

# 一种有源双平衡微波混频电路的设计与分析

黄学宇, 向永波, 童创明, 李兴成

(空军工程大学防空反导学院,陕西西安,710051)

**摘要** 采用系统分析的方法,从微波混频器基本原理入手,分析了本振反相型平衡混频器性能参数;在此基础上,采用芯片 LT5522 设计了一种有源双平衡微波混频器;对该接收机实物电路进行测试分析。设计的混频器在输入端添加了镜像抑制滤波器,在前级添加了低噪声放大器,因而使整个下变频电路具有良好的噪声系数,链路噪声系数小于 1.2 dB,结果满足要求。

**关键词** 微波混频器;有源双平衡;噪声系数

**DOI** 10.3969/j.issn.1009-3516.2014.05.017

**中图分类号** TN015 **文献标志码** A **文章编号** 1009-3516(2014)05-0076-04

## A Design and Analysis of An Active Double Balance Microwave Mixer

HUANG Xue-yu, XIANG Yong-bo, TONG Chuang-ming, LI Xing-cheng

(Air and Missile Defense College, AFEU, Xi'an 710051, China)

**Abstract:** The performance of local oscillator anti-phase balance mixer is analyzed by using the system analysis method. Then, a double balance mixer is designed by adopting the LT5522 chip. Finally, the practicality circuits of a receiver are tested and analyzed. A mirror frequency suppression filter is configured at the input end of the mixer, and a low noise amplifier is configured at the input port. By doing so, the whole down-mixer circuits observe a better noise factor, and this noise factor is less than 1.2 dB of the whole circuits to satisfy the needs.

**Key words:** microwave mixer; active double balanceable; noise factor

微波混频器是微波收发系统的核心器件,完成射频和中频信号的转换,其基本电路包括单端混频器、平衡混频器、双平衡混频器、单边带调制器、谐波混频器等<sup>[1]</sup>。单端混频器电路结构简单,成本低,但噪声系数较大,动态范围相对较小;平衡混频器的信号和本振功率都能平分加到 2 只混频管上,信号、本振能得以充分利用,噪声系数相对较低,同时其动态范围相比单端混频器增加了一倍;双平衡混频器是

对平衡混频器性能的进一步提高,采用 4 只混频管组成环形电桥形式,输出信号本振的偶次谐波均被抵消,只剩下奇次分量,其信号和本振隔离度高、输出频谱寄生干扰频率分量少、动态范围大、频带宽;单边带调制器抵消了载波,只有调制波形的一个边带从电路输出,节省了带宽并避免了能量浪费;谐波混频器一般用于毫米波混频器,以节省本振成本并降低相位噪声,但谐波混频器的混频效率通常很低,

**收稿日期:**2014-04-09

**作者简介:**黄学宇(1980—),男,湖南长沙人,讲师,硕士,主要从事电磁场与微波技术研究.E-mail:hxy150481@126.com

**引用格式:**黄学宇,向永波,童创明,等.一种有源双平衡微波混频电路的设计与分析[J].空军工程大学学报:自然科学版,2014,15(5):76-79. HUANG Xueyu, XIANG Yongbo, TONG Chuangming, et al. A design and analysis of an active double balance microwave mixer[J]. Journal of air force engineering university: natural science edition, 2014, 15(5): 76-79.

Ka 波段二次平衡式无源谐波混频器的变频损耗在 10 dB 左右<sup>[2]</sup>。目前微波混频器主要采用肖特基势垒二极管作为非线性器件,因为它虽然有较大的变频损耗,但是噪声小、频带宽、应用频率高、结构简单、工作稳定;另外,随着 FET 器件性能的提高,FET 做混频器件使用频率得以提高,与二极管混频器相比,其噪声系数相对较大,应用频率不高,但其混频增益高,所需本振功率小,双栅结构的 MES FET 器件还具有本振-信号端口隔离度高的优点。

本文从系统指标分析出发,采用有源双平衡混频芯片 LT5522 制作混频电路。

### 1 混频器的工作原理与分析

2 个不同频率的高频电压作用于非线性器件时,经非线性变换,其电流中包含:直流分量、基波、谐波、和频、差频分量等。其中混频所需要的中频成分即为差频分量,通过一种中频带通滤波器,选取并提取出差频分量,这个过程即完成了混频<sup>[3]</sup>。混频器通常是一种非线性电阻频率变换器件,当信号和本振同时通过这一非线性电阻时,其输出分量将包含信号频率和本振频率和各次和、差频率。见图 1,在二极管上加上大功率本振信号和直流偏置,由于二极管的伏安特性近似为指数函数<sup>[4]</sup>,可表示为:

$$u(t) = E_0 + U_L \cos \omega_L t \quad (1)$$

$$i = f(u) \approx I_{sa} e^{\alpha u} = I_{sa} e^{\alpha(E_0 + U_L \cos \omega_L t)} \quad (2)$$

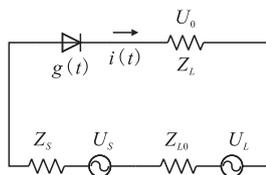


图 1 二极管混频器原理图

Fig.1 Schematic diagram of diode mixer

流过二极管大信号电流是本振功率  $\omega_L$  的周期函数,用傅立叶级数可表示为:

$$i = I_0 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos(n\omega_L t) \quad (3)$$

式中:直流分量  $I_0 = I_{sa} e^{\alpha E_0} J_0(\alpha U_L)$ ,  $n$  次谐波分量电流振幅  $I_n = I_{sa} e^{\alpha E_0} J_n(\alpha U_L)$ ;本振基波电流振幅  $I_{L1} = 2I_1 = I_{sa} e^{\alpha E_0} J_1(\alpha U_L)$ 。

分别在二极管混频器上添加本振电压和信号电压,设本振信号电压和信号电压分别为:

$$u_L(t) = U_L \cos \omega_L t \quad (4)$$

$$u_S(t) = U_S \cos \omega_S t \quad (5)$$

由于本振信号远大于信号电压,可认为二极管的工作点随本振电压发生变化,认为接收信号是一

个微弱的电压增量,此时可将回路电流的各个工作点展开为泰勒极数,暂不考虑负载和内阻影响,则二极管的瞬时电流为:

$$i = f(u) = f(E_0 + U_L \cos \omega_L t + U_S \cos \omega_S t) = f(E_0 + U_L \cos \omega_L t) + f'(E_0 + U_L \cos \omega_L t)U_S \cos \omega_S t + f''(E_0 + U_L \cos \omega_L t)U_S^2 \cos^2 \omega_S t + \dots \quad (6)$$

式中:第 1 项为本振激励下流过二极管的大电流信号,包含直流分量、本振基波分量及其谐波分量,其它各项为二极管中的小信号成分,当  $U_S$  很小时,小信号分量仅取第 2 项,则得:

$$i_h(t) = f'(E_0 + U_L \cos \omega_L t)U_S \cos \omega_S t = (g_0 + 2g_1 \cos \omega_L t + 2g_2 \cos 2\omega_L t + \dots)U_S \cos \omega_S t = g_0 U_S \cos \omega_S t + \sum_{n=1}^{\infty} g_n U_S \cos(n\omega_L \pm \omega_S t) \quad (7)$$

混频器的主要性能参数包括变频损耗、噪声系数和端口隔离度及 1 dB 压缩点、三阶交截点、带宽、供电电压和电流等相关参数。

### 2 本振反相型平衡混频器设计与分析

平衡混频器按加至 2 只混频管上的信号和本振电压的关系可分为本振反相型平衡混频器和 90°移相型平衡混频器,它们都能消除本振调幅噪声,也能抑制由混频产生的部分组合频率干扰。不妨以本振反相型平衡混频器<sup>[4]</sup>为例,其等效电路见图 2。

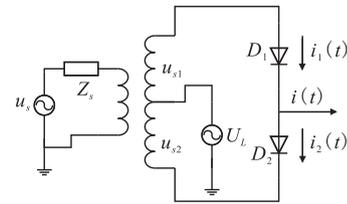


图 2 本振反相型平衡混频器等效电路

Fig.2 Equivalent circuit of balanced mixer with phase reversed local oscillator

设加到图中 2 个二极管上的信号电压为:

$$u_{s1} = u_{s2} = U_S \cos \omega_S t \quad (8)$$

本振电压反等幅反相加到 2 混频管上,设为:

$$\begin{cases} u_{L1} = U_L \cos \omega_L t \\ u_{L2} = -U_L \cos \omega_L t \end{cases} \quad (9)$$

在本振电压的激励下,2 只二极管产生的时变电导分别为:

$$\begin{cases} g_1(t) = g_0 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} g_n \cos n\omega_L t \\ g_2(t) = g_0 - 2 \sum_{n=1}^{\infty} g_n \cos n\omega_L t \end{cases} \quad (10)$$

通过 2 只二极管上的电流分别为:

$$\begin{cases} i_1(t) = u_{s1}g_1(t) = U_S \cos \omega_s t \left( g_0 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} g_n \cos n \omega_L t \right) \\ i_2(t) = u_{s2}g_2(t) = U_S \cos \omega_s t \left( g_0 - 2 \sum_{n=1}^{\infty} g_n \cos n \omega_L t \right) \end{cases} \quad (11)$$

设  $\omega_s > \omega_L$ ,  $\omega_0 = \omega_s - \omega_L$ , 则由上式可得 2 只管中产生的中频电流分别为:

$$\begin{cases} i_{01}(t) = g_1 U_S \cos(\omega_s t - \omega_L t) = g_1 U_S \cos \omega_0 t \\ i_{02}(t) = g_1 U_S \cos[\omega_s t - (\omega_L t - \pi)] = -g_1 U_S \cos \omega_0 t \end{cases} \quad (12)$$

负载上得到的中频电流为:

$$i_0(t) = i_{01}(t) - i_{02}(t) = 2g_1 U_S \cos \omega_0 t \quad (13)$$

说明信号和本振功率都平分到 2 只二极管上, 得以充分利用, 同时由于采用了 2 只混频管, 输入信号的动态范围增加了 3 dB。考虑时变电导的  $n$  次谐波分量与信号电压的乘积:

$$\begin{cases} i'_1(t) = g_n U_S \cos(n\omega_L - \omega_s)t \\ i'_2(t) = g_n U_S \cos[(n\omega_L - \omega_s)t - n\pi] \end{cases} \quad (14)$$

当  $n$  为偶数时, 2 路输出相互抵消,  $n$  为奇数时, 2 路输出相互叠加, 抑制了一半组合频率分量。

考察式(11)的  $n$  次本振谐波与信号电压的乘积, 分别为:

$$\begin{cases} i'_{01}(t) = g_1 U_S \cos(n\omega_L \pm \omega_s)t \\ i'_{02}(t) = g_1 U_S \cos[(n\omega_L t \pm \omega_s t) - n\pi] \end{cases} \quad (15)$$

假设本振会引入调幅噪声  $u_{LN}$ , 刚好与本振信号相隔一个中频频率, 那么该噪声信号经混频后会落在中频频率范围内, 对输出信号造成干扰。对平衡混频器而言, 该调幅噪声被等幅反相加到 2 只混频管上, 设为:

$$\begin{cases} u_{LN1} = U_{LN} \cos(\omega_L \pm \omega_0)t \\ u_{LN2} = -U_{LN} \cos(\omega_L \pm \omega_0)t \end{cases} \quad (16)$$

由本振产生的时变电导仍为式(16), 不考虑信号输入, 流过 2 只混频二极管的中频噪声电流为:

$$\begin{cases} i_{LN1}(t) = g_1 U_{LN} \cos \omega_0 t \\ i_{LN2}(t) = g_1 U_{LN} \cos \omega_0 t \end{cases} \quad (17)$$

因此, 在负载上得到的中频噪声电流为:

$$i_{LN} = i_{LN1} - i_{LN2} = 0 \quad (18)$$

由此可见本振的调幅噪声和本振总是以相同的相位关系加到 2 只混频管上, 调幅噪声被抑制。

### 3 有源双平衡微波下混频电路设计与测试分析

#### 3.1 基于 LT5522 有源双平衡微波下混频电路

为减小电路尺寸, 实际电路使用了双平衡混频芯片 LT5522, 其电路结构见图 3。其内部集成了本振和信号的驱动级, 采用差分输入、输出方式提高抗

干扰能力<sup>[5-7]</sup>。该电路虽然有内置驱动放大器, 但单边带噪声系数依然有 13 dB 左右, 增益为 0 dB。为提高接收机灵敏度, 实际混频器前端加了低噪声放大器, 在其输入口加有镜像和杂散抑制滤波器, 这样处理后可保证接收机噪声系数在 1.2 dB 以下。

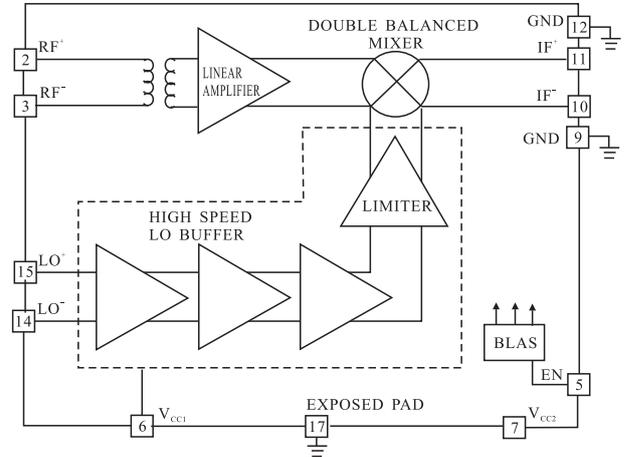


图 3 基于 LT5522 双平衡混频电路结构图

Fig.3 Diagram of double balanced mixer based on LT5522

#### 3.2 有源双平衡微波下混频电路的测试与分析

LT5522 射频输入端口和本振端口的阻抗特性分别见表 1 和表 2。

表 1 射频输入端口阻抗

Tab.1 Impedance of RF input port

频率/MHZ	输入阻抗/ $\Omega$	$S_{11}$	
		幅度	相角/ $^\circ$
50	10.4+j2.6	0.660	173.5
500	19.5+j20.6	0.507	129.5
700	24.1+j24.2	0.454	118.7
900	28.6+j26.1	0.407	111.1
1 100	33.7+j26.2	0.353	104.4
1 300	39.5+j24.3	0.285	98.2
1 500	45.6+j18.9	0.199	92.0
1 700	50.2+j9.7	0.096	83.0
1 900	50.5-j2.2	0.023	-76.0
2 100	45.6-j13.2	0.143	-100.7
2 300	38.0-j19.9	0.259	-108.3
2 500	30.4-j22.8	0.360	-114.8
2 700	24.5-j23.0	0.440	-120.7
3 000	18.7-j20.9	0.525	-129.4

在已知混频器相关参数的前提下, 应先计算出前级低噪声放大器的增益和噪声系数指标。一般用噪声系数衡量。任意线性二端口网络的噪声系数可表示为:

$$F = S_{ia} / N_{ia} / S_{oa} / N_{oa} = LN_{oa} / N_{ia} \quad (19)$$

式中:  $S_{ia}$  为输入信号的资用功率;  $N_{ia}$  为输入端的噪声资用功率;  $S_{oa}$  为输出信号的资用功率,  $N_{oa}$  为输出

端的噪声资用功率;  $L$  为变频损耗。级联放大器的噪声系数为:

$$F_N = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (20)$$

式中:  $G_1, G_2, \dots, G_n$  为对应各级放大器的增益;  $F_1, F_2, \dots, F_n$  为各级放大器的噪声系数。

表 2 本振输入端口阻抗

Tab. 2 Impedance of local oscillator input port

频率/MHZ	输入阻抗/ $\Omega$	$S_{11}$	
		幅度	相角/ $^\circ$
100	200.5-j181.0	0.763	-14.3
250	55.9-j61.6	0.505	-54.4
500	44.6-j27.7	0.286	-84.8
1 000	37.9-j7.8	0.163	-142.1
1 500	33.6-j1.8	0.197	-172.3
2 000	31.0-j0.3	0.234	-178.9
2 500	30.6-j0.4	0.240	-178.4
3 000	31.8-j1.0	0.223	-176.0

由式(19)可以看出,多级放大器的整体噪声系数主要由前 2 级放大器决定,其噪声系数越小,增益越高,则整个放大系统的噪声系数就低。当  $G_1 = G_2 = \dots = G_n = G, F_1 = F_2 = \dots = F, n \rightarrow \infty$  时,所得到的总噪声系数称为噪声量度  $F_M$ , 表示为:

$$F_M = (F - 1/G) / (1 - 1/G) \quad (21)$$

依据式(20),如果要求接收机的噪声系数达到 1.2 dB 以下,可以计算出放大器的增益和噪声系数的关系曲线见图 4。

由图 4 可见,为满足系统噪声系数小于 1.2 dB 的指标要求,混频器前的前置低噪声放大器必须有较低的噪声系数和一定的增益。设低噪声放大器的噪声系数为 0.8 dB 左右,要求低噪声放大器的增益不得低于 23 dB,通常需要两级低噪声放大器。对图 4 所示下变频电路噪声系数测试结果见图 5,前级采用了 2 级低噪声放大器,增益为 32 dB 左右,实际测试电路包含中频放大电路,总增益达 66 dB。可见,整个接收链路的噪声系数小于 1.2 dB,满足设计指标要求。

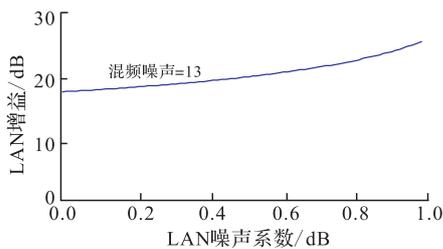


图 4 给定噪声下 LNA 的增益和噪声系数要求

Fig.4 Gain and noise figure requirements of LNA under given noise

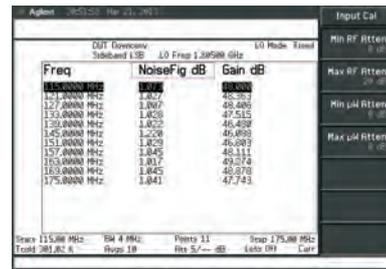


图 5 双平衡混频接收机噪声系数测试结果

Fig.5 Noise figure test results of thereceiver with double balanced mixer

## 4 结语

本文在本振反相型平衡混频器的基础上,设计某接收机的双平衡混频实际电路,并对整个电路进行仿真,所测结果满足设计参数要求,与单端混频器相比,基于 LT5522 有源平衡混频器,信号和本振得以充分利用;抑制本振调幅噪声,噪声系数低;采用了双倍的混频管,信号动态范围大。

## 参考文献 (References):

- [1] 宋坤. 宽带射频接收前端电路与系统设计[D]. 西安:西安电子科技大学, 2011.  
SONG Kun, Design of wideband RF receiver front-end circuit and system[D]. Xi'an: Xidian university, 2011. (in Chinese)
- [2] 雷振亚, 李磊, 谢拥军. 微波电子线路[M]. 西安:西安电子科技大学出版社, 2009.  
LEI Zhenya, LI Lei, XIE Yongjun. Microwave electronic circuit[M]. Xi'an: Xidian university press, 2009. (in Chinese)
- [3] 赵晶亮, 吕晶晶, 赵永亮. 基于 ADS 的微波混频器设计与仿真[J], 电子测试, 2011, 21(8):65-68.  
ZHAO Jinliang, LÜ jinjin, ZHAO Yongliang. The design and simulator of microwave mixer based on ADS[J]. Electronic test, 2011, 21(8):65-68. (in Chinese)
- [4] Basawaptna G R, Stancliff R B. Aunified approach to the design of wide-band microwave solide state oscillators[J]. IEEE MTT, 1979, 27(5): 379-385.
- [5] Fujian Lin, PuiIn Mak, Rui P.A sine-lq square-law harmonic-rejection mixer-theory, implementation, and application[J]. IEEE MTT, 2014, 62(2):313-320.
- [6] AuYeung C F, Cheng K K M. IMD reduction in CMOS double-balanced mixer using multibias dual-gate transistors[J]. IEEE MTT 2006, 54(1):4-9.
- [7] Chiou H K, Chou H T. A 0.4 V microwatt power consumption current-resused up-conversion mixer[J]. IEEE microwave wireless component letters, 2013, 23(1):40-42.

(编辑:田新华)