

宽带无线通信中的 DigRF 分析与设计

周金和 李玉宝 编著

DigRF Analysis and Design for
Wideband Wireless Communication

 人民邮电出版社
POSTS & TELECOM PRESS

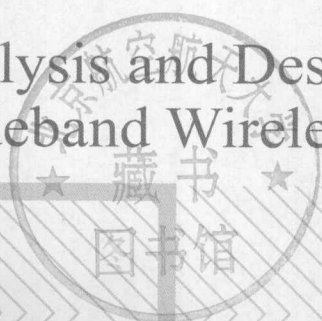
014010837

周金和
李玉宝
编著

TN92
213

宽带无线通信中的 DigRF 分析与设计

DigRF Analysis and Design for
Wideband Wireless Communication



北航

C1697033

人民邮电出版社

北京

TN92
213



精品系列

738010410

图书在版编目(CIP)数据

宽带无线通信中的DigRF分析与设计 / 周金和, 李玉宝编著. — 北京: 人民邮电出版社, 2013. 11
ISBN 978-7-115-31876-3

I. ①宽… II. ①周… ②李… III. ①宽带通信系统—无线电通信—通信技术 IV. ①TN92

中国版本图书馆CIP数据核字(2013)第212622号

内 容 提 要

本书系统地介绍宽带通信中 DigRF 接口的原理及相关技术, 系统地论述 DigRF 接口的由来及相关标准的演进, 给出了当前一些相关的关键技术分析和应用设计。

本书可供从事移动宽带、移动通信终端相关工作的专业技术人员, 特别是从事研究和设计 RFIC 和 BBIC 的专业技术人员, 以及从事相关专业的广大科技工作者和大专院校师生阅读和参考。

◆ 编 著 周金和 李玉宝

责任编辑 马小霞

执行编辑 刘 佳

责任印制 张佳莹 焦志炜

◆ 人民邮电出版社出版发行 北京市崇文区夕照寺街 14 号

邮编 100061 电子邮件 315@ptpress.com.cn

网址 <http://www.ptpress.com.cn>

三河市海波印务有限公司印刷

◆ 开本: 787×1092 1/16

印张: 13.5

2013 年 11 月第 1 版

字数: 277 千字

2013 年 11 月河北第 1 次印刷

定价: 58.00 元

读者服务热线: (010)67170985 印装质量热线: (010)67129223

反盗版热线: (010)67171154



前言

随着移动通信技术的不断演进,移动终端 BBIC 和 RFIC 之间的接口经历了很多版本。

①模拟接口: RFIC 为纯粹的模拟信号, BBIC 处理数字信号,中间有一个混合信号部分,主要负责 AD 转换和 DA 转换, RFIC 和 BBIC 之间通过该部分进行连接; ②传统的数字接口: 随着数字信号处理技术和半导体技术的发展, AD/DA 处理部分可以跟 RFIC 集成到一起,从而省略了混合信号部分, RFIC 和 BBIC 之间通过数字接口互连,其中 IQ 线通常为并行的数据线; ③DigRF 接口: 统一的数字接口标准, BBIC 和 RFIC 端各有一对相应的“调制”和“解调”模块。

对于传统的接口而言,由于 BBIC 和混合信号部分是并行信号,根据 AD/DA 的精度要求的管脚个数也不同,不同的厂商之间互连需要事先定义好,对产品开发的进度有很大的影响。而 DigRF 接口定义就是考虑到了这个问题,将接口进行统一标准,从而使任何符合 DigRF 同一版本的芯片可以互连。

DigRF 最早由 TTPcom 公司主导并发起的一个组织,旨在为 2G 移动终端设备的 BBIC 和 RFIC 之间制定一个统一的标准接口。DigRF 工作组于 2004 年 2 月底正式发布了 V1.12 版本,该版本支持 2G/2.5G GSM/E-GPRS,需要 8 个管脚, IQ 数据线为单端双向共用,控制线为传统的 SPI 三总线。

在 3G 准宽带时代, BBIC 和 RFIC 接口之间对数据速率有了一定要求, DigRF 工作组随之于 2010 年年底正式发布了 V3.09 版本。V3.09 版本同时也支持 2G 系统,并加入了 MIMO 功能。由于 3G 的有些标准(如 W-CDMA)要求发射机和接收机同时工作,该版本 IQ 数据接收通道和发射通道是独立分开的,为了支持高速的 IQ 速率和基于省电等因素考虑,采用了 LVDS。V3.09 版本省去了专门的控制线, BBIC 发给 RFIC 的控制信息通过跟发射通道数据一并由 TxData 发给 RFIC,协议规定最少有 6 线连接。

随着 LTE、WiMax 等 4G 移动宽带技术的发展,宽带移动终端设备的需求量越来越大,而 BBIC 和 RFIC 之间的接口作为一个关键的环节,使得各个厂商迫切的需要一个统一的接口,在这样的背景下, DigRF 针对宽带终端设备接口的应用的版本 DigRF V4 应运而生。

DigRF 工作组于 2009 年 9 月底正式发布了 DigRF V4-0.70 版本,之后分别于 2010 年 6 月和 2012 年 1 月发布了 V4-1.00 和 V4-1.10 版本。相对于 V1.12 和 V3.09 版本, V4 是一个全新的版本,该版本还采用 MIPI 工作组内的 M-PHY 物理层标准,其中 Marker 及 8B10B 编码等都沿用 M-PHY 标准支持目前市场上所有的移动终端标准,最少需要 7 个管脚,相对于 V3 版本增加了 DigRF 接口使能信号。V4 版本支持低速模式和高速模式,高速模式最高速率达 2.9Gbit/s,而目前大部分民用通信的频段是在 2.9GHz 之内的,这样就会存在天线

口 LNA 和 DigRF 接口以及 VCO 之间的 EMI 问题，同时存在链路的可靠性问题。

本书首先介绍射频收发信机的拓扑结构，并详细介绍 DigRF 接口各个标准，然后对 EMI 和链路的可靠度问题进行分析，最后给出 DigRF 接口中一些关键的应用。

本书的出版得到了国家自然科学基金面上项目“基于资源标签交换的无线网络端到端能效管理策略研究”（编号：61271198）和北京市自然基金重点项目“分层异构无线网络的高效自治协同通信理论和技术”（编号：4131003）的资助，在此深表感谢。

由于编者水平有限，书中难免有疏漏和不当之处，恳请读者批评指正。

编者

2013 年 5 月于北京

目录

第 1 章 射频收发信机技术的演进	1
1.1 射频收发信机拓扑结构的演进	1
1.1.1 超外差收发信机结构	2
1.1.2 零中频收发信机结构	3
1.1.3 数字中频收发信机结构	4
1.1.4 基于 DigRF 接口的收发信机结构	4
1.2 Sigma-delta 技术对 DigRF 接口的推动	6
1.2.1 Sigma-delta 调制技术	6
1.2.2 基于 Sigma-delta 技术的收发信机关键技术	13
1.2.3 基于 DigRF 终端收发信机的关键参数分析	18
参考文献	21
第 2 章 DigRF 综述	23
2.1 DigRF 的管脚配置	23
2.1.1 DigRF V1.12 管脚配置	23
2.1.2 DigRF V3.09 管脚配置	24
2.1.3 DigRF V4 管脚配置	25
2.2 DigRF 的频率规划	26
2.2.1 DigRF V1.12 的频率规划	26
2.2.2 DigRF V3.09 的频率规划	27
2.2.3 DigRF V4 的频率规划	29
2.3 DigRF 的协议和编程	31
2.3.1 PHY 和协议 (程序层) 之间的接口	31
2.3.2 CRC	32
2.3.3 SAPs	32
2.3.4 字节分割 (通道捆绑)	32
2.3.5 协议结构概述	34
2.3.6 8B10B 编码	40
2.4 DigRF 的状态图	40
2.4.1 DigRF 的工作模式	40
2.4.2 DigRF V4 的状态机	45
2.4.3 DigRF V4 工作模式转移	47

2.4.4 改变接口配置	53
参考文献	54
第 3 章 DigRF 协议层	56
3.1 概述	56
3.2 帧检测, 同步和编码	56
3.3 协议格式	56
3.4 协议层格式到物理层的映射	59
3.4.1 HS-BURST 模式	59
3.4.2 SYS-BURST 模式	61
3.4.3 嵌套帧 (Nested Frame)	61
3.5 逻辑信道	63
3.5.1 数据逻辑信道 (Data Logical Channels, DLC)	63
3.5.2 控制逻辑信道 (Control Logical Channels, CLC)	66
3.5.3 时间精确选通消息	70
3.6 PHY 适配层	71
3.7 8B10B 符号的映射	73
3.8 DigRF 中的 ARQ 方案	73
3.8.1 ARQ 规则	73
3.8.2 帧接收标准	74
3.8.3 CRI 序列	74
3.8.4 NACK	74
3.8.5 重传机制	75
3.8.6 填充帧	76
3.8.7 重传实例	76
3.8.8 错误检测和合并	77
3.8.9 ARQ 时序预算	77
3.8.10 错误概率	85
附录: ICLC (Interface Control Logical Channel) 消息	87
参考文献	105
第 4 章 DigRF 中的 EMI 分析	107
4.1 高速信号的传输理论	107
4.1.1 电报方程及传播模型	107
4.1.2 非线性干扰	109
4.2 宽带通信系统中的 EMI 问题	110
4.3 EMI 的模板及容限	112
4.4 EMI 分析	115

4.5 CMOS 电路中 DigRF 的谐波分析	118
4.5.1 MIPI 中的差分电路分析	118
4.5.2 常规的 SysClk 电路	123
4.6 升降沿斜率控制	137
参考文献	146
第 5 章 链路的可靠度分析	150
5.1 错误激活概率	150
5.2 信号结构的演进	151
5.2.1 抖动的确定性和随机性	153
5.2.2 抖动分析	155
5.3 高可靠性的策略	158
5.4 错误恢复机制	159
5.5 EVM 容忍度	159
参考文献	162
第 6 章 DigRF 接口同步过程的设计	164
6.1 DigRF 接口的抖动问题	164
6.2 同步 (CDR) 设计	166
6.3 DigRF 接口的测试	171
参考文献	173
第 7 章 DigRF 接口的设计	174
7.1 Payload 和接口速率的计算	174
7.1.1 计算实例	175
7.1.2 无线通信系统中的数据格式和接口占空比	178
7.1.3 无线通信系统中的数据速率	179
7.2 IQ 比特宽度的处理	188
7.2.1 IQ 比特宽度处理的规则	188
7.2.2 减少 IQ 比特数的方法	188
7.2.3 内部操作	189
参考文献	190
第 8 章 DigRF 的应用场景	191
8.1 RFIC 和 BBIC 功能划分	191
8.2 DigRF V3.09 的实际应用场景	194
8.3 DigRF V4 的实际应用场景	198
参考文献	201
附录 缩略语	202

第 1 章

射频收发信机技术的演进

1.1 射频收发信机拓扑结构的演进

DigRF 标准最初提出就是考虑将终端的 BBIC 和 RFIC 接口进行统一，终端的接口存在很多版本，从功能划分上大致分为 3 类（见图 1.1）。

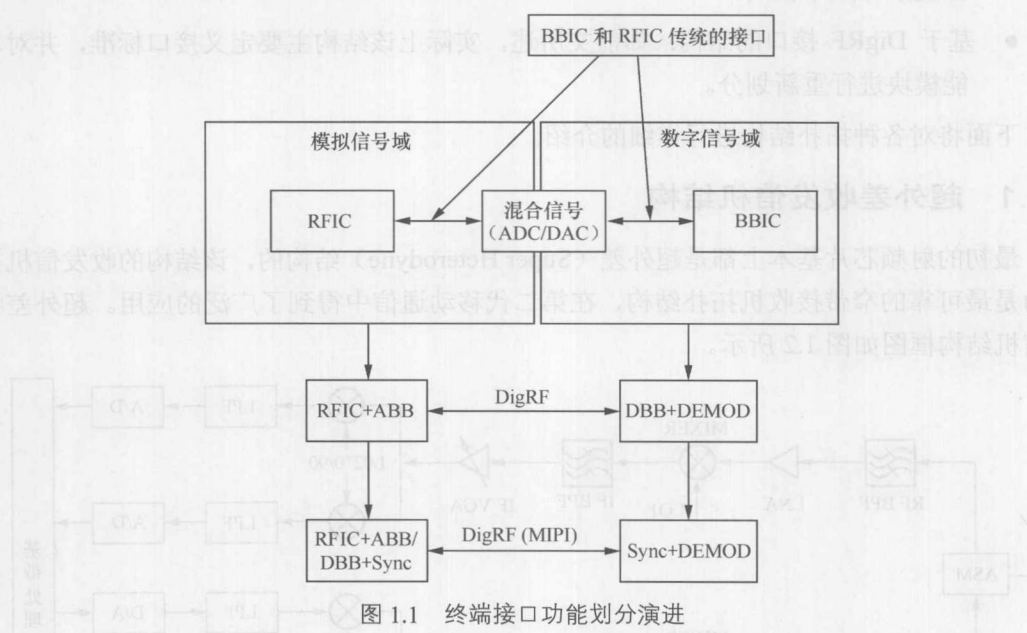


图 1.1 终端接口功能划分演进

- 最初的版本：RFIC 为纯粹的模拟信号，BBIC 处理数字信号，中间有一个混合信号部分，通常称为 ABB/DBB，该部分主要负责 AD 转换和 DA 转换，RFIC 和 BBIC 通过该部分进行连接。
- 初期的 DigRF 接口：随着 CMOS 电路的广泛应用，ABB 部分可以跟 RFIC 集成到一起，从而省略了混合信号部分，从 IC 的角度只存在两个 BBIC 和 RFIC，其中 DBB 在 BBIC 完成。

2 宽带无线通信中的DigRF分析与设计

- 后期的 DigRF 接口：随着高速数据的要求，BBIC 需要做同步处理，同时统一将 DBB 转移到 RFIC 中。

对于最初的版本而言，通常 BBIC 和混合信号部分是并行信号，根据 ADC 和 DAC 精度的不同，需要的管脚个数也不同，不同的厂商之间互连需要事先定义好，对产品开发的进度有很大的影响。初期的 DigRF 接口定义就是考虑到了这个问题，将接口进行统一标准，从而使任何符合 DigRF 同一版本的芯片可以互连。到了后期的版本考虑到宽带数据的要求，对高速信号的传输做了一些特殊的处理，并考虑将 DBB 转移到 RFIC 来实现。

另一方面，从射频本身的拓扑结构而言，大致分为以下几类。

- 超外差结构：最传统的结构，设计比较复杂，成本比较高，但是不存在 DC-OFFSET 干扰等问题。
- 零中频结构：结构简单，成本较低，没有镜像干扰的问题，但是存在 DC-OFFSET 的影响比较严重，是目前终端比较通用的结构。
- 数字中频结构：需要两次变频，中间做相应的数字处理，性能优于前两者，但结构很复杂，成本很高。
- 基于 DigRF 接口的结构：如前文所述，实际上该结构主要定义接口标准，并对功能模块进行重新划分。

下面将对各种拓扑结构进行详细的介绍。

1.1.1 超外差收发信机结构

最初的射频芯片基本上都是超外差（Super Heterodyne）结构的，该结构的收发信机被认为是最可靠的窄带接收机拓扑结构，在第二代移动通信中得到了广泛的应用。超外差收发信机结构框图如图 1.2 所示。

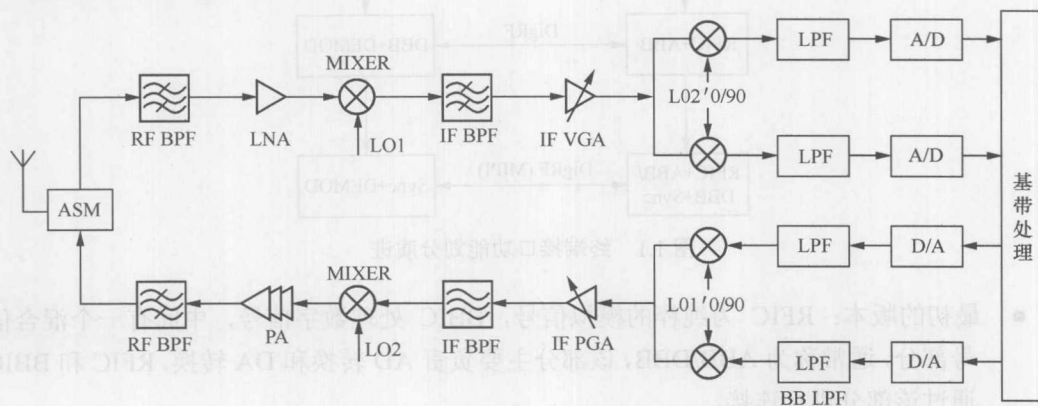


图 1.2 超外差收发信机结构

在超外差接收机中，从天线收到的射频信号与接收机的本振（LO）下混频，得到频率固定的中频信号。由于存在多个变频级，因此存在很多的组合频率引起的寄生通道干扰，

对有用信号造成影响。特别是当组合频率与有用信号相对于本振对称时,会产生“镜像干扰”,“镜像干扰”信号跟 LO 混频后会落在有用信号的频带内,因此必须在混频器之前将其滤除。通常在低噪放前后都要使用高 Q 值的 SAW (声表面波滤波器),低噪放之前的带通滤波器用来滤除邻道干扰,低噪放之后的滤波器用来滤除“镜像干扰”。

超外差的优势在于不存在直流偏移 (DC-Offset)、本振泄漏等其他拓扑结构比较棘手的问题;射频信号经过多级带通滤波器,具有良好的选择性,可以抑制很强的干扰。另外,超外差式接收机受 I/Q 不平衡度影响很小。

基于目前集成工艺的限制,抑制镜像干扰滤波器和信道选择滤波器只能在片外实现,从而增大了接收机的成本和尺寸。另外,目前终端一个典型的特点就是要求支持多种模式的多个频段,而超外差结构对于不同的频段都必须用一个单独的通道,因此不利于实现多模,也不利于宽带信号的传输。但由于该结构已经非常成熟,而且几乎没有研发成本,因此在 2G 等窄带系统中仍然应用很广泛。

1.1.2 零中频收发信机结构

在零中频接收机中,使本振 (LO) 频率等于载波频率,混频之后没有经过中频而直接下变频到基带。这样信道选择和增益调整都在基带上进行,由片内的低通滤波器就可以实现信道选择,因此省去了传统的超外差架构中专用的中频滤波器。由可变增益放大器 (VGA) 对基带信号进行放大,不但放大器需要的功耗相对低,低频放大器也易于与射频 IC 集成。零中频收发信机结构如图 1.3 所示。

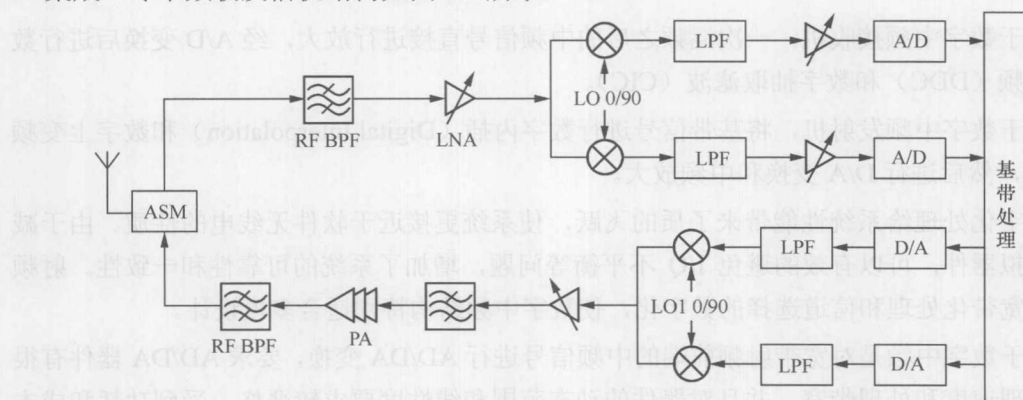


图 1.3 零中频收发信机结构

零中频结构最大的优势在于不存在“镜像干扰”,取消了镜像抑制滤波器和中频滤波器,减少了外围元器件,有利于降低成本和实现系统的单片集成。另一方面,由于没有中频信道选择滤波器的限制,有利于实现多模。

由于零中频结构直接将信号搬移到基带,而在语音业务中信号在零频附近有丰富的分量,因此直流偏移 (DC-Offset)、本振泄漏和闪烁噪声 (1/F 噪声) 等都会对有用信号产生干扰,降低系统性能。通常采用有源的高通滤波器进行直流消除,限制了宽带通信系统中的高速数据业务 (如 LTE-20MHz)。另外,零中频接收机中还存在着偶次谐波失真、I/Q 不平衡等问题。

随着数字信号处理技术的发展和 CMOS 电路的日趋成熟,目前已经能够很好地处理该结构存在的问题,在终端系统中的性能完全能达到系统的需求,因此,在 3G、LTE 等宽带系统中得到了广泛的应用。

1.1.3 数字中频收发信机结构

数字中频收发信机结构框图如图 1.4 所示。数字中频收发信机结构是对传统的超外差结构的改进,一方面数字中频收发信机前端是宽带收发信机前端,另一方面直接对中频信号进行 AD/DA 变换,二次变频和低通滤波都在数字域完成。

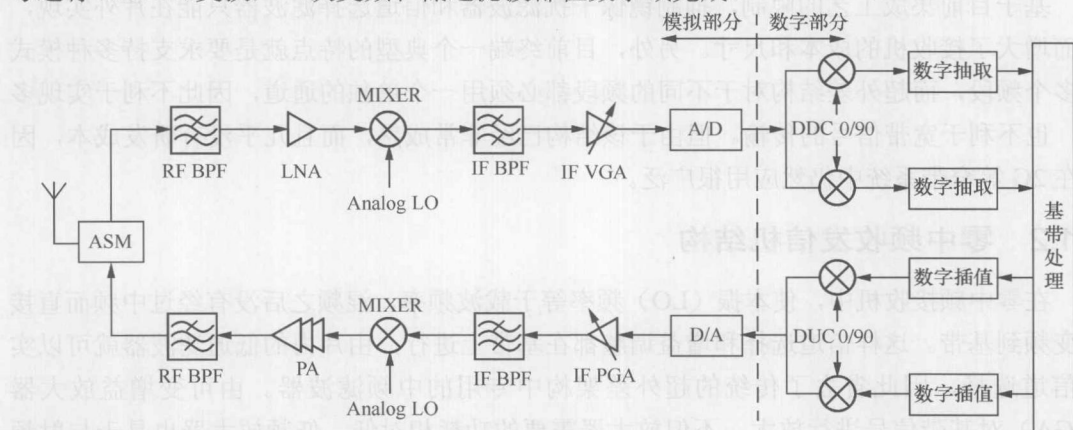


图 1.4 数字中频收发信机结构框图

对于数字中频接收机,一次混频之后的中频信号直接进行放大,经 A/D 变换后进行数字下变频(DDC)和数字抽取滤波(CIC)。

对于数字中频发射机,将基带信号进行数字内插(Digital Interpolation)和数字上变频(DUC),然后进行 D/A 变换和中频放大。

数字化处理给系统性能带来了质的飞跃,使系统更接近于软件无线电的性质。由于减少了模拟器件,可以有效的避免 I/Q 不平衡等问题,增加了系统的可靠性和一致性。射频前端的宽带化处理和信道选择的数字化,使数字中频结构特别适合多模设计。

由于数字中频是对宽带射频前端的中频信号进行 AD/DA 变换,要求 AD/DA 器件有很快的处理速度和处理带宽,并且对器件的动态范围和线性度要求较严格。受到功耗和成本的限制,目前数字中频架构主要应用于基站设备中,在移动终端中应用很少。

1.1.4 基于 DigRF 接口的收发信机结构

超外差和零中频收发信机的射频和基带都采用了模拟差分接口,这种接口使接收机只能使用模拟低通滤波器实现信道滤波。模拟接口使系统抗噪声能力差,而且后端处理复杂。利用 CMOS 技术,可以将数字逻辑电路和射频信号集成到一个 IC 上,即在射频前端实现数字化,产生了统一标准的 DigRF 数字接口结构,下面以 DigRF V4 为例进行描述。

DigRF V4 是一个支持宽带的高速率串行接口,支持大部分新兴的移动应用技术。在省电方面,能够根据不同速率选择不同的速率模式,并且能够在激活和省电模式下快速切换。DigRF V4 的特性可以概括如下。

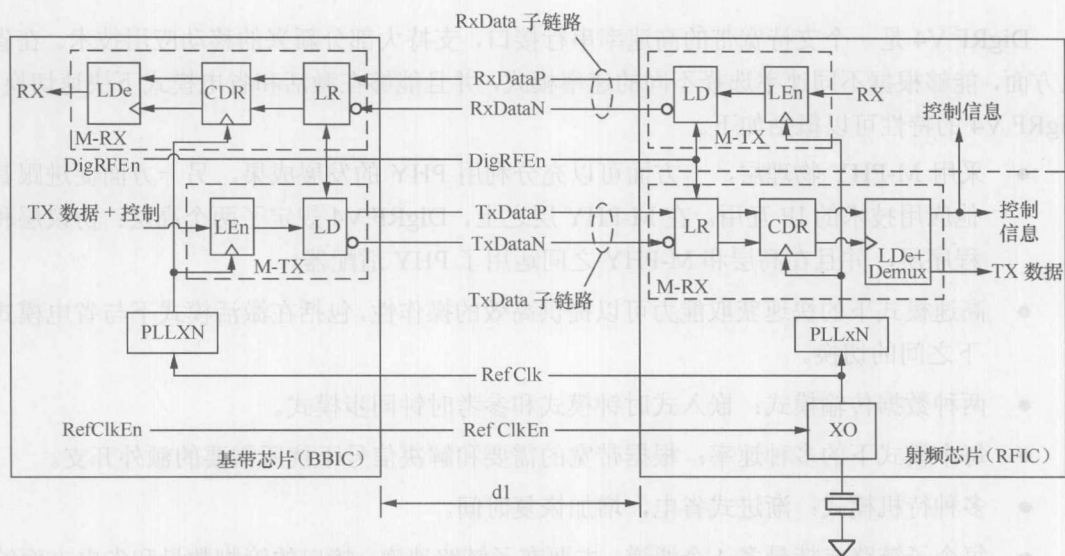
- 采用 M-PHY 物理层,一方面可以充分利用 PHY 的发展成果,另一方面促进跟其他应用技术的 IP 互用。在 M-PHY 层之上, DigRF V4 规定了两个高层:协议层和程序层,并且在高层和 M-PHY 之间运用了 PHY 适配器。
- 高速模式下的快速获取能力可以提供高效的操作性,包括在激活模式下与省电模式下之间的切换。
- 两种数据传输模式:嵌入式时钟模式和参考时钟同步模式。
- 每个模式下的多种速率:根据带宽的需要和解决信号干扰所需要的额外开支。
- 多种待机模式:渐进式省电,增加恢复时间。
- 每个子链路支持最多 4 个通道,主要在子链路速率、接口的管脚数量和省电方面综合权衡。
- 高效的 BURST 模式:在可能的情况下能够显著的降低功耗。
- 带内控制可以实现在同一个子链路上的数据和控制信令的复用,相对于传统接口而言,节省了管脚。
- 健壮性:在出现大规模错误的时候运用多种检错方案。
- ARQ 方案(仅对 NACK):提供基础的错误数据重传。
- 集成测试模式能够提供各层的测试。
- 可配置性:针对不同应用和不同标准配置不同的参数。
- 距离:主通道距离可达到 5cm;远程(分集)通道距离可达到 30cm。

基于 DigRFV4 接口的收发信机结构框图如图 1.5 所示, DigRF 是在射频前端采用高速的混合信号处理器,完成数据采样、滤波等功能。

后期的 DigRF 版本对宽带数据有很高的要求,收发信机架构在射频 IC 采用 Sigma-delta AD/DA 转换器,比较适合零中频和近零中频结构,因为在理论上这两种结构的收发信机都不需要在外使用表面声波(SAW)滤波器,集成度很高。

与传统的模拟接口相比,基于 Sigma-delta 调制技术的射频架构主要有以下的优势。

- Sigma-delta A/D 转换器动态范围大,不需要复杂的 DC-Offset 处理,射频前端的增益控制简单。
- 省去了外接高性能的抗混叠滤波器和 ABB/DBB 等模块,节省 PCB 面积。
- 信道选择主要在数字域实现,射频部分处理简单,处理速度快,易于实现高速数据业务。
- 通过软件重构选择通信模式,易于实现单片多模。



CDR: 时钟数据相位恢复 LDe: 线路解码器 LD: 线发(发送端)
LEn: 线路编码器 LR: 线收(接收端) XO: 晶体振荡器

图 1.5 基于 DigRF V4 接口的收发信机结构框图

DigRF 标准的提出具有深远的意义,该标准使得不同厂家的 RFIC 和 BBIC 可以任意互连,极大地提高了研发效率。另一方面,该标准建议将 AD/DA 部分转移到 RFIC,收发 I/Q 采用串行的数字接口,简化了设计,提高了性能。

下面对 Sigma-delta 技术在基于 DigRF 接口的射频结构进行详细的分析。

1.2 Sigma-delta 技术对 DigRF 接口的推动

根据前文我们知道,实现数字接口的射频架构有两种方案。一种是在传统的超外差结构的中频实现数字化,即数字中频收发信机架构,受功耗和成本的限制,目前数字中频架构主要应用于基站设备中,在民用移动终端中应用极少;另外一种就是在近零中频和零中频架构中实现数字化,在该架构中, Sigma-delta 调制技术以其昭然的技术优势,得到了广泛的应用。

下面首先介绍 Sigma-delta 调制技术,并与传统的 AD/DA 进行对比,然后分析基于 Sigma-delta 调制的数字接口的一些关键技术。

1.2.1 Sigma-delta 调制技术

Sigma-delta ADC 是 Inose 于 1962 年发明的一种过采样 A/D 转换技术,最初 Philips 公司将单比特 Sigma-delta A/D 技术应用于 CD 唱片。随着系统芯片的发展,经常需要将 A/D 转换器与数字处理电路集成到一起,但由于大多数 A/D 转换器需要众多的模拟电路和精密的分压电路,当分辨率很高时,制造工艺有很大的困难。Sigma-delta ADC 不但具有很高的分辨率,而且易于利用数字集成电路工艺与数字电路进行集成,越来越受到芯片设计者的青睐。

1. 传统的 A/D 转换

Nyquist 采样定理：设有一个频率带限信号 $x(t)$ ，其频带限制在 $[0, fn]$ 内，如果以不小于 $f_s = 2fn$ 的采样速率对 $x(t)$ 进行等间隔采样，得到时间离散的采样信号 $x(n) = x(nT_s)$ （其中 $T_s = 1/f_s$ 称为采样间隔），则原信号 $x(t)$ 将被所得到的采样值 $x(n)$ 完全确定。

传统的 A/D 转换包括 Nyquist 采样 A/D 转换和普通的过采样（Oversampling without feedback）A/D 转换，下面对这两种 A/D 转换原理进行简单的分析。

A/D 转换器量化噪声的传输曲线如图 1.6 所示，量化噪声 $e(n)$ 与输入信号是不相关的，而且 $e(n)$ 在 $[-\Delta_q/2, \Delta_q/2]$ 上是均匀分布的随机变量，即在带内具有平坦的功率密度谱，其功率谱密度为

$$E_q(f) = \sigma_e^2 / f_s = \Delta_q^2 / 12 f_s = (3(2^M - 1)^2 f_s)^{-1} \quad (1-1)$$

从而得到量化噪声在 $[-\Delta_q/2, \Delta_q/2]$ 内总的功率为

$$\sigma_e^2 = E[e^2] = \frac{1}{\Delta_q} \int_{-\Delta_q/2}^{\Delta_q/2} e^2 dt = \frac{\Delta_q^2}{12} = \frac{[2/(2^M - 1)]^2}{12} = \frac{1}{3(2^M - 1)^2} \quad (1-2)$$

其中， $M = \log_2 k \text{bit}$ 。

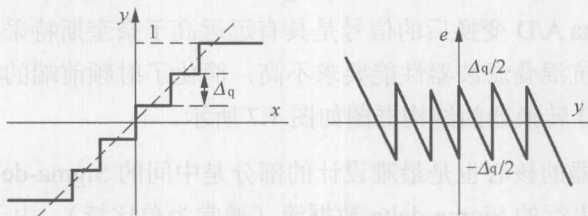


图 1.6 量化噪声传输曲线

对于普通的奈奎斯特 A/D 变换，假设输入为一个满量程的正弦信号，正弦波的峰值 $X_{\max} = 2^M \times (\Delta_q/2)$ ，该信号的功率 $p_s = (2^M \Delta_q / 2\sqrt{2})^2 = 2^{2M} \Delta_q^2 / 8$ ，可以得到理论上信号对量化噪声的信噪比（SNQR）关系式：

$$SNQR = \frac{2^{2M} \Delta_q^2 / 8}{\Delta_q^2 / 12} = \frac{3}{2} 2^{2M} = 1.76 + 6.02M(\text{dB}) \quad (1-3)$$

可见，对于普通的奈奎斯特 A/D 变换，可以通过提高精度（ M ：A/D 变换的位数）的办法来提高输出信噪比。理想情况下每提高 1bit，动态范围就会有 6dB 的改善。

由于 A/D 转换器不能做到完全的线性，总会存在一定的精度损失，从而影响 A/D 的实际分辨率，降低了 A/D 转换器的实际转换位数。定义奈奎斯特 A/D 转换器的有效量化位数（ENOB Nyquist）为在系统中根据实际测量出的信噪比而推导出 A/D 转换器的有效的量化比特数：

$$ENOB_{\text{Nyquist}} = \frac{SNR_{\text{Nyquist}}(\text{dB}) - 1.76}{6.02} \quad (\text{bit}) \quad (1-4)$$

对于过采样 A/D 转换器，定义过采样比（Oversampled Ratio）为

$$OSR = f_s / 2f_0 = 1 / 2f_0T$$

则落在信号带内的量化噪声功率为

$$n_0^2 = \int_0^{f_0} e^2(f)df = \frac{A_q^2}{12} \times \frac{1}{OSR}$$

同样相对于峰值 $X_{max} = 2^M \times (A_q/2)$ 的正弦波，可以得到理论上信号对量化噪声的信噪比为

$$\begin{aligned} SNQR &= 1.5 \times 2^{2M} \times OSR = 1.76 + 6.02M + 3.01 \times \log_2 OSR \text{ (dB)} \\ &= SNQR_{Nyquist} + 3.01 \times \log_2 OSR \text{ (dB)} \end{aligned} \tag{1-5}$$

从上面的分析看出，相对于普通的奈奎斯特 A/D 转换，过采样可以大大提高输出信号的动态范围，把 OSR 提高 1 倍，带内的量化噪声就会减少 1 倍，就会有 3dB 的信噪比改善，相当于提高了 0.5 bit 的有效量化比特数。

2. Sigma-delta A/D 原理及优势分析

从以上的分析知道，过采样 Sigma-delta ADC 可以通过提高过采样比来获得系统性能的改善，而 Sigma-delta AD 转换是一种特殊的过采样 A/D 转换技术，在普通的过采样 A/D 中使用反馈控制，通过噪声成形（Noise Shaping）功能进一步减轻了带内的寄生量化噪声。同时，由于 Sigma-delta A/D 变换后的信号是具有远远高于奈奎斯特采样率的数据率的数据流，对于前端模块的抗混叠滤波器性能要求不高，简化了射频前端的模拟抗混叠滤波器的设计。Sigma-delta A/D 转换器的结构框图如图 1.7 所示。

Sigma-delta 转换器的核心也是最难设计的部分是中间的 Sigma-delta 调制器部分，该部分将模拟信号转换为串行的 Sigma-delta 数据流（通常为单比特），由于 Sigma-delta A/D 转换器采用了过采样技术，对带外噪声的抑制能力要求相对宽松，一般前端抗混叠滤波采用简单的无源 RC 低通滤波器来实现。

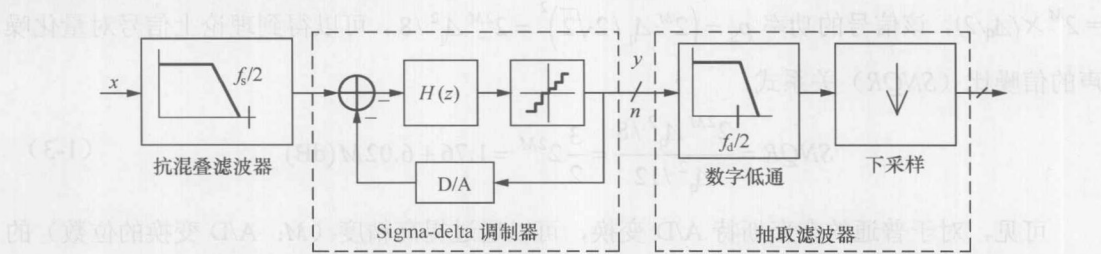


图 1.7 Sigma-delta A/D 转换器结构框图

Sigma-delta A/D 转换的信号处理过程如图 1.8 所示。

除了具有过采样技术优势之外，Sigma-delta 调制还具有噪声整形（Noise Shaping）的功能，通过对量化噪声功率谱的分布进一步减少有用信号带内的噪声功率。Sigma-delta 调制对量化噪声具有高通滤波性质，量化噪声被赶到高频段，低频段被滤除掉，使有用信号频带内的噪声功率减少，从而进一步改善量化信噪比。

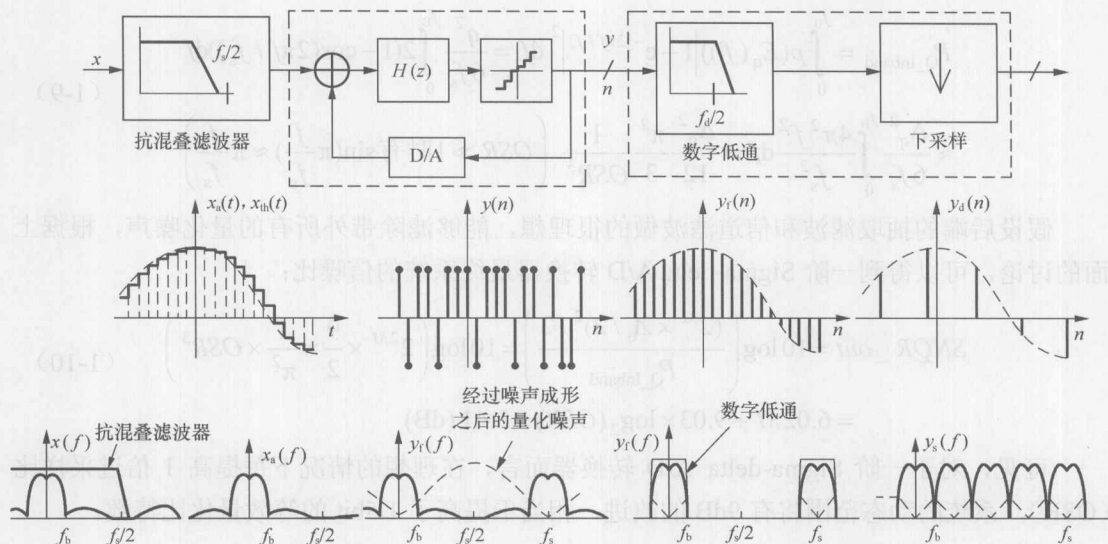


图 1.8 Sigma-delta A/D 转换器信号处理过程

下面对 Sigma-delta 的噪声整形做简单的分析, 一阶 Sigma-delta 调制的框图和 Z 域表示如图 1.9 所示。

从 Z 域模型可以看出, 噪声的主要来源是量化噪声 $N(Z)$ 。先令 $N(Z)=0$, 得到从有用信号 $X(Z)$ 到 $Y(Z)$ 的信号传递函数 $STF(Z)$:

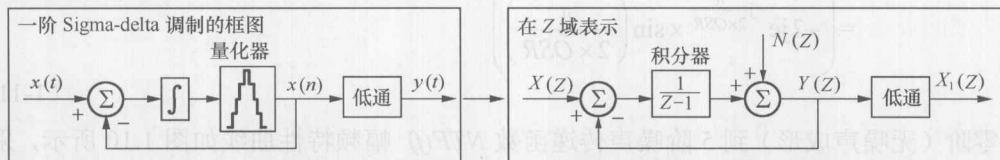


图 1.9 一阶 Sigma-delta 调制框图和 Z 域表示

$$STF(Z) = \left. \frac{Y(Z)}{X(Z)} \right|_{N(Z)=0} = \frac{(Z-1)^{-1}}{1+(Z-1)^{-1}} = Z^{-1} \xrightarrow{Z=e^{j2\pi f/f_s}} e^{-j2\pi f/f_s} = e^{-j\pi/OSR} \quad (1-6)$$

可见对信号而言该模型只是引入了相位时延, 幅值没有衰减, 因此, 只要信号的最高频率没有超过后端低通滤波器的截至频率, 就不会有失真。若令 $X(Z)=0$, 得到噪声 $N(Z)$ 到 $Y(Z)$ 的噪声传递函数 $NTF(Z)$:

$$NTF(Z) = \left. \frac{Y(Z)}{N(Z)} \right|_{X(Z)=0} = 1 - Z^{-1} \xrightarrow{Z=e^{j2\pi f/f_s}} -2je^{-j\pi/(2OSR)} \sin\left(\frac{\pi}{2OSR}\right) \quad (1-7)$$

即对噪声而言, 该模型起到了高通滤波的作用, 将噪声的低频分量滤除。最后再经过低通滤波器, 输出的信号的信噪比有了很大的改善。在 Z 域量化噪声的功率谱密度为

$$P_Q(E_q(f)) = P(E_q(f)) \left| 1 - e^{-j2\pi f/f_s} \right|^2 = \frac{(\Delta_q)^2}{6f_s} \left| 1 - e^{-j2\pi f/f_s} \right|^2 = \frac{(\Delta_q)^2}{6f_s} \times 4 \sin^2\left(\frac{\pi}{2 \times OSR}\right) \quad (1-8)$$

经过噪声成形之后, 落在带内的量化噪声功率为