

蓝牙接收机中镜像信号的抑制

崔福良 马德群 黄 林 洪志良

(复旦大学集成电路设计实验室, 上海 200433)

摘要: 介绍了一种用于蓝牙低中频接收机的镜像抑制电路, 包括改进的吉尔伯特型混频器(采用折叠级联输出)和跨导-电容复数滤波器, 二者利用电流信号直接耦合. 整个电路用 TSMC 0.35 μm 单层多晶硅 CMOS 数字工艺实现. 仿真和测试结果表明: 镜像抑制比大于 20dB, 满足蓝牙接收机的要求, 整个电路使用 3.3V 电源供电, 功耗约为 27mW.

关键词: 蓝牙; 接收机; 镜像抑制

EEACC: 2570

中图分类号: TN432

文献标识码: A

文章编号: 0253-4177(2005)01-0153-05

1 引言

无线通信中, 与有用信号关于本振信号(LO)对称的信号, 称之为镜像信号. 如果镜像信号没有被混频器的前端电路滤除而进入了混频器, 即使混频器是一个理想的乘法器, 镜像信号与有用信号也会被混频器降频到相同的频带内, 从而降低了输出信号的信噪比. 可见, 镜像信号是影响有用信号接收质量的一个重要干扰.

传统的超外差接收机利用高品质因数的片外高频滤波器(例如声表面波滤波器)在镜像信号进入混频器之前就将其滤除, 这种方法不利于实现接收机的单片集成. 采用正交变换的零中频接收机不存在镜像干扰问题且易于集成, 但由于直流失调的存在使其在实际中很难被采用. 一个很好的折中方案就是采用低中频正交接收, 首先将天线信号转换成两路正交的低中频信号(分别称为 I 信号、Q 信号), 然后利用片上的方法在低频范围内将镜像信号滤除. 片上镜像抑制的方法有多种: (1) Hartley 结构^[1], 它使用无源移相滤波器, 只能实现窄带镜像频率抑制; (2) Weaver 结构^[1]和双正交结构^[2], 二者都需要多

个混频器和两个频率综合器, 功耗大; (3) RC 多相滤波器^[3], 由于它的输入阻抗低, 混频器后需接功耗很大的缓冲器驱动. 这几种方法有一个共同的缺点: 只能对镜像信号进行抑制, 对邻近信道的干扰不能进行衰减. 因而目前已报道的许多接收机(例如蓝牙低中频接收机)都采用有源复数滤波器的方法^[4,5], 它可以同时抑制镜像信号和邻近信道的干扰.

本文设计实现了用于蓝牙低中频接收机的镜像抑制电路, 它能够满足蓝牙对镜像抑制比的要求 (IMRR > 20dB).

2 镜像信号抑制原理

镜像信号抑制电路的结构如图 1 所示, 天线信号经混频器降频为正交的电流信号后, 直接进入有源复数滤波器, 实现了对镜像信号的抑制, 同时也对邻近信道的干扰进行了一定的衰减. 具体的镜像抑制原理如下所述.

假定接收机接收的天线信号为:

$$\begin{aligned}x(t) &= A_{\text{RF}} \cos 2\pi f_{\text{RF}} t + A_{\text{im}} \cos 2\pi f_{\text{im}} t \\&= \frac{A_{\text{RF}}}{2} e^{j2\pi f_{\text{RF}} t} + \frac{A_{\text{RF}}}{2} e^{-j2\pi f_{\text{RF}} t} +\end{aligned}$$

崔福良 男, 博士研究生, 研究方向为模拟和射频前端电路设计.

马德群 男, 博士研究生, 研究方向为模拟滤波器电路设计.

黄 林 男, 博士研究生, 研究方向为模拟电路设计.

2003-12-28 收到, 2004-04-15 定稿

©2005 中国电子学会

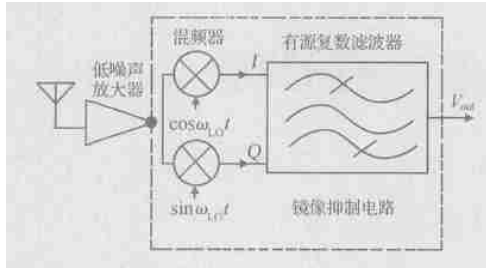


图1 镜像抑制电路结构图

Fig. 1 Image rejection architecture

$$\frac{A_{im}}{2} e^{j2\pi f_{im}t} + \frac{A_{im}}{2} e^{-j2\pi f_{im}t} \quad (1)$$

其中 f_{RF}, f_{im} 分别表示有用信号和镜像信号的频率成分。混频器输入的两路正交本振信号可以看成是一路复数信号：

$$\begin{aligned} v(t) &= V_{LO}(\cos 2\pi f_{LO}t + j\sin 2\pi f_{LO}t) \\ &= V_{LO}e^{j2\pi f_{LO}t} \end{aligned} \quad (2)$$

设接收机采用低边带注入, 即 $f_{RF} > f_{LO}$ 。在频率域内, 天线信号的频率变换如图 2 所示, 由于采用了正交变换, 有用信号与镜像信号分别位于负频率和正频率处, 此处假定混频后得到的高频信号已被滤除。

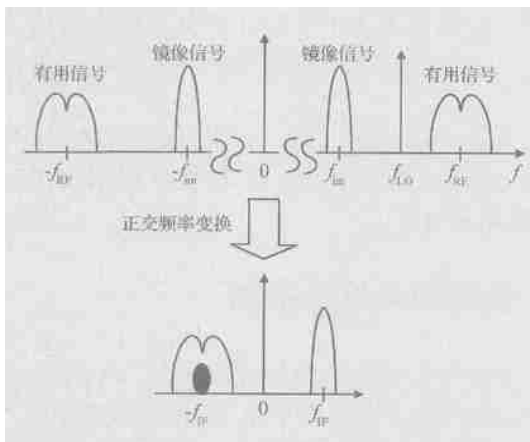


图2 天线信号的正交频率变换

Fig. 2 Quadrature frequency translation of the antenna signal

具有图 3 所示幅频响应的滤波器(带阻和带通滤波器)都可以实现对镜像信号的抑制, 不同的是图 3(a) 不能对邻近信道的干扰信号进行衰减。图 3(a) 的物理实现通常是无源 RC 多相滤波器, 图 3(b) 则为有源复数滤波器。实数带通滤波器可由频率的非线性变换得到 ($j\omega \rightarrow j\omega_{IF}(\omega/\omega_{IF} - \omega_{IF}/\omega)$), 而由图 3 可以看出: 这两种滤波器可以分别由实数域中的高通滤波器、低通滤波器经频率的线性变换 $j\omega \rightarrow$

$j\omega$ 与 ω_{IF} 得到, 即将它们的传输函数分别沿频率轴右移 f_{IF} 和左移 f_{IF} 即可。

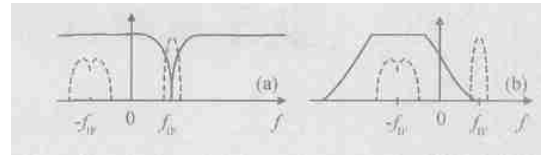


图3 滤除镜像信号的滤波器 (a) 带阻滤波器; (b) 带通滤波器

Fig. 3 Image rejection filter (a) Bandstop filter; (b) Band-pass filter

上述方法在实际电路实现时, 由于器件失配的影响, 镜像信号的抑制能力受到一定的限制^[2]。例如, 由于上下两路混频器转换增益 (G) 失配 ΔG , 正交变换后, 在有用信号的位置将会有镜像信号存在, 如图 2 中的黑影部分所示, 导致最终的镜像抑制比 $IMRR \leq \Delta G/G$ 。有源复数滤波器中的器件失配也会造成镜像抑制能力的降低。在电路设计以及版图布局时必须考虑到这些因素。

3 电路设计

3.1 混频器

吉尔伯特型混频器已被广泛用于无线通信中^[3~6], 传统的吉尔伯特型混频器直接从 A, B 两点输出电压信号, 如图 4 所示。在低电源电压的情况下, 混频器的增益很难提高, 为了降低后级滤波器的噪声对接收机性能的影响, 混频器后需接电压增益级^[3,5], 它所需的功耗很大。另外, 混频器的输出与滤波器的输入之间共模电平不匹配, 若二者通过电容耦合^[5], 则增大了芯片面积。改进后的双平衡吉尔伯特型混频器采用折叠级联输出(图 4 虚线框内部分), 由开关管 M3, M6 转换得到的低中频电流信号经 M9~M10 管折叠后直接输给下级滤波器, 信号的传递在电流域内进行, 避免了引入电压增益级。而流过 M9, M10 管的静态偏置电流很小, 只需满足:

$$I_{Bias9,10} > \frac{2}{\pi} g_m V_{RF,max} \quad (3)$$

其中 $(2/\pi) g_m$ 表示混频器的转换增益; g_m 为射频信号输入管 M1, M2 的跨导; $V_{RF,max}$ 为混频器 RF 信号的最大输入幅度。后级滤波器所需要的共模电平 (1V) 由控制 M11, M12 管栅极的共模负反馈电路确定。

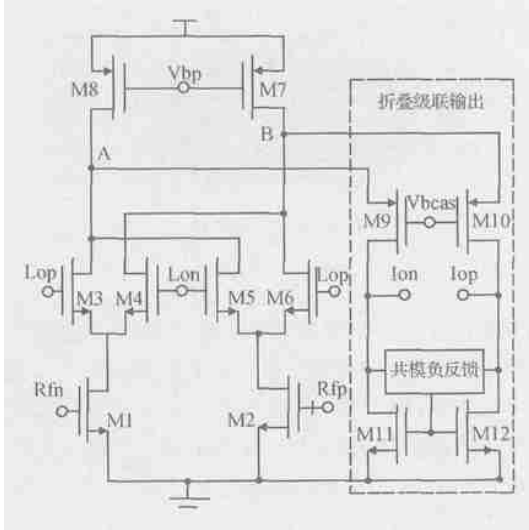


图 4 改进的吉尔伯特型混频器

Fig. 4 Modified gilbert type mixer

为了保证足够的镜像抑制能力, I, Q 两路混频器的增益必须尽量匹配. 根据文献[7], 可以得出射频信号输入管的最小面积:

$$(WL)_{\min} = \frac{1}{2} \left[A_{\beta}^2 + \frac{A_{VT}^2}{(V_{GS} - V_T)^2} \right] \left/ \left(\frac{\Delta G}{G} \right)^2 \right. \quad (4)$$

式中 A_{β} , A_{VT} 都是由工艺决定的参数, 分别表示 M1, M2 管的跨导因子 β ($\beta = \mu_{C_{ox}} W/L$)、阈值电压 V_T 的失配程度; $V_{GS} - V_T$ 表示 M1, M2 管的栅源有效电压. 为了留有较大的裕度, 初始设计时取 $\Delta G/G = 1\%$, 即 IMRR = 40dB.

3.2 有源复数滤波器

与其他有源滤波器相比, G_m -C 滤波器功耗低, 适用频率高^[8]. 如前所述, 有源复数带通滤波器是由实数低通滤波器经频率的线性变换实现的, 由此可以得出复数带通滤波器的具体实现形式. 例如: 对一阶 G_m -C 低通滤波器(图 5(a)):

$$v_{out}(g_m + sC) = i_{in} \quad (5)$$

频率作线性变换后:

$$v_{out}[g_m + (s + j\omega_{IF})C] = i_{in} \\ \Rightarrow v_{out}(g_m + sC) + (j\omega_{IF}C)v_{out} = i_{in} \quad (6)$$

上式中, 如将 $\omega_{IF}C$ 看作是一个与频率无关的电导, 复数滤波器的物理实现就可以利用复信号、跨导运放得到, 如图 5(b) 所示. 复数滤波器输入所需要的复信号 i_{in} 和 $j i_{in}$ 由两路混频器输出的信号(I, Q 信号)提供.

按照上述方法实现的用于蓝牙低中频接收机的

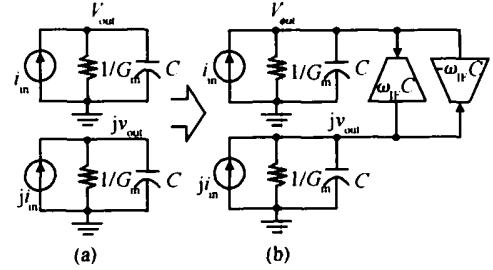


图 5 (a) 低通滤波器; (b) 复数带通滤波器

Fig. 5 (a) Lowpass filter; (b) Complex bandpass filter

复数带通滤波器如图 6 所示, 上下两路(I, Q)为 3 阶巴特沃思低通滤波器, 中间的耦合跨导为跨导单元的整数倍, 用来实现频率的线性变换. 整个复数带通滤波器的带宽为 1.33MHz, 中心频率为 2MHz, 在整个信道内(1.5~2.5MHz), 镜像抑制比超过了 38dB.

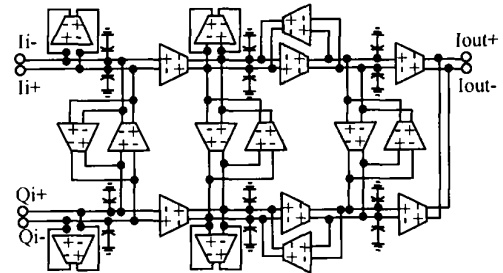


图 6 6 阶巴特沃思复数带通滤波器

Fig. 6 6-order butterworth complex bandpass filter

G_m -C 滤波器中跨导单元的设计非常重要, 由于滤波器位于接收机的后端, 所用的跨导单元必须具有很高的线性度. 采用图 7 所示结构, 可以兼顾功耗与线性度的关系. 它利用工作在线性区的源极 MOS 管 M2, M2' 负反馈, 使跨导单元的输入范围比简单的差分对管结构提高了 α 倍, 其中 $\alpha = 1 + \beta_1/(4\beta_2)$, β_1 为相应 MOS 管的跨导参数. 但 α 较大时, 很容易使 M2, M2' 管进入饱和区, 输入范围反而会减小. 已经证明: β_1/β_2 的取值为 6~10 时, 跨导单元的输入范围最宽^[9]. 它的跨导值为:

$$G_m = \frac{I_B}{\alpha(V_{GS} - V_T)M_1} \quad (7)$$

式中 I_B 是 M5, M6 管的静态偏置电流. 因而, 改变其栅极偏置电压 V_{ctr} , 可以调整跨导单元的大小.

采用 PMOS 管作为输入, 不仅降低了输入管 $1/f$ 噪声的影响, 同时也有利于实现混频器与滤波器之间的直接耦合. 它的直流偏置电压(即混频器的共模输出电压)由下式确定:

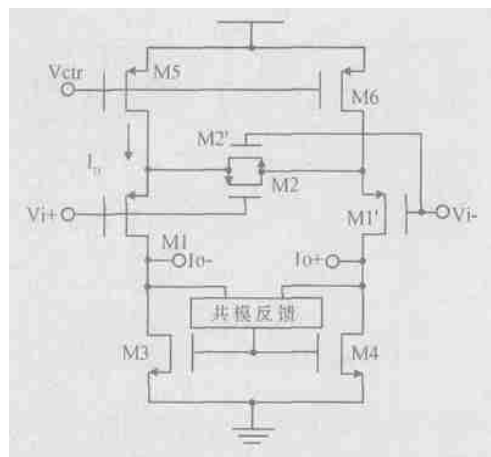


图 7 跨导单元

Fig. 7 Transconductance cell

$$V_{cm} = V_{eff3,4} + \frac{V_{pp}}{2} \quad (8)$$

其中 $V_{pp} = V_{DD} - V_{eff5,6} - V_{eff3,4} - V_{GS1}$ 为跨导单元单端输出信号的电压摆幅; V_{eff} 为相应 MOS 管的栅源有效电压. 减小 $V_{eff5,6}$ 与 $V_{eff3,4}$, 可以增大输出电压摆幅, 但这最终受到 MOS 管沟道热噪声的限制.

考虑到电容绝对值偏差对滤波器频率响应的影响, 采用 PLL 自适应电路来确定滤波器中各积分单元的时间常数^[9], 即跨导单元中的偏置电压 V_{ctr} 由自适应电路提供. 为了减小跨导单元、电容相对失配对镜像抑制能力的影响, 在版图布局时, 尽量采用一维、二维共质心结构.

4 实验结果

本文设计的镜像抑制电路作为蓝牙收发器中的一个功能模块, 与其他模块一起, 采用 TSMC 单层多晶硅 3.3V、0.35μm CMOS 数字工艺, 集成于一个芯片. 由于采用单层多晶硅数字工艺, 为了减小电容所占面积, 用金属 1 做上极板, 多晶硅和金属 2 连接做下极板. 电路的芯片照片如图 8 所示, 共占用芯片面积 1.84mm². 静态工作点的测试表明: 整个电路静态工作点与设计值相符, 功耗约为 27mW.

整个镜像抑制电路只有滤波器的输入、输出端可以从片外加测试信号及接测试设备. 混频器的本振输入、RF 输入分别由本振信号产生模块和低噪声放大器提供. 由于本振模块产生的信号频率 (> 2.8GHz) 远远高于设计值 (2.42~2.48GHz), 造成混频器输出的信号被大幅度衰减, 无法测得整个镜像

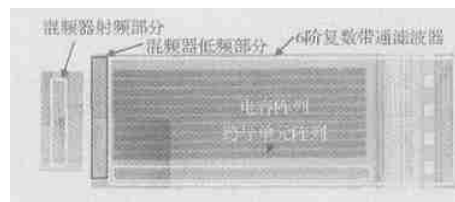


图 8 电路的芯片照片

Fig. 8 Die photo

抑制电路的镜像抑制情况. 图 9 给出了仿真得到的整个镜像抑制电路的频率响应曲线, 其中本振频率为 2.45GHz. 它的形状主要由滤波器决定, 在整个信道带宽内 (2.4515~2.4525GHz) 镜像抑制比都超过了 38dB, 同时对相邻信道也有超过 10dB 的衰减.

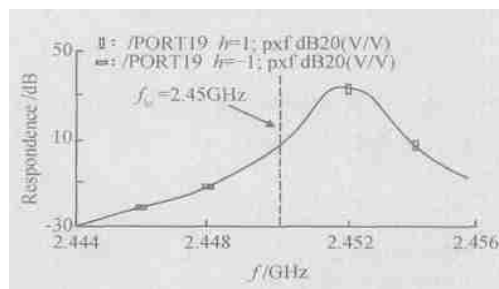


图 9 镜像抑制电路的幅频响应

Fig. 9 Magnitude frequency response of the image rejection circuit

复数滤波器测试时, 由于需要的宽频率范围内准确匹配的两路低中频正交信号没有利用片上电路实现, 导致不能利用频谱仪对镜像抑制情况进行幅频特性的测试. 利用逻辑分析仪产生两路低中频正交方波信号, 经 PCB 板上的电阻分压后作为滤波器的输入信号, 交换输入信号的极性 (例如, I_+ 和 I_- 交换) 即可交替得到有用信号和镜像信号输入. 测试表明: 在整个信道带宽内, 镜像抑制比都超过了 20dB. 图 10(a) 和 (b) 分别为复数滤波器有用信号和镜像信号的输出. 可以看出, IMRR 超过了 20dB, 当作为镜像抑制电路子模块工作时, 由于减小了输入信号失配 (主要是 PCB 板上分压电阻引入的失配) 的影响, IMRR 会更高.

5 结论

本文设计并实现了用于蓝牙低中频接收机的镜像抑制电路. 仿真与测试结果表明: IMRR > 20dB, 满足蓝牙接收机的要求, 电路的总功耗约为 27mW.

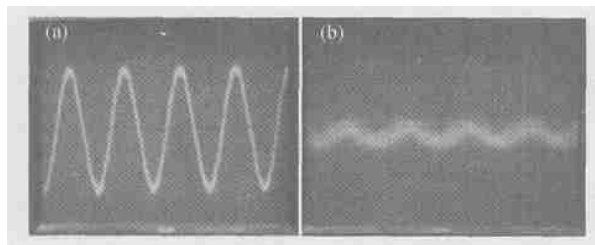


图 10 (a) 有用信号的输出 (20mV/格); (b) 镜像信号的输出 (10mV/格) 输入信号为 2.5MHz.

Fig.10 Output waveform of the wanted signal (20mV/div) (a) and image signal (10mV/div) (b) with 2.5MHz the input signal frequency

参考文献

- [1] Behzad R. RF microelectronics. Prentice-Hall, Inc, 1998
- [2] Crols J, Steyaert M S J. Low-IF topologies for high-performance analog front ends of fully integrated receivers. IEEE Trans Circuits Syst- II, 1998, 45(3) :269
- [3] Behbahani F, Kishigami Y, Leete J C, et al. CMOS mixer and polyphase filters for large image rejection. IEEE J Solid-State Circuits, 2001, 36(6) :873
- [4] Van Zeijl P, Eikenbroek J W T, Vervoort P P, et al. A bluetooth radio in 18 μ m CMOS. IEEE J Solid-State Circuits, 2002, 37(12) :1679
- [5] Sheng Wénjun, Xia Bo, Emira A E, et al. A 3-V, 0.35- μ m CMOS bluetooth receiver IC. IEEE Solid-State Circuits, 2003, 38(1) :30
- [6] Chi Baoyong, Shi Bingxue. CMOS mixers for 2.4GHz WLAN transceivers. Chinese Journal of Semiconductors, 2003, 24(5) :472
- [7] Pelgrom M J M, Duinmaier A J, Welbers A P G. Matching properties of MOS transistors. IEEE J Solid-State Circuits, 1989, 24(5) :1433
- [8] Yamazaki H, Oishi K, Gotoh K. An accurate center frequency tuning scheme for 450-KHz CMOS G_m -C bandpass filters. IEEE J Solid-State Circuits, 1999, 34(12) :1691
- [9] Krummenacher F, Joehl N. A 4-MHz CMOS continuous-time filter with on-chip automatic tuning. IEEE J Solid-State Circuits, 1988, 23 :750

Image Rejection for Bluetooth Receiver

Cui Fuliang, Ma Dequn, Huang Lin, and Hong Zhiliang

(IC Design Laboratory, Fudan University, Shanghai 200433, China)

Abstract : Image rejection circuit for bluetooth low intermediate frequency receiver is described. It includes modified Gilbert mixer (using folded-cascode output) and G_m -C complex filter, and direct current coupling between mixer and filter is realized. The chip is fabricated with TSMC 0.35 μ m, single-poly CMOS digital technology. The simulation and measurement results show that the image rejection ratio IMRR > 20dB and the requirement of the bluetooth receiver is satisfied. The circuit consumes 27mW under the supply voltage of 3.3V.

Key words : bluetooth; receiver; image rejection

EEACC : 2570

Article ID : 0253-4177(2005)01-0153-05

Cui Fuliang male, PhD candidate. His work focuses on the analog circuit design and RF front-end circuit design.

Ma Dequn male, PhD candidate. His work focuses on the analog filter circuit design.

Huang Lin male, PhD candidate. His work focuses on the analog circuit design.

Received 28 December 2003, revised manuscript received 15 April 2004

©2005 Chinese Institute of Electronics