

行波场效应器件的耦合模作用原理*

任裕安 阮贵华

(中国科学院电子学研究所)

提 要

本文提出一个用增加电极长度来提高微波场效应器件输出功率的新方法。从一个具有分布参数的电极系统模型出发,求得一组描述电极系统上电流电压与半导体中的电荷流的相互作用方程,这些基本方程以耦合模的形式表示。本文讨论了弱耦合情况下的行波放大特性。在同步工作时,增益具有极宽频特性,波幅沿漏极线上线性增长,功率输出正比于电极的有源长度,并具有宽频功率合成特性。在异步工作时,增益变为低频窄带特性。当系统的电磁耦合存在时,系统中的波幅沿线路近似地按指数增长,并具有高增益特性。在合适的电极系统设计下,行波场效应器件是可以实现大功率输出,长寿命工作的。

一、引 言

在过去十年中,功率场效应管的微波性能得到迅速的提高。目前,由于它们的性能已经有相当高的水平而引起人们的广泛注意。微波场效应放大器的明显优点是它的重量轻,体积小,畸变低和工作电压低。在一些尖端性设备中已广泛应用。但进一步提高场效应管的输出功率,仍是一个迫切的任务。

功率场效应管的最大输出功率正比于它的工作电压和流过有源沟道中的总电荷流。工作电压决定于漏源电极的击穿电压。这牵涉到电极之间的距离选择,掺杂的浓度,衬底漏电流的控制,与各层材料的厚度和带台阶形有源沟道的几何形状等,以及上述各因素的最佳组合。有关这些因素组合的最佳化是提高击穿电压或输出功率的一个重要办法之一,但这种改进是有限度的并受材料特性限制。

增大器件总的沟道电流是提高输出功率的可行办法。沟道电流正比于电极系统在栅极宽度方向的几何尺寸,因此,应使电极系统的尺寸在栅极宽度方向上尽可能长。然而,我们不能随意加大这方面的尺寸而不受增益,效率和工作频宽等性能降低的限制。因为在长的电极系统中,电极的线路分布参数的影响,电极上波的相互耦合和传播特性等等因素就不可能忽略。有不少人曾企图用简单的增大传统的场效应管的电极尺寸的办法来提高输出功率,但他们都未能成功。随着电极尺寸的简单加大,器件的工作特性,输出功率、效率等不是改进了,而适得其反,是降低了。因此,有必要对传统的场效应管的电极系统重

* 1982年10月18日收到。

新加以分析研究。

直到现在,晶体管的电极一直被简单的看作是电荷收集器或控制单元,对它们的设计

主要按静电学原理. 因此,由电极系统所导引的电磁波以及波与半导体内的电荷流之间的相互作用长期被忽略了.

在微波波段工作时,长的电极系统应该按高频电磁场原理去分析研究. 图 1 是一个具有长电极系统的单元场效应管,可以把栅-源电极看成是一对传输线路^[1,2], 而漏-源电极看成是另一对传输线路. 以下我们将对这种结构进行分析.

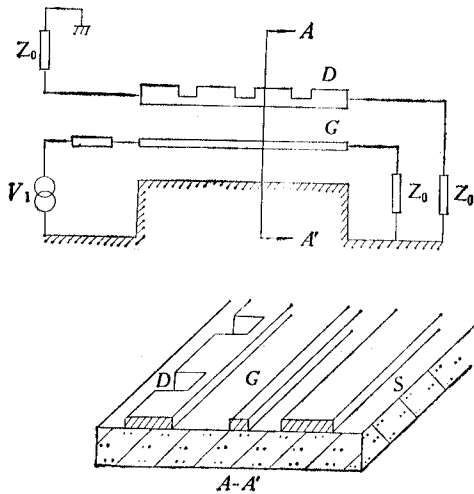


图 1 一种行波场效应管的结构

Fig. 1 A proposed structure of the TW FET

我们可以把栅源电极作为一对传输线,把漏源电极作为另一对传输线来处理,在这两对传输线的两端均接上匹配负载以保证线路上的行波模式工作. 图 2 是这个结构的等效线路. 根据图 2, 可以导出行波场效应管的作用方程组. 图 2 中漏和栅线路中的串联阻抗 Z'_1 及 Z'_2 周期性地连接在线路中, 以便

二、行波场效应管的原理分析

图 1 是本文将要分析的一种行波场效应管的结构, 我们可以把栅源电极作为一对传输线,

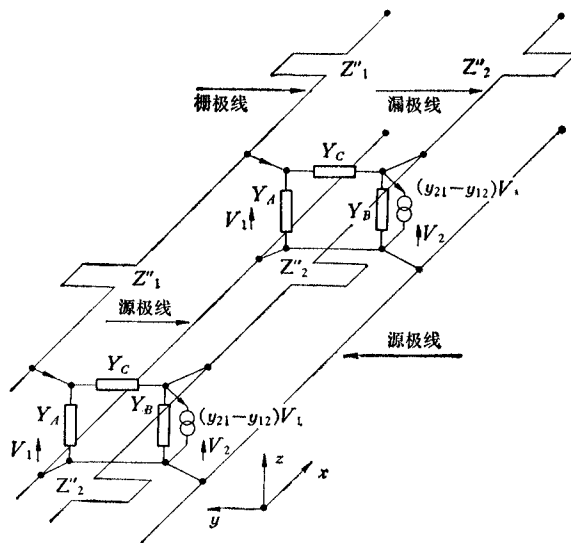


图 2 行波场效应管的分析模型

Fig. 2 The TW FET model for analysis

控制相位传播速度. 场效应管的有源部分可以看成成为一系列的集中元件, 周期性连接在漏线路与栅线路之间. 图 2 的模型可以看作由三个主要部分组成. 第一部分是单元场效应管, 它可以用一个在输出端具有一个等效电流源的 π 网络来表示^[3]. 第二部分是有源的漏

线路, 它是由单元场效应管的等效电流源 J_2 所激励. 第三部分是当单元场效应管不存在时, 由无源栅线路和漏线路组成的耦合传输系统^[4].

根据网络理论, 单元场效应管的等效参数为:

$$Y_A = y_{11} + y_{12}, \quad (1)$$

$$Y_B = y_{22} + y_{12}, \quad (2)$$

$$Y_C = -y_{12}; \quad (3)$$

其等效电流源为:

$$J_2 = (y_{21} - y_{12})V_1. \quad (4)$$

漏极线的等效线路本身可以看作一个无源传输线, 并受电荷流 J_2 激励. 此 J_2 电流源沿漏极线均匀分布. 在漏极线上的电压电流波动方程表示如下:

$$-dV_2/dx = z'_2 I_2, \quad (5)$$

$$-dI_2/dx = y'_2 V_2 - J_2. \quad (6)$$

由分布单元场效应管连接起来的漏极传输线与栅极传输线组成一简单耦合线, 当电流源 J_2 不存在时, 耦合线的电流电压方程可表示为

$$-dV_1/dx = z'_1 I_1 + z'_m I_2, \quad (7)$$

$$-dI_1/dx = y'_1 V_1 + y'_{m1} V_2, \quad (8)$$

$$-dV_2/dx = z'_2 I_2 + z'_m I_1, \quad (9)$$

$$-dI_2/dx = y'_2 V_2 + y'_{m1} V_1, \quad (10)$$

其中 $z'_j (j = 1, 2)$ 和 $y'_j (j = 1, 2)$ 是耦合线每单位长度的自身阻抗和导纳, z'_m 和 y'_{m1} 是每单位长度下的互耦阻抗和导纳.

根据图 2 所示的模型并综合上述各式, 我们可以得到全系统的互作用方程为:

$$-dV_1/dx = z'_1 I_1 + z'_m I_2, \quad (11)$$

$$-dI_1/dx = y'_1 V_1 + y'_m V_2, \quad (12)$$

$$-dV_2/dx = z'_2 I_2 + z'_m I_1, \quad (13)$$

$$-dI_2/dx = y'_2 V_2 + y'_{cm} V_1, \quad (14)$$

其中

$$y'_1 = y'_{10} + y'_{11} + y'_{12}, \quad (15)$$

$$y'_m = y'_{m1} - y'_{12}, \quad (16)$$

$$y'_2 = y'_{20} + y'_{22} + y'_{12}, \quad (17)$$

$$y'_{cm} = y'_{m1} - y'_{21}. \quad (18)$$

上述带撇的参数表示每单元长度的量值, y'_{10} , y'_{20} 是栅极线和漏极线无源时的自身导纳.

三、行波场效应管互作用的耦合模方程

从上述的作用方程中, 我们可以看出在栅极线与漏极线上的电流电压是相互耦合的. 在微波波段, 特别是在分析带有分布参数的系统时, 使用功率或能量流的概念去描述其基本互作用的现象较为方便. 因为在实际工作中, 测量微波功率比测量微波电流电压简单. 所以我们将上述的电流电压互作用方程转换成耦合模形式^[5,6].

按耦合模的定义,把式(1)–(14)全部转换成耦合模的形式,这些关系式为:

$$g_{\pm}(x, t) = g_{\pm}(x)e^{j\omega t} = (V_1 \pm Z_g I_1) / 2\sqrt{Z_g}, \quad (19)$$

$$d_{\pm}(x, t) = d_{\pm}(x)e^{j\omega t} = (V_2 \pm Z_d I_2) / 2\sqrt{Z_d}, \quad (20)$$

其中 Z_g 和 Z_d 是栅极线和漏极线的特性阻抗.

将式(19),(20)代入式(11)–(14)得互作用方程的耦合模表示式为

$$\begin{aligned} (d/dx \pm j\beta_g)g_{\pm}(x) = & -j\sqrt{(\beta_g\beta_d)} \left[\frac{1}{2}(k_l \pm k_c)d_+(x) \right. \\ & \left. - \frac{1}{2}(k_l \mp k_c)d_-(x) \right], \end{aligned} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} (d/dx \pm j\beta_d)d_{\pm}(x) = & -j\sqrt{(\beta_g\beta_d)} \left[\frac{1}{2}(k_l \pm k_{cm})g_+(x) \right. \\ & \left. - \frac{1}{2}(k_l \mp k_{cm})g_-(x) \right], \end{aligned} \quad (22)$$

其中

$$\begin{aligned} Z_g &= \sqrt{(z'_1/y'_1)}, & Z_d &= \sqrt{(z'_2/y'_2)}, \\ \beta_g &= -j\sqrt{(z'_1y'_1)}, & \beta_d &= -j\sqrt{(z'_2y'_2)}, \\ k_l &= z'_m/\sqrt{(z'_1z'_2)}, & k_c &= y'_m/\sqrt{(y'_1y'_2)}, & k_{cm} &= y'_{cm}/\sqrt{(y'_1y'_2)}, \end{aligned}$$

式中 $g_+(x)$ 和 $d_+(x)$ 是在 $+x$ 方向上,在栅极线和在漏极线上前向波的复振幅. $g_-(x)$ 和 $d_-(x)$ 是在 $-x$ 方向上,在栅极线和在漏极线上反向波的复振幅. 在线路上的 x 点处 $|g_+(x)|^2/2$ 和 $|g_-(x)|^2/2$ 分别代表栅极线上的前向波功率和反向波功率,而 x 点处,栅极线上的总平均功率为 $(|g_+(x)|^2 - |g_-(x)|^2)/2$. 在漏极线上亦有类似的关系.

式(21)和(22)是整个耦合系统的普遍方程. 求解上述联立微分方程组虽然繁琐,但是直接. 本节将讨论某些较实际的情况,以获得一些有实用价值的结论.

有两种实际情况:第一种是当 $J_2 = 0$ 的无源情况,第二种是当 $J_2 \neq 0$ 的有源情况. 在无源情况下,当 $k_l = k_c = 0$ 时,式(21)和(22)退化为两组独立的传输线系统;当 $k_l = k_c \neq 0$ 时,式(21)和(22)表示一个同向的定向耦合器系统;而当 $k_l = -k_c$ 时,则式(21)和(22)表示一个反向的定向耦合器系统(例如,在微波技术中常用的微带线定向耦合器). 当 $k_l = -k_c = \sqrt{2}$ 和耦合长度为 $1/4$ 波导波长时,式(21)和(22)代表一个 3 分贝分功率器或合成器. 当 $k_l \neq k_c$ 时,式(21)和(22)所代表的耦合系统已有论文讨论^[5,6],不再赘述,本文主要讨论有源情况时的行波耦合系统.

四、弱耦合情况下的行波作用

我们研究一个理想情况,即假设栅极和漏极线路上无分布损耗并且是弱耦合情况,亦即 $k_c = k_l = 0$ 的情况. 研究这个简单但很实际的情况,将使我们更容易了解行波场效应管作用的特性.

当 $k_c = k_l = 0$ 时,全系统的耦合参数只有半导体内的电荷流,所以

$$k_{cm} = -g'_m / \sqrt{y'_1 y'_2},$$

其中 g'_m 是场效应管的单位长度的跨导。

对式(21)和(22)直接求解, 则可得两种情况。(1)同步情况: 当 $\beta_g = \beta_d = \beta$, 即栅和漏极线路上的传播相速相同时, 则有

$$d_+(x) = [K \cdot x + D_+(0)]e^{-j\beta x}, \quad (23)$$

$$d_-(x) = [jK/2\beta + D_-(0)]e^{+j\beta x} - (jK/2\beta)e^{-j\beta x}, \quad (24)$$

其中 $K = \frac{1}{2} g'_m Z_d G_+(0)$, $D_+(0)$, $D_-(0)$ 是漏极线上在 $x = 0$ 处的边值, $G_+(0)$ 是栅极上在 $x = 0$ 处的边值。

当栅极和漏极传输线上两端均匹配良好, 外信号源加在栅极线的输入端时, 在 $x = 0$ 处, 则有 $D_+(0) = 0$, $d_-(l) = 0$, (其中 l 是作用线路长度), $G_+(0) \neq 0$ 。则式(23), (24)可改写为:

$$d_+(x) = (K \cdot x)e^{-j\beta x}, \quad (25)$$

$$d_-(x) = -(K/\beta) \cdot \sin \beta(x-l)e^{j\beta x}. \quad (26)$$

(2) 异步情况: 当 $\beta_g \neq \beta_d$, 我们有异步情况。当漏极和栅极线均匹配良好时, 则有 $D_+(0) = 0$, $d_-(l) = 0$ 和 $G_+(0) \neq 0$, 则

$$d_+(x) = [2K/(\beta_d - \beta_g)] \sin [(\beta_d - \beta_g)(x/2)] e^{-j[(\beta_d + \beta_g)x/2]}, \quad (27)$$

$$d_-(x) = [-2K/(\beta_d + \beta_g)] \sin [(x-l)(\beta_d + \beta_g)/2] e^{+j[(\beta_d - \beta_g)x/2 - (\beta_d + \beta_g)l/2]}. \quad (28)$$

从上述的推导, 我们可以得到一些有用的结果。比较式(25)和(27), 我们看出同步时, 总增益具有极宽频带特性。条件是要常数 K 与频率无关, 亦即要求特性阻抗 Z_d 和 Z_g 与频率无关; 还要求栅极和漏极有宽带的同步条件和单位长度下的跨导 g'_m 与工作频带无关。这些条件是可以实现的。在同步情况下, 系统上的波幅具有线性叠加特性, 所以在漏极线路上的正向功率流随着电极的有源长度增加而线性增加。这个放大特性有利于通过增加电极的有源长度的办法来增大功率输出, 同时还能保证线路的输入输出阻抗保持较高的数值。高阻抗值对高效率传送微波功率是有利的。

在异步情况下, 增益具有窄带特性。当线路长度增加或工作频率升高时, 增益进一步跌落。增益下跌是由于漏极线上波的干涉结果。式(26)和(28)表示功率损耗, 并被连接在 $x = 0$ 处匹配负载所吸收。

在传统的 MESFET 结构中, 同步行波作用的机理并不存在, 因为有源区对栅极线上的传输特性和对漏极线上的传输特性的影响不相同, 并且在几何尺寸上说, 栅极离源极较近, 而漏极离源极较远。基于上述理由, 我们至今不能在传统的 MESFET 结构中得到同步传播。特别是在工作波长缩短时, 由于波的异步影响更突出, 因而输出功率随电极尺寸的增加而降低, 同时由于栅极尺寸细小, 线上的高频损耗大, 进一步使放大作用减弱。在本文提出的模型中, 把均匀的 FET 结构分拆成断续的周期结构, 并用一对公共的漏极和栅极传输线, 把单个的单元 FET 连接起来, 组成一个耦合的有源周期结构系统。并且在每两个单元 FET 之间插入适当的元件, 以调整漏极线和栅极线上的波速, 使之同步, 同时公共的漏极线和栅极线可以选用较大的尺寸, 使线路上的高频损耗降低, 因此能兼顾同步工作和降低损耗, 这有利于提高输出功率, 缩短工作波长。

我们建造了一个低频模型,在 10—100MHz 频率下进行测试,以证实弱耦合下的分析结果.漏极线和栅极线都用人工线来模拟,人工线是由集中电感和可调电容组成.图 3 示出了这个模型的线路.场效应管的分布有源元件用双栅极 MOSFET BF960 (西德德律风根公司产品)来模拟.其漏极电压为 15V,第二栅偏压为 4V,第一栅偏压为 0V.这个有源模型由六段有源段组成,每段长度为 15mm,如图 3 所示.漏极线和栅极线均有

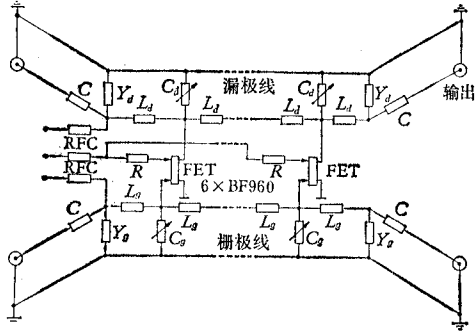


图 3 行波场效应管模型线路图
(有源元件用双栅极 MOSFET BF960 模拟)

Fig. 3 Schematic diagram of TW FET model
(using dual gate FETs BF960)

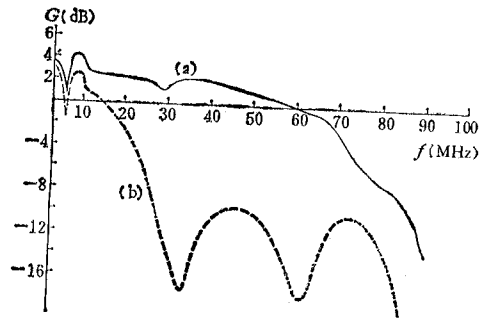


图 4 异步情况下增益的频率特性
(a) 前向增益, (b) 反向增益

Fig. 4 Non-synchronous case, the drain forward gain (a) and backward gain (b) vs. frequency

两个终端.一个终端是用作信号功率输入或输出端口.另一终端用作连接匹配负载,以吸收反向功率和在任何的线路反射.这个端口亦可作为监测在 $-x$ 方向上的功率传播.

模型中线路的电磁波传播速度可以调整,以获得同步或异步情况.为求得大的异步状态,必须在栅极线上附加分布电容,以模拟栅极线上肖特基结的耗尽层电容.栅极线和漏极线上的频率速度特性或 $\omega-\beta$ 图可以用网络测试仪求得.栅极线上和漏极线上的慢波度分别调整到 0.0144 和 0.0201.图 4 示出了实测的前向增益和反向增益的频率特性.图中可清楚的看出,靠近高频端的下跌的窄频带特性.这个特性正是式 (27) 及 (28) 所预示的.反向增益有随频率升高而衰减摆动的特点.

在同步情况下,漏极线与栅极线的传播被调到具有相同的特性.慢波因子是 0.0273.每一个有源段长 15mm.在 10—100MHz 频段,此长度大约为 0.09 到 0.18 个波导波长,亦即六段总长度约为 0.55 到 1.1 个波导波长.测得的增益的频率特性示于图 5.前向增益在 3 个倍频程下是恒定的.这个宽频特性正是式 (25) 所预示的.反向增益亦有随频率增高而衰减摆动的特点.

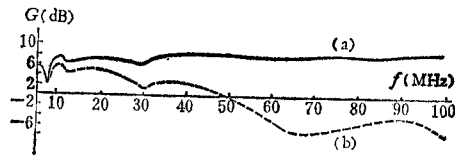


图 5 同步情况下增益的频率特性
(a) 前向增益, (b) 反向增益

Fig. 5 Synchronous case, the drain forward gain (a) and backward gain (b) vs. frequency

在同步状态下, 行波作用的另一重要特性是它具有宽带功率合成能力. 波幅的增加是线性的, 正比于有源段的总长度. 这个特性可以通过测量在模型的漏极线上, 射频电压沿长度的分布而得以证实. 图 6 示出了测量的结果. 这些曲线表示出, 电压振幅随漏极

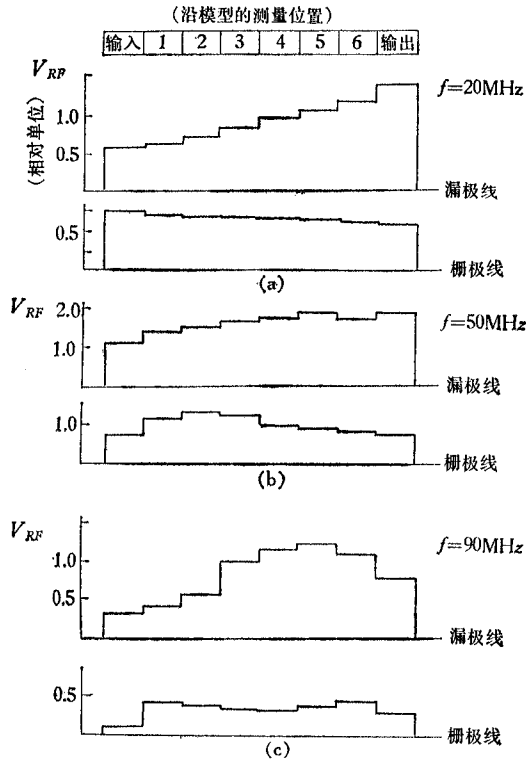


图 6 在测试模型长度上射频电压的分布图

Fig. 6 The RF voltage distribution along the test model

线长度线性增加, 而在栅极线上, 电压按长度的分布是恒定的. 功率合成的定量测量结果示于图 7. 结果表明, 输出功率与有源段总长度成比例. 这亦为式 (25) 所预示的. 图 8 是模型的饱和状态的输出功率、效率和谐波输出特性.

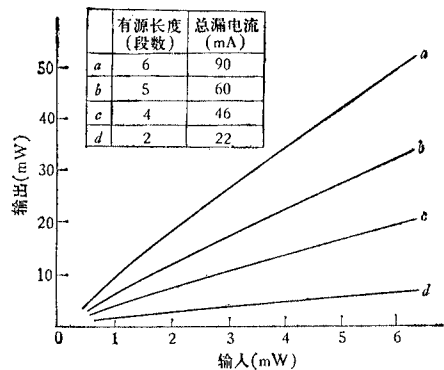


图 7 在同步状态下, 不同的有源段总长度所对应的传递特性, 表示了模型的功率合成能力

Fig. 7 Synchronous case, the measured transferred characteristic of different active lengths, showing the power combining capability of the model

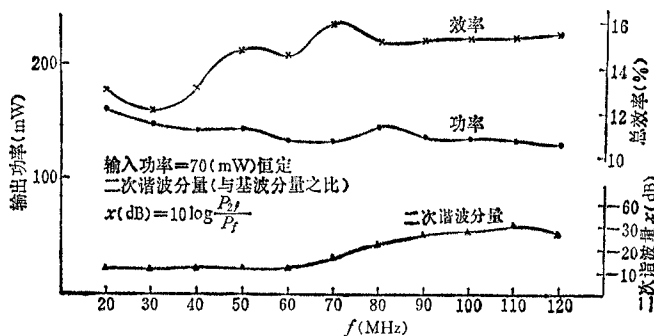


图 8 在同步状态下, 模型的饱和输出功率、效率和谐波输出特性

Fig. 8 The saturated power output, efficiency and second harmonic content versus frequency for TW-mode operation

五、强耦合情况下的行波作用

当耦合系数 k_c 、 k_l 不能忽略时,求解式(21),(22)的微分方程组就较为复杂了. 一般说只能用电子计算机求数值解. 在上述的行波相互作用系统中, k_l 、 k_c 和 g'_m 是可以分别控制的因子, 它们之间的不同组合必然会引出不同的相互作用现象. 关于这些参数对放大特性的影响以及它们之间的组合和最佳化问题, 将另文介绍. 本文只举一些有参考价值的数值计算结果.

图 9 是不同耦合参数下的栅极线上的波幅和漏极线上的波幅沿线路的分布. 信号从栅极线路的输入端馈入. 互感耦合系数 k_l 与电容耦合系数 k_c 数值相等符号相反. 栅极

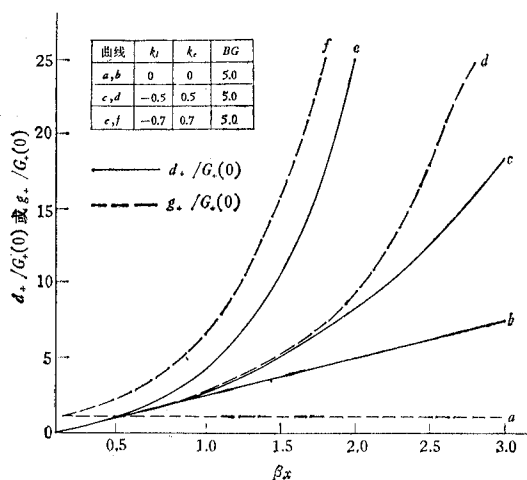


图 9 当耦合系数 $|k|$ 为 0, 0.5, 0.7 和 $BG = 5.0$ 时, 栅极上的波幅(虚线)与漏极上的波幅(实线)沿线路的分布; 信号由栅路入端馈入; BG 为有源参数, 正比于单元 FET 的跨导

Fig. 9 The wave amplitude distribution along the gate line and the drain line under different coupling factors with signal input applied at the gate. (dotted line for the gate wave, solid line for the drain wave)

上的波与漏极上的波同步. 图 9 中曲线 a 、 b 是当耦合系数 k_l 、 k_c 可以忽略时的波幅沿线路的分布. 这种特性正是式(25)所预示的. 随着耦合参数数值的增大, 栅极线上的波幅有明显的增长. 越接近于输出端, 栅极线上的波幅越大于漏极线上的波幅, 当耦合参数数值继续增大时, 波幅沿线路的增长加快, 近似地按指数增长. 因此在较短的线路长度上, 就可以得到较大的增益. 在这种情况下, 在栅极和漏极的输出端均有放大波的输出.

图 10 是仅考虑栅漏线路之间有容性耦合参量存在时的情况(亦即互感耦合系数 $k_l = 0$). 在相同的单位跨导值下, 与 $k_l \neq 0$ 时相比, 波幅沿线路的增长率较低; 栅极上的波幅略有增长, 但远比漏极上的波幅增长为低; 而漏极上的波幅增长, 则快于线性增长率. 这种现象与行波管中的波沿慢波线的增长情况相似. 从上述两图的结果可知, 当耦合系数不可忽略时, 波的增幅较明显, 所讨论的行波相互作用系统有高的增益特性. 对这样系统的深入分析研究, 将有助于发现更多的有意义的相互作用现象, 从而可能设计出具有分布作用的新一代微波固体器件.

六、结 束 语

行波场效应器件是一种分布作用器件. 波的放大作用是由电极系统中的分布参数、电极之间的相互耦合和电极系统上的电磁波与半导体内电荷流的相互作用而得到的. 本

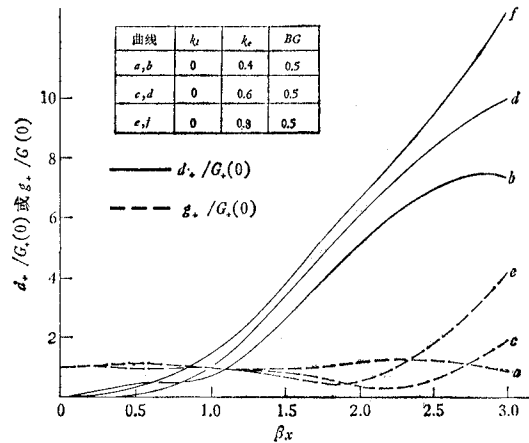


图 10 当 $k_1 = 0$, $BG = 5.0$ 和 k_c 为不同值时, 栅极上的波幅(虚线)与漏极上的波幅沿线路的分布; 信号由栅路入端馈入; BG 为有源参数, 正比于单元 FET 的跨导

Fig. 10 The wave amplitude distribution along the gate line and the drain line when $k_1 = 0$ with different k_c and the signal input applied at the gate. (the dotted line for the gate wave, solid line for the drain wave)

文利用耦合模理论讨论了这些相互作用, 从而获得了一些有意义的结果. 栅与漏电极系统上的波的传播速度不相同, 系统上波的相互干涉起主要作用, 因而增益具有低通和窄带的特性. 当电极系统的波同步工作时, 器件的增益具有超宽频带特性, 同时还具有宽频带的功率合成能力. 如果电极系统上电磁耦合不可忽略时, 波沿线路增长很快; 在一些特殊场合, 波幅将按指数律增长. 在所有工作参数, 波速的同步和异步, 耦合系数的强弱以及半导体的一些固有参数均可分别控制时, 就有可能按本文提出的行波作用模式, 采取最佳化条件, 设计出具有优越性能的微波固体器件. 同时由于在几何结构上可以采用大尺寸、多单元的组合, 使得整个系统的功耗密度大为降低, 为器件的高功率输出和长寿命工作提供了必需的前提. 因此, 在微波波段、中功率电平下, 按照行波作用原理设计的新的一代行波场效应器件, 在性能上将可作到与行波管相比美. 可以预见, 它们在微波技术中, 在空间技术中将会发挥应有的作用.

参 考 文 献

- [1] Y. Aono, et al., *Jap. J. Appl. Phys.*, **17**(1978), suppl. 17-1, 147—152.
- [2] R. L. Kuvas, *IEEE Trans. on ED*, **ED-27** (1980), 1193.
- [3] M. S. Ghauri, principles and design of linear active circuits. McGraw-Hill Book Co., New York, 1965, 43.
- [4] V. K. Tripathi, *IEEE Trans. on MTT*, **MTT-23** (1975), 734.
- [5] W. H. Louisell, Coupled mode and parametric electronics, J. Wiley and Sons, New York, 1960.
- [6] M. K. Krage and G. I. Haddad, *IEEE Trans. on MTT*, **MTT-18**(1970), 217.

THE COUPLED MODE THEORY OF THE TRAVELLING WAVE FET INTERACTION

Ren Yuan, Ruan Guihua

(Institute of Electronics, Academia Sinica)

A new method of increasing the power capability of microwave FETs by increasing the electrode length is proposed. An analytical model with distributed parameters of the structure is derived. A set of equations describing the mutual interaction of voltage and current on the electrodes with the charge current in the active layer of FET is found. This set of basic equations is transformed into coupled mode form. When the electromagnetic coupling is weak enough and in synchronous case, the wave amplification with ultra wide bandwidth occurs. The wave amplitude along the drain electrode system increases linearly with distance, the power output is directly proportional to the active drain electrode length. A broadband power combining exists. In nonsynchronous case, wave amplification shows only a narrow bandwidth. When the electromagnetic coupling cannot be neglected, the wave amplitude grows exponentially along the electrode length, indicating a high gain characteristic. The TW FET can be realized by proper design of the electrode system, and high power output with long life operation results.