

## DS-CDMA 中基于 MMSE 相关器的 RAKE 接收机

刘拥军 苟彦新 程国兵 刘勇  
(空军工程大学电讯工程学院 西安 710077)

**摘要:** 该文研究了 DS-CDMA 中用于频率选择性多径信道 RAKE 接收机的限阶 MMSE 相关器的性能, 这种基于 CSA (Correlations Subtractive Architecture) 结构的 MMSE 相关器很适用于频率选择性多径信道。通过用 MMSE 相关器取代普通多用户 RAKE 接收机的传统相关器, 可以达到与扩展到多个码元的 MMSE 接收机相近的 BER 性能。CSA 产生 MMSE 相关器不需要矩阵的逆变换, 降低了运算复杂度, 有利于直接取代普通 RAKE 接收机的相关器。

**关键词:** DS-CDMA, RAKE 接收机, MMSE, CSA, MWF (Multistage Wiener Filter) 算法

**中图分类号:** TN914.5, TN850.9 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2005)03-0407-04

## MMSE Correlator Based RAKE Receiver for DS-CDMA

Liu Yong-jun Gou Yan-xin Cheng Guo-bing Liu Yong

(The Telecommunication Engineering Institute, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China)

**Abstract** This paper investigates the performance of a reduced rank MMSE correlator for a RAKE receiver in the context of CDMA in frequency selective multipath. The MMSE correlator based on the Correlations Subtractive Architecture (CSA) is very suit for frequency selective multipath. It is emonstrated that the standard multiuser limited RAKE receiver can achieve BER performance close to the MMSE receiver spanning multiple symbols by replacing its conventional correlator with an MMSE correlator. The CSA generates an MMSE correlator without requiring atrix inversion, thereby reducing computational complexity; this facilitates direct replacement of the standard RAKE correlator.

**Key words** DS-CDMA, RAKE receiver, MMSE, CSA, MWF algorithm

### 1 引言

RAKE 接收机用于多径环境, 但在多址干扰 (MAI) 的情况下性能受限, 在 CDMA 系统中当用户数增加时, MAI 使 RAKE 接收机的性能下降很快, 为减轻 MAI 的影响, 当自动合并多径时, 可以利用扩展超过一个码元的相干 MMSE 接收机来均衡多径时延扩展, 本文的目的是用 MMSE 相关器的方法来改进传统的 RAKE 接收机。通过仿真可以看出, 它的性能与扩展到多个码元长度的 MMSE 接收机的性能相当。

### 2 CDMA 信号模型

假定一个 DS-CDMA 系统, 它在频率选择性多径信道中有  $K$  个同步用户, 这里用到的表达式与文献[1,2]中用到的相似, 第  $k$  个用户传输的基带波形为

$$x_k(t) = \sum_n A_k b_k(n) s_k(t - nT - \tau_k) \quad (1)$$

$b_k(n)$  为用户  $k$  在时间  $n$  传输的码元,  $s_k(n)$  为用户  $k$  的扩频

伪随机码,  $A_k$  为幅度,  $\tau_k$  为时延。假定传的是二进制信号:  $b_k(n) \in (-1, +1)$ 。并假定比特是独立的, 扩频序列可写为

$$s_k(t) = \sum_{n=1}^{N-1} a_k[n] \Psi(t - nT_c) \quad (2)$$

$a_k[n] \in (+1/\sqrt{N}, -1/\sqrt{N})$  是扩频码的归一化因子。CDMA 系统的处理增益, 也就是带宽扩展值为  $N = T/T_c$ ,  $T_c$  为伪码切普周期,  $T$  为基带码元周期。假定扩频码为方波序列,  $\Psi(t)$  为伪码切普序列。在这种模型中, 在频率选择性衰落信道中, 以切普速率取样接收信号的第  $m$  个码元为<sup>[3]</sup>

$$r_m = \tilde{b}_0(n) u_0 + \sum_{i=1}^I \tilde{b}_i(n) u_i + W_m(n) \quad (3)$$

基于文献[4]中同等的同步模型, 假定用户 1 是期望的用户, 没有一般性损失, 期望信号  $\tilde{b}_0(n) = b_1(n)$ , 向量  $W_m(n)$  为一个 AWGN 过程的取样, 干扰信号为  $\tilde{b}_i(n)$ ,  $i = 1, \dots, I$ , 包括  $(L_b + m - 1)(K - 1)$  个 MAI 和  $(L_b + m - 2)$  个 ISI 信号, 总干扰信号  $I = (L_b + m - 1)K - 1$ <sup>[3]</sup>。  $L_b$  为比特周期内的信道长度, 定义为  $\lceil \frac{L+N-1}{N} \rceil$ ,  $\lceil x \rceil$  为对  $x$  上取整,  $L$  为多径数。给期望用户所传的码元矩阵为

$$C_1 = \begin{bmatrix} s(0) & 0 & 0 \\ \vdots & \ddots & 0 \\ s(N-1) & \cdots & s(0) \\ 0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & 0 & s(N-1) \\ 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}_{mN \times L} \quad (4)$$

期望信号向量  $u_0$  定义为

$$u_0 = C_1 h_1 \quad (5)$$

$h_1$  为信道抽头系数, 期望信号  $u_0$  可理解为零延时相干 RAKE 接收机, 这种解释的好处是可以从式(3)中看出由于其它干扰向量  $u_i$  的存在使得 RAKE 接收机不能抑制 MAI 干扰。这使得有必要寻找一种有能力抑制 MAI 的 RAKE 接收机。

### 3 相干 RAKE 接收机

有必要理解 RAKE 接收机的不同解释, 以深入考查提高它抗 MAI 的能力, 假设  $y = r_{Lb}(m = L_b)$ , RAKE 接收机的判决变量可写为

$$z = \sum_{n=0}^{L-1} \int_0^T y(t - T_c n) c_n^*(t) s^*(t) dt \quad (6)$$

式中  $L$  为多径数,  $T$  为码元周期,  $s$  为长为  $N$  的扩频码的系数 ( $s^*(t)$  为其共轭),  $T_c$  为切普时延,  $y$  为接收信号,  $c_n$  为信道抽头系数 ( $c_n^*(t)$  为其共轭), 如果假定信道为慢衰落, 信道抽头系数可以认为在  $n$  个切普周期内是常量, 因此, 式(6)能写为

$$z = \sum_{n=0}^{L-1} c_n^* \int_0^T y(t - T_c n) s^*(t) dt = \sum_{n=0}^{L-1} c_n^* \int_0^T s^*(t - T_c n) y(t) dt \quad (7)$$

后一等式成立是由于卷积的线性关系, 式(7)能写成离散的形式, 通过在离散向量与连续时间函数之间用内积形式等价。

$$\int_0^T s^*(t - T_c n) y(t) dt = \langle s_n, y \rangle = s_n^H y \quad (8)$$

$s_n$  是在一个周期内扩频码的移位形式, 式(7)可写成:

$$z = \sum_{n=0}^{L-1} c_n^* s_n^H y = c^H \beta \quad (9)$$

式中  $c = [c_0, c_1, \dots, c_{L-1}]^T$ ,  $\beta = [s_0^H y, s_1^H y, \dots, s_{L-1}^H y]$  (RAKE 接收机的每一个耙齿的输出), 式(9)可写为

$$z = c^H C_s^H y = s^H C_c^H y = (C_c s)^H y \quad (10)$$

$C_s$  和  $C_c$  是对应于  $s$  和  $c$  的卷积矩阵。  $C_s$  定义为

$$C_s = [s_0, s_1, s_2, \dots, s_{L-1}] = \begin{bmatrix} s(0) & 0 & 0 \\ \vdots & \ddots & 0 \\ s(N-1) & \cdots & s(0) \\ 0 & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & s(N-1) \end{bmatrix} \quad (11)$$

从式(5)建立了 RAKE 接收机的等价零衰减(延长)矩阵。

$$u_0 = C_1 h_1 = \begin{bmatrix} C_s c \\ 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

从式(10)和式(5)可以看出 RAKE 接收机是一个线性滤波器, 可写为

$$W_{\text{RAKE}} = C_c s \quad (13)$$

### 4 RAKE 接收机中的 MMSE 相关器

第3节中讨论的一般 RAKE 接收机实际上可以理解为是一个  $W_{\text{RAKE}} = C_c s$  的线性滤波器, 这就有可能找到一个不同于  $S$  的相关器在每个 RAKE 接收机的耙齿上抑制 MAI。要在每个耙齿上抑制 MAI, 数学上利用 MMSE 相关器定义  $\beta$ 。首先, 要理解怎样才能找到一个基于 MMSE 的相关器, 在多个切普上的 MMSE 方法将自动合并多径并减小干扰。

$$W_{\text{mmse}} = R^{-1} C_c s \quad (14)$$

这里  $R = E\{yy^H\}$ , 在获 MMSE 接收机时, 需要找到与普通 RAKE 接收机相比能抑制 MAI 的基于扩频码的相关器  $s_{\text{mmse}}$ 。MMSE 相关器与  $W_{\text{mmse}}$  相比要稍差, 由于相关器中用来抑制 MAI 的数据窗比卷积信道窗小得多, MMSE 相关器能用  $\beta$  表示为

$$\beta = [y_0^H s, y_1^H s, \dots, y_{L-1}^H s]^H \quad (15)$$

这里并不是将扩频码移位, 而是数据按第  $L$  条分集路径进行时延。这里并不是在  $n$  个码元宽度上进行抑制 MAI, 而是在 RAKE 接收机的每条分集路径上对每个延时信号进行抑制 MAI, 可以利用 MMSE-MAI 抑制, 式(15)可写为

$$\begin{aligned} \beta_{\text{mmse}}^{\text{corr}} &= \left[ \{R_0^{-1} y_0\}^H s, \dots, \{R_{L-1}^{-1} y_{L-1}\}^H s \right]^H \\ &= [y_0^H R_0^{-1} s, \dots, y_{L-1}^H R_{L-1}^{-1} s]^H \\ &= [y_0^H s_{\text{mmse}1}, \dots, y_{L-1}^H s_{\text{mmse}L-1}]^H \end{aligned} \quad (16)$$

$R_i = E\{y_i y_i^H\}$  表示协方差矩阵, 取第  $L$  条分集路径的数据窗。式(16)中每条耙齿的 MMSE 相关器为  $s_{\text{mmse}i} = R_i^{-1} s$ 。利用式(14)时

$$\beta_{\text{mmse}} = [s_0^H R^{-1} y, s_1^H R^{-1} y, \dots, s_{L-1}^H R^{-1} y]^T \quad (17)$$

可以理解为  $s_{\text{mmse}}$  为一个能在有限数据窗上抑制多址干扰的相关器, 现在 MMSE 相关器存在并已定义, 需要找出一种有效方法来实现这种滤波器, CSA 很方便地可以实现。

### 5 基于 MWF 的用于 RAKE 接收机中的 MMSE 相关器

MWF 是一种能降低算法阶数实现 MMSE 的不需要任何矩阵求逆的有效的新算法<sup>[5]</sup>, MWF 基于多正交映射和反向递

归算法来实现 MMSE, 获得 MMSE 相关器只需要考虑第一正交分解初始化, MWF-MMSE 方法可写为

$$W_{\text{MWF}} = s - BW_r = R_r^{-1} s = s_{\text{mmse}} \quad (18)$$

$B$  可取  $B^H s = 0$ ,  $W_r$  为滤波器系数, CSA 一个重要特性是怎样选择  $B$  和有效地在应用中解决  $W_r$ , 基于这种方法来产生所需的 RAKE 相关器。RAKE 接收机中的 MMSE 相关器有一种有趣的理解, 没有干扰抑制时, 这种方案实际上是 RAKE 接收机的普通相关器, 但有干扰抑制时, 相关器能在 RAKE 接收机进行任何形式的合并之前基于信道系数减小 MAI, 由于信道系数已经应用于普通 RAKE 接收机, 所以除了产生  $B$  和  $W_r$  外不需要其它信息来实现 MMSE。CSA 结构被用来间接地产生  $B$  和  $W_r$  来控制 MMSE 相关器。

### 6 基于 CSA 的 MMSE 相关器

MWF 中没有特征向量的计算, MWF 的另一个好处是这种算法能工作在很低的取样运算条件下, 而其它自适应算法则不能<sup>[6]</sup>, 也就是说, 它能通过一个较少的训练数据来估计状态以快速自适应调节。虽然还有一些最小均方算法和正交滤波结构将比随机梯度算法更快的收敛速度, 但 MWF 是唯一的一种能确实减小取样支持而不降低性能的算法<sup>[7]</sup>, 这能方便地跟踪非平稳信号环境。

基于 CSA 算法的 MWF 简要说明如下: 该算法用一个“期望”信号  $d_0(n) = s^H y(n)$  和  $y_0(n) = y(n) - s d_0(n)$  来初始化,  $y(n)$  为 RAKE 接收机每条分集耙齿上的  $y_l$ , 这就是说 CSA 结构将取代 RAKE 接收机第  $L$  条路径上的相关器。

初始化  $d_0(n) = s^H y(n)$ ,  $y_0(n) = y(n) - s d_0(n)$ 。

前向算法:

$k = 1, 2, \dots, D$ :

$$p_k = E\{d_{k-1}^*(n) y_{k-1}(n)\}$$

$$h_k = p_k / \|p_k\|$$

$$d_k(n) = h_k^H y_{k-1}(n)$$

$$y_k(n) = y_{k-1}(n) - h_k d_k(n)$$

后向算法:

$k = D, D-1, \dots, 1$ ,

$$\varepsilon_D(n) = d_D(n):$$

$$\omega_k = E\{d_{k-1}^*(n) \varepsilon_k(n)\} / E\{|\varepsilon_k(n)|^2\}$$

$$\varepsilon_{k-1}(n) = d_{k-1}(n) - \omega_k^* \varepsilon_k(n)$$

一个低复杂度的 MMSE 相关器的实现如图 1 示, 它是 CSA 结构, 为多级结构, 图中框中为每一级的结构。注意到第一阶的 CSA 操作都包括复向量-向量运算结果, 并不是矩阵-向量运算结果, 因此意味着每个瞬态进行  $ND$  次运算,

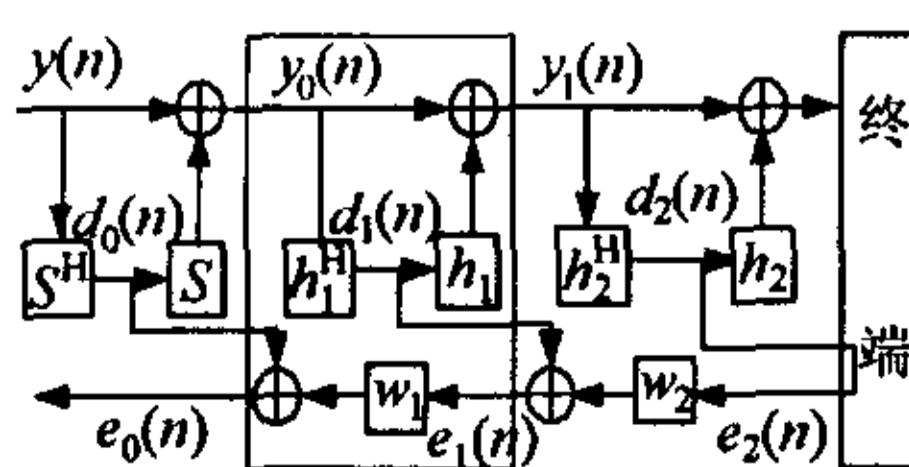


图 1 基于 CSA 结构的高效 MMSE 相关器

降低应用复杂度, 应用满维正交投影矩阵的结构, 与其它 MWF 的这个独特的应用是由 Ricks 和 Goldstein<sup>[8]</sup>提出的, 为 MMSE 的实现算法的  $N^3$  次运算量相比 CSA 的运算效率要高  $N^3 - ND$ 。

### 7 仿真结果

对使用 MMSE 相关器的 RAKE 接收机的 BER 性能进行了仿真, 用一个  $C=[1, 0.63, 0.32, 0.13]$  的 4 抽头信道模型来仿真多径效果, 系统包括  $K=15$  同步、等功率用户, 使用长为  $N=16$  的哈达玛序列作为扩频码  $S$ , 理论的 BER 曲线从式(3)得到, 有关式(3)的细节可参考文献[3], 图 2 显示了采用 MMSE 的 RAKE 接收机的性能提高到接近对扩展到多个码元的满阶 MMSE 均衡方案的程度。由于干扰抑制是基于有限数据窗所以它达不到满阶 MMSE 的性能。图 3 显示了不同阶数时基于 MWF 相关器的 RAKE 接收机的干扰抑制能力。注意到即使是只有一阶时, BER 性能比普通 RAKE 接收机提高很多。图 4 为 RAKE-MWF 相关器为取一个适当大小的数据窗 (基于处理增益) 来抑制干扰的重要性。对每个处理增益  $N$ ,  $N-1$  等于仿真中使用同一信道模型  $C$  的用户数和扩频码的长度 (哈达玛序列用户数等于码长)。图 4 用来比较的满阶 MMSE 和普通 RAKE 接收机曲线的条件是  $N=16$ ,  $K=15$ 。从图 4 中可以看出, 在这种信道模型下, 要有效抑制 MAI 干扰处理增益至少要  $9\text{dB}(10\lg 8)$ 。

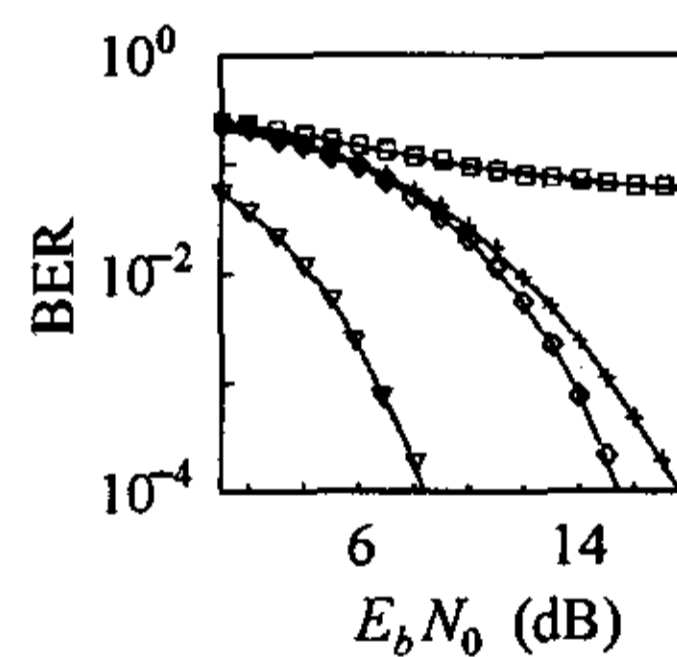


图 2 基于 MMSE 相关器的 RAKE、MMSE-RAKE 接收机以及普通 RAKE 接收机的性能比较

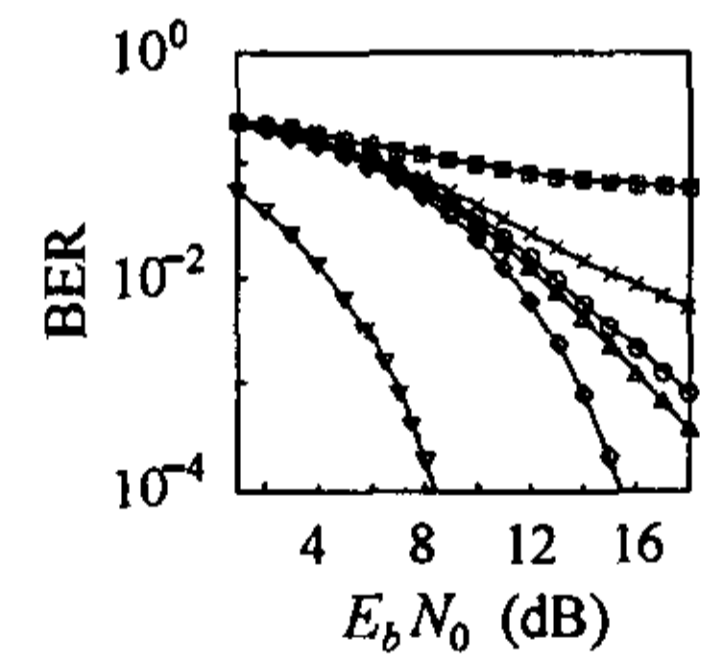


图 3 不同阶数时的基于 MWF 算法相关器的 RAKE 的性能

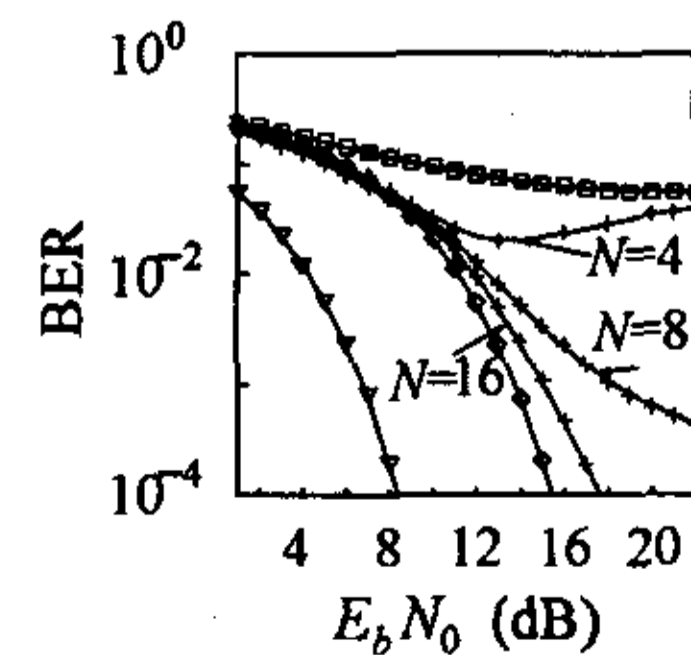


图 4 不同处理增益 (对应不同的  $N$ ) 时性能比较

## 8 结束语

描述了一个基于低复杂度的 CSA 的应用于普通 RAKE 接收机的降阶 MMSE 相关器,从文中可以看出通过用 MMSE 相关器取代普通 RAKE 接收机中的相关器,能很大程度地提高 RAKE 接收机对 MAI 的抑制性能。这种 MMSE 相关器结构较简单,对 RAKE 接收机的修改较小,可方便快速地应用于 RAKE 接收机。

## 参 考 文 献

- [1] Honig M L, Goldstein J S. Adaptive reduced-rank residual correlation algorithms for DS-CDMA interference suppression. in Proc. of Asilomar, Asilomar, Jul. 1998: 1107 – 1110.
  - [2] Honig M L, Poor H V. Adaptive interference suppression. In Poor, H V, Wornell, G W, editors, *Wireless Communications: Signal Processing Perspectives*, Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice Hall. 1998: 64 – 102.
  - [3] Song Y, Roy S. Blind adaptive reduced-rank detection for DS-CDMA signals in multipath channels. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1999, 17(11): 1960 – 1970.
  - [4] Madhow U. Blind adaptive interference suppression for direct-sequence CDMA. *Proc. IEEE*, 1998, 86(10): 2049 – 2069.
  - [5] Goldstein J S, Reed I S, Scharf L L. A multistage representation of the wiener filter based on orthogonal projections. *IEEE Trans. on Information Theory*, 1998, 44(6): 2943 – 2959.
  - [6] Honig M L, Xiao W. Large system analysis of reduced-rank linear interference suppression. Proc. 37th Annual Allerton Conference on Communications, Systems, and Computing, Allerton, 1999: 23 – 24.
  - [7] Myrick W L, Zoltowski M D, Goldstein J S. Exploiting conjugate symmetry in power minimization based pre-processing for GPS: reduced complexity and smoothness. Proc. of 2000 IEEE Int'l Conf. on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Istanbul, Turkey, 5 – 9 June, 2000: 2833 – 2836.
  - [8] Ricks D C, Goldstein J S. Efficient architectures for implementing adaptive algorithms. Proc. of the 2000 Antenna Applications Symposium, Allerton Park, Monticello, Illinois, September 20 – 22, 2000: 29 – 41.
- 刘拥军: 男, 1979 年生, 硕士生, 主要研究方向为现代通信抗干扰技术和现代通信仿真, 在国内外发表论文数篇(其中国际会议 2 篇).
- 苟彦新: 男, 1940 年生, 教授, 博士生导师, 中国电子学会, 中国通信学会高级会员, 主要研究方向为现代抗干扰技术和电子对抗.
- 程国兵: 男, 1976 年生, 讲师, 硕士生, 主要研究方向为现代通信抗干扰技术.
- 刘 勇: 男, 1976 年生, 硕士生, 主要研究方向为现代通信、导航仿真.