

一种平面结构的 V 波段上变频器*

恽小华^{1,2)} 刘永坦¹⁾ 孙琳琳²⁾

¹⁾ 哈尔滨工业大学航天学院, 黑龙江, 哈尔滨, 150001;

²⁾ 南京理工大学微波工程研究中心, 江苏, 南京, 210094)

摘要 介绍了平面结构的 V 波段变频器. 该变频器采用平衡变频结构, 变频电路主体为平面结构, 同时采用了 E 面探针结构的波导微带转换作为射频信号输出. 文中给出了该上变频器的电路软件仿真结果和实测结果以及 E 面探针波导微带转换的仿真和测试结果. 最后给出了该上变频器的实物结构.

关键词 V 波段, 上变频, 变频损耗, E 面探针.

A PLANAR STRUCTURE V-BAND UP-CONVERTER*

YUN Xiao-Hua^{1,2)} LIU Yong-Tan¹⁾ SUN Lin-Lin²⁾

¹⁾ School of Astronautics, Harbin Institute of Technology, Heilongjiang, Harbin 150001, China;

²⁾ Research Center of Microwave Engineering, Nanjing University of Science & Technology, Jiangsu, Nanjing 210094, China)

Abstract A planar structure V-band up-converter has been presented. The converter utilizes the balanced structure, the main structure of the converter is planar. An E-plane transition from waveguide to micro-strip is also designed for the output of the RF signal. The paper presents the simulated and the measured result of the up-converter as well as the E-plane transition. Finally it presents the outline of the up-converter.

Key words V band, up-converter, conversion loss, E-plane transition.

引言

在通信尤其是保密通信领域, V 波段有着重要应用, 而现有 V 波段通信一般都采用上变频体制, 而上变频器在这其中起着关键作用. 国内外对上变频器件的研制一般分为两大类, 一为传统的立体 Crossbar 结构, 混频管对为立体结构, 串联垂直旋转在波导混频腔中, 通过上下螺钉固定, 中频通过一扰动杆馈入到混频管对中央, 本振反向加在混频管对上, 该类电路结构调试与加工不便; 另一类是随着微波工艺发展而出现的 MMIC 电路, 该类型电路在 V 波段应用由于技术与成本原因还不是很广泛. 本方案设计的上变频器借鉴了传统的 Crossbar 混频器思路, 改变传统的立体混频部分为平面电路, 采用平面封装肖特基势垒二极管, 本振和信号输入输出采用标准波导结构, 变频电路为平面结构.

1 变频电路设计

变频部分原理同传统 crossbar 变频器, 电路原理结构如图 1 所示:

设 $U_L = U_L \cos(\omega_L t)$ 为本振电压, $U_i = U_i \cos(\omega_i t)$ 为中频信号电压

由于两二极管反向, 本振电压通过反向耦合网络后均分在二极管上. 中频信号电压反相加在混频管上. D_1 和 D_2 上的本振电压为

$$U_{d1} = \frac{U_L}{\sqrt{2}} \cos(\omega_L t), \quad U_{d2} = \frac{U_L}{\sqrt{2}} \cos(\omega_L t). \quad (1)$$

D_1 和 D_2 上的中频电压为

$$U_{d1} = \frac{U_i}{\sqrt{2}} \cos(\omega_i t), \quad U_{d2} = \frac{-U_i}{\sqrt{2}} \cos(\omega_i t). \quad (2)$$

两管在上述电压下所产生的边带波为(忽略高次和差模):

$$U_{d1} = U_{d1m} [\cos(\omega_L + \omega_i)t + \cos(\omega_L - \omega_i)t], \quad (3)$$

* 国家教委跨世纪人才基金(批准号 96)资助项目
稿件收到日期 2002 - 10 - 23, 修改稿收到日期 2003 - 01 - 07

* The project supported by the Cross-Century Talent Foundation of National Education Commission(No. 96)
Received 2002 - 10 - 23, revised 2003 - 01 - 07

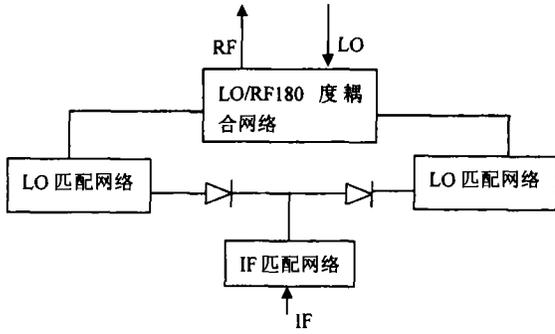


图1 变频器原理图

Fig. 1 The block diagram of the converter

$$U_{d2} = -U_{d2m} [\cos(\omega_i + \omega_i)t + \cos(\omega_i - \omega_i)t]. \quad (4)$$

端口 2 上的总边带电压为

$$U_2 = \frac{U_{d1m}}{\sqrt{2}} [\cos(\omega_i + \omega_i)t + \cos(\omega_i - \omega_i)t] - \frac{U_{d2m}}{\sqrt{2}} [\cos(\omega_i + \omega_i - \pi)t + \cos(\omega_i - \omega_i - \pi)t]. \quad (5)$$

当 $U_{d1m} \rightarrow U_{d2m}$ 时, 端口 2 上的电压为

$$U_2 \cong 2 \frac{U_{d1m}}{\sqrt{2}} [\cos(\omega_i + \omega_i)t + \cos(\omega_i - \omega_i)t]. \quad (6)$$

端口 1 上的合成电压近似为 0, 本振和射频输出端口由于互相垂直而隔离。

本方案中的变频电路设计采用的介质板为 Rogers duroid 5880, 介电常数为 2.22, 介质厚度为 0.127mm, 选用的混频管为 Alpha 的 DMK2790-000, 该混频管为单管 flip chip 封装, 便于平面焊接, 可在 20G ~ 100GHz 频段工作, 为了形成平衡结构, 所以

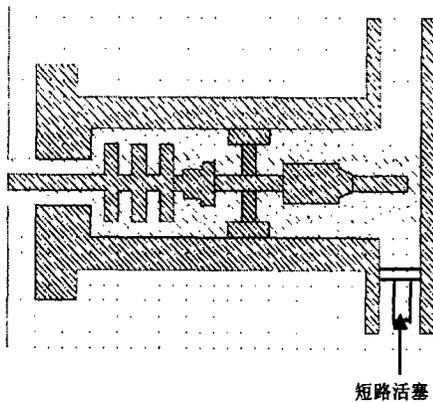


图2 电路图, 左侧为中频输入, 本振垂直输入, 右端为信号输出

Fig. 2 Actual circuit, the left port is the IF port, the right port is the RF port, LO port is perpendicular to the paper

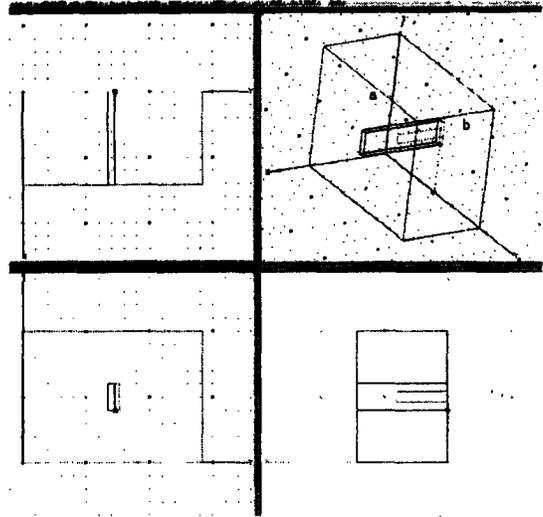


图3 E面探针示意图中 a 和 b 为波导宽窄壁
Fig. 3 The sketch map of the E Plane transition, a is the wide side of the WR, b is the narrow side of the WR

采用 2 只管子, 如图 2 所示, 中频信号经低通滤波后从两管级联的中央馈入, 下图最右端为 RF 输出, 先采用了微带 E 面探针到波导转换, 然后输出, 短路活塞用于调谐. 本振信号通过波导到微带转换后由电桥馈到管对中央, 电路结构见图 2。

2 波导-微带转换电路的设计与测试

由于 V 波段的特性, 直接采用同轴接头实现射频的输出插损较大, 而该频段的同轴接头对制造工艺要求很高, 所以在本方案中专门设计了波导到微带线的 E 面探针转换, 该结构形式简单, 便于加工和安装. 经过在 Ansoft HFSS 上仿真和实测对比, 证明该结构可以用于本方案设计. 波导采用标准 WR-15 波导, 该结构示意图如图 3. 计算所得的结果与测试结果对比如图 4 所示。

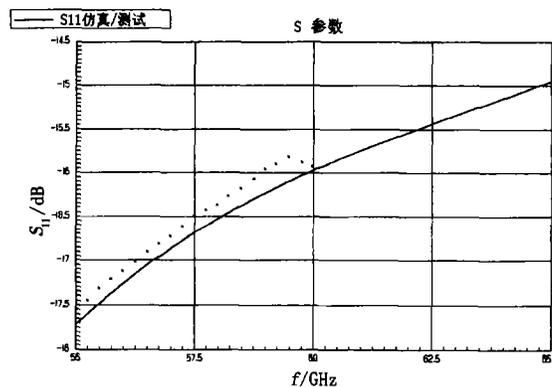


图4 波导口计算与测试 S_{11} , “x” 为测试结果

Fig. 4 calculated and measured S_{11} of the E plane transition “x” is the measured data

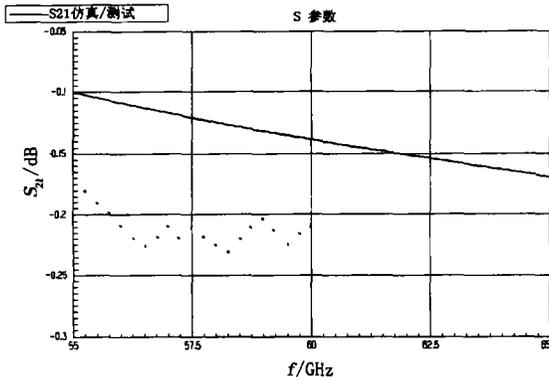


图 5 波导到微带线 S_{21} 计算与测试结果,“x”为测试结果

Fig. 5 Calculated and measured S_{21} of the E plane transition “x” is the measured data

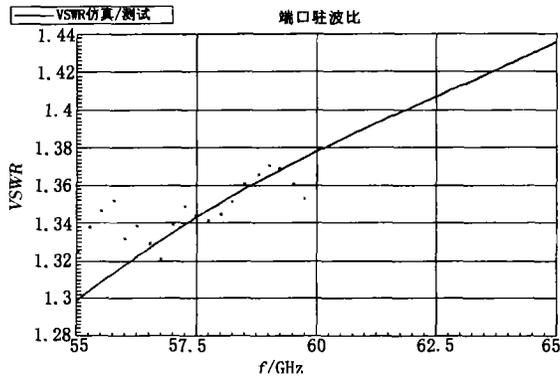


图 6 波导到微带线波导口驻波比计算与测试结果,“x”为测试结果

Fig. 6 Calculated and measured $VSWR$ of the input of the E plane transition, “x” is the measured data

3 变频器仿真与测试

仿真时,中频从 3.5G~4.5GHz 扫频.当中频功率为 14dBm,频率为 4GHz,本振 56GHz,功率为 14dBm 的优化仿真结果如图 7 所示.

当中频输入功率从 -10~14dBm 扫动时,计算得中频变频损耗如图 8 所示.

由上图可见,变频损耗随着中频功率的增加而增加,但是当中频功率为 14dBm 时,即等于本振信号功率时输出信号的功率最大,计算值为

表 1 测试结果

Table 1 measured result

名称	说明	频率	功率
本振信号		56GHz	14dBm
中频信号		4GHz	14dBm
输出信号	不加滤波器	52/60GHz	2.1/5.3dBm
	加上边带带通滤波器(插损 1.8dB)	60GHz	3.5dBm

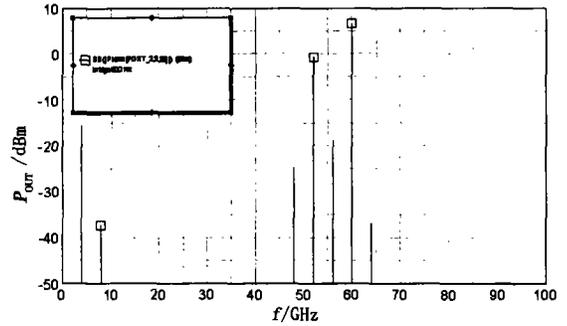


图 7 RF 输出仿真结果.左边带为镜像频率,右边带为信号

Fig. 7 Calculated RF output, The left is the image output, The right is the signal output

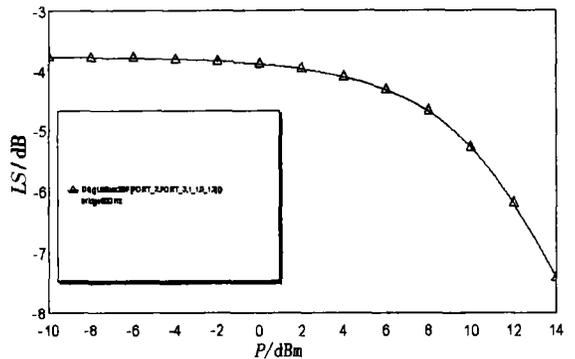


图 8 中频变频损耗

Fig. 8 IF conversion loss

6.58dBm.工程应用中根据需要在信号输出口外加一带通滤波器即可取出所需的边带.测试结果如表 1 所示.

实际测试与仿真结果略有误差,分析原因可能有加工误差,软件仿真电路没有加入波导到微带转换损耗,在本设计中,由于电路工作于 V 波段,对加工误差精度要求很高,要求加工容差在 0.02mm,所以测试与仿真出现误差的原因主要在于加工误差精度.综合考虑波导转换的插损,电路的损耗以及加工精度带来的误差,所得的测试结果是与理论相符的,是正确的.此外,本设计特别针对镜像抑制进行了优化设计,由实际结果看,取得了一定效果.该上变频器实际外形如图 9 所示.

4 结论

本文介绍了一种新型的平面结构上变频器,变频损耗的理论值与实测值吻合较好,输出射频功率较大,且本振转换效率高达 13.5%.与传统 Crossbar 上变频器相比,便于加工,制作简便,可靠性好,具有更高使用价值.

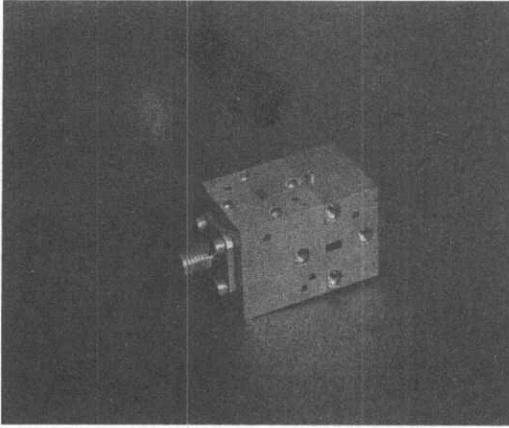


图9 上变频器外形

Fig.9 Outline of the up-converter

REFERENCES

- [1] XU Rui-Min, XIAO Shao-Qiu, YAN Bo, *et al.* Millimeter-wave three-port transistor drain mixer. *J. Infrared Millimeter Waves* (徐锐敏,肖绍球,延波,等. 毫米波三端器件漏极混频器的研究. 红外与毫米波学报), 2001, **20**(2): 120—122
- [2] HO T Q, YI-CHI. Spectral-domain analysis of e-plane waveguide to microstrip transitions. *IEEE Trans on MTT*. 1989, **37**(2): 388—392
- [3] Ansoft. *Ansoft serenade 8.5 user's guide 1999*. USA: Ansoft Corp, 1999
- [4] XUE Liang-Jin. *Foundation of The Millimeter Project*. Beijing: National Defense Industry Publishing House (薛良金. 毫米波工程基础. 北京:国防工业出版社), 1998
- [5] Thiel W, Menzel W. Full-wave design and optimization of mm-wave diode-based circuits in finline technique. *IEEE Trans on MTT*, 1999, **47**(12): 2460—2466
- [6] Pang-chen Hsu. A wide-band uniplanar mixer. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 1999, **1**: 214—217
- [7] Chente Chao. Ka-Band Monolithic GaAs Balanced Mixers. *IEEE Trans on MTT*, 1983, **31**(1): 11—15