

短波数字信道化通信探测一体化快速建链方法

李国军^{1,2}, 向翠玲^{1,2}, 叶昌荣^{1,2,3}, 王尊立²

(1. 重庆邮电大学光电工程学院/重庆国际半导体学院, 重庆 400065; 2. 重庆邮电大学超视距可信信息传输研究所, 重庆 400065;
3. 重庆邮电大学光电信息感测与传输技术重庆市重点实验室博士后科研工作站, 重庆 400065)

摘要: 针对短波通信传统自动链路建立技术选频准确性低、建链效率低、资源利用率低等问题, 提出一种基于短波数字信道化接收的通信探测一体化快速建链方法。利用数字信道化技术实现短波全频段并行接收。设计了通信探测一体化波形, 解决建链过程中波形切换带来的时间冗余和设备兼容问题。设计了探测即建链的快速建链方案, 实现复杂电磁环境下的快速稳健通联。实测结果表明, 信道化结构能够增强建链系统的接收性能, 建链方案相较于传统建链方案有明显优势, 信道参数估计方法有较高的估计精度, 验证了所提方法在真实短波信道环境的适用性。

关键词: 短波通信; 数字信道化; 快速建链; 通信探测一体化; 信道参数估计

中图分类号: TN925

文献标志码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2023001

Fast link-establishment method of integrated of communication and detection based on short-wave digital channelization

LI Guojun^{1,2}, XIANG Cuiling^{1,2}, YE Changrong^{1,2,3}, WANG Zunli²

1. School of Optoelectronic Engineering & Chongqing International Semiconductor Institute College, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China

2. Lab of Beyond LOS Reliable Information Transmission, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China

3. Postdoctoral Research Workstation of Chongqing Key Laboratory of Optoelectronic Information Sensing and Transmission Technology, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China

Abstract: A link-establishment method based on short-wave digital channelized receiver was proposed for the traditional automatic link establishment technology in short-wave communications with the low accuracy of frequency selection, low efficiency of link establishment, and low utilization of resources, etc. The parallel receiving mechanism for full frequency band in short-wave communications was realized by using digital channelization. An integrated waveform of communication and detection was designed to deal with the time redundancy and equipment compatibility problems caused by waveform switching during link establishment. A fast link-establishment method was designed, to achieve a fast and robust connection in complex electromagnetic environments. The results show that the channelized structure can enhance the receiving performance of the link-establishment system, the link-establishment method has obvious advantages, channel parameter estimation method has a high estimation accuracy compared to the traditional link-establishment method and the applicability of the proposed method in practical short-wave channel environment is verified.

Keywords: short-wave communications, digital channelization, fast link-establishment, integrated communication and detection, channel parameter estimation

收稿日期: 2022-07-27; 修回日期: 2022-10-25

通信作者: 叶昌荣, yecr@cqupt.edu.cn

基金项目: 国家重点研发计划基金资助项目 (No.2019YFC1511300, No.2019YFC1511301, No.2019YFC1511303, No.2019YFC1511305); 国家自然科学基金资助项目 (No.U22A2006); 重庆市基础研究与前沿探索基金资助项目 (No.cstc2021ycjh-bgzxm0072)

Foundation Items: The National Key Research and Development Program of China (No.2019YFC1511300, No.2019YFC1511301, No.2019YFC1511303, No.2019YFC1511305), The National Natural Science Foundation of China (No.U22A2006), Chongqing Basic Research and Frontier Exploration Project (No.cstc2021ycjh-bgzxm0072)

0 引言

短波通信作为一种重要的通信手段，由于其灵活性高、抗摧毁能力强、通信传输距离远等优点，广泛应用于航海、海空和抢险救灾等领域^[1]。然而，为了适应电离层的时变色散特性，短波通信必须根据信道的变化而实时改变通信频率^[2]。随着通信技术的发展，出现了自动链路建立(ALE, automatic link establishment)概念，即通过探测信号对信道参数进行估计，完成信道质量评估，选择最佳工作频率建立链路，保证通信性能^[3]。

针对传统 ALE 技术存在的探测与建链具有分离性、建链主呼方等待驻留信道时间过长以及过度依赖长期预测模型等问题，文献[4]引入了数字信道化接收机，使接收方具有宽窗口接收能力，提高了探测与信号分析的速度。然后采用探测后即建链的策略，提高了建链的时效性和可靠性。文献[5]在文献[4]的基础上提出了一种信道化接收机多信道组扫描驻留方法，实现短波全频段覆盖的快速建链。文献[6]围绕短波宽带化，针对不同业务需求，选择合适的波形和宽带信道用于链路的建立，提高了短波宽带信道的建链成功率。

在长期的实际应用中，研究者发现 2G-ALE 技术在组网能力、建链开销和频率资源利用率上存在不足^[7-8]。1999 年，3G-ALE 出现，通过实时频谱感知技术获取可用频率对信道进行实时探测与自动链路建立^[9-10]。在传输过程中，短波信号场强不断减弱。因此，短波最佳工作频率的选择是决定短波通信性能的关键性因素之一，是保障通信性能的重要措施^[11]。短波信道的多径现象造成快衰落，而快衰落具有明显的频率选择性，同时短波信道的时变特性造成电磁波频率的变化。因而在通信过程中需要不断更新最优频率，避免因为快衰落而造成信噪比和系统误码率均降低的现象^[12]。对短波通信频段内多路频点信号进行接收、识别，需要部署大量的短波窄带接收机，每个接收机在不同的频点上进行侦测。这种方法存在成本高、灵活性差、功耗大等问题^[13]。国外厂商 R&S 和 RADIXON 也分别推出了各自的短波信道化接收机产品，该产品具备短波全频段覆盖和接收的基础功能^[14]。2019 年，张龙^[15]也针对上述问题，通过信道组划分扫描的方式，实现了短波全频段接收，但无法做到短波全频段实时接收。

以上方法使用的短波数字信道化接收机存在资源消耗大、成本高等缺点，并且没有进一步探讨信道化结构对系统接收性能带来的影响。在建链流程不同阶段，设计使用不同特性的突发波形，存在时间冗余和设备兼容等问题。在快速建链方案论证方面，缺乏真实短波信道环境下的数据支撑。

本文从系统集成度以及设备适配兼容的角度出发，增强建链系统的连通率和稳定性，实现全频段信道化接收、多通道并行处理，提出一种短波数字信道化通信探测一体化快速建链方法。首先，本文设计了一种基于线性调频(LFM, linear frequency modulation)信号的通信探测一体化波形；然后，详细阐述了信道参数估计方法以及通信数据的解调译码，并给出了通信探测一体化快速建链流程；最后，通过仿真和实测验证了该方法在真实信道环境的适用性。

1 基于短波数字信道化的快速建链系统

本文以数字信道化技术、通信探测一体化波形为基础，设计了如图 1 所示的快速建链系统，系统由短波电台、通信控制器以及上层应用程序组成。

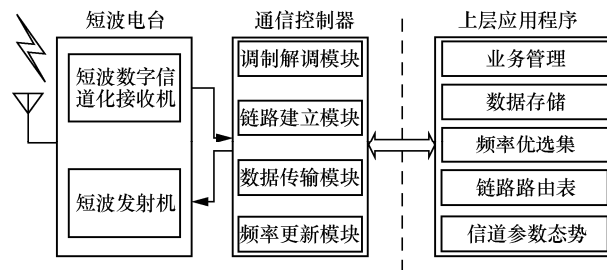


图 1 快速建链系统

短波电台通过引入短波数字信道化接收机，可实现多个短波信道的并行探测，大幅缩短链路建立时间，实现用户间的快速建链和实时建链。通信控制器主要实现物理层和数据链路层的功能，在复杂多变的信道环境下实现快速链路建立。上层应用程序可以为组网用户提供频率优选集、链路路由表和信道参数态势等信息，控制建链系统的稳定运行，完成通信双方的各种业务管理。

在快速建链系统中，利用通信探测一体化波形同时进行通信与探测，进行实时信道质量评估的同时，携带描述信道质量的参数和有效建链信息完成快速链路建立。接收机解调模块流程如图 2 所示，

接收信号经过数字信道化处理均匀划分为多路子信道，首先对每路子信道进行同步捕获，对存在目标信号的子信道进行下一步的信道参数估计和通信数据的解调译码。

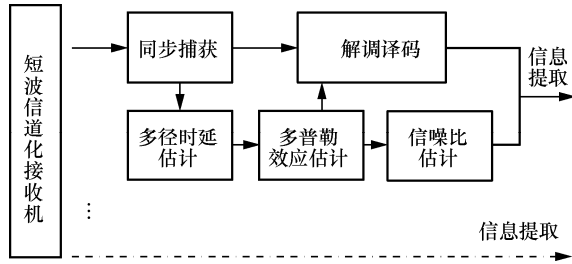


图2 接收机解调模块流程

信道参数估计包括多径时延估计、多普勒频效应估计以及信噪比估计。信道参数估计数据可为后续的频率优选集、链路路由表以及信道参数态势提供可靠的数据支撑。解调译码后的通信数据根据 ALE 流程和协议数据单元 (PDU, protocol data unit)，在建链各阶段携带相应的数据信息共同完成可靠的链路建立过程。

2 本文方法设计

2.1 建链流程对比

传统建链过程如图 3 所示。传统链路建立中，频率管理和链路建立在时间上是错开的，交互过多，探测时间过长。通常在系统闲暇时进行信道探测，选出可用频率。需要建链时再在可用频率发送呼叫 PDU，得到被呼方应答后，主呼方再转至业务信道发送业务申请，得到被呼方的确认信号，链路才得以建立，同时选出链路通常非最优。

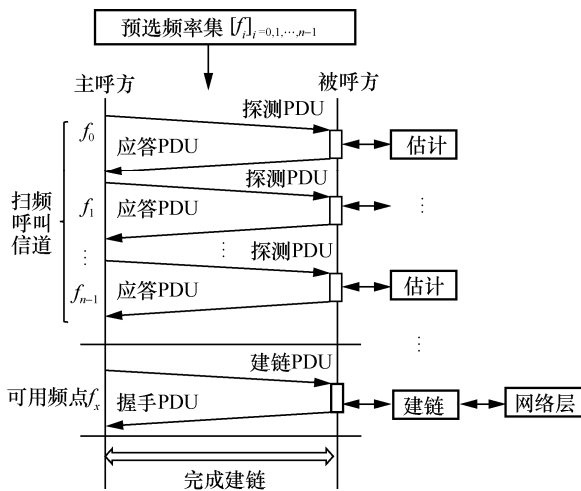


图3 传统建链过程

本文方案建链过程如图 4 所示。从图 4 可以看出，本文设计的建链方案计算并行度高，具备硬件加速、全频段信道化接收、多通道并行处理的能力。

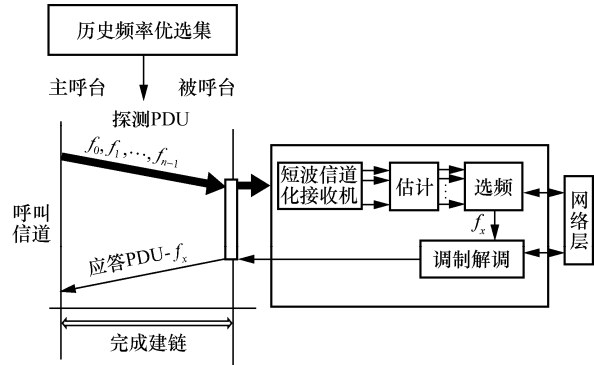


图4 本文方案建链过程

2.2 短波数字信道化接收机技术

随着传输业务需求的增多和传输速率需求的增大，宽带业务在短波通信中应运而生^[16]。

多相滤波离散傅里叶变换 (DFT, discrete Fourier transform) 数字信道化结构是一种高效的数字信道化接收结构，它能够在接收带宽范围内实现全概率接收^[17]，并且结合了多相滤波与 DFT 技术，大大降低了运算量，便于在工程中实现。

多相滤波 DFT 数字信道化结构的数学为

$$y_k(m) = \sum_{p=0}^{D-1} \{x_p(m)(-1)^m\} * h_p(m) e^{-j\frac{\pi p}{D}} e^{-j\frac{2\pi}{D}kp} = \text{DFT} \left\{ [x_p(m)(-1)^m] * h_p(m) e^{-j\frac{\pi p}{D}} \right\} \quad (1)$$

其中， $k=0,1,2,\dots,D-1$ 为信道数、 D 为正整数指抽取倍数、 $p=0,1,2,\dots,D-1$ 为信道编号，表示滤波器分组情况。 $x_p(m)$ 为输入信号进行抽取后的结果， $h_p(m)$ 为多相滤波结构的分支滤波器。多相滤波 DFT 数字信道化结构如图 5 所示。每路子信道抽取器 $D \downarrow$ 已经位于滤波器 ($h_0(m), h_1(m), \dots, h_{D-1}(m)$) 之前，且每个滤波器不再是原型低通滤波器，而是该滤波器的多相分量，运算量降为原来的 $\frac{1}{D}$ 。

本文在宽带短波通信和第三代 ALE 技术的基础上，设计能实时获取多路信号的短波全频段数字信道化接收机，设计指标为瞬时处理带宽为 24.576 MHz，实时获取 1 024 路子信道，每路子信道带宽为 24 kHz。短波数字信道化接收机结构如图 6 所示。

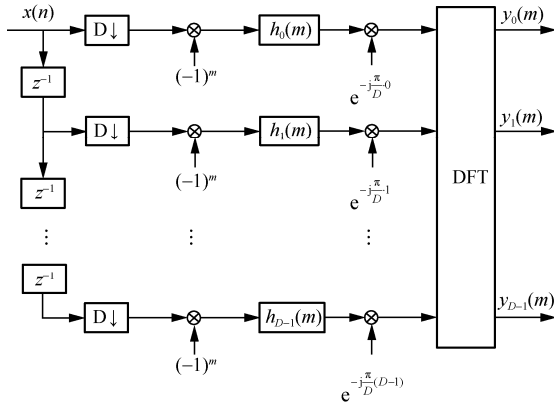


图 5 多相滤波 DFT 数字信道化结构

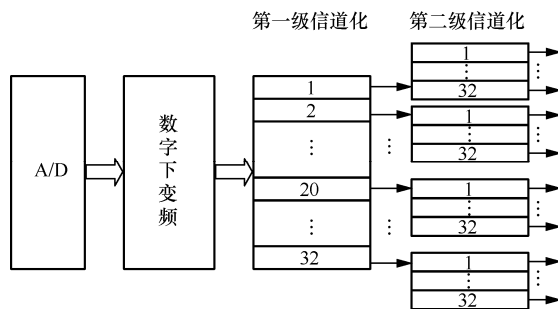


图 6 短波数字信道化接收机结构

数字信号通过数字下变频模块的混频和滤波抽取，得到采样率为 24.576 MHz、带宽范围为 -12.288~12.288 MHz 的宽带信号。设计能实现 1 024 路子信道均匀划分的两级信道化级联结构，每一级信道化划分 32 路子信道，第一级信道化后每路子信道带宽为 768 kHz，第二级信道化后每路子信道带宽为 24 kHz。

在数字信道化接收机接收过程中，由于所设计的原型低通滤波器并不是理想的，会存在一定的过渡带。根据图 7 所示的子信道划分方式可以看出，每级子信道划分的相邻信道之间会存在覆盖的盲区。本文通过研究信道参数估计技术，弥补了处于盲区的信道化结构带来的衰减影响，对短波信道的差异化特性进行准确描述。

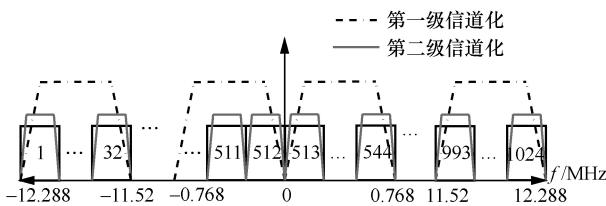


图 7 子信道划分方式

采用多级信道化级联结构，每级信道化结构的过渡带归一化数字频率远小于只使用单级信道化

结构的情况，能够大大降低信道化结构中滤波器的阶数，从而降低对计算量的要求，提高了输出结果的实时性。DFT 运算可以通过快速傅里叶变换(FFT, fast Fourier transform)进行替代，大大降低运算量，提高信道化结构的实时处理能力。

2.3 通信探测一体化波形设计

LFM 信号具有产生容易、时间带宽积大、抗干扰能力强等特点，特别是在抑制多普勒效应和多径效应方面具有良好的性能^[17]。

典型的 LFM 信号数学表达式为

$$s(t) = A_0 e^{j(2\pi f_0 t + \pi k t^2)}, -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} \quad (2)$$

其中， A_0 为信号幅度， f_0 为信号载频， $k = \frac{B}{T}$ 为调频斜率， B 为信号带宽， T 为信号持续时间，也称为脉冲宽度。对于 LFM 信号，当 $k > 0$ 时，其瞬时频率随时间呈线性增加，称为上调频 LFM 信号；反之，其瞬时频率随时间呈线性减小，称为下调频 LFM 信号。

图 8 给出了通信探测一体化波形帧结构。根据短波数字信道化接收机设置指标，设计同步前导信号由 3 个带宽为 20 kHz、脉宽为 12 ms 的 LFM 信号构成，同时包含上下调频 LFM 信号。同步头 1 和同步头 2 为上调频 LFM 信号，用于信号的同步捕获和多径时延估计。同步头 3 为下调频 LFM 信号，与同步头 2 共同用于信号的多普勒频率偏移估计，整个同步前导信号还可用于信噪比估计。发送信号产生流程如图 9 所示。图 9 中给出的数据信息中包含 32 bit 有效信息。32 bit 有效信息依次添加 4 bit 循环冗余校验 (CRC, cyclic redundancy check) 码，再进行 RS(15,9) 编码，数据编码成 60 bit。最后进行基于二进制正交键控 (BOK, binary orthogonal keying) 的 LFM-BOK 调制生成基带信号^[18]，组成数据信息序列。其中，每个数据信息码元的带宽为 20 kHz，脉宽为 3 ms。

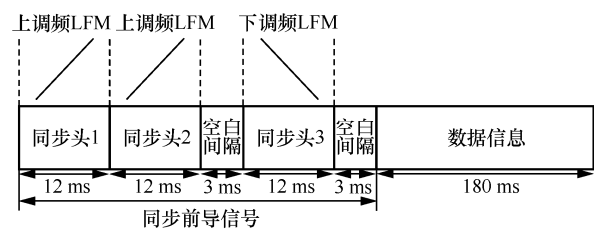


图 8 通信探测一体化波形帧结构

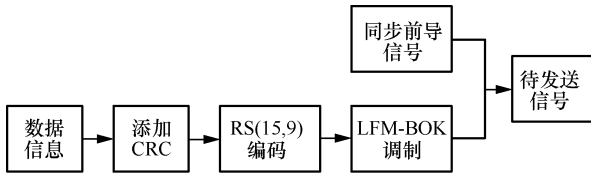


图 9 发送信号产生流程

2.4 信道参数估计与数据信息的解调译码

首先对每路子信道的信号进行同步捕获，然后对存在目标信号的子信道进行下一步的信道参数估计和通信数据的解调译码。

1) 同步捕获

LFM 信号经过匹配滤波器的输出可表示为^[19]

$$y_o(t) = r(t) \otimes h(t) =$$

$$AA_r T \frac{\sin \left[\pi B(t - (\tau + T)) \left[1 - \frac{|t - (\tau + T)|}{T} \right] \right]}{\pi B(t - (\tau + T))} e^{j2\pi f_0(t - (\tau + T))} \quad (3)$$

其中， A 、 A_r 分别为匹配滤波冲激响应和接收信号的幅值。从式(3)可以看出，LFM 信号经过匹配滤波器的输出具有和 sinc 函数类似的脉冲压缩特性，从而可将输入的低峰值功率的 LFM 信号转换成一个能量集中于很短时间内具有高峰值功率的输出信号，再通过恒虚警率（CFAR, constant false alarm rate）与最佳采样时刻调整实现信号的同步捕获，恒虚警率阈值设置为 0.03。当 2 个脉冲峰值之间的采样点数对应同步头 1 和同步头 2 之间的长度时，可以认为捕获到了同步前导信号，便可以得到同步前导信号的起始位置。

2) 多径时延估计

在信号进行同步捕获后，可以同时利用匹配滤波输出结果对多径时延进行估计。将多径脉冲间的采样点数差 Δd 乘以采样间隔 $\frac{1}{f_s}$ ，即可得到多径时延差，表示为

$$\Delta \tau = \frac{\Delta d}{f_s} \quad (4)$$

按此方法得出的时延估计值只可能是 $\frac{1}{f_s}$ 的整数倍，对于 $f_s = 24 \text{ kHz}$ ，有 $\frac{1}{f_s} = 0.04167 \text{ ms}$ ，误差在可接受范围内。

3) 多普勒频率偏移估计

假设接收到的 LFM 信号相对于发送信号的频

偏估计为 f_d ，其经过匹配滤波器后输出表达式为^[17]

$$y_o(t) = AA_r T \frac{\sin \left[\pi B \left(t - (\tau + T) + \frac{f_d}{k} \right) \left(1 - \frac{|t - (\tau + T)|}{T} \right) \right]}{\pi B \left(t - (\tau + T) + \frac{f_d}{k} \right)} e^{j2\pi(f_0 + f_d)(t - (\tau + T))} \quad (5)$$

从理论推导可以看出，频偏使匹配滤波器输出脉冲主峰出现时刻发生偏移，偏移量为 $\Delta t_d = \frac{f_d}{k}$ 。

采用调频斜率相反，带宽、脉宽相同的 LFM 信号，即同步头 2 和同步头 3，对于同一多普勒频率偏移，匹配滤波后的结果将相对于无多普勒频率偏移时超前或滞后。利用上下调频匹配滤波后产生的正负 2 个脉冲，进而计算两者相关最大值的间隔求得多普勒频率偏移估计值，表达式为

$$\Delta f = \frac{\Delta d_f}{2} \frac{k}{f_s} \quad (6)$$

其中， Δd_f 为 2 个脉冲峰值之间的采样点差减去无多普勒频率偏移时 2 个 LFM 信号之间的采样点差。

为了进一步提高频偏估计的精度，下面介绍一种基于相关试探的频偏估计法。具体步骤如下。

步骤 1 n 初始化为 0，设定频偏估计步进值 f_α ，设定频偏值为 $f_{\text{est}} = \left(\Delta f - \frac{k}{4f_s} \right)$ ，其中 Δf 为频偏初步估计值。

步骤 2 将 f_{est} 分别加入上下调频匹配滤波的冲激响应中，计算同步前导信号经过上下调频匹配滤波后的结果。

步骤 3 $n = n + 1$ 。若 $nf_\alpha > \frac{k}{2f_s}$ ，则转至步骤 4；否则更新 $f_{\text{est}} = \left(\Delta f - \frac{k}{4f_s} \right) + nf_\alpha$ ，返回步骤 2。

步骤 4 取上下调频匹配滤波后脉压值最大时对应的频偏值作为频偏估计值。

4) 信噪比估计

假设经过短波信道的信号多径数为典型值两径，通过信道化接收和频偏校正后的 LFM 信号 $s(n)$ 经过匹配滤波器后的输出可表示为（忽略噪声项）

$$y_o(n) = A\alpha_1' T \frac{\sin \left[\pi B \left(nT_s - T + \frac{f_d}{k} \right) \left(1 - \frac{|nT_s - T|}{T} \right) \right]}{\pi B \left(nT_s - T + \frac{f_d}{k} \right)} \cdot e^{j2\pi f_d(nT_s - T)} + A\alpha_2' T \cdot \frac{\sin \left[\pi B \left((n-D)T_s - T + \frac{f_d}{k} \right) \left(1 - \frac{|(n-D)T_s - T|}{T} \right) \right]}{\pi B \left((n-D)T_s - T + \frac{f_d}{k} \right)} \cdot e^{j2\pi f_d((n-D)T_s - T)} \quad (7)$$

其中, $\alpha_1' = \alpha_1 e^{j\Delta\phi_1}$, $\alpha_2' = \alpha_2 e^{j\Delta\phi_2}$, α_1 和 α_2 分别为主径和次径经过信道和信道化结构的增益, $\Delta\phi_1$ 和 $\Delta\phi_2$ 分别为主径和次径经过信道和信道化结构带来的相位偏移, f_d 为频偏校正后存在的频偏估计误差, $D = \frac{\tau}{T_s}$, τ 为第二条径的时延。

因为存在频偏估计误差 f_d , 加上信道化结构带来的影响, 会出现频谱泄露的情况。下面介绍一种基于迭代匹配滤波的信噪比估计方法。具体步骤如下。

步骤 1 k 初始化为 0, $s_k(n) = s(n)$ 。

步骤 2 A 和 T 均已知, 根据多径时延估计结果以及 $s_k(n)$ 经过匹配滤波后的输出, 得到 α_1' 和 α_2' , 并加在本地序列的 LFM 信号中, 即

$$s_l(n) = \alpha_1' e^{j(\pi k(nT_s)^2)} + \alpha_2' e^{j(\pi k(n-D)T_s)^2} \quad (8)$$

步骤 3 $k = k + 1$, $s_k(n) = s_{k-1}(n) - s_l(n)$ 。如果依然可以捕获 $s_k(n)$ 经过匹配滤波输出的脉冲峰值, 说明此时得到的信号仍然存在信号分量, 返回步骤 2; 若无法捕获匹配滤波器输出的结果, 则转至步骤 4。

步骤 4 此时得到的信号 $s_k(n)$ 可视为只存在噪声分量, 计算得到噪声功率 P_n , 信噪比估计值为

$$\text{SNR}_{\text{dB}} = 10 \lg \left(\frac{P_{s+n} - P_n}{P_n} \right) \quad (9)$$

5) 基于散射函数的信道参数估计方法

散射函数中能量的分布与信道多径效应、多普勒效应都密切相关^[20]。

基于散射函数的信道参数估计流程如图 10 所示。首先, 将接收机接收到的信号序列与本地保存的已知信号序列副本进行相关运算。利用相关函数完成信道冲激响应的估计。再对得到的信道冲激响应矩阵进行自相关运算, 并对得到的自相关函数进行快速傅里叶变换即可得到信道的散射函数, 进而求得所需要的信道参数信息。

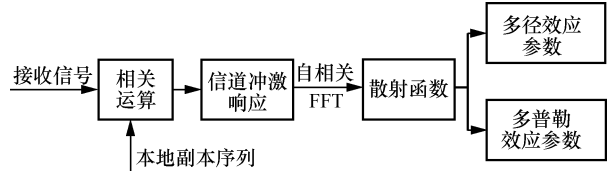


图 10 基于散射函数的信道参数估计流程

散射函数可以表示能量在时延轴和频率轴上的散布, 其实质是一个二维的功率谱密度函数。它与多径时延、多普勒频率偏移和多普勒扩展有关, 是一种展示信号能量分布的图形化方法^[20]。在传播路径为 2 条、路径相对时延为 2 ms、多普勒扩展均为 1 Hz、多普勒频率偏移均为 1 Hz 的短波信道条件下, 对基于散射函数的信道参数估计方法进行仿真分析, 信道散射函数仿真如图 11 所示。

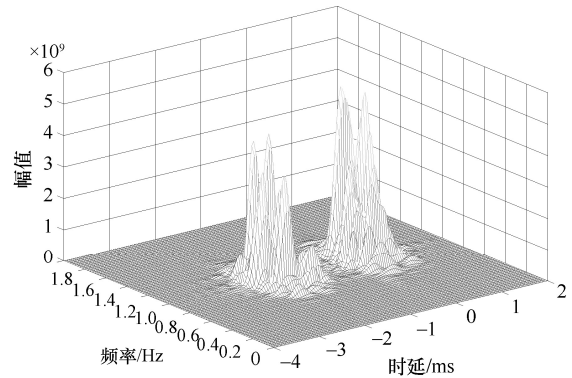


图 11 信道散射函数仿真

通过散射函数可得到功率时延谱以及多普勒功率谱。通过功率时延谱可得到信号传播路径数目、多径时延、时延扩展。通过多普勒功率谱可得到信道对各径信号造成的多普勒频率偏移与多普勒扩展。

6) 数据信息的解调译码

LFM-BOK 调制利用 LFM 信号的扫频特性, 对上、下调频 LFM 信号进行信息携带处理, 达到信号调制的目的。使用上调频 LFM 信号表示“1”, 使用下调频 LFM 信号表示“0”。

在当前子信道信号同步捕获之后, 采用图 9 所示的匹配滤波解调法对数据信息进行解调译码。以上调频 LFM 信号为例, 当信号经过相应的上调频匹配滤波器时, 输出得到一个窄脉冲。而当经过下调频匹配滤波器时, 得到的是一个均匀分布的低幅度值^[21]。再通过峰值位置的抽样判决, 比较两支路判决就能恢复出信码“1”。接收机匹配滤波解调如图 12 所示。

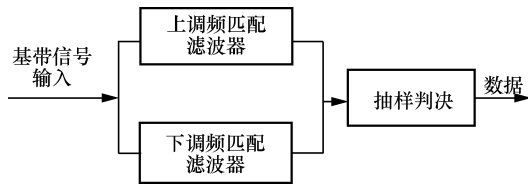


图 12 接收机匹配滤波解调

2.5 快速建链流程

主呼方通过长期频率预测集选出多个频率点进行信道探测，完成对所选频率的双向信道质量评估。再根据双向信道质量评估结果组合建链频率优选集，选择最合适的链路采用三次握手的方式进行建链。快速建链流程如图 13 所示。

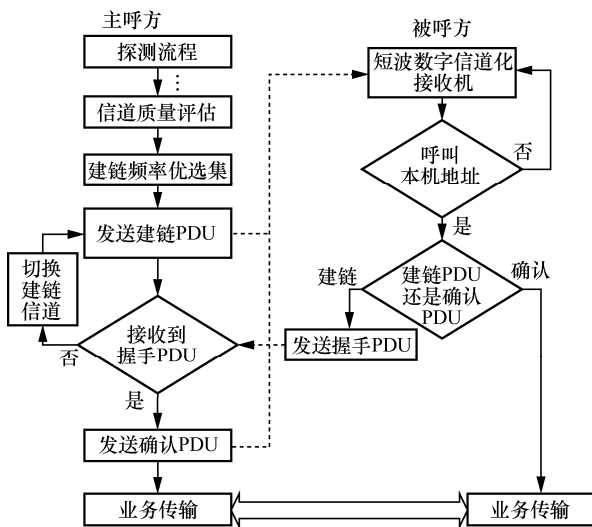


图 13 快速建链流程

图 13 中，主呼方发送建链 PDU，并等待应答。被呼方收到建链 PDU 后，根据台站状态选择是否发送握手 PDU。若主呼方收到握手 PDU，则发送确认 PDU，引导双方完成通信链路的建立；否则，认为建链失败。当本次建链失败时，可从次建链信道上继续发起建链。

在 3G-ALE 同步建链模式下^[22]，台站在每个信道上扫描侦听的停留时间为 5.4 s，并将这 5.4 s 等分为 6 个时隙，每个时隙的时间是 900 ms。据实验和经验表明，在 10~600 s 范围内，电离层可认为具备平稳性。因此，总探测持续时间需要限制在 600 s 内，连续生成 100 个通信探测一体化感知信号，其中每个信号之间无间隔，信号总长度为 22.2 s。其中，电台切换收发状态时间为 50 ms，建链 PDU、握手 PDU 以及确认 PDU 占用时间的均为 222 ms。在当前建链信道为可通信道时，建链所需时间为 0.816 s。

3 实验与仿真

3.1 短波数字信道化接收机仿真分析

本文仿真中使用的短波信道参数参照中纬度恶劣短波信道建议参数，即传播路径为 2 条。2 条路径的相对时延为 2 ms，多普勒扩展均为 1 Hz，多普勒频率偏移均为 1 Hz。本文所有仿真中使用的信号为 2.3 节中设计的通信探测一体化信号。后文所有仿真将不再对所使用信号和短波信道参数进行赘述。

首先对本文设计的短波数字信道化接收机进行仿真验证，分别在中心频率为 14.532 MHz、14.556 MHz、14.868 MHz、14.892 MHz、14.916 MHz、14.940 MHz 上生成 6 个发送信号，其中中心频率对应第一级信道化后的第 16 子信道，第二级信道化后的第 481、482、495~498 子信道。在无噪声的情况下，对仿真信号添加随机时延，经短波数字信道化接收机接收处理后的信号时频如图 14 所示。

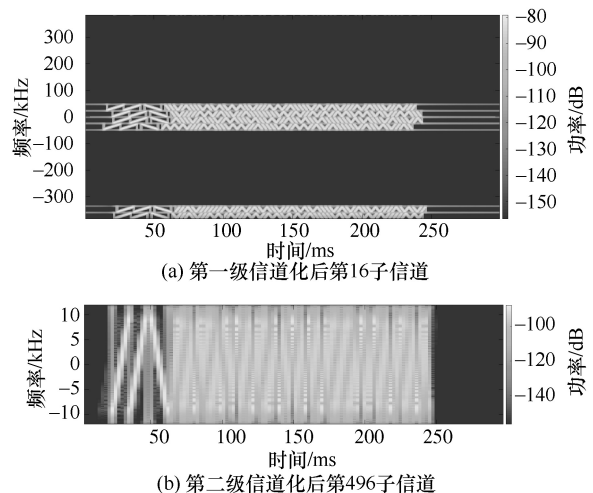


图 14 经短波数字信道化接收机接收处理后的信号时频

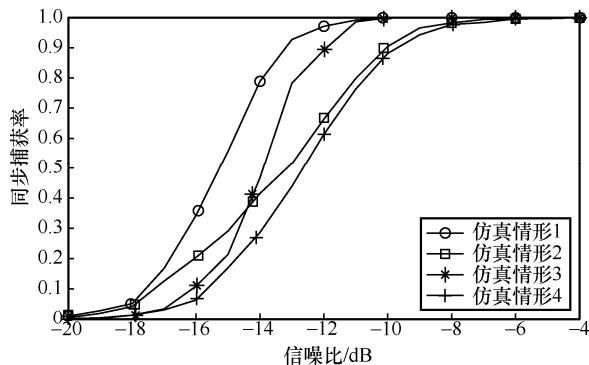
通过图 14 可以观察到，经短波数字信道化接收机接收处理后，在相应的子信道上能够准确接收到通信探测一体化信号，验证了本文所设计的短波数字信道化接收机的正确性。

接下来，对快速建链系统的接收性能进行仿真分析，4 种仿真情形如表 1 所示。

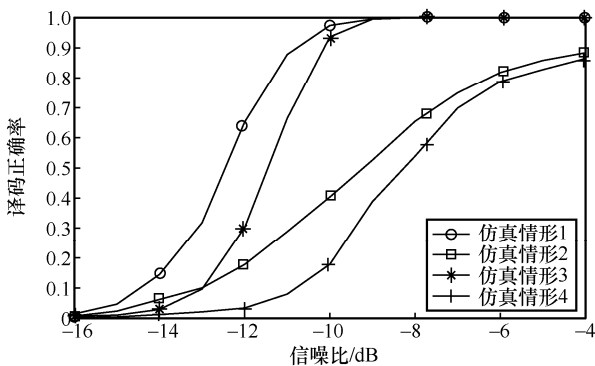
将已编码的信息正确恢复为原信息的百分比称为译码正确率。检测捕获目标信号，并实现收发端的同步的比例称为同步捕获率。在低信噪比条件下，对 4 种仿真情形的同步捕获率和译码正确率进行仿真，实验仿真时每个信噪比下进行蒙特卡罗实验的次数为 1 000 次，结果如图 15 所示。

表 1 仿真情形

仿真情形	信道条件	发送机	接收机
1	AWGN 信道	在短波数字信道化接收机每路子信道中心频率点上, 同时生成发送 1 024 个信号	短波数字信道化接收机接收处理
2	短波标准信道	在短波数字信道化接收机每路子信道中心频率点上, 同时生成发送 1 024 个信号	短波数字信道化接收机接收处理
3	AWGN 信道	在基带上依次生成发送 1 024 个信号	不使用短波数字信道化接收机接收处理
4	短波标准信道	在基带上依次生成发送 1 024 个信号	不使用短波数字信道化接收机接收处理



(a) 低信噪比下的同步捕获率



(b) 低信噪比下的译码正确率

图 15 低信噪比下的同步捕获率和译码正确率

从图 15 中可以看出, 当信号经过加性白高斯噪声 (AWGN) 信道时, 使用短波数字信道化接收机可以大大提升在低信噪比下的同步捕获概率和译码正确率。当信号经过短波信道时, 虽然其接收性能有所下降, 但使用短波数字信道化接收机依然可以提升接收性能。信道化结构能够有效抑制子信道带宽外的噪声并提升信号的信噪比, 且本文使用的多级信道化相比单级信道化能适应更低的信噪比。

在仿真情形 1 条件下, 观察在信噪比为 -12 dB 时每个子信道接收数据信息的误码率, 如图 16 所示。

从图 16 中可以看出, 部分子信道的误码率要明显高于其他子信道。这是由于数字下变频和第一级信道化划分过程中使用的原型低通滤波器并不是理想的, 其存在的过渡带会造成这些子信道的信号

发生衰减, 从而影响这些子信道在低信噪比情况下的接收性能。按照上述信道化滤波器结构带来的影响, 将子信道划分为 3 个区域, 如表 2 所示。

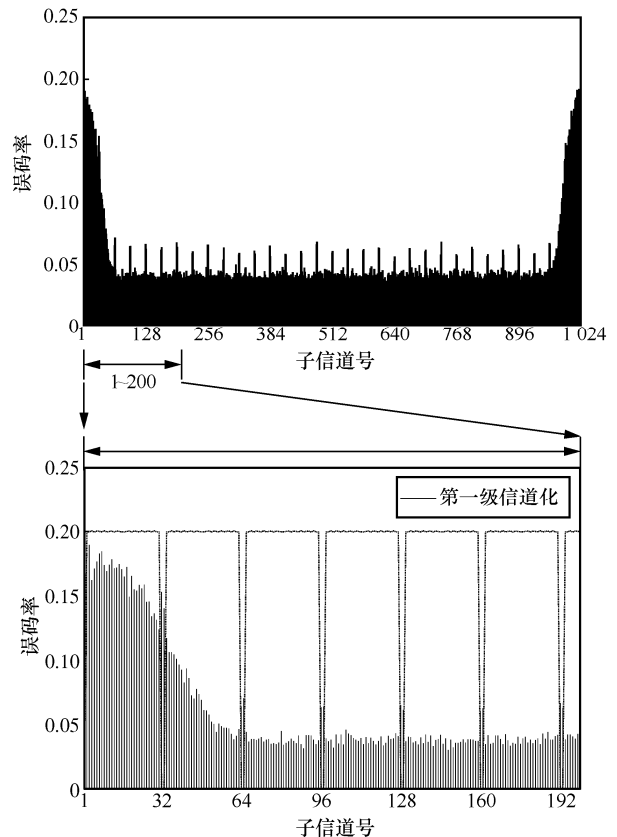


图 16 信噪比为 -12 dB 时每个子信道与误码率的关系

表 2 子信道划分

区域	子信道号	分类特性
A	1~65, 960~1 024	受数字下变频和第一级信道化滤波器过渡带影响
B	32n, 32n+1 n ∈ {3, 4, 5, ..., 29}	仅受第一级信道化滤波器过渡带影响
C	其他	没有受到滤波器过渡带影响

在仿真情形 1 条件下, 按照表 2 所示的子信道划分方式将 3 个区域的误码率进一步融合, 观察不同区域子信道误码率随信噪比的变化关系, 如图 17 所示。

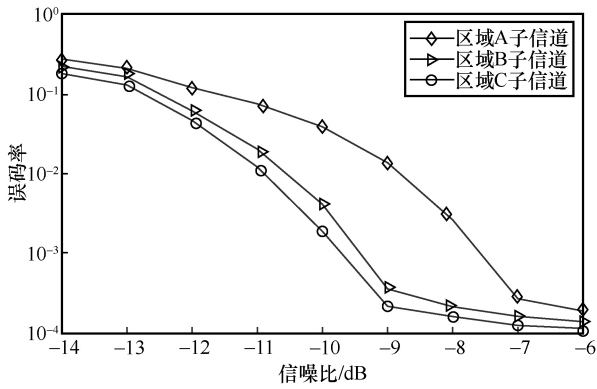


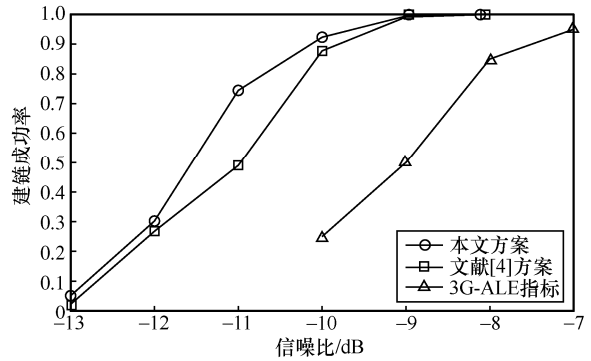
图 17 不同区域子信道误码率与信噪比的变化关系

从图 17 中可以看出，在 10^{-3} 级误码率时，处于区域 C 的子信道较区域 A 和区域 B 信噪比改善分别约 2.2 dB 和 0.3 dB。处于区域 C 的子信道在接收性能上要优于其他 2 个区域的子信道，其中处于区域 A 的子信道接收性能最差。当信噪比小于 -9 dB 时，优先选择区域 C 的子信道作为接收子信道。当信噪比大于 -7 dB 时，3 个区域的误码率都到了可以接受的量级，都可以作为接收子信道。

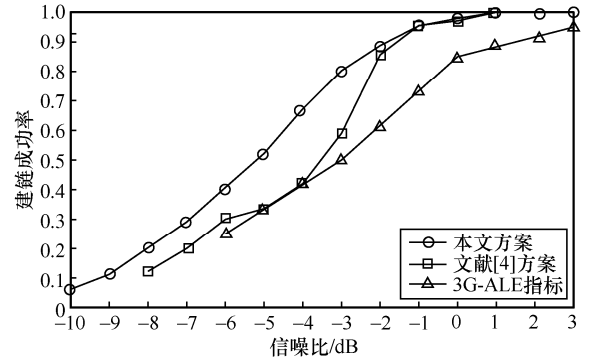
3G 短波技术项目的目标是创造出一种技术，它能在更低的信噪比下更快地建链，更有效地使用频谱以使其支持更多的台站和更重的流量负荷，链路建立和通信流量使用类似的调制解调器波形，并能有效地支持互联网应用。从定量上看，与 2G-ALE 技术相比，3G-ALE 技术在 3 个方面上获得数量级的改进：建立一个链路所需的信噪比降低 10 dB，在一个网络中容纳的台站数量是 2G-ALE 网络的 10 倍，并且在网络频谱分配相同时数据通信的吞吐量提高 10 倍。

按照 2.5 节设计的快速建链流程，对快速建链方案的建链成功率与信噪比的关系进行仿真分析。当主、被呼双方在建链流程中接收到的 PDU 信号都正确时，代表本次建链成功。选取处于区域 C 的第 496 子信道作为建链信道，分别在 AWGN 信道和短波信道下，对建链系统的建链成功率进行仿真测试。统计本文快速建链方案建链成功率的仿真结果，并与 3G-ALE 指标要求和文献[4]方案进行比较，仿真结果如图 18 所示。

从图 18 中可以看出，在 AWGN 信道和短波信道下，本文快速建链方案的建链成功率均达到了 3G-ALE 给出的指标要求，且相较于文献[4]方案，本文方案改善明显。在 AWGN 信道下，信噪比为 -10 dB 时即可保证 90% 的建链成功率。在短波信道下，信噪比为 -3 dB 时即可保证 80% 的建链成功率。



(a) AWGN 信道下建链成功率与信噪比的关系



(b) 短波信道下建链成功率与信噪比的关系

图 18 建链成功率与信噪比的关系

3.2 信道参数估计性能仿真分析

3.1 节中已经对建链系统的同步捕获性能做出了仿真分析，且多径时延估计精度在可接受范围内，所以不再对多径时延估计方法进行性能仿真分析。

在短波数字信道化接收机接收条件下，对子信道分布与估计误差之间的关系进行实验仿真。在单径、无衰落、无噪声、频偏值设定为 5 Hz 的条件下，将发送信号经短波数字信道化接收机接收并进行频偏估计。其中，频偏估计步进值 f_a 设定为 0.1 Hz。图 19 为 320~704 子信道的频偏估计绝对误差仿真。

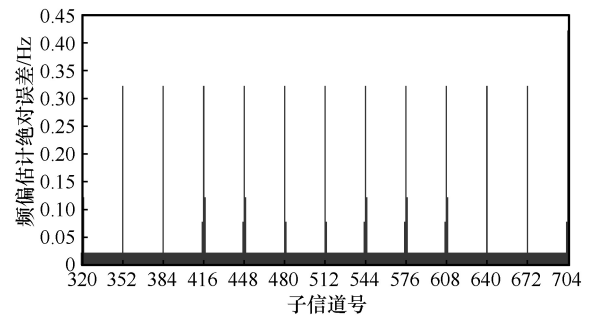


图 19 子信道频偏估计绝对误差

在 481~544 子信道对应的中心频率点上同时生成发送信号，信号经过短波信道后，使用短波数

字信道化接收机接收并进行信噪比估计。图 20 为 481~544 子信道信噪比估计误差。

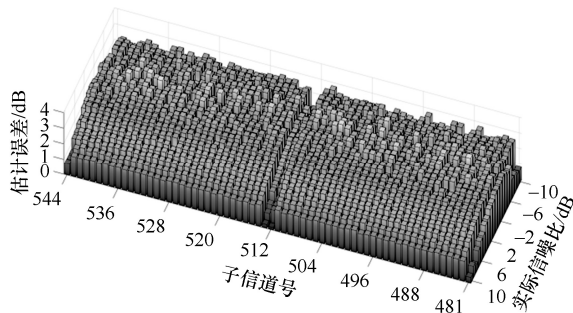


图 20 481~544 子信道信噪比估计误差

从图 20 中可以看出，区域 C 子信道的频偏估计绝对误差为 0.222 Hz，这是估计方法的固定误差，可消除。位于区域 B 子信道的频偏估计绝对误差大于位于区域 C 的正常子信道。位于区域 B 的 481、512、513、544 子信道的信噪比估计值小于位于区域 C 的正常子信道。从图 19 和图 20 可以看出，第一级信道化滤波器存在的过渡带会影响区域 B 子信道的信道参数估计方法精度。同理，区域 A 子信道的信道参数估计方法精度也会受到影响。

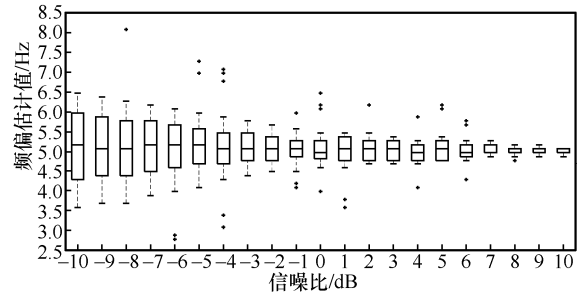
通过上述分析，为了较准确地对信道参数估计方法有效性进行仿真验证，选取位于区域 C 的第 496 子信道作为仿真子信道。

在单径、无衰落、不同信噪比条件下，发送机选择在区域 C 的第 496 子信道中心频率点上生成发送信号，使用短波数字信道化接收机进行接收处理，最后利用同步前导信号进行频偏估计。其中，频偏值分别设定为 5 Hz 和 15 Hz，频偏估计步进值 f_a 设定为 0.1 Hz，每个信噪比进行蒙特卡罗实验的次数为 1 000 次，得到不同信噪比下的频偏估计结果，如图 21 所示。

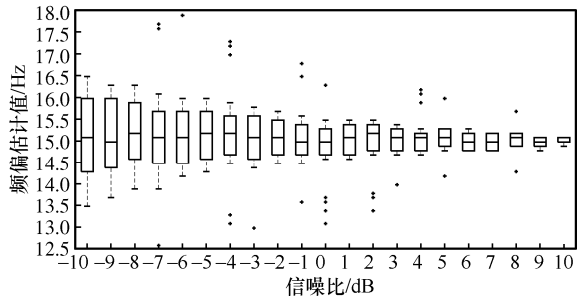
从图 21 中可以看出，在 ± 0.5 Hz 以内，随着信噪比的减小，频偏估计误差范围有所增大。在低信噪比条件下，频偏估计误差保持在 ± 1.5 Hz，50% 的估计误差可以大约保持在 ± 1 Hz，也可以有很好的估计精度。

本节分别在 AWGN 信道和短波信道条件下利用同步前导信号进行信噪比估计。信噪比估计实验仿真分为以下 4 种仿真情形，如表 3 所示。

短波信道条件下，接收机不对接收信号存在的频偏进行纠正，直接根据多径时延差进行信噪比估计。每个信噪比进行蒙特卡罗实验的次数为 1 000 次，信噪比估计结果如图 22 所示。



(a) 频偏值设定为 5 Hz



(b) 频偏值设定为 15 Hz

图 21 不同信噪比下的频偏估计结果

表 3 信噪比估计实验仿真情形

仿真情形	信道条件	发送机	接收机
1	AWGN 信道	在区域 C 的第 496 子信道中心频率点上生成发送信号	短波数字信道化接收机接收处理
2	短波信道	在区域 C 的第 496 子信道中心频率点上生成发送信号	短波数字信道化接收机接收处理
3	AWGN 信道	在基带上生成发送信号	不使用短波数字信道化接收机接收处理
4	短波信道	在基带上生成发送信号	不使用短波数字信道化接收机接收处理

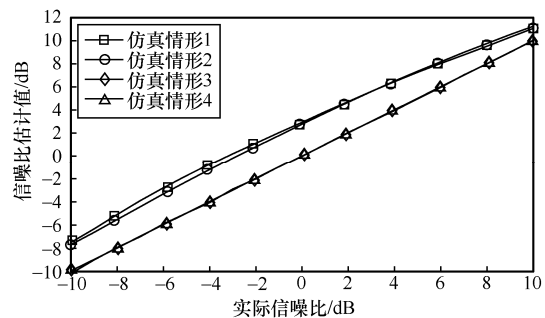


图 22 信噪比估计结果

从图 22 中可以看出，仿真情形 3 和仿真情形 4 的估计结果较精确，在不使用短波数字信道化接收机进行接收处理的情况下，信号无论是经过 AWGN 信道还是短波信道都有良好的估计精度。本文信噪比估计实验仿真未将接收信号的频偏进行纠正，在仿真情形 4 的仿真条件下，接收信号的多普勒频率

偏移值为 1 Hz, 信噪比估计方法也能保持良好的估计精度。仿真情形 1 和仿真情形 2 的估计结果要高于真实值, 这是因为信道化结构能够通过有效抑制子信道带宽外的噪声来提升信号的信噪比。

对于信道化结构存在的信噪比增益和过渡带问题, 可以根据子信道分布与估计误差的关系, 通过全网设备进行预先约定, 选取合适的子信道从而避开过渡带问题。

3.3 实测验证

为验证本文设计的快速建链方案在实际短波信道环境中的可行性, 依托实验室现有测试场地, 利用重庆邮电大学台站和綦江台站对快速建链方案进行实测。本文实测采用的设备主要分为数字处理后端和射频前端 2 个部分。数字处理后端由短波数字信道化接收机、短波发射机和上位机控制端组成。射频前端包括短波天线和短波功率放大器。其中, 綦江台站位于山地, 重邮台站位于城市区域, 两地之间直线距离约为 100 km, 地形条件以低山、丘陵为主。重邮台站使用的是短波三线式倒 V 天线, 綦江台站使用的是短波多模多馈天线。

重庆邮电大学台站为主呼方, 綦江台站为被呼方, 两台站的发射功率都设定为中功率 (150 W)。测试时间从 2022 年 4 月 12 日 0:00 到 2022 年 4 月 12 日 23:59, 进行 24 h 连续建链测试。历史通信数据和长期频率预测, 选出的多个频率点作为历史频

率集。主呼方根据历史频率集与信道质量评估结果组合建链频率优选集, 每小时在建链频率优选集中选择 3 个频率作为建链通信频点。

每小时主呼方与被呼方依次在每个频率上进行 10 次建链, 总计进行 30 次建链。重邮—綦江 24 h 建链结果如图 23 所示。

双向链路误码率是指重邮站 a 给綦江站 b 发送, 綦江站收到数据的误码率; 綦江站 b 给重邮站 a 发送, 重邮站收到数据的误码率。从图 23 中可知, 在 04:00—08:59、17:00—20:59 这 2 个时间段内, 建链成功率低于 80%, 误码率呈上下波动变化, 这些时段正好处于昼夜交替和日出日落的时段, 此时电离层扰动较大, 会引起通信质量的下降。在 11:00—15:59 这个时间段内, 建链成功率可以保持在 90% 以上, 这是因为这个时段内太阳辐射最强, 电离层的电子密度达到一天中最大值, 最高可用频率也达到最高值, 所以可以保持较高的建链成功率和较低的误码率。除了这些时段之外, 其他时段内的建链成功率也可以保持在 80% 以上。

对建链过程中的双向链路信道参数估计结果进行统计, 信道质量评估数据包括双向链路的传播路径数目、多普勒频率偏移和多普勒扩展, 分别如图 24~图 26 所示。

从图 24 中可以看出, 双向链路的平均传播路径数目统计结果均分布在 1.47~2 000, 中值也基本

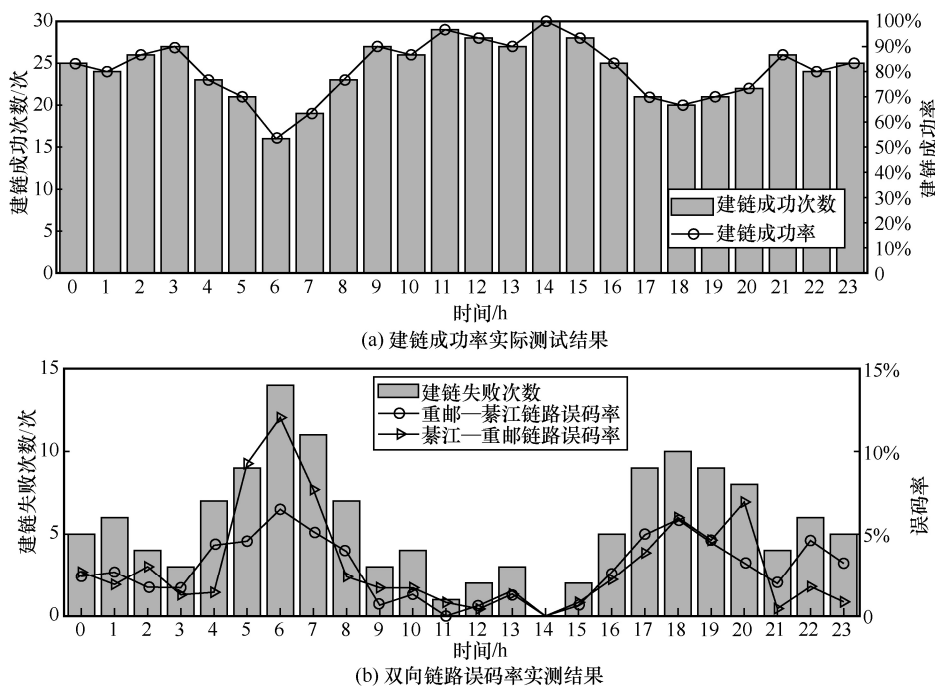


图 23 重邮—綦江 24 h 建链结果

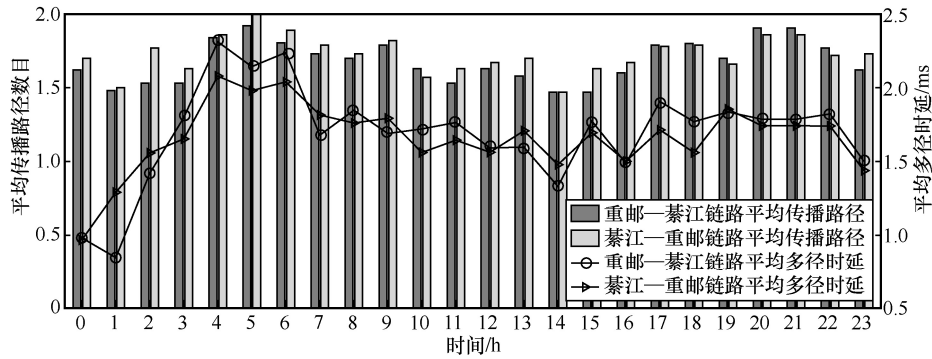


图 24 平均传播路径数目和平均多径时延统计结果

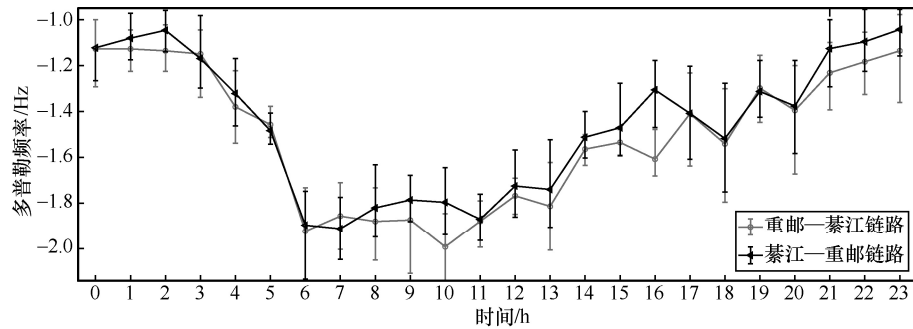


图 25 多普勒频率偏移统计结果

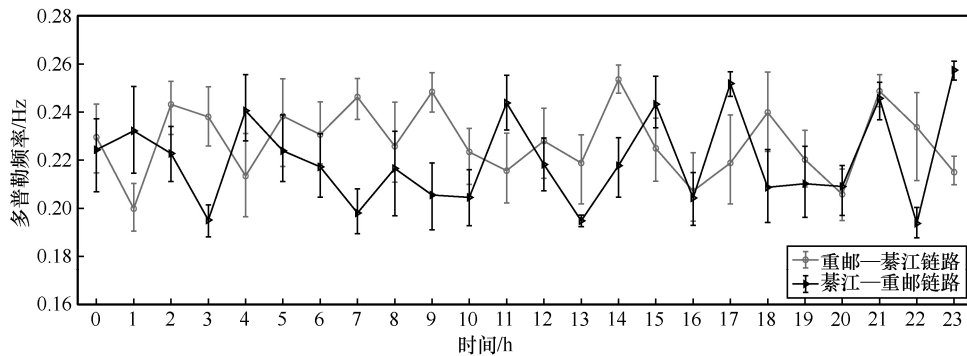


图 26 多普勒扩展统计结果

一致，位于 1.70 附近。重邮—綦江链路的平均多径时延统计结果分布在 0.847 7~2.311 5 ms，中值为 1.692 9 ms，綦江—重邮链路的平均多径时延统计结果分布在 0.967 5~2.079 0ms，中值为 1.661 5 ms。在 05:00—07:59、17:00—18:59 和 20:00—20:59 这几个时间段内，平均传播路径数目有明显的突变，存在明显的日变化规律，与建链结果的变化过程具有较高的一致性，轨迹基本重合。双向链路的平均多径时延变化较平稳，不存在明显的日变化规律。

从图 25 中可以看出，双向链路的多普勒频率偏移均分布在 -2.137 8 ~ -0.95 Hz，中值也基本一致，位于 -1.5 Hz 附近。在日出时段，多普勒频率偏移值

有较大的突变，多普勒频率偏移值从 05:00—05:59 时段的 -1.5 Hz 降低至 06:00—06:59 时段的 -1.9 Hz。同时，在日落时段也有明显的突变。多普勒频率偏移的日变化特性与建链结果的变化特性基本一致，在中午时段变化较平缓，在日出日落时段存在着较剧烈的变化。

从图 26 中可以看出，双向链路的多普勒扩展均分布在 0.187 7 Hz~0.261 1 Hz，中值也基本一致，位于 0.22 Hz 附近。在 24 h 时段内，多普勒扩展的变化平稳，不存在明显的日变化规律。

将本文设计的 LFM 波形与 FT8、FT4 以及 OFDM 波形的性能进行对比。在通信性能方面，无

论在 AWGN 信道还是在 ITU-R HF (MQ) 中, 本文设计的 LFM 波形性能处于 FT4 波形与 OFDM 波形之间, 其中 FT8 波形性能最好, OFDM 性能最差。在传输速率方面, 在 2 种信道中, 本文设计波形传输速率与 FT8、FT4 波形相比明显加快, 和 OFDM 相比速率稍微减慢。在快速建链的过程中对传输速率有要求是必要的, 代价是通信性能降低, 但仍然能够在实际短波信道环境传输。

综上可得, 在实际短波通信环境测试中, 在当前频点发送信号, 接收机会同时在相邻几个频点内捕获多个信号。这种相邻子信道产生干扰信号的现象会造成当前建链请求的失败, 使实际测试中建链成功率偏低。信道参数估计方法实时估计表征信道质量的各项参数数据, 在复杂多变的短波通信环境中为建链信道的选择提供合理可靠的决策支撑, 提高系统的整体通信性能。

4 结束语

本文在传统短波自动链路建立技术基础上, 结合数字信道化技术和信道参数估计方法, 提出了一种短波数字信道化通信探测一体化快速建链方法, 该方法能有效提高建链时效性、连通率和资源利用率。

针对传统 ALE 技术过度依赖长期预测数据、通信探测分离和信道扫描时间过长等问题, 本文以 3G-ALE 相关技术为原型, 对快速建链方案进行了改进和优化。充分利用短波数字信道化接收机的宽窗口并行接收能力, 解决传统建链系统信道扫描带来的时效性不高的问题。为解决波形切换带来的时间冗余, 本文设计了一种基于 LFM 信号的通信探测一体化感知波形, 实现在探测信道质量的同时对通信链路进行维护。针对传统 ALE 技术中探测分离的缺点, 本文采用了探测即建链的建链方案, 保证持续可靠通信的同时, 降低建链时间开销。针对多普勒频率偏移估计方法和信噪比估计方法存在的不足, 本文提出了改进方案, 并给出了一种基于散射函数的信道参数估计方法。

最后对建链系统性能进行了仿真分析, 分析了信道化结构对接收性能的影响, 并将本文快速建链方案的建链成功率与其他建链方案进行了比较。测试表明, 本文快速建链方案在建链过程中计算量偏高, 但计算并行度高, 同时具备硬件加速; 在实际应用中计算量在可接受范围内。如果分别对比探测的性能或者通信的性能, 本文设计方案性能并不是

最优。但本文方案基于通信探测一体化的感知波形可以最大限度地提高系统的集成度。仿真结果表明, 信道化结构能够增强建链系统的接收性能, 本文设计的快速建链方案在建链成功率上优于传统建链系统。信道化结构对参数估计方法精度有一定的影响, 但可以修正消除。通过与信道参数设定值相比, 信道参数估计方法有较高的估计精度。最后通过现有测试台站, 进行了重邮—綦江的实际快速建链方案测试, 验证了该方法在真实信道环境的适用性。

参考文献:

- [1] WANG J L, DING G R, WANG H C. HF communications: past, present, and future[J]. *China Communications*, 2018, 15(9): 1-9.
- [2] SINGH H. A review on high frequency communication[C]//*Proceedings of 2021 2nd International Conference on Smart Electronics and Communication (ICOSEC)*. Piscataway: IEEE Press, 2021: 1722-1727.
- [3] BAYNAT B, KHALIFE H, CONAN V, et al. On the design of automatic link establishment in high frequency networks[J]. *International Journal of Networking and Computing*, 2017, 7(2): 419-446.
- [4] 张伟. 短波快速宽带建链系统设计与实现[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2018.
ZHANG W. Design and realization of HF fast broadband ALE system[D]. Xi'an: Xidian University, 2018.
- [5] 封化龙. 一种短波话带快速建链系统设计与实现[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2019.
FENG H L. Design and implementation of fast automatic link establishment system in HF voice-bandwidth[D]. Xi'an: Xidian University, 2019.
- [6] 储彦文, 马云飞, 程云鹏. 一种短波宽带快速建链协议设计[J]. *通信技术*, 2021, 54(8): 1839-1846.
CHU Y W, MA Y F, CHENG Y P. Fast link-establishment protocol for WBHF[J]. *Communications Technology*, 2021, 54(8): 1839-1846.
- [7] TAIT D, GILLESPIE A F R, TRINDER S E. Modelling 2G and 3G ALE: a quantitative comparison[C]//*Proceedings of the 12th IET International Conference on Ionospheric Radio Systems and Techniques (IRST)*. Piscataway: IEEE Press, 2012: 1-5.
- [8] 王鹏, 黄伟强, 陈晓天. 第 4 代短波自动建链技术及其抗干扰技术进展[J]. *通信技术*, 2022, 55(9): 1178-1182.
WANG P, HUANG W Q, CHEN X T. The development of high frequency 4G ALE anti-jamming technologies[J]. *Communication Technology*, 2022, 55(9): 1178-1182.
- [9] WU P P, SHI Y C, ZHANG M, et al. A demodulation method for HF 3G-ALE signal based on pre-despreading[C]//*Proceedings of 2018 10th International Conference on Communications, Circuits and Systems (ICCCAS)*. Piscataway: IEEE Press, 2019: 340-344.
- [10] ANGRAINI E L, HENDRANTORO G, SURYANI T. Error rate performance of equatorial HF skywave MIMO packet radio[C]//*Proceedings of 2022 IEEE International Conference on Communication, Networks and Satellite (COMNETSAT)*. Piscataway: IEEE Press, 2023: 407-410.

- [11] XIE Y H, MA W D, ZHANG C Q, et al. A method of making short-wave skywave communication contact document based on automatic frequency selection and document generation[C]//Proceedings of 2021 International Conference on Intelligent Transportation, Big Data & Smart City (ICITBS). Piscataway: IEEE Press, 2021: 170-173.
- [12] CAO Y. Research on link design and power rate control technology of marine shortwave communication system[C]//Proceedings of 2021 Third International Conference on Inventive Research in Computing Applications (ICIRCA). Piscataway: IEEE Press, 2021: 387-390.
- [13] WICAKSONO A, MAULUDIYANTO A, HENDRANTORO G. An HF digital communication system based on software-defined radio[C]//Proceedings of 2020 International Conference on Smart Technology and Applications (ICoSTA). Piscataway: IEEE Press, 2020: 1-5.
- [14] 罗德与施瓦茨中国有限公司. 用于无缝短波监测的 HF 监测接收机 R&S EB510[J]. 中国无线电, 2013, 24(8): 71.
ROD&SCHWARTZ CHINA Co. Ltd. HF monitoring receiver for seamless short wave detection R&S EB510[J]. China Radio, 2013, 24(8): 71-71.
- [15] 张龙. 短波多路快速选频系统中 FPGA 模块设计与实现[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2019.
ZHANG L. Design and implementation of FPGA module in HF multi-channel fast frequency selection system[D]. Xi'an: Xidian University, 2019.
- [16] PROUVEZ R, BAYNAT B, KHALIFE H, et al. Modeling automatic link establishment in HF networks[C]//Proceedings of 2015 IEEE Military Communications Conference. Piscataway: IEEE Press, 2015: 1630-1635.
- [17] BINDU H M, GUPTA K A. Wideband digital channelizer based on spectrum sensing[C]//Proceedings of 2020 Third International Conference on Advances in Electronics, Computers and Communications (ICAEC). Piscataway: IEEE Press, 2021: 1-6.
- [18] DASH D, JAYARAMAN V. Ambiguity function analysis for orthogonal-LFM waveform based multistatic radar[J]. IEEE Sensors Letters, 2021, 5(12): 1-4.
- [19] KIM K Y, SHIN Y. Analysis on cross-correlation coefficient for survivability of chirp spread spectrum systems[J]. IEEE Transactions on Information Forensics and Security, 2020, 15: 1959-1967.
- [20] LIN J C, HSU H Y. Timing-delay and frequency-offset estimations for initial synchronisation on time-varying Rayleigh fading channels[J]. IET Communications, 2013, 7(6): 562-576.
- [21] ARTES H, MATZ G, HLAWATSCH F. Unbiased scattering function estimators for underspread channels and extension to data-driven operation[J]. IEEE Transactions on Signal processing, 2004, 52(5): 1387-1402.
- [22] BILAL A, SUN G M. Automatic link establishment for HF radios[C]//Proceedings of 2017 8th IEEE International Conference on Software Engineering and Service Science (ICSESS). Piscataway: IEEE Press, 2018: 640-643.
- [23] ZHANG W X, YAO Y S, ZHAO Z K, et al. Design and FPGA implementation of a novel efficient FRM-based channelized receiver structure[J]. IEEE Access, 2019, 7: 114778-114787.

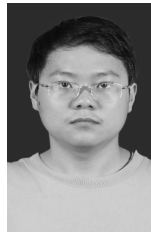
[作者简介]



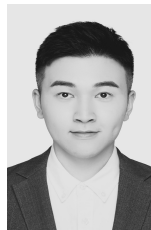
李国军 (1978-), 男, 四川资阳人, 博士, 重庆邮电大学教授、博士生导师, 主要研究方向为复杂恶劣环境超视距无线通信与网络。



向翠玲 (1996-), 女, 重庆人, 重庆邮电大学硕士生, 主要研究方向为信道估计、短波建链技术。



叶昌荣 (1989-), 男, 重庆人, 博士, 重庆邮电大学副教授, 主要研究方向为短波通信、信号处理、异构链路融合组网等。



王尊立 (1998-), 男, 湖南永州人, 重庆邮电大学硕士生, 主要研究方向为短波信道建模。