

0.18 μm CMOS 工艺的 GPS/BDS 双模可重构接收机射频前端*

江金光¹, 唐亚男¹, 周细凤², 刘江华²

(1. 武汉大学 卫星导航定位技术研究中心, 湖北 武汉 430079; 2. 武汉大学 物理科学与技术学院, 湖北 武汉 430072)

摘要:采用低中频架构设计了一种 0.18 μm CMOS 工艺的 GPS/BDS 双模可重构接收机射频前端,能在 GPS L1 模式或 BDS B1 模式下工作。通过频率自适应电路调整中频滤波器的时间常数,降低其频率不确定度;压控振荡器中加入 4 位开关电容阵列,以提高频率调谐范围和相位噪声性能;通过硬件复用的方式降低系统功耗。测试结果表明,在 1.8 V 电源电压下,功耗 37.8 mW,电压增益为 103 dB,GPS L1 和 BDS B1 波段噪声系数均小于 3.2 dB。

关键词:可重构;低中频架构;射频前端;双模;GPS/BDS

中图分类号:TN432 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-2486(2016)03-019-06

A dual-mode reconfigurable GPS/BDS radio frequency front-end receiver in 0.18 μm CMOS process

JIANG Jingguang¹, TANG Yanan¹, ZHOU Xifeng², LIU Jianghua²

(1. GNSS Research Center, Wuhan University, Wuhan 430079, China;

2. School of Physics and Technology, Wuhan University, Wuhan 430072, China)

Abstract: A dual-mode reconfigurable GPS L1/BDS B1 radio frequency front-end adopting low intermediate frequency architecture was realized in 0.18 μm CMOS process. An auto-calibrating circuit was used to adjust the intermediate frequency filter's time constant and to reduce frequency uncertainty. A 4-bits capacitors array was designed to widen the frequency tuning range of the voltage controlled oscillator and to improve phase noise performance. The system power consumption was reduced by hardware reuse technique. Test results show that the power consumption is 37.8mW with 1.8V voltage supply, and the voltage gain is 103dB, while the noise figures are less than 3.2dB in both GPS L1 and BDS B1.

Key words: reconfigurable; low intermediate frequency architecture; radio frequency front-end; dual-mode; GPS/BDS

全球导航卫星系统 (Global Navigation Satellite System, GNSS) 主要包括美国的全球定位系统 (Global Positioning System, GPS), 俄罗斯的 GLONASS, 欧盟的伽利略和中国的北斗卫星导航系统 (BeiDou navigation satellite System, BDS)。移动定位服务的快速发展对 GNSS 接收机提出了新的要求^[1-3], 比如更小的体积、更低的功耗和更高的灵敏度。随着集成电路朝着系统芯片方向发展, 以及 CMOS 工艺尺寸不断缩小, 许多单模、单波段 GNSS 接收机已经集成在系统芯片上^[4-8]。多模、多波段 GNSS 接收机较单模接收机在可用性、连续性和完好性方面具有优势, 更加适合现代导航定位服务的需求, 但会增加电路的复杂度、芯片面积和功耗。同时, 为了适应复杂的电磁环境, 要求 GNSS 接收机具有极强的抗干扰能力。因此, 具有高集成度、低成本、低功耗和高灵敏度等

特点的多模、多波段 GNSS 接收机成为研究热点^[8-12]。

本文设计了一种单片、双模可重构的 GPS/BDS 接收机射频前端。采用电流源负载的增益可调低噪声放大器 (Low-Noise Amplifier, LNA) 兼顾高增益和低噪声系数的要求。出于对功耗、稳定性和闪烁噪声性能的考虑, 混频器和镜像抑制滤波器都采用无源结构。一个带宽可调节的四阶有源带通滤波器 (Band-Pass Filter, BPF) 用于滤除干扰和通道选择。通过一个高精度的自适应电路补偿工艺和温度偏差, 调节 BPF 的中心频率和带宽。采用两个可变增益放大器 (Variable-Gain Amplifier, VGA), 分别用于缓冲输入信号强度变化所产生的输出电压幅度变化和将信号幅度转换到后级数模转换器 (Analog to Digital Converter, ADC) 能接受的范围内。

* 收稿日期: 2016-02-07

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (41274047); 广东省科技计划资助项目 (2013B090500049)

作者简介: 江金光 (1968—), 男, 湖南株洲人, 教授, 博士, 博士生导师, E-mail: jgjiang09@aliyun.com

1 系统结构与信号频谱特性分析

GNSS 接收机射频前端是指从接收机的天线端,经 LNA、混频器、中频滤波器、VGA,直至 ADC 之间的电路模块,这一过程实现对信号的放大、下变频、信道选择和滤波,最后转换为数字信号。

1.1 射频前端结构

射频前端分为超外差结构、零中频结构和低中频结构三种。超外差结构接收灵敏度高,但电路复杂、难以集成且功耗大;零中频结构集成度高、功耗低,但结构复杂,闪烁噪声大。所设计的带有镜像抑制功能的低中频结构射频前端如图 1 所示,包括 LNA、I/Q 两路下变频电路、镜像抑制电路、缓冲器、VGA、带通滤波器及其自适应电路和 2 位 ADC。低中频结构中滤波器元件更容易单片集成,从而减少系统元件总数、降低功耗,且不存在直流偏置问题,闪烁噪声小。

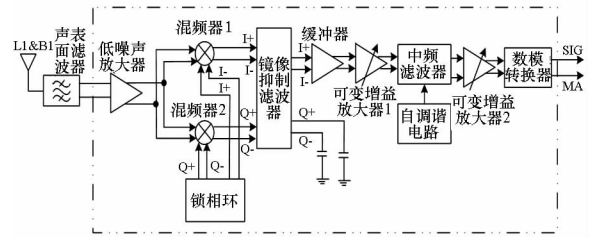


图 1 双模可重构射频前端结构

Fig. 1 Dual-mode reconfigurable radio frequency receiver architecture

1.2 GPS 与 BDS 信号频谱特性

GPS 使用的频率资源有 L1, L2 和 L5 波段, BDS 使用的频率资源有 B1, B2 和 B3 波段。选用 GPS L1 波段和 BDS B1 波段,其中 GPS L1 波段占用以 1575.42 MHz 为中心的 2.046 MHz 宽频率范围, BDS B1 波段占用以 1561.098 MHz 为中心的 4.092 MHz 宽频率范围。

中频(Intermediate Frequency, IF)的选择对接收机的性能和设计有重要的影响:如果 IF 较高,对镜像抑制滤波器的要求会降低,但是频带选择滤波器难以抑制有用信号附近的干扰;如果 IF 较低,镜像抑制滤波器的设计难度加大,对频带选择滤波器的设计要求降低。考虑到 GPS、BDS 信号的带宽与 IF 的折中,中频选在 4.092 MHz。

2 详细电路设计

2.1 增益可调低噪声放大器

天线接收到的卫星信号十分微弱,因而对接

收机噪声系数有严格的要求,其中 LNA 对整个接收机的噪声系数起决定作用。采用电流源负载的增益可调 LNA,其电路结构如图 2 所示。

M8 和 M9 是 PMOS 电流源负载,与 LC 负载的 LNA 相比,电流源负载的 LNA 具有增益高、面积小的优势。该电路跨导级由共源共栅 MOS 管 M0 ~ M3 构成,它们的栅偏压采用自偏置方式。电阻 R3 ~ R6 构成的自偏置结构使 LNA 的工作电流可以由 PMOS 电流源的偏置电压 $V_{control}$ 决定。

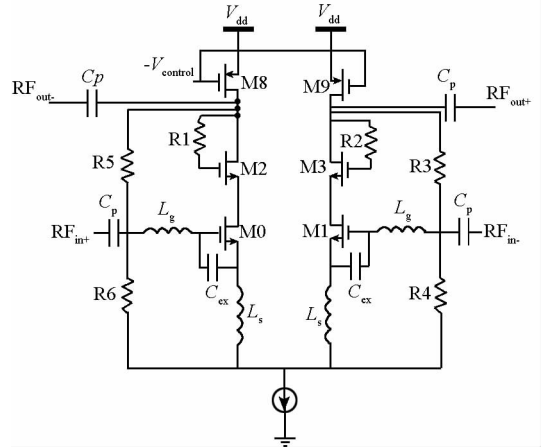


图 2 增益可调 LNA

Fig. 2 Variable-gain LNA

$V_{control}$ 由图 3 所示的偏置电路产生。

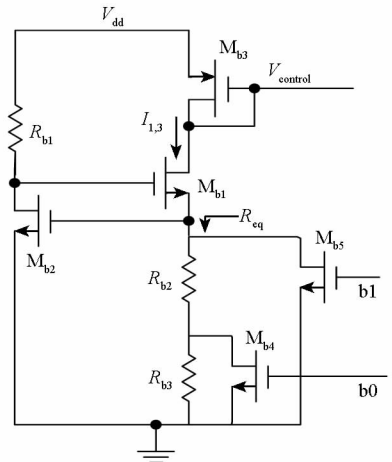


图 3 LNA 偏置电路

Fig. 3 Bias circuit of LNA

因为 M_{b2} 的宽长比很大,故 M_{b2} 的栅源电压约等于其阈值电压。流入 M_{b1} 和 M_{b3} 的电流 $I_{1,3}$ 如式(1)所示。

$$I_{1,3} \approx \frac{V_{TH2}}{R_{eq}} \quad (1)$$

式中, V_{TH2} 是 M_{b2} 的阈值电压, R_{eq} 是 M_{b1} 源端的等效电阻。 $I_{1,3}$ 决定了 M_{b3} 的栅电压,故 $V_{control}$ 由 R_{eq} 决定。根据 $b0$ 和 $b1$ 的不同组合, R_{eq} 有三个不同的取值,表 1 列出了控制信号 $b0, b1$ 和相应 R_{eq} 的

关系,其中 R_{on} 是 M_{15} 的导通电阻。 $b0$ 和 $b1$ 组合能得到三个不同的控制电压 $V_{control}$,因而 LNA 增益有三个不同取值。

表 1 R_{eq} 与控制信号关系

Tab.1 Relationship between R_{eq} and the control signal

$b0$	$b1$	R_{eq}
1	0	R_{12}
1/0	1	R_{on}
0	0	$R_{12} + R_{13}$

2.2 混频器与镜像抑制滤波器

低中频架构射频前端要求混频器有正交解调功能来抑制中频的镜像信号,所以要用两个混频器产生两路正交相位的中频信号输出。出于低功耗考虑,采用无源双平衡混频器,其电路结构如图 4 所示。混频器的正交解调功能由两路相位正交的 I/Q 本振信号与射频信号混频实现。以 I 路输入为例,输入电压信号直接加到混频开关管 $M6 \sim M9$ 的源极,输出信号从开关的漏极取出。无源混频器的性能与本振信号幅度有较大相关性,电路中本振信号在进入混频器前通过一级反相器缓冲放大。通过对 MOS 开关的尺寸合理选取和对栅偏置电压的仿真优化,可使该电路的转化增益最优。混频器的两路输出信号 I/Q 通过镜像抑制滤波器消除镜像信号。

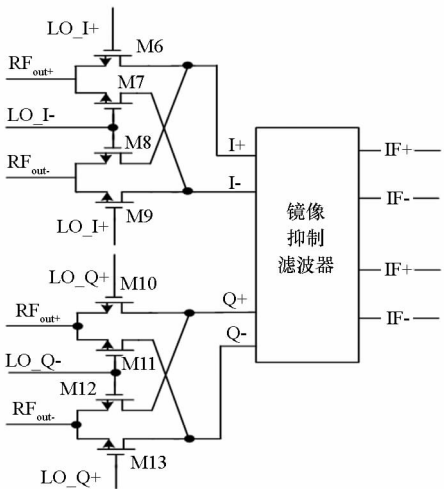


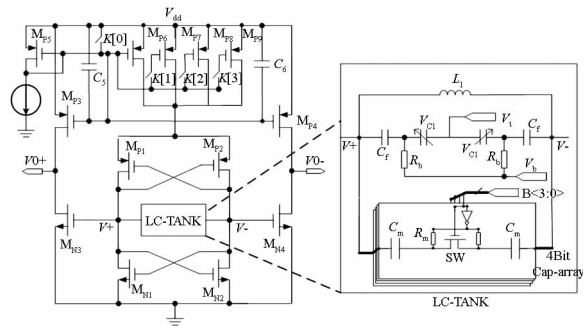
图 4 混频器

Fig.4 Schematic of the mixer

2.3 频率综合器

所采用的锁相环(Phase Locked Loop, PLL)频率综合器能产生两种频率的本振信号,两个参考频率由片外温度补偿晶体振荡器提供,分别是 16.386 MHz 和 16.218 812 5 MHz。该 PLL 中使用的压控振荡器(Voltage Controlled Oscillator,

VCO)电路结构如图 5(a)所示,包含负阻电路、LC-TANK、电流偏置电路和缓冲电路四个部分。负阻电路由两对交叉耦合的 MOS 管组成,偏置电路采用低 $1/f$ 噪声的 PMOS 管电流镜 $M_{16} \sim M_{19}$,通过 4 位开关 $K[3:0]$ 控制 VCO 核的电流大小,从而控制 VCO 输出电压幅度。在待机时通过 $K0$ 关闭 VCO,以减小功耗。LC-TANK 的详细结构如图 5(b)所示,包括串联对称电感 L_1 、可变电容(包含可变电容 V_{C1} 和 C_f)、4 位开关电容阵列 $C_1 \sim C_4$ 。通过调整 4 位开关电容阵列进行频率粗调节,使 VCO 的输出频率在一定范围内变化;通过加在可变电容上的控制电压的变化,对 VCO 的输出频率进行精确连续调整,最终达到锁定。



(a) VCO 电路结构

(b) LC 谐振电路

(a) Circuit of VCO

(b) LC-TANK

图 5 压控振荡器

Fig.5 Voltage controlled oscillator

2.4 中频滤波器及其频率自适应电路

L1 波段的带宽为 2 MHz, B1 波段的带宽 4 MHz,因此可以采用一个带宽可调节的中频滤波器以便简化结构和降低功耗。为了在低频时候能够有很好的线性度和较大的动态范围,本文使用如图 6 所示的四阶 Chebyshev 有源带通滤波器。此电路由两个相同的二阶带通滤波器级联而成,其中二阶有源带通滤波器的传输函数为:

$$H(s) = \frac{C_0}{C_1 C_2 R_4} \cdot s \cdot \frac{1}{s^2 + \left(\frac{1}{C_2 R_2} + \frac{1}{C_1 R_1} - \frac{C_3}{C_1 C_2 R_4} \right) \cdot s + \left(\frac{1}{C_1 R_1 C_2 R_2} - \frac{1}{C_1 R_3 C_2 R_4} \right)}$$

为了得到带通传递函数,需要满足:

$$\frac{C_0}{C_1 C_2 R_4} \neq 0, \frac{1}{C_2 R_2} + \frac{1}{C_1 R_1} - \frac{C_3}{C_1 C_2 R_4} \neq 0, \frac{1}{C_1 R_1 C_2 R_2} - \frac{1}{C_1 R_3 C_2 R_4} \neq 0$$

令 $C_1 = C_2, R_1 = R_2, R_3 = R_4$, 有:

$$\omega = \frac{1}{C_1} \sqrt{\frac{1}{R_1^2} - \frac{1}{R_3^2}}, Q = \frac{R_1 R_3 C_1}{2 C_1 R_3 - C_3 R_1} \sqrt{\frac{1}{R_1^2} - \frac{1}{R_3^2}} \quad (4)$$

$$BW_{3\text{dB}} = \left(\frac{1}{R_2 C_2} + \frac{1}{R_1 C_1} - \frac{C_3}{R_4 C_1 C_2} \right) = \left(\frac{2}{R_1 C_1} - \frac{C_3}{R_4 C_1 C_2} \right) \quad (5)$$

由式(5)可见,通过调节 C_3 能够改变中频滤波器的 3 dB 带宽 $BW_{3\text{dB}}$ 。

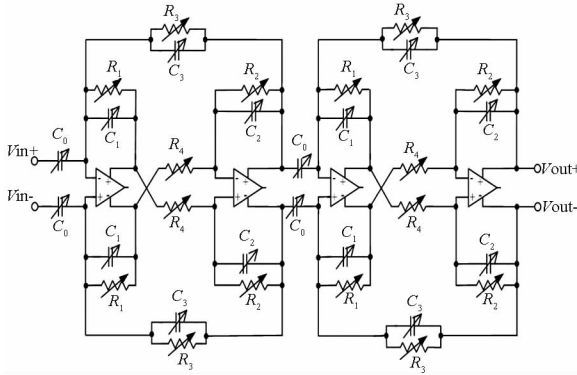


图 6 四阶带通滤波器

Fig. 6 Block diagram of the 4th-order band-pass filter

中频滤波器通过如图 7 所示的高精度、低失真片上滤波器频率自适应电路补偿工艺和温度的偏差,该电路采用主从调节方式,以离散的电容阵列作为可调元件。调节电路和信号处理电路相互独立,不会在信号通路中引入额外的噪声,而且具有较好的线性度和精度。

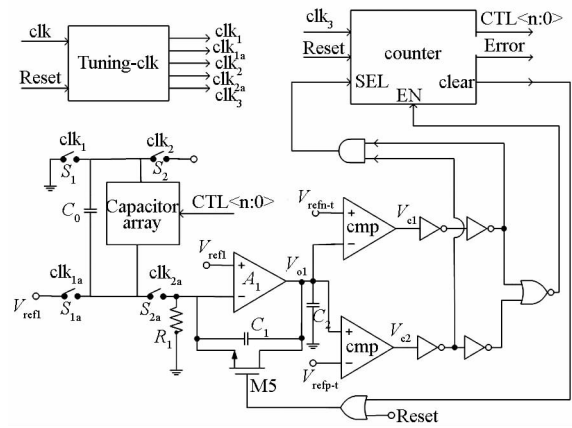


图 7 频率自适应电路

Fig. 7 Architecture of auto-tuning circuit

表 2 描述了积分器输出电压 V_{ol} 和二进制计数器操作模式之间的关系。

表 2 V_{ol} 与计数器模式关系

Tab.2 Relationships between V_{ol} and operation mode of the counter

V_{ol}	V_{c1}	V_{c2}	SEL	EN	电容阵列操作
$V_{ol} < V_{refn_t}$	1	0	1	0	减小
$V_{refn_t} < V < V_{refp_t}$	0	0	0	1	保持
$V_{ol} > V_{refp_t}$	0	1	0	0	增加

3 测试结果

该射频前端芯片在 TSMC 0.18 μm CMOS 工艺下进行了流片验证,芯片面积为 4.74 mm^2 。

输入 S_{11} 参数测试结果如图 8 所示,在 L1 波段和 B1 波段分别为 -17.968 dB 和 -15.326 dB 。

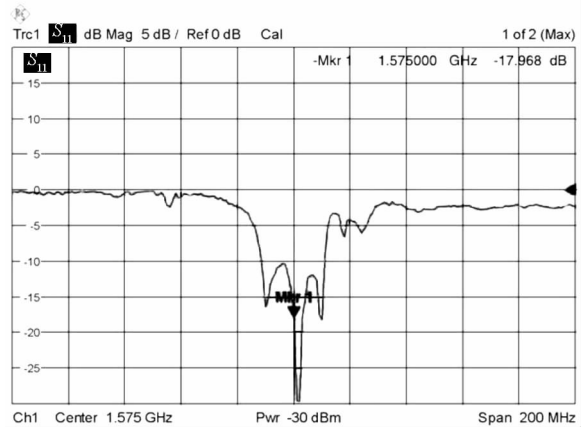


图 8 LNA S_{11} 参数测试结果

Fig. 8 Measured input S_{11} of LNA

如图 9 和图 10 所示,在 1 MHz 频偏处 L1 波段和 B1 波段的相位噪声分别为 -119.209 dBc/Hz 和 -117.719 dBc/Hz 。

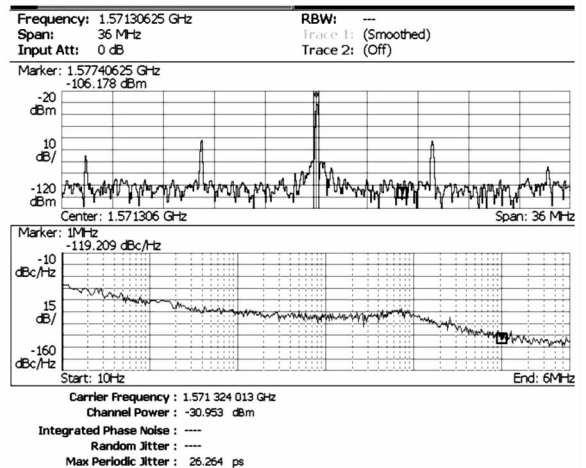


图 9 输出端 L1 波段频谱和相位噪声测试结果

Fig.9 Measured output spectrum and phase noise for L1 band

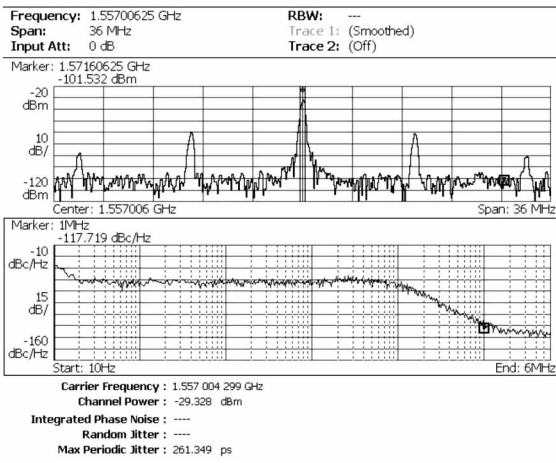


图 10 噪声系数测试结果

Fig. 10 Measured noise figure

从图 11 可以看出,噪声系数小于 3.2 dB @ 4 MHz。

GPS/BDS 双模接收机射频前端的测量结果见表 3,本表还列出与其他类似文献的性能比较。

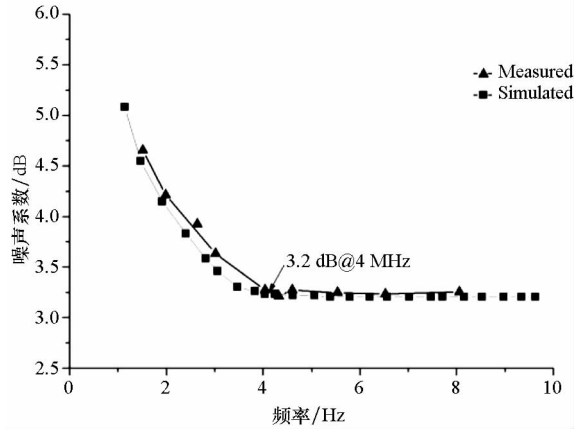


图 11 输出端 B1 波段频谱和相位噪声测试结果

Fig. 11 Measured output spectrum and phase noise for B1 band

表 3 测试结果与比较

Tab. 3 Measurement results and comparison

参数	本文	文献[13]	文献[14]	文献[15]
工艺	0.18 μm CMOS	65 nm CMOS	0.18 μm CMOS	0.18 μm CMOS
架构	Low-IF IF = 4.092 MHz	Double IF IF = 4.092/8.566 MHz	Low-IF IF = 4.092 MHz	Low-IF IF = 4 MHz
波段	L1, B1	L1, E1	L1, E1	L1
噪声系数/dB	3.2	1.8@ L1, 2.5@ E1	4.5	4.8
最大电压增益/dB	103	119@ L1, 111@ E1	108	92
S11/dB	-17.968 dB@ L1 -15.326 dB@ B1	-18	—	< -12
本振相位噪声/ (dBc/Hz@ 1M offset)	-119.209@ L1 -117.719@ B1	-108	-126	-112
芯片面积/mm ²	4.74	4.65	5.2	2.3
电流/mA	21	28	23	17
电压/V	1.8	1.2	1.8	1.6

4 结论

采用 0.18 μm CMOS 工艺设计了一种 GPS/BDS 双模可重构接收机射频前端,测试结果表明,在 1.8 V 供电情况下,电流为 21 mA,功耗为 37.8 mW。L1/B1 波段的噪声系数为 3.2 dB,镜频抑制为 19.65 dB。1 MHz 频偏处本振相位噪声为 -119.209 dBc/Hz@ L1 和 -117.719 dBc/Hz@ B1。

与已有研究相比,该前端设计对相位噪声、噪声系数、功耗等指标进行了折中和优化,混频器、中频滤波器等关键模块可重构,硬件复用的同时

减少了芯片面积、降低了系统功耗,有较高的应用价值。

参考文献 (References)

[1] Tan C G, Song F, Choke T Y, et al. A universal GNSS SoC with a 0.25mm² radio in 40nm CMOS[C]//Proceedings of IEEE International Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers (ISSCC), 2013: 334-335.
 [2] Curran J T, Borio D, Lachapelle G, et al. Reducing front-end bandwidth may improve digital GNSS receiver performance[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58(4): 2399-2404.
 [3] Chen D P, Pan W J, Jiang P C, et al. Reconfigurable dual-

- channel multiband RF receiver for GPS/Galileo/BD - 2 Systems [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2012, 60(11): 3491 - 3501.
- [4] Charlon O, Clamagirand S, Vathulya V, et al. A dual-mode zero-IF receiver for dual-band CDMA cellular and GPS [C] // Proceedings of 33rd European Solid State Circuits Conference, 2007: 432 - 435.
- [5] Garmatyuk D, Morton Y, Mao X L. Radar and GPS system inter-operability with UWB-OFDM signals [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2011, 47(1): 265 - 274.
- [6] Wang M Y, Sheen R R B, Chen O T C, et al. A dual-band RF front-end for WCDMA and GPS applications [C] // Proceedings of IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), 2002, 4: 113 - 116.
- [7] Spiegel S J, Kovacs I I G. An efficient integration of GPS and WCDMA radio front-ends [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2004, 52(4): 1125 - 1131.
- [8] Xu Y, Wang K, Pals T, et al. A low-IF CMOS simultaneous GPS receiver integrated in a multimode transceiver [C] // Proceedings of IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CICC), 2007: 107 - 110.
- [9] Bakkaloglu B, Fontaine P, Mohieldin A N, et al. A 1.5V multi-mode quad-band RF receiver for GSM/EDGE/CDMA2K in 90nm digital CMOS process [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2006, 41(5): 1149 - 1159.
- [10] Yeh C H, Hsieh H C, Xu P, et al. Multi-band, multi-mode, low-power CMOS receiver front-end for sub-GHz ISM/SRD band with narrow channel spacing [C] // Proceedings of IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CICC), 2012: 1 - 4.
- [11] Hadjichristos A, Cassia M, Kim H, et al. Single-chip RF CMOS UMTS/EGSM transceiver with integrated receive diversity and GPS [C] // Proceedings of IEEE International Solid-State Circuits Conference-Digest of Technical Papers (ISSCC), 2009: 118 - 119.
- [12] Xie H L, Oliaei O, Rakers P, et al. Single-chip multiband EGPRS and SAW-less LTE WCDMA CMOS receiver with diversity [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2012, 60(5): 1390 - 1396.
- [13] Rivela G, Scavini P, Grasso D, et al. A low power RF front-end for L1/E1 GPS/Galileo and GLONASS signals in CMOS 65nm technology [C] // Proceedings of International Conference on Localization and GNSS (ICL-GNSS), 2011: 7 - 12.
- [14] Jo J G, Lee J H, Park D J, et al. An L1-band dual-mode RF receiver for GPS and Galileo in 0.18 μm CMOS [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2009, 57(4): 919 - 927.
- [15] Gramagna G, Mattos P G, Losi M, et al. A 56mW 23mm² single-chip 180 nm CMOS GPS receiver with 27.2 mW 4.1mm² radio [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2006, 41(3): 540 - 551.