

隧道二极管伏安曲线二次微商与 直流偏压关系的测量*

徐 元 華
(复 旦 大 学)

提 要

本文提供测量隧道二极管伏安曲线二次微商与直流偏压关系的谐波分析法。着重讨论测量原理,电路设计和误差对结果的各种影响。同时,指出进行这项工作对隧道二极管应用和它的物理性质研究的意义。文中介绍了典型测量结果。并对隧道二极管作低电平检波器应用的价值作了一些定量的讨论。

一、引 言

在无线电技术中,已利用隧道二极管伏安($V-I$)曲线具有微分负电导的特性,曾制成各种实际可用的放大器和振荡器。然而近来在有关隧道二极管新应用可能性的研究工作中,讨论它作下变频器或低电平检波器元件的文献日益增多,例如文献[1—8]。由给出的结论看来,在这两种新应用中,隧道二极管伏安曲线二次微商值是必须的。

先以下变频器为例,说明如下:

当隧道二极管在一定的直流偏压和本机振荡器(泵)电压 $v_p \sin \omega t$ 作用下,它的微分电导瞬时值 g 可展成级数

$$g = dI/dV = g_0 + g_1 \sin \omega t + g_2 \sin 2\omega t + g_3 \sin 3\omega t + \cdots \quad (1)$$

按 Pucel^[3] 的证明,隧道二极管下变频器的(增益)^{1/2}与带宽乘积的最大值——下变频器的优值可写成

$$|g_1| - g_0/2\pi C,$$

式中 C 为隧道二极管结电容,因此需要知道 g_0 和 g_1 值。若取(1)式右边最主要两项,则求 dg/dV , 就有

$$dg/dV = d^2I/dV^2 = g_1/v_p. \quad (2)$$

因此在 v_p 给定的情况下, d^2I/dV^2 与 g_1 是相当的。而 g_0 乃是一般的微分电导值。

其次,在 1959 年 Lesk 等^[4]就把隧道二极管用于检波器电路中,观察到检波器性能颇为良好。因此他们认为隧道二极管在低电平检波器中应用是有价值的。后来出现了反向二极管(一种隧道二极管),这种应用价值更有提高^[7]。近来,Логунов^[8] 又定量指出,这种检波器所检出的直流成分与二极管的 $d^2I/dV^2/dI/dV$ 成正比。从而,可以认为如果实验测得了此值,就能进一步比较检波器的性能。

* 1963 年 5 月 29 日收到; 1963 年 12 月 10 日收到修改稿。

在半导体研究中,文献[9]已经指出,通过 d^2I/dV^2-V 曲线的测定,可提供锗、硅以及砷化镓等晶体内部声子能谱以及声子组合能谱数据(实验工作在 4°K 下进行)。最近,有报道说^[10,11]: 通过这种实验似乎可研究极化子问题以及超导性能隙等等。

鉴于这些意义,本文尝试讨论测量隧道二极管 d^2I/dV^2-V 曲线的一种方法——谐波分析法。介绍测量用电路的设计步骤,提供测量的典型结果,并对实验误差作一些分析。此外,利用这种测量方法,比较了隧道二极管与点接触型半导体二极管作低电平检波器时性能的差别。

二、测量原理

这里先引进“组合元件”的名称,并叙述这种组合元件 $V-I$ 曲线二次微商的测量原理,然后再回来讨论隧道二极管 $V-I$ 曲线二次微商的测量原理。

1. 关于组合元件

引进它的目的是试图把测试隧道二极管 d^2I/dV^2-V 曲线问题分解成两个较简单的问题:(1)如何先测得组合元件的二次微商与隧道二极管两端直流偏压关系曲线;(2)如何再按一个简单的数学关系式,计算出隧道二极管 $V-I$ 曲线 d^2I/dV^2 与偏压关系。

所谓组合元件是指由待测的隧道二极管同一个无感电阻 R 相串联而组成的二端元件。此元件的电阻 R 的阻值将按下节所述方法决定。可以想象,这个元件应具有自己的伏安曲线,一次和二次微商与偏压关系曲线。它们与隧道二极管的对应曲线相似,在 R 等于零时,相互重合。

2. 组合元件的伏安曲线二次微商测量原理

假设在这元件两端施加着直流偏压 V_a , 且其上还迭加了作测量讯号用的正弦电压 v_a ,

$$v_a = v_m \sin \omega t, \quad (3)$$

式中 v_m 为讯号电压的幅值; ω 为测量(角)频率。我们选择的频率,可使隧道二极管等效电路简化为单一非线性结电导。由于这非线性的存在,按无线电原理,流过组合元件的电流成分中,除了因直流偏压 V_a 和讯号电压 v_a 所引起的直流成分 I_0 和基频电流成分 $I_1(\omega)$ 以外,尚应该出现以频率 ω 为基频的二次或二次以上谐波电流成分 $I_\epsilon(\epsilon\omega)$, 这里的 $\epsilon=2, 3, 4, \dots$ 。用公式表示,即为

$$I = I_0 + I_1(\omega) + I_2(2\omega) + I_3(3\omega) + \dots \quad (4a)$$

然而,从数学观点出发,流过组合元件的电流 I , 又可用熟知的泰勒级数,在对应其直流偏压 V_a 处,加以展开。于是就有下列展开式:

$$I = I_a + \left(\frac{dI}{dV_a}\right)v_a + \frac{1}{2!}\left(\frac{d^2I}{dV_a^2}\right)v_a^2 + \frac{1}{3!}\left(\frac{d^3I}{dV_a^3}\right)v_a^3 + \dots, \quad (4b)$$

式中 v_a 即讯号电压值,当 v_a 较小时,上式右边前四项就足以代表真实的电流值 I 。那末,把(3)式代入(4b),经三角函数的变换,再同(4a)比较,可得下列一组不同频率的电流分量关系式:

$$I_0 = I_a + \frac{g_a'}{4} v_m^2, \quad (5a)$$

$$I_1(\omega) = \left(g_a v_m - \frac{g_a'' v_m^3}{8} \right) \sin \omega t, \quad (5b)$$

$$I_2(2\omega) = -\frac{g_a'}{4} v_m^2 \cos 2\omega t, \quad (5c)$$

$$I_3(3\omega) = -\frac{g_a''}{24} v_m^3 \sin 3\omega t, \quad (5d)$$

其中

$$g_a = \frac{dI}{dV_a}, \quad (6a)$$

$$g_a' = \frac{dg_a}{dV_a} = \frac{d^2I}{dV_a^2}, \quad (6b)$$

$$g_a'' = \frac{dg_a'}{dV_a} = \frac{d^3I}{dV_a^3}, \quad (6c)$$

由此可见,倘若存在一种方法,能够从流过这组合元件的电流 I 的各种频率成分中,把以 ω 为基频的二次谐波成分 $I_2(2\omega)$ 检测出来,并测得其幅值或有效值(等于 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ 幅值),那末,在信号电压 v_a 的幅值或有效值给定情况下,只需利用(5c)式,就可方便地计算出组合元件二次微商 g_a' 。我们又知道,组合元件中隧道二极管二端直流偏压是可以直接测量的,因此就得到了 $g_a'-V$ 曲线。

为检出这一成分电流 $I_2(2\omega)$,最简单的办法是在电阻 R 二端接上高输入阻抗的灵敏的谐波电压分析器来进行测量。当这个电压 $v_2(2\omega)$ 知道后,就可根据

$$I_2(2\omega) = \frac{v_2(2\omega)}{R} = \frac{v_2 \cos 2\omega t}{R} \quad (7)$$

求得 $I_2(2\omega)$ 值。式中 v_2 定义为电阻 R 二端二次谐波电压的幅值。

从而,上述讨论归结为这样的结论:当信号频率、信号电压大小以及信号的波形等三点要求满足后,并给定电阻阻值 R 和信号电压幅值 v_m ,则只要测得 v_2 值,就可按

$$g_a' = \frac{4v_2}{Rv_m^2} \quad (8)$$

求到 g_a' 。

附带可以指出,若只取(4b)右边展开式的前二项(或三项)来代表电流 I 的真实值,那末,与二次微商测量方法相仿,可测得一次微商 g_a 值。测量条件也为上述三点要求。具体计算公式为

$$g_a = \frac{v_1}{v_m R}, \quad (9)$$

这里 v_1 为电阻 R 二端基频信号电压的幅值。

3. 隧道二极管二次微商测量原理

现在进一步讨论与 g_a' 对应的隧道二极管二次微商值的计算。

假定待测隧道二极管伏安曲线数学表示式为

$$I = f(V), \quad (10)$$

根据欧姆定律,组合元件二端电压 V_a 与 V 的关系是

$$V_a = V + f(V)R = h(V), \quad (11)$$

式中 $h(V)$ 表示 V 的某一函数。就隧道二极管而言, $h(V)$ 总有其反函数存在 (否则就无物理意义), 所以有

$$V = \Phi(V_a). \quad (12)$$

于是, 从(10)和(12)得知, I 乃是通过 V 而依赖于 V_a 的一个复合函数。因此允许利用复合函数微商法则, 来求 I 对 V_a 的微商:

$$\frac{dI}{dV_a} = \frac{dI}{dV} \frac{dV}{dV_a}. \quad (13)$$

利用(11)式的左端第一个等式, 很易化简成

$$\frac{dI}{dV_a} = \frac{dI}{dV} \left(1 - R \frac{dI}{dV_a} \right). \quad (14)$$

若再对 V_a 求一次微商, 则由(14)式得

$$\frac{d^2I}{dV_a^2} = \left(1 - R \frac{dI}{dV_a} \right)^2 \frac{d^2I}{dV^2} - R \frac{dI}{dV} \frac{d^2I}{dV_a^2},$$

也就是

$$\frac{d^2I}{dV^2} = \frac{\left(1 + R \frac{dI}{dV} \right)}{\left(1 - R \frac{dI}{dV_a} \right)^2} \cdot \frac{d^2I}{dV_a^2}. \quad (15)$$

为简单起见, 引入下列符号:

$$g = \frac{dI}{dV}, \text{ 隧道二极管伏安曲线的一次微商;}$$

$$g' = \frac{d^2I}{dV^2}, \text{ 隧道二极管伏安曲线的二次微商,}$$

于是, 改写成

$$g_a = g(1 - Rg_a), \quad (16)$$

$$g' = \frac{(1 + Rg)}{(1 - Rg_a)^2} g'_a. \quad (17)$$

用(16)式消去(17)式中的 g , 则立即得出重要而简单的组合元件伏安曲线二次微商与隧道二极管伏安曲线二次微商的数学关系式:

$$g' = \frac{1}{(1 - Rg_a)^3} g'_a. \quad (18)$$

因为 g_a 和 g'_a 是可以实验测定的, 因此 g' 值就可求得。

三、测量电路的设计

测量用电路如图 1 所示。其中正弦讯号电源通过串联的电感 L_0 和电容 C_0 , 加于组合元件二端。为保证隧道二极管电路稳定性条件^[12]的满足, 在组合元件二端并联了一个低电阻 R_1 。流经组合元件的二次谐波电流 $I_2(2\omega)$, 由谐波分析器在电阻 R 二端所测得的二次谐波电压值确定。直流偏压施加于电阻 R_1 二端 (也可以施加于电阻 R 二端)。

现在分别就图示的元件作用和数值选择方法, 以及如何满足测量条件作一些说明:

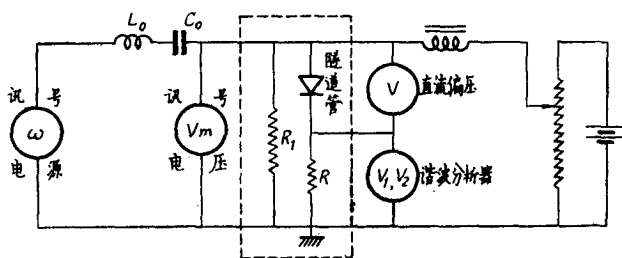


图 1

$$\begin{aligned}\omega &= 108 \text{ 千周} & C_0 &= 2170 \text{ 微微法} \\ L &= 1.0 \text{ 毫亨} & R_1 &\approx 1.4 \text{ 欧姆} \\ & & R &= 150 \text{ 欧姆}\end{aligned}$$

1. 电感 L_0 和电容 C_0

我們知道,在慣常使用的訊号电源輸出电压中,总不免帶有各种諧波成分(約 1%),其中二次諧波最为主要。但是,根据原理部分所述,在組合元件二端只允許存在基頻訊号电压。换言之,各次諧波电压均应趋向于零。为此,我們采用串联 L_0 和 C_0 , 作簡單的滤波元件。这二个元件具有較高的品质因素。它們的諧振頻率正好等于測量頻率。在这样情况下,对于基頻 ω , L_0 , C_0 的总阻抗甚小; 对于二次諧波頻率 2ω 則阻抗很大。以图 1 所示数据,經簡單計算,对頻率 2ω 就超过 630 欧姆。因此 $R_1 \approx 1.4$ 欧姆时,二次諧波成分基本上将降落在 L_0 和 C_0 二端,即起了抑止二次以及二次以上諧波的作用。

2. 电阻 R 和 R_1

众所周知,在一定直流偏压范围内,隧道二极管具有微分負电导。因此在測量这个偏压范围内隧道二极管特性时,必須考虑稳定性条件。对于图 1 这样的具体迴路,将要求滿足下列稳定性条件:

$$\frac{L|g_{\min}|}{C} < R + R_1 < |g_{\min}|^{-1}, \quad (19)$$

式中 L 为虛綫所围迴路的寄生电感量总和; C 为隧道二极管結电容; $g_{\min}$ 为它的最小負电导。显然这个不等式确定了 R 和 R_1 范围。但是还必须成立下列二式:

$$R_1 \ll R, \quad (20)$$

$$R_1 \ll |g_{\min} + R|, \quad (21)$$

其理由有二:

首先,当(21)式成立时,訊号电源的負載电阻基本上由低电阻 R_1 唯一决定。因此不論待測隧道二极管直流偏压如何变动,在組合元件二端的訊号电压值 v_m 一經选定,就不会变化。从而,在实验过程中无需对 v_m 值进行反复調节或多次測定。这为实验工作和計算带来較大便利。

其次,在組合元件內产生的二次諧波电流将流經电阻 R_1 而組成閉合迴路。当 R_1 甚小于 R 时,例如图示数据 $R_1 \approx 1.4$ 欧姆及 $R = 150$ 欧姆,則在电阻 R 二端建立的二次諧波电压降就远大于在电阻 R_1 二端建立的二次諧波电压降。换言之,对于这样原因产生的二次諧波, R_1 可以視為短路。(关于这个問題的实验証明在下一节中还要討論。)

3. 測量頻率

若按简化隧道二极管等效电路的角度考虑,自然应尽量降低测量频率。但是,各种可得信号电源输出电压中,谐波成分多少不一;谐波分析器灵敏度又有较大差别。大致上说,频率较高的,性能较好些。故测量频率的确定有折衷考虑的必要性。我们选取 $\omega = 108$ 千周。此时可使用较佳性能的标准信号发生器 (TCC-1 甲型) 和高频微伏表 (WFG-1 甲型) 分别作信号电源和谐波分析器。

4. 信号电压大小

信号电压值应该根据 (4b) 式右边前四项能否确实代表电流 I 的真实值而决定。更明确地说,即在所选用的信号电压值范围内, (5c) 式须很好地成立,也就是 $I_2(2\omega)$ 应该与 v_m^2 成正比。本工作中实验证实,当 v_m 小于 10 毫伏时,上述要求是可以严格满足的。我们的信号电压有效值取 5 毫伏。

5. 测量前电路的调整

在实验前应该对电路进行调整。首先需按一般的调谐方法,调节 L_0, C_0 的谐振频率,使其等于测量频率。其次,还应当检查图 1 虚线所围回路,是否确已满足稳定性条件。这时尤其要注意抑止高频寄生振荡。

四、实验结果和讨论

1. 实验结果

我们在室温下,对具有下列电参量的锲隧道二极管进行了伏安曲线二次微商与偏压关系的测量。其峰值电流为 0.32 毫安,峰值电压为 51 毫伏,谷值电流为 0.072 毫安,谷值电压为 228 毫伏;结电容在 80—100 微微法拉(视直流偏压值而定);最小负电导为 -0.00156 欧姆。

测量结果包括 g_0-V , $g-V$ 和 $g'-V$ 三条曲线。为了便于作图,图 2(a) 和 (b) 的纵坐标均用绝对值表示 [实际上,图 2(a) 中直流偏压由 51 到 228 毫伏之间的一段曲线为负值,图 2(b) 中直流偏压由零到 95 毫伏之间的一段曲线为负值]。在最感兴趣的直流偏压范围内, $g'-V$ 曲线具有四个极值,即直流偏压为 58, 124, 200 和 285 毫伏。它们分别与 $g-V$ 曲线的四个转折点相对应,而 g' 等于零的直流偏压值与 $g_{\min}$ 的直流偏压值相等 (95 毫伏)。当直流偏压超过 290 毫伏之后, g' 开始明显地趋向于零。显然,这两条曲线之间对应关系是良好的。

此外,为比较隧道二极管同一般点接触型半导体二极管在检波性能上的差别,我们尚测量了 $\Pi 1K$ 型点接触二极管伏安曲线二次微商与直流偏压关系。实验用电路中,除 R 改用 1500 欧姆外,完全同图 1 所示,其结果与隧道二极管数据一起列于表中 (偏压大于 100 毫伏的没有列出);其中 ξ 表示 g'/g 的值,按引言部分所述, ξ 即代表被检出直流成分。由表可见,当直流偏压小于 80 毫伏时,锲隧道二极管的 ξ 值都比 $\Pi 1K$ 型点接触二极管的为大,并且在 60 毫伏左右相差甚多。当偏压大于 80 毫伏后,情况开始向相反方向转变。就这样一个简单的实验对比,就很可以明了 L_{esk} 等实验中所观察到的隧道二极管低电平检波性能颇佳的物理原因了。

2. 实验误差

除了测量用仪器具有固定误差之外,还可能由下列三个原因造成实验测量的系统误差

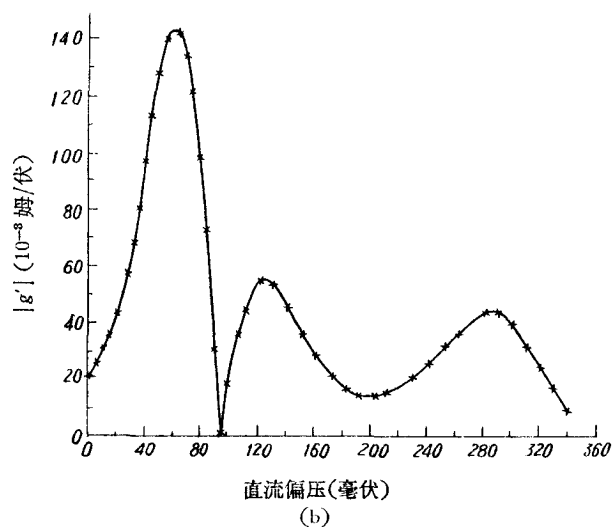
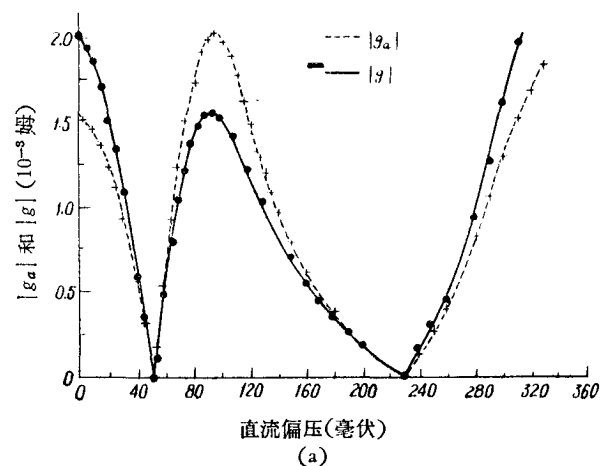


图 2

直流偏压 (毫伏)	隧 道 二 极 管			点 接 触 二 极 管		
	$ g \times 10^{-3}$ (欧姆)	$ g' \times 10^{-3}$ (欧姆/伏)	$\xi \left(\frac{1}{\text{伏}} \right)$	$ g \times 10^{-4}$ (欧姆)	$ g' \times 10^{-4}$ (欧姆/伏)	$\xi \left(\frac{1}{\text{伏}} \right)$
0	2.06	20.2	10.0	1.99	10.5	5.3
20	1.51	44.6	29.8	2.05	14.7	7.2
40	0.62	98	160	2.17	21.9	10.1
60	0.49	144	294	2.28	31.4	13.8
80	1.38	99	71.7	2.47	40.7	16.5
100	1.54	19	12.3	2.86	48.9	17.5

差: (1) 讯号电压过大; (2) 讯号电压中尚有较大的二次谐波电压成分; (3) 讯号频率过高。因为第三节中对(1)作了说明, 并且指出了对于本实验结果没有影响, 因此下面只对后两个原因作一些讨论。

(1) 訊号电压中二次諧波的影响

現在, (3) 式应改用下式代替:

$$v_a = v_m \sin \omega t + v_c \sin(2\omega t + \delta), \quad (22)$$

式中 v_c 为二次諧波电压的顛值; δ 为二次諧波电压与基波电压之間的位相差。把上式代入(4b), 經簡化后, 再与(4a)对比, 可得二次諧波电流为

$$I_2(2\omega) = -\frac{g_a'}{4} v_m^2 \cos 2\omega t + g_a v_{cr} \sin(2\omega t + \delta). \quad (23)$$

显然, 上式右边第二項是一引入誤差的項。

我們用諧波分析器直接測得了 v_{cr} 值。实验发现, v_c 与 v_m 之比小于 0.2%, 且此值不随隧道二极管的直流偏压而改变。由此可知, $v_c \approx 0$ 的主要原因是訊号电源仍有一小部分二次諧波加于組合元件二端。否則 v_{cr} 就要随直流偏压的改变而变化。我們用 v_{cr} 和 g_a 值, 估計过这个誤差項的影响, 实际表明, 其影响已小到可忽略的程度, 即对图 2 (b) 曲綫沒有修正的必要。

(2) 訊号频率过高的影响

当訊号频率較高时, 隧道二极管結电容的影响就必须考虑。这时, 频率为 2ω 的电流

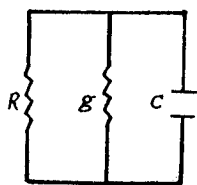


图 3

所流經的电路将变成結电容和电阻 R 并联而組成 (因为前已說明, R_1 可以視為短路), 如图 3 所示。由于 R 为 150 欧姆, 而結电容只有 80—100 微微法, 因此此影响尙可忽略。但是, 对于频率为 ω 的电流而言, 結电容对微分电导 g 起了旁路作用。当 $g \approx 0$ 时, 結电容的旁路作用就比较明显。我們若认为电阻 R 二端的频率为 ω 的訊号电压位相与組合元件二端訊号电压 v_a 的位相近似相同, 則(16)式在这样一級近似下可

改写为

$$g_a = \sqrt{g^2 + \omega^2 C^2} (1 - R g_a). \quad (24)$$

因为 g_a 可由测量得到, 所以 g 就能求出。图 2 (a) 的曲綫曾进行过这个修正。除了峯值电压和谷值电压附近 ($g \approx 0$) 有看得到的效果外, 其余偏压下修正值是很小的, 因此一級近似已經足够。

最后, 作者感謝陆大荣同志对此工作的討論, 并且感謝謝希德教授和阮刚先生的关心。

参 考 文 献

- [1] Dickens, L. E., *The Microwave Journal*, **5**(1962), No. 7, 70.
- [2] Chang, K. K. N., et al., *Proc. IRE.*, **48** (1960), 854.
- [3] Pucel, R. A., *Solid State Electron.*, **3** (1961), 167.
- [4] Lesk, I. A., et al., *IRE Wescon Record*, Part 3 (1959), 9.
- [5] Sterzer, F., et al., *RCA Rev.*, **23** (1962), 1.
- [6] Sterzer, F., *Proc. IRE.*, **49** (1961), 1318.
- [7] Eng, S. T., *IRE Trans.*, MTT-9 (1961), 419.
- [8] Логунов, Л. А., *Радиотехника и электроника*, **8** (1963), 722.
- [9] Chynoweth, A. G., et al., *Phys. Rev.*, **125** (1962), 877.
- [10] Nathan, M. I., et al., *Phys. Rev.*, **128** (1962), 2149.
- [11] Rowell, J. M., et al., *Phys. Rev. Letters*, **9** (1962), 59.
- [12] Hines, M. E., *BSTJ*, **39** (1960), 477.

HARMONIC ANALYSER FOR MEASURING THE FIRST AND SECOND DERIVATIVES OF I - V CHARACTERISTICS OF TUNNEL DIODES AND POINT CONTACT DIODES

Hsu YUAN-HUA

(Fudan University)

ABSTRACT

An instrument for measuring the first and second derivatives of I - V characteristics of tunnel diodes and point contact diodes as a function of D.C. bias was designed. The principle of operation is based on the harmonic analysis of the current. The circuit involved is rather simple. As an example for the application of this instrument, plots of first and second derivatives of a tunnel diode and a point contact diode were shown. From the given results, it has been pointed out that tunnel diodes may be used in low level detectors.