



## ANÁLISE E SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL DE UMA BOBINA DIFERENCIAL ROGOWSKI PARA SENSORIAMENTO DE CORRENTE COM ALTA LARGURA DE BANDA

Osmar Felipe Alves Eleodoro<sup>\*1</sup> e Vítor Fonseca Barbosa<sup>1</sup>

<sup>1</sup>FEELT – Universidade Federal de Uberlândia  
NUPEP – Núcleo de Pesquisas em Eletrônica de Potência

**Resumo** – Este trabalho apresenta análises e simulações computacionais acerca de uma Bobina Diferencial de Rogowski (BDR) com alta imunidade a ruídos externos, com o intuito de realizar o sensoriamento de corrente em dispositivos eletrônicos chaveados em alta frequência. Para tanto, é utilizada a análise da resposta em frequência do circuito da bobina, juntamente com um circuito integrador ativo. Por fim, o sistema é validado por meio de simulação e sensoriamento da corrente de dreno em um conversor *Boost* no *software* LTSpice, a partir da aferição das formas de onda correspondentes. O sistema se demonstrou eficaz na leitura de correntes com alta largura de banda, a partir das simulações computacionais desenvolvidas.

**Palavras-Chave** – Eletrônica de Potência, Sensor de Corrente, Bobina de Rogowski, LTSpice.

### ANALYSIS AND COMPUTATIONAL SIMULATION OF A DIFFERENTIAL ROGOWSKI COIL FOR HIGH BANDWIDTH CURRENT SENSING

**Abstract** – This paper presents analysis and computational simulations about a Differential Rogowski Coil (BDR) with high immunity to external noise, in order to perform current sensing in high frequency switching electronic devices. Therefore, is used frequency response analysis of the coil, combined with an active integrator circuit. Finally, the system is validated through simulation and sensing of drain current in a Boost converter in the LTSpice software, based on the measurement of the corresponding waveforms. The system proved to be effective in sensing currents with high bandwidth, based on the computational simulations developed.

**Keywords** – Current Sensor, LTSpice, Power Electronics, Rogowski Coil.

### I. INTRODUÇÃO

A eletrônica de potência é indispensável na manipulação da energia elétrica, atuando desde conversores estáticos em circuitos microeletrônicos, até inversores/retificadores nos sistemas de transmissão em corrente contínua em extra alta tensão. Uma das características que abrange ampla maioria dos circuitos, é a comutação periódica das tensões e correntes sobre seus componentes através de semicondutores, utilizando-se de elementos passivos para controlar o fluxo de potência para a carga.

Com o avanço das tecnologias de semicondutores, o silício (Si), principal material utilizado na confecção de chaves, perde espaço para novas tecnologias, como carbeto de silício (SiC) e nitreto de gálio (GaN). Estas, apresentam maior tensão de ruptura, resistência a altas temperaturas, menor resistência de condução e maior velocidade de comutação, levando a maiores frequências de operação, densidade de potência e eficiência [1-4].

Devido as altas velocidades de comutação, os dispositivos SiC e GaN possuem uma extensa largura de banda utilizável, alcançando dezenas de MHz. Para um preciso sensoriamento das correntes de chaveamento destes dispositivos, o transdutor a ser utilizado deve possuir largura de banda suficientemente maior e interferir o mínimo possível com o comportamento do circuito (não-intrusivo). Para este fim, um dos transdutores recomendados é a BDR, que apresenta todos estes requisitos [2]. Somado a sua elevada largura de banda e faixa de medição, o transdutor também é isolado galvanicamente e pode ser implementado *on-board*, levando-o a ser utilizado em sistemas de proteção contra curtos-circuitos [1, 2, 5] e conversores ressonantes em alta frequência [6], onde é utilizado para o controle em tempo real do sistema realimentado por corrente.

Os enrolamentos da BDR funcionam em circuito aberto, detectando a corrente a ser mensurada a partir dos campos elétricos resultantes da variação dos campos magnéticos associados a corrente enlaçada, de acordo com a lei de Faraday. Devido à proximidade entre os enrolamentos, existe um acoplamento capacitivo parasita na bobina, que leva a distúrbios na medição devido a  $dv/dt$  [2, 7]. Como forma de mitigar este problema, a ponteira a ser implementada neste artigo terá a topologia diferencial, com dois enrolamentos

\*osmar.eleodoro@ufu.br

praticamente idênticos. Eles são enrolados em sentidos opostos, de forma a subtrair ruídos em modo comum e mitigar o acoplamento parasita (que independe do sentido do enrolamento), e somar as suas contribuições para a medição.

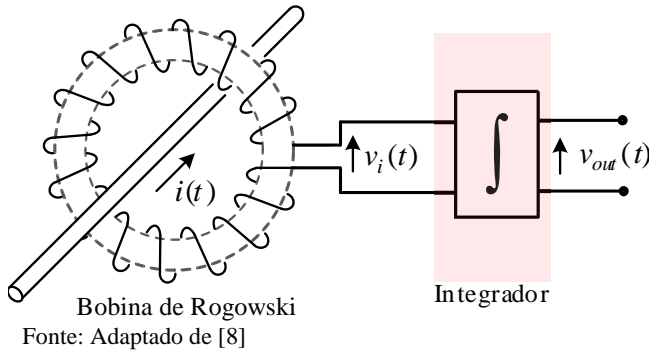
Para aferição dos resultados, será utilizado o *software* de simulação eletrônica analógica *LTspice*, da *Analog Devices, Inc.*, com a implementação de uma BDR e seu circuito complementar, com integrador e filtros, para a medição de corrente em um circuito *boost* CC-CC convencional e a análise de erros de medição na faixa de frequências desejada, entre 100 kHz e 100 MHz. Assim, este artigo visa desenvolver e validar computacionalmente um transdutor de corrente de Rogowski diferencial, para medições de alta frequência em semicondutores rápidos, de forma a captar correntes de chaveamento com a mínima interferência no circuito mensurado.

Adiante, a Seção II trata sobre a análise do sistema utilizado, pontuando suas principais características e topologias. Na Seção III, são apresentados os desenvolvimentos utilizados para alcançar o sistema final, com ênfase no projeto da bobina e seu circuito integrador. Para a Seção IV, tem-se os resultados obtidos computacionalmente, vistos como formas de onda e respostas em frequência. A Seção V trata sobre a continuidade dos trabalhos e, por fim, a conclusão sobre o desenvolvido na Seção VI.

## II. ANÁLISE DO SISTEMA

O transdutor de corrente denominado de BDR consiste em duas partes: a ponteira, onde se localiza a bobina; e o circuito integrador, responsável pela reconstituição do sinal referente a corrente. Na Figura 1, temos um esquema simplificado do sistema:

Figura 1: Esquema da BDR simplificado.



### A. Bobina de Rogowski

O funcionamento da bobina baseia-se nos princípios das equações de Maxwell [8]: a corrente enlaçada  $i(t)$  causa um campo magnético proporcional  $\vec{H}(t)$ , de acordo com a equação Maxwell- Ampère.

$$\oint_C \vec{H} \cdot d\vec{s} \approx I_{\text{enlaçada}} \quad (1)$$

Devido à ausência de material ferromagnético, a bobina é preenchida com ar, com permeabilidade magnética aproximadamente igual à do vácuo, levando a uma densidade

de fluxo  $\vec{B}(t) = \mu_0 \cdot \vec{H}(t)$  no interior da mesma, sendo  $\mu_0$  a permeabilidade magnética do vácuo. Assim, pela equação de Maxwell-Faraday teremos uma tensão induzida nos terminais do enrolamento, proporcional a taxa de variação da corrente enlaçada pelo mesmo. A tensão induzida é diretamente proporcional a indutância mútua  $M$  entre o enrolamento e o circuito [2, 7].

$$\oint_C \vec{E} \cdot d\vec{s} = -\frac{d}{dt} \iint_A \vec{B} \cdot d\vec{A} = -\frac{d\phi}{dt} \quad (2)$$

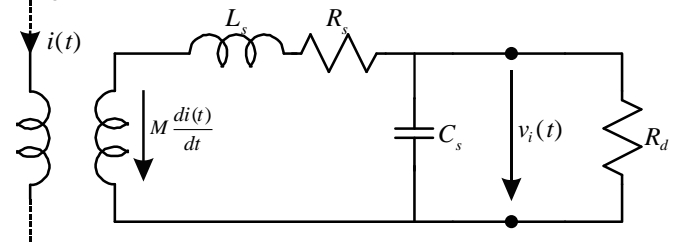
$$v_i(t) = -M \frac{di(t)}{dt} \quad (3)$$

O enrolamento apresenta também resistência série do condutor utilizado e sua indutância própria, que devem ser considerados na análise. Devido as não-idealidades do circuito, temos também capacitâncias parasitas entre as voltas do condutor no enrolamento, determinando a frequência de ressonância da bobina e conseqüentemente sua largura de banda, como será mostrado adiante. Como forma de atenuar os picos de ressonância da bobina, se torna necessário um resistor de amortecimento nos terminais do enrolamento, que pode ser calculado pela equação (4), com  $\zeta = 1$  sendo um bom valor para o amortecimento [9]. Os valores  $L_l$  e  $C_l$  correspondem à indutância e a capacitância da bobina, respectivamente.

$$R_d = \frac{1}{2\zeta} \sqrt{\frac{L_l}{C_l}} \quad (4)$$

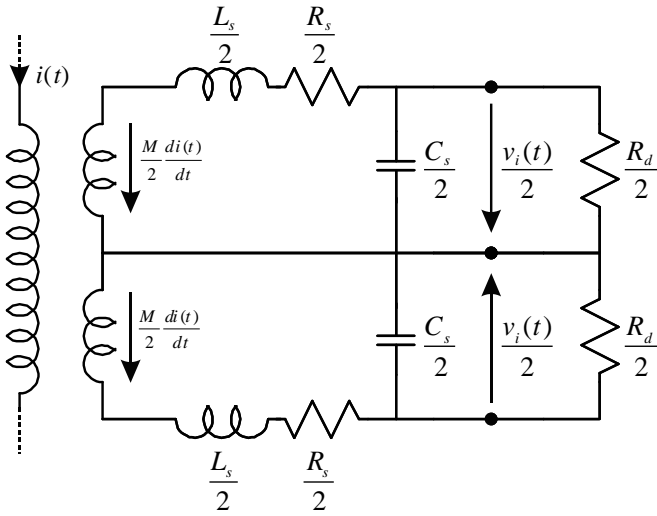
Com os parâmetros descritos, o modelo elétrico da bobina é mostrado na Figura 2:

Figura 2: Modelo elétrico da bobina.



Como forma de reduzir interferências magnéticas externas devido ao acoplamento capacitivo parasita da bobina, o modelo diferencial é aplicado, cancelando a corrente parasita capacitiva entre os enrolamentos [10]. A topologia consiste de duas bobinas enroladas em sentidos opostos, aterradas em uma das extremidades e disponibilizando o sinal medido na outra extremidade. Os sinais são disponibilizados para o integrador em relação à terra, com polaridades opostas, sendo necessário uma etapa subtrativa (amplificador diferencial) para reconstrução do mesmo. Os parâmetros elétricos agora se dividem entre os subcircuitos, como mostra a Figura 3.

Figura 3: Modelo elétrico da bobina diferencial.



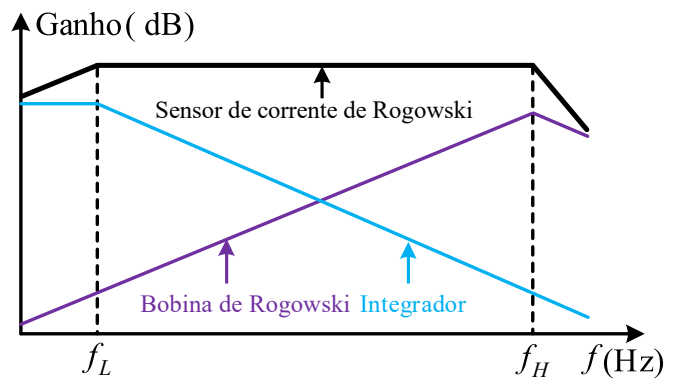
### B. Circuito Integrador Ativo

Circuitos integradores são indispensáveis em sensores de corrente de Rogowski, sendo necessários para o correto sensoriamento da corrente devido à natureza derivativa executada pela ponteira. Ao realizar a integração do sinal recebido, o resultado é diretamente proporcional a corrente enlaçada, ajustada pelo ganho dos circuitos e pela magnitude da indutância mútua descrita anteriormente. Enquanto a ponteira possui ganho de +20 dB por década até sua frequência de ressonância  $f_H$ , o circuito integrador possui ganho de -20 dB por década a partir de sua frequência de corte  $f_L$ , que varia conforme a topologia aplicada. Dentre estas duas frequências, situa-se a largura de banda da BDR, com ganho teoricamente constante, como mostra a Figura 4.

Ao utilizar a topologia diferencial, torna-se necessária uma etapa subtrativa dos sinais de entrada, de forma a rejeitar os ruídos em modo comum advindos do acoplamento capacitivo parasita e reconstituir o sinal da medição.

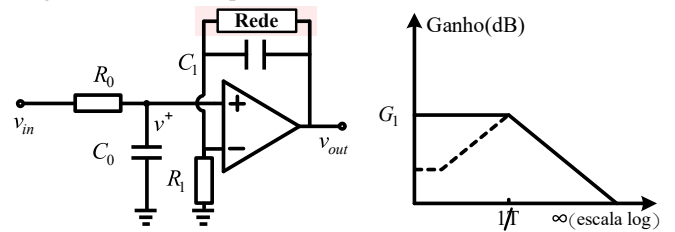
Ambas as etapas, tanto subtrativa quando integrativa utilizam amplificadores para extrair transições de subida mais rápidas, sendo que a topologia indicada para aplicação no sensor é a não-inversora [11]. Adicionalmente, filtros passivos RC reduzem o ganho em baixas frequências e eliminam o offset do AO a fim de garantir a estabilidade do circuito e reduzir oscilações em torno de 100 Hz [12, 13]. Temos o esquema elétrico simplificado na Figura 5.

Figura 4: Funções de transferência do sensor de corrente.



Fonte: Adaptado de [9]

Figura 5: Circuito amplificador não inversor.



Fonte: Adaptado de [9]

Em paralelo com o capacitor, pode ser alocado um resistor de *feedback* ou uma rede passiva passa-baixa, de acordo com a necessidade de ganho do circuito. Para a aplicação nos integradores com alta largura de banda, torna-se necessária a correta especificação dos dispositivos utilizados, levando em conta suas características reais como ganho em malha aberta, impedâncias de entrada e saída, largura de banda operacional, capacitância de entrada, *slew rate*, dentre outros.

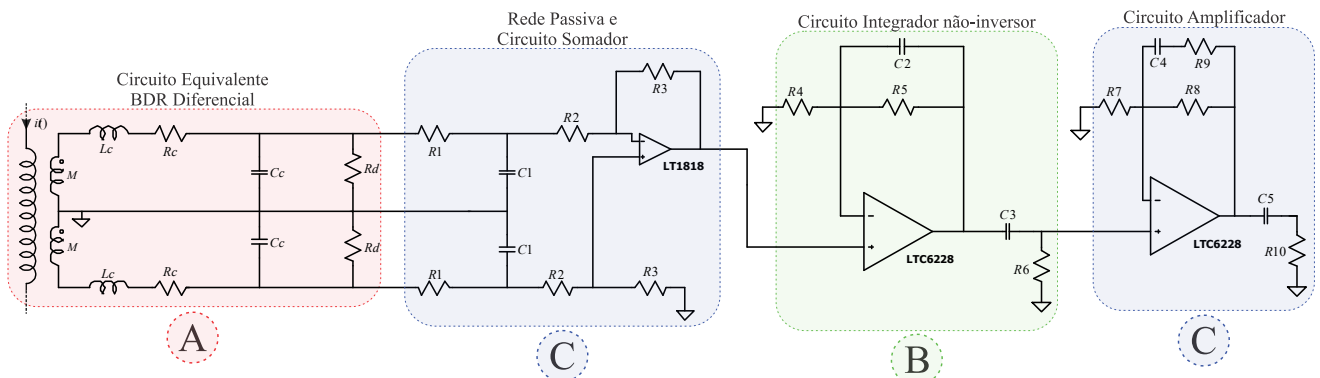
Para o correto ajuste de ganho em todas as frequências especificadas, deve ser escolhido o amplificador operacional (AO) que tenha menor influência nesta faixa e, caso não possua disponível o dispositivo mais adequado, realizar os devidos ajustes de ganho com filtros passivos.

## III. DESENVOLVIMENTO DO SISTEMA

### A. Parâmetros da Bobina

Para maior fidelidade dos resultados obtidos, os parâmetros utilizados são relativos a uma bobina implantada em um estudo anterior [7]. Os demais parâmetros, relativos à capaci-

Figura 6: Esquema elétrico completo da BDR.



tância dos enrolamentos e indutância própria adicionada ao circuito a ser mensurado, possuem nível de grandeza de picofarad e picohenry, respectivamente.

A resistência de amortecimento, utilizada para reduzir os efeitos da ressonância do circuito equivalente da bobina, é calculada a partir da equação (4), com fator de amortecimento  $\zeta = 1$ .

Como a topologia utilizada é a diferencial, os parâmetros relativos aos enrolamentos são divididos por 2, como o circuito equivalente exibido na Figura 6, que representa também o modelo utilizado em simulação. O circuito foi acoplado magneticamente via simulação, entre as indutâncias mútuas e a indutância relativa ao circuito, com fator de acoplamento unitário devido a discretização das indutâncias mútuas.

Abaixo, a função de transferência  $H_A(s)$  referente a área A da Figura 6, referente ao modelo da bobina com o resistor de amortecimento.

$$H_A(s) = \frac{sMR_d}{s^2L_cC_cR_d + s(L_c + C_cR_cR_d + C_cR_d^2) + R_c + R_d} \quad (5)$$

### B. Circuito Integrador

O circuito integrador foi composto pela topologia mostrada anteriormente, com um resistor de realimentação em paralelo com o capacitor, de forma a reduzir o ganho CC e evitar a saturação do AO. O filtro RC, para atenuação de baixas frequências, foi definido com frequência de corte de 1,5 kHz. Na Figura 6, o circuito equivalente com os valores definidos para seus parâmetros, utilizando o AO LTC6228. Abaixo, a função de transferência  $H_B(s)$  equivalente a área B da Figura 6, referente ao circuito integrador:

$$H_B(s) = \frac{sC_3R_6(sC_2R_8 + R_7(sC_2 + R_8))}{R_7(sC_2 + R_8)(sC_3R_6 + 1)} \quad (6)$$

### C. Circuitos Amplificadores e Subtrator

Como forma de aumentar a sensibilidade do sistema ao sinal de corrente a partir do controle de ganho do circuito, torna-se necessário um circuito amplificador. A topologia necessária neste tipo de aplicação é a não inversora, de forma a não causar defasagem do sinal. De forma a complementar o ajuste de ganho em determinada faixa de frequências, é utilizado uma rede passiva em paralelo ao amplificador, e outro filtro RC em série com o circuito. Na Figura 6, temos o circuito equivalente e seus parâmetros, utilizando o mesmo AO anterior.

Devido à amplificação do sinal a partir das características dos amplificadores operacionais na faixa de 10 MHz a 100 MHz, torna-se necessário um filtro que atenuar o sinal de entrada nesta faixa. O filtro utilizado foi uma rede RC passa-baixas com frequência de corte de aproximadamente 16 MHz, entre a bobina e o circuito subtrator. O circuito subtrator utilizado foi projetado com o AO LT1818, com ganho unitário, visto junto ao filtro de entrada.

Abaixo, a função de transferência  $H_C(s)$  equivalente a área C da Figura 6, referente aos amplificadores, subtrator e filtros passivos adicionais:

$$H_C(s) = \frac{2(R_7(sC_4R_9 + sR_8C_4 + 1) + R_8(sC_4R_9 + 1))}{R_8(sC_1R_1 + 1)(sC_5R_{10} + 1)(sC_4R_9 + 1)} \quad (7)$$

A combinação em cascata das equações (5), (6) e (7) representa a função de transferência completa da bobina.

## IV. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL

A partir do circuito descrito anteriormente, foram simuladas no *software* LTSpice a resposta em frequência do transdutor, um teste de injeção de correntes senoidais e um teste de aferição da bobina em um conversor CC-CC *Boost*, afim de captar as correntes de transição do transístor. A seguir, é feita a descrição e discussão sobre os resultados.

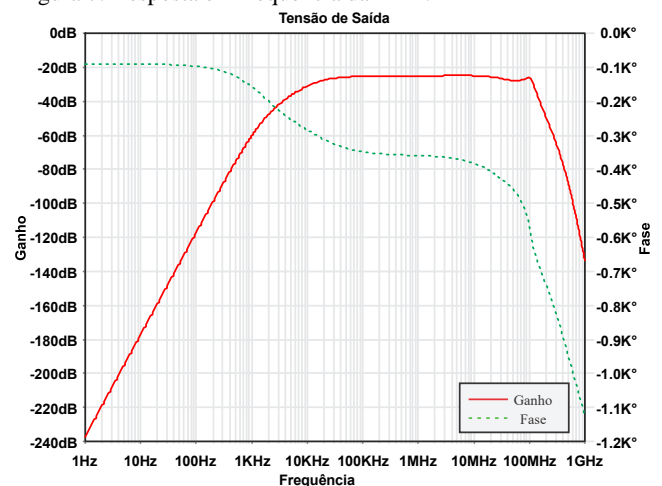
### A. Resposta em Frequência

Como projetado, a BDR apresenta ganho praticamente constante nas frequências entre 50 kHz e 100 MHz, caracterizando a elevada largura de banda para o transdutor, como visto na Figura 7. O ganho CC do circuito foi fortemente atenuado, de forma a evitar a saturação dos amplificadores operacionais, como ajustado na fase de projeto. Cabe salientar que, essa bobina possui naturalmente um acoplamento CA devido a sua característica de captar apenas variações de fluxo magnético. Para frequências acima de 100 MHz, o sinal de saída é atenuado, pelas características ressonantes da própria bobina.

A defasagem angular, como mostrado na figura 7, é pouco variável entre 50 kHz e 10 MHz, que pode ser ajustado no processamento dos sinais adquiridos. Na faixa de 10-100 MHz, o atraso é relativamente expressivo, sendo necessário um processamento adicional para a extração dos dados captados. Na escala, temos um indicativo de  $K^\circ$  que é relativo aos graus de fase multiplicados à  $10^3$ , correspondente a notação do software utilizado.

Para a largura de banda analisada, o ganho é de aproximadamente -25 dB da tensão de saída em relação à corrente mensurada, que nos dá uma sensibilidade de aproximadamente 56 mV/A. Logo, com a sensibilidade da BDR e a defasagem angular, torna-se possível a correta extração dos dados relativos à corrente mensurada.

Figura 7: Resposta em frequência da BDR.





## B. Injeção de Correntes

Via simulação, foram injetadas determinadas frequências sobre um resistor, conduzindo a corrente a ser mensurada pelo modelo da BDR. As frequências injetadas foram de 200 kHz, 1 MHz e 10 MHz simultaneamente, afim de comparar o resultado na forma de tensão com a corrente real.

Para fins de análise, o resultado obtido não foi processado, sendo análogo ao sinal obtido via osciloscópio a partir da BDR, incluindo o atraso característico causado pelos AO's. Nas Figuras 8 e 9, temos a comparação entre a corrente sobre o resistor e o sinal extraído do transdutor estudado. Com exceção do pequeno atraso, o sinal é fiel a forma de onda da corrente, validando o funcionamento do equipamento.

Figura 8: Forma de onda – Corrente injetada

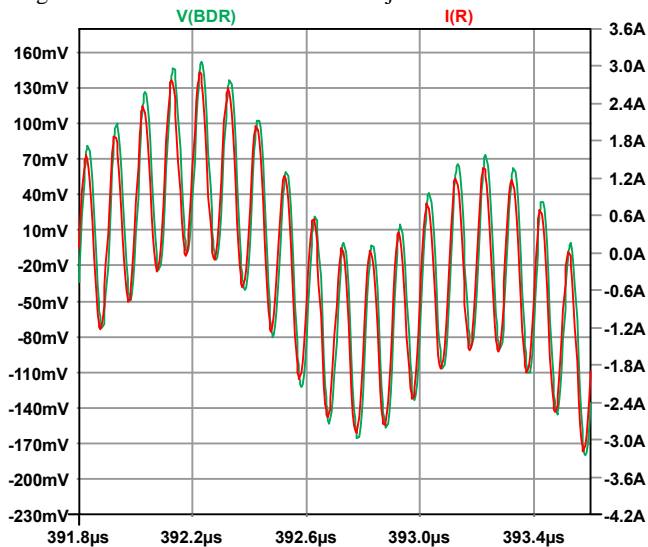
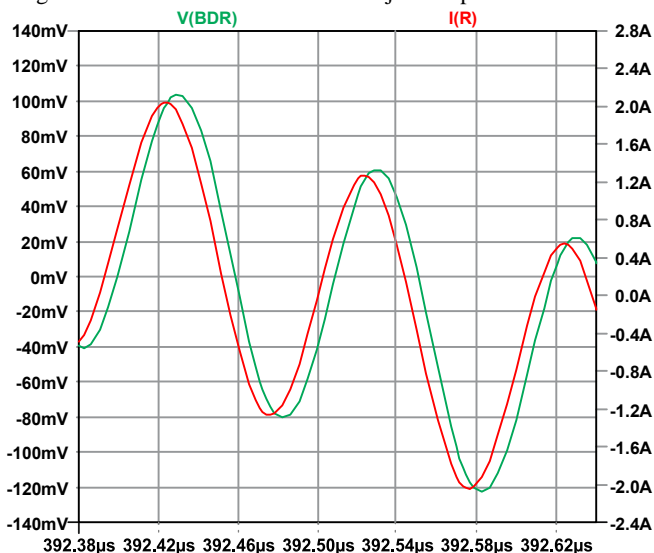


Figura 9: Forma de onda – Corrente injetada aproximada



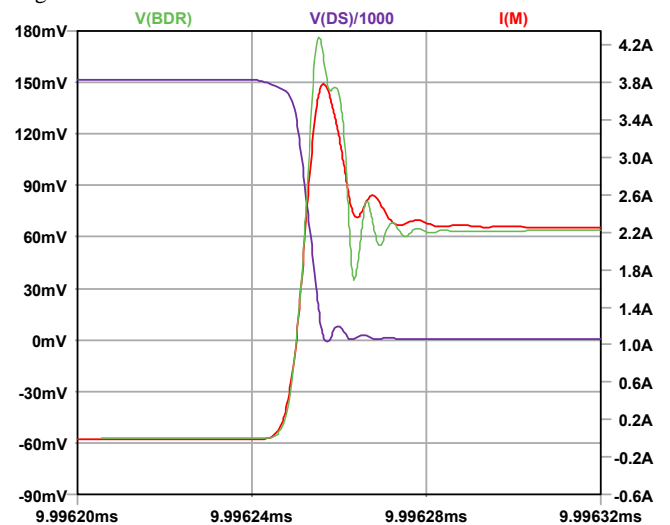
## C. Teste de Aferição no Circuito Boost

Para simular o uso prático da BDR, o modelo foi utilizado afim de captar a forma de onda da corrente em um MOSFET de potência, utilizado como chave principal de um circuito Boost. A frequência de comutação é de 125 kHz, mas a análise

feita é focada nas oscilações nos períodos de transição da chave, onde se apresentam as perdas decorridas pelo chaveamento.

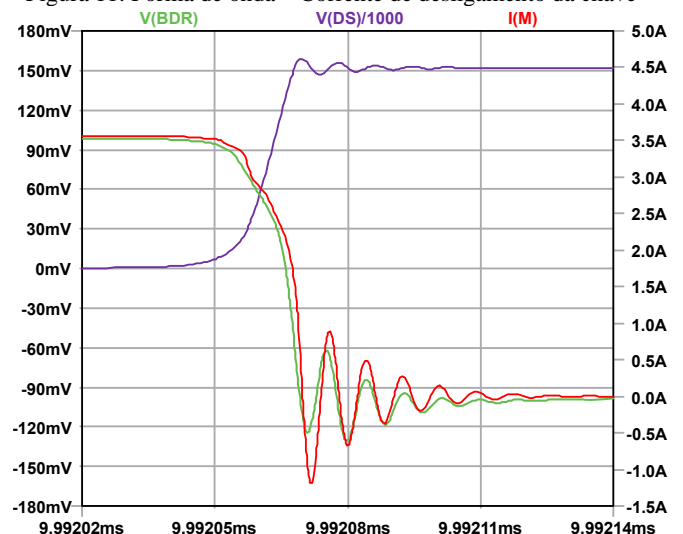
A Figura 10 mostra o início do período de condução da chave, durante a transição entre o estado desligado e ligado. Com a injeção de alto conteúdo harmônico de corrente pelo degrau causado, surgem oscilações ressonantes provenientes dos parâmetros parasitas do circuito, que são expressivos tanto na corrente obtida via simulação quanto pela forma de onda obtida pela BDR. A onda resultante da BDR foi processada com um pequeno atraso entre as ondas, a fim de mitigar o atraso característico do circuito e mantê-lo em fase com a corrente original.

Figura 10: Forma de onda – Corrente de subida na chave



Em verde, temos a tensão proveniente da BDR, que expressa a forma de onda da corrente real, apresentada em vermelho. Devido à presença de frequências acima e abaixo da largura de banda, observamos pequenas diferenças na forma de onda final, mas que pouco impactam no resultado. Também pode-se analisar uma pequena defasagem nas oscilações, que devem ser consideradas em futuras aplicações.

Figura 11: Forma de onda – Corrente de desligamento da chave

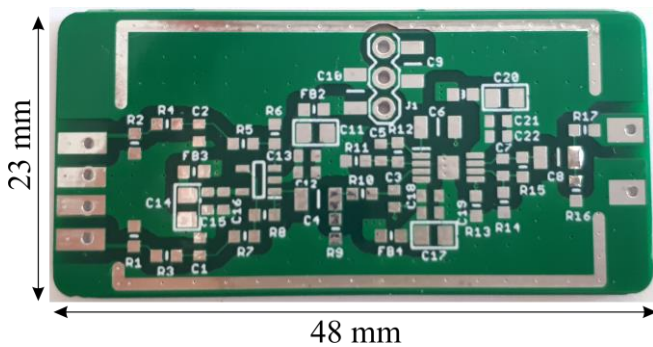


Para finalizar a análise das oscilações, a Figura 11 mostra as formas de onda da corrente de desligamento do MOSFET, com o mesmo tratamento de dados aplicado na situação anterior. Nesta situação, as formas de onda captadas são ainda mais rigorosas, representando com maior fidelidade o sinal de corrente real. No período de nulidade da corrente, é observável o efeito de *droop* causado pela ausência de sinais alternados, levando a redução do sinal enviado pela BDR. O efeito é causado pela ausência de resposta CC da BDR, o qual foi explicado anteriormente.

## V. CONTINUIDADE DOS TRABALHOS

A proposta de continuidade a respeito da temática abordada neste artigo está em andamento. Assim, uma placa confeccionada em quatro camadas e projetada para receber sinais com elevada largura de banda proveniente da BDR é ilustrada na Figura 12. Além disso, o completo ajuste deste transdutor é realizado em âmbito prático para corrigir e adequar as oscilações em alta frequência dos sinais medidos.

Figura 12: Placa de condicionamento do sinal para a Bobina de Rogowski elaborada em 4 camadas.



## VI. CONCLUSÕES

Este artigo demonstrou, via simulação, a aplicabilidade da BDR para captação de sinais de corrente em alta largura de banda, se mostrando eficaz na obtenção de formas de onda em frequências de dezenas de megahertz. Apesar das dificuldades encontradas nas etapas de projeto e calibração, o transdutor se mostra altamente conveniente para estudos relacionados a altas frequências de comutação.

Os dados obtidos via simulação são consistentes, e incluem todos os parâmetros necessários para se equiparar a resultados obtidos na prática. Portanto, o modelo foi computacionalmente validado para a operação, com resultados satisfatórios em relação a medição de correntes com alta largura de banda de forma não-intrusiva.

## AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem as entidades de fomento CNPq e CAPES pelo apoio financeiro, além da estrutura laboratorial da UFU.

## REFERÊNCIAS

[1] J. Wang, Z. Shen, R. Burgos and D. Boroyevich, "Design of a high-bandwidth Rogowski current sensor for gate-

drive shortcircuit protection of 1.7 kV SiC MOSFET power modules," *2015 IEEE 3rd Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA)*, 2015, pp. 104-107, doi: 10.1109/WiPDA.2015.7369315.

[2] Y. Shi, Z. Xin, P. C. Loh and F. Blaabjerg, "A Review of Traditional Helical to Recent Miniaturized Printed Circuit Board Rogowski Coils for Power-Electronic Applications," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 11, pp. 12207-12222, Nov. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2020.2984055.

[3] S. Dusmez and Z. Ye, "Designing a 1kW GaN PFC stage with over 99% efficiency and 155W/in<sup>3</sup> power density," *2017 IEEE 5th Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA)*, 2017, pp. 225-232, doi: 10.1109/WiPDA.2017.8170551.

[4] B. Rubino, G. Catalisano, L. Abbatelli, S. Buonomo – "Comparative analysis of driving approach and performance of 1.2 kV SiC MOSFETs, Si IGBTs, and normally-off SiC JFETs", TA0349 Technical article, ST. Fev. 2015.

[5] M. G. Rane, G. Shet, S. Dwivedi and K. Rangunath, "Design of Active Integrator for Rogowski Coil Applied in Protection Relay," *2018 3rd IEEE International Conference on Recent Trends in Electronics, Information & Communication Technology (RTEICT)*, 2018, pp. 939-944, doi: 10.1109/RTEICT42901.2018.9012281.

[6] Bidirectional CLLC resonant dual active bridge (DAB) reference design for HEV/EV onboard charger. Acessado em 14 de julho de 2021. Disponível em: <https://www.ti.com/tool/TIDM-02002>

[7] J. N. Fritz, C. Neeb, R. W. Doncker, "A PCB Integrated Differential Rogowski Coil for Non-Intrusive Current Measurement Featuring High Bandwidth and dv/dt Immunity," *2015 Power and Energy Student Summit (PESS)*, 2015, doi: 10.17877/DE290R-7459

[8] Chattock, A. P. 'On a Magnetic Potentiometer,' *Proceedings of the Physical Society of London 9.1*, 1887, pp. 23–26. doi: 10.1088/1478-7814/9/1/305

[9] M. H. Samimi, A. Mahari, M. A. Farahnakian and H. Mohseni, "The Rogowski Coil Principles and Applications: A Review," in *IEEE Sensors Journal*, vol. 15, no. 2, pp. 651-658, Feb. 2015, doi: 10.1109/JSEN.2014.2362940.

[10] S. Hain and M. Bakran, "New Rogowski coil design with a high DV/DT immunity and high bandwidth," *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, 2013, pp. 1-10, doi: 10.1109/EPE.2013.6631855.

[11] L. Ming, Z. Xin, C. Yin, M. Chen and P. C. Loh, "Integrator Design of the Rogowski Current Sensor for Detecting Fast Switch Current of SiC Devices," *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2019, pp. 4551-4557, doi: 10.1109/ECCE.2019.8911874.

[12] Linear Technology, "400MHz, 2500V/μs, 9mA Single/Dual Operational Amplifiers," LT1818/LT1819 datasheet, 2002.

[13] Analog Devices, "0.88nV/√Hz 730MHz, 500V/μs, Low Distortion Rail-to-Rail Output Op Amps with Shutdown," LTC6228/LTC6229 datasheet, Mar 2020.