

半导体硅大功率管 抗烧毁技术资料汇编

(内 部)

第四机械工业部第一研究所

一九七五年

前 言

在批林批孔运动普及、深入、持久发展的大好形势下，我们于一九七四年七月在哈尔滨市召开了硅大功率管抗烧毁技术经验交流会议。这次会议得到各参加单位的大力支持，会上收到技术资料30余份。为了充分发挥技术资料的作用，促进我国半导体硅大功率管的迅速发展，选择了19篇资料汇编成册，供有关单位参考。

在汇编、校对、印刷工作中得到北京工业大学、北京宣武器件三厂、北京第二新华印刷厂和提供资料各单位的大力支持、帮助，仅向上述单位表示感谢。

由于时间紧，水平低，汇编中难免有错，请读者批评指正。

目 录

晶体管的二次击穿及其改善措施	浙江大学 (1)
“小八一”电台功放管 3DA77 生产实践总结	国营北京电子管厂 (20)
“小八一”电台功放管 3DA77 的线路保护	国营烽火机械厂 (38)
400 兆 5 瓦硅功率管中的镇流电阻	
……浙江大学半导体专业 70 届工农兵学员、上海无线电元件五厂五车间 721 小组	(48)
利用镇流电阻提高超高频大功率管二次击穿耐量和“MOM”晶体管的简单介绍	
……	上海无线电七厂 (55)
关于扩散电阻图形结构的合理设计问题	上海半导体器件研究所 (59)
提高反偏二次击穿耐量的有效方法	国营江南无线电器材厂 (64)
——加厚外延层与双层外延	
采用内部网络来提高微波功率晶体管的抗烧毁能力	京字 130 部队 (69)
300 瓦低频大功率管抗二次击穿	上海无线电七厂 (77)
——采用单扩散和三重扩散工艺点滴体会	
50 瓦和 200 瓦硅 NPN 高反压大功率晶体管的二次扩散	
……	上海无线电二十九厂、杭州半导体器件厂 (84)
1000 瓦功率晶体管	国营卫光电工厂 (89)
硅 PNP 外延基区大功率晶体管的特性与工艺	上海半导体器件研究所 (94)
功率晶体管烧毁问题的考察报告	黑龙江大学物理系半导体专业、半导体器件厂 (101)
功率晶体管金属化可靠性实验研究	北京工业大学无线电系半导体器件专业 (133)
晶体管正偏二次击穿特性的测试	北京无线电仪器厂 (143)
JSE-1 晶体管二次击穿测试仪	扬州无线电元件二厂 (148)
关于功率晶体管反偏二次击穿的机理与测试方法	
……	北京工业学院、北京无线电仪器厂 (161)
图示法二次击穿安全检测	上海无线电元件五厂应用组 (174)
单脉宽晶体管结温测试实验	上海无线电元件五厂应用组 (178)

晶体管的二次击穿及其改善措施

浙 江 大 学

一、引 言

现代电子设备中的功率晶体管,如何提高它的抗烧毁能力,日益成为急需解决的突出问题。几年来国内在这方面已做了不少工作,并且取得了较大的进展,仅以二次击穿造成的烧管问题为例,经验证明无非是两类原因:或是功率晶体管的二次击穿耐量不好;或是电路设计时对于功率管的二次击穿现象及其相应的安全工作区范围缺乏足够的估计。为此,对于解决大功率晶体管在电路运用中的烧管问题,必须双方相互协作,加以解决。

在器件制造方面,一般应注意半导体材料的质量控制,合理的结构和工艺设计,严格的产品质量考核,以防止(至少应不易引起)器件在工作中局部过热点的恶性发展,这对于提高功率晶体管的二次击穿耐量是一个极为重要的关键问题。

在电路设计方面,应当估计到对于所设计的电路除正常工作状态外,是否存在着某些潜在的不安全因素,同时正确选择具有合适的安全工作区的器件,甚至必要时还需对原有电路进行修改,以便达到电路在今后的各种使用场合,不必耽心由于功率管的二次击穿而造成整机在使用现场中失效。

由此可见,一部可靠性高的整机,必须正确处理电路和器件性能之间的矛盾统一。几年来国内经验证明,整机厂和元件厂之间的密切配合,对于解决抗烧毁这一具体技术问题来说是一个十分重要的经验。凡是整机厂能抓住功率晶体管的低电压大电流安全工作的特点,同时器件厂又能针对整机厂所用电路的特点,设计或推荐合理的器件结构并不断提高器件本身的抗烧毁能力,那么抗烧毁问题就能得到解决。774厂和769厂以及其他各厂类似的密切配合,解决了整机生产中大功率管的烧管问题,就是一个有力的证明。

几年来在抗烧毁工作中,我们已经取得了不少可喜的成就,例如:

提高了工艺水平,发展了功率管的结构,丰富了产品类型,使“烧管”问题在较大程度上得到解决。

在器件设计方面,引入了发射极串联镇流电阻,如扩散电阻、镍-铬电阻、多晶硅电阻等,这些对于改善正偏二次击穿耐量均是有效的措施;设计“集电极镇流”作用,如在适当的器件中合理增厚外延层厚度或采用多层集电区结构以及有的工厂采用在集电极-基极结并联二极管组的方案等等,这些都对改善反偏二次击穿耐量提供了有效的措施;对于微波功率管,也设计了内部匹配网络,收到了预期的效果;超高频功率管方面的热设计,热电综合设计考虑也做了一些初步的探讨;对于低频功率管,大都考虑了宽基区的设计,等等。

在工艺措施方面,为减少局部缺陷,不少工厂着重对于扩散工艺,烧结工艺等做了大量摸索,并且从失效器件的解剖工作中,看到了严格工艺操作,避免铝层划伤问题的重要性。

在材料质量控制方面,不仅对于硅片原材料注意质量检验,同时注意了管壳管座的质量改进。

在二次击穿的测试仪器方面,整机厂和器件厂各自都试制了一些正偏和反偏二次击穿测试仪,北京无线电仪器厂和扬州无线电元件二厂也正在试制正偏二次击穿测试仪,后者并已提供用户开始试用。反偏二次击穿测试仪在北京工业学院和北京无线电仪器厂的努力下亦已取得较大进展。从而初步填补了我国在无破坏二次击穿测试方面的空白。

此外,对于晶体管慢性损坏机构的研究,如金属化系统的电迁移问题已受到重视并已着手进行研究。

随着这些工作的进一步进行和即将进行的一些新的有关解决抗烧毁问题的研究,预计国内在硅大功率半导体器件方面的“烧管”攻关问题,即将得到很大程度的解决。

本文仅从器件制造角度,详细讨论与抗烧毁有关的晶体管的二次击穿及其改善措施,以供参考。

二、关于二次击穿的“触发能”理论

二次击穿是功率晶体管生产和使用中较为突出的一个实际问题。它直接关系到器件制造的数量和质量,同时还影响到电子设备的可靠性。二次击穿问题被发现以后,大约经历了十五年左右的研究,虽然取得了很大的进展,但至今还是一个尚未最后解决的实践和理论问题。尽管已经提出了各种热的、电的以及热电的理论,但是它们只能解释各自提出的二次击穿的某些方面。因此,什么叫二次击穿,至今虽有许多(现象的)定义,但是都不能被普遍接受和公认。为此给二次击穿以一个普遍公认的高度完善的定义,仍是一个有待继续研究的课题。甚至连它本身这个易被误解的“二次击穿”名词都将被更改为一个更加确切地反映它的特殊导通机构的新词,因为最先使用二次击穿名词时或许仅仅是发现当晶体管处于反偏情况下器件处于“一次击穿”之后发生的缘故,所以叫做二次击穿。二次击穿是一种特殊的导电类型,凡是在半导体材料中有足够大的杂质梯度(如 $p-n$ 结)的半导体器件中,都有这种现象,对于二次击穿时所表现出的集电极——发射极电压的突然下降和电流上升这个现象则是公认的。一旦当各种器件发生了这种电压突然降落和电流上升的现象时,人们都采用了二次击穿这个名词。

现在我们用“触发能量论”的观点来描述二次击穿。

“触发能”理论的基础是建立在:当晶体管被偏置在输出特性 $V_{ce}-I_c$ 平面上的某些特殊点上工作时,如果发生二次击穿,那末它总是在这一工作点停留一定时间(我们称为延迟时间)之后。发生二次击穿之前,总是观察到一段延迟时间的这一事实,使我们有理由认为,如果有适合于产生二次击穿的条件,那么在二次击穿之前,在晶体管中就必然要吸收一定的能量,这能量我们称为“触发能量”。因此,触发能实际上就是延迟时间与耗散功率的乘积。于是我们可以定义,当晶体管被偏置到某些特殊工作点上的能量超过某一临界值时,将发生集电极——发射极上电压的突然下降和在低压大电流区出现一个小的动态电阻的现象时,我们就说它发生了二次击穿。

图1中表示在特殊点 M 处,发生了二次击穿的触发状态。令 V_{MSB} 和 I_{MSB} 分别表示触发到二次击穿前的电压和电流, t_d 为二次击穿触发功率 $P_{MSB}=V_{MSB}\cdot I_{MSB}$ 在 M 点停留的时间(t_d 即为触发延迟时间或延迟时间),则二次击穿的触发能量 E_{MSB} 与它们之间的关系表示为:

$$E_{MSB} = \int_0^{t_d} V_{MSB} \cdot I_{MSB} \cdot dt \quad (1)$$

式(1)说明若在 M 点发生二次击穿时,必需供给器件的最低能量。也就是说如果满足式(1)的

条件则导致二次击穿, 将所有处于类似 M 状态的点联接起来就构成了触发二次击穿的功耗线 P_{SB} 。图1中在电压小于 V_{ce0} 的一段功耗线①即为正偏二次击穿触发功耗线, 电压大于 V_{ce0} 的一段功耗线②为反偏二次击穿功耗线。

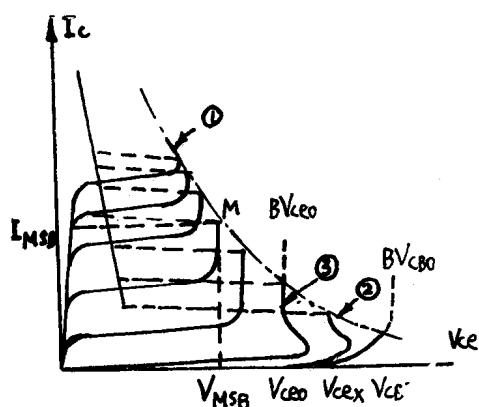


图1 晶体管集电极特性曲线

- ① --- 正偏 S·B 触发功率轨迹
- ② --- 反偏 S·B 触发功率轨迹
- ③ --- 基极开路 S·B 触发功率轨迹

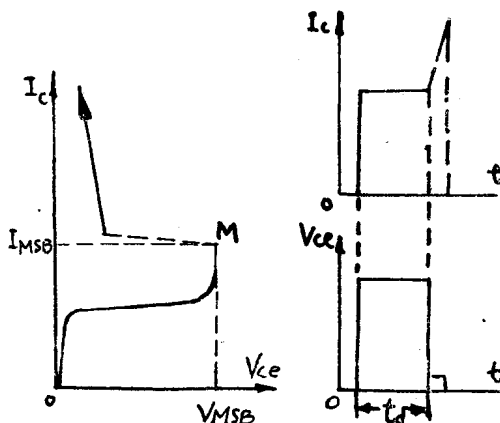


图2 SB的触发电压、电流和延迟时间 t_d

图2是图1在 M 点触发二次击穿所需能量 E_{MSB} 的解释说明, 这一能量概念实际上就是晶体管产品中用以确定不发生二次击穿工作条件的基础, 所提供的安全工作区(A·S·O)就反映了这个概念。正因为这样, 本文在讨论二次击穿问题时, 放弃了二次击穿的另外一些理论的介绍, 因为它们实质上仍是停留在定性或半定性的现象描述上。

安全工作区意味着在这个区域中不会引起二次击穿, 在图2中当相同的 I_c 和 V_{ce} 时, t_d 愈大, 即触发能愈大的晶体管, 它的抗二次击穿耐量就越大, 也就说明它将具有更大的安全工作区。

应用“触发能量论”的观点解释晶体管中发生的二次击穿现象时, 应当指出下列几点:

1. 触发能 E_{MSB} 表明, 如果发生二次击穿, 是当器件加上电压 V_{MSB} 和电流 I_{MSB} 时, 经过延迟时间 t_d 后才出现的, 这就说明二次击穿具有二维的性质, 这种二维性质正是人们认为触发能量论本质上是热理论的依据。但是, 按照触发能量论的观点, 它既然强调二次击穿决定于能量的临界值, 那么局部热点就不一定是重要的因素, 而 E_{MSB} 应与器件的空间电荷的具体状态密切相关。不过目前一般认为具有较长延迟时间的器件通常是因热机构引起, 而具有较短延迟时间的器件则取决于电的机理。

2. 触发能 E_{MSB} , 我们在前面曾经用 $V_{ce}-I_c$ 平面上的某些特殊点上建立起来的概念, 即它表示相对于过渡状态加以功率的晶体管的耐久量, 对于恒定功率消耗的状态而言是没有意义的, 很明显, 如果外加功率电平较低, 并且接近于恒定状态时, 晶体管是永远不会到达二次击穿的, 这时的 t_d 趋于无穷大, 因此根据定义, $E_{MSB}=\infty$, 这是与晶体管不能承受无限大能量的事实相矛盾的。这就说明, 对于 E_{MSB} 值只是当表现出“在多少时间内被加上多少功率”时才开始具有定义上的意义。

3. 由多少时间 t_d 内被加上多大功率 P_{MSB} 决定的触发能 E_{MSB} 取决于许多复杂因素, 如基极偏置状态、工作点、外界温度、器件结构和缺陷等等, 以工作点 V_{ce} 、 I_c 不同为例, 可以看

到,不同的工作点,它的 E_{MSB} 就不同。但当给定一个工作点时,则该点上的触发能 E_{MSB} 是一定的,即 $E_{MSB} = I_{MSB} \cdot V_{MSB} \cdot t_d = \text{常数}$,如果改变工作点,那么触发能也就改变。图3表示当加到晶体管上的功率 P_M 增加时,延迟时间迅速下降,如果与M点的 $E_{MSB} = \text{常数}$ 的曲线对比,则 t_d 下降的速率比 $E_{MSB} = \text{常数}$ 的曲线要快得多,这表明二次击穿不能以触发能等于常数来

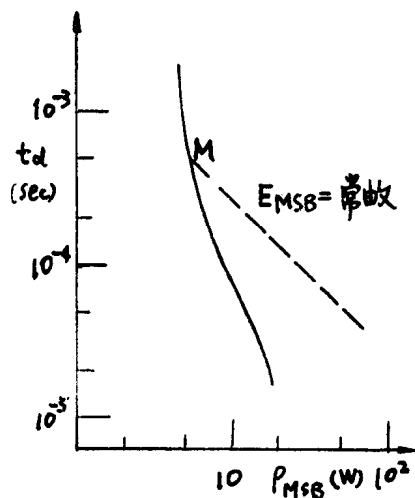


图3 $P_{MSB} \sim t_d$

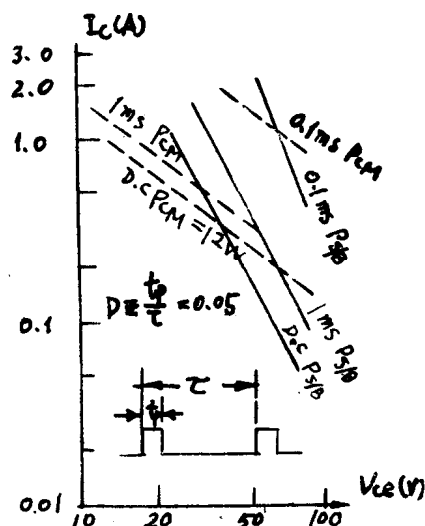


图4 2G721 用脉冲宽度 t_p 和空度比 D 表示的 P_{MSB} (实线)

表示,但是也不能因此认为二次击穿机理无法以能量加以表示,只是因为同一能量加到晶体管上,因工作点不同引起内部温升情况也将不同而已。由此可见,只用单一的能量 E_{MSB} 不能表示晶体管所有工作点的二次击穿特性,必须分别标出 P_{MSB} 和 t_d 以表示各点的二次击穿状态。图4就是上无五厂的2G721用延迟时间概念,以脉冲宽度 t_d 表示安全工作范围的实例(图中 P_{MSB} 数据,用扬州无线电二厂生产的JSE-1型晶体管二次击穿测试仪测得),它说明所加功率的时间如果不超过对应的 t_p 值,就一定可以安全工作,反之则要引起二次击穿。图4中实线反映出电压愈高,电流愈大, t_p (亦即 t_d) 愈短。附带指出图4虚线中关于脉冲情况下由过渡热阻决定的最大允许功耗是按Mortenson的处理方法由理论计算获得。

4. 由于触发能量是一种热现象的理论,因此测量二次击穿时随着测量电压的施加条件,重复频率的变化等不同,其结果也就出现很大差异,这点是应当注意和统一的。

三、关于“热点”和“电流集中”问题

在晶体管管芯中,如果在集电极结面积中发现了一个局部的微小范围,它的温度比其他部分高,我们把这一局部小区域就定义为“热点”。图5的示意图中,A点所对应的区域就是“热点”的位置。虚线为等温线,上面的数字表示温度值。应当指出,晶体管在正常工作中是要产生热点的。这当然不难理解,因为通常当我们考虑到集电结是一个发热源时,这样,在理想情况下,即使在集电结通过的电流是均匀的(实际的大功率特别是高频大功率管是不可能的),由于散热的原因,结的中心部分要比边缘部分难于散热,因此中心部分的温度要比边缘部分温度高,如果我们把整个集电极结面积范围内分成许多细小区域,至少总可以找出一个或一些区

域,它的温度比其他部分高,这区域就叫做“热点”。如果再考虑到实际晶体管由于材料、工艺或结构设计上的限制和不均匀情况出现,就会造成局部区域中的 $p-n$ 结势垒扩散电势 V_D 、放大系数 h_{FE} 、热阻 R_T 等在管芯上的不均匀分布,甚至还经常出现局部点上的雪崩倍增过程,这样就更加促使出现我们所讲的在正常工作中的“热点”产生。

这些热点当然是不理想的,但是只要它在晶体管工作过程中虽经电流和温度之间的反馈作用,但能趋于稳定,那么就不会有危险出现,意即这时的温度分布是相对稳定的,只有当这些热点由于在它的位置上通过的电流密度促使温度不断上升,温度上升又促使电流密度大量

增加时,就出现了“过热点”。这时绝大部分电流将从这“过热点”上通过,于是大大改变了原有管芯中的温度分布状态。因而最终导致在最严重的“过热点”位置上出现二次击穿。图6表示由于发热引起 I_{cbo} 增加现象出现时造成二次击穿发生前的征象和发生后的典型图形。因此,在这个意义上讲,要制造高耐量的功率管,关键的问题是消除这些“过热点”,至今消除这些过热点的有效办法是采用发射极镇流电阻。

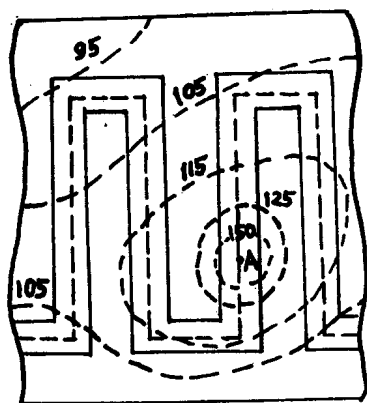


图5 管芯中温度分布示意图

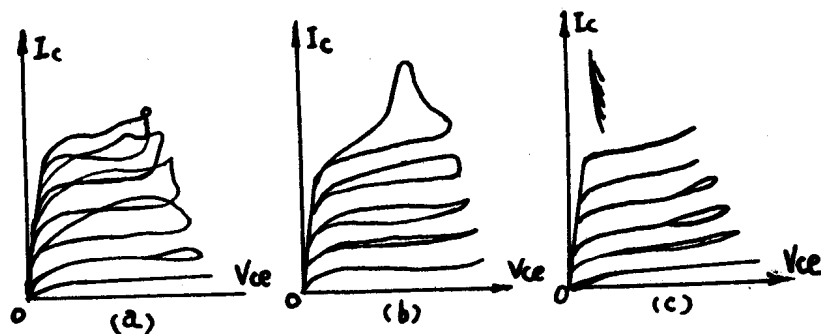


图6 发热引起 I_{cbo} 增加造成S、B发生前后的输出波形
(a), (b) 为S、B发生前的两种可能征兆 (c) 为发生S、B后的情况

实践经验表明,如果对于散热条件很好的条件下,特别对于那些延迟时间 t_d 极短的高频功率晶体管,二次击穿前可能没有“过热点”存在,这样似乎热点不应看作是二次击穿的基础,这些复杂的具体情况,如何统一于把它看成是一种新的导电机构,这正是促使二次击穿理论工作继续研究的推动力。

总之,热点的产生或是因为晶体管内部存在着任何形式的由工艺和材料的不均匀而出现的局部物理及电学参数变化和局部雪崩过程,或是因为器件内部由于电流分布不均匀引起的电流集中。

当上面讲到热点的时候,我们已经提到了电流集中的现象,这种电流集中往往是指器件内部的电流不均匀分布,逐步演变为集中在一个小范围的其直径大约为 $5\sim 100$ 微米的局部电流密度导通沟道。因此造成了这一局部电流集中区域的温度极大上升,电流急剧加大,特别是

当负载电阻很小时,电流就更大,对于外延型高频功率管,这时还往往由于大电流和热效应引起集电结的位置推移和注入效率下降,造成了 h_{FE} 降低等复杂过程,最后的高温可能造成结短路或被熔融而使集电极——发射极电压大大下降的二次击穿出现,图7为由电流集中引起 h_{FE} 下降为主要特征的二次击穿前后的征象。

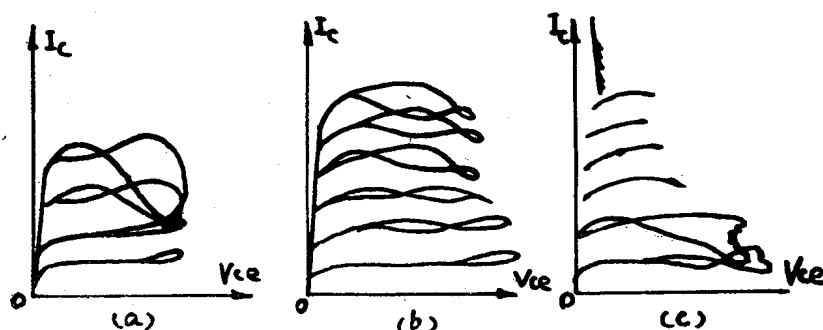


图7 电流集中引起 h_{FE} 下降的S、B时输出波形
(a)、(b)发生S、B前的征兆 (c)发生S、B后的情况

引起电流不均匀分布的一些因素大致如下:

1. 发射极结电流集边效应。

所谓发射极电流集边效应,就是当晶体管处于正向偏置时,基极电流在基区薄层电阻上引起的电压降造成发射结的偏压在边缘比中心部位要大,当中心部位实际的偏压 V_{bej} 比结的扩散电势 V_D 小时,则该部位通过的电流将消失,这就是发射极电流集边效应。当基区宽度小,基极薄层电阻大而且通过的基极电流较大时,这种集边效应就更为严重。线发射和线电流密度的问题就是由此引出的,图8表示了由于正向偏置造成电流集边的情况及其电流通过的范围内有可能会出现“过热点”的位置。

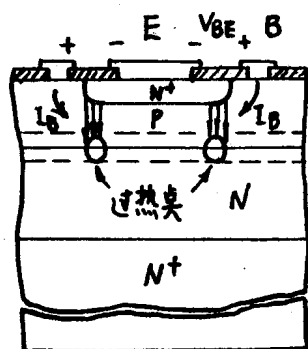


图8 电流集边效应及其出现过热点的可能位置

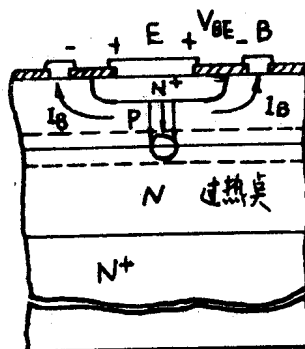


图9 电流夹紧效应及其出现过热点的可能位置

2. 发射极结电流夹紧效应。

和前面同一原因,当发射结处于反向偏置时,由于基极电流 I_B 流出基区,基区中的电位分布使得发射极电流夹紧在中心部位,这叫做发射极电流夹紧效应。图9表示反向偏置时电流夹紧效应及其可能出现的“过热点”的位置。

3. 发射极条和基极条间的电位差不均匀。

由于电流集边效应,当发射结加以正向偏压时,实际上只有发射极结面积的周界才具有充分的正向电流导通,为此国内在功率晶体管特别是高频功率管的图形设计都已采用了梳状(及其变种如分立发射区梳状、“树枝”或“鱼骨”梳状、菱形梳状等),复盖(常规 P^+ 复盖结构和金属栅复盖结构等)以及矩阵(网状)等图形的设计。以梳状条结构为例,在设计时我们不仅应当考虑到在一定的集电极和发射极面积上具有最大的发射极边界长度或称周长,而且还要考虑这些周长和邻近的基极周界基本上具有相同的发射极——基极偏压,可是在图 10(a) 中我们发现发射条的头尾端部的 $e-b$ 间偏压差别很大,即头部的偏压比尾部大得多,结果电流注

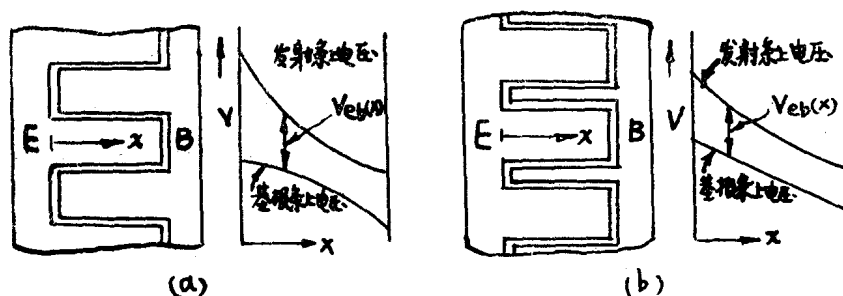


图 10 发射条与基极条间的电位差 $V_{eb}(x)$ 的分布

(a) 发射条与基极条条宽相同时的沿条长不均匀注入情况

(b) 发射条比基极条条宽大时沿条长注入情况的改善

入大量集中在头部,这是因为电极金属化层厚度一样,宽度也相同时,发射条和基极条就具有相同的电阻,但是发射条电流比基极条电流大 h_{FE} 倍,因此发射条上的电压降比基极条的电压降大 h_{FE} 倍,这就造成了图 10(a) 中的 $e-b$ 偏压的不均匀分布,图 10(b) 由于发射条宽度比基极条大,理想情况下应大 h_{FE} 倍,则可得较为均匀的电位分布,对于目前低频大功率所采用的多角星图形的方案,如图 11 所示,是获得均匀的 $e-b$ 偏压分布的较好方案之一。

4. 发射极梳条间电流的不均匀分配。

大功率晶体管实际上是多梳条结构,如果能使各梳条间电流分配均匀,则可制成大电流容量的功率管,但实际上往往发现由于材料和工艺的不均匀造成管芯中各个单元或局部小面积上的热阻 R_T , 电流放大系数 h_{FE} 和发射结偏压 V_{be} 等差异,特别是当热设计不合理时,往往出现如图 12 所示的电流分布,虽然由于温度和电流的互作用,这些分布将随着电流的增大而加剧。

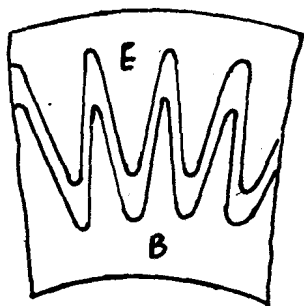


图 11 具有均匀的条间电位差分布的多角星图形示意

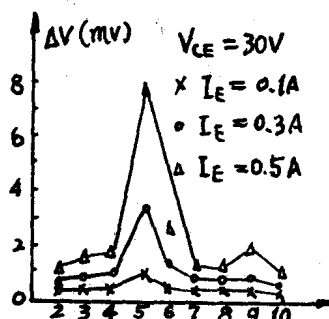


图 12 不同梳条中的电流分布 (ΔV 指条头尾两端的压降)

5. 工艺缺陷造成的电流不均匀分布。

a. 由于异常扩散造成结不平坦,引起基区宽度不均匀,出现了电流集中,如图 13(a)所示:



图 13 工艺不均匀造成电流集中

b. 由于基片材料厚度不均匀,造成例如单扩散型功率管的电流集中,如图 13(b)所示。

c. 由于烧结不良引起硬(软)焊料中出现空洞,大大恶化了热阻的分布造成了电流集中,严重时将使电老化时加功率不到额定值的 $\frac{1}{2} \sim \frac{1}{3}$ 时即可使器件烧毁,如图 13(c)所示。

d. 此外铝电极反刻时发生边缘尖峰和铝层划伤以及压点位置不当等都会造成电流分布不均匀直至烧毁等等。

6. 材料缺陷造成电流集中。

对于外延材料,发现当外延开始时如果表面受到一些非金属如氮化硅和金属如金、铜等污染后,会与硅形成低共熔体,在这些点上易产生低的击穿电压而造成热点使电流集中,同时发现可见性的表面缺陷不一定与热点有联系,但凡是在可见性的表面缺陷位置上如果产生热点则总是与诸如三棱锥,升起的三角形或六角形缺陷相联系的,同时即使在硅片表面没有可见性表面缺陷被觉察的情况下,亦可发现热点存在。上述这些现象均是利用外延材料上作二极管的试验证实的。这里顺便提及的是,对于目前较多工厂生产的三重扩散高反压功率管或单扩散型的功率管,往往需要较长时间的扩散或较高的反向耐压,以及易于受到重金属的污染,选择材料时应取含氧量少的无坩埚区熔单晶材料,这是应当注意的。不过当这些材料本身的质量未能提高时,当然甚至根本得不到预期的效果,但是不能因此而放松对于无坩埚区熔单晶研制的推动力。

四、各种功率晶体管的结构比较

最近几年,我国在解决大功率晶体管的抗烧毁问题的同时,不断发展了硅功率管的结构。500 瓦以下的低频大功率晶体管已成批生产,1000 瓦的低频大功率管已试制成功,400MC 输出 20 瓦,1000MC 输出 10 瓦和 3000MC 输出 5 瓦的超音频和微波功率管均已取得很好的成绩。

对于硅双极性大功率晶体管,由于不同的结构型式,它的抗烧毁能力也不相同。下面简要介绍国内目前生产的硅功率管的结构型式,从中我们不仅可以看出什么样的应用场合采用什么型式的结构为宜,而且还可以看出由于不同的结构型式其二次击穿耐量大不相同,这样只要我们做到根据器件的特长,选择使用时,那么关于提高功率管的二次击穿耐量问题的研究重点,必然就会着眼于外延结构的高频和超高频功率管了。

1. 单扩散型

这种功率管的结构如图 14 所示,对称型单扩散结构(指发射区和集电区等宽度),它是一

次同时在硅片的两面扩散而成,图 14 (a)即为在 p 型硅片上扩散两个 n 型高浓度的深扩散层,组成 $n-p-n$ 晶体管。这种器件从国内一些厂、校的实践认为,目前由于受薄片工艺的限制以及为了改善大电流特性,往往采用图 14 (b)的非对称型单扩散结构。这类结构的特点是:①具

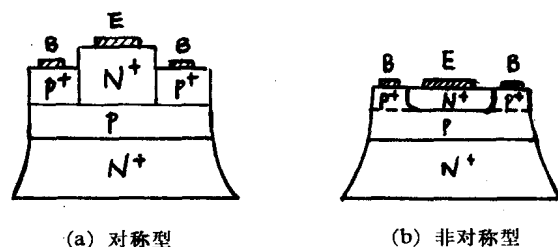


图 14 单扩散型结构示意图

有很大的二次击穿耐量,抗烧毁能力最强;②饱和压降 $V_{ce,s}$ 很小;③工作频率低,很适合电源、音频和慢速开关电路使用。但其缺点主要是非对称型的工艺流程太长,击穿电压一般最大在 150 伏左右。目前国内已做到耗散功率为 300 瓦的单扩散低频大功率晶体管。

2. 外延基区型

这种结构,它首先在低电阻率的衬底单晶上外延一层与衬底反型的具有适当电阻率的外延层,作为基区,然后用通常的平面工艺方式扩散一层发射区(必要时可以先扩散一层浓 p 区),然后用台面工艺中的选择付蚀方法,刻出台面,即得如图 15 所示的台面型外延基区晶体管。这种器件的特点是:

①与前面单扩散型相似,它是均匀基区或非均匀和均匀基区相结合的宽基区晶体管,因而抗二次击穿能力很强;②饱和压降 $V_{ce,s}$ 较小;③它的特性无论在频率和功率方面通用性很大;④工艺简单而且可以制造任何类型的晶体管。当前存在的缺点是,因外延质量问题,电流增益控制较难,同时反向耐压也不超过 200 伏左右。国内已生产出耗散功率为 50 瓦的 $p-n-p$ 低频功率晶体管。

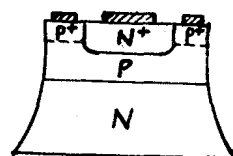


图 15 外延基区台面

3. 二重扩散型

这种晶体管有平面型和台面型两种,目前国内多生产台面型二重扩散型功率管,并且多用低位错或完美单晶和宽基区设计,断面示意如图 16 所示。它的特点是:①抗烧毁能力较强;②反向耐压高低均可制得;③工艺亦较简单。而缺点是它的饱和压降 $V_{ce,s}$ 很大,一般是用增大硅片面积来补偿;大电流特性差。目前这种器件国内已做到耗散功率为 200 瓦的低频大功率晶体管。

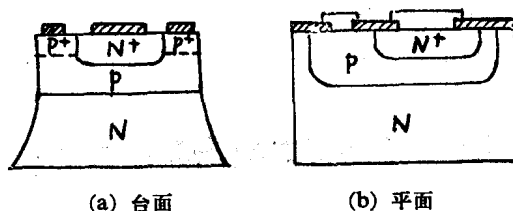


图 16 二重扩散型

4. 三重扩散型

这种器件也有平面型和台面型两种,其基区有浅基区和深基区两种。目前国内生产较多的

是属于台面深基区型的低频功率管,它是选用具有适当电阻率的 n 型硅单晶,先进行长时间的 n^+ 衬底扩散,然后磨去一面的 n^+ 区,再在留下的 n 型上进行基区和发射区的扩散,见图17所示。它的特点是:①二次击穿耐量较大;②反向击穿电压可制得很高;③饱和压降 V_{ces} 较小;④大电流特性较好;⑤高频和低频均可制造。其缺点是工艺流程长,同时也需要磨片。国内这种结构在大功率方面已获得最大集电极电流为200安培,耗散功率为1000瓦的器件,在高反向耐压方面已高达2000伏的水平。

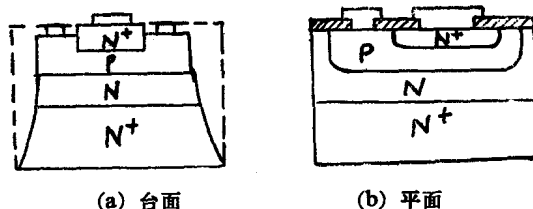


图 17 三重扩散型

5. 外延双扩散型

这种器件的结构是大家熟知的,如图18所示。它是制造高频和超高频以主微波功率晶体管的主要结构型式。其特点是:①特征频率很高;②具有良好的大电流特性;③具有最低的饱和压降 V_{ces} ;④适用大规模生产。但是这种结构的最大缺点是抗烧毁能力很差,尤其用它生产低频大功率器件时,尽管采用了一些提高二次击穿耐量的措施,在耗散功率超过150瓦时,其抗烧毁能力就很差了。

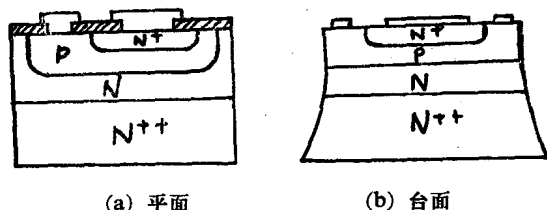


图 18 外延双扩散型

从上面我们对各种当前生产的器件结构简要讨论中,我们不难看出:①对于用在低频场合的功率管,最好应采用合金型(本文未作介绍)、单扩散型、外延基区型和二重扩散以及三重扩散型为宜,②对于低频高反压,则应采用二重和三重扩散型器件,③对于大电流容量的低频大功率则取三重扩散型为妥,④对于高频和超高频等功率器件,外延双扩散型则是一个十分理想的工艺途径。因此,合理选择器件结构,一方面会使曾经一度出现的“烧管”呼声大大减少,另一方面我们可以将改善二次击穿耐量的研究精力集中在解决高频和超高频大功率器件方面。后面讲到的改善二次击穿耐量的措施重点就是讲高频和超音频器件方面的问题。

五、改善功率晶体管二次击穿耐量的若干措施

长期以来,根据对二次击穿现象的观察所积累的经验,国内已按实际情况采用一些措施。它们对解决正偏和反偏二次击穿问题确是行之有效的,下面介绍若干措施以供参考。

1. 发射极镇流电阻

利用发射极条上串联的镇流电阻负反馈作用,使得发射极总电流在各个发射条上作均匀

分配。以避免电流集中,从而提高晶体管的二次击穿耐量。这是高频功率管几乎普遍采用的方法,引入这个镇流电阻的方法目前大致有下列几种:

- 将发射极扩散层一部分作为镇流电阻;
- 通过蒸发或溅射金属膜形成薄膜电阻;
- 将铝电极有意延伸一段作为镇流电阻;
- 在发射区上沉积多晶硅作为镇流电阻;

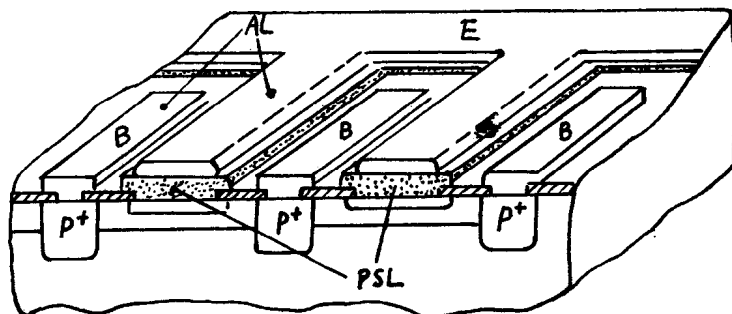


图 19 多晶硅层 (PSL) 镇流电阻结构

最后一个方案如图 19 所示,它的优点在于镇流电阻可以直接串联到每个发射区的位置上而不象在每个发射极条的端部来控制热点,因此消除热点可以在较低的镇流电阻和较小的功率增益损失情况下获得。其次,这个多晶硅层(PSL)也提供了一个制止铝金属化的合金尖峰穿通浅发射区的失效和铝穿过基区氧化层针孔而造成介质的失效。此外,这个方案与其他方案相比如果适当降低外延层电阻率,则其线电流密度可从一般 $0.04\text{mA}/\mu$ 提高到 $0.07\text{mA}/\mu$ 。

但是,为提高二次击穿耐量而引进的串联镇流电阻 r ,是以损失一定的 $f_T, k_P, V_{bes}, V_{ces}$ 的指标为代价的。(特别是被引入的镇流电阻 r_e 存在着个别缺陷或严重不均匀时,甚至会大大恶化原来的晶体管。当然我们的讨论应当排除这种特例。)为此,带来了合理选择镇流电阻的问题。这里根据我们在上海元件五厂对 400MC 的 2G721 高频功率管的试验得出其合理的总镇流电阻值的范围为

$$r_E = 7 \sim 9 \frac{kT}{qI_E} \approx \frac{0.2}{I_E} \quad (2)$$

式中 I_E 是获得最大功率增益时的典型值。若以 2G721 具体数值 $I_E = 0.3\text{A}$ 代入,则得总的发射极镇流电阻为 $r_E = 0.66\Omega$ 。每个发射极条的镇流电阻 $r_e = 10 \times 0.66 = 6.6\Omega$ (2G721 共有十个发射极条)。

如果根据镇流电阻负反馈的概念,我们可以得出选择镇流电阻的另一经验表达式。众所周知,通过发射极的电流可表示为。

$$\begin{aligned} I_E &= I_s \left(e^{\frac{qV_{BE}}{kT}} - 1 \right) \\ &\approx I_s \exp \left(\frac{qV_{BE}}{kT} \right) \end{aligned} \quad (3)$$

(3) 式可改写为

$$I_E = CT^{1.4} \exp \left[-\frac{1}{kT} (E_g - qV_{BE}) \right] \quad (4)$$

其中 C 为常数, E_g 为硅的禁带宽度 (1.12eV)。 V_{BE} 为发射结正向偏压。将(4)式对温度微分, 可得每升高温度 1°C , 发射极电流改变的百分数。

$$\frac{1}{I_E} \left(\frac{dI_E}{dT} \right) = \frac{1}{T} \left(1.4 + \frac{E_g - qV_{BE}}{kT} \right) \quad (5)$$

当温度 $T = 300^\circ\text{K}$, 并令 $V_{BE} = 1$ 伏时, 则式(5)可表示为

$$\frac{1}{I_E} \left(\frac{dI_E}{dT} \right) = 2\% / ^\circ\text{C} \quad (6)$$

在正常工作时, 每个发射条之间的温度差将有 20°C 甚至 50°C 左右。这样相邻发射条间的电流分配差别将这 $40\% \sim 100\%$ 。由于

$$\frac{1}{I_E} \left(\frac{dI_E}{dT} \right) = \frac{1}{I_E} \left(\frac{dI_E}{dx} \cdot \frac{dx}{dT} \right) \quad (7)$$

$$\text{故} \quad \frac{1}{I_E} \left(\frac{dI_E}{dx} \right) = \frac{1}{T} \left(\frac{dT}{dx} \right) [1.4 + (E_g - qV_{BE})/kT] \quad (8)$$

式(8)表明, 当器件中出现大的温度梯度百分比时必将伴随着大的电流梯度的百分比的产生。为此, 镇流电阻的设计, 必须考虑到它的作用应当使出现温度梯度时, 把发射条的允许通过电流限制在规定的范围内。图 20 是将每个发射条看作一个晶体管的模拟线路, 这样任一条上对应的晶体管的发射极电流仍为(3)式的形式表示, 即

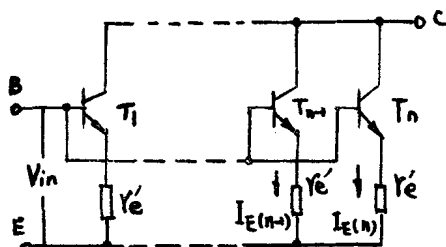


图 20 确定 r'_e 值的等效电路

$$I_E = I_s (e^{\frac{qV_{BE}}{KT}} - 1)$$

但 $V_{BE} = V_{in} - I_E r'_e$ 故有镇流电阻时,

$$I_E = I_s [e^{\frac{(qV_{in} - I_E r'_e)}{KT}} - 1] \quad (9)$$

这样, 对于给定的 V_{in} , 当局部温度升高而使对应位置上的 I_E 增加时, 电压降 $I_E r'_e$ 亦将增加, 结果又使驱动电压 V_{BE} 减小。这样通过镇流电阻的作用稳定了任何一个危险的部位。由于每升高 1°C , V_{BE} 仅降低 2mV , 即第 $(n-1)$ 条的温度为 T_1 , 第 n 条的温度比 $(n-1)$ 条高 20°C , 即 $T_n = (T_1 + 20)^\circ\text{C}$ 。这样,

$$V_{BE(n-1)} = V_{BE(n)} + 40\text{mV}.$$

但是,

$$V_{in} = V_{BE(n-1)} + I_{E(n-1)} r'_e \quad (10)$$

$$V_{in} = V_{BE(n)} + I_{E(n)} \cdot r'_e \quad (11)$$

如果只允许两个相邻发射条的电流差在 10% 或 $\pm 5\%$ 之内, 则

$$I_{E(n)} = 1.1 I_{E(n-1)} \quad (12)$$

$$V_{BE(n-1)} + I_{E(n-1)} r'_e = V_{BE(n-1)} - 40\text{mV} + 1.1 I_{E(n-1)} \cdot r'_e$$

$$\text{故得} \quad r'_e = \frac{V_{BE(n-1)} - [V_{BE(n-1)} - 40\text{mV}]}{(1.1 - 1) I_{E(n-1)}} = \frac{40\text{mV}}{0.1 I_{E(n-1)}} = \frac{0.4}{I_{E(n-1)}} = \frac{0.4}{I_e} \quad (13)$$

式中 I_e 为单元发射条的发射极电流。2G721 在测试 V_{ces} 和 V_{bes} 时用的 I_C 为 0.6A , 则每个发射条的电流为 0.06A 。代入(13)式, 则得:

$$r'_e = \frac{0.4}{0.06} = 6.67\Omega$$

这个结果与式(2)所给的基本一致, 即总的串联电阻阻值为 0.667Ω 。不过应当注意, 用式(2)和式(13)计算镇流电阻 r'_e 时所用的电流值是不同的。串接上这个数值的 r'_e , 可使 2G721 既得到较好的二次击穿耐量又具有满意的电气参数。图 21 表示加镇流电阻后二次击穿耐量的改善情况。

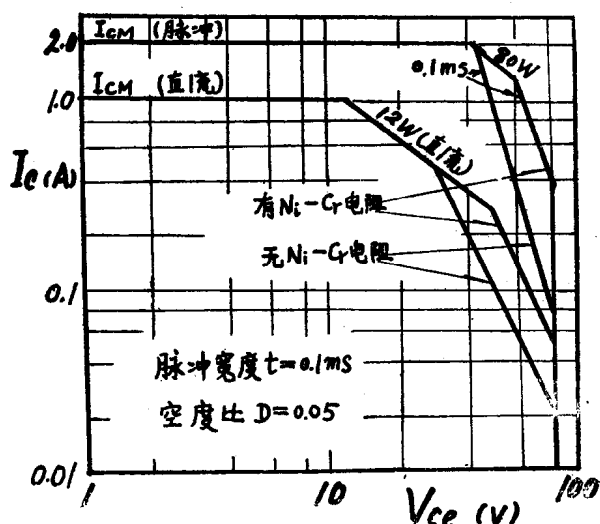


图 21 2G721 有无镍-铬电阻的 $P_{c/s}$ 比较
(注: $t=0.1\text{ms}$, $D=0.05$ 时的最大允许耗散, 是理论计算值, 详见《晶体管的热计算和安全区》一文)

2. 集电极镇流方式

采用发射极镇流电阻的负反馈作用, 对于改善正偏二次击穿特性是十分有效的, 但是它不能解决反偏情况下的二次击穿。这是因为反偏二次击穿的特点是与小电流高电压的雪崩过程密切相关的, 而雪崩击穿发生在集电极耗尽层内。因此不能利用发射极镇流电阻的电流负反馈原理来改善和控制集电结的雪崩过程, 而采用了“集电极镇流”的方法。例如:

a. 加厚外延层厚度, 利用非耗尽的集电区体电阻镇流。正象目前增益——带宽在 100MC 以下的功率管已普遍采用这个方案。

例如江南无线电器材厂生产的 3DA76 高频大功率管, 经实际电路上使用表明, 采用外延层原度为 25~30 微米时, 得到了较好的二次击穿耐量, 如表 1 所示。

表 1

外 延 层 厚 度	15~20 μ	20~25 μ	25~30 μ
检测出发生无注入二次击穿的比例	40~50%	20%	0
功率增益	正 常	正 常	稍许下降

可见采用增厚外延层原度, 改善了二次击穿的性能, 至于功率增益稍许下降, 则用调节磷, 硼扩散配比加以解决。

b. 采用多层集电区, 如图 22 所示。集电区由三层组成, 各层的电阻率随着远离基区的方

向逐步降低。离基区最近的两层其厚度一般在同一个数量级。江南无线电器材厂生产的工作频率为 20MC、输出 100W 的高频大功率管就是这样设计的。当器件工作时集电区 $n_2-n_1-n^+$ 的 n_1 层使集电极空间电荷区扩展的速率减慢, n_2 层的电阻率和厚度决定了器件的击穿电压和最大电流密度。 n_1 层的电阻率和厚度决定器件防御反偏二次击穿能力的大小。但是该层电阻率和厚度之乘积必须使 V_{ces} 控制在规定值以内。该厂采用这种结构, 用户反映抗烧毁性能好, 而且出功率也大。

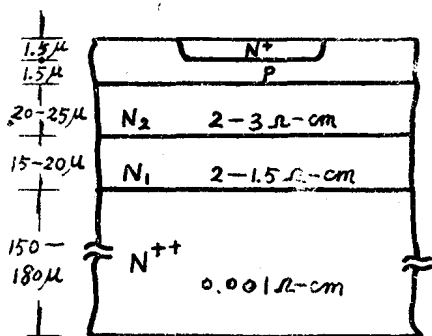


图 22 多层集电区示意图

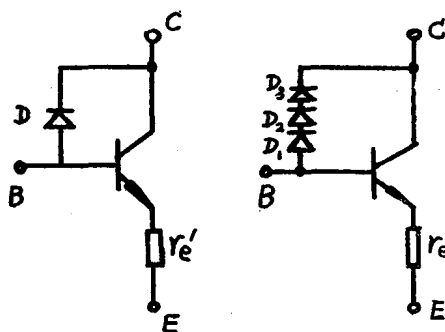


图 23 集-基间并联二极管

3. 并联二极管组

采用与晶体管集电极——基极极性相同的并联 $p-n$ 结二极管或二极管组的方法, 可以提高反偏二次击穿。

在图 23 中, $p-n$ 结二极管的反向击穿电压或串联的 $p-n$ 结二极管组的总反向击穿电压, 应小于晶体管的 BV_{cbo} 。由图中可以看出, 当 V_{cb} 间电压达到二极管的 V_B 时, 经过 $p-n$ 结二极管组流出的初始击穿电流提供一个正向基极电流成份。它限制了在反偏情况下的电流夹颈效应。这样, 晶体管的反偏二次击穿耐量可大大提高。虽然在反向基极电流十分大时可能发生反偏二次击穿, 但是它将由于二极管击穿电流的作用减轻了对基极的有效反向注入, 总是把二次击穿耐量保持在较高的水平上。如果流经二极管的击穿电流大于从晶体管中流出的反向基极电流, 这时的夹颈效应将被消除。应当指出, 这个方案不能改善正偏击穿, 因此图 23 中保留着发射极串联镇流电阻 r'_e 。北京电子管厂生产的 3DA77 高频大功率管曾采用过这个方案, 用户反映反偏二次击穿耐量确实很好。

4. 利用内部匹配网络, 消除热点。

现代微波大功率晶体管, 由于利用非常精细的线条尺寸以及大功率所具有的一定尺寸的有源区面积, 因此就不能指望晶体管内部所有区域都是均匀的状态。这种不理想的热耦合存在将使晶体管内部局部温度要比整个管芯的平均温度高得多, 测量表明可以高出 50°C 左右。这种局部“过热点”出现不可避免地要造成微波功率管的失效和烧毁。而微波大功率的管芯, 实际上为了合理的热设计多采用多基区的方案设计, 这样对内部各个子器件的功率分配基于上述原因就会出现一个突出的实际问题。表 2 表示了一个有趣的实例, 即对 400MC 器件由于输入功率过大, 造成了晶体管的损坏, 而恰巧损坏的部分是电极开路, 正好是相当于晶体管的一般。这样反而使输出功率和效率增加了。实际上这个问题正是长期以来阻碍了微波功率管输出功率进一步提高的因素之一, 特别是由多基区的子器件并联的合成更是如此。然而现在已经找到了一个巧妙的解决办法, 它保证了功率在内部的均匀分配, 从而达到可以宣布能够制成