

[返回目录页](#)

D类提高音频放大器的效率

作者：德州仪器公司Mike Score

D类采用脉宽调制 (PWM) 信号取代AB类放大器通常采用的线性信号。PWM信号包括音频信号以及PWM开关频率与谐波。D类音频放大器比AB类放大器效率高得多，因为输出MOSFET可从极高阻抗转变为极低阻抗，从而在作用区操作只有几纳秒。利用上述技术，输出级上损失的功率极低。此外，LC过滤器或扬声器的感应元件在各周期还能存储能量，并可确保切换功率不会在扬声器中损失。

引言

尽管D类放大器推出已经有一段时间了，但许多人仍不理解D类放大器工作的基本原理，也不明白其为什么会提供更高效率。本文将解释脉宽调制 (PWM) 信号是如何创建的，以及说明您听到的是音频频率而非PWM波形的开关频率。本文将详细说明输出PWM波形为什么比输出线性波形效率高很多，还将说明为什么某些D类放大器要求LC过滤器，而某些则不需要。

B> D类输出信号 (PWM) 如何包含音频信号？

TPA3001D1结构图（见图1）有助于解释PWM信号是如何形成的。首先，模拟输入D类采用前置放大器获得输入音频信号，并确保差动信号。随后，积分器级 (integrator stage) 可低通过滤音频信号以实现抗失真与稳定性。音频信号而后与三角波相比较，以创建脉宽调制 (PWM) 信号。门驱动电路系统采用 PWM 驱动输出FET，其将在输出端创建高电流PWM信号。

图1：TPA3001D1结构图。

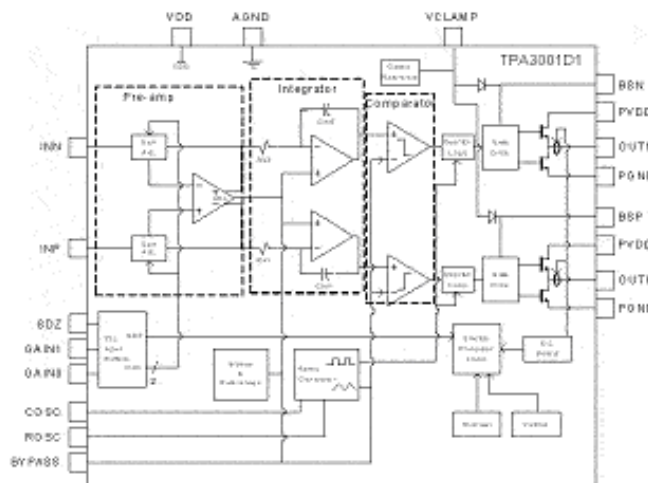


图2显示了典型的PWM信号是如何从图1中的比较器功能块形成的。可将音频输入与250-kHz的三角波相比较。当音频输入

电压大于250-kHz三角波电压时，非反相比较器输出状态为高，而当250-kHz三角波大于音频信号时，非反相比较器输出状态为低。非反相比较器输出为高时，反相比较器输出为低；而当非反相比较器输出为低时，反相比较器输出为高。平均PWM非反相输出电压 $V_{OUT+}(avg)$ 为忙闲度乘以电源电压，此外D表示忙闲度，或"开启"时间 $t(on)$ 除以总周期T。

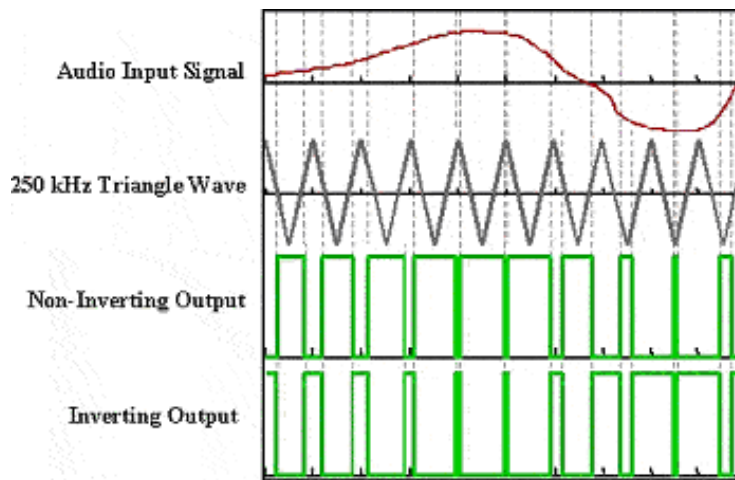
$$V_{OUT+}(avg) = D * V_{CC} \quad (1)$$

$$D = t(on) / T \quad (2)$$

反相输出的忙闲度 V_{OUT-} 与 V_{OUT+} 为1。如输入只有一半，则 V_{OUT-} 与 V_{OUT+} 的忙闲度为0.5。

$$V_{OUT-}(avg) = (1-D) * V_{CC} \quad (3)$$

图2：比较器的输入与典型D类放大器的PWM输出



TPA3001D1与TPA3002D2均采用TPA2005D1中无滤波器的调制方案。利用这种调制方案，正输出 V_{OUT+} 与典型D类PWM相同，但负输出 V_{OUT-} 并不完全与 V_{OUT+} 相反。在这种情况下，就有两个比较器，并且正积分器输出与三角波相比较可创建 V_{OUT+} 的PWM，而积分器的负输出则与三角波相比较则可创建 V_{OUT-} 的PWM。图3显示了用于无滤波器调制方案的比较器输入与PWM输出，这里我们假定音频信号为dc电压，因为音频信号的频率比250 kHz的三角波低很多。图3还显示了差动输出电压。

图3：TPA3001D1与TPA3002D2输入输出与PWM。

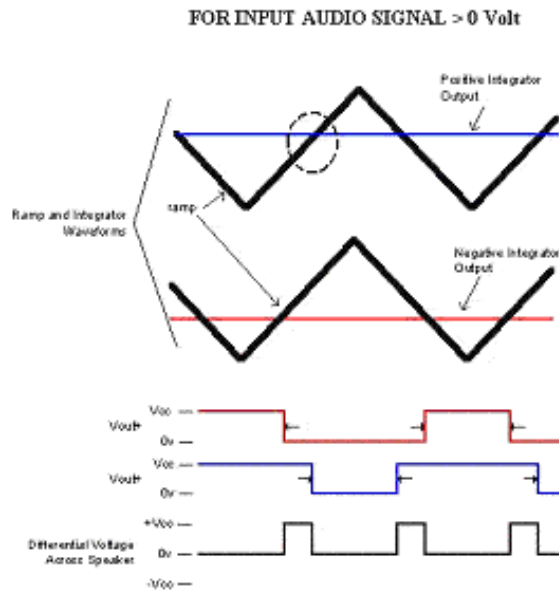
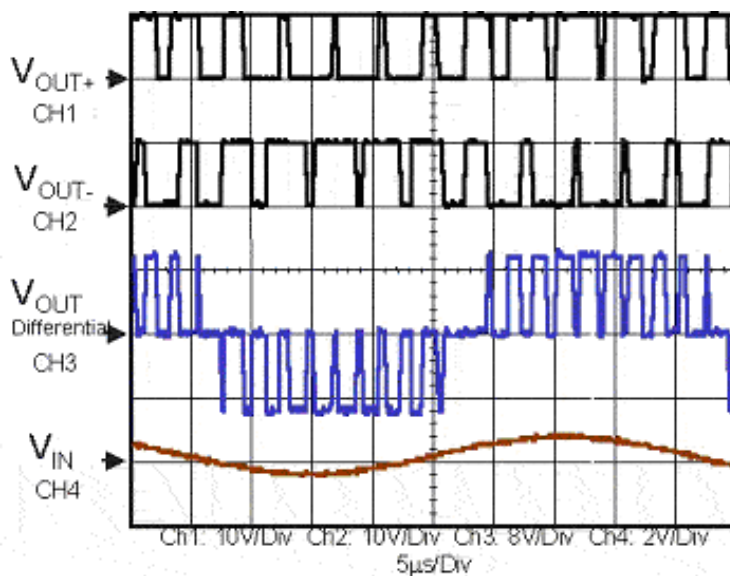


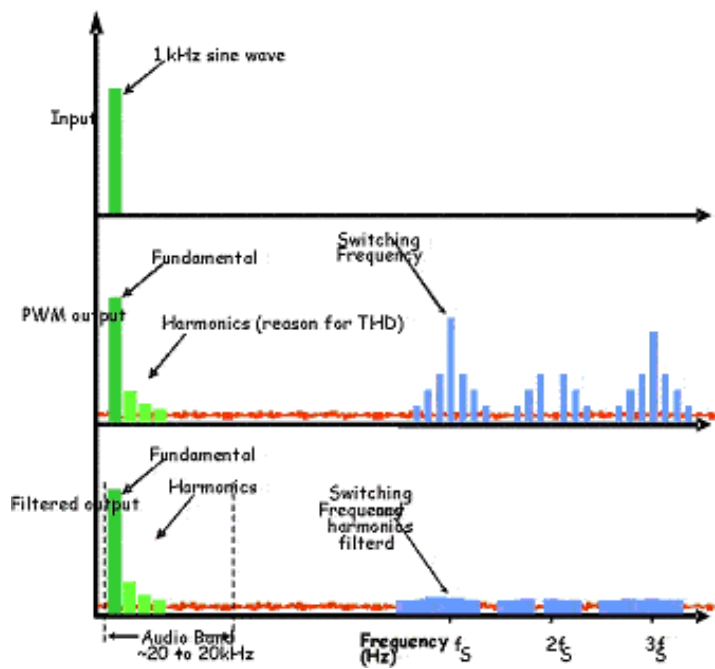
图4显示了带有20 kHz 音频输入信号的TPA3001D1 PWM输出。请注意忙闲是怎样随输入电压增加而增加的。

图4：显示输入信号、输出前过滤器以及输出后过滤器的（正弦波与PWM）作用域图示



PWM波形中的音频信号在频域中要容易发现得多。PWM信号由输入频率、开关频率以及开关频率加边频带的谐波构成。图5显示了振幅对输入的频率、PWM输出以及经过滤的输出。图5还显示了音频信号如何从PWM中通过低通过滤提取出来。已过滤的输出具备1 kHz正弦波频率组件，任何作为失真出现于音频带中的1 kHz谐波，以及任何从开关频率中遗留的纹波电压。扬声器不能复制开关频率及其谐波，即便扬声器可以复制，耳朵也听不到。如果将经过滤与未过滤的PWM信号都直接发送给扬声器的话，听者不会发现图5中二者间的差别。

图5：显示输入信号、输出前过滤器以及输出后过滤器的幅度与频率相位



D类放大器的效率如何？如何计算效率？

线性放大器可为所需的输出电压提供定量的电流。在桥接式负载 (BTL) AB类放大器中，电源电流与输出电流相等。D类放大器是一套采样系统，可在给定周期向负载提供定量功率。D类放大器输出脉宽调制 (PWM) 信号，并使用去藕电容器与输出过滤电感器 (filter inductor) 或扬声器电感 (对于无过滤器调制而言) 作为能量存储元素，从而能从电源向负载提供定量的功率。PWM信号在电源轨之间进行输出电压切换，从而在输出晶体管上实现极低的压降。与此相对，AB类输出FET将大多数时间花在电源轨的活动区域，从而导致大量的功耗并进而使效率低下。

理想的D类放大器效率为100%，因为其目的是从电源向负载提供相同量的功率。D类放大器理想的MOSFET应为，在“开启” $r_{DS(on)}$ 状态的漏极到源极电阻应为零，在“关闭” $r_{DS(off)}$ 状态的漏极到源极电阻应为无限大。不幸的是，所有的MOSFET其 $r_{DS(on)}$ 状态下都不为零，而 $r_{DS(off)}$ 状态下电阻都是有限的。 $r_{DS(on)}$ 与 $r_{DS(off)}$ 产生的功率损耗称作传导损耗。由 $r_{DS(on)}$ 、 $r_{DS(off)}$ 与输出负载或扬声器 R_L 形成分压器。 $r_{DS(off)}$ 的值足够大，因此在计算效率时可忽略。图6显示了采用 $r_{DS(on)}$ 与 R_L 的分压器。

方程式5给出了计算效率的方程式，即输出功率与供应功率之比。过滤电感器或扬声器电感 (对于无过滤器调制而言) 能保持高频率切换电流较低，这样此处获得的电流就是音频带中的电流。在下面部分讨论静电损耗时，我们将考虑到切换电流损耗。通过 $r_{DS(on)}$ 的电流等于通过负载的电流，这导致输出功率与方程式5不相符，也就使传导损耗影响的效率与输出功率无关。方程式7显示了传导损耗影响的效率。

$$\text{Efficiency} = P_{OUT} / P_{SUP} \quad (5)$$

$$\text{Efficiency (CONDUCTION)} = i_L^2 * R_L / i_L^2 * (2r_{DS(on)} + R_L) \quad (6)$$

$$\text{Efficiency (CONDUCTION)} = R_L / (2r_{DS(on)} + R_L) \quad (7)$$

方程式7可用作计算 $r_{DS(on)}$ 对效率影响的第一位近似值。对 $r_{DS(on)}$ 为0.1 ohm而负载电阻 R_L 为4 ohm而言，效率为95%。如果 $r_{DS(on)}$ 上升为0.3 ohm，则效率降至87%。

放大器的偏置电流、闸电荷 (gate charge) 以及切换电流都会消耗功率。为了计算两种或更多损耗影响下的效率，方程式5中的 P_{SUP} 应就输出功率与消耗功率进行分解。

$$\text{Efficiency} = P_{\text{OUT}} / P_{\text{SUP}} = P_{\text{OUT}} / (P_{\text{OUT}} + P_{\text{D1}} + P_{\text{D2}} + P_{\text{D3}} \dots) \quad (9)$$

放大器的偏流、闸电荷以及切换电流损耗可视为独立于输出功率，因为传导损耗在输出功率最大时占主导地位，可算入静电损耗 PQ。静电损耗计算方法如下：器件工作状态下无输入信号时（带有生产中将使用的过滤器与负载）的电源电流乘以电源电压。

$$PQ = I_{\text{DD}}(q) * V_{\text{CC}} \quad (10)$$

为了使用效率方程式 (9)，传导损耗中的功耗必须从方程式7中得出。解方程式7与9得出传导损耗中消耗的功率 PD (CONDUCTION)。方程式12显示了结果。

$$\text{Efficiency (CONDUCTION)} = R_L / (2r_{\text{DS(on)}} + R_L) = P_{\text{OUT}} / (P_{\text{OUT}} + P_{\text{D(Conduction)}}) \quad (11)$$

$$P_{\text{D(Conduction)}} = P_{\text{OUT}} * 2r_{\text{DS(on)}} / R_L \quad (12)$$

将方程式10与12中的消耗损耗插入方程式9，计算D类效率如下：

$$\text{Efficiency} = P_{\text{OUT}} / P_{\text{OUT}} + (P_{\text{OUT}} * 2r_{\text{DS(on)}} / R_L) + PQ \quad (13)$$

静电损耗在低输出功率电平上占主导地位，而传导损耗在高功率电平上占主导地位。

D类放大器比AB类放大器的效率高得多。更高功率意味着消耗的功率更低，这使我们采用12V的D类放大器时不必使用散热片，而与之相当的AB类放大器则离不开散热片。图7显示了实测得出的立体声D类放大器TPA3002D2消耗功率与理想的立体声AB类放大器消耗功率之比。在输出功率为10W的情况下，TPA3002D2为4 ohm时消耗功率仅为3.7 W，而与其相当的AB类放大器的功耗则高达14 W！

为什么某些D类放大器要求过滤器，而其它的则不然？

无过滤器调制方案的开发大大减少乃至去除了输出过滤器的需求。无过滤器调制方案可最小化开关电流，这使我们可采用损耗很大的电感器甚至扬声器来代替LC过滤器作为存储元素，并仍然可确保放大器的高效率。

传统的D类调制方案就其差动输出而言，每个输出都有180度的相位差，并从接地到电源电压VCC发生改变。因此，差动预过滤 (pre-filtered) 输出在正负VCC之间变化，而已过滤的50% 忙闲度在负载中电压为零。图8给出了具备电压与电流波形的典型D类调制方案。请注意，尽管整个负载平均电压为零（50%的忙闲度），输出电流峰值仍很高，这会导致过滤器损耗，并增加了电源电流。传统的调制方案需要LC过滤器，这样较高的切换电流可在LC过滤器中再循环，而不会被扬声器消耗掉。

在图9显示的无过滤器调制方案中，各输出均从接地转换至电源电压。但是， $V_{\text{OUT+}}$ 与 $V_{\text{OUT-}}$ 现在是彼此同相的，没有输入。正电压情况下， $V_{\text{OUT+}}$ 的忙闲度大于50%，而 $V_{\text{OUT-}}$ 的则小于50%。负电压情况下， $V_{\text{OUT+}}$ 的忙闲度小于50%，而 $V_{\text{OUT-}}$ 的大于50%。整个负载的电压在大多数切换周期中为零，从而大大减小了过滤器和/或扬声器中的 I^2R 损耗。较低的切换损耗使扬声器可作为存储元件，同时仍能保证放大器的高效性。

尽管开关频率组件没有过滤出，但扬声器在开关频率上具备高阻抗，因此扬声器损耗的功率极小。扬声器还不能复制开关频率，即便扬声器可以，人耳也听不到高于约20 kHz的频率。

如果从放大器到扬声器的线迹较短，类似TPA2005D1的5V无滤波器D类音频放大器在无输出滤波器时也能使用。

TPA2005D1在扬声器线长为10厘米或更短无屏蔽时即通过了FCC与CE辐射测试。无线手持终端与PDA对于无滤波器的D类而言均是极好的应用。类似TPA3001D1和TPA3002D2的更高电压无滤波器D类放大器要求在所有应用中均采用铁氧体磁珠过滤器 (ferrite bead filter)。

如果设计不采用LC过滤器应不能通过幅射标准且频率敏感电路大于1 MHz的话，那么常可采用铁氧体磁珠过滤器。对必须通过FCC和CE标准的电路而言，这是一个很好的选择，因为上述两项标准仅测试大于30 MHz的幅射，而铁氧体磁珠过滤器在削弱大于30MHz的频率方面比LC过滤器的表现要好。如果选择铁氧体磁珠过滤器，那么应选择高频率下阻抗高的、且低频率下阻抗低的。

如果存在低频率 (< 1 MHz)EMI 敏感电路和/或从放大器至扬声器的引线较长，则须采用LC输出过滤器。图10a与图110b显示了典型的铁氧体磁珠与LC输出过滤器。

结论

通过将输入音频波形与三角波相对比，D类音频放大器创建了脉宽调制PWM信号。D类放大器通过感应元件输出PWM，传统D类采用滤波电感器，而无滤波器D类则采用扬声器音圈。D类放大器比AB类放大器效率更高，因为D类放大器从电源获得所要求的输出功率，而非从电源获得所要求的电流，也不会从输出晶体管消耗剩余的功率。立体声AB类放大器在从12V电源、4 ohm负载输出10W功率时消耗功率达14W，而TPA3002D2在相同条件下消耗功率仅为3.7 W。TPA3001D1与TPA3002D2采用的调制方案使其可采用铁氧体磁珠过滤器，而不必采用完全的LC过滤器。

参考书目

- 1、TPA2000D2 2-W无滤波器立体声D类音频功率放大器数据表，德州仪器公司，2000年3月，出版号：SLOS291D；
- 2、TPA2005D1 1.1-W单声道无滤波器D类音频功率放大器数据表，德州仪器公司，2002年7月，出版号：SLOS369B；
- 3、TPA3001D1 20-W单声道D类音频功率放大器数据表，德州仪器公司，2002年12月，出版号：SLOS398；
- 4、TPA3002D2 9-W具备DC音量控制的立体声D类音频功率放大器数据表，德州仪器公司，2002年12月，出版号：SLOS402。

[返回目录页](#)

[产品](#) | [应用](#) | [支持](#) | [供货](#)

 **TEXAS INSTRUMENTS** © Copyright 1995-2005 Texas Instruments Incorporated. All rights reserved.

[注册商标](#) | [私隐权政策](#) | [使用规定](#)

射频和天线设计培训课程推荐

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立,致力并专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养;我们于 2006 年整合合并微波 EDA 网(www.mweda.com),现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地,成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 ADS、HFSS 等专业软件使用培训课程,广受客户好评;并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书,帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司,以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

易迪拓培训课程列表: <http://www.edatop.com/peixun/rfe/129.html>



射频工程师养成培训课程套装

该套装精选了射频专业基础培训课程、射频仿真设计培训课程和射频电路测量培训课程三个类别共 30 门视频培训课程和 3 本图书教材;旨在引领学员全面学习一个射频工程师需要熟悉、理解和掌握的专业知识和研发设计能力。通过套装的学习,能够让学员完全达到和胜任一个合格的射频工程师的要求...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/rfe/110.html>

ADS 学习培训课程套装

该套装是迄今国内最全面、最权威的 ADS 培训教程,共包含 10 门 ADS 学习培训课程。课程是由具有多年 ADS 使用经验的微波射频与通信系统设计领域资深专家讲解,并多结合设计实例,由浅入深、详细而又全面地讲解了 ADS 在微波射频电路设计、通信系统设计和电磁仿真设计方面的内容。能让您在最短的时间内学会使用 ADS,迅速提升个人技术能力,把 ADS 真正应用到实际研发工作中去,成为 ADS 设计专家...



课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/ads/13.html>



HFSS 学习培训课程套装

该套课程套装包含了本站全部 HFSS 培训课程,是迄今国内最全面、最专业的 HFSS 培训教程套装,可以帮助您从零开始,全面深入学习 HFSS 的各项功能和在多个方面的工程应用。购买套装,更可超值赠送 3 个月免费学习答疑,随时解答您学习过程中遇到的棘手问题,让您的 HFSS 学习更加轻松顺畅...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/11.html>

CST 学习培训课程套装

该培训套装由易迪拓培训联合微波 EDA 网共同推出,是最全面、系统、专业的 CST 微波工作室培训课程套装,所有课程都由经验丰富的专家授课,视频教学,可以帮助您从零开始,全面系统地学习 CST 微波工作的各项功能及其在微波射频、天线设计等领域的设计应用。且购买该套装,还可超值赠送 3 个月免费学习答疑...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/cst/24.html>



HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书,课程从基础讲起,内容由浅入深,理论介绍和实际操作讲解相结合,全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程,可以帮助您快速学习掌握如何使用 HFSS 设计天线,让天线设计不再难...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程,培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合,全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作,同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习,可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试...

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年,10 多年丰富的行业经验,
- ※ 一直致力并专注于微波射频和天线设计工程师的培养,更了解该行业对人才的要求
- ※ 经验丰富的一线资深工程师讲授,结合实际工程案例,直观、实用、易学

联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>