

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2016.08.014

引用格式: 颜靖华, 侯毅. 战术宽带网络波形物理层解决方案[J]. 电讯技术, 2016, 56(8): 913-918. [YAN Jinghua, HOU Yi. Solution to tactical wideband network waveform physical layer[J]. Telecommunication Engineering, 2016, 56(8): 913-918.]

战术宽带网络波形物理层解决方案*

颜靖华**1, 侯毅²

(1. 中国人民公安大学 警务信息工程学院, 北京 102614; 2. 公安部 科技信息化局, 北京 100741)

摘要:分析了地面移动台(GMR)的核心波形架构和体制,结合其在军事上的应用发展趋势,给出了宽带战术组网波形物理层解决方案,并剖析了基于正交频分复用(OFDM)的物理层波形的两个核心技术。首先,在峰均比抑制方面,提出基于凸优化集理论,优化的内点算法求解方式解决了传统的迭代限幅滤波技术需要迭代次数高的问题;另一方面,采用基于非统计信息的信道估计方法替代原有的基于最小均方误差(MMSE)的一类方法,仿真结果表明其性能与MMSE基本相当,却避免了计算信道统计信息及矩阵求逆过程中的大量复杂运算。在信道模型下的仿真计算结果表明,提出的物理层方案及关键技术的解决方法具有良好的性能与实用性。

关键词:地面移动台;宽带网络波形;正交频分复用;信道估计;峰均比抑制

中图分类号:TN915 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-893X(2016)08-0913-06

Solution to Tactical Wideband Network Waveform Physical Layer

YAN Jinghua¹, HOU Yi²

(1. Policing Information Engineering Institute, People's Public Security University of China, Beijing 102614, China;
2. Administration of Science Technology and Information, The Ministry of Public Security of the People's Republic of China, Beijing 100741, China)

Abstract: This paper analyzes the core architecture and system of ground mobile radio (GMR) waveform, presents the tactical wideband network waveform (WNW) physical layer scheme in accordance with its military application trend, and discusses two key technology of physical layer waveform based on orthogonal frequency division multiplexing (OFDM). First, for peak-to-average power ratio (PAPR) suppression, the problem of traditional iterative clipping and filtering technique requiring a high number of iterations is solved by interior-point optimization algorithm based on raised convex optimization theory. Second, the channel estimation technology based on non-statistical information is used to replace the original minimum mean squared error (MMSE) methods. Simulation results show that the performance of new method is roughly equal to that of MMSE method, but it avoids calculating the channel statistics and matrix inversion with a large number of complex calculations. The results of system simulation demonstrate the excellent performance and the validity of the scheme and solution to key technology.

Key words: ground mobile radio; wideband network waveform (WNW); orthogonal frequency division multiplexing; channel estimation; PAPR suppression

1 引言

数字化战争对通信系统的通信速率、通信范围

以及抗干扰能力提出了更高的要求。宽带网络波形^[1](Wideband Network Waveform, WNW)是美军地

* 收稿日期:2016-05-05;修回日期:2016-07-15 Received date:2016-05-05;Revised date:2016-07-15

基金项目:中国人民公安大学高校基本科研业务费项目(2016JKF01212)

Foundation Item: Fundamental Research Funds for People's Public Security University of China(2016JKF01212)

** 通信作者: yanyanjh7@sina.com Corresponding author: yanyanjh7@sina.com

面移动台 (Groud Mobile Radio, GMR) 的核心波形, 其高带宽、大容量、高速率等特点融合自适应组网的网络架构, 使其更加适用于海上、车载以及空军的骨干网应用。

WNW 波形在受地域限制的环境中可以发挥巨大的作用, 利用具备这种网络波形的通信设备可以迅速组成通信网络, 在最短的时间内恢复作战通信, 解决缺少基础设施的问题。同时, WNW 也可应用于复杂的地理环境, 在非视距传输的情况下, 主要依靠路由重建以及重传技术满足作战通信要求^[2]。

在宽带波形技术体制上, WNW 波形主要采用基于正交频分复用 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) 框架的调制技术, 相对频谱效率而言, 它更注重提高通信容量, 提高波形的抗干扰、抗截获组网能力以及互操作性与灵活性。而基于 OFDM 框架的调制技术需要解决两个关键性问题: 一是较高峰均比 (Peak-to-Average Power Ratio, PAPR) 导致动态范围过大, 功放效率低的问题; 二是虽然在宽带通信方面 OFDM 信道估计均衡器的复杂度大大降低, 但是必须做出正确的估计信道冲激响应 (Channel Impulse Response, CIR), 均衡器才能发挥作用, CIR 的性能制约着波形性能。

本文的目的主要有: 第一, 结合美军的宽带网络波形的技术参数, 分析宽带网络波形物理层发展趋势, 并给出设计方案; 第二, 针对波形的关键技术问题 (信道估计均衡和峰均比抑制) 分析现状, 并给出实用的解决方案。对于峰均比抑制, 提出基于凸优化集的方法, 利用凸优化技术代替经典算法中的矩形窗滤波器。该算法在给定 PAPR 门限和最大误差向量幅度值的条件下, 能大幅降低 PAPR, 得到较小的信号畸变, 从而提高误码性能。对于信道估计技术, 采用门限选择算法, 从而避免最小均方误差 (Minimum Mean Squared Error, MMSE) 类算法中需要计算大量的信道统计信息, 在保证性能的同时降低算法复杂程度, 利于工程实现。

2 宽带组网波形物理层框架

2.1 宽带组网波形应用需求分析

WNW 是美国战术互联网通信的基础, 将来可能成为美国各军种及海岸警卫队的默认互通波形, 它建立基于 IP 和 Ad Hoc 的动态网络, 实现语音、数据、视频的一体化无缝传递。WNW 的主要功能及参数见表 1。

表 1 WNW 功能及参数

Tab. 1 Function and parameter of WNW

功能项	说明
波形应用目标	大容量主干网络
系统带宽/(Mb · s ⁻¹)	2
工作频段/MHz	225 ~ 400, 1 350 ~ 1 390, 1 755 ~ 1 850
工作模式	宽带工作模式 (OFDM) 低速率扩展模式 (LPI/LPD) 宽带抗拥塞模式 (AJ) 窄带应用 (BEAM)
应用场景/km	370 (空对空), 180 (空对地), 10 (地对地), 28 (船对船), 28 (船对岸)

可见宽带波形的设计趋势主要包括以下 3 个方面: 高带宽、高速率、高吞吐量; 提升波形抗干扰和可靠通信能力, 以及对环境的适应能力; 提升波形的动中通能力。

2.2 物理层波形参数设计

WNW 波形有 4 种工作模式, 本文主要讨论其宽带工作模式下的参数配置。

表 2 以 10 MHz 带宽为例, 定义了波形仿真参数, 以下各部分关键技术的仿真按照表 3 设计参数。

表 2 10 MHz 波形具体参数配置

Tab. 2 Parameter configuration of 10 MHz waveform

参数	数值
采样频率/MHz	15.36
FFT/point	2 048
数据调制方式	16QAM/QPSK/BPSK
数据分块	6 个 OFDM 数据符号为一块
子载波数	1 663
导频图案	梅花状

表 3 10 MHz 波形参数表

Tab. 3 Waveform parameter of 10 MHz

带宽/ MHz	前向 纠错率	OFDM 正常工作模式下的 速率/(Mb · s ⁻¹)	
		QPSK	16QAM
1.25	1/2	0.82	1.64
	3/4	1.23	2.46
2.50	1/2	1.66	3.25
	3/4	2.45	4.90
5.00	1/2	3.25	6.60
	3/4	5.00	10.20
10.00	1/2	6.60	13.30
	3/4	10.00	20.00

如表 3 所列,为了提高波形对不同应用环境及工作方式的适应能力,同时支持速率自适应的工作方式,宽带工作模式下具有 4 种带宽工作模式,每种工作模式支持 4 种速率配置。

3 基于凸优化算法的峰均比抑制技术

近年来,凸优化已广泛应用于通信信号处理。文献[3]在一定的信号星座误差和空闲载波功率的限制条件下,利用凸优化方法最小化 OFDM 的峰均比,但是该算法并未与迭代限幅滤波(Iterative Clipping and Filtering, ICF) [4] 结合。为此,本文提出了一种改进 ICF 算法,利用凸优化技术代替经典算法中的矩形窗滤波器。该算法在给定 PAPR 门限和最大误差向量幅度值的条件下,能大幅降低 PAPR,得到较小的信号畸变,从而提高误码性能。

3.1 经典 ICF 峰均比降低算法

经典 ICF 峰均比降低算法原理框图如图 1 所示。

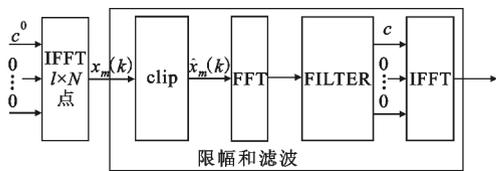


图 1 ICF 算法原理框图

Fig. 1 Schematic diagram of ICF algorithm

ICF 方法通过限幅和频域滤波来降低峰均比。在第一次迭代时,输入新 OFDM 频域符号进行迭代操作。对频域信号进行倍过采样处理,信号通过在中间补个零进行过采样,然后对其做点的 IFFT 操作得到时域信号,进行限幅处理:

$$\hat{x}_m(k) = \begin{cases} T_m e^{j\theta_m(k)}, & |x_m(k)| > T_m \\ x_m(k), & |x_m(k)| \leq T_m \end{cases} \quad (1)$$

式中: $\theta_m(k)$ 为 $x_m(k)$ 的相位; T_m 为 m 次迭代的限幅阈值,可以由限幅比(Clippling Ratio, CR)得到,表达式为

$$CR = \sqrt{PAPR_{\max}} = \frac{T_m}{\frac{1}{\sqrt{LN}} \|x_m\|^2} \quad (2)$$

限幅后的信号 $\hat{x}_m(k)$ ($k=1, 2, \dots, lN$) 进行 FFT 变换得到频域信号后再用一个矩形窗进行滤波,即带外置零。ICF 方法会引起峰值再生,因此需要多次迭代才能得到期望 PAPR。

3.2 优化的 ICF 方法

3.2.1 峰均比最小化的凸优化表示

由于经典的基于矩形窗滤波器的 ICF 技术的固有局限,本文采用当前符号 EVM 最优化准则,最小化当前符号的 PAPR。利用凸优化中的二阶锥问题(Second-Order Cone Program, SOCP),可以对峰均比最小化模型进行表示:

$$\begin{cases} \text{minimize } p \\ \text{subject to } \|x_i\| \leq p, i=1, 2, \dots, lN \\ x = \text{IFFT}_{lN}(c) \\ \|S(c-\hat{c})\| \leq \varepsilon \\ \Re\langle \hat{c}, S(c-\hat{c}) \rangle \geq -\varepsilon^2/2 \end{cases} \quad (3)$$

式中: $p \in \mathbb{R}$ 、 $c \in \mathbb{C}^N$ 、 $x \in \mathbb{C}^{lN}$ 为变量; \hat{c} 是限幅后的频域 OFDM 信号; ε 是与最大误差向量幅度容限相关的误差参数,表达式为

$$\varepsilon = EVM_{\max} \sqrt{dP_0}; \quad (4)$$

\Re 表示取实部运算; $\langle \cdot, \cdot \rangle$ 定义了复向量的内积运算,即

$$\langle a, b \rangle = a^H b = \sum_i \bar{a}_i b_i \quad (5)$$

SOCP 模型(3)可以利用 Matlab 的工具箱 CVX 进行求解,也可以利用内点法(Interior-Point Method, IPM)最小化对数障碍函数来解决。一般情况下,IPM 算法迭代 3 次即可非常接近凸优化问题的最优解。

3.2.2 改进 ICF 算法

将式(3)的凸优化约束条件中的 \hat{c} 换为 c^0 ,可以不经限幅,直接对原始 OFDM 符号进行处理。该 IPM 算法在一定的 EVM 容限下,对 PAPR 进行最小化,能够提高 OFDM 信号的误码性能。但是为了进一步减小 PAPR,本文将迭代限幅滤波与基于 EVM 约束的凸优化求解相结合,得到新的 PAPR 抑制算法——ICF-IPM 算法。

新的 ICF-IPM 算法利用经典的限幅过程,得到限幅信号后,再对该信号进行凸优化处理,取代滤波。其算法如下, m 为每个 OFDM 符号的 ICF 迭代次数。

(1) 一个新的 OFDM 符号 c^0 进入 ICF 系统;

(2) 如果 $m=1$,对初始符号进行过采样,令 $c^0 = [c_1^0(1), c_1^0(2), \dots, c_1^0(N)]^T$, $c^0 = [c_1^0(N+1), c_1^0(N+2), \dots, c_1^0(lN)]^T = 0$;否则, $c_m^0 = c_{m-1}^0$,利用 IFFT 将 c_m^0 变换成时域信号 x_m ;

(3) 利用式(2)计算限幅阈值 T_m ,并利用式(1)

将时域信号 x_m 进行限幅处理,得到 \hat{x}_m ;

(4) 利用 FFT 将 \hat{x}_m 变换为频域信号 \hat{c}_m ;

(5) 对限幅后的信号 \hat{c}_m 按照式(3)的约束条件进行优化,利用 IPM 算法对凸优化问题求解,得到处理后的 OFDM 信号 c ;

(6) 若无信号需要被限幅或者峰均比已经足够小,则结束迭代回到第一步;否则,回到第二步继续当前 OFDM 符号的迭代过程。

3.2.3 优化内点法

求解凸优化问题,标准内点法可以有效地最小化目标函数。对于 SOCP 模型(3),我们采用优化 IPM 进行求解,在此过程中需要找到障碍函数、搜索方向以及步长进行变量迭代,以找到最优解^[5]。优化内点法与标准内点法相比大大减小了计算复杂度。

3.2.4 峰均比抑制仿真结果

图 2 给出了以 QPSK 为映射方式,针对原始 OFDM 信号和采用 ICF-IPM、ICF 和 IPM 方法进行峰均比抑制处理后的信号的 CCDF 曲线对比。对于 ICF,其 CR 参数设为 1.584 9 ($PAPR_{max}$ 为 4 dB),IPM 算法中的 EVM_{max} 为 -8 dB,由于 ICF-IPM 在限幅处理时会造成信号失真,需对其进行补偿,因此 ICF-IPM 算法中的 EVM_{max} 设为 -9 dB。

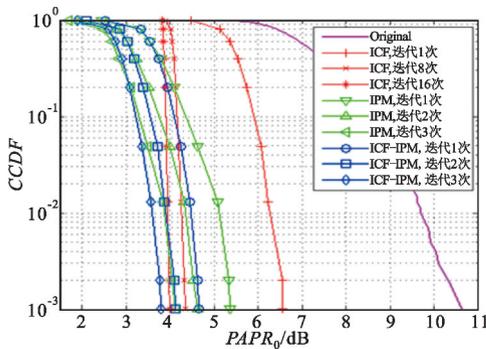


图 2 OFDM 系统 PAPR 的 CCDF 曲线图
Fig. 2 CCDF of OFDM system PAPR

3 种方法均能较大幅度地降低 PAPR,但是 ICF-IPM 在概率为 10^{-3} 处,PAPR 降低到 4.0 dB 时,只需要 1 次迭代,而 ICF 算法需要的迭代次数最多,需 16 次迭代,IPM 次之,需要 3 次。综上,ICF-IPM 方法在 3 种方法中最优,很大程度上降低了算法的迭代次数。

4 基于非统计信息的信道估计技术

OFDM 信道估计大多数算法需要预先知道统计

信息,比如二维时频维纳滤波算法,该算法性能优异,但计算量过高,不利于工程实现。在文献[6-7]中采用优化自相关矩阵的方式来减少运算量,但效果甚微。基于 DFT 的算法,虽然不需要计算统计信息,但是算法性能并不理想^[8]。综上,目前大量研究工作都致力于在不提高算法复杂度的前提下保证算法的性能不损失,这是信道估计方面的热点问题。

本文采用的方法不需要计算复杂的信道统计信息,性能却能够达到 MMSE 信道估计算法的性能。将该方法应用于工程实践中,可有效地解决宽带波形实现实时运算处理的瓶颈问题。

本方案处理框图如图 3 所示,采取插入导频的方式进行信道估计,同时对导频进行了降噪处理,从而优化了低信噪比下的通信问题,以及由多谱勒频移所带来本慢衰落现象。

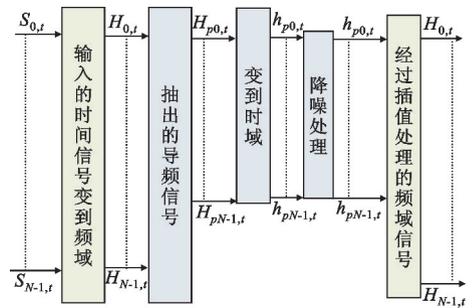


图 3 信道估计处理框图

Fig. 3 Block diagram of channel estimation processing

在降噪处理模块中,延迟径根据下列准则选取(其推导过程详见文献[9]):

$$\begin{cases}
 S_{TCS} \equiv \{i: |\tilde{h}_i| > \xi, i=0, 1, \dots, N_p-1\} \\
 \xi = \sqrt{\frac{\ln\left(\frac{(N_p - \tilde{N}_t)\rho N_p}{\tilde{N}_t^2}\right)}{\rho N_p - \tilde{N}_t}}
 \end{cases} \quad (6)$$

式中: ρ 代表此种状况下估计的信噪比; N_p 表示运算过程中导频总数; \tilde{N}_t 表示信道估计响应中非零径的估计参数,如果估计参数与实际值相符($\tilde{N}_t = N_t$)时,可以得到最好的性能,但该算法也具有一定的鲁棒性,即估计参数与实际值相差较大。

利用表 4 所列的信道模型对本文所用的 TCS 方法与其他方法(LS 法和 MMSE 法)进行性能比对。图 4 以 MSE 为评判标准,以误差 10^{-2} 为例,TCS 方法与 LS 方法相比,前者比后者的 MSE 提升 8 dB 左右;另外,从曲线中也可以看出,TCS 方法与 MMSE 方法性能基本接近。

表 4 等功率径信道模型
Tab.4 Equal power channel model

时延/ μ s	功率/dB
0.00	-7.5
3.15	-7.5
1.05	-7.5
4.20	-7.5
2.10	-7.5
5.25	-7.5

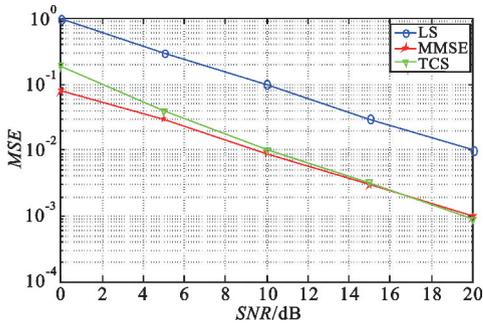


图 4 等功率径下算法 MSE 性能对比图
Fig.4 MSE performance of equal power

5 系统性能仿真

利用 Matlab 仿真软件,采用 1 000 次蒙特卡罗仿真实验,在城区信道模型和郊区山地信道模型下分别进行验证,此两种模型均属于通信中条件比较恶劣的情况。城区信道模型采用典型的的城市信道模型 TU6, TU6 是 3GPP 六径信道模型,主要针对城市环境中没有直视主径的复杂城市环境。SUI5 是斯坦福大学(Stanford University)根据对山地信道进行测量后得到的统计模型,它针对的是有直视线径的情况,所以多径能量服从莱斯分布。SUI5 和 TU6 参数分别见表 5 和表 6。

表 5 SUI5 信道模型
Tab.5 SUI5 channel model

功率/dB	时延/ μ s
0	0
-5	4
-10	10

表 6 TU6 信道模型
Tab.6 TU6 channel model

时延/ μ s	功率/dB
0.0	-7.22
1.6	-10.22
0.2	-4.22
2.3	-12.22
0.5	-6.22
5.0	-14.22

图 5 和图 6 分别给出了本系统在静止信道条件下和在移动信道条件下的性能,并与采用 MMSE 信道估计方法的系统性能进行对比,其性能与采用 MMSE 方法的误码率性能非常接近,但其波形系统的运算复杂程度相比 MMSE 方法大幅减少,因而更具工程实用价值。

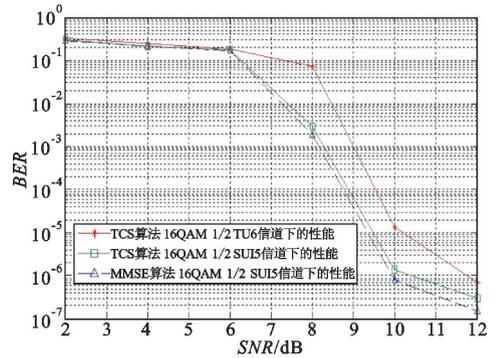


图 5 10 MHz 带宽静止条件下的性能对比图
Fig.5 Performance of 10 MHz bandwidth (static)

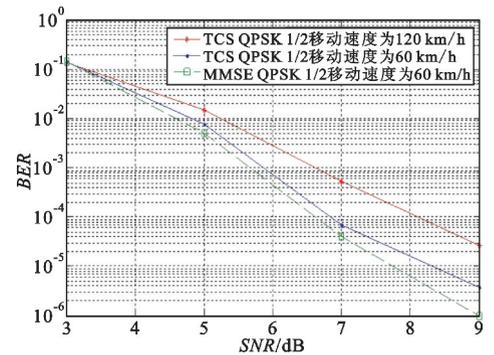


图 6 10 MHz 带宽移动条件下的性能对比图
Fig.6 Performance of 10 MHz bandwidth (mobile)

6 结论

本文在对国外军事通信中宽带波形动态及发展趋势调研的基础上,提出了一种战术宽带网络波形物理层解决方案,针对峰均比抑制技术以及信道估计技术等关键技术进行了深入研究,提出了实用的解决方法,给出了波形在城市复杂环境及郊区环境下的性能仿真。与同类文献相比,本文的算法设计更注重宽带波形的工程可实现性,在波形性能不损失的情况下,使得算法的运算量大幅减小,更易进行带宽扩展,在波形宽带化发展方面更具实践指导意义。

参考文献:

[1] COMPARETTO G, HALLENBECK P, MIRHAKKAK M, et al. Verification and validation of the QualNet JTRS WNW and SRW waveform models [C]//Proceedings of

- 2011 Military Communications Conference. Baltimore, MD: IEEE, 2011: 1818–1826.
- [2] 谢玲. 外军空-地和地-空通信装备的发展[J]. 电讯技术, 2013, 53(12): 1654–1658.
XIE Ling. Review on foreign air-ground and ground-air communication - systems [J]. Telecommunication Engineering, 2013, 53(12): 1654–1658. (in Chinese)
- [3] AGGARWAL A, MENG T. Minimizing the peak-to-average power ratio of DM signals using convex optimization [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2006, 54(8): 3099–3110.
- [4] ARMSTRONG J. Peak-to-average power reduction for OFDM by repeated clipping and frequency domain filtering [J]. Electronic Letters, 2002, 38(5): 246–247.
- [5] MURRAY W, WRIGHT M H. Line search procedures for the logarithmic barrier function [J]. SIAM Journal on Optimization, 1994(4): 229–246.
- [6] 吕良, 郭宝龙, 石磊. LTE 下行信道估计方法的优化 [J]. 计算机工程与应用, 2011, 47(26): 58–60.
LYU Liang, GUO Baolong, SHI Lei. Optimization of LTE downlink channel estimation method [J]. Computer Engineering and Applications, 2011, 47(26): 58–60. (in Chinese)
- [7] XU P. Angle-domain MAP channel estimation algorithm by singular value decomposition for MIMO-OFDM systems [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2009, 24(5): 854–859.
- [8] EDFORS O, SANDELL M, BEEK J J D, et al. Analysis of DFT-based channel estimators for OFDM [J]. Wireless Personal Communications, 2000, 12(1): 55–70.
- [9] 周冰, 杨建平. OFDM 系统中基于非统计信息的信道估计优化算法研究 [J]. 通信技术, 2014(10): 1130–1134.
ZHOU Bing, YANG Jianping. Investigation of channel estimation based on none knowledge of channel statistics in OFDM [J]. Communications Technology, 2014(10): 1130–1134. (in Chinese)

作者简介:



颜靖华(1980—),女,河北保定人,2004年获硕士学位,现为讲师,主要研究方向为通信工程;

YAN Jinghua was born in Baoding, Hebei Province, in 1980. She received the M. S. degree in 2004. She is now a lecturer. Her research concerns communication engineering.

Email: yanyanjh7@sina.com

侯毅(1981—),男,重庆人,2007年获硕士学位,主要研究方向为通信工程。

HOU Yi was born in Chongqing, in 1981. He received the M. S. degree in 2007. His research concerns communication engineering.

Email: 110891239@qq.com