

晶体管示波器 实用电路设计专辑

《示波器电路专辑》编辑组

晶体管示波器实用电路设计专辑

〈示波器电路专辑〉编译组

序 言

为了赶超世界先进水平，及时了解国外示波器制造技术发展动态与适应我国示波器研制、设计、生产和应用技术的需要。遵照伟大领袖毛主席“洋为中用”的教导，我们编译出版了“晶体管示波器实用电路设计专辑”，供读者参考。

本专辑主要根据国外有关示波器技术文献编译而成。其内容对七十年代国外晶体管示波器典型产品的实用电路设计与应用，以及示波器集成电路化实用电路技术与7000系列示波器输入电路设计选择作了较为通俗和系统介绍，可供从事示波器研制工作的广大工人，科学技术人员以及高等院校科研之用。

本专辑在编辑出版过程中，承蒙上海科技大学、吉林工业大学、成都电讯工程学院与有关示波器专业工厂的工程技术人员热忱协助，特别是得到四机一所领导的关怀和马天方同志大力支持，加速了出版工作进程，在此谨致以真诚谢意。

由于水平低，时间仓促，请读者对我们这种新尝试中的缺点和错误批评指正，以便把今后的示波器专题资料出版工作作得好一些。

编 者

一九七五年一月

目 录

序 言

1. 485型350MHz便携式二踪示波器 (1)
2. 350 MHz 便携式示波器 (3)
3. 用三种工艺在单晶片上制造宽带放大器 (7)
4. 采用线性大规模 (LSI) 集成电路的超小型示波器 (11)
5. 新的宽带放大器技术 (13)
6. 示波器线性集成电路化 (24)
7. 示波器实用集成电路 (27)
8. 示波器四踪显示集成电路 (IC) 转换器 (32)
9. 7904型示波器介绍 (33)
10. 7904型示波器水平放大器电路 (35)
11. 7704型示波器水平放大器电路 (36)
12. 7704型示波器增辉放大器电路 (38)
13. 7704型示波器高频高压发生器电路 (39)
14. 7A11型放大器输入电路 (39)
15. 7A12型双踪放大器输入电路 (43)
16. 7A13型放大器输入电路 (43)
17. 7A14型电流探头放大器 (48)
18. 7A16型放大器输入电路 (51)
19. 7A19型放大器输入电路 (52)
20. 7A22型差动放大器输入电路 (51)
21. 150 MHz 示波器水平放大器设计 (59)

485 型 350 MHz 便携式二踪示波器

485 为现代示波器产品中最轻重量，宽频 350 MHz—1nS/DIV 扫速便携式二踪示波器。它除了具有便携式测量仪器能力显著优点之外，还有许多其他新特点。这些特点包括：“可选择的输入阻抗”，“可调节的触发释抑时间”，“外触发显示”，“交替延迟扫描”，“扫描线分离控制”，“垂直标尺系数指示”，“自动聚焦”与“B 扫描亮度控制”以及面板布局合理减少测量时间，单功能按键开关与自动垂直标尺系数指示增加操作者的方便。

485 垂直系统提供全带宽灵敏度之可选择输入阻抗 (50Ω 350MHz 与 1MΩ 250MHz)。它不但比近代适用的任何示波器具有较高的增益—带宽，还有可选择的输入阻抗，提供用相同示波器和不采用有源探头测量高一低阻抗能力。当输入信号超过 5mV (R、M、S)，自动地切断内探测电路，保护 50Ω 内输入阻抗。

垂直标尺系数自动读出装置为分布在每只输入衰减器按钮开关周围的三只发光二极管所组成，读出装置迅速闪光表明操作者使用所推荐的 ×10 或 ×

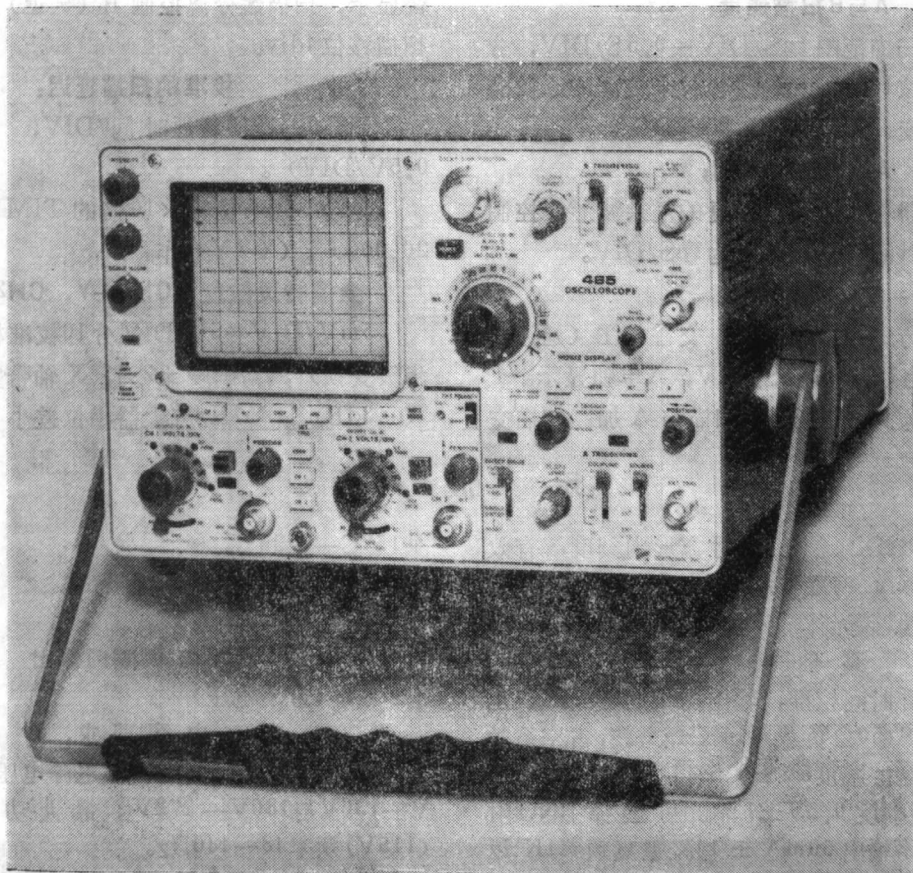
100 探头时，荧光屏显示出准确的“VOLTS/DIV 数值。每当进行测量时就无需记忆衰减系数或进行转换。

为补偿较高的带宽，485 具有 1nS/DIV 扫描速度。一种新颖的交替扫描方式扩大便携式示波器的扫描延迟概念，这种特点容许扫描延迟交替地显示被加亮的主扫描，而且这种工作方式使操作者同时观察到被加亮与延迟显示部分并始终知道正在由延迟扫描测量的脉冲群所在精确位置。

在不切断外触发信号源或重新调节控制器的条件下，容易观察到外触发信号。前面板按钮开关自动地转换馈至垂直放大器作为触发 A 扫描的外触发信号。为此，使快速测量所感兴趣的信号与外触发信号源之间的时间进行比较。

全带宽触发 (无“HF”同步) 与可调“触发释抑时间”提供稳定地显示重复而波形复杂的信号。

自动聚焦电路保证在每次亮度变化时无需重新调节的必要。在拍摄单次过程，聚焦始终不变，电子束限流电路保护示波管磷光体不因高亮度而烧损。



垂直偏转系统 (CH1与CH2相同)

可选择的输入阻抗:

50Ω与1MΩ输入阻抗适用于单BNC连接器,借助于按键开关选择之。50Ω±0.5%;驻波电压比小于1.25:1(在5mV/DIV与10mV/DIV);20mV/DIV—5V/DIV,(350MHz)小于1.15:1;1MΩ±1%并联电容小于20pF。

全偏转灵敏度带宽与上升时间

50Ω端接源,+15°C—+35°C

50Ω	DC—350MHz	1nS
1MΩ	DC—250MHz	1.4nS

偏转灵敏度:

5mV/DIV—5V/DIV分10校准档级(按1.2.5步级变换),精确度±2%,无校准时,档级间连续可变,最低灵敏度为12.5V/DIV(重校增益)。

显示方式:

正常与反相(CH1与CH2);交替;断续(约

1MHz重复频率);相加;X—Y显示(CH1—Y与CH2—X)

自动标尺系数:

按钮开关外壳边缘上的三只读出发光二极管,自动地指示出×10与×100编码探头头部的偏转灵敏度。

50Ω保护:

内探测电路提供自动切断超过50V大幅度信号的自动保护功能。

输入耦合方式:

AC:DC:GND(零参考电平)

延迟线:

可观察显示波形的前沿。

内触发源:

“正常”(显示信号),CH1或CH2。

水平偏转系统

A与B扫描速度:

已校准的扫描范围1nS/DIV—0.5S/DIV,分27校准档级(按1.2.5步级变换),未校准的A扫描档级间连续可变,最低扫速1.25S/DIV。

A触发释抑时间:

可调节器稳定显示出重复的复杂波形。控制范围为全扫描时间的最快时间为1nS/DIV。

B ENDS A:

水平显示方式—A,加亮,交替与B(延迟扫描),A扫速为1,2与5nS/DIV,A单独显示。

交替显示方式—B延迟扫描与A加亮扫描交

替显示,扫描线分离控制B(延迟)扫描相对于A扫描移位4div。

校准的扫描延迟:

调节0—10倍延迟时间/DIV,(10nS/DIV—0.5V/DIV)。

晃动—调节位置×10倍的TIME/DIV时小于20,000:1(X—Y工作。)

全偏转灵敏度(CH1—Y,CH2—X):

5mV/DIV—5V/DIV分10校准档级(按1.2.5步级变换),精确度±2%,X轴带宽DC—4MHz(—3dB),4MHz放大器相位差小于3°。

示波管

TEKTRONIX示波管为4寸方形内刻度,有效观察面积8×10cm,垂直与水平中心刻度间隔为0.2cm。通常供应P31磷光体的示波管。加速电位21KV。

其他特性

频率与上升时间校准:输出阻抗为450Ω,上升时间小于1nS(50Ω负载);1KHz方波,占空系数49.8%—50.2%;幅度5V±0.5%;负载为1MΩ与50Ω±0.5%,幅度0.5V±1%。可选择BNC附件。电流回路输出50mA±1%,重复频率1KHz与1MHz±0.25%。技术条件规定工作环境温度

+15°C—+35°C。

A扫描输出:

10V(正锯齿波)

A与B闸门输出

4V(方波电压)

电源要求:

滑动开关选择额定工作电源电压。电源电压90V—136V与180V—272V,最大功率损耗60W(115V)频率48—440Hz。

350 MHz 便携式示波器

在过去的五年中，实验室型示波器电路技术有了迅速发展。其主要原因在于：不断地采用了最新的半导体技术。回顾历史，半导体器件在测量仪器技术领域中的应用颇为迟缓，主要是受到一系列因素限制，诸如温度的敏感性、缺乏半导体器件使用经验等，特别是随着频率提高，对示波器宽带放大器电路技术的要求更加严格，促使设计人员感到在电路技术中大量地采用半导体器件不是轻而易举

之事。由于近七年来半导体和集成电路技术日新月异的发展，为设计工程技术人员呈现了一条崭新的途径，不但是早已克服了上述困难，而且又解决了分立式元件所不能解决的问题。

读者在本文所介绍的带宽350MHz，灵敏度5mV/div新型便携式示波器中，清楚地了解到这一事实。

1. 扩展带宽的措施

众所周知，单片模拟集成电路的带宽要比分立元件放大器的带宽窄得多。因此，第一批示波器半导体化垂直放大器均采用分立晶体管，这并不是奇怪的。即使在目前，“最快的”放大器还是把分立片状晶体管焊接到有厚薄膜元件的衬底上而制成的。这种方法成本很高，因而不适合大批生产。所以，不得不去彻底改进集成电路的单片结构。图1示出了一种可能的解决方法。T1和T2表示发射极耦合电路中的一般放大级，T3—T8形成一个电流放大器，其放大系数和极性可通过T7(引线12)和T8(引线11)连续调节基极上的直流电位，其输出端的关系式则保持不变。

因此，这种集成电路结构是比较通用的，并具有共射—共基放大器的所有优点。为了确保很高的带宽，采取了下列措施：

a. 当集电极——发射极电压只有2.4V时，单片晶体管的特征频率(f_T)为3GHz。为了降低损耗功率(减少自热)及节省功率，有意识地把电压选得较低。这样，在直流电压电位不得不降低以前，可以将几个放大器级联在一起。之所以能达到这样高的特征频率，是因为采用了非常窄的发射极引线(宽度约为 $2.5\mu\text{m}$)。为了减小基极带状电阻和集电极——基极电容而不降低电流放大系数 β ，需要进行二次基极扩散；

b. 由于采用了一种电阻系数很小的特殊扩散方法，因此不仅大大减小了集电极电阻，而且还形成了一个“埋层”的直接接触点；

c. 单独的隔离区减小了单片晶体管之间的电容耦合。没有这种单独的隔离区，晶体管的间距就必须加大，这会使晶体管之间的热耦合变坏。但是，为了尽可能降低热效应，热耦合又是测试放大器的良好脉冲特性所必需具备的。分立晶体管放大器基本上都是通过选择合适的工作点来进行温度补偿的，而这种可能性对集成电路来说大多是不存在的。因此想尽量减小热时间常数，然后能够通过差分放大器发射极之间的简单阻容网络来加以补偿。

d. 一定要避免低阻发射极电路中的电感。因为在T1、T2和T3—T6发射极中每个终端阻抗都会使电路高频时的放大系数迅速下降。这里，单片放大器要比分立放大器具有明显的优点。但是，另一方面却不得不将确定基本放大系数的电阻 R_E 直接扩散到集成电路中。然后，扩散电阻的温度系数很大($\approx 0.16\%/^{\circ}\text{C}$)，而且，误差绝对值通常达20%。这就是说，如果每级只偏离额定值10%，那末，六级放大器的放大系数误差就会达到+77%。因此，就要求把镍铬电阻直接蒸发到集成电路上。这种电阻的典型温度系数只有 $0.005\%/^{\circ}\text{C}$ ，而其绝对误差可低于5%。

e. 一个 1.8pF (C_E)金属—氧化物—半导体电容器直接引入集成电路，以便能补偿传递函数的主极点(见“计算方法”一节)。在通常的金属氧化物半导体电容器中，有一块极板是通过衬底形成的，而这一种金属氧化物半导体电容器则是将电容器分成二段相等电容，以便使衬底不致在交流时激励。

f. 如图2所示，由于每级放大器级之间采用了特殊的电感耦合，因此，大大扩展了带宽。如果能正确地设计 C_B 、 C_1 、 L_2 以及 L_1 和 L_2 之间的耦合，则可使放大器的输入电阻在所有频率上都是实数，并等于 R_G 。 R_G 是发生器电阻，因而通常也是上述放大级的负载电阻。这样，就有可能将特性阻抗 $Z_0 = R_G$ 的导线直接引到电路板上，从而能减小各个放大级连接点的反射。对于高质量的宽带放大器来说，较小反射的重要性还未能充分强调，因为没有这些措施，就难以忠实地重现窄脉冲。

在上例中， L_1 和 L_2 大部分都是直接由集成电路的引线电感形成的(见图1)。 C_B 只有 0.69pF ，同时直接印制到电路板上。此外，由于放大级的输入端采用了这种具有所谓“T型线圈”的电路，因此，可以扩展带宽约2.5倍。这比用一般的补偿措施所能达到的带宽高得多。采用上述各项

措施后,在电流放大系数约为2.5时,图1放大级的带宽可超过1GHz。采用截止频率为1.5GHz的示波管和六级放大器,而最小的偏转灵敏度则为5mV/div示波器的带宽为350MHz,在带宽时,输入电阻是一实数,其值为50Ω。在50Ω输入端的反射是非常小的,因此,在带宽为350MHz,偏转灵敏度为5mV时,驻波比为1:1.25。当偏转灵敏度高于5mV/div时,驻波比能降低到1:1.15。

Tektronix 公司 485 型示波器总共采用了17块如图1所示的集成电路:8块装在“ A ”和“ B ”垂直前置放大器中,9块用于“ A ”和“ B ”触发放大器和触发发生器,其中3块则装在垂直主放大器中。图3还示出了这种示波器的简化输入级。利用按钮可选择两种输入阻抗:带宽为250MHz ($R_G = 50\Omega$)时,输入阻抗为1MΩ/20pF;带宽为350MHz时,则为50Ω,两者的最小偏转灵敏度均为5mV/div。高阻输入主要是用来测量大幅度电压,以及降低直

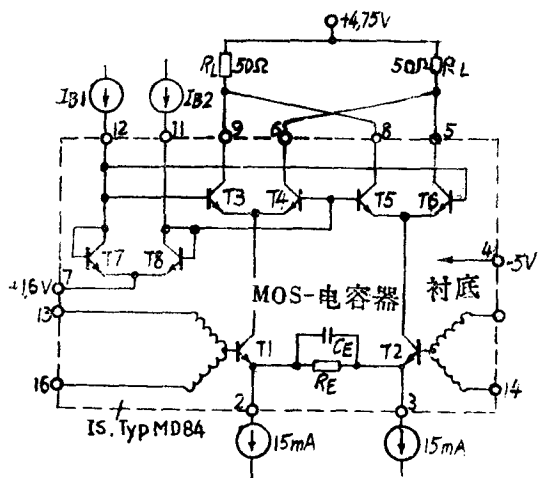


图1 放大系数和极性可连续调节宽带通用集成电路

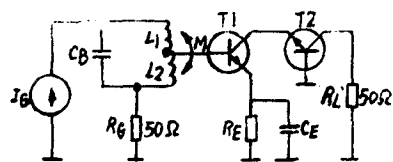


图2 在输入端为电感耦合的共射-共基电路的等效电路

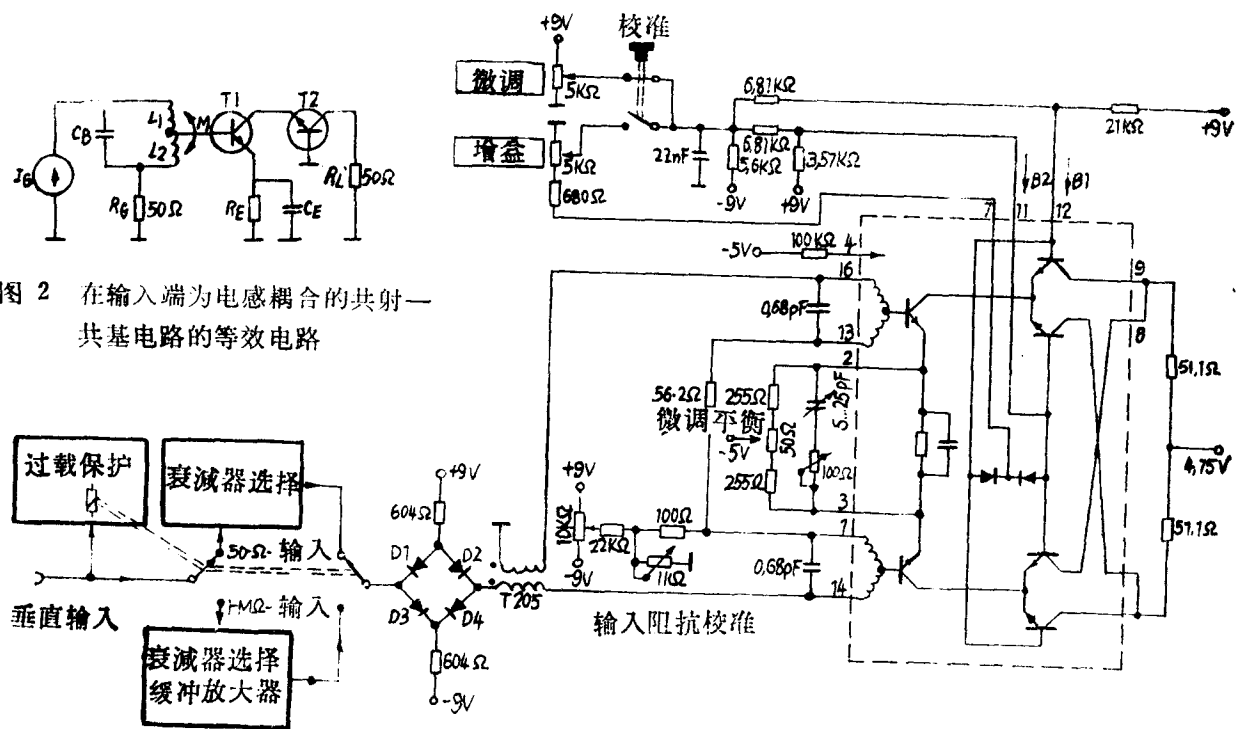


图3 垂直输入放大器的简化电路

流负载。众所周知,随着频率增大,输入阻抗会迅速下降。这样,在 $f = 100\text{MHz}$ 时,输入阻抗实数部分的典型值为 80Ω ,而其虚数部分的典型值则为 100Ω 。这些数值对所有高阻输入的示波器都适用。但在频率很高而反射很小时,输入 50Ω 电阻的优点是非常明显的,因为其值是一实数而且和频率无关。利用一个接在输入端的10:1衰减器,输入电阻可提

高到 500Ω ,这对所有快速 ECL—和肖脱基 TTL—逻辑电路来说,还是一个完全可接受的负载电阻。

50Ω 输入用一个特殊的集成电路来防止过载。当输入端超过5V(有效值)或者能量超过 0.1Ws 时,此集成电路开始工作,并直接使继电器起动。在这个集成电路内有一个非线性放大器,可用于变换有效值和处理 $\geq 1\text{V}$ 的正负信号。此外,它还包括一个

用于转换刻度照明“1MΩ及/50Ω”指示的逻辑电路。这个集成电路包括的单片晶体管不小于72只，扩散电阻约为100个，这些统计清楚地表明，

如果用分立元件制作这种放大器的话，则必然要大大提高成本，占用更多的空间。

2. 垂直输出放大器

为了使电子束在整个荧光屏上偏转，需要一个相当高的电压。单片晶体管是特意获得高截止频率而设计的。因此，集电极—发射极电压 U_{ce0} 不到10V。这样，就要求基极电路中的晶体管 T15 和 T16(图4)采用分立晶体管。在输出级中的集成电路因而是一种混合集成电路，其中晶体管 T11~T14 是单片集成电路的组成部分。这种电路是相当重要的，因为它不仅使特征频率有效地增加一倍，就

是在相同的特征频率下使电流放大系数也增加一倍。此外，用这种方法还不会对每个晶体管的电流密度提出过高的要求，以确保获得很高的带宽。偏转系统是这样设计的，以致特性阻抗可保持为 $Z_0 = 346 \Omega \pm 1\%$ ，由于电压放大系数是很高的，因此一定要采用 T15 和 T16(共射—共基)，以消除密勒效应。混合集成电路采用 TO—8 型外壳，其耗散功率为 5W。所产生热量大部分通过金属引线引向机壳。

3. 性能的继续提高

485 型示波器有一系列新的进展。这些进展可归纳为：

a. 最快的扫描速度为 1ns/div。这不是用通常的“扩展”方法而直接达到的，因此，可获得很高的扫描精度；

b. 外加的触发信号可通过一个旋钮直接在荧光屏上显示出来，因此可进行垂直信号相对时间的测量；

c. 电子束随着辉度的调节而自动聚焦。这就便于同时观察时间间隔有很大差别的被延迟的和延迟信号。同时，这种装置也大大有助于拍摄单次过程。自动聚焦是卓有成效的，以至使调节旋钮也被放到仪器的背面。

d. 最大的阴极电流在各档扫描都被限制在一个安全值内，因而能保证不致烧毁磷光体。

e. 装有一个可变的“释抑”控制旋钮，因而在观察甚高频复合信号时，触发电路只将一个指定的触发信号加在时基发生器上；

f. 两个垂直输入端可用一个按钮转换成 x-y 工作方式。在带宽为 5MHz 时，最大相位误差 $< 3^\circ$ 。

g. 可接上衰减系数为 12 dB/倍频程的二端网络滤波器，以使仪器的带宽降到 20MHz。

h. 在采用 P11 磷光体、C13 照相机和 1000QASA 胶片时，示波管的记录速度是 6div/ns。即使在扫描高达 1ns/div 时，也可以直接观察到单次过程。

i. 电源部分没有电源变压器，而采用了一个 20 kHz 振动变流器。这种振动变流器不仅具有很高的效率，而且大大降低了仪器的重量(重 9.5Kg)，缩小了外形尺寸(只有 520 × 310 × 165mm)。

4. 计算方法

4.1 发射极电路的传递函数

图 5 是高频晶体管的发射极电路简化等效电路。

由于 $I_c = \beta \cdot I_B$ ， $\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$ ， $\alpha = \frac{\alpha_0}{1 + S \cdot T_T}$ 和

$T_T = \frac{1}{2\pi \cdot f_T}$ ，因此，当 $\alpha_0 \rightarrow 1$ 时，集电极电流

发生器为 $I_c = \frac{I_B}{S \cdot T_T}$ (1)

如果引入发生器电阻 R_G 和图 1 发射极电路中的并联网路 R_E 、 C_E 则可得到图 6 所示的等效电路。

输入阻抗为：

$$Z_{IN} = \frac{U_{IN}}{I_B} = \frac{R_E (1 + S \cdot T_T)}{S \cdot T_T (1 + S \cdot R_E C_E)} \quad (2)$$

令 $R_E \cdot C_E = T_T$ (3)

则极点 $(1 + S \cdot R_E \cdot C_E)$ 可用式 (2) 中的零点 $(1 + S \cdot T_T)$ 简约，故式 (2) 能简化成

$$Z_{IN} = \frac{R_E}{S \cdot T_T} = \frac{1}{S \cdot C_{IN}} \quad (4)$$

式中， $C_{IN} = \frac{T_T}{R_E} = C_E$ (5)

由于 $r_b \neq 0$ ， $R_L \neq 0$ 和 $C_{cb} \neq 0$ ，并考虑到 R_G ，

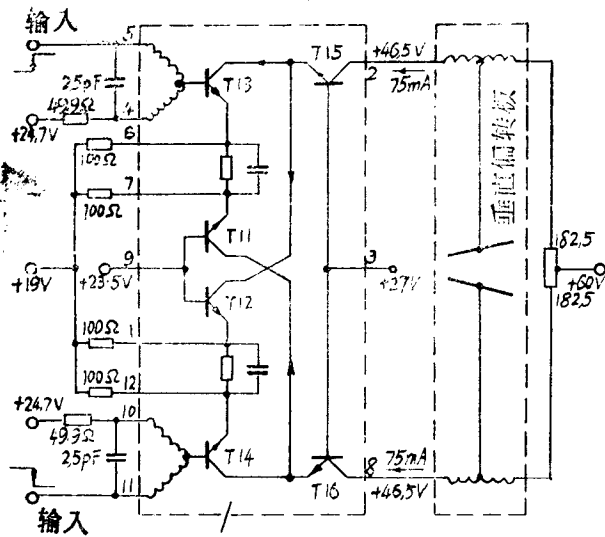


图4 输出垂直放大器的简化电路

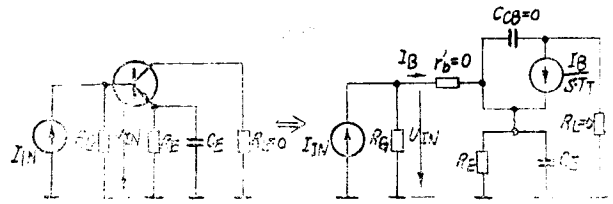


图6 具有零位补偿图5的等效电路

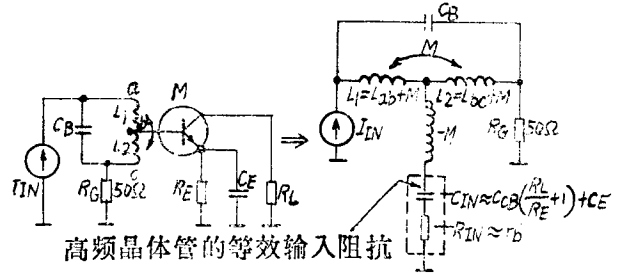


图7 在晶体管输入端接有T型线圈的图2输入等效电路

因此，根据图6可得到下列传递函数：

$$\frac{I_A}{I_{IN}} \approx \frac{V_i}{\underbrace{1 + s(R_G + r_{b'})}_{(R_G + R_{IN})} \underbrace{(C_{cb} [\frac{R_L V_i}{R_G} + 1] + \frac{T_T V_i}{R_G})}_{C_{in}}} \quad (6)$$

$$\text{式中 } V_i = \frac{R_G}{R_E} \quad (7)$$

V_i 是电流放大系数，此时假设 $R_E \gg \frac{k \cdot T}{q \cdot I_c}$ ，

一般能满足宽带放大器的计算要求。因此，放大器可达到的带宽为：

$$f(-3\text{dB}) \approx \frac{1}{2\pi(R_{IN} + R_G)C_{in}} \quad (8)$$

把式(6)分母进行微分可求得最佳的发生器电阻：

$$R_G(\text{最佳}) \approx \sqrt{\frac{\gamma_b' V_i (C_{cb} \cdot R_L + T_T)}{C_{cb}}} \quad (9)$$

4.2 “T型线圈”

图2晶体管输入端的电感耦合可改画成图7的等效电路。

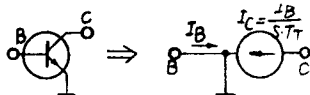


图5 高频晶体管的发射极电路中简化等效电路

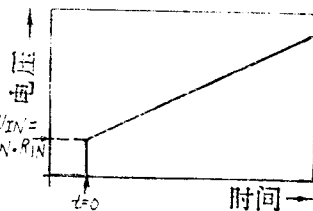


图8 由脉冲电流激励的晶体管输入端合成电压曲线

当 $K = 1/3$ 时，可得到最佳线性的相位特性以及上冲仅为 0.4% 的脉冲特性。在这种情况下，可达到的最高带宽要比式 (8) 提高 2.74 倍

通过一个良好的模式，用计算机可以相当准确地求得晶体管的 C_{IN} 和 R_{IN} ，其中输入具有阶跃电流激励。所产生的电压曲线如图 8 所示。 R_{IN} 可以直接通过起始的阶跃电压 $\Delta U / \Delta I$ 求得。从图 8 曲线的斜

率中可得到：

$$C_{IN} = \frac{\Delta I}{\Delta U} \cdot \Delta t \quad (16)$$

用时域反射计可直接测得此曲线，而不用计算机来求解一个良好的晶体管模式。

用三种工艺在单晶片上 制造宽带放大器

双极型晶体管、金属—氧化物—半导体电容器与薄膜电阻的组合，消除因发射极引线电感产生的弊病，甚至利用封装引线电感作为级间高频补偿。

最新的双极型、薄膜与金属—氧化物—半导体工艺互为弥补，仅在 4mil^2 的单晶片上制造出增益与极性可控制的数个 GHz 频宽的直流耦合放大器。

这种电路是安装在新的低散逸封装内，并使用引线寄生电感，光刻电路电容器提供成本低廉，宽频带与高输入阻抗的放大器。标准增益 9dB，则增益—带宽乘积为 2.8GHz 。

迄今为止，线性双极型半导体集成元件要比那些始终用于高速放大器一类的分立式电子计算机的半导体集成元件迟缓得多。所以为大量生产高集成度多级的放大器仪器方面，成本异常高昂。而快速放大器仍然采用分立式器件。

显然，高集成度途径的宽带多级放大器很经济，而且也是最引人入胜的，但它有一系列技术性缺点：

• 如果在单晶片上制造二级或多级放大器，若提高三倍的增益—带宽乘积而采用级间电感补偿方法是无法实现的。

- 难以调节过渡特性并且也不可能。
- 电路封装不受功耗限制
- 因制造快速晶体管需要有严格的公差要求，所以电路的生产效率低。

假如难以寻求某种取代单级集成电路的途径，则封装的引进—引出线电感限制带宽的提高，除非采用级间补偿措施。由于发射极电路是低阻抗通路，甚至与发射极增益调正电阻相串联电感与补偿电容器也会严重的限制电路的带宽，所以电阻与电容均

能在单晶片上制造集成电路，这种限制，随同小型电阻与电容的成本一样被消减。本文介绍即是采用这种途径的例证。实践已证明具有高性能与经济性。

图 1 所示的电路结构为利用“Gilbert”倍增器串级放大器的简化电路图。在正常工作时：引线 12 点（已知控制基极）接至电流源 I_{b1} ， I_{b2} 为零，输入信号由 1—13 引线馈入，输出由 5—9 引线取得。在这种情况下，晶体管 Q_4 ， Q_5 ，与二极管 D_2 截止。实质上，这种电路是标准的共发—共基极放大器， Q_3 与 Q_6 相当于共基极晶体管。

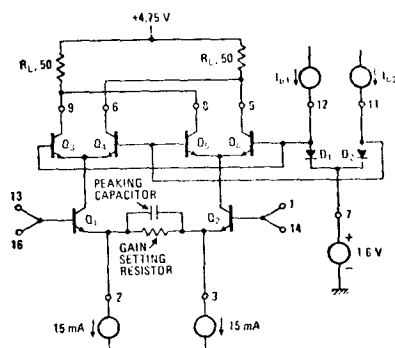


图 1 宽带 IC_1 的基本电路系 Gilbert 倍增器电路的串级放大器。由于在单晶片上制造增益调节电阻与补偿电容器，故减少发射极引线电感为最低限度，并且大大地提高频带。

假设 I_{b1} 截止， I_{b2} 导通，信号电流相应地从 Q_1 与 Q_2 流入， Q_4 — Q_5 电路仍为共发—共基极电路，但信号极性相反。同样，如果 $I_{b1} = I_{b2}$ ，信号电流抵消，输出端同相电平衡定不变。为此， I_{b1} 与 I_{b2} 之间关系决定增益的连续性与线性。即：

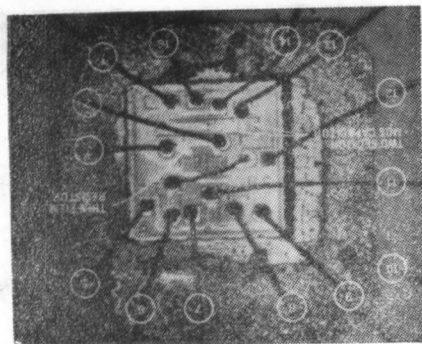


图 2 三点标

双极放大器晶片，包括 MOS 电容器与稳定薄膜镍铬电阻。证明：输入信号环行通过封装与电路，1—13引线馈入，相应地由14—16引线输出。

$$G = G_{max} \left[1 - \frac{2I_{b2}}{I_{b1} + I_{b2}} \right]$$

这种共发—共基极电路固有的宽频带，由于在输入晶体管 (Q_1-Q_2) 集电极的信号电压摆幅很小，并且集电极电路每一阻抗在高频降至输入阻抗，所以增大了晶体管集电极—基极电容两端电压摆幅。因此， Q_1-Q_2 集电极电路没有引线电感是集成电路途径的固有优点。图1表明Gilbert倍增器为增益与极性控制无关的共发—共基极放大器。

加速晶体管

晶体管的偏置电流略小于 f_t 峰值，为节省电力，集电极电压为 2.4V。然而在此工作点的 f_T 是 3GHz。为了得到低的基区电阻与高 f_T 值，发射极宽度做到小于 0.1mil。采用扩散方法保持低的基区电阻，而且丝毫不牺牲 β 或 C_{cb} 。

由于集电极同器件的上端的接点与衬底基区之间有大的串联电阻，所以集成半导体器件比其分立式计算机元件迟缓。为了降低电阻，进行低阻扩散（集电极深度）而接至集电极埋层。

减少器件之间电容，在每一集极区周围建立隔离墙相互隔离，不同部分的晶体管不应分离得太远，可能会导致温差的产生，此时引起不十分显著的附加直流漂移。温度对信号的影响为：馈入输入信号，改变了 Q_1 的功率消耗，通常功率消耗的变化量不同于 Q_2 的功率变化，这就使 Q_1 与 Q_2 之间产生温度误差。此误差正比输入信号电压（非方波电压），温差改变了 Q_1-Q_2 二者的 V_{BE} ，提高新的等效输入信号，这种影响是线性的，增大了直流增益为 1

—5%，超过 1MHz 时，增益有显著的改变。

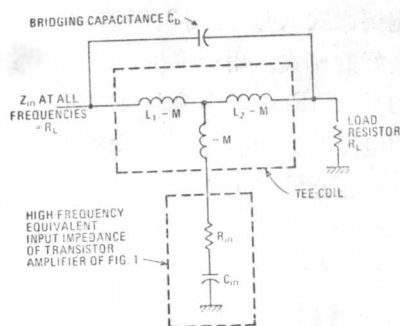


图 3 补偿—T型线卷级间补偿电路改善普通频带 2.74 倍，当驱动 R—C 负载时，选择桥式电容，在所有频率使 $Z_{in} = R_L$ 。

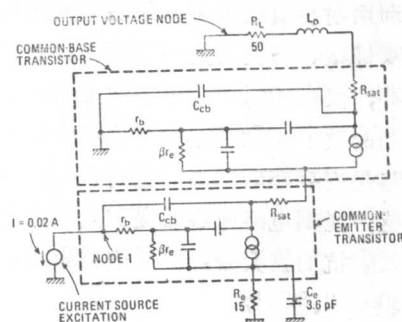


图 4 计算机方式—串级电路方式是使用 ECAP 分析 IC 放大器。Lp 补偿输出引线电感。在过渡特性（见图6）上产生上冲。

实际上，采用普遍称为“热平衡”分差对偏置方法，此点用方程式定义：

$$2I_s R_L = V_S + V_{BE} - (I_s R_E) / 2$$

不考虑温度对输入信号的影响，本方程式是在有信号输入时，使 Q_1 与 Q_2 之间的功率耗损等于零时推导而来。式中： V_S 是集电极电源电压， I_s 为发射极电源， R_E 为发射极增益调节电阻， R_L 为集电极负载电阻。

大多数示波器的放大器均采用这种偏置方法，但一般 IC 电路是不能满足方程式的要求，取而代之，它们依赖于严格的热耦合，以保持这种影响程度小于 1%/每级。复合时间常数小于 10ms 它是容易控制数字，但是 5 与 10 补偿网路仍需要保持稳定的热不平衡影响。

不接地MOS电容器

MOS 高频补偿电容器不像许多集成电容器那样两侧都不接地。在两种情况，上极板是大面积金属层，金属层的下面是氧化层作为电解质，下极板是基极。通常供给负电压，30PF 电容器一般用这种方法制造的。

图 1 电路表明，要每一极板都接至发射极，使用二只单独电容器，从每一发射极接至基极是一种不妥善的解决方案，在高频时发射极的同相抑制比降低，则同相输入信号通过基极耦合到控制基极，实质上增大了同相增益。在这种情况下很容易超过分差增益，在多级放大器中可能产生振荡。

偶而，具有相当低的电阻埋层扩散可作为基板隔离的电容器的下极板。如前，上极板与电介质均是金属与氧化层，这种材料降低基板激励。

如所预料，埋层对基板比金属有相当大的寄生电容。所以发射极所接触的那一金属层对基板也有比较大的电容，由于不平衡缘故，基板用分差以及同相信号激励，解决的方法将电容器分制成二个相等并联电容器，每个发射极均接至电容器的上极板与下极板，防止了单纯基板激励，单晶片与焊接区如图 2 所示。

为改善级间电感补偿，希望只将发射极增益一调节电阻集成化。可是，实际上增益取决于增益调节电阻对负载电阻 R_L 的比值，二个电阻应有相同的电阻温度系数，由于 R_L 采用金属膜电阻，温度系数为 $+1600/10^{-9}/C^{\circ}$ 的扩散电阻不适宜作为增益调节电阻。

而且，重要性在于误差要小——特别是多级放大器采用相同的单晶片，每五级串级放大器中增益误差为 1%，产生 61% 总增益误差。

卓有成效的解决方法是在单晶片上直接沉积薄膜电阻，认为在其他金属系统，诸如，铬化硅与钼使用镍铬更好，由于通常使用光刻方法，这些其他金属与氧化硅或铅是不相矛盾的。此外，电阻温度系数小于 $100\text{ppm}/C^{\circ}$ ，也可以用薄膜电阻 ($10\Omega/\text{平方}$) 制造出所需要的 30Ω 发射极电阻。

宽的通频带与平滑的频率响应，特别取决于级间补偿系统的性能。最好的这种系统之一就是 T 型线圈电路，实际上这种 T 型线圈为一对互感线圈，将 T 型线圈接至 RC 负载与电源之间，就像多级放大器的一级输出，带宽改善系数为 2.74，上冲

仅 0.4%，T 型线圈补偿放大器的 3dB 带宽按 $\Delta f = 2.74/2\pi(R_L + R_{in}) \cdot C_{in}$ 求得，假设电路被调节到具有最大平坦包络延迟响应。

附加桥式电容器 C_b ，该电路被变换成桥式 T 型线圈，因此得到另外极其有利的特性，如果 $C_b = (C_{in}/12) \cdot (R_L + R_{in}/R_L)^2$ ，然而在所有频率，驱动点阻抗 Z_{in} 实际上等于 R_L 。

实际，驱动点阻抗是常数，这样有可能采用光刻电路板转输线作为级间耦合，不需要任何倒相终端——即驱动级不需要集电极负载。理论上，2 倍阻抗的级间传输级应有 2 倍端接，在每一端使用简单的电感补偿，增益与带宽不会有任何损失。所以 T 型线圈是防止级间信号反射的有效措施。

在补充 T 型线圈补偿方法之前，首先应知道被补偿的级间输入阻抗，但是，本文所介绍的方法——计算机分析法基于精选晶体管方法——既迅速又直观地表现出来，这种分析方法是 IBM'S 众所周知电子电路分析程序 (ECAP)，借助图 4 的电路方式。Re 数值按所需要增益由直流分析得来， C_e 由 $C_e = 1/2pF_t R_e$ 求出。

用电子计算机进行时畴反射的数字分析：20mA 阶跃输入驱动可编程器。根据 (图 5) 第一交点求得电压。

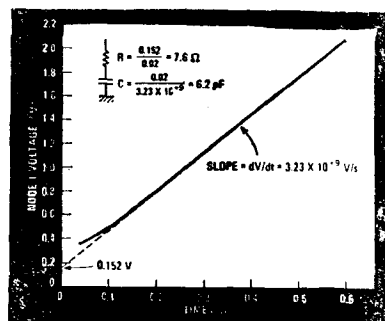


图 5 计算机分析方法：按图 4 为 20mA 输入阶跃电流相应于第一交点计算电压，有趣的一点，输入阻抗好象串联的 R—C 电路。

很明显输入时间 $t = 0$ 时，起始点电压为 0.152V ，看起来电阻数值 $R = 0.152\text{V}/20\text{mA} = 7.6\Omega$ ，斜率常数 $dV/dt = 3.23 \times 10^9\text{V/S}$ ； $t > 0$ 时，相当于串联电容 $C = 20\text{mA}/3.23 \times 10^9\text{V/S} = 6.2\text{pF}$ ，因此输入阻抗象一个简单的串联 RC 电路。忽视 Miller 效

应的简单理论, R_{sat} 表明 C_{cb} 是与分量 r_b 串联再与 C_e 相并联。

实际, Miller效应影响 r_b 与 C_{cb} , 使电阻分量减少至 r_b 以下, 增大电容分量, 数值可大于 $C_{cb} + C_e$ 。在感兴趣时间之内 (放大器上升时间), 一个单端串联组合的电阻—电容, 达到所需要的电路输入阻抗。

然后适当的设计接至电流源与放大器输入电路之间。T—型线圈另外的电子计算机 TDR (时畴反射) 分析, 此时计算传输响应, 同样作为检验之用。由于输出端封装引线电感 (图 4 中 L_1) 引起传输响应, 感兴趣的一点是上升时间仅占所考虑的 T—型线圈予先规定值的百分之几, 这就意味着, 限制带宽的因素只是输入阻抗, 同时级间补偿也是很重要的。

为有效利用封装引线电感, 输入信号为“环行通过”封装, 每一推挽输入信号由圆锥形引线送入, 并从同一侧的内部引线送出, 以 50Ω 负载电阻 R_L 端接。然而 L_1 的数值是 T—型线圈输入电感, 恰好包括在 IC 封装 (图 7) 的圆锥形引线之内, 如果调节引线位置, 会使电感稍微减小, 一般小于所需要的 L_2 , 在引线与负载电阻之间通过狭窄的光刻—电路板获得附加电感。

采用三层光刻—电路板电容器得到桥式电容, 在图 7 光刻电路板照片中可以看出, 大面积的电容器的上极板紧接着就是圆锥形引线。所需要的 0.68pF 电容器恰好由 0.01 平方英寸面积的电路板上得到。

冷 封 装

为了适应 IC 化的需要选择一种新的廉价的环氧树脂封装设计, 因为导线既短, 长度又近似相等。耗散功率超过那种 400mW 额定功率的 16 引线双列封装。实际 IC 的标准功率小于 150mW 。因此进行冷却, 为拆卸方便, 电路板可插入电路中。

※ “Gibert” (吉伯) 倍增器

Gibert 倍增器如图 8 所示。本文简要说明众所周知的半导体结的线性化电流通过另一个结的对数电压—电流—特性曲线。可认为被电压驱动晶体管 Q_3 — Q_4 它是由 Q_1 — Q_2 电流驱动来实现。

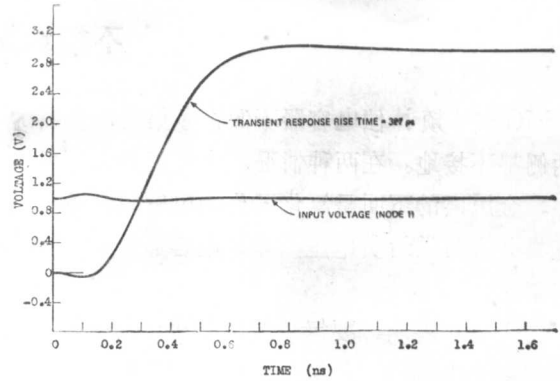


图 6 双重检验: 相对输入跃阶电流时, 电子计算机分析放大器的响应特性曲线。但此时, 电流源与放大器之间接有 T—型线圈, 除描绘输入电压第 1 交点外, 放大器的输出也被描绘出来。

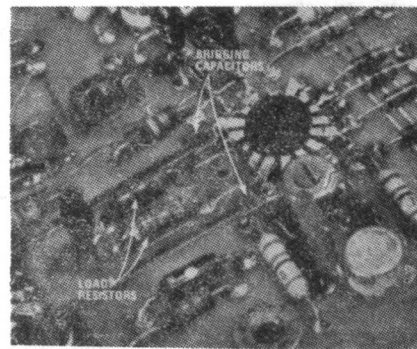
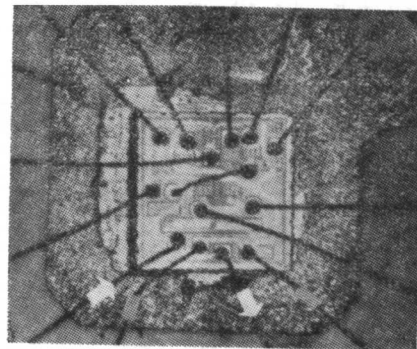


图 7 单晶片的照片: 如单晶片照片中的箭头表明, 输入信号环行通过 IC 封装实现 T—型线圈, 负载电阻与 IC 之间的小金属环增加输出引线所需要的引线电感, 桥式电容的上极板如所见, 在 IC 封装的圆锥形输入引线, 是大面积金属化表面。

图 8 所示, 结合文本, 所有级的总增益被二个偏置电流所控制(图中 I_{b1} 与 I_{b2})。例如, 当两个电流相等时, $Q1$ 与 $Q2$ 信号输出为零, 增益亦为零。

如果构成一个推挽信号源的电流加到控制基极

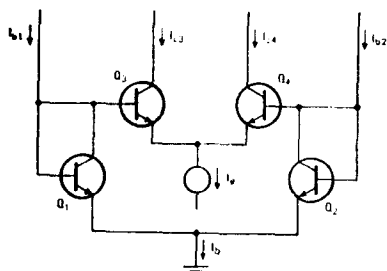


图 8 Gilbert倍增器简化电路图

新的集成电路技术初次商业应用是 Tektronix 485 型 350 MHz 便携式示波器, 共采

(图中 11—12 引线), 而送至 $Q1-Q2$ 之间的电压是第二信号源, 引线 5—9 之间的输出电压即是二信号的电压之积。此电路就是现代产品中大多数倍增器电路的基础。

第一次实际应用

用 17 块 IC 化电路——用 3 块为垂直—水平—触发放大器, 用 3 块主垂直放大器; 用 6 块为 A 与 B 触发放大器。其中一个为外触发显示。IC 化的高增益—宽带乘积为 5mv 灵敏度, 350MHz 带宽有较大的响应特性, 借助前面板按钮使示波器输入阻抗可从 $1M\Omega$ 转换到 50Ω 。

重量为 2½ 磅(附件除外), 这种轻重量的优越性在于新型 IC 化来实现。它保证示波器的耗散功率小于 60W, 因此低耗散功率仅仅需要体积小, 重量轻的电源部分, 这就意味着无需用高结构强度的庞大外壳。

採用綫性大規模 (LSI) 集成电路的超小型示波器

“Tektronix”公司的 211 型示波器系单通道实验室性能 500KHz 电池供电的超小型示波器。

这种示波器最适用于野外维修与宇宙空间的其他应用。所以它赋有许多其他成本低廉的 500KHz 示波器无可比拟之优点。

在科学领域中, 211 体现极其广泛的应用范围: 诸如在工业自动控制, 活动的电子设备, 无线电通讯联络, 电话与军事通讯, 端局设备, 逻辑探测, 核物理控制设备, 电力拖动与自动控制系统, 航空电子学, 船舶电子学, 频率变换设备的维修及其他。

如上所述的应用中, 需要一种“流动”的示波器。所以这种小巧紧凑携带方便的关键在于轻重量低功率消耗, 因此 211 示波器采用了大规模集成电路。绝大多数电路为 Tektronix 公司自制的三个单片集成电路。其中二个集成电路具有 70% 有源元件——类似线性大规模集电电路。

这些集成电路为扫描电路, 触发电路与水平放大器电路, 由 NPN—PNP 晶体管所组成, 而这种集成电路是采用 Tektronix 的场效应晶体管/双极型的特种工艺制造而成。另外一个集成电路为垂直—

水平输出放大器, 它提供 4mA 垂直驱动电流与驱动示波管的需要的水平驱动电流; 第三个集成电路为四只运算放大器, 其中二只相当于电流源, 而另外二只为垂直放大器。

设计这种集成电路的最大问题应考虑, 把 104 只晶体管安排在 $65 \times 65 \text{mil}$ 的基板上的所有元件排列布局问题, 信号通路的连接问题等。例如: 早些时期设计的这种集成电路, 在扫描电路中曾出现触发干扰, 因此 90% 的硅表面都已利用, 甚至器件也放置在焊接区之间。

电源设计视为减少示波器体积的关键问题, 而示波器的灵敏度又与示波管辉度有关, 在标准型式的示波器中电源为二次稳压: 一次是在电源的输入端, 另一次是在高压电路的输出端, 但是 211 为节省空间, 减少体积仅采用输入端稳压形式。为了控制辉度与灵敏度的变化, 在反馈回路中采用“增益单元”电路。

Tektronix 所研究的这种增益单元是基于增益依赖输入电流的电路。当向上旋转辉度程制器, 电压下降灵敏度提高, 通过增益单元的高压反馈

进行补偿之,在垂直与水平电路中均采用这种措施。

触发控制被简化成一只旋转式控制器,在正个扫描范围内提供明亮的扫描线。在某些应用需要—可调节触发电平,顺时针旋转控制器,在触发输入信号波形的正倾斜部分触发,进一步顺时针旋转控制器,在触发输入信号的负倾斜部分触发。

211与一只倾斜支架组成一个正体,它保证示波器在桌子上应用时有方便的视角。完正的探头与电源线绕在外壳的深槽中,平时看不见。在进行野外工作,操作者知道探头与电源线的所在位置。

当示波器用于维修工作时,随时都要携带,这就意味着,对它本身容易检修,无需购买备品之必要,故应保证拆卸迅速并容易观察内部元件。

在地面上应用电池供电,提高211的耐压强度700V,又当在地面上应用交流供电时,耐压为250(RMS),211型示波器符合IEC标准规定的II级仪器技术要求。

垂直偏转

偏转灵敏度— $1\text{mV}/\text{DIV}$ — $50\text{V}/\text{DIV}$ 分15校准档(按1.2.5步级变换)。精确度 $\pm 5\%$;末校准档级间—连续可变,最低 $150\text{V}/\text{DIV}$ 。

带宽—DC—500KHz(大于)灵敏度 $10\text{mV}/\text{DIV}$ — $50\text{V}/\text{DIV}$,当灵敏度 $1\text{mV}/\text{DIV}$ 时最低频率为100KHz。AC耦合低频端—3dB点为1.6Hz。

输入阻抗— $1\text{M}\Omega$ 并联电容 130pF , (探头永久的连接信号所呈现的输入电容)。

绝缘电压 500V(RMS)或700V(DC + AC P-P)

这是用内部电池工作的条件,又当AC工作时,电源电压+浮动电压不超过250V(RMS),或 $1.4\times$ 电源电压+(DC + ACp)不超过350V。

最大输入电压(探头—共公端)—600V(DC + ACp),600 ACP-P(小于5MHz) $50\text{V}/\text{DIV}$ — $0.1\text{V}/\text{DIV}$,600V(DC + ACp)AC不超过 2KHz $5\text{mV}/\text{DIV}$ — $1\text{mV}/\text{DIV}$ 。

水平偏转

扫描速度 $5\mu\text{s}/\text{DIV}$ — $200\text{ms}/\text{DIV}$,分15校准档(1.2.5步级,精确度85%超过中心线8格)。

可变扩展—每一扫描速扩展5倍,连续可变倍率,最大扫描扩展为 $1\mu\text{s}/\text{DIV}$ 。

外水平输入—1与 $10\text{V}/\text{DIV}$ 10%之内,DC—75KHz约 $5\text{M}\Omega$ 并联电容 30PF ,最大输入电压 200V (DC + ACp), 200Vp-p (AC)。

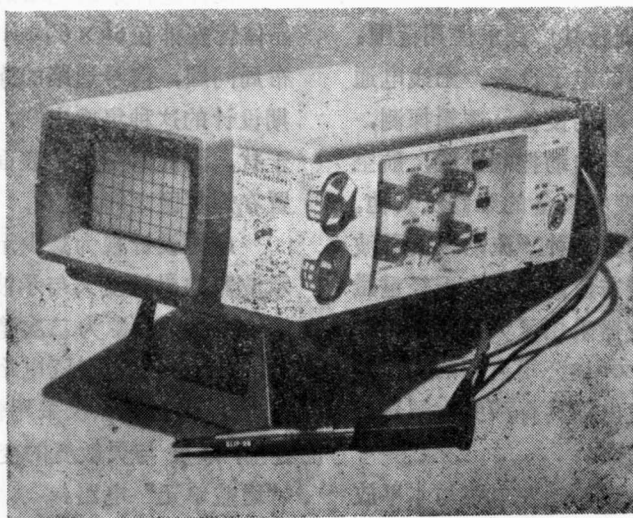
触 发

方式—内,2HZ—500 KHz,大于0.2格的触发信号,
外DC—500 KHz 大于1—2V/外触发信号。

示 波 管

CRT— $6\times 10\text{DIV}$ 显示面积,每一格为 0.21Cm ,使用低电压 CRT,通常供应P31磷光体,加速电压1KV

标度尺—内刻度,边缘照明。



211 型500KHz大模规模集成电路示波器外形图

新的宽带放大器技术

摘要——最近，用单片平面工艺已成功的制造上升时间小于1nS的精密直流耦合放大器。设计特点是以两个电流比率准确地决定每级增益并基于应

用广泛的简单技术。实际上，级的增益—带宽乘积与晶体管相同，而且具有非常好的线性传输特性并与温度影响无关。

一 引言

在现代电子学中，频率超过100MHz低失真与增益稳定的宽带放大器越来越显得重要。极其盛行的电路结构是发射极负反馈放大器电路。这种电路，存在大家所熟悉的问题，即发射极阻抗与温度—电流有关，因而引起失真和增益的不稳定。此外在这种电路中产生过大的相移，所以如此宽的频带很少采用两级以上的负反馈技术。

为更详细的探讨这种放大器特性，在整个电路中表现以信号频率变化的电压，因此，寄生电容是限制带宽的因素之一。此问题在单片电路中（结隔离）尤为严重。在采用分立式元件电路中，电感元件通常用于改善带宽，但在单片电路没有满意的组合电感方法。另外的途径是把这些寄生电容作成集中参数延迟线的一部分（分布式放大器），但是也不太适用于微型电路，然而颇有趣地是下述某些放大器与每级工作在有限带宽的分布式放大器极其相似，并且每级对总的输出能力都有所

贡献。

在集电极负载电路中，建议加接补偿二极管以减少发射极二极管所产生的非线性。甚至完全消除此点的非线性阻抗，这是一种有效的技术，但是也有很多限制。这种技术仍然基于级的电压增益。

本文主要研究提供直接耦合的级联电路结构（“增益单元”），实际上设有对温度不灵敏的亚毫微秒数量级电流增益，电压摆动在过载的上下极限之间具有恒定斜率，从理论上讲，具有完善的传输特性。电压与电流转换仅仅在输入与输出端。

除如上综述目的之外，主要发展其他的有益特性，例如，复盖毫微秒速度内精确地电气控制每级增益，这种特性用在新的四芯倍增器。同时分析表明一定结构的级增益与 β 无关，即使增益接近 β 值时也如此，这一点在已往的知识领域中不曾有过另外的结构。

二 技术原理

图1表示两个很普通的电路，把它们组合起来就构成一种非常新式的电路结构。第一（a）“差分对”——目前被广泛应用为倍增器，第二（b）“电流源”——实际上在线性集成电路中经常遇到。

这两种结构组合在一起就成为另一如图3所示新的电路形式。此电路有其许多优点，为此，将在本文中予以叙述。

首先，我们详细地讨论图1（a）电路，它被作为倍增器。基极—集电极的互导正比于发射极尾端电流 I_E ，然而此比例关系并非那么准确，因为互导是非线性并与温度有关。

本文通常用结型二极管表达式：

$$I = I_s \exp \frac{pV}{mKT} \text{ 或 } V = \frac{mKT}{q} \log \frac{I}{I_s} \quad (1)$$

式中：
 $I = \text{正向电流} \gg I_s$

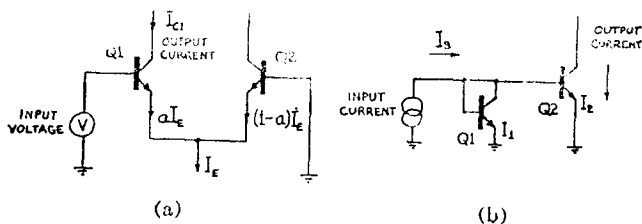


图1 二个公共电路 (a) “差分放大器”
(b) 电流源