

研究简报

双栅 MOSFET 高频特性的实验研究

李元雄 张 敏

(中国科学院上海冶金研究所微电子学分部)

1988年11月21日收到

设计制作了不同沟道长度、栅材料以及栅电极构形的各种双栅 MOSFET。通过实验全面研究了设计和工艺参数对器件高频特性的影响，阐明了双栅 MOSFET 的高频设计思想，给出了全离子注入高频低噪声工艺。有效沟道长度为 $1\mu\text{m}$ 的超高频双栅 MOSFET 在 900 MHz 下功率增益为 17dB ，有效沟道长度为 $1.5\mu\text{m}$ 的甚高频器件在 200MHz 下功率增益为 23dB 。

主题词：双栅 MOSFET、最大可得功率增益、 $1\mu\text{m}$ 沟道长度器件、全离子注入工艺

一、引言

双栅 MOSFET 具有相互独立的两个栅电极，其突出的优点是反馈电容比普通 MOSFET 低两个数量级以上，因而能在甚高频 (VHF) 和超高频 (UHF) 范围内稳定工作。另外，通过改变第二栅上偏压可以容易地实现范围很宽的自动增益控制 (AGC)。因此，双栅 MOSFET 广泛用于电视接收机和调频收音机的高放级以及通讯和仪表中的混频和调制等方面^[1]。目前国内对这种器件的需要与日俱增。本文在国内首次报道了甚高频和超高频全离子注入高频低噪声双栅 MOSFET 的设计与工艺。所制得的器件的主要性能指标达到了日本同类器件的水平，可以直接替换日本产品。

二、器件设计与工艺

图 1 是 N 沟道双栅 MOSFET 的剖面结构和等效电路。可见它实际上是由两个 FET 串联而成。器件在作小信号放大时，一般地信号电压加在 G_1 ， G_2 加一直流偏压作为 AGC 信号。故对交流而言， G_2 是接地的，两个 FET 此时以共源-共栅的形式连接在一起（即 Cascode 电路）。

为了考察沟道长度、栅电极材料以及栅电极构形对器件高频特性的影响，设计制作了有效沟道长度 L_1 分别为 1 、 1.5 、 2.5 、 3.5 、 4.5 和 5.5 以及 L_2 分别为 2 、 2.5 、 3.5 、 $4.5\mu\text{m}$ 的双栅 MOSFET，栅材料分别为 Mo、 $\text{MoSi}_2/\text{poly-Si}$ 、poly-Si，栅电极构形分别为梳状和曲折状。为了减轻各种寄生元件对器件高频功率增益的影响，在实验中采用自对准源漏离子注入以减小栅对源漏区的过覆盖电容，并 P^-/P^+ 外延片作衬底以减低漏与衬底之

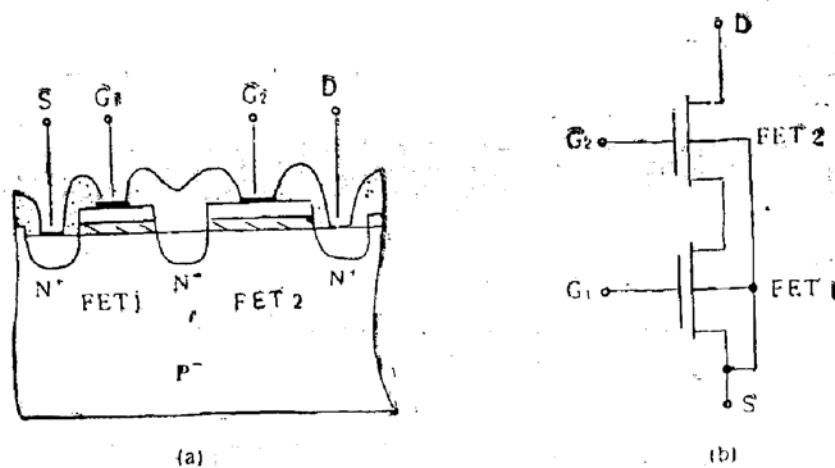


图 1 N 沟道双栅 MOSFET 的剖面结构示意图(a)以及等效电路(b)

间的串联电阻，尽量缩小栅保护二极管及有源区的尺寸以减小输入、输出寄生导纳，加大源漏接触区的结深以减小源漏区串联电阻，采用全离子注入掺杂以提高工艺的重复性和稳定性。

三、器件性能及讨论

用日本 KOKUYO 公司制造的专用双栅 MOSFET 测试仪测量 200 MHz 和 900 MHz 下各个器件的最大可得功率增益 G_m , 用 HP4145A 半导体参数分析仪测量器件的直流特性及小信号跨导 g_m .

图2是典型的 g_m 在第二栅偏压 V_{g2} 作参变量时随第一栅偏压 V_{g1} 的变化。可见在 V_{g1} 较小,即FET1工作在饱和区时, g_m 与 V_{g2} 无关;而在 V_{g1} 较大即FET1工作在线性区时, g_m 随 V_{g2} 增大而增大。由文献[2]可得后一种情况下器件的跨导为

$$g_m = \beta_1 \left[V_i + \frac{\partial V_i}{\partial V_{\alpha}} (V_1 - V_i) \right] \quad (1)$$

其中

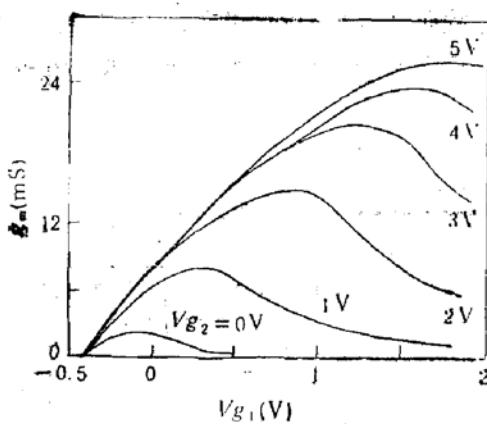
$$V_i = \left\{ (V_2 + mV_1) - \left[(V_2 + mV_1)^2 - 2(1+m)(V_2 V_{d_{sat2}} \right. \right. \\ \left. \left. - \frac{1}{2} V_{d_{sat2}}^2) \right]^{1/2} \right\} / (1+m) \quad (2)$$

为岛区电压。在以上式子中下标 1、2 分别表示 FET1 和 FET2, $V = V_g - V_s$ 为有效栅压, $m = \beta_1/\beta_2$, V_t 为开启电压, β 为导电因子, V_{dsat} 为饱和电压, 可表示为

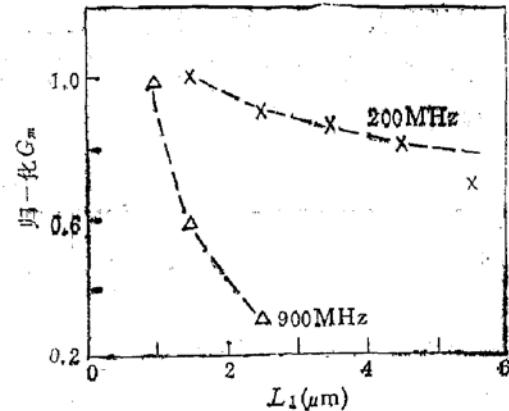
$$V_{dm2} = V_2 + A = (V_2^2 + A^2)^{1/2} \quad (3)$$

其中 $A = v_{\max} L_2 / \mu_n$, v_{\max} 为电子极限漂移速度, μ_n 为电子有效迁移率.

从(2)式可知 V_i 将随 V_{g2} 增大而增大, 注意到(1)式中的 $\partial V_i / \partial V_{g1}$ 小于零, 因而由(1)式可见 g_m 将随 V_{g2} 增大而增大. 双栅 MOSFET 跨导受 V_{g2} 控制的特性为放大器的 AGC 提供了极大的方便.

图 2 双栅 MOSFET 的 g_m 与 V_{g1} 的关系

$V_{ds} = 10V$, $L_1 = 1\mu m$, $L_2 = 2\mu m$,
 $W = 900\mu m$, $T_{ox} = 380\text{\AA}$

图 3 归一化 g_m 随 L_1 的变化

$L_2 = 3.5\mu m$, $I_{ds} = 10mA$,
 $V_{ds} = 10V$

图 3 是器件的归一化 G_m 随 L_1 变化的测量结果。可见 G_m 随 L_1 增大而减小，且 900 MHz 下减小的速率比在 200MHz 下快。双栅 MOSFET 的 G_m 可表示为^[3]

$$G_m = |Y_{21}|^2 / 4 \operatorname{Re}(Y_{11}) \operatorname{Re}(Y_{22}) \quad (4)$$

其中 Y_{11} 、 Y_{22} 、 Y_{21} 分别为输入导纳、输出导纳和正向转移导纳， Re 表示复数的实部。根据分析^[4]， Y_{11} 、 Y_{21} 可表示为

$$\begin{aligned} Y_{11} &= \omega^2 [C_{ge1}^2 R_{e1} + (C_{ge1}^2 + 4C_{ov}^2 + 4C_{ge1}C_{ov})R_g] \\ &\quad + j\omega(C_{ge1} + 2C_{ov} + g_{m1}C_{ov}/g_{m2}) + Y_1 \end{aligned} \quad (5)$$

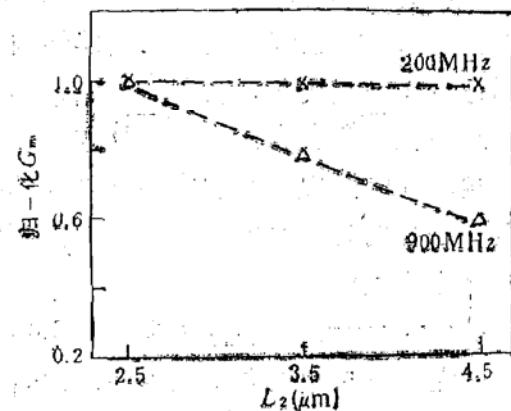
$$Y_{21} = g_{m1} / [1 \pm \omega^2 C_{ov} (C_{ge1} + 2C_{ov}) R_e / g_{m2} + j\omega(C_{ge1} + 2C_{ov}) / g_{m2}] \quad (6)$$

其中 ω 为角频率， C_{ge} 为等效沟道电容， R_e 为等效沟道电阻， C_{ov} 为栅过覆盖电容， R_g 为栅串联电阻， Y_1 为输入寄生导纳。

从(5)、(6)式可知， $|Y_{21}|$ 主要由器件的小信号跨导决定，随 L_1 增大而成反比地减小； $\operatorname{Re}(Y_{11})$ 主要由器件的 C_{ge} 和 R_e 决定，它们均随 L_1 增大而线性增大，因而由(4)式可知 G_m 将随 L_1 增大而减小。在 900MHz 下由一定的 ΔL_1 引起的 $\operatorname{Re}(Y_{11})$ 的增加比在 200MHz 下大，因而 G_m 随 L_1 减小的速度快。

图 4 是归一化的 G_m 随 L_2 变化的测量结果，可见在 200MHz 下不同 L_2 的器件的 G_m 没有什么差别，而在 900MHz 下 G_m 随 L_2 增大而减小。 L_2 的增大将使 g_{m2} 减小，由式(6)可知将使 $|Y_{21}|$ 减小。不过在 200MHz 下 ω 远小于 FET2 的截止频率 g_{m2}/C_{ge2} ，因而 L_2 对 $|Y_{21}|$ 的影响不大，不同 L_2 的器件的 G_m 没有什么区别，而在 900MHz 下， ω 已接近于 FET2 的截止频率，因而 L_2 的影响就明显了。

表 1 是不同栅材料的器件的 G_m 的测量结果。可见栅的方块电阻越低， G_m 就越大。从式(5)、(6)可见， R_g 一方面会使 $|Y_{21}|$ 减小，另一方面还会使 $\operatorname{Re}(Y_{11})$ 增加，故 R_g 对

图 4 归一化 G_m 随 L_2 的变化
 $L_1 = 1.5\mu m$, $I_{ds} = 10mA$, $V_{ds} = 10V$

G_m 是有害的。由于 Mo 棚器件的方块电阻最低，故其 G_m 最大。同样地，梳状棚构形将棚线条分成多个单元的并联，减小了 R_g ，故比起曲折状棚来，梳状棚器件的 G_m 更大，这已由实验结果所证实^[5]。

表 1 不同棚材料器件的 G_m

棚 材 料	方 块 电 阻	等 效 棚 串 联 电 阻 R_g	G_m	
			900 MHz*	200 MHz**
Mo	0.5	7.5	17	24
MoSi ₂ /poly-Si	2	30	8	22.5
poly-Si	15	225	1	13

* $L_1 = 1\mu\text{m}$, $L_2 = 2\mu\text{m}$, ** $L_1 = 1.5\mu\text{m}$, $L_2 = 2.5\mu\text{m}$

四、小 结

通过以上实验结果及分析可见，沟道长度越短，棚串联电阻越小，则双棚 MOSFET 的高频功率增益就越大。因此为了得到高增益的器件，应考虑以下两点。

1. 高频工作需要短沟道

FET1 的沟道长度 L_1 决定了器件的 G_m ， L_1 越小则 G_m 越大。另外，缩小 L_2 对 G_m 也是有益的。当然，沟道长度的缩短要受工艺条件的限制。在我们的实验中成功地用正胶和反应离子刻蚀 (RIE) 工艺制出了棚长为 $1.5\mu\text{m}$ (有效沟道长度为 $1\mu\text{m}$) 的器件，在 900 MHz 下测得 G_m 为 17dB ，棚长为 $2\mu\text{m}$ (有效沟道长度为 $1.5\mu\text{m}$) 的器件在 200MHz 下测得 G_m 为 23dB ，达到了国外同类器件的水平。经整机厂实际上机使用表明器件的各项性能指标满足整机要求，可以直接替换进口产品。

2. 要减小各种寄生元件的影响

棚串联电阻以及其它寄生元件对器件的高频功率增益有不利的影响。在沟道长度缩短至一定程度时甚至成为决定器件高频特性的主要因素。我们在版图和工艺设计中应尽量减小这些元件。

本文的实验工作得到了中国科学院上海冶金研究所、北京电子管厂、上海电视调谐器厂等单位同志的大力支持和协助，作者特在此表示感谢！

参 考 文 献

- [1] Y. X. Li and M. Zhang, The Proceedings of the International Conference on Semiconductor Integrated Circuit Technology, 473—475 (1986).
- [2] 李元雄、张敏，第五届全国半导体集成电路和硅材料学术会论文集，205—206(1987)。
- [3] P. A. Hart and F. M. Klaassen, Philips Technical Review, 31, 216—223 (1970).
- [4] 阪部健明等，电子通信学会论文誌，Vol. J-63-C, 262—272(昭和54年)。
- [5] 李元雄、张敏，上海半导体，6—15,(1988)。

Experimental Investigation on High Frequency Characteristics of Dual Gate MOSFETs

LI Yuanxiong and ZHANG Min

(Microelectronics Division, Shanghai Institute of Metallurgy, Academia Sinica)

Abstract

Various dual gate MOSFETs with different channel lengths, gate materials and gate configurations are designed and fabricated. According to the experimental results, the dependence of the high frequency characteristics of the dualgate MOSFETs on the design and processing parameters are understood. HF design consideration and ion-implanted HF low noise processes of the devices are presented. The typical maximum available power gain of UHF devices with 1 μm effective channel length is 17 dB at 900MHz and that of VHF devices with 1.5 μm effective channel length is 23 dB at 200 MHz.

KEY WORDS Dual gate MOSFET, Maximum available power gain, 1 μm channel length device, ion-implanted processing