AN2583
应用手册

理解和使用带有音频的 M41T00AUD 实时时钟

产品介绍

事实表明许多 ST 串行 RTC 中的方波产生器可用来作为发声器，多年以来， ST 的实时时钟被用于打印 - 传真扫描一体机中。在这些应用中，方波输出用来产生这些一体机 （AIO）的按键被按下时或错误出现时发出的嘟嘟声。

这一嘟嘟声信号驱动放大器电路，而此电路又驱动扬声器。同时，其他来自于 AIO 的声音源也会传输到扬声器，与方波信号叠加一起进入到放大器中。声音源中有一个是电话线。当传真机在拨号或建立连接时就能够听得见。

另外，控制放大器增益以及限制音频信号的带宽是非常必要的，因此就需要采取某些音量控制和滤波。

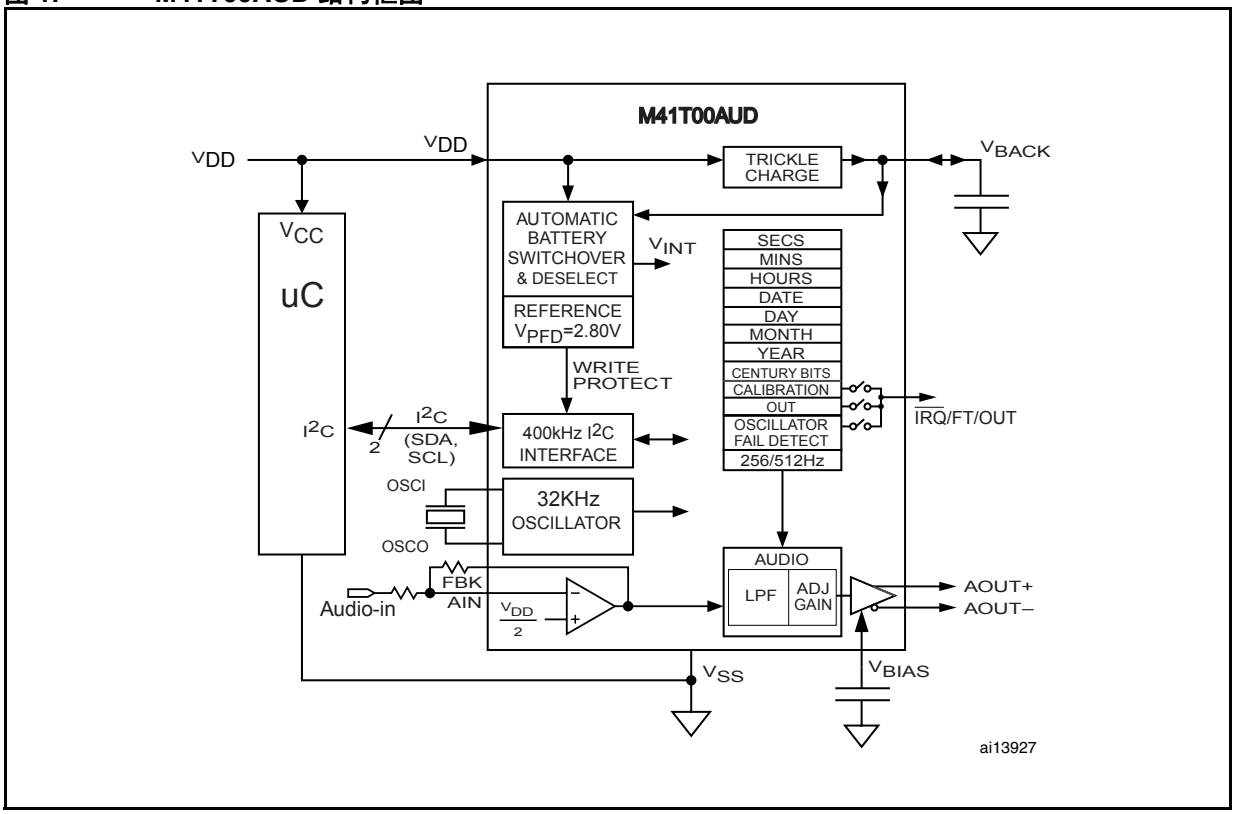
因此， ST 开发出将实时时钟和音频结合为一体的 M41T00AUD。参见*第 2 页图 1*，这一时钟在 ST 的 M41T00 基础之上有了进一步加强，如为备份电容充电的涓流充电电路，及用于精确控制备份电池切换阈值的电压基准。

音频部分从一个输入放大器开始，用于叠加不同幅度的多个信号。然后是一个 8 kHz 的低通滤波器，接着是一个 16 步，每步 3 dB 数字控制的增益级。最后，输出部分是一个桥接放大器，能够输出 300 mW 到 8 Ω的负载 （V_{CC} 为 3.3 V 时）。

因此， M41T00AUD 这一高集成电路，成为将高性能和低成本作为主要要求的一体机应用和其他消费类电子产品的理想选择。

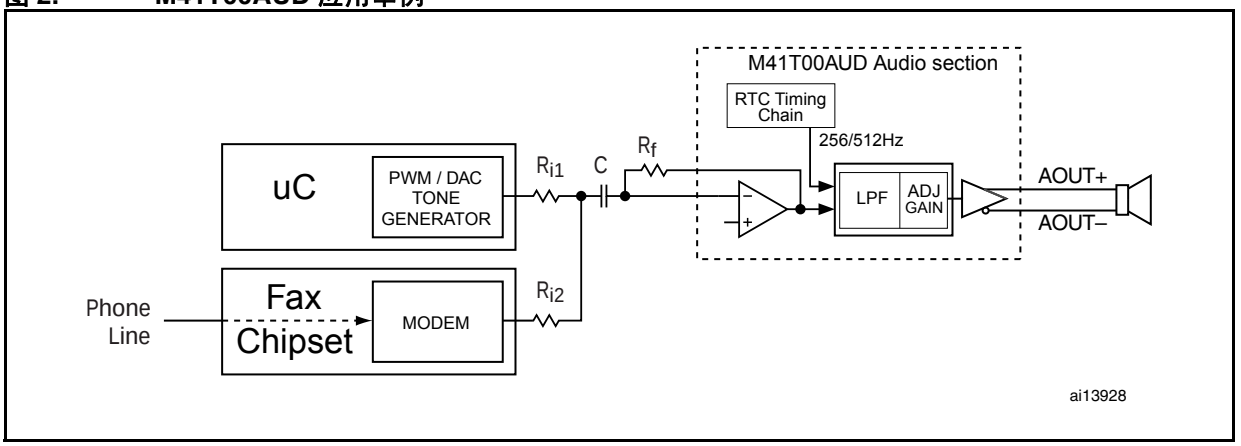
1 典型应用

图 1. M41T00AUD 结构框图



在典型的 AIO 应用中，系统微控制器以及连接到电话线的传真芯片组中都包含有音频源。这些音频信号在输入放大器中叠加，然后和内部产生的 256/512 Hz 铃音共同驱动滤波器（如*图 2* 所示）。

图 2. M41T00AUD 应用举例



输入电阻 R_{in} 和反馈电阻 R_f 控制器件的增益。通过改变对应的输入电阻，每个输入都可以不同增益叠加，这样可使不同幅度的信号被归一化。

输入电容 C 可以用来隔断进入器件的直流电平。 M41T00AUD 使用单电源，其内部中点为 $V_{DD}/2$ 而不是地。因此，当音频信号直接与 M41T00AUD 相连时，输入信号的支流偏置应为 $V_{DD}/2$。否则，输入信号与 M41T00AUD 之间必须通过电容耦合相连接，并阻止低频信号。当 Rin = 20 kΩ 且 C = 0.1 uF 时，低于约 80 Hz 的信号将被削弱。

输入放大器之后为带宽 8 kHz 的低通滤波器。和输入电容一起，组成一个 80 Hz 到 8 kHz 的带通滤波器。

同时来自于 RTC 时钟链的 256/512 Hz 信号也输入到低通滤波器。软件控制这一信号是否能进入低通滤波器以及两个中的哪一个频率被选中。软件也控制增益值。静音位能够被置位来关闭所有的声音。而 4 位的现场**增益**控制允许用户以每步 3 dB 在 –33 dB 和 +12 dB 之间选择增益。

M41T00AUD 的输出为一个桥接放大器，能够拉 / 灌电流 300 mA 以上。V_{CC} = 3.3 V 时，它能够输出 300 mW 以上的功率到一个 8 Ω 的扬声器。

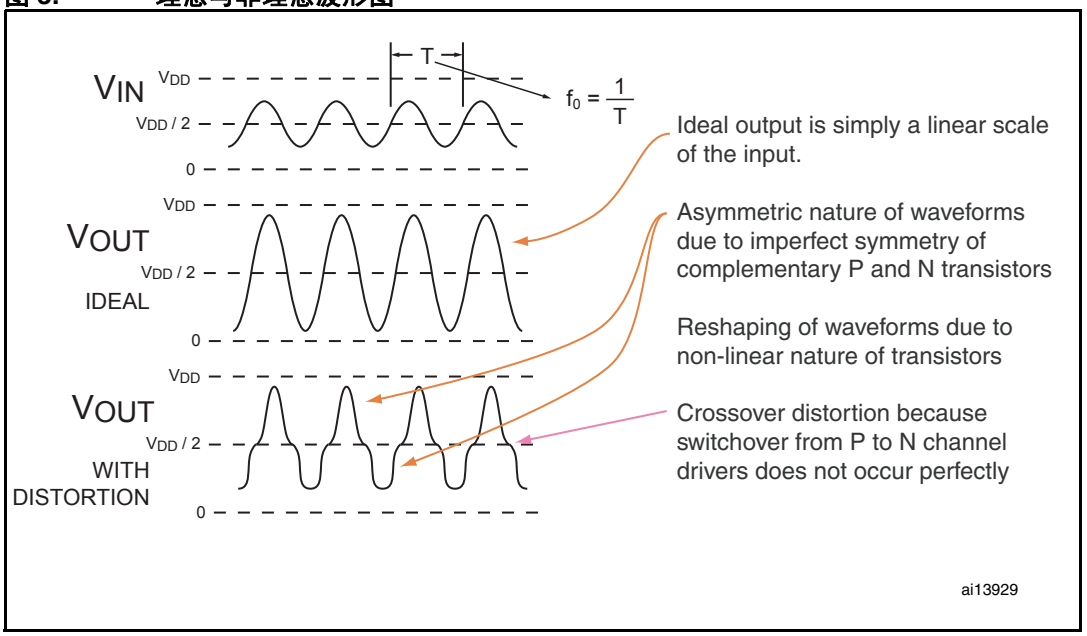
2 音频特性

放大器电路的特性可在几个参数上体现。其中包括增益值，总谐波失真，电源抑制比，及输出功率。以下是这些特性的简略介绍。

2.1 谐波失真

理想情况下，音频放大器的输出是输入的线性再现；输出只在幅度上改变，在其他方面都相同。

图 3. 理想与非理想波形图



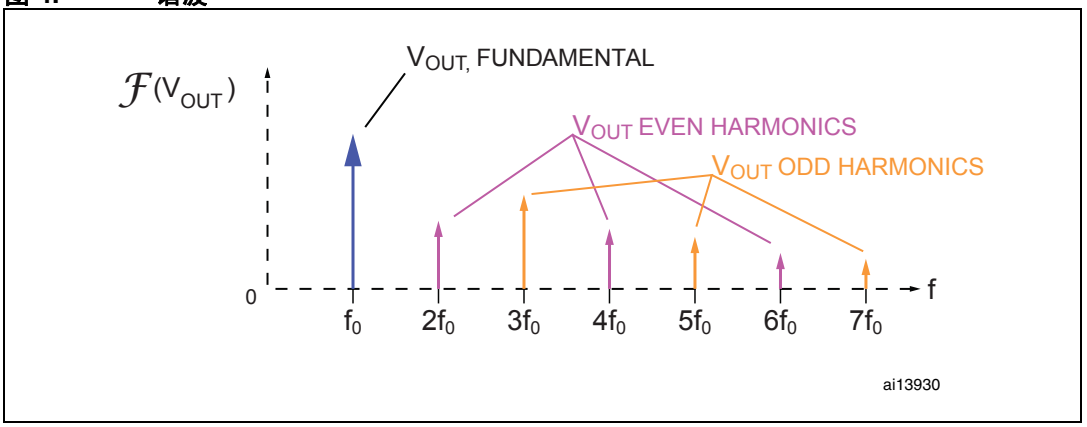
现实中，多个因素一起使波形失真，导致输出谐波增加。如*图 4* 所示。放大器并不是完全线性，因此出现一些波形整形。这一现象对称发生，导致奇次谐波的增加。

如果，一个驱动晶体管开启和另一个关闭的交越点不是最佳点，将会产生交越失真，如*图 3* 所示（结果被夸大）。这也导致奇次谐波增加。

互补输出晶体管不对称会引起波形的上半部分和下半部分不对称，从而导致偶次谐波。

结果为放大器输出中包含输入中不存在的失真信号。

图 4. 谐波



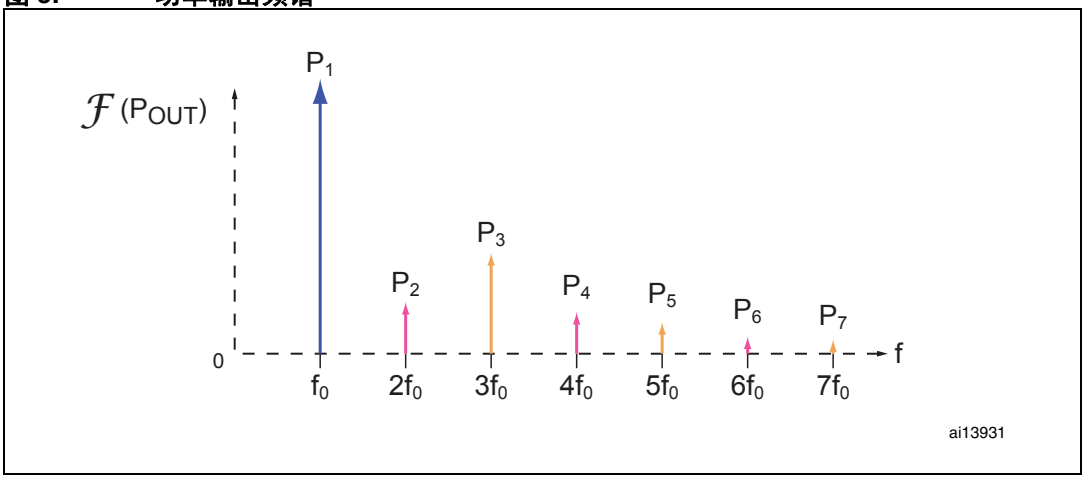
2.1.1 总谐波失真

总谐波失真 （THD）是一种放大过程的线性或纯度的度量，表明产生的失真信号有多大。一个纯正弦波输入到放大器，并测定输出频谱。 THD 值是谐波输出功率或电压大小与基波相比的值。

图 5 说明一个输出频谱的例子。P_1 为基波，而 P_2 至 P_7 为谐波。

THD 值表示输出信号中谐波所占的部分。

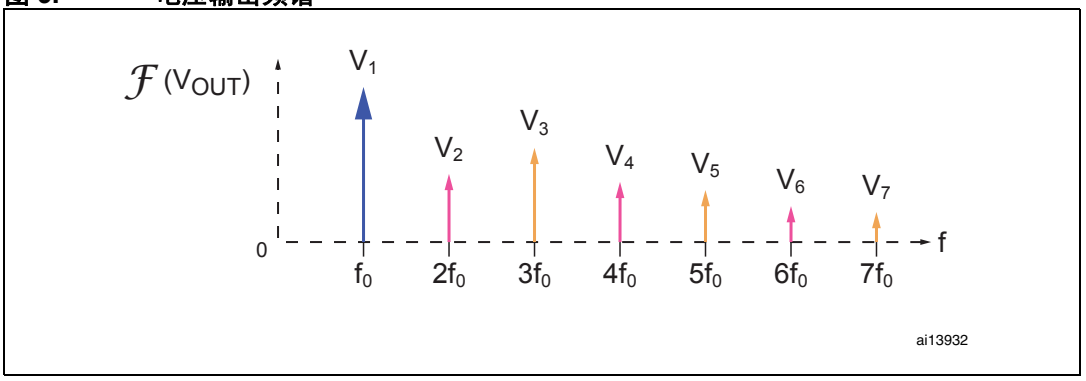
图 5. 功率输出频谱



有两种方法计算 THD。第一种方法将谐波功率与基频相比。

$$THD_P = \frac{\sum \text{harmonic powers}}{\text{power of fundamental frequency}} = \frac{P_2 + P_3 + P_4 + P_5 + P_6 + P_7 + \cdots}{P_1}$$

图 6. 电压输出频谱



另一种 THD 计算方法用电压相比。

$$THD_V = \frac{\sqrt{\sum (\text{harmonic voltages})^2}}{\text{voltage of fundamental frequency}} = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + V_5^2 + V_6^2 + V_7^2 + \cdots}}{V_1}$$

由于 P 与 V_2 成比例，第二种方法等于第一种的平方根。

$$THD_V = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + V_5^2 + V_6^2 + V_7^2 + \cdots}}{V_1} = \frac{\frac{1}{\sqrt{R}}}{\frac{1}{\sqrt{R}}} \cdot \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + V_5^2 + V_6^2 + V_7^2 + \cdots}}{V_1}$$

$$= \frac{\sqrt{\frac{V_2^2}{R} + \frac{V_3^2}{R} + \frac{V_4^2}{R} + \frac{V_5^2}{R} + \frac{V_6^2}{R} + \frac{V_7^2}{R} \cdots}}{\frac{V_1}{\sqrt{R}}} = \frac{\sqrt{P_2 + P_3 + P_4 + P_5 + P_6 + P_7 + \cdots}}{\sqrt{P_1}}$$

$$THD_V = \sqrt{THD_P}$$

因为 THD 通常是小于 1 的数值，而 THD_V 为 THD_P 的平方根，因此会比 THD_P 值大。

M41T00AUD 定义的 THD 指标在 1 kHz， 300 mW 时小于 2%。在 THD 测量中使用电压公式，由于它趋于产生更高数值而使指标更难。

如：V_1 = 1 V， V_2 = 0.1 V， V_3 = 0.08 V， V_4 = 0.06 V 且 V_5 = 0.04 V

$$THD_V = \frac{\sqrt{0.1^2 + 0.08^2 + 0.06^2 + 0.04^2}}{1^2} = 0.147 = 14.7\%$$

$$THD_P = THD_V{}^2 = 0.0216 = 2.16\%$$

电压公式会导致指标更具挑战性。

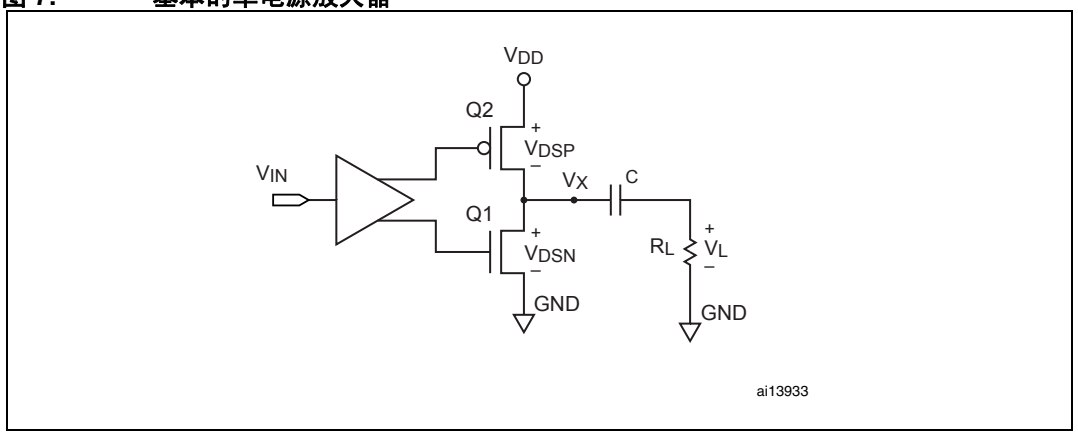
2.2 放大器入门

有多种放大器可用半导体工艺制成集成电路。下面是几种放大器和其功率能力的简单概括。

2.2.1 简单的放大器

图 7 即为一个简单的放大器电路。输入级提供驱动输出晶体管所必需的信号增益和偏移。中点电压 V_X 偏置在 $V_{DD}/2$。当 Q2 完全导通时， V_X 会升高到最大值 $V_{DD} - V_{DSP\text{-}min}$，当 Q1 完全导通时， V_X 会降低到 $V_{DSN\text{-}min}$。

图 7. 基本的单电源放大器



为了便于分析，我们假设 $V_{DSP\text{-}min}$ 和 $V_{DSN\text{-}min}$ 与 V_{DD} 相比很小在此可以忽略不计。

有了这一前提， V_X 点将在 GND （0 V）和 V_{DD} 之间波动。

对于音频应用，需要输出信号为纯交流。里面不应该有直流分量。输出信号必须相对于地对称地波动。

因此，应用上在 V_X 和负载 R_L 之间往往串联一个电容。这将会起到输出隔直的作用。当点 V_X 在 V_{DD} 和地之间波动，均值为 $V_{DD}/2$ 时，输出电压 V_L 将在 $V_{DD}/2$ 和 – $V_{DD}/2$ 之间，均值为 0V。这里假设电容上没有压降。如果电容对于有用频率足够高，则电容上的压降将很小，假设成立。

如果 V_X 上的信号为正弦波，在 V_{DD} 和地之间波动，公式如下：

$$V_X(t) = \frac{V_{DD}}{2} \cdot (1 + \sin \omega t) = \frac{V_{DD}}{2} + \frac{V_{DD}}{2} \cdot \sin \omega t$$

其中

$$\omega = 2\pi f$$

f 表示正弦波的频率。

去除直流分量后负载上的信号为：

$$V_L(t) = \frac{V_{DD}}{2} \cdot \sin \omega t$$

2.2.2 输出功率

对于许多音频发烧友来说最重要的就是放大器的功率输出。他们希望不用花高的价钱就能得到更大的功率。

影响放大器功率输出的两个主要因素是电源电压和电路结构。

一般的正弦信号，输出到负载的平均功率为电压的函数。可使用峰峰值电压 V_{PP} 或峰值电压 V_{PK}。如*图 8* 所示。

图 8. 电压定义

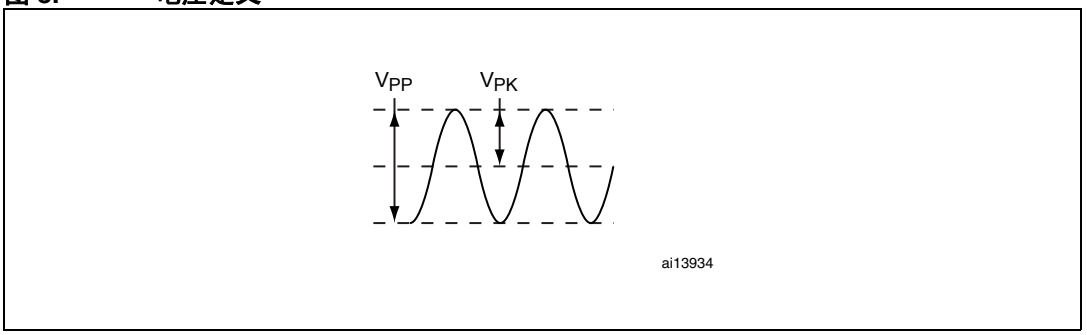
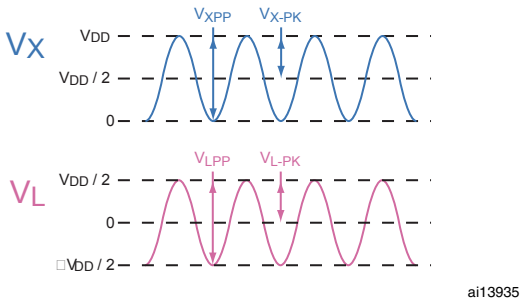


图 7 中的电路，最大功率时， V_X 将在 V_{DD} 和地之间波动，参见*图 9*。负载上的直流分量去除时， V_L 将在 $V_{DD}/2$ 和 – $V_{DD}/2$ 之间波动。

图 9. 简单的放大器输出波形



对于正弦波信号，阻性负载 R 的平均或连续功率为：

$$P_{AV} = \frac{V_{PK}^2}{2R} = \frac{V_{PP}^2}{8R}$$

此公式表明使用峰值电压 V_{PK} 和峰峰值电压 V_{PP} 时功率的计算方法。

对*图 7* 中的电路，表达式变为：

$$P_{L\text{-}AV} = \frac{V_{L\text{-}PK}^2}{2R_L} = \frac{V_{L\text{-}PP}^2}{8R_L}$$

波动最大时，$V_{L\text{-}PK}$ 等于 $V_{DD}/2$，因此负载的最大持续功率为：

公式 1

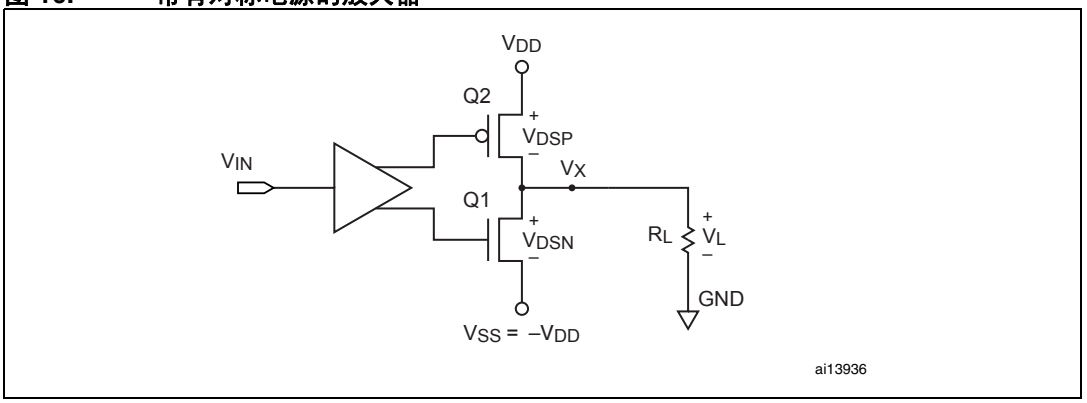
$$P_{L\text{-}AV\text{-}max} = \frac{V_{L\text{-}PK}^2}{2R_L} = \frac{(V_{DD}/2)^2}{2R_L} = \frac{V_{DD}^2}{8R_L}$$

因此，对于*图 7* 中的结构，输出到负载的功率为 V_{DD} 和 R_L 的函数。要在负载上得到更多的功率，用户必须提高 V_{DD} 或降低 R_L，或使用不同的电路结构。

2.2.3 得到更多的功率

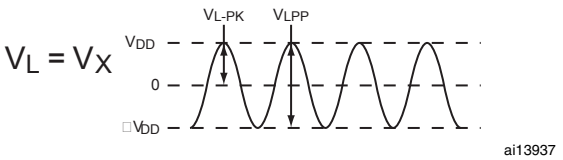
一种提高可用功率的方法，是加入一个与正电源同样大的负电源。见*图 10*所描述。加入负电源之后，中点 V_X 在地。使用这种方法的一个优点为无需耦合电容，这样就可去除由于使用非理想电容而引起的频率衰减的影响。

图 10. 带有对称电源的放大器



因此，没有电容，$V_L = V_X$。这一结构，和前面一样忽略了 Q1 和 Q2 上的 V_{DS} 压降， V_X 将在 V_{DD} 和 $-V_{DD}$ 之间波动，如*图 11*所示。

图 11. 带有对称电源的放大器的输出



如前，负载上的连续功率为：

$$P_{L\text{-}AV} = \frac{V_{L\text{-}PK}^2}{2R_L}$$

最大连续输出功率时， $V_{L\text{-}PK}$ 等于 V_{DD}，公式变为：

$$P_{L\text{-}AV\text{-}max} = \frac{V_{L\text{-}PK}^2}{2R_L} = \frac{V_{DD}^2}{2R_L}$$

与*公式 1*相比，加上负电源后，最大功率增加 4 倍。若*图 7*电路中的 V_{DD} 加倍，则可达到同样的效果。

不过，加入负电源或加倍电压成本昂贵。优选的方法是提高功率，而无需这些额外的费用。

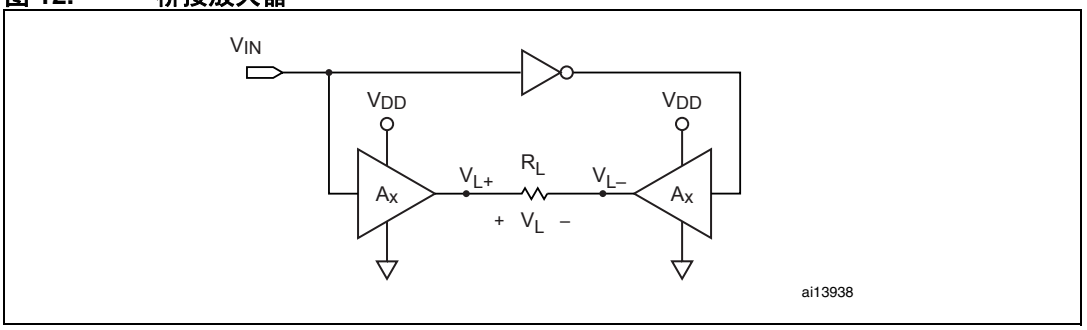
2.2.4 桥接放大器

桥接放大器使用 2 个相同的放大器，他们被相位相差 180° 的信号驱动。*图 12* 中的电路使用 2 个单电源放大器 A_X。其中的每个都与*图 7* 中的放大器类似。

输入信号与左边的放大器相连，在进入右边放大器之前反向，从而使右边的放大器相对左边的相位偏移 180° 。

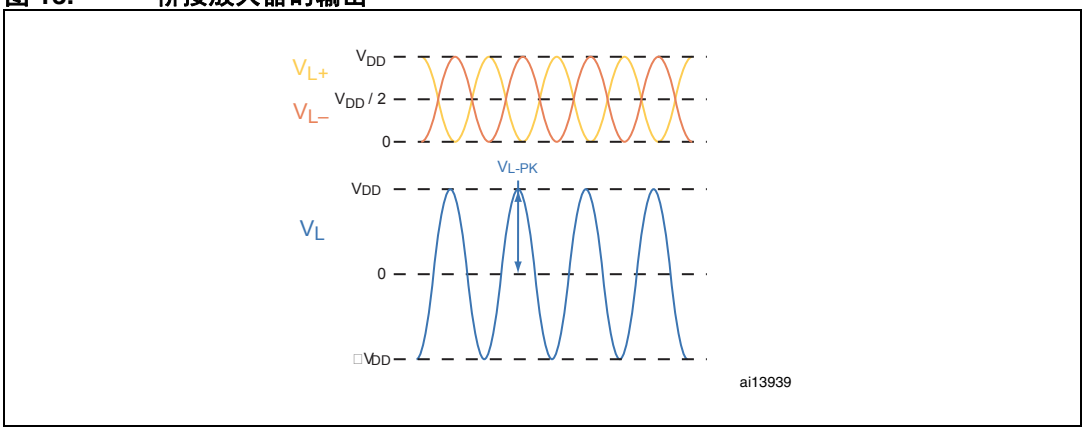
这两个放大器的输出，V_{L+} 和 V_{L-}，每个均在 $V_{DD}/2$ 处偏置。因此，两者之间的静态压差为 0 V。所以，负载上不需要隔直电容。

图 12. 桥接放大器



每个输出均可在 V_{DD} 和地之间波动，如*图 13* 所示。

图 13. 桥接放大器的输出



最大幅度时，对于正弦波输出， V_{L+} 和 V_{L-} 可表示如下：

$$V_{L+}(t) = \frac{V_{DD}}{2} \cdot \sin \omega t$$

且

$$V_{L-}(t) = \frac{V_{DD}}{2} \cdot \sin(\omega t - 180°) = -\frac{V_{DD}}{2} \cdot \sin \omega t = -V_{L+}$$

负载电压 V_L，为 2 个输出之间的压差。

公式 2

$$V_L = V_{L+} - V_{L-} = V_{L+} - (-V_{L+}) = 2V_{L+}$$

因此，桥接结构有双倍负载电压而不增加或改变电源电压的作用。此例中，两个桥接在一起的放大器均为单电源器件，不过如*图 10* 所示的双电源放大器也可以进行桥接。结果一样 - 可用负载电压会变为使用单个放大器的双倍。

2.2.5 桥接功率

图 12 中的电路， V_L 的峰值为 V_{DD} 如*图 13* 所示。最大的持续功率则为：

$$P_{L\text{-}AV\text{-}max} = \frac{V_{L\text{-}PK}^2}{2R_L} = \frac{V_{DD}^2}{2R_L}$$

这一功率与*图 10* 中的双电源放大器的功率相同，是*图 7* 中的功率的 4 倍。通过桥接 2 个单电源放大器即可省去另一个电源的费用而得到 4 倍的功率。因此，桥接是一种无需昂贵的电源就可以提高放大器功率的经济、常用的方法。

2.2.6 汽车电子举例

汽车就是使用桥接结构的一个很好的例子。标准电压为 12 V 限制了负载电压，除非给系统添加一个价格不菲的直流 - 直流电源电压。

图 7 中的电路， V_{DD} = 12 V 且 8 ohm，可得到：

$$P_{L\text{-}AV\text{-}max} = \frac{V_{DD}^2}{8R_L} = \frac{144}{64} = 2.25W$$

因此，传输到 8 ohm 的扬声器最大连续功率为 2.25 W。考虑到驱动晶体管上的 V_{DS} 将使其值更低。相反地，大多数汽车都在稍大于 12 V 的条件下运行，通常在 13.6 至 14.4 V 的范围内，这样会抵消 V_{DS} 压降的影响。

图 12 中的电路，同样 V_{DD} = 12 V 且 8 ohm，功率的计算方法为：

$$P_{L\text{-}AV\text{-}max} = \frac{V_{DD}^2}{2R_L} = \frac{144}{16} = 9W$$

桥接结构传输 9 W 的功率，是前面情况的 4 倍。使用 4 ohm 的扬声器，负载功率将达到 18 W。

对于 12 V 汽车环境的最大功率，桥接结构通过提高可用音频功率 4 倍的方法为费用昂贵的电源提供了一个费用低廉的替代方案。与 4 ohm 的扬声器一起，用户可以适中的价钱享受出色的音频效果。

同样，在任何电压选择有限的环境中，桥接结构在芯片上增加不多，却大幅提升了功率。

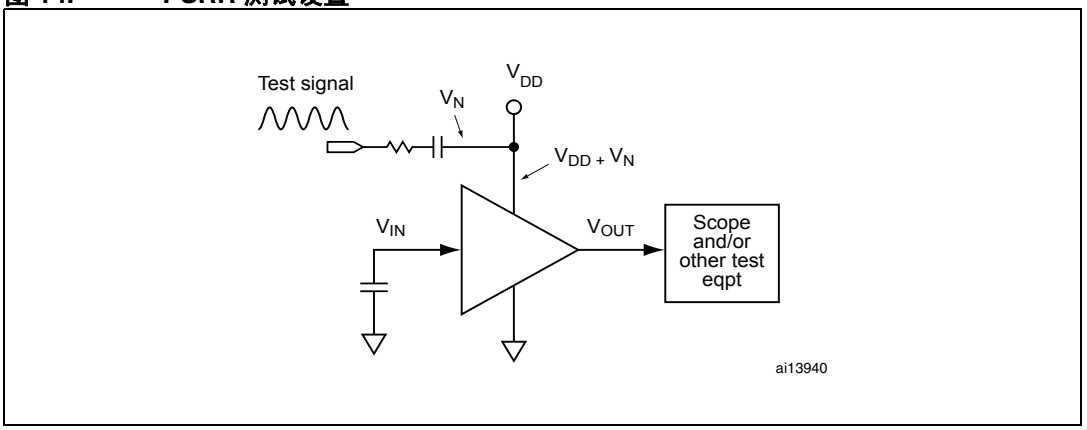
2.3 电源抑制比 （PSRR）

PSRR 是一个用来描述器件抑制电源噪声对其输出影响的量。通过将输入设置为 0 且耦合一个 200 mV_{PP} 正弦波进入 V_{DD} 来测量。

输出信号被滤波用以抑制非测试信号的频率，在本例中为 1kHz。快速傅立叶变换，即 FFT，对于实现滤波和测量输出电平非常有用。

由于 PSRR 在 –55 至 –65 dB 内，输出信号量级约为 200 uV。如果没有 FFT 或滤波，信号将淹没在底噪中。

图 14. PSRR 测试设置



PSRR 的计算如下所示，使用 dB 为单位的功率增益的标准公式：

$$PSRR = 20 \log (V_{OUT} / V_N)$$

例：

如果测量到的输出为 350 uV， PSRR 将为

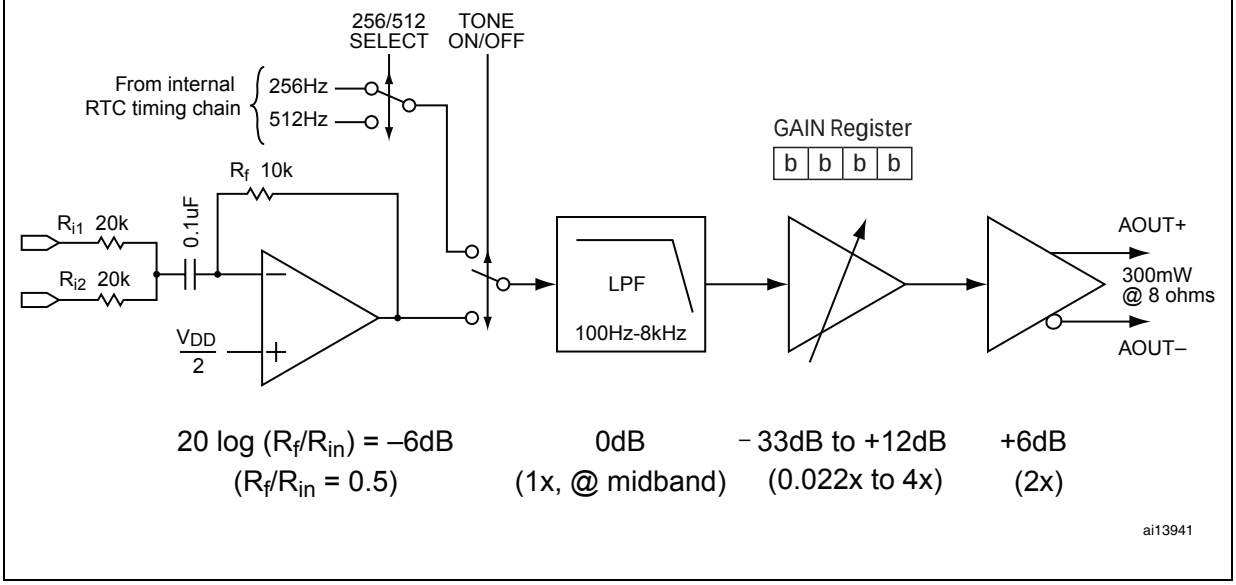
$$PSRR = 20 \log (350 u / 200 m) = –55.1 dB$$

2.4 增益

M41T00AUD 有 3 个增益级。输入放大器的增益由用户选择的输入和反馈电阻控制。LPF 为单位增益，因此不贡献增益。

可编程增益级从 0.022 倍到 4 倍范围内 （衰减）可调。最终，桥接放大器提供一个固定增益 2x，这一增益值是 2 个放大器并行的结果，其中一个增益为 1x ，另一个为 –1x，得到净增益值为 2，如*第 12 页公式 2*所示。

图 15. 端到端音频路径



增益通常以分贝 （dB）度量。定义为输出功率和输入功率比的对数的 10 倍。

$$A_P = \text{power gain in dB} = 10\log\left(\frac{P_{OUT}}{P_{IN}}\right) = 10\log\left(\frac{V_{OUT}^2/R_{OUT}}{V_{IN}^2/R_{IN}}\right)$$

将电阻归一化后，将化简为

$$A_P = 10\log\left(\frac{V_{OUT}^2}{V_{IN}^2}\right) = 10\log\left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)^2 = 20\log\frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

例：*图 15* 中， $R_{in} = 2\ R_f$ 时，输入增益为 0.5，抵消最后增益级的增益值 2。这 2 个部分的净增益值就变为 1。也就是最后增益仅由可调增益级决定，且将与写入增益寄存器中的数值匹配。

3 M41T00 音频部分指标

总体来说， M41T00AUD 的音频部分使用一个桥接放大器输出级，能够传输 300 mW 到 8 ohm 的负载。在此输出级上器件产生少于 2% 的总谐波失真，典型值为 0.2%。

通过并联多个输入电阻，信号相加进入输入端。 R_{in} = 20 k 且 C = 0.1 uF 时， 80 Hz 以下的输入将衰减。输入放大器后面的低通滤波器将使 8 kHz 以上的信号衰减，形成 80 – 8000 Hz 的带通。

端到端增益由输入和反馈电阻与由软件控制的增益级一起控制。$R_{in} = 2R_f$ 时，软件可在 –33 至 +12 dB 之间调节增益。最后， PSRR 为 –55 dB 时，电源电压上的任何噪声都会在输出端减少至少 55 dB。

4 修订历史

表 1. 文件修订历史

日期	版本	修订
2007-12-06	1	初始版本 .

本文是相关正式英文文档之中文译文。我们试图提供内容的精确翻译，如因翻译中可能存在的差异或错误，对用户或第三方造成损害或其它后果，意法半导体公司概不负责。如需确认本产品完整精确的信息，请参考意法半导体公司提供的正式英文文档。

请仔细阅读下列内容：

本文中的信息仅和相关的 ST 产品相联系。意法半导体公司和它的子公司（“ST”）保留在任何时候对本文以及本文所述的产品和服务做出变动，更正，修改或升级的权利，恕不另行通知。

所有 ST 的产品都按照 ST 的销售条款和条件进行销售。

买方独自对本文所述的 ST 的产品及服务的选用，选择和使用负责， ST 不对任何与选用，选择和使用 ST 的产品及服务的相关事务负责。

本文并未通过默许或采用其它方式明示或暗示，对任何知识产权予以授权。如果本文任何一部分涉及到第三方产品或服务，不能认为是 ST 授权使用这些第三方产品或服务，或任何包含其中的知识财产；也不能作为以任何方式使用这些第三方产品或服务，或任何包含其中的知识财产的担保。

除非 ST 的销售条款和条件中另有规定，ST 否认任何明示或暗示的关于使用和 / 或出售 ST 产品的担保，包括但不限于商用性，针对特定用途的适用性（及其任何司法管辖范围内的法律等效性），或侵犯任何专利，版权或其他知识产权的默示担保。

如果没有 ST 授权代表明确的书面批准， ST 的产品不推荐，授权或许可用于军事，航天，航空，救生，或生命支持应用，也不用于因失灵或故障可能导致人身伤害，死亡，或严重的财产或环境破坏的产品或系统中。没有被指定为“汽车级”的 ST 产品如被用于汽车应用，则由用户自己承担风险。

转售的 ST 产品的规定若与本文中阐明的陈述和 / 或技术特性不同，则本文所述的对 ST 的产品和服务的担保都将立即无效，ST 不对以任何方式产生或延伸的责任负责。

ST 和 ST 标识是意法半导体公司在不同的国家的商标或注册商标。

本文中的信息取代和替换以前提供的所有中文版本的信息。

ST 标识是意法半导体公司的注册商标。所有其他名称是他们各自拥有者的财产。

© 2009 意法半导体公司 – 版权所有

意法半导体集团公司

澳大利亚 - 比利时 - 巴西 - 加拿大 - 中国 - 捷克 - 芬兰 - 法国 - 德国 - 香港 - 印度 - 以色列 - 意大利 - 日本 - 马来西亚 - 马尔他 - 摩洛哥 - 新加坡 - 西班牙 - 瑞典 - 瑞士 - 英国 - 美国

www.st.com