

用于 40 Gb/s 光接收机的 0.2 μ m GaAs PHEMT 分布放大器*

郑 远 陈堂胜 钱 峰 李拂晓 邵 凯

(南京电子器件研究所, 南京 210016)

摘要: 利用 0.2 μ m GaAs PHEMT 工艺实现了 40 Gb/s 光接收机中的前置放大器. 该放大器采用有源偏置的七级分布放大器结构, 3dB 带宽超过 40 GHz, 输入输出反射损耗小于 -10dB, 跨阻增益为 45.6dB, 最小等效输入噪声电流密度为 22pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$, 功耗为 300mW, 可有效地应用于 40 Gb/s 光接收机中.

关键词: 分布放大器; 前置放大器; 跨阻增益; 噪声电流

EEACC: 1350F; 1220; 6260

中图分类号: TN432 文献标识码: A 文章编号: 0253-4177(2005)10-1989-06

1 引言

近年来,随着社会信息化程度不断提高,信息交换量呈爆炸性增长,通信容量的增长要求提高传输系统的速率.对光通信系统而言,有两种方法可以实现扩容:一方面,采用时分复用(TDM)和波分复用(WDM)技术来增加每根光纤的信道数量;另一方面,将单信道的传输速率由 2.5Gb/s 提高到 10Gb/s,将来可能升级到 40Gb/s.对应用于 40Gb/s 系统的模拟子电路而言,至少要求有从 50 KHz 至 30 GHz 的平坦频率响应,其他要求因子电路的功能而各不相同,例如,驱动器有输出电压的幅度要求,而前置放大器则有噪声电流方面的要求等.

国内 10Gb/s 的 WDM 光纤通信系统已经投入使用,而 40Gb/s 光通信系统的研发刚刚起步,由于工艺等条件限制,实用化的收发芯片组件方面还处于初级阶段.国外在这方面则有较多的研究^[1~6],大部分报道侧重于追求宽带宽,而实用化方面的考虑较少.本文采用 0.2 μ m 的 GaAs 低噪声 PHEMT 工艺实现了可用于 40Gb/s 接收机的前置放大器.考虑到实用化的需要,在电路设计上采用有源偏置的方式,从而省去了 Bias Tee.

2 电路设计

作为光纤通信系统中光接收机的关键部分,前置放大器的性能在很大程度上决定了整个光接收机的性能.在光接收机系统中,前置放大器位于光探测器之后,将探测器输出的微弱电流信号(范围从 μ A 到 mA 量级)放大,因此它的性能将直接影响整个光接收机的性能.前置放大器的主要技术指标包含:带宽、增益和噪声.从带宽方面讲,对于 40Gb/s 的光通信系统,如果要求的带宽大于 0.75 倍的比特率,即 30 GHz,再考虑设计余量和装配的影响,设计频带高端最好不低于 40 GHz.从接收灵敏度方面讲,在带宽满足要求的情况下,希望等效输入噪声电流密度^[1]越小越好.考虑到上述要求,对于 40Gb/s 系统中的前置放大器,最好采用 0.15 μ m 的工艺实现^[2,3].如果采用 0.2 μ m 的工艺,则需要对这两方面的性能折中,例如,栅宽为 60 μ m 的 GaAs PHEMT 管,其 f_t 为 80 GHz,采用普通的跨阻放大器结构,带宽可作到 $f_t/3 = 26.7 \text{ GHz}$ ^[4],不能满足指标要求,因此必须采用分布放大器结构,其带宽可作到 $f_t/2$ 以上^[4].这样带宽刚刚能满足设计要求,只有很少的余量来优化噪声性能,本文采用低噪声工艺以及选择低噪声工作点来优化电路噪声方面的性

能. 实现跨阻放大功能的分布放大器, 低端带宽要求达到 kHz 量级, 这样直流偏置电路将会对低端增益响应产生影响, 比较直接的解决方法是采用 Bias-Tee 加偏置, 这影响到芯片的实用化. 本文采用有源偏置的拓扑结构解决这个问题, 兼顾放大器的增益和带宽, 采用七级放大器结构, 如图 1 所示, 其漏线负载采用六级有源结构. 管子的栅宽为 $60\mu\text{m}$, 放大器的各个子单元如图 2 所示.

图 2(a) 表示放大级的单元电路, 采用共源-共栅结构. 根据所用元件值的不同, 共栅结构的输出阻抗在频率高端可表现为负阻^[3,5], 利用这个特性可以补偿漏线的损耗, 提高频段高端的增益; 另外共源-共栅结构还可以减小 Miller 效应, 因此减小共源结构的输入电容, 有利于扩展栅线的频带. 但是如果设计不当, 共栅结构的输出负阻可能引起频率高端的不稳定. 微带线 TL28 越长, 电容 C_{59} 越大, 越容易

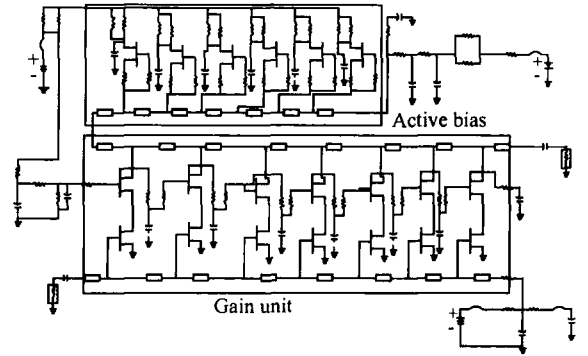


图 1 有源偏置分布放大器

Fig. 1 Distributed amplifier with active bias

引起高频端的不稳定. R_{35} 用于提高稳定因子, 值越大, 高频端越稳定, 但过大可能会影响频率高端的增益, 因此需要对共栅结构的外围电路仔细设计.

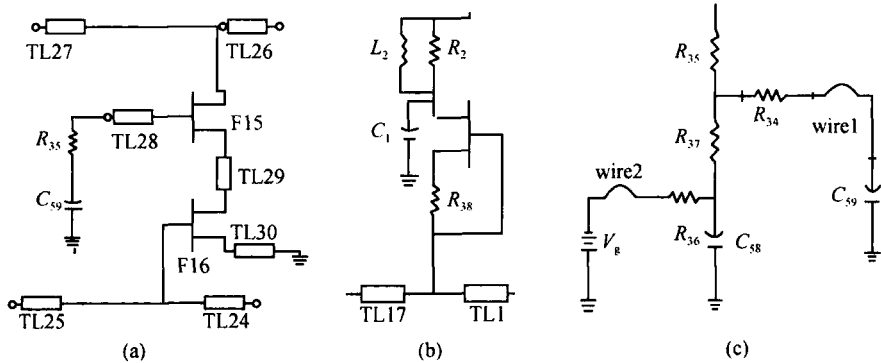


图 2 (a) 共源共栅的放大单元; (b) 有源偏置单元和 (c) 低频扩展单元

Fig. 2 (a) Common source-common gate unit; (b) Active bias unit; (c) Low frequency expansion unit

图 2(b) 是有源负载的单元电路, 有源负载在高频应用时必须考虑所用场效应管结电容的影响, 在我们的设计中, 场效应管结电容和高阻传输线 TL1 和 TL7 构成类似分布放大器栅线和漏线的结构, 图 2(b) 中的电容 C_1 起到射频接地的功能, L_2, R_2 并联结构用于阻止高频信号, 但允许直流分量无损耗通过, R_{38} 上的直流压降为场效应管提供偏置. 简化后 n 级有源负载的交流等效电路如图 3 所示. 其中 C_{dsi} 和 R_{dsi} 分别表示第 i 个单元管源漏之间的等效电容和等效电阻, 根据放大级电路所需电流动态范围的不同, 有源负载中的场效应管可工作于线性区和饱和区, 这两个工作区中 C_{dsi} 和 R_{dsi} 的值有所不同. 工作于线性区时电流动态范围虽然大, 但是 R_{dsi} 的值小, 频率较低时 n 级 R_{dsi} 的并联使得从放大级看过

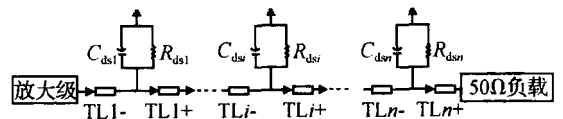


图 3 有源偏置交流等效电路

Fig. 3 AC equivalent circuit of active bias

来的输入阻抗减小, 影响放大级低频端的增益. 工作于饱和区时 R_{dsi} 的值比较大, 对低频端增益的影响减小, 但是饱和区工作时电流的动态范围小. 另外, 场效应管的栅宽也会影响 C_{dsi} 和 R_{dsi} , 综合考虑, 本设计采用六级有源结构, 单管栅宽 $80\mu\text{m}$.

图 2(c) 表示低频扩展电路, $V_g, \text{wire2}$ 以及 R_{36} 组成栅偏置电路, 其余元件组成低频扩展电路, C_{59} 为片外电容, 其他器件在片内实现. 频率在 2 GHz 以

上时, R_{35}, R_{37}, C_{58} 构成 50 Ω 负载;频率在 2GHz 以下时, R_{35}, R_{34} 及 C_{59} 构成 50 Ω 负载, C_{59} 的取值将会影响到低端的截止频率.

芯片的实物照片如图 4 所示,面积为 2mm \times 1.6mm,厚度为 100 μ m,芯片上半部分有源偏置电路,大约占芯片面积的 50%.

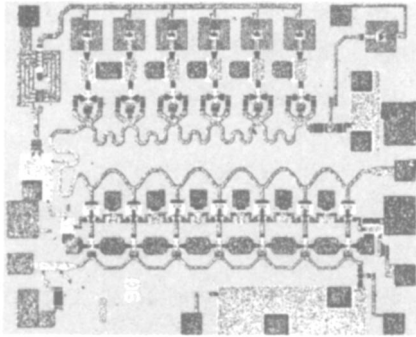


图 4 芯片实物照片

Fig. 4 Photograph of the die

由于电路的高频端已进入毫米波频段,微带线形状引起的效应不能忽略,因此采用 ADS 中的 Momentum 对微带线等无源器件进行仿真,将结果参数代入原理图对整个电路仿真,判定稳定的两个条件的仿真结果如图 5 所示,其中 $\Delta = |S_{11} S_{22} - S_{21} S_{12}|$, 稳定因子曲线的最低点大于 1, Δ 的最大值小于 1,满足绝对稳定条件.

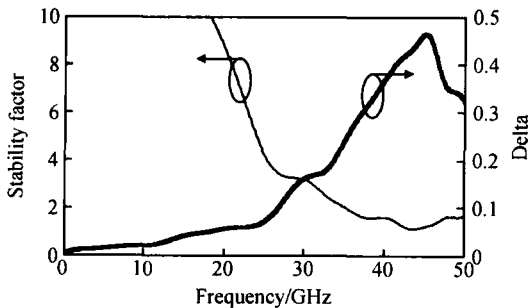


图 5 ADS 仿真的稳定条件

Fig. 5 Simulated stability conditions with ADS

3 测试结果

我们分别测试了样品的小信号 S 参数、噪声系数和眼图等指标. 由于频率高达 40GHz, S 参数和噪声系数的测试最好采用在片测试的方式,测试眼图时的输入输出电缆尽可能短,以减小电缆的影响. 由于目前还没有 40GHz 在片测试平台,因此采用装

配测试的方法,用 K 型接头对外连接,装配测试的缺点是测试结果会受到装配的影响,特别是接头以及装配腔体对频率高端的影响更严重,因此测试的结果只能部分反映芯片的性能.

测试时放大器的静态工作正电压为 5V,负电压为 -0.4V,工作电流为 60mA. S 参数的测试仪器采用 Anritsu 的 37369c 矢量网络分析仪,测量的频率范围从 40MHz 到 40GHz,输入端口的功率为 -27dBm. 测试结果如图 6 所示, Momentum 仿真的增益约为 13 \pm 0.5dB,小信号增益和跨阻增益的公式为 $Z_0 / S_{21} / (1 - S_{11}) / \Gamma$, Z_0 为系统阻抗,按照 50 Ω 系统计算的跨阻增益约为 46.9dB. 装配测试后的增益约为 12 \pm 0.8dB,按照 50 Ω 系统计算的跨阻增益约为 45.9dB. 频率小于 30GHz 的测试结果与模拟结果的差异主要由接头和隔直电容的损耗引起,30GHz 以后的差异部分与装配有关. 从测试结果来看,3dB 带宽已经超过 40GHz. S_{11} 和 S_{22} 在测试范围内均小于 -10dB.

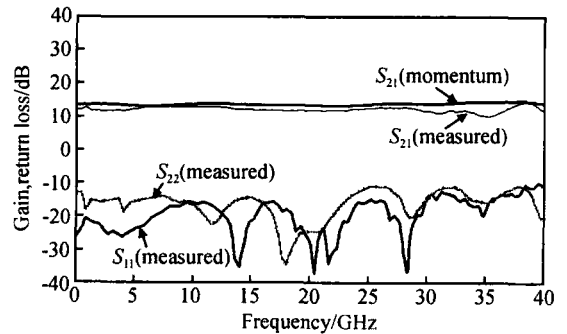


图 6 放大器的 S 参数

Fig. 6 S parameters of the amplifier

采用 Agilent N8975A 外加混频器的方法测试了样品的噪声系数,在 5V 60mA 下测得的噪声系数如图 7 所示,在 8~30GHz 范围之内小于 4,最小

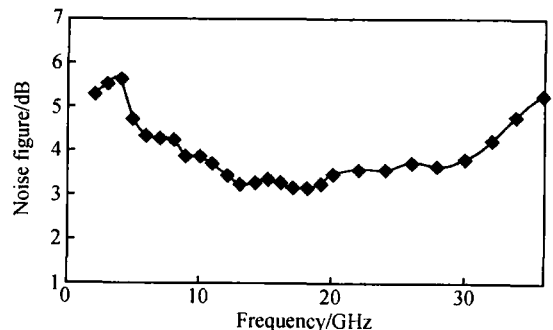


图 7 噪声系数

Fig. 7 Noise figure

值接近于 3.2dB,从 2GHz 到 36GHz 内的平均值约为 4dB.将噪声系数按照 50 系统转化为等效输入噪声电流密度,在输入端的时候,放大器的等效输入

噪声电流密度 $i_{eq} = \frac{\sqrt{4kT}}{\sqrt{50}} (10^{NF/10} - 1)^{1/2}$, k 为 Boltzmann 常数, T 为绝对温度, NF 为噪声系数,单位是 dB,室温(300 K)下得到等效输入电流密度的最小值约为 $22\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$.

光电探测器的最大输出电流可达 1~3mA,按照 50 折算,相当于 -12.5dBm 的功率,如果放大器此时仍保持线性,输出功率约为 -0.5dBm,因此需要前置放大器有一定的功率容量,实测放大器输出的 1dB 压缩点在 32GHz 时大于 12dBm(50 系统下折算成电压峰峰值为 2.5V),远大于 -0.5dBm.

我们测试了两种情况下的眼图,一是直接测试,二是在放大器的输入端串接 1k 电阻,模拟电流源,在芯片实现 1k 电阻,以减小高频时的寄生效应.测试使用的示波器为 Agilent 86100A,伪随机码发生器为 Agilent 81250,伪随机码序列的长度为 $2^{23} - 1$,采用三段 Cascade 电缆,大概在 2m 左右,输入端两根,输出端一根.为了考察电缆对眼图的影响,首先用输入端的两根电缆将伪随机码发生器和示波器直接连接,得到 20Gb/s 和 40Gb/s 下的眼图,如图 8 所示.

两种速率下输入信号的峰峰值 (V_{pp}) 为 0.5V.眼图特别是高速率眼图劣化的原因可归咎于电缆的损耗随频率升高而增大.

直接测试的眼图如图 9 所示,输入信号的 $V_{pp} = 50\text{mV}$.由图可见,20Gb/s 和 40Gb/s 的眼图清晰.

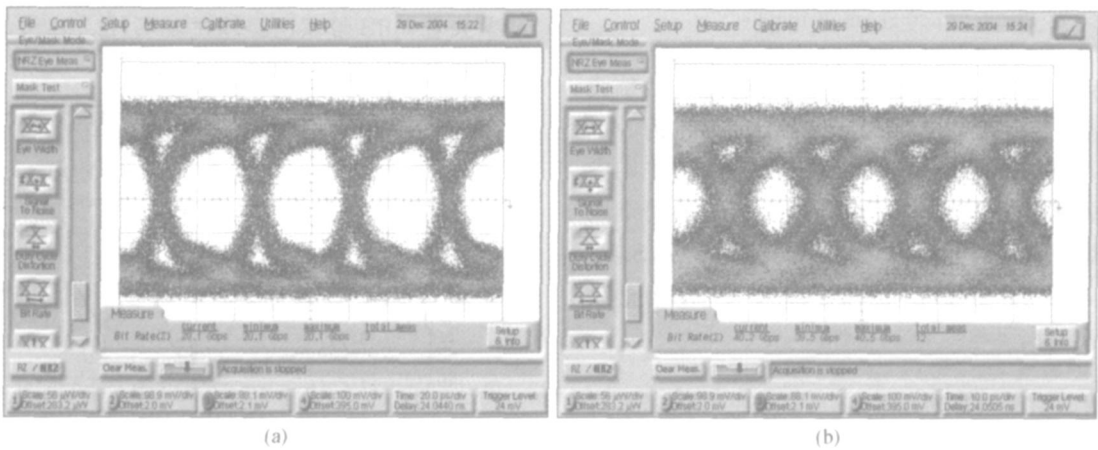


图 8 电缆直通时的 20 Gb/s 眼图(a)和 40 Gb/s 眼图(b)

Fig. 8 Eye diagrams of 20 Gb/s signal (a) and 40 Gb/s signal (b) with a directly connected cable

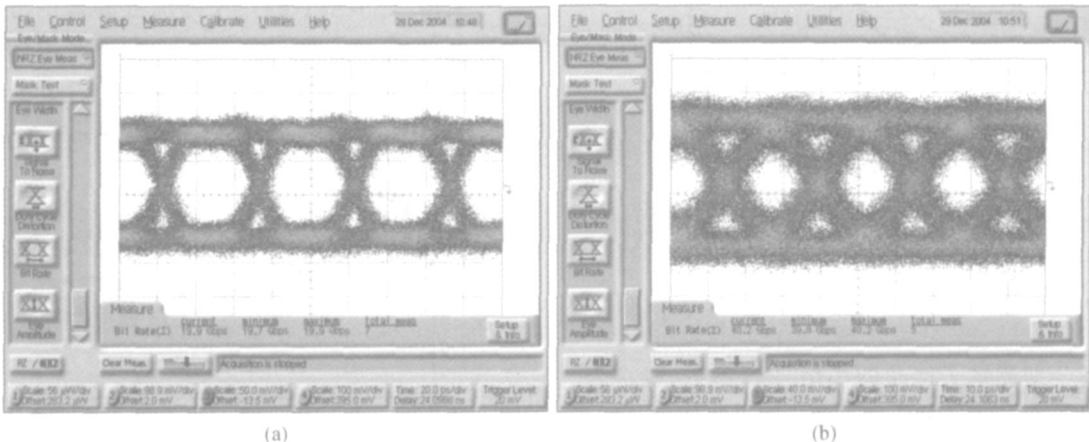


图 9 (a)直接测试时 20 Gb/s 的眼图 输出 $V_{pp} = 0.21\text{V}$; (b) 40 Gb/s 的眼图 输出 $V_{pp} = 0.2\text{V}$

Fig. 9 Measured eye diagrams (a) 20 Gb/s, $V_{pp} = 0.21\text{V}$; (b) 40 Gb/s, $V_{pp} = 0.2\text{V}$

输入端串接 1k 电阻时的眼图如图 10 所示, 其中输入信号 $V_{pp} = 0.6V$.

从图 10(a) 和 (b) 计算出来的跨阻增益分别为 45.8dB 和 45.6dB, 与测小信号增益时的计算结

果一致. 与图 9 相比, 图 10 的眼图略有劣化, 这一方面是由于放大器输入端阻抗失配引起的, 另一方面是由于串接 1k 电阻在高频的寄生参数引起的.

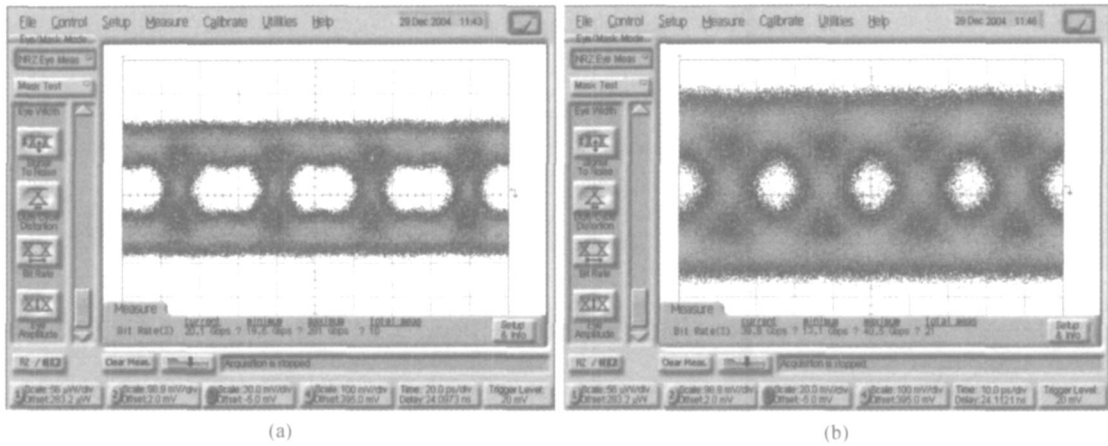


图 10 输出端接 1k 时 20Gb/s 的眼图(a), 输出 $V_{pp} = 0.117V$ 和 40Gb/s 的眼图(b), 输出 $V_{pp} = 0.115V$

Fig. 10 Measured 20Gb/s eye diagram with an output voltage $V_{pp} = 0.117V$ (a) and 40Gb/s eye diagram with an output voltage $V_{pp} = 0.115V$ (b) when a resistor of 1k is connected at the input end

4 结论

利用 0.2μm 的 GaAs PHEMT 工艺实现了 40 Gb/s 前置放大器. 3dB 带宽超过 40 GHz, 跨阻增益为 45.6dB, 最小等效输入噪声电流密度为 $22pA/\sqrt{Hz}$, 功耗为 300mW. 由于采用装配测试的方法, 测试结果只能部分反映芯片的性能.

致谢 本文是在南京电子器件研究所一中心的相关设计和工艺人员共同努力下完成的, 眼图部分的测试设备由东南大学王志功老师提供, 在此一同表示感谢.

参考文献

[1] Laursen K, Yuan C, Chu D. Designing high-speed MMICs and OEICs for 10Gb/s and 40Gb/s optical transponder front-

ends. IEEE GaAs Symposium Digest, 2002:221

[2] Heins M S, Campbell C F, Kao M Y, et al. A GaAs MHEMT distributed amplifier with 300-GHz gain-bandwidth product for 40-Gb/s optical applications. IEEE MTT-S Symposium Digest, 2002:1061

[3] Häfele M, chwroer C, Beilenhoff K, et al. A GaAs PHEMT distributed amplifier with low group delay time variation for 40Gbit/s optical systems. 33rd European Microwave Conference, Munich, 2003:1091

[4] Takahata K, Muramoto Y, Fukano H, et al. Ultrafast monolithic receiver OEIC composed of multimode waveguide p-i-n photodiode and HEMT distributed amplifier. IEEE J Sel Topics Quantum Electron, 2000, 6(1):31

[5] Shigematsu H, Yoshida N, Sato M, et al. 45-GHz distributed amplifier with a linear $6V_{pp}$ output for a 40Gb/s LiNbO₃ modulator driver circuit. IEEE GaAs Symposium Digest, 2001:137

[6] Park M S, Minasian R A. Ultra-low-noise and wideband-tuned optical receiver synthesis and design. J Lightwave Technol, 1994, 12(2):254

A 0.2 μ m GaAs PHEMT Distributed Amplifier for 40Gb/s Optical Receiver

Zheng Yuan , Chen Tangsheng , Qian Feng , Li Fuxiao , and Shao Kai

(*Nanjing Electronic Devices Institute , Nanjing 210016, China*)

Abstract : A preamplifier designed for a 40Gb/s optical receiver was developed by using 0.2 μ m GaAs PHEMT technology. A seven-unit distributed amplification structure with the active bias is employed for the preamplifier, where the 3dB bandwidth is beyond 40GHz, the return loss of either input or output end is less than -10dB, the transimpedance gain is approximately 45.6dB, the minimum equivalent input noise current density is 22pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$, and the total power consumption is 300mW. All results show it is suitable for a 40Gb/s optical receiver.

Key words : distributed amplifier; preamplifier; transimpedance gain; noise current

EEACC : 1350F; 1220; 6260

Article ID : 0253-4177(2005)10-1989-06