doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2013.07.019

# 一种新的 MIMO-OFDM 系统自适应快时变信道估计算法\*

# 龚汉东,王瑞春\*\*

(深圳信息职业技术学院,广东 深圳 518172)

摘 要:为了能够获得较精确的快时变信道估计,利用模糊模型拟合快时变信道,提出了一种新的信 道估计算法。算法采用自适应技术进行导频子载波频域传输函数模型参数的识别,然后通过插值拟 合全部信道的频域传输函数。仿真结果表明,在系统多普勒频移小于 0.1 的情况下,信道估计的 MSE 性能得到改善。

关键词:MIMO-OFDM;自适应信道估计;快时变信道;模糊识别

中图分类号:TN911 文献标志码:A 文章编号:1001-893X(2013)07-0922-05

# A Novel Adaptive Channel Estimation Algorithm for MIMO-OFDM Systems in Fast Time-varying Channels

GONG Han-dong, WANG Rui-chun

(Shenzhen Institute of Information Technology, Shenzhen 518172, China)

**Abstract**: In order to obtain accurate channel estimation in fast time-varying channels, a novel channel estimation algorithm is proposed by using the fuzzy model to track the fast time-varying channels. Based on the adaptive technique, the identification for the frequency transmission function model of pilot subcarriers is carried out. The fitting for the frequency channel transmission function of all subcarriers can be obtained by interpolation. According to the simulation results, when the Doppler shift of the systems is less than 0.1, the algorithm effectively improves the MSE of the channel estimation.

Key words: MIMO-OFDM; adaptive channel estimation; fast time-varying channel; fuzzy recognition

# 1 引 言

IEEE 802.16e 标准支持移动 WiMAX(World Interoperability for Microwave Access)用户终端的宽带无 线接入<sup>[1]</sup>,而多入多出(MIMO)与正交频分复用 (OFDM)是 802.16e 标准的物理层核心技术。

但是在 MIMO-OFDM 系统中,准静态衰落信道 模型在高速移动的环境下已经不再成立。信道在一 个 MIMO-OFDM 符号中具有时变的特性,这破坏了 子载波之间的正交性,由此导致子载波间干扰 (ICI)。而精确进行快时变信道的估计是抑制噪声 与消除 ICI 的关键因素之一,因此快时变信道估计 算法的研究一直是业内的热点。文献[2-5]采用了 指数基扩展模型(BEM)进行快时变信道复杂模型的 拟合,可以减少需要进行估计的模型参数。文献 [2-3]还针对在 OFDM 一个符号内信道变化近似为 线性变化的信道估计算法进行了研究。

实际上,对于许多实际系统来说,在一个 OFDM 符号内,信道的变化可以近似为线性变化<sup>[6]</sup>。本文 将利用模糊模型拟合信道变化,提出一种自适应的 快时变信道估计算法。Sugeno 模糊模型可以由较少 的模糊规则来精确拟合复杂的连续非线性函数,因

 <sup>\*</sup> 收稿日期:2013-02-07;修回日期:2013-04-17 Received date:2013-02-07;Revised date:2013-04-17 基金项目:广东省科技厅产学研结合项目(2011B090400233)
 Foundation Item: Production-Study-Research Project of Science and Technology Department of Guangdong Province(2011B090400233)

<sup>\*\*</sup> 通讯作者;wangrc@sziit.edu.cn Corresponding author;wangrc@sziit.edu.cn

此用 Sugeno 模糊模型拟合信道传输函数可以明显 减少快时变信道估计的参数,而模型参数的自适应 调整则采用 RLS 算法来实现。

# 2 MIMO-OFDM 系统模型

对于一个具有 N 个子载波的 SISO(单入单出)-OFDM 系统,子载波 i 在接收端的一个接收符号为  $Y(i) = DFT{y(n)} =$ 

$$\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y(n) e^{-j2\pi i n/N} =$$

$$G(i,i)X(i) + \sum_{n=0,n\neq i}^{N-1} G(i,n)X(n) + W(i),$$

$$i,k = 0,1, \cdots, N-1$$
(1)

其中,*y*(*n*)为时域接收信号,*X*(*i*)为在子载波*i*发送的信号,*G*(*i*,*n*)的表达式如下:

 $G(i,n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} h(k,l) e^{j2\pi k(n-i)/N} e^{-j2\pi nl/N}$ (2)

其中, k 为采样时刻序号, l 为多径信道抽头序号, L 为最大多径信道抽头数; h(k, l)为快时变信道在第

$$\boldsymbol{h}^{r,t} = \begin{bmatrix} h^{r,t}(0,0) & 0 & \cdots \\ h^{r,t}(1,1) & h^{r,t}(1,0) & \ddots \\ \vdots & \vdots & \ddots \\ h^{r,t}(L-1,L-1) & h^{r,t}(L-1,L-2) & \ddots \\ 0 & \ddots & \ddots \\ 0 & \ddots & \ddots \\ 0 & 0 & \cdots \\ 0 & \cdots \\ 0 & 0 & \cdots \\ 0 & \cdots \\ 0 & 0 & \cdots \\ 0 & \cdots$$

由接收信号 Y'(i)表达式及矩阵 h','可见, N<sub>t</sub>个 发射信号将被每个接收天线全部接收。与 SISO-OFDM 系统一样,在快时变信道环境下 h','不具有 循环特性。

根据式(4),可以定义快时变信道环境下的信道 频域传输函数如下式<sup>[2]</sup>:

$$H^{r,t}(k,n) = \sum_{l=0}^{L-1} h^{r,t}(k,l) e^{-j2\pi n l/N}$$
(6)

由式(6)重写式(4)式如下:

$$G^{r,t}(i,n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} H^{r,t}(k,n) e^{j2\pi k(n-i)/N}$$
(7)

## 3 信道估计的 LS 算法

由式(3)有  $Y^{r}(i) = \sum_{t=1}^{N} \sum_{n=0}^{N-1} G^{r,t}(i,n) X^{t}(n) + W^{t}(i) =$  l个抽头的冲激响应,在快时变信道中,h(k,l)在一 个符号内是随着采样时刻变化的,这时G(i,n)(n≠i)不再等于零,由式(1)可见,等式右边的第二项 产生了ICI。

式(1)可以应用于 MIMO-OFDM 系统中。以一 个具有  $N_i$ 根发射天线、 $N_i$ 根接收天线、N 个子载波 的 MIMO-OFDM 系统为例,在接收天线 r 上,子载波 i 的接收信号为

$$Y^{r}(i) = \sum_{t=1}^{N_{t}} \sum_{n=0}^{N-1} G^{r,t}(i,n) X^{t}(n) + W^{t}(i),$$
  
$$0 \leq r \leq N_{r}, 0 \leq i \leq N, i = 0, 1, \dots, N$$
(3)

其中,  $X^{t}(n)$ 为发射天线 t 在子载波 n 上发送的信号,  $W^{t}(i)$ 为接收天线 r上的方差为 $\sigma^{2}$ 、均值为零的加性高斯白噪声,  $G^{t}(i,n)$ 与式(2)类似:

$$G^{r,t}(i,n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} h^{r,t}(k,l) e^{j2\pi k(n-i)/N} e^{-j2\pi nl/N}$$
(4)

其中, h<sup>r,t</sup>(k, l)为发射天线 t 到接收天线 r 的信道 冲激响应,将其写成如式(5)表示的矩阵 h<sup>r,t</sup>:

$$\begin{array}{cccccc} h^{r,t}(0,L-1) & \cdots & h^{r,t}(0,1) \\ \vdots & \cdots & h^{r,t}(1,2) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & 0 & 0 \\ \vdots & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & 0 \\ \cdots & h^{r,t}(N-1,1) & h^{r,t}(N-1,0) \end{array} \right]$$
(5)

$$\sum_{i=1}^{N_{t}} G^{r,t}(i,i) X^{t}(i) + \sum_{i=1}^{N_{t}} \sum_{n=0, n \neq i}^{N-1} G^{r,t}(i,n) X^{t}(n) + W^{t}(i) = \sum_{i=1}^{N_{t}} G^{r,t}(i,i) X^{t}(i) + noise$$
(8)

定义 **Y** = [Y(0),…, Y(N-1)]<sup>T</sup>, **G**<sup>r,t</sup>(i) = [G<sup>r,t</sup>(i,0),…, G<sup>r,t</sup>(i,N-1)],由此定义 N×N 维 快时变信道的频域响应矩阵  $\tilde{G}^{r,t} = [\tilde{G}^{r,t}(0),…, \tilde{G}^{r,t}(N-1)]^{T}$ 。定义  $\tilde{X}^{t} = [X^{t}(0),…, X^{t}(N-1)]^{T}$ , **W**<sup>t</sup> = [W<sup>t</sup>(0),…, W<sup>t</sup>(N-1)],则式(8)由式(9)的矩 阵形式表示为

$$\mathbf{Y}^{r} = \sum_{i=1}^{N_{t}} \widetilde{\mathbf{G}}^{r, i} \widetilde{\mathbf{X}}^{i} + \mathbf{W}^{i}$$

$$= i \text{ it } \mathbf{H}, \text{ it } \mathbf{I}, \mathbf{T}) \mathbf{T}$$

$$(9)$$

· 923 ·

$$G^{r,t}(i,i) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} H^{r,t}(k,n) = H^{r,t}_{ave}(n) = H^{r,t}_{ave}(i)$$
(10)

由上式可见,  $N \times N$  维频域响应矩阵  $\tilde{G}^{r,t}$ 的对 角元素  $G^{,t}(i,i)$ 为子载波 i 的 N 个  $H^{,t}(k,n)$ 的平 均值。

若 MIMO-OFDM 系统的符号具有 Ψ 个梳状导 频子载波,  $p_v$ 为导频子载波序号( $v = 0, 1, \dots, \Psi$ -1),则由式(8)可得导频子载波的接收信号为

$$Y_{\text{pilot}}^{r}(p_{v}) = \sum_{t=1}^{N} G^{r,t}(p_{v},p_{v}) X_{\text{pilot}}^{t}(p_{v}) + noise =$$
$$\sum_{t=1}^{N} H_{\text{ave}}^{r,t}(p_{v}) X_{\text{pilot}}^{t}(p_{v}) + noise \quad (11)$$

将式(11)改写成如下形式:

$$\boldsymbol{Y}_{\text{pilot}} = \sum_{t=1}^{N_{t}} \text{diag}([X_{\text{pilot}}^{t}(p_{0}), \cdots, X_{\text{pilot}}^{t}]) \boldsymbol{\tilde{H}}_{\text{ave}}^{r, t} + noise$$
(12)

其中,  $\mathbf{Y}_{\text{pilot}} = [Y_{\text{pilot}}(p_0), \cdots, Y_{\text{pilot}}(p_{\Psi-1})]^T$ ,  $\tilde{\mathbf{H}}_{\text{ave}}^{r,t} =$  $[H_{\text{ave}}^{r,t}(p_0), \cdots, H_{\text{ave}}^{r,t}(p_{\Psi-1})]^{\mathrm{T}}, \notin \mathcal{X} H_{\text{ave}} = [(\widetilde{H}_{\text{ave}}^{r,1})^{\mathrm{T}},$ …,  $(\widetilde{\boldsymbol{H}}_{ave^{t}}^{r,N_{t}})^{T}]^{T}_{\circ}$  定义  $\widetilde{\boldsymbol{X}}_{pilot}^{t} = diag([X_{pilot}^{t}(p_{0}), \cdots,$  $X_{\text{pilot}}^{t}(p_{\Psi-1})$ ]),  $\tilde{X}_{\text{pilot}}^{t}$ 为  $\Psi \times \Psi$  对角阵。由此定义  $\boldsymbol{X}_{\text{pilot}} = [\widetilde{\boldsymbol{X}}_{\text{pilot}}^{1}, \cdots, \widetilde{\boldsymbol{X}}_{\text{pflot}}^{N}], \boldsymbol{X}_{\text{pilot}} \stackrel{\text{}}{\rightarrow} \boldsymbol{\Psi} \times \boldsymbol{\Psi} N_{t} \stackrel{\text{}}{\rightarrow} \stackrel{\text{}}{\rightarrow} \stackrel{\text{}}{\rightarrow} \boldsymbol{\Psi} \stackrel{\text{$ 则式(12)的矩阵形式为

$$Y_{\text{pilot}} = X_{\text{pilot}} H_{\text{ave}} + \text{noise}$$
 (13)  
由上式可以得到 $H_{\text{res}}$ 的 IS 估计:

$$\boldsymbol{H}_{\text{ave}}^{r} = (\boldsymbol{X}_{\text{pilot}})^{-1} \boldsymbol{Y}_{\text{pilot}}^{r}$$
(14)

可以证明, $f_D \leq 0.1$ 时,在导频  $p_v$ 采用 LS 估计 得到的  $H_{ave}^{t}(p_v)$  与处于采样中间时刻的  $H^{,t}(N/2-1,p_r)$ 最为接近,也就是  $E \{ | H^{,t}_{ave}(p_r) -$  $H^{r,i}(N/2 \pm 1, p_r)$ ] 可以达到最小值<sup>[7]</sup>。因此,可以 用上述 LS 方法得到在 n = N/2 - 1 采样时刻导频子 载波的 $H^{,\iota}(N/2-1,p_r)$ ,然后采用本文后述自适应 算法, 拟合得到导频子载波的频域传输函数  $H^{r,\iota}(k,p_r)$ ,再通过插值方法,得到其余子载波的传 输函数H<sup>, t</sup>(k, n),最终由式(7)可得到信道的频域 响应矩阵  $\tilde{G}^{r,t}$ 。

#### 自适应信道估计算法 4

· 924 ·

自适应算法首先根据 LS 算法得到的 H<sup>\*,1</sup>(N/2-1, p<sub>v</sub>)对导频子载波的信道频域传输函 数  $H^{\prime\prime}(k, p_{x})$ 的模糊模型参数进行自适应识别,然 后采用插值方法,由导频子载波信道频域传输函数 的模糊模型拟合系统所有子载波频域传输函数的模

糊模型。

电讯技术

由于复数计算会增加算法的计算复杂度,因此 在模型参数的自适应识别过程中将训练数据的实部 与虚部分离后再进行识别的处理, Sugeno 模糊模型 的隶属函数取三角形函数。每个导频子载波到达接 收天线的信道传输函数可视为 N.个分离的 SISO 系 统信道,因此用较少的模糊规则的集合来表示,而模 糊规则中则采用线性组合输入信号的结论结构来表 示模糊规则的输出。

将 MIMO-OFDM 系统接收一帧信号的采样时刻 均匀划分为M-1个区间(可取 1/8 子载波数作为 M 值),则模糊集有 M 个中心点,即模型具有 M 个 模糊规则。加权平均每个模糊规则的输出 v<sup>i</sup>可得 模糊模型的输出

$$y = \sum_{i=1}^{M} G^{i} y^{i} / \sum_{i=1}^{M} G^{i}$$
(15)

其中,  $G^{i} = A^{i}(x)$ 是输入 x 的在第 i 条模糊规则的真 值,A<sup>i</sup>为模糊集。

记 real  $[u(\omega)]$ 为传输函数模型输入信号的实 部, real  $[\hat{H}^{r,\iota}(\omega, p_r)]$ 为传输函数模型输出值的实 部,则由式(15)可得信道频域传输函数的实部模糊 模型的输出为

$$\operatorname{real}\left[\hat{H}^{r,i}(\omega,p_{v})\right] = \left[\sum_{i=1}^{M} G^{i}(b_{0}^{i} + b_{1}^{i}\operatorname{real}[u(\omega)])\right] / \sum_{i=1}^{M} G^{i} = \boldsymbol{J} \cdot \boldsymbol{B}^{\mathrm{T}}$$

$$(16)$$

其中, $b_{i}$ , $b_{i}$ 为规则的结论参数,**J**定义如下:  $\boldsymbol{J} = [W^1, W^1 \operatorname{real}[u(\omega)], \cdots, W^M, W^M \operatorname{real}[u(\omega)]],$ 

$$W^m = G^m / \sum_{i=1}^m G^i, m = 1, 2, \cdots, M$$
 (17)

**B** 定义如下:

$$\boldsymbol{B} = \begin{bmatrix} b_0^1, b_1^1, \cdots, b_0^M, b_1^M \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$$
(18)

对于 O 个模型的输入值,则有

$$\boldsymbol{J}(\omega) = \begin{bmatrix} W_{\omega}^{1}, W_{\omega}^{1} \operatorname{real}[u(\omega)], \cdots, W_{\omega}^{M}, W_{\omega}^{M} \operatorname{real}[u(\omega)] \end{bmatrix}, \\ \omega = 1, 2, \cdots, Q$$
(19)

由于已经将模型的实部与虚部分开,频域传输 函数的实部模糊模型的最优结论参数可以采用快速 的 RLS 自适应算法来获得。

(1)初始化:B(0) = 0, R(0) = I;

(2)对于 Q 个模糊模型训练值, For  $\omega = 1$ to

final do: 0

$$e(\omega) = |H^{r,t}(\omega, p_v)| - J(\omega) \cdot B(\omega - 1)^{\mathrm{T}} (20)$$
$$R^{-1}(\omega) = R^{-1}(\omega - 1) - \frac{R^{-1}(\omega - 1)J^{\mathrm{T}}(\omega)J(\omega)R^{-1}(\omega - 1)}{1 + J(\omega)R^{-1}(\omega - 1)J^{\mathrm{T}}(\omega)} (21)$$

 $B(\omega) = B(\omega - 1) + R^{-1}(\omega) J^{T}(\omega) e(\omega)$  (22) 式中, $B(\omega)$ 即为由自适应算法得到的最优实部模 糊模型结论参数。

与实部模糊模型类似,同样采用 RLS 自适应算 法来获得信道频域传输函数的虚部模糊模型最优结 论参数。算法采用实部与虚部分离的实数运算,没 有复数运算,因此具有较快的响应速度。

在导频子载波的信道传输函数 *H<sup>-,t</sup>(k,p<sub>v</sub>)*的模 糊模型参数确定后,采用插值方法拟合系统所有子 载波频域传输函数的模糊模型。

# 5 仿真与分析

根据 802.16e 协议的规定, 仿真所用的 MIMO-OFDM 系统采用 2×2 的 MIMO 系统, 系统载波  $f_e$  = 3.5 GHz, 系统带宽为1.25 MHz, 采样间隔为0.8  $\mu$ s, FFT 长度 N 为 128, 归一化 CP 长度取 1/8。由前述 参数可知, OFDM 符号码元间隔 T = 102.4  $\mu$ s。采用 ITU-R M.1225 多径时变信道, 分别对本文算法及文 献[2-3]中所述分段线性算法进行仿真。定义拟合 的最小均方误差(MSE)为

$$MSE = \frac{1}{N_r N_t M N Q} \sum_{r=1}^{N_r} \sum_{t=1}^{N_t} \sum_{n=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{NQ-1} \cdot \left| \hat{H}^{r,t}(k,n) - H^{r,t}(k,n) \right|^2$$
(23)

式中,M为可用子载波数,Q为 OFDM 符号数。

仿真中,移动速度  $V = [60\ 150\ 250\ 300]$  km/h, 归一化多普勒频移  $f_D = [0.02\ 0.05\ 0.08\ 0.1]$ 。图 1 为估计算法的 MSE 曲线。由图可见,在 $f_D < 0.1$ 时, 相对于分段线性算法,自适应算法在不同的速度下 均具有较优的 MSE 性能。



图 1 不同信噪比的信道估计 MSE 曲线 Fig.1 MSE of channel estimations vs SNR

图 2 为估计算法对信道的拟合情况。由图可见,基于模糊识别的自适应算法较好地跟踪了快时变信道的变化,因此在 *f*<sub>D</sub> < 0.1 的情况下能够得到

较好的 MSE 性能。



Fig.2 Fitting for the channel when  $f_D = 0.05$ 

由图 1 可见,在  $f_D \ge 0.1$ 时,算法的 MSE 性能急 剧恶化。这是因为,在自适应算法以及分段线性算 法中,采用 LS 估计得到在 n = N/2 - 1采样时刻的  $H^{,t}(N/2 - 1, p_v)$ ,该估计的准确性对估计算法的 MSE 性能有很大的影响。而对于 LS 算法,仅在  $f_D \le 0.1$ 时其估计才是较为准确的,因此,当 $f_D \ge 0.1$ 时,自适应算法的 MSE 性能明显变差。由图 1 可 见,在高信噪比时,自适应算法出现了地板效应,这 同样是由于 LS 估计的准确性造成的。在高信噪比 时, LS 估计的准确性主要是估计过程中的  $E\{|H^{,t}_{ave}(p_v) - H^{,t}(N/2 \pm 1, p_v)|\}$ 所决定的,如果 E 已经达到最小值,则自适应算法的 MSE 就不会再 降低了,即出现地板效应。

## 6 结束语

本文分析了 MIMO-OFDM 的 LS 算法信道估计模型,提出了一种利用 Sugeno 模糊模型拟合快时变信道 传输函数的自适应信道估计算法。由于复数计算会 增加算法的计算复杂度,因此在进行模型参数识别过 程中将模型的实部与虚部分离后再进行识别。

仿真结果表明,与其他估计算法相比较,在相同的信噪比情况下,该算法使系统的 MSE 得到了明显的改善,因此本文估计算法在  $f_D < 0.1$  时能够有效地进行快时变信道的估计。由于算法采用 LS 算法获得中间采样时刻估计值,在  $f_D \ge 0.1$  时估计性能受到限制,需要采用其他方法获得更准确的中间采样时刻响应估计后,再利用本文的算法才可得到较好的信道估计性能。

### 参考文献:

- IEEE Std 802.16 2009, Air Interface for Broadband Wireless Access Systems[S].
- [2] 李丹. 时变信道环境下基于 IEEE802.16e 协议的信道

估计技术研究 [D]. 广州:华南理工大学, 2010.

LI Dan. Channel Estimation Methods over Time-varying Channels based on IEEE 802.16e OFDM/OFDMA Systems [D]. Guangzhou: South China University of Technology, 2010.(in Chinese)

- [3] 胡蝶. MIMO OFDM 系统中信道估计及最优导频序列设计的研究[D].南京:东南大学,2006.
  HU Die. Channel Estimation and Optimal Pilot Sequence Design for MIMO OFDM Systems[D]. Nanjing: Southeast University, 2006.(in Chinese)
- [4] Simon E P, Ros L, Hijazi H, et al. Joint Carrier Frequency Offset and Fast Time-varying Channel Estimation for MIMO-OFDM Systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2011, 60(3):955 - 965.
- [5] Hijazi H, Simon E P, Lienard M, et al. Channel Estimation for MIMO-OFDM Systems in Fast Time-Varying Environments
   [C]//Proceedings of the 4th International Symposium on Communications, Control and Signal Processing. Limassol, Cyprus: IEEE, 2010; 1 – 6.
- [6] Wu Xiaoguang, Kang Guixia, Tang Tian, et al. An Pilot-Assisted Channel Estimation Method for OFDM Systems in Time-Varying Channels [C]//Proceedings of the 18th Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. Athens; IEEE, 2007; 1 – 6.

[7] Mostofi Y, Cox D C, Bahai A. ICI mitigation for mobile OFDM receivers [C]//Proceedings of 2003 IEEE International Conference on Communications. Anchorage: IEEE, 2003: 3351 – 3355.

## 作者简介:



**龚汉东**(1974—),男,广东高州人,2006 年于华南理工大学获博士学位,现为副教授, 主要研究方向为宽带无线通信信号处理;

GONG Han-dong was born in Gaozhou, Guangdong Province, in 1974. He received the Ph.D. degree from South China University of Technology in 2006. He is now an associate profes-

sor in Shenzhen Institute of Information Technology. His research concerns signal processing for broadband wireless communications.

Email:gonghd@sziit.edu.cn

**王瑞春**(1963一),女,黑龙江哈尔滨人,1988年于北京理 工大学获硕士学位,现为高级工程师,主要研究方向为应用 电子技术。

WANG Rui-chun was born in Harbin, Heilongjiang Province, in 1963. She received the M.S. degree from Beijing Institute of Technology in 1988. She is now a senior engineer. Her research concerns applied electronics technology.

Email:wangrc@sziit.edu.cn