

Sistema de gestão de potência para energia recolhida de fontes de RF

Pedro Teixeira¹ Pedro Mendonça dos Santos^{1,2} João Paulo Torres^{1,2}

¹Academia Militar-CINAMIL – Lisboa, Portugal ² Instituto de Telecomunicações – Lisboa, Portugal

teixeira.pea@exercito.pt pms@lx.it.pt joaoptorres@hotmail.com

Resumo—Este trabalho tem como objetivo a concretização de um sistema de gestão de potência para energia recolhida de uma fonte de Rádio Frequência, (RF), a 2.45GHz, como por exemplo um router ou um access point (AP) de comunicação sem fios.

O trabalho engloba o dimensionamento de uma antena planar para a recolha de energia e, posteriormente, o estudo da retificação do sinal recolhido, em tecnologia CMOS de 65nm, com vista a alimentar um bloco de elevação de tensão do tipo BOOST indutivo, bem como um oscilador em anel para controlo do semiconductor deste bloco comutado.

Palavras Chave:Energy Harvesting, Radio Frequency, tecnologia CMOS.

I. INTRODUÇÃO

A quantidade de diferentes sinais de RF existentes especialmente em ambiente urbano e no interior de infraestruturas tem vindo a aumentar, devido ao elevado número de aplicações, nomeadamente de comunicações sem fios.

Atualmente existem duas formas de realizar a transferência de energia sem fios, *Wireless Power Transfer* (WPT): através do campo próximo, e através do campo afastado.

No campo próximo, *near-field*, a transferência é realizada utilizando bobinas de acoplamento indutivo e respetivos campos magnéticos. Temos este tipo de transferência presente em carregamento de *smart watches*, carregamento de telemóveis, entre outros.

Contudo, com o aumento da distância entre os elementos indutivos a eficiência irá diminuir, o que torna esta opção inviável para longas distâncias.

Por outro lado, o *far-field* WPT utiliza a onda eletromagnética radiada por uma antena, numa distância de funcionamento mais elevada que o *near-field*, fazendo assim com que esta seja a solução mais utilizada nas aplicações *Internet of things*, IoT [1].

Em [2], o sistema de RF *harvesting* está dimensionado para captar frequências de 0.8GHz e 2.45GHz. Neste trabalho os autores utilizam uma antena de dipolo dobrado de dois fios, um retificador de 6 estágios de ligação cruzada, recorrendo a transístores com uma tensão limiar baixa V_{th} e condensadores de acoplamento. De modo a aumentar a tensão, é usado um *Charge Pump* (CP), controlado por um oscilador em anel. O sistema irá funcionar a uma frequência de 200kHz e permitir a obtenção de valores de tensão de 0.3V à saída do retificador podendo estes ser aumentados até 6V à saída do CP.

No trabalho [3] é apresentada uma rectena, que consiste em dois módulos: a antena e um retificador. É escolhida uma antena planar invertida-F (PIFA) e um retificador de onda

completa. No retificador são utilizados díodos de *Schottky* de modo a contrariar as quebras de tensão nos díodos ativos em cada ciclo e desta forma tornar esta montagem numa boa opção para aplicações de baixo consumo, sendo possível retirar deste sistema cerca de 2V a 20cm do ponto de acesso.

Em [4] é realizado o design de uma rectena para alimentar um dispositivo biomédico. Contudo esta rectena possui um material têxtil como substrato. Para retificação é utilizado um retificador de um estágio de *Greinacher*. São mostrados testes com apenas uma antena e um *array* de antenas. Dos testes realizados com apenas uma antena atinge-se um máximo de 2V à saída do sistema, apenas a 21cm, enquanto com o *array* o máximo será 11V a 21cm e apenas 2V atingidos a cerca de 1,5m.

Outro exemplo de *wearable* está presente em [5]. Neste trabalho o objetivo é alimentar um acelerómetro recorrendo a transmissões de energia via WIFI. Este trabalho utiliza um circuito tradicional, composto por uma antena, um retificador e um conversor elevador BOOST, BQ25570, sendo capaz de fornecer uma tensão de 2.57V.

Em [6], os autores desenham um sistema de monitorização alimentar. Para esse efeito, é utilizada uma antena do tipo F invertida, um retificador de *Dickson* de um estágio, e um conversor elevador buck-boost, sendo que pode fornecer 2.75V a uma distância de 1.40m.

Este trabalho mostra, na Secção II, a concretização de um sistema de receção de energia, uma antena planar, e conversão de um sinal RF num sinal de tensão contínua com valor superior a 1.2V. O sistema inclui um retificador e um conversor boost em tecnologia CMOS de 65nm, e ainda um oscilador em anel para comutação do MOSFET.

Na Secção III são mostrados alguns resultados de simulação. Na Secção IV mostra-se a concretização da planta do circuito integrado que serve de base aos sistema. São também apresentados resultados de simulação com *corners* que validam o sistema proposto, tendo em conta a dispersão de fabrico e a variação de temperatura. Finalmente, na Secção V, são apresentadas as conclusões do trabalho.

II. SISTEMA PROPOSTO

Nesta secção são apresentados os circuitos que fazem parte do sistema de recolha de energia proposto.

A. Antena Planar

A antena planar contém 2 partes fundamentais, o patch e o substrato, como presente na figura 1.

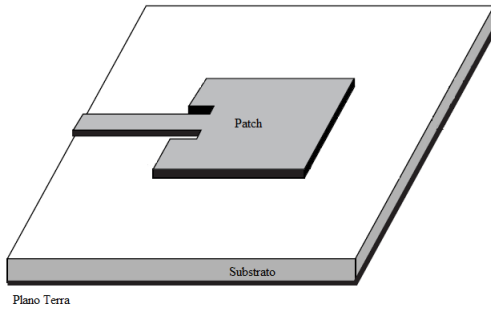


Figura 1. Exemplo antena planar [7]

O patch, por norma metálico, é o elemento impresso e possui uma determinada espessura, ficando por cima do substrato. Este também irá conter o plano terra na sua parte inferior.

O substrato possui dentro das suas várias características relevantes para projecto, a constante dielétrica e a espessura, que são determinantes para a construção da antena.

De modo a efetuar o dimensionamento podemos recorrer às seguintes expressões que nos fornecem as medidas da antena presentes na figura 2, [8].

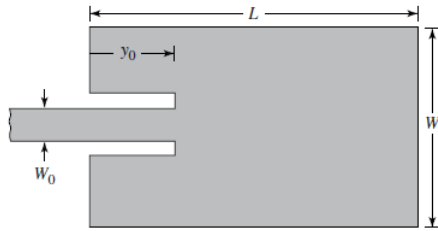


Figura 2. Geometria do patch da antena referida em [8]

De modo a obter a largura do patch (W), é necessário utilizar a equação que relaciona a largura do patch, a frequência de ressonância e a constante dielétrica (ϵ_r).

$$W = \frac{c_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (1)$$

O Comprimento do patch (L) é dado por [8]:

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\epsilon_{reff}} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} - 2\Delta L \quad (2)$$

Onde [8]:

$$\Delta L = 0,412h \frac{((\epsilon_{reff} + 0,3)(\frac{W}{h} + 0,264))}{(\epsilon_{reff} - 0,258)(\frac{W}{h} + 0,8)} \quad (3)$$

Sendo h o valor da espessura do substrato e ϵ_{reff} dado pela expressão [8]:

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (4)$$

Onde ϵ_r representa a constante dielétrica do material do substrato.

Considerando um valor para a impedância característica na linha de *microstrip* (Z_c), é possível calcular a largura da *feedline* (W_0) através do seguinte sistema [8]:

$$Z_c = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{reff}}} \ln \left[\frac{8h}{W_0} + \frac{W_0}{4h} \right] & , \frac{W_0}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{reff}} \left[\frac{W_0}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{W_0}{h} + 1,444 \right) \right]} & , \frac{W_0}{h} > 1 \end{cases} \quad (5)$$

A distância y_0 pode ser calculada sabendo que se relaciona com a resistência de entrada da seguinte forma:

$$R_{in}(y = y_0) = R_{in}(y = 0) \cos^2 \left(\pi \frac{y_0}{L} \right) \quad (6)$$

Sabendo que a resistência à entrada é dada por:

$$R_{in}(y = 0) = \frac{1}{2G_1 \pm G_{12}} \quad (7)$$

Onde G_1 representa o valor da condutância das fendas da antena e G_{12} a condutância mutua entre estas:

$$G_1 = \begin{cases} \frac{1}{90} \left(\frac{W}{\lambda_0} \right)^2 & , W \ll \lambda_0 \\ \frac{1}{120} \left(\frac{W}{\lambda_0} \right) & , W \gg \lambda_0 \end{cases} \quad (8)$$

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin \left(\frac{k_0 W}{s} \cos \theta \right)}{\cos \theta} \right]^2 J_0(k_0 L \sin \theta) \sin^3 \theta d\theta \quad (9)$$

Sendo que λ representa o comprimento de onda em espaço livre, k_0 corresponde à constante de propagação e J_0 a função de Bessel de ordem zero e de primeira espécie.

Tendo em conta estas expressões e [9], foi simulada a antena do sistema para a frequência de 2.45GHz, considerando o material do substrato o RT Duroid 5880 que possui uma constante de substrato de 2.33. Também foi considerado para o substrato uma espessura de 1.5 mm, e para o patch o valor de 0.05mm. Em resumo, as medidas são as mostradas na Tabela I.

Largura (W)	48.14 [mm]
Comprimento (L)	39 [mm]
Largura da linha de transmissão (W0)	3 [mm]
Ponto de inset feed (y0)	14.24 [mm]

Tabela I
DIMENSÕES OBTIDAS PARA A ANTENA

Desta forma, é obtida a antena simulada no software COM-SOL, como mostrado na Figura 1.

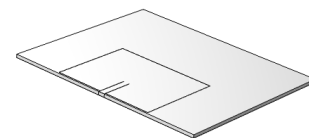


Figura 3. Geometria da antena obtida através do programa COMSOL

B. Esquema equivalente

Para a posterior simulação no software Candence Virtuoso, foi necessário a criação de um esquema equivalente da antena de recepção. Desta forma, apoiando na equação de Friis [10] e considerando que apenas teremos perdas em espaço livre, Free Space Losses (FSL), realizou-se uma aproximação a um circuito série com perdas, composto por uma fonte sinusoidal e uma resistência.

Sabendo que a potência irá cair como uma esfera, podemos retirar as perdas através da seguinte equação:

$$FSL_{dB} = 20\log_{10}(4\pi d/\lambda) \tag{10}$$

A potência recebida pode ser calculada sabendo a potência da antena emissora, bem como os ganhos de ambas as antenas e as perdas, calculadas a partir da equação anterior.

Estas grandezas irão relacionar-se a partir da seguinte equação:

$$P_r = P_t + G_T + G_R - FSL \tag{11}$$

Onde:

- P_t representa a potência da antena de transmissão;
- G_T representa o ganho da antena de transmissão;
- G_R representa o ganho da antena de recetora;

Sabendo que:

- a resistência da antena proposta é de 142.61 Ω ;
- A antena proposta possui um ganho de 1.7 dB;
- E considerando que a antena emissora possui um ganho de 12.85 dB e uma potência de 23dBm.

De forma a calcularmos a tensão que teremos disponível na antena foi usada a equação 11 de forma a obtermos, primeiramente, a potência recebida. De seguida, foi utilizada a expressão 12 para o cálculo da tensão.

$$V = \sqrt{P_r \times R_{ant}} \tag{12}$$

Variando a distância poderemos calcular os diferentes valores de tensão, para diferentes valores de distância, como representado na figura 4:

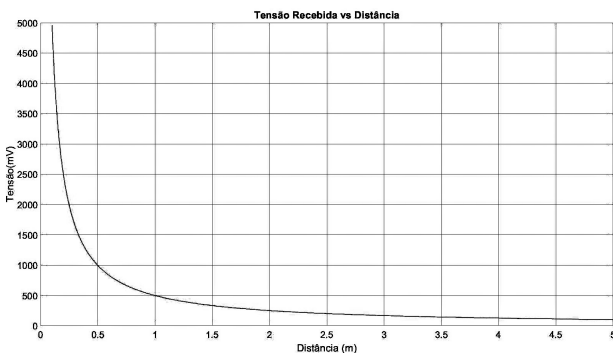


Figura 4. Resultados de distância vs tensão disponível

C. Retificador

Um dos desafios deste trabalho é a retificação de uma forma de onda com frequência na gama dos GHz. Dentro dos vários retificadores em tecnologia CMOS para estes valores de frequência, um dos mais comuns, de simples fabrico e realização, e que apresenta uma boa retificação da entrada está presente em [11].

Neste trabalho, é apresentado um retificador de acoplamento cruzado com um único estado, composto por 2 transístores NMOS e 2 transístores PMOS ligados de forma cruzada, como se pode ver na Figura 5. Durante a fase positiva da entrada, os transístores M8 e M6 estarão ligados enquanto M7 e M9 estarão desligados. Com isto, é possível criar uma tensão através da corrente que chega à carga a partir de M8, após sair do terminal positivo da fonte e voltar ao terminal negativo através de M6, o que causa uma tensão contínua na carga. No caso de fase negativa teremos um comportamento idêntico, contudo M7 e M9 estão ligados, e M8 e M6 desligados já que o circuito tem uma estrutura simétrica.

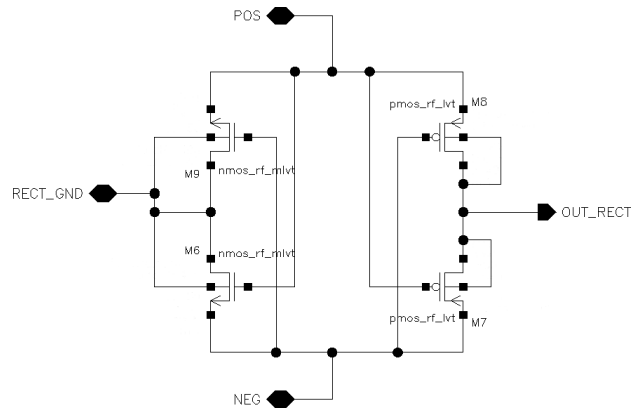


Figura 5. Esquema elétrico do retificador de ligação cruzada.

D. Conversor elevador

Um conversor elevador do tipo BOOST é formado por uma bobine, um NMOS, um díodo e um condensador.

Na *gate* deste transístor estará um sinal de relógio de onda quadrada, que neste caso é produzido por um oscilador em anel abordado mais à frente [12]. Este tipo de conversor conta com dois modos de funcionamento: modo de condução descontínua, Discontinuous Conduction mode (DCM), e modo de condução contínua, Continuous Conduction mode (CCM). DCM é caracterizado pela anulação da corrente da bobina após o período de descarga, e CCM caracteriza-se por a corrente nunca se anular e manter um valor médio positivo.

Sabendo que o circuito apresenta o seu maior ganho de conversão dc-dc em DCM, foi calculado o valor da bobina, tendo em conta as seguintes condições:

- $f_s = 5MHz$
- $ton = 100ns$
- $R_{carga} = 47k\Omega$

Desta forma, é possível calcular o valor da bobina sabendo que:

$$L_{lim} = \frac{D(1 - D)^2 R_L}{2f_s} \quad (13)$$

Logo, para valores inferiores a $L_{lim} = 587.5\mu H$ o circuito estará em DCM.

Para os valores de indutância da bobina e o condensador de saída do conversor BOOST escolhidos, respectivamente 100uH e 100pF, a sua inclusão no sistema deverá ser externa ao circuito integrado, podendo ser concretizados em tecnologia SMD de baixo perfil. Na figura 7 é mostrado o esquema de simulação do circuito conversor elevador.

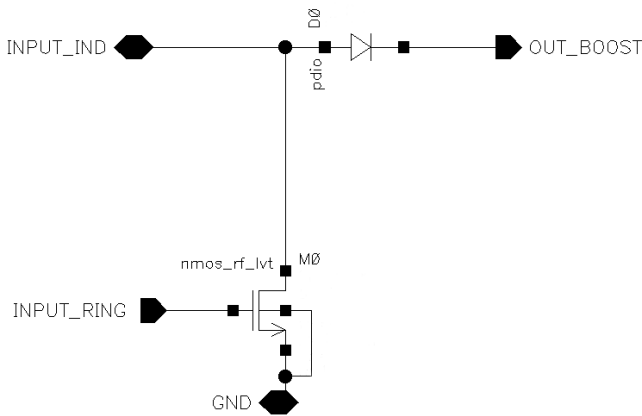


Figura 6. Esquema elétrico da parte dos semicondutores do conversor elevador

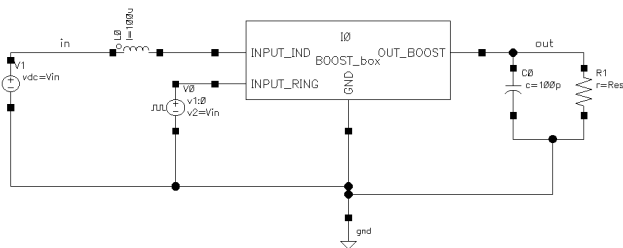


Figura 7. Testbench do conversor elevador

E. Oscilador em anel

Para a comutação do MOSFET do conversor dc-dc é usado um oscilador em anel, que consiste num conjunto de inversores interligados com uma realimentação positiva [13]. O bloco oscilador é composto por 5 estágios de inversores, sendo a saída retirada através de dois inversores *buffer*.

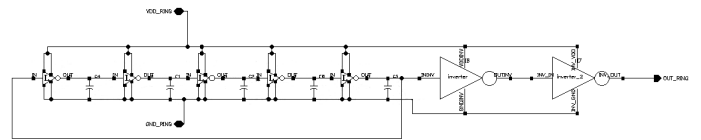


Figura 8. Esquema elétrico do oscilador em anel

III. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DO SISTEMA

A. Sistema Completo

Por fim chegando ao sistema completo, foi realizada a montagem de todas as partes que serão integradas, figura 9, bem como um *testbench* onde se encontram ligados os componentes externos (armazenadores de energia), figura 10.

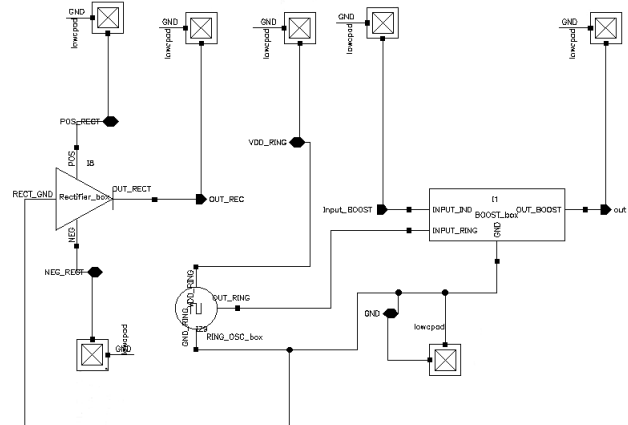


Figura 9. Esquema elétrico da parte integrada em tecnologia CMOS de 65nm

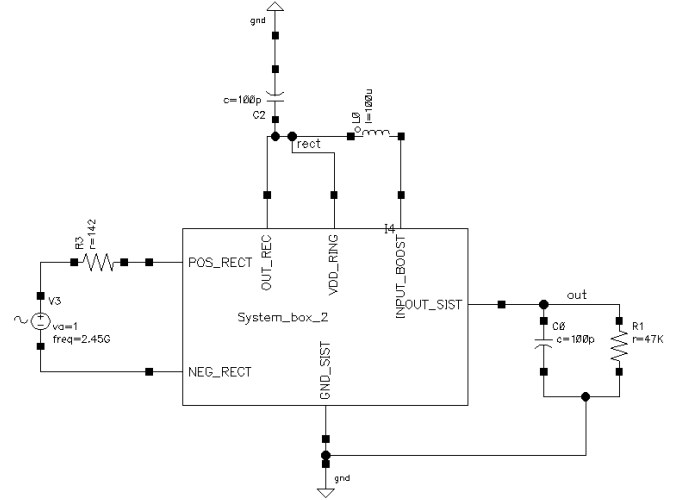


Figura 10. Testbench do sistema completo

B. Simulação do sistema

Os resultados obtidos para uma simulação com a antena a 50cm do AP, estão presentes na figura 11.

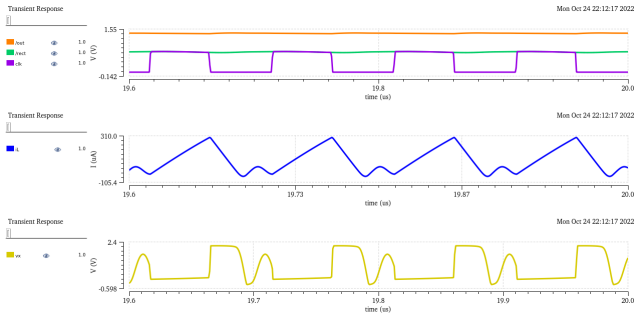


Figura 11. Resultados obtidos para o sistema completo. No primeiro gráfico: tensão retificada a verde, sinal de relógio a roxo e tensão de saída a laranja. No segundo gráfico: a corrente na bobina do conversor. No terceiro gráfico: tensão entre o mosfet e o diodo, V_x

Como é possível verificar pela corrente da bobina o BOOST encontra-se em DCM e realiza uma elevação de tensão de 700mV até aproximadamente 1.5V.

IV. LAYOUT

O sistema foi desenhado para fabricação no processo CMOS de 65nm, resultando numa planta (layout) com uma área útil sem PADS de acesso de 135.2um x 85.4um. A Figura 12 mostra o desenho das máscaras com acesso por PADS, ficando com uma área de 402.69um x 154.73um.

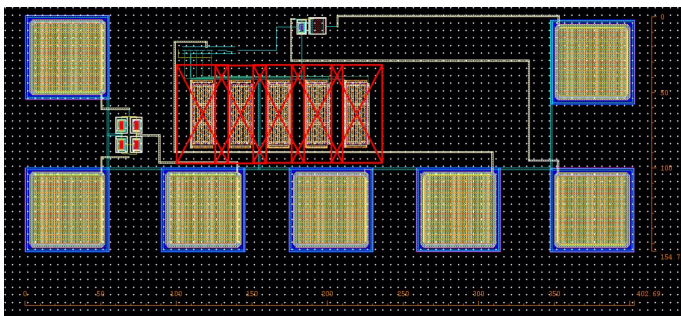


Figura 12. Layout da parte do sistema a integrar em tecnologia CMOS.

V. SIMULAÇÃO COM DISPERSÃO DE FABRICO

De modo a validar o sistema foi realizada a extração das capacidades parasitas da parte integrada em CMOS e simulada a sua influencia no sistema completo. Também neste contexto são realizadas simulações com os *corners* correspondentes aos transístores, SS, FF, SF, e FS, bem como *corners* de temperatura, 0, 27 e 80°C.

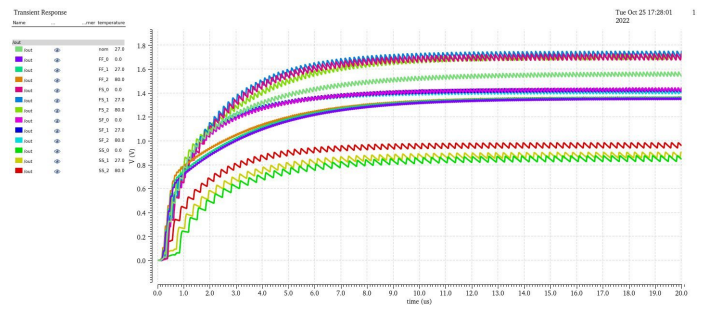


Figura 13. Resultados obtidos para tensão de saída com sistema extraído e *corners*

Como observado na figura a maioria dos *corners* apresentam a existência de um aumento de tensão, excluindo o caso SS.

Caso os transístores venham fabricados em SS de modo a contrariar estes resultados obtidos, podemos alterar a tensão de entrada aproximando a antena do emissor, para um valor de entrada de 1.1V, o que dará uma retificação de 735mV, onde o SS a 0° irá ficar com uma tensão de saída 1.83V, a 27° com 1.75V, e a 0° com 1.70V. Outra alternativa será o aumento da bobina do oscilador para 150uH, o que nos dá uma tensão de saída para o SS a 0° de 1.20V, e de 1.36V para 27° e 80°.

VI. CONCLUSÕES

Este trabalho demonstra a possibilidade de realizar um sistema de recolha de energia com fontes de energia RF, parcialmente integrado numa tecnologia CMOS de 65nm, com mais alguns componentes externos.

Foram realizados os blocos funcionais do sistema: uma antena planar a 2.45GHz, o retificador de forma a tornar esta tensão em continua, um conversor elevador capaz de aumentar a tensão de 700mV até uma tensão de aproximadamente 1.5V, e um oscilador em anel de 5 estágios que irá realizar a comutação do conversor.

A possibilidade de desenvolver o sistema totalmente integrado neste processo CMOS de 65nm foi avaliado, porém as perdas associadas às comutações a frequências adequadas ao uso de bobinas integradas são consideravelmente elevadas, pelo que é sugerida uma versão híbrida recorrendo a componentes SMD de baixo perfil.

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer principalmente aos orientadores deste trabalho, professor Pedro Mendonça dos Santos e o professor João Paulo Torres, por toda a dedicação e paciência durante todo o processo de desenvolvimento deste estudo.

Também um agradecimento ao Instituto de Telecomunicações pelo apoio, que disponibilizou os meios para a concretização deste trabalho.

REFERÊNCIAS

- [1] A. Richelli, M. Salem, and L. Colalongo, "A review of fully integrated and embedded power converters for iot," *Energies*, vol. 14, no. 17, 2021.
- [2] D. Al-Shebanee, R. Wunderlich, and S. Heinen, "Design of highly sensitive cmos rf energy harvester using ultra-low power charge pump," in *2015 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, pp. 1–4, 2015.

- [3] M. K. Hosain, A. Z. Kouzani, M. F. Samad, and S. J. Tye, "A miniature energy harvesting rectenna for operating a head-mountable deep brain stimulation device," *IEEE Access*, vol. 3, pp. 223–234, 2015.
- [4] C.-H. Lin, C.-W. Chiu, and J.-Y. Gong, "A wearable rectenna to harvest low-power rf energy for wireless healthcare applications," in *2018 11th International Congress on Image and Signal Processing, BioMedical Engineering and Informatics (CISP-BMEI)*, pp. 1–5, 2018.
- [5] V. H. Tran, A. Misra, J. Xiong, and R. K. Balan, "Wiwear: Wearable sensing via directional wifi energy harvesting," in *2019 IEEE International Conference on Pervasive Computing and Communications (PerCom)*, pp. 1–10, 2019.
- [6] M. B. Lam, N. T. Dang, T.-H. Nguyen, and W.-Y. Chung, "A neural network-based model of radio frequency energy harvesting characteristics in a self-powered food monitoring system," *IEEE Sensors Journal*, vol. 19, no. 19, pp. 8813–8823, 2019.
- [7] P. M. M. Marques, "Antenas de comunicações para UAV's". Academia Militar, 2016.
- [8] C. A. Balanis, "Antenna Theory Analysis and Design". John Wiley Sons, Inc, 2005.
- [9] N. H. M. Yunus, J. Sampe, J. Yunas, and A. Pawi, "Parameter design of microstrip patch antenna operating at dual microwave-band for rf energy harvester application," in *2017 IEEE Regional Symposium on Micro and Nanoelectronics (RSM)*, pp. 92–95, 2017.
- [10] F. Drouhin and S. Bindel, "3 - routing and data diffusion in vehicular ad hoc networks," in *Building Wireless Sensor Networks* (S. Femmam, ed.), pp. 67–96, Elsevier, 2017.
- [11] Y. Wang and M. Sawan, "High-efficiency cmos rectifier dedicated for multi-band ambient rf energy harvesting," in *2014 21st IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS)*, pp. 179–182, 2014.
- [12] P. Mendonça dos Santos, A. J. Serralheiro, B. Borges, J. P. N. Torres, and A. Charas, "An experimental study on step-up dc–dc converters for organic photovoltaic cells," *Journal of Low Power Electronics and Applications*, 2022.
- [13] R. Bharti and P. Mittal, "Frequency analysis of ring oscillator at different technology node," pp. 1–5, 2021.