

一种宽带地空通信系统组网方案

费满锋^{1,2}, 易克初¹

(1. 西安电子科技大学 综合业务网国家重点实验室, 陕西西安 710071;

2. 中国电子科技集团公司第五十四研究所, 河北石家庄 050081)

摘 要: 针对低仰角宽带地空通信信道多径时延较大和快速时变的特点, 提出了一种多址方式新颖的星型组网方案. 其内向链路采用基于 Golay 互补序列的异步码分多址方式, 其外向链路采用基于 Walsh 序列的 M 元扩频码分复用技术, 内向链路抗多址干扰能力很强, 两种链路的接收端都因结合了滤波器组频域均衡技术 (FB-FDE) 因而具有很强的抗多径衰落能力, 并具有频带效率高, 结构简单等优点. 这种多址接入方式和组网方案很适合于低仰角下宽带地空通信信道环境中的应用, 其主要性能得到仿真验证, 具有很好的应用前景.

关键词: 滤波器组; 频域均衡; 宽带地空通信; 正交码分复用; 码分多址

中图分类号: TN911.72 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2010) 01-0087-05

A Networking Scheme of Wideband Ground-Air Communication System

FEI Man-feng^{1,2}, YI Ke-chu¹

(1. State Key Laboratory of Integrated Services Networks, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China;

2. The 54th Research Institute, CETC, Shijiazhuang, HeBei 050081, China)

Abstract: Aiming at the characteristics of large multipath delay and fast channel variation in wideband ground-air communications with low elevation, a networking scheme of star-shape topology based on a novel multi-access mode is proposed. Its inbound link is an asynchronous CDMA mode based on Golay complementary sequences, while its outbound link uses code division multiplexing based on Walsh sequences M-ary spectrum spreading. The inbound link has very strong ability of anti-multi-access-interference, and the both links have very strong ability of anti-multi-path-fading since they employ filter-banks for frequency equalization (FB-FDE) in their receiving terminals, moreover they have the characteristics of high frequency efficiency and low complexity in implementation. The multi-access mode and networking scheme is quite suitable for the channel condition of wideband ground-air communication system with low elevation. The main performance of the system has verified by simulation experiments, and the results show that it is promising in practical applications.

Key words: filter banks; frequency domain equalization; wideband ground-air communication; orthogonal code division multiplexing; CDMA (code-division multiple access)

1 宽带地空链路简介

低仰角下宽带地空通信中如何克服多径衰落影响是一个公认的有挑战性的课题. 如果将飞行器作为宽带通信节点载荷, 具有空中中继和指挥功能, 将多个地面站的上行数据进行交换转发, 这种情况下上行链路和下行链路均需要大容量的高速数据传输. 地面采用全向天线的情况下, 较远的通信距离造成反射多径时延很大, 最大多径时延可能长达 30 多微秒; 飞行器运动速度较高, 通常可达 $440\text{m/s}^{[1]}$, 此时多普勒频移相对值可达 1.47×10^{-6} ; 由于各个多径分量的多普勒频移存在较大差异, 造成信道特性快速时变.

为了能够大幅度提高系统的传输容量和适应更高

的飞行速度, 工程中通常采用定向天线来改善信道的衰落特性, 但是即使天线波束宽度只有 15° , 通信距离 200km 时, 低仰角情况下带来的最大反射多径时延也可达 $4\mu\text{s}$, 信道多普勒扩展达到几百赫兹, 地空信道仍然具有比较明显快速时变特性.

为了实现地空宽带通信系统中地面站与多个飞行器通信终端的完全链接, 地空数据链可以构建星型拓扑结构的地空通信网, 其中心站可以是地面站, 也可以是飞行器, 这两类星型网的性能有较大差异, 但它们多址接入方式的选择原则有一些类似性.

地空通信系统的多址接入方式可以采用空分多址、频分多址、码分多址、时分多址, 以及它们的组合, 实现一种高速数据通信星型网. 从星型网的概念来说, 其传

输链路通常是以中心站为基准来定义的,由中心站向各个用户站发送信息的链路称为外向链路(Outbound Link),反过来则称内向链路(Inbound Link)。

考虑要在存在较严重多径衰落条件下实现一个通信容量较大的宽带通信网,采用码分多址方式组网应该是优先的选择.传统的 CDMA 系统是一种自干扰系统,不同用户之间扩频码正交性不良将导致多用户间的干扰,加之无线信道多径衰落的影响,都将造成系统容量的降低,常常需要采用多用户联合检测技术才能解决。

本文提出一种适于宽带地空通信外向和内向链路特点的多址接入组网方案,其基本思想是:作为星形网的外向链路,是一种广播性的多路复用传输链路.因为它的发射源只有一个,很容易实现同步传输,为了得到较高的频带效率,以 Walsh 码为基础构成 M 元多码扩频系统,并在接收端采用滤波器组频域均衡(FB-FDE)技术消除多径影响,恢复 Walsh 码的正交性.外向链路中可以根据不同用户传输带宽的要求,动态激活和分配不同数目的扩频通道给不同的用户,由于采用同步传输, Walsh 序列的正交性保证了每个飞行器收到的信号不存在多用户干扰^[2].内向链路则采用正交码分复用技术 CDMA(OCDM-CDMA)和 FB-FDE 技术相结合的多址接入方案,该方案从根本上解决了传统扩频码正交性不良带来的多用户干扰和信道衰落带来的多径干扰,可满足内向链路由于不同飞行器与地面中心站距离不同的情况下大容量异步多址传输的需求。

如果上述系统采用正交频分复用(OFDM)系统频域均衡或单载波频域均衡(SC-FDE)系统进行抗多径信息传输,频率选择性衰落和信道快速时变,对通信系统分析观测时长提出了相互矛盾的要求,前者希望窗长尽可能长,以便循环前缀能长于最大多径时延;后者希望窗长尽量短,以便能适应信道的快速时变. OFDM 系统或 SC-FDE 系统都很难满足这种相互矛盾的要求,而采用滤波组频域均衡技术(FB-FDE)进行抗多径传输^[2],可以有效缓解上述矛盾.这大概是 FB-FDE 正逐渐得到人们重视的主要原因。

此外,如果将 SC-FDE 技术应用到 OCDM-CDMA 系统的内向链路中,还存在由于各路引入的循环前缀不完全同步,接收时去掉循环前缀将破坏正交互补码正交性的问题,这将产生多址干扰,导致 OCDM-CDMA 系统容量的降低,因此 SC-FDE 技术不适用于 OCDM-CDMA 系统。

2 OCDM-CDMA 系统

正交互补码具有理想的自相关和互相关性能,用正交互补码作为扩频码的 CDMA 系统可以有效减小多

径衰落和多址干扰(MAI)的影响,从而使系统性能只受到噪声的限制,性能比 DS-CDMA 系统有很大提高.本文参照文献[3]Chen 提出的原理,提出了一种异步 OCDM-CDMA 系统方案,该方案采用正交格雷互补序列实现码分复用,形成多个相互正交的多值码片序列,作为各个用户进行扩频的特征码,实现一种异步 CDMA 系统,如图 1 所示.本文主要的不同点是:不用多元的正交互补码,而用格雷互补序列构成正交互补码,因而不需要采用多载波调制方式进行传输,具体实现方法如图 1 所示。

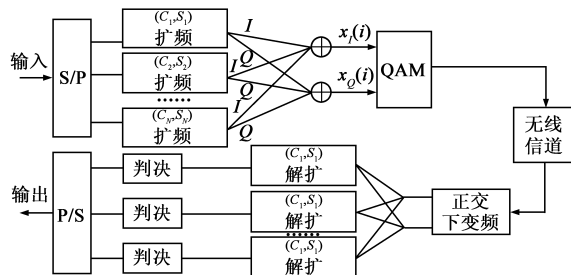


图1 基于OCDM的CDMA系统

发送端输入速率为 R bit/s 的信息流,经串并转换后其信息速率降为 R/N .将 N 个比特流中同一时刻的 N 比特看作一个符号,那么这 N 个比特流也可以看作是一个符号序列.将 N 个比特流分别进行 L 倍扩频,即将其每一个比特分别用一对 L 长的正交互补序列调制,变为一对码片序列,注意这里各个比特流扩频时所用的扩频码互不相同,文献[3]中采用由同一对 L 长的正交互补码分别经过不同码片数的循环移位得到的.最后将这 N 个复数码片序列的同一时刻的码片值相加,得到一个多值码片序列,再经波形成形后送到正交幅度调制器(QAM)实现载波调制,然后经信道传输。

由于 Chen 采用的正交互补码的自相关和互相关特性均为零,由格雷互补序列特性可知,其自相关特性为零,为了构建单载波传输系统,找到互相关也为零的格雷互补序列是构建本系统的关键。

前面提到,正交互补码的理想相关性是基于各子码衰落一致的条件.Chen 提出在接收端采用时域自适应递归滤波器来减小多径衰落的影响,当多径时延较大时,滤波器的抽头会非常多,导致设备过于复杂.为了克服这个缺点,本文提出采用 FB-FDE 与 OCDM-CDMA 相结合的内向链路传输方案;该方法是在正交码分复用解扩之前,首先经过 FB-FDE 实现信道均衡,消除多径影响,恢复正交互补码的正交性.该方法避免了时域自适应递归滤波器在多径时延很大情况下复杂性高的问题。

对于外向同步传输链路,所有用户可以共用一个导频信号,对于内向异步传输链路由于每个用户信号

的到达时刻不同,所以每个用户需要携带各自的导频信号来完成接收机的时间同步和信道估计.本文采用Chen提出的信号格式,如图2所示,不同之处是导频采用格雷互补序列.

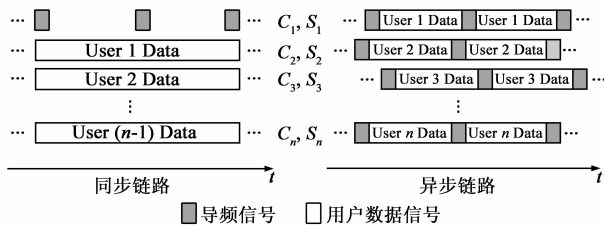


图2 同步链路和异步链路数据格式

3 格雷互补序列产生

格雷互补序列由一对正交码组成^[4],分别称为C码和S码,设序列的码长度为 L ,则其自相关函数表示为:

$$R_{cc}(i) = \sum_{n=1}^{L-i} c_n c_{n+i}, R_{ss}(i) = \sum_{n=1}^{L-i} s_n s_{n+i} \quad (1)$$

它们存在如下正交性关系:

$$R_{cc}(i) + R_{ss}(i) = \begin{cases} 2L, & i=0 \\ 0, & i \neq 0 \end{cases} \quad (2)$$

格雷互补序列只包含两个序列,在文献[5]中定义了文献[3]中采用的通用化的多个序列构成的互补对,格雷互补序列只是正交互补码的一种特殊情况.为了便于实现单载波传输,本文采用格雷互补对.

在文献[6]中,将互补序列对的概念拓展到矩阵形式.格雷对矩阵定义为:矩阵对中的一个矩阵的任意一行的序列与另一个矩阵中相对应的行,能够构造成一个格雷序列对,称为格雷对矩阵.

过去没有简便的软硬件实现方法,一般都是基于预先选择初始互补序列,再采用递归方式产生所需的序列.文献[7]提出了一种采用硬件方便地产生的格雷互补序列的简便方法.首先产生格雷矩阵对方阵:

$$H_N = \begin{bmatrix} H_{N/2} & H_{N/2} \\ H_{N/2} & -\tilde{H}_{N/2} \end{bmatrix} \quad (3)$$

这里 H_N 表示 $N \times N$ ($N = 2^n, n > 0$)的格雷对矩阵, \tilde{H}_N 是 H_N 的交换矩阵,那么容易证明 H_N 具有下述特性:

$$H_N H_N^T = H_N^T H_N = I_N \quad (4)$$

其中 H_N^T 是 H_N 的转置, I_N 是 N 阶的单位矩阵.从式(4)中可以看出, H_N 的所有行或列的序列都是彼此正交的,通常把这种正交格雷对矩阵称之为格雷对哈达码矩阵.同理, \tilde{H}_N 也可以表示为:

$$\tilde{H}_N = \begin{bmatrix} H_{N/2} & -H_{N/2} \\ H_{N/2} & \tilde{H}_{N/2} \end{bmatrix} \quad (5)$$

于是利用式(3)和式(4)由 $H_1 = \tilde{H}_1 = [+1]$ 进行递归,便可以产生所需要的具有各种不同长度的格雷对

矩阵,如图3所示.

由于不同码长的OCDM-CDMA系统用户容量是不同的,扩频增益也不同,随着码长的增加,用户数目随之增加.对于长度为64的格雷互补序列,每组有32对序列可用于构建用户序列.用户数量的不同扩频效率也不同,长度为64的格雷互补序列可以满足32个用户多址接入要求,不同格雷互补序列组之间可采用频分多址等方式扩充系统容量.用户扩频码序列分配机制与外向链路Walsh码M元扩频相似,根据不同用户的速率需求合理分配不同数量扩频通道,灵活实现信道的动态分配,当然用户分配的速率越高,则相应的调制阶数也就越高.这也是与文献[3]采用正交互补序列循环移位构建用户扩频码的一个较大不同.尽管是单载波系统,但是信号的峰均值功率比也随之增加,因此在实际地空通信系统中,应根据系统的需要选择合适长度的互补序列.

由于这样产生的格雷互补序列具有两两正交性,不同用户的扩频码的自相关和互相关均为零,各用户到达中心站的直射信号及其多径信号两两互相关也均为零,这样就彻底避免了用户之间的多址干扰,对于每个扩频用户独立进行信道估计和时间同步估计.

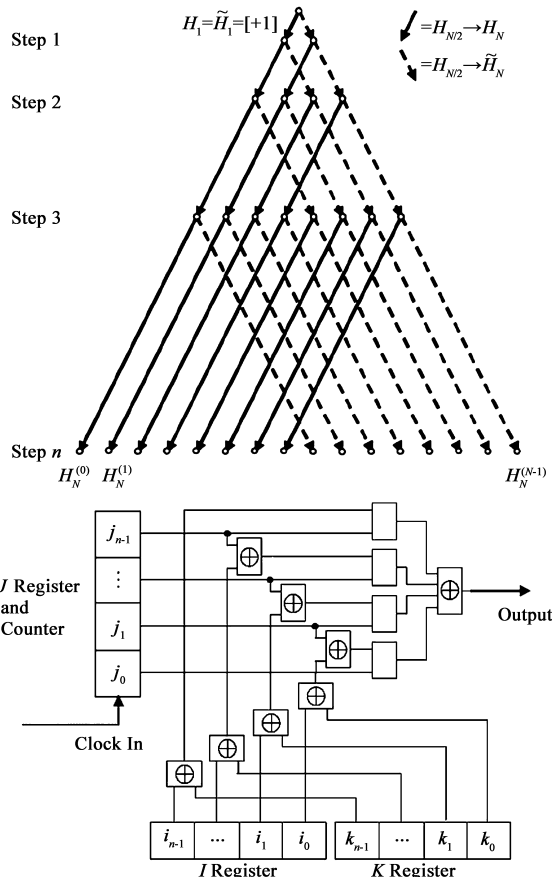


图3 格雷互补序列的产生方法

4 滤波器组频域均衡

FB-FDE 的基本思想是:无论发送端发送什么形式的调制信号,接收端都采用一个适当设计的滤波器组,将接收信号分解成多个子带信号,然后针对各子带信号分别进行信道均衡处理,最后再将均衡后的各个子带信号重构整个信号.

FB-FDE 不需循环前缀,它能容忍的最大多径时延就没有不超过循环前缀长度这样的限制.实现滤波器组分析和综合的 FFT 点数 M 的大小,只是影响各个子带均衡器的复杂度.因此在对抗同样的最大多径时延情况下,采用 FB-FDE 法比 SC-FDE 法所需的 FFT 点数一般可以小 4 至 5 倍以上,因而其动态时变特性要优于后者,这是 FB-FDE 技术的一个重要优点.

暂时不考虑频偏、相偏和信道噪声的影响,设接收信号的低通复信号为 $x(n) = x_I(n) + jx_Q(n)$,采用 M 个带通滤波器将其分解为 M 个子带信号,则第 k 个信号 $V_k(n)$ 为:

$$V_k(n) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} x(n-m)h_k(m) \quad n = -\infty, \dots, -1, 0, 1, \dots, \infty; k = 0, 1, 2, \dots, M-1 \quad (6)$$

设 $h_k(n) = \begin{cases} h_0(n)e^{-j2\pi nk/M}, & n = -L, \dots, -1, 0, 1, \dots, L, \\ 0, & |n| > L \end{cases}$, 并进行变量代换: $m = rM + i; i = 0, 1, \dots, M-1; r = -\infty, \dots, -1, 0, 1, \dots, \infty$, 则第 k 个滤波器的输出为:

$$\begin{aligned} V_k(n) &= \sum_{r=-\infty}^{+\infty} \sum_{i=0}^{M-1} x(n-rM-i)h_0(rM+i) \cdot e^{-j2\pi(rM+i)k/M} \\ &= \sum_{r=-\infty}^{+\infty} \left[\sum_{i=0}^{M-1} x(n-rM-i)h_0(rM+i) \cdot e^{-j2\pi ik/M} \right] \end{aligned} \quad (7)$$

显然式(7)方括号内的运算就是 M 点短时傅立叶变换(STFT)的表达形式^[8],即用滑动窗每次截取 $(2L+1)$ 个样点,然后折叠相加为 M 个样点进行 DFT 运算.

至于信号重构过程,原理上只要用插值法将各路信号恢复到原接收信号的采样率,并搬移到原来的频带位置,再相加合并为一个信号即可.但这种滤波器组相加法的计算复杂度较高,本文选用另一种简单易行的近似方法——叠接相加法采用叠接相加和逆 DFT 法实现^[2,8],同样可实现无失真重构,但其计算复杂度比上述重构方法低得多.

频域均衡是在分析滤波器和综合滤波器之间完成的^[9],当分析滤波器的数目 M 足够大时,可以满足每个子信道都近似为平坦衰落,子带内信道频响也是近似恒定的,每个子带的均衡器可以简化成一个单抽头的

复数滤波器.

5 实验结果及分析

仿真实验中,系统工作频率为 5GHz,低仰角下飞行速度为 800m/s,天线波束宽度为 15°.信道的莱斯因子 $K_{Rice} = 3\text{dB}$,假设多径时延为 $[2.5\mu\text{s}, 3.0\mu\text{s}, 3.5\mu\text{s}]$,相应的多径功率分布为 $[-10\text{dB}, -5\text{dB}, -10\text{dB}]$,多普勒功率谱扩展范围 $f_D = 400\text{Hz}$.

在信道仿真过程中,每帧根据莱斯因子,多径延迟功率谱分布随机产生一组冲击响应 $h_k(\tau; t_0)$,由于不同时刻信道冲击响应的自相关函数认为近似服从 Jakes 模型,即:

$$R_{hh}(\tau) = C_k J_0(2\pi f_d \tau) \quad (8)$$

其中 C_k 为多径幅度, f_d 为最大多普勒(对于地空通信,可以认为是多普勒功率谱的扩展),这样通过递推方式可以产生后续时刻信道冲击响应^[10].

$$h_k(\tau; t_0 + T) = \varphi(T)h_k(\tau; t_0) + \sqrt{(1 - \varphi(T)^2)C_k}z \quad (9)$$

其中 $\varphi(T) = J_0(2\pi f_d T)$, $J_0(\cdot)$ 为零阶贝塞尔函数, z 为标准复高斯随机变量.由于不同的 block 之间具有很强相关性,假定每个 block 内信道保持静态.

为了仿真系统的多址接入性能,假设系统中心站同时与 4 个机载用户同时进行多址通信,外向链路采用 Walsh 码 M 元扩频, Walsh 码的码长度为 64,扩频速率为 16Mchips/s,每路采用 QPSK 调制,利用其中的 32 个序列进行多路传输,如果各用户平均分配传输带宽,那么每个用户的传输带宽为 4Mb/s,内向链路的 GCS 码同样采用码长为 64 的码序列,可以构建 32 路相互正交的 GCS 码序列,受到互补码的限制,每路采用 BPSK 调制传输,在扩频速率为 16Mchips/s 时,每个用户可分配的传输带宽为 2Mb/s.外向链路由于同步传输,所以到达每个用户的信号经历了相同的衰落过程,内向链路传输中,假设四个用户到达中心站的时刻分别相差 5、10、15 个码片,经历的信道衰落特性相同,并假设接收机已实现时间同步. FB-FDE 均衡时,过采样滤波器组的子带数为 $2M = 256$ 平方根升余弦原型滤波器,重叠因子 $K = 3$,阻带抑制接近 50dB,可以容忍的最大多径时延为 $4\mu\text{s}$.脉冲成形升余弦滤波器的滚降因子为 0.22.

从图 4 和图 5 应用 FB-FDE 的外向链路和内向链路的误码率性能可得出结论:对于外向链路应用 FB-FDE 技术可获得比应用 SC-FDE 的更好的误码性能;但对于内向链路,SC-FDE 由于需要循环前缀而无法应用,与文献[3]中应用时域自适应递归滤波器的静态多径信道下 OCDM-CDMA 系统性能相比误码性能相近,但在对抗信道的多径时延和动态时变的适应能力具有明显的优势.

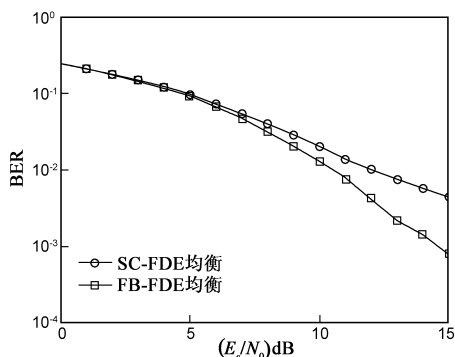


图4 应用FB-FDE的外向链路误码率

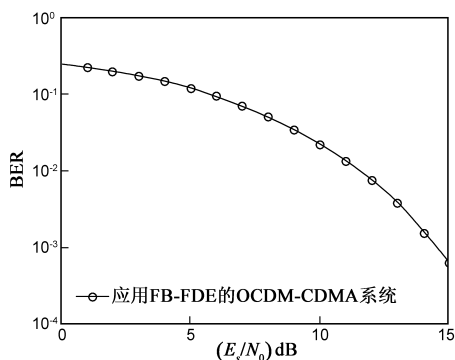


图5 应用FB-FDE的内向链路误码率

6 结论

本文提出的应用于宽带地空多用户通信系统新的组网方案,具有良好的综合性能,特别是将 FB-FDE 技术用于 OCDS-CDMA 系统,为低仰角宽带地空通信网内向链路提供了一条高效的解决途径.在接收端进行 FB-FDE 信道均衡,不需要循环前缀,其信道效率高,对于信道动态时变的适应能力很强,并且不破坏正交互补码的互相关特性.理论分析和仿真试验均验证了该方案的可行性,以及所用技术的正确性和有效性.

参考文献:

- [1] E Haars. Aeronautical Channel Modeling[J]. IEEE Trans on Vichle Techn, 2002, 52(2): 254 – 264.
- [2] 费满锋, 易克初. 应用 FB-FDE 的 M 元扩频通信系统[J]. 电子科技大学学报, 2008, 37(3): 382 – 385.
- [3] H H Chen, J F Yeh, N Suehiro. A multicarrier CDMA architecture based on orthogonal complementary codes for new genera

tions of wideband wireless communications[J]. IEEE Communication Magazines, 2001, 39(10): 126 – 135.

- [4] M J E Golay. Complementary series[J]. IRE Trans on Information Theory, IT-7. 1961, Apr. : 82 – 87.
- [5] C C Tseng, C L Liu. Complementary sets of sequences[J]. IEEE Trans on Information Theory, 1972, Sept. , IT-18(5): 644 – 652.
- [6] X Huang, Y Li. Scalable complete complementary sets of sequences[A]. IEEE GLOBECOM 2002 [C]. Taipei, Taiwan: IEEE GLOBECOM, 2002, (2): 1056 – 1060.
- [7] Xiaojing Huang. Simple implementations of mutually orthogonal complementary sets of sequences[J]. Intelligent Signal Processing and Communication Systems. Dec. 2005: 369 – 372.
- [8] 易克初, 田斌, 付强. 语音信号处理[M]. 北京: 国防工业出版社, 2000.
- [9] J J Shynk, D P Witmer, M J Ready, R P Gooch, C K Chan. Adaptive Equalization Using Multirate Filtering Techniques [A]. Signals, Systems and Computers, 25 – th IEEE Asilomar Conf, Nov. 1991 (2): 756 – 762.
- [10] M V Clark. Adaptive frequency-domain equalization and diversity combining for broadband wireless communications[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1998, 16 (8): 1385 – 1395.

作者简介:



费满锋 男, 1971 年生于辽宁朝阳. 1994 年、1997 年分别在北京理工大学、中国电子科技集团公司第五十四研究所获得学士和硕士学位, 高级工程师, 现为西安电子科技大学综合业务网国家重点实验室在读博士研究生, 学科信号与信息处理. 研究方向通信信号处理.

E-mail: feimanfeng@163.com



易克初 男, 1943 年生于湖南涟源. 1967 年、1982、1988 年分别在华中理工大学、中国科技大学、西安电子科技大学获学士、硕士和博士学位, 二级教授, 博士生导师, 综合业务理论及关键技术网国家重点实验室副主任, 信号处理学会委员. 研究方向有空基平台通信、宽带无线通信、超宽带通信和测距定位等.

E-mail: kchyi@mail.xidian.edu.cn