

20 GHz 宽带 GaAs PHEMT 分布式前置放大器

焦世龙^{1,2}, 陈堂胜², 蒋幼泉³, 钱 峰³, 李拂晓³, 邵 凯³, 叶玉堂¹

(1. 电子科技大学光电信息学院, 四川成都 610054; 2. 单片集成电路与模块
国家级重点实验室, 江苏南京 210016; 3. 南京电子器件研究所, 江苏南京 210016)

摘 要: 采用 0.5 μm GaAs PHEMT 工艺研制了一种光接收机分布式前置放大器. 该放大器 - 3dB 带宽接近 20 GHz, 跨阻增益约 46 dB Ω ; 在 50 MHz ~ 16 GHz 范围内, 输入、输出电压驻波比 (VSWR) 均小于 2; 带内噪声系数在 3.03 ~ 6.5 dB 之间, 平均等效输入噪声电流密度约为 14.6 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$; 在输入 10 Gb/s 非归零 (NRZ) 伪随机二进制序列 (PRBS) 信号下, 放大器输出眼图清晰, 具有 12 ps 的定时抖动和 166 mV 峰峰电压.

关键词: GaAs PHEMT; 分布放大器; 带宽; 噪声系数; 眼图

中图分类号: TN722.3 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2007) 05-0955-04

20 GHz Broadband GaAs PHEMT Distributed Preamplifier

JIAO Shi-long^{1,2}, CHEN Tang-sheng², JIANG You-quan³, QIAN Feng³, LI Fu-xiao³, SHAO Kai³, YE Yu-tang¹

(1. School of Optoelectronic Information, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu, Sichuan 610054, China;
2. National Key Laboratory of Monolithic Integrated Circuits and Modules, Nanjing, Jiangsu 210016, China;
3. Nanjing Electronic Devices Institute, Nanjing, Jiangsu 210016, China)

Abstract: A distributed amplifier (DA) basing on 0.5 μm GaAs PHEMT process has been developed. The DA has a measured - 3dB bandwidth close to 20 GHz, with a transimpedance gain of 46 dB Ω . Both the input and output voltage standing wave ratios (VSWR) are less than 2 in the range of 50 MHz ~ 16 GHz. The noise figure (NF) varies from 3.03 to 6.5 dB, whilst the average equivalent input noise current density is about 14.6 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$. With a timing jitter of 12 ps and eye amplitude about 166 mV, the measured output eye diagram for 10 Gb/s NRZ pseudorandom binary sequence (PRBS) is clear and satisfying.

Key words: GaAs PHEMT; distributed amplifier; bandwidth; noise figure; eye diagram

1 引言

光接收机前置放大器将光探测器输出的微弱电流信号转变为初步放大的电压信号, 以避免该电流信号直接输入主(限幅)放大器而淹没于噪声电流之中, 因此, 前置放大器应具有较高的跨阻增益和尽可能低的等效输入噪声电流. 此外, 为满足高速率信号传输, 前置放大器还须具有较大的带宽. 一般情况下, 这些性能相互冲突, 需要根据具体设计目标进行折衷.

在集总参数设计中, 最常用的方法是采用跨阻抗电路拓扑以获得较高的增益-带宽积, 同时可以通过反馈电阻值的选择在一定程度上对噪声电流进行调整. 然而, 由于晶体管寄生电容的存在, 负反馈对电路性能的改善并不十分突出. 而分布参数设计将晶体管输入、输出电容纳入人工传输线 (Artificial Transmission Line) 结构^[1], 克服了集总参数放大器难以避免的宽带匹配问题, 极大地拓展了带宽, 有利于增益和噪声性能的优化, 从而使前置放大器整体性能得到显著提高.

传统分布放大器采用共源晶体管作为增益单元, 其增益-带宽积主要受限于人工传输线损耗, 有许多方法改善放大器性能, 如采用共源共栅 (Cascode)^[2,3]、级联 (Cascade)^[4]、双栅 (Dual-gate)^[5]、差分^[6]和矩阵^[7]等结构作为放大器增益单元, 实现手段有 GaAs PHEMT、GaAs MHEMT、InP HEMT、CMOS 和 SiGe 等工艺. 基于南京电子器件研究所 0.5 μm GaAs PHEMT 工艺, 我们研制得到一种具有良好频域和时域性能的分布式前置放大器, 并从理论上对 Cascode 结构分布放大器进行了分析和补充, 下文将详细论述设计考虑及测试结果.

2 电路设计

2.1 PHEMT 器件

采用 0.5 μm 栅长、100 μm 栅宽低噪声 GaAs PHEMT 作为有源器件, 横截面如图 1(a) 所示. 在 -0.8 V 栅源电压和 1.5 V 漏源电压下, 在片测试 PHEMT 小信号 S 参数, 并转换得到正向电流增益曲线 $H(2, 1)$, 如图 1(b) 所示, 可得 PHEMT 管特征频率 f_T 约 30 GHz.

收稿日期: 2006-03-21; 修回日期: 2007-01-29

基金项目: 国家自然科学基金 (No. 60277008); 单片集成电路与模块国家级重点实验室基金 (No. 51491050105DZ0201); 教育部重点科技项目 (No. 03147)

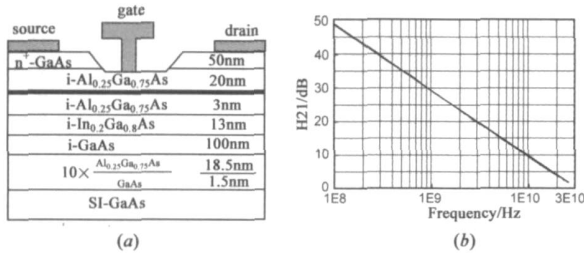


图 1 (a) PHEMT 管横截面; (b) 正向电流增益 $H(2,1)$

2.2 分布放大器基本工作原理

我们设计的分布放大器原理如图 2 所示, 包括七级 cascode 增益单元和两个传输线终端负载。由周期性排列的输入微带和 cascode 结构输入阻抗构成栅传输线, 输出微带和 cascode 结构输出阻抗构成漏传输线。输入信号沿栅传输线依次馈入各共源晶体管输入端, 然后被跨导加以放大并耦合到漏传输线, 剩余输入信号被栅线终端负载吸收。只要栅、漏传输线中的信号相速度大致相同, 从每一个增益单元输出的信号在放大器输出端就能实现相长叠加。沿输出微带反向传输的信号将被漏传输线终端负载吸收。

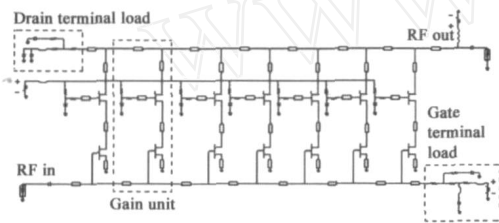


图 2 分布放大器原理图

2.3 增益和带宽

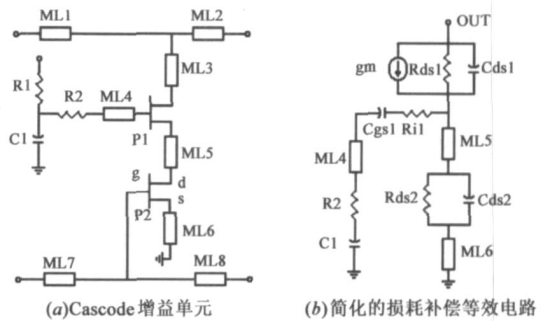
Cascode 增益单元是分布放大器最重要的组成部分, 为方便论述, 重绘于图 3(a), 其中 ML1~ML8 为微带线, P1, P2 分别为共栅(CG)和共源(CS) PHEMT 管。此增益单元除了实现信号放大以外, 还可视为一个损耗补偿电路, 其简化的等效电路如图 3(b)所示, 输出阻抗为^[2,8]:

$$Z_{out} = \frac{Z_{ds2} + j\omega(L_{ML5} + L_{ML6})}{(Z_{gs1} + R2 + j\omega L_{ML4} + \frac{1}{j\omega C1}) + [Z_{ds2} + j\omega(L_{ML5} + L_{ML6})]} \times \left[\frac{g_m Z_{ds1}}{j\omega C_{gs1}} + \left(Z_{gs1} + R2 + j\omega L_{ML4} + \frac{1}{j\omega C1} \right) \right] + Z_{ds1} \quad (1)$$

式中各参数下标中的 1、2 分别对应 P1 和 P2 管, Z_{gs} 为栅源阻抗, Z_{ds} 为漏源阻抗。

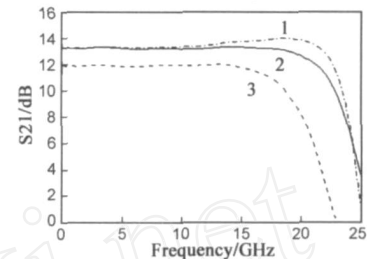
在适当的取值条件下, 式(1)右端第一项为负数, 漏传输线损耗得以补偿, 在高频段尤为显著, 因此, 分布放大器能够获得更大的增益和带宽, 如图 3(c)所示: 其中曲线 1 和 2 为采用 cascode 增益单元的分布放大器小信号增益, 与仅采用共源晶体管的传统分布放大器增益曲线 3 相比, 增益和带宽均得到显著改善。此外, 通过调整 ML3~ML6、C1 或 R2 等元件, 可以较容易地实现

高频段增益适度峰化, 如曲线 1 所示。



(a) Cascode 增益单元

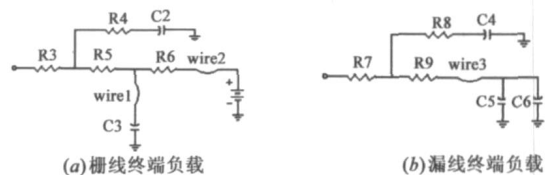
(b) 简化的损耗补偿等效电路



(c) 损耗补偿对小信号增益和带宽的改善

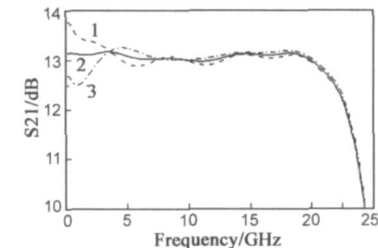
图 3 增益单元和增益-带宽积的改善

图 4(a)、(b)所示分别为栅、漏传输线终端负载。由于栅传输线电容远大于漏传输线电容, 导致栅线对信号具有更高的灵敏度, 从其终端反射的任何信号均会引起增益起伏, 如图 4(c)所示: 曲线 2 为放大器在图 4(a)所示终端负载与栅传输线具有较好匹配状态下的小信号增益, 其中电阻 R3 为 15Ω; 而仅当 R3 变为 10Ω 或 20Ω 时, 匹配状态发生变化, 增益曲线低频段出现了明显的上冲或下冲, 其余频率段的增益起伏也同时增大。由此可见, 出现在传输线终端的信号必须尽可能多地被终端负载吸收。本次设计的栅、漏终端负载均形成两条信号通路以利于中、低频和中、高频信号的吸收; 此外, 图 4(a)所示栅线终端负载还作为栅线偏置端以方便外加负偏压。



(a) 栅线终端负载

(b) 漏线终端负载



(c) 栅线终端负载匹配状态对分布放大器小信号增益的影响

图 4 传输线终端负载和增益起伏

值得一提的是, 终端负载不匹配还会引起信号群延迟起伏过大, 在时域中表现为输出信号眼图恶化。图

3(a) 实质上是一个 m 推演式滤波器,在高频端具有陡峭的频响跌落特性,其中微带线 ML3 在拓展带宽的同时,也会带来较大的群延迟起伏。因此,需要对终端负载和 ML3 进行优化,使放大器获得良好的频域和时域性能。

2.4 噪声分析

图 2 所示分布放大器噪声来源有 3 项: 栅传输线终端负载噪声; 漏传输线终端负载噪声; PHEMT 管噪声。前两者在低频段较大,而后者在高频段成为主要的噪声源。有文献报道仅把栅线终端负载阻抗从 50Ω 增加到 100Ω 就使等效输入噪声电流密度减小了约 $1/4$ ^[9]。从前述可知,栅传输线和终端负载须实现良好匹配以利于增益和群延迟平坦度,因此,栅线特性阻抗也需同时增加。栅线特性阻抗 Z_0 和截止频率 f_c 为^[10]:

$$Z_0 = \frac{\sqrt{L_g}}{\sqrt{C_g}} \quad (2)$$

$$f_c = \frac{1}{\pi \sqrt{L_g C_g}} \quad (3)$$

式中 L_g 为图 3(a) 中微带线 ML7 和 ML8 的分布电感之和, C_g 为 PHEMT 管栅电容。

由式(2)可知,在 PHEMT 管一定的条件下,只有通过增大微带线电感 L_g 来增大 Z_0 ,但同时减小了栅传输线截止频率 f_c ,如式(3)所示,这意味着以减小放大器带宽为代价来获得噪声性能的改善。此外, L_g 的增大有两种途径:减小微带线宽度或增大其长度,前者受限于微带损耗和微电子工艺,而后者则会导致微带线弯折而带来附加寄生电容。因此,版图布局时需谨慎选择微带线纵横比。本次设计采用 50Ω 栅、漏传输线特性阻抗和最短栅传输线直线布局,以利于获得尽可能大的带宽,同时兼顾低噪声性能。

对于晶体管噪声,最好的解决办法是采用 T 型栅技术以减小栅电容和栅电阻,从而减小热噪声和电容耦合噪声,后者在高频段尤为显著。栅宽也是另一个重要方面,一般在 $100 \sim 200\mu\text{m}$ 之间选取,可以获得较好的低噪声性能^[9]。考虑到栅宽越大,栅电容也越大,不利于放大器带宽,所以本次设计采用 $100\mu\text{m}$ 栅宽的 T 型栅 GaAs PHEMT 作为有源器件,以充分发挥其高特征频率和低噪声特性。

2.5 稳定性

图 3(a) 中的电阻 R2、微带 ML5 和 ML6 是保证电路稳定的关键元件:增大 R2 有助于增大 cascode 结构输出阻抗

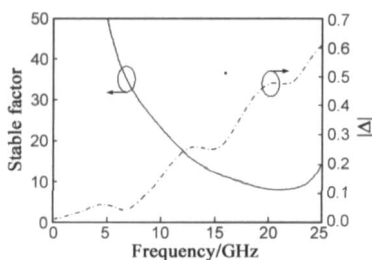


图 5 稳定性模拟结果

中的阻性成分,提高了电路稳定性,但是会引起额外的损耗;ML5 和 ML6 可以部分抵消共源 PHEMT 管的容性输出,有利于减小负阻效应,提高稳定性。用 ADS momentum 软件对电路稳定性进行了电磁场分析,结果如图 5 所示:在 $100\text{kHz} \sim 25\text{GHz}$ 范围内,稳定因子 $K > 1$,且 $|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1$,满足绝对稳定条件。

3 电路测试及性能

流片所得分布放大器芯片如图 6(a) 所示,面积 $2700 \times 1560\mu\text{m}^2$ 。测试前将芯片装配在适当的壳体中,放大器输入、输出端通过金丝与壳体微带相连,两端 SMA 接头实现同轴到平面的过渡,侧面为偏置端,偏压 3.5V (100mA) 和 -0.8V 。

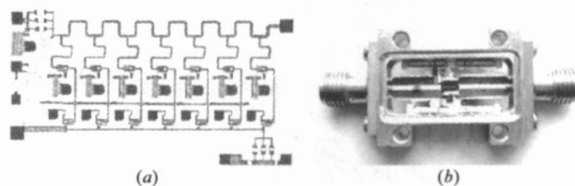


图 6 (a) 分布放大器芯片; (b) 装配图

在 -30dB 输入功率下,用 Agilent 8720ES 矢量网络分析仪测试得到的分布放大器 S 参数曲线如图 7 所示:在 $50\text{MHz} \sim 20\text{GHz}$ 内,小信号增益约 12dB 左右,带宽接近 20GHz ; 16GHz 以下的输入、输出驻波比均小于 2;反向隔离良好 ($S(1,2)$) $\leq -35\text{dB}$ 。由跨阻增益 Z_T 与小信号 S 参数的关系^[11]: $Z_T(\Omega) = \frac{Z_0 S_{21}}{1 - S_{11}}$ (4) 此处 $Z_0 = 50\Omega$,可得分布放大器跨阻增益约 $46\text{dB}\Omega$ 。

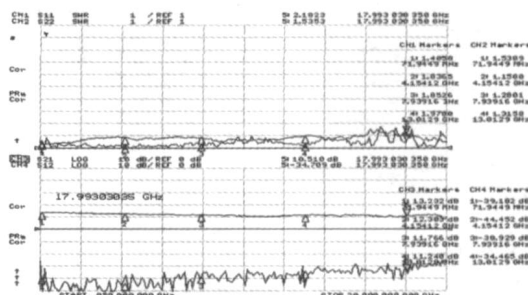


图 7 分布放大器小信号 S 参数测试结果

用 Agilent N8975A 噪声系数分析仪测试得到的分布放大器噪声系数如图 8 所示:在 $0.25 \sim 18\text{GHz}$ 范围内,噪声系数最大、最小值分别为 3.03dB 和 6.5dB ,平均值为 4.28dB 。由等效输入噪声电流密度与噪声系数的关系^[12,13]: $\overline{i_{eq}^2} = \frac{4kTB(10^{NF/20} - 1)}{Z_0}$ (5) 此处 k 为玻耳兹曼常数, T 为绝对温度, B 为带宽,可得该噪声电流密度曲线如图 8 中所示,平均值为 $14.6\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。

为了评价分布放大器时域性能,我们进行了眼图

测试,采用 ADVANTEST D3186 脉冲图形发生器和 Agilent 86100A 示波器.输入信号为 10Gb/s 非归零(NRZ)伪随机二进制序列(PRBS),峰峰值为 50mV.输出信号眼图如图 9(b)所示:眼图非常清晰,仅具有 12ps 定时抖动,峰峰值为 166mV,信噪比良好.输出眼图上升沿略有延长,下降沿存在较长的拖尾,主要原因在于输入信号波形失真,如图 9(a)所示.

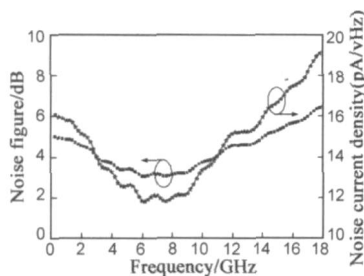
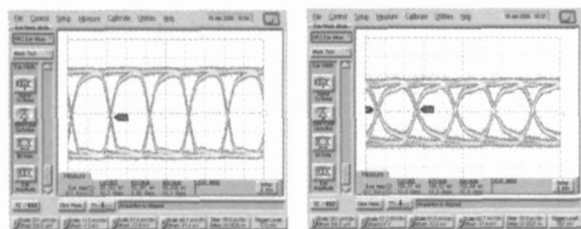


图 8 分布放大器噪声系数和等效输入噪声电流密度



(a)输入信号眼图

(b)输出信号眼图

图 9 分布放大器 10Gb/s 眼图测试结果

4 结论

利用国内条件成功研制了一种光接收机分布式前置放大器,在频域和时域两个方面均具有良好性能:放大器 -3dB 带宽接近 20GHz,与场效应晶体管特征频率(30GHz)之比达 2/3,充分发挥了晶体管潜能;最小噪声系数 3.03dB,对应的等效输入噪声电流密度为 14.6pA/√Hz;放大器在 10Gb/s 速率下工作状态良好.

致谢 本次设计在南京电子器件研究所砷化镓工程中心流片,眼图测试由东南大学王志功老师提供帮助,在此表示衷心感谢.

参考文献:

- [1] D Robertson, S Lucyszyn. RFIC and MMIC Design and Technology [M]. London: The Institute of Electrical Engineers, 2001.
- [2] S Deibele, J B Beyer. Attenuation compensation in distributed amplifier design [J]. IEEE Trans Microwave Theory Tech, 1989, 37(9): 1425 - 1433.
- [3] Jorge Aguirre, Calvin Plett. 50-GHz SiGe HBT distributed amplifiers employing constant- k and m -derived filter sections [J]. IEEE Trans Microwave Theory Tech, 2004, 52(5): 1573 - 1579.
- [4] A Worapishet, M Chongcheawchamnan, S Srisathit. Broadband amplification in CMOS technology using cascaded single-stage distributed amplifier [J]. Electron Lett, 2002, 38(14): 675 - 676.
- [5] Y Baeyens, D Schreurs, B Nauwelaers. GaAs and InP-based dual-gate HEMT's for high-gain MMIC amplifiers [A]. IEEE 1995 Workshop on EDMO [C]. London, 1995. 161 - 166.
- [6] M Leich, M Ludwig, H Massler, A Hulsman, M Schlechtweg. Twostage ultra-broadband driver for optical modulator [J]. Electron Lett, 2000, 36(22): 1862 - 1863.
- [7] K W Kobayashi, R Esfandiari, W L Jones, K Minot, B R Allen, A Freudenthal, D C Streit. A 6-21 GHz monolithic HEMT 2×3 matrix distributed amplifier [J]. IEEE Microwave Guided Wave Lett, 1993, 3(1): 11 - 13.
- [8] Shunji Kimura, Yuhki Imai, Yohtaro Umeda, Takatomo Enoki. A 16-dB DC-to-50-GHz InAlAs/InGaAs HEMT distributed baseband amplifier using a new loss compensation technique [A]. IEEE GaAs IC Symposium [C]. Philadelphia, PA, 1994. 96 - 99.
- [9] A P Freundorfer, T L Nguyen. Noise in distributed MESFET amplifiers [J]. IEEE J Solid-State Circuits, 1996, 31(8): 1100 - 1111.
- [10] J B Beyer, S N Prasad, R C Becker, J E Nordam, G K Hohenwarter. MESFET distributed amplifier design guidelines [J]. IEEE Trans Microwave Theory Tech, 1984, 32(3): 268 - 275.
- [11] K Laursen, C Yuan, D Chu. Design high-speed MMICs and OEICs for 10Gb/s and 40Gb/s optical transponder front-ends [A]. IEEE GaAs Symposium [C]. Monterey, CA, 2002, 221 - 224.
- [12] M S Park, R A Minasian. Ultra-low-noise and wideband-tuned optical receiver synthesis and design [J]. IEEE J Lightwave Technol, 1994, 12(2): 254 - 259.
- [13] Ravender Goyal. Monolithic Microwave Integrated Circuits: Technology and Design [M]. New York: Artech House, 1989. 82 - 95.

作者简介:



焦世龙 男, 1997年毕业于北京理工大学应用物理系, 1997~2002年在中国科学院光电技术研究所从事自适应光学技术研究, 2002年起于电子科技大学光电信息学院攻读硕士、博士学位, 研究方向为高速单片光电集成(OEIC)光接收机前端设计. E-mail: j. shilong@163.com



陈堂胜 男, 1986年毕业于西安交通大学电子工程系, 1989年4月获西安交通大学半导体物理与器件专业硕士学位, 现为南京电子器件研究所研究员级高工, 主要从事GaAs微波功率场效应晶体管和GaAs微波单片电路、GaN器件和单片电路的研制和开发工作.