

复信号功率估计的高效算法及其优化¹

黄爱苹

(浙江大学信息与通信工程研究所 杭州 310027)

摘 要 该文讨论了用于含噪复值信号功率估计的两种结构简单、计算高效、可具有预测特性、可保证输出估计恒为正值功率估计系统。功率估计的偏差和方差可以通过优化设计 FIR 子系统来达到最小或减小。用于移动通信 CDMA 系统功率控制的仿真表明: 控制能力提高, 低信噪比时系统差错率下降。

关键词 复值信号, 功率估计, 算法, 优化

中图分类号 TP911.7

1 引 言

功率是信号瞬时强度的重要度量。功率估计 (也称 Energy detection, 即能量检测) 指从含噪信号中估计其有用信号分量的功率或短时能量。功率估计已被应用于通信^[1-3]、生物信号处理^[4]、语音识别^[5,6]、图像处理^[7]、机器状态监测与故障诊断^[8]、雷达与声纳信号处理^[9]、控制^[10]等领域。

功率定义为单位时间里的能量, 正比于幅度的平方。在许多应用场合, 信号中往往混有噪声。为计算有用信号分量的功率, 功率估计系统必定是含有二次方运算的非线性系统; 为滤除噪声分量, 功率估计系统应含有滤波器。去掉滤波器, 功率估计系统就退化为简单的功率测量系统。若用预测器 (Predictor) 取代滤波器, 则功率估计系统可以对信号分量下一时刻的功率进行预测。功率估计系统中的滤波器 / 预测器在去除噪声分量的同时, 也会导致信号分量失真。因此, 功率估计系统的设计或选用取决于特定的信号和噪声, 即取决于特定的应用。系统的非线性特性增加了噪声滤除、系统分析、估计质量改善的难度。

最简单的功率估计系统由一个平方运算和一个线性时不变滤波器组成^[2,9]。更为一般的已用于信号功率估计的系统称为二次滤波 (Quadratic Filtering, QF)^[9,11,12]。QF 的输入输出关系为

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x(t-\tau_1)x(t-\tau_2)q(\tau_1, \tau_2)d\tau_1d\tau_2 \quad (1)$$

式中, 系统输出 $y(t)$ 是信号 $x(n)$ 在 t 时刻的功率估值, $q(\tau_1, \tau_2)$ 是运算核。广泛使用的功率计算公式, 如 $|\int_{-\infty}^{\infty} x(t-\tau)f(\tau)d\tau|^2$, $\int_{-\infty}^{\infty} |x(t-\tau)|^2f(t)d\tau$ 和 $\psi_c[x(t)] \equiv x'^2(t) - x(t)x''(t)$, 都是 (1) 式的特例 (这里 $x'(t)$ 和 $x''(t)$ 分别是 $x(t)$ 对时间的一阶和二阶导数)。而 QF 本身则是非线性 Volterra 滤波器的一个特例^[9,11-13]。离散时间 QF 可以用简单的矢量-矩阵形式描述如下

$$y(n) = \sum_{m_1=-K}^K \sum_{m_2=-K}^K x(n-m_1)x(n-m_2)q(m_1, m_2) = \mathbf{x}^T \mathbf{Q} \mathbf{x} \quad (2)$$

¹ 2000-01-28 收到, 2000-07-18 定稿

国家自然科学基金 (69972044)、浙江省综合信息网技术重点实验室和移动通信国家重点实验室开放课题基金 (W9906) 联合资助课题

式中, $\mathbf{x}$ 为信号 $x(n)$ 的 $2K+1$ 个抽样组成的列向量, $\mathbf{Q}$ 为 $(2K+1) \times (2K+1)$ 的系数矩阵。QF 将一维非线性运算表示成二维线性运算, 因而可容易地用 $\mathbf{Q}$ 矩阵的特性来描述和分析。 $\mathbf{Q}$ 矩阵的形式 (如对角阵、二元阵、对称阵等) 对 QF 功率估计结果的影响已在文献 [9] 中进行了全面透彻的定性分析。文献 [9,12] 中, $x(t)$ 和 $x(n)$ 均假定为实值的。对复值信号 $x(n) = x_R(n) + jx_I(n)$, 可以证明 $y(n) = \mathbf{x}_R^T \mathbf{Q} \mathbf{x}_R + \mathbf{x}_I^T \mathbf{Q} \mathbf{x}_I$ (上标 T 表示转置), 这就需要两倍于实信号功率的计算量。QF 的运算量正比于 K^2 , 而 K 的典型值为 $63 \sim 255$ [9], 故 QF 所需的运算量很大。参加运算的信号抽样为 $x(-K) \cdots x(K)$, 故 QF 的处理延迟为 K 个抽样间隔, 也很大。 $\mathbf{Q}$ 矩阵的设计 (元素的计算) 还是沿用经典的 FIR 滤波器设计法。对 QF 输出的功率估计的精度、对输入信号含有噪声时 QF 功率估计的性能, 都还没有定量的分析。

实际应用常常有实时性的要求, 即运算量和处理延迟必须在允许范围内。有时功率估计系统需要具有预测性, 以便对输入的信号分量的变化进行预测和对处理延迟进行补偿。某些场合如通信系统的基带模型中, 输入信号分量和噪声分量均为复值。输入信号含有噪声时功率估计系统的性能、输出的功率估计的精度也需要在系统设计阶段予以考虑。

本文主要考虑离散时域中信号分量和噪声分量均为复值的情况, 讨论两种高效、低延迟、具有预测性的功率估计系统, 给出它们应用于移动通信功率控制的仿真结果。

2 基于维纳模型的功率估计系统

可直接用于实值信号功率估计的维纳模型 (Wiener Model, WM) 由一个 FIR 滤波器和一个平方运算级联而成 [12,13], 见图 1(a)。它被称为标准的能量检测器, 因为其结构反映了去除噪声、然后计算信号功率的思路。它是 $\mathbf{Q}$ 矩阵为二元矩阵的 QF。也就是说, $\mathbf{Q}$ 矩阵中第 i 行第 j 列的元素 $q(i, j)$ 可以表示为 $h(i)h(j)$, 而 $h(i)$ 是 WM 中 FIR 滤波器的第 i 个系数。

为了估计复值信号的功率, 我们用两个 WM 和一个加法器构成图 1(b) 系统。它的两个 FIR 子系统具有相同的脉冲响应 $h(n)$, 长度为 N 。输入为复信号 $x(n) = x_R(n) + jx_I(n)$ 和复噪声 $w(n) = w_R(n) + jw_I(n)$ 之和。假定复信号的实部 $x_R(n)$ 和虚部 $x_I(n)$ 均为平稳, 具有相同的统计特性。假定复噪声的实部 $w_R(n)$ 和虚部 $w_I(n)$ 互不相关, 都是均值为零、方差为 $\sigma_w^2/2$ 、四阶原点矩为 $3\sigma_w^4/4$ [14] 的白色高斯噪声。因此, $w(n)$ 是加性白色高斯噪声, 均值为零, 方差为 σ_w^2 , 四阶原点矩为 $2\sigma_w^4$ 。

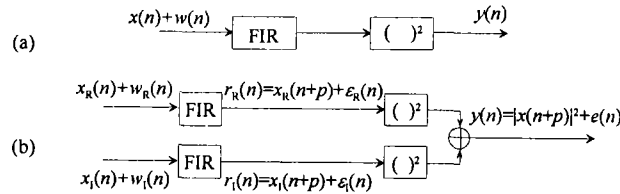


图 1 基于维纳模型的功率估计系统 (a) 用于实值信号 (b) 用于复值信号

图 1(b) 系统的输出 $y(n)$ 恒为正值。它是输入信号的功率 $|x(n)|^2 = x_R^2(n) + x_I^2(n)$ 的 p 步预测值。 $p=0$ 则 $y(n)$ 退化为输入信号的功率估计。 $y(n)$ 也可用中间变量 $r(n)$ 表示为

$$y(n) = |r(n)|^2 = r(n)r^*(n) = \mathbf{h}^T (\mathbf{x} + \mathbf{w})(\mathbf{x} + \mathbf{w})^* \mathbf{h} \quad (3)$$

这里, $r(n) = r_R(n) + jr_I(n) = \mathbf{h}^T(\mathbf{x} + \mathbf{w})$, 滤波器系数 $\mathbf{h} = [h(0) \cdots h(N-1)]^T$, 输入信号向量 $\mathbf{x} = [x(n) \cdots x(n-N+1)]^T$, 输入噪声向量 $\mathbf{w} = [w(n) \cdots w(n-N+1)]^T$, 上标 “*” 表示复共轭。实值的估计误差定义为实际输出与理想输出之差,

$$e(n) = y(n) - |x(n+p)|^2 = r(n)r^*(n) - x(n+p)x^*(n+p) \quad (4)$$

这个误差由二次方项 $x^2(n)$, $w^2(n)$, 以及 $x(n)$ 和 $w(n)$ 的交叉项组成, 故与输入信号、输入噪声均有关。估计的偏 (即 $e(n)$ 的期望值) 和估计的方差 (即均方误差 MSE) 可推导如下

$$\text{Bias} = E\{e(n)\} = \mathbf{h}^T \mathbf{R}_x \mathbf{h} + \sigma_w^2 G_n - R_x(0) \quad (5)$$

$$\text{Var} = E\{e^2(n)\} = E\{y^2(n)\} - 2E\{y(n)|x(n+p)|^2\} + E\{|x(n+p)|^4\} \quad (6)$$

式中 $E\{\cdot\}$ 表示期望运算, $G_n = \mathbf{h}^T \mathbf{h}$ 是滤波器的噪声增益, $\mathbf{R}_x = E\{\mathbf{x}\mathbf{x}^*{}^T\}$ 是输入信号的自相关矩阵, $R_x(0)$ 是信号的自相关函数在原点的数值, 即平均功率。由于 $e(n)$ 表示式中二次方项的存在, 估计的偏不可避免。下文中, 术语 MSE 和 Var 表示同一个意思。

图 1(b) 系统的优化设计有两种准则: 全局优化和局部优化。全局优化是设计 FIR 滤波器, 使系统输出的 MSE 为最小。将 (6) 式对非零向量 $\mathbf{h}$ 求偏导数, 得

$$\partial E\{e^2(n)\}/\partial \mathbf{h} = 2E\{(\mathbf{S} + \mathbf{S}^*)\mathbf{h}\mathbf{h}^T \mathbf{S}\}\mathbf{h} - 2E\{|x(n+p)|^2(\mathbf{S} + \mathbf{S}^*)\}\mathbf{h} \quad (7)$$

式中 $\mathbf{S} = (\mathbf{x} + \mathbf{w})(\mathbf{x} + \mathbf{w})^*{}^T$ 是一个 $N \times N$ 的 Hermite 矩阵。令上式为零并化简, 得

$$E\{(\mathbf{S} + \mathbf{S}^*)\mathbf{h}_G \mathbf{h}_G^T \mathbf{S}\} = E\{|x(n+p)|^2(\mathbf{S} + \mathbf{S}^*)\} \quad (8)$$

最佳滤波器脉冲响应 $\mathbf{h}_G$ 可用 (8) 式递归地计算得出。下标 “G” 表示全局优化。

图 1(b) 系统的另一种优化准则为局部优化。将两个 FIR 子系统的输出表示为 $r(n) = x(n+p) + \varepsilon(n)$ 。 $\varepsilon(n) = \varepsilon_R(n) + j\varepsilon_I(n)$ 为输出的噪声分量, 即对延迟了的输入信号 $x(n+p)$ 的估计误差。局部优化的目标是设计两个 FIR 子系统, 使其输出的 MSE (即 $E\{|\varepsilon(n)|^2\} = E\{\varepsilon_R^2(n)\} + E\{\varepsilon_I^2(n)\}$) 为最小, 从而图 1(b) 系统输出端的 MSE (即 $E\{|e(n)|^2\}$) 也较小。

先考虑图 1(b) 系统中上面一条支路, 使 $E\{\varepsilon_R^2(n)\}$ 最小的 FIR 子系统就是众所周知的维纳滤波器, 可用 Wiener-Hopf 方程计算其系数 $\mathbf{h}_{\text{Wie}} = \mathbf{R}_R^{-1} \mathbf{r}_R$ 。这里 $\mathbf{R}_R = E\{(\mathbf{x}_R + \mathbf{w}_R)(\mathbf{x}_R + \mathbf{w}_R)^T\}$ 是一个 $N \times N$ 自相关矩阵, $\mathbf{r}_R = E\{x_R(n+p)[\mathbf{x}_R + \mathbf{w}_R]\}$ 是一个互相关向量, $\mathbf{x}_R$ 和 $\mathbf{w}_R$ 分别是 $\mathbf{x}$ 和 $\mathbf{w}$ 的实部。最佳滤波器系数 $\mathbf{h}_{\text{Wie}}$ 是实值的。因为 $w_R(n)$ 是方差为 $\sigma_w^2/2$ 的零均高斯噪声, 且与 $x_R(n)$ 不相关, 故有 $\mathbf{r}_R = E\{x_R(n+p)\mathbf{x}_R\}$ 和 $\mathbf{R}_R = E\{\mathbf{x}_R \mathbf{x}_R^T\} + \sigma_w^2 \mathbf{I}/2$ 。所以, 维纳滤波器的系数和输出端的最小 MSE(MMSE) 可表示成

$$\mathbf{h}_{\text{Wie}} = [E\{\mathbf{x}_R \mathbf{x}_R^T\} + \sigma_w^2 \mathbf{I}/2]^{-1} \cdot E\{x_R(n+p)\mathbf{x}_R\} \quad (9)$$

$$E\{\varepsilon_R^2(n)\}_{\min} = R_x(0)/2 - E\{x_R(n+p)\mathbf{x}_R\}^T \cdot \mathbf{h}_{\text{Wie}} \quad (10)$$

因系统输入信号的实部和虚部具有相同的统计特性, 输入噪声的实部和虚部也有相同的统计特性, 故图 1(b) 系统中下面一条支路的维纳滤波器的系数和输出端的 MMSE 分别与 (9) 式和 (10) 式相同。局部优化后的图 1(b) 系统, 其估计的偏和方差分别为^[15]

$$\text{Bias}_{\min} = E\{e(n)\}_{\min} = 2E\{\varepsilon_R^2(n)\}_{\min} \quad (11)$$

$$\text{Var} = 8E\{\varepsilon_R^2(n)\}_{\min}^2 + 4R_x(0)E\{\varepsilon_R^2(n)\}_{\min} \quad (12)$$

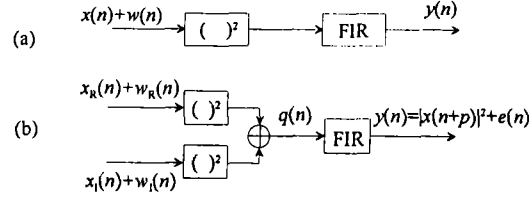


图 2 基于哈莫斯廷模型的功率估计系统 (a) 用于实值信号 (b) 用于复值信号

3 基于哈莫斯廷模型的功率估计系统

可直接用于实值信号功率估计的哈莫斯廷模型 (Hammerstein Model, HM) 由一个平方运算后跟一个 FIR 子系统组成^[12,13], 结构上与 WM 相对应 (图 2(a)). 它是 $\mathbf{Q}$ 矩阵为对角线矩阵的 QF.

为了估计复值信号的功率, 将 HM 修改为图 2(b) 结构, 即两个平方运算、一个加法器、及一个长度为 N 、脉冲响应为 $h(n)$ 的 FIR 子系统. 复信号和复噪声的统计特性满足前述假定. 输入信号分量的功率估计可表示为

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k)q(n-k) = \mathbf{h}^T \mathbf{q} \quad (13)$$

式中, 脉冲响应向量 $\mathbf{h} = [h(0) \cdots h(N-1)]^T$, 输入含噪信号的功率 $q(n) = |x(n) + w(n)|^2 = |x(n)|^2 + 2x_R(n)w_R(n) + 2x_I(n)w_I(n) + |w(n)|^2$, 用向量表示为 $\mathbf{q} = [q(n) \cdots q(n-N+1)]^T = \mathbf{x}_2 + 2\mathbf{s}_R + 2\mathbf{s}_I + \mathbf{w}_2$, $\mathbf{x}_2 = [|x(n)|^2 \cdots |x(n-N+1)|^2]^T$ 是输入信号分量的功率向量, $\mathbf{w}_2 = [|w(n)|^2 \cdots |w(n-N+1)|^2]^T$ 是输入噪声分量的功率向量, 还有两个交叉项 $\mathbf{s}_R = [x_R(n)w_R(n) \cdots x_R(n-N+1)w_R(n-N+1)]^T$ 和 $\mathbf{s}_I = [x_I(n)w_I(n) \cdots x_I(n-N+1)w_I(n-N+1)]^T$. 功率估计的偏和方差可推导如下:

$$\begin{aligned} \text{Bias} &= E\{e(n)\} = E\{y(n) - |x(n+p)|^2\} \\ &= \mathbf{h}^T E\{\mathbf{q}\} - R_x(0) = \mathbf{h}^T \mathbf{e} [R_x(0) + \sigma_w^2] - R_x(0) \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \text{Var} &= E\{e^2(n)\} = E\{[y(n) - |x(n+p)|^2]^2\} \\ &= \mathbf{h}^T E\{\mathbf{q}\mathbf{q}^T\} \mathbf{h} - 2\mathbf{h}^T E\{\mathbf{q} \cdot |x(n+p)|^2\} + E\{|x(n+p)|^4\} \\ &= \mathbf{h}^T \mathbf{Q}_E \mathbf{h} - 2\mathbf{h}^T \mathbf{q}_E + E\{|x(n+p)|^4\} \end{aligned} \quad (15)$$

其中, $\mathbf{E}$ 和 $\mathbf{I}$ 分别是 $N \times N$ 的全 1 矩阵和单位矩阵, $\mathbf{e}$ 是 N 维全 1 向量, 矩阵 $\mathbf{Q}_E = E\{\mathbf{q}\mathbf{q}^T\} = E\{\mathbf{x}_2\mathbf{x}_2^T\} + (2R_x(0)\sigma_w^2 + \sigma_w^4)(\mathbf{E} + \mathbf{I})$, N 维向量 $\mathbf{q}_E = E\{\mathbf{q} \cdot |x(n+p)|^2\} = E\{\mathbf{x}_2 \cdot |x(n+p)|^2\} + R_x(0)\sigma_w^2 \mathbf{e}$.

为使图 2(b) 所示功率估计系统在 MMSE 准则下最优化, 令 (15) 式均方误差对 $\mathbf{h}$ 的偏导数为零, 即 $\partial E\{e^2(n)\} \partial \mathbf{h} = 2\mathbf{Q}_E \mathbf{h} - 2\mathbf{q}_E = 0$, 可得最佳 FIR 子系统的系数

$$\mathbf{h}_{\text{opt}} = \mathbf{Q}_E^{-1} \mathbf{q}_E \quad (16)$$

将 h_{opt} 代入 (15) 式, 即得最佳功率估计的偏 $\text{Bias}_{\min}$ 和 MMSE

$$\text{Bias}_{\min} = h_{\text{opt}}^T e[R_x(0) + \sigma_w^2] - R_x(0) \quad (17)$$

$$E\{e^2(n)\}_{\min} = E\{|x(n+p)|^4\} - h_{\text{opt}}^T q_E \quad (18)$$

4 讨论与比较

4.1 功率估计值的正值性

根据定义和物理意义, 功率应恒为正值。在基于 WM 的功率估计系统中, 平方运算的位置决定了系统输出估计值必定为正。对基于 HM 的功率估计系统, 保证输出功率估计为正的充要条件是其 FIR 子系统的系数均为非负。对于 QF, 没有一般的结论和简洁的条件表达式, 也不能保证输出估计值为正。

4.2 估计的偏和方差

QF 的输出功率估计的偏差取决于 Q 矩阵、输入信号 (和噪声) 的自相关矩阵, 方差的分析很复杂, 难以在设计时加以控制。对基于 WM 和基于 HM 的功率估计系统, 它们的输出均为信号功率的有偏估计 ((5), (14) 式), 偏差和方差可以通过优化设计来降低。

4.3 设计方法

如引言所述, 根据要求的系统特性来选择 Q 矩阵的形式已有透彻分析, 根据输入信号分量的带宽来设计 Q 矩阵的元素 (滤波系数) 仍沿用经典的 FIR 滤波器设计方法。基于 WM 和基于 HM 的功率估计系统结构简单, 需要设计的只是其中的 FIR 子系统。FIR 子系统可以是普通的 FIR 滤波器或预测器 (如 Heinonen-Neuvo 提出的 H-N 多项式预测器^[16])。对 FIR 子系统的优化设计可使系统达到最佳 (基于 WM 的系统和基于 HM 的系统), 或局部最佳 (基于 HM 的系统)。优化设计需用到下列数据: 噪声方差 σ_w^2 , 信号的平均功率 $R_x(0)$, 信号抽样之间的相关系数 $E\{|x(n-k)|^2 \cdot |x(n-l)|^2\}$ 和 $E\{|x(n-k)|^2 \cdot |x(n+p)|^2\}$, $k, l = 0, \dots, N-1$ 。这些数据可由训练阶段得到的输入信号和噪声的先验知识得来, 或由对信号的简单假设推出。实际应用中可采用自适应结构^[17]。

4.4 运算量和处理延迟

考虑输入为复信号, 为计算一个估计值 $y(n_0)$ 所需的运算量。QF 中计算 $x^T Q x$ 需要 $(2K+1)(2K+2)$ 次复数乘法和 $2K(2K+2)$ 次复数加法, 而 K 的典型值为 $63 \sim 255$ ^[9], 故 QF 所需的运算量很大。参加运算的信号抽样为 $x(-K) \cdots x(K)$, 故 QF 的处理延迟为 K 个抽样间隔, 也很大。基于 WM 的功率估计系统则需要 $2(N+1)$ 次实数乘法和 $2N-1$ 次实数加法, 基于 HM 的功率估计系统只需要 $N+2$ 次实数乘法和 N 次实数加法, 而 N 取 $5 \sim 21$ 就可满足一般应用的要求。且可将其中的 FIR 子系统设计为预测器, 来对处理延迟进行补偿。

5 功率控制应用的仿真

在移动通信系统特别是码分多址移动通信系统中, 典型地应用闭环功率控制来控制移动台的发射功率, 使到达基站的功率基本不变且与其他用户的信号功率基本相等, 从而克服信道衰落和远近效应, 保证通信质量, 并使系统容量最大。通信系统的基带模型中, 接收到的含噪信号、其信号分量和噪声分量均为复值, 需要测量其信号分量的功率, 作为功率控制的依据。我们用功率估计系统取代功率控制环中的简单功率测量模块, 目的是通过滤除接收信号中的噪声 / 干扰来提高功率控制准确度, 通过预测未来时刻信号分量的功率值来补偿信号传播延迟和控制环处理延迟。

在 COSSAP 软件环境下构建一个带功率控制环的 CDMA 仿真链路。多数参数按 Qualcomm CDMA 系统^[11] 设置, 即载频 1.8GHz, 码片速率 1.2288MHz, 数据率 9600bps, 移动台发射功率的变化步长为 $\pm 1\text{dB}$ 。功率控制周期是 Qualcomm CDMA 系统功控周期的一半, 即 0.625ms。用误码率 (BER) 评价链路的性能, 由考察 100,000 个数据比特得到。用了两个瑞利衰落信道, 其最大多普勒频移分别对应于移动台速度 10 km/h 和 30 km/h。共试用了五种不同配置的功率控制环, 其中控制环 I, III, V 用于进行链路性能比较。

控制环 I 内含基于 WM 的功率估计系统, 局部最优化, 一步预测 ($p = 1$);

控制环 II 内含基于 HM 的功率估计系统, 最优化, 一步预测;

控制环 III 内含基于 WM 的功率估计系统, 其中 FIR 子系统用一步预测 H-N 预测器;

控制环 IV 内含基于 HM 的功率估计系统, 其中 FIR 子系统用一步预测 H-N 预测器;

控制环 V 内含简单功率测量 (无滤波 / 预测)

五种控制环的区别只在功率估计 / 测量部分: 或只含简单的功率测量模块, 或含某一种功率估计系统; 功率估计系统或者是优化 / 局部优化的, 或未经优化 (FIR 子系统用 H-N 预测器)。

控制环总是试图通过改变移动台的发射功率来补偿信道的衰落。因此, 控制环跟踪信道变化的能力可由信道的功率响应变化和相应的移动台发射功率设定值 (比例系数, 无量纲) 变化来观察。图 3 给出部分仿真结果。时间单位为数据比特的宽度 T 。信道的功率响应 (点划线) 是时变的。控制环 I 和 III 输出的发射功率设定值 (实线和虚线) 都能随之变化, 从而对信道的功率响应变化进行补偿。这两条设定值曲线的峰对应于信道的功率响应的深衰落。而在信道的功率响应的峰值处, 这两条设定值曲线达到“谷底”。图 3 例中, 噪声分量的功率较大, 与信号分量的功率相等 ($\text{SNR}=0$), 控制环 V 由于没有滤波功能, 将噪声分量的功率也误认为是信号功率, 错误地判断发射信号功率已经较大, 故令发射信号功率保持在一个低水平上, 不能随信道而相应地变化。

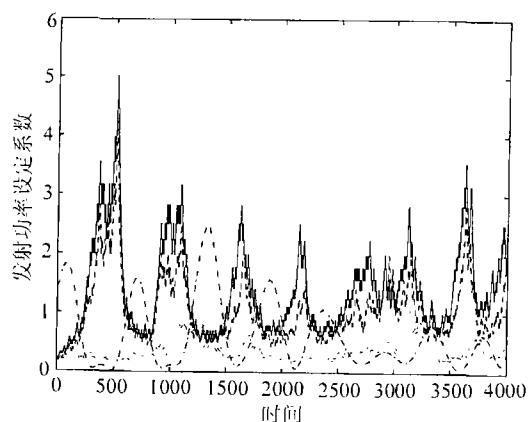


图 3 低信噪比时, 发射功率设定系数值 (应用控制环 I: 实线; 控制环 III: 虚线; 控制环 V: 点线) 随信道的功率响应 (点划线) 变化的关系。移动台速度 10km/h, 输入信噪比 0dB

表 1 列出移动台速度为 30km/h 时, 应用不同的控制环所达到的误码率。可以得出以下几点结论。因为内含功率估计系统的噪声滤除功能, 控制环 III 和 IV 的性能通常会优于控制环 V, 控制环 IV 在输入 SNR 为 0dB 时的性能例外。当输入 SNR 低时, 内含最佳 / 局部最佳功率估计系统的控制环 I 和 II, 比内含非最佳功率估计系统的控制环 III 和 IV 的性能要高。控

制环 I 和 II 之中, 后者更好一些. 这是因为与基于 WM 模型的局部最佳化的功率估计系统相比, 基于 HM 模型的最佳化的功率估计系统有较小的估计偏差和方差^[18].

表 1 应用不同的控制环所达到的误码率 (移动台速度为 30km/h)

输入 SNR(dB)	0	10	20
控制环 I (基于 WM, 局部最优, 一步预测)	0.0374	0.0118	0.0079
控制环 II (基于 HM, 最优, 一步预测)	0.0354	0.0119	0.0079
控制环 III (基于 WM, H-N 预测器, 一步预测)	0.0524	0.0120	0.0079
控制环 IV (基于 HM, H-N 预测器, 一步预测)	0.1355	0.0121	0.0079
控制环 V (功率测量, 无滤波 / 预测)	0.1284	0.0123	0.0079

6 结 论

本文针对信号分量和加性噪声分量均为复值时信号分量功率的估计, 着重讨论了两种功率估计系统: 基于维纳模型的和基于哈莫斯廷模型的系统. 它们结构简单、计算高效, 并可设计得具有预测特性. 基于维纳模型的功率估计系统保证输出估计恒为正值, 与功率的自然属性一致. 一定条件下, 基于哈莫斯廷模型功率估计系统也可以保证输出为正. 上述诸点均优于一般的功率估计 / 能量检测系统 QF. 本文对这两种系统进行的统计分析和优化设计表明: 它们的输出均为功率的有偏估计, 估计的偏差和方差可以通过优化设计 FIR 子系统来达到最小 (第 2 节中和第 3 节中的全局优化) 或减小 (第 2 节中的局部优化). 试将这两种功率估计系统应用于移动通信 CDMA 系统的功率控制, 仿真结果表明: 控制环对信道变化的跟踪 / 补偿能力有明显提高, 低信噪比条件下系统的差错率下降.

参 考 文 献

- [1] L. E. Franks, Carrier and bit synchronization in data communication — A tutorial review, IEEE Trans. on Comm., 1980, COM-28(8), 1107-1121.
- [2] L. Atlas, J. Fang, P. Loughlin, W. Music, Resolution advantages of quadratic signal processing, SPIE Int. Symp., San Diego, CA: July 1991, 134-143.
- [3] L. Atlas, J. Fang, Quadratic detectors for general nonlinear analysis of speech, ICASSP'92, San Francisco, CA: March 1992, II-9-II-12.
- [4] E. H. Adelson, J. R. Bergen, Spatiotemporal energy models perception of motion, J. Opt. Soc. Amer. A, 1985, 2(2), 284-299.
- [5] K. F. Lee, H. W. Hon, R. Reddy, An overview of the SPHINX speech recognition system, IEEE Trans. on Acoustics Speech, Signal Processing, 1990, 38(1), 35-45.
- [6] P. Maragos, T. F. Quatieri, J. F. Kaiser, Speech nonlinearities, modulations, and energy operators, IEEE ICASSP'91, Toronto, Canada, 1991, 421-424.
- [7] P. Maragos, A. C. Bovik, T. F. Quatieri, A multidimensional energy operator for image processing, SPIE Symp. Visual Commun. Image Processing, Boston, MA, 1992, 177-178.
- [8] S. B. Narayanan, J. Fang, G. Bernard, L. Atlas, Feature representations for monitoring of tool wear, ICASSP'94, Adelaide, South Australia: April 1994, VI-137-1-40.
- [9] J. Fang, L. E. Atlas, Quadratic detectors for energy estimation, IEEE Trans. on Signal Processing, 1995, 43(11), 2582-2594.
- [10] J. M. A. Tanskanen, A. Huang, T. I. Laakso, S. J. Ovaska, Prediction of received signal power in CDMA cellular systems, IEEE Vehicular Technology Conference, Chicago, IL: July 1995, 922-926.
- [11] B. Picinbono, Quadratic filters, Int. Conf. on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Paris, France, May 1982, 298-301.
- [12] G. Sicuranza, Quadratic filters for signal processing, Proc. IEEE, 1992, 80(8), 1263-1285.
- [13] I. Pitas, A. N. Venetsanopoulos, Nonlinear Digital Filters, Boston, Kluwer Academic Publishers, 1990, 245-248.

- [14] C. L. Nikias, Higher-Order Spectra Analysis, Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall, 1993, Section 2. 2.
- [15] A. Huang, J. Tanskanen, I. Hartimo, Design of optimum power estimator based on Wiener model applied to mobile transmitter power control, IEEE Int. Symp. on Circuits and Systems, Monterey, CA, May 1998, V249-252.
- [16] P. Heinonen, Y. Neuvo, FIR-median hybrid filters with predictive FIR substructures, IEEE Trans. on ASSP, 1988, 36(6), 892-899.
- [17] Aiping Huang, Timo Laakso, Optimal design and adaptive implementation of power estimation using the Hammerstein model, IEEE Midwest Symposium on Circuits and Systems, Ames, Iowa: August, 1996, 648-651.
- [18] Aiping Huang, Efficient Methods for Power Estimation – Optimization and Implementation (Licentiate Thesis), Espoo, Finland, Helsinki University of Technology, 1997, Section 5.2.

EFFICIENT ALGORITHMS AND OPTIMIZATIONS FOR COMPLEX-VALUED SIGNAL ESTIMATION

Huang Aiping

(Dept. of Info. and Electro. Eng., Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract Two algorithms are discussed for estimating the power of the signal component from a noisy signal. They have simple structures, thus are computationally very efficient. They can be designed to be predictive. The bias and variance of the power estimation can be minimized or reduced by optimizing the FIR subsystems. It is shown by simulations that employing them to the power control loop in a CDMA mobile communication system results in higher control abilities and lower BERs when signal-to-noise ratio is low.

Key words Complex-valued signal, Power estimation, Algorithm, Optimization

黄爱苹: 女, 1953 年生, 教授, 芬兰赫尔辛基工大访问学者、research scientist, 研究兴趣为移动通信、信号处理、智能仪器。