

# 两个重要改进提高了 RFID 读写器的性能

冯晓虹<sup>1</sup>,程崇虎<sup>2</sup>,程景清<sup>3</sup>

(1. 南京邮电大学自动化学院, 江苏南京 210023; 2. 南京邮电大学通信与信息工程学院, 江苏南京 210023;  
3. 南京邮电大学电子科学与工程学院, 江苏南京 210023)

**摘要:** 基于无源电子标签的 RFID 读写器系统通常采用所谓“零中频”接收方案, 采用该方案会造成射频信号发射端和接收端之间的载波泄漏, 其结果是一方面接收机前端容易饱和因而减少了系统通信距离; 另一方面会带来所谓的“直流偏移”问题从而增加了系统误码率. 本文提出了两个措施来解决或改善这一问题. 首先, 将载波抵消技术应用到 2.45GHz 频段的 RFID 读写器中, 采用微带电路进行载波泄漏抵消电路的设计, 通过 ADS 软件仿真、制作并测试样机, 文中给出了改进后环行器泄漏功率的抵消结果. 其次, 提出一种带有直流反馈环路的宽带高增益直流放大器, 用于放大基带信号并自动补偿混频器带来的直流分量, 输出波形无明显失真, 从而降低了读写器读取电子标签数据的误码率.

**关键词:** RFID 阅读器; 零中频; 载波泄漏; 载波抵消技术; 直流偏移; 直流反馈环路

**中图分类号:** TN925      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2014)12-2495-06

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>      **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2014.12.023

## Improving the Performance of the RFID Reader by Two Important Designs

FENG Xiao-hong<sup>1</sup>, CHENG Chong-hu<sup>2</sup>, CHENG Jing-qing<sup>3</sup>

(1. College of Automation, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing, Jiangsu 210023, China;

2. College of Telecommunications and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing, Jiangsu 210023, China;

3. College of Electronic Science and Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing, Jiangsu 210023, China)

**Abstract:** RFID reader system which is based on passive RFID tags typically takes the “zero-IF” receiving solution. This solution will cause carrier leakage between the sender and receiver of RF signal. This carrier leakage will cause two undesirable results: one is that it's easier for the front of receiver to become saturated which will reduce the communication distance of system; the other is that the “DC offset” phenomenon will be caused then the bit error rate of system will be increased. Therefore, two measures are proposed in this paper to solve this problem. Firstly, the carrier cancellation technology is applied in the RFID reader at 2.45GHz band, and the microstrip circuit is used in the design. By simulation and prototyping test, the results of leakage power of improved circulator are given. Secondly, a wideband and high-gain DC amplifier with DC feedback loop is proposed, it is used as the baseband signal amplifier without distortion and it can compensate the DC component brought by the mixer automatically. Thus, it will reduce the bit error rate of RFID readers when the electronic tags are readed.

**Key words:** RFID reader; zero IF; carrier leakage; carrier cancellation technology; DC offset; DC feedback loop

## 1 引言

RFID 系统根据电子标签有无电池能量供给区分为有源和无源系统, 本文描述的是无源 RFID 系统. 该系统由电子标签、读写器、发射/接收天线以及后台应用系统构成. 系统通过读写器读取或写入电子标签信息. 读电子标签信息时读写器先通过天线发送特定频率和一定功率的连续波射频信号(不加调制), 当电子标签进入天线辐射区域时产生高频感应电流, 电子标签获得能量被

激活; 接着读写器发送同样频率的已调制射频信号(调制信号的编码、速率及调制方式均满足有关标准和协议), 电子标签解调该信号后将自身编码信息控制内置接收天线的输入阻抗; 此时读写器再发送同样频率的连续波射频信号(不加调制), 由于电子标签接收天线的输入阻抗随自身编码等信息控制(50Ω或开路), 造成读写器天线会接收到强弱不同的反射信号, 信号的强弱与其电子标签自身编码等信息有关; 读写器对接收的反射信号进行下变频和高增益放大; 放大后的信号经整形和解

码后送到后台应用系统进行相关信息处理. 写电子标签的工作原理类似, 不同的是电子标签接收到写命令后将接收到的已调制射频信号解调后写入标签内部的存储器中<sup>[1,2]</sup>.

## 2 RFID 读写器接收机工作原理与存在的问题

### 2.1 零中频接收机的工作原理

无线射频信号的接收可以采用复杂的超外差接收或相对简单的零中频接收, 超外差接收方式通常应用于宽带高灵敏度接收机中; 对于 RFID 读写器这种广泛应用的设备来说, 人们一般采用零中频接收方式, 即将射频信号一次下变频到基带. 其突出优点为: 频率变换简单, 没有诸如镜像、互调、中频直通等非线性干扰; 不需要中频放大器和中频带通滤波器; 设备成本低, 电路组成简单明了. 主要缺点是会产生载波泄漏, 而且接收灵敏度相对较低.

对于发射和接收共用一个天线的系统来说, 采用环行器来分离发射信号和接收信号是最常用的方法. 环行器是一个三端口器件, 包括发射端口、天线端口和接收端口. 读写器向电子标签发送信息时射频信号从发射端口至天线端口; 读写器接收从天线反射回来的电子标签信息时射频信号从天线端口至接收端口. 理论上其中两个端口之间传输信号时, 第三个端口与它们之间是隔离的(即信号到第三个端口的衰减为无穷大), 不过实际情况并非如此<sup>[4]</sup>.

### 2.2 环行器有限的隔离度所带来的影响

影响无源 RFID 读写器性能的一个重要因素是环行器的隔离度问题, 由于环行器端口之间的隔离度不易做的很高(用矢量网络分析仪在匹配很好的情况下测量可达到 28dB, 环行器生产厂家往往以此作为技术指标), 实际应用时由于电路板的布线阻抗及天线的失配, 其隔离度往往低于 20dB. 这样低的隔离度会带来一些问题, 首先是接收端的线性度问题. 读写器接收从天线反射回来的电子标签信息时射频信号从环行器天线端口至接收端口, 由于电子标签只是反射了发射天线的电磁波, 这时环行器天线端口还包括不加调制的射频信号, 并且具有相对较大的功率. 发射信号可以通过两个途径泄漏到接收端口, 一个是通过天线端口直接泄漏到接收端口, 另一个是从环行器的发射端口泄漏到接收端口. 环行器端口之间较低的隔离度会造成泄漏到接收端口的发射信号功率远大于接收到的反射信号功率, 而且具有相当高的功率电平, 很容易造成接收机前端电路不能正常工

作. 举例来说, 如果发射功率放大器输出射频信号功率为 1W, 环行器发射端口与接收端口的隔离度为 20dB, 则泄漏到接收端口的发射信号功率为 10mW (+10dBm), 这个数值对于一般的小功率 LNA 和混频器来说, 显得太大了, 接收机前端电路容易饱和甚至损坏.

另一个问题就是所谓的“直流偏移”问题. 零中频接收机的特点是将射频信号一次下变频到基带, 其下变频器的本振信号为不加调制的连续波信号, 与发射信号和接收到的反射信号同频, 其中本振信号与反射信号下变频的输出就是我们所需要的基带信号, 而本振信号与泄漏到接收端口的发射信号下变频的输出则是一个较大的直流电压, 这个直流电压的存在使得其后的宽带放大器不能采用直流耦合方式, 而电容交流耦合方式不仅限制低速率基带信号的传输而且影响基带信号的脉宽, 而基带信号脉宽的不确定不仅影响误码率而且影响多电子标签的防碰撞算法<sup>[1,2]</sup>.

### 2.3 常用的改进方法

针对上述问题人们提出了一些改进的措施, 一是尽量改善环行器各端口的阻抗匹配, 尤其是天线端口的阻抗匹配. 采用驻波比更好的天线开关, 在实际电路中增加补偿环节(实践证明, 由于环行器自身的问题, 上述方法的效果相当有限); 二是降低发射信号功率以降低泄漏到接收端口的发射信号功率电平(其结果是减少了通信距离); 三是在接收端采用高 IP<sub>3</sub> 的双平衡混频器并且不使用 LNA(其结果是降低了接收机信噪比, 同样影响了接收机的通信距离和通信质量).

上述几种方法均不能显著改善前述问题, 导致发射功率 2W 以下的无源 RFID 系统的工作距离不能太远, 最远有效通信距离不大于 10m, 限制了无源 RFID 系统在例如物资管理、城市智能交通、RFID 目标定位技术等很多方面的应用<sup>[2,3]</sup>.

## 3 载波抵消技术原理

载波抵消技术是一种反向功率合成技术, 可以用来解决功率放大器的非线性失真和扩展超外差频谱分析仪测量频率的下限<sup>[5-7]</sup>. 图 1(a)是高性能频谱分析仪第一混频器应用载波抵消技术(又称零频抵消技术)

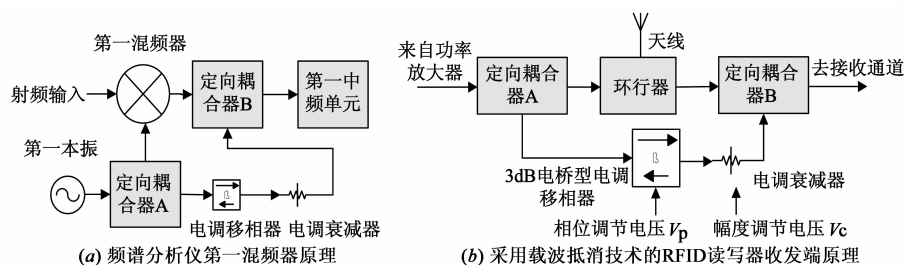


图1

的例子,目的是降低第一混频器本振端口泄漏到中频端口的本振信号电平.其工作原理是:第一本振信号通过定向耦合器 A 分成两路,一路主信号加到第一混频器本振端口;另一路信号经  $180^\circ$  电调移相器和电调衰减器后和第一混频器输出的中频信号在定向耦合器 B 进行合成.如果该信号与第一混频器本振泄漏信号大小相等、相位差为  $180^\circ$ ,本振的泄漏信号将会在中频端被抵消,从而有效的扩展频谱分析仪测量频率的下限.

基于上述原理,我们提出在 RFID 读写器环形器发射端和接收端之间增加一个载波抵消电路,目的是抵消环形器发射端口泄漏到接收端口的载波信号,图 1(b)为其基本结构.需要说明的是:在 RFID 读写器中采用载波抵消技术并不新颖,人们在实践中也有应用,并发表了一些相关文献<sup>[8-10]</sup>.其中不乏高水平的文章<sup>[11,12]</sup>.但都是应用在 900MHz 的频段,电路中通常采用的是集总参数电路设计.而集总参数电路设计应用到 2.45GHz 频段时,其分布参数的影响会变的很严重.以至无法实现应有的功能,因此需要采用不同的电路设计方法.

## 4 载波泄漏抵消技术用于 2.45GHz 频段 RFID 读写器中的微带电路设计与仿真

### 4.1 中心频率为 2.45GHz 的载波泄漏抵消电路设计

与普通 RFID 阅读器不同,图 1(b)除环形器外,增加了微带定向耦合器、微带  $180^\circ$  电调移相器和电调衰减器.其中  $180^\circ$  电调移相器是关键电路,各电路的作用及设计过程如下:

(1)定向耦合器 A 和 B:两个电路形式完全相同,但作用不同.A 的作用是从射频功率放大器耦合出一定能量的射频信号,作为一个功率分配器使用,而 B 的作用是将电调衰减器输出的射频信号与环形器接收端口的天线反射信号和环形器泄漏的发射信号叠加,因此作为一个功率合成器使用.其耦合度设计约  $-6\text{dB}$ ,中心频率为 2.45GHz.采用微带电路设计的定向耦合器样品见图 3(a).

(2) $180^\circ$ 电调移相器:这是一个关键电路,它不仅要对 2.45GHz 的射频信号实现接近  $180^\circ$  的移相,而且还要有一定范围且相当精细的相位调节能力(因为不仅环形器的相移不可忽略,而且抵消电路本身也会产生附加相移.由于载波抵消技术对相位非常敏感,解决不好会严重影响抵消效果).它的设计和测试结果决定了该方案能否应用到 2.45G 频段 RFID 读写器中.从

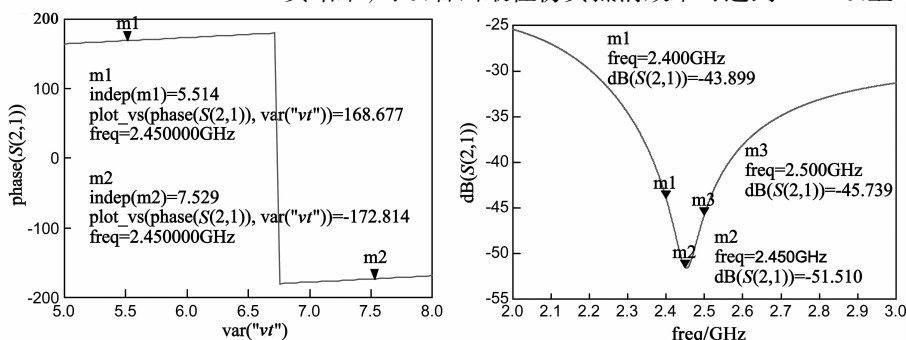
微波电路设计理论中可知<sup>[7,8]</sup>, $180^\circ$ 电调移相器的实用设计方案大致有两种:(1)滤波器移相;(2)移相电桥.理论分析和仿真结果表明,若采用滤波器实现  $180^\circ$  移相,其工作频带太宽,相位准确度差且相位变化太过灵敏,仅适用于较低的工作频率.

本文采用的 3dB 电桥实现  $180^\circ$  电调移相器是一个更好的方法.该电路的核心是采用两个定向耦合器和阻抗变换网络实现的 3dB 电桥,由于篇幅关系,详细的电路原理和设计方法可见参考文献<sup>[4]</sup>,电桥的输入和输出信号相位差近似  $180^\circ$ .为了解决相位微调问题,两个 PIN 二极管通过阻抗变换网络分别放置在电桥的两个平分臂上,作为电压控制相位器件.移相器中心频率为 2.45GHz,3dB 带宽约 600MHz,在 2.45GHz 频率上插入损耗为 3.5dB.采用微带电路设计的 3dB 电桥型  $180^\circ$  电调移相器样品见图 3(b)(一对 PIN 二极管分别放置在电桥的右下方和右上方).

(3)电调衰减器:在较低的工作频率时通常可由普通 PIN 二极管和偏置电路组成,对于更高频率的应用, PIN 二极管的结电容会减小电调衰减器的衰减量.本文采用 SKYWORKS 公司的电调衰减器芯片,通过幅度调节电压  $V_c$  对幅度加以调节.当  $V_c$  在 0V ~ 1.2V 变化时,幅度调节范围为  $-22\text{dB} \sim -2\text{dB}$ .采用电调衰减器不仅可以寻找最佳的幅度抵消点,而且能够适应不同环形器的隔离度指标差别.

### 4.2 载波泄漏抵消电路的 ADS 仿真与测试

图 2(a)为电调移相器相移和相位控制电压  $V_p$  的关系曲线(采用 ADS 仿真软件进行仿真).从图 2(a)可以看出,当相位控制电压  $V_p$  在 5.5V ~ 7.5V 变化时,电调移相器的相移变化为  $169.2^\circ \sim 187.4^\circ$ ,考虑到环形器和定向耦合器自身的附加相移,相位控制电压  $V_p$  的控制范围还可以更大一些,以满足整个电路相移补偿的要求.通过仔细调节相位控制电压  $V_p$ ,可得到与环形器发射端口相位差为  $180^\circ$  的载波抵消信号.图 2(b)为加入载波抵消信号后发射通道和接收通道的  $S_{21}$  幅度仿真结果,可以看出最佳仿真抵消效果可达到 28dB 以上.



(a) 相位控制电压  $V_p$  和电调移相器的相移仿真

(b) 抵消结果的  $S_{21}$  幅度仿真

上述结论只是仿真的结果,实际效果要通过实验样机进行测试验证.通过制作电路样品,仔细调节电路参数(电调移相器的调整最为关键),选择性能良好的天线开关和射频天线,测试样机实际得到的载波抵消效果约为 25dB 左右,这已经是相当不错的改善.若还是举前面的例子,此时泄漏到接收端口的发射信号功率

电平下降为  $-15\text{dBm}$ ,这个数值已经远小于常用的小功率 LNA 和双平衡混频器的 1dB 压缩点电平.图 3(c)为 2.45GHz RFID 读写器接入载波抵消电路的图片,图 3(d)为采用频谱分析仪对 2.45GHz RFID 读写器载波抵消电路接入前和接入后接收端载波泄漏信号大小的测试图片.

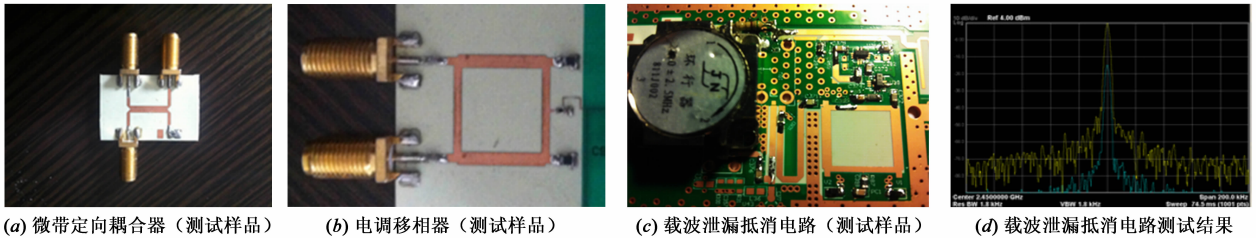


图3

## 5 零中频接收机的直流偏移问题与解决方法

### 5.1 零中频接收机的直流偏移问题

零中频接收机会带来不需要的直流分量,而且比有用的基带信号幅度大得多,若接收机前端混频器的本振电平为  $+17\text{dBm}$ ,发射功率为 1W,环行器隔离度约 20dB.不采用上述载波抵消电路时,泄漏到前端混频器的本振信号功率可达 10mW.考虑到混频器有 6dB 的变频损耗,容易计算出此时混频器输出的直流电压约 447mV(混频器不饱和).这个直流电压要比混频器输出的基带信号幅度大几十倍至上千倍(基带信号的幅度与发射功率、天线增益、标签质量、标签与天线之间的距离和角度都有关,其变化范围很大).采用上述载波抵消电路后,泄漏到前端混频器的本振信号功率约为  $25\mu\text{W}$ ,此时混频器输出的直流电压约 30mV.在通信距离较远的情况下,这个直流电压还是比基带信号幅度大得多.

为了将微弱的基带信号放大到逻辑电平,基带信号需要进行多级宽带高增益放大.由于上述直流电压的存在,人们一般采用交流耦合的方式进行放大器级联,理论分析表明简单的交流耦合方式对数字基带信号的质量会产生影响,5.3 节通过电路仿真具体分析这个问题.

### 5.2 带有直流反馈环路的宽带直流放大器设计

文中设计了一种带直流反馈环路的宽带直流放大器来放大基带信号,其基本电路如图 4.

图 4 包括两个低通滤波器、一个宽带直流放大器、一个有源积分器和一个可控门限判决电路.下面重点说明直流放大器电路工作原理:

(1)宽带直流放大器:采用多级宽带运算放大器级联,它的作用是将微弱的基带信号(几 mV 甚至更小)放

大到几伏左右,放大器的全功率带宽需满足接收机接收标签反射信号最高速率的要求.

(2)低通滤波器 2:它的作用是滤除宽带直流放大器输出基带信号的交流分量而保留其直流分量.其带宽要远小于接收机接收标签反射信号的最低速率,一般采用一阶 RC 低通滤波器来实现.

(3)积分器:采用有源积分电路实现,该电路是实现直流抵消效果的核心.它的作用是将低通滤波器 2 输出的直流分量进行积分,积分器的输出电压反馈至宽带直流放大器的前端,和输入基带信号进行反相叠加.积分器从末级放大器输出端取样,参考电位为零伏.

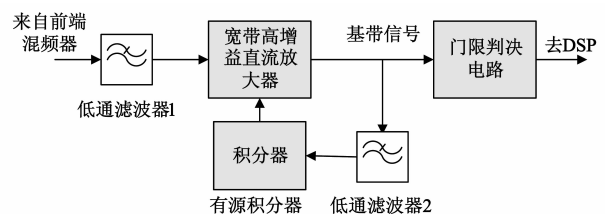


图4 带直流反馈环路的宽带直流放大器原理

### 5.3 采用直流反馈技术的直流耦合放大器和交流耦合放大器的电路仿真

为了验证上述结论,我们对上述原理电路进行了仿真测试.采用 Multisim 仿真软件.仿真模型中采用两个 TTL 脉冲信号源,一个模拟混频器输出的基带信号,频率为 16kHz ~ 320kHz;另一个模拟序列信号并通过与非门控制基带信号传输的开始和结束,频率为 0.5kHz ~ 5kHz;与非门的输出衰减 60dB 后(幅度约 4mV)送到两级高速运算放大器实现宽带放大,每级放大器增益约 30dB,总增益约 60dB;低通滤波器 2 为一阶 RC 低通滤波器,截止频率约 33Hz;积分器时间常数为 10ms;一个可调的直流电源接入第一级放大器以模拟前端混频器产生的直流分量.

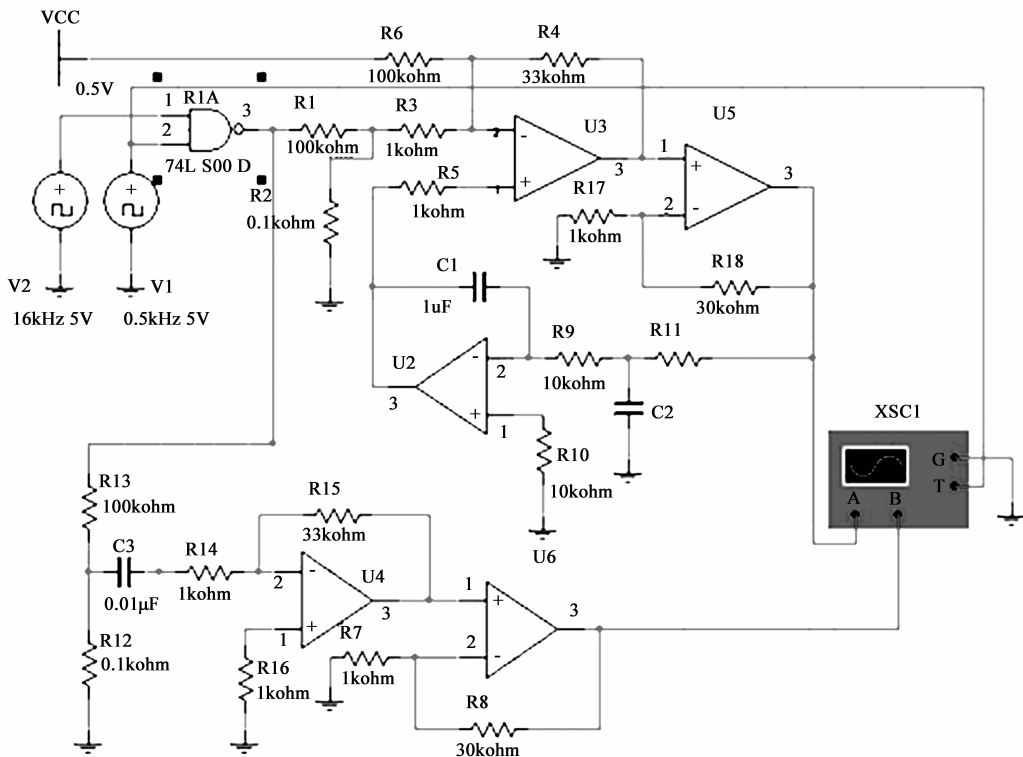


图5 带直流反馈环路的直流放大器与交流耦合放大器的仿真电路

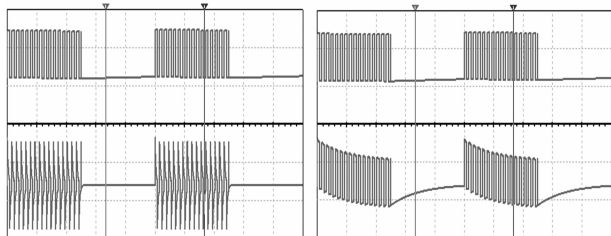
图 5 为仿真电路图,为了便于比较,同时仿真了交流耦合放大器电路(如图 5 下方所示),电路具有同样的带宽和增益.改变耦合电容 C3 的大小可以改变阻容耦合时间常数  $\tau$ .

### 5.4 采用直流反馈技术的宽带直流放大器改善了数字基带信号的质量

图 6 给出了两种放大器输出基带信号的不同结果,其中交流放大器选取不同的时间常数  $\tau$ .

图 6(a)、(b)的上方均为采用直流反馈环路的直流放大器输出波形,可以看出,放大后的基带信号波形无明显失真.由于直流反馈环路从未级放大器输出端取样,滤除交流分量后通过积分器的闭环作用产生直流负反馈,所以无论来自前端混频器的直流分量多大,且各级高速运算放大器自身存在失调电压同时被放大,但最终的基带信号输出仅含有很小的直流分量.

图 6(a)、(b)的下方是在交流耦合情况下选择不同



(a)  $\tau=1\mu\text{s}$

(b)  $\tau=10\mu\text{s}$

图6

时间常数  $\tau$  对输出波形的影响.其中图 6(a)  $\tau$  为  $1\mu\text{s}$ ,放大器输出的基带信号脉宽有较大的变化,有可能影响误码率和多电子标签的防碰撞算法;图 6(b)  $\tau$  为  $10\mu\text{s}$ ,放大器输出的基带信号脉宽保持不变,但波形有明显的充放过程.如果门限判决电路处理不当,门限判决电压过高或过低,基带信号将大量丢失.

通过以上电路仿真,结合理论分析可得出以下结论:时间常数不变的阻容耦合方式往往不能适应宽速率和可变的序列周期,时间常数太小会影响基带信号脉宽;时间常数太大会在脉冲序列开始和结束时丢失一些数据.而采用本文提出的采用直流反馈环路的直流放大器放大基带信号能取得更好的效果.

## 6 结论

本文首先将载波抵消技术应用于 2.45GHz 频段无源 RFID 读写器中,采用微带电路完成了工作频率为 2.45GHz RFID 读写器载波抵消电路的设计.根据设计结果进行了样机试验验证,测试结果表明采用本技术方案,可以使载波泄漏功率降低 25dB,相当于将环形器隔离度提高到 45dB.其结果不仅保证了接收机的线性度,而且可以在接收通道增加低噪声前置放大器,实现增加无源 RFID 系统通信距离的目的.其次,针对零中频接收机方案中存在的“直流偏移”问题进行了分析,说明在放大和传输宽速率脉冲序列信号时采用交流耦合

方式会对信号的脉宽和数据产生影响.提出了一种包含直流反馈环路的宽带直流放大器放大基带信号的方法.完成了电路设计,通过仿真测试验证了上述结论和电路设计的正确性.

#### 参考文献

- [1] Stephen B Miles, Sanjay E Sarma, John R Williams. RFID Technology and Applications[M]. England: Cambridge University Press, 2008.
- [2] Jari-Pascal Curt, Declercq Michael, 等. 无源超高频 RFID 系统设计与优化[M]. 陈力颖, 毛陆虹, 译. 北京: 科学出版社, 2008.
- [3] 李全圣, 刘忠立, 吴里江. 特高频射频识别技术及应用[M]. 北京: 国防工业出版社, 2010.
- [4] 韩庆文, 陈世勇, 陈建军. 微波电路设计[M]. 北京: 清华大学出版社, 2012.
- [5] Kyoung-Joon Cho, Jong-Heon Kim, Shawn P Stapleton. A highly efficient doherty feedforward linear power amplifier for W-CDMA base-station applications[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2005, 53(1): 292 – 300.
- [6] 方国军. 宽带线性功率放大器的设计[J]. 雷达与对抗, 2011, 31(1): 53 – 57.  
Fang Guojun. The design of wideband linear power amplifier [J]. Radar & ECM, 2011, 31(1): 53 – 57. (in Chinese)
- [7] Agilent Technologies. Spectrum analysis basics-application note 150[EB/OL]. <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5952-0292.pdf>, 2014-02-25.
- [8] W Lim, J Yu. Balanced circulator structure with enhanced isolation characteristics [J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2008, 50(9): 2389 – 2391.
- [9] A Sadeghfam, H Henermann. Electrically tunable bandpass filter with integrated carrier suppression for UHF RFID systems[A]. European Conference on Wireless Technology [C]. USA: IEEE, 2008. 306 – 309.

- [10] 赵洪新, 颜力, 王成国, 洪伟. 一种用于 RFID 传感阅读器的载波抵消射频前端方案[J]. 传感技术学报, 2008, 21(9): 1546 – 1550.  
Zhao Hongxin, Yan Li, Wang Chengguo, Hong Wei. A novel RF front end with adaptive carrier-nulling in RFID sensor reader[J]. Sensors and Actuators, 2008, 21(9): 1546 – 1550. (in Chinese)
- [11] P Pursula, M Kiviranta, H Seppa. UHF RFID reader with reflected power canceller [J]. IEEE Microwave and Wireless Component Letters, 2009, 19(1): 48 – 50.
- [12] Jae-Young, Chan-Won Park, Kyung Whan. A novel carrier leakage suppression front-end for UHF RFID reader[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2012, 60(5): 1468 – 1477.

#### 作者简介



**冯晓虹** 女, 1977 年生于安徽蚌埠. 硕士研究生, 南京邮电大学自动化学院讲师, 主要研究方向为射频通信、嵌入式控制技术.  
E-mail: fengxh@njupt.edu.cn



**程崇虎** 男, 1962 年生于江苏扬州. 博士, 教授, 博士生导师, 南京邮电大学通信与信息工程学院院长, 主要研究方向为射频通信及应用、无源射频与微波网络理论、智能天线.

**程景清** 男, 1954 年生于江苏南京. 南京邮电大学电子科学与工程学院高级工程师, 目前主要研究方向为仪器仪表设计、射频与微波电路.