

Estudo Comparativo de Técnicas de Redes Passivas de Adaptação de Impedância em Radiofrequência

Gustavo H. Flach¹, Ivan P. Adam¹, André A. Mariano¹

¹ Group of Integrated Circuits and Systems (GICS) - UFPR, Curitiba, Brasil
gustavo.flach@ufpr.br

Resumo—O objetivo desse trabalho é apresentar uma comparação abrangente de três redes de casamento de impedância tipo π , visando auxiliar projetistas que consideram a diferente associação de elementos concentrados, distribuídos e híbridos. Um estudo de caso prático é desenvolvido com base em um transceptor Bluetooth e uma antena comerciais, aplicando-lhes as técnicas de casamento de impedância propostas a fim de avaliar não somente o desempenho do coeficiente de reflexão através de simulação, mas também a área ocupada na placa de circuito impresso e custos envolvidos que cada uma delas oferece. Os resultados contribuem para a otimização de técnicas de adaptação de impedância em sistemas de comunicação sem fio.

I. INTRODUÇÃO

O casamento de impedância desempenha um papel crucial na transmissão e recepção de ondas eletromagnéticas, não apenas em radiofrequência, mas principalmente nesse contexto, uma vez que em altas frequências, os circuitos elétricos e todos os elementos envolvidos se comportam de forma característica, pois tensões e correntes podem variar em magnitude e fase ao longo de suas dimensões físicas. 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 permitem que uma impedância, seja ela complexa ou não, “enxergue” 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.

Redes de adaptação baseadas em componentes concentrados são simples de serem analisadas e são frequentemente utilizadas para frequências na faixa de

somente alguns gigahertz (GHz) [3]. Por outro lado, redes de casamento que utilizam elementos distribuídos, como linhas de transmissão e seções de “stub” conectados em série ou paralelo, são mais adequadas para frequências operacionais acima de 1 GHz ou em casos particulares em que as dimensões verticais do circuito importam, como em projetos de circuitos integrados [3]. Essa técnica é muito conveniente, uma vez que o “stub” pode ser fabricado como parte do meio da linha de transmissão do circuito, onde elementos concentrados são evitados [4].

Na faixa mediana de frequências GHz, projetistas frequentemente empregam uma abordagem mista combinando elementos concentrados e distribuídos. Esses tipos de redes de adaptação geralmente contêm uma quantidade de linhas de transmissão conectadas em série e capacitores espaçados em determinada configuração conectados em paralelo. Essa técnica é muito atraente para prototipagem, uma vez que a localização e o valor dos capacitores podem ser facilmente variados [3].

Neste artigo, nosso foco está na comparação abrangente de técnicas de redes passivas de casamento de impedância tipo π clássicas, utilizando elementos concentrados e/ou distribuídos ideais. Não apenas analisamos o desempenho em termos do comportamento de S_{11} e S_{21} através de simulação, mas também apresentamos e discutimos a área total ocupada na placa de circuito impresso e os custos associados envolvidos.

II. REVISÃO TEÓRICA

Redes de adaptação tipo π podem ser implementadas utilizando elementos concentrados 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.

A. Elementos Concentrados

Redes passivas de adaptação de impedância utilizando elementos concentrados, como resistores, capacitores e indutores, podem ser factíveis na frequência de microondas se o comprimento l do componente é muito menor quando comparado com o comprimento de onda em operação.

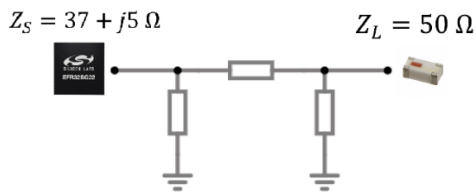


Fig. 1. Rede passiva de casamento de impedância tipo π

No entanto, usualmente, as características de tais elementos estão longe de ser ideais, possuindo efeitos indesejáveis como capacitância e/ou indutância parasitas, ressonâncias, campos marginais, perdas e perturbações causados por um plano terra [4].

A solução para a rede passiva com elementos concentrados requer duas redes convencionais tipo L “de costas uma para a outra”, criando uma resistência virtual na junção entre as duas, apenas para fins analíticos, uma vez que a resistência é eliminada logo em seguida.

B. Elementos Distribuídos

A diferença fundamental entre a teoria de circuitos e a teoria de linhas de transmissão está no tamanho elétrico. A análise de circuitos clássica assume que as dimensões físicas da rede são muito menores do que o comprimento de onda elétrico, enquanto as linhas de transmissão são uma fração considerável de um comprimento de onda, ou até muitos comprimentos de onda, em tamanho. Assim, uma linha de transmissão é uma rede de parâmetros distribuídos, onde as tensões e correntes podem variar em magnitude e fase ao longo do seu comprimento, enquanto a análise de circuitos ordinária trata de elementos concentrados, nos quais tensão e corrente não variam apreciavelmente ao longo da dimensão física dos elementos [4].

A solução para a rede passiva com elementos distribuídos utiliza “stubs”, que podem ser compreendidos como um comprimento de linha de transmissão conectado em paralelo ou em série com a linha de transmissão de alimentação. Neste caso, é utilizada uma configuração de dois “stubs” em paralelo com terminações em curto-circuito.

C. Elementos Híbridos

A palavra híbrido se refere à combinação entre elementos concentrados e distribuídos, onde a interconexão física entre os elementos concentrados cria efeitos parasitas. Portanto, é inevitável usar estruturas distribuídas compostas por linhas de transmissão entre os elementos concentrados. Uma vez que essas linhas de transmissão também são consideradas no processo de projeto, o desempenho da rede passiva de adaptação será aprimorado, de acordo com [5].

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.

III. METODOLOGIA

Como forma de comparar as três possíveis implementações da rede passiva de casamento de impedância tipo π propostas, apresenta-se 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 [6][7], que faz uso do protocolo de comunicação Bluetooth (BT) versão 5.2. Sua interface de conexão com a antena consiste em um pino de terminação única (RF2G4 IO) que possui uma impedância complexa $Z_S = 37 + j5 \Omega$ caso a carga possua uma impedância de 50Ω .

A antena SMD escolhida é produzida pela Johanson Technology, cujo número de identificação do componente é 2450AT18D0100 [8]. 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 50Ω . 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. A associação dos dois elementos com as redes passivas de casamento de impedância tipo π pode ser observada na Figura 1.

As três redes passivas são construídas utilizando as abordagens analíticas descritas em [9], como mencionado anteriormente, e montadas em programa dedicado para fins de simulação (Advanced Design System). Além disso, o layout da placa de circuito impresso foi desenvolvido para uma comparação mais abrangente das técnicas empregadas, observando que no projeto não foram considerados os capacitores de desacoplamento e nem mesmo o circuito de alimentação, onde apenas a rede de adaptação passiva foi levada em conta.

As métricas utilizadas para avaliar as três técnicas são baseadas em uma abordagem técnica, utilizando os parâmetros de espalhamentos S_{ij} como fator essencial, que denotam a amplitude da onda refletida que sai da porta i ao incidir uma onda de tensão na porta j , e também em uma abordagem prática, considerando a área ocupada na placa de circuito impresso e os custos associados. Para o coeficiente de reflexão (S_{11}), 2,45 GHz é a frequência central e -20 dB é definido como o limite da largura de banda, ou seja, a faixa de frequências cuja magnitude está abaixo desse valor. No entanto, para o coeficiente de transmissão (S_{21}), é considerada a largura de banda com base em -3 dB e a porcentagem que a faixa de frequências de operação do protocolo Bluetooth, cujo intervalo varia de 2,4 GHz a 2,4835 GHz, representa da banda total. O fator de qualidade (Q) representa a razão entre a frequência central e a largura de banda, e a magnitude mínima também é analisada. Além disso, o espaço ocupado na placa de circuito impresso é considerado como a área total da placa e os custos associados são obtidos a partir de componentes comercialmente disponíveis quando necessário, assim como o substrato utilizado nas simulações.

As três redes passivas de casamento resultantes, após ajustes finos com o auxílio da Carta de Smith [10] e a seleção de componentes comercialmente disponíveis, quando necessário, podem ser visualizadas na Figura 2, que exhibe as soluções com elementos ideais distribuídos, híbridos e concentrados respectivamente. É importante destacar que para efeito de simulação, foi definido um substrato FR-4 com espessura do dielétrico de 0,8 mm, espessura da camada de cobre de 35,56 μm , dupla-face e constante dielétrica efetiva equivalente a $\epsilon_e = 3,35$, o que serviram como parâmetros para definições das dimensões das linhas de transmissão.

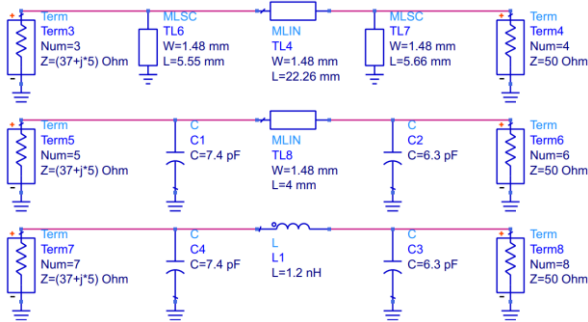


Fig. 2. Redes passivas resultantes

IV. RESULTADOS

Todas as redes passivas de casamento de impedância tipo π 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 e transmissão de cada uma das técnicas, ou seja, as características fundamentais para analisar a eficácia de uma rede de adaptação de impedância. A Figura 3 ilustra os resultados de simulação para as três redes propostas.

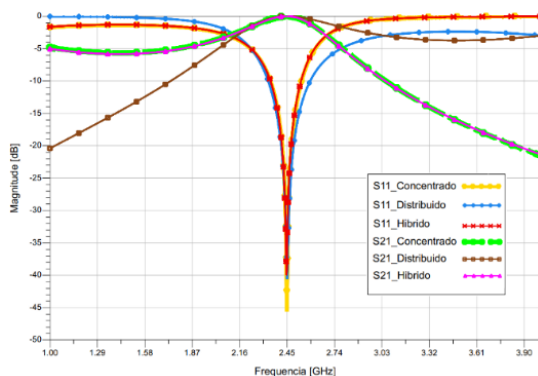


Fig. 3. Resultado de simulação do Coeficiente de reflexão

Todas as soluções propostas atingiram com sucesso a adaptação de impedância, exibindo uma magnitude mínima (S_{11}) e máxima (S_{21}) 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.

Obviamente que, apesar de atingirem os requisitos pré definidos, seus desempenhos diferem tanto na largura de banda de -20 dB e -3 dB quanto na magnitude mínima para S_{11} . A solução com elementos concentrados exhibe o melhor desempenho dentre as opções, ou seja, possui os extremos de magnitude na frequência central, além disso, uma ótima largura de banda (-20 dB) com um alto fator de qualidade e apresenta 13,7% da faixa de frequências do Bluetooth em sua banda total (-3 dB). A rede passiva de casamento com elementos híbridos possui uma resposta em frequência muito similar à última comentada, apesar de diferir em aproximadamente 5 dB na magnitude mínima, seus fatores de qualidade são muito próximos. Isso se deve ao fato de que a simulação utiliza componentes ideais, então o comportamento da linha de transmissão consegue se assemelhar com o do indutor.

Por outro lado, a solução com elementos distribuídos apresenta um resultado ligeiramente diferente das outras duas opções propostas, onde sua magnitude mínima é próxima da solução híbrida e sua largura de banda de -20dB é aproximadamente 20 MHz maior do que as outras, ou seja, possui um fator de qualidade menor, além do mais, a largura de banda (BT) representa 7,34% dentro da banda de -3 dB. De qualquer forma, assim como comentado anteriormente, o desempenho de todas as técnicas é adequado e suficiente para o projeto. Além disso, é interessante observar que a solução distribuída possui um desempenho ligeiramente melhor do que as outras duas para frequências abaixo de 2,16 GHz, ou seja, está mais próxima de 0 dB para o coeficiente de reflexão e do mínimo para o coeficiente de transmissão. Enquanto que as soluções concentrada e híbrida possuem um desempenho sutilmente melhor para frequências superiores, aproximadamente acima de 2,74 GHz.

Para uma comparação mais abrangente, os layouts da placa de circuito foram projetados para cada solução proposta, visando analisar as características práticas de cada uma delas. Como pode ser observado na Figura 4 (escala 2:1), as três redes passivas de casamento de impedância tipo π foram desenvolvidas de forma a possuírem a menor área ocupada na placa, garantindo as especificações do transceptor e antenas selecionados.

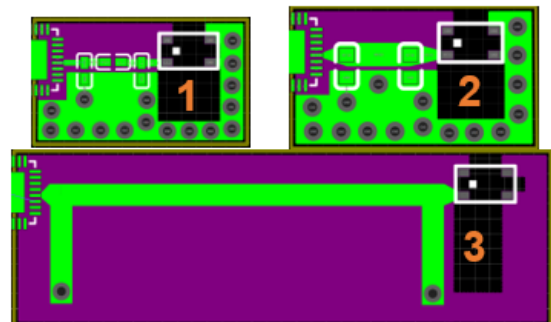


Fig. 4. Layout das placas de circuito impresso das soluções

Notavelmente a solução com elementos distribuídos (3) ocupa uma área maior da placa de circuito impresso quando comparada às outras duas soluções. Isso se deve ao fato de que a distância entre os “stubs” em paralelo foi definida como três oitavos do comprimento de onda, o que se justifica devido ao seu fator de qualidade ser próximo das outras duas técnicas.

As redes de casamento com elementos concentrados (1) e híbridos (2) possuem valores similares de área ocupada, embora a solução concentrada exibe uma área ligeiramente menor pois utiliza componentes eletrônicos que possuem encapsulamento 0402, enquanto que a solução híbrida faz uso de componentes 0603, sendo todos eles de montagem em superfície. É ainda interessante notar que a distância entre os pontos de conexão entre os dois capacitores em paralelo de cada uma dessas duas soluções é praticamente igual, ou seja, a solução híbrida remove a necessidade do indutor e mesmo assim apresenta um desempenho similar à solução concentrada.

Como forma de sintetizar os dados e proporcionar uma análise abrangente, a Tabela 1 é apresentada, incluindo os custos associados desconsiderando o tranceptor e antena, pois o custo para todas as soluções desses componentes será o mesmo. Como referência é considerada uma placa FR-4 que possui uma área de 100 cm², com espessura de 0,8 mm que custa R\$ 30,00. Além disso, são considerados capacitores e indutores de montagem em superfície que custam R\$ 0,80 e R\$ 2,60, respectivamente, independente do encapsulamento.

TABELA 1. TABELA COMPARATIVA

	Redes passivas de casamento tipo π		
	Concentrada	Distribuída	Híbrida
Largura de banda (-20 e -3 dB)	57 e 609 MHz	76 e 1137 MHz	56 e 597 MHz
Porcentagem da ocupação de banda (-3 dB) pelo intervalo (BT)	13,7 %	7,34 %	13,98 %
Magnitude mínima e máxima	-45,6 e 0 dB	-40,6 e 0 dB	-40 e 0 dB
Área ocupada	121,3 mm ²	422 mm ²	132 mm ²
Custo total	R\$ 4,57	R\$ 1,27	R\$ 2

A solução com elementos concentrados exibe o resultado mais dispendioso, principalmente pelo custo elevado do indutor, o qual a solução com elementos distribuídos dispensa, e mesmo tendo uma área aproximadamente quatro vezes maior, é a técnica mais econômica. A solução com elementos híbridos possui uma área ocupada próxima à solução com elementos concentrados e um desempenho muito similar, no entanto, possui um custo menor do que a metade na comparação entre as duas.

V. CONCLUSÃO

Este artigo apresentou três redes passivas de casamento de impedância tipo π distintas, utilizando elementos concentrados, distribuídos e híbridos ideais. A rede de casamento com elementos concentrados demonstrou excelente desempenho dos parâmetros de espalhamento analisados com um alto fator de qualidade e até mesmo uma área compacta ocupada, porém é a mais onerosa. Em contraste, a rede de casamento com elementos distribuídos oferece um desempenho satisfatório com um fator de qualidade inferior, ocupando uma área maior na placa, entretanto seu custo é reduzido drasticamente já que nenhum elemento adicional é necessário. A rede de casamento com elementos híbridos apresenta uma resposta em frequência semelhante à rede concentrada, ao mesmo tempo que requer uma área ligeiramente maior na placa de circuito impresso e alcança um custo menor ao eliminar a necessidade de um indutor. Os resultados obtidos evidenciam que cada uma das técnicas abordadas possui vantagens e desvantagens, que devem ser avaliadas e consideradas por projetistas na seleção da rede passiva de casamento de impedância mais adequada com base em seus requisitos específicos em termos de desempenho, área ocupada e custo.

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] R. Ludwig and P. Bretchko, "RF Circuit Design," 2nd ed., Prentice Hall, Apr. 2008.
- [4] D. M. Pozar, "Microwave Engineering," Wiley, Hoboken, NJ, 2012.
- [5] S. Yildiz, A. Aksen and S. B. Yarman, "Real Frequency Design of Multiband Matching Networks with Mixed Lumped-Distributed Elements and Foster Resonance Sections," 2018 18th Mediterranean Microwave Symposium (MMS), Istanbul, Turkey, 2018, pp. 187-190.
- [6] Silicon Labs, "EFR32BG22 Datasheet," [Online]. Disponível: <https://www.silabs.com/documents/public/datasheets/efr32bg22-datasheet.pdf>. [Acessado em: Abril, 2023].
- [7] 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].
- [8] Johanson Technology, "2450AT18D0100 Datasheet," [Online]. Disponível: <https://www.johansontechnology.com/datasheets/2450AT18D0100\2450AT18D0100.pdf>. [Acessado: Abril, 2023].
- [9] 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.
- [10] P. H. Smith, Introduction section, Electronic Applications of the Smith Chart, McGraw-Hill, New York, 1969;