

一种提高超宽带无线系统干扰容限的方法

熊海良¹, 易克初², 王勇超², 张 杰³

(1. 山东大学信息科学与工程学院, 山东济南 250100; 2. 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;
3. 英国 谢菲尔德大学 电子与电气工程学院, 英国谢菲尔德 S13JD)

摘 要: 超宽带无线电系统常常因窄带干扰强度超出其干扰容限而无法正常工作, 自适应陷波技术可大幅度提升其干扰容限. 但在超宽带接收机中, 实现高阶陷波非常困难, 常规方法复杂度、稳定性差、难于收敛. 本文提出一种时分复用并行高阶自适应陷波方法, 能同时快速跟踪并有效滤除一个或多个窄带强干扰, 使系统干扰容限大幅度提升, 且稳定性好、收敛快、对有用信号损伤小. 理论分析与仿真结果验证了其优越性, 且具有重要应用价值.

关键词: 超宽带; 时分多路; 干扰; 自适应

中图分类号: TN92 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2012)10-1943-05

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2012.10.006

A Method to Raise the Interference Tolerance Margin of UWB System

XIONG Hai-liang¹, YI Ke-chu², WANG Yong-chao², ZHANG Jie³

(1. *The School of Information Science and Engineering, Shandong University, Jinan, Shandong 250100, China;*
2. *State Key Laboratory of Integrated Service Networks, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China;*
3. *Department of Electronic and Electrical Engineering, University of Sheffield, Sheffield S13JD, UK*)

Abstract: UWB(Ultra Wideband) radio system is easily affected by strong narrow band interference. Traditional interference suppression methods using adaptive notch filter as a preprocessing unit can hardly be used due to high sampling speed in UWB receivers. In this paper, we proposed a novel parallel notch filter based on TDM (Time-division multiplexing) technique, which can effectively track and eliminate multi-band interference, and extremely raise the interference tolerance margin of the UWB wireless communication system when it is used as a preprocessing unit before dispreading. Moreover, the filter structure has such advantages as good stability, high convergence speed, low signal distortion. The numerical results validated the expected performance and properties.

Key words: Ultra wideband; TDM (Time-Division Multiplexing); interference; adaptive

1 引言

超宽带(UWB, Ultra Wideband)无线电的提出为无线通信技术开辟了一个新的发展方向, 即不同系统和用户对频率资源共享以提高频谱效率, 这从更高层面提高整个频带利用率^[1]. UWB系统具有极宽的信号带宽, 与其他系统共享频率资源, 故电磁兼容问题尤为重要. 为了与常规通信系统共存, UWB无线电系统不得不采用很低的发射功率谱密度进行通信, 因而如何提高自身的抗干扰能力是一个十分重要的研究课题^[2].

UWB接收机前端阻塞问题非常关键, 导致前端阻塞的原因包括三个: (1) 常规无线电信号叠加后所引起的窄带干扰, 表现为加性干扰; (2) 信号的非线性失真

(因多径传播所造成), 表现为乘性干扰; (3) 通信收发系统的内部噪声与自然干扰. 因多径传播造成的非线性失真, 可通过 Rake 接收的办法来对抗多径或提取多径信号^[3], 采用信道均衡的办法来消除码间干扰^[4]; 对自然干扰和内部噪声, 通常只能通过提高发射功率或依靠解扩取得的增益来抵消它对系统性能带来的影响; 而强窄带干扰通常会严重恶化系统性能^[5].

克服窄带干扰对 UWB 接收带来影响的方法通常可以分为两类, 第一类是通过信号检测手段获知潜在的干扰系统频段, 然后利用波形设计^[6]或频域编码^[7]等方法使得 UWB 信号避开这些干扰, 这一类方法通常在发射端进行; 另一类是在接收端解扩之前进行, 采用一些预处理措施消除或降低干扰的强度^[8], 再进行解扩解调,

这类方法可使系统干扰容限大幅度提升,常常可以比没有预处理时的干扰容限提高 20 ~ 30dB.

自适应陷波是一种有效对抗窄带干扰方法^[9],可大幅提升系统干扰容限.常规自适应陷波器结构简单,但高阶自适应陷波器的复杂度高,而要消除的窄带干扰个数较多时必须采用高阶陷波器^[10].UWB 信号在信息解扩之前的采样速率很高,通常在 GHz 级别;在如此高的采样率下实现高阶陷波器,不仅复杂度很高,而且难于保证具有良好的收敛性能.针对这一技术难题,结合 UWB 信号及其受到的窄带强干扰的特点,本文提出了一种时分复用(TDM)并行自适应陷波方法.可以在快速跟踪窄带干扰信号频率的同时,有效抑制窄带强干扰,且稳定性好、收敛快、对有用信号损伤小.

2 自适应陷波原理

2.1 自适应陷波器基本结构

所谓陷波器是其频率响应只在某几个很窄的频段中下陷而其余频率处都很平坦的一种滤波器,其系统函数是零极点成对出现的.例如

$$H(z) = A(z)/B(z) = (1 - e^{j\omega_0}z^{-1})/(1 - re^{j\omega_0}z^{-1}) \quad (1)$$

是一个典型的一阶陷波器的系统函数,其零点位于单位圆上 ω_0 处,极点位于零点与原点的连线上且非常靠近单位圆处,假定 r 是一个非常接近于 1 的常数,比如 $r = 0.99$.显然,该陷波器频率响应除了在 ω_0 附近下陷很深之外,其余各频点处都几乎等于 1.式(1)的时域表达式可记为

$$y(k) = x(k) - e^{j\omega}x(k-1) + re^{j\omega}y(k-1) \quad (2)$$

其中, $x(k)$ 为陷波器输入, $y(k)$ 为陷波器输出.

把 $A(z)$ 部分的输出信号 $e_k(\omega)$ 看作预测误差序列,通过自适应修改权值 $h = e^{j\omega}$ 使此误差最小,这里误差函数可表示为

$$e_k(\omega) = x(k) - e^{j\omega}x(k-1) \quad (3)$$

取其均方误差,依据最小均方误差准则可得角频率自适应迭代公式为

$$\omega_n = \omega_{n-1} + \mu \cdot \text{Im}[e^{-j\omega} \cdot x(k) \cdot x^*(k-1)] \quad (4)$$

其中 μ 为步长因子.按照上述迭代公式,自适应地不断修改陷波器的零点,陷波器的极点也同时跟着改变,那么陷波器输出的信号就可消除相应窄带干扰.这里零陷带宽取决于因子 r ,其值可以根据可能的干扰带宽事先选定.

2.2 高阶陷波器的实现

要同时消除多个窄带干扰,必须使用高阶陷波器.对 M 个窄带干扰,理论上采用 M 个一阶自适应陷波器相级联,就可以实现,而且采用 M 个一阶陷波器级联,

其稳定性肯定优于 M 阶陷波器直接实现形式,但有可能出现多个零陷跟踪同一个窄带干扰,而有一些窄带干扰却没有零陷去跟踪的现象.如果将输入信号复制为 M 路同时输入到级联顺序不同的 M 个高阶自适应陷波器,滤波后再将这 M 路信号相加合并为一;每一支路中的高阶陷波器的级联顺序是另一个支路的高阶陷波器级联顺序的循环移位.由于各个支路的 M 个一阶陷波器的排列顺序不同,只要各个一阶陷波器的初始零点位置分散在单位圆上的不同区域,就能避免多个零陷跟踪同一个窄带干扰现象的发生.

3 TDM 并行自适应陷波器

3.1 TDM 并行自适应陷波原理

UWB 接收系统中,需要在解扩前进行干扰预处理,此时样点速率很高,必须进行并行处理.这里,提出一种 TDM 并行自适应陷波方法,结构如图 1 所示.图中 $x(k)$ 为接收到的 UWB 零中频信号,它是由正交下变频得到的复信号,其标称载波频率为零;时分分路器逐个样点地将 $x(k)$ 分为 N 个样点序列 $x_1(n), x_2(n), \dots, x_N(n)$,其中每个样点序列相当于进行了 $N:1$ 的下采样,采样率降低 N 倍;各路信号分别进行自适应陷波,滤除窄带强干扰,然后在相应的时分复接器中合并为一,得到 $y(k)$,恢复原来的采样率.只要 N 足够大,各个陷波器的采样率和工作时钟就可以足够低,便于 FPGA 实时实现.

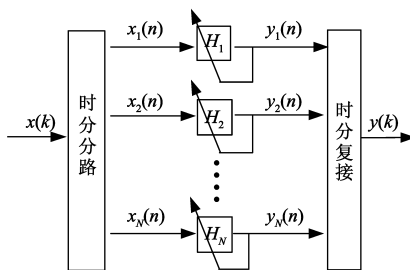


图1 TDM并行自适应陷波器

上述结构中如果各条支路的自适应陷波器基本上不损伤输入信号中的有用信号,那么通过时分复接后就可基本恢复有用信号.为此我们先证明一个针对窄带解析信号的采样定理.

定理 对带宽为 B Hz 的窄带解析信号,进行正交采样,采样速率只要大于 B 样点/s,所得采样信号就可以用来无失真地恢复原信号.

证明 设 $\{x(k)\}$ 是带宽为 B Hz 的窄带解析信号的采样样点序列,设其采样率为 M_0B 样点/s,其中整数 $M_0 \gg 1$,那么其频谱是一个在 $-\infty < f < \infty$ 范围内的周期性频谱,其周期为 M_0B ,即

$$X(f) = X(f + k \cdot M_0B) \quad (5)$$

这里, $k = -\infty, \dots, -1, 0, 1, \dots, \infty$.

对 $x(k)$ 进行 $N_0:1$ 的抽取, 其中 $N_0 < M_0$; 这种抽取相当于用 1 个周期为 N_0 的周期性 δ 函数与 $x(n)$ 相乘, 即

$$x'(n) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \delta(n - iN_0) \cdot x(n) \quad (6)$$

注意到上述周期为 N 的周期性 δ 函数的相邻两个 δ 脉冲的时间间隔是 N_0/M_0B , 因此其频谱函数 $D(f)$ 是一个周期为 M_0B/N_0 周期性 δ 函数. 根据卷积定理, 信号 $x'(n)$ 的频谱 $X'(f)$, 等于 $x(k)$ 的频谱 $X(f)$ 与 $D(f)$ 的卷积, 即

$$X'(f) = X(f) * D(f) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(f - kM_0B/N_0) \quad (7)$$

显然 $X'(f)$ 也是一个周期为 M_0B/N_0 的周期性函数. 上述卷积过程不发生频谱混叠的条件是: M_0/N_0 为大于 1 的整数; 而其中 M_0 可以任意大, 可见 $x'(n)$ 的采样率 M_0B/N_0 可以任意逼近 B 都满足无频谱混叠抽样的条件. 既然下采样后不出现频谱混叠, 那么 $X'(f)$ 每个周期中的非零频谱函数与 $X(f)$ 中每个周期中的频谱函数中非零部分是精确地相等的, 因而可以用 $x'(n)$ 无失真地重构 $x(k)$.

定理证毕.

对于单个窄带干扰的情形, 将窄带干扰看作是感兴趣的信号, 而其中的 UWB 扩频信号与信道噪声一起看作是背景噪声干扰. 故上述窄带采样定理的结论表明: 只要采样频率大于窄带信号的带宽, 该窄带干扰就可以用下采样得到的样点序列无失真地实现重构. 既然可以重构, 当然也就可以用自适应陷波器将它滤除. 这里只要 $NB_j \leq W/10$, 信号失真的负面影响就可以忽略不计. 同样可以证明, 对多个窄带干扰的情形, 支路数 N 值选择依据为

$$N \leq W/(10\hat{B}_j) \quad (8)$$

其中, W 为 UWB 扩频信号的带宽, \hat{B}_j 为窄带干扰的总带宽.

3.2 TDM 并行高阶自适应陷波器

图 1 中将输入信号进行 N 路时分分路, 采样率降低 N 倍, 可解决采样率太高而无法用 FPGA 实现高阶自适应陷波的问题. 结合 2.2 节中所提高阶陷波思想, 便可得到图 2 所示的高阶 TDM 并行结构. 它采用 TDM 方式将信号分为 N 路, 各路信号的采样率降低 N 倍, 每路采用 N 个一阶自适应陷波器相级联, 采用循环移位的规则排列各路的路的 N 个一阶陷波器的顺序; 因而能以较低的复杂度同时避免多个零跟踪同一个窄带干扰现象的出现.

假设图中各支路的高阶自适应陷波器都相互独

立, 第 i 路 ($i = 1, 2, \dots, N$)、第 m 个一阶陷波单元 ($m = 1, 2, \dots, N$) 的输入和输出分别为 $y_{i,m-1}(n)$ 和 $y_{i,m}(n)$, $n = 0, 1, 2, \dots$, 因为每个一阶陷波单元的输出就是后一个一阶陷波单元的输入. 那么各并行支路的第一一阶陷波单元的第 n 个输入为

$$y_{i,0}(n) = x((n-1)N + i) \quad (9)$$

相应输出可表示为

$$y_{i,1}(n) = y_{i,0}(n) - e^{j\omega_i(n)} y_{i,0}(n-1) + re^{j\omega_i(n)} y_{i,1}(n-1) \quad (10)$$

$i = 1, 2, \dots, N; n = 0, 1, 2, \dots$

若第 i 路中的第 m 个一阶陷波单元的第 n 个输入为 $y_{i,m-1}(n)$, 则其输出可表示为

$$y_{i,m}(n) = y_{i,m-1}(n) - e^{j\omega_i(n)} y_{i,m-1}(n-1) + re^{j\omega_i(n)} y_{i,m}(n-1) \quad (11)$$

$i = 1, 2, \dots, N; m = 1, 2, \dots, N; n = 1, 2, \dots$

故对第 i 路、第 m 个一阶陷波单元的零极点角频率 $\omega_{i,m}(n)$ 的迭代修改算法可作如下描述:

步骤 1 初始化, 对于 $n = 0$, 令 $y_{i,m}(n) = 0$, $\omega_{i,m}(n) = \pi / [(i+m)_{\text{mod}N} + 1 - N/2]$, $i = 1, 2, \dots, N$; 各一阶陷波器的初始角频率均匀分布于 $[-\pi, \pi]$;

步骤 2 对第 n 组的 N 个输入样点, 计算第 i 支路第 m 个一阶陷波单元的输出

$$y_{i,m}(n) = y_{i,m-1}(n) - e^{j\omega_i(n)} y_{i,m-1}(n-1) + re^{j\omega_i(n)} y_{i,m}(n-1) \quad (12)$$

$i = 1, 2, \dots, N; m = 1, 2, \dots, N; n = 1, 2, \dots$

步骤 3 修改第 i 支路第 m 个一阶陷波单元的零极点对的角频率

$$\omega_{i,m}(n) = \omega_{i,m}(n-1) + \mu \cdot \text{Im}[e^{-j\omega_{i,m}(n-1)} \cdot y_{i,m-1}(n) \cdot y_{i,m-1}^*(n-1)] \quad (13)$$

返回步骤 2, 处理下一组样点.

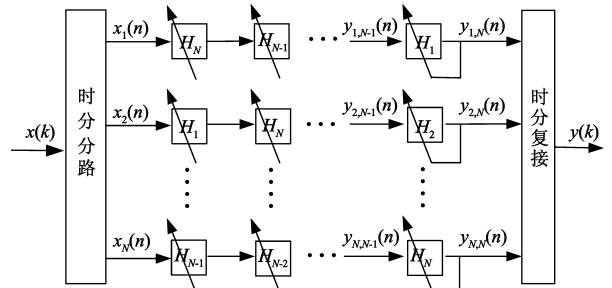


图 2 TDM 并行 N 阶自适应陷波器

很显然, 按照图 1 和图 2 所示处理方法, 将采样数据经时分分路以后, 可大大降低样点速率, 减少高速时钟信号给数据处理带来的压力. 例如, 接收机以 1.0GHz 的采样速率, 对带宽为 500MHz 的 UWB 信号进行采样

接收,在同步捕获、信息解扩前,插入一个如图2所示的5阶并行自适应陷波器,各支路信号 $x_n(k)$ 样点速率便降低到了 200MHz,这样就大大降低了高速时钟在数字信号处理中的压力.

上述算法是将 N 个支路的陷波单元都独立地进行自适应迭代,实际上可以认为各个支路中的 N 个一阶陷波器都是相同的,只是级联的排列顺序不同,因而只需要对各支路中最前面的一阶陷波单元进行自适应迭代修改,其余的陷波单元的角频率作相应修改就行,这就可以进一步大幅度降低计算复杂度.由于各支路的第一个陷波单元的初始角频率设定在不同的范围内取值,因此不会出现多个零陷同时收敛于同一窄带强干扰上,除非窄带干扰的个数小于 N .

4 仿真实验及性能分析

仿真实验以 DS-UWB 系统受多个窄带干扰为例,分析所提自适应陷波算法对干扰容限的影响.假设信息速率为 10Mbps,码片速率为 5.12GHz,码片持续时间为 0.1953ns,各码片发送单个窄高斯二阶微分脉冲,脉冲宽度为 0.18ns.

图3(a)为未加窄带干扰时 DS-UWB 信号功率谱,谱包络与高斯二阶微分脉冲一致,由成形波频响特性决定.对上述 UWB 信号受三个窄带强干扰后的功率谱如图3(b)所示,三个干扰的中心频率分别在 1.8GHz、3.3GHz、4.7GHz处,带宽均为 10MHz,因为干扰信号幅度比 UWB 信号大几十倍,故图中很难清晰地看到 UWB 信号的本来频谱形状,而三个干扰的频谱幅度很大,十分突出.因为系统的解扩处理增益是 27dB,而干信比为 25dB,窄带干扰强度明显超过了系统的干扰容限.如果在解扩之前不进行陷波处理,则即使接收信号的比特信噪比 E_b/N_0 很高,系统也因为存在窄带强干扰而无法正常工作.若借助所提 5 阶陷波器进行预处理,滤除窄带强干扰,陷波处理后信号功率谱如图3(c)所示.对比图3(a)与图3(c),容易发现,所提 TDM 并行自适应陷波器在抑制强窄带干扰的同时,对超宽带信号的损伤非常小,整个过程基本不破坏原始 UWB 信号的频谱包络,这说明陷波处理对有用信号的损伤可以忽略不计.图3(d)给出了自适应陷波器的零陷能自动跟踪窄带干扰的情况,很显然,所设计的自适应干扰抑制器在经过近 250 次迭代后,干扰抑制器就能收敛到干扰频点附近,对干扰信号进行跟踪并剔除,算法收敛速度很快,在干扰抑制器有效搜索到干扰频率后,迭代权值只在干扰信号频带范围内做小幅波动.如果进一步增强窄带干扰,陷波器仍能将它很好地滤除,对信号的损伤仍然很小.我们的实际应用经验表明,采用自适应陷波器作为扩频接收机解扩前的预处理,可以使扩频

通信系统对于窄带干扰的容限提高 20 ~ 30dB.

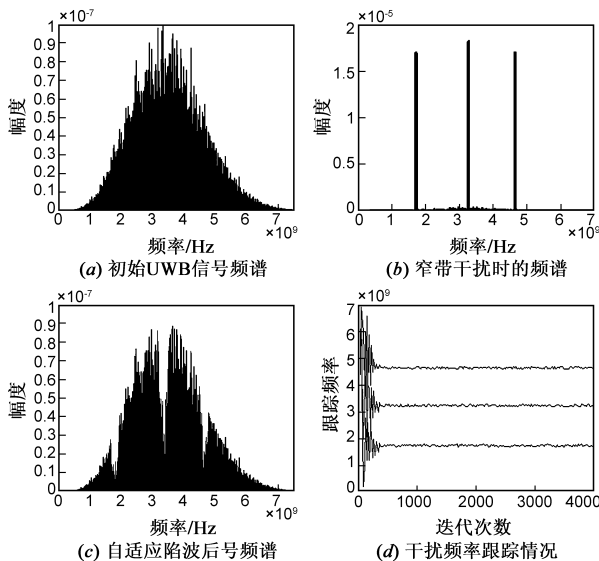


图3 自适应陷波对UWB信号的影响

图4选用 IEEE802.16.4a 标准信道下典型场景 (CM2),并假设 UWB 接收机附近存在较强的窄带无线电干扰进行仿真实验.为对比分析,仿真中对接收机仅有自适应陷波(NF: notch filter)、仅有 rake 接收、两者均无、以及既有 rake 接收又有自适应陷波的几种情况分别进行了独立实验.很显然,在 CM2 场景下,接收端倘若既无 rake 接收措施也无自适应陷波处理,性能极差,通信质量无法保障;如果接收端仅借助 rake 接收,在相同误比特率的前提下(如 $P_e = 10^{-3}$),系统可获得 8 ~ 15dB 的处理增益;如果接收端引入自适应陷波措施,在相同误比特率的前提下,系统可获得约 20dB 的处理增益;如果既借助自适应陷波消除窄带干扰又利用 rake 接收的办法利用多径,系统性能最佳,大约可获得 30dB 的处理增益.原因是所提自适应陷波算法在对抗窄带干扰方面非常有效,而 rake 接收在对抗多径方面可取得较好的性能,当然二者在 UWB 接收系统中并不冲突,联合使用可使接收机性能显著提升.

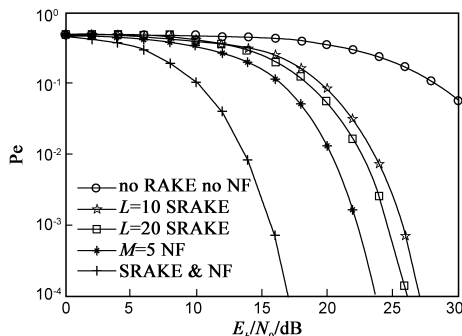


图4 CM2场景下干扰消除与Rake接收性能分析

5 结束语

针对常规自适应陷波预处理办法中,因 UWB 接收信号采样速率很高而难于实现,特别是当需要采用高阶陷波器同时消除多个窄带干扰时,陷波特性难于保证的技术难题,提出了一种时分复用并行自适应陷波方法.所提算法能快速跟踪并有效滤除多个窄带强干扰,使 UWB 系统干扰容限大幅度提升,并且对于有用信号损伤小、复杂度低、稳定性好,特别适合于超宽带无线通信系统设计与应用.

参考文献

- [1] Yang L Q, Giannakis G B. Ultra-wideband communications an idea whose time has come [J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2004, 21(6): 26 – 54.
- [2] Chen Y F, Norman C B. Interference analysis of UWB systems for IEEE channel models using first and second -order moments [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 57(3): 622 – 625.
- [3] Ahmadian Z, Shenouda M B, Lampe L. Design of pre-rake DS-UWB downlink with pre-equalization [J]. IEEE Transactions on Communications, 2012, 60(2): 400 – 410.
- [4] Hu C C, Chang J F. DS-UWB downlink subband adaptive chip-equalization using reduced-rank multistage wiener filtering technique [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2011, 59(4): 1883 – 1889.
- [5] Giorgetti A, Chiani M, Win M Z. The effect of narrowband interference on wideband wireless communication systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 2005, 53(12): 2139 – 2149.
- [6] Yue W, Dong X D, Ivan J F. Spectrum shaping and NBI suppression in UWB communications [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007, 6(5): 1944 – 1952.

- [7] Carvalho P, Dinis R. UWB digital carrier user codes for narrow band interference cancelation [A]. Proceedings of the 3rd International Conference on Signal Processing and Communication Systems [C]. USA: IEEE Press, 2009. 1 – 5.
- [8] Wang J Z, Wong T. Narrowband interference suppression in time-hopping impulse radio UWB communications [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007, 54(6): 1057 – 1067.
- [9] Simon Haykin. Adaptive Filter Theory [M]. Fourth Edition, Prentice Hall, 2002. 120 – 180.
- [10] 熊海良. 超宽带无线通信与定位关键技术研究 [D]. 西安: 西安电子科技大学博士论文, 2011, 02.
Xiong H L. Research on key techniques of Ultra Wideband wireless communication and localization [D]. Xi'an, Shaanxi: Xidian University, 2011, 02. (in Chinese)

作者简介



熊海良 男, 1981 年 2 月出生, 湖南双峰人. 2011 年在西安电子科技大学 ISN 国家重点实验室获博士学位, 现为山东大学信息科学与工程学院讲师, IEEE 会员. 主要研究方向为无线通信、网络优化.

E-mail: hailiangxiong@gmail.com



易克初 男, 1943 年 10 月出生, 湖南涟源人. 教授, 博士生导师, 综合业务网国家重点实验室副主任, 主要从事无线通信、卫星通信等领域的研究.