

基于 0.18 μm CMOS 工艺 2.5 Gb/s 宽动态范围 光接收机前端放大电路设计

韩 良^{1,2}, 孙骏毅², 张 颖²

(1 哈尔滨工业大学 微电子中心, 黑龙江 哈尔滨 150001; 2 哈尔滨工业大学(威海)微电子中心, 山东 威海 264209)

摘 要: 基于 0.18 μm CMOS 工艺设计了适用于 2.5 Gb/s 传输速率的宽动态范围光接收机前端放大电路(包括前置放大器和限幅放大器)。前置放大器采用了 RGC 输入级的跨阻放大器, 并且应用了消直流电路和自动增益控制电路扩展输入动态范围。限幅放大器采用了按比例缩小尺寸、并联峰化和带有有源负反馈的 Cherry-Hooper 放大器等方法扩展带宽。仿真结果表明: 前端放大电路的中频增益为 116 dB Ω , -3 dB 带宽为 2.13 GHz, 输入信号动态范围为 40 dB(0.01~1 mA)。

关键词: 跨阻放大器; 限幅放大器; 宽动态范围; 消直流电路; 自动增益控制

中图分类号: TN432

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2011)12-0084-05

Design of 2.5 Gb/s Wide Dynamic Range Optical Receiver Front-End Amplifier in 0.18 μm CMOS

HAN Liang^{1,2}, SUN Jun-yi², ZHANG Ying²

(1 Center of Microelectronic, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China;

2 Center of Microelectronic, Harbin Institute of Technology at Weihai, Weihai 264209, China)

Abstract: A front-end amplifier circuit which can be applied to wide-dynamic-range optical receiver with 2.5Gb/s data rate has been designed based on 0.18 μm CMOS technology. Pre-amplifier utilizes Regulated Cascode (RGC) architecture as Transimpedance Amplifier (TIA), meanwhile, DC-cancellation and Auto Gain Controlling (AGC) circuits are employed to expand its dynamic range. Limiting Amplifier (LA) makes the use of several approaches like scaling-down, shunt peaking and Cherry-Hooper amplifier with active feedback, to enlarge its bandwidth. Simulation result has manifested that the gain at medium frequency of the front-end amplifier (including pre-amp and limiting amp) is 116 dB Ω , -3 dB bandwidth is 2.13 GHz, input dynamic range is 40 dB (0.01~1 mA).

Key words: transimpedance amplifier; limiting amplifier; wide dynamic range; DC-cancellation; AGC

1 引言

光纤通信是以光波作为载波, 以光纤作为传输介质的一种先进通信手段。光纤通信以高带宽及低衰减等优点使其迅速发展。一般来说, 光纤通信系统由发送端和接收端组成。其中光接收机的作用是检测由发射端传输过来的非归零(NRZ)数据, 并经过转换、放大、恢复, 最后再生出数据信息。前置放大器(Preamp)和限幅放大器(LA)被合称为光接收机前

端放大电路。前置放大器将由光电二极管检测到的光电流放大并转换成电压。但是, 对于不同的链路, 激光器功率、光纤长度、光纤损耗和光电二极管的效率会有很大的差异, 光接收机的输入电流也会发生很大变化^[1]。因此, 要求前置放大器必须具有较宽的动态范围。限幅放大器是将从前置放大器接收到的较小且不稳定的电压值, 放大到有稳定幅值且可以满足后续时钟数据恢复电路要求的电压值。

图 1 所示为实现宽动态范围前端放大电路的结

构图.前置放大器和限幅放大器集成在同一芯片上,并且通过采用自动增益控制电路和消直流电路实现输入动态范围的扩展.

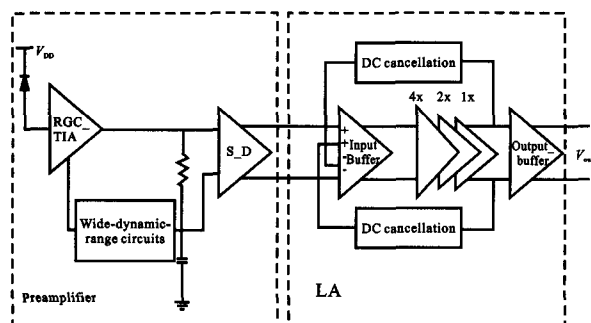


图1 前端放大电路系统结构

本文采用 0.18 μm CMOS 工艺实现适用于 2.5 Gb/s 传输速率的宽动态范围、高集成度的光接收机前端放大电路.

2 前置放大器电路设计

2.1 前置放大器结构框图

图2所示为宽动态范围前置放大器.它由RGC结构的跨阻放大器,自动增益控制电路,消直流电路,RC低通滤波器和单端转双端电路组成.

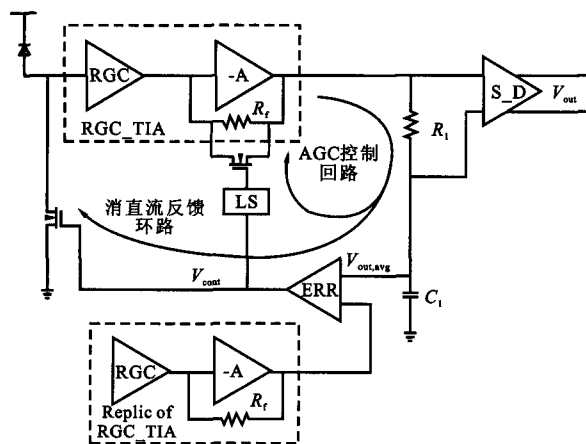


图2 宽动态范围前置放大器

2.2 RGC 结构跨阻放大器

RGC结构的跨阻放大器因其具有偏置稳定、输入电阻小和带宽较宽的优点而广泛应用于前置放大器中^[2].

如图3所示, R_1 、 M_1 、 R_s 和 R_b 、 M_b 组成了RGC输入级.源跟随器和共源极组成了增益级,其中源跟随器使用电流源做负载而不是使用电阻做负载,一方面提高了放大倍数,增加了环路增益,另一方面减少了由电阻引入的噪声.

从输入端看进去的输入电阻 R_{in} 为

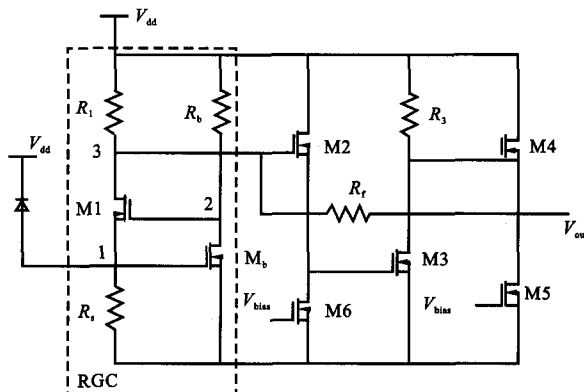


图3 RGC 结构跨阻放大器

$$R_{in} = \frac{R_1 + r_o}{1 + (g_{m1} + g_{mb1})r_o} \cdot \frac{1}{1 + g_{mb}R_B} \quad (1)$$

输入电阻的大幅减小,有效隔离了光电二极管寄生电容对前置放大器带宽的影响,因此RGC结构跨阻放大器的主极点转移至 M_1 管的漏端,从而扩展了前置放大器的带宽.其-3 dB 带宽为

$$\begin{aligned} f_{-3dB} &\approx \frac{1 + \alpha_2 g_{m3} R_3 \alpha_4}{2\pi R_f [C_{gd1} + C_{g2} + C_f (1 + \alpha_2 g_{m2} R_3 \alpha_4)]} \\ &= \frac{1}{2\pi R_f \left[C_f + \left(\frac{C_{gd1} + C_{g2}}{1 + \alpha_2 g_{m3} R_3 \alpha_4} \right) \right]} \end{aligned} \quad (2)$$

式中, α_2 、 α_4 为源级跟随器的低频电压增益.由公式(2)可以看出,共源极增益 $g_{m3} R_3$ 与跨阻放大器的带宽有着密切的关系,在设计时应仔细考虑各方面因素合理设计其值.

在满足带宽的条件下,适当增加反馈电阻 R_f 的值不仅可以获得较高的放大倍数,同时还可以得到较好的噪声性能.所以RGC结构的跨阻放大器可以同时实现带宽、高增益和低噪声的特点.

2.3 扩展输入动态范围电路

光电二极管将光信号转换为光电流信号,但是对于不同的链路,跨阻放大器接收到的电流信号会有很大的变化范围,可能导致跨阻放大器中的某些管子不能工作在正常的区域,从而减小了环路增益,导致电路的非线性问题变得非常严重.将输入信号分解为直流分量和高频分量,分别利用消直流电路和自动增益控制电路来消除大输入电流时对电路的影响,从而扩展输入动态范围.

2.3.1 消直流电路

消直流电路的目的是从光检测器中隔离出直流分量,使得流入跨阻放大器的直流电流基本为零^[3],稳定RGC输入级中的偏置电压.

如图2中消直流电路所示,在跨阻放大器的输

入端引入了一个分流管,并且增加了一个反馈回路来控制分流管的栅压.该控制电压 V_{cont} 必须随输入光电流的增大而增大.更准确的说,当输入光电流增大时,跨阻放大器的输出电压 V_{out} 降低,经过低通滤波器得到平均电压 $V_{\text{out,avg}}$ 接到误差放大器的反相输入端,使得其输出电压即分流管的栅压 V_{cont} 升高,从而分流管可以吸收更多的输入直流分量.误差放大器的正向输入端提供的是一个参考电压,该参考电压的值为零输入电流对应的输出端电压的值,所以复制了 RGC_TIA 到反馈环路中.但是,为了节约功耗,相对于主 TIA 而言,需要减小复制放大器的大小.图 4 分别表示了没有消直流电路和增加消直流电路后 RGC 输入级中节点 1—3 的电压随输入电流变化的曲线.

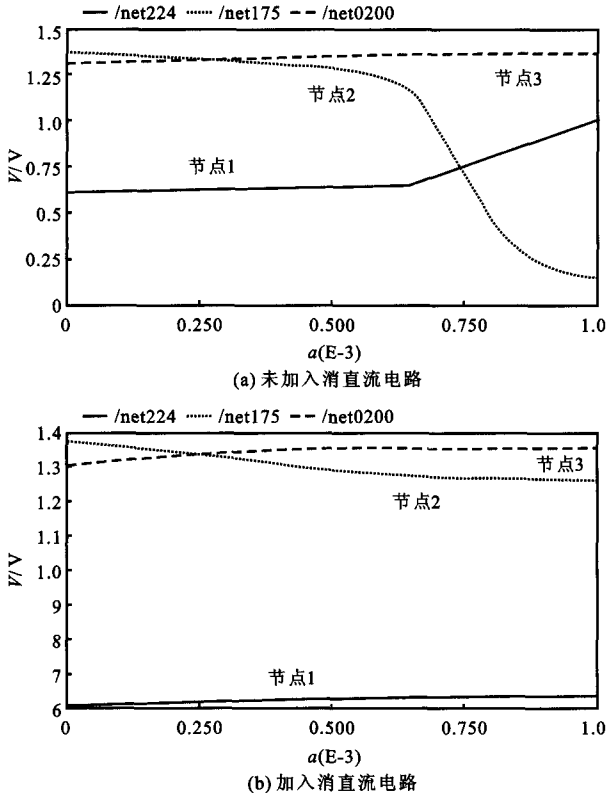


图 4 输入级各极点随输入电流变化曲线

由仿真结果可以看出,在加入消直流电路后,当输入电流变化范围为 0~1 mA 时,节点 1~3 的电压变化远远小于加入消直流电路前的电压变化范围,它们分别变化了 36.5 mV,152.8 mV 和 47.5 mV,基本不会对电路工作点产生太大的影响,满足电路设计要求.

2.3.2 自动增益控制电路

输入信号的直流分量会影响 RGC 输入级的静态工作点,而高频分量则会影响输出端 MOS 管的工作

区域.比如,当输入电流增大时, V_{out} 下降,M3 管进入了线性区,减小了源跟随器增益和环路增益,使得跨阻增益远远小于 R_f ,导致严重的非线性问题.这就要求,跨阻放大器的增益可以自动调节,当输入电流增大时,降低增益,使输出波形不致发生畸变.

跨阻放大器仅对单极性电流敏感,才使得实现自动增益控制成为可能.概括来说,该特性是输出电压的平均值与输入电流的幅度成反比.因此,自动增益控制可以利用输出直流分量反映输入幅度的变化.

自动增益控制电路如图 2 所示,其自动控制原理如下:输出电压经过低通滤波器得到平均值电压 $V_{\text{out,avg}}$,该平均值电压与参考电压经过误差放大器后得到与输入幅值成比例的输出电压 V_{cont} .由于在反馈 TIA 中,跨阻增益几乎等于反馈电阻,调节反馈电阻的阻值即为调节增益,所以将一个偏置在线性区的 NMOS 管当做可变电阻与反馈电阻并联,它的栅极由 V_{cont} 控制,接通电阻为

$$R_{\text{on}} = \frac{1}{\mu_n C_{\text{ox}} W/L (V_{\text{GS}} - V_{\text{TH}})} \tag{3}$$

为了使该 NMOS 管更容易偏置在线性区,在误差放大器和它的栅极之间接入了一个电平移位电路 (LS),使误差放大器的输出电压抬高.

为了验证增益可变的特性,图 5 中仿真了输入电流从 0 变化到 1 mA 时,前置放大器在 2 GHz 处的增益变化范围.由图中可以看出,当输入电流为 400 μA 左右时,增益开始下降,当输入电流为 1 mA 时,增益为 34.3 dB,但是依然满足后级限幅放大器对输入电压的要求.

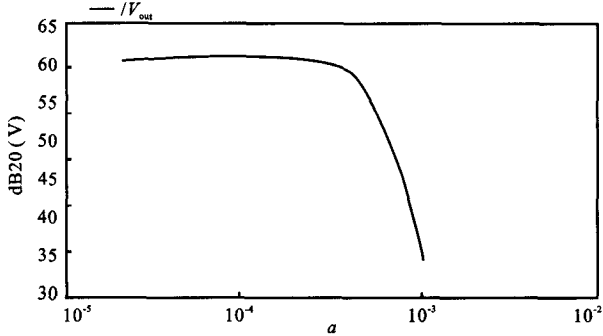


图 5 跨阻增益随输入电流变化曲线

图 6 所示为跨阻放大器的幅频特性曲线对输入电流的扫描值.从图中可以看出当输入电流为 10 μA 时, -3 dB 带宽为 2.5 GHz 左右,当电流为 1.01 mA 时, -3 dB 带宽为 1.66 GHz,基本满足设计要求,其他各点也均满足要求.

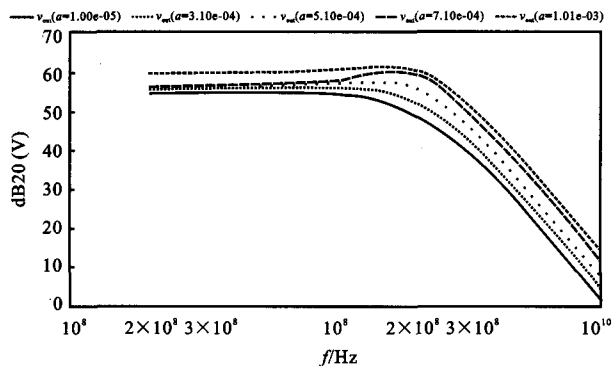
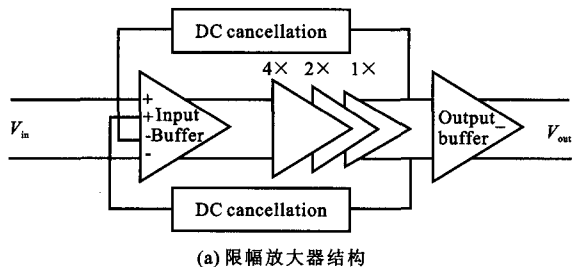


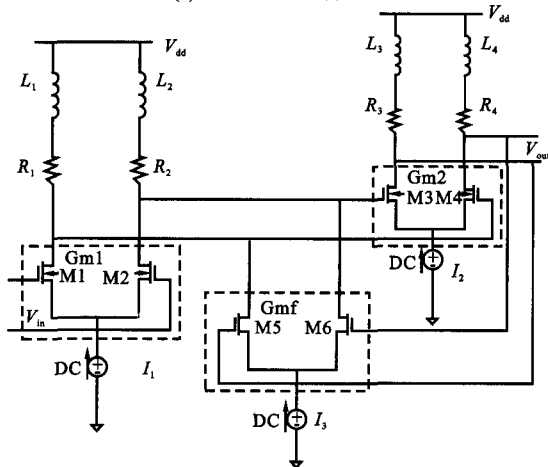
图6 幅频特性曲线随输入电流的变化

3 限幅放大器电路设计

限幅放大器结构如图 7(a) 所示, 它由输入缓冲级、输出缓冲级、级联增益级、失调电压补偿回路组成. 输入缓冲级为 TIA 的输出级提供阻抗匹配、输出缓冲级主要为与传输线 50 Ω 电阻相匹配以减小入射波反射^[4]. 失调电压补偿回路用于稳定放大器直流工作点. 级联增益级主要是提供足够增益和带宽. 其中每一级的放大器由图 7(b) 实现.



(a) 限幅放大器结构



(b) 单级放大器实现电路

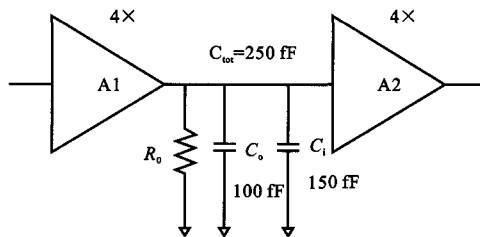
图7 限幅放大器电路实现

本设计中的级联增益级采用了有源负反馈的 Cherry-Hooper 放大器^[5]、并联峰化和按比例减小尺寸^[6]这三种技术来扩展带宽.

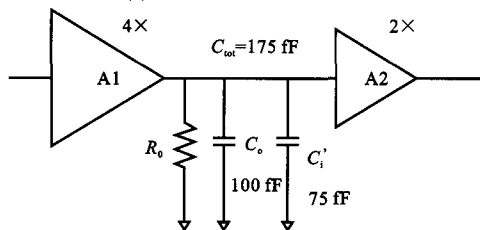
按比例缩小尺寸是一种简单且实用的扩展带宽的方法. 考虑图 8 中(a)、(b)两个电路, R_o 为放大器

A_1 的负载电阻, C_{tot} 为放大器 A_1 总的负载电容, 它包括 A_1 自身的输出电容 C_o 、连线电容 C_w 和下一级 A_2 的输入电容 C_i (C'_i), 忽略连线电容, 图 8(a) 中 A_1 的 -3 dB 带宽可以写成 $BW_{-3\text{dB}} = 1/2\pi R_o (C_o + C_i)$, 将 A_2 晶体管宽度和尾电流按 1/2 比例缩小尺寸, 并将其负载电阻增大一倍后, A_2 的输入电容 C'_i , 输出电容 C'_o 和 g'_m 均减小了 1/2, 而各个节点的电压及增益带宽积不变. 因此图 8(b) 中 A_1 的 -3dB 带宽可以写成 $BW_{-3\text{dB}} = 1/2\pi R_o (C_o + C'_i)$, 所以 A_1 的带宽扩展了^[7]:

$$BW'_{-3\text{dB}} = \frac{C_i + C_o}{C'_i + C_o} \cdot BW_{-3\text{dB}} = \frac{1 + C_i/C_o}{1 + (C'_i/C_o)/2} \cdot BW_{-3\text{dB}} \quad (4)$$



(a) 传统级联放大器负载电容



(b) 按比例缩小尺寸后负载电容

图8 负载电容

以此类推, 以后每一级放大器带宽均得到扩展.

另外, 按比例缩小尺寸这种方法还有一个优点, 就是在不增加噪声的情况下减小了功耗. 因为限幅放大器的噪声主要由第一级放大器决定, 而按比例缩小尺寸这种方法对第一级并没有改动, 但是对噪声影响较小的第二级和第三级, 因为尾电流的减半而减小了功耗.

4 仿真结果

用 0.18 μm CMOS 工艺对整个前端放大电路进行仿真, 可得如图 9 所示幅频特性曲线, 由图中可以看出光接收机前端放大电路中频增益 116 dB Ω , -3 dB 带宽 2.13 GHz. 当输入电流比特率 2.5 Gb/s, 输入范围从 0.01~1 mA 变化时, 输出眼图如图 10(a)、(b) 所示. 由图中可以看出输出电压摆幅均能很好的稳定在 800 mV_{pp}, 从而为后续的时钟数据判

决电路提供了稳定的输入,完成了限幅功能。

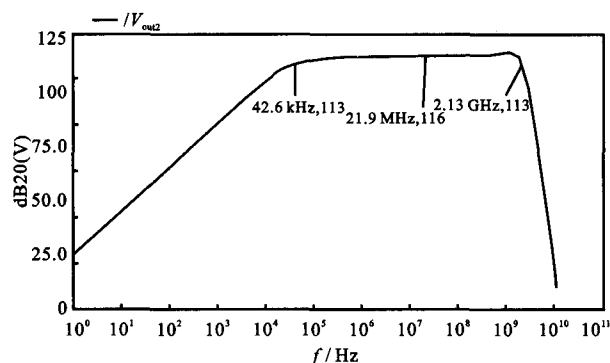
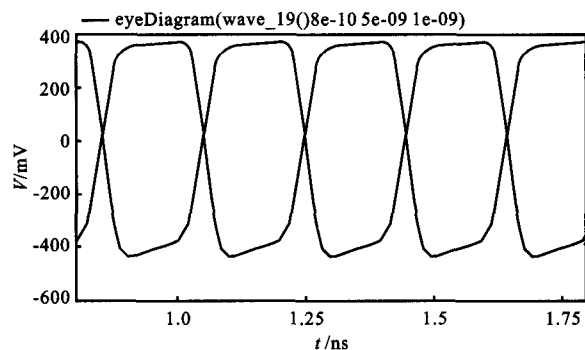
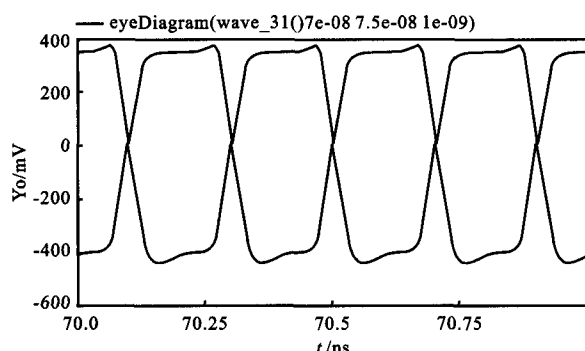


图9 前端放大电路幅频特性曲线



(a) 输入电流为10 μA时的输出眼图



(b) 输入电流为1 mA时的输出眼图

图10 前端放大电路输出眼图

5 结束语

文中基于0.18 μm CMOS工艺实现了2.5 Gb/s

s速率级的光接收机前端放大电路。该放大电路中频增益116 dBΩ, -3 dB带宽2.13 GHz, 当输入电流从10 μA到1 mA变化时, 均能限幅到800 mV, 有较宽的输入动态范围, 符合2.5 Gb/s光纤通信系统设计标准。

参考文献:

- [1] Behzad Razavi. 光纤通信集成电路设计[M]. 北京:人民邮电出版社, 2008:84-85.
- [2] Sung Min Park, Hoi Jun Y. 1.25 Gb/s Regulated cascode CMOS trans-impedance amplifier for gigabit ethernet applications[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2004, 39(1):112-121.
- [3] 刘全, 冯军. 光通信用宽动态范围10 Gb/s CMOS跨阻前置放大器[J]. 半导体光电, 2009, 30(2):264-267.
- [4] 韩良, 尹帅. 基于CMOS工艺高速光纤通信系统的限幅放大器[J]. 微电子学与计算机, 2009, 26(7):76-79.
- [5] Sherif Galal, Behzad Razavi. 10-Gb/s limiting amplifier and laser/modulator driver in 0.18-μm CMOS technology[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2003, 38(12):2138-2146.
- [6] Eduard Säking, Wilhelm C Fischer. A 3 GHz 32 dB CMOS limiting amplifier for SONET OC-48 receivers [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2000, 35(12):1884-1888.
- [7] Eduard Säking. Broadband circuits for optical fiber communication[M]. New York: John Wiley Sons Inc, 2005:190-193.

作者简介:

韩良男, (1969-), 副教授. 研究方向为电流源、电压源以及光纤通信集成电路等。

孙骏毅男, (1987-), 硕士研究生. 研究方向为RF、跨阻放大器、限幅放大器等。

张颖女, (1985-), 硕士研究生. 研究方向为跨阻放大器、限幅放大器等。

(上接第83页)

thc-ipv6-1.4.tar.gz/.

[6] Qing Li, Tatuya Jinmei, Keiichi Shima. IPv6 详解[M]. 北京:人民邮电出版社, 2009:131-142.

[7] OCTEON Software Overview [R]. Cavium Networks, 2008.

[8] The Hacker's Choice (THC). [EB/OL]. [2011-03-10]. <http://www.thc.org/download.php?t=r&f=>

作者简介:

杨吉喆女, (1984-), 硕士研究生. 研究方向为计算机网络与信息安全。

王玲玲 硕士研究生. 研究方向为网络与信息安全。

陆建德 教授. 研究方向为计算机网络与信息安全。