

改进的高精度功率放大器校准方法

陈 新 陈双双 林晓焕

(西安工程大学电子信息学院 西安 710048)

摘 要:针对当前无线通信系统中,功率放大器的校准效果是衡量一个系统好坏程度的重要指标,因而对功率放大器的校准具有重要作用。本文首先分析了射频模块的系统构成和控制机制,并对系统进行数理建模,将传统射频功率校准的问题转变成参数估值的问题。接着提出了精度和复杂度可控的基于能量守恒的最小均方(LMS)算法,该方法将变量的代数运算限制在一定的范围,而且不需要严格的限制输入数据的分布情况,这对于校准射频信号是极为有利的。仿真结果说明了所提出的算法能有效的将发射功率抑制在 0.5 dB 范围内。

关键词:能量守恒;LMS 算法;射频系统建模;功率放大器参数

中图分类号: TN97 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.1010

Improvement method for high precision power amplifier calibration

Chen Xin Chen Shuangshuang Lin Xiaohuan

(Electronics and Information College, Xi'an Polytechnic University, Xi'an 710048, China)

Abstract: For the current wireless radio communications system, the calibration effect of power amplifier(PA) is a good evaluation criterion for radio frequency(RF) power calibration to calibrate the power amplifiers. This paper analyzes the RF module and the control mechanism firstly, and a mathematical model constructed to transform the traditional problem of power calibration into parameters estimation. A least mean square(LMS) algorithm based on energy conservation is then proposed to regulate the accuracy and complexity. The method of calculating the algebraic variables limited to a certain range, and does not require strictly the distribution of the input data, which is quite excellent for PA calibration. The simulation results illustrate the proposed algorithm can suppress efficiently the output power within 0.5 dB.

Keywords: energy-conservation; LMS algorithm; RF system model; power amplifier parameters

1 引 言

如今在设计无线发射机时,射频功率的测量和控制已变成一个至关重要的问题。通常情况下,发射较高功率时,功率放大器工作在闭环功率控制模式。高精度的发射功率受多种外部因素的限制,诸如发射功率等级、网络的稳健性、其他无线网络的协同存在等问题,因而需要对发射功率进行牢固的控制。

随着移动互联网的发展,集成了多种无线电技术的高端移动终端(例如 GSM/CDMA/LTE、WiFi/蓝牙以及 GPS 等)越来越多的投放到市场,允许相邻的用户在语音通话同时使用 WiFi 上网,在同一个移动终端上的两种无线电工作在相邻的频段或者谐波频段上时,通常会相互干扰^[1],当 WiFi 在 2 412 MHz 的载波上发射数据时,功率会

泄露到相邻的频段对 LTE Band 40 接收的信号产生干扰,降低 LTE 信号接收信号的信噪比。LTE 接收机上的低噪放大器甚至会被 WiFi 信号饱和,导致 LTE 完全接收不到信号。

为了控制无线发射机的发射功率,需要对功率放大器输出功率进行校准。根据功率放大的复杂性和高效性存在各种各样的校准算法,本文提出了一种能同时协调校准精度并兼顾复杂度的 LMS 自适应校准算法。一些相关的约束标准已经被大量提出,诸如平方瞬时误差,梯度连续采样的符号变化,输入和误差的互相关性,误差相关性估计得时间平均的平方^[2-4]等。所有这些 LMS 算法几乎都是牺牲了计算的复杂性从而提高收敛速度和稳态性能,为了在提高传统 LMS 算法的收敛性的同时获得较好简化性以及更好校准 RF 功率信号,本文提出了一种改进的基于

能量守恒的方法^[5]来获得更优的收敛性能效果,目的是提供一种权值能量守恒的方法来研究自适应滤波器的性能。在取期望的条件下进行考虑,这一能量平衡的关系式通过方差来描述自适应滤波器动态变化的特征。采用能量结构的一个有利条件是将变量的代数运算限制在一定范围,同时在取期望前消除不必要的交叉项,更易于用代数的方法来处理随机变量;另外一个有利条件是在不需要严格限制输入数据分布情况下,能够获得极好的性能。基于能量守恒方法的有利因素,对本文中需要校准的 RF 信号起到极为有利的促进作用。

2 典型的集成功率控制的无线发射极模型的搭建

为了更好的对射频发射信号进行校准,本文设计了一种较好的射频前端模型^[6-8],如图1所示。通过功率耦合器,能够将一小部分的射频放大输出信号直接反馈回本地功率检波器,然后输出的信号通过一个模数转换器被转换成数字信号的数据。再通过与目标发射功率相比较,射频放大增益能够使发射功率保持在一个允许的范围。

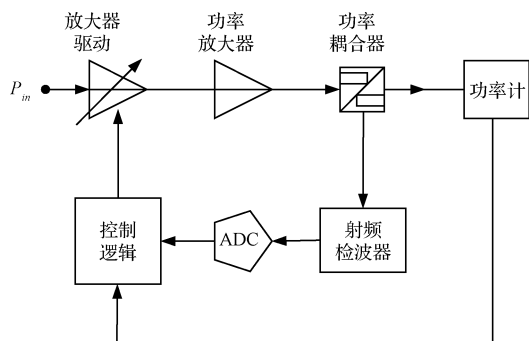


图1 集成功率控制的射频功率放大器

在无线基础设备应用中,最大发射功率范围变化通常是30~50 dBm (1~100 W),相对于射频检波器而言,从功率耦合器输出的信号仍然误差比较大。因此,根据BCM4356芯片具体的性能,设计检波器经过数模转换器(ADC)的输出量 TSSI(发射信号强度指示)和实际输出功率(功率计测量功率 dBm)之间的关系^[9]。通过观察可以看出,如果使用线性模型来拟合图中测量数据,闭环功率控制会产生较大的误差;分段折线也不太适合,会增加闭环功率控制实现的复杂度。本文采用一个类似无限脉冲响应(IIR)滤波器设计的转移函数来描述预期输出功率 P_e 与 TSSI 之间的关系。将预期输出功率表示成以 TSSI 为变量的函数:

$$P_e = \frac{b_0 + b_1 TSSI}{1 + a_1 TSSI} \quad (1)$$

式中: $w = (b_0, b_1, a_1)$ 表示功率放大器(PA)的参数。这样构建的模型能够有效的将射频功率校准的问题转化成参数估值的问题,同时能够通过有限的发射功率数据,完成最佳的近似过程,如图2所示。

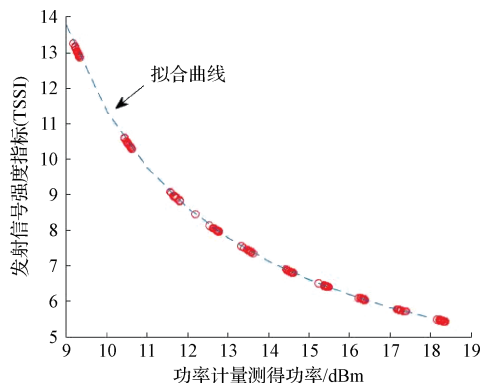


图2 测量功率和发射信号强度指示关系

3 能量守恒方法性能分析

3.1 数据模型

考虑参考信号 $d(i)$ 和输入信号 u_i ,通过图3的自适应滤波控制模型,可以表示为:

$$d(i) = u_i w^0 + n(i) \quad (2)$$

式中: $M \times 1$ 位置向量 w^0 是希望估计的最优权值, u_i 是一个 $1 \times M$ 的行向量, $n(i)$ 是一个随机噪声信号,为了有利于进一步分析,在方程(2)中的3个随机变量 $\{d(i), u_i, n(i)\}$ 满足以下条件:

- 1) $\{n(i)\}$ 满足零均值,独立同分布,并且方差 $E n^2(i) = \sigma_n^2$;
- 2) 对取任意的正整数值 $i, j, n(i)$ 是独立于 u_j ;
- 3) 输入回归量 u_i 是零均值的且协方差矩阵满足 $E u_i^T u_i = R_u > 0$ 。

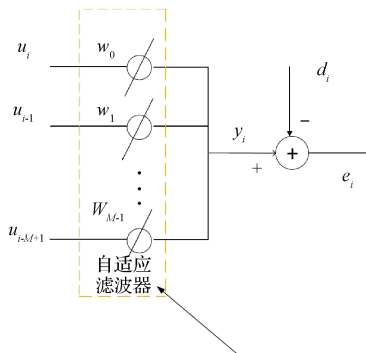


图3 自适应源波控制模型

针对归一化数据类型的自适应滤波器,为了获得最优估计权值 w^0 ,其更新方程的形式可以表示为:

$$w_{i+1} = w_i + \mu \frac{u_i^T}{f(u_i)} e(i) \quad (3)$$

式中: $e(i) = d(i) - u_i w_i$ 表示第 i 次迭代过程的估计误差, $f(u_i)$ 表示自回归量 u_i 的函数。

本文提出一种新的函数形式 $f(u_i) = \frac{\|u_i\|^2}{\epsilon + \|u_i\|^2}$,与传统的 LMS 算法 $f(u_i) = 1$ 和归一化的形式 $f(u_i) = \|u_i\|^2$

相比,通过能量守恒方法,不断对权值方差进行近似,能获得一个更好的均方误差(MSE)性能。

3.2 能量守恒关系

用 $\tilde{w}_i = w^0 - w_i$ 来表示在第 i 次迭代过程中的权值误差,用 Σ 来表示一个 $M \times M$ 的任意正定矩阵,为了导出能量守恒的关系式,进一步定义权值的先验误差以及后验误差:

$$e_m^\Sigma(i) = u_i \Sigma \tilde{w}_i, e_n^\Sigma(i) = u_i \Sigma \tilde{w}_{i+1} \quad (4)$$

当 $\Sigma = I$ 时,公式(4)就变成了传统的标准定义。因此对于任意 Σ 的选择用来描述自适应滤波器的动态特性是很有用的,在本文中,取 Σ 为一个任意权矩阵。

将(4)式两边同时减去 w^0 ,我们获得了权值误差向量的一个新的关系式:

$$\tilde{w}_{i+1} = \tilde{w}_i - \mu \frac{u_i^T}{g[u_i]} e(i) \quad (5)$$

将(5)两边同时乘以 $u_i \Sigma$,可以得到:

$$e_m^\Sigma(i) = e_n^\Sigma(i) - \mu \frac{\|u_i\|_\Sigma^2}{g[u_i]} e(i) \quad (6)$$

式中: $\|u_i\|_\Sigma^2$ 表示 u_i 的欧几里得范数,即 $\|u_i\|_\Sigma^2 = u_i \Sigma u_i^T$ 。由此结合式(4)、(5)、(6),可以进一步导出如下关系:

$$\|u_i\|_\Sigma^2 \tilde{w}_{i+1} + u_i^T e_m^\Sigma(i) = \|u_i\|_\Sigma^2 \tilde{w}_i + u_i^T e_n^\Sigma(i) \quad (7)$$

通过使方程两边的权值欧几里得范数相等,获得了权值能量守恒的关系式:

$$\|u_i\|_\Sigma^2 \|\tilde{w}_{i+1}\|_\Sigma^2 + (e_m^\Sigma(i))^2 = \|u_i\|_\Sigma^2 \|\tilde{w}_i\|_\Sigma^2 + (e_n^\Sigma(i))^2 \quad (8)$$

此外,根据误差 $e(i) = d(i) - u_i \tilde{w}_i = u_i \tilde{w}_i + n(i)$ 这一关系式,结合式(9),权值误差向量满足:

$$\tilde{w}_{i+1} = (I - \mu \frac{u_i^T u_i}{g[u_i]}) \tilde{w}_i - \mu \frac{u_i^T}{g[u_i]} n(i) \quad (9)$$

在暂态分析中,需要研究的是 $E\|\tilde{w}_i\|_\Sigma^2$ 的变化情况,为了获得这一演变的特征,将式(6)代入式(7),因此可以得到:

$$\begin{aligned} \|u_i\|_\Sigma^2 \cdot \|\tilde{w}_i\|_\Sigma^2 &= \|u_i\|_\Sigma^2 \cdot \|\tilde{w}_{i-1}\|_\Sigma^2 + \\ &\frac{\mu(\|u_i\|_\Sigma^2)^2}{f^2(u_i)} \|\tilde{w}_{i-1}\|_{u_i u_i^T}^2 + \frac{\mu(\|u_i\|_\Sigma^2)^2}{f^2(u_i)} n^2(i) - \\ &\frac{\mu\|u_i\|_\Sigma^2}{f(u_i)} \|\tilde{w}_{i-1}\|_{\Sigma u_i u_i^T + u_i u_i^T \Sigma}^2 + \frac{2\mu^2(\|u_i\|_\Sigma^2)^2}{f^2(u_i)} n(i) e_m(i) - \\ &\frac{2\mu\|u_i\|_\Sigma^2}{f(u_i)} n(i) e_n^\Sigma(i) \end{aligned} \quad (10)$$

由于 u_i 是待校准的发射信号,则 $\|u_i\|_\Sigma^2 = 0$ 出现的概率为零,这样就可以式(10)两边消除 $\|u_i\|_\Sigma^2$,同时取期望值,就可以获得权值均方误差的表达式:

$$E\|\tilde{w}_{i+1}\|_\Sigma^2 = E\|\tilde{w}_i\|_\Sigma^2 + \mu^2 \sigma_n^2 E\left(\frac{\|u_i\|_\Sigma^2}{f^2(u_i)}\right) \quad (11)$$

式中:权值矩阵可以表示为:

$$\begin{aligned} \Sigma' &= \Sigma - \frac{\mu}{f[u_i]} \Sigma u_i u_i^T - \frac{\mu}{f[u_i]} u_i u_i^T \Sigma + \\ &\frac{\mu^2}{f^2(u_i)} \|u_i\|_\Sigma^2 u_i u_i^T \end{aligned} \quad (12)$$

3.3 变步长的稳态性能

为了获得均方误差(MSE)更为有效的稳态性能,其较好的收敛性能可以被发现,为了更进一步的收敛速度和稳态收敛性能进行调控,结合本文在3.1数据模型章节中给定的1)~3)3个条件,在达到近似稳态时候,可以考虑取 $e_i \approx n_i$ 。根据这一条件,步长可以被重新规划为:

$$\mu_{i+1} = \gamma \mu_i + (1-\gamma) e_i^2 \quad (13)$$

利用能量的瞬时误差和 $0 < \gamma < 1$ 的关系, μ_{i+1} 可以更加精确的被约束为:

$$\mu_{i+1} = \begin{cases} \mu_{\max}, & \mu_{k+1} > \mu_{\max} \\ \mu_{\min}, & \mu_{k+1} < \mu_{\min} \\ \mu_{i+1}, & \mu_{\min} \leq \mu_{k+1} \leq \mu_{\max} \end{cases} \quad (14)$$

其中步长值总是一个正的常数值并且受到参数 γ 和平方误差的约束。为了使式(11)中的 $E\|\tilde{w}_i\|_\Sigma^2$ 最小,式(13)两边同时平方且取期望值,这样可以得到:

$$E^2[\mu_{i+1}] = \gamma^2 E^2[\mu_i] + 2\gamma(1-\gamma) E[\mu_i] E[e_i^2] + (1-\gamma)^2 E[e_i^4] \quad (15)$$

根据本文之前的条件,有 $E[e_i^2] = \sigma_n^2$,当接近稳态时候是,与存在的噪声信号相比,均方误差使足够小的,根据 $E[e_i^4] = 3(E[e_i^2])^2 = 3\sigma_n^4$,可以进一步得到:

$$E^2[\mu_{i+1}] = \gamma^2 E^2[\mu_i] + 2\gamma(1-\gamma) \sigma_n^2 E[\mu_i] + 3(1-\gamma)^2 \sigma_n^4 \quad (16)$$

式中: $E^2[\mu_{i+1}]$ 的变化过程可以用一个抛物线来进行描述,并且 $0 < E[\mu_i] < 2/3 \text{tr}(\mathbf{R}_u)$ 。

4 结果分析

在本文的实验中,图1说明了射频模块的实验验证过程。在本文的验证实验中,采用的模块是博通公司的芯片(BCM43XX),经过功率耦合器的部分信号被输送到一个型号为AD9430的模数转换器,采样率为153.6 MHz。控制逻辑部分通过分析比对期望功率与实际产生功率之间的误差,进行下一次循环校准。通过结合本文设计的射频前端模型和自适应能量守恒算法,分别从理论层面和工程实践角度得到了证实。

本文的实践平台是基于OFDM的无线通信系统,由于OFDM是一种多载波正交调制技术,其具有良好的频谱利用率以及抗多径干扰的能力^[10]。同时实验采用了IEEE 802.11n协议的标准,信道选取2.412~2.483.5 MHz,信道带宽20 MHz,调制解调机制0-7(MCS),工作在高吞吐率条件下测试不同发射功率状态,如图4、图5分别表示了BCM43XX发射前端配置、以及整个实验平台的验证。

如图4所示描述了软件部分控制芯片信号的产生方案。选取2.4 GHz的频段,发射信道为1,发射速率为低速模(lower),信道的带宽为20 MHz,调制编码方案(MCS)为1,所选取的协议标准是802.11n。如图5所示对整个实验平台进行了描述,首先是通过主机部分发送命

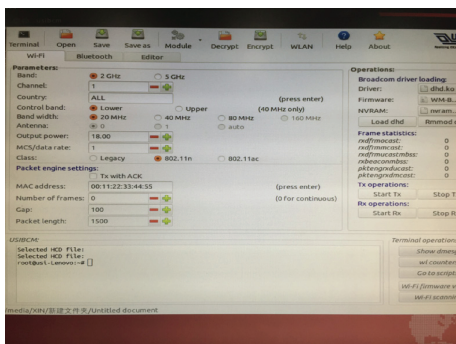


图4 发射功率测的试软件配置

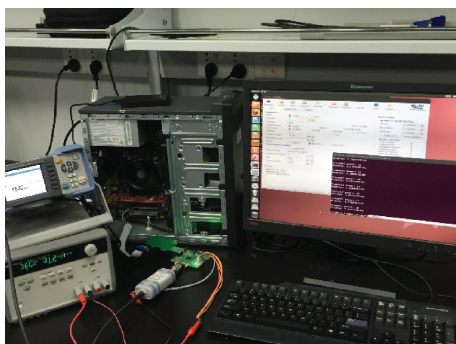


图5 硬件验证平台

令芯片在不同的频段、带宽、协议标准等条件下发射功率,功率传感器和功率计检查实时测量的功率,反馈回电脑主机,接下来通过设计的自适应算法,对比测量到的实际功率和期望功率,调整放大器的参数,进行下次校准。经过若干次对比后,使得实际输出功率无限逼近期望功率。

在对功率放大器参数进行校准的过程中,本实验通过MATLAB仿真工具进行数值计算,将本文提出的算法同传统最小均方(LMS)算法^[3]和归一化的最小均方算法的参数进行介绍,初始放大器参数值 $w_0 = (6.437, -693, -135)$,所选取的步长因子 $\mu = 0.35$ 。通过设计的反馈回路,每次迭代计算出较优的系数 w ,最后获得最优的MSE ($\min_w E(\|e(n)\|^2)$)。在传统的LMS算法中 $\mu = 0.09$,以及NLMS算法中 $\mu = 1$ 。通过物理的实验平台对数据的测量,将采集的数据按照本文设计的自适应算法,首先用简单的数学变换,把式(1)变换成一个有限冲击响应的滤波器(FIR)的表达式 $y = u_i^T w$ 。如图3所示, $u_i = (1, TSSI, -P_e TSSI)^T$ 是滤波器的输入, $y = P_e$ 是每次迭代计算后的输出,通过大约5次校准之后,实际输出功率与期望功率的误差能控制在所能忍受的误差范围之内。如图6所示,清楚的说明了5次校准后,实际输出功率无限接近于期望功率。

比较分析如图7所示,所提出的算法与其他两种算法相比能够获得一个更小的均方误差,但是本文所提的算法

在收敛速度上较NLMS算法略差一点,与传统LMS的算法相比,无论是收敛速度还是稳态均方误差都能获得一个较好的性能。

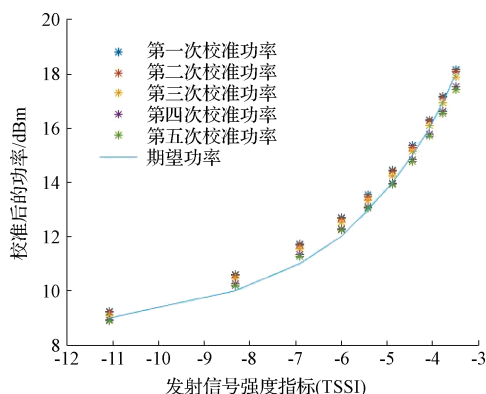


图6 校准后的功率图

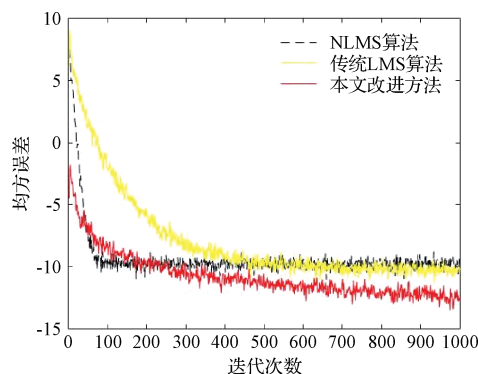


图7 不同算法的均方误差分析

为了进一步说明校准后功率的效果,如图6所示,显示了只需经过4次或者5次校准,就可以保证发射功率精度在0.5 dB范围之内。

5 结论

本文在结合传统的LMS自适应算法和变步长LMS自适应算法的基础上,针对射频功率校准的实际问题,对算法的复杂性进行了简化。为了提高校准的精度,首先通过建立数学模型对射频发射信号进行准确的量化,巧妙的将功率校准的问题转化成参数估值的问题。接着采用改进的算法,不断对参数进行估计对比,测试结果显示,本文所提出的改进方法在暂态过程有一个更好的收敛速度,同时也能取得一个较为理想的稳态效果。

参考文献

- [1] 马万治,赵志宏,于辉越,等.LTE上行链路中WiFi同频干扰的一种抑制方法[J].通信学报,2012,33(8):106.
- [2] 陈泳,田金鹏,刘燕平.一种新的变步长LMS自适应滤波算法[J].电子测量技术,2015,38(4):27-31.

(下转第54页)

- [6] 唐小琦,白玉成,陈吉红.永磁同步电机高性能电流解耦控制的研究[J].电气传动,2009,39(10):18-22.
- [7] 邱忠才,肖建,郭冀岭,等.永磁同步电机速度预测电流解耦控制[J].电子测量与仪器学报,2015,29(5):648-654.
- [8] MORIMOTOS, SANADA M, TAKEDA Y. Wide-speed operation of interior permanent magnet synchronous motors with high-performance current regulator [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1994, 30(4):920-926.
- [9] 丁硕,崔总泽,巫庆辉,等.基于 SVPWM 的永磁同步电机矢量控制仿真研究[J].国外电子测量技术,2014,33(6):81-85.
- [10] 赵凯辉,陈特放,张昌凡,等. IPMSM 非奇异快速终端滑模无速度传感器转矩控制[J].仪器仪表学报,2015,36(2):294-303.

作者简介

刘洋(通讯作者),1987 年出生,工学硕士,研究实习员,主要研究方向为伺服控制及精密跟踪技术。
E-mail:ly_nwpu2007@163.com

(上接第 49 页)

- [3] WIDROW B, MCCOOL J, LARIMORE M G, et al. Stationary and nonstationary learning characteristics of the LMS adaptive filter[J]. Springer Netherlands, 1977,64(8):1151-1162.
- [4] 万政伟,惠晓威,朱婷.基于 NLMS 算法的自适应滤波器的研究与应用[J].计算机系统应用,2010,19(4):46-48.
- [5] SAYED A L. Adaptive filters[M]. America: John Wiley & Sons, NJ, 2008:138-189.
- [6] 刘富忠,范文付.射频功率控制电路的温度补偿方法[P].中国专利,CN 1074789A,2007.
- [7] LEE J G, KIM J H, KANG T W, et al. RF peak power calibration of modulated signals [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2011,60(7):2621-2626.
- [8] 林茂六.射频微波功放器件非线性记忆效应测量与行为建模技术的新进展[J].电子测量与仪器学报,2014,28(2):113-122.
- [9] 陈可,朱常其,何燕.基于 MAX2769 的射频前端的设计和实现[J].国外电子测量技术,2014,33(1):58-61.
- [10] 佟学俭,罗涛编著. OFDM 移动通信技术原理与应用[M].北京:人民邮电出版社,2003.

作者简介

陈新,1989 年出生,男,硕士研究生,主要研究方向为无线射频系统建模及功率放大器校准。
E-mail: boychenx@126.com

陈双双,1990 年出生,男,硕士研究生,主要研究方向为图像匹配,嵌入式。

林晓焕,1964 年出生,女,本科,教授,硕士生导师,主要研究方向为电力系统通信及调度自动化。