

PROJETO DE UM BALUN MONOLÍTICO EM GaAs

Marcelo H. Cordaro, Hong K. Lee e Edmar Camargo

Laboratório de Microeletrônica

Universidade de São Paulo

Cx. P 8174 - 01051 - São Paulo

RESUMO

Apresenta-se uma metodologia de projeto e a tecnologia de fabricação de um balun para aplicação em circuitos monolíticos de microondas sobre Arseneto de Gálio. Os resultados experimentais revelaram um bom balanceamento no módulo, < 1.2 dB, e na fase, < 10°, na banda de 5 a 13 GHz. As perdas de inserção embora elevadas, da ordem de 7 dB, foram justificadas pela alta resistividade de um dos elementos do circuito e pelos descasamentos resultantes.

INTRODUÇÃO

O componente passivo conhecido como "balun", teve sua origem em uma publicação¹ que trata do problema de transferir energia de RF de um cabo coaxial, para uma linha balanceada de dois fios. Logo, o sinal de entrada é dividido igualmente entre as linhas com oposição de fase referentes a um terra comum. Este componente é essencial ao projeto de amplificadores "push-pull", misturadores, multiplicadores de frequência e outros. Diversas formas de construção em estrutura planar para emprego em tecnologia híbrida foram propostas na literatura^{2,3}. Com a evolução da tecnologia monolítica, surgiram as primeiras tentativas^{4,5} de construir através da tecnologia monolítica sobre Arseneto de Gálio.

O objetivo deste trabalho é apresentar a metodologia de projeto de um balun deste tipo⁵, para operação na banda de 5 a 13 GHz, e transformar a impedância de 50 Ohms do gerador para uma impedância balanceada de mesmo valor. Apresentam-se também a tecnologia de construção sobre Arseneto de Gálio, GaAs, e os primeiros resultados experimentais obtidos.

BALUN MARCHAND SOBRE GaAs

O circuito equivalente deste tipo de estrutura está representado na figura 1 através de um circuito composto de linhas de transmissão. A principal característica deste circuito é o emprego da associação de tóco em curto e tóco em aberto conectados no mesmo ponto objetivando compensar reativamente as variações de impedância com a frequência.

A impedância de entrada deste circuito, considerado sem perdas, é fornecida pela equação 1, que transfere a impedância Z_L para a impedância do gerador:

$$Z_{\text{ent}} = Z_{\text{oc}} \cdot \frac{Z_L + jZ_{\text{oc}} \operatorname{tg}(\theta_{\text{oc}})}{Z_{\text{oc}} + jZ_L \operatorname{tg}(\theta_{\text{oc}})} \quad (1)$$

influindo sobre a impedância de condutor suspensa.

$$\text{onde, } Z_L = -Z_{\text{oe}} \cdot \operatorname{cotg}(\theta_{\text{oe}}) + \frac{2jZ_{\text{ot}} \cdot \operatorname{tg}(\theta_{\text{ot}}) \cdot 2Z_0}{2Z_0 + 2jZ_{\text{ot}} \cdot \operatorname{tg}(\theta_{\text{ot}})}$$

A equação para a impedância balanceada em termos da impedância característica das linhas está representada na equação 2.

$$Z_{\text{BAL}} = \frac{(Z_{\text{oc}}' - jZ_{\text{oe}} \cdot \operatorname{ctg}(\theta_{\text{oe}})) \cdot 2 \cdot jZ_{\text{ot}} \cdot \operatorname{tg}(\theta_{\text{ot}})}{Z_{\text{oc}}' - jZ_{\text{oe}} \cdot \operatorname{ctg}(\theta_{\text{oe}}) + 2 \cdot jZ_{\text{ot}} \cdot \operatorname{tg}(\theta_{\text{ot}})} \quad (2)$$

$$\text{onde, } Z_{\text{oc}}' = Z_{\text{oc}} \cdot \frac{Z_0 + jZ_{\text{oc}} \cdot \operatorname{tg}(\theta_{\text{oc}})}{Z_{\text{oc}} + jZ_0 \cdot \operatorname{tg}(\theta_{\text{oc}})}$$

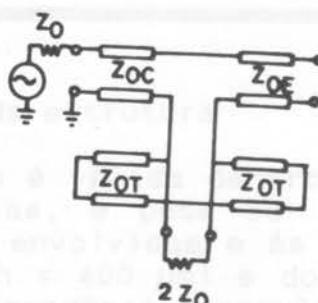


Fig 2 - Esquema de circuito de um balun Marchand. Esta estrutura é de uma certa forma de dupla camada, devido às espessuras diferentes das constantes dielétricas do GDS (er = 12.5, h = 200 μm) e do ar (er = 1, h = 4.0, h = 2, z = 0). As impedâncias ótimas neste caso estão relacionadas na tabela I. As tabelas foram calculadas pelo programa ICFAE, acoplado ao intérprete computacional J, de SGP em

Fig 1 - Circuito equivalente do Balun

Os parâmetros para operação ótima desta estrutura, obtidas das equações 1 e 2 estão relacionados na tabela I.

Z_{oc}	= 50 Ohms	θ_{oc}	= 90°
Z_{ot}	= 100 Ohms	θ_{ot}	= 90°
Z_{oe}	= 12.5 Ohms	θ_{oe}	= 90°

Tabela I - Impedâncias ótimas para o balun "Marchand"

Entretanto, a forma proposta por Marchand é coaxial, onde o dielétrico é o ar. Uma forma de realização sobre estrutura planar foi proposta em outra publicação⁵, onde a linha Z_{ot} é uma microlinha, e as linhas Z_{oc} e Z_{oe} são sobrepostas sobre Z_{ot} constituindo sobre estas linhas suspensas. Nestas condições, os parâmetros devem ser recalculados para levar em conta as constantes dielétricas efetivas de cada meio de propagação.

Projeto das linhas suspensas

A estrutura está ilustrada na figura 2 onde se supõe que as duas microlinhas são independentes. Na primeira, as duas fitas superiores constituem uma microlinha de saídas de cada acesso de terra. Conclui-se destes resultados que os parâmetros de

linhas devem ser otimizadas para evitar interferências entre elas e a influência sobre as fitas. Na segunda, o condutor suspenso e o plano terra constituem outra microlinha de transmissão.

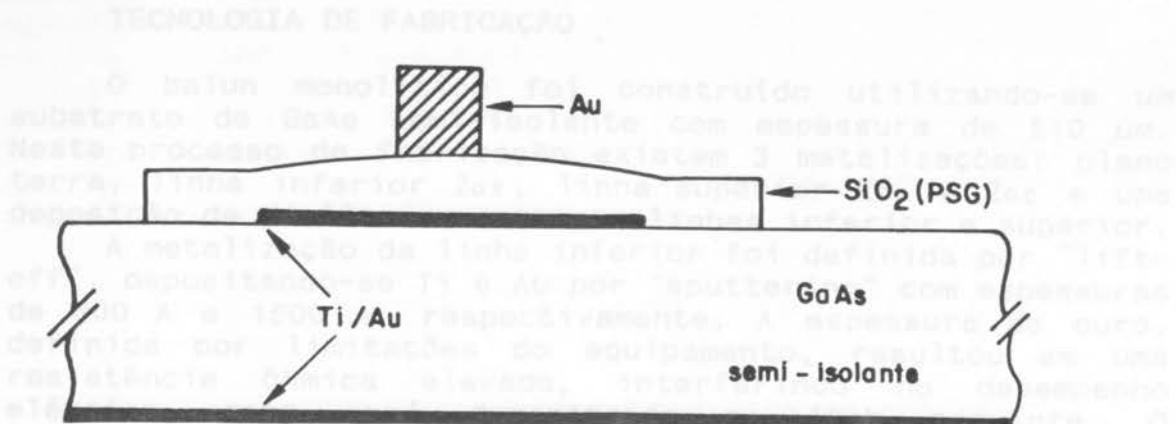


Fig 2 - Perfil da estrutura

Esta aproximação é válida dentro de uma certa faixa de valores de impedâncias, e pode ser utilizada neste caso, devido às espessuras envolvidas e às constantes dielétricas do GaAs ($\epsilon_r = 12.9$, $h = 400 \mu\text{m}$) e do óxido utilizado ($\epsilon_r = 4.0$, $h = 2.2 \mu\text{m}$). As impedâncias resultantes neste caso estão relacionadas na tabela II. Elas foram calculadas pelo programa ICPAS⁵, admitindo-se inicialmente comprimento, l , de 90° em 9 GHz para a microlinha inferior.

Estrutura	W(um)	Z(ohms)	ϵ_{re}	l (mm)	θ° (9GHz)
Zoc	6.0	36.1	2.86	4.93	56
ZoE	26.0	12.8	3.44	4.49	61
ZoT	32.0	100.0	7.62	3.018	90

Tabela II - Dimensionamento das microlinhas.

Comparando-se esta tabela com a anterior verifica-se que: $Z_{oc} < 50 \Omega$, imposta pela mínima espessura da fita de 6um; os ângulos são diferentes porque as dimensões físicas são iguais para todas as linhas, mas as constantes dielétricas efetivas são diferentes. O comportamento das impedâncias da estrutura, obtidas das equações 1 e 2, está registrado na tabela III.

f(GHz)	Z_{ent} (Ohms)	S_{11} (dB)	Z_{BAL} (Ohms)	$S_{22}=S_{33}$ (dB)
4.5	54 - j35	-10.0	56 - j26	-8.1
9.0	17 - j21	-5.0	31 - j15	-11.6
13.5	14 - j11	-4.7	25 - j5	-13.7

Tabela III - Comportamento da impedância com frequência

Os parâmetros S_{22} e S_{33} correspondem às impedâncias de saída de cada acesso da linha balanceada em relação ao terra. Conclui-se destes resultados que os parâmetros das

linhas devem ser otimizadas para se obter uma boa adaptação de impedâncias.

TECNOLOGIA DE FABRICAÇÃO

O balun monolítico foi construído utilizando-se um substrato de GaAs semi-isolante com espessura de 510 μm . Neste processo de fabricação existem 3 metalizações: plano terra, linha inferior Z_{01} , linha superior Z_{0E} e Z_{0C} e uma deposição de dielétrico entre as linhas inferior e superior.

A metalização da linha inferior foi definida por "lift-off", depositando-se Ti e Au por "sputtering" com espessuras de 300 A e 1500 A, respectivamente. A espessura de ouro, definida por limitações do equipamento, resultou em uma resistência ôhmica elevada, interferindo no desempenho elétrico, como será demonstrado no item seguinte. O dielétrico depositado sobre a linha inferior é do tipo PSG-PhosphoSilicate Glass com espessura de 2,2 μm . Ele foi depositado por CVD (Chemical Vapour Deposition) a uma temperatura de 440°C.

A linha superior foi inicialmente metalizada com Ti/Au no "sputtering", e posteriormente espessada até 3 μm por técnica de eletrodeposição seletiva. A topologia resultante para as fitas está representada na figura 3.

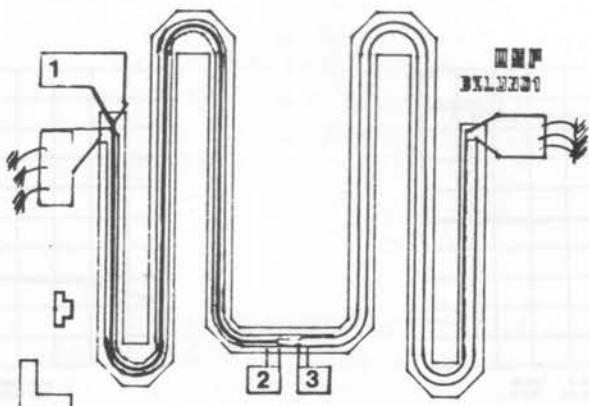


Fig 3 - Topologia das fitas

O substrato foi afinado por um ataque químico no verso da lâmina até a espessura de 400 μm . Sobre a mesma foi depositado Ti/Au para formar o plano terra.

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Um circuito de teste foi construído sobre alumina, composto por uma área de terra e três microlinhas de 50 Ohms. O componente, medindo 2X2mm², foi soldado no terra com epoxi condutor e conectado às linhas de transmissão por fios de ouro de 18 μm de diâmetro e 0,4 mm de comprimento.

Medidas Estáticas

O equipamento "LCR meter HP 4275A" foi empregado para medir a resistência ôhmica da fita superior da linha Z₀₁, obtendo-se $R_{dc} = 36,7$ Ohms. Ele também foi empregado na medida da capacidade entre os acessos 1-2, CM₁₂ e entre os acessos 1-3, CM₁₃. Estas resultam da associação série e paralelo das capacidades do circuito. A comparação entre os resultados calculados e medidos se encontra na tabela IV que permite concluir que a impedância das linhas são próximas das previstas teóricamente.

Medido(pF)	Calculado(pF)
CM ₁₂ 0,55	0,59
CM ₁₃ 1,66	1,60

Tabela III - Capacitâncias estáticas da estrutura

Medidas de RF

O analisador de circuitos tipo HP8510 foi utilizado para caracterizar o balun. A transmissão entre os acessos 1-2 e 1-3 está representada na figura 4a. Obteve-se uma boa divisão do sinal embora a perda de inserção de 7 dB seja excessiva na frequência central. A fase representada na figura 4b ilustra um bom balanceamento em torno de 180°.

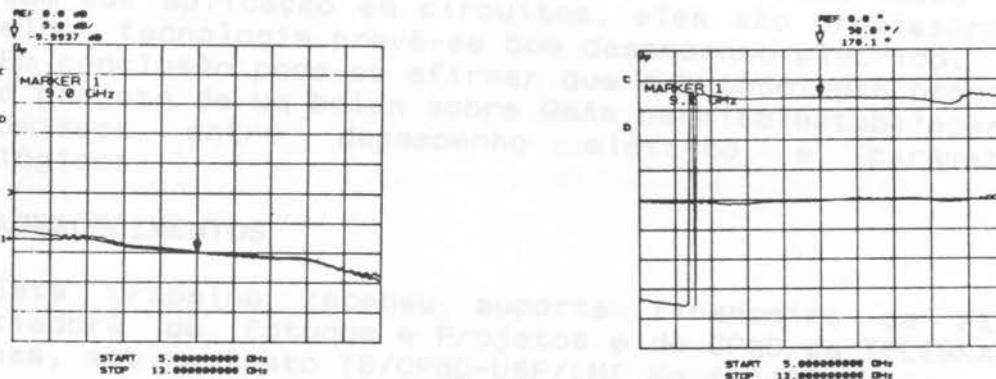


Fig 4 - Parâmetros S₂₁ e S₃₁. a) módulo; b) fase

As perdas de retorno em 9 GHz foram de 6 dB no acesso de entrada e de 13 dB nos acessos de saída. Estes resultados são coerentes com os relacionados na tabela III.

Análise dos resultados

O desempenho global do balun foi bom porém com perdas excessivas que impedem seu emprego imediato em circuitos. Visando quantificar as perdas dissipativas, realizou-se uma análise a partir da equação 3 empregando-se resultados medidos.

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 + |S_{31}|^2 + \text{Perdas diss.} = 1 \quad (3)$$

As perdas dissipativas obtidas desta equação foram iguais a 2.6, 2.8 e 3.8 dB respectivamente nas frequências de 5.9 e 13 GHz. Estas podem ser creditadas à elevada resistência ôhmica da fita intermediária. Uma análise completa das perdas na estrutura é complexa, todavia, a simples análise da perda causada por uma resistência de valor idêntico ao valor DC medido na fita, conectado em série com sistema de 50 Ohms, resulta em 2.7 dB, próximo dos valores calculados pela equação 3. Reduzindo-se a resistência DC para 5 Ohms, prevê-se uma redução de 2 a 3 dB nas perdas. Os descasamentos de entrada e saída introduzem perdas adicionais que podem ser corrigidas reprojetando o circuito para as impedâncias requeridas pelo projeto.

CONCLUSÕES

Apresentou-se uma correção das equações inicialmente propostas por Marchand, para o caso de realização com microlinhas de transmissão. Algumas etapas tecnológicas foram discutidas e construiu-se um protótipo monolítico. Os resultados obtidos, apresentaram um bom balanceamento de amplitude e fase, porém uma perda de inserção excessiva da ordem de 7 dB, na faixa de 5 a 13 GHz. Um estudo teórico criterioso foi realizado para justificar as características obtidas e localizar que elementos devem ser corrigidos para obter um bom desempenho. Embora estes resultados não permitam sua aplicação em circuitos, eles são promissores e com melhor tecnologia prevê-se bom desempenho elétrico.

Em conclusão pode-se afirmar que a metodologia proposta para o projeto de um balun sobre GaAs permite estabelecer os compromissos entre desempenho elétrico e parâmetros tecnológicos.

AGRADECIMENTOS

Este trabalho recebeu suporte financeiro da FINEP Financiadora de Estudos e Projetos e do CPqD da TELEBRAS - Campinas, sob contrato TB/CPqD-USP/LME No 410/90.

REFERÊNCIAS

1. N. Marchand - "Transmission Line Conversion Transformer", Electronics, Dec. 1944.
2. R. Knochel, B. Mayer e Uhland Goebel, "Uni. Micro. Bal. and Doub. Bal. Mix.", MTT-S Digest, June 1989, Long Beach.
3. J. Rogers e R. Bhatia - "A 6 to 20 GHz Planar Balun Using a Wilkinson Divider and Lange Couplers", MTT-S Digest, June 1991, Boston.
4. B. J. Minnis & M. Healy - "New Broad. Balun Struc. for Mon. Micro. Int. Circ.", MTT-S Digest, June 1991, Boston.
5. A. M. Pavio e A. Kikel - "A Monolithic or Hybrid Broadband Comp. Balun", MTT-S Digest, May 1990, Dallas.
6. M. H. Cordaro - "Proj. e Cons. de Amp. Mono. de Micro. em Arseneto de Gálio", Dissertação de Mestrado, EPUSP 1989.