

CMOS 超高频整流器*

周盛华[†] 吴南健

(中国科学院半导体研究所, 北京 100083)

摘要: 提出了一个适用于无源 UHF RFID 标签芯片的全 CMOS 整流器. 整流器包括射频-直流转换电路、偏置电路、直流-直流转换电路和振荡器电路. 整流器的工作频率范围是 860~960MHz. 基于 0.18 μm , 1p6m 的标准数字 CMOS 工艺, 设计并实现了无源 UHF RFID 标签芯片的整流器. 该设计采用开关电容电路技术动态地消除了 CMOS 管开启电压的问题, 在标准数字 CMOS 工艺下实现了高效率的超高频整流器. 整流器的面积为 180 μm × 140 μm . 当输入 900MHz, -16dBm 的射频信号时, 整流器的输出电压为 1.2V, 启动时间为 980 μs .

关键词: 整流器; 射频识别; 无源电子标签; 低功耗
EEACC: 1250

中图分类号: TN911.23

文献标识码: A

文章编号: 0253-4177(2007)09-1471-06

1 引言

无源射频识别(RFID)电子标签在商品流通、制造业、成品和零部件管理、物品和人员的跟踪等多种领域已经得到成功的应用, 这为其延伸到环境检测或者传感器网络等方面提供了直接的推动力. 带有传感器功能的无源 RFID 电子标签将成为电子标签的一个热门发展方向. 射频整流器是无源 RFID 标签芯片中的关键电路, 它为整个芯片提供电源. 随着传感器等新单元的加入, 整个无源 RFID 标签芯片对整流器的性能要求也越来越高.

在无源 UHF RFID 电子标签芯片中, 由于要求的工作距离远, 输入能量也较小, 整流器大多采用 Dickson 电荷泵电路^[1]或者类似的结构为内部其他电路提供足够的电源电压. 其中整流器件需要用肖特基二极管才能有较好的整流效果^[2], 但是这样增加了标签芯片的制造成本, 因为肖特基二极管需要在标准 CMOS 工艺上增加额外的掩膜和工序才能实现. 另一方面, 使用普通 nMOS 管的电荷泵电路的性能远低于使用肖特基二极管的电路. 零开启电压的 nMOS 管可以改善使用 nMOS 管电荷泵电路的性能, 但是零开启电压的 nMOS 管也需要在标准 CMOS 工艺上增加额外的掩膜和工序才能实现. 虽然使用外置电源的偏置电路来消除普通 nMOS 开启电压的方法可以有效地提高 nMOS 管在整流方面的性能^[3], 但是该电路需要使用外置电源. 这个方法在无源标签中无法实现. 带有偏置并同时使用

nMOS 和 pMOS 管作整流器件的整流器明显提高了 MOS 管的整流性能^[4]. 但该电路使用电阻作偏置, 只能实现两级的串连. 由于该电路不能实现多级倍压, 也就不能在输入能量较小的情况下提供足够的工作电源电压, 从而限制了它的应用范围.

本论文提出了一个适用于无源 UHF RFID 标签芯片的高效率的整流器方案. 基于 0.18 μm , 1p6m 的标准数字 CMOS 工艺, 本文设计并实现了无源 UHF RFID 标签芯片的整流器电路. 该整流器采用开关电容电路技术动态地消除了 CMOS 管开启电压的问题, 实现了高效率的射频倍压整流单元电路和多级单元电路串联, 并且该整流器无需外部电源对开关电容电路供电. 整流器采用新的射频-直流电压转换和直流-直流电压转换组合电路, 提高了整流器的整流效率. 本文在以下几节中将分别给出 CMOS 整流单元的分析、整流器的系统结构、整流单元的电路设计、芯片照片以及测试结果.

2 系统结构

图 1 给出本文所提出的整流器的系统结构图. 这个整流器包括射频-直流电压转换电路(RF-DC)、直流-直流电压转换电路(DC-DC)、动态偏置电压电路(Bias)和振荡器(Osc)等单元电路. 本文的动态电压偏置电路解决了普通 MOS 管存在开启电压而整流效率低的问题. RF-DC 和 DC-DC 组合电路可以提高 RF-DC 的效率. RF-DC 的整流效率随着输出电流的增加而增加^[2]. 这主要是因为相同输入

* 国家高技术研究发展计划(批准号:2006AA04A108)和国家自然科学基金(批准号:90607007)资助项目

[†] 通信作者. Email: zimage@126.com

2007-03-03 收到, 2007-04-08 定稿

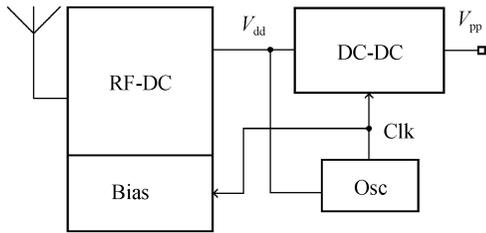


图 1 整流器系统结构图

Fig. 1 Architecture of the proposed rectifier

电压的情况下端口处的射频损耗基本不变,而输出电流的增加使有效输出功率增加,自然也增加了有效输出能量相对于输入能量的比例,也就是整流效率的增加.本文提出的 RF-DC 和 DC-DC 组合电路可以有效地提高 RF-DC 的整流效率.在输出相同直流电压和电流的情况下,因为 DC-DC 是个倍压器,所以 RF-DC 和 DC-DC 组合电路中的 RF-DC 所需要输出的电压比单独的 RF-DC 电路要低,而电流要大.这正好使 RF-DC 和 DC-DC 组合电路中的 RF-DC 进入更高效的工作区域,也就提高了整个整流器的整流效率.

RF-DC 电路是整流单元的核心模块,它把 RF 能量转换为电路工作所需要的直流能量.偏置电压电路(Bias)为 RF-DC 电路中的整流管提供偏置电压.DC-DC 电路是一个倍压器,它把 RF-DC 电路所整流出的直流电压(V_{dd})升高一倍再输出(V_{pp}).振荡器为 RF-DC 中的偏置电路(Bias)和 DC-DC 电路提供时钟翻转信号(Clk).

RF-DC 电路采用 n 型和 p 型 MOS 管构成多级串联的电荷泵结构.在只使用 n 型 MOS 管的 RF-DC 电路中,其中一个 nMOS 管的偏置电容要直接接到射频输入耦合电容的其中一端上.由于偏置电容为 MOS 电容,有较大的衬底寄生电容,这样就有较大的射频能量损失.而同时使用 n 型和 p 型 MOS 管的 RF-DC 电路就可以避免这种情况,从而减少射频能量的损失.偏置电压电路采用开关电容电路结构,它为整流管提供一个使管子处于亚开启状态的偏置电压,解决了普通 CMOS 管因为存在开启电压而导致整流效率低的问题.DC-DC 电路是一个交叉对接的 CMOS 管倍压器.在负载较小的情况下,其效率可达 90%.根据 CMOS 数字电路工作的需要,它为内部电路提供一个足够高的工作电压.RF-DC 和 DC-DC 的电路组合可以减少 RF-DC 电路所需要的级数,同时也优化了 RF-DC 电路的工作点,从而有效地提高了整流器的转换效率.振荡器是一个基于 RS 触发器的多谐振荡电路.在工作电压为 0.6V,输出为 500kHz 的情况下,其消耗电流仅为 200nA.

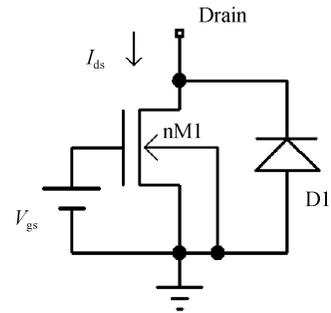


图 2 nMOS 管作整流器件的等效电路

Fig. 2 Equivalent circuit of nMOS transistor in rectifying mode

整流器的启动过程是一个转换效率从低到高的过程.在刚开始有射频能量输入的时候,因为 V_{dd} 上的电压为 0,所以振荡器、偏置电路和 DC-DC 都没有工作起来,RF-DC 的效率较低.但是在这个时候电路的负载也较低,在偏置不工作的情况下,RF-DC 还能转换出直流电流给电容充电,使 V_{dd} 电压缓慢上升.当 V_{dd} 电压足够高的时候,振荡器开始工作,从而输出时钟信号.振荡器输出时钟信号的同时也带动偏置电路和 DC-DC 电路进入工作状态.偏置电路和 DC-DC 电路启动之后,使 RF-DC 电路进入到高效率的工作状态,这时候的整流器就可以为内部电路提供足够高的直流电压.

3 CMOS 整流分析

CMOS 管的整流工作原理可以通过对 CMOS 管的电流-电压($I-V$)特性曲线的分析而得到.这里以图 2 所示的 nMOS 管电路为例进行说明.在超高频的情况下, MOS 管的漏极到衬底的寄生二极管 D1 基本不起作用.把 MOS 管作整流器件是利用 MOS 管源漏极正负方向电流的不对称性.图 3 为 n 型 MOS 管的输出 $I-V$ 特性曲线.横轴表示的是漏极(Drain)的输入电压值 V_{ds} ,纵轴表示的是流过 MOS 管的电流值 I_{ds} .图 2 中的电路和通常分析栅极控制漏极电流特性所用的电路一样,但主要不同的地方在于漏极输入电压有正的,也有负的,而且偏置电压 V_{gs} 的值都略低于 MOS 管的开启电压.也就是漏极电压为正的时候,因为 MOS 管是处于不开启或者是弱开启的状态,所以看不到通常分析栅极控制漏极电流的那段 $I-V$ 曲线.而分析的重点是漏极电压为负值时的情况.

当漏极输入电压为正时, MOS 管截止,基本上没有电流流过,就是图 3 中横轴零点右边的部分.当漏极输入电压为负时,相当于 MOS 管的源漏极互换过来,同时衬底被偏置到比源极高的电压上.这时

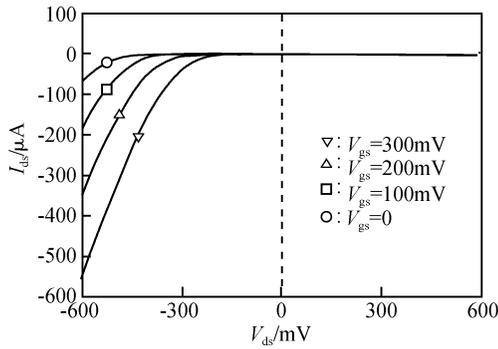


图 3 nMOS 管的 I - V 特性曲线

Fig. 3 I - V curves of nMOS transistor

候虽然偏衬效应很大,但是只要输入电压值足够大就可以抵消偏衬效应的影响,从而使管子导通.如图 3 中输入电压为负的区域, V_{gs} 为 0 的曲线,当 V_{ds} 达到 -450mV 的时候,就开始有电流流过 MOS 管.开启电压的存在,影响了这种结构的整流效率.偏置电压 V_{gs} 的加入可以有效地消除开启电压的影响.如图 3 所示,随着偏置电压 V_{gs} 的提高,在同样导通电流的情况下所需要的输入电压也相应地降低,也就是 I - V 曲线向右边移动.但 V_{gs} 的电压值不能过高,否则就会使 MOS 管在漏极输入为正的时候也有电流流过 MOS 管,也就是双向导通.当出现双向导通的时候,MOS 管也就失去了整流的特性,所以 V_{gs} 应该保持在使管子处于亚开启状态的电压值.对应的 p 型 MOS 管也有类似的分析结果.

如图 4 所示,一个完整的倍压整流单元由一个 n 型 MOS 管 nM1,一个 p 型 MOS 管 pM1,两个相应的偏置电路 U1, U2 和两个电容 C_1, C_2 构成.输入 V_{in} 为交流超高频正弦信号.当输入交流电压 V_{in} 为负半周的时候,p 管 pM1 截止,n 管 nM1 导通,电流 I_1 给电容 C_1 充电.经过多个交流信号的周期后, C_1 两端的电压差就稳定在半个输入信号 V_{in} 的峰峰值;当输入交流电压 V_{in} 为正半周的时候,n 管 nM1 截止,p 管 pM1 导通,电流 I_2 给电容 C_2 充电,输出直流电压 V_b .因为电容充电需要一个过程,

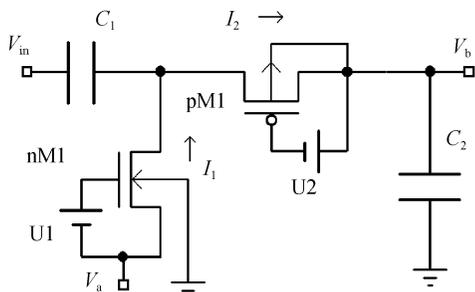


图 4 倍压整流单元电路图

Fig. 4 Unit rectifier circuit

所以输出 V_b 需要经过交流信号的多个周期后才能稳定.在稳定而且负载较小, V_a 接地的情况下,因为 C_1 上已经充满了半个输入信号 V_{in} 的峰峰值,相当于 V_{in} 被抬高了,所以输出电压 V_b 等于输入信号 V_{in} 的峰峰值.

该整流单元的输出电压比桥式全波整流电路的输出电压要高一倍,而且把后一个单元的 V_a 和前一个单元的 V_b 连接起来就可以构成 N 倍的倍压整流电路,如图 7 所示.详细的电路将在文章的后面进行分析.

4 单元电路设计

4.1 偏置电路

图 5 为 RF-DC 电路中 n 型 MOS 整流管的 Bias 电路. θ_1 和 θ_2 是一对不重叠的时钟信号.当 θ_1 为高的时候,传输门 SW1 和 SW2 接通电容 C_b 和 RF-DC 电路的输出电压 V_{dd} ,电容 C_b 的电压被充到 V_{dd} ;当 θ_2 为高的时候,充了电的 C_b 通过传输门 SW3 和 SW4 接通到 C_m 和负载管 nMb.这样 C_b 和 C_m 组成的开关电容电路就相当于构成了一个大电阻 R_{equ} ,其大小如(1)式所示:

$$R_{equ} = \frac{1}{C_b f} \quad (1)$$

其中 f 为时钟开关信号 θ_1 和 θ_2 的频率.

采用开关电容的方式在 C_m 上产生一个偏置电压,从而虚拟成图 4 中的独立电压源 U1.负载管 nMb 一直保持弱开启的状态,正好满足 nM1 对消除开启电压的需要,从而避免了使用复杂的基准电路.对应的 p 型 MOS 管所需要的偏置电路如图 6 所示,其工作原理和 p 型 MOS 管的偏置电路类似.在以往的设计中,由于动态偏置电路需要外部电源供电^[3],所以无法实现无源标签.本文新提出的动态偏置电路直接使用 RF-DC 的直流输出电压来供电,而不需要外部电源.所以本文提出的 CMOS 无源整流器可以应用到 CMOS 无源标签芯片中.

4.2 三级的整流器电路

把一个 n 型 MOS 管 nM1,一个 p 型的 MOS 管 pM1,两个相应的偏置电路 U1, U2 和两个电容 C_1, C_2 组合起来就构成了一个完整的倍压整流单元,如图 4 所示.把这些整流单元串接在一起,就可以构成级联升压的整流器,如图 7 所示.其中 Recti_cell 为整流单元,Osc 为振荡器.连接的方式是第一个单元的 V_a 接地,第二个单元的 V_a 接第一个单元的 V_b ,第三个单元的 V_a 接第二个单元的 V_b ,最后在第三个单元的 V_b 输出.这样就构成一个三级的整流器.

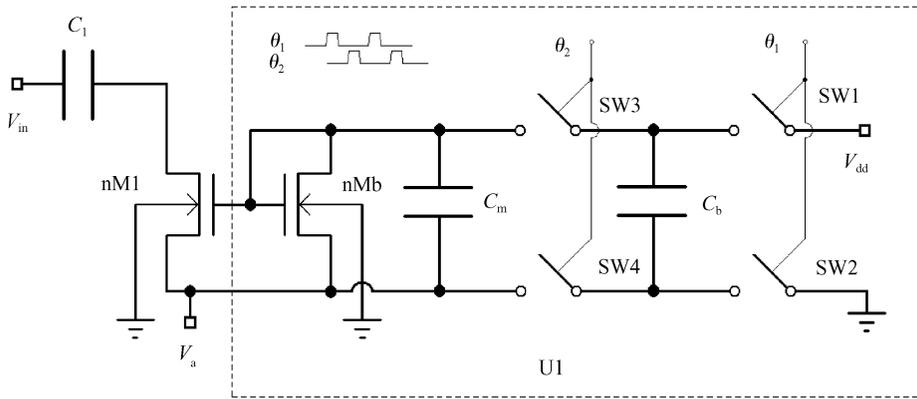


图 5 用于 nMOS 管的偏置电路(虚线框围住的部分)
Fig. 5 Bias circuit for nMOS transistor

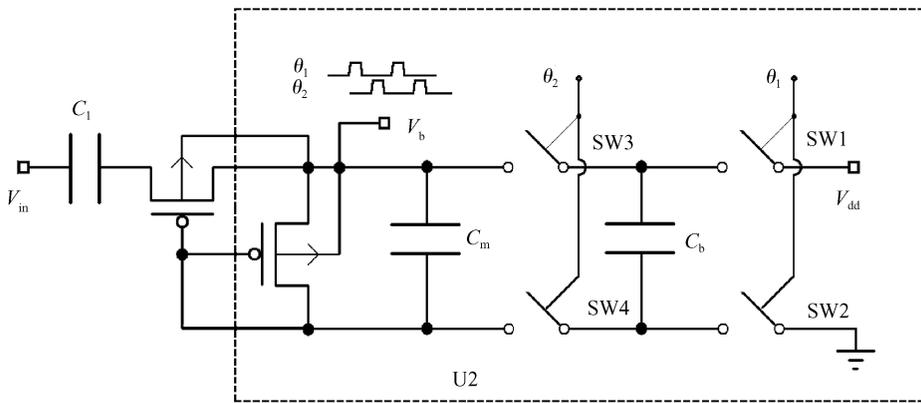


图 6 用于 pMOS 管的偏置电路(虚线框围住的部分)
Fig. 6 Bias circuit for pMOS transistor

振荡器给这些整流单元提供不重叠的时钟信号. 对于采用电阻分压来产生偏置的 RF-DC 单元电路, 由于电阻分压偏置需要有连续的到地和到电源的电流回路, 所以最多只能实现两级串联^[4]. 从(2)式中就可以看到, 只能有两级串联的电路结构限制了 RF-DC 的倍压性能, 不能在射频输入电压较低的时

候输出所需要的直流电压值. 本文新提出的采用开关电容方式的动态偏置电路不需要有连续的到地和到电源的电流回路, 可以实现 2 级或以上的级连. 这样 RF-DC 就可以根据应用对直流电压值的需要来优化 RF-DC 中的级数, 在射频输入电压较低的时候也能输出所需要的直流电压值.

在没有负载和电路已经进入正常稳定工作状态之后, 串联整流器的输出电压 V_{dd} 的值如(2)式所示:

$$V_{dd} = NV_{in(pp)} \quad (2)$$

其中 N 为串联的级数; $V_{in(pp)}$ 为输入射频信号的峰峰值.

4.3 DC-DC 电路

如图 8 所示, 直流-直流转换电路是一个由两对交叉连接的 CMOS 管和 4 个电容构成. 与偏置电路中的输入时钟信号一样, 图 8 中的输入时钟信号 clk 和 $nclk$ 也是一对不重叠的时钟信号. 随着时钟信号的开和关, nM1 和 nM2 分别把 C_1 和 C_2 的电压充

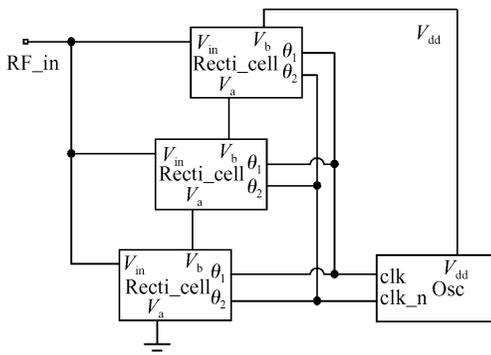


图 7 三级串联叠加的整流单元电路
Fig. 7 Unit rectifier circuits in serial

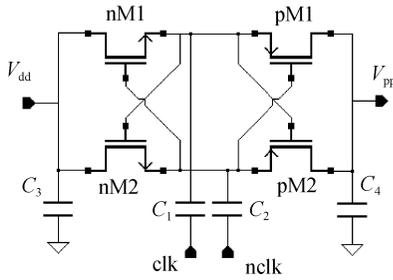


图 8 直流-直流转换电路
Fig. 8 DC-DC circuit

到等于 V_{dd} . 那么当 clk 和 $nclk$ 分别为高电平的时候 C_1 和 C_2 就被分别抬高了. 因为 C_1 和 C_2 上充了一个等于 V_{dd} 的电压, 所以被抬高时的电压为两倍的 V_{dd} . 随着时钟信号的开和关, $pM1$ 和 $pM2$ 分别被打开和关闭, 从而把倍压了的信号传到输出端 V_{pp} . 再经过电容 C_4 的滤波, 在 V_{pp} 端就可以得到一个较平滑的、两倍于 V_{dd} 的电压.

5 版图与测试结果

图 9 为整流器的裸片照片. 整流器使用的工艺为 $0.18\mu m, 1p6m$ 的标准数字 CMOS 工艺, 其版图大小为 $180\mu m \times 140\mu m$.

图 10 为整流器启动过程的测试波形图. 在 t_1 时刻开始有射频能量输入. 这时候因为 V_{dd} 电压很低, 振荡器和偏置电路都没有工作起来, RF-DC 的效率较低, 所以在 t_1 和 t_2 这段时间里 RF-DC 只能缓慢地给电容充电, 使 V_{dd} 升高. 在 t_2 之后, V_{dd} 的电压值已经可以让振荡器工作. 振荡器工作的同时带动了动态偏置电路的工作. 在 t_2 和 t_3 之间, 可以观察到时钟信号反映在 V_{dd} 上的那些一个个台阶的痕迹. 这是因为偏置电压的升高使整流 CMOS 管开启电压被一步步地消除, 也就使整流 CMOS 管的整流效率一步步提高, 所以 V_{dd} 的电压也被一步步提高. 在 t_3 之后, 整流器就进入到稳定的状态, 开

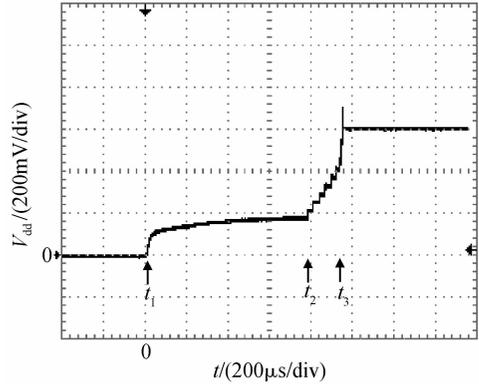


图 10 RF-DC 整流器启动过程的输出电压测试波形图
Fig. 10 Measured startup waveform of the rectifier

始输出稳定的直流电压. 从 t_1 到 t_3 一共经过了 $980\mu s$, 这是整流器启动的全过程. 从测试的结果看, 本文提出的整流器能有效地把射频能量转换为直流能量, 满足无源 UHF RFID 标签芯片对电源电压的要求.

图 11 为整流器射频输入能量和整流器输出电压值之间关系的曲线图, 其中射频输入信号的频率为 $900MHz$. 从图 11 可以看出, 当射频输入能量较小 ($< -16dBm$) 的时候, 由于没有足够的电压让动态偏置电路进入工作状态, 也就不能提高整流管的效率, 这时整流器只能输出较低的电压. 当射频输入能量足够大 ($\geq -16dBm$), V_{dd} 有足够的电压让振荡器和偏置电路开始工作, 这时整流器就可以工作在高效率区域, 把射频能量转换为直流能量. 整流器在输入信号频率为 $900MHz$, 输入射频能量为 $-16dBm$ 时, 输出 V_{dd} 为 $620mV$, 输出 V_{pp} 为 $1.2V$, V_{pp} 端的负载电阻为 $200k\Omega$, 其转换效率为 28% . 当射频能量继续增大的时候 ($> -5dBm$), 由于输出电压的升高, 直流功耗也跟着升高, 这也改变了整流器的输入阻抗. 输入阻抗的改变使端口处和外部电路不匹配, 有部分的射频能量被反射回去, 所以输出电压随输入射频能量增加而升高的速度开始变缓.

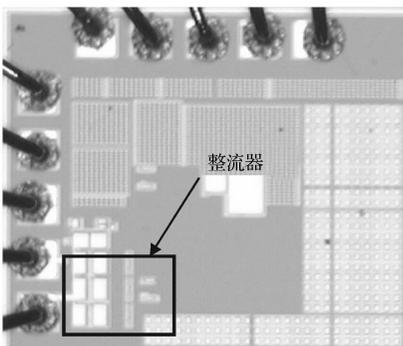


图 9 整流器的照片
Fig. 9 Photograph of the rectifier

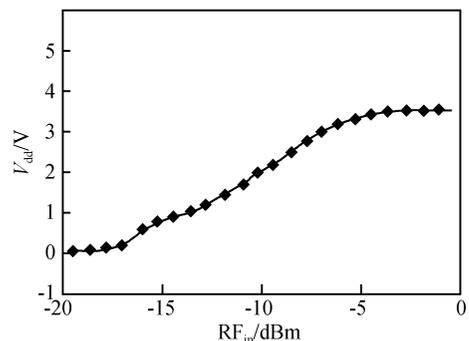


图 11 输入能量和输出电压的关系曲线
Fig. 11 Input power versus output voltage curve

在整流器的应用中需要加入保护电路来防止电压过高的情况.

6 结论

本文提出了一个适用于无源 UHF RFID 标签芯片的全 CMOS 整流器. 整流器包括射频-直流转换电路、偏置电路、直流-直流转换电路和振荡器电路. 整流器的射频工作频率范围是 860~960MHz. 本文基于 0.18 μm , 1p6m 的标准数字 CMOS 工艺, 设计并实现了无源 UHF RFID 标签芯片的整流器电路, 其面积为 180 μm ×140 μm . 该整流器采用开关电容电路技术动态地消除了 CMOS 管开启电压的问题, 实现了高效率的射频倍压整流单元电路和多级单元电路串联, 并且该整流器无需外部电源对开关电容电路供电. 整流器采用新的射频-直流电压转换和直流-直流电压转换组合电路, 提高了整流器的整流效率. 当输入射频能量为 -16dBm, 输入信号频率为 900MHz 时, 整流器的输出电压为 1.2V, 启动

时间为 980 μs .

致谢 作者感谢中国科学院 OpenMore 计划所给予的投片机会; 同时也感谢妙维和李昀龙在投片方面所给予的帮助.

参考文献

- [1] Dickson J. On-chip high-voltage generation in NMOS integrated circuits using an improved voltage multiplier technique. *IEEE J Solid-State Circuits*, 1976, 11(6):374
- [2] Karthaus U, Fischer M. Fully integrated passive UHF RFID transponder IC with 16.7 μW minimum RF input power. *IEEE J Solid-State Circuits*, 2003, 38(10):1602
- [3] Umeda T, Yoshida H, Sekine S, et al. A 950MHz rectifier circuit for sensor networks with 10m-distance. *IEEE Int Solid-State Circuits Conf (ISSCC) Dig Tech Papers*, 2005:256
- [4] Nakamoto H, Yamazaki D, Yamamoto T, et al. A passive UHF RFID tag LSI with 36.6% efficiency CMOS-only rectifier and current-mode demodulator in 0.35 μm FeRAM technology. *IEEE Int Solid-State Circuits Conf (ISSCC) Dig Tech Papers*, 2006:310

CMOS UHF Rectifier*

Zhou Shenghua[†] and Wu Nanjian

(*Institute of Semiconductors, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100083, China*)

Abstract: This paper presents an RF CMOS rectifier for a passive UHF RFID tag chip. The rectifier includes an RF-DC converter, a bias, a DC-DC converter, and an oscillator. The operating frequency range of the rectifier is 860~960MHz. The design of the rectifier is based on 0.18 μm , 1p6m standard digital CMOS process. A switched capacitor circuit technique is used to provide active bias to solve the threshold voltage problem in CMOS transistors. The size of the rectifier is 180 μm ×140 μm . Under -16dBm, 900MHz input RF power, the rectifier creates 1.2V V_{pp} output, and the startup time is 980 μs .

Key words: rectifier; RFID; passive transponder; low power.

EEACC: 1250

Article ID: 0253-4177(2007)09-1471-06

* Project supported by the National High Technology Research and Development Program of China (No. 2006AA04A108) and the National Natural Science Foundation of China (No. 90607007)

[†] Corresponding author. Email: zimage@126.com

Received 3 March 2007, revised manuscript received 8 April 2007