

Conversor CC-CC Buck Híbrido Impedância Série

Vagner M. Cunha
GEPOC - PPGE UFSM
UFSM - Universidade Federal de Santa Maria
Santa Maria, Brasil
vagnerm.cunha@gmail.com

Dalton L. R. Vidor, Nataniel Rigo, Lucas Machado e
José Renes Pinheiro, GEPOC - PPGE UFSM
UFSM - Universidade Federal de Santa Maria
Santa Maria, Brasil
dalton.vidor@gmail.com, natanielrigo@terra.com.br,
lucas.machado@liberato.com.br, jrenes@gepoc.ufsm.br

Resumo— O conversor híbrido impedância série tem como característica a associação de duas tecnologias, a dos conversores chaveados e amplificadores lineares. A associação proposta, é em série, ou seja, o conversor chaveado e o amplificador linear estão em série com a carga. O amplificador linear é implementado com um transistor sem fonte de alimentação própria, desta forma a estrutura é classificada como conversor de impedância série, devido a forma de atuação do amplificador linear que simula uma impedância variável que se modula para a eliminação da ondulação de saída. A metodologia de projeto do conversor proposto leva em conta a perda máxima admissível sobre o amplificador linear. Esta metodologia é validada através de simulações e experimentações práticas.

Palavras-chave — Conversores, amplificadores, híbridos, Buck, série.

I. INTRODUÇÃO

Conversores chaveados são amplamente utilizados na conversão da energia elétrica. A manipulação e o tratamento da energia elétrica se tornaram indispensáveis e a necessidade cresce acompanhando o desenvolvimento tecnológico. Os conversores controlam desde motores utilizados na indústria ou em carros elétricos, a fontes de televisão, computadores e vários outros equipamentos eletrônicos. Além destes de baixa potência, em alguns sistemas de energia elétrica são usados conversores de alta potência para transformação de CA para CC e CC para CA.

Essa demanda gera a necessidade de conversores cada vez mais eficientes, maximizando a transferência de energia a carga [1]. Os conversores chaveados, com seu alto rendimento, dominam a maioria das aplicações no tratamento da energia. O emprego de amplificadores lineares é restrito a aplicações especiais devido a sua alta fidelidade e a qualidade dos sinais gerados.

Comparado aos conversores chaveados os amplificadores lineares são menos eficientes, por trabalharem próximos ao ponto quiescente [2], assim há grande perda de energia sobre o transistor. Para conseguir melhores eficiências pesquisadores desenvolveram diferentes alternativas, chamadas de classes. Entretanto, quando se trata de rendimento os amplificadores lineares ainda estão distantes dos conversores chaveados [3].

O estudo dos conversores híbridos traz uma nova perspectiva. A associação entre conversores chaveados e

amplificadores lineares desenvolve soluções viáveis, com bom desempenho e capazes de suprir muitas das necessidades no tratamento da energia elétrica.

Nos acionamentos de máquinas o ruído de alta frequência circula entre enrolamento e carcaça, devido ao acoplamento capacitivo existente, degrada a vida útil dos rolamentos. Nas calibrações de medidores, na verificação da curva BxH de materiais, magnéticos e em ressonância magnética, as harmônicas podem interferir nos resultados ou na qualidade das imagens produzidas [4]. Nestes casos, os conversores híbridos chaveado-lineares são fortes candidatos em razão de mitigar ruídos e harmônicas [5].

Sistemas onde a ondulação de saída (intrínseca a conversores chaveados) são determinantes para a redução na vida útil da carga, como nos LED's (Diodos Emissores de Luz), a ondulação no sinal aplicado a este dispositivo acelera a degradação, diminuindo a vida útil, sendo recomendado o uso de drivers de corrente constante [6-7]. No caso de baterias, as ondulações presentes na carga e descarga são responsáveis pelo aumento da temperatura e são diretamente ligadas a redução da vida útil das mesmas [8-9].

É possível mitigar ou solucionar esses problemas de diversas formas, um método são os conversores chaveados com filtros volumosos (com alta capacitância e indutância), essa aplicação exige grandes capacitores eletrolíticos, que possuem alta resistência série e que o ocasionam a redução do rendimento e a vida útil é reduzida devido ao aumento da temperatura gerada pela ondulação de saída presente [10]. Outro método é a utilização de conversores híbridos, que mitigam ou eliminam a necessidade de filtros capacitivos, assim contribuem para uma corrente livre de ondulações. Portanto, conversores híbridos são excelentes candidatos a promoverem o aumento da vida útil dos conversores estáticos, além de produzirem em sua saída sinais de elevada qualidade.

II. CONVERSORES HÍBRIDOS

O termo híbrido pode ser associado a diferentes características. O conversor pode ser híbrido por operar com diferentes tensões, diferentes correntes, diferentes frequências, diferentes semicondutores dentre outras. O presente trabalho versa sobre conversores híbridos chaveados-lineares (SL – Switched-linear), que resulta da associação de conversores chaveados e amplificadores lineares. A combinação destes conversores e amplificadores

em um conversor híbrido pode ser realizada por uma associação em série ou em paralelo.

Na associação em paralelo o conversor chaveado, a carga e o amplificador linear encontram-se em paralelo, a tensão é a mesma nos três elementos. O amplificador linear apresenta característica de saída de fonte de tensão, pois qualquer que seja a impedância de carga, a tensão é controlada de forma a reproduzir o sinal desejado. Na associação paralela não é possível a conexão de mais de uma fonte de tensão com diferentes valores instantâneos. O conversor chaveado com saída como fonte de tensão produz um sinal com ondulações, inadequado para colocá-lo em paralelo com uma fonte constante produzida pelo amplificador linear, sendo assim o conversor chaveado deverá ser fonte de corrente. Outra possibilidade é ambos serem fontes de corrente, mas neste caso o amplificador linear deverá possuir outra configuração para apresentar a característica de fonte de corrente.

Um circuito equivalente com o amplificador linear como fonte de tensão e o conversor chaveado como fonte de corrente pode ser visto na Fig. 1, nesta estrutura o capacitor de filtro da saída do conversor chaveado é suprimido [11-12]. Existem outras configurações possíveis de uma associação em paralelo encontradas na literatura especializada [13-14]. Elas não serão objeto de estudo do presente trabalho.

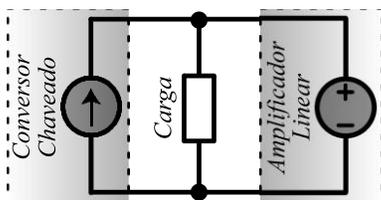


Fig. 1 – Associação conversor chaveado, amplificador linear e carga.

Na associação híbrida série o conversor chaveado e o amplificador linear operam com a mesma corrente. No caso da associação em série os elementos devem ser equivalentes a fontes de tensão ou apenas um deles pode ter a característica de fonte de corrente [11-12]. Uma outra forma de associação série é quando o linear não possui fonte própria e nesse caso sua atuação é similar a uma impedância variável que assume as ondulações de tensão mantendo a carga com tensão constante [12]. Na Fig. 2 um exemplo de conversor híbrido chaveado-linear impedância variável. Nesta figura V_{ch} é o modelo equivalente do conversor chaveado, Z_{var} representa a impedância variável (filtro em série) produzida pelo amplificador linear e a carga é a própria.

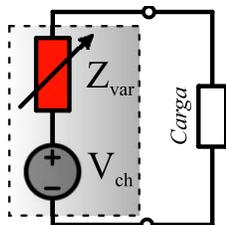


Fig. 2 – Conversor híbrido série de impedância variável.

As diferentes classificações dos conversores híbridos chaveados-lineares foram apresentadas em [13]. No presente trabalho o objetivo é apresentar um estudo sobre o conversor híbrido chaveado-linear impedância série realizado pela associação de um conversor *Buck* e um amplificador linear sem fonte de alimentação. Serão apresentados no artigo o projeto, as simulações e a implementação com os resultados experimentais da estrutura, a análise das respostas e os sinais de saída.

III. CONVERSOR HÍBRIDO CHAVEADO-LINEAR IMPEDÂNCIA SÉRIE

Conforme abordado anteriormente, o conversor híbrido chaveado-linear impedância série é formado por um conversor chaveado com característica de saída de fonte de tensão, que será realizado por um conversor *Buck* em série com um amplificador linear sem fonte própria e a carga. O controle do amplificador linear poderá transformar a sua saída em uma fonte de tensão, mas a forma de produzir esta fonte de tensão na saída será a alteração da impedância em série. A fim de permitir a utilização de um amplificador linear sem fonte própria, o conversor chaveado deverá produzir uma tensão levemente superior à tensão de carga, o suficiente para o amplificador linear eliminar as ondulações, atender as dinâmicas e manter o rendimento elevado.

A Fig. 3 apresenta o circuito do conversor híbrido em sua forma completa. O amplificador linear, indicado como filtro de impedância variável, foi deslocado para o outro terminal da carga a fim de promover o controle e a redução da tensão de trabalho sobre ele. Nesta posição, é possível escolher um semiconductor com tensão de trabalho menor do que a tensão de saída do conversor, pois ele será controlado para eliminar a ondulação de saída e também os sinais de controle na porta do MOSFET poderão ter valores reduzidos.

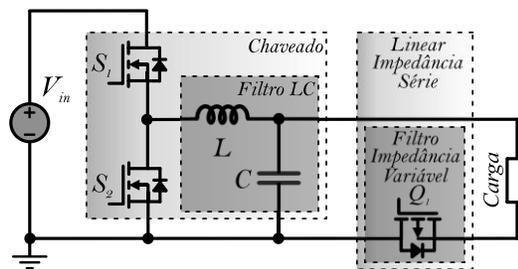


Fig. 3 – Conversor Buck híbrido com impedância série variável.

A. Amplificador Linear

Para simular uma impedância variável é utilizado um transistor polarizado em sua região linear. Para transistores bipolares de junção (TBJ) essa região é a região ativa, para transistores de efeito de campo de semiconductor de óxido metálico (MOSFET) essa região é a região de saturação, essas são algumas das tecnologias possíveis para a aplicação.

A grande diferença entre os dispositivos semicondutores é o sistema de controle de corrente. No TBJs o controle da corrente de coletor é feito pela corrente de base. A Fig 4.a mostra a relação entre a corrente de base I_b , corrente de coletor I_c e corrente de emissor I_e , do TBJ. Nos

transistores bipolares β é o ganho característico do transistor escolhido. Nos MOSFETs o controle de corrente de dreno é feito pela tensão de porta. A Fig. 4b mostra a relação entre a corrente de dreno I_d , corrente de fonte I_s e a tensão os terminais de porta e fonte do MOSFET, onde g_m é o ganho de transcondutância característico.

As premissas para a utilização de TBJ's são:

- Conforme [15] o ganho a ser utilizado é o ganho mínimo e ganhos maiores reduzirão o esforço de controle;

- Durante a operação do conversor a tensão V_{CEsat} (tensão de coletor emissor de saturação) é o limite para que o transistor permaneça na região linear;

As premissas para a utilização de MOSFET's:

- A tensão V_{GS} (tensão entre porta e fonte) deve ser superior a tensão limiar V_{th} ;

- Durante a operação do conversor a tensão $V_{DStriado}$ (tensão entre dreno e fonte na região de operação triodo) é o limite para que o transistor permaneça na região saturação onde há um ganho de transcondutância linear [2]. Novamente a escolha é de um ganho de transcondutância mínimo e valores maiores reduzirão o esforço de controle.

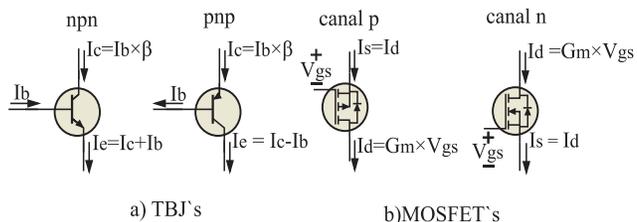


Fig. 4 – TBJ's e MOSFET's relação de corrente e ganho.

Na elaboração do projeto, especificamente na análise de perdas, quando a opção for por TBJ, deve ser considerado o V_{CEsat} . No presente projeto optou-se por utilizar MOSFET, portanto $V_{DStriado}$ vai depender da corrente de carga I_l e da resistência interna do mesmo RDS_{on} e pode ser calculado por:

$$V_{DStriado} = RDS_{on} \times I_l \quad (1)$$

B. Conversor Buck

As formas de onda mostradas na Fig. 5 apresentam a operação típica do conversor híbrido, onde a tensão sobre a carga V_{carga} é representada pela linha verde, a tensão média do conversor chaveado $V_{bméd}$ é representada pela linha tracejada amarela, a forma de onda em azul é a tensão de saída do Buck as demais indicações são grandezas utilizadas nas fórmulas a seguir.

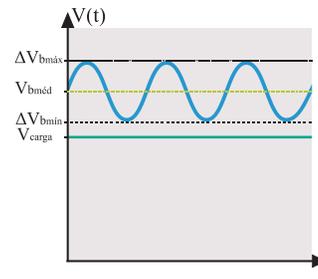


Fig. 5 – Gráfico da resposta de saída do conversor.

A tensão média sobre o transistor V_{TM} , pode ser calculada por:

$$V_{TM} = V_{DStriado} + \frac{\Delta V_b}{2} \quad (2)$$

Onde: $V_{DStriado}$ tensão entre dreno e fonte na região de operação triodo e ΔV_b é a variação de tensão medida sobre o capacitor de filtro do Buck.

Ao obter a tensão média sobre o transistor pode-se calcular a potência dissipada P_{TM} , essa pode ser calculada através de:

$$P_{TM} = V_{TM} \times I_{carga} \quad (3)$$

Onde: I_{carga} é a corrente sobre a carga.

Uma metodologia de projeto para este conversor é estabelecer a potência dissipada no amplificador linear e a partir desta definir os demais elementos. Definindo-se a potência dissipada P_{TM} no amplificador linear como uma parcela da potência total do conversor, dada por:

$$P_{TM} = \frac{P_{carga} \times \%P_{total}}{100} \quad (4)$$

Onde: P_{carga} potência máxima na carga e $\%P_{total}$ é o percentual de perdas máximas no amplificador linear.

A P_{TM} é utilizada para definir a tensão V_{TM} essa deve ser grande o suficiente para manter o MOSFET na região de saturação, que é obtido para V_{TM} maior que $V_{DStriado}$, tensão V_{TM} é calculada através da (5):

$$V_{TM} = \frac{P_{TM}}{I_{carga}} \quad (5)$$

Se a V_{TM} for grande o suficiente para manter o MOSFET na região linear deve ser analisado a possibilidade de construir um conversor de potência com variação de tensão ΔV_b determinada conforme a (6).

$$\Delta V_b = (V_{TM} - V_{DStriado}) \times 2 \quad (6)$$

E a tensão média de saída do conversor Buck V_{bM} pode ser calculada através de:

$$V_{bM} = V_{carga} + V_{TM} \quad (7)$$

O projeto do filtro LC do conversor Buck seguirá a dedução e roteiro indicado em [16]. Assim o indutor L é definido por:

$$L = \frac{V_{in}}{4 \times f_s \times \Delta I_L} \quad (8)$$

onde: V_{in} é a tensão de entrada, f_s é a frequência de chaveamento e ΔI_L é a variação máxima de corrente sobre o indutor.

O capacitor C é definido por:

$$C = \frac{V_{in}}{31 \times L \times f_s^2 \times \Delta V_b} \quad (9)$$

C. Sistema de Controle

O controle do conversor híbrido produzido por duas malhas de tensão. Onde o amplificador linear sintetiza a tensão de carga, enquanto o conversor chaveado controla a tensão do capacitor para que o amplificador linear não opere fora da região linear.

O amplificador linear possui ganho elevado e variável, o que torna o sistema de controle em malha aberta impraticável, porém, em 1928 teve início o desenvolvimento da teoria da realimentação negativa, por Harold Black, tornando o ganho estável. Em um projeto de amplificador linear a realimentação negativa é aplicada para obter uma ou mais das seguintes propriedades [2]:

- Dessensibilidade do ganho;
- Redução da distorção não linear;
- Redução do efeito do ruído;
- Controle das impedâncias de entrada ou de saída;
- E estende a banda de frequência do amplificador linear.

O sistema de realimentação negativa adotado para controle do amplificador linear é apresentado no diagrama de blocos da Fig. 6, onde A é o ganho em malha aberta que é determinado pelo ganho do amplificador operacional e pelo ganho do MOSFET e β é o ganho de realimentação. Essa topologia de realimentação é conhecida por realimentação série-paralelo.

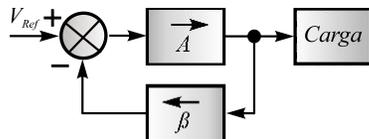


Fig. 6 – Sistema de controle do amplificador linear.

O controle do conversor Buck foi implementado através de modulação por largura de pulso PWM e com um controlador proporcional integrador PI [17]. Os ganhos do PI foram determinados pela ferramenta computacional MATLAB PID Tune, através do diagrama de blocos apresentado na Fig.7. onde o sinal indicado pelo nome Ref é a referência para o ajuste de tensão na carga, V_{TM} é a tensão que deve ser somada à tensão de referência a fim de manter a tensão sobre o capacitor do conversor Buck em valor mínimo, mas suficiente para que o amplificador linear não saia da região de operação (região linear) e a tensão V_{in} é a tensão de entrada do conversor Buck (tensão de barramento).

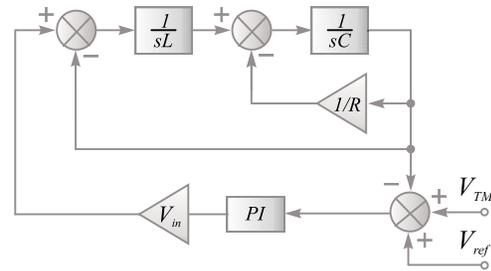


Fig. 7 – Diagrama de Blocos do Conversor Buck em malha fechada.

O diagrama completo do conversor híbrido e do sistema de controle é apresentado na Fig. 8. A tensão de carga é sintetizada pelo amplificador linear e a tensão sobre o capacitor é controlada pelo conversor Buck. Ambos seguem a mesma referência, mas no conversor Buck adiciona-se uma tensão V_{TM} , que garante a polarização do transistor na região linear.

Apesar da realimentação estar ligada no positivo do amplificador operacional, a configuração realizada é uma realimentação negativa já que o amplificador linear é construído através de um MOSFET canal P que tem a corrente intensificada com a aplicação de tensão de polaridade negativa ao terminal de porta em relação à fonte, ou seja, a estrutura inversora.

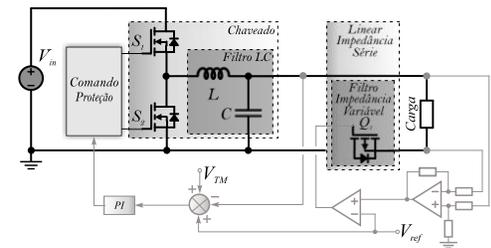


Fig. 8 – Diagrama completo do conversor com o sistema de controle.

IV. SIMULAÇÃO

A validação do procedimento de projeto foi realizada através de simulação computacional. Os parâmetros do projeto são:

- Tensão de barramento: 112 V;
- Tensão de Carga: 50 V;
- Potência Máxima na carga: 50 W;
- Perda máxima sobre o amplificador linear: 2%.

A partir dos dados acima e através da equação (4) calcula-se a perda máxima admitida sobre o transistor.

$$P_{MT} = \frac{50 \times 2}{100} = 1 \text{ W} \quad (10)$$

A partir da equação (5), obtém-se:

$$V_{TM} = \frac{1}{1} = 1 \text{ V} \quad (11)$$

Encontra-se através da equação (1):

$$V_{DS\text{triodo}} = 0,5 \times 1 = 0,5 \text{ V} \quad (12)$$

Então através da equação (6):

$$\Delta V_b = (1 - 0,5) \times 2 = 1 \text{ V} \quad (13)$$

E com a equação (7) obtém-se a tensão média no conversor Buck:

$$V_{bM} = 50 + 1 = 51 \text{ V} \quad (14)$$

A frequência de chaveamento foi definida em 25 kHz a fim de superar o limite audível.

O indutor foi definido para não operar no modo descontinuo, mesmo com metade da carga, por isso para o cálculo, foi considerada uma variação máxima de 1 A. A partir da (8) chega-se a:

$$L = \frac{112}{4 \times 25 \times 10^3 \times 1} \cong 1,12 \text{ mH} \quad (15)$$

O indutor utilizado será de 1,2 mH devido a disponibilidade dos núcleos e projeto. O capacitor pode ser calculado conforme a (9).

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

O capacitor utilizado será de 6,7 μF , valor que garante ondulação inferior a pretendida. A escolha é por não utilizar capacitor eletrolítico no filtro e o valor maior deve-se à associação dos capacitores disponíveis.

Com auxílio do programa Psim, a simulação foi realizada. O circuito simulado é apresentado na Fig. 9. O transistor de saída utilizado é TBJ PNP, em razão das limitações do Psim.

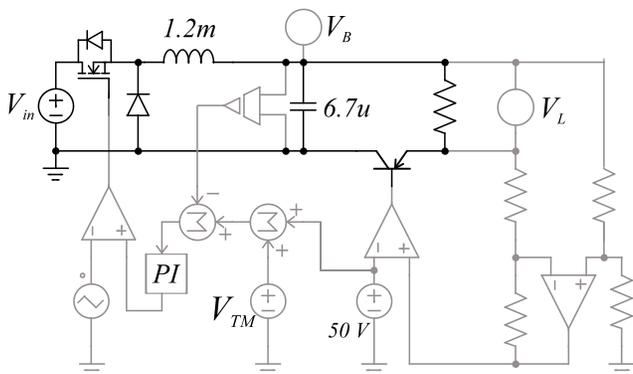


Fig. 9 – Circuito Simulado no programa Psim.

A resposta do conversor híbrido obtida por simulação é apresentada no gráfico da Fig. 10, onde V_b é a tensão sobre o capacitor e aparece em vermelho e V_L é a tensão sobre a carga, que aparece em azul. Como esperado, a tensão média do conversor chaveado V_{bM} está em 51 V e a tensão sobre a carga está em 50 V. A ondulação foi removida pelo amplificador linear.

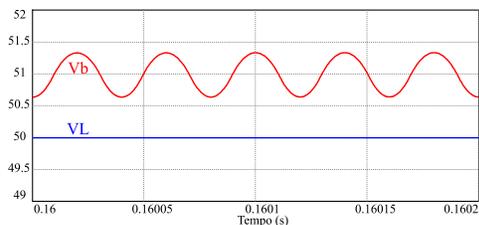


Fig. 10 – Tensão V_L e V_b de simulação.

Na Fig.11, a tensão (em vermelho) e corrente (em azul) sobre o amplificador linear são apresentadas. A perda encontrada sobre o amplificador linear é de 1 W e reflete a premissa de projeto.

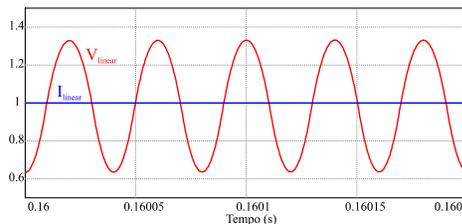


Fig. 11 – Tensão e corrente sobre o amplificador linear.

O funcionamento do filtro de impedância variável pode ser observado no gráfico da Fig. 12. A variação de impedância encontrada é aquela necessária para corrigir as ondulações de tensão na carga.

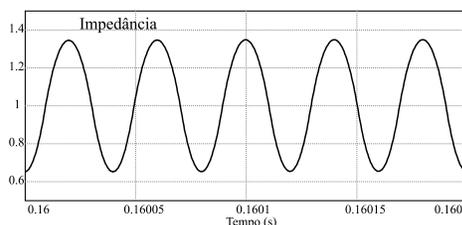


Fig. 12 – Variação de impedância do amplificador linear.

V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O conversor foi implementado com os seguintes componentes:

- Indutor: 1,2 mH;
- Capacitor: 6,7 μF ;
- MOSFET do conversor Buck: IRF 640;
- Diodo de roda livre: MUR1620;
- MOSFET do amplificador linear: IRF 9640;
- PWM implementado através do: CI SG3525;

Os demais circuitos com amplificadores operacionais, lm6172 usado no controle do conversor Buck e o OPA454 utilizado no controle do amplificador linear.

A tensão V_b (canal 1-amarelo), medida da tensão na saída do conversor Buck, e a tensão V_L (canal 2 - verde), medida sobre a carga, são apresentadas na Fig. 13. A resposta está de acordo com os valores encontrados no projeto e na simulação.



Fig. 13 – Tensão sobre o capacitor e sobre a carga.

VI. CONCLUSÃO

Neste trabalho foi apresentada uma metodologia de projeto de um conversor híbrido de impedância variável, com o objetivo de eliminar a ondulação na tensão sobre a carga, o que é importante para o aumento da vida útil de diversos sistemas. Dentro dessa metodologia foi considerada como fator determinante a definição da perda sobre o amplificador linear.

O presente trabalho valida a proposta de um conversor híbrido que elimina a ondulação de saída. O conjunto apresentado é um excelente candidato para aplicações onde a alta fidelidade do sinal de saída é requerida ou em aplicações onde a vida útil é majorada através da redução das ondulações.

No gráfico da Fig. 12, é observado que o amplificador neste sistema se comporta como uma impedância capaz de responder em alta frequência. Desta forma, classifica-se na configuração de conversor híbrido série de impedância variável.

Outro ponto a ser observado, é a perda sobre o amplificador linear, essa perda está condicionada a razão entre tensão de ondulação e tensão de carga, quanto menor for a razão, menor a perda. A perda percentual sobre o linear pode ser cada vez menor em circuitos com tensões mais elevadas e sem a necessidade de implementar filtros volumosos, com baixas frequências de corte, ou o aumento da frequência de operação para minimizar ondulações. Observa-se que o aumento da frequência contribui para o incremento das perdas totais de comutação. A característica exposta pode ser observada de outra forma, ou seja, o aumento da corrente não gera aumento de perda percentual, não alterando o rendimento do conversor devido ao amplificador linear. As perdas percentuais estão associadas exclusivamente aos valores de tensão definidos.

VII. AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem a CAPES/PROEX, ao projeto INCT-GD e aos órgãos financiadores (CNPq processo no. 465640/2014-1, CAPES processo no. 23038.000776/2017-54 e FAPERGS 17/2551- 0000517-1).

VIII. REFERÊNCIAS

- [1] Vidor, D. L. R.; Rigo, N. M.; Rosa, E.; Pinheiro, J. R. "Uma Tendência Futura para Conversores: Chaveados-Lineares", SEPOC 2017 - 10th Seminar on Power Electronics and Control, October 22nd and 25th, Technology Center of the Federal University of Santa Maria, Santa Maria, Brasil, 2017.
- [2] Sedra, S.; Smith, K., Microeletrônica. 5ª. Edição, Pearson, São Paulo, Brasil, 2007, pp 164-183 e 489-495.
- [3] Boaski, M. A. F.; Rabaioli, M.; Cazakevicius, F. E.; Beltrame R. C. "Contribuição Ao Estudo De Amplificadores Híbridos de Potência",

XXV Congresso Regional De Iniciação Científica E Tecnológica Em Engenharia – Cricte 2013.

- [4] Vidor, D. L. R.; Rigo, N. M.; Pinheiro, J. R. "DC-DC and DC-AC Series or Parallel Hybrid Converters" 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON), São Paulo, Brazil, 2018, pp. 789-794. doi: 10.1109/INDUSCON.2018.8627264, 2018.
- [5] Da Silva, G.S., Beltrame, R. C.; Schuch, L. and Rech, C., "Hybrid AC Power Source Based on Modular Multilevel Converter and Linear Amplifier", in IEEE Trans. Power Electron., vol. 30, no. 1, pp. 216–226, Jan. 2015.
- [6] Sival, P.C.R. "Estudo Das Topologias De Drivers Led: Análise de Fatores que Influenciam o Tempo de Vida Útil e Eficiência", 2016. 73 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) - Centro Universitário do Sul de Minas, Varginha, 2016.
- [7] LT Martins, M. Radecker, MH Fracaro, LS Mendonça, FE Bisogno e D. Killat, "Modeling and Design of a Linear-Assisted Zeta Converter," 2019 21ª Conferência Europeia sobre Eletrônica de Potência e Aplicações (EPE '19 ECCE Europa) , Genova, Italy, 2019, pp. P.1-P.10, doi: 10.23919 / EPE.2019.8914764.
- [8] C. Liu, J. Wang, K. Colomage, C. Gould, B. Sen E D. Stone, "Current Ripple Reduction in 4kW LLC Resonant Converter Based Battery Charger for Electric Vehicles", 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE) , Montreal, QC, 2015, pp. 6014-6021, doi: 10.1109 / ECCE.2015.7310503.
- [9] O. Satilmis E E. Mese, "Investigating DC link current ripple and PWM modulation methods in Electric Vehicles", 2013 3ª Conferência Internacional sobre Energia Elétrica e Sistemas de Conversão de Energia , Istanbul, 2013, pp. 1-6, doi: 10.1109 / EPECS.2013.6713041.
- [10] HS Chung, N. Ho, W. Yan, PW Tam e SY Hui, "Comparison of Dimmable Electromagnetic and Electronic Ballast Systems - An Assessment on Energy Efficiency and Lifetime", em IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, não. 6, pp. 3145-3154, dez. 2007, doi: 10.1109 / TIE.2007.907037.
- [11] Vidor, D. L. R.; Rigo, N. M.; Rosa, E.; Pinheiro, J. R. "Análise de Conversores por Modelos de Similaridade com Fontes", SEPOC 2017 - 10th Seminar on Power Electronics and Control, October 22nd and 25th, Technology Center of the Federal University of Santa Maria, Santa Maria, Brasil, 2017.
- [12] Vidor, D. L. R. "Contribuição ao Estudo de Conversores Estáticos Híbridos Empregando o Conceito de Similaridade por Fontes", 2019, Tese de Doutorado – UFSM Universidade Federal de Santa Maria, 260 f., Santa Maria, RS – 2019.
- [13] Vidor, D. L. R.; Rigo, N. M.; Rosa, E.; Pinheiro, J. R. "Contribution to Study Hybrid Converters", 2017 IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC), Puerto Varas, 2017, pp. 1-6. doi: 10.1109/SPEC.2017.8333653, 2017.
- [14] Rosa, E., Conversor Buck Chaveado-Linear: Estudo e Desenvolvimento. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Maria-UFSM, Santa Maria-RS, Brasil, 2019.
- [15] Frantz, G. W. "Conversor Híbrido Aplicado a Áudio: Estudo Comparativo com Amplificadores Classe D", 2019, Dissertação de Mestrado – UFSM Universidade Federal de Santa Maria, 94 f, Santa Maria, RS – 2019.
- [16] Martins, D.C.; Barbi, I. "Conversores CC-CC Básicos Não Isolados" 2ª. Edição, Publicado pelos Autores, Florianópolis SC, 2006, pp 15-65.
- [17] Ogata, K. - Engenharia de Controle Moderno, 5ª Edição, Pearson, São Paulo, Brasil, 2010, pp 521-546.