

Estratégia de Projeto Utilizando Linhas de Microfitas para Circuito de Colheita de Energia de RF

Jhonatan B. de Souza, Rafael S. Macêdo, Rogério Casagrande, Daniel D. Silveira, Álvaro A. M. Medeiros

Resumo— Neste artigo é apresentada uma abordagem para o projeto de um retificador para circuitos de colheita de energia de RF. O procedimento proposto permite a simulação do circuito com precisão aceitável, a partir da parametrização das trilhas de circuito impresso. O circuito oferece a possibilidade de ajuste da resposta de tensão CC de acordo com as frequências de entrada, com apenas dois parâmetros (relacionados à geometria do circuito). A topologia de circuito adotada é a do multiplicador de tensão Dickson. Um protótipo foi construído, e ensaios foram realizados para a validação do modelo.

Palavras-Chave— Colheita de energia, Diodos, Multiplicador de tensão Dickson, Radiofrequência.

Abstract— In this paper an approach is presented for the design of a rectifier to be used in RF energy harvesting circuits. The proposed procedure allows the simulation of the circuit with acceptable accuracy, implementing a parameterization of the printed circuit traces. By using only two parameters, related to the circuit geometry, it is possible to adjust the DC voltage response in function of the input frequencies. The circuit topology used is the Dickson voltage multiplier. A prototype was built, and tests were performed to verify simulated and measured values.

Keywords— Dickson voltage multiplier, Diodes, Energy Harvesting, Radiofrequency.

I. INTRODUÇÃO

Atualmente é estimado um número de 22 bilhões de dispositivos conectados até 2024 [1]. Dentre estes existem aqueles desenvolvidos para aplicações remotas que aliam uma largura de banda estreita, um alto desempenho em longas distâncias e baixo consumo. Tais tecnologias, denominadas LPWAN (*Low Power Wide Area Network*), tem sido fortemente pesquisadas ultimamente [2].

No cenário de dispositivos remotos, existem diversas limitações de *hardware* que devem ser consideradas. Dentre elas, está a capacidade de alimentação do dispositivo à longo prazo, já que as baterias utilizadas tem um tempo de vida útil. Embora diversas pesquisas tenham trabalhado a fim de tornar o tempo de vida útil das células mais extenso, seja por modelagem do sistema ou estudo da vida útil da bateria [3], um caminho encontrado para contornar tal problema é tornar autossuficiente o sistema ao qual queremos alimentar [4], [5]. Neste sentido, pesquisa-se a opção de usar colheita de energia de diferentes fontes disponíveis no ambiente [6]. Nos diferentes tipos de colheita de energia, está a utilização de sinais de radiofrequência (RF) para alimentar o dispositivo.

Jhonatan B. de Souza, Rafael S. Macêdo, Rogério Casagrande, Daniel D. Silveira, Álvaro A. M. Medeiros são do Laboratório de Telecomunicações Aplicadas da Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora. E-mails: {jhonatan.brandel, rafael.macedo2016, rogerio.casagrande, danielsilveira, alvaro}@engenharia.ufjf.br.

Diversos trabalhos sobre colheita de energia de RF tem sido desenvolvidos no sentido de chegar a um circuito que possa dar o máximo de eficiência. Uma das possibilidades é o uso de componentes que tenham um melhor desempenho [7], desenvolvendo um sistema que entregue um nível de potência que possa ser utilizado com componentes de gerenciamento de energia [8]. Uma outra linha de pesquisa envolve o desenvolvimento de uma antena receptora dedicada [9] para tentar coletar o máximo de energia disponível no ambiente.

No sentido de se conseguir o máximo de eficiência do sistema, é necessário realizar uma análise detalhada do mesmo. As características não lineares dos componentes e comportamento das linhas de transmissão (LT) no circuito recebem então uma atenção especial neste tipo de circuito.

Neste artigo, foi realizado uma análise computacional e experimental do bloco retificador de um sistema de colheita de energia de RF. É proposto então uma estratégia de projeto que considera os efeitos das trilhas do circuito retificador de forma a aumentar a eficiência do circuito. Na Seção II é apresentada a topologia adotada. Na Seção III são mostradas as simulações realizadas. Na Seção IV é detalhado o roteiro de trabalho, descrevendo quais os respectivos ensaios de bancada foram realizados para verificar a similaridade dos resultados medidos e simulados anteriormente. Na Seção V são comparados os resultados das medições e os dados simulados do protótipo. Na Seção VI é apresentada a conclusão do artigo.

II. CIRCUITO DE COLHEITA DE ENERGIA

Para os circuitos de colheita de energia de RF, a tensão obtida pela antena é pequena, normalmente algumas dezenas de milivolts. As abordagens de retificação baseadas em pontes de diodos tornam-se muito ineficientes, com a perda de tensão nos diodos sendo significativa em comparação com a amplitude do sinal de RF de entrada. Neste caso, deve-se utilizar multiplicadores de tensão, que são circuitos derivados do bem conhecido dobrador de tensão, para realizar a conversão de RF para CC e, ao mesmo tempo, produzir uma voltagem CC que é muitas vezes maior que a amplitude do sinal de RF de entrada [10].

Neste trabalho, a topologia do multiplicador de tensão adotada foi a Dickson. O circuito utiliza diodos Schottky HSMS-2850 [11], do fabricante Avago Technologies. Diodos Schottky são largamente utilizados em multiplicadores de tensão Dickson devido a sua baixa tensão de condução direta, alta corrente de saturação, baixa capacitância de junção e pequena resistência em série [12]. Na Figura 1 é possível ver uma representação esquemática do multiplicador para um número n de estágios.

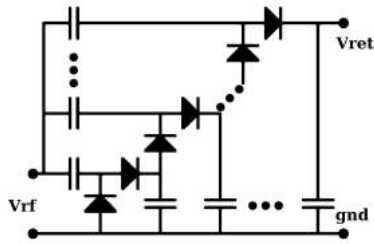


Fig. 1. Diagrama do circuito retificador Dickson de n estágios.

Neste artigo é implementado uma versão revisada do circuito multiplicador de tensão Dickson de 5 estágios proposto em [13] com a inclusão dos efeitos de linha de transmissão para refinar a simulação e orientar a construção do protótipo.

III. SIMULAÇÃO

As simulações foram realizadas utilizando o *software* Keysight ADS, no intuito de se antever o comportamento do circuito multiplicador de tensão Dickson submetido a uma larga faixa de frequências. As simulações foram categorizadas em dois conjuntos distintos:

- **Caso 1** - Trata das simulações do circuito multiplicador de tensão Dickson desconsiderando os efeitos de linhas de transmissão, tal como realizado em [13].
- **Caso 2** - Elaborado para analisar o desempenho do circuito multiplicador de tensão Dickson com a inclusão das trilhas de circuito impresso a serem utilizadas na confecção do protótipo. Neste caso, também procurou-se melhorar o desempenho do circuito por meio de variações das características geométricas do mesmo, com a finalidade de orientar a confecção da placa.

Foram utilizados dois modelos para o diodo HSMS-2850 durante as simulações, considerando também as parâmetros não ideais ou parasitas inseridos pelo invólucro do diodo (SOT-23), conforme recomendado pela nota de aplicação do fabricante AN1124 [14]. Os modelos utilizados são:

- **Modelo Spice** - Obtido a partir dos parâmetros da folha de dados do fabricante. Este primeiro modelo é utilizado nas simulações de balanço harmônico, para obtenção da resposta CC do circuito quando alimentado com um sinal de RF de determinadas frequência e potência.
- **Modelo Linear** - Reproduz a dinâmica do diodo na região de polarização zero, através da representação do diodo somente com componentes lineares [15], permitindo caracterizar os parâmetros de espalhamento do circuito para cada frequência.

Para o Caso 1, o circuito implementado leva em consideração somente os diodos modelados e capacitores, não havendo nenhuma variável adicional para manipulação na busca de uma melhora de desempenho. Portanto, foi somente implementado no *software* ADS e simulado.

Para o Caso 2, importou-se com a representação física da placa de circuito impresso, na expectativa de que os resultados fossem mais fiéis à realidade. Para modelar as linhas de transmissão (LT) de tipo microfitas no *software* ADS, foi necessário

obter o valor de permissividade relativa (ϵ_r) do material usado para confecção do protótipo, FR4, caracterizado em um teste de laboratório.

Tal teste para avaliar ϵ_r se baseou numa análise do parâmetro S11, medido com o analisador de redes Agilent N9912A [16], de uma placa de teste consistindo somente de uma linha de microfitas com terminação aberta, possuindo comprimento de 45 mm, e 3 mm de largura, conforme mostrado na Figura 2. Recriou-se a mesma geometria da placa de teste no *software* Keysight ADS, restando ϵ_r do substrato da placa como única variável livre.



Fig. 2. Placa elaborada para determinar ϵ_r do substrato.

Com base na resposta de fase de S11 em função da frequência obtida pelo instrumento, foi elaborado uma otimização no *software* ADS, em que a função objetivo é o erro quadrático entre a curva da resposta de fase de S11 medida em laboratório e a curva de resposta de fase de S11 da placa modelada no computador, em função de ϵ_r . Através do método do gradiente descendente, minimizou-se o erro. Este procedimento retornou ϵ_r ótimo de 4,56, que foi adotado como ϵ_r do material.

Uma vez encontrado ϵ_r , prosseguiu-se o projeto do multiplicador para o *Caso 2* no *software* ADS. Restringiu-se a largura w das LT e os comprimentos das principais seções de trilha do circuito foram parametrizados em função de apenas dos parâmetros a e b . O parâmetro a é relativo ao espaçamento entre os estágios do multiplicador, diretamente ligado ao comprimento final da placa, e b é referente à distribuição dos componentes em relação à largura final da placa.

A resposta de tensão CC retificada do circuito, ao longo de toda faixa de frequência de operação, foi avaliada em função dos parâmetros a e b . Variando-se a e b independentemente, as dimensões das trilhas se alteram e uma nova resposta de tensão retificada é obtida. Neste processo iterativo, procurou-se encontrar os valores de a e b tais que a tensão retificada para a frequência de interesse de 915 MHz fosse máxima, e em segunda instância, que a tensão retificada respondesse satisfatoriamente para uma ampla faixa de frequência de RF.

Cada segmento possui comprimento igual ao valor associado da variável adjacente ao segmento. O espaçamento entre os terminais dos componentes é referido como *gap*, e possui a mesma dimensão tanto para capacitores quanto para os diodos. Os comprimentos h , i , e j , são destinados à interface com o conector SMA. Todas as constantes geométricas, assim como as demais dimensões da placa que dependem dos parâmetros a e b foram reunidas na Tabela I, com as respectivas descrições e valores.

Os valores de a e b foram encontrados por meio de simulações que mostraram atender aos valores de tensão

TABELA I
VALORES REFERENTES À GEOMETRIA DA PLACA.

Parâmetro	Descrição	Valor (mm)
gap	Constante	0,50
SMA_{gap}	Constante	1,00
w	Constante	0,75
a	Variável livre	12,60
b	Variável livre	20,00
c	$a/2$	6,30
d	$((b/2) - (gap/2))$	9,75
e	$(c - gap)/2$	2,90
f	$b/2$	10,00
g	$(b/2) - SMA_{gap}$	9,00
h	Constante	5,00
i	Constante	5,00
j	Constante	5,00

esperados ao longo de uma larga faixa de frequências, obtendo valores acima de 100 mV para quase toda a faixa abaixo de 1 GHz, quando alimentado com -15 dBm.

A Figura 3 mostra o *layout* da placa simulada, evidenciando os parâmetros $4a$ e b , e as demais variáveis dependentes destes parâmetros.

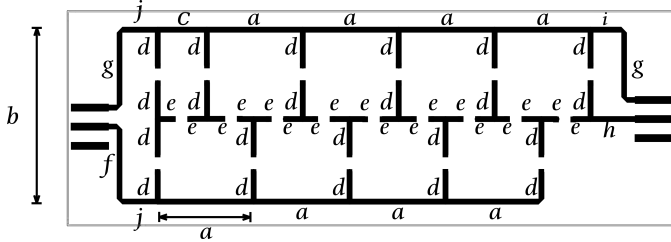


Fig. 3. Parâmetros a e b , assim como demais medidas em função deles.

IV. CONSTRUÇÃO E MEDIÇÃO DO PROTÓTIPO

A placa de circuito impresso foi confeccionada conforme mostra a Figura 4, com base nas medidas físicas definidas pelas simulações mencionadas anteriormente.

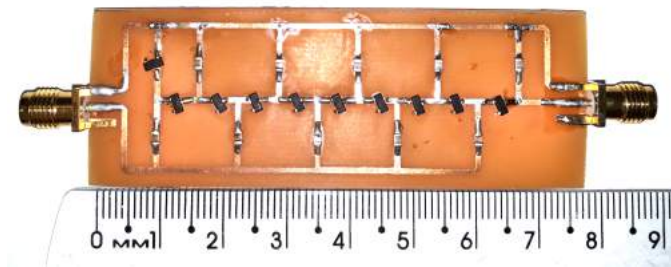


Fig. 4. Circuito multiplicador de tensão Dickson confeccionado com base nas simulações.

O circuito foi submetido a testes para comparar a resposta real com os resultados obtidos nas simulações dos Casos 1 e 2. Ao todo foram realizados 4 ensaios com a placa protótipo, no intuito de medir:

- Parâmetros de espalhamento S11;
- Parâmetros de espalhamento S21;
- Tensão CC retificada em função da frequência de entrada;
- Tensão CC retificada em função da potência de entrada.

A. Parâmetro S11

Para medir o parâmetro S11, utilizou-se um analisador de redes Agilent N9912 Fieldfox, realizando a medida com circuito sem carga. O parâmetro S11 foi medido para uma faixa que compreende dos 2 MHz aos 2,5 GHz.

B. Parâmetro S21

Para medição do parâmetro S21, também utilizou-se o analisador de redes N9912A, realizando as medidas para o mesmo intervalo de frequências que S11. Para aferição, utilizou-se a porta de saída conectada ao cabo de 50 Ω , tanto no instrumento N9912A quanto nas simulações em computador.

C. Tensão de saída CC em função da frequência de RF

Para avaliar a tensão retificada na saída do multiplicador, utilizou-se um gerador de RF modelo Agilent N9310A [17] um multímetro de bancada Agilent 34401A [18]. A saída de RF do gerador foi conectada à entrada do multiplicador de tensão, e a saída do multiplicador foi conectada ao multímetro, operando como voltímetro CC.

Nesta montagem o circuito multiplicador opera com carga, uma resistência de 45 k Ω que foi o valor de carga ao qual o circuito proporcionava a máxima transferência de energia segundo as simulações.

Foi implementado um algoritmo para automatizar o processo de medidas, a fim de obter a resposta de tensão CC ao longo de uma faixa de frequência dos 10 MHz até 3 GHz, com um passo de 10 MHz.

A partir deste experimento, também foi possível calcular a eficiência do circuito, uma vez que a potência de entrada é fixa em -15 dBm (aproximadamente 0,032 mW) e a carga é constante, não sofrendo nenhuma alteração de resistência por aquecimento em razão da potência ser muito baixa.

A eficiência é dada por

$$\eta = \frac{P_{cc}}{P_{rf}} = \frac{V_o^2}{R_L \cdot P_{rf}}, \quad (1)$$

em que P_{cc} é a potência na saída, P_{rf} é a potência de entrada do circuito, V_o é a tensão CC de saída e R_L é a carga.

D. Tensão de saída CC em função da potência de entrada

Neste ensaio foi utilizada a mesma montagem da Seção IV.C. Porém, fixou-se a frequência do sinal de RF e variou-se a potência no gerador indo de -30 dBm até -15 dBm em passos de 1 dB. Este mesmo procedimento foi repetido para frequências de 100, 433, 700 e 900 MHz.

V. RESULTADOS

Os resultados provenientes das simulações do Caso 1 (sem efeitos de LT), e Caso 2 (incorporando efeitos de LT), assim como os resultados dos experimentos com a placa protótipo, são reunidos nesta Seção.

Na Figura 5 são apresentados os resultados obtidos através de simulação e de medição do parâmetro S11. É possível observar que, quando não se leva em consideração os efeitos da linha de transmissão, a simulação diverge bastante nos

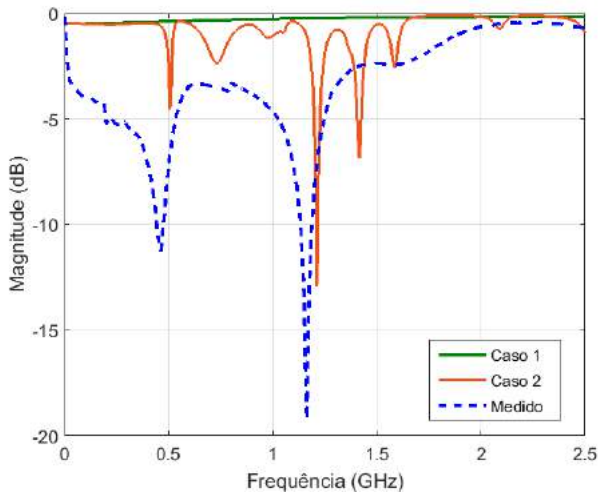


Fig. 5. Valores de S11 obtidos através de simulação e medição.

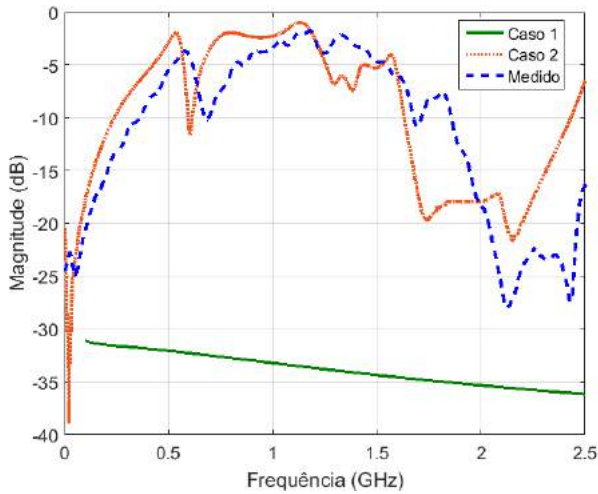


Fig. 6. Valores de S21 obtidos através de simulação e medição.

resultados, mesmo que seus componentes estejam caracterizados de forma apropriada. Nota-se ainda que, ao considerar as linhas de transmissão, o comportamento no parâmetro S11 na frequência é aproximado do real.

A Figura 6 mostra os resultados simulados e medidos do parâmetro S21. Nela observa-se que os resultados simulados para o Caso 2, em que se considerou a linha de transmissão, está muito aproximado aos resultados medidos. Contudo, nota-se que existe um efeito de translação no espectro de frequência, que se deve ao fato de uma pequena diferença de comprimento dos trechos com dimensão a (tal como na Figura 3), durante a implementação do protótipo.

A Figura 7 traz os resultados simulados e medidos da tensão de saída, conforme a frequência da alimentação. Nota-se que, no Caso 1, existe um desempenho coerente do circuito para as baixas frequências, devido a uma menor influência dos efeitos das linhas de transmissão nesta região. Já no Caso 2 e nos resultados da medição, observa-se que estes níveis variam conforme a frequência de forma bastante correlacionada, inclusive ultrapassando os níveis de tensão previstos para o Caso 1 em

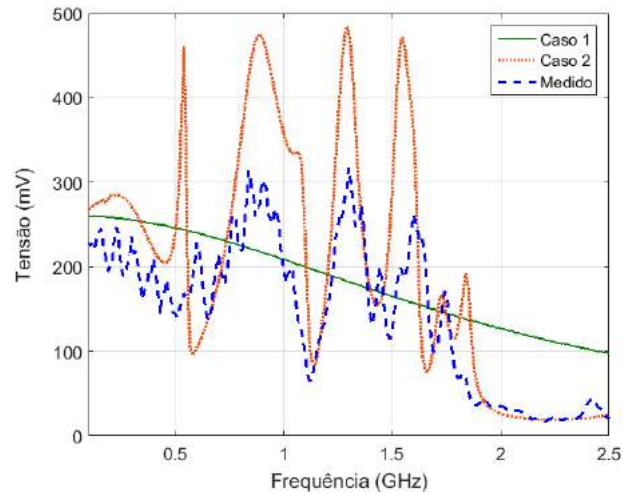


Fig. 7. Tensão retificada em função da frequência de RF de entrada.

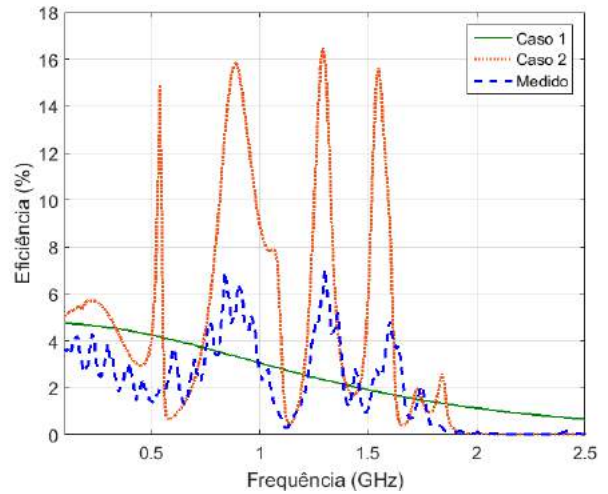


Fig. 8. Eficiência em função da frequência de RF na entrada do circuito, para potência de entrada fixa em -15 dBm.

frequências superiores.

A Figura 8 traz os resultados de eficiência do circuito considerando uma potência de entrada de -15 dBm no espectro de frequência. Observa-se novamente que, para o Caso 1, o circuito possui uma maior sensibilidade nas frequências mais baixas, enquanto que o Caso 2, junto ao resultado experimental, mostram que existem faixas de frequência em que a eficiência do circuito apresenta um melhor desempenho. Tal resultado mostra que a consideração das linhas de transmissão na simulação contribuiu para caracterização do circuito a fim de maximizar sua eficiência.

Por fim, a Figura 9 traz os resultados de tensão de saída CC em função da potência de entrada, medidos a partir do circuito proposto neste artigo, juntamente aos resultados encontrados em [13]. Nela, as medições do protótipo são assinaladas (A), enquanto as medições obtidas em [13] estão identificadas por (B). É possível notar que os resultados de tensão de saída encontrados neste trabalho são maiores para a frequência de 915 MHz. Já nas medidas (B), evidencia-se

um valor de tensão mais elevado para 100 MHz. Em [13], a simulação não leva em consideração os efeitos da LT, acarretando em um protótipo com melhor desempenho em frequências mais baixas. Ademais, nota-se que neste trabalho houve uma melhora no desempenho para todas as frequências em que o experimento foi realizado.

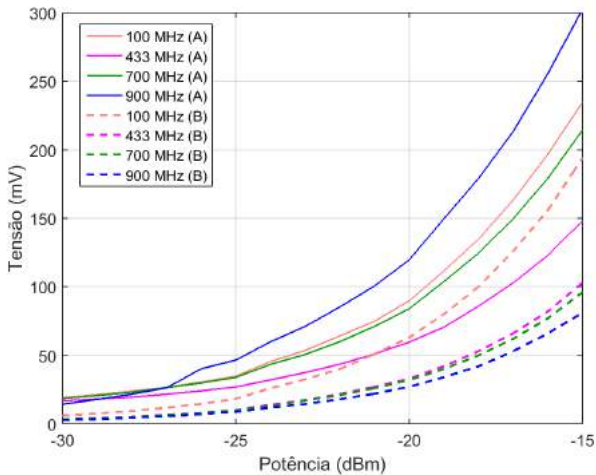


Fig. 9. Resultados para tensão em função da potência na entrada do circuito, medidos no protótipo (A), juntamente aos obtidos em [13] (B), para algumas frequências fixas.

VI. CONCLUSÕES

Com o advento da Internet das Coisas, há um aumento de dispositivos de baixo consumo conectados remotamente à Internet. A colheita de energia de RF se apresenta como uma alternativa ao fornecimento de energia a tais dispositivos. Este trabalho apresentou uma técnica de projeto de um dos estágios de um circuito de colheita de energia de RF, o estágio multiplicador de tensão.

A partir das medidas obtidas com o protótipo, pode-se observar que a abordagem de projeto e a simulação considerando as trilhas de circuito impresso e a parametrização das mesmas foi bem sucedida. A resposta em frequência obtida na simulação foi muito próxima do encontrado nos testes.

O trabalho mostra que modelar um *layout* complexo de circuito apenas por poucos parâmetros que determinam a faixa de frequência de operação é uma alternativa viável de projeto, uma vez que os resultados experimentais foram altamente correlacionados aos obtidos em simulação e possibilitaram maximizar a eficiência.

Como trabalho futuro, sugere-se aprimorar o circuito de casamento de impedância para ser conectado à uma antena receptora utilizando as abordagens metodológicas aqui desenvolvidas, de modo a conseguir otimizar o ponto de maior eficiência do circuito.

Além disso, pretende-se utilizar o circuito apresentado juntamente com uma etapa de condicionamento de energia a fim de entregar um nível de tensão para uso prático.

AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de registrar o agradecimento ao Programa de Pós-Graduação da Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora (PPEE-UFJF).

REFERÊNCIAS

- [1] Ericsson. (2019. Abril) "IoT for a new intelligence age"[Online] Available: <https://www.ericsson.com/en/future-technologies/future-iot>
- [2] D. Purkovic, M. Hönsch and T. R. M. K. Meyer, "An Energy Efficient Communication Protocol for Low Power, Energy Harvesting Sensor Modules," in IEEE Sensors Journal, vol. 19, no. 2, pp. 701-714, 15 Jan.15, 2019. doi: 10.1109/JSEN.2018.2876746
- [3] M. J. Brand, M. H. Hofmann, S. S. Schuster, P. Keil and A. Jossen, "The Influence of Current Ripples on the Lifetime of Lithium-Ion Batteries," in IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 67, no. 11, pp. 10438-10445, Nov. 2018. doi: 10.1109/TVT.2018.2869982
- [4] B. Folkmer and P. Becker, "Micro Power Solutions for Self-Sustained Sensor Systems," Energy self-sufficient Sensors; 7th GMM-Workshop, Magdeburg, Germany, 2014, pp. 1-3
- [5] L. Niestoruk, J. Schmid, P. Boll, W. Stork and K. Mueller-Glaser, "A simplified protocol for energy self-sufficient sensors in an IEEE 802.15.4/ZigBee WSN," 2009 International Conference on Intelligent Sensors, Sensor Networks and Information Processing (ISSNIP), Melbourne, VIC, 2009, pp. 391-396. doi: 10.1109/ISSNIP.2009.5416809
- [6] M. Ku, W. Li, Y. Chen and K. J. Ray Liu, "Advances in Energy Harvesting Communications: Past, Present, and Future Challenges," in IEEE Communications Surveys Tutorials, vol. 18, no. 2, pp. 1384-1412, Secondquarter 2016. doi: 10.1109/COMST.2015.2497324
- [7] M. ur Rehman, W. Ahmad and W. T. Khan, "Highly efficient dual band 2.45/5.85 GHz rectifier for RF energy harvesting applications in ISM band," 2017 IEEE Asia Pacific Microwave Conference (APMC), Kuala Lumpur, 2017, pp. 150-153. doi: 10.1109/APMC.2017.8251400
- [8] A. Eid et al., "An efficient RF energy harvesting system," 2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), Paris, 2017, pp. 896-899. doi: 10.23919/EuCAP.2017.7928573
- [9] J. J. Trad, B. A. Zeb, K. P. Esselle and M. U. Afzal, "Preliminary investigations into a simple and effective rectenna for RF energy harvesting," 2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting, San Diego, CA, 2017, pp. 1095-1096. doi: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2017.8072590
- [10] Yuan, Fei. CMOS Circuits for Passive Wireless Microsystems. New York: Springer-Verlag, 2011.
- [11] Broadcom (2019. Fevereiro) "HSMS-2850 Zero bias small signal detector diode"[Online] Available: <https://www.broadcom.com/products/wireless/diodes/schottky/hsms-2850> (acessado em Fevereiro de 2019).
- [12] U. Karthaus, M Fisher, "Fully Integrated Passive UHF RFID Transponder IC with 16.7 W Minimum RF Input Power", IEEE Journal on Solid-State Circuits, vol. 38, no. 10, pp. 1602-1608, Oct. 2003.
- [13] R. S. Macêdo; A. A. M. Medeiros ; D. D. Silveira ; R. Casagrande. "Circuito de Colheita de Energia de RF para Aplicações de Comunicação entre Dispositivos". In: 18 SBMO - Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e 13 CBMag - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, 2018, Santa Rita do Sapucaí. MOMAG 2018, 2018.
- [14] Agilent Technologies Application Note 1124, "Linear Models for Diode Surface Mount Packages".
- [15] Agilent Technologies Application Note 969, "The Zero Bias Schottky Detector Diode".
- [16] Keysight Technologies (2019. Fevereiro) "N9912A FieldFox RF Handheld Analyzer 4/6GHz"[Online] Available: <https://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/N9912-90006.pdf>
- [17] Keysight Technologies (2019. Fevereiro) "N9310A Gerador de Sinais de RF, 9 kHz a 3 GHz "[Online] Available: <https://www.keysight.com/en/pdx-x202262-pn-N9310A/rf-signal-generator-9-kHz-to-3-gHz?cc=BRlc=por>
- [18] Keysight Technologies (2019. Fevereiro) "Multímetros digitais de 4 e 5 dígitos com mostrador duplo da série Agilent U3400"[Online] Available: <https://www.keysight.com/en/pd-1650614-pn-U3401A/digital-multimeter-4-digit-dual-display?cc=BRlc=por>