linear} = (51,12 - 50) \times 1 = 1,12 \text{ W} \quad (29)$$

No gráfico da Figura 38 é apresentada a tensão sobre o capacitor do conversor Buck V_b em vermelho, e a tensão sobre a carga em azul, essa condição sem comutações é a de menor potência dissipada sobre o amplificador linear, e não leva em conta as comutações.

Figura 38 - Gráfico das tensões V_b e V_L regulados para a menor perda



Fonte: Autor.

Quando um rendimento superior for o objetivo, não considerar a inserção de degraus pode ser solução, porém com essa escolha dependendo do ponto de comutação haverá distorção.

3.4 PROJETO DO AMPLIFICADOR LINEAR CONVERSORES ELEVADORES

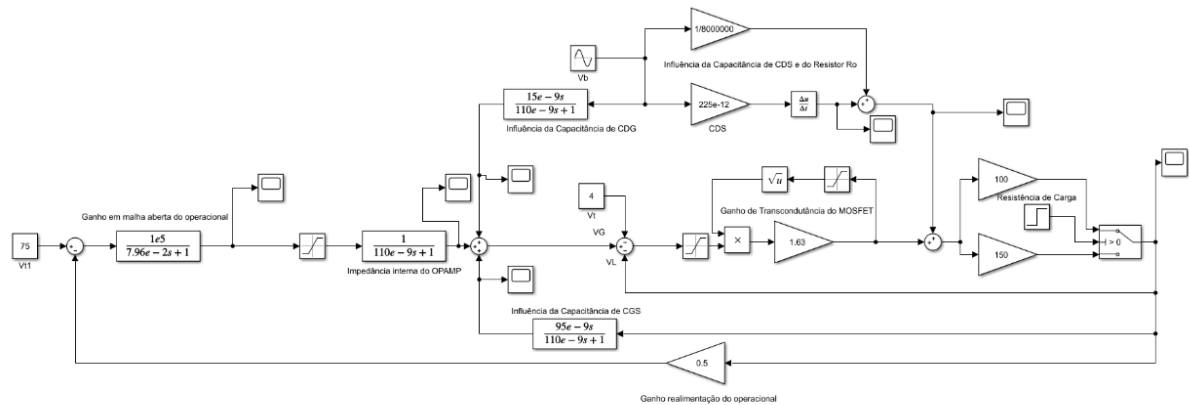
O amplificador linear será construído com os mesmos componentes utilizados anteriormente, porém, a carga e a tensão de trabalho serão alteradas. Para esse projeto a carga será de 150Ω e a tensão de $150 V$.

A tensão $V_{OV_{sat}}$ foi obtida através da equação (30). Não houve alteração de resposta devido a mudança de tensão e de carga, o $V_{b_{min}}$ é modificado apenas pela tensão de carga V_L e passa a ser de $150,614 V$.

$$V_{OV_{S_{sat}}} = \frac{\sqrt{1}}{1,63} \cong 0,614 \quad (30)$$

Como os componentes são idênticos aos utilizados no amplificador linear aplicado ao conversor Buck, quando analisado a resposta às comutações de carga e às variações de tensão, a planta é a mesma com alteração apenas dos parâmetros de carga e de tensão de entrada. Na Figura 39 é apresentada a planta já com as alterações pertinentes.

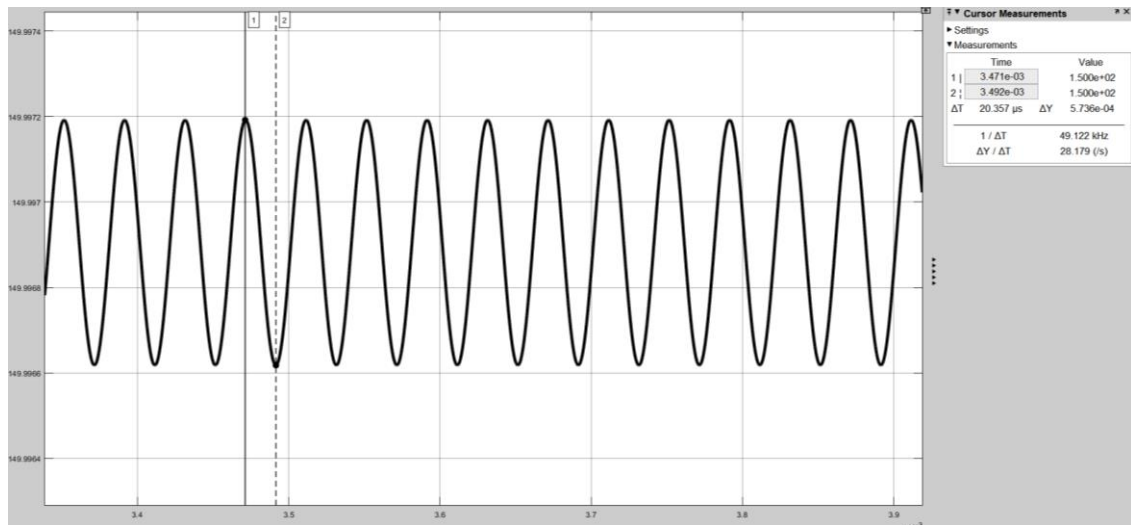
Figura 39 - Planta para análise da resposta do amplificador linear do conversor elevador



Fonte: Autor.

Como apresentado na Figura 40 não houve mudança significativa na resposta e a ondulação de tensão sobre a carga contínua em aproximadamente $573 \mu V$, redução de 1744 vezes, a ondulação sobre a carga é apenas 0,054 % da ondulação de saída do conversor chaveado.

Figura 40 - Ondulação na carga conversor elevador



Fonte: Autor.

Esse amplificador configurado para trabalhar em 150 V será utilizado em todos os demais conversores.

3.5 PROJETO DO CONVERSOR BOOST

O projeto do conversor Boost deve prever a tensão média sobre o capacitor de saída $V_{b\text{méd}}$, que pode ser determinada através da tensão mínima exigida para manter o amplificador na região linear, mais metade da amplitude da variação de V_b conforme apresenta a equação (31). A tensão mínima já foi determinada no projeto do amplificador linear, a ondulação máxima será de 1 V.

$$V_b = 150,62 + \frac{1}{2} = 151,12 \text{ V} \quad (31)$$

Conhecendo a tensão V_{in} que neste projeto será de 100 V, é possível calcular a razão cíclica do conversor em regime permanente, conforme a equação (32).

$$D = 1 - \frac{V_{in}}{V_b} = 1 - \frac{100}{151,12} \cong 0,34 \quad (32)$$

Considerando a ondulação máxima no indutor Δi_L de 1 A, a indutância pode ser calculada através da equação (33).

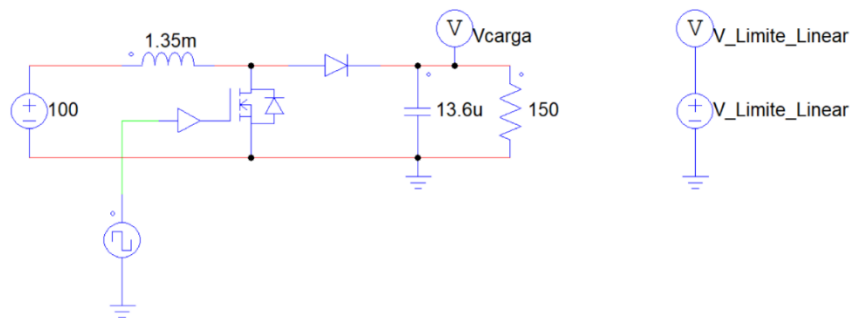
$$L = \frac{100}{25000 \times 1} \times 0,34 = 1,36 \text{ mH} \quad (33)$$

A capacitância pode ser obtida através da equação (34), considerando ΔV_b de 1 V.

$$C = \frac{1}{25000 \times 1} \times 0,34 = 13,6 \text{ } \mu\text{F} \quad (34)$$

O conversor Boost em malha aberta implementado através de simulador é apresentado na Figura 41, uma fonte foi adicionada para representar no gráfico os limites de tensão.

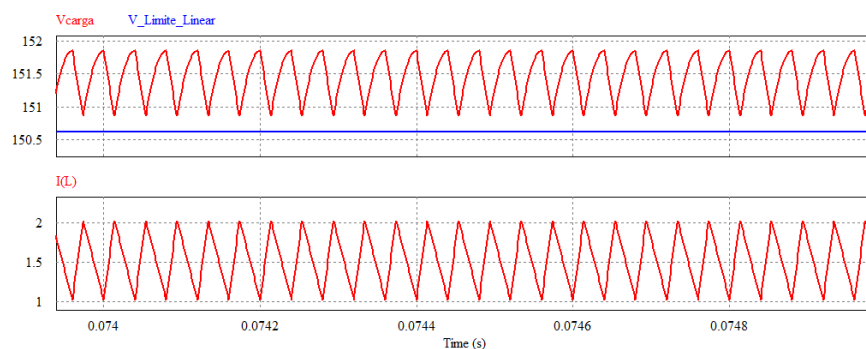
Figura 41 - Conversor Boost Estático



Fonte: Autor.

Os gráficos gerados no simulador são apresentados na Figura 42, a resposta apresentada condiz com o previsto, o gráfico de tensão em vermelho tem aproximadamente 1 V de ondulação e a tensão mínima é sempre maior do que a tensão necessária para manter o amplificador na região linear, o gráfico da corrente $I(L)$ demonstra a variação de 1 A.

Figura 42 - Resposta do Boost Estático



Fonte: Autor.

A malha de controle aplicada é similar a malha adotada no projeto do conversor Buck, porém o indutor no conversor Boost é deslocado, ficando em série com a fonte de entrada e diferente do Buck, o Boost não pode se manter com a chave fechada por tempo indeterminado. Por essa última observação o controlador proposto se apresenta como solução interessante, já que no Buck o controle de corrente serve apenas para observar as comutações de carga e responder rapidamente, já no Boost além disso ele serve também para limitar a corrente no indutor abrindo a chave.

Os parâmetros para o projeto do compensador PI são variação máxima na corrente de carga é 0,5 A e variação máxima de tensão de 4 V. A tensão média será deslocada em 4 V para cima.

O tempo de integração T_i é calculado conforme equação (35).

$$T_i = 4\pi \times \sqrt{1,35 \times 10^{-3} \times 13,6 \times 10^{-6}} = 1,703 \text{ ms} \quad (35)$$

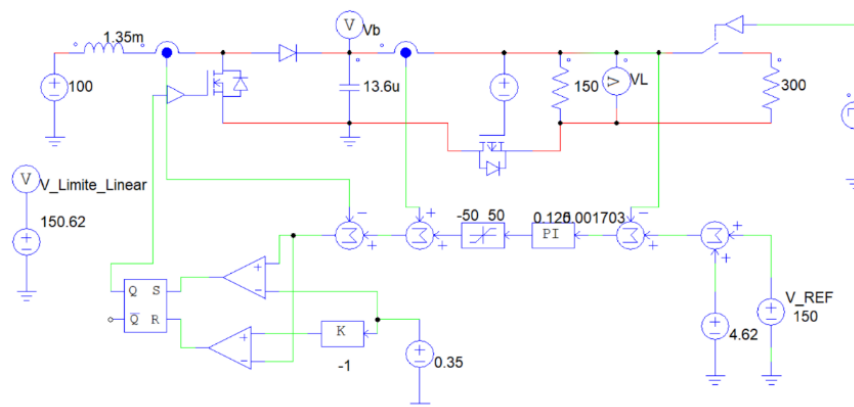
O ganho proporcional é calculado através da equação (36).

$$P = \frac{0,5}{4} = 0,125 \quad (36)$$

Essas equações foram obtidas em (VIDOR, 2019).

O conversor Boost com sistema de controle proposto é apresentado na Figura 43, na simulação além do controlador o amplificador linear também foi implementado. Por projeto o conversor suporta um degrau de 33,33 % de carga.

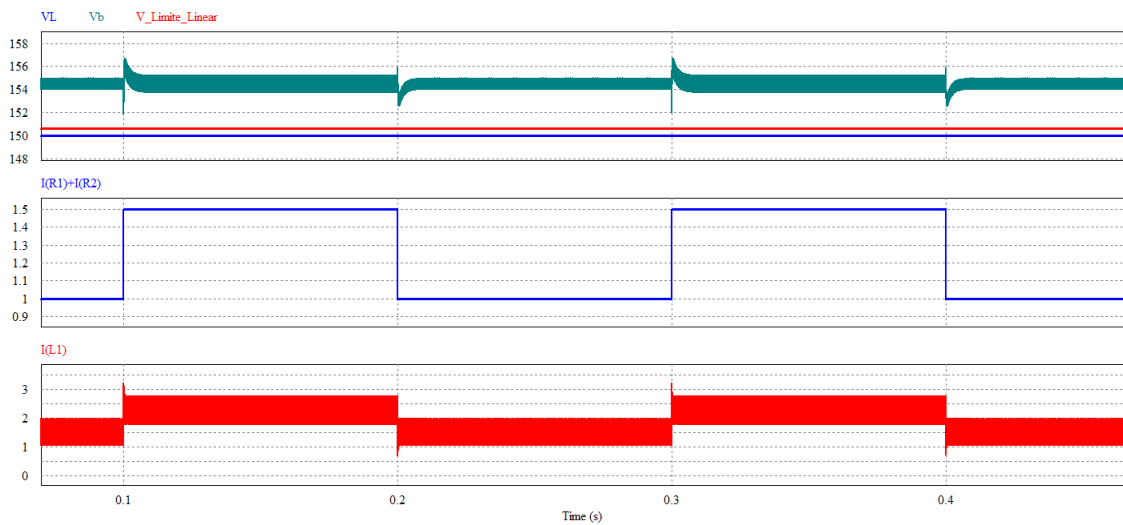
Figura 43 - Circuito do Conversor Boost com Controle por Histerese



Fonte: Autor.

Os gráficos apresentados na Figura 44 representam a resposta do conversor, considerando as comutações. O primeiro gráfico em azul claro traz a tensão na carga, como esperado está livre de ondulação, mesmo nas comutações não sofre nenhum tipo de variação, a linha em vermelho representa o limite mínimo de tensão que deve aparecer sobre o capacitor do Boost para que o amplificador linear se mantenha na região linear, em verde é apresentada a tensão sobre o capacitor do conversor Boost. O segundo gráfico apresenta a corrente na carga e o terceiro gráfico apresenta a corrente no indutor de entrada do Boost.

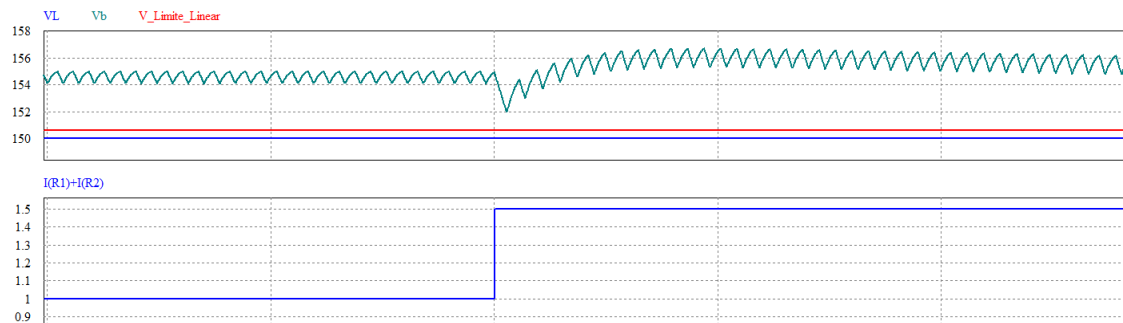
Figura 44 - Gráfico da resposta do conversor Boost proposto



Fonte: Autor.

No gráfico da Figura 45 é apresentada uma ampliação do instante em que a variação de tensão mais se aproxima do limite mínimo de tensão.

Figura 45 - Ampliação do gráfico no momento de maior queda de tensão



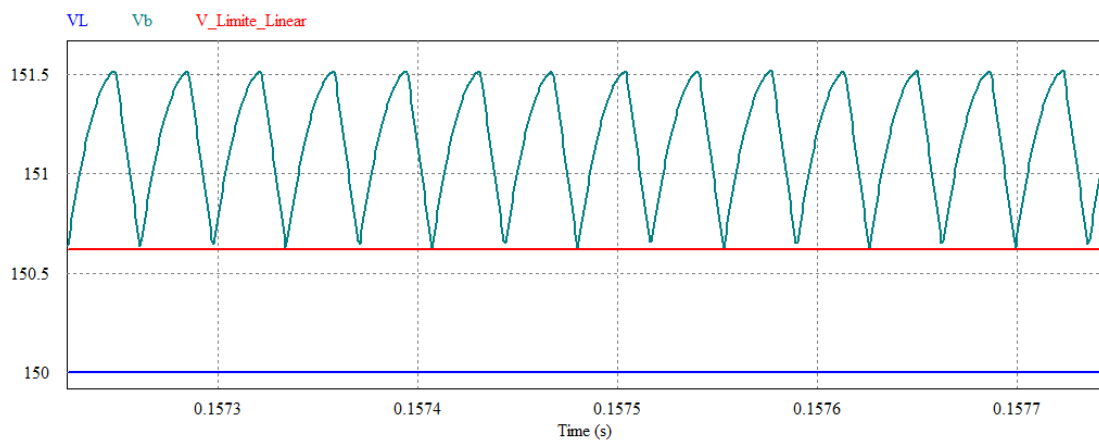
Fonte: Autor.

A potência dissipada sobre o linear quando operando com uma corrente de 1 A é calculada através da equação (37).

$$P_{Linear} = (154,62 - 150) \times 1 = 4,62 W \quad (37)$$

Essa potência dissipada pode ser reduzida se o conversor não for projetado para trabalhar com degraus de carga, sendo assim a tensão sobre o capacitor poderia ser reduzida para 151,12 V, como no gráfico da Figura 46.

Figura 46 - Gráfico da resposta do conversor configurado para a mínima dissipação



Fonte: Autor.

A dissipação sobre o amplificador linear quando não considerada a possibilidade de comutações de carga é calculada através da equação (38). Comparando o resultado com o obtido no projeto do conversor Buck, a dissipação no amplificador linear se tornam menos significativas quando o mesmo for projetado apenas para operar em regime permanente, ou seja, o conversor Boost teve a mesma potência dissipada, porém entregou 100 W a mais para a carga.

$$P_{Linear} = (151,12 - 150) \times 1 = 1,12 W \quad (38)$$

Equivalente ao projeto utilizando o conversor Buck, o conversor quando projetado para trabalhar em regime permanente, ou seja, com tensões ajustadas e não considerando as comutações de carga a dissipação sobre o amplificador linear pode ser reduzida. No caso do Boost foi reduzida em 75,75 %.

3.6 PROJETO DO CONVERSOR BUCK-BOOST

Para o projeto do conversor Buck-Boost, assim como para os próximos projetos, será levado em conta a restrição imposta ao conversor Boost. A tensão mínima no capacitor de saída do conversor Buck-Boost deve ser de 150,62 V, assim como no Boost a tensão média será de no mínimo 151,12 V. A tensão de entrada será de 100 V, com isso é possível calcular razão cíclica do conversor, conforme a equação (39).

$$D = \frac{151,12}{151,12+100} = 0,602 \quad (39)$$

A indutância e capacitância podem então ser calculadas, para a indutância será considerado uma ondulação de 1 A. A equação (40) apresenta o cálculo da indutância.

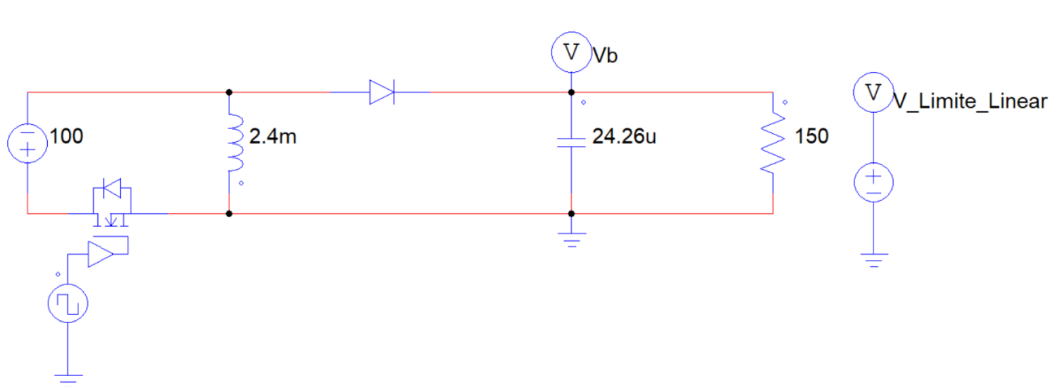
$$L = \frac{0,602 \times 100}{25000 \times 1} = 2,4 \text{ mH} \quad (40)$$

Para obtenção da capacitância será considerada uma ondulação de 1 V, a equação (41) apresenta o cálculo da capacitância.

$$C = \frac{0,602 \times 151,12}{25000 \times 150 \times 1} = 24,26 \mu\text{F} \quad (41)$$

O conversor Buck-Boost em malha aberta é apresentado na Figura 47, ele foi implementado através de simulador e confirma as equações propostas.

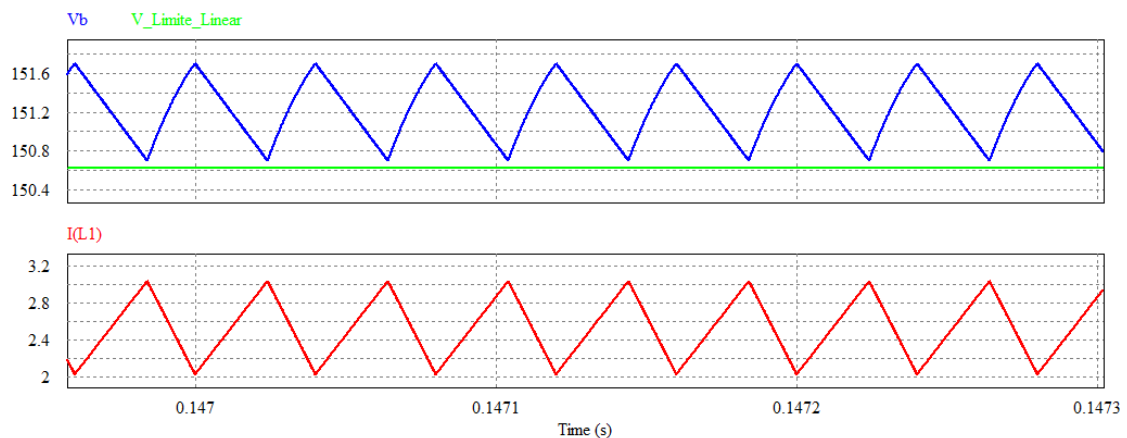
Figura 47 - Conversor Buck-Boost em malha aberta



Fonte: Autor.

As repostas do conversor em malha aberta são apresentadas na Figura 48, através delas observa-se que o projeto está condizente com o esperado. O gráfico em azul representa a tensão de saída do conversor, que deve ser superior a tensão representada no gráfico verde, tensão limite para que o amplificador linear opere na região linear, o gráfico em vermelho apresenta a corrente no indutor.

Figura 48 - Resposta do conversor em malha aberta



Fonte: Autor.

Assim como nos conversores Buck e Boost é necessário aplicação de uma malha de controle que tenha uma resposta rápida a variações de carga, para isso será implementado o mesmo sistema, um controlador por histerese e um compensador PI.

Os cálculos do tempo de integração e do ganho proporcional, seguirão a forma já estabelecida durante a construção dos conversores anteriores e que foi apresentada no trabalho (VIDOR, 2019). A equação (42) apresenta o cálculo do tempo de integração.

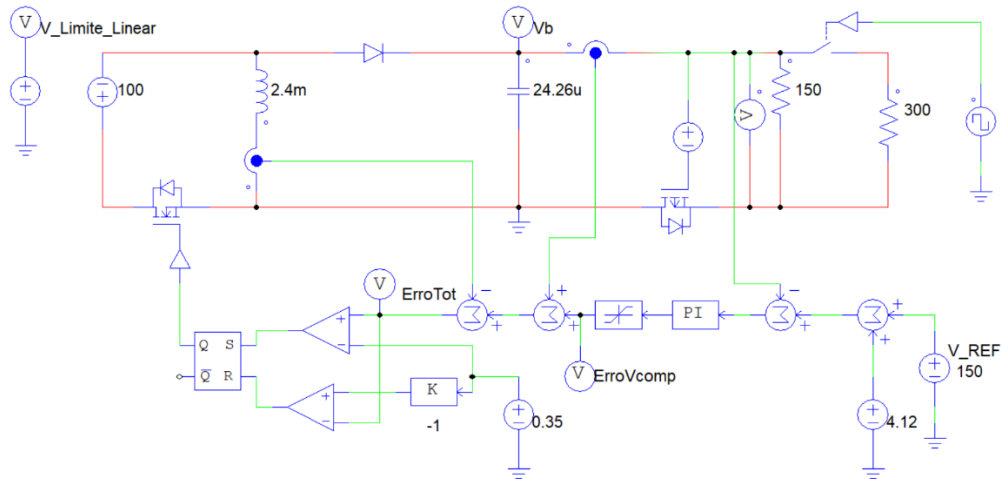
$$T_i = 4\pi \times \sqrt{2,4 \times 10^{-3} \times 24,26 \times 10^{-6}} = 3,03 \text{ ms} \quad (42)$$

O ganho proporcional é obtido através da equação (43), e leva em conta uma variação máxima para a corrente de carga de 0,5 A e a variação máxima da tensão de carga de 4 V.

$$P = \frac{0,5}{4} = 0,125 \quad (43)$$

Na Figura 49 é apresentado o conversor Buck-Boost com a malha de controle e o amplificador linear aplicado. O conversor com a malha de realimentação suporta um degrau de carga de 33,33 %.

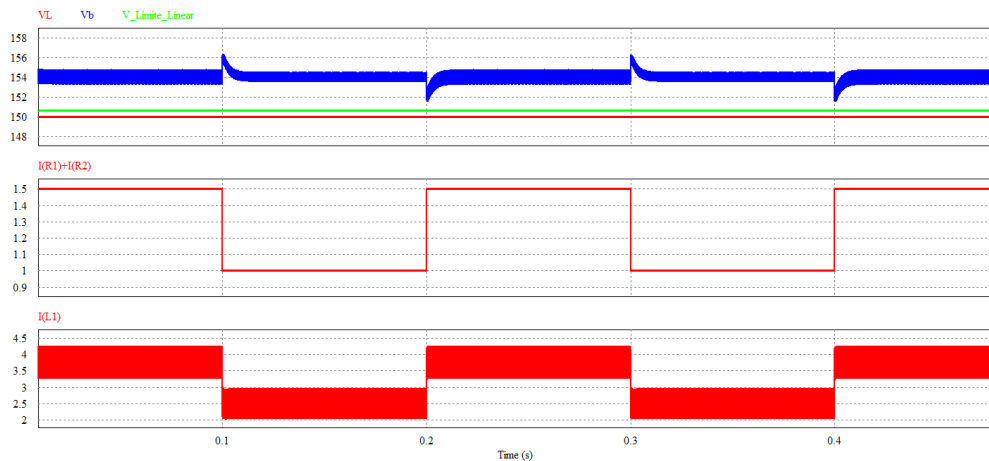
Figura 49 - Buck-Boost com amplificador linear



Fonte: Autor.

Na Figura 50 é apresentada a resposta do conversor, no primeiro gráfico encontra-se a tensão no capacitor de saída do conversor (em azul), a tensão limite para manter o amplificador linear na região linear (em verde) e a tensão sobre a carga (em vermelho). No gráfico dois é apresentada a corrente na carga que varia de 1 A para 1,5 A. No gráfico três é apresentado o gráfico da corrente no indutor.

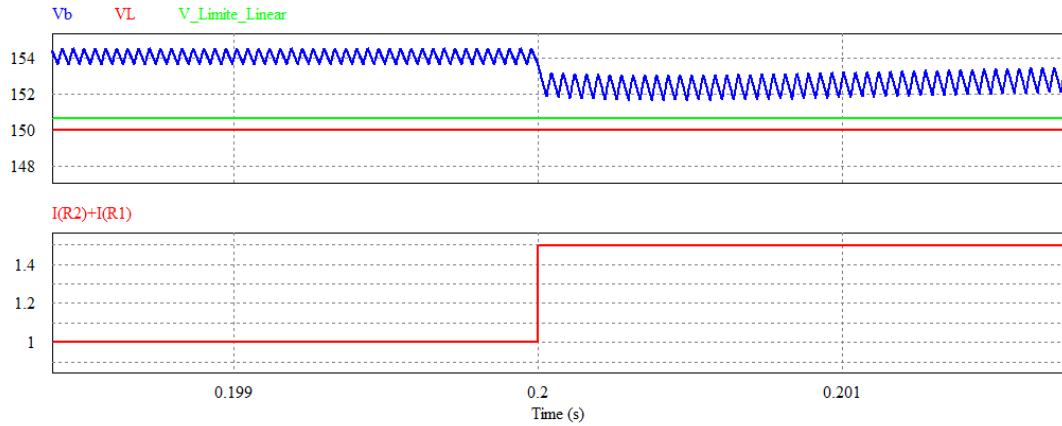
Figura 50 - Gráfico da resposta do conversor



Fonte: Autor.

Na Figura 51 é apresentada uma ampliação das tensões do conversor Buck-Boost no momento da comutação de carga.

Figura 51 - Ampliação no ponto de comutação



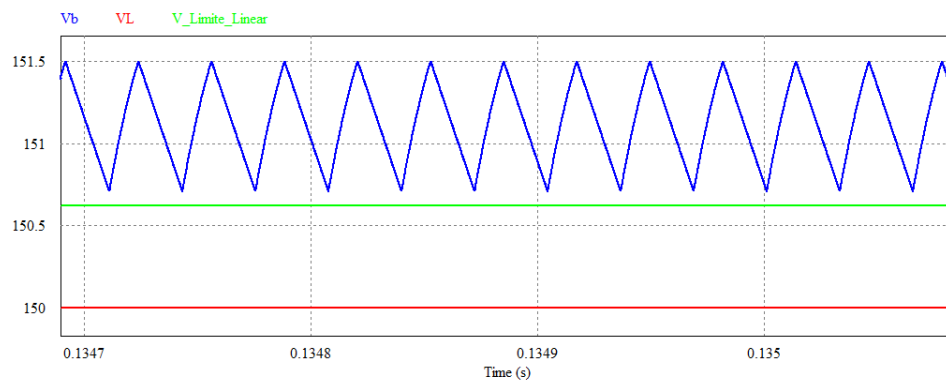
Fonte: Autor.

A potência média dissipada sobre o amplificador linear, quando o conversor opera com 1 A, pode ser calculada conforme a equação (44).

$$P_{Linear} = (154,12 - 150) \times 1 = 4,12 W \quad (44)$$

Se for desconsiderada a possibilidade de um degrau de carga, a potência média pode ser reduzida, nesse caso a tensão média sobre o capacitor deve se manter em 151,12 V, essa tensão foi definida como parâmetro de projeto do conversor. Na Figura 52 é apresentada a resposta do conversor Buck-Boost sem a devida margem necessária para as comutações.

Figura 52 - Resposta do conversor Buck-Boost em regime permanente



Fonte: Autor.

Assim é possível recalcular a potência dissipada sobre o amplificador linear, a equação (45) apresenta o novo cálculo da potência dissipada. Apesar de uma condição limitada de atuação, já que o conversor não admite transição de carga sem distorção, o conversor nessa situação dissipa o mínimo de energia sobre o amplificador linear.

$$P_{Linear} = (151,12 - 150) \times 1 = 1,12 W \quad (45)$$

3.7 PROJETO DO CONVERSOR CÚK

O conversor Cúk diferente dos anteriores é formado por quatro componentes armazenadores, as especificações para o projeto e montagem da estrutura seguem o mesmo padrão já realizado para o conversor Buck-Boost.

Para uma variação máxima de 1 V, a tensão média no capacitor do conversor Cúk deve ser 151,12 V, com esses parâmetros é possível calcular a razão cíclica conforme a equação (46).

$$D = \frac{151,12}{151,12+100} = 0,602 \quad (46)$$

A indutância de entrada é calculada conforme apresentado na equação (47).

$$L = \frac{100 \times 0,602}{25000 \times 1} = 2,4 \text{ mH} \quad (47)$$

A capacitância de entrada é calculada conforme apresentado na equação (48).

$$C = \frac{1,5 \times (1 - 0,602)}{25000 \times 1} = 23,88 \mu F \quad (48)$$

A indutância de saída é calculada conforme apresenta a equação (49).

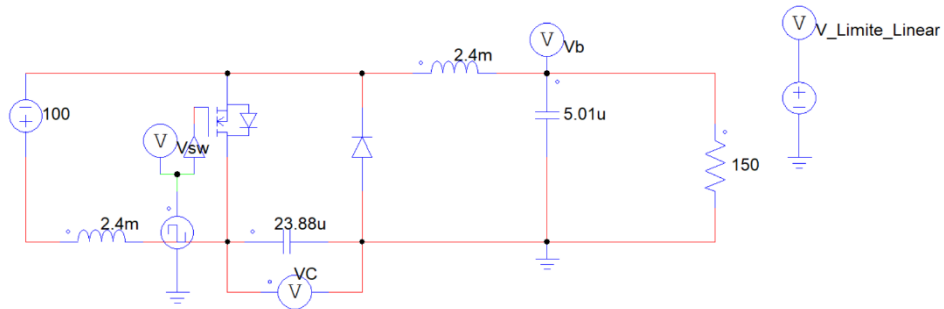
$$L_o = \frac{100 \times 0,602}{25000 \times 1} = 2,4 \text{ mH} \quad (49)$$

A capacitância de saída é calculada conforme apresenta a equação (50).

$$C_o = \frac{100 \times 0,602}{8 \times 25000^2 \times 2,4 \times 10^{-3} \times 1} = 5,01 \mu F \quad (50)$$

O conversor em malha aberta é apresentado na Figura 53, ele foi implementado através de simulador.

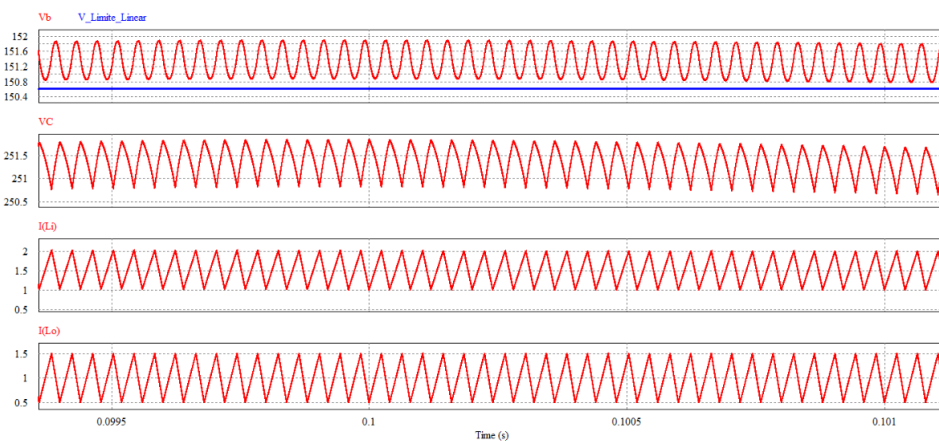
Figura 53 - Conversor Cúk em malha aberta



Fonte: Autor.

A resposta do conversor Cúk em malha aberta é apresentada na Figura 54, através do gráfico pode-se confirmar as informações de projeto e as capacidades do conversor, que são condizentes. No primeiro gráfico é apresentada a tensão no capacitor de saída (em vermelho) e a tensão mínima para manter o amplificador linear na região linear (em azul), no segundo é apresentada a tensão no capacitor de acumulação, no terceiro gráfico é apresentada a corrente no indutor de entrada e no quarto gráfico é apresentada a corrente no indutor de saída.

Figura 54 - Gráfico da resposta do conversor Cúk em malha aberta



Fonte: Autor.

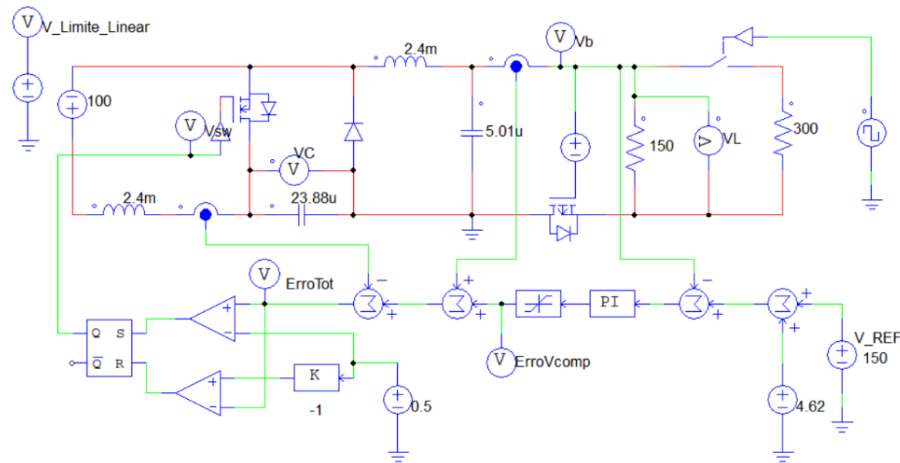
O controle aplicado no Buck e no Boost no trabalho de Vidor (2019), foi generalizado para utilização nos 6 conversores básicos. O sistema aplicado no Buck-Boost já faz parte dessa generalização, os conversores Cúk, Sepic e Zeta terão o controle implementado de forma

similar, sendo necessário apenas calcular o tempo de integração através do indutor e capacitor de saída, como apresentado na equação (51).

$$T_i = 4\pi \times \sqrt{2,4 \times 10^{-3} \times 5,01 \times 10^{-6}} = 1,38 \text{ ms} \quad (51)$$

O conversor Cúk com o amplificador linear foi implementado através de simulador, a Figura 55 apresenta o conversor implementado.

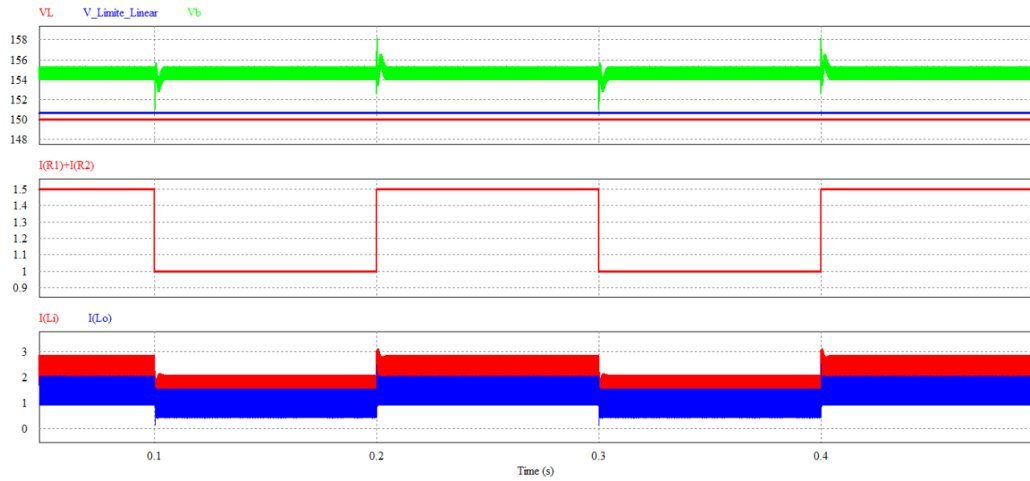
Figura 55 - Conversor Cúk implementado



Fonte: Autor.

Nos gráficos da Figura 56 são apresentadas as respostas do conversor Cúk, no primeiro gráfico é possível analisar a tensão na carga (em vermelho), a tensão no capacitor de saída (em verde) e a tensão limite para que o amplificador linear se mantenha na região linear (em azul), no segundo gráfico é apresentada a variação de corrente e no terceiro gráfico é apresentado a variação na corrente dos indutores de entrada (em vermelho) e de saída (em azul).

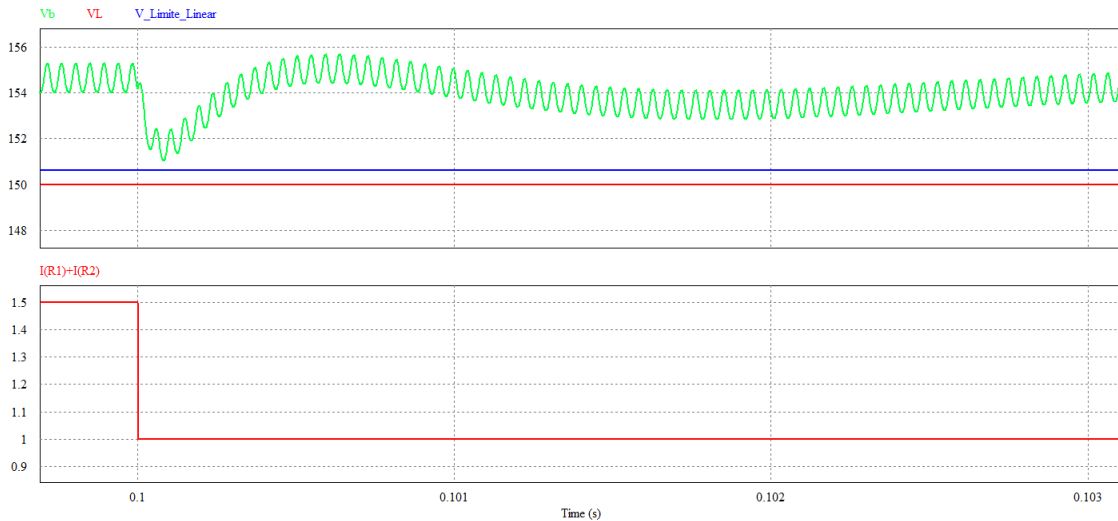
Figura 56 - Resposta do Conversor Cúk



Fonte: Autor.

Na Figura 57 é apresentada uma ampliação no instante da comutação, nesse caso o controle responde em tempo suficiente para que a tensão não seja inferior a tensão mínima que mantém o amplificador linear em sua região linear.

Figura 57 - Resposta do conversor Cúk no momento da comutação de carga

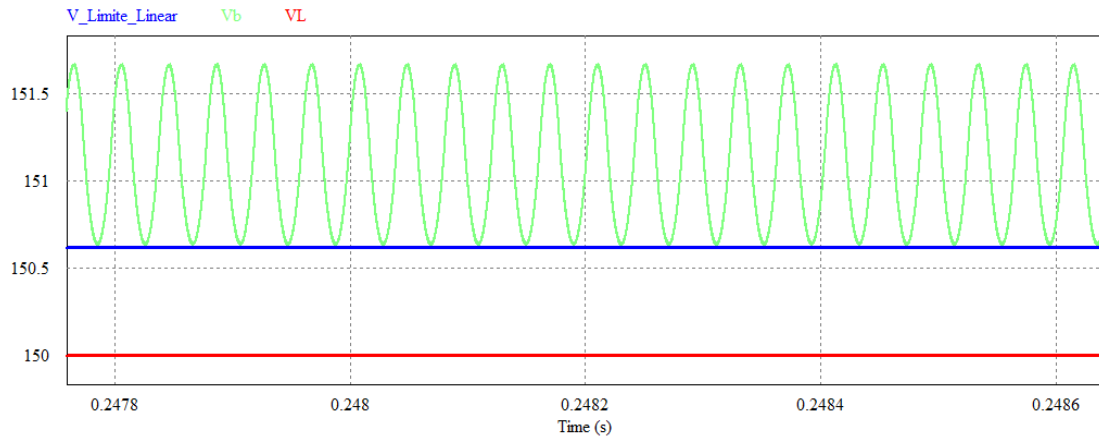


Fonte: Autor.

A potência média dissipada no linear é calculada como demonstrado na equação (44) para o conversor Buck-Boost, ou seja, essa potência é de 4,62 W, no caso desse conversor também é possível dissipar menos potência, se ele não for projetado visando comutações de

carga, a potência média dissipada no amplificador linear poderia ser de 1,12 W. Na Figura 58 é apresentado o gráfico da resposta do conversor em regime sem margem para comutações.

Figura 58 - Resposta do conversor Cúk em regime sem margem para comutação



Fonte: Autor.

3.8 PROJETO DO CONVERSOR SEPIC

O conversor Sepic assim como o conversor Cúk é formado por quatro componentes armazenadores, as especificações para o projeto e montagem da estrutura segue o mesmo padrão já realizado para o conversor Buck-Boost.

A indutância de entrada é determinada conforme equação (52).

$$L = \frac{100 \times 0,602}{25000 \times 1} = 2,41 \text{ mH} \quad (52)$$

A indutância de acumulação L_m é determinada conforme equação (53).

$$L_m = \frac{100 \times 0,602}{25000 \times 1} = 2,41 \text{ mH} \quad (53)$$

A capacitância de acumulação C é determinada conforme equação (54).

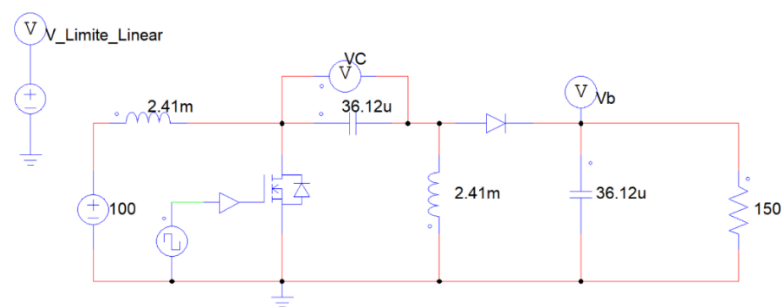
$$C = \frac{0,602}{100 \times 25000 \times \left(\frac{1}{150}\right)} = 36,12 \text{ } \mu\text{F} \quad (54)$$

A capacitância C_o de saída é determinada conforme equação (55).

$$C_o = \frac{0,602}{100 \times 25000 \times \left(\frac{1}{150}\right)} = 36,12 \quad (55)$$

O conversor em malha aberta é apresentado na Figura 59, ele foi implementado através de simulador.

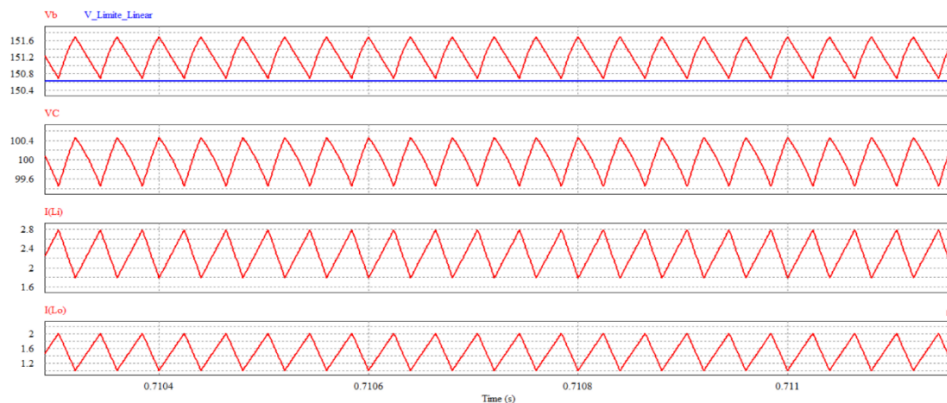
Figura 59 - Conversor Sepic em malha aberta



Fonte: Autor.

A resposta do conversor Sepic em malha aberta é apresentada na Figura 60, através do gráfico pode-se confirmar as informações de projeto e as características do conversor e são condizentes com o projetado. No primeiro gráfico é apresentada a tensão no capacitor de saída (em vermelho) e a tensão mínima para manter o amplificador linear na região linear (em azul), no segundo gráfico é apresentada a tensão no capacitor de acumulação, no terceiro gráfico é apresentada a corrente no indutor de entrada e no quarto gráfico é apresentada a corrente no indutor de saída.

Figura 60 - Gráfico da resposta do conversor Sepic em malha aberta



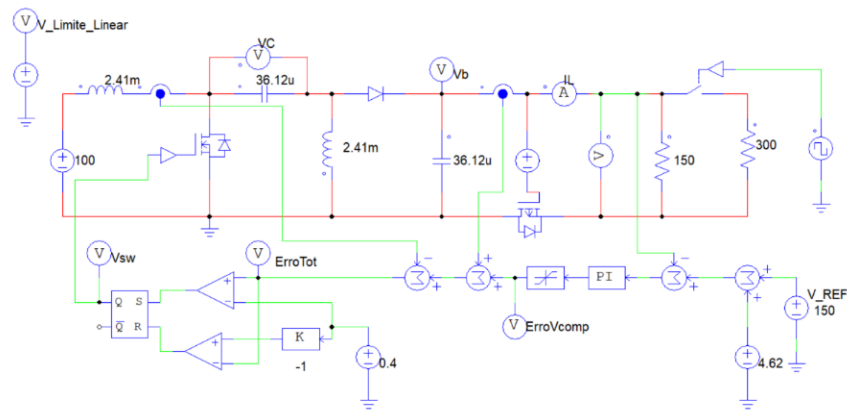
Fonte: Autor.

Na equação (56) é encontrado o tempo de integração do compensador.

$$T_i = 4\pi \times \sqrt{2,41 \times 10^{-3} \times 36,12 \times 10^{-6}} = 3,71 \text{ ms} \quad (56)$$

O conversor Sepic com o amplificador linear foi implementado através de simulador, a Figura 61 apresenta o conversor implementado.

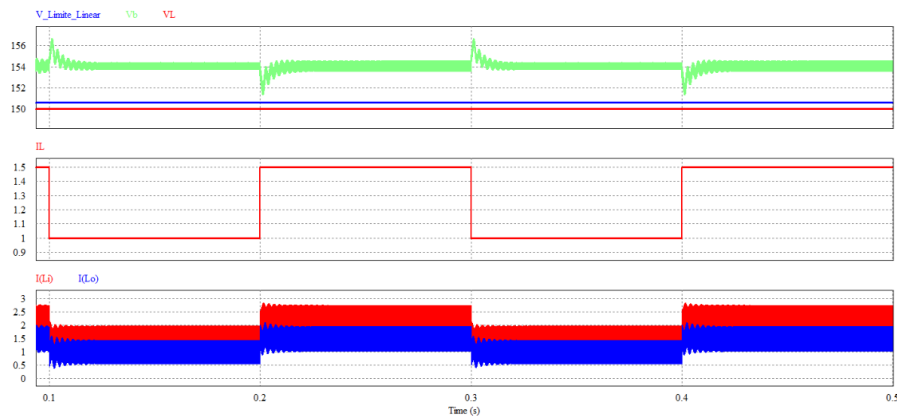
Figura 61 - Conversor Sepic implementado



Fonte: Autor.

Nos gráficos da Figura 62 é apresentada a resposta do conversor Sepic, no primeiro gráfico é possível analisar a tensão na carga (em vermelho), a tensão no capacitor de saída (em verde) e a tensão limite para que o amplificador linear se mantenha na região linear (em azul), no segundo gráfico é apresentada a variação de corrente e no terceiro gráfico é apresentado a variação na corrente dos indutores de entrada (em vermelho) e de acumulação (em azul).

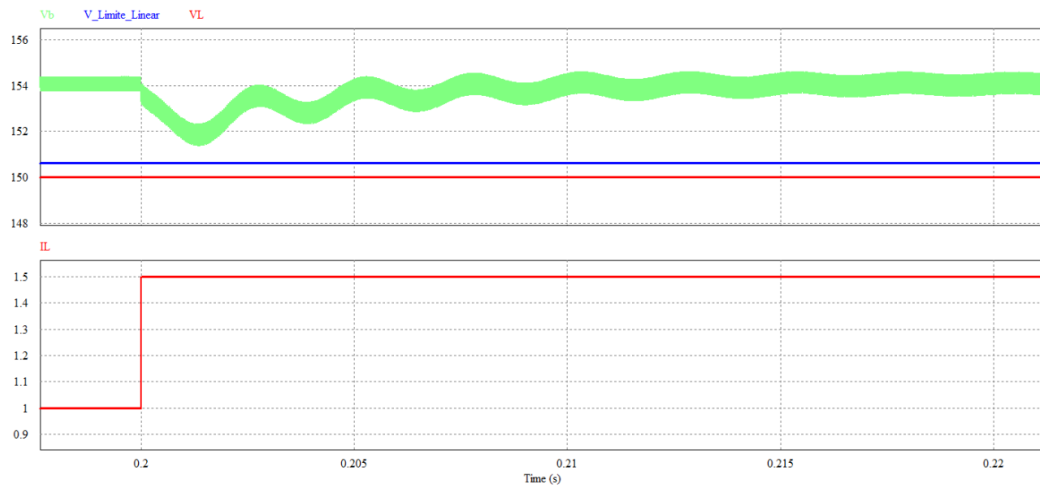
Figura 62 - Resposta do Conversor Sepic



Fonte: Autor.

A Figura 63 apresenta uma ampliação no instante da comutação, o controle responde com velocidade suficiente para que a tensão na carga não distorça.

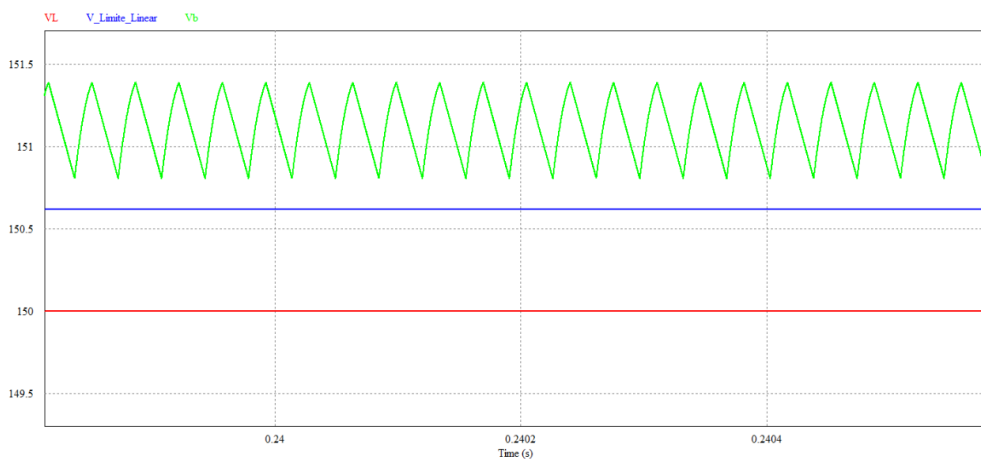
Figura 63 - Resposta do conversor Sepic no momento da comutação de carga



Fonte: Autor.

A potência média dissipada no linear é calculada como demonstrado na equação (44) para o conversor Buck-Boost, ou seja, essa potência é de 4,62 W, no caso do conversor Sepic também é possível dissipar menos potência, caso ele não seja projetado visando comutações de carga, dessa forma assim como nos demais conversores a potência média dissipada no amplificador linear poderia ser de 1,12 W. A Figura 64 apresenta o gráfico da resposta do conversor em regime permanente sem margem para comutações.

Figura 64 - Resposta do conversor Sepic em regime sem margem para comutação



Fonte: Autor.

3.9 PROJETO DO CONVERSOR ZETA

O conversor Zeta assim como o conversor Cúk e o conversor Sepic é formado por quatro componentes armazenadores, as especificações para o projeto e montagem da estrutura segue o mesmo padrão já realizado para o conversor Buck-Boost.

Com isso é possível obter a indutância de entrada conforme a equação (57).

$$L = \frac{100 \times 0,602}{25000 \times 1} = 2,41 \text{ mH} \quad (57)$$

A indutância de saída é obtida conforme a equação (58).

$$L_o = \frac{100 \times 0,602}{25000 \times 1} = 2,41 \text{ mH} \quad (58)$$

A capacitância do acumulador é obtida conforme a equação (59).

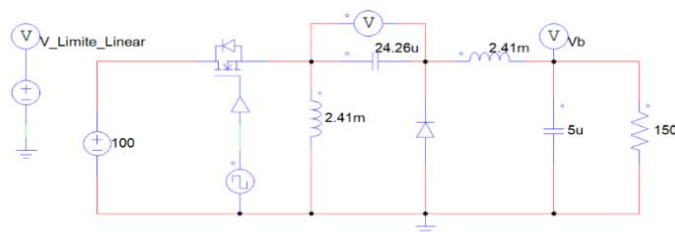
$$C = \frac{151,12 \times 0,602}{25000 \times 150 \times 1} = 24,26 \text{ } \mu\text{F} \quad (59)$$

A capacitância de saída é obtida conforme a equação (60).

$$C_o = \frac{1 - 0,602}{8 \times 25000^2 \times 2,41 \times 10^{-3} \times \frac{1}{151,12}} = 5 \text{ } \mu\text{F} \quad (60)$$

O conversor em malha aberta é apresentado na Figura 65, ele foi implementado através de simulador e confirma as equações aplicadas.

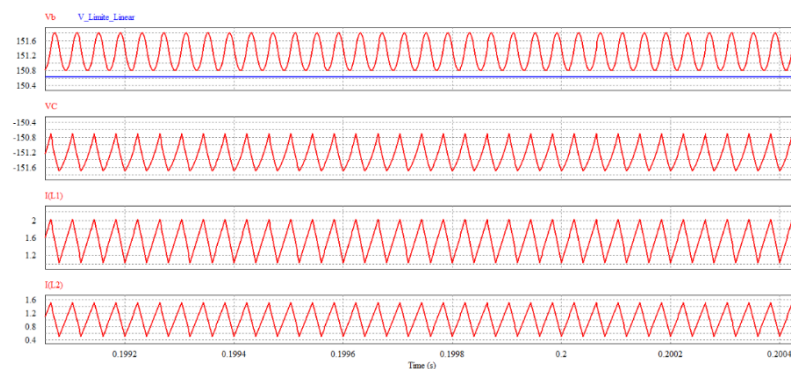
Figura 65 - Conversor Zeta em malha aberta



Fonte: Autor.

A resposta do conversor Zeta em malha aberta é apresentada na Figura 66, através do gráfico pode-se confirmar as informações de projeto. No primeiro gráfico é apresentada a tensão no capacitor de saída (em vermelho) e a tensão mínima para manter o amplificador linear na região linear (em azul), no segundo gráfico é apresentada a tensão no capacitor de acumulação, no terceiro gráfico é apresentada a corrente no indutor de entrada e no quarto gráfico é apresentada a corrente no indutor de saída.

Figura 66 - Gráfico da resposta do conversor Zeta em malha aberta



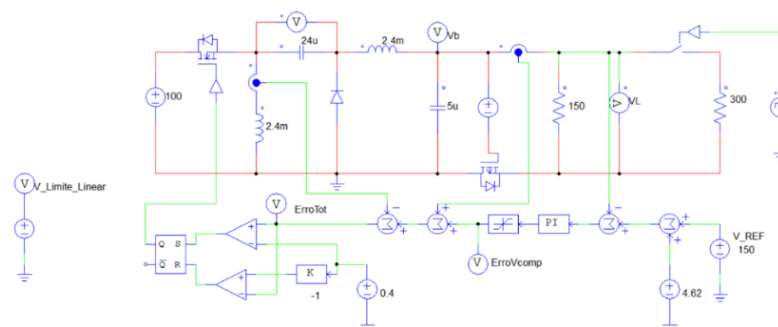
Fonte: Autor.

O sistema de controle será idêntico ao já utilizado no conversor Buck-Boost, sendo necessário apenas calcular o tempo de integração através do indutor de saída e do capacitor de saída, como apresentado na equação (61).

$$T_i = 4\pi \times \sqrt{2,41 \times 10^{-3} \times 5 \times 10^{-6}} = 1,38 \text{ ms} \quad (61)$$

O conversor Zeta com o amplificador linear foi implementado através de simulador, a Figura 67 apresenta o conversor implementado.

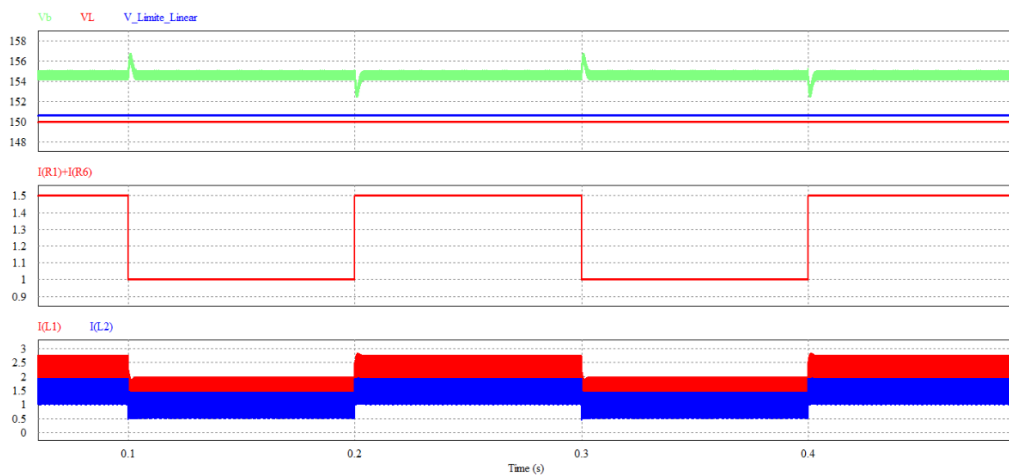
Figura 67 - Conversor Zeta implementado



Fonte: Autor.

Os gráficos da Figura 68 apresentam a resposta do conversor Zeta, no primeiro gráfico é possível analisar a tensão na carga (em vermelho), a tensão no capacitor de saída (em verde) e a tensão limite para que o amplificador linear se mantenha na região linear (em azul), no segundo gráfico é apresentado a variação de corrente e no terceiro gráfico é apresentado a variação na corrente dos indutores de entrada (em vermelho) e de acumulação (em azul).

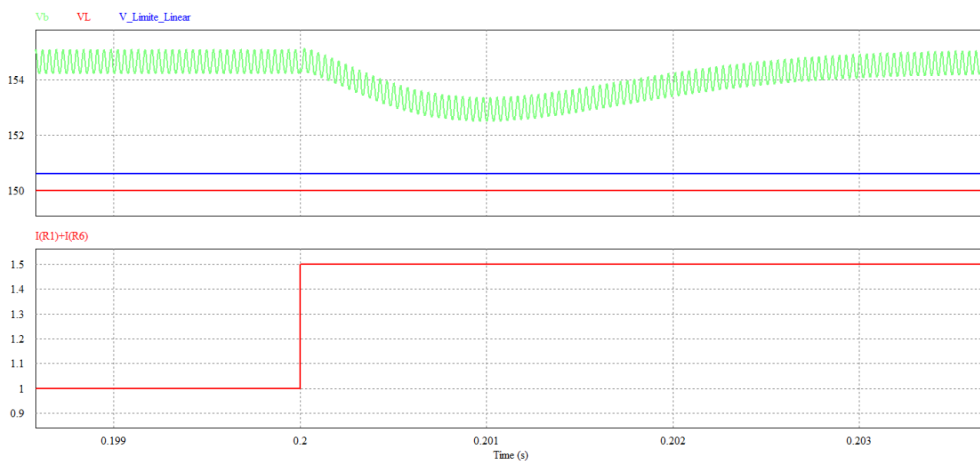
Figura 68 - Resposta do Conversor Zeta



Fonte: Autor.

Na Figura 69 é apresentada uma ampliação no instante da comutação, no caso do conversor Zeta, o controle responde com velocidade suficiente para que a tensão na carga não distorça.

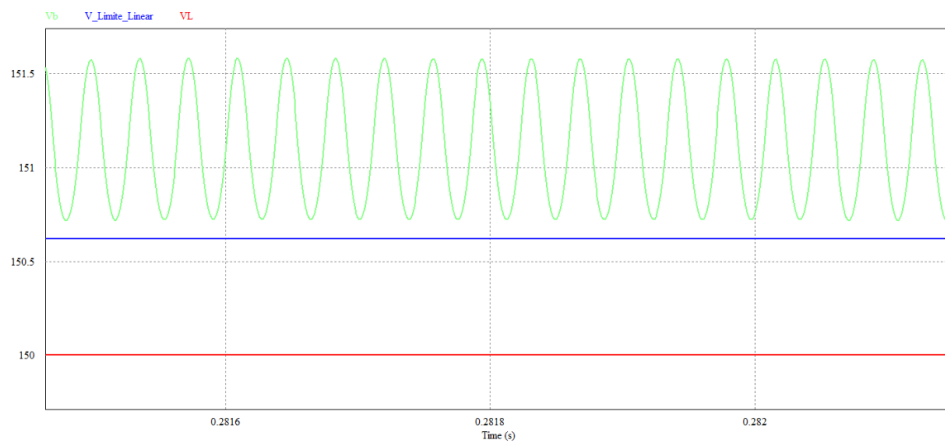
Figura 69 - Resposta do conversor Zeta no momento da comutação de carga



Fonte: Autor.

A potência média dissipada no linear é calculada como a demonstrada na equação (44) para o conversor Buck-Boost, ou seja, essa potência é de 4,62 W, no caso do conversor Zeta também é possível dissipar menos potência caso ele não seja projetado visando comutações de carga, nesse caso a potência média dissipada no amplificador linear poderia ser de 1,12 W. Na Figura 70 é apresentado o gráfico da resposta do conversor em regime sem margem para comutações.

Figura 70 - Resposta do conversor Zeta em regime sem margem para comutação



Fonte: Autor.

3.10 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Nesse capítulo uma série de simulações e análises foram realizadas utilizando os seis conversores chaveados associados a um amplificador linear.

Essa análise demonstra que o controle por histerese foi generalizado para trabalhar com os seis conversores utilizando a mesma configuração, alterando apenas os locais de medição entre os conversores e os ganhos do proporcional e de integração.

Duas possibilidades foram abordadas quanto a configuração de trabalho dos conversores, em uma, existe a possibilidade de comutações de carga sem que haja distorção na tensão, em outra, é regular a tensão do conversor chaveado para que se tenha a menor dissipação sobre o amplificador linear, nesse caso admitindo distorções durante as alterações de carga. Em ambas as condições os resultados são satisfatórios.

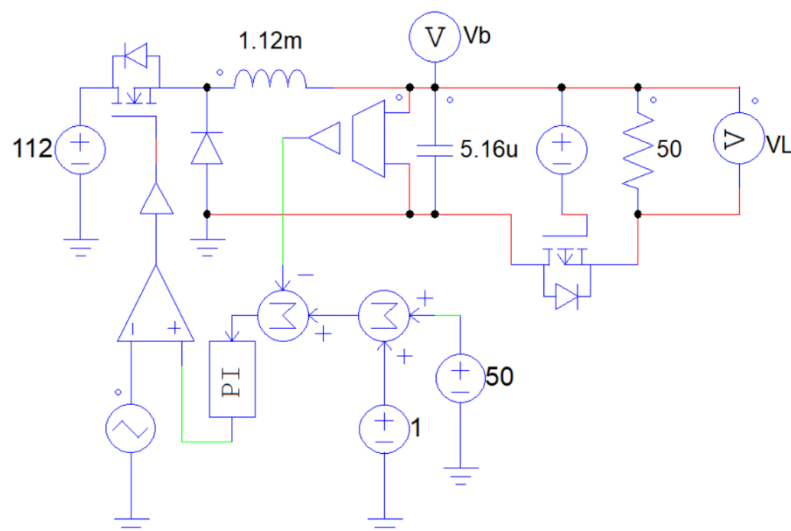
4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O conversor Buck híbrido foi escolhido para a demonstração prática das aplicações, como resultado duas abordagens foram desenvolvidas. O desenvolvimento da pesquisa iniciou-se com a proposta de utilização de controle por modulação de pulso PWM e compensador PI, projetado através de um diagrama de blocos no Simulink com a ferramenta PID tune. Os resultados estáticos foram satisfatórios, mas a dinâmica foi comprometida devido a resposta lenta do conversor chaveado. O trabalho então seguiu por outro caminho e o controle por histerese foi implementado, otimizando as respostas.

Os parâmetros para a experimentação prática são, tensão de entrada 112 V, tensão de saída 50 V, corrente de saída 1 A e a frequência de chaveamento 25 kHz. Os componentes escolhidos foram um MOSFET canal P IRF 9640 (usado como amplificador linear), um amplificador operacional OPA454 (controle do amplificador linear), um MOSFET canal N IRF640 (chave do conversor chaveado) e um diodo MUR1620 (diodo de roda livre).

Na Figura 71 é apresentado o circuito simulado e posteriormente montado, os cálculos dos componentes seguem os já apresentados no modelo de projeto, para o tempo de integração foi utilizado 0,01 s e para o ganho proporcional foi utilizado 0,01.

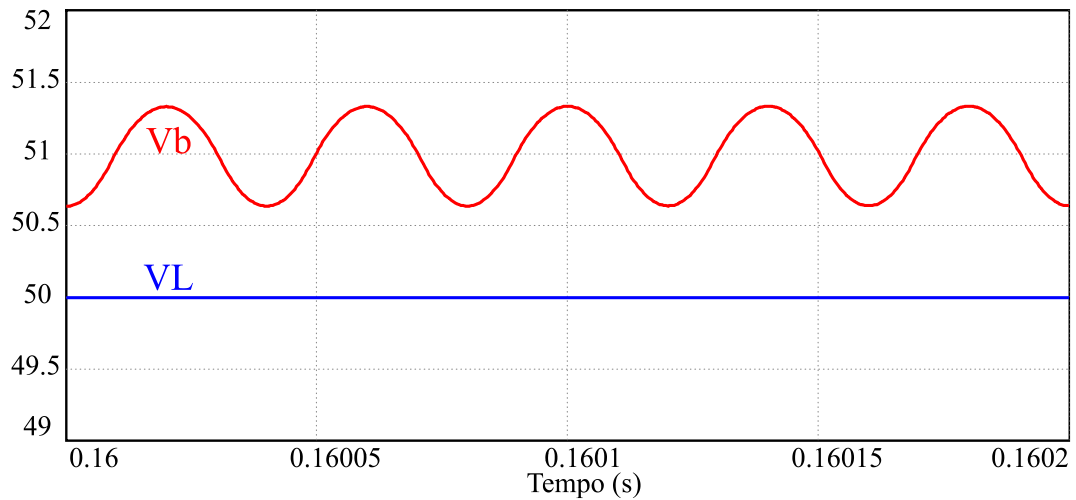
Figura 71 - Conversor Buck Híbrido com controlador PI



Fonte: Autor.

Na Figura 72 é apresentada a resposta obtida através de simulação, como abordado essa resposta em regime permanente é satisfatória.

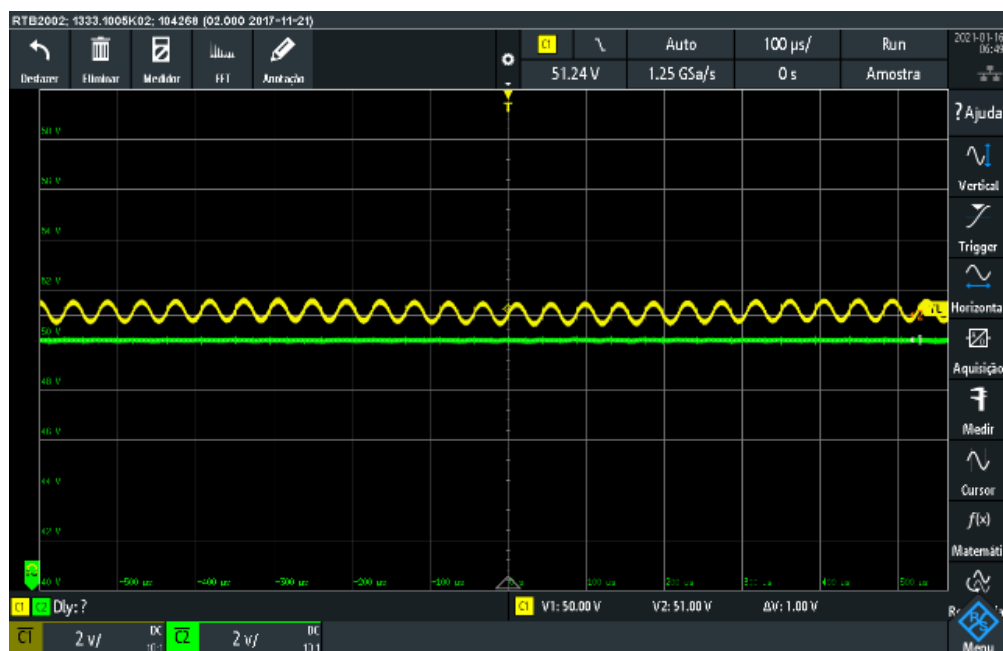
Figura 72 - Gráfico da tensão de saída conversor com controle PWM



Fonte: Autor.

A resposta experimental do conversor híbrido é apresentada na Figura 73, o conversor está em regime regulado para uma tensão constante de 50 V como mostra a linha verde, a linha amarela é a tensão sobre o capacitor, a resposta se mostra fiel ao que foi realizado através do simulador.

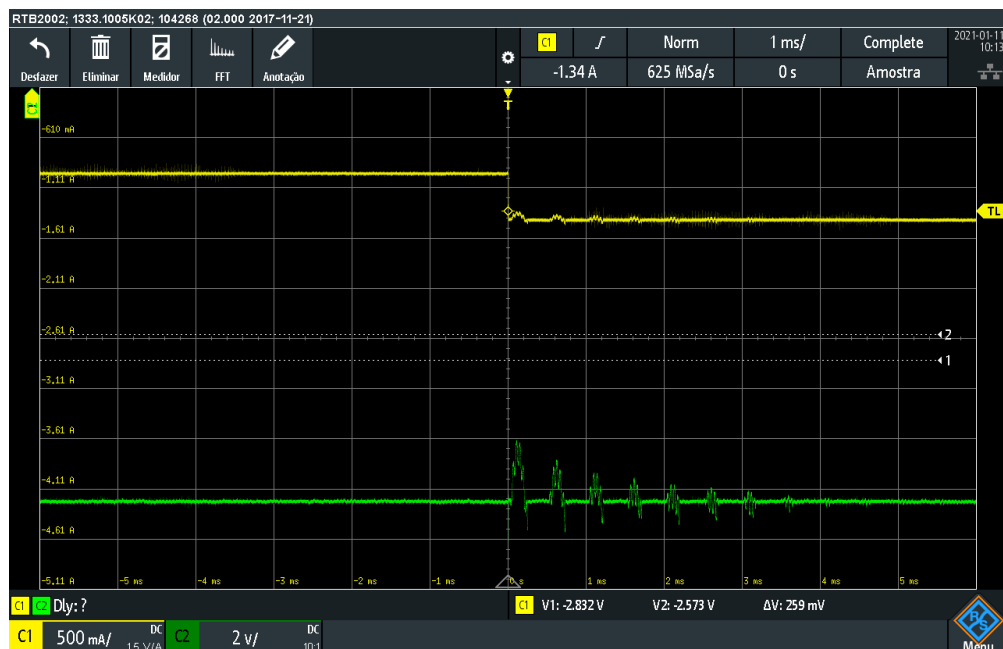
Figura 73 - Resposta do conversor apresentada através de osciloscópio



Fonte: Autor.

Apesar de a resposta estática ser próxima do esperado o conversor com o controle PWM da forma que foi projetado não respondeu de maneira satisfatória a variação de carga, na Figura 74 é apresentada resposta a comutação de carga, a corrente de carga aumenta de 1 A para 1,5 A, a corrente é apresentada em amarelo enquanto a tensão na carga é apresentada em verde, a medição aparece como negativa devido a referência comum ser o terminal positivo do conversor.

Figura 74 - Resposta ao degrau de carga



Fonte: Autor.

Apesar da resposta lenta ao degrau a dissipação sobre o linear é de 1 W para 50 W na carga (2 %) e ela está livre de ondulação quando em regime permanente.

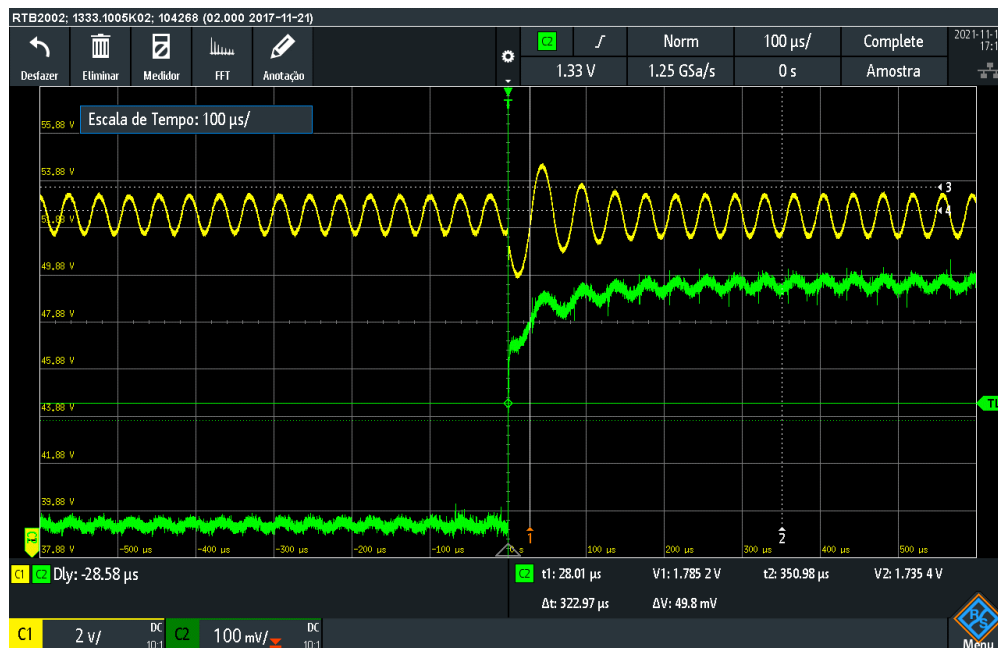
Como o objetivo era obter as melhores características no que se refere a utilização de amplificadores lineares, para isso ainda com modulação PWM, foi implementado um PID ao invés do PI anterior, com o intuito de aumentar a velocidade nas comutações, as respostas não foram boas e o sistema passou a ter distorções mesmo em regime permanente, o derivador é sensível a ruído e a colocação de um filtro descaracteriza a proposta de sua utilização. Um novo sistema de controle foi proposto, a fim de se ter uma resposta a comutação de carga melhor, e esse sistema implementado com controle PWM não foi mais utilizado.

4.1 CONVERSOR BUCK HÍBRIDO COM CONTROLE POR HISTERESE

O controle por histerese já abordado no capítulo 3, foi utilizado para a realização de testes e obtenção de resultados experimentais. Diferente do controle PWM o controle por histerese proposto é promissor no que diz respeito a comutações de carga, já que nesse caso existe a possibilidade de variação de frequência e não apenas de largura de pulso, observando na aplicação do próprio Buck, quando ocorre a comutação a tendência é a chave se fechar devido a variação na referência de corrente, e só abrir quando ela já estiver compensada.

Os componentes e os parâmetros utilizados são os mesmos de quando o controle era PWM, na Figura 75 é apresentado a resposta da parte chaveada sem a implementação do amplificador linear, em amarelo é apresentada a tensão na carga e em verde a corrente de parte de 1 A e chega a 1,5 A.

Figura 75 - Resposta da parte chaveada a elevação da corrente



Fonte: Autor.

Na Figura 76 é apresentada a resposta da parte chaveada a diminuição de carga. Em amarelo é apresentada a tensão no capacitor, em verde é apresentada a corrente que estava em 1,5 A e reduziu para 1 A.

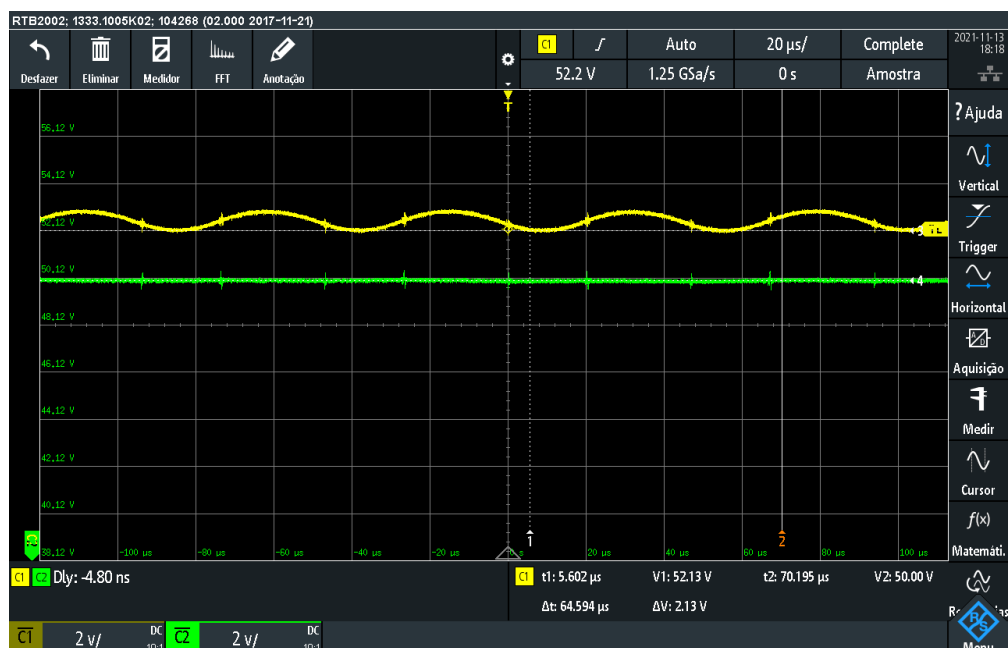
Figura 76 - Resposta da parte chaveada a redução da corrente



Fonte: Autor.

Na Figura 77 é apresentada a resposta estática do conversor, que é próxima ao que foi simulado, a tensão média sobre o capacitor, em amarelo, ficou levemente superior a tensão de projeto, estando demarcado no cursor a posição mínima para essa tensão. A tensão na carga é apresentada em verde.

Figura 77 - Tensão no capacitor (em amarelo) e tensão sobre a carga (em verde)



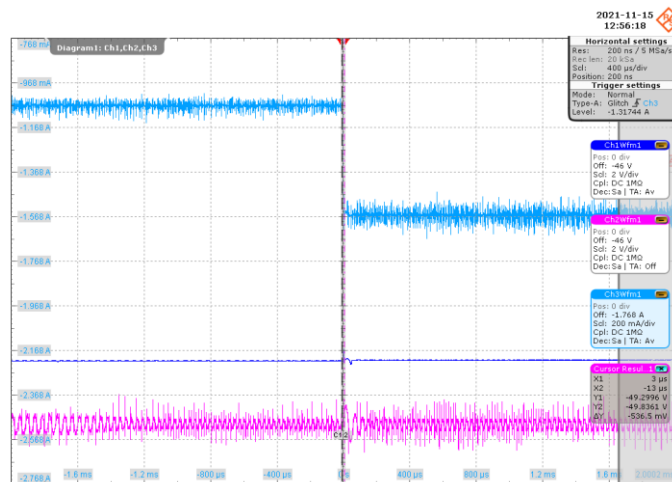
Fonte: Autor.

Ainda através da imagem apresentada na Figura 77 é possível calcular a potência dissipada sobre o amplificador linear, como a variação da tensão sobre o capacitor ficou em torno de 890 mV a tensão média no capacitor é de 52,575 V, a tensão da carga é de 50 V, assim a tensão sobre o amplificador linear é de 2,575 V e a corrente é de 1 A, a potência dissipada então é de 2,575 W ou em percentual 5,15 % da potência de carga.

É possível construir um conversor idêntico com menor dissipação no amplificador linear, desde que se admita uma resposta ao degrau de carga piorada, com isso a perda fica em 1 W, é possível calcular essa perda através do gráfico da Figura 77. Em percentual a perda estaria em 2 % considerando esse sistema com potência de carga em 50 W.

A resposta em regime estacionário já havia sido obtida com o conversor controlado por PWM, a implementação por histerese visa permitir a comutação de carga sem variação de tensão na saída, na Figura 78 é apresentada uma resposta ao degrau de carga onde há o aumento de 0,5 A. Por questão de referência o gráfico está invertido com tensões e correntes negativas. Em azul, é apresentada, a corrente que aumenta de 1 A para aproximadamente 1,5 A, em roxo, é apresentada, a tensão que se mantém em 50 V, e em rosa é apresentada a tensão sobre o capacitor de saída do conversor chaveado.

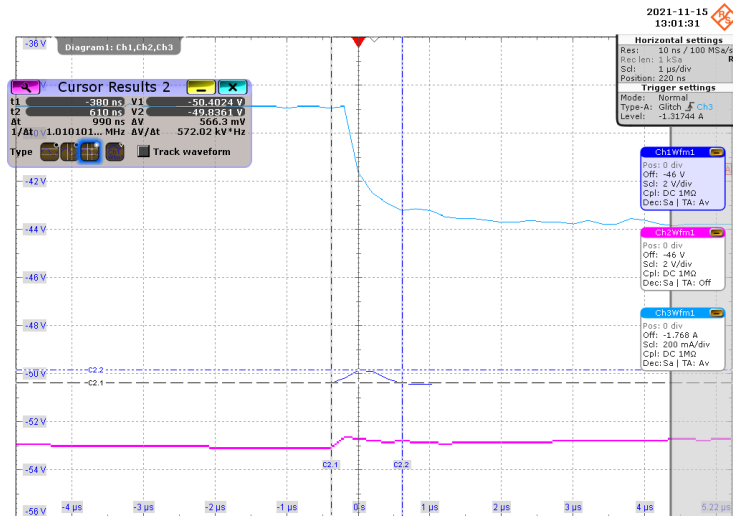
Figura 78 - Resposta ao aumento de corrente de 0,5 A



Fonte: Autor.

Não é possível analisar o afundamento da tensão sobre a carga apenas com a imagem da Figura 78, para isso foi realizada uma ampliação na região de interesse, essa ampliação (mudança na escala de tempo) é apresentada na Figura 79, em azul é apresentada a corrente que aumenta de 1 A para 1,5 A, em roxo é apresentada a tensão na carga e em rosa é apresentada a tensão sobre o capacitor.

Figura 79 - Afundamento da tensão no momento de comutação de carga

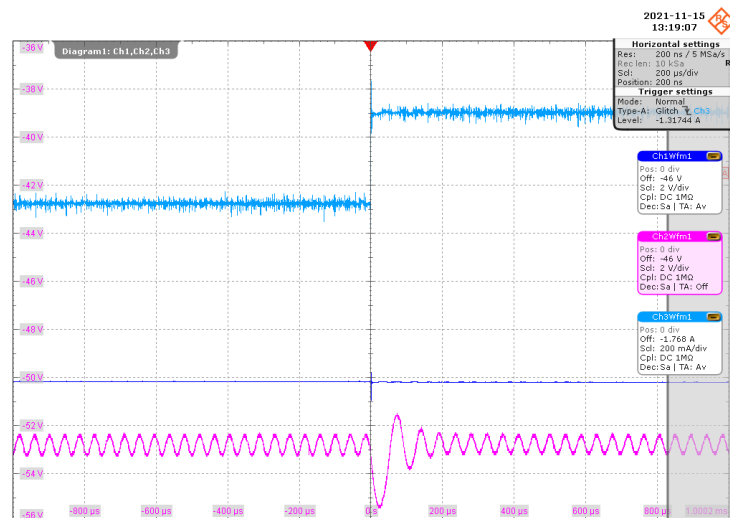


Fonte: Autor.

Na Figura 79 apesar de existir um pequeno afundamento na tensão devido a comutação de carga, a resposta está próxima a idealizada, ao se analisar as informações obtidas através do cursor, a variação de tensão é de 566,3 mV e dura apenas 990 ns, essa variação é pertinente a capacidade de resposta do próprio amplificador linear e representa uma variação de apenas 1,13% quando relacionada a tensão de carga.

O comportamento do conversor ao retirar 0,5 A da carga é apresentado na Figura 80, em azul está representada a corrente que diminuiu de 1,5 A para 1,0 A, em roxo está representada a tensão na carga e em rosa está é apresentada a tensão no capacitor.

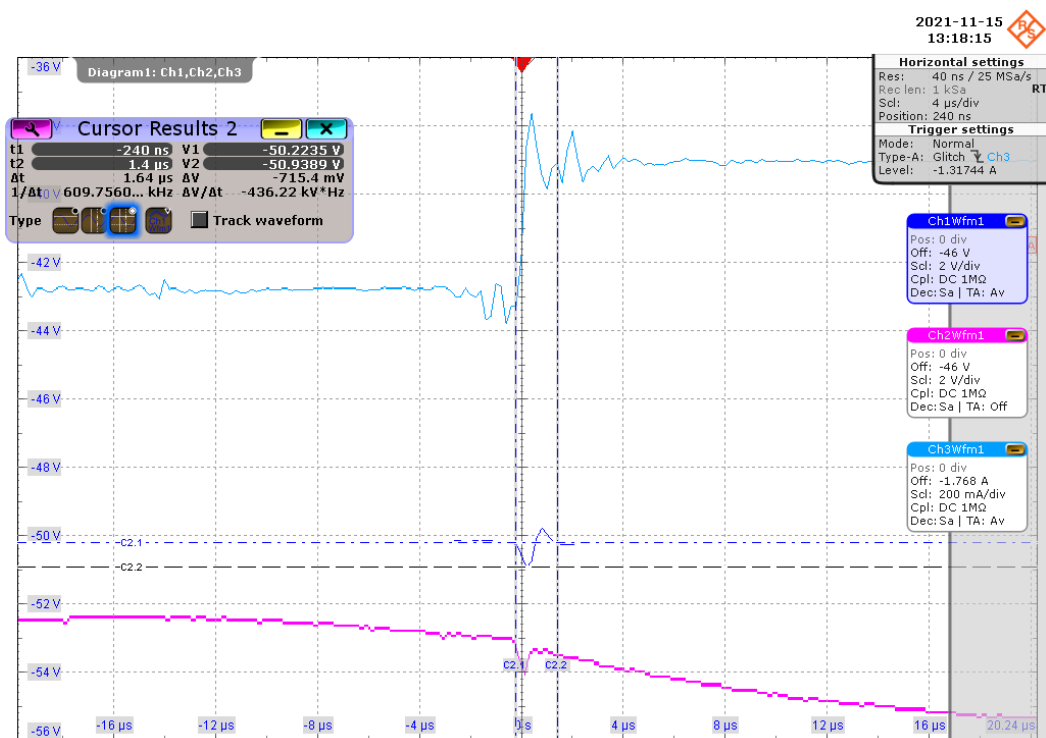
Figura 80 - Resposta a retirada de carga



Fonte: Autor.

Como no caso anterior para uma análise mais abrangente é necessário ampliar a região de interesse, na Figura 81 é apresentada essa ampliação, no gráfico a tensão na carga é apresentada em verde e a corrente na carga é apresentada em amarelo, com auxílio do cursor pode-se analisar o tempo de estabilização da tensão que é de $1,64 \mu\text{s}$. Observando que na retirada da carga o erro de tensão ocorre nos dois sentidos é possível observar que o erro máximo é de $715,4 \text{ mV}$ acima da tensão de referência. Em percentual o erro máximo é $1,43 \%$ da tensão média na carga.

Figura 81 - Resposta a retirada da carga ampliação na região de interesse



Fonte: Autor.

Uma análise de rendimento foi realizada, na Figura 82 é apresentada as medidas das potências de entrada e de saída do conversor assim como medidas nas perdas na chave e das perdas no amplificador linear, para essa avaliação o conversor foi colocado a trabalhar para obter melhor rendimento, nessas condições o conversor gera distorções na tensão durante as comutações.

Figura 82 - Análise do rendimento da estrutura



Fonte: Autor.

As medidas realizadas através do equipamento Yokogawa, mostraram que a chave MOSFET IRF 640 do conversor chaveado, consome 1,1 W, o amplificador linear colocado no limite para que não houvesse distorção em regime permanente consome 1 W. A potência de entrada foi de 54,7 W e a potência na carga foi de 50,6 W. O rendimento total do conversor foi de 92,5 %.

No apêndice A são apresentadas fotos das montagens realizadas.

5 CONCLUSÃO

A proposta deste trabalho é a obtenção de uma metodologia para projetos de conversores híbridos que associam duas tecnologias, a tecnologia dos conversores chaveados e a tecnologia dos amplificadores lineares.

A associação dessas tecnologias deve ser suficiente para limitar a perda de energia dissipada em amplificadores lineares, que tem capacidade para reproduzirem sinais com alta fidelidade (menor erro), geralmente limitados apenas pelas capacidades dos semicondutores. Deve ser também suficiente para reduzir o erro presente em conversores chaveados, que possuem auto rendimento.

Uma das contribuições se trata de uma forma para a análise dos amplificadores lineares construídos a MOSFET, essa serviu para avaliar suas capacidades, já que amplificadores lineares tem limitação de banda e ganho, que como demonstrado estão relacionadas a escolha dos componentes.

O projeto dos conversores chaveados, utilizados para associar aos amplificadores lineares, seguiu modelos já bem estabelecidos, o objetivo aqui é a simplificação, construir novos conversores utilizando estruturas básicas, e manter para essa parte do conversor a metodologia de projeto já bem difundida e idealizada.

Para o controle dos conversores, o trabalho acabou por se dar em duas etapas, apesar de abordado apenas na parte experimental, inicialmente o sistema de controle do conversor chaveado se deu através de PWM (modulação por largura de pulso), como explicado na parte experimental a resposta do conversor ao degrau acabou sendo insatisfatória. Além disso não foi possível se estabelecer um projeto que servisse de forma similar para todos os conversores básicos.

A proposta seguinte de utilizar um controle por histerese que observe não apenas o nível de tensão no capacitor, mas também a diferença entre a corrente na carga e a corrente entregue pela fonte serviu de maneira satisfatória. Esse tipo de controle deu velocidade ao sistema, as respostas a variação de carga aumentaram em todos os conversores básicos.

Outra vantagem interessante do controle por histerese aplicado, se refere aos conversores que possuem algum tipo de etapa de acumulação, nesses casos é interessante observar a corrente entregue pela fonte e comutar a chave se necessário, como premissa, o próprio sistema realiza essa verificação não sendo necessário nenhum tipo de modificação, ou seja, o sistema pode ser generalizado para os seis conversores, com alterações pequenas apenas no que se refere ao ganho proporcional e integral do compensador.

Os projetos dos conversores foram analisados através de simulações, nessa análise se verificou o projeto dos conversores híbridos básicos e suas respostas, as simulações demonstraram que o projeto do amplificador pode ser aplicado da mesma forma para os seis conversores, a estabilidade em regime permanente e a resposta a comutação de carga foram verificadas. Devido as estruturas possuírem diferenças construtivas a resposta ao degrau de carga sofreu variação, porém em nenhum caso foi significativa, no quesito estabilidade todos os conversores estavam estáveis em regime permanente.

A dissipação da energia sobre os amplificadores lineares foi avaliada, o pior caso foi no conversor Buck, que foi construído com tensão de saída de 50 V e potência de carga de 50 W, a dissipação sobre o amplificador linear nesse caso foi de 4,24 %, com a possibilidade ainda de uma modificação, que diminuiria a energia dissipada no amplificador linear para 2,24 %, mas o conversor seria afetado por ondulações durante a comutação de carga.

Os resultados experimentais foram realizados utilizando a estrutura Buck e serviu para confirmar toda a análise abordada. A estrutura Buck montada não apresentou variação de tensão em regime permanente e durante as comutações de carga a variação foi de no máximo 715 mV com duração inferior a 1,65 μ s, em relação a tensão de carga a variação máxima foi de 1,4 %. Para a obtenção do rendimento máximo da estrutura o conversor foi configurado para trabalhar em regime permanente, com isso a dissipação no amplificador linear ficou em 1 W (2 %) e a estrutura chegou a um rendimento de 92,5 %.

Durante a análise algumas possibilidades foram abordadas, em algumas dessas a dissipação sobre o amplificador linear era reduzida, essa possibilidade existe para diferentes situações e tecnologias, mas não será possível obter um conversor similar ao da proposta com dissipação zero sobre o amplificador linear. O amplificador linear trabalha como uma impedância, ou seja, a atuação para a obtenção das respostas se dá exatamente através da energia dissipada, esse é um dos aspectos que torna esse conversor um conversor de impedância série.

5.1 PUBLICAÇÕES REALIZADAS

D. L. R. VIDOR, N. M. RIGO, V. M. CUNHA e J. R. PINHEIRO, “**Conversores CC-CC e CC-CA Híbridos Série e Paralelo,**” *XXII -Congresso Brasileiro de Automática, CBA 2018*, p. 7, 2018.

V. M. CUNHA, D. L. R. VIDOR, N. M. RIGO, L. MACHADO e J. R. PINHEIRO, “**Conversor CC-CC Buck Híbrido com Filtro de impedância Variável Série,**” *Sepoc*, p. 6, 2021

REFERÊNCIAS

- BARBI, I. **Eletrônica de Potência**. 6^a. ed. Florianópolis: Barbi, Ivo, 2006.
- CHUNG, H. S.; HON, M.; TAM, P. W.; HUI, S. Y. **Comparison of Dimmable Electromagnetic and Electronic Ballast Systems: An Assessment on Energy Efficiency and Lifetime**. IEEE Transactions on Industrial Electronics , v. 54, n. 6, p. 3145-3154, Dezembro 2007. ISSN doi: 10.1109 / TIE.2007.907037.
- EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA - EPE. **2030 Plano Decenal de Expansão de Energia**. MINISTÉRIO DE MINAS E ENERGIA – MME. Rio de Janeiro - RJ, p. 22-34. 2021.
- FRANTZ, G. W. **Conversor Híbrido Aplicado a Áudio: Estudo Comparativo com Amplificadores Classe D**. Universidade Federal de Santa Maria - UFSM. Santa Maria, p. 42-43. 2019.
- FRANTZ, W.; PINHEIRO, J. R. **Amplificador Aplicado a Áudio: Duplo Meia Ponte Classe AB**. SEPOC 2019 - 12th Seminar on Power Electronics and Control, Natal, 2019. 6.
- GONG, G.; ROUND, S.; KOLAR, J. W. **Design, Control and Performance of Tracking Power Supply for a Linear Power Amplifier**. 2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, 2005. pp. 2841-2847.
- LENZ, J. M.; PINHEIRO, J. R.; SARTORI, H. C. **DC-Link Electrolyte Capacitor Life Analysis for a PV Boost Converter**. 2017 IEEE 8^o Simpósio Internacional em Eletrônica de Potência para Sistemas de Geração Distribuída (PEDG), Florianópolis, 2017. 1-6.
- LIU, C.; WANG, J.; COLOMBAGE, K.; GOULD, C.; SEM, B.; STONE, B. **Current Ripple Reduction in 4kW LLC Resonant Converter Based Battery Charger for Electric Vehicles**. 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Montreal, 2015. 8.
- MARTINS, D. C.; BARBI, I. **Eletrônica de Potência: Conversores CC-CC Básicos não Isolados**. 2^a Edição. ed. Florianópolis: Editora dos Autores, 2006. 3 p.
- MARTINS, L. T.; RADECKER, M.; FRACARO, M. H.; MENDONÇA, L. S.; BISOGNO, F. E.; KILLAT, D. **Modeling and Design of a Linear-Assisted Zeta Converter**. 2019 - 21^a Conferência Europeia sobre Eletrônica de Potência e Aplicações (EPE '19 ECCE Europa), Genova (Itália) , 2019. 10.
- MOHAN, N. **Power Electronics: A first Course**. Minneapolis MN: John Wiley & Sons, 2012. 2-11 p.
- RASHID, M. H. **Eletrônica de Potência: Dispositivos Circuitos e Aplicações**. 4^a Edição. ed. São Paulo: Pearson, 2014.

RIGO, N. **Conversor Multinível Híbrido Paralelo Assistido em Corrente (Chaveado-Linear): Estudo, Contribuição e Desenvolvimento**. UFSM - Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria, p. 211. 2020.

ROSA, E. **Conversor Buck Chaveado-Linear Estudo e Desenvolvimento**. UFSM - Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria, p. 96. 2019.

SATILMIS, O.; MESE, E. **Investigating DC Link Current Ripple and PWM Modulation Methods in Electric Vehicles**. 3ª Conferência Internacional sobre Energia Elétrica e Sistemas de Conversão de Energia, Istanbul, 2013. 6.

SEDRA, A. S.; SMITH, K. C. **Microeletrônica**. 5 Edição. ed. São Paulo: Person, 2007. 767-776 p.

SILVA, P. C. R. **Estudo Das Topologias De Drivers Led: Análise de Fatores que Influenciam o Tempo de Vida Útil e Eficiência**. Centro Universitário do Sul de Minas. Varginha, p. 73. 2016.

THE WORLD BANK. **The Energy Progress Report 2020**. The World Bank. Washington DC, p. 1-3. 2020.

TIBURSKI, M. J. **Técnica para Otimização de Conversores da Família Boost com Alto Ganho de Tensão e Alto Rendimento Aplicado à Células de Combustível**. UFSM - Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria, p. 104. 2019.

VIDOR, D. L. R. **“Contribuição ao estudo de conversores estáticos híbridos (chaveado-linear) empregando o conceito de similaridade por fontes**. UFSM - Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria, RS. 2019.

VIDOR, D. L. R.; RIGO, N.; ROSA, E.; PINHEIRO, J. R. **Conversor Série Chaveado Linear**. SEPOC 2017 - 10th Seminar on Power Electronics and Control, Santa Maria, 2017a. 2.

VIDOR, D. L. R.; RIGO, N.; ROSA, E.; PINHEIRO, J. R. **Uma Tendência Futura Para Conversores Chaveados-Lineares**. SEPOC 2017 - 10th Seminar on Power Electronics and Control, Santa Maria, 2017b. 6.

VIDOR, D. L. R.; RIGO, N.; ROSA, E.; PINHEIRO, J. R. **Análise de Conversores por Modelos de Similaridade por Fontes**. SEPOC 2017 - 10th Seminar on Power Electronics and Control, Santa Maria, 2017c. 6.

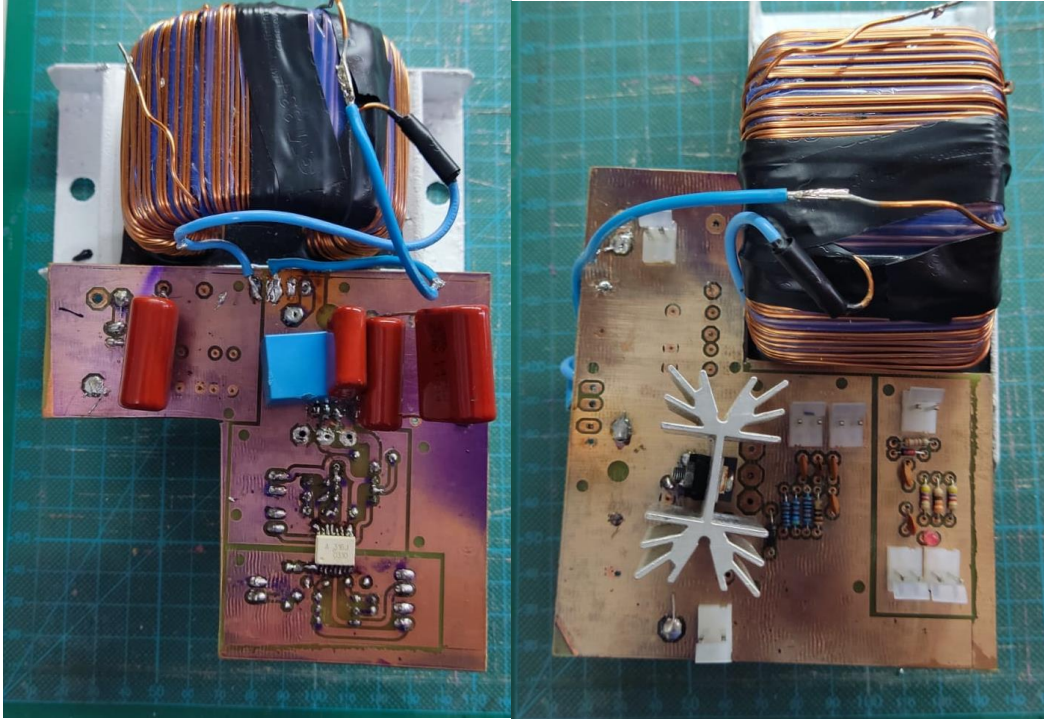
VIDOR, D. L. R.; RIGO, N.; ROSA, E.; MACHADO, L.; PINHEIRO, J. R. **Resposta Rápida a Transientes: Conversor Sem Capacitor**. SEPOC 2017 - 10th Seminar on Power Electronics and Control, Santa Maria, 2017d. 6.

VIDOR, D. L. R.; RIGO, N.; ROSA, E.; PINHEIRO, J. R. **Contribuição ao Estudo de Conversores Híbridos**. SEPOC 2017 - 10th Seminar on Power Electronics and Control, Santa Maria, 2017e. 6.

VIDOR, D. L. R.; RIGO, N.; PINHEIRO, J. R. **Controle por Histerese de um Conversor Chaveado-Linear Híbrido Paralelo Multibraços**. SEPOC 2018 - 11th Seminar on Power Electronics and Control, Santa Maria, 2018. 6.

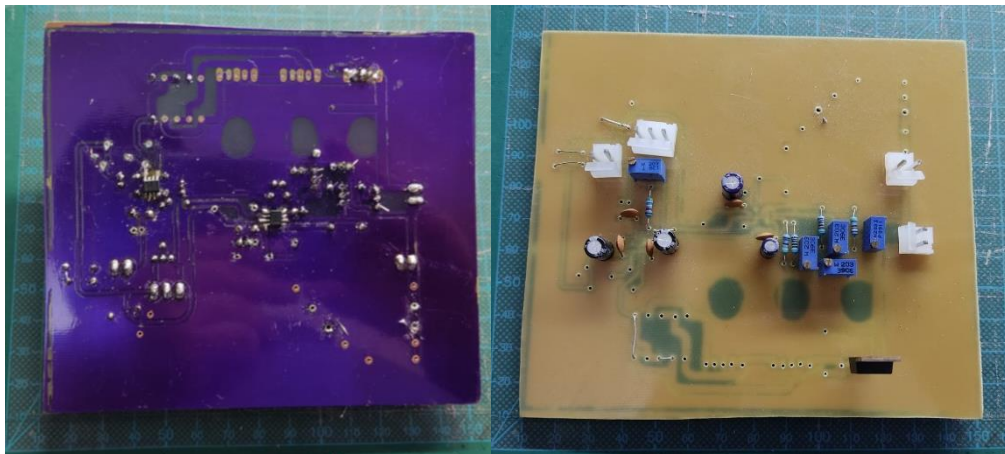
APÊNDICE A – FOTOS DA ESTRUTURAS E DAS MONTAGENS REALIZADAS

Figura 83 - Imagem da montagem do conversor Buck implementado



Fonte: Autor.

Figura 84 - Imagem da montagem do amplificador linear



Fonte: Autor