

# Ka波段微带检波器设计

胡皓全, 宋伟

(电子科技大学电子工程学院 成都 610054)

**【摘要】**介绍了一种中心频率为35 GHz, 带宽为±2 GHz的混合集成检波器设计方法及测试结果。该检波器输入端口为标准矩形波导, 通过对极鳍线实现波导到微带的过渡, 采用高频电磁场仿真软件和微波电路CAD软件完成该检波器的设计。

**关键词** 毫米波检波器; 对极鳍线过渡; 滤波器; 阻抗匹配

中图分类号 TN763.1

文献标识码 A

## Design of Ka-Band Microstrip Detector

HU Hao-quan, SONG Wei

(School of Electronic Engineering, Univ. of Elec. Sci. & Tech. of China Chengdu 610054)

**Abstract** In this paper, design and experiment results for a hybrid integrated detector whose center frequency is 35 GHz with 4 GHz bandwidth are presented. The input port of the detector is the form of standard rectangular waveguide. The waveguide to microstrip transition is realized by antipodal finline. By using high frequency electromagnetic simulation and microwave circuit CAD software, the design of the detector is accomplished.

**Key words** millimeter-wave detector; antipodal finline transition; filter; impedance match

检波器是微波、毫米波技术中常规部件之一, 在微波毫米波信号检测、自动增益控制、功率探测、稳幅的应用中是关键部件, 被广泛应用于矢量网络分析仪、六端口网络、微波瞬时接收机、微波遥感探头等整机系统中。在毫米波频段由于信号功率非常有限, 对检波器的性能, 如灵敏度、驻波比等提出了更高的要求。利用低势垒肖特基二极管检波时无需外加偏置电压, 其灵敏度也非常高, 并且频率响应快、动态范围大、宽频带、机械性能好, 因而得到了广泛的应用。

### 1 检波器的电路设计

检波器的电路设计取决于许多参数之间的权衡考虑, 其中包括工作频率、带宽、灵敏度、动态范围和温度范围。本文介绍的检波器直接检测毫米波信号功率大小, 输出直流信号, 整个电路主要由波导到微带的过渡、输入阻抗匹配网络和低通滤波器等三部分组成, 整个电路制作在一块软基片上。

#### 1.1 波导到微带的过渡

波导到微带的过渡要求传输损耗低, 驻波小, 回波损耗小, 应有足够的频带宽度, 并且结构简单, 加工和安装容易。综合上述考虑, 矩形波导到微带的过渡采用对极鳍线来实现。鳍线渐变段选择余弦平方渐变曲线。对极鳍线到微带过渡较难进行等效电路分析, 而通过三维电磁场分析, 能得到理想的尺寸。为了更准确地得到过渡性能结果, 可把一对对极鳍线波导-微带过渡放于CST软件中进行仿真优化, 对称结构如图1所示。其中, 过渡总长以及谐振区内的金属块与鳍间的距离对过渡性能有较大影响。一般说来, 过渡的长度越长, 反射系数越小, 可在允许的反射系数下获得最短的过渡长度。在Ka频段, 可用于工程设计最短过渡长度大约为10 mm。而金属块与鳍间的距离大小对传输性能影响不大, 但对回波损耗有明显的影响<sup>[1]</sup>。

在CST中的仿真优化的结果如图2所示。由仿真结果可以看出在所需频段33~37 GHz范围内, 传输性能平坦, 插损小于0.3 dB, 回波损耗小于-10 dB。



图1 CST软件中仿真的对称结构

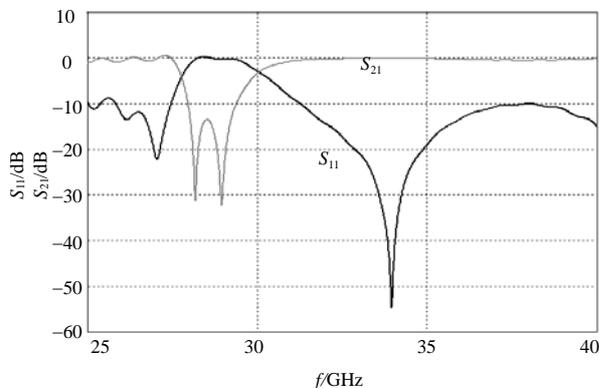


图2 背靠背对极鳍线过渡仿真结果

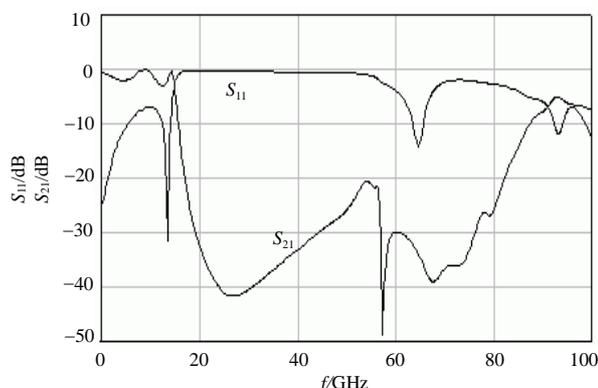


图3 滤波器仿真结果

### 1.2 低通滤波器的设计

毫米波信号通过检波管产生直流和谐波信号，由于要求输出为直流，所以需对基波和谐波进行抑制。这里的谐波只需考虑2次谐波即可，因为高于2次的谐波信号其幅度已非常小，相比直流信号完全可以忽略。本文采用高低阻抗低通滤波器形式，由于频段较高，在ADS中进行仿真设计时，应充分考虑寄生通带的问题，选择合适的高低阻抗结数，以保证适当的通带范围和阻带范围，最终选定高低阻抗线的节数为7节。

在ADS量法仿真的结果如图3所示。由仿真结果可以看出，在基波和2次谐波处的抑制都在30 dB以下，满足设计要求。

### 1.3 匹配网络的设计

输入匹配网络的好坏直接影响驻波的大小和检波灵敏度的高低，检波灵敏度的损耗  $\beta'_v = \beta_v(1 - |\Gamma|^2)$ ，其中  $\Gamma$  为输入反射系数； $\beta_v$  为未失配时的电压灵敏度； $\beta'_v$  为失配后的电压灵敏度。当检波器3:1的失配 ( $|\Gamma|=0.5$ )使电压灵敏度降低25%。显然，在确定检波灵敏度时，失配损耗是一个主要项。

本文采用双枝节终端开路线匹配网络实现33~37 GHz的输入阻抗匹配。在ADS中仿真优化，使输入驻波小于1.5，其仿真结果如图4所示。

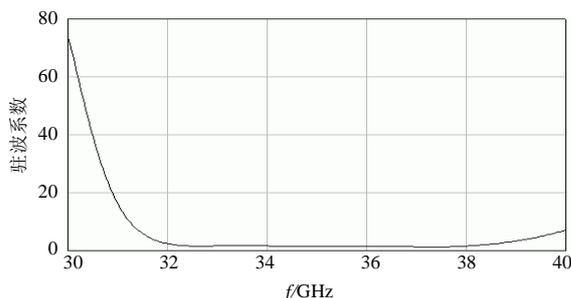


图4 输入驻波系数

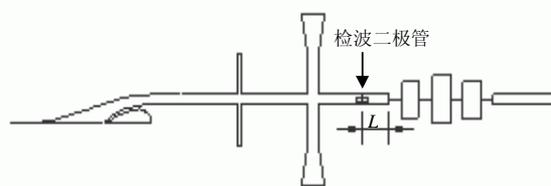


图5 检波器整体电路形式

## 2 检波器的实现及实测结果

在ADS中对检波器进行系统仿真时，先接50 Ω阻抗的信号源，后接阻抗匹配网络、检波二极管、低通滤波器，最后接1 MΩ的实阻抗<sup>[2]</sup>，其整体电路形式如图5所示。

任何非线性器件均可用作检波二极管, 基于本设计的电路集成形式, 采用零偏置梁式引线肖特基低势垒二极管, 选管时应同时兼顾频率和灵敏度的要求。在频率方面, 要求选择的管子截止频率至少应高于工作频率的10倍, 而在灵敏度方面, 为了达到高灵敏度, 要求所选管子的结阻抗比二极管串联电阻高, 二极管结电容尽可能低。基于上述原则和设计要求, 最后选定了Agilent公司生产的HSC9161零偏置梁式引线检波二极管。

根据所选管子的尺寸, 在枝节匹配网络和50  $\Omega$  微带线之间留有0.1 mm缝隙用于粘贴检波二极管, 根据负向检波的要求, 对管子采用反向安装。

在对整个电路进行系统仿真时, 检波管的相对位置, 即在图5中, 检波管与高低阻抗滤波器第1节高阻线之间的50  $\Omega$  微带线的长度 $L$ 对检波灵敏度的影响非常大。在ADS仿真中将 $L$ 设为参量进行扫描, 分别进行扫频(源功率为: -20 dBm)和扫源(频率为: 35 GHz), 得到灵敏度随 $L$ 变化而变化的一组曲线, 如图6、7所示。

本文对 $L$ 的扫描范围在一个波长(8 mm)范围内, 步进为1 mm, 经过反复扫描, 最终当 $L$ 取2.05 mm时, 电压灵敏度不仅高而且也较为平坦, 其最终仿真曲线如图8、9所示。

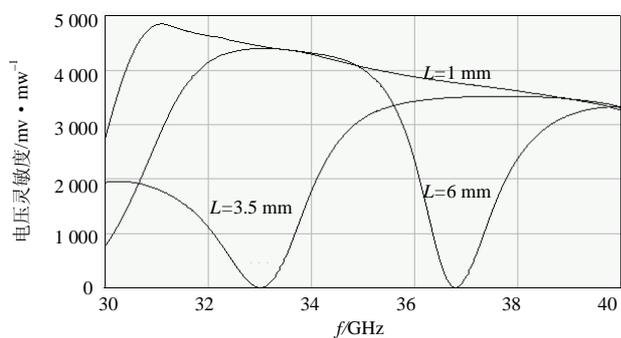


图6 电压灵敏度随 $L$ 变化的一组曲线(扫频)

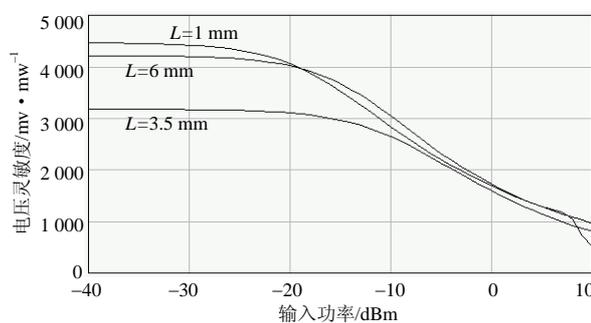


图7 电压灵敏度随 $L$ 变化的一组曲线(扫源)

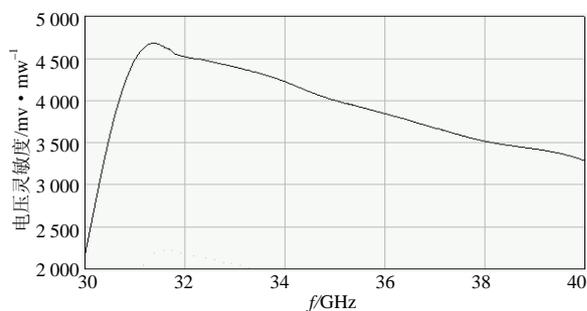


图8 电压灵敏度随输入信号频率变化曲线

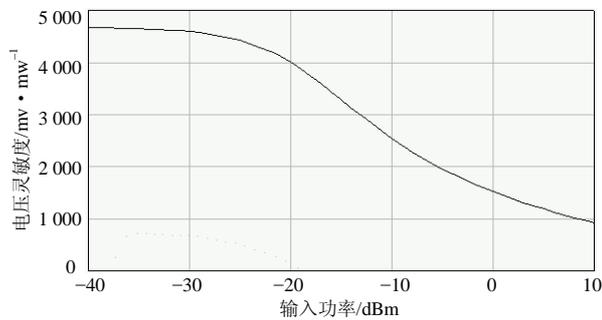


图9 电压灵敏度随输入信号功率变化曲线

线

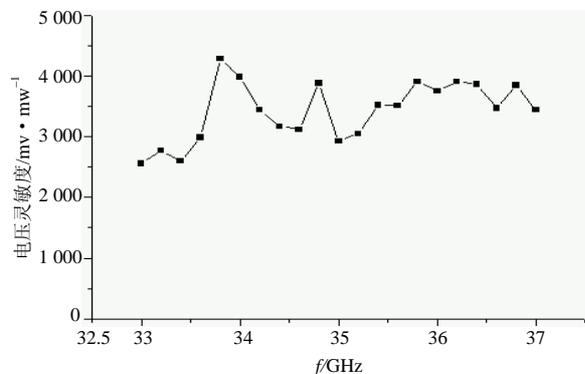


图10 电压灵敏度频响实测曲线

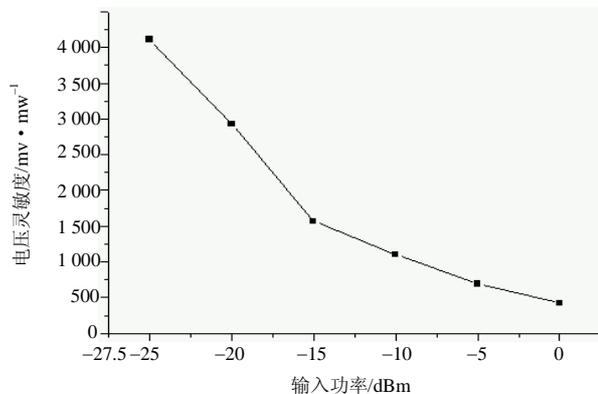


图11 电压灵敏度随输入信号功率变化实测曲线

在本设计中采用的是Agilent公司生产的HSC9-9161零偏置梁式引线检波二极管,整个电路制作在Duriod5880软基片上,其电压灵敏度的实测曲线如图10、11所示。加工后的实物外形如图12所示。

### 3 结 论

通过仿真和实测结果的比较,可以得知整个CAD设计思路是正确的,而且仿真也是较精确的,仿真和实测的偏差主要是由于二极管的参数在建模时的不准确和二极管焊接时引入无法估计的寄生参量,还有就是电路加工的误差。本文利用CST、ADS等EDA软件设计的毫米波检波器,频率覆盖33~37 GHz,灵敏度高,频率响应较平坦,结构简单易加工,具有一定实用价值。

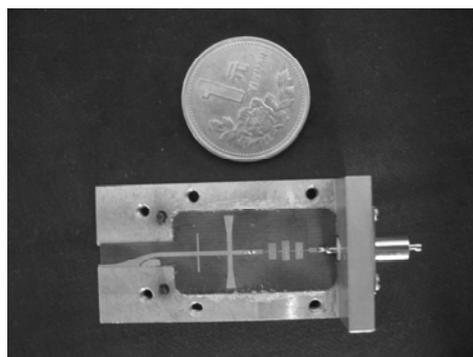


图12 检波器实物图

### 参 考 文 献

- [1] 喻梦霞, 徐 军, 薛良金. 毫米波微带波导过渡设计[J]. 红外与毫米波学报, 2003, 22(6): 473-476.
- [2] 邓建华, 甘体国, 喻志远. 高性能K波段宽频带检波器[J]. 电视技术, 2003, 2: 105-108.

编 辑 孙晓丹

(上接第297页)

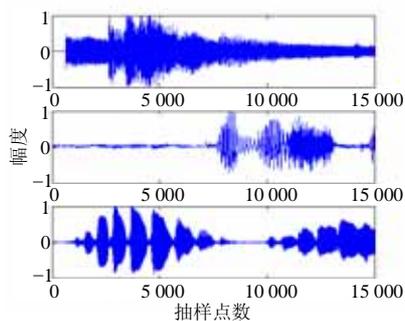


图3 采用式(7)分离后的信号

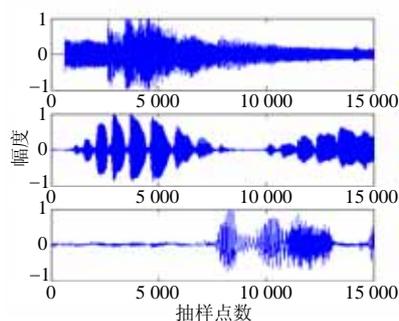


图4 采用式(11)分离后的信号

### 4 结 论

本文提出了一种基于二阶统计量作为代价函数的盲信源分离方法,该方法大大降低了分离信号之间的互相关性,分离效果较好。不过该方法仍存在局部最小值问题,而采用遗传算法可以通过变异跳出局部最小化,且通过实数编码的方法既可提高遗传算法的精确度,增强算法的鲁棒性,实验仿真也证明了该方法的实用性。

### 参 考 文 献

- [1] Lo T, Leung H, Litva J. Separation of a mixture of chaotic signals[C]// In Proc. 1996 IEEE Int. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing, Atlanta, 1996.
- [2] Wu H C, Principe J C A unifying criterion for blind source separation and decorrelation[A]. Simultaneous diagonalization of correlation matrices[C]// In Proc. of NNSP97, Amelia Island, FL, 1997: 496-505.
- [3] Douglas S, Cichocki A. Convergence analysis of local algorithms for blind decorrelation[R]. Technical report, 1996.
- [4] Hsiao-Chun WU. Blind source separation using information measures in the time and frequency domains[D]. Florida: University of Florida, 1999.
- [5] Matsuoka K, Ohya M, Kawamoto M. A neural net for blind separation of nonstationary signals[J]. Neural Networks, 1995, 8(3): 411-419.
- [6] Chan d, Rayner P, Godsill S J. Multi-channel signal separation[C]// In Proc. 1996 IEEE Int. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing, Atlanta, U. S. A., 1996: 649-652.

编 辑 熊思亮