

中文摘要

摘要: 无线射频识别 (Radio Frequency Identification, RFID) 技术, 是一种利用射频通信实现的非接触式自动识别技术。该技术是一种综合利用芯片技术、天线技术、无线收发技术、数据变换与编码技术以及电磁场理论的应用技术。该系统具有不局限于视线, 识别距离比光学系统远, 射频识别卡具有可读写能力、可携带大量数据, 同时具有难以伪造和智能性较高等优点而得到社会各领域的广泛使用。

本文概括的介绍了 RFID 系统的基本概念、基本工作原理和相关标准, 重点讨论了 RFID 读写器中接收部分的关键技术和解决方案。基于这些理论知识, 确定了符合 EPC Global Class1 Gen1&Gen2 标准的读写器系统实现方案, 并选择 TI 公司的 TMS320VC5416 DSP 和 ATMEL 公司的 ATmega128L 单片机作为基带微处理器, 分别采用 ADC、DAC 和 Anadigm 公司的 RFID 基带处理芯片以及不同的调制器、解调器和射频芯片作为硬件开发平台, 通过使用嵌入式 C 语言和汇编语言对系统作了具体的软硬件实现。

最后, 针对系统的特点, 制定出具体的测试方案, 对所设计的系统进行了部分调试和性能测试。虽然没有完全测试完毕, 但是为将来的继续研究提供了指导, 就系统设计中可能存在的问题提出了进一步的改进方案, 并提出了许多在具体的硬件调试工作中要注意的事项和测试步骤。

关键词: RFID; 读写器; 反向散射调制技术; DSP; 单片机; 频率综合器

分类号: TN929.5

ABSTRACT

ABSTRACT: Radio frequency identification (RFID) system is a wireless communication system in which the radio link between the base station and the tags are furnished by the modulated back-scattered waves. It uses a lot of technologies, such as IC, antenna, wireless transceiver, data coding and electromagnetic. Few advantages of RFID are not requiring the transponder to be in line-of-sight, long distance identification, readable and writable tags, multiple tags identification, handle environments like moisture, dirt frost etc. So it is becoming more and more popular.

In this paper, we introduce the basic theory, fundamental operating principles and related standards. Also we discuss the key technology and solutions of receiver in RFID reader. Then the whole system solutions supporting EPC Global Class1 Gen1&Gen2 standards about RFID reader are presented. Also we use TI's DSP TMS320VC5416 and ATMEL's microcontroller ATmega128L as CPU for making two hardware platforms, and one with ADC, DAC, the other with Anadigm's special IC for RFID. Finally, we set down detailed test plan and make the test. After the test, we draw some useful conclusions and give the guide to the continuous work.

KEYWORDS: RFID; Reader; Back-scattering; DSP; MCU; Synthesizer

CLASSNO: TN929.5

致谢

本论文的工作是在我的导师陶成副教授的悉心指导下完成的，陶成副教授严谨的治学态度和科学的工作方法给了我极大的帮助和影响。在此衷心感谢三年来陶成老师对我的关心和指导。

陶成副教授悉心指导我们完成了实验室的科研工作，在学习上和生活中都给予了我很大的关心和帮助，在此向陶成老师表示衷心的感谢。

陶成副教授，周晓波博士，杜凯老师对于我的科研工作和论文都提出了许多的宝贵意见，在此表示衷心的感谢。

在实验室工作及撰写论文期间，王振海、张凤珍等同学对我论文中的 DSP 研究工作、电路板 PCB 布局布线工作给予了热情帮助，刘留博士，朱丹，李瑾，房兴元，李昌林等同学也为我的论文提供了许多建议和帮助，在此向他们表达我的感激之情。

另外也感谢家人，他们的理解和支持使我能够在学校专心完成我的学业。

1 引言

1.1 课题研究的目的与意义

无线射频识别技术(Radio Frequency Identification, RFID)是一种非接触的自动识别技术,其基本原理是利用射频信号和空间耦合(电感耦合或电磁耦合)传输特性,实现对被识别物体的自动识别。

识别系统在许多服务领域、货物销售与后勤分配方面、商业部门、生产企业和材料流通领域中起到了举足轻重的作用。目前,条型码系统和 IC 卡系统是识别系统中的最具代表性和应用最广泛的两种技术。但是,随着社会的发展和技术的不断进步,条型码在越来越多的情况下已经不能满足人们的需求了,条型码虽然很便宜,但它的不足之处在于存储能力以及不能改写。对 IC 卡来说,对 IC 卡的识别需要机械触点,然而,在许多情况下,机械触点的接通是不可靠的。而 RFID 系统具有不局限于视线,识别距离远,射频识别卡具有可读写能力、可携带大量数据,可工作在潮湿、干燥等恶劣环境下,同时具有难以伪造和智能性较高等优点从而得到社会各领域的青睐。

根据 Venture Development Corporation (VDC)提供的资料表明,2002 年全球 RFID 市场销售额为 9.65 亿美元,并保持着每年 22.6%的增长率。而 IDC 提供的统计资料则更加明确表明,RFID 正在成为继电子商务之后全球性的科技热潮。

1.2 国内外发展现状

1922 年雷达诞生以后,随着雷达的改进和应用,特别是在第二次世界大战中的应用,催生了 RFID 技术。1948 年哈里·斯托克曼发表的“利用反射功率的通讯”奠定了 RFID 技术的理论基础。20 世纪 70 年代,RFID 技术与产品研发处于一个大发展时期,各种 RFID 技术测试得到加速,RFID 产品逐渐成为人们生活中的一部分。20 世纪 80 年代,RFID 技术及产品进入商业应用阶段,各种规模应用开始出现。20 世纪 90 年代,RFID 技术标准化问题日趋得到重视,RFID 产品得到了广泛应用。

2001 年至今,RFID 标准化问题日趋为人们所重视。目前还没有正式的 RFID 产品国际标准,各厂家推出的 RFID 产品互不兼容,造成了 RFID 产品在不同市场和应用上的混乱和孤立,这势必对未来的 RFID 产品互通和发展造成障碍。标准不

统一已成为制约 RFID 发展的重要因素之一。目前, RFID 存在着两个技术标准阵容, 一个是美国的 Auto-ID Center, 一个是日本的 Ubiquitous ID Center (UID)。这两大技术标准阵容在使用的无线频段、信息位数和应用领域等方面有许多的不同点, 而且旗下各有数家公司提供技术研究支持, 每一个阵容都在争取自己的标准成为世界标准, 进而成为 RFID 行业的领跑者。针对 EPC Global Class1 Gen1&Gen2 标准, 美国的 WJ Communications 公司、Alien Technology 公司、TI 公司, 中国的深圳远望谷公司、深圳先施公司 etc 都已经成功研制出符合该标准的读写器, 而且已有成功的应用案例。

中国作为世界上最大的产品制造基地, 当中国制造的产品远涉重洋走向世界的时候, 在产品中安装的 RFID 标签也必须符合世界通用标准。但是国内由于涉足 RFID 时间较晚, 在标准制定、技术储备和人才培养等方面与国外存在着较大的差距。2004 年 2 月, 中国国家标准化管理委员会宣布成立电子标签国家标准工作组, 负责起草、制定中国有关电子标签的国家标准。2004 年 4 月, 中国企业分别加入 EPC Global 和日本的 UID, 同时 EPC Global China 和 UID 中国中心成立。

2006 年, 中国科技部宣布, 在“十一五”期间, 将在“射频识别 (RFID) 技术与应用”领域拨款一亿两千八百万, 力争实现中国 RFID 领域技术突破与自主创新。

1.3 作者在论文中的主要工作

本文旨在研究符合 EPC Global Class1 Gen1&Gen2 标准的读写器设计与实现, 验证标准的可行性, 搭建 RFID 系统硬件平台, 并为防碰撞算法的研究提供硬件平台。所以我们作为在校研究生研究该课题的主要目的为: 以该课题作为研究载体, 培养自学能力, 锻炼搜索资料能力, 提高提出问题、分析问题、解决问题的能力以及实际动手能力。

在课题研究期间, 作者通过 Internet 查询、文件检索、向国内外厂商索取资料、样片, 同国内外相关公司技术人员交流等多种方式, 仔细研究了该技术的现状及部分厂商的详细情况。

在课题研究期间, 作者主要完成的工作如下:

1. 研读 EPC Global Class1 Gen1&Gen2 标准, 比较其异同点。
2. 确定 RFID 读写器接收方案, 并作可行性论证。
3. 制定详细的系统设计方案和测试方案。
4. 以 TI 公司的 DSP: TMS320VC5416, ADI 公司的 DAC: AD9761 和 ADC: AD9201, RS232 接口搭建基带处理硬件平台。

5. 以 ATMEL 公司的单片机: ATmega128, Anadigm 公司的 DSASP: AN231E04 和 RangeMaster2: AN238K04 , RS232 接口搭建基带处理硬件平台。
6. 以 ADI 公司的调制器: AD8346 和解调器: AD8347, 以及 WJ Communications 公司的器件为主搭建射频收发电路。
7. 以 Linear Technology 公司的调制器: LT5568 和解调器: LT5516 以及 Mini-Circuits 公司的器件为主搭建射频收发电路。
8. 以 ADI 公司的 ADF4360-7 芯片搭建频率综合器硬件开发板。

2 RFID 技术的工作原理及相关技术

RFID 技术^{[1][2][3]}的基本工作原理是利用空间电磁波的耦合或传播来进行通信,以达到自动识别被标识对象,获取标识对象相关信息的目的。基本工作方法是:将无线射频识别电子标签安装在被识别物体上(粘贴、插放、挂佩、植入等),当被标识物体进入无线射频识别系统读写器的识读范围时,电子标签和读写器之间进行非接触式信息通信,电子标签向读写器发送自身信息(如 ID 号等),读写器接收这些信息并进行解码,传输给后台计算机处理,完成整个信息处理过程。

2.1 RFID 系统基本概念

RFID 技术是一种非接触式自动识别技术,其基本原理是利用射频信号和空间耦合(电感耦合或电磁耦合)传输特性,实现对被识别物体的自动识别。图 2-1 为 RFID 系统配置示意图。

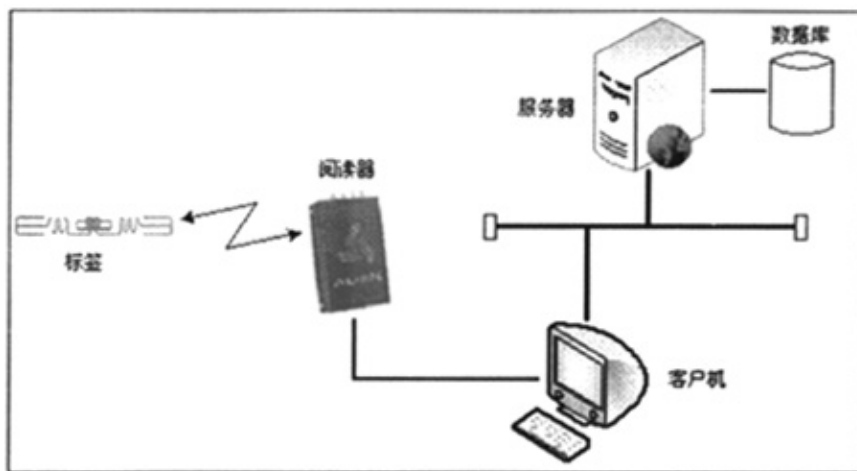


图 2-1. RFID 系统配置示意图

Figure2-1. RFID System Configuration Diagram

电感耦合,即变压器模型,依据的是电磁感应定律,通过空间高频交变磁场实现耦合,如图 2-2 所示。电感耦合方式一般适合于中、低频工作的近距离射频识别系统。典型的工作频率有:125KHz、225KHz、13.56MHz。识别作用距离小于 1m,典型作用距离为 10-20cm。例如第二代身份证就工作在此模式下。

电磁耦合或者电磁反向散射耦合,即所谓的雷达原理模型,发射出去的电磁波碰到目标电子标签后反射,同时携带回目标信息,依据的是电磁波的空间传播规律,如图 2-3 所示。电磁反向散射耦合方式一般适合于高频、微波工作的远距离

射频识别系统。典型的工作频率有：433MHz、915MHz、2.45GHz、5.8GHz。识别作用距离大于 1m，典型的作用距离为 3-10m。本文设计的读写器即工作在此模式下。

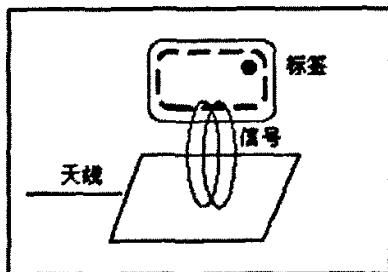


图 2-2. 电感耦合

Figure 2-2. Inductive Coupling

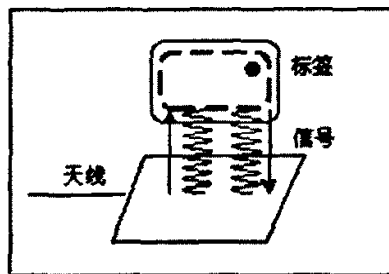


图 2-3. 电磁耦合

Figure 2-3. Electromagnetic Coupling

射频识别系统一般由两部分组成，即电子标签（应答器，Tag）和读写器（读头，Reader）。在 RFID 的实际应用中，电子标签附着在被识别的物体上，将带有电子标签的被识别物品通过读写器的可读区域时，读写器自动以非接触方式将电子标签中的识别信息取出，从而实现自动识别物品或自动收集物品标识信息的功能。读写器又由读写器模块和天线组成，也有些读写器将天线集成到读写器设备中。

2.2 RFID 系统分类

根据不同的分类标准，RFID 系统可以有很多种不同的分类。一般来说，可以按照以下方式进行分类：

1. 有源、无源和半有源系统

根据标签的供电形式不同，RFID 系统可分为有源、无源及半有源系统，主要依据射频标签工作所需要能量的供给方式。有源系统的标签使用标签内的电池来供电，系统识别距离较长，但其寿命有限并成本较高。无源系统的标签内没有电池，由读写器发射的电磁场能量作为工作能量，体积小，寿命长，成本低廉。半无源系统的标签内带有电池，但是电池只起到激活系统的作用。电子标签一旦被激活，就无须电池供电，即可进入无源电子标签工作模式。

2. 主动式、被动式和半主动式系统

根据标签的数据调制方式不同，RFID 系统可分为主动式、被动式和半主动式系统。一般来讲，无源系统为被动式，有源系统为主动式，半有源系统为半主动式。主动式射频识别系统用自身的射频能量主动发送数据给读写器，调制方式可以为调幅、调频或调相。被动式射频识别系统使用反向散射调制方式发送数据，

它必须利用读写器提供的未经调制的连续载波来调制自己的信号。半主动式射频识别系统也称为电池支援式反向散射调制系统。电子标签内部的电池只起到对电子标签内部数字电路供电的作用，但是标签并不通过自身能量主动发送数据，而是在标签被激活后，通过反向散射调制方式传送自身的数据。

3. 低频、高频、超高频和微波系统

读写器发送无线信号时使用的频率被称为 RFID 系统的工作频率，基本上分为：低频（LF，30-300KHz）、高频（HF，3-30MHz）、超高频（UHF，300-968MHz）和微波（ μWF ，2.45-5.8GHz）。门禁和安全管理系统的應用是低频 RFID 系统的主要应用之一，三表预收费系统的應用是高频 RFID 系统的主要应用之一，供应链上的管理和应用是超高频 RFID 系统的主要应用之一。

4. 只读、读写和一次写入多次读出系统

根据射频电子标签内部使用的存储器类型不同，标签可分为三种：可读写卡、一次写入多次读出卡和只读卡。

2.3 RFID 系统基本工作原理

2.3.1 与 RFID 相关的电磁场基本理论

电子标签和读写器通过各自的天线构建起二者之间的非接触信息传输通道。这种空间信息传输通道的性能完全由天线周围的场区特性决定，是电磁传播的基本规律。射频信号加载到天线后，在紧邻天线的空间中，除了辐射场之外，还有一个非辐射场。该场与距离的高次幂成反比，随着离开天线的距离的增大迅速减小。在这个区域，由于电抗场占优势，所以把此区域叫电抗近场区，它的外界约为一个波长。超过电抗近场区就到了辐射场区，按照离开天线距离的远近又把辐射场区分为辐射近场区和辐射远场区。因而，根据观测点距离天线的距离的不同，天线周围的场呈现出的性质也不同。通常可以根据观测点距天线的距离将天线周围的场划分为三个区域。

1. 无功近场区

无功近场区又称为电抗近场区，它是天线辐射场中紧邻天线口径的一个近场区域。在该区域中电抗性储能场占支配地位，通常，该区域的界限取为距天线口径表面 $\lambda/2\pi$ 处。从物理概念上讲，无功近场区是一个储能场，其中的电场与磁场的转换类似于变压器中的电场、磁场之间的转换。如果在其附近还有其他金属物体，这些物体将会以类似电容、电感耦合的方式影响储能场，因而也可将这些金属物体看作组合天线（原天线与这些金属物体组成的新的天线）的一部分。在该

区域中束缚于天线的电磁场未曾做功（只是进行相互转换），因而将该区域称为无功近场区。

2. 辐射近场区

超过电抗近场区就到了辐射场区，辐射场区的电磁场已经脱离了天线的束缚，并作为电磁波进入空间。按照离开天线距离的远近又把辐射场区分为辐射近场区和辐射远场区。

在辐射近场区中，场区中辐射场占优势，并且辐射场的角度分布与距离天线口径的距离有关，天线各单元对观察点辐射场的贡献，其相对相位和相对幅度是天线的距离的函数。对于通常的天线，此区域也称为菲涅尔区。因为大型天线的原场测试距离很难满足，因此研究该区域中场的角度分布对大型天线的测试非常重要。

3. 辐射远场区

辐射远场区又称为夫朗荷费区。在该区域中，辐射场的角分布与距离无关。严格的讲，只有离天线无穷远处才达到天线的远场区。但在某个距离上，辐射场的角度分布与无穷远时的角度分布误差在允许的范围内时，即把该点至无穷远的区域成为天线远场区。

天线的方向性图即指该辐射区域中辐射场的角度分布，因此远场区是天线辐射场区中最重要的一個。公认的辐射近场区与远场区的分界距离 R 为：

$$R \approx \frac{2D^2}{\lambda} \quad \dots (2-1)$$

式中， D 为天线直径； λ 为天线波长； $D \geq \lambda$ 。

对于天线而言，满足天线的最大尺寸 L 小于波长 λ 时，天线周围只存在无功近场区与辐射远场区，没有辐射近场区。无功近场区的外界约为 $\lambda/2\pi$ ，超过了这个距离，辐射场就占主要优势。

对于标签和射频识别系统而言，一般情况下，由于对标签尺寸的限制，以及读写器天线应用时的尺寸限制，绝大多数情况下，采用 $L/\lambda \approx 1$ 或 $L/\lambda < 1$ 的天线结构模式；因而，天线的无功近场区和远场的距离可以根据波长进行估算。

表 2-1 给出了常用射频识别系统工作频率对应的波长、无功近场区与辐射远场区的距离估算结果。

表 2-1 不同频率的波长、无功近场区、辐射远场区距离估算值

Table2-1. Distance Evaluation for Different wavelength, Near Field, Far Field

频率 f	波长 λ/m	$R_1 = \lambda/2\pi$	$R_2 = 2D^2/\lambda$ $D = 0.1m$
<135KHz	>2222	>353m	(>353m)
13.56MHz	22.1	3.5m	(>3.5m)
433MHz	0.693	11cm	(>11cm)
915MHz	0.328	5.2cm	6.1cm
2.45GHz	0.122	1.9cm	16.4cm
5.8GHz	0.052	8.28mm	38.5cm

注: R_1 为无功近场区外界, R_2 为辐射远场区内界

表 2-1 的计算数据是基本的数值参考。对于给定的工作频率, 无功近场区的外界基本上由波长决定, 辐射远场区的内界应满足大于无功近场区外界的约束。当天线尺寸 (D 或 L) 与波长可比或大于波长时, 其辐射近场区的区域大致在 R_1 与 R_2 之间。

有关天线场区的划分, 一方面表示了天线周围场的分布特点, 即辐射场中的能量以电磁波的形式向外传播, 无功近场中的射频能量以磁场、电场的形式相互转换并不向外传播; 另一方面表示了天线周围场强的分布情况, 距离天线越近, 场强越强。

2.3.2 能量耦合类型

RFID 系统中, 电子标签与读写器之间的作用距离是射频识别系统应用中的一个重要指标。通常情况下, 这种作用距离定义为电子标签与读写器之间能够可靠交换数据的距离。根据射频识别系统的作用距离, 电子标签天线与读写器天线之间的耦合可以分为三类: 密耦合系统、遥耦合系统和远距离系统。

1. 密耦合系统

具有很小作用距离的射频识别系统, 典型作用距离范围从 0~1cm, 人们把这种系统称作密耦合系统, 即紧密耦合系统。实际应用中, 通常需要将电子标签插入到读写器中或者将其放置到读写器天线的表面。密耦合系统利用的是射频标签与读写器天线的无功近场区之间的电感耦合构成的无接触的空间信息传输射频通道工作的。密耦合系统的工作频率一般局限在 30MHz 以下的频率。由于密耦合方式的电磁泄露很小, 耦合获得的能量较大, 因而适合要求安全性较高, 作用距离无要求的应用系统, 例如电子门锁系统或带有计数功能的非接触 IC 卡系统。目前

密耦合应答器只作为 ID-1 格式的非接触 IC 卡使用。

2. 遥耦合系统

把写和读的作用距离增至 1m 的系统称作遥耦合系统。遥耦合系统又可细分为近耦合系统（典型的作用距离为 15cm）和疏耦合系统（典型的作用距离为 1m）两类。遥耦合系统利用的是射频标签与读写器天线的无功近场区之间的电感耦合构成的无接触空间信息传输射频通道工作的。因此，人们也把这些系统称作电感无线电装置。所有出售的射频识别系统的 90~95% 都属于电感耦合系统。遥耦合系统的典型工作频率为 13.56MHz, 27.125MHz 等。

3. 远距离系统

远距离系统典型的作用距离是从 1~10m，个别的系统也有更远的作用距离。所有远距离系统都是在微波范围内用电磁波工作的，发送频率通常在 2.45GHz，也有些系统使用的是 915MHz（在欧洲和中国是不允许的），5.8GHz 和 24.125GHz。本文设计的系统即属于远距离系统。

为了电子标签与读写器之间的联系，只能使用高频能量，该能量由读写器接收了。因此，把反向散射方法作为由电子标签到读写器的数据传输的标准方法。

2.3.3 数据传输原理

2.1 节中曾提到 RFID 系统的基本工作原理是利用电感耦合或者电磁传播的方式，相应地，读写器与电子标签之间的数据交换也分为负载调制和反向散射调制两种方式。

1. 负载调制

近距离低频射频识别系统是通过准静态场的耦合来实现的。在这种情况下，读写器和标签之间的天线能量交换方式类似于变压器结构，称为负载调制。这种调制方式在 125KHz 和 13.56MHz 射频识别系统中得到了广泛应用。

2. 反向散射调制

在 915MHz 和 2.45GHz 的远场射频识别系统中，读写器和电子标签之间的距离有几米，而载波波长仅有几厘米到几十厘米。读写器和标签之间的能量传递方式为反向散射调制。

反向散射调制技术^{[4][5]}是指无源 RFID 标签将数据发送回读写器所采用的通信方式。电子标签返回数据的方式是控制天线的阻抗。控制标签天线阻抗的方法有多种，都是基于一种称为阻抗开关的方法。实际采用的几种阻抗开关有：变容二极管、逻辑门和高速开关等。

电子标签根据要发送的数据通过控制天线开关，从而改变匹配程度。如图 2-4

所示为简单的反向散射通信。假设要发送的数据为 1，开关打开，辐射到电子标签的大部分电磁能量被反射回读写器；当要发送的数据为 0 时，开关关闭，辐射到电子标签的大部分电磁能量被标签吸收了，从而反射回的电磁能量相应的减少了。这样，从电子标签返回的数据就被调制到返回的电磁波幅度上，这类似于 ASK 调制。

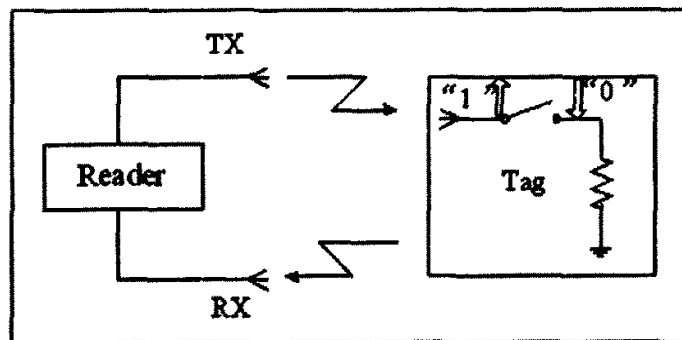


图 2-4. 简单的反向散射通信

Figure 2-4. Simple Back Scattering Modulation Communication

2.3.4 反向散射调制的能量传递

电磁波从天线向周围空间发射，会遇到不同的目标。到达目标的电磁能量一部分被目标吸收，另一部分以不同的强度散射到各个方向上去，反射能量的一部分最终返回到发射天线。在雷达技术中，用这种反射来测量目标的距离和方位。

对射频识别系统来说，采用反向散射调制的系统，利用电磁波反射完成从电子标签到读写器的数据传输，这主要是应用在 915MHz、2.45GHz 或者更高频率的系统中。电子标签接收到的能量可以分为两部分，一部分是为电子标签正常工作提供的能量，另一部分是反射回读写器的能量。所以，电子标签吸收的能量越少，反射回的能量越多。

1. 读写器到电子标签的能量传输

在距离读写器距离为 R 的电子标签处的功率密度为：

$$S = \frac{P_{TX} G_{TX}}{4\pi R^2} = \frac{EIRP}{4\pi R^2} \quad \dots (2-2)$$

式中， P_{TX} 为读写器的发射功率； G_{TX} 为读写器发射天线的增益； R 是读写器到电子标签的距离； $EIRP$ 为读写器发射天线的有效辐射功率，是指读写器发射功率与天线增益的乘积。

在电子标签、发射天线最佳对准和正确极化时，标签可吸收的最大功率与入射波的功率密度 S 成正比。可表示为

$$P_{Tag} = A_e S \quad \dots (2-3)$$

式中, $A_e = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{Tag}$, λ 为读写器发射载波的波长, G_{Tag} 为电子标签的天线

增益。所以有

$$P_{Tag} = A_e S = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{Tag} S = EIRP G_{Tag} \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \quad \dots (2-4)$$

无源射频识别系统电子标签通过电磁场供电, 标签功耗较大, 读写距离越短, 性能越差。射频标签是否能够工作主要由电子标签的工作电压来决定的, 这也决定了无源射频识别系统的识别距离。现代低功耗 IC 设计技术, 使得标签本身的功耗逐步降低。目前, 典型的低功耗的标签工作电压在 1~1.2V 左右, 标签本身的功耗可以低至 5~50 μW 。这使得 UHF 无源电子标签的识别距离在无线电发射功率限制下可以达到 10m 以上。

2. 电子标签到读写器的能量传输

电子标签返回的能量和它的雷达散射截面 σ (RCS) 成正比, 是目标反射电磁波能力的测度。散射截面取决于一系列参数, 例如目标的大小、形状、材料表面结构以及波长和极化方向等。标签的返回能量为

$$P_{Back} = S\sigma = \frac{P_{TX} G_{TX}}{4\pi R^2} \sigma = \frac{EIRP}{4\pi R^2} \sigma \quad \dots (2-5)$$

所以返回读写器的功率密度为

$$S_{Back} = \frac{P_{TX} G_{TX} \sigma}{(4\pi)^2 R^4} \quad \dots (2-6)$$

接收天线的有效面积 $A_w = \lambda^2 G_{RX} / 4\pi$, G_{RX} 为接收天线增益, 得出接收功率为

$$P_{RX} = S_{Back} A_w = \frac{P_{TX} G_{TX} G_{RX} \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^2 R^4} \quad \dots (2-7)$$

因此, 读写器与电子标签的通信距离既与读写器的发送功率、发送天线增益、发送信号频率或波长有关, 还与电子标签的天线增益、芯片工作需要的能量、反射的能量有关。所以, 减少电子标签工作需要的能量, 增大其反射的能量是增加读写器与电子标签通信距离的有效方法, 从而对电子标签的设计与制作提出了更高的要求。

2.3.5 多标签同时识别与系统防碰撞

射频识别的一个优点就是多个目标识别。在射频识别系统工作时,在读写器的识读范围内,可能会有多个电子标签同时存在。在多个读写器和多个电子标签的射频识别系统中,存在着两种形式的冲突方式:一种是同一个电子标签同时收到不同读写器发出的命令,另一种是一个读写器同时收到多个不同的电子标签返回的数据。第一种情况在实际使用中要尽量避免,在此只讨论第二种情况。在这种形式的系统中,存在着两种基本的通信:由读写器到电子标签的通信和由电子标签到读写器的通信。

从读写器到电子标签的通信类似于无线电广播方式,即多个接收机(电子标签)同时接收同一个发射机(读写器)发出的信息。这种通信方式也称为“无线电广播”。

从电子标签到读写器的通信称为多路存取,即在读写器的作用范围内有多个电子标签的数据同时传送给读写器。

无线电通信系统中多路存取方法一般具有以下几种形式:空分多路法(SCDMA)、时分多路法(TDMA)、频分多路法(FDMA)和码分多路法(CDMA)。

射频识别系统多路存取技术的实现对射频标签和读写器提出了一些特殊的要求,因为必须使用户感觉不到浪费时间,因此必须可靠的防止由于射频标签的数据相互冲突而不能读出的情况。下面就集中在射频识别系统中采用的多路存取方法和特点进行简单介绍。

1. 空分多路法

空分多路法是在分离的空间范围内进行多个目标识别的技术。一种方式是将读写器和天线的作用距离空间区域进行划分,把多个读写器和天线放置在这个阵列中。这样,当电子标签进入不同的读写器范围时,就可以在空间上将标签区别开来。其实现的另一种方式是在读写器上利用一个相控阵天线,并使天线的方向性图对准某个标签。不同标签可以根据其在读写器作用范围内的角度位置相互区别开来。

空分多路方法的缺点是复杂的天线系统和相当高的实施费用,因此采用这种技术的系统一般是在一些特殊应用场合,如这种方法在大型的马拉松活动中就获得了成功。

2. 频分多路法

频分多路法是提供若干个不同的载波频率的传输通路同时给通信用户使用的技术。一般情况下,这种射频识别系统采用的下行链路(从读写器到标签)的频率是固定的,用于能量供应和命令数据的传输。而对于上行链路(从标签到读写

器)，射频标签可以采用不同的、独立的负载载波频率进行数据传输。

FDMA 的一个缺点是读写器的成本高，因为每一个接收通路必须有自己单独的接收器，射品标签的差异更为麻烦。因此，这种防碰撞方法只限制在少数几个特殊的应用上。

3. 时分多路法

时分多路法是把整个可提供使用的通路容量按时间分配给多个用户的技术。TDMA 首先在数字移动系统范围内推广使用。对射频识别系统来说，TDMA 构成了防碰撞算法最大的一族。这种方法可以分为电子标签控制法和读写器控制法，如图 2-5 所示为射频识别系统中 TDMA 防碰撞技术分类。

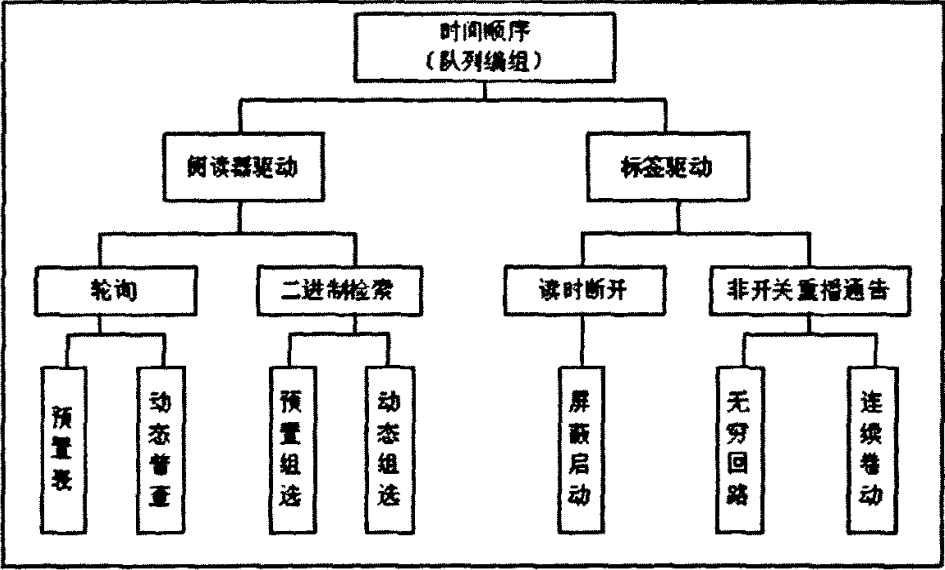


图 2-5. 射频识别系统中 TDMA 防碰撞技术分类

Figure2-5. RFID System Classification of TDMA Anticollision

电子标签控制法的工作是非同步的，因为这里没有读写器的数据传输控制，例如 ALOHA 算法。按照射频标签成功完成数据读取后是否通过读写器发出的命令进入静止状态（即不再发送自己的 ID 号和数据），又可分为开关断开法和非开关法。

在读写器控制法中，所有的射频标签同时由读写器进行观察和控制。通过一种规定的算法，在读写器作用范围内，首先在选择标签组中选中的一个标签，然后完成读写器和电子标签之间的通信。在同一时间只能建立一个通信关系，所以如果选择另外一个标签，就应该解除与原来标签的通信联系。读写器控制法可以进一步划分为轮询法和二进制搜索法。

轮询法需要一个所有可能用到的射频标签的序列号清单。读写器依次询问所有的序列号，直至询问到某个有相同序列号的射频标签为止。然而，这个过程依赖于标签的数量，只适用于作用区内仅有几个已知的射频标签的场合。

最灵活的和应用最广泛的是使用二进制搜索法。对这种方法来说，为了从一组标签中选择其中之一，读写器要发出一个请求命令。读写器通过合适的信号编码，能够确定发生碰撞的准确的比特位置，从而对标签返回的数据作出进一步的判断，发出另外的请求命令，最终确定读写器作用范围内的所有标签。

2.4 RFID 技术标准介绍

由于 RFID 的应用牵涉到众多行业，因此其相关的标准非常复杂。从类别看，RFID 标准可以分为以下四类：技术标准（如 RFID 技术、IC 卡标准等）；数据内容与编码标准（如编码格式、语法标准等）；性能与一致性标准（如测试规范等）；应用标准（如船运标签、产品包装标准等）。

具体来讲，RFID 相关的标准涉及电气特性、通信频率、数据格式和元数据、通信协议、安全、测试、应用等方面。

与 RFID 技术和应用相关的国际标准化机构主要有：国际标准化组织（ISO）、国际电工委员会（IEC）、国际电信联盟（ITU）、世界邮联（UPU）。此外还有其他的区域性标准化机构（如 EPC global、UID Center、CEN）、国家标准化机构（如 BSI、ANSI、DIN）和产业联盟（如 ATA、AIAG、EIA）等也制定与 RFID 相关的区域、国家、或产业联盟标准，并通过不同的渠道提升为国际标准。

表 2-2 列出了目前 RFID 系统主要频段标准与特性。

表 2-2 RFID 系统主要频段标准与特性

Table2-2. RFID System Main Standards

	低频	高频	超高频	微波
工作频率	125~134KHz	13.56MHz	868~915MHz	2.45~5.8GHz
读取距离	1.2m	1.2m	4m（美国）	15m（美国）
速度	慢	中等	快	很快
潮湿环境	无影响	无影响	影响较大	影响较大
方向性	无	无	部分	有
全球适用频率	是	是	部分（欧盟、美国）	部分（非欧盟国家）
现有 ISO 标准	11784/85, 14223	14443, 18000-3, 15693	EPC C0,C1,C2	18000-4/5
主要应用范围	进出管理, 固定设备, 天然气, 洗衣	图书馆, 产品跟踪, 货架, 运输, 空运,	货架, 卡车, 拖车跟踪	收费站, 集装箱

	店	邮局, 医药, 烟草		
--	---	------------	--	--

2.4.1 主要技术标准体系

总体来看, 目前 RFID 存在三个主要的技术标准体系: 总部设在美国麻省理工学院 (MIT) 的 Auto-ID Center (自动识别中心)、日本的 Ubiquitous ID Center (泛在 ID 中心, UIC) 和 ISO 标准体系。

1. EPC Global

EPC Global 是由美国统一代码协会 (UCC) 和国际物品编码协会 (EAN) 于 2003 年 9 月共同成立的非营利性组织, 其前身是 1999 年 10 月 1 日在美国麻省理工学院成立的非营利性组织 Auto-ID 中心。

Auto-ID 中心以创建“物联网”(Internet of Things) 为使命, 与众多成员企业共同制订一个统一的开放技术标准。旗下有沃尔玛集团、英国 Tesco 等 100 多家欧美的零售流通企业, 同时有 IBM、微软、飞利浦、Auto-IDLab 等公司提供技术支持。

目前 EPC Global 已在加拿大、日本、中国等国建立了分支机构, 专门负责 EPC 码段在这些国家的分配与管理、EPC 相关技术标准的制定、EPC 相关技术在本国的宣传普及以及推广应用等工作。

EPC Global “物联网”体系架构由 EPC 编码、EPC 标签及读写器、EPC 中间件、ONS 服务器和 EPCIS 服务器等部分构成。

EPC 赋予物品惟一的电子编码, 其位长通常为 64 位或 96 位, 也可扩展为 256 位。对不同的应用规定有不同的编码格式, 主要存放企业代码、商品代码和序列号等。最新的 Gen2 标准的 EPC 编码可兼容多种编码。

2. Ubiquitous ID

日本在电子标签方面的发展, 始于 20 世纪 80 年代中期的实时嵌入式系统 TRON。T-Engine 是其中核心的体系架构。

在 T-Engine 论坛领导下, 泛在 ID 中心于 2003 年 3 月成立, 并得到日本政府经产省和总务省以及大企业的支持, 目前包括微软、索尼、三菱、日立、日电、东芝、夏普、富士通、NTT DoCoMo、KDDI、J-Phone、伊藤忠、大日本印刷、凸版印刷、理光等重量级企业。

泛在 ID 中心的泛在识别技术体系架构由泛在识别码 (uCode)、信息系统服务器、泛在通信器和 ucode 解析服务器等四部分构成。

uCode 采用 128 位记录信息, 提供了 340×1036 编码空间, 并可以以 128 位为单元进一步扩展至 256、384 或 512 位。uCode 能包容现有编码体系的元编码设计,

可以兼容多种编码，包括 JAN、UPC、ISBN、IPv6 地址，甚至电话号码。uCode 标签具有多种形式，包括条码、射频标签、智能卡、有源芯片等。泛在 ID 中心把标签进行分类，设立了 9 个级别的不同认证标准。

信息系统服务器存储并提供与 ucode 相关的各种信息。

uCode 解析服务器确定与 uCode 相关的信息存放在哪个信息系统服务器上。uCode 解析服务器的通信协议为 uCodeRP 和 eTP，其中 eTP 是基于 eTron (PKI) 的密码认证通信协议。

泛在通信器主要由 IC 标签、标签读写器和无线广域通信设备等部分构成，用来把读到的 uCode 送至 uCode 解析服务器，并从信息系统服务器获得有关信息。

3. ISO 标准体系

国际标准化组织 (ISO) 以及其他国际标准化机构如国际电工委员会 (IEC)、国际电信联盟 (ITU) 等是 RFID 国际标准的主要制定机构。大部分 RFID 标准都是由 ISO (或与 IEC 联合组成) 的技术委员会 (TC) 或分技术委员会 (SC) 制定的。

2.4.2 EPC Global Class1 Gen1&Gen2 标准简介^{[6][7]}

UHF 频段 RFID 系统使用的频率在各国不尽相同，如表 2-3 所示为世界各国的 UHF 频段适用情况。

表 2-3. 世界各国 UHF 频段 RFID 系统使用频率对比

Table2-3. UHF RFID System Frequency Compare

	North America	Europe	Singapore	Japan	Korea	Australia	Argentina Brazil Peru	New Zealand
Band Size (MHZ)	902-928	866-868	866-869 923-925	950-956	908.5-914	918-926	902-928	864-929
Power	4W EIRP	2W ERP	0.5W ERP 2W in upper band	4W EIRP	2W ERP	4W EIRP	4W EIRP	0.5-4W EIRP
# of Channels	50	10	10	12	20	16	50	Varied

注：

(1) EIRP: Effective isotropic radiated power, 主要用在美国, 单位为瓦特。
(2) ERP: Effective radiated power, 主要用在欧洲, 单位为瓦特。
两者均为用来表示测量 RFID 读写器天线输出功率的量。

表 2-4 列出了 EPC Global Class1 Gen1&Gen2 的主要电气参数区别。

表 2-4 EPC Global Class1 Gen1&Gen2 的主要电气参数区别

Table2-4. Main Differences between EPC Global Class1 Gen1&Gen2

	Gen1	Gen2
调制方式	R=>T, ASK, 调制度 30%~100% T=>R, ASK	R=>T, DSB-ASK, SSB-ASK, PR-ASK, 调制度 80%~100%, 典型值 90% T=>R, ASK 或者 PSK
信源编码	R=>T, PWM T=>R, PWM	R=>T, PIE T=>R, FM0/Miller
数据速率	R=>T, 美国: 70.18Kbps; 欧洲: 15Kbps; T=>R, 美国: 140.35Kbps; 欧洲: 30Kbps	R=>T, 26.7Kbps~128Kbps T=>R, FM0:40Kbps~640Kbps; Miller:5Kbps~320Kbps

本文设计的 RFID 读写器旨在能够同时支持 Gen1&Gen2 的标准。

3 读写器简介与接收关键技术

读写器 (Reader) 在射频识别系统中起到举足轻重的作用。首先, 读写器的频率决定了射频识别系统的工作频段; 其次, 读写器的发射功率直接影响射频识别的通信距离。

3.1 读写器的基本构成

2.1 节中曾介绍 RFID 系统的基本构成: 读写器和电子标签, 但是一个实用的 RFID 系统是不能缺少计算机 (带有相应的应用软件) 的。而且, 虽然在耦合方式 (电感耦合或电磁耦合)、通信方式和数据传输方法以及系统频率的选择上存在着很大的区别, 但是读写器的功能原理以及由此决定的构造设计基本上都具有图 3-1 所示的结构。

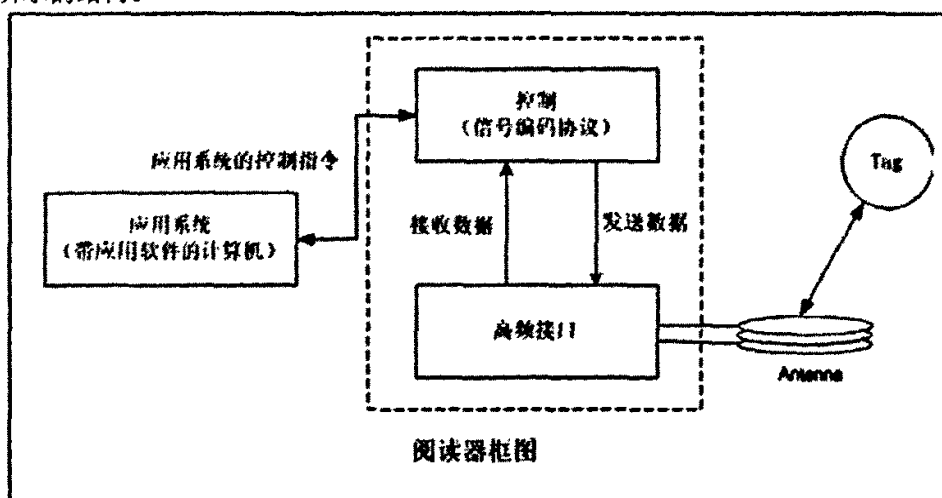


图 3-1. 读写器简单结构图

Figure3-1. Block Diagram of Reader

图中虚线框所围部分即为读写器, 读写器主要由两大基本功能模块组成: 基带控制模块和高频接口模块。基带控制模块通常采用 ASIC 组件和微处理器来实现其功能。高频接口模块主要由发送器和接收器组成。

基带控制模块也称为读写模块。基带控制模块的主要任务有:

- (1) 与应用系统软件进行通信, 并执行从应用系统软件发来的动作指令。
- (2) 控制与射频电子标签的通信过程。
- (3) 信号的编、解码。
- (4) 执行防碰撞算法。

(5) 对读写器和电子标签之间传送的数据进行加密和解密。

(6) 进行读写器和电子标签之间的身份验证。

大多数情况下,控制器以微处理器作为其核心部件来完成主要功能。

高频接口模块也称为射频模块。高频接口模块的主要任务有:

(1) 产生高频发射能量,激活射频电子标签并为其提供能量。

(2) 对发射信号进行调制,用于将数据传输给射频电子标签。

(3) 接收并解调来自射频电子标签的射频信号。

在高频接口模块中有两个分隔开的信号通道,分别用于来往于射频电子标签的两个方向的数据。传送到标签的数据通过发送分支通道,即发送器;而来自于标签的数据通过接收器分支通道来进行接收。

3.2 读写器的作用

在无线射频识别系统中,读写器是 RFID 构成的主要部分之一。我们通过计算机软件对射频标签写入或读取其所携带的数据信息;由于标签的非接触性质,因此,我们必须借助于位于应用系统与标签之间的读写器来实现数据读写功能。读写器完成的主要功能如下:

(1) 读写器与电子标签之间的通信功能。

(2) 读写器与计算机之间的通信功能。

(3) 对读写器与电子标签之间要传送的数据进行编码、解码。

(4) 对读写器与电子标签之间要传送的数据进行加密、解密。

(5) 能够在读写作用范围内实现多标签同时识读功能,具备防碰撞功能。

读写器与电子标签的所有行为均由应用软件控制完成。在系统结构中,应用系统软件作为主动方对读写器发出读写指令,而读写器则作为从动方只对应用软件的读写指令作出回应。读写器接收到应用软件的动作指令后,回应的结果就是对电子标签作出相应的动作,建立某种通信关系。电子标签响应读写器的指令,因此,相对于电子标签而言,读写器变成指令的主动方。

在 RFID 系统的工作程序中,应用软件向读写器发出读取指令,作为响应,读写器和电子标签之间就会建立起特定的通信。读写器触发电子标签,并对所触发的电子标签进行身份验证,然后电子标签开始传送所要求的数据。

因此,读写器的基本任务是触发作为数据载体的电子标签,与这个电子标签建立通信联系并且在应用软件和—个非接触的数据载体之间传输数据。这种非接触通信的一系列任务包括通信的建立、防止碰撞和身份验证等,均由读写器来进行处理。

3.3 读写器接收器的关键技术

EPC Global Class1 Gen1&Gen2 两个标准均使用半双工通信方式。半双工是指：当电子标签（Tag）在反向散射其信息时不会同时解调读写器（Reader）发过来的命令。

读写器与电子标签的实际通信过程如下：

首先，读写器发送命令字给电子标签，电子标签从接收到的 RF 信号中接收命令，同时提取电子标签工作需要的能量。

其次，电子标签解调命令并准备要反射的信息（这是介于读写器发送命令与发送 CW 信号之间的时间段完成的动作！）。

最后，读写器发送未经调制的连续载波（CW）信号，电子标签将要反射的信息调制到 CW 上反射给读写器。

从以上的通信过程中，可以得知：读写器在接收电子标签发送过来的数据同时要发送 CW 信号为电子标签提供能量。因此，如何从较大的发送功率信号中提取标签发送来的非常微弱的有用数据信号就成为读写器与电子标签进行通信时必须谨慎考虑的一个技术难题。

EPC Global Class1 Gen1&Gen2 中都规定电子标签的调制方式可以为 ASK 方式，而 Gen2 中还规定了可以用 PSK 的调制方式，本文只对 ASK 的解调进行分析及验证。

RFID 系统的读写器与电子标签之间的通信与普通的通信系统有一个很大的不同之处，即读写器发送 CW 信号的同时接收电子标签返回的信号。而 CW 的信号强度要比电子标签返回的信号强度大很多倍，会将电子标签返回的信号完全淹没。同时，CW 信号经过一定的空间距离传播后，在读写器端接收到的电子标签反射回的射频信号的相位会有一定的偏移。于是进入读写器解调器的信号就由两部分代数组成：一部分为相位有偏移的电子标签反射回的有用数据信号，另一部分为读写器发送的 CW 信号。这会带来很大的误码率。那么如何解决这两个问题呢？下面就针对 ASK 信号的解调方案进行分析，并提出问题解决的方法。对于 ASK 信号的解调一般有两种方法：（1）包络检波法（2）相干解调法。

3.3.1 包络检波法

包络检波法是解调 ASK 信号的最简单的方法，电子标签即采用此方法解调读写器发送的 ASK 调制信息。但是在读写器中采用这种方法会带来比较大的误码率，原因在于 CW 强信号对电子标签返回弱信号的干扰。图 3-2 是读写器发送部分末

级与接收部分前级的框图。

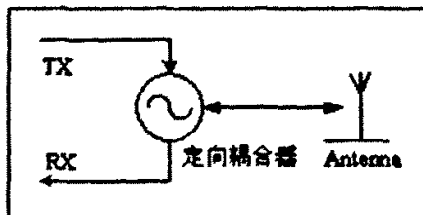


图 3-2. 读写器发送与接收公共部分框图

Figure3-2. RFID Reader Receive and Transmit Common Block Diagram

假设发送的 CW 信号为：

$$S_{CW}(t) = A \cos w_0 t \quad \cdots (3-1)$$

电子标签返回的信号为：

$$S_{Back}(t) = Bg(t) \cos(w_0 t + \theta) \quad \cdots (3-2)$$

式中， A 为 CW 信号的幅度， B 为电子标签返回信号的幅度， θ 为接收信号与发送信号之间的相位差，与读写器发射天线和电子标签之间的距离有关， $g(t)$ 为电子标签的数据信息，一般为单极性的二进制数据， w_0 为读写器与电子标签通信的载波频率。

读写器在接收电子标签返回信息的同时发送 CW 信号，由环形器泄漏到接收端的 CW 信号 $S_{CW}(t)$ 与电子标签返回信号 $S_{Back}(t)$ 的线性相加即为输入到读写器接收端的总信号 $S(t)$ 。

$$S(t) = S_{CW}(t) + S_{Back}(t) \quad \cdots (3-3)$$

相位差 θ 对线性相加的结果有很大的影响，特别是当 $\theta = \pi$ 时，会出现电子标签返回信号的包络出现翻转的严重错误，当 θ 等于其他值时会对包络的幅度大小有影响，这样在用包络检波器对 $S(t)$ 的包络检波时就会出现大的误码率。而且，能够做出检测非常小信号的包络检波器难度较大。因此，包络检波法在此处不适用！

3.3.2 相干解调法

相干解调法的目的即为了降低或者消除相位差 θ 对接收信号的影响。图 3-3 为 I/Q 两路相干解调框图，如图 3-3 所示。

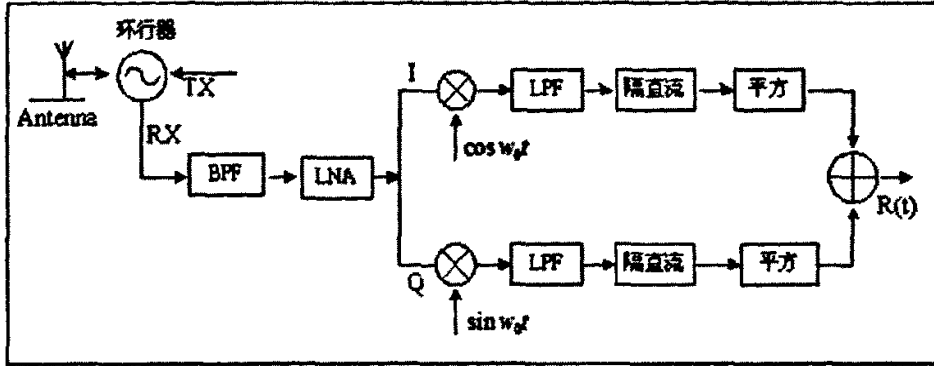

 图 3-3. I/Q 两路相干解调框图

 Figure3-3. I/Q Coherent Demodulation Block Diagram

假设读写器接收信号为 $S(t)$,

I 路经过与本振的混频后结果为:

$$\begin{aligned} S_I(t) &= S(t) \cos w_0 t \\ &= \frac{A}{2} (1 + \cos 2w_0 t) + \frac{B}{2} g(t) [\cos(2w_0 t + \theta) + \cos \theta] \end{aligned} \quad \dots (3-4)$$

经过 LPF 后将高频分量 $2w_0$ 滤除, 经过隔直流将 $A/2$ 直流分量滤除, 最后剩余的部分为

$$\frac{B}{2} g(t) \cos \theta \quad \dots (3-5)$$

Q 路经过与本振的混频后结果为:

$$\begin{aligned} S_Q(t) &= S(t) \sin w_0 t \\ &= \frac{A}{2} \sin 2w_0 t + \frac{B}{2} g(t) [\sin(2w_0 t + \theta) - \sin \theta] \end{aligned} \quad \dots (3-6)$$

经过 LPF 后将高频分量 $2w_0$ 滤除, 经过隔直流将 $A/2$ 直流分量滤除, 最后剩余的部分为

$$-\frac{B}{2} g(t) \sin \theta \quad \dots (3-7)$$

为了消除相位差 θ 对接收判决的影响, 将 I/Q 两路信号平方相加结果如下:

$$\left[\frac{B}{2} g(t) \right]^2 \quad \dots (3-8)$$

从式 3-8 中看出, 最终解调的信息只与电子标签的数据信息有关。

此外, 在 I/Q 支路的平方之前也可以分别经过采样, 然后送入 DSP 进行处理。

3.3.3 相干解调法的 Mat lab 仿真^[8]

接收端的 Simulink 仿真图见附录 A。

仿真验证的主要目的为：

- (1) 相位差 θ 对接收判决的影响
- (2) CW 信号强度远远大于电子标签反射信号强度时对接收判决的影响

假定接收信号强度为 2，而 CW 信号强度为 10000 时，不同相位差情况的仿真图如下所示：

图 3-4 为 $\theta=0$ 时的波形图，图 3-5 为 $\theta=2\pi/5$ 时的波形图，图 3-6 为 $\theta=\pi/2$ 时的波形图，图 3-7 为 $\theta=3\pi/5$ 时的波形图，图 3-8 为 $\theta=\pi$ 时的波形图，图 3-9 为 $\theta=5\pi/4$ 时的波形图，图 3-10 为 $\theta=3\pi/2$ 时的波形图，图 3-11 为 $\theta=7\pi/4$ 时的波形图。

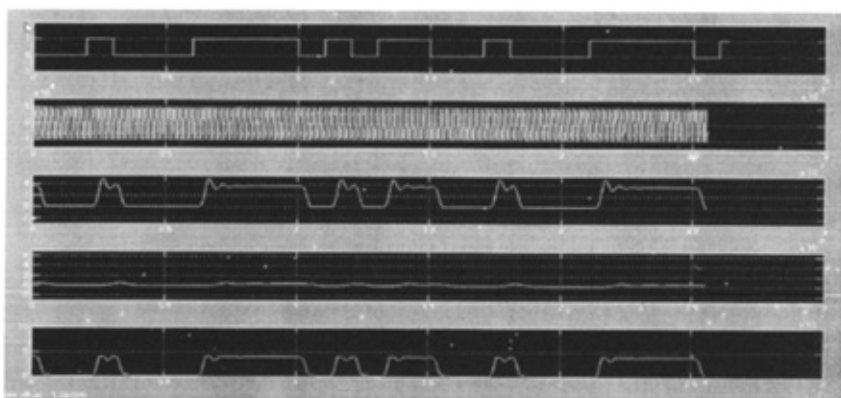


图 3-4 $\theta=0$ 时的波形图

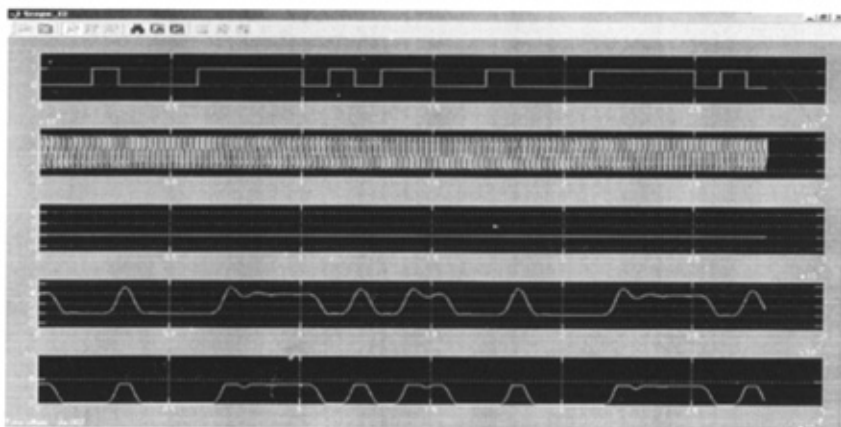


图 3-5 $\theta = \frac{2}{5}\pi$ 时的波形图

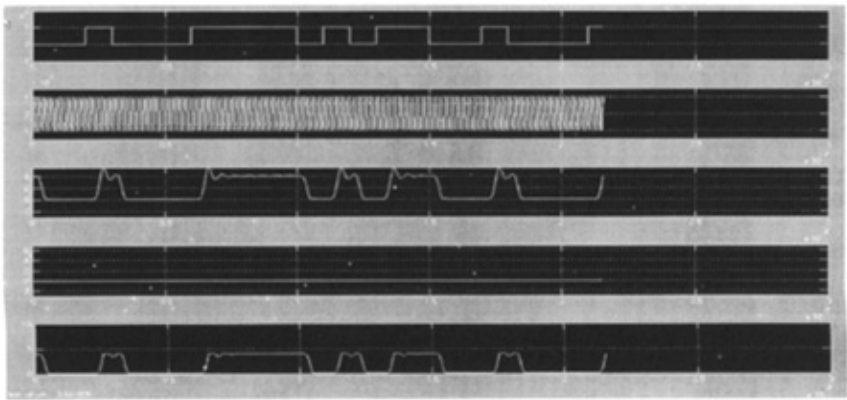


图 3-6 $\theta = \frac{1}{2}\pi$ 时的波形图

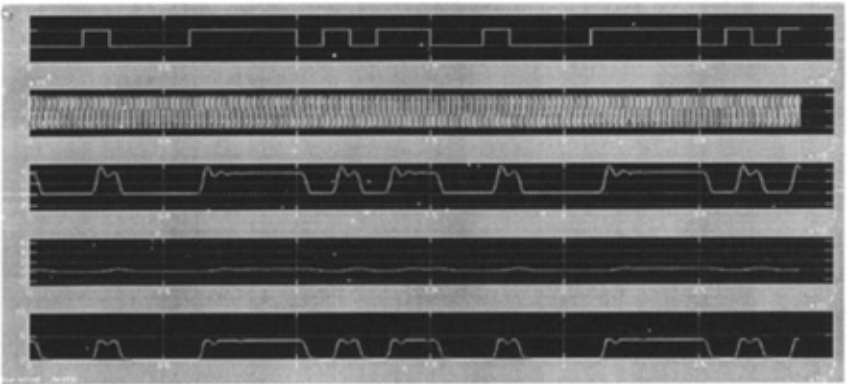


图 3-7 $\theta = \frac{3}{5}\pi$ 时的波形图

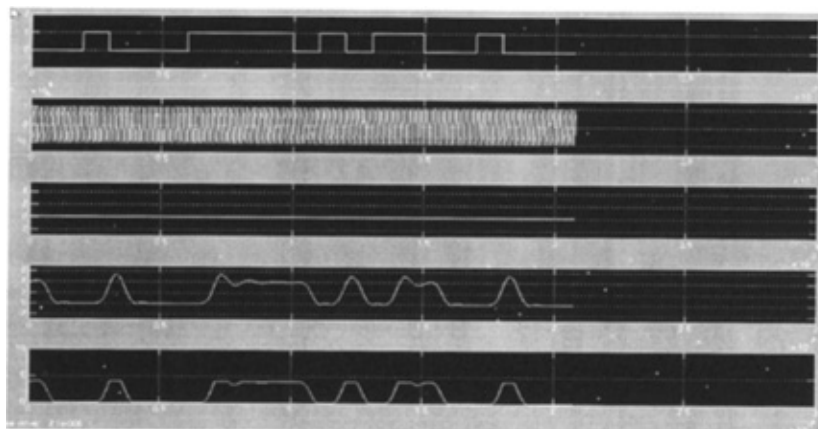


图 3-8 $\theta = \pi$ 时的波形图

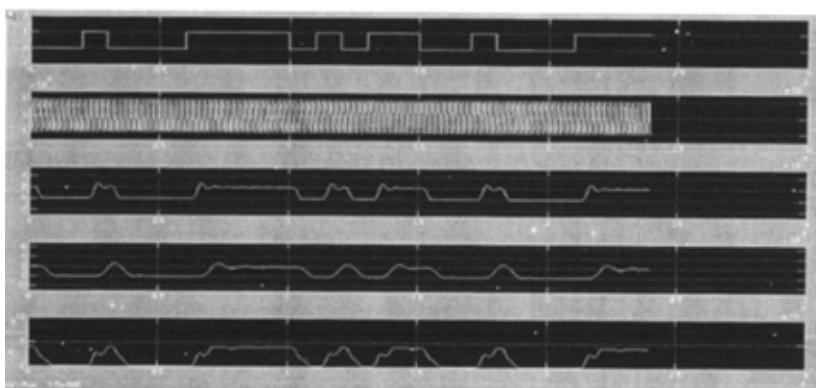


图 3-9 为 $\theta = \frac{5}{4}\pi$ 时的波形图

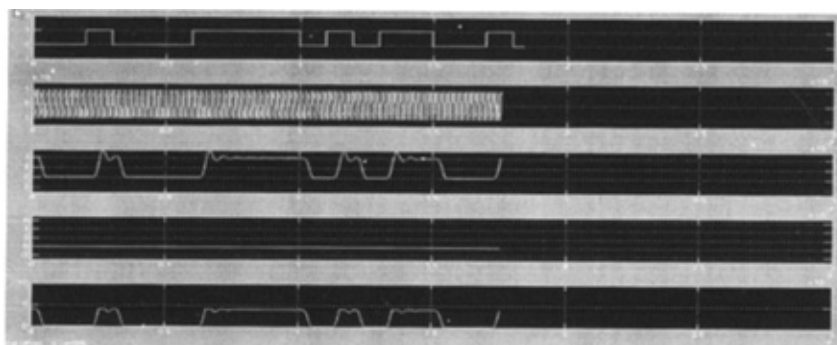


图 3-10 为 $\theta = \frac{3}{2}\pi$ 时的波形图

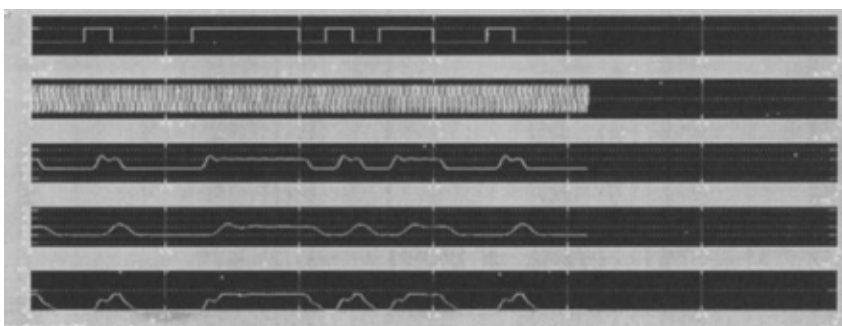


图 3-11 为 $\theta = \frac{7}{4}\pi$ 时的波形图

从以上仿真图中可以看出：不同的相位差值只是对接收判决信号的幅度有一定影响，但是最终解调出的波形与发送的波形相比完全可以得到电子标签的数据信息。

综上所述，在读写器接收电路中通过电容耦合的方式可以将 CW 信号与电子标签反射回的相同频率的信号乘积产生的直流信号处理掉；通过 ASK 相干解调的方法可以解决相位噪声造成的信息误判。经过仿真验证，相干解调的方法是完全可以正确解调的，误码率相对于包络检波要低许多。

4 读写器实现方案制定与硬件实现

本课题以学习、实现、验证 EPC Global Class1 Gen1&Gen2 标准为主要目的, 根据使用基带微处理器的不同和是否使用 ADC、DAC, 分别设计了两套方案: 其一, 以 TI 公司的 DSP :TMS320VC5416 作为微处理器, ADI 公司的 DAC: AD9761 和 ADC: AD9201, RS232 接口搭建基带处理硬件平台, 以 ADI 公司的调制器: AD8346 和解调器: AD8347, 以及 WJ Communications 公司的器件为主搭建射频收发电路; 其二, 以 ATMEL 公司的单片机: ATmega128 作为微处理器, Anadigm 公司的 DSASP: AN231E04 和 RangeMaster2: AN238K04, RS232 接口搭建基带处理硬件平台, 以 Linear Technology 公司的调制器: LT5568 和解调器: LT5516 以及 Mini-Circuits 公司的器件为主搭建射频收发电路。两套方案各有优缺点, 下面分别介绍。

4.1 读写器性能参数

1. 工作频段: 902~928MHz (以915MHz频点为例)
2. 调制方式: 90% ASK
3. 可用频点: 50个
4. 信道间隔: 500KHz
5. 空气接口: Gen1&Gen2
6. 数据速率: Gen1-70.18Kbps; Gen2-40Kbps (可变范围: 26.7Kbps~128Kbps)
7. 阅读距离: 取决于采用的电子标签
8. 天线: 环行天线, 增益为6dBi
9. RF输出功率: 30dBm (1.0 Watt)
10. 通信接口: RS232

4.2 方案一 DSP 作为微处理器

随着各种技术的迅猛发展, 数字化技术已经广泛深入的应用到社会各个领域, 而数字化技术的基础和核心是数字信号处理器 (DSP) 及其相应的程序软件。本课题采用的 DSP 是全球最大的数字信号处理器研发中心美国 TI 公司的 C5000^{[9][10]} 系列低功耗定点数字信号处理器 TMS320VC5416^[11]。DSP 芯片的最大优势在于其可重复编程的能力。将各种不同应用的数字信号处理技术以软件的形式下载到

DSP 芯片中，可以实现相应的通信和控制功能。

DSP 的开发分为两部分：一部分是硬件平台的设计，另一部分是软件平台的设计。前一部分设计追求的是一定范围内的广泛通用性，后一部分设计追求的是软件设计的模块性。硬件平台的设计除了通用性外，还要求通过借用一个或几个现场可编程逻辑器件如 CPLD、FPGA 等完成一些控制或缓冲（本文中使用 Alter 公司的 MAXII CPLD 产品 EPM240T100C5N），平台上具有高速的可编程数字编码器件（如高速 ADC、DAC 等，本文中使用 ADI 公司的 AD9761 和 AD9201），具有一些可以长期存放数据的存储器（本文中使用 SST 公司的 Flash：SST39VF400A 和 CYPRESS 公司的 SRAM：CY7C1021），还应提供灵活的接口（本课题使用 RS232 接口与计算机通信）等。

4.2.1 基带控制模块

本课题中 DSP 硬件平台参考成熟的 5402DSK 原理图设计，基带控制模块主要由 TI 公司的 DSP：TMS320VC5416 和 UART 收发芯片：TL16C550，Alter 公司的 CPLD：EPM240T100C5N，SST 公司的 Flash：SST39VF400A，CYPRESS 公司的 SRAM：CY7C1021，ADI 公司的 DAC：AD9761 和 ADC：AD9201 组成。如图 4-1 所示。

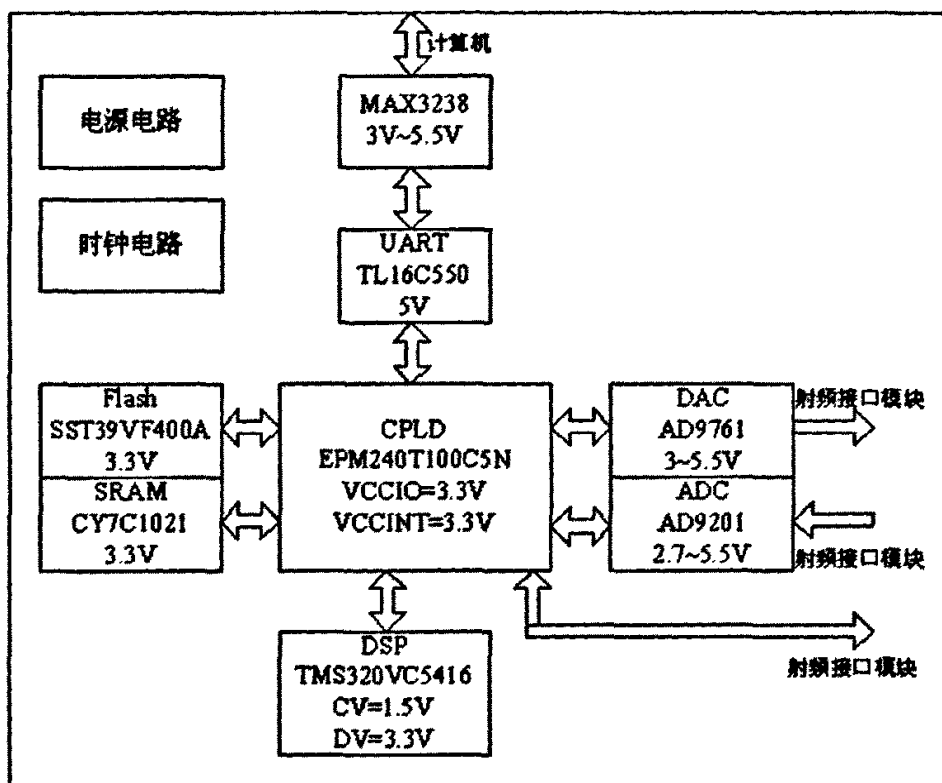


图 4-1. 控制模块示意框图

Figure4-1. Block Diagram of Baseband Controller

基带控制模块又可以细分为 6 个子模块：电源部分，时钟部分，与计算机通信部分，扩展存储器部分，基带发送部分和基带接收部分和。

1. 电源部分

由图 4-1 得知，基带控制模块的电源主要有 3 种：1.5V，3.3V，5V。所以，提供给电路板的总电源可以选为 5V，通过电压转换芯片 TPS75115 和 TPS75733 可以分别获得 1.5V 和 3.3V 电压。

2. 时钟部分

基带控制模块中有 4 款芯片需要时钟信号，分别为：TMS320VC5416，TL16C550C，AD9761，AD9201。TMS320VC5416-120 芯片需要的系统工作时钟为 120MHz，TL16C550C 芯片需要的最大时钟为 16MHz，AD9761 芯片最大的时钟为 40MHz，AD9201 芯片的最大时钟为 20MHz。为了减小电路板面积，降低开发成本，本课题采用 12MHz 的方波晶体振荡器作为参考时钟和输出 3 种时钟信号的时钟复用芯片 CY2303 达到整个系统需要的时钟。CY2303 的输出时钟频率为 12MHz，24MHz，48MHz，通过将这 3 种时钟信号输入 CPLD 进行分频，便可以得到系统需要的各种时钟信号。

3. 与计算机通信部分^{[12][13]}

本课题使用 DSP 与计算机串行通信的方式。TMS320VC5416 芯片内部没有集成异步收发设备 (UART) 接口, 但是有 3 个多通道缓冲串口 (McBSP), 所以当涉及到 DSP 与计算机串行通信时, 总是通过对 McBSP 进行软件模拟实现^[14], 但是, 这种方法需要对串行通信协议有较深刻的了解。而且, 在实际应用中, McBSP 经常被 ADC、DAC 占用, 耗费 CPU 大量的资源, 不能适用于实时性要求很严格的场合。本课题使用 TI 公司推出的 UART 接口芯片 TL16C550C, 就能非常简单的实现 DSP 与计算机之间的串行通信。

电平转换芯片 MAX3238E 实现 TL16C550C 与计算机串口的电平转换, 其工作电压为 5V, 所以选择 TL16C550C 的工作电压为 5V, 这样大大简化了它们之间的接口连接。而 TMS320VC5416 芯片采用双电源供电, 即核电压 1.5V, 接口电压 3.3V, 在与 TL16C550C 接口连接时, 防止电流过大, 添加 50Ω 的限流电阻。

实际的硬件连接框图如图 4-2 所示。

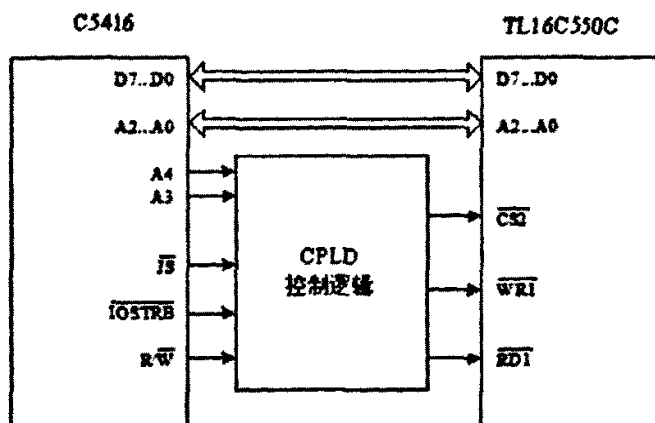


图 4-2. C5416 与 TL16C550C 的硬件连接框图

Figure 4-2. C5416 Interface to TL16C550C

图中, CPLD 控制逻辑部分的译码逻辑为:

$$\overline{CS2} = \overline{IOSTRB} + \overline{IS} + A4 + \overline{A3} + A2 + A1 + A0$$

$$\overline{WR1} = \overline{IOSTRB} + R/\overline{W}$$

$$\overline{RD1} = \overline{IOSRTB} + R/\overline{W}$$

即 DSP 以访问 IO 空间的方式与 TL16C550C 进行数据传输, IO 空间地址为 0x08h。

4. 扩展存储器部分^{[15][16]}

本课题中使用 4Mbit 存储容量的 Flash 芯片 SST39VF400A, 和 1Mbit 存储容量的 SRAM 芯片 CY7C1021 对 C5416 芯片存储器进行扩展。因为 C5416 芯片片内

的 ROM 是掩模 ROM，只能由厂家出厂时把代码和数据固化在里面，用户无法写入新的数据，而在实际应用时，本课题要求能够脱离计算机运行，所以把用户代码固化在外部的 Flash 存储器 SST39VF400A 中，由 C5416 芯片提供的上电引导加载（Bootloader）功能，在上电时将存储在片外的用户代码加载到程序空间中。CY7C1021 主要用来扩展 C5416 芯片的数据存储空间，作为系统的备用存储空间。

SST39VF400A、CY7C1021 与 C5416 的连接框图分别如图 4-3、4-4 所示。

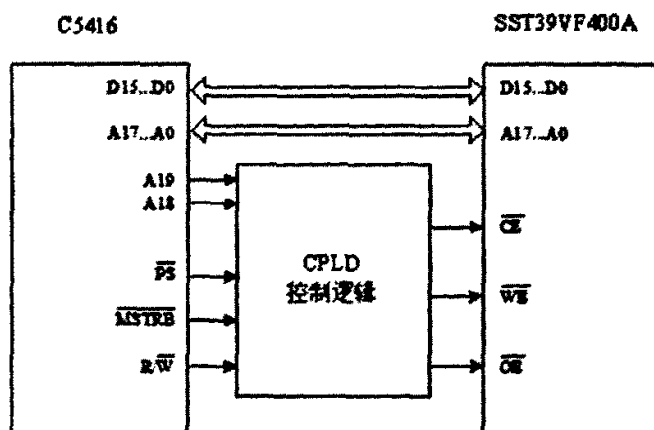


图 4-3. C5416 与 SST39VF400A 硬件连接框图

Figure 4-3. C5416 Interface to SST39VF400A

图中，CPLD 控制逻辑部分的译码逻辑为：

$$\overline{CE} = \overline{MSTRB} + \overline{PS} + A19 + A18$$

$$\overline{WE} = \overline{MSTRB} + R/\overline{W}$$

$$\overline{OE} = \overline{MSTRB} + R/\overline{W}$$

SST39VF400A 作为外部扩展程序存储器，存储空间地址为 0x00000h-0x3FFFFh。

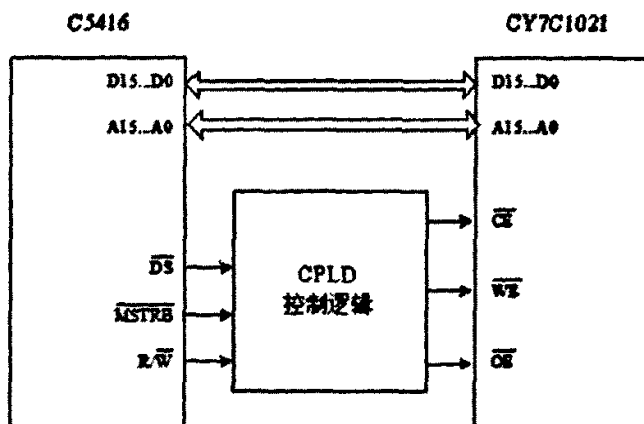


图 4-4. C5416 与 CY7C1021 的硬件连接框图

Figure 4-4. C5416 Interface to CY7C1021

图中, CPLD 控制逻辑部分的译码逻辑为:

$$\overline{CE} = \overline{MSTRB} + \overline{DS}$$

$$\overline{WE} = \overline{MSTRB} + R/\overline{W}$$

$$\overline{OE} = \overline{MSTRB} + R/\overline{W}$$

CY7C1021 作为外部扩展数据存储器, 存储空间地址为 $0x8000h \sim 0xFFFFh$ 。只用了 1Mbit 中的 500Kbit, 可以根据需要在 CPLD 中灵活配置其余存储空间。

5. 基带发送部分^[17]

此部分由 C5416、DAC 芯片 AD9761 和 LPF 组成。选择 3.3V 作为 AD9761 的供电电压, 便于与 C5416 芯片的接口连接。采用 24MHz 时钟信号, 由时钟电路部分给出。其硬件连接图如图 4-5 所示。

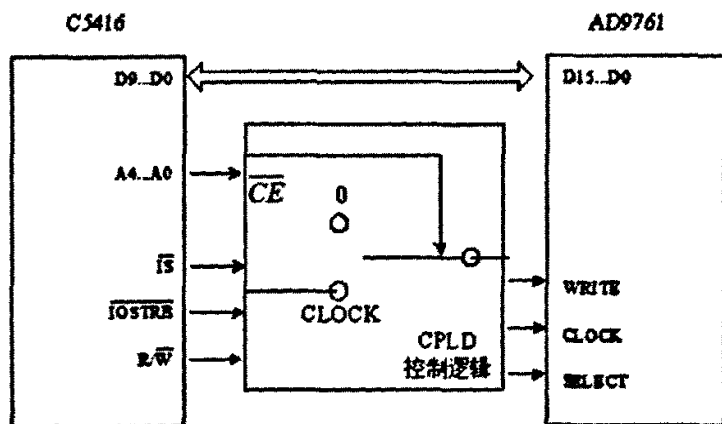


图 4-5 C5416 与 AD9761 的硬件连接框图

Figure 4-5. C5416 Interface to AD9761

图中, CPLD 控制逻辑部分的译码逻辑为:

$$\overline{CE} = \overline{IOSTRB} + \overline{IS} + \overline{A4} + \overline{A3} + \overline{A2} + \overline{A1} + \overline{A0}$$

\overline{CE} 信号在 CPLD 中控制 AD9761 芯片的 \overline{WRITE} 信号, 当 $\overline{CE} = LO$ 时, \overline{WRITE} 与 $CLOCK$ 连接在一起, 当 $\overline{CE} = HI$ 时, \overline{WRITE} 信号输出为 0。这样可以保证读写器在接收 ADC 数据的同时, 发送 CW 信号。DSP 以访问 IO 空间的方式与 AD9761 进行数据传输, IO 空间地址为 $0x10h$ 。

数字基带信号经过 DAC 转换为基带模拟信号, 仍然需要 LPF 对波形平滑处理。本课题中的 LPF 采用五阶巴特沃思低通滤波器模型^[18], 如图 4-6 所示。

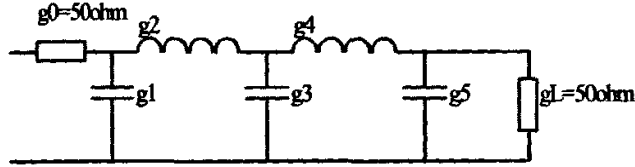


图 4-6. 平滑低通滤波器巴特沃思模型

Figure 4-6. Butterworth LPF Model for Five Order

Gen1 标准规定发送数据速率为 70.18Kbps, 所以需要设计的 LPF 的带宽最小为 71KHz, 源端与终端阻抗均为 50Ω 时, 得到相应的参数为: $g_1 = 27.7nF$, $g_2 = 181.3\mu H$, $g_3 = 89.7nF$, $g_4 = 181.3\mu H$, $g_5 = 27.7nF$ 。在硬件电路实现时, 要选择最相近的参数, 同时需要按照实际调试的结果来确定最终参数。

6. 基带接收部分

此部分由 C5416、ADC 芯片 AD9201 和 LPF 组成。选择 3.3V 作为 AD9201 的供电电压, 便于与 C5416 芯片的接口连接。采用 12MHz 时钟信号, 由时钟电路部分给出。其硬件连接图如图 4-7 所示。

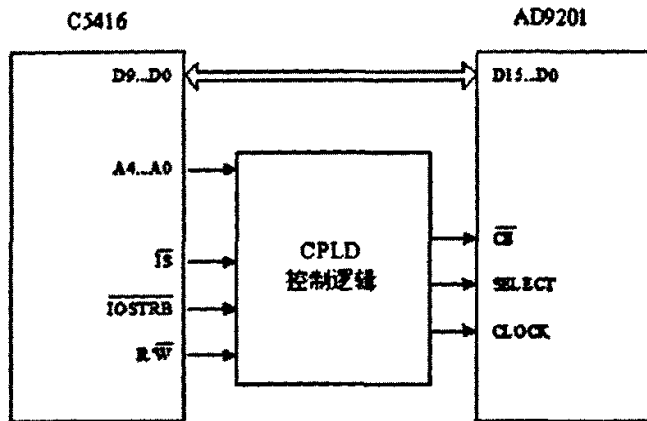


图 4-7. C5416 与 AD9201 硬件连接框图

Figure 4-7. C5416 Interface to AD9201

图中, CPLD 控制逻辑部分的译码逻辑为:

$$\overline{CE} = \overline{IOSTRB} + \overline{IS} + \overline{A4} + \overline{A3} + \overline{A2} + \overline{A1} + \overline{A0}$$

DSP 以访问 IO 空间的方式与 AD9201 进行数据传输, IO 空间地址为 $0x18h$ 。

由解调器输出的基带模拟信号在输入 ADC 之前需要经过 LPF 滤波, 本课题目中的 LPF 采用五阶巴特沃思低通滤波器模型, 其作用为抗混叠滤波器。如图 4-6 所示。

按照 Gen1 标准, 电子标签到读写器的数据速率为 140.35Kbps, 所以, 需要设计的 LPF 的带宽最小为 141KHz, 得到的参数为: $g_1 = 13.95nF$, $g_2 = 91.3\mu H$,

$g_3 = 45.15nF$, $g_4 = 91.3\mu H$, $g_5 = 13.95nF$ 。在硬件电路实现时, 要选择最相近的参数, 同时按照实际调试的结果来协调确定最终参数。

4.2.2 射频接口模块

目前, 国内外 RFID 领域还没有比较成熟的符合 EPC Global Class1 Gen1&Gen2 标准的专用集成芯片, 尽管美国 WJ Communications 公司于 2006 年 10 月 17 日宣布其已经研制成功符合 Gen2 和 ISO18000-6C/B 标准的专用芯片 WJC200, 但是尚在试用阶段。因此, 本课题设计的读写器射频通信模块主要采用分立元器件搭建而成。主要由 ADI 公司的 Modulator: AD8346, Mini-Circuits 公司的放大器: MAR-3, WJ 公司的增益模块: ECG005B-G 和功率放大器: AH312, 以及 Π 型衰减网络组成。总体示意框图如图 4-8 所示。(说明: 由于环行器的插损很小, 在射频模块中的功率参数计算时, 忽略其影响!)

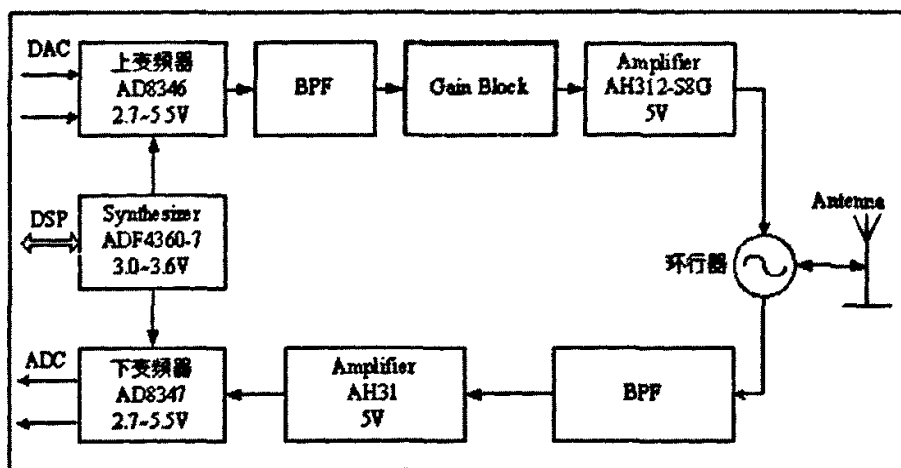


图 4-8. 射频接口模块总体示意框图

Figure 4-8. RF Total Block Diagram

射频接口模块又可以细分为 5 个子模块: 电源部分, 与基带控制模块接口部分, 射频发送部分, 射频接收部分和频率综合器部分。

1. 电源部分

由图 4-1 得知, 射频接口模块的电源主要有 3 种: 3.3V, 5V, 12V。所以, 提供给电路板的总电源可以选为 5V 和 12V, 通过电压转换芯片 LM1117-3.3 可以获得 3.3V 电压。而 12V 电压在射频接口模块中只有增益模块 ECG005B-G 需要, 直接由外部稳压电源提供即可, 没有必要通过电压转换芯片由 12V 分别得到 3.3V 和 5V 电压。

2. 与基带控制模块接口部分

本课题采用基带与射频电路板分开实现的方法，两块电路板之间使用 40 针的排线对基带控制模块与射频接口模块进行连接。实际的有用信号线仅有 12 条，使用 40 针的排线可以提供很大的灵活性，防止因为设计中出现失误时，出现两电路板之间缺少连接信号线而需要在两板之间的飞线连接情况。同时，使用 40 针中的 6 针作为电源线，将基带控制模块电路板上的电源引到射频接口模块板上，便于在两板联调时减少外部电源线的牵连。此外，在安排信号线与地线时，尽量做到信号线与地线成对排列，这样能够保证信号与回流信号构成的回路面积尽量小，这在高速信号设计中是很关键的技巧。

3. 射频发送部分

此部分由调制器 AD8346，增益模块 ECG005B-G，声表面波带通滤波器 DFCB2915MLDJAA，功率放大器 MAR-3 和 AH312 组成。其发送框图如图 4-9 所示，图中所标参数为经过各芯片后的功率参数。发送功率参数的详细计算见附录 B。

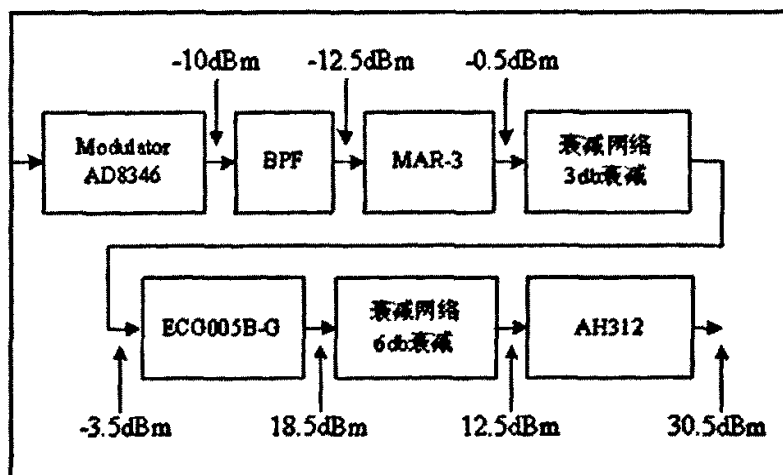


图 4-9. DSP 方案，射频发送框图

Figure 4-9. RF Transmission Block Diagram

4. 射频接收部分

此部分由解调器 AD8347，声表面波带通滤波器 DFCB2915MLDJAA，功率放大器 AH31 组成。接收框图如图 4-10 所示，图中所标参数为每款芯片接收功率范围。

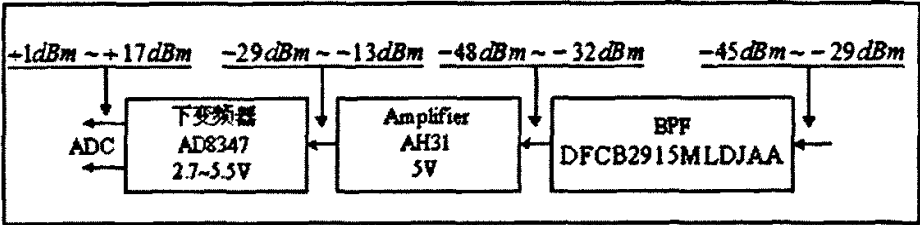


图 4-10. DSP 方案，射频接收框图

Figure 4-10. DSP Solution, RF Receive Block Diagram

接收功率参数的详细计算如下：

本方案中的射频接收模块设计时没有考虑 AGC，致使接收动态范围较小，有待改进。但是，解调器 AD8347 内部带有基带 AGC，增益最大可以达到 30dB，其射频可接收的频率可以低至 -30dBm。ADC 芯片 AD9201 的接收范围为 -0.5~1.5V，按照 50Ω 的阻抗可以等效为 0.225~17dBm。故 AD8347 的输入功率范围可以为 -29~-13dBm（考虑到 30dB 的增益），功率放大器 AH31 的增益为 19dB，故其输入功率范围为 -48~-32dBm，带通滤波器 DFCB2915MLDJAA 的插损为 3dB，故其输入功率范围为 -45~-29dBm。

5. 频率综合器部分

此部分由 ADF4360-7 芯片，变压器 ETC1-1-13，放大器 MAR-3，功分器 BP2C 组成。其框图如图 4-11 所示，图中所标参数为 ADF4360-7 提供的本真信号驱动电平。

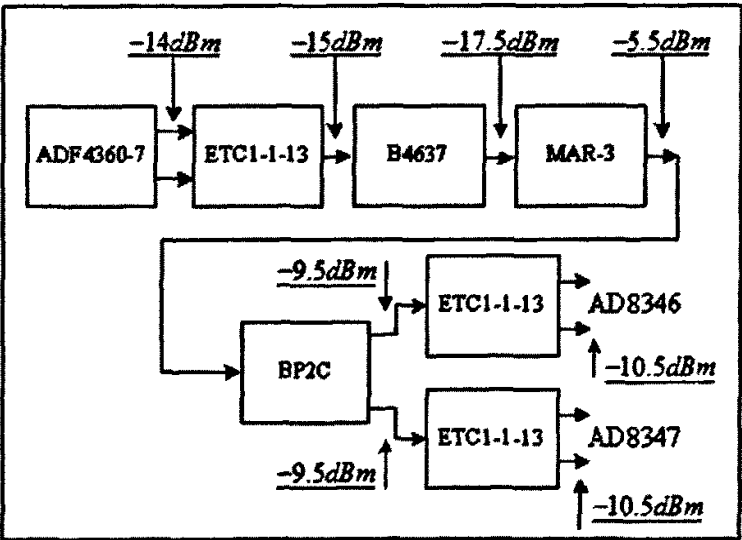


图 4-11. 频率综合器框图

Figure 4-11. Block Diagram of Synthesizer

为了提高本振信号的性能, AD8346 与 AD8347 均需要输入差分本振信号, ADF4360-7 输出级提供差分输出, 但是射频信号不能直接分给调制器与解调器, 需要功率分配器将一定功率的本振信号分别提供给调制器与解调器, 为了满足调制器与解调器的本振信号驱动功率, 需要放大 ADF4360-7 的输出信号。本课题中使用 MAR-3 放大器, 使用 ETC1-1-13 变压器实现单端至差分、差分至单端信号的转换。带通滤波器 B4637 的带宽为 26MHz, 通带范围为 926~928MHz, 可以有效滤除 ADF4360-7 产生的高次谐波。

本振信号的功率参数详细计算如下:

根据调制器 AD8346 和解调器 AD8347 对本振驱动信号电平的要求: AD8346 需要的本振驱动电平为 $-10\sim 0\text{dBm}$, 最大输入为 10dBm ; AD8347 的本振驱动电平为 $-12\sim -6\text{dBm}$, 最大输入为 10dBm 。ADF4360-7 的输出信号功率可选为 -5dBm , -8dBm , -11dBm , -14dBm , 本课题选择最小输出功率 -14dBm , 这样可以保证当提供给 AD8346, AD8347 的驱动电平太小时, 可以通过软件配置增大本振信号的功率。变压器 ETC1-1-13 的插损为 1dB , 带通滤波器 B4637 的插损为 2.5dB , 功率放大器 MAR-3 的增益为 12dB , 1dB 输出功率为 10dBm , 功分器 BP2C 的插损为 1dB , 两路输出信号的功率为输入信号功率的一半。结合以上参数, 计算提供给 AD8346, AD8347 的功率最小为 -10.5dBm , 基本符合其要求范围。

4.3 方案二 单片机作为微处理器

方案一中以 DSP 作为微处理器, 其信号处理能力强大, 但作为控制器, 其功能的实现需要许多外围器件的辅助, 无形之中增加了开发难度, 延长了开发周期, 增加了开发成本。

方案二使用 ATMEL 公司的单片机 ATmega128L^[19]作为微处理器, 充分考虑到其作为控制器的优点, 结合使用 Anadigm 公司的针对 RFID 而开发的 3 款芯片, 取代了 ADC、DAC, 从而使得开发难度相对而言有所降低。

本方案主要由两大部分组成: 基带控制模块和射频接口模块。基带控制模块主要完成控制功能, 基带信号的发送与接收功能, 与计算机的通信功能, 其中控制部分采用 ATmega128L 单片机, 发送部分采用 AN231E04, 接收部分采用 AN238K04。射频模块主要完成调制、解调等功能, 调制器采用 LT5568, 解调器采用 LT5516, 频率综合器采用 ADF4360-7。本方案中, 基带控制模块和射频接口模块设计在同一块电路板上。

4.3.1 基带控制模块

基带控制模块主要由 ATMEL 公司的 ATmega128L 单片机, Anadigm 公司的动态可配置的模拟信号处理器 (DSASP: Dynamically Reconfigurable Analog Signal Processor) AN231E04, 现场可编程模拟阵列 (FPAA: Field Programmable Analog Array) AN238E04, RFID 状态机 (State Machine) AN238C04, ATMEL 公司的 AT25040A 组成。如图 4-12 所示。

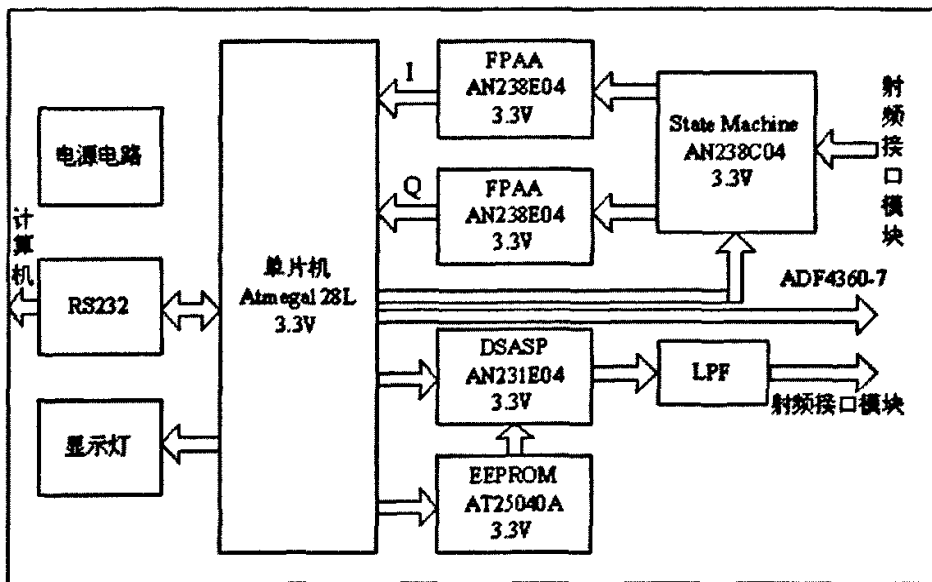


图 4-12. MCU 方案, 基带控制模块示意框图

Figure 4-12. MCU Solution, Baseband Control Block Diagram

基带控制模块又可以细分为 5 个子模块: 电源部分, 与计算机通信部分, 显示部分, 基带发送部分和基带接收部分。

1. 电源部分

在基带控制模块中所有芯片均使用 3.3V 电源电压, 但是射频接口模块中部分芯片使用 5V 和 12V 电压, 而本方案将基带控制模块与射频接口模块设计在同一块电路板上, 所以整个电路系统的电源均在此设计, 外部电源接口为 5V 和 12V, 通过电源转换芯片 LM1117-3.3 获得 3.3V 电压。

2. 与计算机通信部分^[20]

该部分是整个系统中必不可少的一部分, 是提供目标板系统与计算机进行通信的关键通信路径。ATmega128L 芯片提供 2 个可编程的 USART, 使用 USART 和电平转换芯片 MAX232 可以方便的实现目标板与计算机的串行通信。读写器与电子标签进行通信时发送的指令可以通过计算机上的 RS232 串口调试工具, 通过 USART 传给单片机, 由单片机内部的相应程序将其解释成 0、1 代码后, 作为基带数字信号发送出去。当读写器接收来自电子标签的数据信息时, 单片机又可以

将相关数据信息通过 USART 发送给计算机的 RS232 串口调试工具进行显示。其中，由计算机发送数据给单片机时采用中断方式，而由单片机发送信息给计算机时采用查询方式。

3. 基带发送部分

该部分由 ATmega128L、AN231E04 和 AT25040A 组成。ATmega128L 将要发送的指令按照标准规定进行信源编码后发送数字信号给 AN231E04，AN231E04 将该数字信号滤波放大后转换为模拟基带信号然后发送给调制器。

AN231E04^[21]是 Anadigm 公司的 DSASP (Dynamically Reconfigurable Analog Signal Processor)，可以完成对信号的调整、滤波、放大、整流、求和、相减、相乘等操作。通过设计工具 AnadigmDesigner 可以对其进行可视化图形配置，然后通过 SPI 方式下载到目标芯片中。通过在将芯片内部 I/O 口的运算放大器配置为平滑滤波器，该芯片可以实现将数字信号转换为模拟信号差分输出。此外，芯片还具有动态可重复配置性的优点，可以减少出现错误时对硬件电路的修改。AT25040A 是 ATMEL 公司的 SPI 方式 EEPROM，在读写器脱机运行时，其可以用来对 AN231E04 内部寄存器进行配置。

其寄存器有两种配置方式：

其一，调试初期，使用单片机直接配置。

其二，脱机调试，使用 EEPROM：AT25040A 进行配置。

ATmega128L 和 AN231E04 的硬件连接框图如图 4-13 所示。

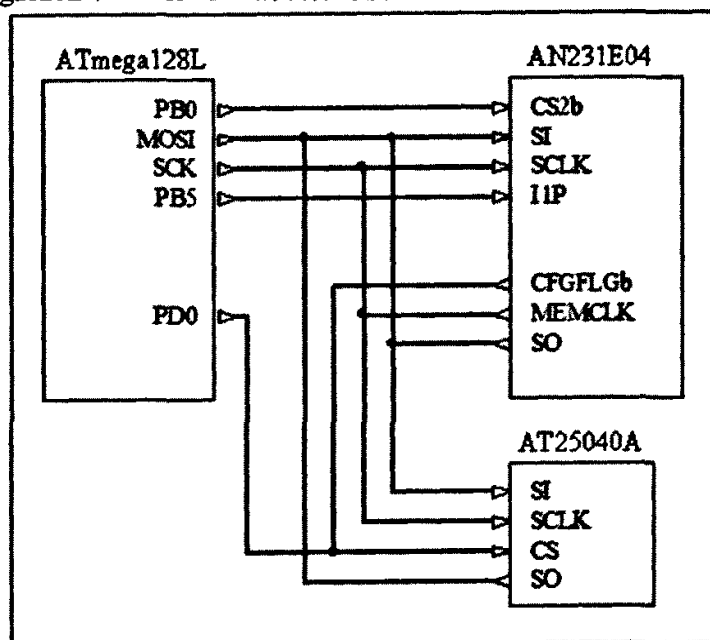


图 4-13. ATmega128L、AN231E04、AT25040A 的硬件连接框图

Figure4-13. ATmega128L Interface to AN231E04 and AT25040A

ATmega128L通过SPI方式对AN231E04和AT25040A内部寄存器进行配置^[22]，此时，ATmega128L作为主机，AN231E04与AT25040A作为从机。而当AT25040A配置AN231E04时，AN231E04作为主机，AT25040A作为从机，而且AN231E04的Mode管脚必须接高电平时。

ATmega128L的PB5管脚连接AN231E04的I/P管脚，作为基带数字信号发送通道。

EPC Global Class1 Gen1&Gen2标准中规定信源编码为脉冲宽度编码(PWM)，使用ATmega128L芯片中集成的16位定时器1，配置其工作在快速PWM模式或者相位可调的PWM模式可以很容易的实现PWM编码方式。

4. 基带接收部分

该部分由ATmega128L和AN238K04^[23]组成。AN238K04从解调器接收到基带模拟信号后，在其内部进行低通滤波并提供数字和模拟基带输出。选择数字基带信号输出并将此传输给单片机，从而省掉使用ADC芯片。AN238K04^[19]芯片组是Anadigm公司专门为RFID接收机设计的芯片，由两款芯片：AN238C04，AN238E04组成，支持EPC Global Class1 Gen1&Gen2和ISO18000-6标准。其中AN238C04是对AN238E04进行配置的状态机，而AN238E04是Field Programmable Analog Arrays (FPAAs)。AN238E04主要完成低通滤波，将模拟信号转换为数字信号等功能。采用2片AN238E04可以分别处理由I/Q解调器输出的两路基带信号。

其硬件连接框图如图4-14所示。

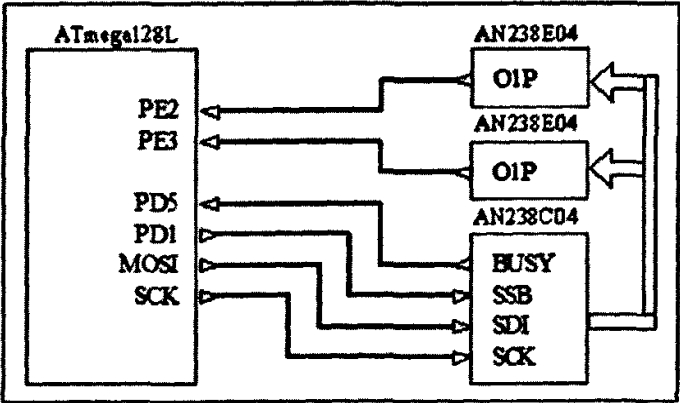


图 4-14. ATmega128L 与 AN238K04 硬件接口框图

Figure 4-14. ATmega128L Interface to AN238K04

接收时使用I/Q正交解调法，每一路需要一个AN238E04，而这两个AN238E04可以通过一个AN238C04进行配置，ATmega128L的PE2与PE3接收I/Q两路数字信号。

ATmega128L 使用 SPI 方式配置 AN238C04, 连接方法如图 4-14 所示, 同时, AN238C04 的 BUSY 忙信号传给 ATmega128L, 以便根据其相关信息进行相应操作。

5. 显示部分

该部分主要用来显示单片机对 AN231E04、AN238C04、AN238E04 等芯片的配置是否正确, 以及检测这些芯片的工作状态。采用 8 个发光二极管, 组成显示部分。其硬件连接框图如图 4-15 所示。

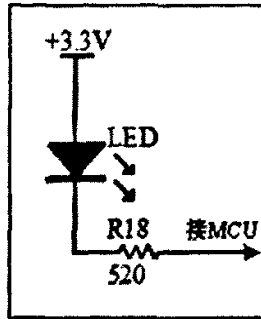


图 4-15. 发光二极管与 ATmega128L 连接框图

Figure 4-15. ATmega128L Interface to LEDs

发光二极管与单片机的连接采用上拉方式, 当 ATmega128L 的 IO 口输出为低电平时, 由上拉电源提供灌电流驱动发光二极管, 一般发光二极管的驱动电流为 $5 \sim 20\text{mA}$, 所以串接 520Ω 的电阻起到限流作用, 防止烧毁 ATmega128L。

4.3.2 射频接口模块

本模块与方案一中的射频接口模块存在很大的不同, 主要体现在: 使用的主要芯片不同, 在发送部分加入了 AGC, 在接收部分加入射频 AGC 三个方面。较之方案一有发送功率可控、接收灵敏度高、动态范围大等优点。主要分为 3 个部分: 射频发送部分, 射频接收部分, 频率综合器部分。

1. 射频发送部分

该模块主要由 Linear 公司的 Modulator: LT5568, EPCOS 公司的带通滤波器: B4637, Mini-Circuits 公司的放大器: MAR-3 和 MAV-11SM, AGC 模块: 由 Skyworks 公司的 AV105-12, Linear 公司的 LTC5505-1 和 Mini-Circuits 公司的 LRDC-20-2 组成, WJ Communications 公司的功率放大器: AH312 组成。与接收模块共用深圳华扬公司的环行器芯片: HY902-928B。如图 4-16 所示。

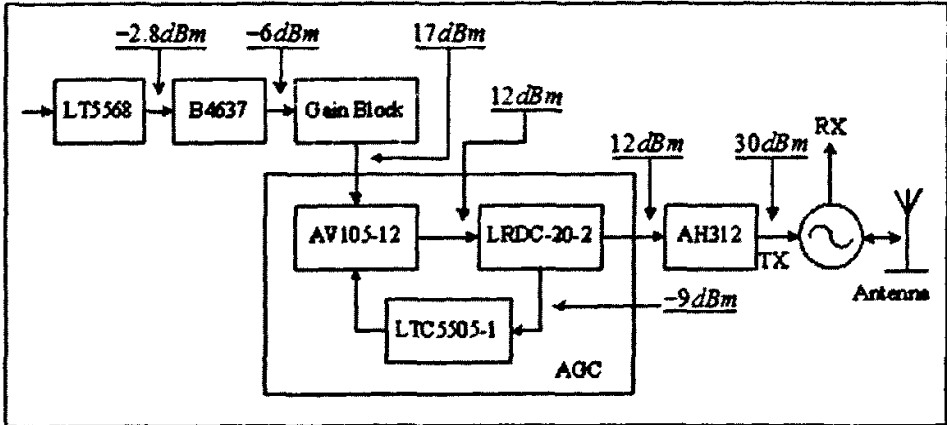


图 4-16. MCU 方案射频发送模块

Figure 4-16. MCU Solution, RF Transmission Block Diagram

发送功率参数的详细计算如下^[24]：

- (1) 环行器 HY902-928B, 隔离度 $dB(\min) > 25 dB$, 插损 $dB(\max) < 0.25 dB$, 已知读写器的发送功率为 $30 dBm$, 所以环行器之前的发送功率约为 $30 dBm$ 。
- (2) 功率放大器 AH312, 其参数为: 增益 $= 18 dB$ (在 $900 MHz$ 时), $P_{1dB} \approx 33 dBm$, 射频输入功率 (MAX) $\approx 28 dBm$ 。所以 AH312 之前的发送功率为 $30 dBm - 18 dB = 12 dBm$, 符合最大输入功率, 同时 $30 dBm < 33 dBm$, 都符合要求。
- (3) 定向耦合器 LRDC20-2。其参数 ($900 MHz$ 时) 为: 插损 $= 0.32 dB$, 耦合度 $= 21.51 dB$, 方向度 $= 14.54 dB$, 输入功率 (MAX) $\approx 33 dBm$ 。所以 LRDC20-2 之前的发送功率近似为 $12 dBm < 33 dBm$, 符合要求。耦合到 LTC5505-1 的功率为 $12 dBm - 21 dB = -9 dBm$ 。
- (4) 衰减器 AV105-12。其参数 ($900 MHz$ 时) 为: 插损 $= 3 dB$, 衰减 $= 38 dB$ 。电压控制其衰减量, 如果选择衰减量为 $5 dB$, 此时控制电压为 $4 V$ 左右, 那么 AV105-12 之前的发送功率可以为 $12 dBm + 5 dB = 17 dBm$ 。
- (5) 调制器 LT5568。其输出功率为 $-2.8 dBm$ 。
- (6) 带通滤波器 B4637。其参数为: 损耗 $= 2.5 dB$, 最大输入功率 $= 10 dBm$ 。所以经过此芯片后的功率约为 $-6 dBm$ 。
- (7) 增益模块部分, 采用 Mini-Circuits 公司的两款放大器以及 Π 型衰减网络组成, 其框图如图 4-17 所示。

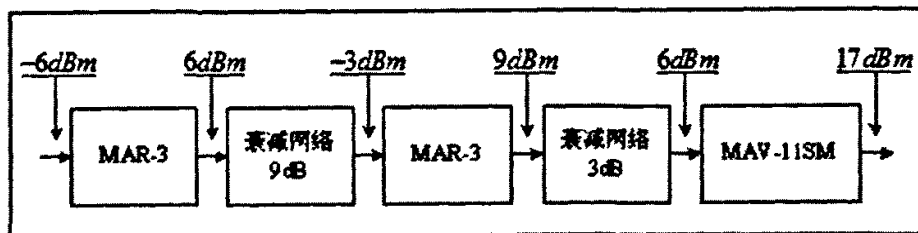


图 4-17 增益模块示意框图

Figure 4-17. RF Gain Block Diagram

MAR-3 的参数为：最大输入功率=13 dBm，增益=12 dB， $P_{1dB} = 10\text{dBm}$ 。MAV-11SM 的参数为：增益=11 dB， $P_{1dB} \approx 17.5\text{dBm}$ 。所以为了满足各芯片的参数要求，在 3 个放大器之间插入两个 Π 型衰减网络，其衰减参数如图中所示，而且容易调整，其输入、输出阻抗均为 50Ω ，同时防止放大器的自激振荡。于是，这样就保证了经过增益模块后的功率为 17 dBm，与（4）中计算得到的结果吻合，达到要求。

- (8) RF 功率检测器 LTC5505-1，主要实现功率检测同时根据检测到的功率输出不同的控制电压。其参数（900MHz 时）为：输入功率范围：-28~18dBm，输出控制电压范围：0.2~1.75V。由（3）中得知，经过定向耦合器耦合过来的发射信号功率为 -9 dBm，按照 LTC5505-1 数据手册中的相关图表，此时其输出控制电压为 0.4V，所以为了达到 AV105-12 的输入控制电压为 4V，就需要加一级放大器，而这个放大器的放大增益为 10 倍，这个可以在 AN231E04 中实现。

2. 射频接收模块

该模块主要由 EPCOS 公司的带通滤波器：B4637，Mini-Circuits 公司的低噪声放：MAR-3 和放大器 MAV-11SM 组成的放大模块，AGC：由 MAXIM 公司的 VGA：MAX2056，功率检测器：MAX2015 和运算放大器：MAX4231 组成，Linear 公司的 Demodulator：LT5516 组成，与发送模块共用环形器：HY902-928B。如图 4-18 所示。图中所标参数为经过各芯片后的接收功率。

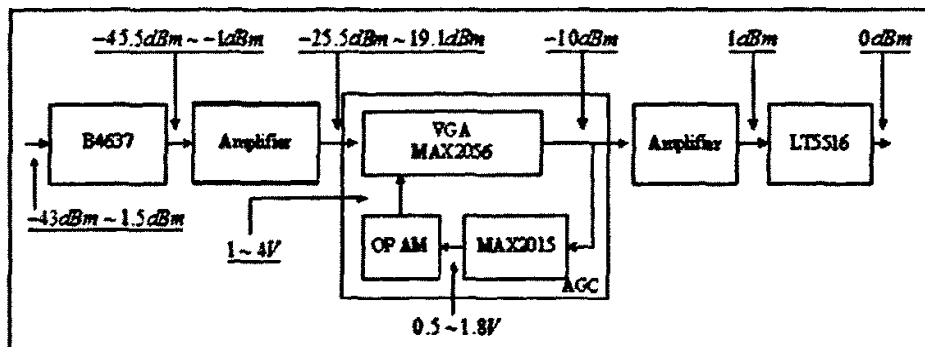


图 4-18. 射频接收模块

Figure 4-18. Block Diagram of RF Receiver

接收功率参数的详细计算：

- (1) 解调器 LT5516。其参数为：最大输入电压 $\pm 2V$ （相当于 $10 dBm$ ），当 RF 输入功率为 $-18 dBm \sim +6 dBm$ 时，I/Q 输出功率为 $-16 dBm \sim +13 dBm$ 。而 AN238E04 的模拟输入电压范围为：0.05 ~ 2.95V，所以转换为 dBm 时，其可以接受 $0 dBm$ 的接收功率，设定 AN238E04 的接收功率就固定在 $0 dBm$ 处，这样 LT5516 的输入功率也可以固定在 $0 dBm$ 处。
- (2) LT5516 之前的放大器，采用 MAV-11SM，其参数为：增益 = $11 dB$ ， $P1dB = 17.5 dBm$ 。所以输入该放大器的功率可以控制在 $-10 dBm$ 。
- (3) 接收部分的 AGC 由 VGA MAX2056，和运算放大器 MAX4231 组成。MAX2056 参数为：增益范围 = $44.6 dB$ （ $-29.1 \sim 15.5 dB$ ，当配置内部使用 2 个衰减器时）。所以该 VGA 的起控点为 $-10 dBm - 15.5 dB = -25.5 dBm$ ，饱和点为 $-10 dBm + 29.1 dB = 19.1 dBm$ 。功率检测器 MAX2015 是一个线性检测器，在 $-70 dBm \sim 10 dBm$ 范围内的输出控制电压为 $0.5 \sim 1.8V$ ，而且两者之间为检测到的功率越大输出控制电压越大。而 VGA MAX2056 的控制电压范围在 $1 \sim 4V$ 之间，故使用运算放大器 MAX4231 对功率检测器输出的控制电压进行 2 倍放大。
- (4) AGC 之前的放大器，是由 MAR-3、MAV-11SM 和衰减网络组成。衰减网络衰减 $3 dB$ ，该部分共同实现的增益为 $20 dB$ 。这样，在 VGA 之前的起控点在此处的功率就变为 $-45.5 dBm$ ，饱和点在此处的功率变为 $-1 dBm$ 。同时用 MAR-3 作为低噪放。
- (5) 声表面波带通滤波器 B4637，其插损为 $2.5 dB$ ，所以进入该滤波器的信号功率为最小 $-45.5 dBm + 2.5 dB = -43 dBm$ ，最大为 $-1 dBm + 2.5 dB = 1.5 dBm$ 。

在读写器接收电子标签反射回来的射频信号同时，读写器也在发射未经调制

的载波信号 CW,是否会使选择的低噪放输入端产生饱和呢? 环行器 HY902-928B, 隔离度 $\text{dB}(\min) > 25 \text{ dB}$, 那么当发送功率(未经过发送天线时)为 30 dBm 时, 泄漏到接收端的功率最大为 5 dBm , 接受前端的带通滤波器最大输入功率为 10 dBm , 损耗为 2.5 dB , 所以即使电子标签距离读写器最近时, 也不会使带通滤波器饱和, 这样, 经过带通滤波器的衰减, 输入到低噪放 MAR-3 的射频信号功率为 2.5 dBm , 而 MAR-3 的最大输入功率为 13 dBm , 所以不会使带通滤波器和低噪放出现饱和现象。

最后, 在设计射频电路板时, 要注意信号完整性问题^[33]: 电磁干扰问题、阻抗匹配问题等。

4.4 频率综合器设计

近年来, 由于无线电通信技术的迅速发展, 对振荡信号源的要求也在不断提高。不但要求其频率稳定度和准确度高, 而且要求能方便的改换频率。我们知道, 石英晶体振荡器的频率稳定度和准确度是很高的, 但改换频率不方便, 只适用于固定频率; LC 振荡器改换频率方便, 但频率稳定度和准确度又不够高。为了设法将这两种振荡器的特点结合起来, 频率合成技术便应运而生。

频率合成, 有不同的实现方法, 基本上可以分为直接合成法和锁相环合成法。直接合成法是用一个或多个石英晶体振荡器的振荡频率作为基准频率, 由这些基准频率产生一系列的谐波, 这些谐波具有与石英晶体振荡器同样的频率稳定度和准确度; 然后从这一系列的谐波中取出两个或两个以上的频率进行组合, 得出这些频率的和或差, 经过适当方式处理(如经过滤波器)后, 获得所需要的频率。

锁相环法, 其原理框图如图 4-19 所示。

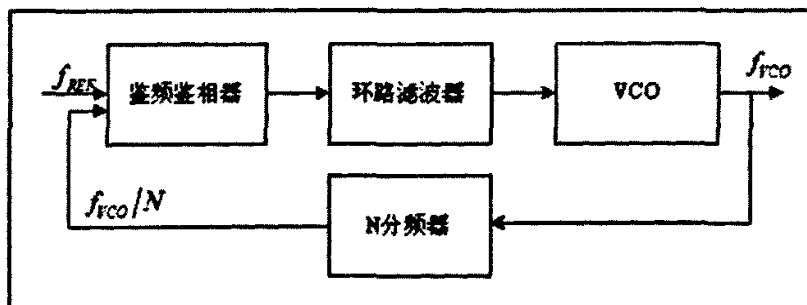


图 4-19. 锁相环法频率合成器

Figure4-19. PLL Solution for Synthesizer

本课题中用到的频率综合器是 ADI 公司的 ADF4360-7 芯片^[25], 该芯片实现的频率综合属于锁相环法。

4.4.1 ADF4360-7 芯片简介

ADF4360-x 是 ADI 公司推出的一系列的锁相环 (Complete Phase Locked Loop)。与其他锁相环芯片如 ADF4106 相比, ADF4360-x 在片内集成了 VCO (Voltage Controlled Oscillator)。这一点非常重要, 因为一般情况下如果要使用一个外置的 VCO, 这些模块有可能是自己使用三极管、调谐二极管、电感等器件自己搭建的。但更多情况下, 为了降低设计难度, 提高各种性能, 则是购买集成 VCO 模块。这些模块非常昂贵, 小批量的情况下单颗价格往往在 300 元以上, 而且体积已经有指甲片般大了。那些对成本、空间要求很高的通信电子产品往往无法接受这样的 VCO。近几年, 随着 MMIC 技术的发展, 基于 MMIC 的 VCO 技术已经变得非常成熟。其中 Maxim 很早就推出了相关的产品, 比如 MAX2753 和 MAX2624。而 Analog Devices 并没有单独推出 VCO MMIC 的产品, 而是将 VCO 和锁相环的其他部分 (除了环路滤波器以外) 集成在了一起, 针对不同的频段推出了一系列的锁相环, 从 ADF4360-0 ~ ADF4360-8。这些芯片有几乎相同的引脚定义, 同时内部控制寄存器每一位的定义也完全相同。由于将 VCO 集成到了芯片内部, 使得整个 PLL 系统的面积大大减小 (至少 50% 以上), 而且成本也得到了有效控制。

ADF4360-7 主要特点如下:

- (1) 可综合频率范围: 350MHz~1800MHz
- (2) 供电电源: 3.0~3.6V DC
- (3) 变模预置分频: 8/9, 16/17
- (4) 3 线 SPI 方式配置片内寄存器

(5) 输出中心频率由外部配置电感确定

(6) 片内带有 VCO

ADF4360-7 的应用范围比较广，在无线手持机，测试设备，WLAN，CATV 设备上均有应用。

其功能框图如图 4-20 所示。

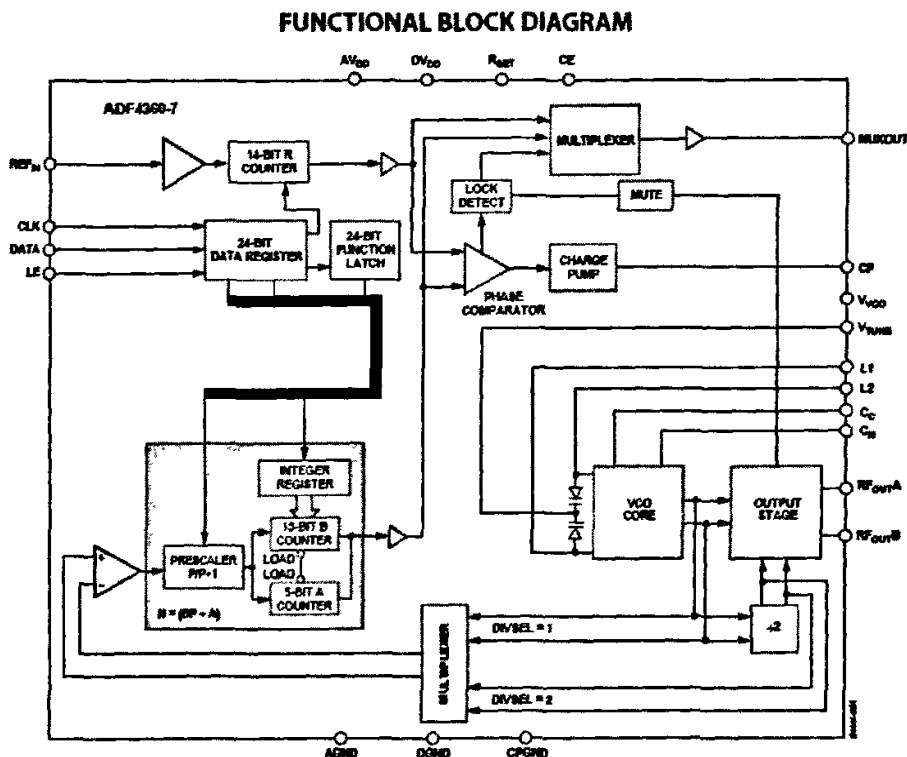


图 4-20. ADF4360-7 功能框图

Figure4-20. ADF4360-7 Function Block Diagram

4.4.2 片内寄存器配置方式

ADF4360-7 芯片内部有 3 个 24bit 的寄存器，分别为 R Counter Latch, Control Latch, N Counter Latch。R 寄存器中有一个 14bit 的 R 计数器，用来对外部参考晶振进行预分频，范围为 1~16383；Control 寄存器主要用来配置芯片的工作状态；N 寄存器中有一个 5bit 的 A 计数器和一个 13bit 的 B 计数器，与预置分频数 P 共同决定 N 计数器： $N = P/B + A$ 。

ADF4360-7 规定，上电后，要按照一定的顺序来配置这 3 个寄存器，配置顺序为：R Counter Latch, Control Latch, N Counter Latch。前后顺序不能颠倒，否

则 ADF4360 可能不能锁定。对 3 个寄存器进行配置的方式为 SPI 方式，其时序如图 4-21 所示，各时间参数如表 4-1 所示。

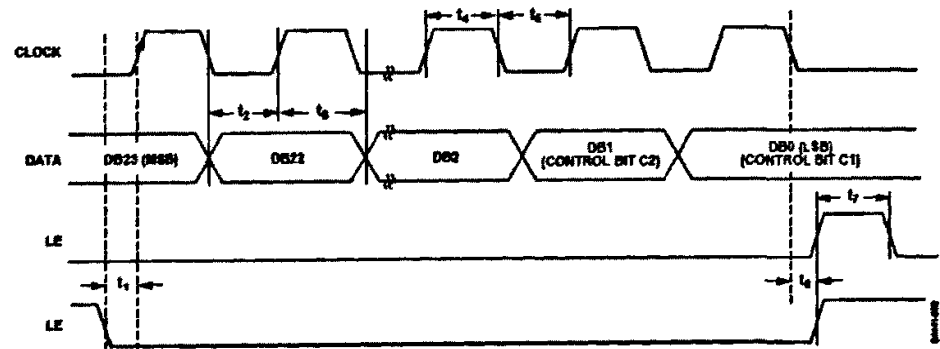


图 4-21. SPI 配置时序图

Figure4-21. ADF4360-7 SPI Timing Diagram

表 4-1. SPI 配置时序图时间参数

Table4-1. ADF4360-7 SPI Timing Characteristics

参数	最小值 (ns)	测试条件
t_1	20	LE 建立时间
t_2	10	DATA 到 CLOCK 的建立时间
t_3	10	DATA 到 CLOCK 的保持时间
t_4	25	CLOCK 高电平持续时间
t_5	25	CLOCK 低电平持续时间
t_6	10	CLOCK 到 LE 的建立时间
t_7	20	LE 脉冲宽度

在配置 Control Latch 与 N Counter Latch 之间有一个间隔时间必须满足，如图 4-22 所示。该间隔时间由 C_N 管脚所接的电容值决定，当 C_N 外接 $10\mu F$ 的电容时，间隔时间 $\geq 10ms$ 。

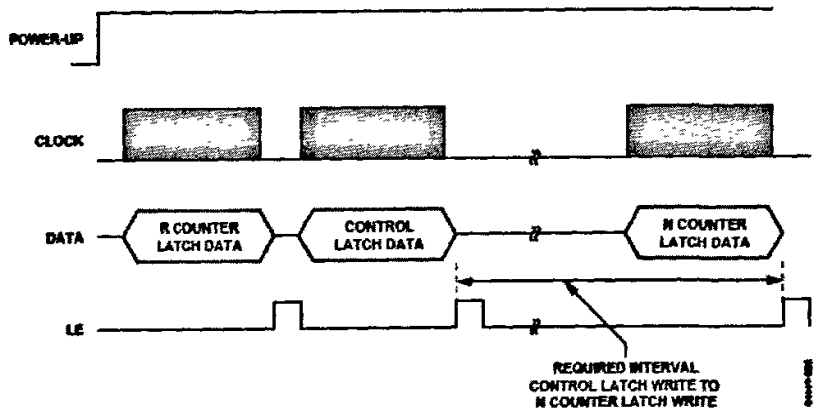


图 4-22. ADF4360-7 上电时序图

Figure4-22. ADF4360-7 Power-UP Timing

配置 ADF4360-7 内部寄存器方法很多，常常选择单片机，为了快速调试验证 ADF4360-7 的功能，本课题使用 25 针的计算机并口来产生配置内部寄存器所需要的时序，并通过 ADF4360 开发板配套软件对其配置。电脑并口与 ADF4360-7 的 3 线 SPI 连接方式如图 4-23 所示。

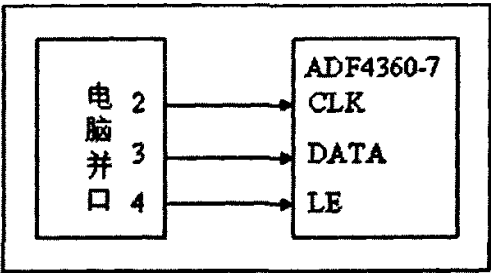


图 4-23. 电脑并口与 ADF4360-7 连接方式

Figure4-23. ADF4360-7 Interface to PC Printer Port

使用计算机并口，在 Control Latch 与 N Counter Latch 之间未加间隔（如果加上，不便于观看时序波形）时，产生的 SPI 配置波形如图 4-24 所示，使用 Agilent 公司的混合信号示波器 54641D 测得。

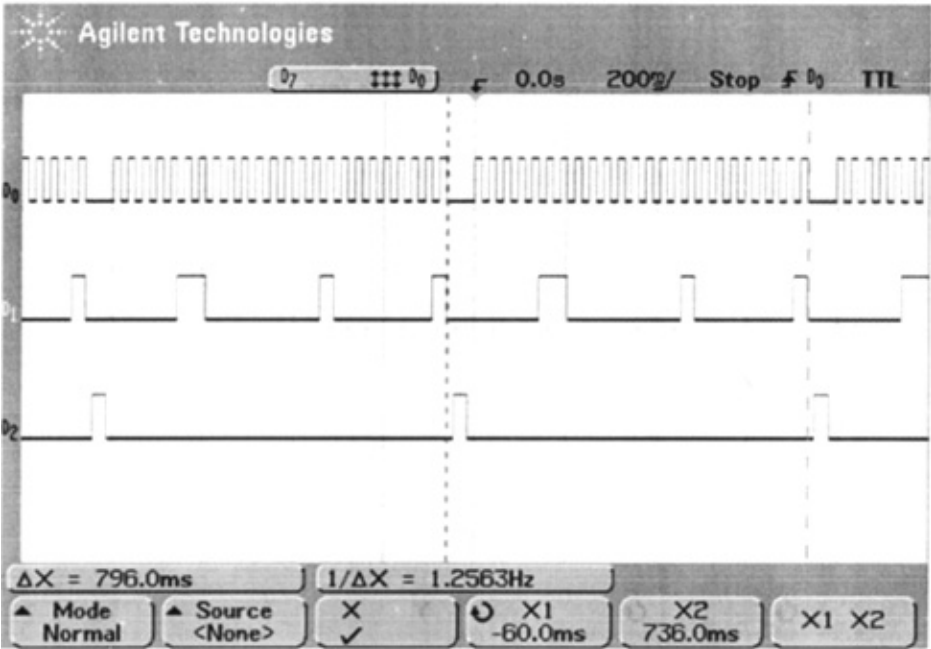


图 4-24. SPI 配置时序图（未加时间间隔）

Figure4-24. ADF4360-7 SPI Timing Diagram From Agilent 54641D

4.4.3 ADF4360-7 开发板设计^{[26][27]}

参考 ADI 公司提供的 ADF4360-7 开发板原理图^[15], 结合 RFID 系统特点, 我们设计了 ADF4360-7 测试板。

测试板的性能参数如下:

- (1) 供电电源: DC +3.3V
- (2) 可综合出的频率范围为: 175MHz 到 1800MHz
- (3) 内部寄存器配置方式: 3 线 SPI 方式
- (4) 参考晶振: 16MHz (芯片能够接受的范围: 10MHz~250MHz)
- (5) 综合出的频率输出方式: 差分输出
- (6) 输出功率: $-5dBm$, $-8dBm$, $-11dBm$, $-14dBm$ 可选

1. 电源部分

为了简化电路板的复杂程度, 通过稳压源产生 3.3V 电压提供给 ADF4360-7 芯片。为了保证电源的稳定性, 由稳压源提供的 3.3V 电压需要过去藕电容的充分去藕。如图 4-25 所示。

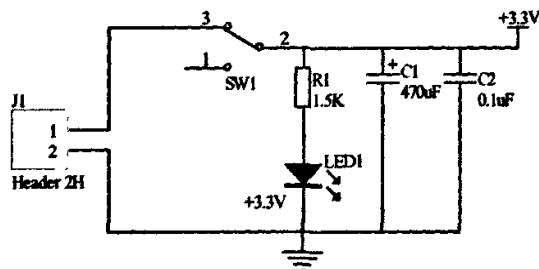


图 4-25. ADF4360-7 电源部分电路图

Figure4-25. ADF4360-7 Power Schematic

ADF4360-7 芯片需要提供 3 个电源电压, 分别为: 数字供电电压, 模拟供电电压, VCO 供电电压。3 个电压范围均在 3.0~3.6V 之间。每一个电源引脚一定要分别使用 $10pF$ 和 $0.1\mu F$ 的瓷片电容去偶, 而且电容尽可能靠近芯片管脚。

2. 电感值的确定

ADF4360-7 需要在偏外设置两个电感来确定 VCO 所处的频段, 相当于将 VCO 的电感部分移出至片外。这两个电感值大小相等, 其值的大小由下式决定:

$$F_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{6.2pF(0.9nH + L_{EXT})}} \quad \dots (4-2)$$

电感值越大, VCO 所处的频段越低。当 VCO 输出为 350MHz 时的电感值为 $30nH$ 。本课题中设计的频率范围为 902~928MHz, 电感值为 $3.9nH$, 通过 ADI 公司提供的仿真软件 ADISimPLL 可以方便的得到。同时要注意到, 当电感值大于

3.3nH 时，要在电感上并联470Ω的电阻。在 PCB 布局布线时，电感到 ADF4360 芯片之间以及到接地平面之间的连线必须尽可能的短，而且电感必须使用线绕式的，比如使用 Coilcraft 0603CS 系列的 RF 电感，如果使用普通叠层电感，VCO 基本上不能起振。

3. 片外环路滤波器的设计

环路滤波器的类型很多，最常用的是三阶低通滤波器，如图 4-26 所示。通常，环路滤波器的带宽范围为： $B_{LFF} \leq f_{PFD}/5$ （ f_{PFD} 是输入到鉴频检相器的参考频率），带宽太大会使系统不稳定，一般取 $f_{PFD}/10$ 。本课题的信道间隔为 500kHz，即 $f_{PFD} = 500\text{kHz}$ ，取环路滤波器的带宽为 25kHz。通过加倍 PFD 的频率或者电荷泵的电流（通过配置内部寄存器修改）可以加倍环路滤波器的带宽，故选择较小的带宽可以通过软件的方式灵活的修改。

相位噪声是锁相环的一个重要参数，环路滤波器的带宽和信道间隔是提升相位噪声的重要途径，当然此时损失了锁相环的频率步进精度。增大环路滤波器的带宽和信道间隔均能提高相位噪声性能。

选择 R2C3 结构的，具体参数由 ADISimPLL 仿真软件获得，得出的数值按照 1%的精度的，可以找参数接近的 5%的元件代换。

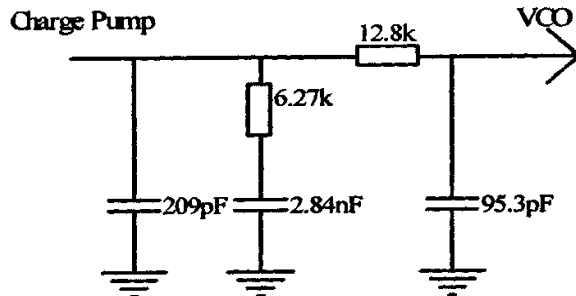


图 4-26. 环路滤波器原理图

Figure4-26. Loop Filter Schematic

4. 输出级

ADF4360-7 数据手册上提供了两个选择：一个为单端输出，另一个为差分输出。本课题选择差分输出，原理图见附录 C。

5 系统测试

虽然无线射频识别技术（RFID）在理论上和技术上已经越来越趋于成熟，但是在实际应用中还存在着大量的技术问题。针对本课题设计的两套方案，唯有经过实际的硬件电路调试和软件程序的调试才能发现方案设计中存在的不足。由于时间紧迫，具体调试电路的时间没有保证，所以目前这两套方案的调试仅仅处于基带模块调试阶段，而射频接口模块的调试仅仅完成了频率综合器的验证。

5.1 DSP 方案基带控制模块调试^{[28][29][30]}

首先是硬件电路的调试，保证硬件电路的正确通信才能基于此编写软件，而在此电路板上，软件程序的编写将是实现通信协议的关键所在。但是在调试硬件电路板时有一个调试顺序问题，如果调试顺序不正确将会在今后的调试过程中产生许多意想不到的问题。

调试硬件电路板时顺序如下：

1. 首先调试电源部分：电源部分在整个电路中的地位非常重要，如果提供给电路板上各芯片的电源不正确，整个电路板将不能正常工作，甚至还会烧毁芯片。而且，焊接电源部分又是测试的第一步，此时，其他芯片以及外围配置分立元件都不要焊接。
2. 调试 CPLD：在保证电源提供给其他各芯片的电压正确之后将 CPLD 焊接到电路板上。为了调试 CPLD 是否正常工作，在外部晶振的参考时钟下，在 CPLD 中编写一个 2 分频的模块，测试其输出波形是否正确。保证 CPLD 正常工作后，将 CPLD 与 DSP 相连的管脚都设置成输入，以防止在焊接上 DSP 芯片时，由于 DSP 芯片的某些管脚默认为输出而 CPLD 如果也为输出的话，烧毁 CPLD 或者 DSP 芯片。
3. 调试 DSP：要调试 DSP 首先要调试 JTAG 接口是否可以应用，在 DSP 开发工具 CCS 上编写最简单的控制通用 I/O 口的 XF 管脚程序，并使用 DSP 硬件仿真器下载程序到目标 DSP 芯片中。确定 JTAG 正确后，如果想让 DSP 正常工作，需要设置好其工作的系统时钟^[31]。
4. 调试 UART：TMS320VC5416 芯片中没有自带 UART 接口，但是其内部提供 3 个 McBSP，可以通过 McBSP 使用软件编程的方式模拟异步串行通信，但是那将是一件非常繁琐的事情，所以我们使用 UART 接口芯片 TL16C550C，以此来实现 DSP 与计算机的通信。

- 5. 调试 DAC：在 DSP 内部设计 FIR 滤波器，然后基带信号经过 FIR 滤波器后发送给 DAC 芯片 AD9761。
- 6. 调试 ADC：这个部分放在将射频接口模块调通之后进行，也可以使用信号调制仪器产生需要的发送信号来对此部分调试。
- 7. 最后调试 Flash：使用 Flash 的主要目的是使系统上电后能够自举启动。

5.2 单片机方案基带控制模块调试

调试硬件电路板时顺序如下：

- 1. 调试电源部分：参考 5.1 节相关内容。
- 2. 调试单片机：首先编写简单的控制显示灯程序来进行调试，保证 JTAG 接口的正确性；然后调试串口通信部分；最后调试 PWM 部分。在调试 ATMEL 公司的 ATmega128L 单片机时，要注意的几个问题有：（1）如果使用外部晶体作为系统时钟，请重新烧写单片机的熔丝位；（2）ATmega128L 与 ATmega103 有兼容性，芯片出厂时默认其兼容（熔丝位），所以，如果默认兼容，那么在进行硬件仿真时，会在 AVR Studio 软件中跳不出子函数。
- 3. 调试 AN231E04：首先使用开发工具 AnadigmDesigner 进行可视化配置，然后下载到单片机中，单片机将此配置信息写入到 AN231E04 芯片中。

5.3 ADF4360-7 开发板调试

本课题设计的 ADF4360-7 开发板在测试时没有综合出想要的频率，总的原因
为锁相环没有锁定。经过对 ADI 公司提供的 ADF4360-7 开发板的测试结果与本课题设计的开发板测试结果的比较发现问题所在。表 5-1 列出了 ADI 公司与本课题设计的测试板针对芯片个管脚的电压值。

表 5-1. ADI 公司开发板与本课题开发板测试结果

管脚	ADI 的开发板（电压：V）	本课题的开发板（电压：V）
1. CPGND	0	0
2. AVDD	2.99	3.3
3. AGND	0	0
4. RFoutA	2.98	2.71
5. RFoutB	2.98	2.95
6. Vvco	2.98	3.3

7. Vtune	1.95 (N Divider Output)	3.15 (N Divider Output)
8. AGND	0	0
9. L1	0	0
10. L2	0	0
11. AGND	0	0
12. CC	2.2	2.0
13. Rset	0.58 ($I_{CP} = 2.5mA$ 时)	0.72
14. CN	2.27	2.58
15. DGND	0	0
16. REFIN	1.38	1.66
17. CLK	0.06	0.06
18. DATA	0.06	0.06
19. LE	0.06	0.06
20. MUXOUT	0.01 (N Divider Output)	0.01 (N Divider Output) 0.06 (R Divider Output)
21. DVDD	2.98	3.3
22. AGND	0	0
23. CE	2.98	3.3
24. CP	1.95	3.3

以上测试结果均使用相同的内部寄存器配置参数，并且与 ADI 的开发板电路元器件参数相同条件下。

1. 结果分析:

从以上结果可以得知，最主要的不同之处在于芯片 $Pin7.V_{TUNE}$ 和 $Pin24.CP$ 上的电压不同，而这两个管脚 $Pin24$ 是鉴频鉴相器电荷泵输出， $Pin7$ 是 VCO 控制电压输出端，ADF4360-7 数据手册上说明： VCO 的控制电压范围在 $1.25 \sim 2.5V$ 。而本课题设计的开发板此两个管脚的电压为 $3.3V$ ，超出控制电压范围，因此不能使锁相环锁定频率。而此管脚的电压值与环路滤波器的设计有密切关系，因此问题应该出现在环路滤波器的设计上。

详细比较本课题开发板与 ADI 公司的开发板发现，在硬件电路方面：除了电路板使用层数不同，元器件封装大小不同外，最主要的是本课题的开发板上外围配置元器件距离 ADF4360-7 芯片较远（可以很明显的看出）。

2. 解决方案:

(1) 在电路板布局布线时，尽量将外围配置元器件靠近 ADF4360-7 主芯片。

(2) 确定 *Pin9* 与 *Pin10* 管脚连接的电感值大小, 确定使用线绕式, 使用叠层式基本上不能锁定, 布局时尽量将此两个电感成 90° 度角排列, 减少互感。

(3) 建议环路滤波器的参数在另外的电路板上测试好后再焊接在开发板上, 或者在开发板上提供输入、输出测试端口, 以方便单独测试环路滤波器的性能。

(4) 建议首先使用 ADF4360-7 内部寄存器配置软件调试开发板, 调通之后再使用 MCU 对其配置。

(5) 如果用 MCU 对其内部寄存器配置, 确保配置时序正确, 以及寄存器的写入顺序。

6 结论

近年来, RFID 技术已经在社会众多领域开始应用, 对改善人们的生活质量、提高企业经济效益、加强公共安全以及提高社会信息化水平产生了重要影响。根据预测, RFID 标签技术将在未来 2~5 年逐渐开始大规模应用, 到 2008 年 RFID 标签仅在全球供应链领域的市场需求将达到 40 亿美元。在未来的几年中, RFID 技术将继续保持高速发展的势头。电子标签、读写器、系统集成软件、公共服务体系、标准化等方面都将取得新的进展。随着关键技术的不断进步, RFID 产品的种类将越来越丰富, 应用和衍生的增值服务也将越来越广泛。

本课题以 RFID 读写器的研究与硬件实现为主要研究方向, 在系统设计中, 综合考虑了目前我们对 RFID 系统, 特别是读写器部分的认识、理解和软硬件实现的复杂性等问题。经过对 RFID 系统标准的研读, 了解了 RFID 系统的基本工作原理, 经过对读写器接收器接收技术的理论分析与仿真验证之后, 确定了两套读写器实现方案, 其中芯片的选型、购买很费时间, 要注意其技巧性, 同时学习了 Protel DXP^[32]绘图工具的使用, TMS320VC5416 DSP 的使用, ATmega128L 单片机的使用, 示波器的使用和频谱分析仪的使用。

系统软件实现中, 对 DSP 和单片机的熟悉程度对整个系统方案的制定以及系统调试进度影响较大, 通过本课题的研究发现, 对 DSP、MCU 的入门学习应该从硬件电路开始。在射频接口模块中, 绘制射频电路板以及高速信号的完整性问题^[33]都是值得考虑的问题, 虽然这在本课题中不是重点, 但是电路板布局布线的好坏直接影响到射频模块是否能够调试通顺, 如果射频板出现不能正常工作或者性能低下的情况, 这将是第一个要考虑的问题。

经过对本课题的研究发现, 硬件电路设计与软件设计有很大的区别, 特别是在确定系统方案时, 芯片的选择很重要, 并不是所有芯片都很容易在中国市场上购买到, 在学校里做研究时, 需要芯片的数量较少, 更加大了购买难度, 所以设计系统时, 要多查找芯片资料, 确定芯片能够购买到后再去绘制原理图以及 PCB 图, 以防重复性操作。在电路板上留有测试点也是一个很有讲究的技巧, 这对电路板的测试很有帮助。

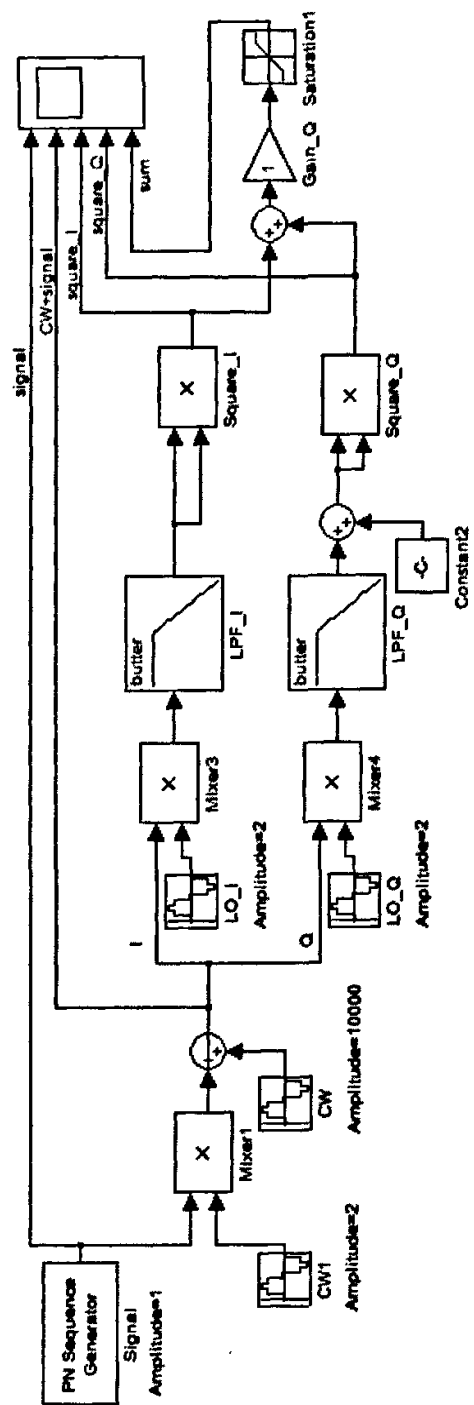
参考文献

- [1] Klaus Finkenzeller, 陈大才, 射频识别 (RFID) 技术, 第二版, 北京: 电子工业出版社, 2001.6
- [2] 游战清, 李诉剑, 无线射频识别技术 (RFID) 利用与应用, 北京: 电子工业出版社, 2004.10
- [3] 游战清, 刘克胜, 张义强, 吴谷, 无线射频识别技术 (RFID) 规划与实施, 北京: 电子工业出版社, 2005.9
- [4] Michael Y. Loukine, Peter H. Cole, Integral Backscattering Transponders For Low Cost RFID Applications
- [5] K.V.S.Rao, An Overview of Back Scattered Radio Rrequency Identification System(RFID), IEEE, 1999
- [6] EPC™ Radio-Frequency Identity Protocols Class-1 Generation-2 UHF RFID Protocol for Communications at 860 MHz – 960 MHz Version 1.1.0 Draft1, EPC Global, 19 July 2005
- [7] 860MHz-930MHz Class I Radio Frequency Identification Tag Radio Frequency & Logical Communication Interface Specification Candidate Recommendation, Version 1.0.1, AUTO-ID Center, November 14, 2002
- [8] 徐明远, 邵玉斌, MATLAB 仿真在通信与电子工程中的应用, 西安: 电子科技大学出版社, 2005.6
- [9] 张勇, C/C++语言硬件程序设计, 西安: 电子科技大学出版社, 2003.5
- [10] 张勇, 曾炽祥, 周好斌, 陈滨, TMS320C5000 系列 DSP 汇编语言程序设计, 西安: 电子科技大学出版社, 2004.12
- [11] TMS320VC5416 Fixed-Point Digital Signal Processor Data Manual, Literature Number: SPRS095J, March 1999- Revised April 2003
- [12] 张韧, 方少元, 冯刚, 用 TL16C550C 芯片实现 DSP 与 PC 机的串行通信, 电子工程师, 2005 年 1 月, 第 31 卷第 1 期
- [13] 高永清, 商丹, 基于 TL16C550C 实现 TMS320C6711 的异步串行通信, 工矿自动化, 2005 年 4 月第 2 期
- [14] Implementing a Software UART on the TMS320C54x with the McBSP and DMA, Application Report, SPRA661A-November 2000
- [15] 赵锋荣, 卢继平, 一种新的 TMS320VC5402 DSP 上电引导程序的设计方法, 电子产品世界, 2002.12
- [16] 奉华成, 白净, TMS320C54x DSP 在烧写 FLASH 存储器并实现自举引导的方法, 电子技术应用, 2005 年第 7 期
- [17] 宗战华, 郑建生, TMS320VC5416 并行自举的巧妙实现, 电子技术应用, 2004 年第 7 期
- [18] Reinhold Ludwig, Pavel Bretchko, 王子宇, 张肇仪, 徐承和, 射频电路设计—理论与应用, 北京: 电子工业出版社, 2002.5
- [19] ATMEL, ATmega128, ATmega128L Datasheet, Rev.2467N-AVR-03/06

- [20] 马潮, 高档 8 位单片机 ATmega128 原理与开发应用指南 (上), 北京: 航空航天大学出版社, 2004.12
- [21] Anadigm, AN231K04-DVLP3 – AnadigmApex Development Board, 2006
- [22] Anadigm, Application Note: IQ Filtering in an RFID Reader Using Anadigm Integrated circuits, Rev.1.0.3, Date:3 April 2006
- [23] Anadigm, Datasheet of AN238K04
- [24] 陈邦媛, 射频通信电路, 北京: 科学出版社, 2003.8
- [25] Analog Devices, Integrated Synthesizer and VCO, ADF4360-7, Revision A, 2004
- [26] Adrian Fox, Ask the Application Engineer-30, 2002
- [27] Analog Devices, Evaluation Board for ADF4360-7 Integrated PLL & VCO Frequency Synthesizer, EVAL-ADF4360-7EB1,Rev.PrE, 2005
- [28] 苏涛, 蔡建隆, 何学辉, DSP 接口电路设计与编程, 西安: 电子科技大学出版社, 2003.11
- [29] 周德卿, CCS 集成环境下 C 与汇编的混合编程实现, 微电子技术, 2001 年第 2 期
- [30] 陈丽安, 魏宏伟, 'C54x DSP 混合编程及中断的 C 语言实现, 微处理机, 2005 年 6 月第 3 期
- [31] TMS320C54x DSP Reference Set, Volume 1: CPU and Peripherals, Literature Number: SPRU131G, March 2001
- [32] 张义和, Protel DXP 电路设计快速入门, 北京: 中国铁道出版社, 2003.10
- [33] Douglas Brooks, 刘雷波, 赵岩, 信号完整性问题和印制电路板设计, 北京: 机械工业出版社, 2005.8

附录 A

接收端的 Simulink 仿真图



目的：隔离流

图 A.1-ASK 接收 Simulink 仿真图

Figure A.1-ASK Receiver Simulink Diagram

附录 B

DSP 方案射频发送部分功率参数详细计算

表 B. 1 列出了信号经过各芯片的功率变化。

表 B. 1-信号经过各芯片的功率变化					
芯片	AD8346	DFCB2915MLDIAA	MAR-3	衰减网络	ECG005B-G
参数	RF Output: -10dBm	最大输入功率: 30dBm 插损: 2.5dB	最大输入功率: 13dBm 增益: 12dB P1dB = 10dBm	衰减: 3dB	最大输入功率: 12dBm 增益: 22dB P1dB = 18dBm
功率变化	-10dBm	-2.5dB = -12.5dBm	+12dB = -0.5dBm	-3dB = -3.5dBm	+22dB = 18.5dBm
				衰减网络	最大输入功率: 28dBm 增益: 18dB P1dB = 33dBm
				衰减: 6dB	+18dB = 30dBm

经过计算得知，选择适当的芯片可以满足读写器发送功率为 30dBm 的要求。
本题使用 Π 型衰减网络，其结构框图如图 B. 1 所示。

衰减 3dB 时的参考值为: $R1 = R3 = 292.724\Omega$, $R2 = 17.594\Omega$ 。
衰减 6dB 时的参考值为: $R1 = R3 = 150.632\Omega$, $R2 = 37.303\Omega$ 。
参考 Advanced RF Toolkit 计算工具。

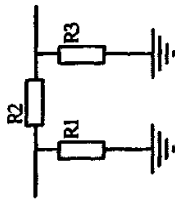


图 B.1- Π 型衰减网络结构图

附录 C

ADF4360-7 测试电路板原理图

相关配置说明:

1. JP12,JP13,JP14 三个跳线。JP12,JP14 作为目标板与 MCU 进行通信的接口。其中, JP12 只用来配置目标板; JP14 除了配置目标板外, 还将芯片的 MUXOUT 管脚信号送至 MCU。JP13 只是一个用来测试的排针, 方便数字示波器测试。
2. J3,J4,J5 是 3 个 SMA 接头。J3 作为参考晶振的备用接口。J4 作为 RFOUTA 的输出端接口。J5 作为 RFOUTB 的输出端接口。
3. JP11 跳线, 用来控制芯片的 CE 管脚。CE=High 时, 芯片正常工作; CE=Low 时, 芯片处于 Power Down 模式。当芯片正常工作时, 不要连接该跳线!

图中所示外围元器件要尽可能的靠近 ADF4360-7 芯片, 电感 L3,L4 要使用线绕式的, 使用叠层电感基本不能锁定。

作者简历

张强，男，山东潍坊人。2003 年 7 月于山东省青岛科技大学获得信息工程学士学位，2004 年 9 月攻读北京交通大学电子信息工程学院通信与信息系统专业硕士研究生。

攻读硕士期间，发表论文如下：

张强，李昌林，奚学良，张凤珍，基于 Linux 的宽带计费与运营管理系统的研究与实现，已被《电讯技术》期刊录用，定于 2007 年 2 月第 1 期出版。

独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作和取得的研究成果，除了文中特别加以标注和致谢之处外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得北京交通大学或其他教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示了谢意。

学位论文作者签名：张强

签字日期：2006年12月21日

学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解北京交通大学有关保留、使用学位论文的规定。特授权北京交通大学可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，并采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编以供查阅和借阅。同意学校向国家有关部门或机构送交论文的复印件和磁盘。

（保密的学位论文在解密后适用本授权说明）

学位论文作者签名：张强

导师签名：陶明

签字日期：2006年12月21日

签字日期：2006年12月20日