

短波 CHIRP 调解器的多径和多普勒展宽估值技术^{*}

罗 宁^{**} 陈尚勤 吴昱静

(电子科技大学信息所 成都 610054)

【摘要】 介绍了一种新型的性能优越的短波低速 CHIRP 调制解调器, 讨论了利用调解器的数据传输实现对短波信道的主要参数多径展宽 M 和多普勒展宽 D 同时进行估值的方法。通过大量的模拟实验测试了算法的性能, 证明了用被调 CHIRP 信号进行实时信道估计方法的有效性。

关键词 短波; 调制解调器; 信道估值; 多径; 包络

中图分类号 TN919

1 CHIRP 调制解调器的特点

CHIRP 调解器是一类中低速的调解器, 它一般采用话带 CHIRP (线性调频) 信号的相位调制。这类调解器的显著优点是: 可以最大限度地利用传输带宽, 对短波信道上多径传输和多普勒展宽造成的衰落和失真均不敏感; CHIRP 调解器可以通过加装消扰模块在很强的干扰环境中正常工作。因此这类调解器具有很高的可靠性和鲁棒性, 是一种适合于短波信道的数传工具^[1]。

现代短波通信的一个重要发展趋势就是通信和信道估值技术的一体化, 即要求在数传中完成对信道质量的实时估计, 所以设计具有链路质量分析 (LQA) 功能的自适应调解器是当前短波调解器领域的研究热点。理论和实践都已证明: 短波信道质量和多径展宽 M 、多普勒展宽 D 密切相关, 因此 M 和 D 的准确估计对一个具有较强 LQA 功能的调解器来说是非常重要的。本文提出了一种利用低速 (125 bps) DPSK 调制的 CHIRP 调解器进行 M 和 D 实时估值的方法。

2 多径展宽 M 的测量

多径展宽是无线传输中特有的问题, 在 HF 线路上, 多径展宽是限制传输质量的重要因素, 作为短波信道特征参数, 它在各类选频系统中被广泛采用。CHIRP 调解器测量多径展宽具有很大的优越性, 因为 CHIRP 信号本来就是测量 M 的一种常用信号, 但本文介绍的测量方法 (CMD 法) 和以往的 CHIRP 探测法^[2] 仍有很大区别。CMD 法的 CHIRP 信号扫描速率 (328.1 kHz/s) 接近于宽带 CHIRP 法, 而扫描频带 (375 Hz ~ 3 000 Hz) 与话带 CHIRP 法类似, 这一特点使 CMD 法仅利用常规的射频设备就能快速测量出 M , 并得到话带 CHIRP 法的估计精度。

2.1 估值方案

CMD 法利用调解器的位同步信息和解调输出完成对 M 的估计。图 1 是 CHIRP 信号经匹配滤波和 DPSK 差分解调后的输出波形。由于 CHIRP 信号具有尖锐的移位自相关特性, 其解调输出可以

1997 年 4 月 1 日收稿, 1997 年 7 月 3 日修改定稿

* 电子部预研基金资助项目

** 男 25 岁 博士生

等效为一系列脉冲信号通过信道,当有多径存在时,脉冲就会展宽,或出现新脉冲,通过计算各脉冲的强度和位置就能估计出多径展宽 M 。该算法和早期采用的脉冲探测法非常类似,但 CMD 法不需要复杂的脉冲发射和接收设备,而且 CMD 法是一个异步过程,可由信息码元的位同步完成定时,而脉冲探测法则需要同步工作。 M 的测量精度和探测信号带宽有关,带宽越大则 M 的探测精度也越高。CMD 法中 CHIRP 信号的扫描带宽为 2 625 Hz,其理论探测精度为 0.38 ms,已能满足实用要求。因为 CMD 法测 M 是以码元为单位进行的,故其最大可测多径展宽 $M_{\max} = B/2$,其中 B 为信号波特率,本方案中采用 125 bps 的 CHIRP 调制器,则 $M_{\max} = 4$ ms。CMD 法具体测量步骤如下:

设码元宽度为 N ,位同步时刻为 $iN, i = -\infty \dots \infty$ 则 CHIRP 调制器的解调输出序列为: $x(j + iN), j = -N/2 \dots N/2 - 1$ 。则

$$M_i = 2 \sqrt{\left[\sum_{j=-N/2}^{N/2-1} x(iN+j)^2 (j-J)^2 \right] \left[\sum_{j=-N/2}^{N/2-1} x(iN+j)^2 \right]^{-1}} \quad (1)$$

其中 热点 $J = \left[\sum_{j=-N/2}^{N/2-1} x(iN+j)^2 j \right] \left[\sum_{j=-N/2}^{N/2-1} x(iN+j)^2 \right]^{-1}$ 重要 (2)

由于调制器的输出波形并非理想脉冲,因此在无噪声情况下 M 的计算也会有偏差,为了消除这一偏差可对 $x(j)$ 进行限幅处理。经实验得知,在噪声背景下测量值 M_i 对预置值 M_{SET} 呈现偏心散布,因此可采用测量的中心偏差 M_σ 作为评价参数

$$M_\sigma = \sqrt{\frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} (M_i - M_{SET})^2}$$

2.2 M 测量范围的拓展

由统计可知:HF 信道上 M 主要介于 0.5 ms ~ 5 ms,而本文 CMD 法在 125 bps 的调制器上可测的最大 M 值为 4 ms。对较短和超长的 HF 线路而言, M 的值都较大,所以 CMD 法的最大量程还有所欠缺。为了提高其量程,我们提出了新的信号设计方案,并基本不影响调制器的数传性能。CHIRP 调制器采用了 DPSK 调制,其信号形式如下

$$S_0(\varphi) = \cos[2\pi f_0 t + \pi F t^2 / T + \varphi] \quad 0 \leq t < T$$

式中 φ 是键控的相位; f_0 是最低扫描频率; F 是扫描带宽; T 是码元宽度。为了能测量更大的 M 值,我们对信号集合进行了拓展,增加了一组信号 $S_1(\varphi)$

$$S_1(\varphi) = \cos[2\pi(f_0 + F)t - \pi F t^2 / T + \varphi] \quad 0 \leq t < T$$

信号发送时采用交替格式: $S_0(\varphi_1), S_1(\varphi_2), S_0(\varphi_3), S_1(\varphi_4), \dots$,相应 DPSK 的解调框图见图 2。

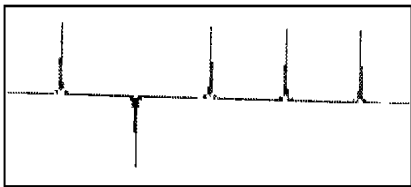


图 1 CHIRP 信号解调后的输出脉冲

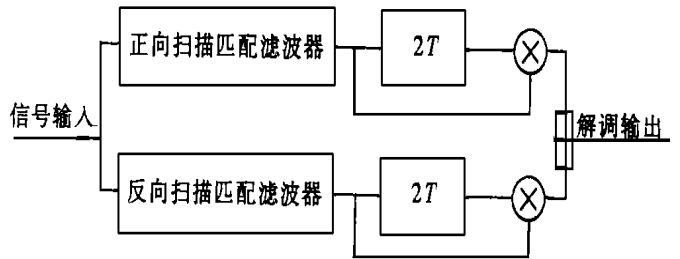


图 2 交替扫描 CHIRP 调制器解调框图

由于 $S_0(\varphi)$ 和 $S_1(\varphi)$ 的相关性很小,差分解调的峰值泄漏为 0.011,上下两路 DPSK 解调的输出仍可等效为理想的脉冲序列,但各支路脉冲周期却由原来的 T 扩展为 $2T$,相应 M 的最大量程也扩大到 8 ms,这对 HF 信道估值来说完全可以满足要求了。图 3 给出了扩展 CMD 法的估值性

能,其测试精度和最低可用信噪比(0 dB~3 dB)都非常理想。

3 多普勒展宽 D 的测量

一个单音信号在短波信道上传输后频谱会扩展而变为一窄带信号, D 是用来描述频谱扩展程度的参数,从 D 的特性可知,对 D 进行测量的最佳信号形式是单音信号,并由测量所用时间的长短决定 D 的测量精度,而 CHIRP 信号和单音信号完全不同,因此当前的问题就是能否利用 CHIRP 调解器来完成对 D 的测量。

测量 D 较为著名的方法是 P. A. Bello 提出的包络法^[3] 测量方案,也就是对短波信道传输函数 $G(f, t)$ 进行时域微分的方法来计算 D

$$D^2 = (1/\pi^2) \left[\left| \frac{\partial G(f, t)}{\partial t} \right|^2 \right] \left[|G(f, t)|^2 \right] \quad (3)$$

在测量 D 时,我们利用了 P. A. Bello 提出的 FM 信号包络法测 D 的想法,设计了一个适合于 CHIRP 调解器的快速估值方案,即由信号的时域包络直接估计 D 。短波信道上存在着多种衰落形式,其中频率选择性衰落只影响一个码元宽度内的信号包络;而吸收衰落的周期则相对较长(几分钟到几小时),对信号的短期包络基本没有影响。 D 的典型值为几个赫兹,和上述其他形式衰落的周期明显不同,这就使我们可以时域上通过测量信号包络的变化情况来估计 D 。

信号包络实际上是信号平均能量的一种表示,在没有噪声的情况下,发送的信号为 $S(f, t)$,则接收到的信号为 $R(f, t) = S(f, t) \times G(f, t)$,由于并不要求每个频率上的 D ,所以接收可以简化为 $R(t) = S(t) \times G(t)$ 。定义信号的包络值 $E(t)$ 为

$$E(t) = \sqrt{\int_0^{T_e} R(t - \tau)^2 d\tau} \quad (4)$$

根据 D 的典型范围 0 Hz~5 Hz,对应衰落周期大于 200 ms,故只要保证积分时间 T_e 远小于 200 ms,就可认为在 T_e 内 $G(t)$ 是不变的,即

$$\int_0^{T_e} |R(kT_e + t)|^2 dt = \int_0^{T_e} |S(kT_e + t)G(kT)|^2 dt = |G(kT)|^2 \int_0^{T_e} |S(kT_e + t)|^2 dt = |G(kT)|^2 E_s \quad (5)$$

E_s 为常数。可见,只要计算出接收到的信号能量,就能算出 $|G(kT)|$,根据式(4)信号包络 $E(kT)$ 的定义可知, $E(kT) = |G(kT)| E_s$; E_s 为常数,且在以后 D 的计算可约去,故可令 $E_s = 1$ 。

在 CHIRP 调解器的实现方案中采用了离散化的数字信号处理技术,平均周期 T_e 等于码元周期(8 ms),采样率是 8 kHz, N 为 64 点,相应 D 的计算如下。

$$D = (1/\pi T) \sqrt{\sum_{k=1}^{L-1} (E_{k+1} - E_k)^2 \left[(L-1)/L \sum_{k=1}^L E_k^2 \right]} \quad (6)$$

其中 $E_k = \sum_{n=0}^{N-1} R(kN + n)^2$; $N = \frac{T}{f_s}$ 。相当于对包络进行 125 Hz 的低速率抽样, D 单次测量的观测时间为 1 024 ms(码元个数 $L = 128$),参照美军 188-141 A 军标的最短单呼周期(1 176 ms),它对应一次标准 LQA 过程可能的最短时间。CHIRP 调解器通过 HF 模拟信道测试 D 的结果见表 1。其中测量次数为 100, σ 表示测量值 D_{av} 和测量时段内实际值 D_{set} 的偏差, D_m 表示测量均值。

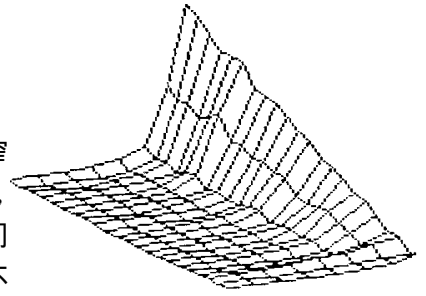


图3 扩展 CMD 法估值性能

表 1 CHIRP 调解器 D 值估计性能

D_{set}/Hz	0.5	1.0	1.5	2.0	2.5	3.0	3.5	4.0	4.5	5.0
D_m/Hz	0.61	1.08	1.59	2.03	2.50	2.91	3.32	3.79	4.41	4.71
σ/Hz	0.01	0.02	0.03	0.05	0.08	0.10	0.13	0.17	0.23	0.27

表 1 中, N_0 表示测量次数, 从模拟器的测试结果可知, 对于随机信道的多次测量, 测得 D 的均值较为准确, 而且单次测量和真值的均方偏差也比较小, 这说明 CHIRP 调解器在探测信道的多普勒展宽方面有较好的性能。

4 结 论

模拟实验结果表明, 采用本文提出的算法, CHIRP 调解器可以很好地利用解调信息和位同步定时, 在噪声背景下完成对信道多径展宽 M 的估计, 其估计精度和现有的各种话带估计方案相同。而扩展 CMD 法还可通过改变信号的扫描方向, 在不改变信号谱利用率和波特率的情况下倍增 M 的可测范围。同时 CHIRP 调解器可以采用时域包络计算, 对多普勒展宽 D 进行准确的估计。CHIRP 调解器对 M 和 D 的估计算法简便可行, 而且估计和通信同时进行, 不需另外发送探测信号, 是一种有吸引力的实时短波信道估值方案。

参 考 文 献

- 1 Gott G F, Darbyshire E P, Brydon A N et al. Robust slow and medium rate data transmission. IEE 5th International Conference on HF Radio Systems and Techniques, 1991(1): 212~216
- 2 陈尚勤, 李云芝, 张德加. 自适应选频系统中 Chirp 法信道估质的研究. 电子科技大学学报, 1992, 21 (增刊下): 133~138
- 3 Phillip A. Bello Some techniques for the instantaneous real-time measurement of multipath and Doppler spread. IEEE Trans on communication technology, 1965(3): 285~292
- 4 Perl Joseph M, David Kagan. Real-time HF channel parameter estimation. IEEE Trans on Communication, 1986(34): 54~58

Techniques for Measurement of Multipath and Doppler Spread Using CHIRP Modem

Luo Ning Chen Shangqin Wu Yujing

(Inst. of Information Systems, UEST of China, Chengdu 610054)

Abstract HF is a media with serious selective fade. Its minimal characterization is provided by the gross channel parameters of multipath spread (M) and Doppler spread (D). CHIRP modem is a new type of HF modem using low-rate phase modulation and has high reliability and robustness of data transmission. This paper introduces the technique to estimate M and D with CHIRP modem. And a scheme of spreading the maximum M that can be estimated is also discussed. The result of simulation proves that techniques for measurement of M and D are simple but efficient and accurate.

Key words short wave; modem; channel quality estimation; multipath spread; envelop

编辑 黄 辛