

# LM4702

*Application Note 1645 LM4702 Driving a MOSFET Output Stage*



Literature Number: ZHCA304

## LM4702驱动MOSFET输出级

美国国家半导体公司  
应用注释1645  
Troy Huebner  
2007年5月



### 引言

本应用注释提供了关于美国国家半导体最新的高性能、超高保真的音频放大器驱动IC的设计支持信息。

LM4702及其派生产品可以为音频功率放大器提供高可靠性的、全集成、超高端输入级解决方案。LM4702的宽带、全互补双极型设计在音频范围内能表现出极佳的保真性能。它的 $\pm 100\text{V}$ 工作电压范围允许功率水平达到450W和900W，负载分别为 $8\Omega$ 和 $4\Omega$ 。

这种独特的IC解决方案提供了快速且简单的途径，来产生一种超高保真度的放大器应用方案，其中包括从优化的稳定设计中获得的宝贵经验。

可以提供两种性能的LM4702。C版本具有高达 $\pm 75\text{V}$ 的工作电压，B版本的工作电压可高达 $\pm 100\text{V}$ 。LM4702采用美国国家半导体的15引脚TO-220无隔离功率封装。关于LM4702的更多讨论可以参考下列其它应用注释：

AN-1490 LM4702 功率放大器 (AN-1490 LM4702 POWER AMPLIFIER)

AN-XXXX LM4702 的补偿和优化 (AN-XXXX COMPENSATING & OPTIMIZING THE LM4702)

AN-XXXX LM4702 输出级的更多信息 (AN-XXXX LM4702 OUTPUT STAGE INFORMATION)

AN-1645 LM4702 驱动MOSFET输出级 (AN-1645 LM4702 DRIVING A MOSFET OUTPUT STAGE)

### 综述

本应用注释讨论范围包括了采用LM4702 直接驱动，使用互补MOSFET对管输出级， $2 \times 125\text{W}$ ， $8\Omega$ 以及 $\leq 1\%$ 的THD+N放大器解决方案。覆盖的基本信息包括如何选择合适的MOSFET器件，设定偏置电平，性能优化和测试结果。还附有完整的测试电路图。

器件类型的选择和功率放大器的输出级是由设计要求和设计者的喜好来确定的。MOSFET器件与BJT器件相比有一些更佳的特性。MOSFET没有二次击穿，使得安全工作区域(SOA)保护电路设计不会过于复杂。由于MOSFET对温度的敏感性也不如BJT器件，所以热散逸对其的影响也不是大问题。MOSFET器件没有电荷存储(少数载流子)，因而降低了关断失真效应。相比于其它器件，一些人偏爱MOSFET的输出级声音，这是一个高度主观的，但也是放大器性能评估中的重要因素。

### 如何选择MOSFET

LM4702的特性限制了对MOSFET器件的选择。最重要的限制是在SINK和SOURCE引脚之间的偏置电压，典型值为6V。该电压值也等于从栅极/基极到输出级的两个器件的源极/发射极( $V_{GS}$ 或者 $V_{BE}$ )和任何降额电阻上的电压。该限制因素将MOSFET约束为阈值电压足够低的类型，以便正确偏置和获得性能。高阈值电压的MOSFET器件难以正确偏置，交越失真成为主要问题。为了正确地偏置，MOSFET须在3V或更低的 $V_{GS}$ 值，最小漏电流100mA下完全导通。MOSFET应能在 $V_{GS} = 10\text{V}$ 时提供必要的输出电流，并有一定的裕量。125W/ $8\Omega$ 输出时所需的输出电流为5.6A峰峰值。器件应具备在 $V_{GS}$ 小于10V时提供超过5.6A电流的能力。

LM4702的其它性能约束是保证最小的输出驱动电流为3mA(典型值5.5mA)。尽管可用附加的驱动级来去除LM4702的驱动电流限制，本注释的设计还会采用LM4702来直接驱动输出级。一般倾向于选择有较低输入电容的器件，但这对良好的设计而言并不重要。LM4702的驱动电流能力限制了以可接受的压摆率同时被驱动的器件数量。附加的并联器件在本应用注释中暂不予以讨论。

相比BJT输出级，采用LM4702驱动MOSFET输出级的明显缺点是相对于电源轨电压摆幅的损耗。除非LM4702被更高的电压轨所驱动，采用MOSFET输出级的最大电压摆幅要比BJT输出级更低。这是 $V_{GS}$ 与 $V_{BE}$ 相比不同的结果。输出摆幅的差别可通过MOSFET的选择降到最低，并可省略降额电阻。

列于表1中的MOSFET器件是来自三个不同供应商的产品，它们都满足基于LM4702限制的设计标准，从而可直接驱动，并将目标输出功率传送到电阻负载上。该表没有列举所有产品，但已将MOSFET放大器设计中常用的器件包含在内，在本文写作的时候仍在供货，可提供极佳的音频性能。列出的所有器件都有140V的最小击穿电压( $V_{DSS}$ )或更高，以及最大7A漏电流( $I_D$ )或更高。 $V_{DSS}$ 和 $I_D$ 满足电源电压和输出电流规格的需求，并且还有一些裕量。可以采用漏电流与栅源电压关系图( $I_D$ 与 $V_{GS}$ 的关系)来确定是否可以采用3V或更低的电压来实现正确的偏置。这种设计和器件的选择对于符合器件的安全工作区域(SOA)曲线的所有扬声器负载而言并不都是合适的。对于商用的放大器产品必须重视正确的SOA设计问题。

表1.

配对器件	制造商
2SK1057 / 2SJ161	Renesas
2SK1058 / 2SJ162	Renesas
BUZ900 / BUZ905	Magnatec
BUZ901 / BUZ906	Magnatec
2SK1529 / 2SJ200	Toshiba
2SK1530 / 2SJ201	Toshiba
IRFP240 / IRFP9240	International Rectifier

从每个供应商的产品中仅选用一对器件，将采用性能曲线来测试更高电压或更高电流的版本。此外，高VT器件的实例如流行的International Rectifier IRFP240/IRFP9240对管，如上所列。交越失真主要是主要的失真，然而这种性能可以被某些市场应用所接受。

## MOSFET放大器设计

图1为采用LM4702的放大器基本框图。放大器由三部分组成，分别是LM4702，偏置级和输出级（没有保护电路）。每一级都会详细讲述。电源设计将不予讨论，因为基本的未稳压电源是由变压器，桥式整流器，并带有噪声和储能电容所组成，是众所周知且常用的。

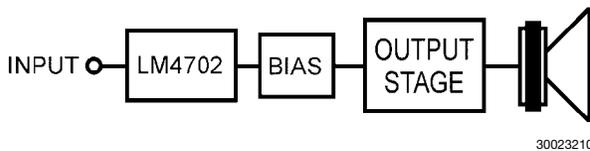


图1. 放大器电路框图

LM4702是一款高压驱动器，包含功率放大器的输入级和电压放大器级（VAS）。通过来自输出级的反馈，可以设置LM4702增益，并且进行外部补偿以设置压摆率。LM4702的输出驱动偏置级和输出级的顶端和底端。LM4702性能细节的讨论限于增益，压摆率和器件类型范围内的基本推荐，以获得最佳的性能。

偏置级执行两种功能。首先，它可以设定直流偏置电压并在输出级中生成偏置电流，提供给A类，AB类或者B类放大器工作。其次，它允许热补偿，随着输出级器件温度变化而维持稳定的偏置电流。如图所示，特定的器件不需要温度补偿且偏置级变得同电阻一样简单。其它器件也需要热跟踪且通过偏置级来控制温度补偿。

输出级是基本的源级跟随器，采用单对互补N-沟道和P-沟道晶体管来简化电路。表1中列出的所有器件都使用相同的输出级设计。

## LM4702级

LM4702的工作类似于一个运算放大器。图2所示电路是一个非反相的结构。电阻 $R_i$ 和 $R_F$ 设定增益为 $A_v = 1 + R_F/R_i$  (V/V)。 $C_i$ 电容设定直流增益为单位下

值，且在 $f_{-3dB} = 1/(2\pi C_i R_i)$  (Hz) 处创建一个具有-3dB点高通滤波器来实现低频响应。为了确保音频质量，设计不能采用交流耦合电容。 $C_N$ 电容将输入端出现的高频噪声对地旁路。补偿电容 $C_C$ 设定压摆率和相位裕度以确保无振荡的工作过程。

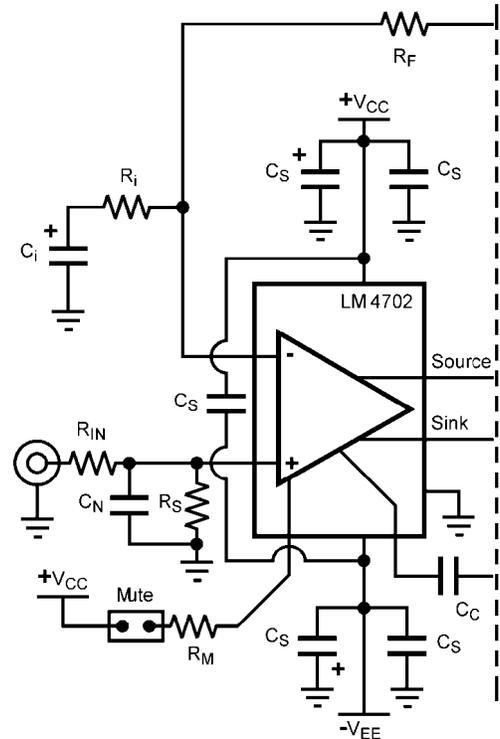


图2. LM4702驱动级

面是针对LM4702驱动级的一般建议。

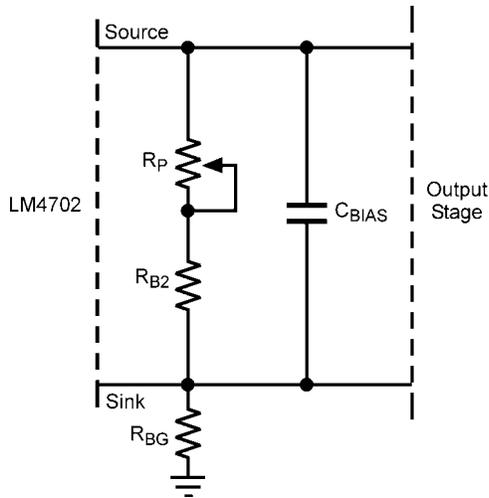
- 1) 采用低值金属薄膜电阻设定增益的范围为10V/V至50V/V，以实现最低噪声。30V/V的增益将得到极佳的结果。
- 2) 在LM4702上采用散热器。为实现最好的性能，散热器温度不能超过55°C。
- 3) 增益设定电阻值和输入电阻值应相等。 $R_S = R_F$ ， $R_{IN} = R_i$ 。不应将 $R_S$ 设得太低，这会引入信号源过载。在关联对管中设定相同的电阻值可以确保输入偏置电流对输入失调电压的影响可以忽略。
- 4) 采用镀银云母电容作为补偿电容，即COMP引脚上的 $C_C$ 电容并使之紧靠LM4702放置。
- 5) 应尽可能将压摆率设得最高，同时在工作功率和频率范围内保持稳定性。
- 6) 隔直输入电容会影响低频响应，必须据此选择相应的电容值。另外并联一个薄膜电容可提高声音的质量。省略输入电容可提供最佳的声音性能。
- 7) 反馈电容 $C_i$ 设定直流增益为单位值，也会影响与 $R_i$ 电阻相关的低频响应。使用对输入电容的相同建议来选择。

- 8) 应用输入噪声电容 $C_N$ 来滤除在输入信号上出现的高频噪声。电容可为任何类型，数值一般为15pF至47pF。
- 9) 电源旁路和PCB设计都会对谐波失真电平产生重要的影响。推荐在电源和PCB电源端口采用并联的大容量电流储能电容与较小的薄膜电容。此外，推荐在每个有源器件的单独电源引脚处都采用薄膜电容进行旁路。

### 偏置级

该部分将讨论两种不同的偏置级；一种是基本的无温度补偿的偏置设计，和一种具有热跟踪和温度补偿的偏置设计。无论是A类，AB类或者B类，偏置电压水平都与偏置级的设计无关。

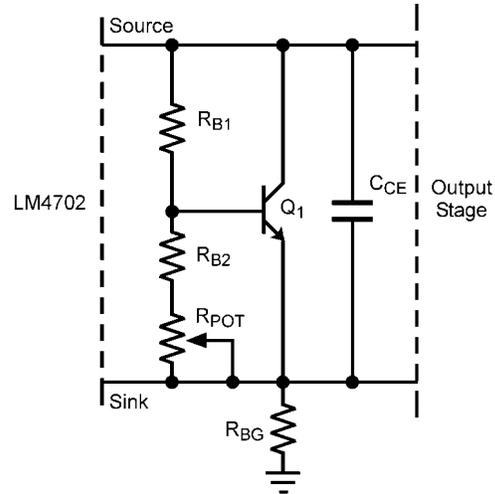
无补偿的设计包括一个简单的电阻（或者是调节每个偏置的分压器）和一个电容。图3为简单的偏置级设计。采用附加的电阻 $R_{B2}$ 来设定最小的偏置电压，同时采用分压器来调整所需要的偏置电平。 $C_{BIAS}$ 可能不只是一个电容，例如是高数值（ $\mu F$ ）电解电容和低数值（pF）薄膜电容的并联组合。 $R_{BG}$ 有助于减少二次谐波。



30023215

图3. 电阻偏置级

为了带温度补偿的热跟踪，采用如图4所示很有用的 $V_{BE}$ 倍增器电路。



30023216

图4. 电阻偏置级

使用BJT晶体管 $Q_1$ 发射结上的电压使 $V_{BE}$ 倍增器工作，来设定偏置电压。 $R_{B2}$ 电阻和 $R_{POT}$ 分压器与 $Q_1$ 的 $V_{BE}$ 电压并联放置。运用欧姆定律，通过 $R_{B2}$ 和 $R_{POT}$ 的电流为：

$$I = V_{BE} / (R_{B2} + R_{POT}) \text{ (A)}$$

忽略流经 $Q_1$ 基极的小量电流，相同的电流会流经 $R_{B1}$ 。再次采用欧姆定律， $R_{B1}$ 上的电压等于：

$$V_{B1} = R_{B1} * I \text{ (V)}$$

总偏置电压等于 $Q_1$ 的集电极至发射极电压 $V_{CE}$ ，这与 $R_{B1}$ ， $R_{POT}$ 和 $R_{B2}$ 上的电压相同。 $R_{B2}$ 和 $R_{POT}$ 上的电压相加与 $Q_1$ 的 $V_{BE}$ 电压相同， $R_{B1}$ 上的电压可用下列等式1来描述。

$$V_{BIAS} = V_{CE} = R_{B1} * I + V_{BE} \text{ (V)} \quad (1)$$

替换掉电流 $I$ ，结果为等式2。

$$V_{BIAS} = R_{B1} * [V_{BE} / (R_{B2} + R_{POT})] + V_{BE} \text{ (V)} \quad (2)$$

简化并整理结果在注明的 $V_{BE}$ 倍增器等式中，如等式3所示。

$$V_{BIAS} = V_{BE} * [1 + R_{B1} / (R_{B2} + R_{POT})] \text{ (V)} \quad (3)$$

可以发现，偏置电压会以一个固定的速率跟踪 $Q_1$ 的 $V_{BE}$ 电压。当 $Q_1$ 安装在与输出器件相同的散热器上时，偏置电压会随着温度而变化。散热反馈和温度补偿工作随之进行。如果给定偏置电压，输出级的偏置电流将会随着温度增加而增加。然而，因为 $Q_1$ 是顺着输出器件的侧面安装的，其（图4） $V_{BE}$ 电压将会随着温度的增加而减少。这会减少连到 $Q_1$ 基极的电阻中的电流，并导致偏置电压的降低。这种负反馈会导致偏置电压产生变化，从而维持输出级偏置电流的稳定。

## 确定输出级的偏置电流

为了进行AB类放大器的设计，选择偏置电流使其交越失真可以降到最低同时能保持较低的静态功耗。较高的偏置电流可减少谐波失真水平。随着偏置电流以及最终功耗的增加，在某个点上谐波失真几乎不再减少。必须在THD性能和功耗之间折衷选择偏置电流水平。

MOSFET输出级一般要比BJT输出级需要更高的偏置电流，以便在AB类放大器设计上获得好的性能。采用Magnelec BUZ901/BUZ906对管管和图3所示的电阻偏置电路，通过FFT与频率的关系图和示波器截图（图5-图10）来表现不同的偏置电流水平。在每个图中输出功率水平为40W，阻性负载为 $8\Omega$ 。设定测量设备的陷波为测试信号的基本频率。基本频率相对于0dB减少超过-110dB。设定0dB等于40W功率输入到 $8\Omega$ 时对应的电压。图5为第一张图，具有50mA的偏置电流并显示了不足的偏置电流的情况。结果是在THD中交越失真占主导地位。表现出高水平和高数量的谐波信号。图6为示波器上的残余谐波，并且很明显交越失真占主导地位。

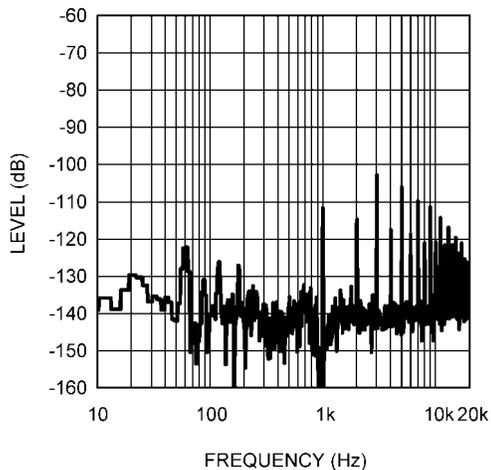


图5. 50mA偏置电流

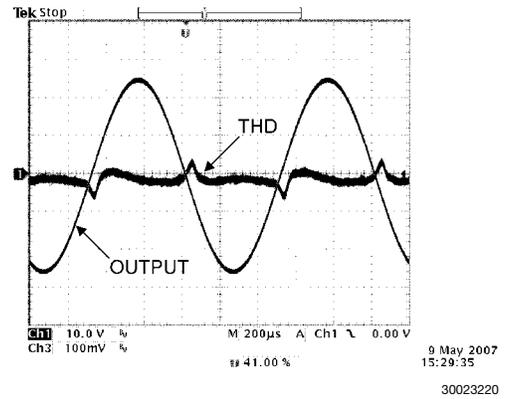


图6. 50mA偏置电流

增加偏置电流至150mA会减少谐波的幅度，情况如图7的FFT和图8的示波器截图所示。

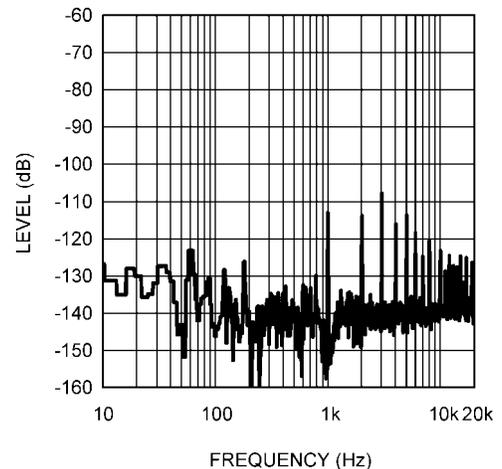


图7. 150mA偏置电流

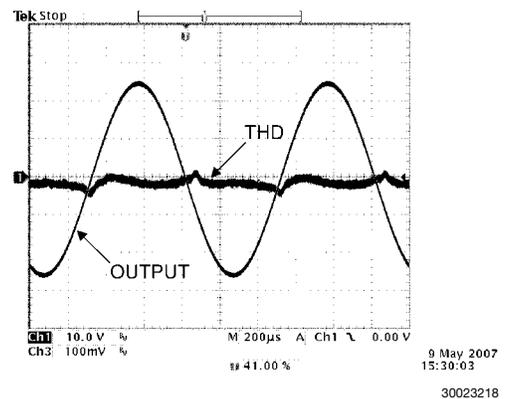
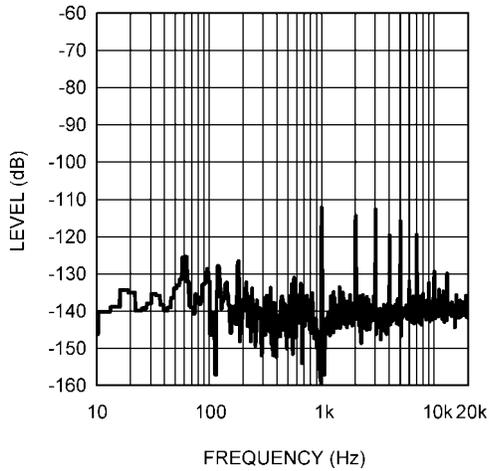


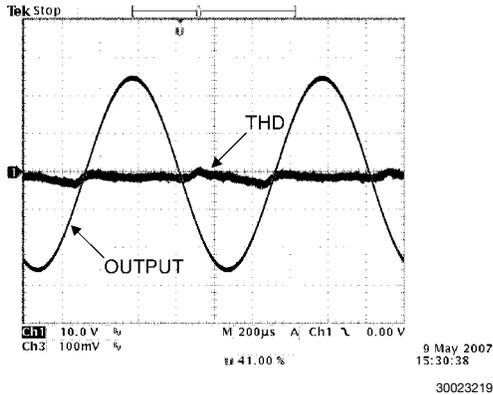
图8. 150mA偏置电流

图9和图10是始终将偏置推至500mA时的谐波分量。



30023239

图9. 500mA偏置电流



30023219

图10. 500mA偏置电流

图11到图13为采用Magnelec BUZ901/BUZ906对管在100mA,200mA和300mA等不同偏置水平时谐波产生的不同变化。也可通过表1中列出的任何器件,采用相同的偏置电流水平观察到类似的结果。

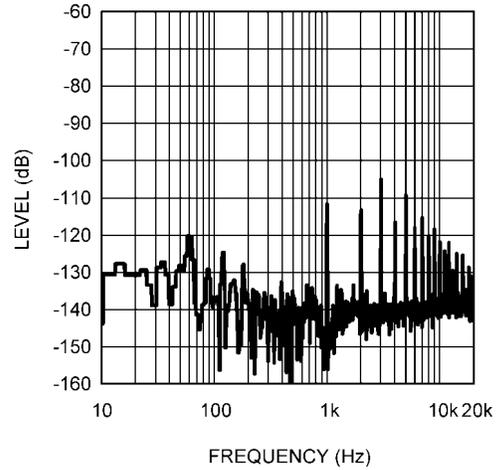


图11. 100mA偏置电流

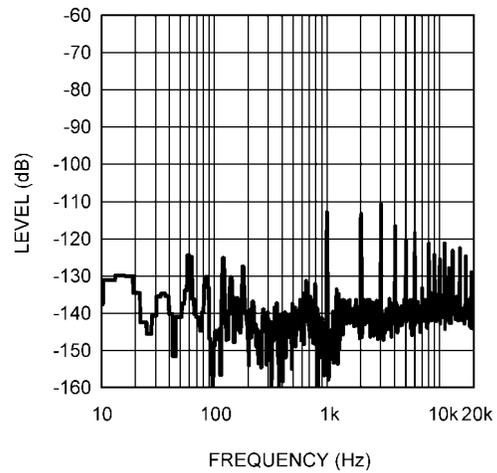
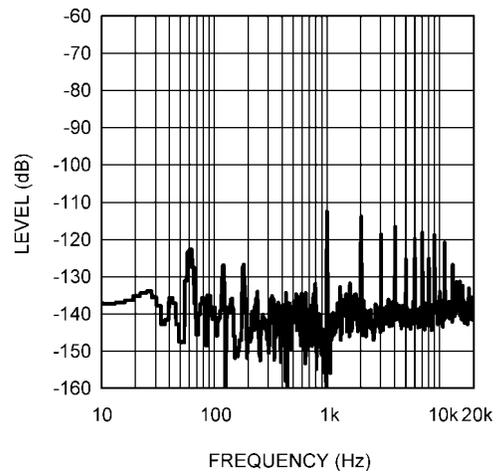


图12. 200mA偏置电流



30023238

图13. 300mA偏置电流

表2到表4列出了40W输入到8Ω负载时,采用22kHz测试带宽产生的1kHz THD+N测试结果。

由表可见,高于200mA的偏置电流以极大的功耗成本在THD+N性能上仅有微小的改善。

表2. Magnatec偏置电流和THD+N

偏置电流	在40W/8Ω单通道, 22kHz 带宽条件下的1kHz THD+N
50mA	0.00129%
100mA	0.00104%
150mA	0.00085%
200mA	0.00068%
250mA	0.00064%
300mA	0.00062%
1A	0.00061%

表3. Renesas偏置电流和THD+N

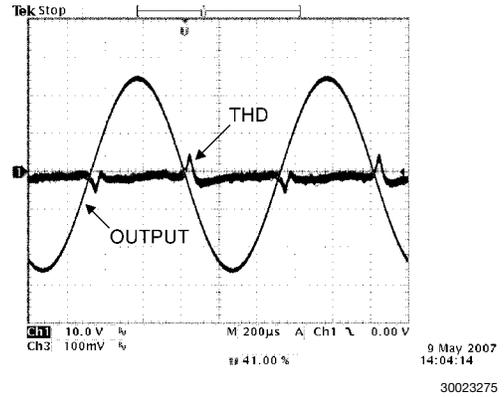
偏置电流	在40W/8Ω单通道, 22kHz 带宽条件下的1kHz THD+N
50mA	0.00129%
100mA	0.00098%
150mA	0.00081%
200mA	0.00074%
250mA	0.00070%
300mA	0.00068%
1A	0.00075%

表4. Toshiba 偏置电流和THD+N

偏置电流	在40W/8Ω单通道, 22kHz 带宽条件下的1kHz THD+N
50mA	0.00085%
100mA	0.00070%
150mA	0.00067%
200mA	0.00064%
250mA	0.00061%
300mA	0.00057%
1A	0.00055%

上图和表2到表4中的信息表明了,输出级中100mA至200mA范围内的偏置电流会产生低幅值的谐波和可控制的功耗。

因为较高的 $V_T$ 值,无法正确地进行偏置IRFP240/IRFP9240对管,因而无法消除交越失真,THD性能也会受到影响。当LM4702的SINK和SOURCE引脚之间没有电阻时,得到的最大偏置电压为7.1V(可采用20kΩ的电阻将偏置电压降低至7V)。在这些情况下偏置电流为25mA。以下图14显示的示波器上的残余谐波信号表明交越失真占主导地位。



## 确定偏置电路设计

由器件特性和设计目标确定在温度范围内稳定的偏置电流是否需要热跟踪。可以在器件的数据表中采用漏电流与栅-源电压( $I_D$  vs.  $V_{GS}$ )的关系图,来确定哪些器件需要热跟踪,哪些不需要。器件制造商一般会根据不同外壳的温度来提供多个 $I_D$ - $V_{GS}$ 关系图。图中的交叉点出现在以固定的偏置电压获得稳定的偏置电流情况时,而且无需任何热跟踪。在更高或者更低的 $V_{GS}$ 电压处,漏电流会随着外壳温度而变化。

对于Renesas 2SK1058/2SJ162对管和Magnatec BUZ901/BUZ906对管管图例的比较说明三种不同的外壳温度图都在低漏电流( $<0.5A$ )处出现交叉点。Toshiba 2SK1530/2SJ201对管和International Rectifier IRFP240/IRFP9240对管在极高漏电流( $>5A$ )处三个图有一个交叉点。实际上,2SJ201不会在图上存在一个交叉点。从这些图中可以确定,Renesas对管和Magnatec对管可偏置在100mA到200mA的范围内,而且无需热跟踪。一种简单的偏置电阻电路可在工作温度范围内提供稳定的偏置电流。

Toshiba 2SK1530/2SJ201对管需要 $V_{BE}$ 倍增器电路进行热跟踪以及热补偿,以获得温度范围内稳定的偏置电流。2SK1530/2SJ201对管在输出级中采用150mA的偏置水平。

因为在 $I_D$ - $V_{GS}$ 上的交叉点在高电流处,若要进行正确的偏置,IRFP240/IRFP9240或许需要热跟踪。与LM4702关联时的偏置电压限制使正确的偏置无法进行。

也许需要一个较高的偏置电流来降低谐波失真,提高THD性能,影响声音质量,或者一些其它的设计指标。可采用一种简单的电阻偏置来设定高偏置电流水平。为了简化而作的折衷是在外壳温度范围内有更大的偏置变化。可采用器件的 $I_D$ - $V_{GS}$ 图来确定变化量。变化量取决于器件和设计目标,在最高偏置水平的变化量是可以接受的。例如,Renesas 2SK1058/2SJ162器件能偏置在250mA且无需温度补偿。如果偏置设定在交

点上，偏置电流会产生很大变化，但变化量是可以接受的。如果偏置稳定性无法接受，则需要附加的电路来进行温度补偿。类似于Toshiba 2SK1530/2SJ201

对管的器件并不非常适合用电阻偏置（固定偏置电压）方案，因为电流会随着外壳温度而产生显著变化。

偏置不稳定性对于声音性能的影响在本应用注释中暂不予以讨论。

## 偏置的稳定性

以下偏置电流与时间的关系图是输出级以40W运行，直到外壳和散热器温度达到稳定状态时产生的。将输入信号关闭（Time=0），记录该时间内的偏置电流。应注意到图的单位不是如图所示线性的。在输入信号被关闭后的前两分钟内以10秒的间隔来测试偏置电流，然后以30秒为间隔，直到五分钟结束。在10分钟处采集到一个最终的测试结果。时间步长是在时间曲线上产生不同斜率的原因之一，更明显的是在较高的偏置图上。在每张图上有两条曲线，一条表示静止稳定状态的偏置，另一条表示在产生40W的输出功率之后偏置随时间的变化。有几种因素会影响参数，例如封装热阻 $\theta_{JC}$ 和散热器尺寸，这会导致传热的延迟。器件特性也会影响时间曲线的斜率。

图15是Renesas 2SK1058/2SJ162对管工作在100mA的偏置电流上，输出级处于静止稳态。器件发热时的功率测试显示了稍高的偏置，表明增加的静止稳态偏置将会减少由温度增加造成的变化。图16表示在较高的偏置时曲线的斜率和位置是相反的。器件发热时的功率测试显示了稍低的偏置，表明每个偏置电流设定的位置位于器件 $I_D - V_{GS}$ 图中交叉点的哪一侧。对于Renesas 2SK1058/2SJ162对管将采用115mA的偏置电流。

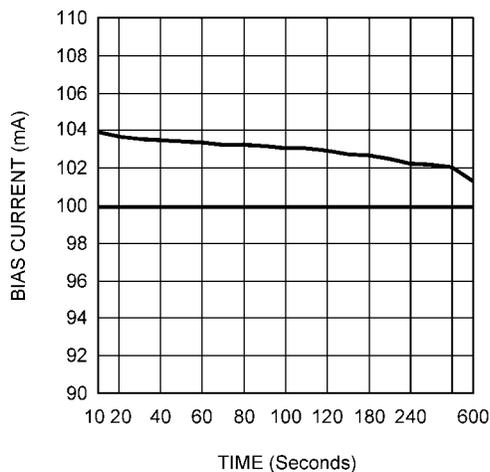


图15. 2SK1058/2SJ162偏置在100mA

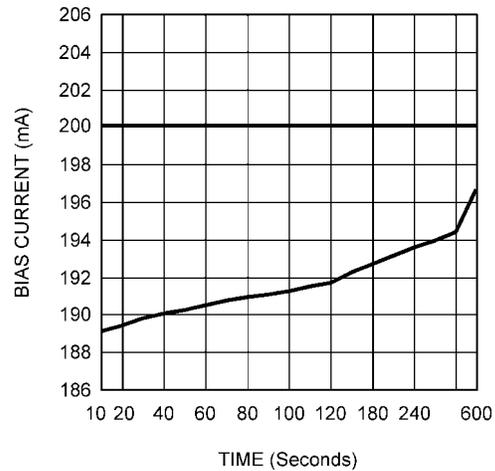


图16. 2SK1058/2SJ162偏置在200mA

对于Magnatec BUZ901/BUZ906对管，相同的测试和图如图17和图18所示。因为器件的 $I_D - V_{GS}$ 图的精度限制，交叉点难以辨别。因为在图17和图18中时间曲线上正负斜率的差别，交叉点介于两种偏置设定之间，表现出更接近200mA，而不是100mA。这是通过观察10分钟之后偏置电流如何接近稳态水平来确定的。对于Magnatec BUZ901/BUZ906对管管

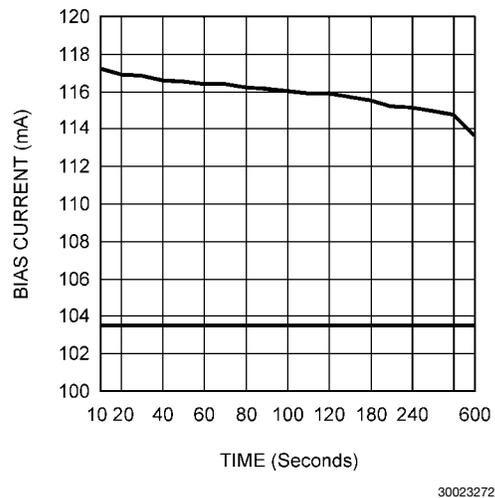


图17. BUZ901/BUZ906偏置在100mA

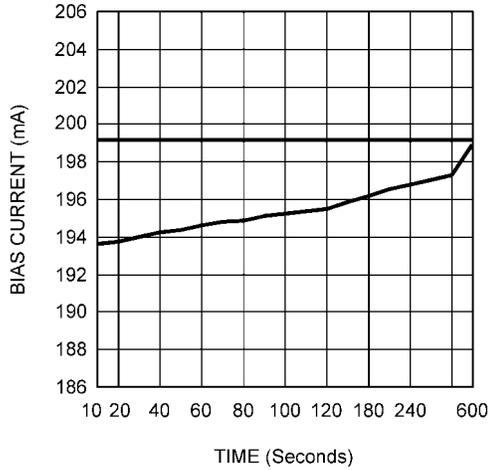
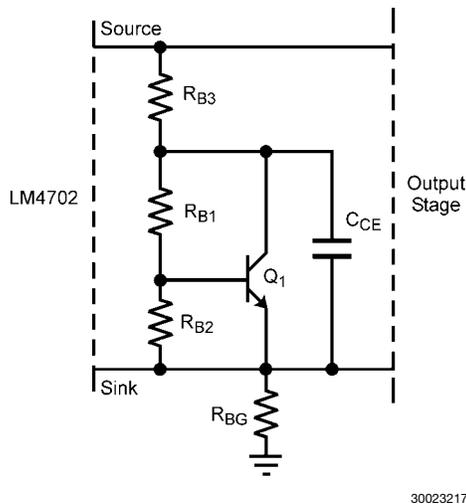


图18. BUZ901/BUZ906偏置在200mA

采用 $V_{BE}$ 倍增器电路为Toshiba 2SK1530/2SJ201对管选择150mA的目标偏置电流以进行热补偿。图4的 $V_{BE}$ 倍增器电路在偏置电压上随温度产生比2SK1530/2SJ201对管所需的更大的变化。为了减少随温度的变化量，修改电路如图19所示。

图19. 修改后的 $V_{BE}$ 倍增器偏置级

增添电阻 $R_{B3}$ 来设定温度无关电压，同时余下电路产生的电压会随着温度而变化（参见等式3）。采用如图3所示的电阻偏置电路来找到偏置电压中的正确变化量以维持在工作温度上的150mA目标偏置电流。在开启电源时，从偏置电流为150mA开始测量偏置电压，此时器件的外壳温度比较低。调节电阻值来维持150mA的偏置电流，并且随着外壳温度的变化进行电压测量。采用 $2\text{mV}/^\circ\text{C}$ 的 $V_{BE}$ 电压的温度变化率，和温度范围内所需的电压变化量，来确定 $R_{B1}$ 和 $R_{B2}$ 的正确比率。确定的值为 $R_{B1} = 1\text{k}\Omega$ ， $R_{B2} = 500\Omega$ ， $R_{B3} = 390\Omega$ 。图20显示了偏置电流的稳定性。对于其它器件时也可用相同的方法来建立类似的图。

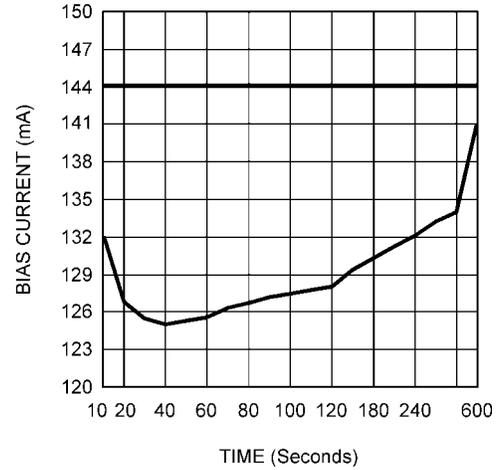


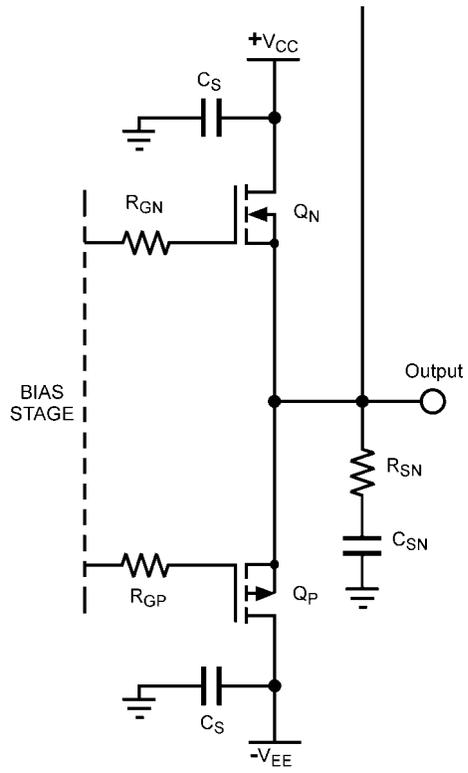
图20. 2SK1530/2SJ201偏置的稳定性

图20所示为偏置电流要进行温度的略微过补偿，但对于本注释的需要而言是足够稳定的。并不需要附加的措施来提高偏置对于温度的稳定性。

International Rectifier IRF240/IRFP9240器件未经过随外壳温度变化的偏置稳定性测试。因使用LM4072而存在偏置电压的限制，其偏置电压足够低使得在最高外壳工作温度的情况下输出级中的偏置电流不会超过100mA。这种偏置电流非稳定性的附带好处是失真减少，由于放大器温度升高导致输出级的偏置电流增加，从而降低交越失真。

## 输出级

输出级是一种源极跟随器的设计。输出级是由栅极电阻 $R_G$ 、互补MOSFET器件和一个缓冲电路 $R_{SN}$ 和 $C_{SN}$ 组成。输出级如图21所示。可以仅通过改变栅极电阻和偏置电压水平来确定表1中列出的不同器件对于性能的影响。设计的是在输出级中的一个单独的互补器件对。这也可以省略掉对于源极负反馈电阻的需求。如果设计并联的多个互补对管，推荐采用源极电阻以及器件的 $V_{GS}$ 匹配。



30023213

图21. 源极跟随器MOSFET输出级

## 确定栅极电阻值

栅极电阻 $R_{GN}$ 和 $R_{GP}$ ，对于保持稳定性是非常必需的。如果没有它们MOSFET器件常会产生振荡。选择适当的数值可以在所工作的功率和频率范围内实现最佳的THD性能，同时能够保持稳定性。通过尝试法可确定每套元件的数值。通常情况下，对于N-沟道FET和P-沟道FET，会将栅极电阻和器件输入电容 $C_{ISS}$ 产生的低通滤波器极点频率选取得比较接近。极点由下式给出，

$$f_{-3dB} = 1/(2\pi C_{ISS}R_{GATE}) \text{ (Hz)}$$

极点的确切位置取决于具体的应用和器件。确定合适的栅极电阻值的一个方法就是采用方波对放大器进行过驱动。从上升和下降曲线的形状中可以找到一个正确值。以下是示波器截图，图22和图23显示了一个不正确的值是如何影响上升和下降曲线的。若该值过高，在上升和下降曲线上会形成突起，如果该值太低则放大器会产生振荡。两个栅极电阻都会影响输出信号的上升沿和下降边沿，为了得到平滑的曲线，它们需要一个调节的中间点。以上输入信号为 $2V_{RMS}$ ，1kHz方波信号。

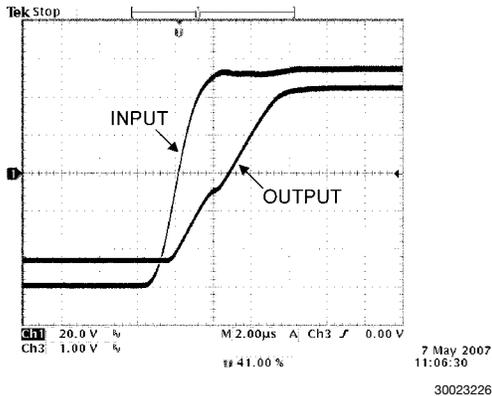


图22. 带不恰当 $R_{GATE}$ 值的上升曲线

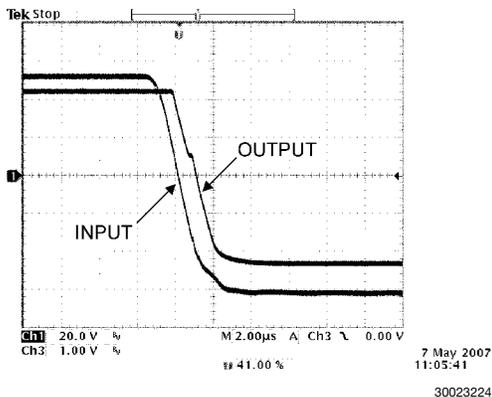


图23. 带不恰当 $R_{GATE}$ 值的下降曲线

用正确的栅极电阻值设定的输出信号如图24和图25所示，将其与图22和图23的输出信号比较。上升沿和下降边沿都非常平滑且满足线性。在所有的情况下，都必须保持电路稳定。如果 $R_G$ 值太低（特别是对于N-沟道FET），放大器将会产生振荡。

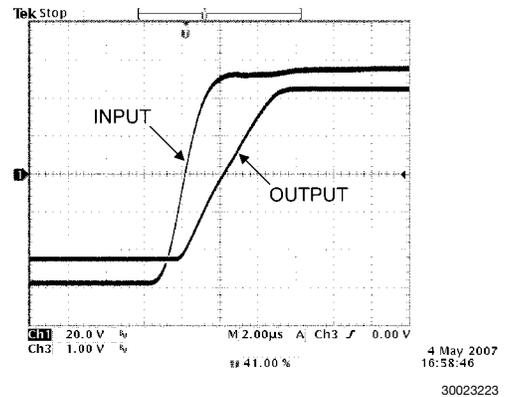


图24. 带正确 $R_{GATE}$ 值的上升曲线

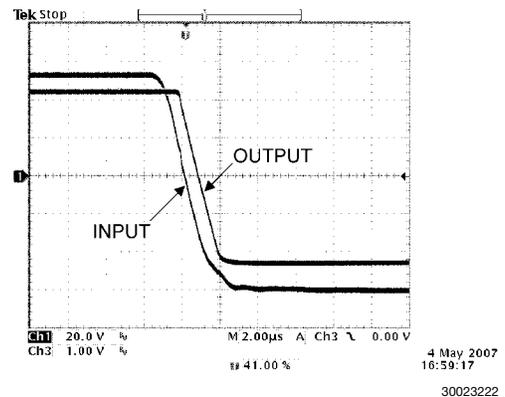


图25. 带正确 $R_{GATE}$ 值的下降曲线

## 确定缓冲电路的元件数值

缓冲电路由 $R_{SN}$ 和 $C_{SN}$ 组成。通常会选择 $C_{SN}$ 为 $0.1\mu F$ ，而 $R_{SN}$ 的起始值一般采用 $10\Omega$ 。可用以下等式4来找到电路的极点位置。

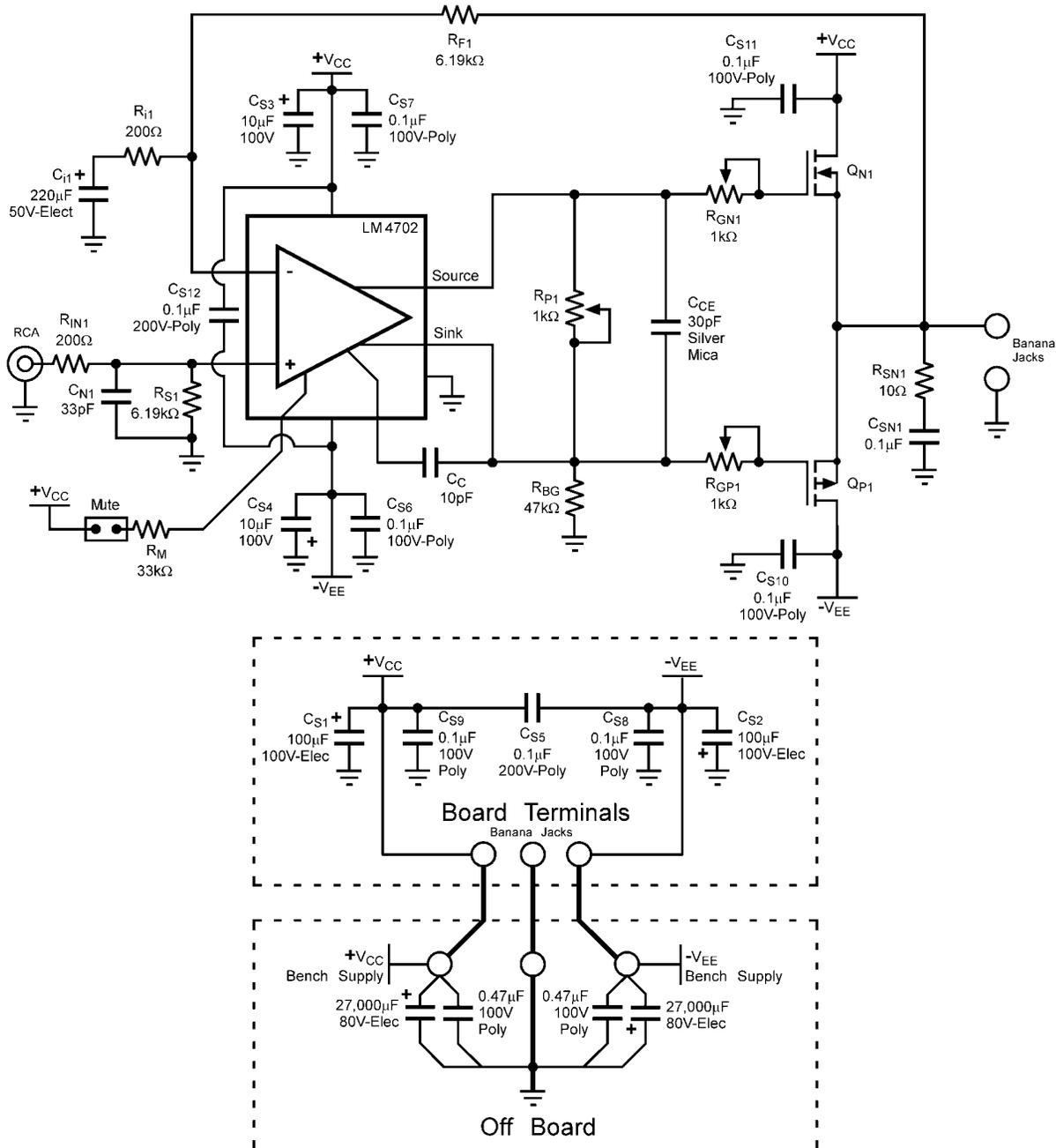
$$f_{-3dB} = 1/(2\pi R_{SN}C_{SN}) \text{ (Hz)} \quad (4)$$

如果该值比较小，会在输出端发现高频振荡，这就需要调节缓冲元件数值。保持 $R_{SN}$ 的值为 $10\Omega$ ，通过增加 $C_{SN}$ 的值，直到振荡现象消失。

## 完整的MOSFET放大器电路图

将所有单级电路结合在一起就构成了完整的MOSFET放大器电路，如图26所示（为简化起见仅绘出了一个通道）。其它通道在设计和取值上都是相同的。这个电路可用于所有的测试，其中仅有的电路变化在偏置级。图3的任何一个简单的偏置电阻或者图19的 $V_{BE}$ 倍增器的使用都取决于表1中的输出器件。根据每个不同的器件来调节栅极电阻值，直到获得平滑的上升沿和下降沿。

图26为完整的电路板线路图，包括电源旁路电容和相关的外围元件数值。使用电位计可针对不同的器件特性进行方便的调节。



30023211

图26. 完整的MOSFET放大器电路

## THD+N性能

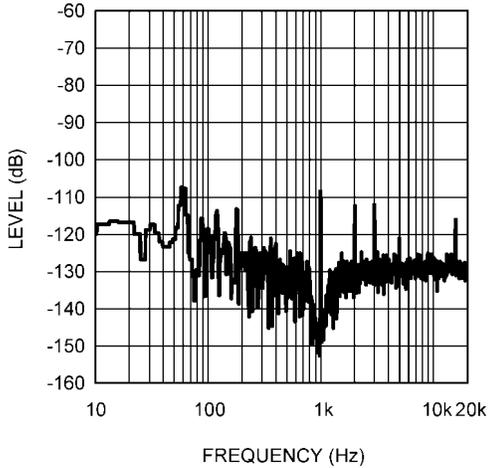
确定了偏置水平和电路之后，现在可以测量出THD+N性能，并可根据采用的不同器件进行比较。在所有情况下，LM4702的两个通道都是导通的，都是由Audio Precision System 1(Audio Precision System1)作相位驱动。这里不同的图代表了最不利条件下的测试。

### RENESAS 2SK1058/2SJ162对管

在输出级将2SK1058/2SJ162对管偏置在115mA。随着外壳温度的变化，115mA的偏置电流表现出极高的稳定性。这些RENESAS器件的优点是集成了栅极保护二极管，消除了对外置栅极保护器件的需求。采用方波进行过驱动可确定栅极电阻，并且调节这些电阻值，直到上升和下降边沿能尽可能地表现出线性特征，同时保持稳定性。这些器件在N-沟道FET上的栅极电阻为190Ω到210Ω，而在P-沟道FET上这些栅极电阻则为240Ω到330Ω之间。FFT图采用Audio Precision System 1的读取功能将基频移除从而获得更高的精确性。注意到图的坐标刻度是从-60dB开始的。这是相对于基频的dB值，换句话说，基频的峰值等于0dB。通过测试设备滤波滤除基频，使电平降低到-110dB相对值。采用1kHz的测试信号，图中分别表示了1W,40W和100W输出功率下的谐波失真水平。

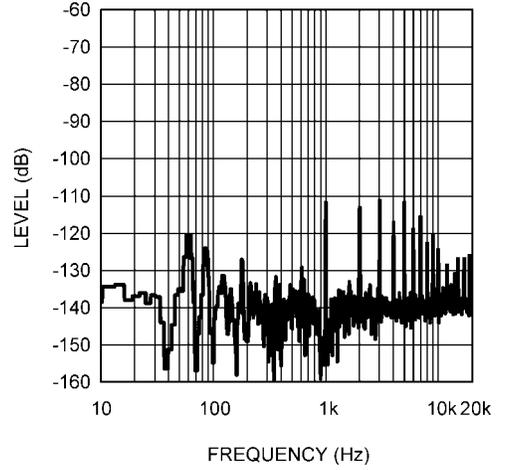
#### FFT 与频率的关系 (读取)

$P_{OUT} = 1W/\text{通道}, R_L = 8\Omega$   
2SK1058/2SJ16



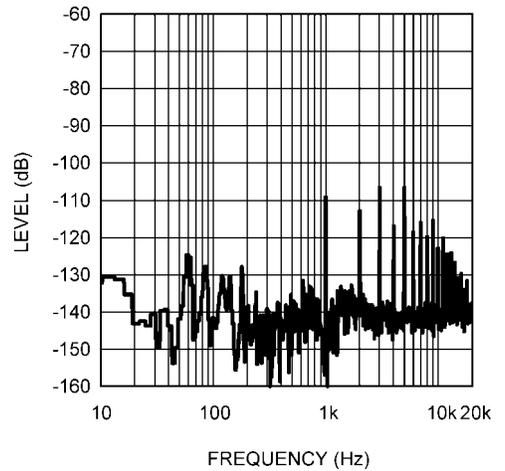
#### FFT 与频率的关系 (读取)

$P_{OUT} = 40W/\text{通道}, R_L = 8\Omega$   
2SK1058/2SJ162



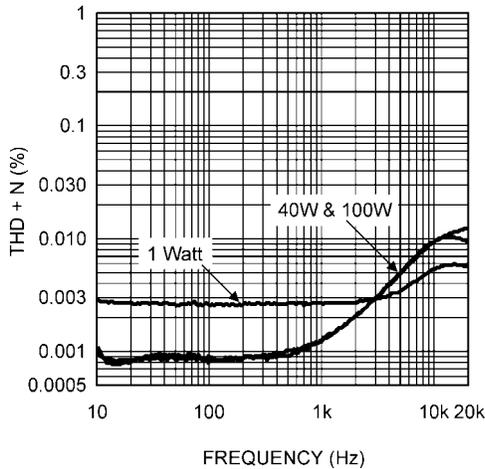
#### FFT 与频率的关系 (读取)

$P_{OUT} = 100W/\text{通道}, R_L = 8\Omega$   
2SK1058/2SJ162



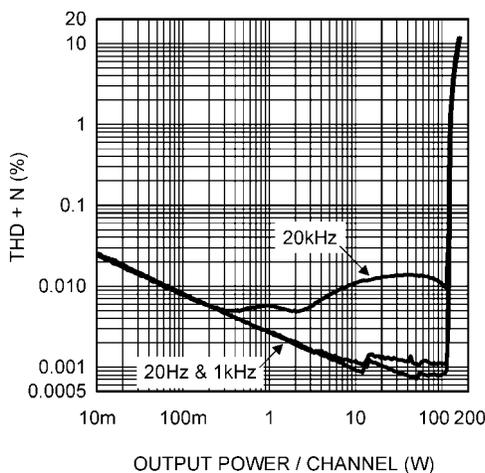
THD+N与频率的关系和THD+N与输出功率的关系图表明了关注的频率和功率范围内可以实现高性能。为了增加精度，THD+N与频率的关系图具有0.0005%至1%的变化范围。1%功率水平是指将125.5W/通道输入到8欧姆的负载上的情况。

**THD+N 与频率的关系**  
 $P_{OUT}$  / 通道,  $R_L = 8\Omega$ , 80kHz 带宽  
 2SK1058/2SJ162



30023261

**THD+N 与功率/通道的关系**  
 $R_L = 8\Omega$ , 80kHz 带宽  
 2SK1058/2SJ162

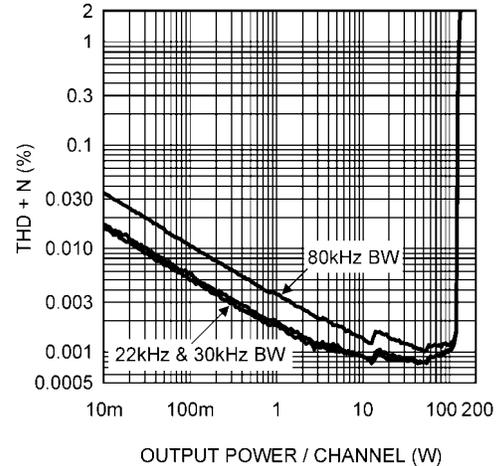


30023269

下图比较了在测量设备上的不同带宽设定值及其在输出功率扫描期间对1kHz THD+N图的影响。在曲线图和带宽设定上的区别说明了THD+N上的增加是噪声(+N)而非谐波(THD)。

**THD+N 与输出频率/通道的关系**

$R_L = 8\Omega$ , 1kHz  
 2SK1058/2SJ162



30023265

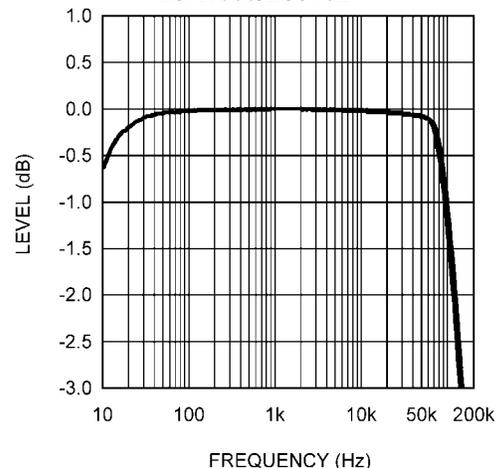
在100W/通道处的频率响应如下所示。对于所有的频率响应测试可以将缓冲器电路移除。+/- 3dB范围是非常合适的。然而，注意到在图中大约68kHz处存在一个弯曲或转折点，在这里频率响应开始迅速滚降。该点在压摆率达到限制时产生。当LM4702直接驱动输出级时，测到的压摆率为17V/ $\mu$ s。也可采用频率响应图中的转折点来计算压摆率。压摆率 =  $[2\pi * f * V_{OPEAK}] / 10^6$  (V/ $\mu$ s)

其中f为在频率响应图上的弯曲点频率， $V_{OPEAK}$ 为峰值输出电压。

低频滚降现象是 $C_i$ 和 $R_i$ 产生的高通滤波器作用的结果。增加该值可将低频滚降点移到更低的频率处。如图所示的两个通道，它们在精度和尺寸显示上难以辨别。

**频率响应**

$P_{OUT}$  / 通道 = 100W (0dB),  $R_L = 8\Omega$   
 2SK1058/2SJ162



30023254

## 压摆率

LM4702的输出驱动电流（最小值3mA，典型值5.5mA）限制了压摆率。MOSFET器件较大的输入电容使得驱动电流量成为一个问题。可以采用中间驱动器或者缓冲级来增加压摆率。为了验证驱动电流是压摆率的一个限制因素，在输出级上增添一个简单的驱动级。电路如图27所示。因为BD139/BD149器件的电压限制（80V），采用 $\pm 40V$ 的电源电压来替换 $\pm 55V$ 。

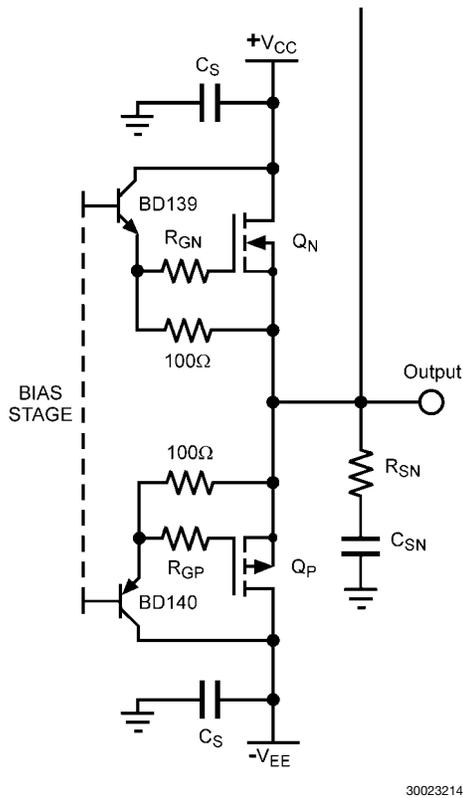
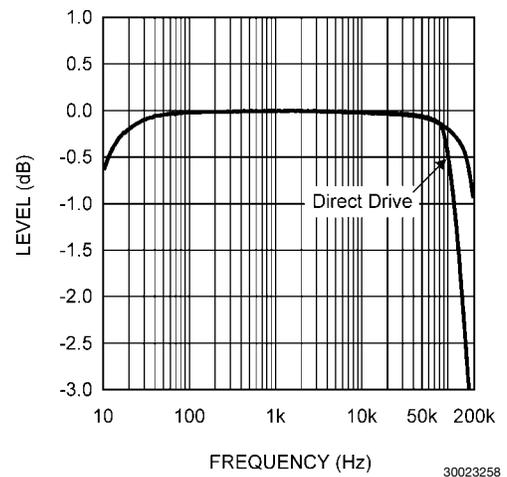


图27. 带有驱动级的输出级

放大器的一个通道会增添驱动级，同时其它通道采用LM4702的直接驱动以便进行比较。所有通道的输出级被偏置到相同的115mA。以下所示的频率响应图将传送60W输出功率到8欧姆电阻负载的两个通道进行了比较。很容易发现，带驱动级的通道具有更高的压摆率，从而有更大的带宽。相比其它直接驱动的通道的17V/ $\mu s$ 压摆率，带驱动级的通道具有更高的30V/ $\mu s$ 压摆率。驱动级的优化可得到更高的性能。将直接驱动通道与之前的直接驱动100W频率响应图相比较，很明显的差别是输出功率仅为60W。随着功率水平的增加，我们需要一个更高的压摆率来维持相同的频率响应曲线。

## 带驱动级的频率响应

$P_{OUT}/通道 = 60W (0dB) R_L = 8\Omega,$   
2SK1058/2SJ162



如图28所示的示波器截图比较了直接驱动输出级和采用驱动级的输出级的上升沿曲线。

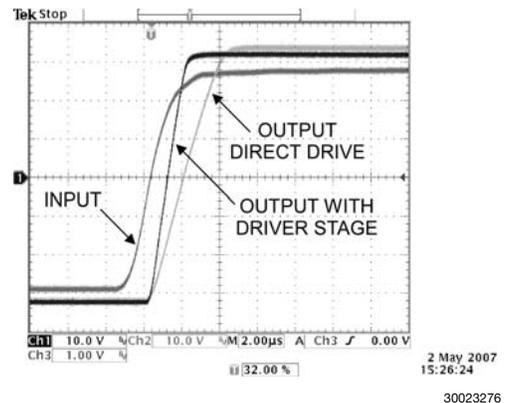


图28. 带有驱动级的上升曲线

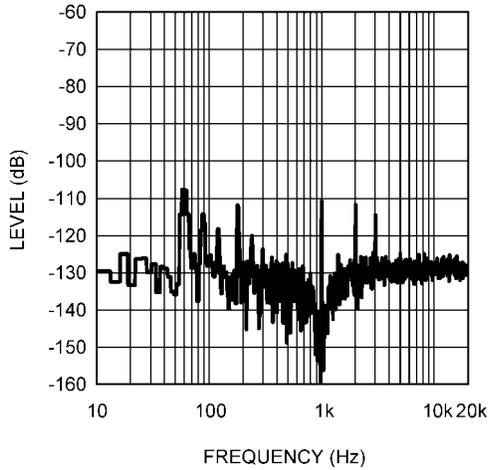
## MAGNATEC BUZ901/BUZ906对管

在输出级中采用BUZ901/BUZ906对管，偏置在180mA进行相同的测试。随着180mA时外壳温度的变化，偏置电流仍保持得非常稳定。采用方波进行过驱动来确定栅极电阻值，并且调整这些电阻值，直到上升沿和下降沿尽可能地线性，同时能保持稳定性。对于这些器件而言，N-沟道FTE上的栅极电阻在175欧姆到220欧姆之间，而P-沟道FTE上的栅极电阻为450欧姆到530欧姆之间。FFT图采用了Audio Precision System 1的读取函数来移除基频，从而得到更高的精度。如图所示为采用1kHz的测试信号，在1W，40W和100W输出功率等级时的谐波失真水平。

**FFT 与频率的关系(读取)**

$P_{OUT} = 1W/通道, R_L = 8\Omega$

**BUZ901/BUZ906**

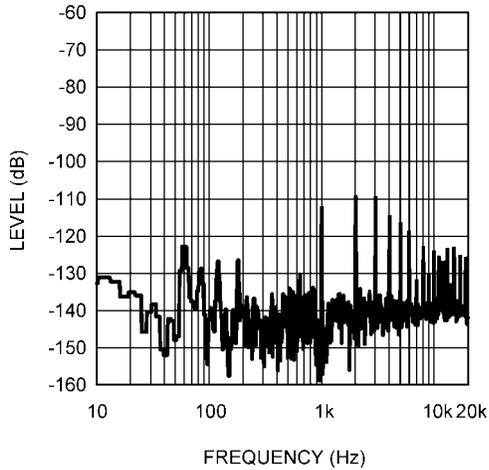


30023245

**FFT 与频率的关系(读取)**

$P_{OUT} = 40W/通道, R_L = 8\Omega$

**BUZ901/BUZ906**

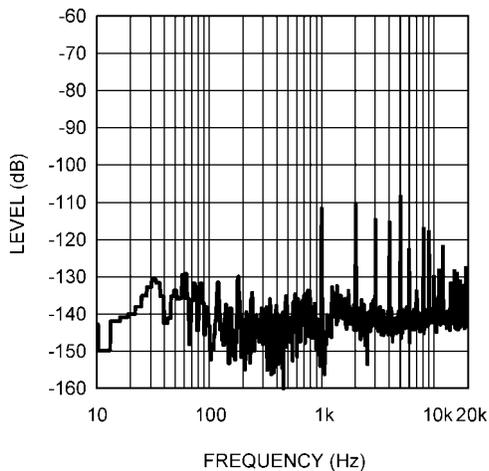


30023249

**FFT 与频率的关系(读取)**

$P_{OUT} = 100W/通道, R_L = 8\Omega$

**BUZ901/BUZ906**



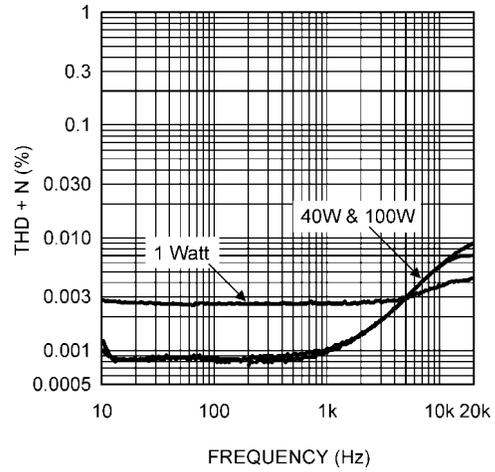
30023241

THD + N与频率的关系和THD + N与输出功率的关系图说明了在所关注的频率和功率范围上提供高性能的可能性。THD + N与频率的关系图具有0.0005%到1%的变化范围,可以提高精度。1%的功率水平相当于将128W/通道传输到8欧姆的负载上。

**THD + N与频率的关系(读取)**

$P_{OUT}/通道, R_L = 8\Omega, 80kHz$ 带宽

**BUZ901/BUZ906**

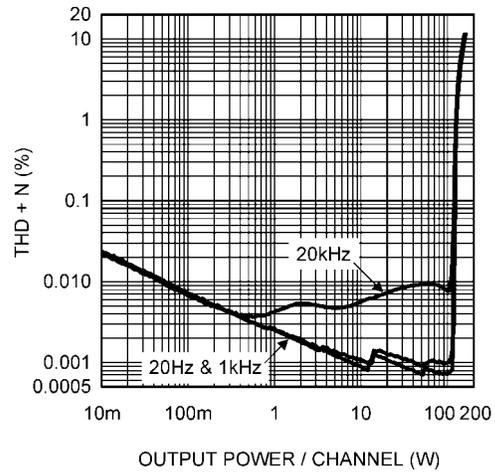


30023260

**THD + N与输出频率/通道的关系(读取)**

$R_L = 8\Omega, 80kHz$ 带宽

**BUZ901/BUZ906**

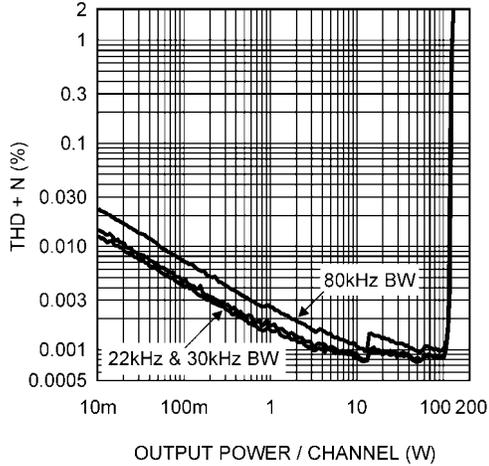


30023268

下图比较了在测量设备上的不同带宽设定值及其在输出功率扫描期间对1kHz THD+N图的影响。在曲线图和带宽设定上的区别说明了THD+N上的增加是噪声(+N)而非谐波(THD)。

THD+N 与输出功率/通道的变化关系

$R_L = 8\Omega, 1\text{kHz}$   
BUZ901/BUZ906

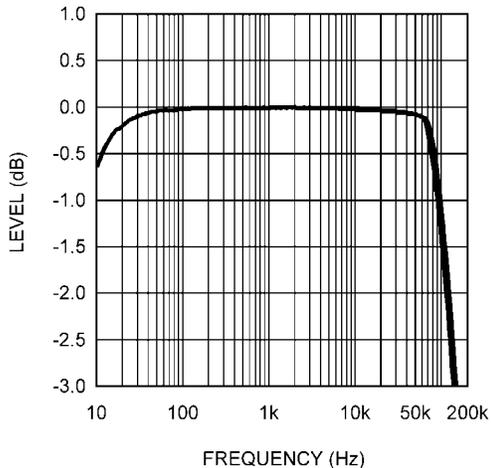


30023264

在100W/通道上的频率响应如下图所示。测出的压摆率为16.5V/us，输出级由LM4072直接驱动。两个通道都在图中显示出来。

频率响应

$P_{OUT} = 100\text{W}/\text{通道}(0\text{dB}), R_L = 8\Omega$   
BUZ901/BUZ906



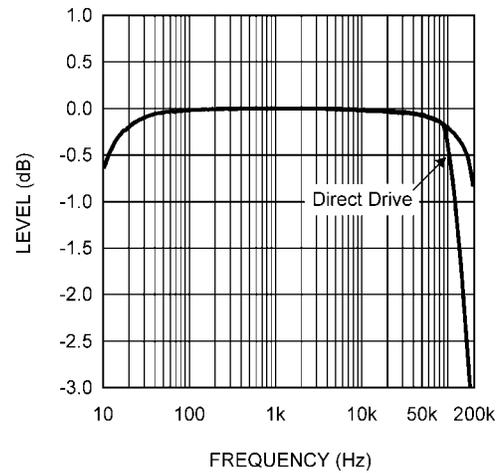
30023253

## 压摆率

使用图27的驱动级来比较Magnatec BUZ901/906对管的输出级直接驱动。放大器的一个通道添加了驱动级，而其它通道采用了LM4072的直接驱动以便比较。在两个通道中的输出级都被偏置到相同的180mA。以下的频率响应图比较了传送60W输出功率到8欧姆电阻负载的两种通道。结果类似于带驱动级的Renesas 2SK1058/2SJ162对管，在频率响应方面获得显著改善。带驱动级的通道具有32V/us的压摆率，而采用直接驱动的通道的压摆率仅为16.6V/us。

带驱动级的频率响应

$P_{OUT} = 60\text{W}/\text{通道}(0\text{dB}), R_L = 8\Omega,$   
BUZ901/BUZ906



30023257

### TOSHIBA 2SK1530/2SJ201对管

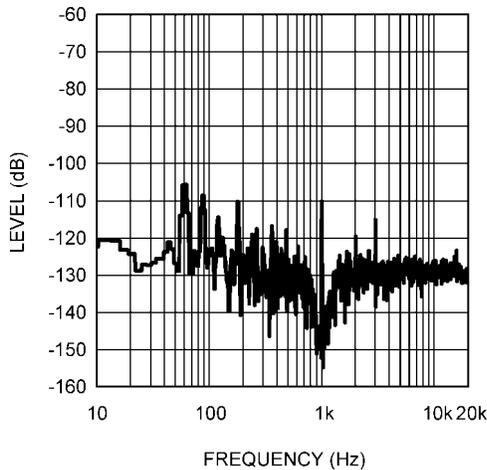
同样，在下图输出级中采用2SK1530/2SJ201对管，偏置在145mA进行相同的测试。

采用图19中的 $V_{BE}$ 倍增器来进行偏置和热补偿，从而获得在外壳温度变化范围内稳定的偏置电流。采用方波进行过驱动来确定栅极电阻值，并调整这些电阻值，直到上升沿和下降沿尽可能地为线性，同时能保持稳定。对于这些器件，N-沟道FTE上的栅极电阻为175欧姆，而P-沟道FTE上的栅极电阻为500欧姆。FFT图用Audio Precision System 1的读取函数来移除基频，从而得到更高的精度。该图为采用1kHz的测试信号，在1W，40W和100W输出功率等级时的谐波失真水平。

#### FFT 与频率的关系(读取)

$P_{OUT} = 1W/\text{通道}, R_L = 8\Omega$

2SK1530/2SJ201

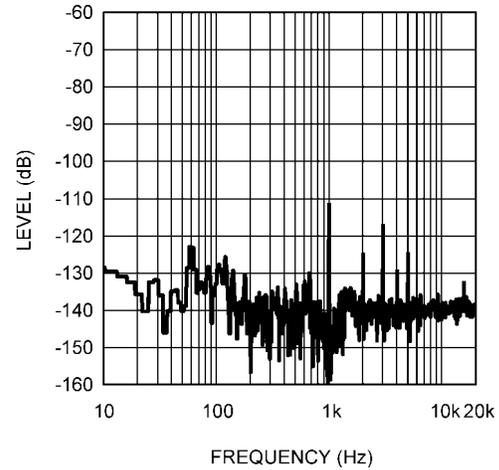


30023248

#### FFT 与频率的关系(读取)

$P_{OUT} = 40W/\text{通道}, R_L = 8\Omega$

2SK1530/2SJ201

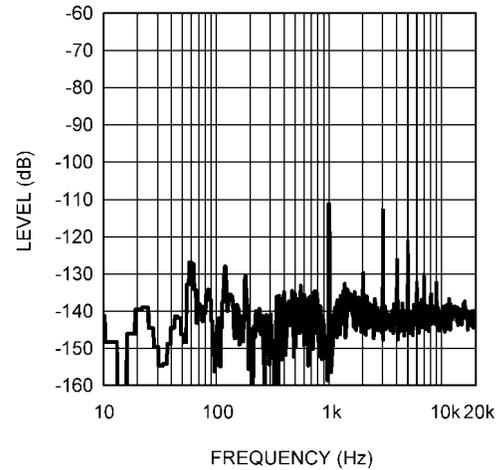


30023252

#### FFT 与频率的关系(读取)

$P_{OUT} = 100W/\text{通道}, R_L = 8\Omega$

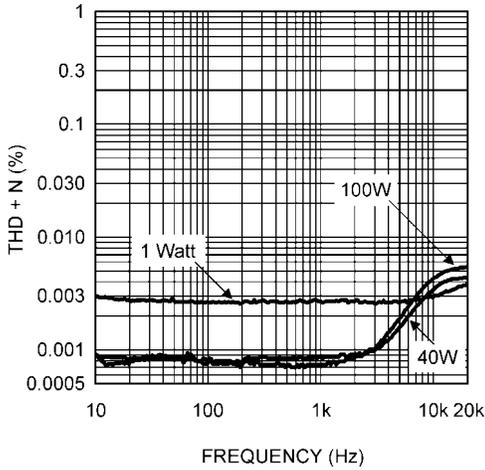
2SK1530/2SJ201



30023244

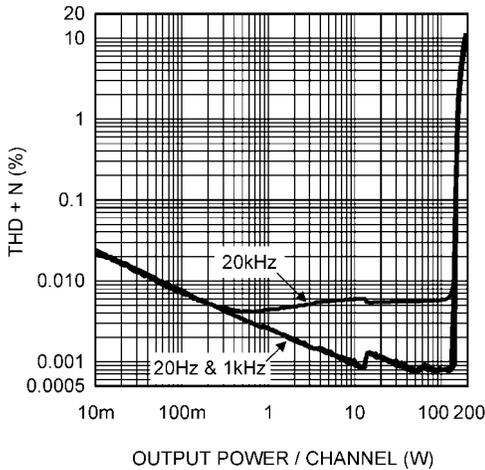
THD + N与频率的关系和THD + N与输出功率的关系图说明了在所关注的频率和功率范围上提供高性能的可能性。THD + N与频率的关系图具有0.0005%到1%的变化范围,可以提高精度。1%的功率水平相当于将155W/通道功率传输到8欧姆的负载上。

**THD + N与频率的关系(读取)**  
 $P_{OUT}$  / 通道,  $R_L = 8\Omega$ , 80kHz带宽  
 2SK1530/2SJ201



30023263

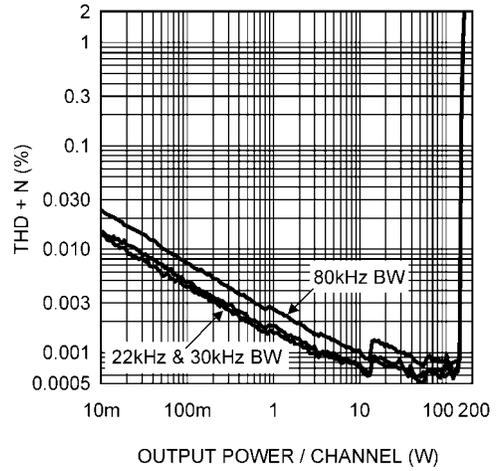
**THD + N与输出频率/通道的关系(读取)**  
 $R_L = 8\Omega$ , 80kHz带宽  
 2SK1530/2SJ201



30023271

下图比较了在测量设备上的不同带宽设定值及其在输出功率扫描期间对1kHz THD+N图的影响。在曲线图和带宽设定上的区别说明了THD+N上的增加是噪声 (+ N) 而非谐波 (THD)。

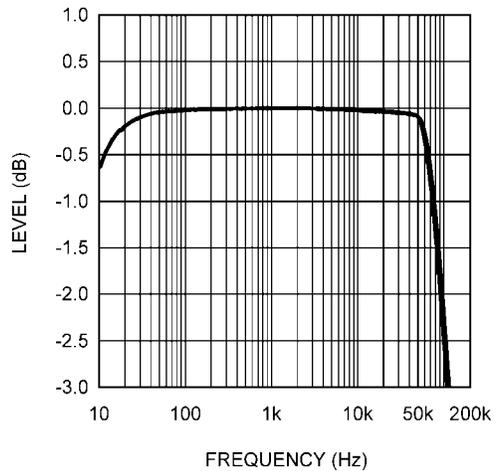
**TTTHD+N 与输出功率/通道的变化关系**  
 $R_L = 8\Omega$ , 1kHz  
 2SK1530/2SJ201



30023267

在100W/通道上的频率响应如下图所示。测得压摆率为12.5V/ $\mu$ s, 输出级由LM4072直接驱动。两个通道都在图中显示出来。

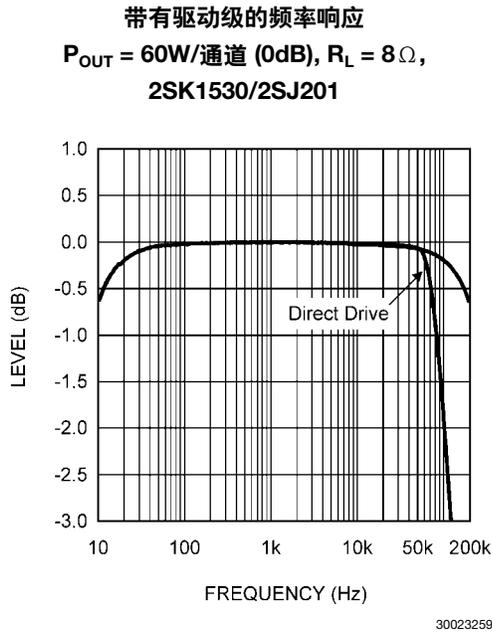
**频率响应**  
 $P_{OUT} = 100W$ /通道(0dB),  $R_L = 8\Omega$   
 2SK1530/2SJ201



30023256

## 压摆率

使用图27的驱动级来比较Toshiba 2SK1030/2SJ201对管的输出级直接驱动。放大器的一个通道添加了驱动级，而其它通道采用了LM4702的直接驱动以便比较。两个通道的输出级都被偏置到相同的145mA。以下的频率响应图比较了传送60W的输出功率到8欧姆电阻负载的两种通道。结果类似于带驱动级的其它对管，在频率响应方面获得显著改善。采用驱动级的Toshiba 2SK1030/2SJ201对管获得最高的压摆率。与此同时，这些器件采用LM4702直接驱动的压摆率最低。带有驱动级的通道具有37.5V/μs的压摆率，而采用直接驱动的通道得到的压摆率仅为12.5V/μs。



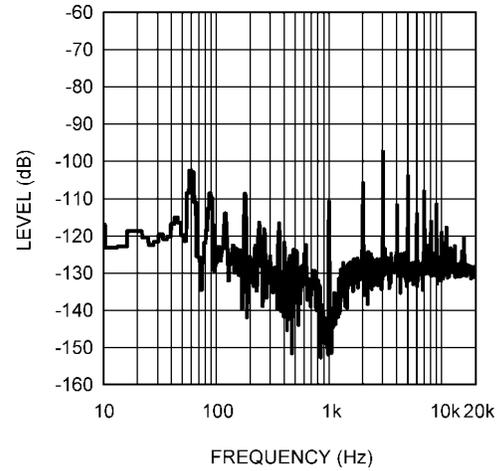
## International Rectifier IRF240/IRFP9240对管

这些器件具有更高的 $V_T$ ，因此不会满足当 $V_{GS}$ 为3V或者更低时具有的100mA偏置电流标准。所有其它设计指标都是超过的。进行的测试说明采用较高 $V_T$ 的器件可获得什么方面的改善，尽管它们不是专为LM4702应用而优化的。

### FFT 与频率的关系(读取)

$P_{OUT} = 1W/\text{通道}, R_L = 8\Omega$

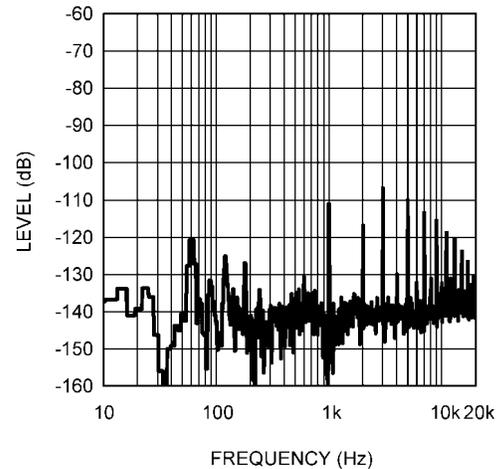
**IRFP240/IRFP9240**



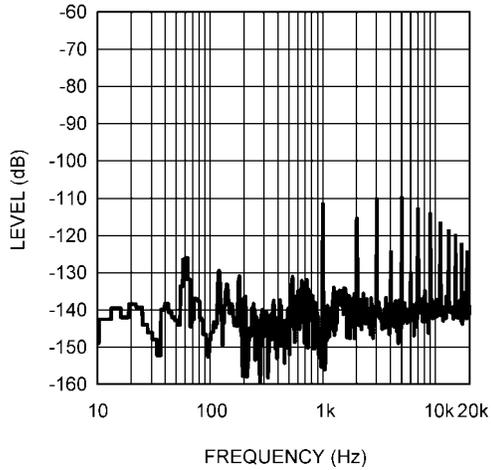
### FFT 与频率的关系(读取)

$P_{OUT} = 40W/\text{通道}, R_L = 8\Omega$

**IRFP240/IRFP9240**

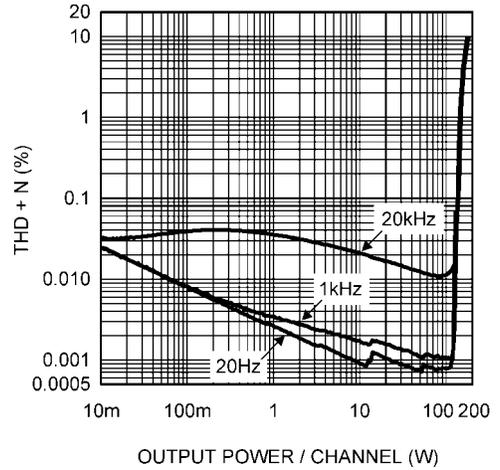


**FFT 与频率的关系(读取)**  
 $P_{OUT} = 100W/通道, R_L = 8\Omega$   
**IRFP240/IRFP9240**



30023243

**THD+N 与输出功率/通道的变化关系**  
 $R_L = 8\Omega, 80kHz$  带宽  
**IRFP240/IRFP9240**

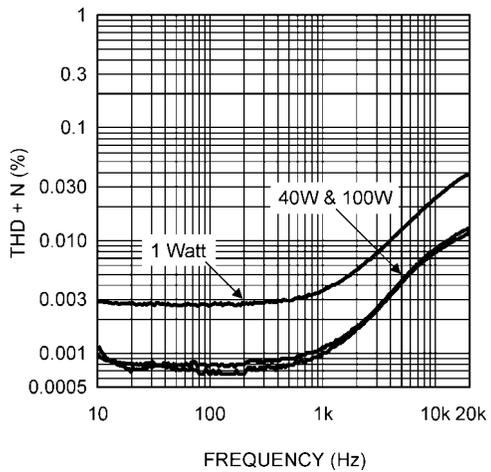


30023270

THD + N与频率的关系和THD + N与输出功率的关系图展示了在感兴趣的频率和功率范围上的性能。THD + N与频率的关系图具有0.0005%到1%的变化范围，可以提高精度。1%的功率水平相当于将147W/通道传输到8欧姆的负载上。

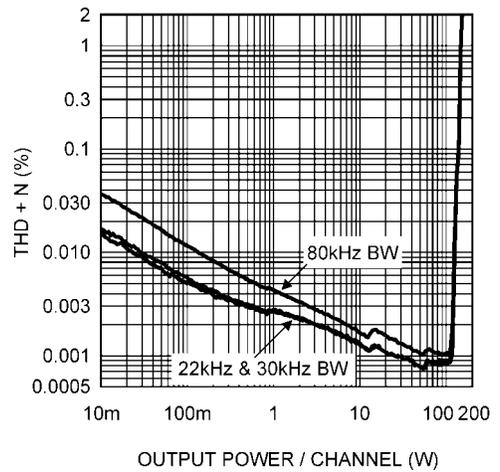
下图比较了在测量设备上的不同带宽设定值及其在输出功率扫描期间对1kHz THD+N图的影响。在曲线图和带宽设定上的区别说明了THD+N上的增加是噪声 (+N) 而非谐波 (THD)。

**THD+N 与频率的变化关系**  
 $P_{OUT}/通道, R_L = 8\Omega, 80kHz$  带宽  
**IRFP240/IRFP9240**



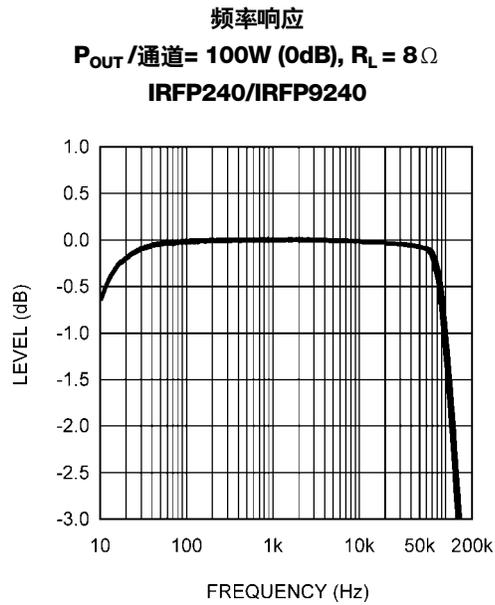
30023262

**THD+N 与输出功率/通道的变化关系**  
 $R_L = 8\Omega, 1kHz$   
**IRFP240/IRFP9240**



30023266

在100W/通道上的频率响应如下图所示。测到的压摆率为14V/ $\mu$ s，其输出级直接由LM4702驱动。



## 压摆率

在IRFP240/IRFP9240上添加一个驱动级可将现有的较低偏置电压降低超过1V。可以看到，在其它的MOSFET器件对上添加一个驱动级可以显著地提高压摆率。由此可得，在IRFP240/IRFP9240上添加一个驱动级也可明显地提高压摆率。

## 总结

采用LM4702和正确地选择MOSFET器件，可以很容易地实现一个简单且高性能的放大器。在电路的修改和添加后提高其性能的同时，所呈现的电路使用很少元

器件，结构的简约得以保持。表5概要列出了采用相同印刷电路板时，电源电压为 $\pm 55V$ ，驱动8欧姆负载时截取的不同数据点。

表5

制造商/器件	偏置电流	1%输出功率	10%输出功率	40W/通道, 22kHz 带宽条件下的1kHz THD+N	直接驱动压摆率
Renesas 2SK1058 / 2SJ162	115mA	125.5W/Ch.	156W/Ch.	0.00082%	17V/ $\mu$ s
Magnatec BUZ901 / BUZ906	180mA	128W/Ch.	160W/Ch.	0.00088%	16.5V/ $\mu$ s
Toshiba 2SK1530 / 2SJ201	145mA	155W/Ch.	185W/Ch.	0.00071%	12.5V/ $\mu$ s
International Rectifier IRFP240 / IRFP9240	25mA	147W/Ch.	182W/Ch.	0.00090%	14V/ $\mu$ s

## 版本修改表

版本	日期	说明
1.0	05/24/07	初始网页发布

## 注释

对于上述任何电路的使用，美国国家半导体公司不承担任何责任且不默示任何电路专利许可。美国国家半导体公司保留随时更改上述电路和规格的权利，恕不另行通知。  
想了解最新的产品信息，请访问我们的网址：[www.national.com](http://www.national.com)。

**生命支持策略**

未经美国国家半导体公司的总裁和首席律师的明确书面审批，不得将美国国家半导体公司的产品作为生命支持设备或系统中的关键部件使用。特此说明：

1. 生命支持设备/系统指：(a) 打算通过外科手术移植到体内的生命支持设备或系统；(b) 支持或维持生命，依照使用说明书正确使用时，有理由认为其失效会造成用户严重伤害。
2. 关键部件是在生命支持设备或系统中，有理由认为其失效会造成生命支持设备/系统失效，或影响生命支持设备/系统的安全性或效力的任何部件。

**禁用物质合规**

美国国家半导体公司制造的产品和使用的包装材料符合《消费产品管理规范 (CSP-9-111C2)》以及《相关禁用物质和材料规范 (CSP-9-111S2)》的条款，不包含CSP-9-111S2限定的任何“禁用物质”。  
无铅产品符合RoHS指令。



**National Semiconductor**  
Americas Customer  
Support Center  
Email: [new.feedback@nsc.com](mailto:new.feedback@nsc.com)  
Tel: 1-800-272-9959

**National Semiconductor**  
Europe Customer Support Center  
Fax: +49 (0) 180-530 85 86  
Email: [europe.support@nsc.com](mailto:europe.support@nsc.com)  
Deutsch Tel: +49 (0) 69 9508 6208  
English Tel: +44 (0) 870 24 0 2171  
Français Tel: +33 (0) 1 41 91 8790

**National Semiconductor**  
Asia Pacific Customer  
Support Center  
Email: [ap.support@nsc.com](mailto:ap.support@nsc.com)

**National Semiconductor**  
Japan Customer Support Center  
Fax: 81-3-5639-7507  
Email: [jpn.feedback@nsc.com](mailto:jpn.feedback@nsc.com)  
Tel: 81-3-5639-7560

[www.national.com](http://www.national.com)

## 重要声明

德州仪器(TI) 及其下属子公司有权在不事先通知的情况下, 随时对所提供的产品和服务进行更正、修改、增强、改进或其它更改, 并有权随时中止提供任何产品和服务。客户在下订单前应获取最新的相关信息, 并验证这些信息是否完整且是最新的。所有产品的销售都遵循在订单确认时所提供的TI 销售条款与条件。

TI 保证其所销售的硬件产品的性能符合TI 标准保修的适用规范。仅在TI 保证的范围内, 且TI 认为有必要时才会使用测试或其它质量控制技术。除非政府做出了硬性规定, 否则没有必要对每种产品的所有参数进行测试。

TI 对应用帮助或客户产品设计不承担任何义务。客户应对其使用TI 组件的产品和应用自行负责。为尽量减小与客户产品和应用相关的风险, 客户应提供充分的设计与操作安全措施。

TI 不对任何TI 专利权、版权、屏蔽作品权或其它与使用了TI 产品或服务的组合设备、机器、流程相关的TI 知识产权中授予的直接或隐含权限作出任何保证或解释。TI 所发布的与第三方产品或服务有关的信息, 不能构成从TI 获得使用这些产品或服务的许可、授权、或认可。使用此类信息可能需要获得第三方的专利权或其它知识产权方面的许可, 或是TI 的专利权或其它知识产权方面的许可。

对于TI 的产品手册或数据表, 仅在没有对内容进行任何篡改且带有相关授权、条件、限制和声明的情况下才允许进行复制。在复制信息的过程中对内容的篡改属于非法的、欺诈性商业行为。TI 对此类篡改过的文件不承担任何责任。

在转售TI 产品或服务时, 如果存在对产品或服务参数的虚假陈述, 则会失去相关TI 产品或服务的明示或暗示授权, 且这是非法的、欺诈性商业行为。TI 对此类虚假陈述不承担任何责任。

TI 产品未获得用于关键的安全应用中的授权, 例如生命支持应用(在该类应用中一旦TI 产品故障将预计造成重大的人员伤亡), 除非各方官员已经达成了专门管控此类使用的协议。购买者的购买行为即表示, 他们具备有关其应用安全以及规章衍生所需的所有专业技术和知识, 并且认可和同意, 尽管任何应用相关信息或支持仍可能由TI 提供, 但他们将独力负责满足在关键安全应用中使用其产品及TI 产品所需的所有法律、法规和安全相关要求。此外, 购买者必须全额赔偿因在此类关键安全应用中使用TI 产品而对TI 及其代表造成的损失。

TI 产品并非设计或专门用于军事/航空应用, 以及环境方面的产品, 除非TI 特别注明该产品属于“军用”或“增强型塑料”产品。只有TI 指定的军用产品才满足军用规格。购买者认可并同意, 对TI 未指定军用的产品进行军事方面的应用, 风险由购买者单独承担, 并且独力负责在此类相关使用中满足所有法律和法规要求。

TI 产品并非设计或专门用于汽车应用以及环境方面的产品, 除非TI 特别注明该产品符合ISO/TS 16949 要求。购买者认可并同意, 如果他们在汽车应用中使用任何未被指定的产品, TI 对未能满足应用所需要求不承担任何责任。

可访问以下URL 地址以获取有关其它TI 产品和应用解决方案的信息:

	产品		应用
数字音频	<a href="http://www.ti.com.cn/audio">www.ti.com.cn/audio</a>	通信与电信	<a href="http://www.ti.com.cn/telecom">www.ti.com.cn/telecom</a>
放大器和线性器件	<a href="http://www.ti.com.cn/amplifiers">www.ti.com.cn/amplifiers</a>	计算机及周边	<a href="http://www.ti.com.cn/computer">www.ti.com.cn/computer</a>
数据转换器	<a href="http://www.ti.com.cn/dataconverters">www.ti.com.cn/dataconverters</a>	消费电子	<a href="http://www.ti.com/consumer-apps">www.ti.com/consumer-apps</a>
DLP® 产品	<a href="http://www.dlp.com">www.dlp.com</a>	能源	<a href="http://www.ti.com/energy">www.ti.com/energy</a>
DSP - 数字信号处理器	<a href="http://www.ti.com.cn/dsp">www.ti.com.cn/dsp</a>	工业应用	<a href="http://www.ti.com.cn/industrial">www.ti.com.cn/industrial</a>
时钟和计时器	<a href="http://www.ti.com.cn/clockandtimers">www.ti.com.cn/clockandtimers</a>	医疗电子	<a href="http://www.ti.com.cn/medical">www.ti.com.cn/medical</a>
接口	<a href="http://www.ti.com.cn/interface">www.ti.com.cn/interface</a>	安防应用	<a href="http://www.ti.com.cn/security">www.ti.com.cn/security</a>
逻辑	<a href="http://www.ti.com.cn/logic">www.ti.com.cn/logic</a>	汽车电子	<a href="http://www.ti.com.cn/automotive">www.ti.com.cn/automotive</a>
电源管理	<a href="http://www.ti.com.cn/power">www.ti.com.cn/power</a>	视频和影像	<a href="http://www.ti.com.cn/video">www.ti.com.cn/video</a>
微控制器 (MCU)	<a href="http://www.ti.com.cn/microcontrollers">www.ti.com.cn/microcontrollers</a>		
RFID 系统	<a href="http://www.ti.com.cn/rfidsys">www.ti.com.cn/rfidsys</a>		
OMAP 机动性处理器	<a href="http://www.ti.com/omap">www.ti.com/omap</a>		
无线连通性	<a href="http://www.ti.com.cn/wirelessconnectivity">www.ti.com.cn/wirelessconnectivity</a>		
	德州仪器在线技术支持社区		<a href="http://www.deyisupport.com">www.deyisupport.com</a>

邮寄地址: 上海市浦东新区世纪大道 1568 号, 中建大厦 32 楼 邮政编码: 200122  
Copyright © 2011 德州仪器 半导体技术(上海)有限公司