

智能天线中一种迭代的联合信道估计 与符号检测算法

王建明,赵春明

(东南大学移动通信国家重点实验室,江苏南京 210096)

摘要: 在传统的二维 RAKE 接收机中,通常使用导频信道来估计信道矢量,进而求取加权系数,用于业务信道符号序列的检测.当导频功率较低时,信道估计误差较大,系统性能较差.本文提出了一种新的算法,先利用导频进行信道矢量的初始估计,然后用带投影的迭代最小二乘法,进行信道和符号序列的联合估计,该算法具有计算复杂度低,收敛速度快的特点.仿真结果表明:与传统二维 RAKE 接收机相比,该算法使系统的误码性能得到了有效改善.

关键词: 二维 RAKE 接收机;信道估计;带投影的迭代最小二乘

中图分类号: TN929.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2003)03-0386-04

Iterative Algorithm of Joint Channel Estimation and Symbol Detection in Smart Antenna

WANG Jian-ming, ZHAO Chun-ming

(National Mobile Communications Research Lab, Southeast University, Nanjing, Jiangsu 210096, China)

Abstract: Channel vector was estimated only by utilizing pilot channel in conventional 2-D RAKE receiver. The weights were further calculated to detect the symbol sequences in traffic channel. The estimation error will be large when the power of pilot is low. A novel algorithm was proposed in this paper. We employed pilot to get the initial channel vector in the first instance. Iterative least squares with projection algorithm was then used to estimate the channel and symbol sequences jointly. This algorithm is characterized by low computation complexity and rapid convergence rate. Computer simulation demonstrates that the algorithm has improved the system performance effectively compared with conventional 2-D RAKE receiver.

Key words: 2-D RAKE receiver; channel estimation; iterative least squares with projection

1 引言

二维 RAKE 接收机是智能天线的一种常用算法,它是一种将波束形成器与传统 RAKE 接收机相结合的技术,其本质就是求取一组权矢量来加权阵列接收到的信号,使系统的性能尽可能达到最优.权矢量计算通常都与信道矢量有关^[1],因此,信道矢量的估计在二维 RAKE 接收机中具有非常关键的作用.

传统二维 RAKE 接收机中信道矢量的估计主要有盲和非盲两种算法. A Naguib 在文献[2]中提出了一种盲的二维 RAKE 接收机算法,该算法中信道矢量是利用信号解扩前后相关矩阵来估计的.盲算法的优点是不需要训练序列或导频信号,但是这种方法估计出的信道矢量与真实的信道矢量之间存在相位模糊,不能实现相干检测.为了实现相干检测,第三代移动通信系统已经在上行链路中增加了导频信道,由于辅助导频信道的存在,信道矢量可以采用非盲的算法进行估

计.文献[6]给出了一种常用的非盲算法,信道矢量通过对导频信号滑动平均来估计,根据这种方法,要想提高估计精度,需要增加滑动窗长度或增强导频信号功率.由于移动信道是时变的,滑动窗长度受信道的相干时间的限制,不能取得太大;而增加导频功率会造成系统容量的损失,为了减小系统容量的损失,导频的功率也不能太大,通常要低于业务信道的功率,所以信道矢量估计精度将受到限制.

为了提高信道矢量的估计精度,本文改变传统二维 RAKE 接收机中仅以导频信道估计信道矢量的做法,采用带投影的迭代最小二乘法^[3,4](iterative LS with projection,简称 LSP)来联合估计信道矢量和符号序列.该算法先用导频信号滑动平均法来得到信道矢量的初始值,然后在最小二乘准则下得到业务信道符号序列的估计值,并利用符号序列的有限字符效应(finite alphabet)将估计值投影到有限字符集中去,再用此符号序列反过来在最小二乘准则下重新估计信道矢量,如此交替迭代,直至收敛.由于该算法中信道矢量的估计同时

收稿日期:2002-01-10;修回日期:2002-04-26

基金项目:国家 863 高科技项目(No. 863-317-03-01-02-04-20)

利用了导频信道和业务信道的信息,所以估计精度得到了提高,而且因为迭代算法均在符号级(即解扩后)进行,导频信道又给出了相对准确的信道矢量初始估计,所以该算法运算复杂度低,收敛速度快。

本文的结构安排如下:第二部分给出信道模型,第三部分介绍传统的二维 RAKE 接收机算法并分析了信道矢量的估计误差,第四部分给出了用 LSP 技术联合估计信道矢量和符号序列的算法,第五部分是仿真结果。

2 信号模型

假设基站的天线阵列为均匀线列阵,阵元个数为 M ,阵元间距为 d ,若空间有 K 个用户,设第 k 个用户有 L_k 条多径到达天线阵,入射角度分别为 θ_{kl} ,相对延时分别为 $\tau_{kl} (l = 1, 2, \dots, L_k)$,在 CDMA 系统中,由于波前(wavefront)通过阵列的时间通常远小于扩频后信号带宽的倒数^[5],符合窄带假设条件,所以在基站阵列接收到信号的等效低通形式可以表示为:

$$x(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^{L_k} [A_k^t \mathbf{a}_{kl} b_k^t(n) c_k^t(t - nT_b - \tau_{kl}) + A_k^r \mathbf{a}_{kl} b_k^r(n) c_k^r(t - nT_b - \tau_{kl})] + n(t) \tag{1}$$

其中:

$$c_k^t(t - nT_b - \tau_{kl}) = \sum_{q=0}^{N-1} c_k^t(n, q) \delta(t - nT_c - nT_b - \tau_{kl}) \tag{2}$$

$$c_k^r(t - nT_b - \tau_{kl}) = \sum_{q=0}^{N-1} c_k^r(n, q) \delta(t - nT_c - nT_b - \tau_{kl}) \tag{3}$$

$c_k^t(n, q), c_k^r(n, q)$ 分别为第 k 个用户业务信道和导频信道的扩频码。 $\delta(t)$ 为切普(chip)波形,我们假设: $\delta^2(t) dt = 1$ 。 $b_k^t(n), b_k^r(n)$ 分别为第 k 个用户业务信道和导频信道的第 n 个符号值。本文中假设信息序列为 BPSK 信号。 A_k^t 为业务信道信号幅度, A_k^r 为导频幅度,不妨假设 $A_k^t = 1, A_k^r = \alpha$,令 $\alpha = \beta^2$, β 为导频业务功率比。 $N = T_b/T_c$ 为扩频增益, T_b 为符号间隔, T_c 为切谱间隔。 $n(t)$ 为加性高斯噪声。 \mathbf{a}_{kl} 为第 k 个用户第 l 条径的信道复衰落, \mathbf{a}_{kl} 为相应的阵列响应矢量,令 $\mathbf{h}_{kl} = \mathbf{a}_{kl}^T \mathbf{a}_{kl}$, \mathbf{h}_{kl} 为相应的信道矢量。

假设用户 1 为目标用户,其导频信道和业务信道第 m 条径解扩后信号分别为^[6]:

$$p_{1m}(n) = \mathbf{h}_{1m} b_1^p(n) + i_{1m}^p(n) \tag{4}$$

$$t_{1m}(n) = \mathbf{h}_{1m} b_1^t(n) + i_{1m}^t(n) \tag{5}$$

其中: $i_{1m}^p(n), i_{1m}^t(n)$ 分别为相应的干扰加噪声矢量。

3 传统二维 RAKE 接收机

二维 RAKE 接收机技术就是充分利用接收信号所包含的时空信息,对接收信号进行时空加权,从而尽可能正确地恢复出所需要的信息序列。Jinho Choi 在文献[6]中给出了一种二维 RAKE 接收机结构。

令: $\mathbf{t}_1(n) = [t_{11}^T(n), t_{12}^T(n), \dots, t_{1L_1}^T(n)]^T$,由公式(5)得:

$$t_1(n) = \mathbf{h}_1 b_1^t(n) + i_1^t(n) \tag{6}$$

其中: $\mathbf{h}_1 = [h_{11}^T, h_{12}^T, \dots, h_{1L_1}^T]^T$, $i_1^t(n) = [i_{11}^t(n), i_{12}^t(n), \dots, i_{1L_1}^t(n)]^T$,

假设权矢量为 \mathbf{w} ,则目标用户信息序列的估计值为: $b_1^t(n) = \text{Sgn}(\text{Re } al(\mathbf{w}^H \mathbf{t}_1(n)))$,

根据不同的准则, \mathbf{w} 有不同的解。如果采用相干合并法^[7],则 $\mathbf{w} = \mathbf{h}_1$,这时

$$b_1^t(n) = \text{Sgn}(\text{Re } al(\mathbf{h}_1^H \mathbf{t}_1(n))) \tag{7}$$

从公式(7)可以看出:用二维 RAKE 接收机算法完成符号检测,必须先估计用户 1 信道矢量 \mathbf{h}_1 。在有辅助导频信道存在的情况下,信道矢量估计最常用的方法是导频信号滑动平均法^[6]:

$$\hat{\mathbf{h}}_1 = \frac{1}{J} \sum_{n=1}^J p_1(n) (b_1^p(n))^* \tag{8}$$

其中: $p_1(n) = [p_{11}^T(n), p_{12}^T(n), \dots, p_{1L_1}^T(n)]^T$, J 是滑动窗内的符号个数。

下面我们分析该方法的估计误差,假定在 J 个符号内,信道矢量基本不变,将式(4)代入式(8)得:

$$\hat{\mathbf{h}}_1 = \mathbf{h}_1 + \frac{1}{J} \sum_{n=1}^J i_1^p(n) (b_1^p(n))^* = \mathbf{h}_1 + \mathbf{e}_1 \tag{9}$$

其中: $i_1^p(n) = [i_{11}^p(n), i_{12}^p(n), \dots, i_{1L_1}^p(n)]^T$; $\hat{\mathbf{h}}_1, \mathbf{h}_1, \mathbf{e}_1$ 分别为信道矢量的估计值、真实值和估计误差。

$$E(\mathbf{e}_1 \mathbf{e}_1^H) = \frac{1}{J} \mathbf{R}_{i_1^p}, E(\cdot) \text{ 为求期望运算} \tag{10}$$

$$E(\|\mathbf{e}_1\|_2) = \text{tr}(E(\mathbf{e}_1 \mathbf{e}_1^H)) = \frac{1}{J} \text{tr}(\mathbf{R}_{i_1^p}) \tag{11}$$

其中: $\|\cdot\|_2$ 为求向量的 2 范数, $\text{tr}(\cdot)$ 为求迹运算, $\mathbf{R}_{i_1^p}$ 为 i_1^p 的相关矩阵。

以上的算法仅采用导频信道来估计信道矢量,从公式(11)可以看出:信道矢量的估计误差与 J 和 β 有关, J 受信道变化快慢的影响, β 为导频业务功率比。由于导频需要占用系统资源,为了尽可能提高系统容量,导频功率不能取得太大。公式(11)表明:当 β 较小时,信道矢量的估计误差会较大,从而影响业务信道的符号判决。

为了提高信道矢量的估计精度,我们改变传统二维 RAKE 接收机中仅以导频信道估计信道矢量的做法,采用带投影的迭代最小二乘算法来联合估计信道矢量和符号序列,该算法中由于导频信道和业务信道均对信道矢量的估计有所贡献,所以信道矢量和符号序列的估计精度都将有所提高。

4 信道矢量和符号序列的联合估计

根据信道的变化快慢,选择 J 个符号间隔作为滑动窗口长度,使在滑动窗内信道基本不变,将这 J 个符号间隔内的观测数据作为一个分组(block)进行处理,根据公式(6),在最小二乘准则下, \mathbf{h}_1 和 $b_1^t(n) (n = 1, \dots, J)$ 的联合最优解可由下式求得:

$$\{\hat{\mathbf{h}}_1, \hat{b}_1^t(n)_{n=1, \dots, J}\} = \arg \min_{\mathbf{h}_1, b_1^t(n)_{n=1, \dots, J}} \sum_{n=1}^J \|\mathbf{t}_1(n) - \mathbf{h}_1 b_1^t(n)\|^2$$

$$- \mathbf{h}_1 \mathbf{b}_1^t(n-2)^2 \} \quad (12)$$

为方便起见,令 $T_1 = [t_1(1), t_1(2), \dots, t_1(J)]$, $\mathbf{b}_1^t = [b_1^t(1), b_1^t(2), \dots, b_1^t(J)]$, 公式(12)可表示为:

$$\{ \mathbf{h}_1, \mathbf{b}_1^t \} = \arg \min_{\mathbf{h}_1, \mathbf{b}_1^t} (\| T_1 - \mathbf{h}_1 \mathbf{b}_1^t \|^2) \quad (13)$$

. $\| \cdot \|_F$ 为矩阵的 Frobenius 范数

用带投影的迭代最小二乘法求上式的解:

第一步:先固定 \mathbf{h}_1 , 在最小二乘准则下得 $\tilde{\mathbf{b}}_1^t$.

$$\tilde{\mathbf{b}}_1^t = \mathbf{h}_1^+ T_1 \quad (14)$$

$(\cdot)^+$ 为 Moore-Penrose 逆,它是一种满足四个约束条件的广义逆^[8].

第二步:利用符号序列的有限字符效应,将 $\tilde{\mathbf{b}}_1^t$ 中的每个元素投影到有限符号集中去,得 \mathbf{b}_1^t .

$$\mathbf{b}_1^t = \text{Sgn}(\text{Re}al(\mathbf{h}_1^+ T_1)) \quad (15)$$

第三步:再固定 \mathbf{b}_1^t , 在最小二乘准则下得 \mathbf{h}_1 .

$$\mathbf{h}_1 = T_1 (\mathbf{b}_1^t)^+ \quad (16)$$

第四步:回到第一步,进行迭代,直至 \mathbf{b}_1^t 收敛.

根据 Moore-Penrose 逆的性质,公式(15)可表示为:

$$\begin{aligned} \mathbf{b}_1^t &= \text{Sgn}(\text{Re}al(\mathbf{h}_1^H \mathbf{h})^{-1} \mathbf{h}_1^H T_1) \\ &= \text{Sgn}(\text{Re}al[\mathbf{h}_1^H T_1 / (\mathbf{h}_1 \mathbf{h}_1^H)^2]) \end{aligned} \quad (17)$$

$\mathbf{h}_1 \mathbf{h}_1^H$ 是一个正实数,它不影响符号判决,所以公式(17)可以简化为:

$$\mathbf{b}_1^t = \text{Sgn}(\text{Re}al(\mathbf{h}_1^H T_1)) \quad (18)$$

同样,根据 Moore-Penrose 逆的性质,公式(16)可表示为:

$$\mathbf{h}_1 = T_1 (\mathbf{b}_1^t)^H (\mathbf{b}_1^t \mathbf{b}_1^t)^{-1} = T_1 (\mathbf{b}_1^t)^H / J \quad (19)$$

公式(18)就是采用相干合并准则的传统二维 RAKE 接收机算法,公式(19)相当于用业务信道判决反馈重新估计信道矢量,本算法就是将这两个过程交替迭代,直至收敛.该算法迭代过程总结如下:

- (1) 对一个分组内的接收信号进行解扩得: $p_1(n), t_1(n), n = 1, \dots, J$.
- (2) 用导频信号得 \mathbf{h}_1 的初始估计值⁽⁰⁾ \mathbf{h}_1 .
- (3) 计算 \mathbf{b}_1^t 的第 k 次估计值^(k) \mathbf{b}_1^t .
- (4) 计算 \mathbf{h}_1 的第 k 次估计值^(k) \mathbf{h}_1 .
- (5) 若^(k) $\mathbf{b}_1^t = \mathbf{b}_1^t$, 进行第(6)步;否则,令 $k = k + 1$, 回到步骤(3),进行迭代.
- (6) 停止迭代.^(k) \mathbf{h}_1 和^(k) \mathbf{b}_1^t 即分别为信道矢量和符号序列的估计值.

该算法中信道矢量的估计同时用到了导频信道和业务信道的信息,而在上行信道中业务信号的功率通常要大于导频信号,所以信道矢量的估计精度会得到提高,从而符号序列的估计将更加准确;在迭代过程中,符号序列估计精度的提高反过来会进一步提高信道矢量的估计精度.仿真结果表明:只要导频功率不要太低,该算法都能向误码率降低的方向收敛.

5 仿真结果

仿真环境如下:假设 DS-SS-CDMA 系统的载频为 2GHz, 切普速率 3.84MHz, 扩频比 64, 基站接收天线阵为 6 基元均匀线列阵, 目标用户经过 Rayleigh 衰落信道到达天线阵, 设到达天线阵的径有 4 条, 入射角度分别为 $\{40^\circ, 10^\circ, 60^\circ, 80^\circ\}$, 平均功率分别为 $\{1, 0.72, 0.25, 0.03\}$, 到达延时分别为 $\{0, 2, 3, 5\}$ 个切普间隔. 图 1~5 中车速为 100 公里/小时, 最大多普勒频移 185Hz, 图 1~4 和图 6 中的导频业务功率比为 0.25. 仿真中:信道衰落采用 Clarke 模型, 其多普勒谱为经典谱^[9].

图 1 给出了在信噪比等于 0dB 时, 不同分组长度下两种算法(传统的二维 RAKE 接收机算法与本文提出算法, 下同)的误符号率(SER)性能比较. 图中结果表明:当分组长度太小时, 两种算法的误符号率都较高, 这是因为分组长度太小时, 信道估计器对噪声的抑制能力低, 信道估计误差大, 导致误符号率升高. 随着分组长度的逐渐增加, 信道估计的误差会变小, 误符号率随之下降, 图中的曲线反映了这一趋势, 但当分组长度过了一定的值继续增加时, 误符号率曲线转而上升, 原因是信道是时变的, 它的变化速度随多普勒频移的增大而加快, 而我们假定在一个分组内信道是不变的, 随着分组长度的继续增大, 这个假设的误差越来越大, 导致误符号率增大. 从图中的曲线可以看出:在分组长度相当大的动态范围内, 本文提出算法的误符号率均低于传统二维 RAKE 接收机算法.

图 2 给出了在分组长度等于 50 个符号间隔时, 不同信噪比下两种算法的误符号率性能. 图中的结果反映出随着信噪比的增大, 两种算法的误符号率均下降, 而在相同的信噪比下本文提出的算法比传统二维 RAKE 接收机算法的误码性能好.

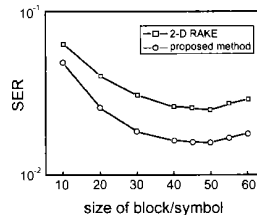


图 1 不同分组长度下系统误符号率

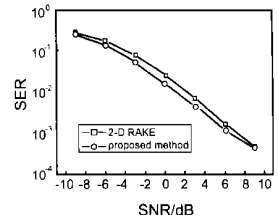


图 2 不同信噪比下系统误符号率

图 3 反映的是在分组长度等于 50 个符号间隔时, 不同信噪比下单独用导频估计信道与用本文提出的算法联合估计信道时, 各自的归一化估计均方误差. 假设信道矢量的真实值为

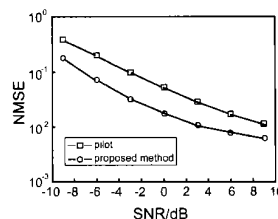


图 3 不同信噪比下信道估计归一化均方误差

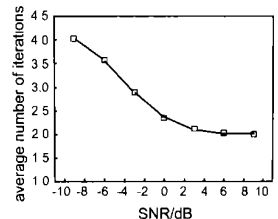


图 4 不同信噪比下平均迭代次数

h_1 , 归一化均方误差表示为: $NMSE = E(|\hat{h}_1 - h_1|^2) / E(|h_1|^2)$, 从图中可以看出: 随着信噪比的增大, 信道估计的均方误差都在减小, 而在相同的信噪比下, 联合估计法的性能要优于导频估计法。

图 4 中表示的是在分组长度等于 50 个符号间隔时, 不同信噪比下本文提出算法的平均迭代次数。从图中曲线可以看出: 信噪比越大所需迭代次数越少, 这是因为信噪比大时, 导频估计出的信道已经相当准确, 接近于收敛值。图中的结果还表明: 即使在信噪比较低时, 经过很少次迭代, 算法就收敛, 说明该算法具有较快的收敛速度。

图 5 中给出的是在分组长度等于 50 个符号间隔、信噪比等于 6dB 时, 不同导频业务功率比下两种算法的误符号率性能。结果表明: 随着导频功率的下降, 两种算法的误符号率都增大, 当导频业务功率比大于 0.25 时, 两种算法的误码性能趋于一致, 这是因为此时导频估计出的信道已经相当准确; 而当导频业务功率比介于 0.0025 和 0.25 之间时, 本文提出的算法可获得较大增益, 我们可以通过迭代次数的增加换取导频功率的下降, 达到节约系统资源的目的。

图 6 反映了信噪比等于 0dB 时不同车速下, 两种算法的误符号率性能。仿真中车速为 100km/h、200km/h、300km/h、400km/h、500km/h 时分组长度分别取为: 50、25、17、13、10 个符号间隔。从图中可以看出: 随着车速的增加, 两种算法的误符号率均增大, 因为随着信道变化速度的加快, 分组长度必须减小, 信道估计的误差增大, 导致误符号率变大, 但在车速从 100km/h 到 500km/h 的变化范围内, 本文提出的算法性能均优于传统的二维 RAKE 接收机。

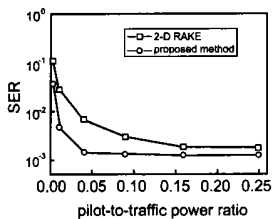


图 5 不同导频业务功率比下的系统误符号率

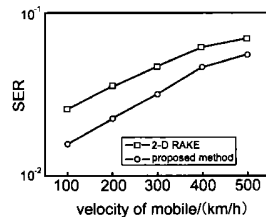


图 6 不同车速下的系统误符号率

6 结束语

在传统的二维 RAKE 接收机中, 通常使用导频信道来估计信道矢量, 进而求取加权系数, 用于业务信道信息序列的估计。当导频功率较低时, 信道估计误差较大, 系统性能较差。本文提出了一种新的联合信道估计和符号检测算法, 先利用导频信道进行信道矢量的初始估计, 然后用带投影的迭代最小二乘法, 进行信道和符号序列的联合估计, 该算法可以通过很少次迭代, 使系统性能得到改善, 具有计算复杂度低, 收敛速度快的特点。仿真结果表明: 在不同的信噪比、不同导频业务功率比和不同的车速下, 该算法的性能均优于传统的二维

RAKE 接收机。

参考文献:

- [1] J S Thompson, P M Grant, B Mulgrew. Performance of antenna array receiver algorithms for CDMA [J]. Signal Processing, 1998, 68(1): 23 - 41.
- [2] A Naguib, A Paulraj. Performance of CDMA cellular networks with base-station antenna array [A]. Proc International Zurich Seminar on Digital Communications [C]. Berlin: Springer-Verlag, 1994. 87 - 100.
- [3] M Torlak, B L Evans, G Xu. Blind estimation of FIR channels in CDMA systems with aperiodic spreading sequences [A]. Conference Record of the Thirty-First Asilomar Conference on Signals, Systems & Computers [C]. Los Alamitos, CA, USA: IEEE Comput Soc, 1997. 495 - 499.
- [4] S Talwar, M Viberg, A Paulraj. Blind estimation of multiple co-channel digital signals using an antenna array [J]. IEEE Signal Processing Letters, 1994, 11(2): 29 - 31.
- [5] B H Khalaj, A Paulraj, T Kailath. Antenna Arrays for CDMA systems with multipath [A]. Military Communications Conference [C]. New York: IEEE, 1993. 624 - 628.
- [6] J Choi. Pilot channel-aided techniques to compute the beamforming vector for CDMA systems with antenna array [J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 2000, 49(5): 1760 - 1775.
- [7] L C Godara. Application of antenna arrays to mobile communications, part II: beamforming and direction-of-arrival considerations [J]. Proceedings of the IEEE, 1997, 85(8): 1193 - 1245.
- [8] 张明淳. 工程矩阵理论[M]. 南京: 东南大学出版社, 1995. 166 - 176.
- [9] T S Rappaport. 无线通信原理与应用[M]. 蔡涛等, 译. 北京: 电子工业出版社, 1999: 130 - 136.

作者简介:



王建明 男, 1970 年 10 月出生于江苏省仪征市, 1993、2001 年分别获上海交通大学学士和东南大学硕士学位, 现为东南大学移动通信国家重点实验室博士生, 主要研究方向为扩频通信、阵列信号处理和盲信号处理等。



赵春明 男, 1959 年 11 月出生于江苏省江市, 1982、1984 年分别获南京邮电学院工学学士和硕士学位, 1993 年获德国凯撒斯劳滕大学博士学位, 现为东南大学移动通信国家重点实验室副主任、教授、博士生导师, 主要研究方向为扩频通信、编解码、自适应信号处理和通信专用集成电路。