文章编号:1671-4598(2025)04-0139-08 DOI:10.16526/j.cnki.11-4762/tp.2025.04.019 中图分类号:TN95 文献标识码:A

面向软件无线电的可重构数字收发信道技术研究

郑 腾[1],张岩岫[2],张义军[1],云 超[2],钱一鸣[2],但英浩[2],胡春朝[2]
(1.中国人民解放军63650部队,新疆 马兰 841000;
2.中国人民解放军63891部队,河南 洛阳 471000)

摘要:研究了面向软件无线电的可重构收发信道技术,重点对数字信号处理部分和宽带射频前端需求进行了详细分析,并对该技术的优势进行了归纳总结;从接收机射频带通采样设计和发射机直接数字合成设计两方面对可重构收发信道进行了详细设计,通过对该技术深入研究和典型数字可重构收发信道设计,能够为基于软件无线电的接收机和发射机设计提供相关研究成果和参考依据。

关键词:软件无线电;可重构收发信道;数字信号处理;接收机;发射机

Research on Reconfigurable Digital Receiving and Transmitting Channel Technology for Software Defined Radio

ZHENG Teng[1], ZHANG Yanxiu[2], ZHANG Yijun[1], YUN Chao[2], QIAN Yiming[2], DAN Yinghao[2], HU Chunchao[2]
(1. Unit 63650, PLA, Malan 841000, China; 2. Unit 63891, PLA, Luoyang 471000, China)

Abstract: This paper investigates the reconfigurable transceiver channel technology for software defined radio, with a focus on the requirements of digital signal processing and broadband RF front-end, and summarizes the advantage of this technology. The reconfigurable transceiver channel is designed from the RF bandpass sampling of receiver and direct digital frequency synthesis of transmitter. Through in-depth research on this technology and design of typical digital reconfigurable transceiver channel, it can provide relevant research results and reference basis for transmitters and receivers based on software defined radio.

Keywords: software defined radio; reconfigurable transmitting and receiving channel; digital signal processing; receiver; transmitter

0 引言

软件无线电(SDR, software defined radio)是一种基于软件控制的无线电通信技术,它通常将传统的硬件电路中的信号处理功能转移到软件中实现,SDR技术的出现使得无线电通信领域发生了革命性变化,带来了更好的灵活性、更低的成本和更好的性能。SDR原理可概括为将无线电通信发送和接收功能转移到软件当中,传统的无线电通信设备通常使用专用硬件电路来完成信号发送、接收、调制/解调等功能。在SDR系统中,前端无线电设备负责接收来自天线的无线电信号,并将其转换为数字信号,这些数字信号经过采样和量化后,通过在计算机中运行的软件进行数字信号处理,包括滤波、解调、编码、解码等操作[1]。最后,软件将处理后的数字信号转换为模拟信号,并通过输出设备发送。

军用电台对产品的稳定性、可靠性要求很高,针对软件无线电设备平台对体积、重量、功耗以及自主可控的要求,采用软件无线电架构能够实现其发展的目标,采用全数字收发信机能够实现30~520 MHz频段接收采用射频直采方式,利用FPGA直接进行A/D采样,符合软件无线电的思想理念,可根据不同波形灵活控制调制方式、编解码类型、信道带宽等。采用软件定义的无线电电台能够使通信电台设计摆脱传统电台设计过程中硬件布线结构的束缚,同时还能够使系统的改进和升级非常方便,而且成本更低、代价更小[2]。

收稿日期:2023-11-05; **修回日期**:2024-03-06。
作者简介:郑 腾(1982-),男,大学本科,工程师。
引用格式:郑 腾,张岩岫,张义军,等.面向软件无线电的可重构数字收发信道技术研究[J].计算机测量与控制,2025,33(4):139-146.

1 能力需求及技术分析

1.1 能力需求分析

1.1.1 数字信号处理能力

对于数字信号处理来说，采用固定的硬件资源，当不同波形软件分时运行时，其资源需求只需要满足难度和复杂度最高的波形并留有一定余量即可。根据数字通信系统工作的基本流程分析，对于常规超短波通信波形，通常情况下宽带、跳频、扩频波形的实现复杂度高于窄带波形。以常规需求中复杂度较高的宽带跳扩波形为例，分析其数字信号处理部分的相关资源需求即可。宽带跳扩波形通常工作在 UHF 频段，通过高速跳频（如 512 Hop/s）和宽带扩频（如扩频码片速率 5 Mchip/s），以及 RS 码等纠错编码实现综合抗干扰。在波形实现过程中，需要完成调制解调、编码解码、扩频解扩以及同步等处理过程，同时在工作过程中还需实时进行基带、业务数据流和业务信息的采集上报。该典型宽带跳扩波形在超短波设备中，实现难度和复杂度较高，典型数字通信系统信号处理流程如图 1 所示。

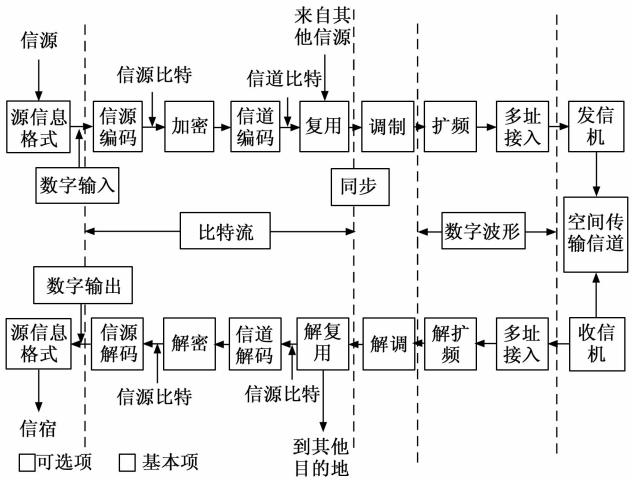

图 1 典型数字通信系统信号处理流程

1.1.1.1 数字信号处理能力

目前实现方案是采用通用处理器（GPP）、高速 DSP 芯片、现场可编程门阵列（FPGA）以及这几种技术相结合的技术方案。使用 GPP 来进行实时性较低的控制、消息处理，包括应用层业务处理，数据分包、组包等；使用 DSP 进行实时性高、复杂的基带处理和时序控制处理，包括编解码、交织和解交织、组帧和分帧、跳频处理、调制解调等；使用大规模 FPGA 完成中频信号的高速处理，以及一些基带处理，包括上/下变频、AD/DA 处理、同步均衡、扩频/解扩等。

由于 DSP 和 FPGA 具有强大的数字可编程能力，从而大大提高了软件无线电的灵活性，通过对 FPGA 重构和 DSP 的重新加载可方便实现波形的动态加/卸载。

在一个基于中频采样的软件无线电系统中，若采样频率为 30 MHz，则前端的一个滤波器可能要占用 3 000 MIPS的处理器资源，再加上其它处理和控制方面的开销，单独靠 DSP 是不能满足需求的，目前普遍方案是采用 DSP＋FPGA 的架构。

1.1.1.2 数字化中频预处理能力

数字设备采用超外差式系统架构，由于中频采样速率较高，尤其对于一些高速数据速率的通信波形，其中频处理能力可能达到几十兆。通常采用的方法是在中频对信号进行预处理，进行一些简单的频率变换，降低并匹配信号速率；另外由于要在同一个硬件架构上实现不同的波形，必须设计有足够灵活的数字中频系统。灵活的数字中频处理系统包括的关键技术主要有多速率信号处理技术、数字上变频技术、数字下变频技术，可变带宽高效数字滤波技术等。

1.1.1.3 高速 A/D 和 D/A 变换能力

A/D 和 D/A 变换器直接反映了软无电台的软件化程度[3]。同时，为适应软件无线电工作方式，信道也需要具有高速率大动态范围 A/D 和 D/A 转换能力，既要具备高分辨率，又要具备大动态范围。

1.1.2 宽带射频前端能力

软件无线电设备需要满足通信模式多、工作频段宽的使用要求，必须提供宽覆盖的通信信道，需要采用先进合理的射频架构，覆盖范围宽、动态范围大的前端调谐电路，优良的自动功率控制性能的高效宽带线性功放等。

1.1.2.1 射频信道可重构

射频信道可重构技术目的是采用有效的技术方法实现灵活的射频前端，使射频前端具有带宽、中心频率、动态范围等具有可调节的能力。由于射频前端工作频率较高，目前高速 DSP 技术和数字电路技术已经充分发展并在部分工程实践中得到应用，其中，射频前端的可重构方案仍然是软件化无线电台的关键环节。

接收机射频可重构技术归纳起来主要分为：宽带型、多通道型、可调谐射频型和射频采样型共 4 类。目前工程领域比较成熟且使用最多的是多通道型接收机。

1.1.2.2 宽频段高效功放

随着实际应用需要，很多生产厂家一直致力于宽带功放的开发。目前已有的主要 2～88、30～520、30～800 MHz 等宽带功放。从覆盖带宽来看，需要解决的是宽带匹配的问题，目前宽带匹配已经取得了很大进展，已不是宽带功放的最大瓶颈，宽带功放急需解决关键性问题是线性度问题。

宽带功放覆盖了 HF/VHF 或是 VHF/UHF，在不同频段内选用的调制方式不同，对功放的线性度要求也不同。HF 频段选用 AM 调制方式时，对线性度有一定

要求，基本要求三阶互调值在 27～30 dBc；30～88 MHz选用 FM，对线性度要求不高；200～800 MHz 选用恒包络调制方式，对线性度要求不高，如果采用 OFDM 调制方式，则对功放的线性度提出了很高要求。

1.1.2.3　宽频段多模天线

宽频段多模天线在实际工程实践中的难点是在天线尺寸有限或低轮廓条件下，解决天线超宽带特性问题，天线超宽带特性包括天线方向图、增益、阻抗特性和带内 VSWR 等参数的超宽带特性。

1.2　技术优势

数字信道接收机端射频带通采样的优势主要包括：

1）数字处理模块接近天线端，可通过软件实现重新配置，非常适合软件无线电架构实现；

2）数字处理能够减少大量模拟器件的存在，并能减少电路体积功耗，从而降低由模拟器件老化等原因造成的电路故障；

3）数字信号处理芯片 DSP、FPGA 具有可配置性或可编程性，有利于产品快速升级和功能加载；

4）频率切换速度快，适合宽带快速跳频；

5）不存在频率合成，功耗具有一定的优势；

6）射频信号不存在混频过程，从而没有中频抑制和像频抑制等问题；

7）射频直接采样方案接收通路没有变频处理，使得组合干扰更少。

2　可重构收发信道分析

2.1　接收机射频带通采样分析

基于射频带通直接采样的软件无线电体制是以带通信号采样理论为基础[4]，采用整带采样方式，整带采样是指 0～f_{max}的射频频带以带宽 B 划分若干个带宽相等的子频带（子频带数为 $N=f_{max}/B$），子频带（也称为子信道）的中心频率 f_{0n}（$n=0,1,2,\cdots,N-1$），带通采样频谱分布如图 2 所示。

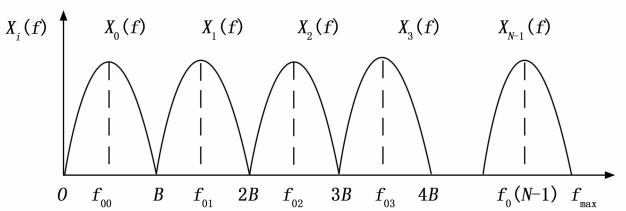

图 2　带通采样频谱分布示意图

其中：

$$f_{0n}=\frac{B}{2}n\cdot B=\frac{2n+1}{2}\cdot B \tag{1}$$

如果取 $B=f_s/2$，则：

$$f_{0n}=\frac{2n+1}{4} \tag{2}$$

带通采样定理的表达如式（2）所示，整带采样的前提条件是必须有一个中心频率可调谐的抗混叠跟踪滤波器配合实现，跟踪滤波器的作用是选出 N 个子频带中需要采样的子频带，滤除其他子频带的信号，以防止信号频率混叠[5]。在设计方案中，也可以使用跳频滤波器实现跟踪滤波器的功能。

在整带采样方案中，只有 B 取为信道带宽时，才可能实现“无盲区”的全段采样。否则，由于跟踪滤波器存在过渡带，这样在每个子频带之间将存在无法采样的“盲区”，即使子频带带宽为 B 并将其选为信道带宽时，要在射频上实现如此窄的电调滤波器在实际工程应用上也是不可能实现的。

因此，为了实现射频直接采样，就必须增大子频带宽度，使得射频跟踪滤波器在工程上更容易实现，所以在射频直接带通采样体制中，“采样盲区”是无法避免的，带通采样盲区如图 3 所示。

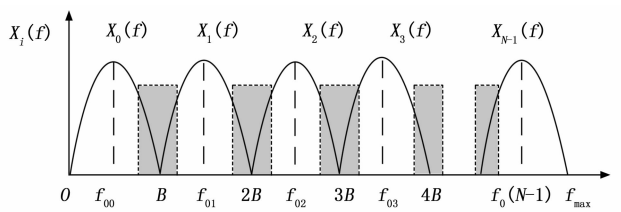

图 3　带通采样盲区示意图

为解决采样盲区的问题，可对这些“盲区”选择合适的采样频率（称之为“盲区”采样频率，与之对应，把整带采样频率称为“主采样频率或叫“亮区”采样频率”）进行重新采样[5]，亮区与盲区采样图 4 所示。

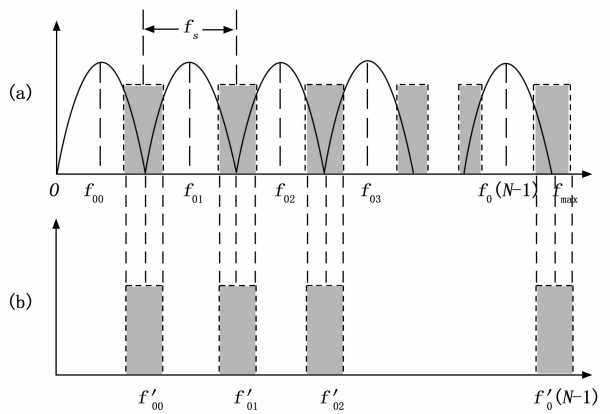

图 4　亮区与盲区采样示意图

设主采样频率为 f_s，则“盲区”中心频率为：

$$f'_{0m}=\frac{(m+1)}{2}f_s \qquad (m=0,1,2,\cdots) \tag{3}$$

根据带通采样定理，为了对中心频率为 f'_{0m}的这一“盲区”频带进行重新采样，所要求的采样速率[6]为：

$$f_{sm}=\frac{4}{2n+1}f'_{0m} \qquad (m=0,1,2,\cdots) \tag{4}$$

由以上两个公式可得 f_{sm}和 f_s 关系：

$$f_{sm}=\frac{(2m+2)}{2n+1}f_s(m=0,1,2,\cdots,n=0,1,2,\cdots) \tag{5}$$

式中，m 对应不同的盲区，而选取原则是应尽量使 f_{sm} 靠近 f_s（但不小于 f_s），以减小采样振荡器的频率覆盖范围[4]。所以可取 $n=m+1$，这时有：

$$f_{sm}=\frac{(2m+2)}{2m+3}f_s(m=0,1,2,\cdots) \tag{6}$$

即对不同“盲区”采样时所要求的采样频率。

射频直接带通采样定理（即“盲区采样定理”），当对 0～f_{max} 的射频信号进行射频直接采样时，如果主采样频率（或叫“亮区”采样频率）选择为 f_s，则其“盲区”采样频率为 f_{sm}：

$$f_{sm}=\frac{(2m+2)}{2m+3}f_s(m=0,1,2,\cdots) \tag{7}$$

其中：m 对应“盲区”号，而“盲区”采样频率数 M 为：

$$M=\text{int}\left\{\frac{2f_{max}}{f_s}\right\} \tag{8}$$

式中，int｛｝表示取整数。

为解决系统中的“采样盲区”问题，考虑可使用多个（例如 4 个）采样频率对射频信号直接采样，并依据载波频率和采样频率的关系，选择其中一路信号作为后续数据处理的输入，4 路采样频率分别为基带信号符号速率的 4、5、6、7 倍。

为实现硬件平台软件无线电规范化设计，设备的射频带通采样接收机采用带通采样基本原理，即尽可能在数字域内完成所有的射频数据采集处理，将天线接收下射频信号仅需要通过选频滤波，低噪声放大处理，无需变换成中频信号，直接由高性能 A/D 采样芯片进行数据采集。经过射频带通采样后在 FPGA 内部完成数字下变频，生成 I/O 两路正交信号后，输入到下一阶段数字信号处理模块中进行后续解调解码运算。

天线端收到射频信号，经过信道单元处理后，送入高速 A/D 采样芯片进行射频直接采样，然后送入 FPGA 芯片中进行数字信号处理，射频信号接收处理流程如图 5 所示，3 个选频滤波均采用 30～520 MHz 的跳频滤波器进行选频滤波，放大器加衰减网络可使接收通路的动态范围达到：－118～27 dBm。

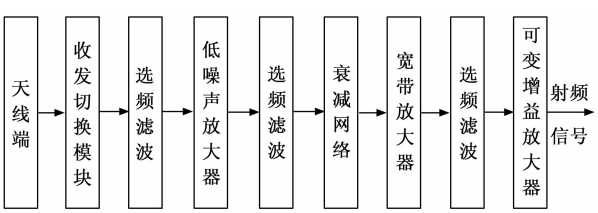

图 5 射频信号接收处理流程图

针对超短波频段（30～520 MHz）射频信号的工作频段、信号带宽有限并结合工程实践，可采用低通采样和带通采样结合的方式，对该频段的信号进行采样。在该频段内，低频段的信号采用低通采样；高频段的信号采用带通采样。为了解决射频直采的盲区问题，考虑全频段采样无混叠、采样频率为波形基带符号率的整数倍、采样频率值取小于 200 MHz（为降低硬件布板要求），设计中采用 4 个采样频率对 30～520 MHz 的射频信号进行采样，这就要求 FPGA 内部对不同频率的射频信号进行下变频时要采用不同频率的本振进行下变频，对 4 路混频后的信号分别进行基于不同时钟基准的不同采样率低通滤波，抽取到一个相同的基带速率上，滤波抽取后的信号需要进行截位，之后按照射频信号频率在 4 路下变频滤波抽取截位后的基带信号选取一路，进行后续下采样处理。具体数字信号处理流程如图 6 所示。

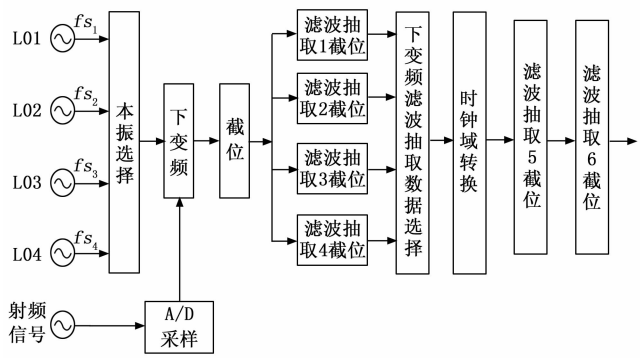

图 6 FPGA 内部数字信号处理流程图

如图 6 所示，在 FPGA 内部产生采样率分别为 fs_1～fs_4，本振频率分别为 LO1～LO4 的本振信号（由射频信号频率和采样率计算得到，不同采样率计算公式可能会不同。其中，低通采样的本振频率为射频信号频率；带通采样的本振频率为采样率的整数倍数和射频信号频率的差值）。A/D 芯片的采样频率由 FPGA 的内部时钟切换模块根据当前工作频率给出，同时可根据工作频率选择一路本振与采样信号进行下变频、截位后分别进入 4 种抽取率不同的低通抽取滤波器进行处理，得到第一级滤波抽取的基带信号，本级数据采样率的确定由波形中所有基带解调所需要的数据采样率最小公倍数决定，从而保证后级对本级数据进行滤波抽取时，可以复用滤波器，使得整个设计所消耗的资源最小，低采样率的基带数据可以通过滤波抽取前级高采样率数据获得。

2.2 发射机直接数字合成分析

超短波通信电台频段通为 30～520 MHz，该频段内射频信号的产生主要包括以下 3 种方式：超外差发射方式、零中频发射方式和直接频率合成发射结构。

2.2.1 超外差发射结构

基带信号处理软件直接生成基带数字已调信号并通

过数字上变频器（DUC）产生中频调制信号，或者直接生成低中频的数字已调信号并通过 DAC 转换为模拟中频调制信号，再由射频信道电路完成超外差混频滤波，最终实现射频通信信号的产生。

这种方案需要设备平台具备多级混频滤波电路和较高数字信号处理能力的基带信号处理电路，其对应系统复杂度较高，整体功耗大，在高速跳频的射频电路设计与实现中，对频率切换时间要求非常高，传统的频率合成技术很难同时兼顾频率切换时间、中频抑制、杂散抑制等性能要求[7]。

2.2.2　零中频发射结构

零中频发射方式是通过 DAC、DUC 或 DDS 等器件直接生成射频已调信号，经过滤波放大后形成射频发射信号，典型零中频发射机结构如图 7 所示。

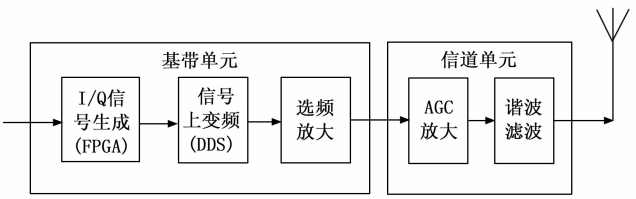

图 7　典型零中频发射机结构图

零中频对频率源提出了更高的要求，随着功能需求越来越多样化，以及不同射频工作频段和信号带宽对性能指标有较大差异，通用化的设备平台对其频率源的要求非常高，综合诸多波形实际应用需求，高性能频率源特征主要用于完成带宽可变、超低噪声、直接调制及高速切换等功能[7]。

2.2.3　直接频率合成发射结构

直接频率合成方式（DDS）主要靠内部集成的高性能 DAC 直接产生频率信号，可以获得更高的杂散抑制和谐波抑制[7]。发射机的主要硬件设备包括：基带信号处理 FPGA、基准时钟、锁相环（PLL）、直接频率合成器（DDS）[8]，DDS 及外围电路关系如图 8 所示。

当 DDS 内部的 PLL 产生的系统时钟不够稳定时，

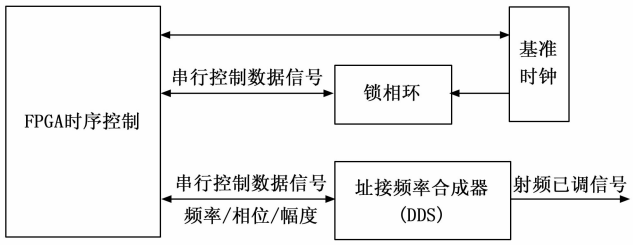

图 8　DDS 及外围电路框图

产生的射频信号性能就比较差，所以需要外部提供稳定的系统时钟。产生 30～520 MHz 的射频信号时，DDS 内部需要的系统时钟至少要达到 1.28 GHz，单独使用现有的基准时钟源达不到这个频率，因此就需要通过基准时钟源加高性能数字 PLL 芯片，提供 DDS 的系统时钟[9-10]。

3　典型方案设计

系统硬件总体架构采用软件无线电思想进行设计，在模块划分和接口定义上能够支持软件无线电平台的运行、波形组件化划分、射频可重构等需求，其总体架构如图 9 所示。

设备主要包括背负主机、车载适配器和天线，其系统硬件设计的特点主要包括：

1）规范接口设计，有利于功能扩展及硬件演进升级带来的能力提升；

2）基带与射频单元间的接口采用高速数字 IQ 总线＋实时控制总线方式，规范互联接口协议；

3）外部扩展的车载适配器接口采用串口互联方式；

4）内部主控单元规范外部人机交互接口（包含串口、网口、同步口等）。

5）基带采用 GPP＋DSP＋FGPA 通用数字架构，有利于实现软件平台、波形的资源配置，处理器之间采用标准总线互联[11-14]。

3.1　需求分析

可重构收发通道用于实现信号的上/下变频处理，对于线性要求高的调制应用需要实现通道的增益调整，对于支持高速跳频应用需要通道处理时延短，对于实现

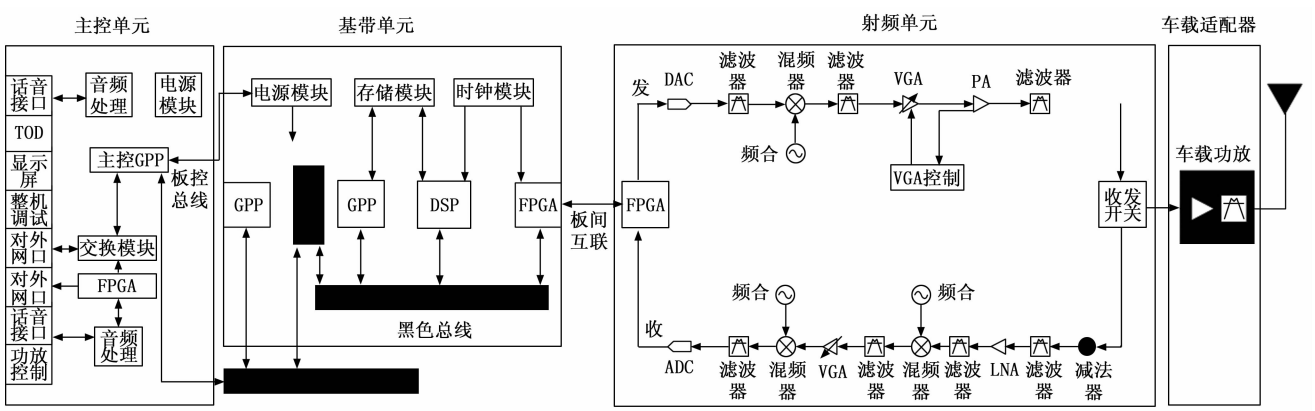

图 9　系统硬件总体架构

不同调制速率的应用，需要实现不同速率下不同信道带宽的可重构，同时，具备抗混叠滤波特性及较低的群时延特性[15]。因此，对于该模块的设计重点需要考虑：

1）高分辨率、高采样率、低功耗、高无失真动态范围的 ADC 及 DAC 的处理能力；

2）带宽可变，高选择性的可编程滤波器，以支持窄带到宽带的重构应用；

3）收发的增益调整，具备大动态范围，快速响应的 AGC；

4）宽频段覆盖变频处理，具备低载漏、低的直流偏移的宽带调制器/解调器；

5）调制/解调的放大处理，具备低噪声系数及高增益特点。

3.2 组成结构

整体射频架构采用超外差混合结构，如图 10 所示，能够适应宽/窄带波形、高速跳频波形、高实时波形的射频可重构需求[16]。

1）发射机：采用零中频方式，支持多种带宽灵活配置及重构，提升整机小型化、宽带化能力[17-18]；

2）接收机：采用超外差/零中频方式，具体为 2 MHz 以下信道带宽采用超外差接收架构利于提升窄带信道的选择性，以及接收链路的高增益分配；2 MHz 以上信道带宽采用零中频利于实现带宽不断扩展及小型化需求。

3）频率综合：采用高分辨小数分频锁相环技术，结合快速射频开关，实现低功耗、宽频段、快速换频；

4）功放：既要支持窄带波形对功放效率的要求，也要支持宽带波形对功放线性的要求，同时还要求支持高速跳频，因此功放单元采用分段处理。30～520 MHz 主要是重点实现饱和高效。

5）前端调谐：要满足指标要求中对 FM 的阻塞大信号抗扰能力，前端第一级跳频滤波器需具备高选择、低插损、大功率容量、快速调谐等特点[19-20]。

3.3 可重构收发信道设计

30～520 MHz 接收信道采用超外差架构，主要包含前端调谐模块和可重构接收通道模块，前端调谐模块主要由预选调谐滤波器组和 LNA 放大器组成；可重构接收通道基于集成 RFIC 设计，主要由下变频器、可变增益放大器、中频滤波器、数字滤波器及 ADC 组成，接收信道功能如图 11 所示。

射频信道单元能满足不同波形的应用需求，支持 25 kHz～2 MHz 多种工作带宽的宽窄带可重构要求[21-24]。作为射频信号传输的通道，主要功能包括：

1）发射时，将来自基带单元的数字 I/Q 信号进行 DA 变换滤波，与本振信号进行混频，上变频至射频信号，经放大滤波后输出功放单元；

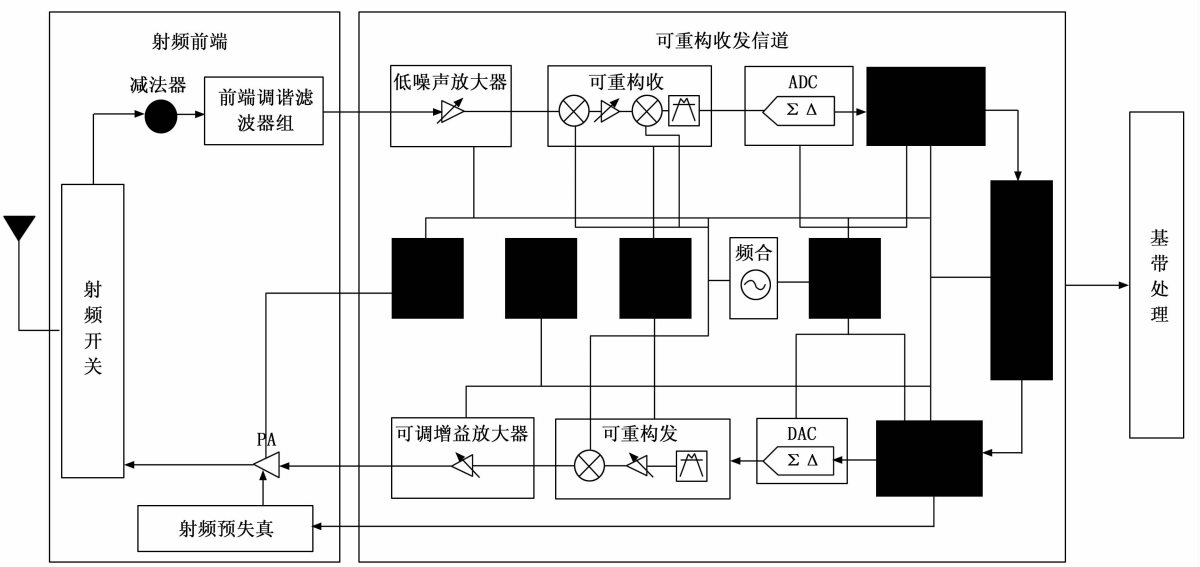

图 10 整体射频架构

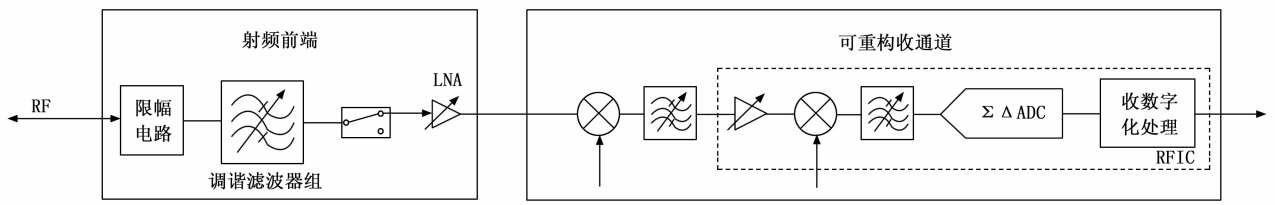

图 11 30～520 MHz 接收信道功能框图

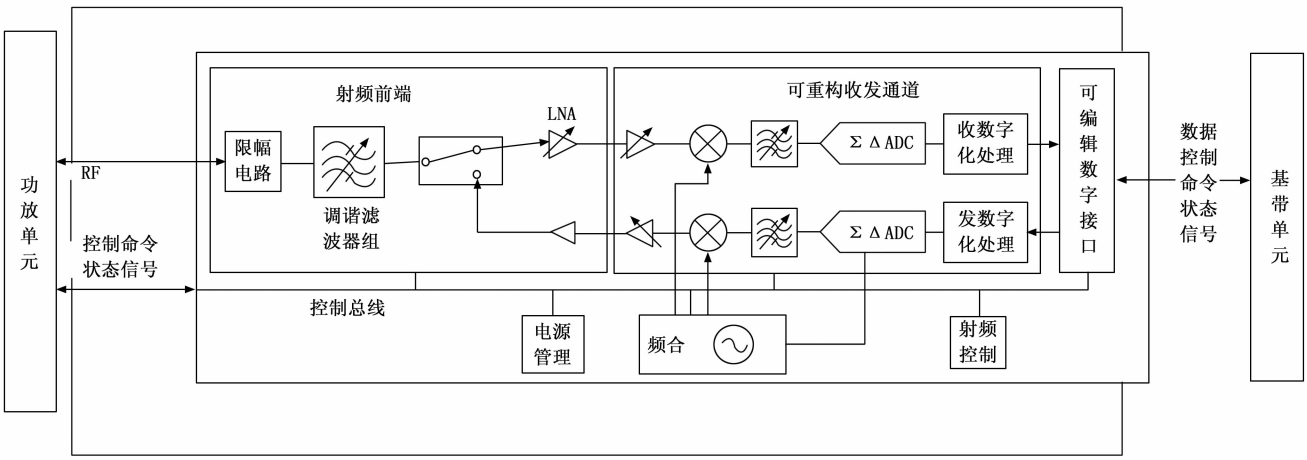

图 12　射频信道单元组成

2）接收时，将来自功放单元的射频信号经过预选滤波放大后，与本振信号进行混频，下变频至模拟基带信号，再经 AD 变换滤波后输出基带单元进行处理；

3）接受基带单元控制，包括工作频率、发射功率、收发控制、自检测试；向基带单元进行状态汇报，包括信道状态、自检结果，以及功放状态；

4）对功放单元进行控制，包括工作频率、发射功率、收发控制；接收功放单元状态信息，包括功率告警、失配告警、温度告警。

射频信道为 30～520 MHz 的信道单元，其组成如图 12 所示，射频接收通道（30～520 MHz 信道）采用超外差架构，虽然这种接收架构因中频的存在带来中频和像频的影响，但有利于提升窄带信道的选择性，以及接收链路的高增益分配；发射通道采用零中频直接变频方式，支持多种带宽灵活配置及重构，有利于设备小型化、宽带化的实现，每个信道单元包含射频控制模块、可重构收发通道模块、射频前端模块、频合模块、电源管理模块。

4　结束语

为满足通信设备能够加载多种波形，硬件平台必须实现通用化和宽带化，因此通信设备采用宽频段、小型化、低功耗的硬件平台技术，面向软件无线电可重构收发信道技术能够解决以上难题，采用数字可重构收发信道方案具有电路形式简单，射频部分只进行射频信号放大、滤波，且便于维修；相对于传统超外差结构省略了两次变频的过程，器件数量较少，符合设备小型化、低功耗和软无架构的要求；发射端杂散电平幅度降低，没有本振相噪的限制，近端噪声降低；电路结构简化能够避免复杂的处理过程对发射波形信号质量的损伤。因此，采用面向软件无线电数字可重构收发信道技术更适合未来基于软件定义的无线电设备采用宽带高速波形的实际应用要求。

参考文献：

[1] 钟鹏飞. 软件通信体系结构核心框架及监控平台设计实现［D］. 成都：电子科技大学，2008.

[2] 陈小凤. 基于 SCA 规范的软件无线电台的研发［D］. 广州：暨南大学，2005.

[3] 罗序梅. 软件无线电关键技术最新进展［J］. 移动通信，2004，14（3）：119－122.

[4] 邓伍华. 基于软件无线电交换网络结构的研究［D］. 哈尔滨：哈尔滨工程大学，2006.

[5] 柴晋强. 基于 USRP 的 U/V 段无线电信号频谱检测系统研究［D］. 太原：中北大学，2020.

[6] 王　芳. 软件无线电发射机的研究［D］. 西安：西安电子科技大学，2008.

[7] 付　杰. 直接合成 U/V 段射频调制信号的高速 DDS 系统研制［D］. 成都：电子科技大学，2017.

[8] 郝立兵，郑文海. 基于专用数字上变频器的中频调制器［J］. 现代电子技术，2011，34（11）：93－96.

[9] 杨小牛，楼才义，徐建良. 软件无线电原理与应用［M］. 北京：电子工业出版社，2001.

[10] 王庆生，基于 SCA 规范的软件无线电系统设计［J］. 现代导航，2012，26（1）：56－60.

[11] 李　霞，赵明生. FPGA 及动态重构技术在软件无线电中的应用［J］. 微型机与应用，2010，29（14）：79－84.

[12] 李晓陆，余　翔. 软件无线电技术及其发展［J］. 移动通信，2009，20（10）：119－122.

[13] 洪锡军，刘献科，张　激. 基于 SCA 的无线通信技术研究［J］. 计算机工程，2005，31（8）：120－122.

[14] 张靖志，郑娜娥，田英华. 基于软件无线电的无线设备指纹识别［J］. 太赫兹科学与电子信息学报，2020，18（1）：72－76.

[15] 董天予. 基于通用计算机的宽带软件无线电平台研究［D］. 南京：东南大学，2019.

[16] 刘影俊. 基于软件无线电平台的探测－通信一体化研究 [D]. 长沙：国防科技大学，2017.
[17] 陈　松. 基于软件无线电平台的可重构数传发射机系统设计 [D]. 哈尔滨：哈尔滨工业大学，2018.
[18] 吴　湛. 基于 SCA 的软件无线电波形建模关键技术研究与实现 [D]. 长沙：湖南大学，2017.
[19] 刘晋东. 基于 FPGA 的软件无线电平台硬件链路的研究与实现 [D]. 北京：北京邮电大学，2013.
[20] 王百戈. 软件无线电接收机设计与实现 [D]. 北京：北京邮电大学，2009.
[21] 袁兵华，张文旭，钟晓康，等. 一种基于 SDR 可重构多通道雷法发射机 [J]. 应用科技，2018，45 (3)：23－27.
[22] 范建华，王晓波，李云洲. 基于软件通信体系结构的软件定义无线电系统 [J]. 清华大学学报：自然科学版，2011，52 (8)：1031－1037.
[23] LIM A O，WANG X D，KADO Y，et al. A hybrid centralized routing protocol for 802.11 s WMNs [J]. Mobile Network Application，2008，13 (2)：117－122.
[24] WU J H，YANG D，CHEN Z P. Design and application of multi-stage reconfigurable signal processing flow on FPGA [J]. Computers and Electrical Engineering，2015，42：1－11.

(上接第 94 页)

参考文献：

[1] 芮迎迎，孔祥勇，刘亚楠，等. 基于 Mask Scoring R-CNN 的齿痕舌象识别 [J]. 中国医学物理学杂志，2021，38 (4)：523－528.
[2] 黄诗茜，王　峰，王晓洒，等. 卷积神经网络在中医舌诊中的应用综述 [J]. 电脑知识与技术，2020，16 (26)：20－22.
[3] 王　玲，林依凡，李　璐. 智能诊疗在舌象研究中的应用进展 [J]. 中华中医药杂志，2021，36 (1)：342－346.
[4] WANG H，ZHANG X，CAI Y. Research on teeth marks recognition in tongue image [C] //中国中西医结合学会诊断专业委员会. 中国中西医结合学会第八届全国诊断学术会议学术论文集，Signal and Information Processing Laboratory Beijing University of Technology，2014：291－295.
[5] 李剑锋，李乃民，王宽全，等. 中医舌象中舌齿痕的特征提取 [C] //中国中西医结合学会. 中国中西医结合学会诊断专业委员会 2009’年会论文集，哈尔滨工业大学计算机学院；中国人民解放军第 211 医院，2009：6.
[6] 钟少丹，韦玉科，谢铮桂. 齿痕舌像自动分割的方法 [J]. 计算机技术与发展，2009，19 (1)：245－247.
[7] 金芬芳. 齿痕舌的现代研究概况 (综述) [J]. 北京中医药大学学报，2002 (1)：57－59.
[8] 王一丁，孙常浩，崔家礼，等. 基于深度学习的舌裂分割算法研究 [J]. 世界科学技术－中医药现代化，2021，23 (9)：3065－3073.
[9] 邹莲湘. 浅议舌裂 [J]. 天津中医，1994 (1)：33.
[10] LI X，ZHANG Y，CUI Q，et al. Tooth-marked tongue recognition using multiple instance learning and CNN features [J]. IEEE Transactions on Cybernetics，2018，49 (2)：380－387.
[11] HU J，YAN Z，JIANG J. Classification of fissured tongue images using deep neural networks [J]. Technology and Health Care，2022：1－13.
[12] WENG H，LI L，LEI H，et al. A weakly supervised tooth-mark and crack detection method in tongue image [J]. Concurrency and Computation：Practice and Experience，2021，33 (16)：e6262.
[13] REZATOFIGHI H，TSOI N，GWAK J Y，et al. Generalized intersection over union：a metric and a loss for bounding box regression [C] //Proceedings of the IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition，2019：658－666.
[14] ZHANG Y F，REN W，ZHANG Z，et al. Focal and efficient IOU loss for accurate bounding box regression [J]. Neurocomputing，2022，506：146－157.
[15] GIRSHICK R，DONAHUE J，DARRELL T，et al. Rich feature hierarchies for accurate object detection and semantic segmentation [C] //Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition，2014：580－587.
[16] LIU W，ANGUELOV D，ERHAN D，et al. SSD：Single shot multibox detector [C] //Computer Vision-ECCV 2016：14th European Conference，Amsterdam，The Netherlands，Proceedings，Part I 14. Springer International Publishing，2016：21－37.
[17] REDMON J，DIVVALA S，GIRSHICK R，et al. You only look once：unified，real-time object detection [C] //Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition，2016：779－788.
[18] 赵永强，饶　元，董世鹏，等. 深度学习目标检测方法综述 [J]. 中国图象图形学报，2020，25 (4)：629－654.
[19] 张　顺，龚怡宏，王进军. 深度卷积神经网络的发展及其在计算机视觉领域的应用 [J]. 计算机学报，2019，42 (3)：453－482.
[20] YANG L，ZHANG R Y，LI L，et al. Simam：a simple，parameter-free attention module for convolutional neural networks [C] //International Conference on Machine Learning，PMLR，2021：11863－11874.
[21] PARK J，WOO S，LEE J Y，et al. Bam：bottleneck attention module [J]. Arxiv Preprint Arxiv，2018，1807.06514.
[22] JIANG B，LUO R，MAO J，et al. Acquisition of localization confidence for accurate object detection [C] //Proceedings of the European Conference on Computer Vision (ECCV)，2018：784－799.