Vol. 54 No. 10 Oct. 2014

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2014.10.012

引用格式:陈铸. LINK11_SLEW 信号的非协同解调[J]. 电讯技术,2014,54(10):1378-1384. [CHEN Zhu. Non-cooperative Demodulation of LINK11_SLEW [J]. Telecommunication Engineering,2014,54(10):1378-1384.]

LINK11_SLEW 信号的非协同解调*

陈 铸**

(中国西南电子技术研究所,成都 610036)

摘 要:根据 LINK11_SLEW 信号的波形协议和帧结构,先对复杂信道下的 LINK11_SLEW 信号进行一次模拟解调,再采用相关同步算法、重构前导序列测频算法、平均自适应滤波的信道均衡(AFA)算法和最佳采样点鉴相解扰算法进行二次解调,理论推导和计算仿真表明,复杂信道下采用常规解调方式无法有效解调的 LINK11_SLEW 信号,采用新算法解调星座图在 10 符号之内达到收敛,在 $E_{\rm L}/N_{\rm o}$ 高于12 dB的情况下,解调误码率小于 10^{-3} 。

关键词:战术数据链;LINK11_SLEW;非协同解调;相关同步;信道均衡

中图分类号:TN911 文献标志码:A 文章编号:1001-893X(2014)10-1378-07

Non-cooperative Demodulation of LINK11_SLEW

CHEN Zhu

(Southwest China Institute of Electronic Technology, Chengdu 610036, China)

Abstract: According to the waveform protocol and frame structure of LINK11_SLEW, an analog demodulation of LINK11_SLEW in complex channel is proceeded at first, then the correlation synchronization, frequency measurements with restructuring the preamble data, channel equalization with adaptive filtering with averaging algorithm and descrambling with phase discriminator are adopted to the secondary demodulation. Theory and simulation both indicate that the new way can lead the constellation map of the LINK11_SLEW which can not be effectively demodulated with normal method to convergence in 10 symbols, and the demodulation bit error rate is under 10^{-3} when the E_b/N_0 is above 12 dB.

Key words: tactical datalink; LINK11-SLEW; non-cooperative demodulation; correlation synchronization; channel equalization

1 引 言

美国现役的数据链主要有 LINK4A、LINK11、LINK16 以及正在研发测试的 LINK22 等,其中 LINK11 有两种波形协议,一种为常规 LINK11 波形 (CLEW),另一种为单音 LINK11 波形(SLEW),即单音模式 LINK11_SLEW。单音模式 LINK11_SLEW 可改善传播特性,提供更强的检错和纠错能力,同时也是战术数据链 LINK22 在 HF 频段所采用的工作模式。因此,研究 LINK11_SLEW 无论是基于现在战略

考虑还是对 LINK22 的研究都具有非常重要的意义。

现代的电磁环境越来越复杂,特别是短波(High-Frequency, HF) 频段,信道间的干扰非常严重,同时受多径、多谱勒效应和信道衰落的影响,整个短波信道几乎都是一种时变多径衰落信道^[1],非常不利于非协同情况下 LINK11_SLEW 接收。在这种时变多径衰落信道条件下,本文根据 LINK11_SLEW 的波形协议和帧结构,对 LINK11_SLEW 接收的同步、频率估计、信道均衡和解扰等关键模块进行了详细

^{*} 收稿日期:2014-04-04;修回日期:2014-08-25 Received date:2014-04-04;Revised date:2014-8-25

^{**} 通讯作者:chenzhu1977@126.com Corresponding author:chenzhu1977@126.com

分析和设计:

- (1)采用前导序列相关算法进行位同步和帧同步,论证影响相关同步的频偏因素,为工程实现提供理论依据:
- (2)采用重构前导测频序列进行频率估计,解决复杂环境下常规测频算法不能准确测频的弊端;
- (3)利用平均自适应滤波的信道均衡(Adaptive Filtering with Averaging, AFA)算法克服最小均方(Least mean square, LMS)算法跟踪速度慢和最小递归二乘(Recursive Least Squares, RLS)算法不稳定的弊端;
- (4)采用最佳采样点鉴相的方式进行解扰,解 决了常规解扰方式受信噪比影响大的缺点。

理论推导和仿真表明,这些设计的算法对复杂 环境下 LINK11_SLEW 的非协同解调是有效的。

2 LINK11_SLEW 波形协议与帧结构

LINK11_SLEW 工作在 HF 频段(1.5~30 MHz) 和超短波(Ultra High - Frequency, UHF) 频段(225~400 MHz),采用二次调制方式进行传输,信息首先采用 8PSK 调制成中心频率为1.8 kHz的8PSK 话带信号,再利用单边带(Single-Sideband,SSB)调制(HF 频段)或者调频(Frequency Modulation,FM)调制(UHF 频段)进行调制。

LINK11_SLEW 波形传输格式由前导训练序列 (Preamble)、头字段(Header)、数据序列(Data)和 结束字段(End-of-Message,EOM)构成,连续的数据序列(Data)中间穿插着插入训练序列(Reinsertion Probe,RP)分成多个数据区间,其发送信号格式如图 1 所示。

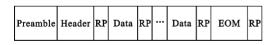


图 1 LINK11_SLEW 传输结构 Fig. 1 Transmission structure of LINK11_SLEW

前导训练序列总共长80 ms,采用非加扰传输,前导码序列为已知序列。

头字段结构如图 2 所示,包含33 b数据和12 b的循环冗余校验编码(Cyclical Redundancy Code, CRC)总共45 b,然后以 1/2 码率做纠错编码(1/2 Convolution Encoder),生成一个90 b的字段,头字段包含以下信息:发送类型(Type,T)、参与地址(Address,AD-DR)、KG-40 报文指示(Message Indicator,MI)、网控站(Net Control Station,NCS)/参与单元标识(NCS/Picket Indictor,N)和一段预留标识(Spare,SP)。

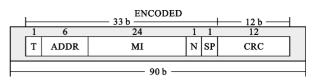


图 2 LINK11_SLEW 头字段 Fig. 2 Header block of LINK11_SLEW

每一帧包含多个数据区,每个数据区域总长60 b包含48 b的数据(包含前后两个24 b的数据帧)以及其后12 b的差错校验比特,然后以 2/3 的码率进行纠错编码(2/3 Convolution Encoder)生成90 b的字段,如图 3 所示。

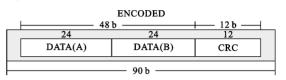


图 3 LINK11_SLEW 数据帧格式 Fig. 3 Data block of LINK11_SLEW

插入训练序列初始值为 19 个3 b的全零序列, 只做调制和加扰处理。

头字段、数据区域、结束字段和插入训练序列经过 CRC 编码(CRC Encoder)、纠错编码、块交织(Interleaver)、相位编码(Phase Encoder), LINK11_SLEW 相位编码采用格雷映射,格雷映射后进行QPSK 基带调制,调制信号加扰码(Scramber)后变成8PSK 调制信号。

3 非协同情况下 LINK11 SLEW 解调设计

根据 LINK11_SLEW 的波形协议,信号解调划分为一次模拟解调(FM 解调或 SSB 解调)和预处理模块(数字下变频)、同步模块、频率估计模块、信道均衡模块、解扰模块、解交织模块、Viterbi(VB)译码模块和 CRC 校验模块等功能模块,非协同情况下LINK11_SLEW 解调框图如图 4 所示。

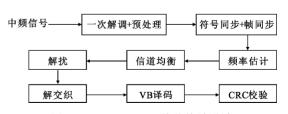


图 4 LINK11_SLEW 接收终端设计 Fig. 4 LINK11_SLEW terminal receiver design

下面主要对接收时的同步、频率估计、信道均衡和解扰3个关键功能模块的设计进行详细论述。

3.1 同步设计

LINK11_SLEW 信号的同步包括符号同步和帧

同步,LINK11_SLEW 信号是突发信号,快速而准确的符号同步运算是 LINK11_SLEW 能否正确恢复信息的前提条件,在设计中,利用 LINK11_SLEW 前导序列相关的方法同时进行符号同步和帧同步估计。

LINK11_SLEW 前导序列为长度为 80 ms 的已知序列,利用前导序列作为本地序列和接收信号相关进行位同步,前导序列可以表示为 $X(\tau) = a e^{i\varphi(\tau)}$, 其中 a 为信号的幅度, $\varphi(\tau)$ 为信号的相位信息;假设输入的基带信号序列为 $x(\tau) = a' e^{i(\Delta\omega\tau + \varphi(\tau))}$,a'为输入基带信号的幅度, $\Delta\omega$ 为输入信号的频率偏差 $\Delta\omega = 2\pi\Delta f$,则相关峰可以表示为

$$y = \int_{-T/2}^{T/2} (X(\tau)x'(\tau)) d\tau$$
 (1)

其中, $x'(\tau)$ 为输入信号序列 $x(\tau)$ 的共轭,公式(1) 可以改写成

$$y = |aa' \int_{-T/2}^{T/2} e^{j\Delta\omega\tau} d\tau | =$$

$$|aa' \int_{-T/2}^{T/2} e^{j2\pi\Delta/\tau} d\tau | =$$

$$|aa'2T| \cdot |\frac{\sin(\pi\Delta fT)}{\pi\Delta fT}| =$$

$$|A| \cdot |\frac{\sin(\pi\Delta fT)}{\pi\Delta fT}|$$
(2)

从式(2)中可以看出,相关峰 y 值的大小不仅取决于信号的幅度,而且取决于输入信号的频偏 ∇f 和积分周期 $T^{[2]}$,当 ∇f 越大,相关峰 y 值越小,在这里 T=80 ms,当 $\nabla f=12.5$ Hz时,相关峰 y=0;一般取相关峰-6 dB作为容忍值,则 ∇f 一般取小于7.5 Hz;在实际的工程中,影响相关峰的频偏主要是处理板的晶振引起的频偏以及处理板和接收机之间的频差引起的频偏,这两种频偏在短时间内可以认为是固定频偏,可以采用定标的方式对这种固定频偏进行校正。

3.2 频率估计和信道均衡

在 HF 频段,由于信道环境恶劣,在很多情况下,短波信道是时变多径衰落信道,时变性体现在频率和相位的抖动上,多径主要体现在频率的选择性衰落上,而衰落体现在信号的幅度抖动上,采用常规的频率跟踪环路不能满足解调的性能,采用信道均衡是目前比较有效的信道估计的方式。

在 LINK11_SLEW 的定标阶段,只是校正了接收信道内部引起的频率偏差,而信道引起的频率抖动和频率偏差也会影响均衡器的捕获速度和跟踪性能,为了尽量消除信号判决的累计误差、减轻信道均衡的压力,利用信号的前导训练序列对信号进行信号的精确频率测量。

对 8 PSK 信号的常规测频一般采用高阶谱^[3]或 环路跟踪的方法,但是采用高阶谱的方法对信号码 元数量有一定的要求,而且受多径和幅度衰落影响 也很大,很多实际的短波信道下 LINK11_SLEW 信号高阶谱甚至完全没有频率分量,而采用环路跟踪时,环路跟踪的频率误差实际上也是高阶谱的频率误差,在高阶谱完全没有频率分量的情况下,环路也 无法进行频率跟踪。

2014年

幸运的是,我们可以利用前导序列进行精确测频;前导序列信号为 $X(\tau)=a\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi(\tau)}$,在已经通过相关峰找出起始位置的前提下,输入的基带信号序列为 $x(\tau)=a'\mathrm{e}^{\mathrm{j}(\Delta\omega\tau+\varphi(\tau))}$,将两个序列差分构建出新的信号序列 $S(\tau)$:

$$S(\tau) = X(\tau)x'(\tau) = aa'e^{j\Delta\omega\tau} = aa'e^{j2\pi\Delta f\tau}$$
 (3)

从式(3)可以看出,重构的 $S(\tau)$ 是一个以 ∇f 为中心频率的单音信号,对 $S(\tau)$ 进行 $CZT^{[4]}$ 测频或者抽取后进行压缩快速傅里叶变换(ZOOM-FFT)测频,只需要很低阶数的 FFT 变换就可以得出很高的测频率精度,假设抽取后信号的采样率为300 Hz,则 2 048点 FFT 的测频精度为0.146 Hz。

由于在短波信道下采用环路跟踪不能满足信号 的解调性能要求,所以采用信道均衡技术对信道进 行信道估计和补偿。

一般条件下,短波信道的频率抖动 ∇f 每秒小于 1 Hz/s,是一种缓慢变换的时变多径衰落信道,在 精确测频的基础上利用信道均衡可以有效减小信道 对接收性能的影响。

常用的信道盲均衡算法主要有 LMS 算法和RLS 算法,其中 LMS 算法收敛速度慢,但是运算简单,收敛稳定;RLS 收敛速度快,但是运算量大,同时会有不稳定的现象^[5],采用 RLS 在复杂的短波信道常常有不可控的情况发生,因此在设计中采用 LMS 算法进行信道均衡,并针对短波信道时变多径衰落信道的特点对 LMS 算法进行改进,期望在保证稳定的前提下尽量提高收敛速度。

设输入信号为S(n),均衡滤波器的系数矢量为W(n),滤波器的输出期望信号为 $\hat{S}(n)$,则

$$\hat{S}(n) = W(n) * S(n)$$

式中,* 表示卷积运算。标准 LMS 算法中 W 的递归 关系为

 $W(n+1) = W(n) - u\bar{S}(n)e(n)$,0<u<1 (4) 其中, $\bar{S}(n)$ 为 S(n)的共轭;e(n)为期望值与输入信号的差 $e(n) = S(n) - \hat{S}(n)$;u 为收敛步径,u 越大捕获速度越快,但是稳定速度越慢,u 越小捕获速度越慢,但是在一定的取值范围内稳定速度越快。 我们采用平均自适应滤波 $(AFA)^{[6]}$ 的算法对传统的 LMS 算法进行改进,令 $\xi(n)=\overline{S}(n)e(n)$,对W(n)和 $\xi(n)$ 分别进行统计平均,得到

$$\vec{W}(n) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} W(i)$$
 (5)

$$\dot{\xi}(n) = \frac{1}{n^{\lambda}} \sum_{i=1}^{n} \xi(i)$$
 (6)

其中 0.5<λ<1,式(4)变为

$$W(n+1) = \overrightarrow{W}(n) - \dot{\xi}(n) \tag{7}$$

采用 AFA 算法的均衡器收敛速度快,可与 RLS 算法的收敛速度媲美,同时从上面的分析可以看出, AFA 算法不需要协方差矩阵,不会出现 RLS 算法的稳定性问题。

在 LINK11_SLEW 的解调器设计中,利用前导训练和插入倒频作为盲均衡器的训练序列,其他序列作为盲均衡器的跟踪序列,在训练序列阶段 $\hat{S}(n)$ 为已知的前导序列码值,在跟踪序列阶段 $\hat{S}(n)$ 为S(n) 的判决输出。

3.3 解扰设计

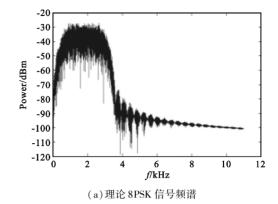
LINK11_SLEW 的 8PSK 信号是由 QPSK 信号加 扰后形成的, 扰码为已知的周期为 160 个3 b数据的 扰码符号序列, 在这种情况下可以采用两种方式对 LINK11_SLEW 进行解扰:一种是对均衡后的信号直接进行 8PSK 相位映射, 生成比特流, 每 3 个比特合成一个符号, 将该符号与对应的本地扰码符号进行模 8 减, 模 8 减的结果就是解扰的结果; 另外一种解扰的方式采用直接最佳采样点鉴相的方式进行解扰, 是将均衡后的最佳采样点直接作为解扰器的输入, 将本地的扰码序列转换成 8PSK 的调制信息, 将输入信息与本地的扰码调制信息进行差分鉴相, 再将鉴相结果进行 QPSK 相位映射得到解扰结果。

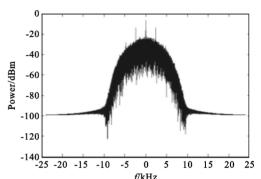
设输入符号是 x_1 ,对应的最佳采样点为 $Ae^{i\theta_i}(\theta_i$ 最佳采样点的相位信息),本地符号是 x_0 ,对应的调制信息为 $Ae^{i\theta_0}(\theta_0)$ 为 8PSK 标准相位映射 $\theta_0=0$ 、 $\pi/4$ 、 $\pi/2$ 、 $3\pi/4$ 、 π 、 $5\pi/4$ 、 $3\pi/2$ 、 $7\pi/4$),则 $(x_i-x_0)_8$ 与 $Ae^{i(\theta_i-\theta_0)_{2\pi}}$ 是等价的,所以上面两种方式是等价的,但是采用第一种解扰方式对信噪比要求比较高,在设计中我们采用第二种解扰方式。

4 仿真结果

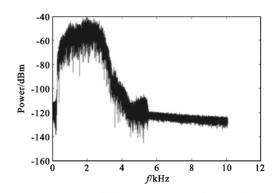
LINK11_SLEW 信号经过一次解调后为 8PSK 调制的话带信号,理论上 8PSK 的高阶谱会有特征谱线,这些特征谱线就是我们频率测试、符号速率测试和环路跟踪的依据,但是在实际的复杂短波信道下,信号

受信道干扰比较严重。下面对理论信号和受信道干扰严重的信号进行仿真,验证信道对信号解调的影响及算法的可行性。仿真结果如图 5 所示。

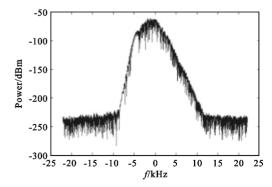




(b)理论 8PSK 信号高阶谱



(c)复杂短波信道下 LINK11_SLEW 信号频谱

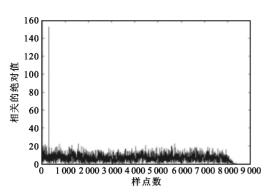


(d)复杂短波信道下 LINK11 SLEW 信号高阶谱

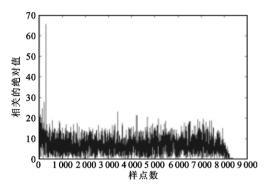
图 5 LINK11_SLEW 话带信号及其谱特征 Fig. 5 LINK11_SLEW voice—band signal and spectrum character

由图 5 可以看出,经过短波信道的信号频谱已经变形,高阶谱的特征分量已经不存在,已经不可能采用传统的环路跟踪方式对信号进行频率和相位校正。

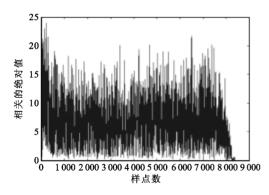
利用前导训练序列对信号进行位同步和帧同步,下面给出频偏对前导序列相关峰的影响,如图 6 所示。



(a) 频率偏差<1 Hz 时位相关峰



(b)频偏约为7 Hz 时相关峰



(c)频偏约11 Hz 时相关峰

图 6 频偏对 LINK11_SLEW 前导序列相关峰的影响 Fig. 6 Influence of frequency-offset on LINK11_SLEW preamble correlate characteristics

可以看出,当频率偏差大约为7 Hz时,相关峰峰值为频偏小于1 Hz相关峰峰值的一半,当频偏约11 Hz时,相关峰几乎淹没在噪声之中,跟上文分析的情况基本一致;在设计时可采用定标的方式将固定频偏降到7.5 Hz以内。

在信道均衡前对定标后的信号进一步进行频偏校正,减少信道均衡的压力,对重构后的前导序列抽取后采用 ZOOM-FFT 算法进行频率估计,抽取后采样率为 300 Hz, FFT 点数为 2 048,测频精度为 0.146 Hz,测频的谱线如图 7 所示。

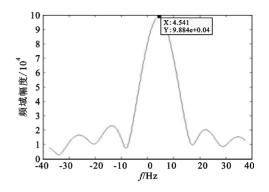


图 7 精确测频谱线 Fig. 7 Precise spectrum of frequency-measurement

利用精确测试的频率对信号进行频偏校正,位同步、帧同步和频偏校正后复杂短波信道下 LINK11 SLEW 的最佳采样点星座图如图 8 所示。

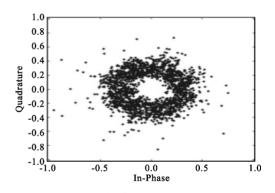


图 8 频偏校正后星座图 Fig. 8 Constellation after frequency-shift correction

从图 8 可以看到,复杂信道下频偏校正和同步后的星座图仍然不能有效收敛。采用均衡对信道进行估计,利用 AFA 均衡器,取 $\lambda = 0.5$,结果如图 9 所示。从图 9(c)学习曲线可以看出,均衡器在 10 个

符号之内就收敛稳定到0.02。

将复杂短波信道下 LINK11_SLEW 进行加噪, 对加噪前后的信号进行解扰仿真,对比不同信噪比 对信号解扰的影响如图 10 所示。

从图 10 可以看出判决 QPSK 比判决均衡前 8PSK 信号误差会小得多,当信噪比越低,QPSK 的判决误差相对 8PSK 判决误差越小,复杂信道下LINK11_SLEW 解扰采用 QPSK 判决和 8PSK 判决误码率曲线如图 11 所示。

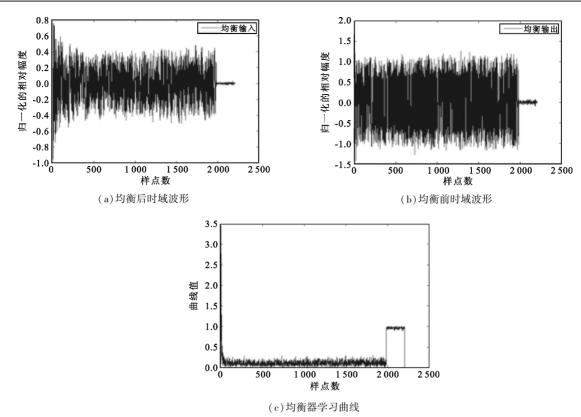


图 9 AFA 均衡器效果图 Fig. 9 AFA equalizer effect

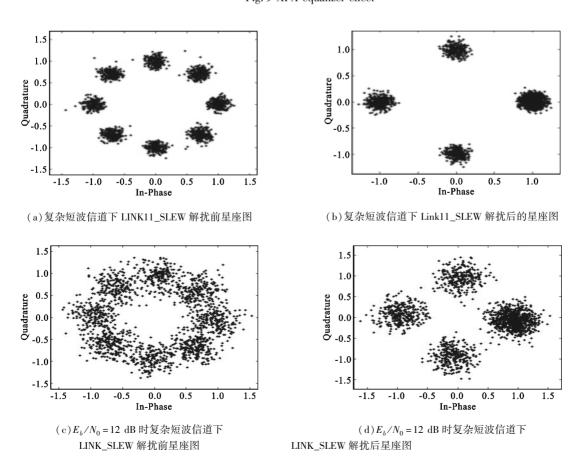


图 10 解扰效果图 Fig. 10 Anti-disorder effect

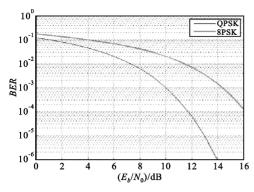


图 11 QPSK 判决和 8PSK 判决误码率曲线 Fig. 11 The bit-error-rate curve of QPSK-decision and 8PSK-decision

从图 11 可以看出,当 E_b/N_0 高于12 dB时,复杂信道下的 LINK11_SLEW 的解调误码率低于 10^{-3} 。

5 结 论

本文主要对非协同 LINK11_SLEW 解调的几个 关键技术进行了研究,对影响解调的同步、频率估 计、信道均衡、解扰等性能的因数进行了详细分析和 仿真验证,提出了解决措施和方法。新的算法结构 简单,收敛速度快,稳定性高,适应性强,有利于工程 实现,解决了短波等复杂信道下 LINK11_SLEW 无 法有效解调的难题,具有良好的应用前景。

复杂信道下 LINK11_SLEW 信号的信息还原一直是非协同接收领域的一个难点,下一步在解决非协同 LINK11_SLEW 解调的基础上,将重点对解调后的信息恢复进行进一步研究。

参考文献:

[1] 王国栋. 短波战术数据链 Link11 技术体制研究[D]. 西安:西安电子科技大学,2010.

WANG Guo-dong. Research on Link-11 Technique System For HF Tactics Data Link[D]. Xi'an ; Xidian University, 2010. (in Chinese)

- [2] 曾兴雯,郭峰,刘乃安,等. 频率偏移对 SAWTDL 相关 特性的影响[J]. 西安电子科技大学学报,1998,25 (3):290-293.
 - ZENG Xing-wen, GUO Feng, LIU Nai-an, et al. Influence of frequency-offset on SAWTDL correlate characteris [J]. Journal of Xidian University, 1998, 25(3): 290-293. (in Chinese)
- [3] 梁先明. 通信信号分析工程应用关键技术[J]. 电讯技术,2010,50(8);97-101.
 - LIANG Xian-ming. Key Techniques of Engineering Application of Communication Signal Analysis [J]. Telecommunication Engineering, 2010, 50 (8): 97 101. (in Chinese)
- [4] 陈铸. 一种瞬时测频改进算法[J]. 电讯技术,2012,52 (7):1130-1131.

 CHEN Zhu. An Improved Algorithm for Instant Frequency

Measurement [J]. Telecommunication Engineering, 2012,52(7):1130-1131. (in Chinese)

[5] 李红宇. 短波数字通信技术中的自适应均衡技术的研究[D]. 大连:大连海事大学,2002.
LI Hong-yu. the Research of Adaptive Equalizer in Shot-

Wave Communication [D]. Dalian: Dalian Maritime University, 2002. (in Chinese)

[6] 赵春晖,张哲. 平均自适应滤波的信道均衡算法研究 [J]. 信息技术,2004, 28(6):103-104.

ZHAO Chun-hui, ZHANG Zhe. Channel Equalization Using Adaptive Filtering with Averaging [J]. Information Technology, 2004, 28(6):103-104. (in Chinese)

作者简介:

陈 铸(1977一),男,四川广元人,工程师,主要研究方向为通信侦察领域信号处理及信号分析等。

CHEN Zhu was born in Guangyuan, Sichuan Province, in 1977. He is now an engineer. His research concerns signal analysis and signal processing in communication reconnais-

sance.

Email: chenzhu1977@ 126. com