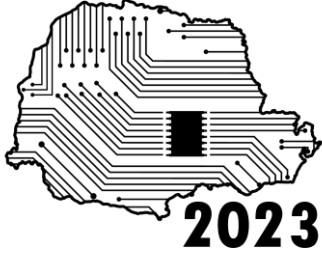


# SeMicro-PR



# Impacto de Efeitos Eletromagnéticos no Projeto de Redes Passivas de Casamento de Impedância

Gustavo H. Flach<sup>1</sup>, Ivan P. Adam<sup>1</sup>, André A. Mariano<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Group of Integrated Circuits and Systems (GICS) – UFPR, Curitiba, Brasil  
gustavo.flach@ufpr.br

*Resumo—O objetivo deste trabalho é investigar a influência dos efeitos eletromagnéticos no projeto de redes passivas de casamento de impedância, onde geralmente perdas e efeitos parasitas não são levados em consideração, resultando numa adaptação medíocre. Um estudo de caso prático é proposto através de um transceptor Bluetooth e antena comerciais, com o propósito de avaliar e comparar resultados de simulações do coeficiente de reflexão para os casos de co-simulação eletromagnética e simulação esquemática de três técnicas passivas de casamento tipo  $\pi$  diferentes. Os resultados simulados visam fornecer a importância ao considerar efeitos diversos no desenvolvimento de redes passivas de adaptação de impedância, tendo em vista auxiliar projetistas na otimização de concepção das mesmas.*

## I. INTRODUÇÃO

O casamento de impedância desempenha um papel crucial na transmissão e recepção de ondas eletromagnéticas em radiofrequência, uma vez que em altas frequências, os circuitos elétricos e todos os elementos envolvidos se comportam de forma característica. É essencial para a máxima transferência de potência para a carga, ocasionando uma melhora na relação sinal-ruído dos componentes sensíveis do receptor e reduzindo os erros de amplitude e fase em trilhas de distribuição de energia [1].

Conforme descrito em [2], redes passivas que utilizam elementos concentrados e distribuídos são frequentemente utilizadas no projeto de amplificadores de potência de radiofrequência (RF) como redes de casamento de impedância e filtros. Portanto, essas redes passivas transformam uma impedância, seja ela complexa ou não, em outra para adequá-la(s) a uma impedância específica. Em aplicações de RF, onde uma banda relativamente estreita de frequências transporta os sinais de interesse, essas redes também podem funcionar como filtros seletivos de frequência.

No entanto, como demonstrado em [3], projetos de conversores de impedância negativa (NIC) que dependem

apenas da simulação de circuito (esquemática), falham em produzir uma impedância negativa estável na faixa de frequências desejada devido a efeitos parasitas indesejáveis. E uma vez que esses efeitos são inevitáveis em projetos do mundo real, é necessário realizar uma análise minuciosa através de simulações eletromagnéticas (EM) antes da fabricação do circuito proposto.

A natureza física do substrato, os comprimentos críticos de linhas de transmissão, o acoplamento entre as mesmas e os efeitos parasitas dos componentes têm um impacto significativo no projeto de elementos ativos e passivos. Um esquemático ideal com linhas de transmissão não é suficiente para essa categoria de projetos sensíveis, onde a simulação EM com uma co-simulação do circuito é fortemente requerida para ajustar o design da placa de circuito impresso do projeto [4].

Redes de casamento de impedância em placas de circuito impresso podem perder o comportamento em ampla faixa de frequências devido a elementos parasitas associados a resistores e outros componentes de montagem em superfície (SMD), trilhas de sinal, pinos de conexão, e assim por diante. A modelagem eletromagnética pode fornecer fortes percepções para entender os efeitos desses parasitas e auxiliar no layout e roteamento do projeto para alcançar um desempenho aprimorado. Inclusive, descontinuidades entre trilhas e pinos de conexão podem ser muito importantes no controle de impedância da rede de casamento, especialmente no regime de vários gigahertz (GHz) [5].

Com o aumento da frequência e, conseqüentemente, a redução do comprimento de onda, a influência dos efeitos parasitas nos elementos concentrados torna-se mais perceptível. O projeto requer que esses efeitos sejam levados em consideração, o que complica significativamente os cálculos de valor dos componentes. Isso, juntamente com o fato de que os componentes discretos estão disponíveis em mercado apenas para valores específicos, limita seu uso em aplicações de circuito de altas frequências. Como alternativa, os componentes distribuídos são amplamente utilizados

quando o comprimento de onda se torna suficientemente pequeno em comparação com o comprimento característico do componente do circuito [6].

Em [7], o autor emprega um método que combina diferentes tipos de simulações, incluindo a co-simulação EM, que mostrou seus benefícios ao avaliar estratégias de ajustes de design para redução de interferências.

Neste artigo, nosso foco está na comparação de simulações esquemáticas, utilizando elementos ideais de circuitos, e co-simulações eletromagnéticas, utilizando a combinação de layouts de placa de circuito impresso e elementos ideais. Isso é concretizado através do projeto de três técnicas de redes passivas de casamento de impedância tipo  $\pi$  clássicas.

## II. METODOLOGIA

Como forma de analisar cada uma das abordagens descritas, três possíveis implementações de redes passivas de casamento de impedância tipo  $\pi$  são propostas em layout de placa de circuito impresso, cuja implementação é feita utilizando elementos concentrados e/ou distribuídos. Esses tipos de redes de casamento combinam três impedâncias passivas, assim como mostrado na Figura 1, a fim de efetivar a adaptação de impedância e alcançar a máxima transferência de potência para uma carga específica.

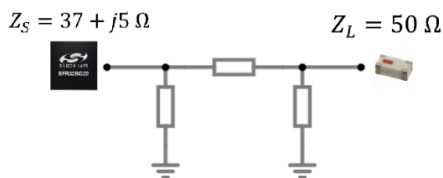


Fig. 1. Rede passiva de casamento de impedância tipo  $\pi$

É apresentado um estudo de caso que contempla a adaptação de impedância entre um transceptor e uma antena de montagem em superfície (SMD) comerciais. Foi escolhido o encapsulamento QFN32 do transceptor EFR32BG22 SoC da Silicon Labs [8][9], que faz uso do protocolo de comunicação Bluetooth versão 5.2. Sua interface de conexão com a antena consiste em um pino de terminação única (RF2G4 IO) que possui uma impedância complexa  $Z_S = 37 + j5 \Omega$ , na qual deve ser mostrada pela rede de casamento na entrada caso a carga possua uma impedância de  $50 \Omega$ , que porventura apresentar um valor diferente, não causará grande impacto no desempenho.

A antena SMD escolhida é produzida pela Johanson Technology, cujo número de identificação do componente é 2450AT18D0100 [10]. Ela proporciona uma perda de retorno de banda estreita, variando de 2,4 GHz a 2,5 GHz, além de possuir uma impedância característica de  $50 \Omega$ . Vale ressaltar que o componente deve ser posicionado o mais próximo possível da borda da placa de circuito impresso e também requer uma área livre de plano terra sob sua superfície, devido à propagação das ondas eletromagnéticas.

As três redes passivas foram construídas utilizando as abordagens analíticas descritas em [11], em seguida, foram adaptadas para as simulações de esquemático considerando as linhas de transmissão presentes nas interconexões entre os componentes, quando necessário, na tentativa de tornar a modelagem esquemática o mais próximo possível dos layouts em placa de circuito impresso que serviram para as co-simulações EM, que então foram ajustados com base nos valores definidos pelas simulações esquemáticas, e reajustados para que atingissem um resultado satisfatório. Além do mais, para efeitos de comparação, as características do substrato FR-4 são idênticas para os dois casos, sendo a espessura do dielétrico igual a 0,8 mm, espessura da camada de cobre de  $35,56 \mu\text{m}$ , dupla-face e constante dielétrica relativa equivalente a  $\epsilon_r = 4,5$ .

As métricas utilizadas para avaliar a eficácia do casamento de impedância de cada rede são baseadas em uma abordagem técnica, utilizando o parâmetro  $S_{11}$  (coeficiente de reflexão) como fator essencial, onde 2,45 GHz é a frequência central e -20 dB é definido como o limite superior de aceitação da eficácia. Além disso, é avaliado o percentual da mudança que necessitou ocorrer nos valores dos componentes discretos e comprimentos de linhas de transmissão para que o resultado da co-simulação EM atingisse a frequência central de 2,45 GHz.

### A. Elementos Concentrados

A solução encontrada para a rede passiva de adaptação de impedância utilizando elementos concentrados sofreu uma pequena alteração de 0,1 pF no capacitor mais próximo à carga, destacado em vermelho na Figura 2 (a), e uma redução pela metade no valor da indutância série. Isto se explica pelo fato de que os efeitos indutivos das linhas de transmissão inseridas na interconexão entre os componentes prevalecem sobre outros efeitos, principalmente porque estão em série com o circuito.

Como forma de encurtar as linhas e reduzir seus efeitos, utilizaram-se guias de onda coplanar, com um plano terra ao redor da linha de transmissão contendo o sinal de interesse. A Figura 2 (a) ilustra como foi construído o circuito de simulação esquemática, incluindo todos os itens considerados necessários, com base no layout da placa de circuito impresso, da Figura 3 (a).

### B. Elementos Distribuídos

A solução para a rede passiva com elementos distribuídos sofreu grande mudança devido ao ajuste no comprimento dos “stubs” em paralelo ainda na fase de esquemático. O ajuste foi realizado através de simulações de varredura de parâmetros, no caso, o próprio comprimento dos “stubs”.

Devido ao ajuste, a linha de transmissão série também teve seu comprimento ajustado para que a frequência central do casamento fosse 2,45 GHz. Além disso, foram adicionadas as modelagens das vias e as transições afuniladas para os casos de diferença de largura entre as linhas de transmissão. Nas Figuras 2 (b) e 3 (b) é possível

observar que foi optado por linhas de transmissão do tipo microfita no projeto, justamente pela conveniência na utilização da Carta de Smith.

### C. Elementos Híbridos

A solução para a rede passiva com elementos híbridos utiliza a mesma solução proposta para a rede com elementos concentrados, porém substitui o indutor por uma linha de transmissão em série com os dois capacitores, assim como mostra a Figura 2 (c). É interessante notar que diferentemente da solução concentrada, não foi necessário alterar os valores dos capacitores da solução original. No entanto, foi necessário alterar o comprimento da linha de transmissão série uma vez que foi decidido adotar o mesmo layout da solução com elementos concentrados (Figura 3 (c)), que faz uso de linhas de transmissão coplanares. Esse ajuste e todos os anteriormente citados foram concretizados através de simulações de varredura de parâmetros durante a fase de esquemático.

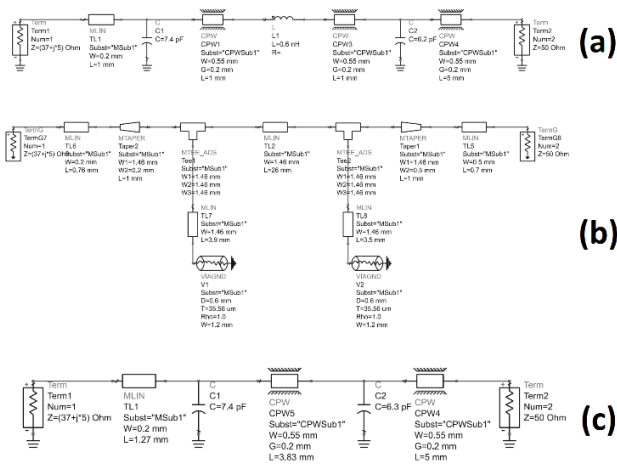


Fig. 2. Redes passivas resultantes em esquemático

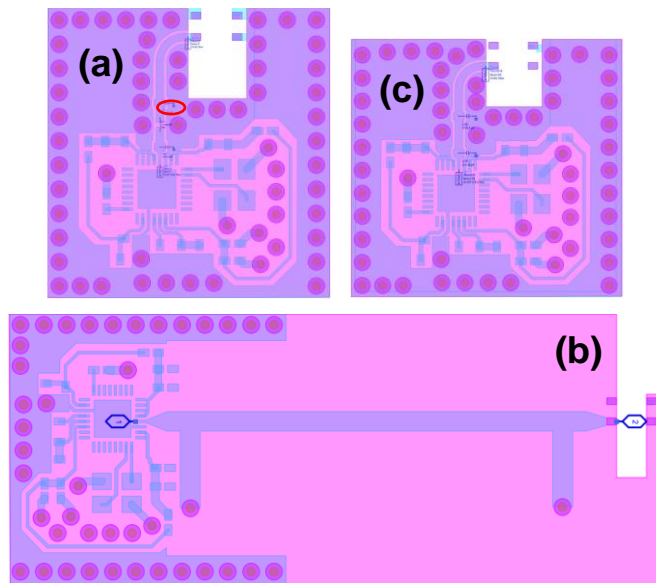


Fig. 3. Redes passivas resultantes em layout (escala 2:1)

## III. RESULTADOS

As três redes passivas de casamento de impedância tipo  $\pi$  foram simuladas no Advanced Design System (ADS) da Keysight Technologies através de uma simulação de parâmetros S que foi configurada de tal forma que fosse possível avaliar e comparar os coeficientes de reflexão de cada uma das abordagens para cada rede desenvolvida. As Figuras 4, 5 e 6 ilustram os resultados de simulação para as três redes propostas, exibindo a co-simulação EM que corresponde ao layout da placa de circuito impresso contendo o modelo eletromagnético simulado incluindo as conexões de componentes ideais, quando necessário, e a comparação com a simulação esquemática que corresponde à interconexão entre os componentes ideais e linhas de transmissão modeladas pelo programa.

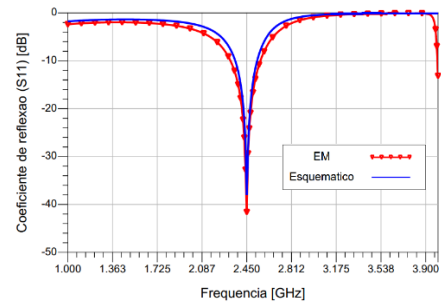


Fig. 4. Resultado de simulação do parâmetro  $S_{11}$  para solução com elementos concentrados

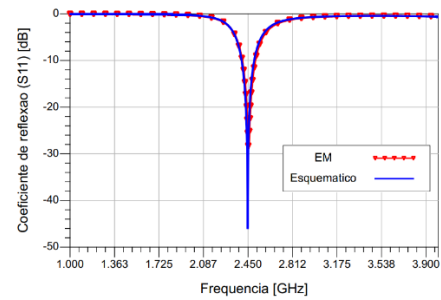


Fig. 5. Resultado de simulação do parâmetro  $S_{11}$  para solução com elementos distribuídos

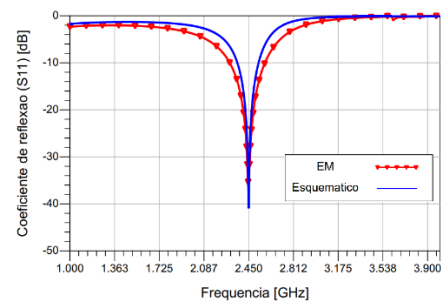


Fig. 6. Resultado de simulação do parâmetro  $S_{11}$  para solução com elementos híbridos

Todas as soluções propostas atingiram com sucesso a adaptação de impedância, exibindo a magnitude mínima na frequência central de 2,45 GHz, o que significa que para sinais próximos à essa faixa de frequência, a reflexão será mínima e a máxima transferência de potência ocorrerá entre o transceptor e a antena. Além do mais, as três redes

atingiram suas magnitudes mínimas abaixo de -20 dB, o que geralmente é considerado um nível adequado.

Para as simulações dos modelos eletromagnéticos, foi utilizada a pré definição “RFBoard” como configuração disponível no ADS para todos os casos, no entanto, para a opção de simulador EM da solução distribuída foi escolhido “Momentum Microwave”, enquanto que para as outras duas foi escolhido “Momentum RF”. A principal diferença entre os dois simuladores está nas formulações das funções de Green, onde a primeira opção citada utiliza funções de onda completa, enquanto que a segunda utiliza funções quase-estáticas, ou seja, a escolha dos simuladores decorre da necessidade de um simulador mais completo para a solução distribuída. Além disso, a densidade de malha para a rede distribuída foi definida como 50 células por comprimento de onda ao passo que para as outras duas redes a densidade foi definida como 20 células por comprimento de onda.

Para que a co-simulação EM da solução com elementos concentrados atingisse o resultado mostrado na Figura 4, foi necessário novamente alterar o valor do capacitor em paralelo mais próximo à antena, de 6,2 pF para 5,9 pF, ou seja, um decréscimo de aproximadamente 4,8%. É interessante notar que mesmo o modelo eletromagnético considerando mais perdas e outros efeitos, atingiu um valor menor de magnitude em comparação com a simulação de esquemático.

A solução com elementos distribuídos sofreu uma considerável alteração de comprimento, uma vez que mais elementos de circuito no esquemático foram necessários e a complexidade de reprodução do layout aumentou. A linha de transmissão série que conecta os dois “stubs” em paralelo passou de 26 mm no esquemático para 27,2 mm no layout, representando um acréscimo de 4,6% em seu comprimento. Observa-se que as duas curvas da Figura 5 são extremamente parecidas, exceto pela mínima magnitude que a simulação esquemática atinge.

Por outro lado, a solução com elementos híbridos foi submetida a dois ajustes, o primeiro, na linha de transmissão série que conecta os dois capacitores em paralelo, que anteriormente possuía o comprimento de 3,83 mm e assumiu 2,72 mm no layout, representando um decréscimo de aproximadamente 29%. O segundo ajuste diz respeito ao capacitor mais próximo à carga, que teve seu valor ligeiramente alterado de 6,3 pF para 6,4 pF, expressando um acréscimo de aproximadamente 1,6%. Da mesma forma como no caso da rede distribuída, a simulação de esquemático apresentou um desempenho melhor.

#### IV. CONCLUSÃO

Este artigo apresentou uma análise entre duas abordagens diferentes para o projeto de três redes passivas de casamento de impedância tipo  $\pi$  distintas. A abordagem de co-simulação eletromagnética evidenciou resultados que foram razoavelmente diferentes da esquemática, e que

se houvesse sido comparada com a solução original [11] ou até mesmo os componentes não fossem ideais, existiriam diferenças ainda maiores, justamente devido aos efeitos parasitas e perdas existentes.

Inclusive, a conexão com o plano terra na abordagem esquemática é considerada ideal, enquanto que para os layouts, isso foi implementado através de vias conectando a dupla face da placa. Essa e outras diferenças compõem as causas dos ajustes necessários em cada uma das técnicas.

Portanto, é exposta a importância de considerar a co-simulação EM no projeto de redes passivas de casamento de impedância, que representa um modelo mais preciso da realidade, considerando efeitos e perdas diversos, e que possibilita a otimização da eficácia da adaptação de impedância em um nível maior do ofertado pela simulação esquemática.

#### REFERÊNCIAS

- [1] A. G. Radwan, A. Shamim and K. N. Salama, "Theory of Fractional Order Elements Based Impedance Matching Networks," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 21, no. 3, pp. 120-122, March 2011.
- [2] A. Shirvani and B. A. Wooley, "Design and Control of RF Power Amplifiers," 1st ed., Springer New York, NY, 2003.
- [3] J. -G. Go and J. -Y. Chung, "Circuit-electromagnetic co-simulation in designing a negative impedance circuit at VHF band," 2017 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), Phuket, Thailand, 2017, pp. 1-2.
- [4] L. Batel, L. Rudant, J. -F. Pintos and K. Mahdjoubi, "Sensitivity of negative impedance converter circuit with respect to PCB design effects," 2015 International Workshop on Antenna Technology (iWAT), Seoul, Korea (South), 2015, pp. 221-224.
- [5] Shaofeng Luan, Jun Fan, J. L. Knighten and N. W. Smith, "The design of a lumped element impedance-matching network with reduced parasitic effects obtained from numerical modeling," 2004 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Silicon Valley, CA, USA, 2004, pp. 984-987.
- [6] R. Ludwig and P. Bretchko, "RF Circuit Design," 2nd ed., Prentice Hall, Apr. 2008.
- [7] M. Pous and F. Silva, "Co-simulation methodology to evaluate digital communication systems interfered by transients," 2013 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Brugge, Belgium, 2013, pp. 665-670.
- [8] Silicon Labs, "EFR32BG22 Datasheet," [Online]. Disponível: <https://www.silabs.com/documents/public/datasheets/efr32bg22-datasheet.pdf>. [Acessado em: Abril, 2023].
- [9] Silicon Labs, "AN930.2: EFR32 Series 2: Wireless Gecko Hardware Design Considerations," [Online]. Disponível: <https://www.silabs.com/documents/public/application-notes/an930.2-efr32-series-2.pdf>. [Acessado: Abril, 2023].
- [10] Johanson Technology, "2450AT18D0100 Datasheet," [Online]. Disponível: <https://www.johansontechnology.com/datasheets/2450AT18D0100\2450AT18D0100.pdf>. [Acessado: Abril, 2023].
- [11] G. H. Flach, I. P. Adam and A. A. Mariano. Comparative Analysis of RF Passive Impedance Matching Networks on Low-Cost FR4 Substrate. In: 38th South Symposium on Microelectronics, 2023, Porto Alegre. Proceedings of the 38th South Symposium on Microelectronics, 2023.