

一种新型的 5GHz 自适应偏置及可变增益低噪声放大器

徐化^① 姚远^① 石寅^① Fa Foster Dai^②

^①(中国科学院半导体研究所神经网络与高速电路实验室 北京 100083)

^②(美国Auburn大学电机与计算机工程系)

摘要 该文提出了一种新型的自适应偏置及可变增益低噪声放大器(LNA),利用电荷泵(亦称电压倍增器)将LNA输出信号转换成与LNA射频输入信号功率成比例变化的直流信号,以此信号同时反馈控制LNA的偏置和增益,来实现自适应偏置以及可变增益低噪声放大器,从而极大地改善了LNA的输入线性范围。鉴于5GHz频率下,Bipolar相对于CMOS更好的频率特性和低噪声特性,该项研究采用了BiCMOS工艺,实现了低于3.0dB的噪声系数(高增益状态下)和大约13dBm的输入三阶交调点IIP3的控制范围以及大于15dB的增益控制范围。

关键词 低噪声放大器, 自适应偏置, 可变增益, 电荷泵

中图分类号: TN722.3

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)08-1521-05

A New 5GHz Adaptively-Biased and Variable Gain Low Noise Amplifier

Xu Hua^① Yao Yuan^① Shi Yin^① Fa Foster Dai^②

^①(Institute of Semiconductors, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100083, China)

^②(Department of Electrical and Computer Engineering, Auburn University, Auburn AL36849, USA)

Abstract In this paper, a new Low Noise Amplifier (LNA) with adaptive-biasing and variable gain is presented, in which charge pump is used to convert the RF output signal of LNA into a dc control signal, the amplitude of which should be proportional to the input RF magnitude. By using this signal to control bias and gain of LNA simultaneously, the linearity of LNA is greatly improved. In 5GHz frequency, bipolar transistors exhibit better frequency and noise performance, so in this paper, BiCMOS technology is used. The LNA exhibits a noise figure of no more than 3.0dB (in the high gain mode), about 13dBm IIP3 improvement and gain tuning range of more than 15dB.

Key words LNA, Adaptively-biased, Variable-gain, Charge pump

1 引言

在现代无线通信领域的射频收发器中,作为射频接收机前端的LNA的噪声系数和增益对整个接收机系统的信噪比有着至关重要的影响;此外,实用中的线性范围以及前后部件的匹配有较高的要求,LNA已成为一个极其重要的部件。就线性而言,射频信号在传输中受传输路径的影响,输入信号的强弱是变化的,在接收有用信号的同时又可能伴随许多强干扰信号混入,因此要求放大器有足够大的线性范围。但是,在功耗,噪声和增益的约束条件下,LNA的线性度一般不会很高。而且,考虑到放大器输出电阻及负载的影响,LNA的线性度又会受到额外的影响。为了解决低噪声,高增益和高线性度的矛盾,很多射频LNA的设计往往采用双模设计的模式,即在输入信号很小时,调整LNA的增益(或是偏置),使其满足高增益,低噪声的要求。因为输入信号很小,因此对线性度的要求不高;另一方面,当输入信号较大时,调低

LNA的增益,增大其偏置电流,以低增益和高噪声为代价,满足其高线性度的要求^[1]。这种双模增益控制的方法已经广泛地使用于LNA的设计中。

为了提高大信号输入下LNA的线性,同时调整其偏置和增益不失为一种有效的方法。作为可变增益(或偏置)的LNA,通常将非LNA本身信号,诸如混频器(Mixer)输出的中低频信号或来自基带的信号,与参考电压相比较,作为反馈控制信号来控制LNA。而本文提出的反馈控制方法,即使用电荷泵将LNA输出射频信号转化成直流电平来同时控制LNA增益和偏置的结构,它属于独立于后续电路,例如Mixer输出信号的一种反馈控制结构。这种电路的优点在于它的独立性和连续控制,同时更大地改善了电路的线性。由于电荷泵充电需要一定的时间,这种结构对电路的控制有一定的滞后性。不过,自动反馈控制系统对信号的慢衰落或由环境条件(如温度)引起的信号电平变化以及接收远地电台、近地电台的转换等因素引起的电平变化起自动控制作用中,信号的变化通常是比较缓慢的,因此,本文提出的自动反馈

控制 LNA 的方式是一种新的有效的结构。

2 自适应偏置及可变增益控制 LNA 的结构及原理

自适应反馈控制 LNA 的原理框图如图 1 所示。图中可见, 整个 LNA 包括两路反馈控制网络。其中一路用来控制 LNA 第一级偏置电流。当输入信号功率大时, LNA 第一级的偏置被相应的调高。由集电极电流与线性的关系可知, 此时 LNA 的线性被提高。另一路是反馈增益控制回路。在大信号时降低放大器的增益, 进一步改善 LNA 的线性。

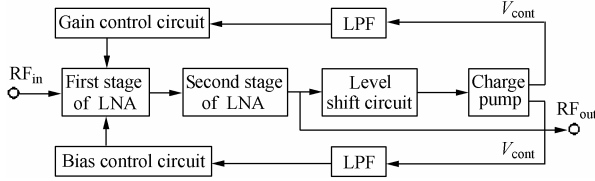


图 1 自适应偏置及可变增益控制 LNA 的原理框图

Fig.1 The block diagram of the LNA with adaptive biasing and variable gain

直流电平提升电路的作用在于使电荷泵输出能够有效控制 MOS 管 N_0 , 如图 2 所示, 使增益能够在有效的范围内连续变化。由于电荷泵的输入来自 LNA 的输出信号, 信号不是很大, 所以在电荷泵的充电范围内(本例中输入信号 -20dBm 时, 电荷泵充电 590mV 左右), 考虑到 MOS 管的截止频率, 如果没有电平提升电路, 将很难使 MOS 导通, 从而达到足够大的增益控制范围。上述分析可得, 图 2 中, V_{cont} 表达式如下:

$$V_{\text{cont}} = V_{\text{charge_pump}} + |V_{\text{level_shift}}| \quad (1)$$

其中 $V_{\text{charge_pump}}$ 为电荷泵充电电压, $V_{\text{level_shift}}$ 为直流提升电平。

电荷泵后续低通滤波器用来滤除电荷泵输出信号中残余的射频信号。由于一般自动增益控制电路均应具有低通传输特性, 即环路对高于某一频率的信号变化无响应, 而仅对低于某频率的缓慢变化才有控制作用。因此, 反馈控制电路只对上限频率为 $10 \sim 20\text{Hz}$ 的低频信号起作用。

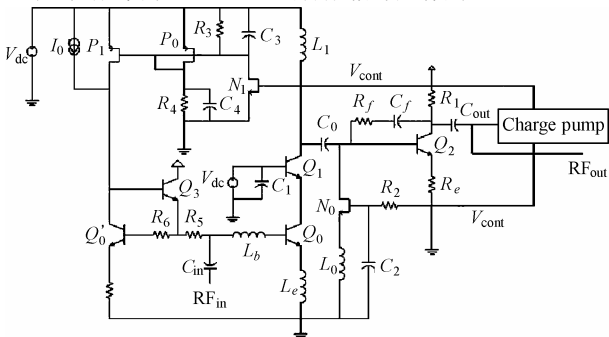


图 2 自适应偏置及可变增益控制电路简图

Fig. 2 The control network of adaptive biasing and variable gain

2.1 LNA 中的两级放大级

LNA 第一级放大级采用 cascode 电路结构, 如图 2 所示。在输入晶体管 Q_0 的基极和发射极分别串联一个电感, 以实

现 5GHz 下的输入阻抗匹配^[2]。我们知道, 在一定的偏置和晶体管尺寸下, 晶体管存在一个最优噪声系数。在取得最优的电流密度下, 晶体管最优源电阻由公式(2)决定^[3]。

$$R_{S-\text{opt}}(M) \cong \left(\frac{1}{MN} \right) \left\{ \frac{f_T}{f} \left(\frac{n^2 V_T}{2J_C} + (r_e + r_b)_u \right) \right. \\ \left. \cdot \left(\frac{\sqrt{\frac{J_C}{2V_T} (r_e + r_b)_u \left(1 + \frac{f_T^2}{\beta_{DC} f^2} \right) + \frac{n^2 f_T^2}{4\beta_{DC} f^2}}}{\frac{J_C}{2V_T} (r_e + r_b)_u \left(1 + \frac{f_T^2}{\beta_{DC} f^2} \right) + \frac{n^2}{4} \left(1 + \frac{f_T^2}{\beta_{DC} f^2} \right)} \right) \right\} \\ = \left(\frac{1}{MN} \right) A_{J_C} \quad (2)$$

其中 MN 代表晶体管 Q_0 相对于单位面积晶体管的发射极面积, A_{J_C} 为一个仅与晶体管集电极电流密度有关的量。因此, 可以看出, 确定晶体管的集电极电流密度就可以确定最优源阻抗。首先选定噪声系数最小的集电极电流密度。然后按照要求: $R_{S-\text{opt}} = 50\Omega$, 可确定所需晶体管发射极面积。根据输入阻抗匹配与带有发射极负反馈的共发射极管子输入阻抗理论可求得电感 L_1 和 L_0 的值:

$$Z_{in} = \frac{-j}{\omega c_\pi} + j\omega L_e + \frac{g_m L_e}{c_\pi} + j\omega L_b,$$

$$\text{其中 } L_e, L_b \text{ 分别为 } L_1, L_0 \quad (3)$$

由输入阻抗匹配到 $R_{S-\text{opt}} = 50\Omega$ 可得

$$L_e = \frac{50}{2\pi f_T}, \quad L_b = \frac{1}{c_\pi \omega^2} - \frac{R_S c_\pi}{g_m} \quad (4)$$

采用 cascode 结构, 最显著的优点就是能获得更好的输出输入端口隔离度。考虑其噪声问题, 由于 cascode 共基极晶体管将共射输入管的电流经由发射极直接传到集电极输出, 包括了信号电流和噪声电流。因此, cascode 对放大器的噪声系数影响不大, 但进一步的分析表明^[4], cascode 仍然会给系统带来一些额外噪声, 其噪声系数要比共射极放大器的噪声系数略高一些。

2.2 LNA 输出电平检测电路-电荷泵

由于本项研究中 LNA 工作于 5GHz 的射频信号, 如果这样的信号直接反馈控制 LNA 的增益, 会引起严重的正反馈, 从而无法实现可变增益控制, 甚至使 LNA 无法正常工作。而利用电荷泵, 我们可以方便地完成对输出射频信号电平的检测, 实现射频信号到直流信号的转变, 从而实现有效的反馈控制。其中电荷泵及其后续 LC 滤波网络充当了自动增益控制电路中电平检测电路和低通滤波器的作用。为了将交流信号转换成直流信号, 本文选择 AC-DC 型电荷泵。AC-DC 型电荷泵一般由电容二极管拓扑网络组成, 如图 3 所示。为了尽可能增大输出电压和提高转换效率, 需要尽量

降低二极管上的压降,所以本设计采用导通电阻较小的肖特基二极管。图3采用五级奇数拓扑结构。

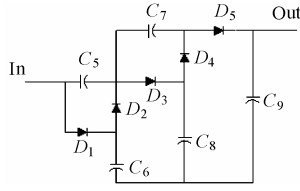


图3 电荷泵电路结构示意图

Fig. 3 The schematic of five-level charge pump

电荷泵基本充电原理分析如下。在图3中,所有的二极管均充当正向导通电阻,电容器 C_5 , C_7 相当于一个交流耦合电容。充电电容 C_6 , C_8 和 C_9 分别相当于一个直流电压源。电压源的大小与输入信号的幅度和充电时间以及二极管的导通电阻均有关系。通过电容器的记忆存储功能,输入信号首先对 D_1 , C_6 支路上的电容充电,得到的直流电平在 D_3 的正端与由 C_5 耦合过来的输入交流信号一起对由 D_3 , C_8 组成的下一级充电电路进行充电。经过多级充电效应及耦合作用,输入信号的能量由充电电容转换成直流电平输出。由电荷泵输出电压的表达式可以得到:

$$V_{\text{charge_pump}} = n(V_i - V_d) \quad (5)$$

其中 n 为电路中二极管个数, V_i 为输入电压, V_d 为对应二极管压降。

此外,充电电容以及二极管面积都会影响输出电压的建立时间。电荷泵输出电压建立时间为

$$T_{\text{rise}} = \frac{C_{\text{load}} V_{\text{charge_pump}}}{I_{\text{diode}}} \propto \frac{C_{\text{load}} V_{\text{charge_pump}}}{A_{\text{diode}}} \quad (6)$$

其中 I_{diode} , A_{diode} 分别为流经二极管的平均电流和二极管的结面积, C_{load} 为电荷泵最后一级充电电容。式中可见,合理地设定 C_{load} 和 A_{diode} 的值,可以得到符合增益变化要求的足够小的电荷泵输出电压建立时间。

由于二极管的单向导通特性,充上去的大部分直流电平不会通过二极管释放掉,只有少部分通过二极管微弱的反向漏电被释放。因此,只要电荷泵的级数足够多,充电时间足够长,在输入信号幅度的范围内,就能生成理想的直流电平。

2.3 LNA 可变增益控制电路的结构及原理

在LNA中引入增益控制,除了满足宽输入动态范围的要求,不仅减小了给定线性要求下的电流损耗,而且,归功于减小的线性要求,有助于减小后面模块的电流损耗。另外,LNA中的增益调节也减小了对接收机中下变频混频器后的自动增益控制(AGC)电路的增益调节范围的要求。同时,在低增益的情况下,由于接收信号较强,只要输入的信噪比高于某一定值,噪声系数的轻微恶化并没有什么大的影响,接收信道中的解调器仍然能正常工作。

对于BiCMOS,常用的一种控制共射共基型LNA增益的方法是通过另外一个晶体管从共基极管子上分掉一部分集电极电流,从而达到增益控制的目的。但是这种增益控制方

法在小增益模式下严重削弱了放大器的噪声系数和线性范围。本设计采用一种不影响cascode LNA偏置的增益控制方法^[5]。如图2所示,与电感 L_0 串联的场效应管 N_0 将LNA的输出节点和地相连,控制信号经 R_2 , C_2 低通滤波后接到 N_0 的源端。

由电荷泵输出的控制信号幅度在550mV到1.14V(输入信号在-20dBm内)之内变化。当 $V_{\text{cont}}=550\text{mV}$ 时, N_0 接近于边缘导通状态,在整个 V_{cont} 变化范围内, N_0 处于三极管区。

MOS管电压电流特性公式如下:

$$I_D = \mu_n C_{\text{ox}} \frac{W}{L} [(V_{\text{GS}} - V_{\text{TH}}) V_{\text{DS}} - V_{\text{DS}}^2] \quad (7)$$

在式(7)中,如果 $V_{\text{DS}} \ll 2(V_{\text{GS}} - V_{\text{TH}})$,则

$$I_D \approx \mu_n C_{\text{ox}} \frac{W}{L} (V_{\text{GS}} - V_{\text{TH}}) V_{\text{DS}} \quad (8)$$

因此,由式(8)可得,在三极管区,MOS管漏源之间的通道可以用一个线性电阻表示:

$$R_{\text{on}} = \frac{1}{\mu_n C_{\text{ox}} \frac{W}{L} (V_{\text{GS}} - V_{\text{TH}})} \quad (9)$$

可以看出, R_{on} 与 V_{cont} 成反比变化。因此LNA总的负载阻抗随控制电压 V_{cont} 反向变化。

由图3可得,可变增益控制LNA交流增益近似表示为

$$A_V = -G_m [(r_{o2} \beta_0) \parallel Z_L] \approx -\frac{1}{j\omega L_1 + 1/g_{m0}} \left\{ (r_{o2} \beta_0) \parallel [Z_L \parallel (R_{\text{on}} + j\omega L_3)] \right\} \quad (10)$$

其中 Z_L 为放大器总的负载, Z'_L 为输出匹配网络组成的负载阻抗, g_{m0} 为输入管的跨导。在放大器工作状态不变的情况下,增益表达式中的分母为一常数,因此增益与放大器总的负载阻抗成正比,由式(9)和式(10)分析可知,放大器的增益与控制电压 V_{cont} 成反比变化。由于 V_{cont} 随LNA输入功率正向变化,因此LNA的增益与输入功率成反比变化。图4为LNA增益随输入功率变化的性能曲线。

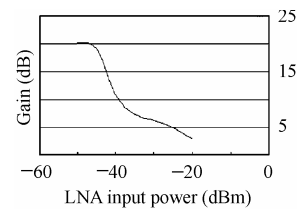


图4 LNA增益随输入功率变化曲线

Fig. 4 Simulated Gain as a function of LNA input power

2.4 偏置电流控制电路的结构及原理

如图2所示,控制信号 V_{cont} 通过MOS管 N_1 的栅极输入。 R_3 , C_3 和 R_4 , C_4 分别组成两对低通滤波网络滤出电荷泵输出信号中微弱的射频信号。图中, P_0 与 P_1 组成一对电流镜。通过控制 N_1 管的栅极电压,从而控制 P_0 管的电流,因此在MOS管 P_1 漏极得到电流 I ,图2中 I_0 是由带隙基准电压源产生的恒定偏置电流源, I_0 与 I 相加,得到控制电流,通过由 Q_0 和 Q_0' 组成的电流镜,给放大器第一级提供可控制的集电极偏置电

流。

在高频低噪声放大器中,输入三阶交调点 IIP3 与放大器集电极电流有关。在一定范围内,输入三阶交调点 IIP3 随着集电极电流增大而增大。因此,在 LNA 输入信号很大时,控制 LNA 放大管集电极电流,使其增大,可以提高 LNA 的输入三阶交调点 IIP3,从而,在大信号输入情况下,达到较高的线性。本文中,输入功率在 $-50\text{dBm} \sim -20\text{dBm}$ 之间变化时,通过控制电路,测得 LNA IIP3 随输入功率变化曲线如图 5 所示。当输入功率小于 -50dBm 时,由于 LNA 输出信号太小,电荷泵基本没有充电作用。因此整个控制环路对 LNA 的增益及偏置没有控制作用,即线性基本没有变化。

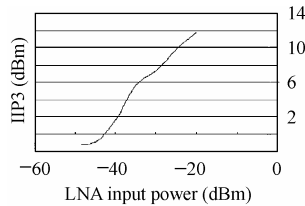


图 5 LNA 输入三阶交调点 IIP3 随功率变化曲线
Fig. 5 Simulated IIP3 as a function of LNA input power

3 实验结果分析

本设计采用 IBM 提供的 $0.5\mu\text{m}$ 的 RF SiGe5AM BiCMOS 工艺,进行自适应偏置 LNA 的设计与分析。相比于简单非控制型 LNA,此设计在功耗以及版图所占面积上都有所增加。在高增益状态下,即 LNA 输入信号比较小时,控制电路引入的额外电流所带来的功耗为 5.85mW ,占整个反馈控制 LNA 总功耗 17.29mW 的 25%。另外在版图上,两路控制回路、电荷泵以及电平提升电路总共占面积 0.356mm^2 ,占 LNA 总面积 1mm^2 的 35.6%。由此可见,反馈控制回路给 LNA 带来了一定的额外功耗以及面积。但是相比于它所引起的 LNA 性能的优化,这个缺点就显得不重要了。

所有的实验结果均使用 cadence 软件仿真得到。本例中,当输入信号最大为 -20dBm 时,除去由电平提升电路得到的 550mV ,由电荷泵充电得到的直流电平最高约为 590mV 左右,如图 6 所示,由以上分析可知此时 LNA 增益最小。当输入信号小于 -20dBm 时,电荷泵充电得到的直流电平则低于 590mV ,增益随之变大。而当信号小到 -50dBm 左右时,由于电荷泵中二极管的压降效应,电荷泵几乎没有充电效应,此时 LNA 增益最大。如图 7 所示。

本例 LNA 的总的仿真结果如表 1 所示。由表中可以看出,实现了 18dB 的增益变化范围,同时由高增益模式到低增益模式, IIP3 也提高了 13dBm 。在 IIP3 最大等于 11.8dBm 时,根据 1dB 压缩输入功率点 $P_{-1\text{dB}}$ 与 IIP3 的关系^[4],通常 $P_{-1\text{dB}}$ 要比 IIP3 小 10dB 左右,因此, $P_{-1\text{dB}}$ 等于 1.8dBm 左右。因此,整个反馈 LNA 可处理的最大输入信号至少为 1.8dBm 左右,大大提高了 LNA 的动态范围。

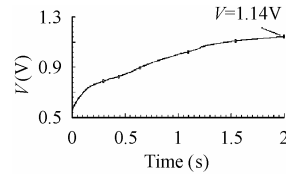


图 6 低增益状态下电荷泵充电输出波形图

Fig. 6 The output waveform of charge pump in low gain mod

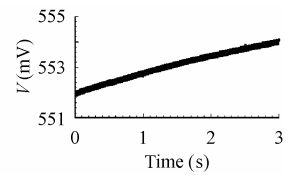


图 7 高增益状态下电荷泵充电输出波形图

Fig. 7 The output waveform of charge pump in high gain mode

表 1 反馈控制 LNA 仿真结果报告

Table 1 The simulation result of feedback controlled LNA

	高增益	低增益
增益(dB)	20.18	2.83
第一级偏置(mA)	2.8	10.5
噪声系数(NF)	2.98	3.75
IIP3(dBm)	-1.3	11.8
$ S_{11} (\text{dB})$	18.9	13.6
$ S_{22} (\text{dB})$	32.8	

由表 1 中看出,在低增益状态下,噪声系数有增加。其原因分析如下:

低增益状态下,LNA 第一级集电极电流最大。Fukui 已经证明^[3],当源阻抗取最优值时,共射极晶体管最小噪声系数与集电极电流密度的关系如下式:

$$NF_{\min}(J_C) = 1 + \frac{n}{\beta_{\text{DC}}} + \sqrt{\frac{2J_C}{V_T}(r_e + r_b)_u \left(\frac{f^2}{f_T^2} + \frac{1}{\beta_{\text{DC}}} \right) + \frac{n^2}{\beta_{\text{DC}}}} \quad (11)$$

式中,除了 V_T ,几乎所有的参数都与电流密度 J_C 有关。由 $NF_{\min} \square J_C$ 曲线可以得出,在 J_C 取某一点时, NF_{\min} 取得最优值,无论 J_C 变大或变小,偏离此点, NF_{\min} 都将变大。由于高增益状态下 LNA 偏置在最优集电极电流,因此,在 J_C 增大的情况下,晶体管的最优噪声系数将变大,导致低增益状况下噪声系数变大。

同时,在本设计中,另外有一个很重要的引起额外噪声的网络——增益控制网络。如图 2 所示,增益控制 MOS 晶体管 N_0 作为低噪声放大器第一级放大级的负载。由于 MOS 场效应管的噪声特性,当 N_0 的栅极加上控制电压,则 N_0 管导通,此时 N_0 等效的电阻随着控制电压的增大而减小,因此,流过 MOS 上的交流小信号电流越来越强。根据噪声理论, MOS 管引入的噪声将越来越大,从而使得整个低噪声放大器的噪声系数随着控制电压的增加而增加。另外,由于偏置控制电路没有小信号电流经过,因此带来的额外噪声不大。

4 结束语

本文首次提出了采用电荷泵充电效应作为电平检测电路实现自适应偏置及可变增益控制 LNA 的新结构,这种方

式使得 LNA 能够使用自身输出信号实现反馈控制, 而不需要外来信号。由于同时控制偏置和增益, 不仅实现了 13dBm 的 IIP3 控制范围, 同时实现了很好的增益控制。

参 考 文 献

- [1] Razavi B. RF Microelectronics. PRT: Pearson Education, Inc. 2003, Chap.6.
- [2] Girlando G, Palmisano G. Noise figure and impedance matching in RF cascode amplifiers. *IEEE Trans. on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing*, 1999, 46(11): 1388 – 1395.
- [3] Shana'a O, Linscott I, Tyler L. Frequency-scalable SiGe bipolar RF front-end design. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. 2001, 36(6): 888 – 895.
- [4] Rogers J, Plett C. Radio Frequency Integrated Circuit Design. PRT: Artech House, Inc., 2003, Chap.6.
- [5] Raja M K, Boon T T C, Kumar K N, Jau W S. A fully integrated variable gain 5.75GHz LNA with on chip active balun for WLAN. 2003 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium. Philadelphia, Pennsylvania 2003: 439 – 442.
- 徐 化: 女, 1980 年生, 硕士生, 从事无线局域网(WLAN)射频前端电路低噪声放大器的研究与设计.
- 姚 远: 男, 1980 年生, 硕士生, 从事无线射频卡(RFIC)的研究与设计.
- 石 寅: 男, 博士生导师, 从事可同时输入模拟信号和数字信号的集成模糊(线性)逻辑电路新结构用于 D/A 转换器的研究.
- Fa Foster Dai: 男, 副教授, 从事高速超大规模集成电路研究, 涉足 RFIC 关键模块研发及无线通讯 IC 设计.