

基于状态估计的混沌直扩信号联合均衡与解调*

徐新智 郭静波†

(清华大学电机工程与应用电子技术系, 电力系统及发电设备控制和仿真国家重点实验室, 北京 100084)

(2010年5月11日收到; 2010年5月26日收到修改稿)

针对混沌直接序列扩频信号(以下称混沌直扩信号)通过非理想信道, 利用信道和混沌直扩信号的状态方程及其均衡和解调的关联性, 提出一种基于状态估计的联合均衡与解调算法. 算法采用多扩展卡尔曼滤波(extended kalman filter, EKF)结构, 一边对信道均衡, 一边估计二进制信息码, 二者互为因果, 同时进行, 不仅可以有效克服非理想信道所带来的多径信道畸变、加性噪声等对信号的影响, 还可将掩藏在混沌直扩信号中的原始二进制信息码解调出来, 比均衡和解调分离的做法更有效地利用信息, 有更好的实时性. 仿真结果表明, 所提出的算法收敛速度快, 能在信道特性未知情况下较好地抵御多径效应和噪声影响, 实现了混沌直扩信号在非理想信道条件下的有效可靠传输.

关键词: 混沌直扩通信, 非理想信道, 联合均衡与解调算法, 扩展卡尔曼滤波

PACS: 05.45.Vx, 05.45.-a, 05.45.Pq

1. 引言

自从1990年Pecora等^[1]实现了混沌同步, 混沌通信的研究便成为混沌研究的一个重要前沿领域^[2-20]. 由于混沌信号具有初值敏感、宽频谱、类噪声等特性, 与传统的正弦载波通信相比, 混沌通信表现出更高的保密性^[7,8], 具有广阔的军事和商用前景. 近些年来相继发展出不同的通信机理, 如混沌掩盖, 混沌键控, 混沌调制以及混沌扩频. 其中, 混沌直扩由于其潜在的大容量、低截获概率、高保密性能等优点, 成为上述通信方式中研究最多、应用潜力最大的一种通信方式^[9-11]. 然而到目前为止, 关于混沌直扩通信解调的研究大多数是基于理想信道的假设, 或者认为信道上只有加性的高斯白噪声^[12-14]. 在实际的通信系统中, 信道不仅有加性噪声存在, 多径效应或衰落导致的信号畸变对通信质量的影响更严重.

针对混沌信号通过非理想信道, 文献[15, 16]提出了基于混沌同步的均衡算法, 这种算法必须选择合适的耦合参数来确保所有的条件李雅普诺夫指数为负才能实现同步, 这在实际通信中很难实现; 文献[17]提出了基于扩展卡尔曼滤波(Extended

Kalman Filter, EKF)的均衡算法, 将信道系数建模为AR模型, 把信道均衡问题转化为混合参数的状态估计问题, 将通过非理想信道后的混沌信号作为观测变量, 利用EKF估计出信道参数和通过信道前的混沌信号, 这种方法较混沌同步的均衡方法有更快的收敛速度和更好的性能; 文献[18]将无先导变换技术引入到处理基于混沌通信的均衡问题中, 用UKF(Uncented Kalman Filter)替代EKF对信道进行均衡, 计算上更为简单, 有更高的精度. 上述这些研究工作的主要目的都是为了估计信道参数. 所用的混沌信号只是不含信息的混沌信号, 该混沌信号可以认为是辨识系统所用的测试信号. 虽然能够估计出信道参数, 但发射机和接收机之间并没有传输有效的信息; 在完成信道辨识后, 再传送带有信息的混沌通信信号, 也就是说均衡和解调是分离的. 从本质上讲这种分离做法是通过降低系统的有效性来换取可靠性. 对混沌直扩信号的解调一般采用相关解调法^[10]. 相关解调要求收发双方必须保持严格同步, 接收方要已知发送的混沌方程及初值. 由于混沌系统对初值的敏感性, 稍有偏差就会导致解调的失效. 文献[19, 20]采用神经网络的方法对非理想信道进行均衡, 输出的信号能反映出所发送的混沌的特性, 但所传输信号只是没有进行调制的混沌

* 清华大学电力系统及发电设备控制和仿真国家重点实验室(批准号: SKLD09M25)资助的课题.

† 通讯联系人. E-mail: guojb@tsinghua.edu.cn

映射,收发双方没有传输有效的信息.

针对混沌直扩信号通过非理想信道,本文旨在寻求一种直接利用混沌直扩信号的联合均衡与解调算法,同时实现对非理想信道的均衡和对信息信号的解调,从而实现非理想信道条件下混沌直扩信号既有效又可靠的传输.

考虑到信道模型和混沌状态的演化都可以用状态方程来描述,因此可以将状态估计同时用于对非理想信道的均衡和对混沌直扩信号的解调. 鉴于两者的关联性,本文提出一种采用多 EKF 结构的联合均衡与解调算法,一边对信道均衡,一边估计二进制信息码,二者互为因果,充分利用对方的信息,同时递归实现均衡与解调. 不需要发送专门用于均

衡的训练序列,也不需要知道混沌系统的初值,就可以实时地实现均衡与解调,实现发射端和接收端的实时通信.

仿真结果表明,本文提出的算法具有较快的收敛速度,在对混沌参数初值以及信道参数都未知的条件下,能较好地克服非理想信道对信号传输的影响,并具有一定的抗噪声能力.

2. 模型结构

图 1 给出了本文所研究的混沌直扩通信系统的模型结构.

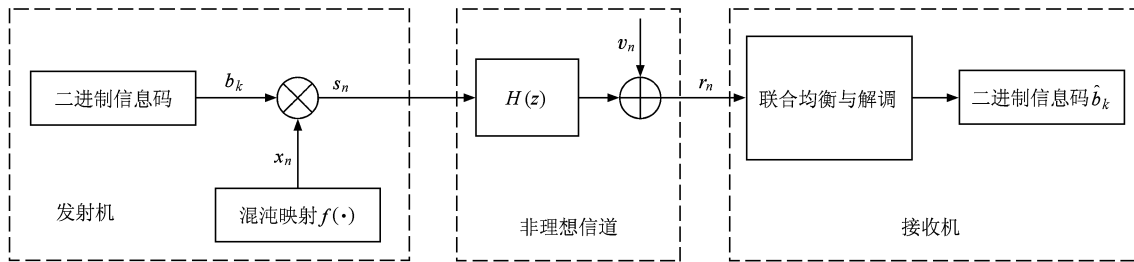


图 1 混沌直扩通信系统的模型结构

混沌序列 $\{x_n\}$ 由一个混沌动力学系统生成,该系统可以用如下状态方程描述:

$$x_{n+1} = f(x_n) \quad n = 0, 1, 2, \dots, \quad (1)$$

其中 $x_n \in \mathbf{R}^n$ 是状态,而 $f(\cdot)$ 将状态 x_n 映射到下一个状态 x_{n+1} .

对每一个比特的信息信号 $b_k \in \{-1, 1\}$,都用混沌序列 $\{x_n\}$ 中的 N 个点 $x_n (n = 1 + (k-1)N, \dots, kN)$ 进行扩频,发送的直扩信号序列 $\{s_n\}$ 中每一个点都是由二进制信息码和混沌序列相乘得来,即 $s_n = b_k x_n, n = 1 + (k-1)N, \dots, kN, k = 1, 2, 3, \dots$

生成的混沌直扩信号通过非理想信道传输到接收端. 该信道不仅存在加性噪声,还有多径信道畸变、衰落等效应,信道的这些效应会导致码间串扰 (ISI),影响通信质量. 图 2 给出了一个混沌直扩信号通过非理想信道后的波形示意图. 由于有多条路径,每条路径上的延时不同,接收信号是发送信号的延时加权和,即

$$r_n = H(a_n)[s_n] = \sum_{i=0}^{L-1} a_n^i s_{n-i} + v_n, \quad (2)$$

其中 $a_n = (a_n^0, a_n^1, \dots, a_n^{L-1})$ 是信道参数,对于线性滤波信道,信道参数可被视为常数;若信道是多径衰

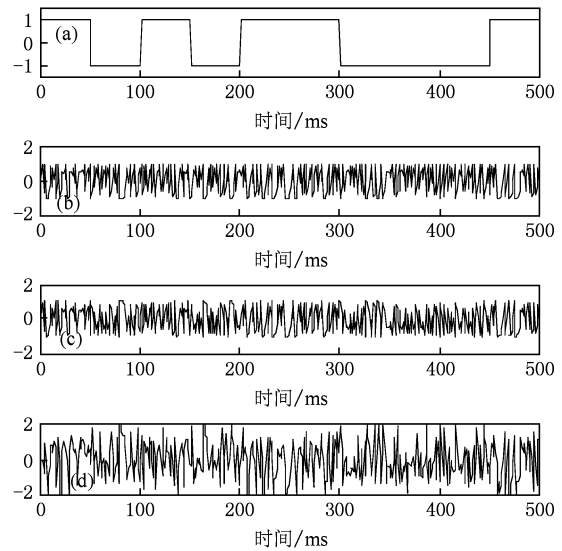


图 2 混沌直扩信号通过非理想信道的波形示意图 (a) 二进制信息序列 b_k , (b) 混沌序列 x_n , (c) 混沌直扩信号序列 s_n , (d) 通过非理想信道后的混沌直扩信号序列 r_n

落的,信道参数 a_n 通常是时变的. v_n 是均值为 0 方差为 R 的加性高斯白噪声.

接收机接收经过非理想信道衰变后的混沌直

扩信号,本文的目标是构建一种联合均衡与解调算法,在消除信道对信号的影响同时,将混沌直扩信号中包含的二进制信息序列 b_k 解调出来,以达到既有效又可靠的通信目的.

3. 联合均衡与解调算法

3.1. 扩展卡尔曼滤波

卡尔曼滤波^[21]是一种基于最小均方误差准则的时间序列状态估计算法. 状态 $x_n \in \mathbf{R}^n$ 的演化方程为

$$x_n = \mathbf{A}x_{n-1} + \mathbf{B}u_{n-1} + w_{n-1}, \quad (3)$$

定义观测变量 $z \in \mathbf{R}^m$, 观测方程为

$$z_n = \mathbf{H}x_n + v_n, \quad (4)$$

其中, u_n 是外加激励, w_n 是系统噪声, v_n 是观测噪声. 卡尔曼滤波以最小化估计值与真实值之间的均方误差为目标,分为时间更新方程和测量更新方程.

时间更新方程为

$$\hat{x}_k^- = \mathbf{A}\hat{x}_{k-1} + \mathbf{B}u_{k-1}, \quad (5)$$

$$\mathbf{P}_k^- = \mathbf{A}\mathbf{P}_{k-1}\mathbf{A}^T + \mathbf{Q}. \quad (6)$$

测量更新方程为

$$\mathbf{K}_k = \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}^T (\mathbf{H}\mathbf{P}_k^- \mathbf{H}^T + \mathbf{R})^{-1}, \quad (7)$$

$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + \mathbf{K}_k (z_k - \mathbf{H}\hat{x}_k^-), \quad (8)$$

$$\mathbf{P}_k = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}) \mathbf{P}_k^-. \quad (9)$$

其中 $\hat{x}_k^-$ 表示状态估计, $\mathbf{P}_k^-$ 表示协方差估计. $\mathbf{Q}$ 和 $\mathbf{R}$ 分别是系统噪声和观测噪声的协方差矩阵. 通过迭代不断更新状态估计和协方差估计的值,并把每次得到的估计值作为下次迭代的先验估计,最终递推出整个序列.

然而混沌系统是非线性动力系统,传统的卡尔曼滤波并不能直接应用. EKF 用泰勒展开的一次项对非线性方程作线性化近似,将原始的卡尔曼滤波扩展到非线性领域^[22]. 非线性的状态方程和观测方程为

$$x_n = f(x_{n-1}, u_{n-1}, w_{n-1}), \quad (10)$$

$$z_n = h(x_n, v_n). \quad (11)$$

线性化后的状态方程中的矩阵 $\mathbf{A}$ 和观测方程中的矩阵 $\mathbf{H}$ 分别是如下的雅可比矩阵:

$$\mathbf{A}_{[i,j]} = \frac{\partial f_{[i]}}{\partial x_{[j]}}(x_{n-1}, 0), \quad (12)$$

$$\mathbf{H}_{[i,j]} = \frac{\partial h_{[i]}}{\partial x_{[j]}}(x_n, 0). \quad (13)$$

3.2. 联合均衡与解调算法

图 1 中发送和接收的混沌直扩信号满足如下方程:

$$\begin{aligned} x_n &= f(x_{n-1}), \\ s_n &= b_k x_n, \\ r_n &= \sum_{i=0}^{L-1} a_n^i s_{n-i} + v_n. \end{aligned} \quad (14)$$

假设信道参数是随时间缓慢变化的,将其建模成一个 AR 模型,即

$$a_n^i = \sum_{j=1}^{p_i} c_{n-1}^{i,j} a_{n-1}^i + w_n^i \quad i = 0, 1, \dots, L-1, \quad (15)$$

其中 p_i 是 AR 模型的阶次, $c_{n-1}^{i,j}$ 是对应的系数,而 w_n^i 是高斯白噪声. 这样就把信道均衡问题转化为一个混合参数估计问题,状态变量包含 $[x_n, a_n, c_n]^T$. 文献[17]讨论了使用混沌序列 $x_n = f(x_{n-1})$ 进行均衡的问题.

假设信道模型中有两条路径,即 $L=2$, AR 模型的阶次 $p_i=2$,系统的状态方程 $x_n = f(x_{n-1}) + w_{n-1}$ 可以表达为

$$\begin{bmatrix} x_n \\ x_n^1 \\ a_n^0 \\ a_n^{0,1} \\ c_n^{0,1} \\ c_n^{0,2} \\ a_n^1 \\ a_n^{1,1} \\ c_n^{1,1} \\ c_n^{1,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f(x_{n-1}) \\ x_{n-1} \\ c_{n-1}^{0,1} a_{n-1}^0 + c_{n-1}^{0,2} a_{n-1}^{0,1} \\ a_{n-1}^0 \\ c_{n-1}^{0,1} \\ c_{n-1}^{0,2} \\ c_{n-1}^{1,1} a_{n-1}^1 + c_{n-1}^{1,2} a_{n-1}^{1,1} \\ a_{n-1}^1 \\ c_{n-1}^{1,1} \\ c_{n-1}^{1,2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ w_n^1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ w_n^2 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (16)$$

系统的观测方程就是两个路径的加权和,即 $r_n = a_n^0 x_n + a_n^1 x_n^1 + v_n$. 用 EKF 的方法对以上的状态方程和观测方程进行滤波,就可以估计出信道参数 $[a_n]$ 和混沌序列的状态 $[x_n]$.

然而上述使用混沌序列 $x_n = f(x_{n-1})$ 进行均衡的方法对于含有信息的混沌直扩信号 s_n 不再适用.

因为混沌直扩信号 s_n 的状态方程并不像上述混沌序列 x_n 一样始终满足一个固定的状态方程 $x_n = f(x_{n-1})$,而是在信息码为 +1 的部分满足 $x_n = f(x_{n-1})$,信息码为 -1 的部分满足 $x_n = -f(x_{n-1})$. 然而接收机并不知道此时信息码为正还是为负,所以需要另外的算法来估计信息码,以提供给均衡算

法选择相应的状态方程.

接下来考虑二进制信息码 b_n 的估计或解调问题. 对 b_n 的估计需要两个交替的卡尔曼滤波器, 一个的状态变量是 b_n 用以估计符号, 另一个的状态变量是 x_n 用以估计状态. 根据混沌直扩原理, 同时考虑到 b_n 相对于 x_n 是慢变的, 具体卡尔曼滤波方程如下:

$$\begin{cases} \hat{b}_{n+1} = \hat{b}_n + w_n^{(1)}, \\ r_{n+1} = \hat{b}_{n+1} f(x'_n) + v_n^{(1)}; \end{cases} \quad (17)$$

$$\begin{cases} \hat{x}_{n+1} = f(\hat{x}'_n) + w_n^{(2)}, \\ r_{n+1} = \text{sgn}(\hat{b}_{n+1}) \cdot x'_{n+1} + v_n^{(2)}. \end{cases} \quad (18)$$

其中 $w_n^{(1)}, w_n^{(2)}$ 是系统噪声, $v_n^{(1)}, v_n^{(2)}$ 是观测噪声.

由于通过非理想信道后的混沌直扩信号畸变较大, 直接把接收数据作为观测值用上述方法进行解调并不能取得预期的效果. 因此必须将均衡和解调联合考虑, 而不能将二者独立开来. 上述的均衡和解调过程均为递推, 所以联合的思想就是要在每一步递推中都既有均衡又有解调, 均衡后的数据给解调模块作为观测值, 反过来, 解调得到的结果在下次递推时为均衡模块提供判断状态方程的依据. 联合均衡与解调针对混沌直扩信号以及非理想信道的特点, 充分利用各模块的更新信息, 使均衡和解调可以协调工作, 互为因果, 同时进行, 最终实现对二进制信息码的最优估计. 整个递推过程如图 3 所示.

综上所述, 混沌直扩信号的联合均衡与解调的完整算法描述如下:

先对各状态变量赋初值, 包括信息码 $\hat{b}_n$, 混沌状态 $\hat{x}_n$, 均衡的输出 $\hat{e}_n$. 从 $n=2$ 开始循环, 每个循环分 4 步:

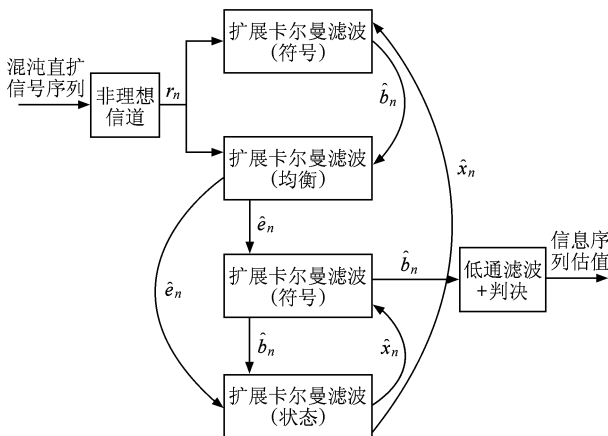


图3 联合均衡与解调算法结构

第1步: 用上次循环得到的 $\hat{x}_n$ 作为观测方程中的参数, 接收到的通过非理想信道的数据 r_n 作为观测变量, (17) 式为状态方程, 对 $\hat{b}_n$ 进行更新.

第2步: 根据第1步得到 $\hat{b}_n$ 的符号做判断, +1 选择 $x_n = f(x_{n-1})$, -1 选择 $x_n = -f(x_{n-1})$ 作为 (16) 式中的第一个状态方程做 EKF 均衡. 该 EKF 的观测变量也来自接收到的数据 r_n . 均衡输出的 $\hat{e}_n$ 是去掉信道影响后的序列.

第3步: 再经过一个估计符号 $\hat{b}_n$ 的 EKF, 该模块与第一个模一样以 (17) 式做状态方程, 不同之处在于观测变量的输入来自第2步的输出 $\hat{e}_n$, 它的输出经过低通滤波和判决之后, 即为整个系统对信息码的估计或解调结果.

第4步: 将第3步的输出 $\hat{b}_n$ 作为判断观测矩阵符号的依据, 它的观测变量来自第2步均衡后的数据 $\hat{e}_n$, 状态方程是 (18) 式. 输出的结果 $\hat{x}_n$ 给下一个循环的第1步和第3步帮助估计符号.

每一步迭代中, 各模块之间联合协作, 充分利用信息, 均衡与解调整体考虑, 最终得到最优的解调结果.

4. 仿真结果及分析

4.1. 时不变信道模型

由 Logistic 映射生成原始混沌序列, 即 $x_n = f(x_{n-1}) = 1 - 2x_{n-1}^2$. 混沌序列与随机二进制码相乘生成扩频比为 50 的混沌直扩信号. 通常, 最短的传播路径是主路径, 传输的能量最多, 其他的延时路径传输的能量要少, 因此定义最短路径的信道参数

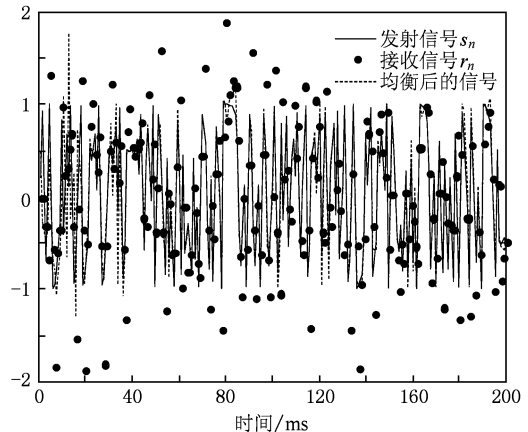


图4 混沌直扩信号通过时不变信道均衡结果

为 $a_n^0 = 1$.

假设经过的信道参数为

$$a_n = [1, 0.48, -0.42], \quad (19)$$

在信噪比为 15 dB 的条件下,采用本文提出的算法,用零阶 AR 模型对信道建模,均衡得到的结果如图 4 所示.

接收端通过解调估计得到的二进制信息码 $\hat{b}_k$ 与实际发送的二进制信息码 b_k 比较如图 5.

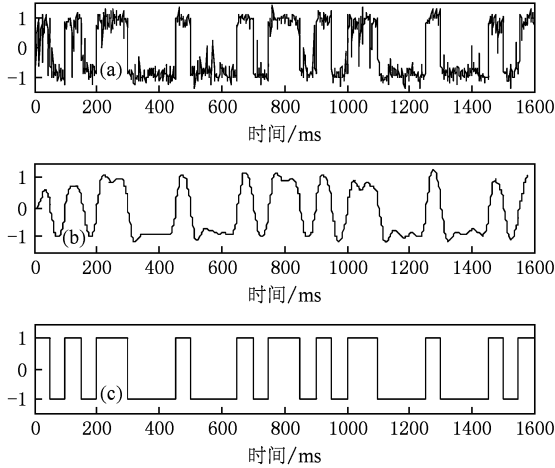


图 5 混沌直扩信号通过时不变信道解调结果 (a) 估计的信息码 $\hat{b}_k$, (b) $\hat{b}_k$ 低通滤波后, (c) 发送的信息码 b_k

4.2. 时变信道模型

假设信道模型中有 5 条路径,主路径延时为 0,系数为 1,即 $a_n^0 = 1$. 其他几条路径参数为

$$\begin{aligned} a_n^1 &= 0.4, \\ a_n^2 &= -0.2 + 0.1 \sin(0.01n), \\ a_n^3 &= -0.4 + 0.05 \sin(0.02n), \\ a_n^4 &= 0.1 + 0.1 \cos(0.01n). \end{aligned} \quad (20)$$

在信噪比为 15 dB 的条件下,采用本文提出的算法,用二阶 AR 模型对信道建模,均衡得到的结果如图 6.

接收端通过解调得到的二进制信息码的估计 $\hat{b}_k$ 与实际发送的二进制信息码 b_k 比较如图 7 所示.

从以上仿真结果可以看出,接收信号与发送信号相比有较大误差,信道参数权重越大,误差也就越大. 不论时不变信道还是时变信道,算法收敛速度都很快,均衡后的信号比接收到的信号都更加接近发送的信号. 两种信道条件下,通过本文算法解得的二进制信息码与真实值都很好地相符.

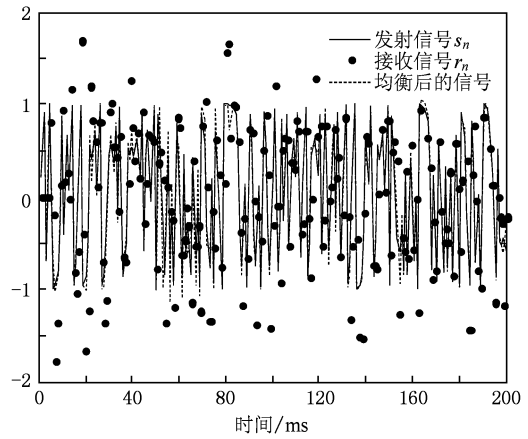


图 6 混沌直扩信号通过时变信道均衡结果

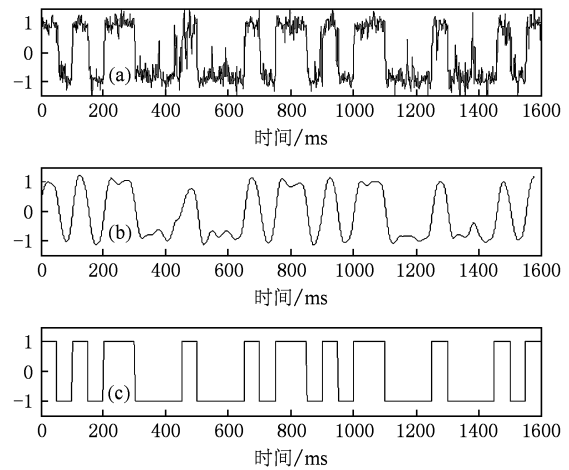


图 7 混沌直扩信号通过时变信道解调结果 (a) 估计的信息码 $\hat{b}_k$, (b) $\hat{b}_k$ 低通滤波后, (c) 发送的信息码 b_k

4.3. 性能分析

为了定量评价均衡的性能,这里给出不同信噪比下均衡前后数据与发射信号均方误差 (MSE) 的比较. 图 8 和图 9 分别是在 (19) 和 (20) 式中描述的时不变信道和时变信道条件下的均衡前后信号与发射信号的 MSE 相比较的曲线.

从图中可以看出,通过均衡后的信号与发射信号之间的均方误差更小,随着信噪比的增加,均衡后的性能得到明显提升.

对于解调的性能评价,采用蒙特卡洛法进行仿真,在信道参数为 (19) 和 (20) 式的条件下,得到的误码率和信噪比的关系曲线对比如图 10 所示.

在 (19) 式描述的多径信道条件下,信噪比为

10 dB时误码率达到 10^{-5} , 优于文献[13]中只有加性噪声条件下的解调性能.

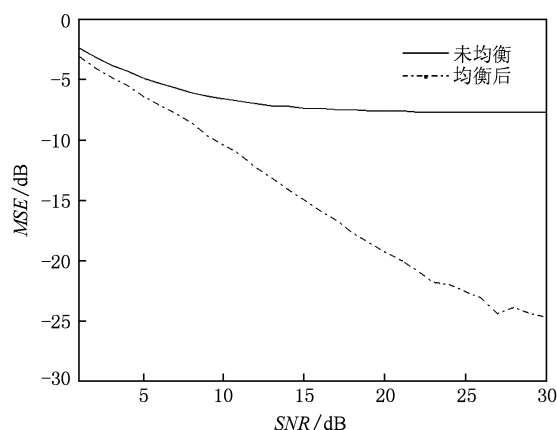


图8 时不变信道下均衡前后与发射信号 MSE 曲线

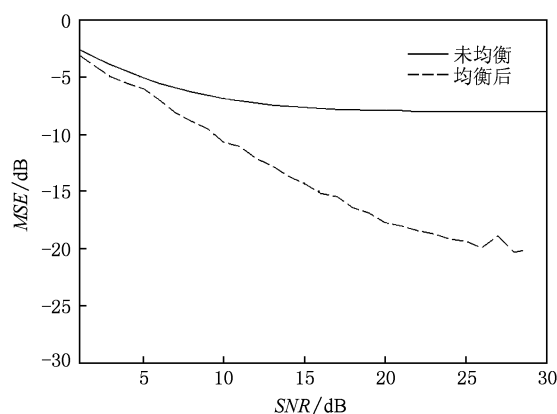


图9 时变信道下均衡前后与发射信号 MSE 曲线

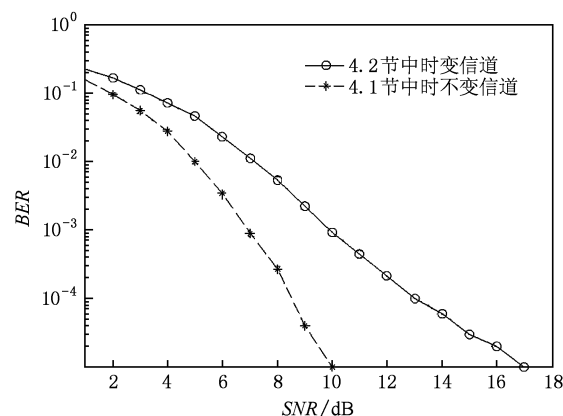


图10 在不同信道条件下的信噪比-误码率曲线

5. 结 论

针对混沌直接扩频序列信号通过非理想信道, 利用信道和混沌直扩信号的状态方程及其均衡和解调的关联性, 提出了一种基于扩展卡尔曼滤波状态估计的联合均衡与解调算法. 均衡与解调同时进行, 交替应用几个基于不同状态方程的扩展卡尔曼滤波器, 在去除非理想信道的多径效应对接收信号造成的畸变的同时, 将发送的二进制信息序列从混沌直扩信号中解调出来. 算法不要求知道混沌的初值、信道的状态, 也不需要发送专门用以均衡的训练序列. 仿真结果表明, 算法有较好的实时性, 可以减小接收信号与原发送信号之间的 MSE, 解调结果也有较好的性能, 能够有效抵御非理想信道的多径效应及噪声的影响, 实现了非理想信道条件下混沌直扩信号的有效与可靠传输.

- [1] Pecora L M, Carroll T L 1990 *Phys. Rev. Lett.* **64** 821
- [2] Wang F P, Guo J B, Wang Z J, Xiao D C, Li M T 2001 *Acta Phys. Sin.* **50** 1019 (in Chinese) [汪芙平、郭静波、王赞基、肖达川、李茂堂 2001 物理学报 **50** 1019]
- [3] Zhang J S, Xiao X C 2001 *Acta Phys. Sin.* **50** 2121 (in Chinese) [张家树、肖先赐 2001 物理学报 **50** 2121]
- [4] Wang F P, Wang Z J, Guo J B 2002 *Acta Phys. Sin.* **51** 474 (in Chinese) [汪芙平、王赞基、郭静波 2002 物理学报 **51** 474]
- [5] Li J F, Li N, Lin H 2004 *Acta Phys. Sin.* **53** 1694 (in Chinese) [李建芬、李 农、林 辉 2004 物理学报 **53** 1694]
- [6] Li X X, Feng J C 2007 *Acta Phys. Sin.* **56** 701 (in Chinese) [李雪霞、冯久超 2007 物理学报 **56** 701]
- [7] Yu L H, Fang J C 2005 *Acta Phys. Sin.* **54** 4012 (in Chinese) [于灵慧、房建成 2005 物理学报 **54** 4012]
- [8] Zhang Y, Chen T Q, Chen B 2007 *Acta Phys. Sin.* **56** 56 (in Chinese) [张 勇、陈天麒、陈 滨 2007 物理学报 **56** 56]
- [9] Parlits U, Ergezinger S 1994 *Phys. Lett. A* **188** 146
- [10] Ghobad H B, Clare D M 1994 *IEEE Trans. on communications* **42** 1524
- [11] Yu Z B, Feng J C 2008 *Acta Phys. Sin.* **57** 1409 (in Chinese) [余振标、冯久超 2008 物理学报 **57** 1409]
- [12] Luca M B, Azou S, Burel G 2005 *Proc. IEEE ISCAS'05 Kobe Japan, May, 2005*
- [13] Luca M B, Azou S, Hodina E, Serbanescu A, Burel G 2006 *IEEE-Communications conf. Bucharest, Romania* **1** 1

- [14] Hu J F, Guo J B 2008 *Acta Phys. Sin.* **57** 1477 (in Chinese) [胡进峰、郭静波 2008 物理学报 **57** 1477]
- [15] Sharama N, Ott E 1998 *Phys. Lett. A* **248** 347
- [16] Cuomo K M, Oppenheim A V, Barron R J 1996 *IEEE Proc. ICASSP* **3** 1605
- [17] Zhu Z W, Leung H 2001 *IEEE Trans Circuits and Systems part I* **48** 979
- [18] Wang S Y, Feng J C 2004 *Journal of Southwest China Normal University* **29** 373 (in Chinese) [王世元、冯久超 2004 西南大学学报 **29** 373]
- [19] Zhao H Q, Zhang J S, Zeng X P 2007 *Acta Phys. Sin.* **56** 1975 (in Chinese) [赵海全、张家树、曾祥萍 2007 物理学报 **56** 1975]
- [20] Zhao H Q, Zhang J S 2008 *Acta Phys. Sin.* **57** 3996 (in Chinese) [赵海全、张家树 2008 物理学报 **57** 3996]
- [21] Kalman R E 1960 *J. Basic Engineering* **82** 35
- [22] Simon Haykin 2001 *Kalman filtering and neural networks* (New York: John Wiley & Sons) p16-21

A novel unified equalization and demodulation of chaotic direct sequence spread spectrum signal based on state estimation^{*}

Xu Xin-Zhi Guo Jing-Bo[†]

(State Key Laboratory of Control and Simulation of Power System and Generation Equipments, Department of Electrical Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

(Received 11 May 2010; revised manuscript received 26 May 2010)

Abstract

A novel unified algorithm based on state estimation was proposed for equalization and demodulation of chaotic direct sequence spread spectrum (CD3S) signal through a non-ideal channel. The algorithm uses the state equations of the channel and the CD3S signal, as well as the reciprocal relationship between equalization and demodulation. Multiple extended kalman filters (EKF) were used for equalizing the channel while demodulating the binary message simultaneously by implementing them in reciprocal interaction. This algorithm could not only overcome the impact brought about by non-ideal channel, such as multipath interference and channel noise, but also demodulate the binary message from CD3S signal. This unified approach utilizes the information more adequately and has better real-time performance than independent approaches. Simulation results demonstrated that the proposed algorithm has a fast convergence rate, and is resistant to the multipath effect without knowledge of channel characteristic and the noise, so the efficient and reliable transmission of the CD3S signal through the non-idea channel is realized.

Keywords: chaotic direct sequence spread spectrum communication, non-ideal channel, unified equalization and demodulation algorithm, extended kalman filter

PACS: 05.45. Vx, 05.45.- a, 05.45. Pq

^{*} Project supported by the State Key Laboratory of Control and Simulation of Power System and Generation Equipments, Tsinghua University, China (Grant No. SKLD09M25).

[†] Corresponding author. E-mail: guojb@tsinghua.edu.cn