

具有稳定工作状态的无线接收用超再生振荡器

王欢^{1,†} 王志功¹ 徐建² 孟桥¹ 杨思勇² 李伟¹

(1 东南大学射频与光电集成电路研究所, 南京 210096)

(2 江苏新志光电集成有限公司, 南京 210016)

摘要: 介绍了一种用于无线接收机的具有稳定工作状态的超再生振荡器. 这一超再生振荡器的起振时间被由超再生振荡器、高效率包络检波器和高精度电荷泵等构成的类似于锁相环的环路锁定在某一固定状态上. 文中建立了环路的离散模型, 分析了环路的稳定性, 并介绍了主要的模块电路. 该振荡器采用 0.5 μm CMOS 工艺实现, 工作在 315MHz/433MHz 的工业、科学和医药 (ISM) 频率段, 电源电压为 2.5~5.5V. 测试结果显示, 振荡器的起振时间与工艺、温度、工作频率和电源电压等无关.

关键词: 超再生振荡器; 起振时间; 锁相环; 无线接收机

EEACC: 1230B

中图分类号: TN752

文献标识码: A

文章编号: 0253-4177(2008)08-1608-06

1 引言

1922 年, Armstrong^[1] 提出了超再生理论, 多年的实践和应用证明基于该理论的无线接收机由于具有结构简单、成本低、功耗低等优点, 非常适合无线传感网、家庭自动控制、防盗等短距离无线通信系统^[2].

众所周知, 超再生接收机接收信号的能力依赖其核心模块超再生振荡器 (SRO) 在接收到“0”或者“1”信号时起振时间的变化, 该变化量越大, 系统接收灵敏度越高, 反之亦然. 不幸的是, 超再生振荡器工作在间歇振荡状态, 其起振时间对工艺、温度、工作频率、电源电压、谐振网络品质因数等十分敏感. 上述因素可能导致振荡器起振过快或者过慢, 在熄灭周期相对固定的情况下, 过快的起振会导致接收机无法通过振荡器起振时间的差异来区分“0”和“1”, 过慢的起振会使振荡器无论在“0”或“1”输入时都无法在振荡周期内得到振荡状态, 同样会导致系统无法正确识别信号. 理论上, 可以通过改变振荡器的偏置电流大小来控制振荡器的起振时间, 该电流主要是为了补偿谐振网络的损耗^[3]. 为了稳定振荡器的工作状态, 由微处理器和数模转换器构成的复杂的数字电路被用来自动搜寻和矫正振荡器的偏置电流^[4]. 本文采用由超再生振荡器、高效率包络检波器和高精度电荷泵等构成的类似于锁相环的环路来控制振荡器的偏置电流, 从而控制振荡器的起振状态, 具有结构简单, 易于集成, 性能稳定等优点.

2 超再生无线接收机介绍

如图 1 所示, 典型的超再生接收机包括低噪声放大器 (LNA)、超再生振荡器、熄灭信号产生电路、包络检波

电路和解调电路等. 超再生振荡器工作在间歇振荡状态, 由熄灭信号控制其间歇振荡周期, 但在每个振荡周期内的起振时间则主要由经过低噪声放大器放大后的输入信号决定. 当输入信号频率与振荡器振荡频率一致或者接近时, 振荡器起振时间变短, 反之, 起振时间增加, 这种随着输入信号频率变化而变化的起振时间就是超再生接收机区别输入信号逻辑的依据. 经过包络检波后, 这种起振时间的变化转变为脉冲宽度的变化, 脉冲经过解调电路后得到输出数据. 这种接收和解调原理决定了超再生接收机特别适合接收 100% 幅移键控 (ASK) 信号或者开关键控 (OOK) 信号.

如前所述, 由于振荡器的起振时间会随着外界条件的变化而变化, 可能导致系统无法正确接收信号. 因此, 图 1 所示的接收机是不稳定的. 为了稳定图 1 中超再生振荡器的起振状态, 作者根据振荡器的起振状态采用负反馈环路来控制振荡器的偏置电流, 从而稳定振荡器的起振时间. 该环路类似于锁相环, 但没有输入时钟. 整个环路如图 2 所示, 主要由振荡器、包络检波电路、比较器、电荷泵以及逻辑电路等构成. 输入信号来自前级 LNA, 输出信号为宽度随输入信号变化而变化的周期性脉冲, 作为后级解调电路的输入信号. 在一个间歇振荡周期内, 振荡建立前后的包络检波输出分别控制着电荷

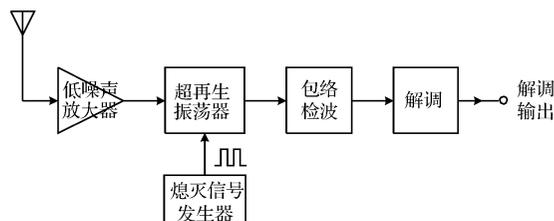


图 1 超再生接收机原理图

Fig. 1 Principle diagram of super-regenerative receiver

† 通信作者. Email: wanghuan@seu.edu.cn

2008-02-14 收到, 2008-03-29 定稿

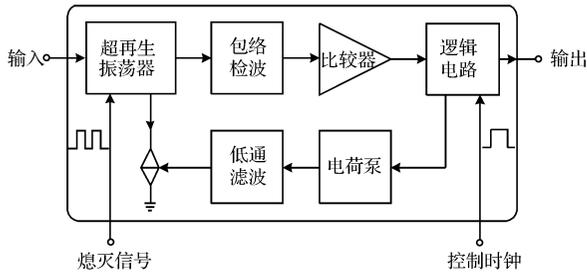


图 2 具有锁相环控制的超再生振荡器原理图

Fig.2 Principle diagram of super-regenerative oscillator with phase-locked loop

泵的充电和放电. 稳态时, 电荷泵的充放电过程达到平衡, 低通滤波器输出为稳定的直流电压. 振荡器的起振时间被稳定在由电荷泵的充放电电流比例决定的某个时间上. 由于环路的负反馈作用, 这种稳定的起振状态对输入信号不敏感, 导致振荡器的稳定性和系统接收灵敏度发生矛盾. 利用时分复用的原理, 通过统一的时钟控制前级 LNA 和环路的逻辑电路, 将接收和环路控制在时间上分开来, 互不干扰, 可以避免这种矛盾.

3 环路稳定性分析

图 2 中的环路将振荡器的起振时间锁定在由环路中电荷泵充放电电流比例设置的某个时间上, 而振荡器的起振时间与偏置电流之间存在严重的非线性关系, 且环路工作在开关状态, 与传统的锁相环的稳定性分析存在较大差异. 下面从环路的离散模型出发对环路稳定性进行分析.

如果将超再生振荡器看作负阻振荡器, 可以用图 3 所示的并联谐振回路来等效.

图中 G_0 是 LC 谐振回路的等效电导, 表征回路自身的能量损耗, $-G_a$ 是由有源器件形成的负电导, 即通过有源器件消耗能量提供负电导来弥补 LC 回路自身的能量损耗, 使得该回路能够起振. $A\sin(\omega t)$ 是并联谐振回路得到的输入电流信号. 从图中可以得到如下等式

$$v(t)G + \frac{1}{L} \int v(t)dt + C \frac{dv(t)}{dt} = A\sin(\omega t) \quad (1)$$

当输入信号频率等于回路谐振频率时, 通过求解微分方程可以得到振荡信号达到 V_{ref} 所需要的时间为

$$\tau = -\frac{2C}{G} \ln\left(\frac{V_{ref}\beta G}{-A\omega}\right) \quad (2)$$

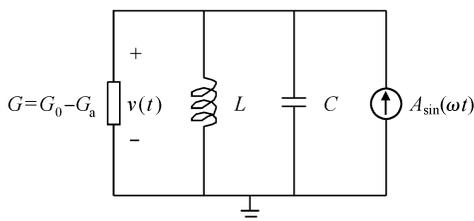


图 3 超再生振荡器的等效并联谐振回路

Fig.3 Equivalent parallel resonant loop of super-regenerative oscillator

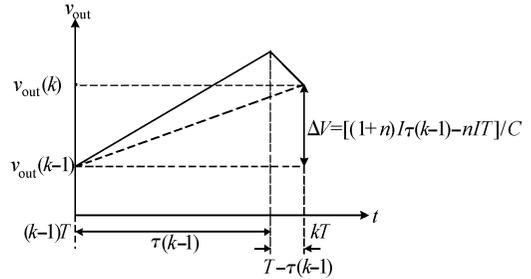


图 4 $v_{out}(k)$ 与 $\tau(k-1)$, $v_{out}(k-1)$ 的关系

Fig.4 Relations of $v_{out}(k)$, $\tau(k-1)$ and $v_{out}(k-1)$

其中 $G < 0$; $\beta = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{G^2}{4C^2}}$. 可见, 随着 G 往负值方向增加, 振荡器的起振时间减小, 起振时间与 G 成单调控制关系. G 中的 G_a 与有源器件 MOS 管的 g_m 成正比, 而 g_m 又与 $\sqrt{i_D}$ 成正比, 对于 MOS 管而言, 电流 i_D 又受栅源电压 v_{GS} 的控制, 因此, 由 (2) 式可以得到

$$\tau = f(v_{GS}) \quad (3)$$

可见, τ 和控制电压 v_{GS} 之间为确定的函数关系, 但该函数是非线性函数. 可以将该函数作局部线性化处理, 于是有

$$\Delta\tau = f'(v_{GS})|_{v_{GS}=V_{GS0}} \Delta v_{GS} = K_{SRO} \Delta v_{GS} \quad (4)$$

其中 K_{SRO} 为与 V_{GS0} 有关的常数.

由于环路处于周期性间歇振荡状态, 且周期固定, 当该周期足够小, 即熄灭频率足够快时 (相对于环路的稳定时间), 可以将环路连续的工作过程划分为以熄灭周期 T 为间隔的离散过程. 在图 2 中, 将环路从低通滤波器输出点开环, 开环点后振荡器的控制电压 v_{GS} 作为输入电压 v_{in} , 电荷泵的输出电压作为输出电压 v_{out} . 假设在第 $k-1$ 个抽样点的输入为 $v_{in}(k-1)$ (离散时间轴上的第 $k-1$ 个 T), 比较器输出的低电平脉冲宽度存在与之相对应的 $\tau(k-1)$, 即振荡器起振时间. 根据 (4) 式, $\tau(k-1)$ 和 $v_{in}(k-1)$ 之间存在确定的函数关系

$$\tau(k-1) = f(v_{in}(k-1)) \quad (5)$$

起振时间 $\tau(k-1)$ 通过控制电荷泵的充放电状态, 在第 $k-1$ 个抽样点的输出电压 $v_{out}(k-1)$ 的基础上又决定了下一个抽样点的输出电压 $v_{out}(k)$. 若电荷泵充放电电流比例为 $1:n$, $v_{out}(k)$ 与 $\tau(k-1)$, $v_{out}(k-1)$ 的关系可以用图 4 进行说明.

从图中可以看到, 如果忽略电容上由充放电产生的纹波电压, 仅考虑相邻抽样点的差值的话, $v_{out}(k)$ 与 $v_{out}(k-1)$, $v_{out}(k-1)$ 存在如下关系

$$\begin{aligned} v_{out}(k) &= v_{out}(k-1) + \Delta V \\ &= v_{out}(k-1) + \frac{(1+n)I\tau(k-1) - nIT}{C} \end{aligned} \quad (6)$$

结合 (5) 式可以得到

$$\begin{aligned} v_{out}(k) &= v_{out}(k-1) + \frac{(1+n)If_1(v_{in}(k-1)) - nIT}{C} \\ &= v_{out}(k-1) + f_2(v_{in}(k-1)) \end{aligned} \quad (7)$$

(7) 式就是将环路看作离散系统后得到的开环特性. 该式表明第 k 个抽样点的输出电压是第 $k-1$ 个抽样点的

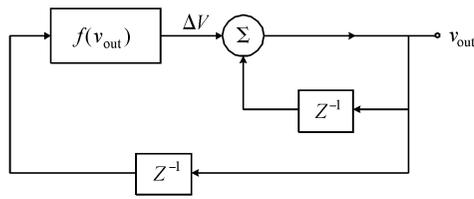


图 5 环路的闭环离散模型

Fig.5 Discrete model of closed loop

v_{in} 经过确定函数关系转换后得到的 ΔV 与第 $k-1$ 个抽样点的输出电压之和. 实际上, 第 $k-1$ 个抽样点的 v_{in} 就是第 $k-1$ 个抽样点的 v_{out} , 因此, 环路的闭环特性为

$$v_{out}(k) = v_{out}(k-1) + f_2(v_{out}(k-1)) \quad (8)$$

环路的闭环离散模型如图 5 所示.

通过迭代运算, (8) 式如果能够在任意初始状态下实现收敛, 则环路是稳定的. 利用 (8) 式, 可以进行以环路中某个参数为变量的迭代运算, 确定环路稳定时该参数的取值范围. 这种数值迭代运算可以避免系统高低频混合 Spice 仿真所需要的大量资源和时间, 缩短设计周期. 采用一阶低通滤波器, 利用 Matlab 对上述模型进行了验证, 结果表明环路的稳定性与熄灭周期、LC 谐振回路品质因数、振荡器电流源跨导、电荷泵充放电电流、滤波器电容大小等都有关系, 对稳定性影响最明显的是滤波电容和电荷泵充放电电流的值. 固定电荷泵充放电电流分别为 3 和 $30\mu\text{A}$, 滤波电容取最小值 1.4nF 时, Matlab 得到的环路控制电压 v_{GS} 和振荡器起振时间 τ 的收敛情况分别如图 6(a) 和 (b) 所示.

通过仿真结果可以看到, 在参数选择合适的情况下, 环路的控制电压和振荡器的起振时间是收敛的, 即环路是稳定的.

4 电路设计

4.1 超再生振荡器

环路中采用的超再生振荡器为共源共栅结构, 如图

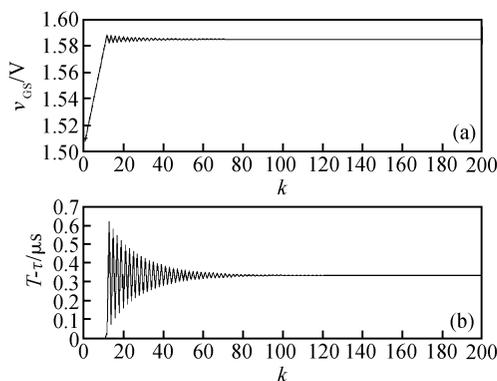


图 6 (a) 环路控制电压 v_{GS} 的收敛过程; (b) 振荡器起振时间 τ 的收敛过程 ($T = 1/300\text{kHz}$)

Fig.6 (a) Convergence of loop controlling voltage v_{GS} ; (b) Convergence of oscillator's start-up time τ ($T = 1/300\text{kHz}$)

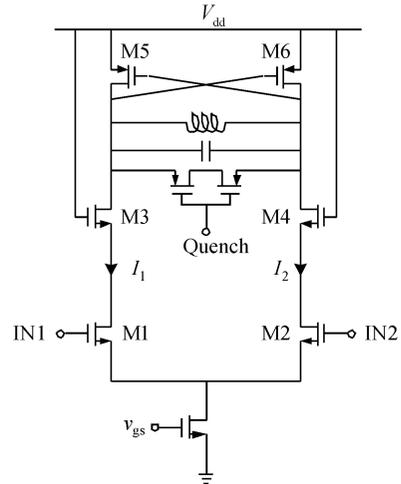


图 7 超再生振荡器

Fig.7 Super-regenerative oscillator

7 所示. 该振荡器对输入信号具有放大功能, 由图中差分对 M1 和 M2 实现, 差模跨导增益为 M1 和 M2 的等效跨导. 基于 pMOS 交叉耦合差分对的振荡器结构, 避免了采用 nMOS 交叉耦合差分对时所需要的双电感问题.

pMOS 交叉耦合差分对产生的负阻为

$$R_a = -2/g_m \quad (9)$$

其中 g_m 主要由 pMOS 特性和电流源决定, 电流源由环路控制. 若 LC 谐振回路中等效损耗电阻为 R_0 , 只要满足 $R_0 \geq |R_a|$, 则振荡器可以起振.

振荡器的熄灭由外部熄灭信号控制 pMOS 开关实现. 当开关导通时, 相当于 LC 回路中并联了一个低阻抗, 回路损耗急剧增加, 无法继续维持振荡平衡, 振荡被熄灭. 当开关关断时, 开关本身呈高阻, 不影响 LC 回路的起振, 但在振荡周期内是否能够起振, 由熄灭信号周期和电流源共同决定.

由 M3 和 M4 构成的共栅级具有低输入阻抗和高输出阻抗特性, 可以将由输入信号产生的电流更加有效地注入到 LC 谐振回路中, 同时增强振荡器的反向隔离, 减小本振泄露.

4.2 包络检波器

环路中采用的包络检波器在传统的全波整流电路的基础上增加了差分放大器, 构成具有正反馈效应的包络检波器, 如图 8 所示. 该电路通过正反馈控制整流器的电流源, 当包络电压升高时, 放大器输出使得 M1 中的电流减小, 输出包络电压更高. 若包络幅度足够大, M1 中电流由静态时的 I_D 变为 0, M3 中的电流变为 $2I_D$, M2~M5 参数相同且不计体效应. 图 8 所示电路输出的差分包络电压比传统包络检波电路高出约

$$\Delta V = \sqrt{\frac{I_D}{2\mu_n C_{ox} W/L}} \quad (10)$$

因此, 图 8 所示包络检波器比传统包络检波器具有更高的检波效率. 得益于超再生接收所特有的熄灭信号, M1 截止后, 当包络消失时, 输出电压能在熄灭信号的控制下快速恢复静态电压值.

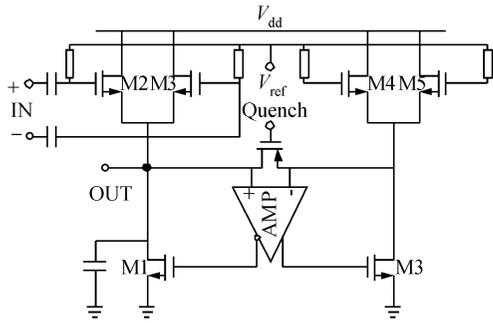


图 8 包络检波电路
Fig. 8 Envelope detector

电路采用了正反馈环,在电路设计时要仔细选择参数,避免产生振荡.由于包络检波电路在输出端有一个较大的电容,若将该节点作为环路主极点,同时保证环路中其他节点都为低阻节点,且选择合适的环路增益就可以保证环路稳定工作.

4.3 电荷泵

为了保证系统的时序正确,环路中电荷泵的充放电比例必须准确和稳定.如图9(a)所示,传统电荷泵的充

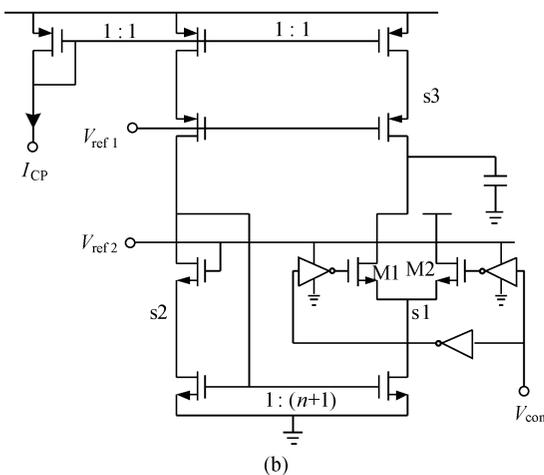
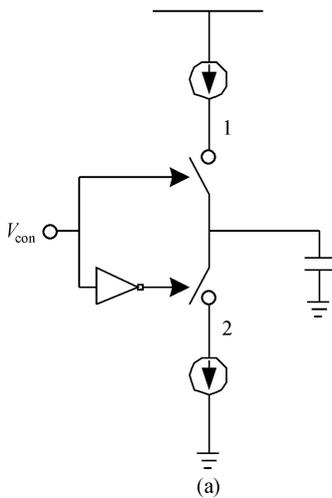


图 9 (a) 传统电荷泵;(b) 本文采用的电荷泵
Fig. 9 (a) Traditional charge pump; (b) Presented charge pump

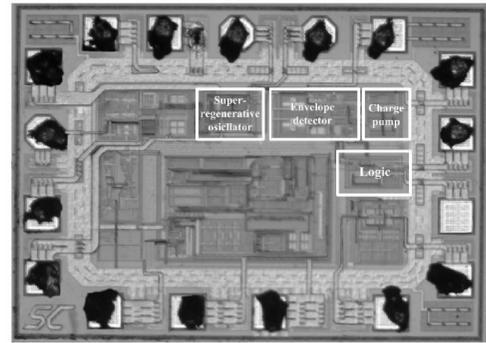


图 10 芯片照片
Fig. 10 Die photograph

电和放电电流分别由两个轮流导通或截止的开关控制,相对独立.这种独立的开关控制会导致电路中节点 1 和 2 的电压大幅度改变,在开关切换时存在建立时间,影响充放电过程的线性度和电流比例的精确性.为了减小开关控制对电荷泵性能的影响,本文采用了图 9(b)所示的电荷泵电路,主要从两方面减小电路中节点 s1 和 s3 的波动.一方面采用恒流充电电流,放电电流通过运算得到,仅仅控制 nMOS 管就可以实现对电容的充放电,从而保证 s3 的稳定;另一方面是采用差分对结构实现对 nMOS 管的开关控制,且 nMOS 差分对的栅极控制电压高电平为 V_{ref2} ,从而稳定 s1 的电压.在开关控制过程中,电荷泵电路中的各个节点电压均为稳定的电压,有效避免了传统电荷泵电路的在开关控制中产生的非线性过程,确保了充放电电流的精确性.

5 测试结果

采用 $0.5\mu\text{m}$ CMOS 工艺,成功实现了用于短距无线接收的具有闭环控制功能的超再生振荡器,芯片照片如图 10 所示.测试结果显示,电源电压为 $2.5\sim 5.5\text{V}$ 时,整个环路消耗电流 $< 0.5\text{mA}$,各项功能正常.

无输入信号时,在电源电压分别为 5.5 和 2.5V 时测试得到的振荡波形和相应的包络检波输出分别为图 11(a)和(b),从测试结果可以看出,振荡器每个熄灭周期内的起振时间在不同电源电压时几乎相同,与电源电压无关.虽然由于噪声的影响,起振时间具有一定的随机性,但总是在某个起振时间附近波动,这个稳定的时间是由环路决定的.

在相同条件下还测试了另一颗芯片的起振时间,以及芯片表面温度约 80°C 时的第三颗芯片的起振时间,表 1 是这些测试结果的总结.测试结果表明不同的芯片在不同的电源电压,不同的温度条件下振荡器的起振时间几乎相同,总是在由环路决定的某个稳定时间附近波动.

由于测试条件限制,在测试接收功能时采用的信号源为商用遥控发射器,频率为 315MHz ,距离大于 50m .图 12(a)和(b)分别为输入“0”和“1”时的熄灭信号和比较器输出信号.从图中可以看到,当接收到“1”信号时,比较器输出波形中只有一半的脉冲宽度发生改变,而另外一半脉冲与接收到“0”时的脉冲宽度几乎一致,

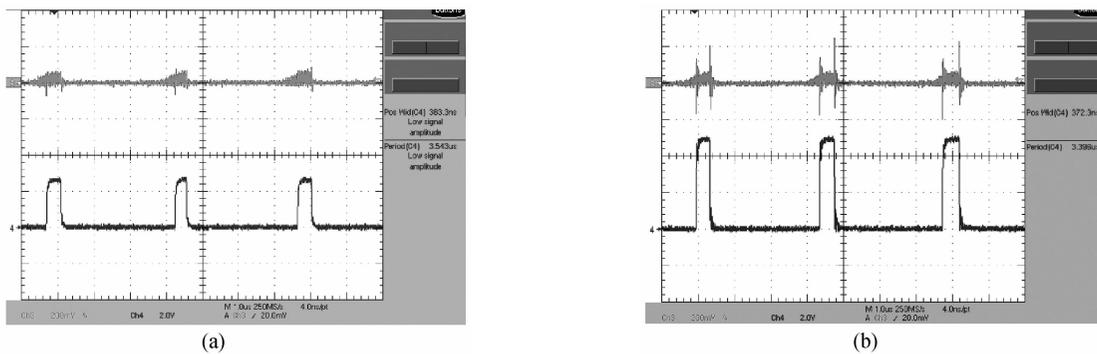


图 11 (a) 电源电压为 2.5V 时的振荡信号和包络检波输出信号;(b) 电源电压为 5V 时的振荡信号和包络检波输出信号

Fig. 11 (a) Oscillator signal and envelope detector output with 2.5V supply; (b) Oscillator signal and envelope detector output with 5V supply

是电荷泵的控制信号,从而在一个接收通道中成功实现了环路控制与信号接收的时分复用.

图 12 中的比较器输出信号经过逻辑运算后,只有一半的脉冲能作为环路的最后输出信号输出给后级解调电路.图 13(a)和(b)分别是输入“0”和“1”时的熄灭信号和最终的环路输出信号.从测试结果可以看到,接收到“1”时的输出脉冲宽度明显宽于接收到“0”时的脉冲宽度,成功实现了信号的接收.

表 1 不同条件下的振荡器起振时间

Table 1 Start-up time of the oscillator under different conditions

	起振时间 /μs	熄灭周期 /μs	包络检波输出信号的占空比	测试条件
芯片 1	0.383	3.543	1 : 8.25	$V_{DD} = 2.5V, T = 25^{\circ}C$
芯片 1	0.372	3.396	1 : 8.13	$V_{DD} = 5V, T = 25^{\circ}C$
芯片 2	0.368	3.42	1 : 8.29	$V_{DD} = 2.5V, T = 25^{\circ}C$
芯片 2	0.355	3.341	1 : 8.41	$V_{DD} = 5V, T = 25^{\circ}C$
芯片 3	0.364	3.412	1 : 8.4	$V_{DD} = 5V, T \approx 80^{\circ}C$

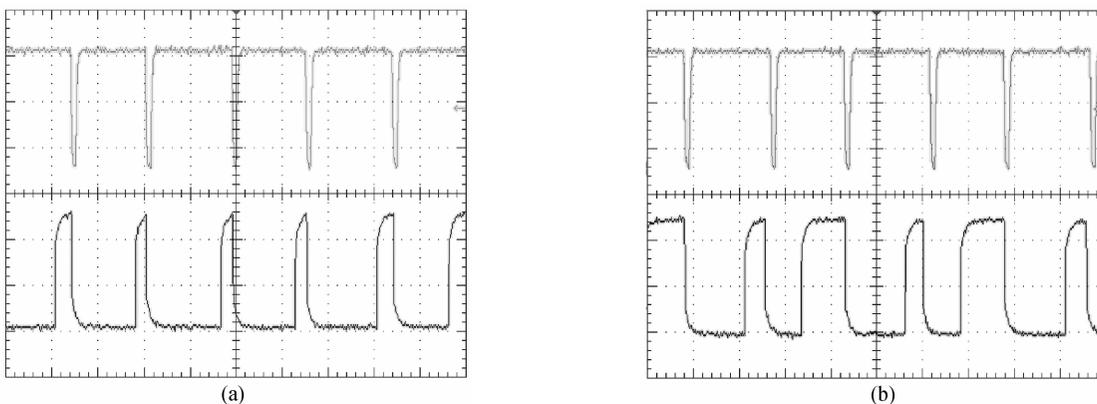


图 12 (a) 输入“0”时的熄灭信号和比较器输出信号;(b) 输入“1”时的熄灭信号和比较器输出信号 1μs/div,2V/div

Fig. 12 (a) Quench signal and comparator output with “0” input; (b) Quench signal and comparator output with “1” input 1μs/div,2V/div

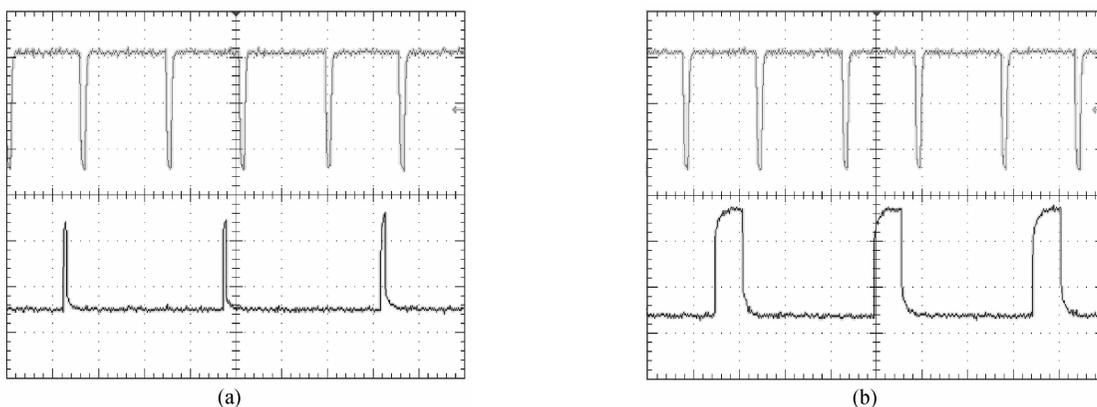


图 13 (a) 输入“0”时的熄灭信号和环路输出信号;(b) 输入“1”时的熄灭信号和环路输出信号 1μs/div,2V/div

Fig. 13 (a) Quench signal and loop output with “0” input; (b) Quench signal and loop output with “1” input 1μs/div,2V/div

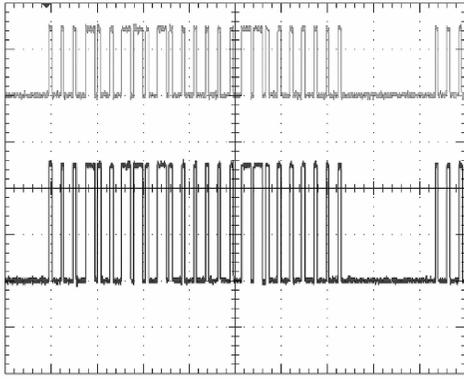


图 14 接收机在电源电压分别为 2.5 和 5V 时接收并解调后输出的数据
Fig.14 Output data of receiver with 2.5 and 5V supply, respectively 4ms/div, 2V/div

基于图 2 所示超再生振荡器设计的 315/433MHz 无线接收机在不同的电源电压条件下(2.5 ~5.5V),工作正常,能正确接收和解调基带数据,图 14 是在电源电压分别为 2.5 和 5V 时接收得到的数据信号,经过与商用控制电路联调,证明经过接收并解调后得到的该数据是正确的.

6 结论

采用 0.5 μ m CMOS 工艺成功实现了由超再生振荡器、包络检波器、比较器、电荷泵和低通滤波器等构成的具有闭环控制功能的超再生振荡器.测试结果表明,该振荡器具有稳定的起振状态,与工艺、温度和电源电压等几乎无关,极大的方便了超再生无线接收机的调试和应用,适合于大规模生产.

参考文献

- [1] Armstrong E H. Some recent developments of regenerative circuits. Proc IRE, 1922, 10:244
- [2] Dehollain C, Declercq M, Joehl N, et al. A global survey on short range low power wireless data transmission architectures for ISM applications. Proceeding of International Semiconductor Conference, 2001, 1:117
- [3] Frink F W. The basic principles of superregenerative reception. Proc IRE, 1938:76
- [4] Chen J Y, Flynn M P, Hayes J P. A fully integrated auto-calibrated super-regenerative receiver in 0.13 μ m CMOS. IEEE J Solid-State Circuits, 2007, 42:1976

A Stable Super-Regenerative Oscillator for Wireless Receivers

Wang Huan^{1,†}, Wang Zhigong¹, Xu Jian², Meng Qiao¹, Yang Siyong², and Li Wei¹

(¹ Institute of RF- & OE-ICs, Nanjing 210096, China)

(² Jiangsu Sino-Chip OE-IC Co., Ltd, Nanjing 210016, China)

Abstract: A stable super-regenerative oscillator (SRO) for industrial scientific and medical wireless receivers has been implemented in standard 0.5 μ m CMOS technology. The startup time of the SRO is locked by a loop composed of a voltage-controlled SRO, an efficient envelope detector, and an accurate charge pump, which is similar to a phase-locked loop without input clock. This paper presents a discrete model with stability analysis and the key circuits of the loop. Under a 2.4~5.5V supply, the measured results indicate that the startup time of the SRO is independent of changes in technology, temperature, operating frequency, and supply voltage.

Key words: super-regenerative oscillator; startup time of oscillator; phase-locked loop; wireless receiver

EEACC: 1230B

Article ID: 0253-4177(2008)08-1608-06

† Corresponding author. Email: wanghuan@seu.edu.cn

Received 14 February 2008, revised manuscript received 29 March 2008