

超大电流双极晶体管的魅力(上)

MOTO
名管
MJ11032
/33
与改进型平衡功率放大器的制作

黄炳全
黄绍维

闲来漫步电子元件市场并希望从中获取“猎物”是我们这些“DIY”发烧友的一件快事。在它们中间,最吸引笔者视线的还是那些补品元件,如Crystal公司的数/模转换芯片、BB公司的顶级运放IC、Sanken公司最新的高速晶体管、Toshiba公司昂贵的IGBT等等。在纷繁而又悦目的元件中,笔者意外觅得数块1989年产于美国的原装电路板,每块板上赫然装有4枚MJ11032(或MJ11033)大功率管。惊喜之下即对其进行了简单的检测、判断管子基本完好之后便将8块电路板悉数买回。

一、透析名管 MJ11032/33

Motorola的MJ11032/33大功率复合互补管早在20世纪80年代就已经成名。笔者也曾按本刊的有关文章制作过以运放NE5534N驱动该对管的功率放大器。不过由于当时的应用电路功率偏小,因此不足以发挥这对名管的实力。

从1989年版的《美英法西德荷兰著名公司晶体管参数手册》中得出的MJ11032/33数据只有如下几项: P_{CM} 为300W、 V_{ceo} 为120V、 I_{CM} 为50A、 $h_{FE} \geq 400$ ($I_C=50A$ 时测得)。要充分发挥其潜能仅靠上述几个参数当然是远远不够的,于是笔者在为该对管设计功放前对其进行了更详细的考察。

1. 超大电流的复合互补管

虽说目前一些工业用的晶体管模块的电流高达几百安培,功耗为数千瓦特,但是作为互补对使用的晶体管,为了兼顾各项性能,还有PNP管制造工艺的限制,通常集电极的电流都不能造得很大(指单个晶体管而言)。如常见的音响管MJ15024/25的最大集电极电流为16A,比MJ11032/33的50A规格要低得多,因此

称后者为超大电流复合互补管正合适。

MJ11032/33原为工业用的大功率开关管,特点是大电流、低饱和压降。从笔者所购的原装电路板上每臂采用双管并联、每管的射极均流电阻低至 0.01Ω 且管子所配的散热片不大这几个方面,可以初步断定该管是工作于大电流的高效开关状态。如果这个结论不错,那么应用得当时,MJ11032/33作为音频功放输出器件只不过是“牛刀小试”而已。

接着检查该对管的 h_{FE} 、 V_{ces} 等特性,并且与三肯复合管SAP15作对比,结果请参见表1。可见,这两对管子的 V_{ces} 值较为接近。MJ11032/33的 h_{FE} 值在电流高达20A时只从原来的14000下降至10500(下降1/4)。也就是说,一对MJ11032/33的线性电流输出能力大致与3对SAP15相当。

2. 高度热敏感型复合管

双极晶体管容易产生热击穿现象是众所周知的。正因为如此,日本三肯公司发明了高速热反应型晶体管(TRAITR)SAP15,以弥补上述缺陷。而普通复合管的工作状态受热变化的程度是笔者所始料不及的。

为了尽快重温MJ11032/33的声音表现,笔者用其将一台功放中原本使用的SAP15 N/P复合管换下,匆匆加入两个 0.1Ω 的射极电阻及普通的恒压偏置电路,并且将静态电流调至与原管一样(200mA)。预热后开声,顿时觉得其与SAP15相比完全是不同的风格。原管是清新亮丽的音色,而Motorola管则是沉稳、深厚的声音底韵,这种先声夺人的气势令笔者一改以往对功率管影响音色之说的漠视态度(理由是发烧界流传的三肯管、东芝管音色冷暖的观点在笔者的实践中感受不深)。当笔者调大功放的音量,正想品味沉稳的声音在大动态下的耐听魅力时习惯地摸了摸散热器,却意外地发现散热器的温升很高。这个变化令笔者一惊,于是很自然地顺手把电源关断了。

待机器冷却后再开启,测工作点正常,然而随着开机时间的延长,静态电流一直呈缓慢上升的趋势。于是尝试加入信号试听,在音量稍大的情况下,不到

表1 MJ11032/33管与SAP15管的特性比较

参数 型号	V_{ceo} (V)	I_{CM} (A)	P_{CM} (W)	h_{FE} /条件	V_{ces} /条件	备注
SAP15 N/P	± 160	± 15	150	21000/6A 13000/0.6A	$<1.25V/6A$	TRAITR
MJ 11032/33	± 120	± 50	300	10500/20A 14000/2A	$<1.3V/20A$	热补偿困难

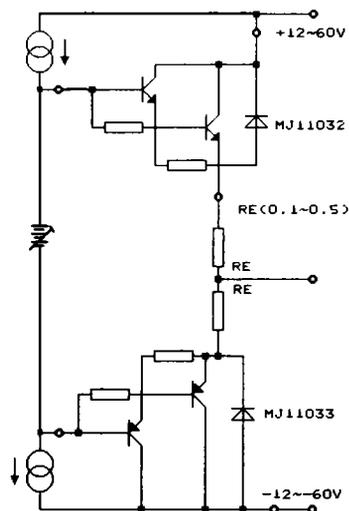


图 1 测试 MJ11032/33 管的电路 (测试电路如图 1 所示), 其结果足以令笔者有必要自我警醒。

(1) MJ11032/33 (以下称 M 管) 冷态下的 V_{BE} 约为 1.05V, 高温下会降至 0.83V, 而且电源电压越高则集电极电流 I_C 受 V_{BE} 及温度的影响越大, 这足以增加偏置电路的设计难度。同时作对比测试的音响专用复合管 SAP15, 其 V_{BE} 在常温时为 1.24V, 高温下为 1.16V。相比之下, 前者的 V_{BE} 高温时的下降率为 21%, 后者仅为 6.5%。再加上 SAP15 内置温度补偿元件, 所以其热稳定性远好于 M 管。

(2) M 管的发射极电阻取值不宜低于 0.15 Ω 。起初笔者以为所购的原装电路板上该对管的 R_E 取值低至 0.01 Ω , 当用于音响输出级时, 为兼顾损耗比及热稳定性, R_E 取 0.1 Ω 应该足够了。然而结果却大大出乎意料, 当电源电压 $> \pm 30V$ 、 $R_E < 0.125 \Omega$ 时, M 管在高温下电流会失控而造成热击穿。

弄清楚以上两点之后, 笔者终于明白为什么以往有文章介绍这对名管的应用电路时要么电源电压低、要么偏置电流小甚至为零, 原来是为了顾及管子的安全性。这是以降低音质为代价的, 因此不值得提倡。

笔者将前面的功放按 M 管的应用要求重新安排偏置电路, 并且将 R_E 换成接近常规的 0.18 Ω , 重调静态电流为 0.25A, 复测中点电位正常。这回终于可将音量旋钮随意挥洒了, 也让笔者对功率管的音色取向之说了有了全新的理解。

3. 内置双功率芯片的复合互补管

出于好奇, 笔者将手边一台闲置 UPS 电源内的 PWM 输出管 MJ11033 取出, 用锯片小心锯开管子的

2min 复测中点电位不变, 而静态电流却已升至 1.25A, 并且全无稳定下来的迹象。这时, 散热器的温升已达到不可触摸的程度, 无奈只有再次关机。难道这对名管的稳定性就这么差劲吗? 想想自己并没有忘记采取温度补偿措施。为了弄个明白, 笔者不得不拿出点耐心对管子作进一步探究

金属圆帽看个究竟。只见管子的铜质基板上并列点焊着两个约 0.5cm² 的大功率芯片, 并且分别用粗铝线与 $\phi 1.6\text{mm}$ 的 B、E 极引脚相连。其芯片的面积和厚度大约是以往剖析过的 2N3055 之类金属管的 2 倍和 4 倍。另找一个不慎损坏的 MJ11032 锯开, 试着剪断其中一个芯片的 B、E 极铝线, 复测管子各极。结果显示余下的一管仍为内含保护二极管的达林顿带阻功率管。面对其精良的工艺笔者内心不禁既叹服又可惜, 最后只得用树脂将管壳重新密封, 以备他用。

MJ11032/33 内部由两个并联的达林顿大功率芯片构成。如果说孪生管是指同一管壳内封装有两个 (或以上) 特性一致的管子, 那么这对名管就是名副其实的孪生功率管。

4. MJ11032/33 应用规则

M 管具备卓越的大电流驱动能力, 同时管子的饱和压降很低。但其也存在着热稳定性比普通功率管差的不足, 这使得 M 管与常见的日系音响管甚至 Motorola 的其他互补管 (如 MJL21193/94 等) 的特性及声音表现均完全不同, 读者在使用时应予以注意。

(1) 每对 M 管可提供高达 20A 的额定电流和 50A 的峰值驱动电流, 而且只要 $V_{ce} \geq 2V$ 即可稳定工作于线性放大区。这就免去了业余条件下为增强驱动力而采用多管并联所造成的音质劣化的可能。原因是业余选配功率管要挑出误差 5% 的管子不难, 但是要确保 1% 甚至更高精度则往往需要有 10 倍乃至几十倍数量的管子供挑选。

(2) 实际制作中必须将偏置用的晶体管贴压于 M 管的金属外壳上, 以获得最短的热补偿响应时间。除此以外, 任何常规做法 (比如偏置管与功率管装在同一散热器上) 都是徒劳的, 后果只有一个, 即大动态下 M 管因过热而被击穿短路。

(3) 为了确保 M 管安全工作, 除了管子的 R_E 取值不应小于 0.15 Ω 外, 电源电压最好不要高于 $\pm 50V$, 这是因为电压越高则工作点的稳定越困难。因此, 要充分发挥这对名管的大电流特性, 一是采用低阻抗负载, 二是采用 BTL 强力功放模式, 以获得巨大的能量储备。

基于以上理由, 下面提供两款采用这对名管作输出器件的功放制作详解, 以飨读者。

二、改进型平衡功率放大器

放眼音响界, 虽说行业不景气, 但是世界各大

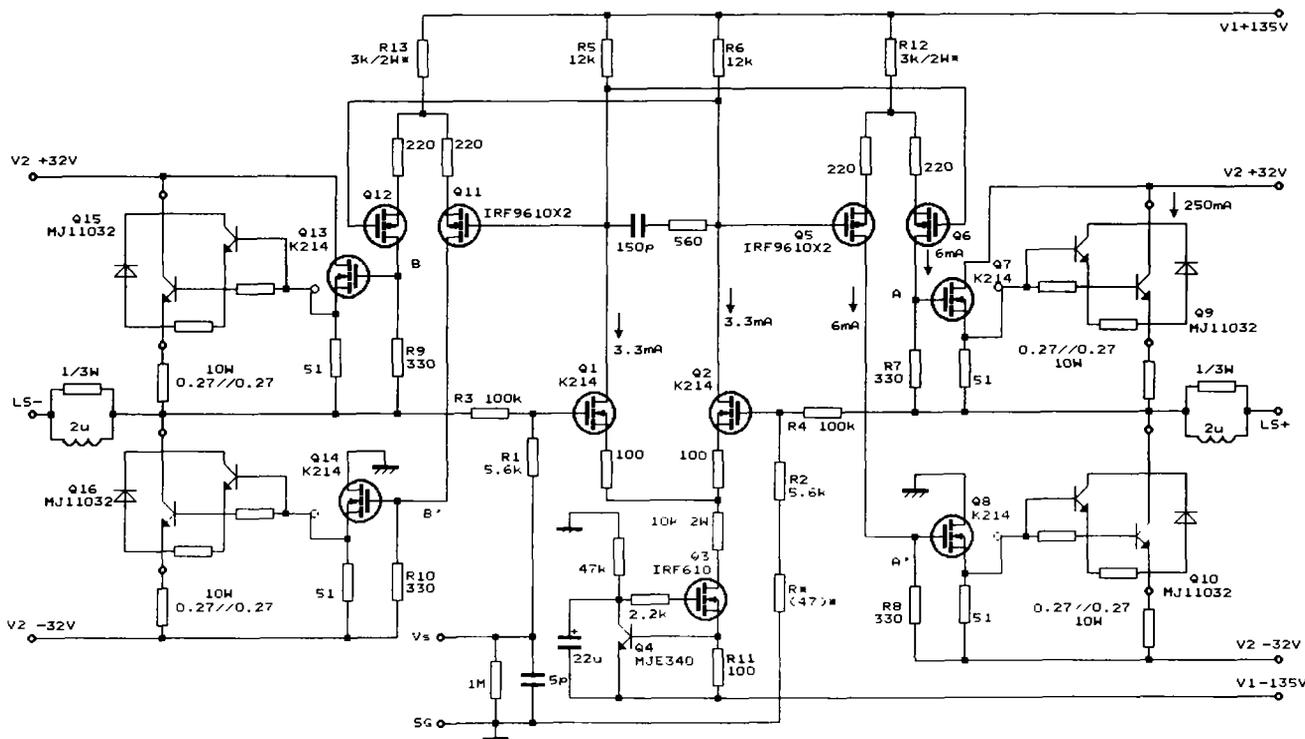


图 2 采用公共差动输入级的 BTL 功放电路图

Hi-Fi 厂商仍在不断推出天价的放大器，而采用平衡传输及放大技术是其电路特色之一。BTL 桥式功放平衡放大电路的一种，其除了可以在较低的电源电压下获得大功率输出外，附带的好处还有抵消器件的非线性失真、很强的共模抑制比和抗波动能力等。另外，由于 BTL 电路很低的地电流不会对输入级造成干扰，因此声音的纯净度也是显而易见的。当然，取得上述优良特性的先决条件是担任功放正反相放大的两部分电路必须严格配对。

1. 采用公共差动输入级的 BTL 功放

制作优良的 BTL 功放虽然性能不俗，但是需要两路相同的放大器实现正反相工作，因而显得较复杂。如何以相对简单的电路结构来实现平衡放大且性能比传统 BTL 接法更容易保障呢？下面就通过基本原理及特点来加以说明。

(1) 电路的构成

功放的完整电路如图 2 所示，原理如图 3 所示。图 2 功放充分利用了差放电路本身的平衡特性和差动输出信号互为反相的原理，由第一

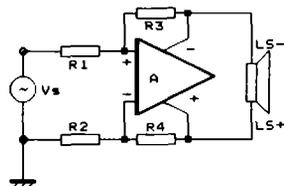


图 3 采用公共差动输入级 BTL 功放原理图

R6 上的压降同时去驱动两组激励级 (Q5、Q6 和 Q11、Q12)。

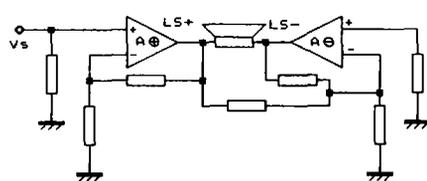


图 4 常规的 BTL 功放原理图

再使其在各自的输出端 (图 2 的 A、A' 和 B、B') 利用各自负载电阻 (R7~R10) 上的电压变化去激励输出级的各晶体管。最后，在输出端 LS+ 和 LS- 处合成放大后的正反相信号，以驱动扬声器工作。

从图 2 功放的简图 (如图 3 所示) 中可以清楚地看出，这种采用“公共差动输入级”的 BTL 功放，其负反馈电路与常规的 BTL 功放 (如图 4 所示) 原理一样，但引入的方式不同。图 4 的电路适用于任何功放，但是由于其反相部分的输入信号是从正相输出端经电阻分压而得，因此不可避免会产生相位滞后，结果是令功放整体的声象偏移、听感劣化。而图 3 的接法则可免除上述弊端。不过也应该看到，要令图 3 的正反相输出信号幅度相等，必须使 $R1=R2$ 、 $R3=R4$ ，这就要求信号源 V_s 的内阻应足够低。另外，图 3 电路的整体输入阻抗表达式为： $R_i = [2 \times (R1+R3) \times R1] / (2R1+R3)$ 。由上式我们不难算出图 2 功放的实际输入阻抗约为

单端甲类 FU-13 胆机的实验

安石

FU-13 属于直热式碳化钨阴极束射四极管, 主要用于某军用发信机中作高频发射。

其基本数据为: 灯丝电压 10V; 灯丝电流 5A; 阳极电压 2000V; 阳极电流 50mA; 第一栅极电压 100V; 第二栅极电压 400V; 输出功率 220W; 跨导 4mA/V; 极间电阻 20M Ω。

其极限应用数据为: 最大灯丝电压 10.5V; 最小灯丝电压 9V; 最大阳极电压 2000V; 最大第二栅极电压 400V; 最大阳极耗散功率 100W; 最大第二栅极耗散功率 22W; 最高工作频率 30MHz; 输入电容 16pF; 输出电容 14pF; 过渡电容 20pF。

1. 单端甲类 FU-13 胆机的设计思路

前级采用当今比较流行的 SRPP 线路, 其优点在于结构简单、线性好、过载能力强、电路相移少、输入阻抗高、输出阻抗低等。与 6P3P 配合, 共同完成

10k Ω。至于图 2 功放闭环增益的计算方法与常规电路相同, 在此不再赘述。

(2) 公共差动输入级也是主电压增益级

传统概念下设计的功放由 3 级电路组成, 即输入级、主电压放大级和电流输出级。图 2 功放跳出了传统设计的局限之处是由准确配对的输入差动级(Q1、Q2)提供整机大部分的电压增益, 而第二差动级(Q5、Q6 和 Q11、Q12)在这里的作用主要是倒相, 同时也为输出级提供动态的激励电流(从 Q5、Q6 和 Q11、Q12 的负载电阻 R7~R10 与源极电阻的比值可知该级增益很小)。

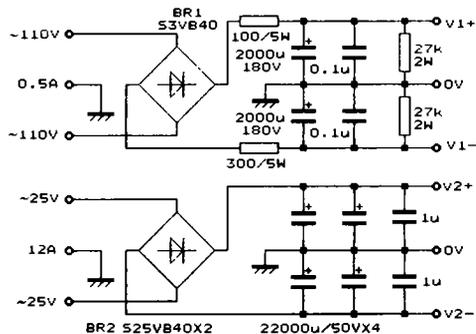


图 5 采用公共差动输入级的 BLT 功放的电源电路

前置放大以及后级的推动任务。此线路已有不少文章说明, 这里不再赘述。

运用 FU-13 时采取三极管接法, 进行单端甲类功率放大。首先根据实验电路图(如图 1 所示)测试三极管接法的静态特性曲线。方法是固定阳极电压为某一数值(1000~1200V), 然后使栅极电压为 -100V, 并且逐步改变栅极电压, 每改变一次记下相应的阳极电流数值。当栅极电压改变至零后就将栅极电压改为正, 并且重复以上步骤, 最后得出的数据以栅极电压为横轴、阳极电流为纵轴, 连接各点得出一条曲线, 如图 2 所示。再根据 I_a-E_g 特性曲线给栅偏压 E_g 加 -85V 电压, 使静态工作点处于 I_a-E_g 特性曲线的直线部分中点, 并且使信号电压不超过直线部分。这样, 信号的整个周期都有阳极电流流通。可以看出, 这类状态下输出的阳极电流波形与栅极输入的信号波形很相似, 理论上完全可以达到 Hi-Fi 放大的要求。

由于 FU-13 的额定阳极电压为 2000V、阳极电流为 50mA、最大阳极耗散功率为 100W, 因此为了确保安全, 笔者将阳极电压降低为 1200V、阳极电流提高为 85mA。这时管功率为 102W, 如按 30% 效率来计算, 其输出功率也有 30W, 这对于发烧友来说已

上述安排的好处是: ①由同一差动级完成主电压放大显然使正反相放大器的一致性更高, 并由此可知第二差动级的两组管子的配对就不用过分严格; ②第二差动级通过 R7~R10 为输出级提供激励电流, 这种电路功能单一化的设计使其更简洁可靠。这种以电流驱动后级的方式可以明显改善整体的开环特性, 而闭环后功放的增益受负载阻抗及频率变化的影响很少。实测本机的开环频响为 22kHz/-3dB, 闭环后可达 20Hz~100kHz/-1dB, 闭环增益在 8 Ω 和 4 Ω 负载时分别为 25.2dB 和 25dB, 总体反馈量约为 21dB/4 Ω。不过要使输入级获得足够的电压增幅, Q1、Q2 的负载电阻 R5、R6 必须加大, 而第二差动级也要有足够的动态输出电流。因此, 第一、第二级的电源电压取值就要比普通晶体管功放高得多(达 ±135V), 以换取庞大的动态范围。

图 5 是本机的电源电路。可见本机的电压级高压电源采用了 RC 输入式滤波电路, 以便使电压级电源建立时具有一定的时间常数。同时也可抑制电源及整流器的高频噪声, 并且防止开机时对功放电路中晶体管(特别是输出管)的冲击。至于末级的电源与常规功放一样, 在此不需多言。(未完待续)