

Humberto Abdalla Júnior
 Universidade de Brasília
 Departamento de Engenharia Elétrica
 Caixa Postal 153041
 70910 - Brasília - DF, Brasil

Resumo

Este trabalho apresenta a concepção e realização de filtros passa-baixas para a faixa de ondas milimétricas utilizando a arquitetura de Stripline Suspenso.

Inicialmente, através de métodos modernos de síntese desenvolveu-se um software que, a partir das características desejadas do filtro e as dimensões da caixa, fornece todas as informações necessárias para a realização do protótipo.

Com a ajuda do software, um filtro de nove elementos com frequência de corte de 28GHz foi realizado. Os resultados experimentais são apresentados e analisados.

Abstract

This paper presents a design and implementation technique for low-pass Filters in the millimeter wave range, using the suspended stripline structure.

With basis on modern synthesis methods, we initially developed a software package that gives to the designer all necessary information for prototype realization. The input to the software are simply the desired Filter specifications.

Using the software, we have designed a nine-element Filters with a cut-off frequency of 28GHz. Experimental results are presented and discussed.

Introdução

O congestionamento do espectro de frequência de microondas, devido a diversidade e a necessidade de dos serviços de comunicações cada vez mais aprimorado, tem tornado mais frequente a utilização da faixa de ondas milimétricas compreendida entre 30 GHz - 110 GHz. Isto propiciou o aparecimento de novas estruturas de transmissão mais adequadas para esta faixa de frequência. Entre as novas estruturas de linhas de transmissão uma das mais utilizadas é a Stripline Suspenso, Fig. 1.

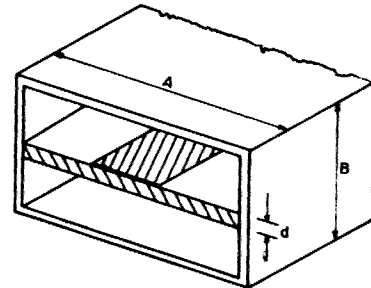


Fig.1 - Estrutura Stripline Suspenso

Basicamente é um stripline não-homogêneo, no qual o substrato que suporta a fita condutora é colocado simetricamente entre os dois planos de terra deixando uma lacuna de ar em ambos os lados do substrato. Escolhendo-se um substrato suficientemente delgado com baixa constante dielétrica obtém-se uma constante dielétrica efetiva da estrutura aproximadamente idêntica ao do ar, tornando o meio de propagação quase-homogêneo. Isto tem como consequência aumentar a banda de operação do modo dominante que se reduz a aproximadamente TEM [1,2].

As estruturas práticas são geralmente condicionadas em caixas metálicas retangulares para melhorar a isolamento em relação a outros circuitos. A caixa metálica fornece os planos de terra para o substrato suspenso. As dimensões da caixa devem ser cuidadosamente escolhidas para não permitir a propagação de modos indesejáveis. O primeiro modo de guia de onda a aparecer é o modo quasi-TE₁₀, que vai limitar a banda de operação do modo TEM. A banda útil de operação do stripline suspenso corresponde a frequência de corte do modo quasi-TE₁₀ fornecida pela equação 1.

$$F_c = \frac{v_0}{2A} \sqrt{1 - \frac{d}{B} \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r} \right)} \quad (1)$$

onde F_c = frequência de corte ou de excitação do modo do quasi-TE₁₀.

v_0 = velocidade da luz.

Como mostrado pela equação 1, é necessário que a dimensão lateral da caixa, "A", seja tão pequena quanto possível para elevar a banda útil do modo dominante, aproximadamente TEM.

FILTRO PASSA-BAIXAS EM PARÂMETROS DISTRIBUÍDOS

Em altas frequências devido aos comprimentos de onda serem da mesma ordem de grandeza dos componentes utilizados, a teoria convencional de circuitos a parâmetros concentrados não é mais satisfatória na descrição dos fenômenos, sendo necessário a utilização de parâmetros distribuídos.

Em parâmetros distribuídos utiliza-se frequentemente seções de linhas de transmissão, cujo o comprimento e a impedância característica podem ser cuidadosamente selecionados para simular o comportamento de um circuito a parâmetros concentrados.

Para se compreender como uma seção de linha de transmissão pode ser usada para simular elementos reativos, considera-se o seu circuito equivalente sem perdas ($\alpha = 0$) em "T", Fig.2.

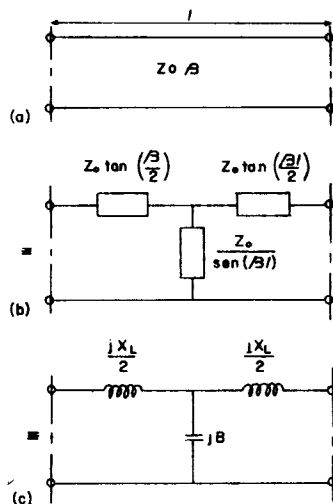


Fig. 2 - a) Seção de uma Linha de Transmissão
b) Representação do circuito T
c) Circuito em parâmetros concentrados.

Da Fig. 2 é evidente que

$$X_L = 2 Z_o \tan \left(\frac{\beta l}{2} \right) \quad (2)$$

e

$$X_c = \frac{1}{B} = \frac{Z_o}{\text{sen}(\beta l)} \quad (3)$$

Considerando que l é pequeno, menor que um oitavo do comprimento de onda, pode-se utilizar a aproximação

$$\tan \theta \approx \text{sen } \theta \approx \theta \text{ radianos} \quad (4)$$

Desde que

$$\beta l = \frac{2\pi l}{\lambda} = \frac{w l}{\lambda} \quad (5)$$

pode-se escrever as equações (2) e (3) como

$$X_L = wL = 2 Z_o \tan \left(\frac{w l}{\lambda f} \right) = w \frac{Z_o l}{\lambda f} \quad \left| \quad 1 < \lambda/8 \quad (6) \right.$$

$$B = wC = Y_o \text{sen} \left(\frac{w l}{\lambda f} \right) = w \frac{Y_o l}{\lambda f} \quad \left| \quad 1 < \lambda/8 \quad (7) \right.$$

As equações (6) e (7) mostram que elementos reativos concentrados podem ser realizados a partir de linhas de transmissão

$$L = \frac{Z_o l}{\lambda f} \quad \left| \quad 1 < \lambda/8 \quad (8) \right.$$

e

$$C = \frac{1}{Z_o \lambda f} \quad \left| \quad 1 < \lambda/8 \quad (9) \right.$$

As equações (8) e (9) revelam que se uma pequena linha de transmissão com alta impedância característica é selecionada e a linha é terminada em ambos os lados por linhas de baixa impedância, a capacitância na equação (9) tende a zero enquanto a equação 8 permanece válida. Sob estas condições o circuito equivalente "T", Fig.2, reduz-se a uma indutância série.

Similarmente quando uma pequena linha de transmissão de baixa impedância característica é terminada em seções de altas impedâncias, a equação 9 torna-se dominante e a seção de linha é equivalente a um capacitor em paralelo. Estes resultados são sintetizados na Fig. 3, que mostra que estas linhas colocadas em cascatas se comportam como um filtro passa-baixa.

EQUAÇÕES DE PROJETO

A seção transversal de um stripline suspenso é mostrada na figura 4. Os parâmetros estruturais da caixa, A e B, são determinados para impedir a propagação dos modos de menor ordem do guia de onda. Como vamos trabalhar com guias retangulares onde A é sempre maior que B, e por conseguinte o modo de menor ordem é o TE₁₀, concentra-se todos os cuidados em especificar corretamente A, através da equação 1, obrigando a frequência de corte ser superior a frequência de operação. Os parâmetros d e ϵ_r representam a espessura e a constante dielétrica do substrato escolhido.

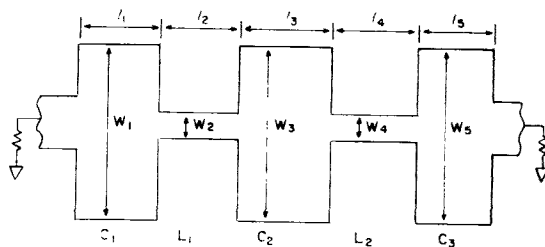
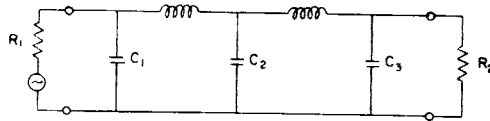
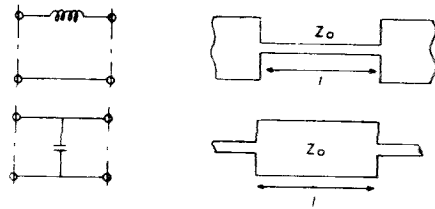


Fig. 3 - Filtro Passa Baixas em Parâmetros Distribuídos

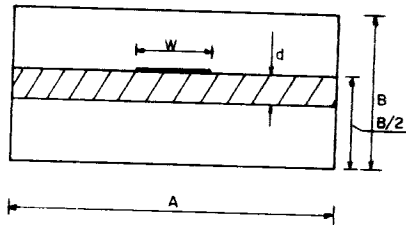


Fig. 4 - Seção Transversal do Stripline Suspenso

Yunyi, Kaijun e Yonghui [4], apresentam equações explícitas para o cálculo das larguras das fitas sob as seguintes condições

$$1 < \frac{A}{B} < 2.5$$

$$0.1 < \frac{d}{B} < 0.5$$

Para uma impedância característica especificada Z, a largura da fita W pode ser sintetizada usando a seguinte fórmula:

$$\frac{W}{B} = \left[K \exp\left(\frac{1.77245}{120} \frac{XZ}{Z}\right) + \text{Texp}\left(-1.77245 \frac{VZ}{120}\right) \right]^{-1} \quad (10)$$

onde K, X, T, e V tem diferentes valores correspondendo à diferentes constantes dielétricas do substrato.

1. Para $\epsilon_r = 2.2$

$$K = 0.0854 \left(\frac{A}{B}\right) + 0.2901 \left(\frac{d}{B}\right) + 0.2342$$

$$- \left(\frac{d}{2B}\right)^3 F\left(\frac{d}{B} - 0.4\right) \quad (11)$$

onde

$$F\left(\frac{d}{B} - 0.4\right) = \begin{cases} 1 & \text{para } \frac{d}{B} > 0.4 \\ 0 & \text{para } \frac{d}{B} < 0.4 \end{cases} \quad (12)$$

$$T = -1.20831 \ln\left(\frac{A}{B}\right) - 0.3796 \ln\left(\frac{d}{B}\right) + 0.1370$$

$$X = 1.446 \quad (13)$$

$$V = 2.010 \quad (14)$$

2. Para $\epsilon_r = 2.80$

$$K = [0.0968 \ln\left(\frac{A}{B}\right) + 0.6130] / [0.3980 \ln\left(\frac{A}{B}\right) + 1.0276] \quad (15)$$

$$T = 1.038 \left(\frac{d}{B}\right) - 0.754 \left(\frac{A}{B}\right) - 0.7380 \ln\left(\frac{d}{B}\right) - 0.4723 \quad (16)$$

$$X = 1.440 \quad (17)$$

$$V = 2.005 \quad (18)$$

3. Para $\epsilon_r = 3.80$

$$K = [0.1138 \ln\left(\frac{A}{B}\right) + 0.5775] / [0.4902 \ln\left(\frac{A}{B}\right) + 1.0238] \quad (19)$$

$$T = 1.6943 \ln\left(\frac{d}{B}\right) - 1.544 - \frac{(A/B - 1)}{3.5 d/B} \quad (20)$$

$$X = 1.685 \quad (21)$$

$$V = 2.792 \quad (22)$$

Para o cálculo do comprimento das fitas é necessário se conhecer o valor da constante dielétrica efetiva em um stripline suspenso.

Shu, Qi e Wang [5] fornecem uma expressão fechada para o cálculo da constante dielétrica efetiva.

$$\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}} = \left[1 + \left(E - F \ln \frac{W}{B} \right) \ln \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \right]^{-1} \quad (23)$$

$$\text{onde } E = 0.2077 + 1.2177 \frac{d}{B} - 0.08364 \frac{A}{B} \quad (24)$$

$$F = 0.3451 - 0.1031 \frac{d}{B} + 0.01742 \frac{A}{B} \quad (25)$$

para $0 < W < A/2$

e

$$E = 0.4640 + 0.9647 \frac{d}{B} - 0.2063 \frac{A}{B} \quad (26)$$

$$F = -0.1424 + 0.3017 \frac{d}{B} - 0.02411 \frac{A}{B} \quad (27)$$

para $\frac{A}{2} < W < A$

PROJETO DO FILTRO EM STRIPLINE SUSPENSO

Para projetar o Filtro em Stripline Suspenso, um programa foi desenvolvido.

A partir das características desejadas, das especificações do dielétrico e das dimensões da caixa, o programa calcula inicialmente a frequência de corte do modo quase -TE₁₀, o número de elementos e seus valores normalizados. A seguir fornece dos valores das constantes dielétricas efetivas correspondentes a cada linha. Finalmente as larguras e comprimentos das linhas são calculados.

As características do filtro que se deseja realizar são apresentadas a seguir.

```

*****
* ----- FILTRO PASSA-BAIXAS ----- *
* ----- * Stripline suspenso * ----- *
* (Tchebysceff) *
* ----- *
*****
* ----- DADOS DE ENTRADA ----- *
* FREQUENCIA DE CORTE *
* Fc(GHz) = 28.000 *
* ATENUACAO NA BANDA-PASSANTE *
* Lar(Db) = 0.200 *
* IMPEDANCIA CARACTERISTICA *
* Zo = 50.000 *
* CARACTERISTICAS DO SUBSTRATO *
* ER = 2.220 *
* H(mm) = 0.254 *
* ----- *
*****
* NUMERO DE ELEMENTOS *
* N = 9 *
* ----- *
* ATENUACAO NA BANDA DE REJEICAO *
* La(Db) = 10.000 *
* FREQUENCIA CORRESPONDENTE *
* Fa(GHz) = 30.000 *
* ----- *
*****
* DIMENSÕES INTERNA DA CAIXA *
* Largura ( mm ) *
* a = 4.780 *
* Altura ( mm ) *
* b = 3.000 *
* ----- *
* FREQUENCIA DE CORTE DO MODO TE10 *
* Fc(GHz) = 30.642 *
* ----- *
*****

```

```

*****
* ----- CARACTERÍSTICAS DA CAIXA ----- *
* Largura (mm) = 4.780 *
* Altura (mm) = 3.000 *
* W( 0 ) = 1.210 *
* Ef( 0 ) = 1.164 *
* ----- *
* W( 1 ) = 4.162 *
* Ef( 1 ) = 1.253 *
* ----- *
* W( 2 ) = 2.078 *
* Ef( 2 ) = 1.164 *
* ----- *
* W( 3 ) = 4.162 *
* Ef( 3 ) = 1.253 *
* ----- *
* W( 4 ) = 2.078 *
* Ef( 4 ) = 1.164 *
* ----- *
* W( 5 ) = 4.162 *
* Ef( 5 ) = 1.253 *
* ----- *
* W( 6 ) = 2.078 *
* Ef( 6 ) = 1.164 *
* ----- *
* W( 7 ) = 4.162 *
* Ef( 7 ) = 1.253 *
* ----- *
* W( 8 ) = 2.078 *
* Ef( 8 ) = 1.164 *
* ----- *
* W( 9 ) = 4.162 *
* Ef( 9 ) = 1.253 *
* ----- *
* W( 10 ) = 1.210 *
* Ef( 10 ) = 1.164 *
* ----- *
*****
* ----- COMERIMÉNTOS DA CAIXA ----- *
* (mm) *
* L( 0 ) = 0.900 *
* L( 1 ) = 0.900 *
* L( 2 ) = 1.472 *
* L( 3 ) = 1.420 *
* L( 4 ) = 1.177 *
* L( 5 ) = 1.460 *
* L( 6 ) = 1.122 *
* L( 7 ) = 1.420 *
* L( 8 ) = 1.072 *
* L( 9 ) = 0.882 *
* L( 10 ) = 0.900 *
* ----- *
*****

```

REALIZAÇÃO E MEDIDAS

O protótipo realizado é mostrado na Figura 5. A Figura 6 mostra as curvas de atenuação teórica e experimental. A Tabela 1 faz uma comparação entre resultados teóricos e os obtidos.

CONCLUSÃO

Verificou-se que o filtro apresenta uma frequência de corte inferior a prevista. Isto se deve aos comprimentos das linhas que assumem valores críticos de realização, como por exemplo 0.7 milímetros.

As perdas maiores que as teóricas são facilmente explicadas através das perdas intrínsecas do condutor e do dielétrico.

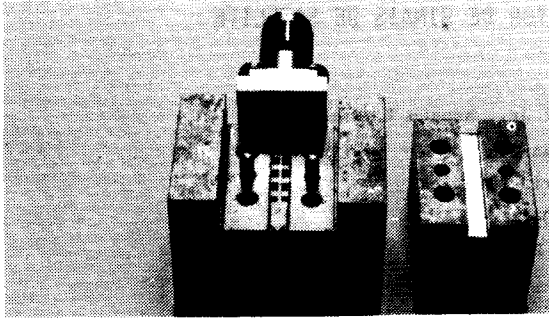


Fig. 5 - Filtro Passa-Baixas em Stripline Suspensa

REFERÊNCIAS

[1] M.V. Schneider, "Dielectric Loss in Integrated Microwave Circuits", Bell Syst. J., Vol. 48 pp. 511-516, June 1975.

[2] J.J. Smith, "The Even and Odd-Mode Capacitance Parameters for Coupled Lines on Suspended Substrate", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-30, pp. 293-294, March, 1971

[3] H. Abdalla Jr., "Projeto de Filtros Passa-Baixas em Microstrip", Relatório ENE/FINEP 001, UnB, Brasília, Abril/1990

[4] W. Yunyl, G.Kaijun, S.Yunghui, "Synthesis Equations for Shielded Suspended Substrate Microstrip Line and Broadside - Coupled Stripline", 1988, IEEE MTT-S Digest, pp. 2331-2333

[5] Y. Shu, X. QI, Ywang, "Analysis Equations for Shielded Suspended Substrate Microstrip Line and Broadside - Coupled Stripline", 1987 IEEE MTT - S. Digest pp. 693-696.

BIOGRAFIA

Humberto Abdalla Júnior nasceu em 29 de abril de 1950, na cidade de Recife, Brasil. Formou-se em Engenharia Elétrica em 1972 pela Universidade Federal de Pernambuco. Obteve o grau de Mestre em Engenharia Elétrica opção Telecomunicações na PUC/RJ no ano de 1976. Concluiu o Doutorado na Universidade de Limoges - França em 1982. Fez o Pós-Doutorado nos anos 1938/1989 no CNET - França. Atualmente vem desenvolvendo pesquisa em Ondas Milimétricas na Universidade de Brasília.

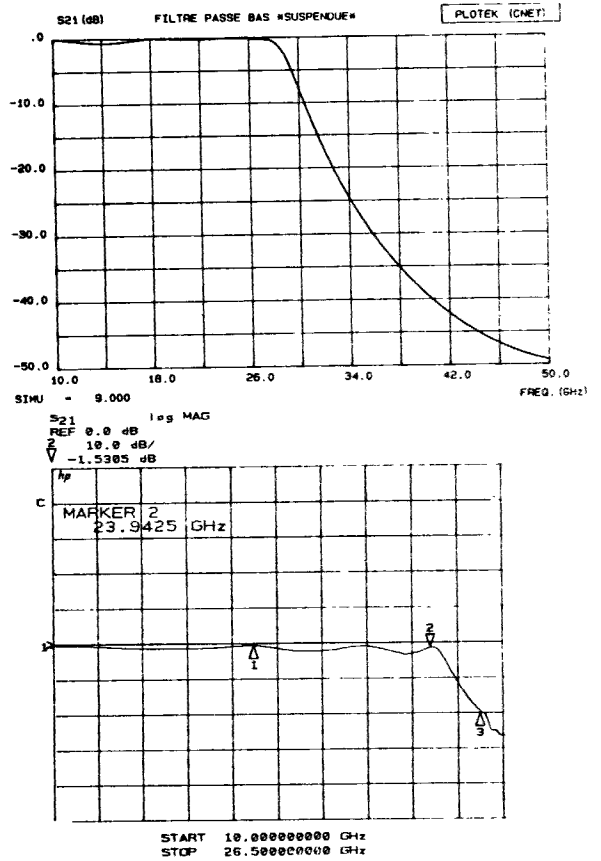


Fig. 7 - Curvas de Atenuação Teórica e Experimental

```
*****
*
*                                TABELA I
*
*****
* ----- FILTRO PASSA-BAIXAS -----
* ----- * Stripline suspenso * -----
*
*****
*
* CARACTERISTICAS          * TEORICA * MEDIDA *
* -----
* FREQUENCIA DE           *          *          *
* CORTE :Fc (GHz) =       *    26   *    24.17  *
* -----
* ATENUACAO NA BANDA      *          *          *
* PASSANTE :11 ar (dB)    *    20   *    1       *
* -----
* FREQUENCIA DE           *          *          *
* ATENUACAO = 10 dB      *    30   *    25.00  *
*****
```

IMPLEMENTAÇÃO DE UM MÓDULO RECEPTOR DE SINAIS DE SATELITE

Luís A. Bermúdez, Danilo B. Nacif Jr., Renato T. Hama

Universidade de Brasília
Departamento de Engenharia Elétrica
Caixa Postal 153041
70910 Brasília - DF
Brasil

RESUMO

Este trabalho apresenta resumidamente os desafios e problemas técnicos associados com a recepção de sinais de satélites. Para isto, foi desenvolvido um completo pacote de programas de computadores para o projeto e a implementação de um módulo receptor para estações terrenas de sinais de satélites na banda C.

Os resultados obtidos foram procedimentos simples para a especificação completa de um protótipo possível de ser utilizado em laboratórios de treinamento em microondas.

ABSTRACT

This paper summarizes the trends and technical issues associated with front end satellite receivers. For this we have developed a complete software package for the design and implementation of a receiving module for earth satellite stations in the C - band. The results obtained are very simple procedures for the Specification of a prototype, useful in microwave training laboratories.

INTRODUÇÃO

Este trabalho apresenta os resultados de projeto cujo objetivo foi o de desenvolver ferramentas computacionais adequadas para a implementação de um módulo receptor de sinais de satélites, sob a forma de protótipo, para a aplicação em bancadas de treinamento e didáticas para disciplinas na área de microondas, sem no entanto deixar de lado as preocupações e disponibilidades tecnológicas do país.

Embora a topologia do módulo desenvolvido não apresente novidade tecnológica maior, o mérito do projeto está em ter reunido de uma forma didática todo o aparato computacional necessário para a implementação do mesmo. Para isso, foram utilizados alguns programas de microcomputadores do tipo PC já de conhecimento público e outros tantos foram desenvolvidos para a síntese de certas partes do módulo,

já que não eram disponíveis na bibliografia.

O resultado, então foi a completa descrição analítica de um módulo de recepção de sinais de satélites conjuntamente com os programas para computadores do tipo PC necessários ao projeto das partes integrantes, bem como a especificação completa de um protótipo para implementação e posterior uso em laboratório de formação de pessoal na área de microondas, mais especificamente, na área de comunicações por satélite onde o Brasil tem investido muito nos últimos anos.

A ESTAÇÃO

Na Fig. 1 mostra-se o esquema básico do módulo receptor de sinais de satélite. A banda de frequência de recepção vai de 3,7 a 4,2 GHz, que corresponde a faixa espectral de recepção destinada ao satélite brasileiro BRASILSAT.

O receptor consiste basicamente de quatro estágios distintos: antena parabólica, amplificador de baixo ruído, conversor de frequência I e II. As Fig. 2 e 3 mostram a composição desses conversores. A divisão em dois conversores se deve ao aspecto didático do projeto: para que se pudesse obter amostras do sinal em cada um dos estágios.

Nota-se que os blocos básicos da estação são os amplificadores, os osciladores, os misturadores e os filtros.

A tecnologia para a confecção dos circuitos foi escolhida em função das disponibilidades tecnológicas. Em princípio, os circuitos são do tipo híbrido, ou seja, o que era possível foi integrado em caso contrário utilizaram-se componentes discretos. As microlinhas necessárias foram todas projetadas para substratos de Teflon de baixo custo.

AMPLIFICADORES

Para o projeto dos vários amplificadores necessários foi utilizado o programa Amplicad, [1], que faz a análise e síntese de amplificadores utilizando a teoria da matriz espalhamento [5]. Tal pro-

grama foi inteiramente desenvolvido na Universidade de Brasília.

A escolha dos transistores para os amplificadores recaiu no seguinte: para os amplificadores de estágios de baixo ruído escolheu-se transistores a Efeito de Campo e nos demais casos, transistores bipolares de baixo custo, disponíveis no mercado nacional.

Para a obtenção da matriz [S] e consequente circuito equivalente dos transistores, utilizou-se o programa Molitec, [2], que possibilita a obtenção dos elementos do circuito equivalente básico de um transistor a Efeito de Campo a partir da matriz espalhamento medida do transistor.

A análise final das estruturas amplificadas foi realizada utilizando-se os programas Puff, [3], e Almond, [4], programas esses de domínio público.

OSCILADORES

No módulo, necessita-se de dois osciladores: um de frequência fixa igual a 1,825 GHz e outro de frequência variável de 4,8 a 5,3 GHz. Para esse último, optou-se por um VCO, ou seja, um oscilador com frequência controlável a tensão.

Para o projeto dos osciladores, inicialmente utilizou-se o programa Oscila, [5], que permite o projeto baseado nos parâmetros [S] em nível de pequenos sinais. No entanto, como tais parâmetros não permitem assegurar um projeto confiável, partiu-se para a utilização do programa Preposc, [6], que permite a previsão de potência de saída dos osciladores, bem como permite a escolha de várias topologias para o oscilador em função do ponto de polarização dos transistores.

No caso do VCO, um método original de projeto foi desenvolvido para o caso de uso de varactores para controlar a frequência através da tensão de polarização do mesmo. Tal método foi implementado num programa de computador chamado VCO, que apresentou excelentes resultados.

MISTURADORES

Os misturadores necessários às etapas de conversão foram projetados efetuando-se o casamento das impedâncias das portas de entrada, saída e oscilador local. Para isto, tornou-se necessário o modelo do diodo a ser utilizado e a partir desse modelo foi desenvolvido em programa para calcular esse casamento. Tal programa se chamou Casamix.

Devido a necessidade de acoplamento entre os sinais de entrada (RF) e oscilador local (OL), elaborou-se um programa para o cálculo de acopladores direcionais em microlinhas acopladas de 1 e 3 se-

ções (Acopl1 e Acopl3).

Para a análise global do comportamento dos misturadores, utilizaram-se os programas disponíveis na bibliografia, ou seja, Diodemx, [7], e Vermin, [8].

FILTROS

A síntese dos filtros necessários em todas as etapas do módulo receptor foi feita através de um programa desenvolvido especificamente para esse fim. Tal programa se chamou Filtros e utiliza a aproximação de Chebyshev para a obtenção do protótipo e posterior configuração final do filtro.

Para a análise e por consequência, para confirmação da síntese, utilizou-se o programa Puff, [3].

Uma vez atendida as recomendações de projeto de características de amplitude e impedâncias, parte-se para a verificação das exigências de características de fase. Tal análise foi feita com o auxílio da planilha eletrônica Supercalc 3.2, [9], cujos resultados mostraram-se dentro do desejado.

CONCLUSÃO

Com este projeto, mostrou-se a viabilidade de implementação de um módulo receptor de sinais de satélite com poucos recursos e visando sua aplicabilidade didática.

Utilizaram-se somente recursos computacionais facilmente disponíveis e quando isto não foi possível procurou-se desenvolver a ferramenta computacional adequada.

Além disso, procurou-se sempre a solução mais econômica para a especificação final do protótipo.

BIBLIOGRAFIA

- [1] Carvalho, P.H.P.; Abdalla Jr., H.; Bermúdez, L.A.; "Présentation d'un Logiciel Simple de Synthèse d'Amplificateurs Microondes a l'Etat Solide"; 6emes. Journees Nationales Microondes, Montpellier, France, 21 a 23/6/1989; pp. 284-285
- [2] Carvalho, P.H.P.; Bermúdez, L.A.; "Modelamento de Transistores a Efeito de Campo para Pequenos Sinais"; X Jornadas en Ingenieria Electrica y Electronica, Quito Ecuador, Junho 1989, pp. 255-260.
- [3] Compton, R.C.; Williams, W.L.; Rutledge, D.B.; "Puff, an Interactive Microwave Computer Aided Design Program for Personal Computers"; 1989 IEEE MTT-S Digest, June, pp. 707-708.
- [4] Task, G.; "Almond - An Optimization and Design Program for High-Frequency Networks - 1983", E.E. Public Domain Library - Disk nº 1, New York.

- [5] Bermúdez, L.A.; "OSCILA: Programa para Projetos de Osciladores de Microondas Auxiliares por Microcomputador e Traçador Gráfico" 4º Congresso Brasileiro de Automática, Campinas - SP, Setembro/1982, pp. 538-542.
- [6] Hama, R.T.; Bermúdez, L.A.; "Método Quasi-Li - near para Projeto de Osciladores de Microondas"; 41ª Reunião Anual da SBPC, Julho 1989, Resumos, Sessão de Telecomunicações, Fortaleza - CE.
- [7] Maas, S.; "Microwave Mixers"; Artech-House, Dedham, MA, USA, 1986
- [8] Maas, S.; "Nonlinear Microwave Circuits"; Artech-House, Dedham, MA, USA, 1988
- [9] Supercalc 3.2 - Sorcim/1984.

Luís A. Bermúdez

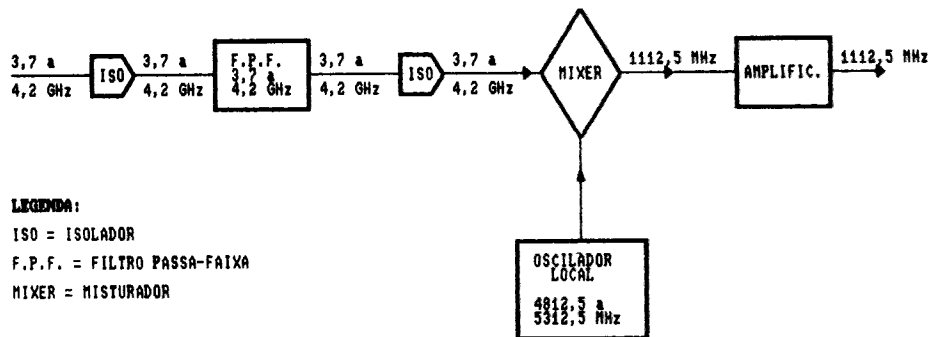
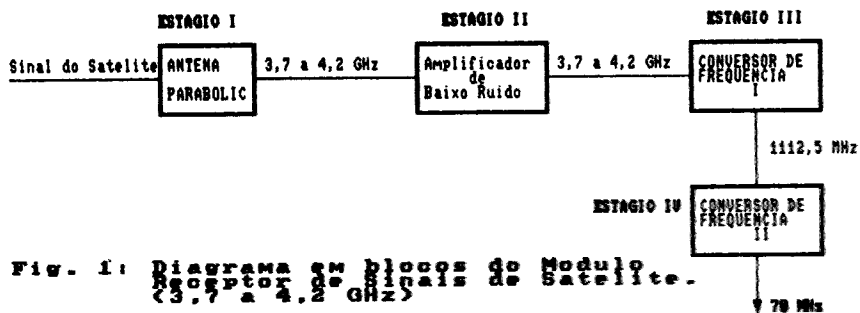
Nasceu em Uruguaiana, RS, Brasil, em Dezembro de 1953. Obteve o Bacharelado em Engenharia Eletrônica na Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, PUCRS, Brasil, em 1977. É Mestre em Ciências pela Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Brasil, em 1980, na área de Microondas. Obteve o título de Doutor em Eletrônica, especialidade de Comunicações Óticas e Microondas no Institut de Recherche en Communications Optiques et Microondes (IRCOM) da Universidade de Limoges, França, em 1987. Desde 1980 é Professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade de Brasília, Brasil. Suas áreas de pesquisa são os dispositivos ativos e passivos de microondas e na faixa milimétrica.

Danilo B. Nacif Júnior

Nasceu em S.A.de Pádua, RJ, Brasil, em Maio de 1965. Obteve o Bacharelado em Engenharia Elétrica na Universidade de Brasília em Maio de 1990. Atualmente é pós-graduando de Mestrado do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade de Brasília. Sua área de interesse é a modelagem de dispositivos de microondas empregando o método dos elementos finitos e circuitos de microondas em geral.

Renato T. Hama

Nasceu em SP, Brasil, obteve o Bacharelado em Engenharia Elétrica na Universidade de Brasília em Maio de 1990. Atualmente é estagiário de engenharia da Telebrasil S.A. Suas áreas de interesse são os osciladores de microondas e comunicações óticas.



LEGENDA:

ISO = ISOLADOR

F.P.F. = FILTRO PASSA-FAIXA

MIXER = MISTURADOR

Fig. 2: Diagrama em blocos do Conversor de Frequência I. Entrada: 3,7 a 4,2 GHz. Saída: 1,1125 GHz.

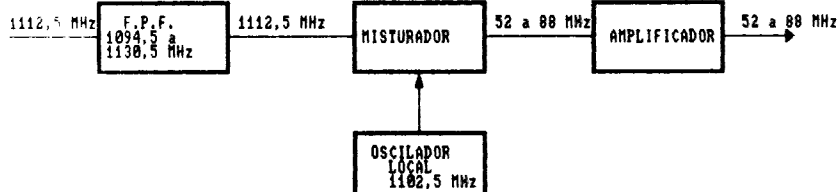


Fig. 3: Diagrama em blocos do Conversor de Frequência II. Entrada: 1,1125 GHz. Saída: 52 a 88 MHz.