

变 截 面 场 效 应 管*

朱 恩 均
(北京电子管厂)

提 要

本文提出了一种具有渐变沟道“截面”(电导率)的新型场效应管,在通常的场效应管中,高频电流通过沟道时将因沟道电阻及其侧面电容的 RC 效应而衰减,但是在一只 GaAs 变截面场效应管中,当控制沟道场强使得其中的电子微分迁移率取负值时,高频电流振幅将沿着沟道递增,从而得出一种三端负阻放大器,其极限频率是很高的。

砷化镓场效应管是近年来迅速发展的一种超高频器件,采用细线条光刻技术将栅长缩短到一微米以下,工作频率可达 10Gc 以上。

但是,单纯靠缩小尺寸的办法,毕竟有一定限度,尺寸太小,器件的耐压和功耗性能会受到限制。

对于N型砷化镓来说,由于载流子谷间跃迁效应,其电子漂移速度-场强关系如图1所示(本文计算采用此简化模型)。

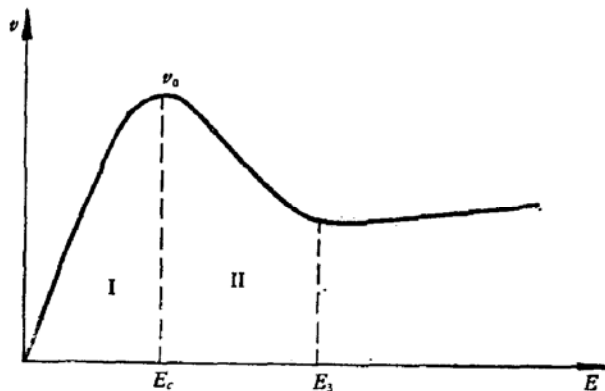


图1 N型 GaAs 的电子漂移速度-场强关系

在区域 I, $E < E_c$ 时 $v = \mu_0 E$ 。

在区域 II, $E_3 > E > E_c$ 时 $v = v_0 - \mu' E$ 。

当 $E = E_c$ 时速度有最大值 v_0 , 在区域 II 中,载流子有负微分迁移率 μ' 。

迄今为止,在场效应管中,我们仅仅利用了 GaAs 材料的高迁移率这一优点,而它所具有的负微分迁移率特性,在这一类三端器件中并没有得到应用。在场效应管中,由沟道

* 1979年9月18日收到,1980年1月23日收到修改稿。

电阻 R 及其侧壁电容 C 造成的 $R-C$ 效应, 导致高频电流的衰减, 是对高频性能的主要限制。如果能设法控制沟道中的电场分布, 使得沟道中的电子微分迁移率取负值, 那么, $-R-C$ 效应将使高频电流沿沟道递增, 就有可能做出一种高频性能优异的三端负阻放大器。

一、器件模型

在本文中讨论作者曾经提出过的一种“渐变截面沟道”的结构^[1], 这一节着重研究一下沟道“夹断”的过程和夹断后沟道内的电场分布。

器件结构如图 2 所示, 栅极—沟道间为 P-I-N 结, I 层厚度为 δ , 沟道是表面处很薄的导电层, 其低场时薄层电导率为 $G_0(x)$, 电极具有单位宽度, 两电极间距(沟道长度)为 L , 所以取这样的模型, 是由于其在数学表达上的简便, 由此得出的结论并不失其一般性。

计算时, 我们采用 Shockley^[2] 的渐变近似, 即要求沟道低场电导率 $G_0(x)$ 沿 x 方向的相对改变是较为缓慢的, 在计算沟道各点电位时, 可以略去 x 方向变化的影响。同时, 由于掺杂层很薄, 可以考虑沟道各点电位 $V(x)$ 只是 x 的函数。

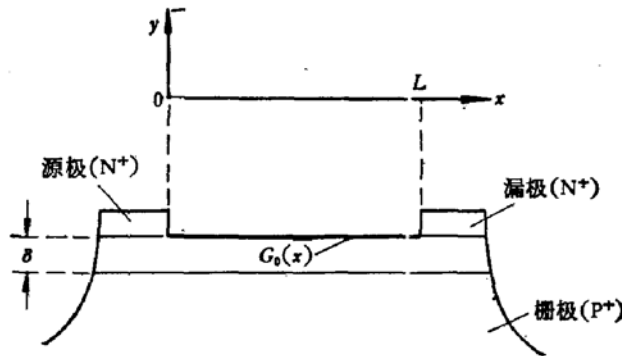


图2 器件模型

设加上偏压后, 沟道各点低场电导率为 $G(x)$, 则

$$V(x) - V_g = \frac{\delta}{\kappa \mu_0} [G_0(x) - G(x)]. \quad (1)$$

κ 为介电常数。

场强(以指向负 x 方向为正)

$$E = -\frac{\delta}{\kappa \mu_0} \frac{d}{dx} [G_0(x) - G(x)]. \quad (2)$$

在低电场情况下, 即如果整个沟道场强 $E < E_c$, 我们有:

$$I = G(x) \cdot E = G(x) \cdot \frac{\delta}{\kappa \mu_0} \frac{d}{dx} [G_0(x) - G(x)]. \quad (3)$$

如果是均匀沟道, $\frac{dG_0}{dx} = 0$, 显然, (3)式给出 $\frac{dG}{dx} < 0$, 即沟道从源到漏, 越来越“窄”

(本文中“窄”是广义的, 即电导小)。最后将在漏端首先“夹断”——首先达到极限场强 E_c , 沟道电流达到饱和值。如果继续提高漏电压, 它对夹断点左边的沟道影响不大, 电压主要

降落在夹断点—漏极间场强很强的空间电荷层上。

如果是“渐变截面沟道”,即如果沟道做得源极“窄”些,漏极“宽些”,并满足条件:

$$\frac{dG_0}{dx} > \frac{\kappa\mu_0}{\delta} \cdot E_c, \quad (4)$$

则由(2)式,当 $E(x) < E_c$ 时, $\frac{dG}{dx} > 0$, 即在增加电流过程中,沟道始终是源端较“窄”。

直到在靠近源的一端首先“夹断”,当然,如考虑二维效应,在源极 S 和夹断点 S' 间,事实上仍然会有一段长度和 δ 相当,场强由零变到 E_c 的“低场区”,并有一定的串联电阻 r_s ,其数值相当小。夹断点电流值

$$I = \frac{G_{s'}}{\mu_0} \cdot v_0. \quad (5)$$

$G_{s'}$ 为夹断点低场电导。

如果继续增高漏电压,则 $E > E_c$ 的强场区将逐渐加长,当漏电压达到 $\frac{\delta}{\kappa\mu_0} \cdot G_0(d)$ 时,强场区达到了沟道末端。

如果 $\frac{\delta}{\kappa\mu_0} \cdot \frac{dG_0(x)}{dx}$ 相当大,每一点都超过 E_c , 则沟道形状可由方程

$$I = \frac{G(x)}{\mu_0} \cdot v_{(E)} = \frac{G(x)}{\mu_0} \cdot \left[v_0' - \mu' \frac{d}{dx} \cdot \frac{\delta}{\kappa\mu_0} [G_0(x) - G(x)] \right] \quad (6)$$

来确定。一个特例是,如果

$$\frac{d}{dx} \cdot \frac{\delta}{\kappa\mu_0} G_0(x) = E_2 \quad E_2 > E_c, \quad (7)$$

即变截面沟道掺杂呈线性分布,方程(6)可改写为

$$G \cdot \left[v_2 + \frac{\mu' \delta}{\mu_0 \kappa} \frac{dG}{dx} \right] = I \cdot \mu_0. \quad (8)$$

式中 $v_2 = v_0' - \mu' E_2$ 为 E_2 时之漂移速度。(8)式的解

$$[G_2 - G] = [G_2 - G_{s'}] \cdot \exp \left[-\frac{\kappa\mu_0 v_2}{\delta \mu' G_2} \cdot x + \frac{(G - G_{s'})}{G_2} \right] \quad (9)$$

以隐函数形式给出 G 作为 x 的函数。等号右边指数项随 x 增大很快衰减到零,这意味着沟道低场电导值将由夹断点的 $G_{s'} = \frac{\mu_0 I}{v_0}$ 很快地过渡到恒定“宽度” $G_2 = \frac{\mu_0 I}{v_2}$, 这一过渡

所需的距离为 $2 \cdot \frac{\delta \mu' G_2}{\kappa \mu_0 v_2}$, 在我们将要列举的一数值例子中,约为 0.25μ 。整个沟道除了这

一小段外,将处于一个均一的状态中: $G = G_2$, $E = E_2$, $v = v_2$ 。只要控制梯度 $\frac{dG_0}{dx}$ 于适当数值,就可以给定沟道内的状态。

总结以上,我们看到,如果我们适当控制变截面沟道的杂质分布,可以使得“夹断点”靠近源极,而通常夹断点—漏极空间电荷层,将被代之以一段其电子具有负微分迁移率的沟道。下面我们计算一下这种情况下的高频传输性能。

二、高频传输性能

设在高频小讯号情况下, 沟道电流为 $I + i e^{j\omega t}$ 、每点电导为 $G + g e^{j\omega t}$, ω 为工作频率, i 、 g 为小讯号分量。

将电流、电导表达式代入方程(6), 对小讯号分量取一次项, 得到

$$\frac{\mu' \delta}{\mu_0 \kappa} \cdot G \cdot \frac{dg}{dx} + v \cdot g = \mu_0 i. \quad (10)$$

由电流连续性方程

$$\frac{di}{dx} = -j\omega \cdot \frac{g}{\mu_0}. \quad (11)$$

合并(10)(11), 得出:

$$\frac{\mu'}{\mu_0} \cdot \frac{\delta}{\kappa} G \cdot i_x'' + v i_x' + j\omega i = 0. \quad (12)$$

我们着重研究 $G_0(x)$ 是线性分布时的情况。

根据上一节的讨论, 近似地有 $G \approx G_2$, $v = v_2$ 都是常数, 按二阶齐次常系数方程求解, 得出:

$$i = i_0 e^{\alpha \pm \frac{v_2}{\mu_0} x}. \quad (13)$$

式中

$$\alpha = \frac{\sqrt{1 - j\beta} - 1}{\beta/2}, \quad \beta = \frac{4\omega G_2}{v_2^2} \cdot \frac{\mu' \delta}{\mu_0 \kappa}. \quad (14)$$

α 的实部 $\text{Re}(\alpha) > 0$, 这表明由于 $-R-C$ 效应、高频电流在传输中, 将随距离而递增, 这是一个很重要的结果, 这样, 我们将以三端器件的形式, 比较理想地利用 GaAs 材料的负微分迁移率特性。

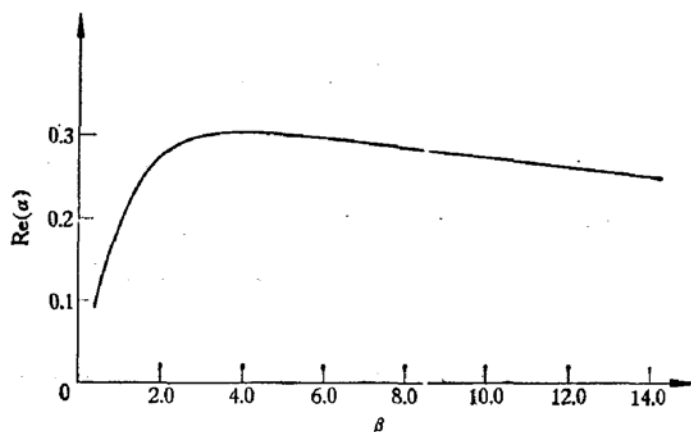
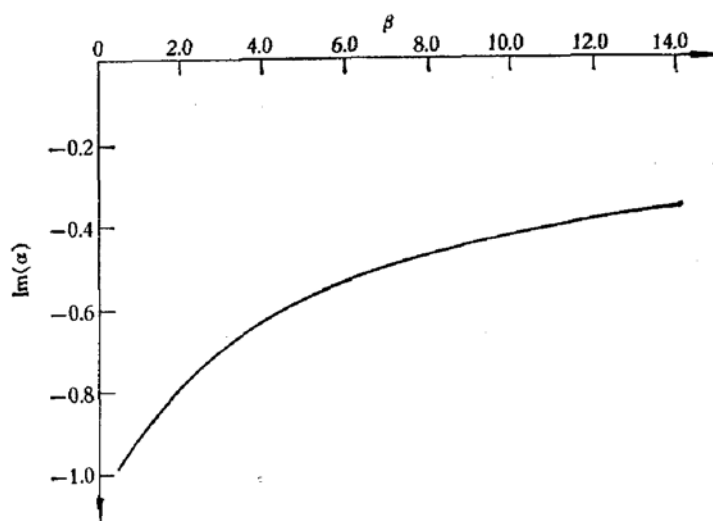


图3 $\text{Re}(\alpha) \sim \beta$ 关系

图3、图4分别给出不同 β 值下, $\text{Re}(\alpha)$ 、 $\text{Im}(\alpha)$ 的取值、 $\text{Re}(\alpha)$ 当 $\beta \approx 4$ 时取极大值 $\text{Re}(\alpha)_{\max} = 0.3$, 而当 $\beta = 1.6 \sim 14$ 间, $\text{Re}(\alpha) \geq 0.25$, 这就给出了一定 ω 下工作电流的适当取值范围。

图4 $\text{Im}(\alpha) \sim \beta$ 关系

$\beta \gg 1$ 时, $\omega \text{Re}(\alpha) \propto \sqrt{\omega}$, 频率越高增益越高, 但是, 当波长 $\lambda = \frac{v_2}{f \cdot \text{Im}(\alpha)} < 2\pi\delta$ 时,

Shockley 渐变近似不能很好成立, 频率特性实际上不是无限的, 但在目前工艺水平下, 整个毫米波段内都可取得良好性能。下面举一个 4mm 频段工作的器件的例子: 设 $\mu_0 = 5000 \text{ cm}^2/\text{V} \cdot \text{sec}$, $v_0 = 1.5 \cdot 10^7 \text{ cm/sec}$ 当 $E_2 = 7000 \text{ V/cm}$ 时, $v_2 = 1.2 \cdot 10^7 \text{ cm/sec}$, $-\mu' = 500 \text{ cm}^2/\text{V} \cdot \text{sec}^{[3]}$ 。

取 $G_s = 0.33 \text{ mmho}$ (相当于杂质 $4.2 \cdot 10^{11} \text{ atom/cm}^2$) $G_d = 0.8 \text{ mmho}$ (相当于杂质 $1.0 \cdot 10^{12} \text{ atom/cm}^2$) $\delta = 0.3 \mu$, $L = 4 \mu$, 沟道宽 100μ 。

截止电压 $V_0 = 2 \text{ V}$, 当 $V_{gs} = 1.7 \text{ V}$, $V_{ds} > 4.5 \text{ V}$ 时, $G_s = 0.05 \text{ mmho}$, 工作电流 $I = 1.5 \text{ mA}$, 互导 $S = 5 \text{ mA/V}$ 。

$f = 75 \text{ Gc}$ 时, $\beta = 2.45$, $\text{Re}(\alpha) = 0.28$, $\text{Im}(\alpha) = -0.74$, 电流增益 $G_i = e^{4.4} = 81.5$ 倍。传输波长 $\lambda = 2.2 \mu$ 。

三、结 语

通过对传输性能的计算, 我们定量地看到了预期的结果。即高频电流沿沟道递增。相比之下, 原来限制 GaAs FET 性能的一些因素, 像由于源、漏电阻造成的一些衰减等, 都显得不重要了, 器件的高频性能得到大幅度提高, 特别是将大大提高可能工作的频率上限。

在本文中我们没有具体讨论实现渐变截面沟道的工艺途径, 如非均匀掺杂工艺等, 这在当前已经是可能实现的。

参 考 文 献

- [1] 朱恩均, “电子”(北京电子管厂内部刊物)1978.5.
- [2] Shockly, W. *Proc. IRE.* 49, 1365(1952).
- [3] Rees, H. D. *IBM J. Res. Develop.* 13, 537(1969).

VARIED CROSS-SECTION FET (VCFET)

Zhu Enjun

(*Electron Tube Factory, Beijing*)

Abstract

A new construction of FET with slow variation channel "cross-section" (conductivity) is proposed in this paper. In a conventional FET, the high frequency current flowing in the channel is attenuated by the R-C effect of the channel resistance and side capacitance. In a GaAs VCFET, however, the high frequency current amplitude will be enhanced along the channel, when the channel electric field intensity is so controlled that the electron differential mobility is negative, thus, obtaining a three-terminal negative resistance amplifier with very high critical frequency.