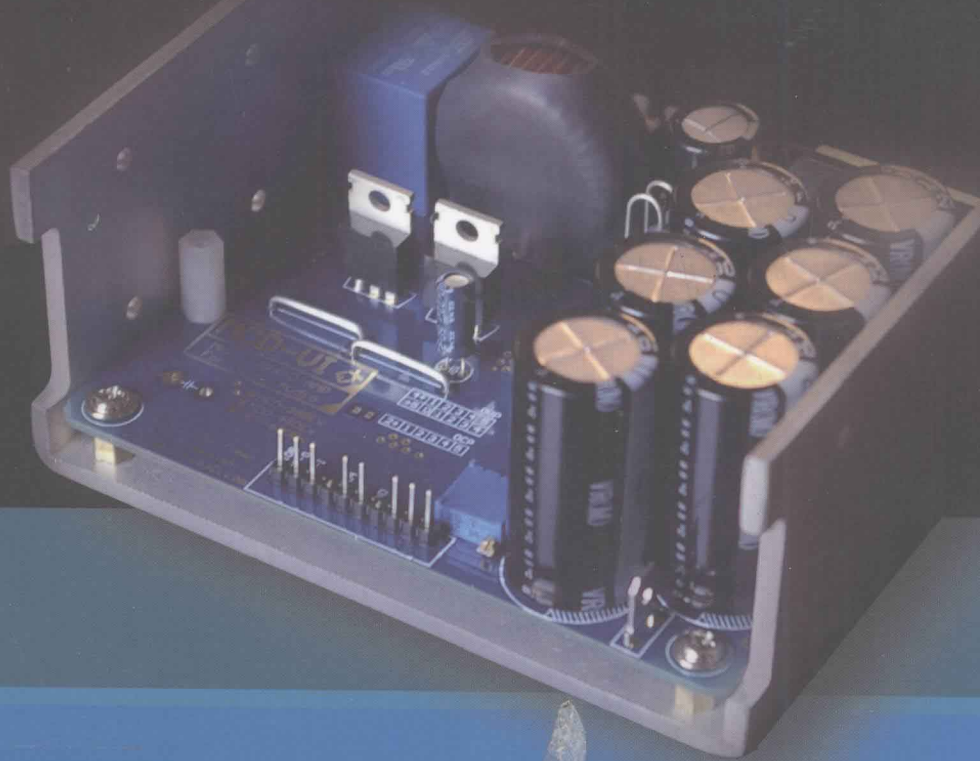


响》系列丛书

# 音频D类放大器的 仿真与制作

王新成 著



《高保真音响》系列丛书

# 音频D类放大器 的仿真与制作

王新成 著

人民邮电出版社  
北京

## 图书在版编目 (C I P) 数据

音频D类放大器的仿真与制作 / 王新成著. — 北京:  
人民邮电出版社, 2012. 7  
(高保真音响系列丛书)  
ISBN 978-7-115-27942-2

I. ①音… II. ①王… III. ①音频放大器—基本知识  
IV. ①TN722. 1

中国版本图书馆CIP数据核字(2012)第079634号

## 内 容 提 要

本书介绍了目前广受关注的D类放大器的基本功能电路,用广泛应用的EDA工具对每一种电路结构进行了仿真验证,并给出实际制作的验证电路和测试波形。书中所给出的电路都是作者为验证IC算法设计的原型机电路,这在D类放大器领域是独一无二的。本书适用于音响DIY发烧友和从事专业音响设计的研发人员。

《高保真音响》系列丛书

### 音频D类放大器的仿真与制作

- 
- ◆ 编 著 王新成  
责任编辑 周 明  
执行编辑 邓 晨
  - ◆ 人民邮电出版社出版发行 北京市崇文区夕照寺街14号  
邮编 100061 电子邮件 315@ptpress.com.cn  
网址 <http://www.ptpress.com.cn>  
北京隆昌伟业印刷有限公司印刷
  - ◆ 开本: 787×1092 1/16  
印张: 13.75  
字数: 318千字 2012年7月第1版  
印数: 1-3000册 2012年7月北京第1次印刷

---

ISBN 978-7-115-27942-2

定价: 45.00元

读者服务热线: (010)67132837 印装质量热线: (010)67129223  
反盗版热线: (010)67171154

# 前言

D类放大器的想法起源于1947年，第一个商品化放大器在1960年面市，第一块集成放大器在1995年开始做广告。D类放大器最突出的优点是具有很高的效率，符合当今低碳、节能的可持续发展理念。尽管目前还不完美，但它的前景是光明的。

作者2006—2008年在一家外企从事D类放大器的设计，探讨适于便携式电子设备和平板电视机的D类放大器结构。受国外专利壁垒的困扰，作者收集到的60多种结构都被申报了外国专利，于是自己创造了十几种结构。为了对比这些结构的优劣，作者试验了80多种电路，记录了几本笔记。本书的内容就是从试验笔记中选录的，所选录的结构以经典结构为主，其目的是为了普及D类放大器这一新技术，让更多的人了解和掌握它的特性和设计方法，进而发明创造出更好的结构。书中的全部电路都是作者独立设计的，仿真用的替代模型也是独创的。因为没有多少资料可供参考，所以书中可能还会有未知的Bug隐藏其中，提醒读者要以探讨和怀疑的眼光去阅读。

本书是一本介绍音频放大器的工程技术读物。放大器技术可浅可深，而且充满了DIY乐趣。现代集成放大器设计的全过程都应用了EDA工具，它极大地提高了工作效率和产品质量。为了普及EDA工具，本书全部电路的分析和设计都是用SPICE软件完成的；为了降低阅读难度和避免枯燥，作者尽量用通俗易懂的物理概念来叙述，努力把内容写得兼有知识性、趣味性和新颖性。

许多初接触EDA工具的工程师常把仿真结果与试验结果作对比，他们发现仿真结果总是好于实验结果，于是认为仿真结果不可信。在这方面作者是非常小心的，作者的经验表明仿真工具是无可非议的，它建立在求解电路的节点方程基础上，过去在大学计算电路都是这样做的，只不过那时是手工计算，现在是用计算机计算。仿真结果的可信程度取决于器件模型的准确度和精度，因而，使用模型和建立模型时要格外仔细，只要做到对模型的精度心中有数，仿真的结果就是可预测的。一个D类放大器电路需要仿真的内容很多，包括直流工作点分析、直流灵敏度分析、直流传输特性分析、交流小信号频率特性分析、噪声分析、瞬态特性分析、傅里叶分析、温度分析、蒙特卡罗分析、最坏情况分析等。本书的目的是为了验证拓扑结构的正确性，故仿真内容以瞬态特性为主，用实验室的话说就是只验证电路能否正常工作。

张立钧先生审阅了全稿，罗强先生动手搭焊和调试了全部验证电路。我的爱妻在本书写作过程中承担了所有的家务，大大加快了本书的问世，在此一并表示衷心的感谢。

王新成

2012.4 于上海漕河泾开发区

# 目 录

|                              |    |
|------------------------------|----|
| 第 1 章 组成 D 类放大器的单元电路         | 1  |
| 1.1 三角波发生器                   | 2  |
| 1.1.1 电容恒流充放电三角波发生器          | 2  |
| 1.1.2 密勒积分三角波发生器             | 4  |
| 1.2 电平比较器                    | 7  |
| 1.3 电流开关                     | 9  |
| 1.3.1 半桥电流开关                 | 9  |
| 1.3.2 全桥两电平电流开关              | 11 |
| 1.3.3 全桥三电平电流开关              | 12 |
| 1.4 低通滤波器                    | 13 |
| 1.5 栅极驱动电路                   | 16 |
| 第 2 章 SPWM 两电平放大器            | 21 |
| 2.1 SPWM 两电平 D 类放大器的结构       | 22 |
| 2.1.1 SPWM 两电平基本拓扑结构         | 22 |
| 2.1.2 SPWM 两电平经典 BTL 拓扑结构    | 27 |
| 2.1.3 SPWM 两电平差分双载波 BTL 拓扑结构 | 30 |
| 2.2 SPWM 两电平 D 类放大器实验电路      | 34 |
| 2.2.1 使用 OP 和比较器的 3W 小功率放大器  | 34 |
| 2.2.2 分立元件 100W 放大器          | 36 |
| 第 3 章 SPWM 三电平放大器            | 46 |
| 3.1 SPWM 三电平 D 类放大器的结构       | 47 |
| 3.1.1 SPWM 经典三电平拓扑结构         | 47 |
| 3.1.2 SPWM 差分载波三电平拓扑结构       | 50 |
| 3.2 SPWM 三电平 D 类放大器的实验电路     | 53 |
| 3.2.1 500W 低电磁辐射 D 类放大器      | 53 |
| 3.2.2 无输出滤波器集成放大器 PT5306/26  | 60 |
| 第 4 章 SPWM 多电平放大器            | 64 |
| 4.1 SPWM 多电平 D 类放大器的拓扑结构     | 65 |
| 4.1.1 加法 SPWM 多电平拓扑结构        | 65 |
| 4.1.2 减法 SPWM 多电平拓扑结构        | 71 |
| 4.2 SPWM 多电平 D 类放大器实验电路      | 77 |
| 4.2.1 SPWM 四电平 D 类放大器        | 77 |

|              |                                |            |
|--------------|--------------------------------|------------|
| 4.2.2        | 滑模控制五电平 D 类放大器                 | 80         |
| <b>第 5 章</b> | <b>自振荡两电平放大器</b>               | <b>93</b>  |
| 5.1          | 自振荡两电平 D 类放大器的结构               | 94         |
| 5.1.1        | 自振荡两电平基本拓扑结构                   | 94         |
| 5.1.2        | 自振荡两电平 BTL 拓扑结构                | 100        |
| 5.2          | 自振荡两电平 D 类放大器实验电路              | 103        |
| 5.2.1        | 双比较器自振荡 D 类放大器                 | 103        |
| 5.2.2        | 把线性放大器改造成 D 类放大器               | 106        |
| 5.2.3        | 模拟 $\Delta - \Sigma$ 调制 D 类放大器 | 111        |
| 5.2.4        | 大功率 BTL 自振荡 D 类放大器             | 117        |
| <b>第 6 章</b> | <b>自振荡三电平放大器</b>               | <b>126</b> |
| 6.1          | 自振荡三电平 D 类放大器的结构               | 127        |
| 6.1.1        | 自振荡加法三电平拓扑结构                   | 127        |
| 6.1.2        | 自振荡减法三电平拓扑结构                   | 136        |
| 6.1.3        | 钳位三电平拓扑结构                      | 142        |
| 6.2          | 自振荡三电平 D 类放大器的实验电路             | 148        |
| 6.2.1        | 自振荡加法三电平 D 类耳机放大器              | 148        |
| 6.2.2        | 可变迟滞窗口自同步三电平集成 D 类放大器          | 150        |
| <b>第 7 章</b> | <b>自振荡多电平放大器</b>               | <b>160</b> |
| 7.1          | 自振荡多电平 D 类放大器的拓扑结构             | 161        |
| 7.1.1        | 并联自振荡多电平拓扑结构                   | 161        |
| 7.1.2        | 级联自振荡多电平拓扑结构                   | 170        |
| 7.2          | 自振荡多电平 D 类放大器的实验电路             | 175        |
| 7.2.1        | 自振荡加法四电平 D 类耳机放大器              | 175        |
| 7.2.2        | 级联五电平 D 类放大器                   | 177        |
| <b>第 8 章</b> | <b>其他类型的 D 放大器</b>             | <b>181</b> |
| 8.1          | 基于三角波发生器的 D 类放大器               | 182        |
| 8.2          | 基于文氏振荡器的 D 类放大器                | 188        |
| 8.3          | 不平衡全桥 D 类放大器                   | 196        |
| 8.4          | 基于 CUK 变换的 D 类放大器              | 204        |

# 第 1 章

## 组成 D 类放大器的单元电路

与传统放大器不同，D 类放大器的核心电路是由电压比较器、电流开关和低通滤波器组成，其他的辅助电路还有积分器、直流电平移位、三角波发生器、负反馈环路等。本章主要介绍 D 类放大器核心单元电路的仿真方法。

# 1.1 三角波发生器

## 1.1.1 电容恒流充放电三角波发生器

在自然脉冲宽度调制 SPWM (Spontaneous Pulse Width Modulation) 拓扑结构中, 三角波发生器是重要的电路组件。在这种结构中, 三角波作为脉冲宽度调制器的载波使用。产生三角波的基本方法是用恒定的电流交替地向一个电容器充电和放电, 电容器上的电压就是一个三角波。基于这一原理的三角波发生器的仿真电路如图 1.1 所示。方波激励源 V1 在高电平期间, 开关二极管 VD1 截止, 恒流源 I1 经 VD3 向电容器 C1 充电, 产生三角波的上升沿。方波激励源在低电平期间, 开关二极管 VD2 截止, 电容器上储存的电荷经 VD4 向恒流源 I2 放电, 产生三角波的下降沿。方波激励源 V1 控制着充放电的时间, 决定三角波的频率。图 1.1 中的阿拉伯数字是电路的节点标号。图 1.2 所示的是仿真结果, V(1)是节点 1 的电压波形, V(4)是节点 4 的电压波形。

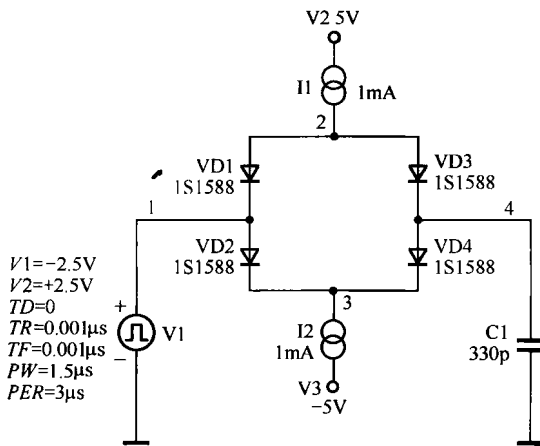


图 1.1 基于恒流源充放电的三角波发生器

实际的应用电路如图 1.3 所示, 用晶体管反馈式恒流源代替了图 1 中的仿真模型恒流源。为了防止负载阻抗对三角波的影响, 在三角波形成电容器 C1 之后接了一级 OCL 电压缓冲器, 这个缓冲器偏置在 B 类工作状态。缓冲器有限的输入阻抗会影响恒流充放电的效果, 使三角波的线性变差。如果把 VT5、VT7 和 VT6、VT8 两个恒流源换成电阻, 三角波的线性就会更差, 这在仿真中可以得到验证。图 1.4 是图 1.3 电路的仿真结果, 仿真时可以改变缓冲器的恒流源, 注意对比节点 4 和节点 2 的微小差别。



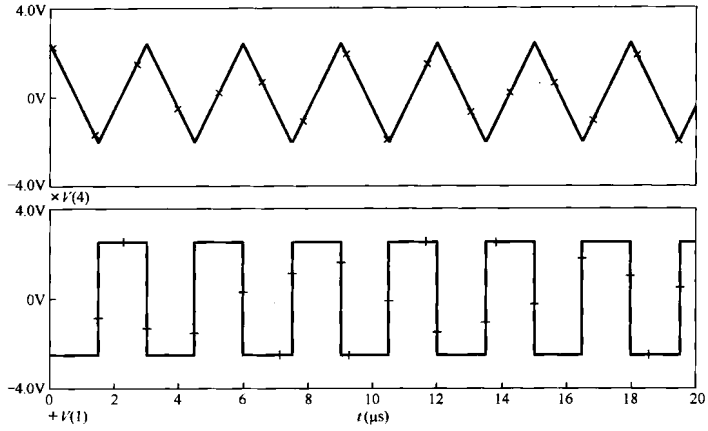


图 1.2 图 1.1 电路的瞬态仿真结果

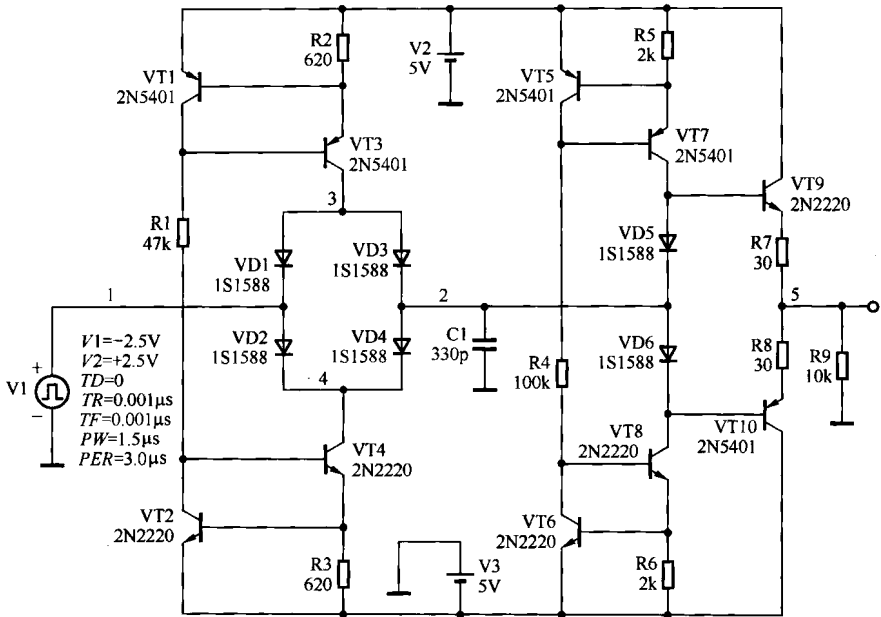


图 1.3 实际的恒流源充放电三角波发生器仿真电路

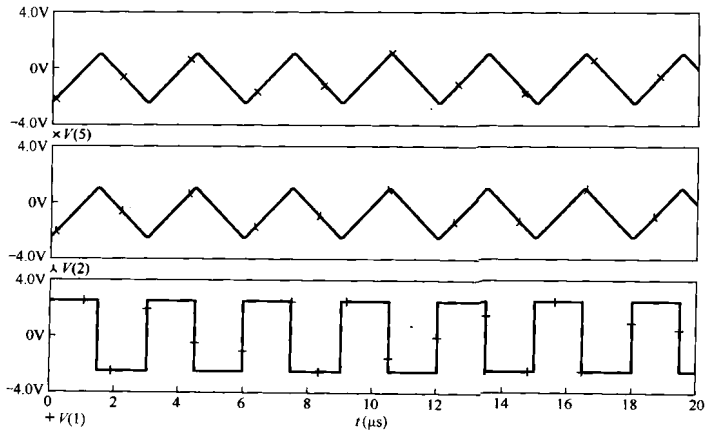


图 1.4 图 1.3 电路的瞬态仿真结果

## 1.1.2 密勒积分三角波发生器

另一种产生三角波的方法是基于非线性反馈的积分电路，如图 1.5 所示，在 1 个运算放大器的输入负端与输出端之间连接 1 个电容器，在输入端接 1 个方波激励源，在运算放大器 OP (Operational Amplifier) 的输出端就可得到三角波。这种电路的优点是可以得到线性良好的三角波。并联在 C1 上的电阻 R2 是为了仿真的需要，实际电路中可以去掉，这个电阻会影响三角波的线性。图 1.6 所示的是图 1.5 电路的仿真结果，三角波的频率约 167kHz，线性很好。

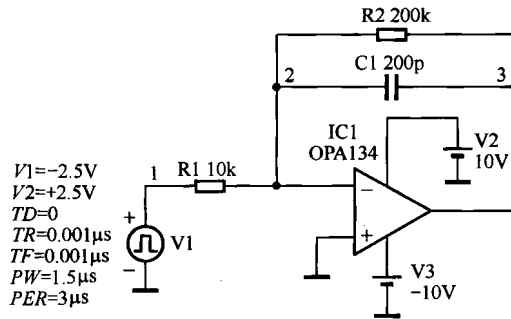


图 1.5 基于 OP 积分器的三角波发生器

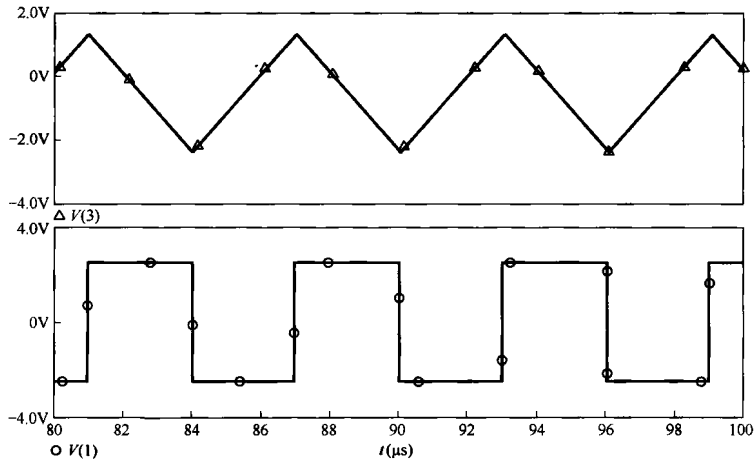


图 1.6 图 1.5 电路的瞬态仿真结果

图 1.7 所示的是实际应用电路，OP 积分式三角波发生器用于产生 100kHz 以下的三角波是很合适的。从原理上讲，减小积分电路的 RC 时间常数、增大正反馈量（改变 R1/R2 比例）、选用转换速率和增益带宽积大的 OP 均能够提高振荡频率，但实际上任何一种方法都受到一定的限制。首先，电容 C1 的最小容量受 OP 本身密勒电容不小于 5pF 的限制，为了减小寄生电容的影响，外接积分电容要远大于密勒电容和寄生电容之和，因此积分电容的最小值范围在 50~100pF。其次，转换速率

和增益带宽积决定信号的传输延迟时间，时间的倒数是频率，两级 OP 总延迟时间为几微秒。产生延迟的原因除了信号传输时间外，现代集成 OP 内部电路都设计成主极点内补偿形式，等效于一个积分器，它的惯性在延迟时间中占了较大的比例。反馈量减少后迟滞量随之减少，抗干扰性能和频率稳定性也随之下降。

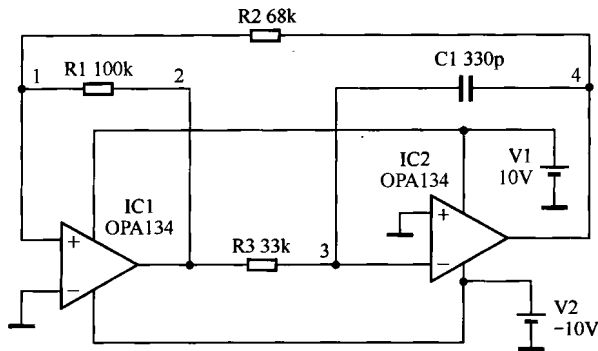


图 1.7 OP 积分式三角波发生器仿真电路

这个电路的振荡频率  $f = \frac{R2}{2R1R3C1}$ ，由于公式没有包含传输延迟和迟滞带来的影响，因此实测频率比计算值低约 20%。如果把 IC1 换成外补偿型 OP，专用高速比较器，或 CMOS 施密特触发器，都可提高振荡频率。

如果把 IC1 换成外补偿型 OP，专用高速比较器，或 CMOS 施密特触发器，都可提高振荡频率。

图 1.8 所示的是上述电路的仿真波形，节点 1 的波形  $V(1)$  是梯形波，IC1 是一个比较器，参考电平是地电平；节点 2 的波形  $V(2)$  是占空比为 50% 的方波，故 IC2 是一个积分器，积分时间常数是  $R3 \times C1$ ；节点 4 的电压  $V(4)$  是 IC1 积分产生的三角波。R2 形成的大环路正反馈维持振荡持续进行。本电路也是一个方波、三角波发生器。

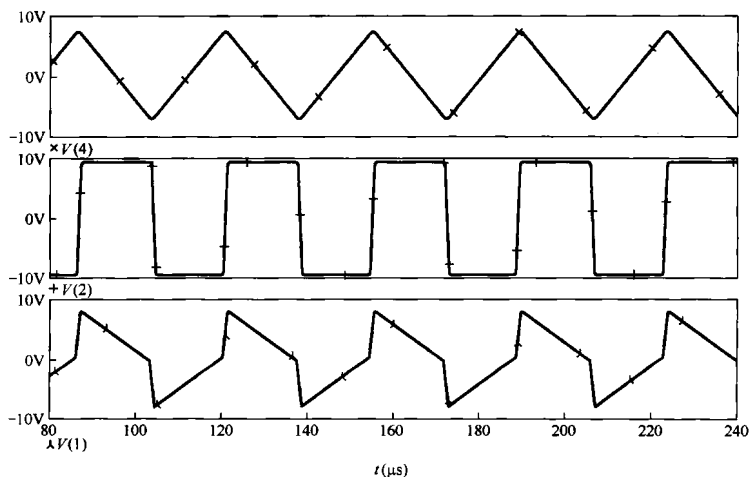


图 1.8 图 1.7 电路的瞬态仿真结果

更简单实用的积分式三角波发生器可用集成反向器构成。图 1.9 (a) 所示的

是采用 CMOS 工艺的 74HCU04 集成反向器的内部电路，用这种廉价的 IC 可设计出频率高于 2MHz 的三角波发生器。由于本书所用 Pspice 软件的器件库中只给出了该器件的数字模型，因此不适合用于模拟电路仿真。解决的办法是用 2 个小功率 MOS 管连接成 74HCU04 替代电路，如图 1.9 (b) 所示。用这个等效反向器组成的三角波发生器如图 1.10 (a) 所示，它的行为模型和图 1.10 (b) 是等效的。仿真结果如图 1.11 所示。与 OP 积分器的波形基本相同，三角波频率是 250kHz。用 Harris 公司的 74HCU04 按图示元件参数组成的电路，实测频率是 387kHz。本书基于 74HCU04 的仿真，全部用图 1.9 (b) 所示的替代电路完成，命名为替代模型。

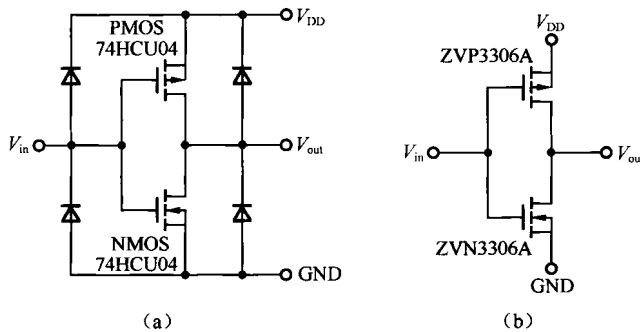


图 1.9 集成反向器内部电路和仿真替代电路

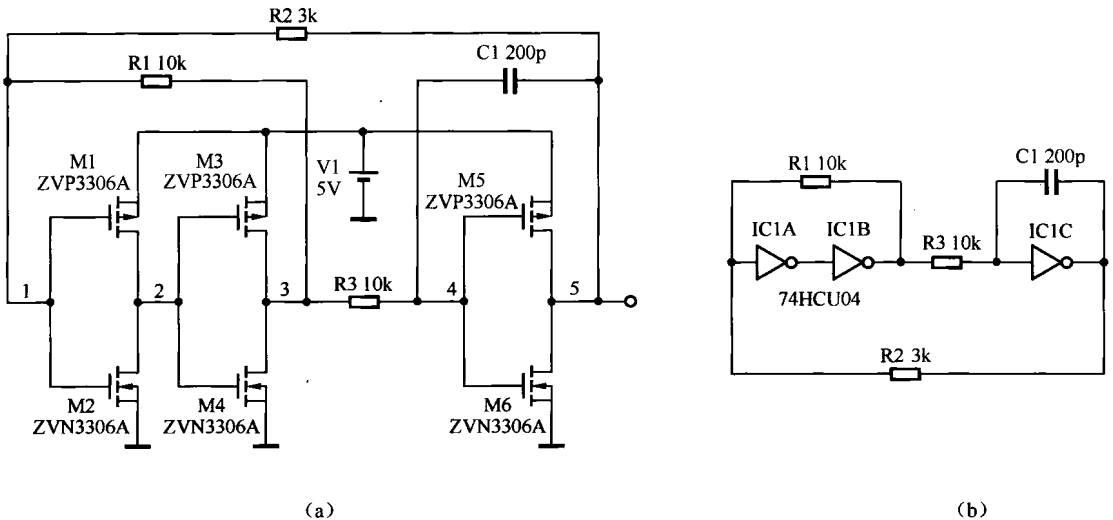


图 1.10 基于集成反向器的高速三角波发生器

用 74HCU04 组成的三角波发生器的电路简洁，成本很低，具有兆赫级的频率。缺点是振荡频率和输出幅度会相互牵扯，不能分别独立设置。应该注意的是 74HC04、74AHC04、74AC04 同样也是 CMOS 反向器，但内部的电路是三级反向结构，不能用于这种三角波发生器。

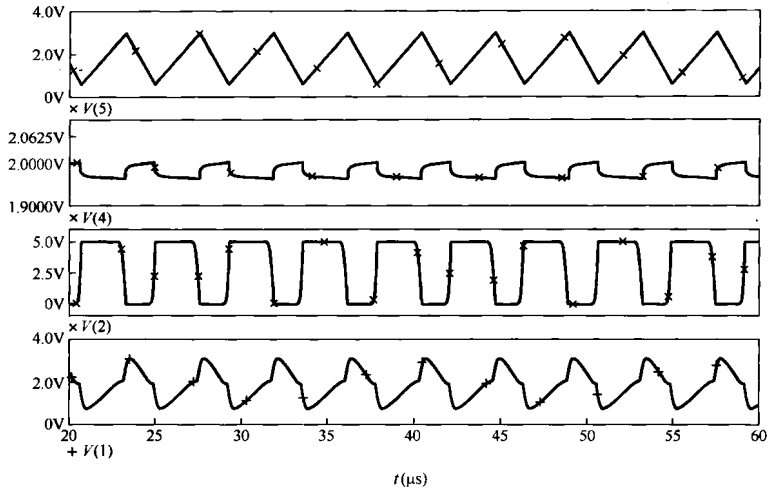


图 1.11 图 1.10 电路的瞬态仿真结果

## 1.2 电平比较器

在 D 类放大器中，信号处理的三大部件是比较器、电流开关和低通滤波器。比较器的主要功能是完成 PWM（Pulse Width Modulation）调制，如果把 1 个三角波和 1 个频率比三角波低得多的输入信号分别接在比较器的两个输入端，比较器的输出端就产生 PWM 已调脉冲信号，这是 D 类放大器的核心，它把输入信号的幅度变换成了脉冲宽度。已调波的幅度只有 0、1 两个数值，相当于把输入信号进行了 1bit 模数转换。从这种意义上讲，D 类音频放大器的实质是数字信号放大器。

图 1.12 所示的是 PWM 调制的仿真电路。IC1 是一个集电极开路的集成比较器，它的负端连接一个三角波激励源，频率为 333kHz，幅度为 1V，在这里作为载波使用；正端连接一个 10kHz 的正弦波， $V_{PP}=0.45V$ ，作为调制信号使用。要得到正确的结果，即把调制信号的幅度转换成脉冲宽度，调制信号的频率必须远低于载波的频率。要防止过调制，调制信号的幅度必须略低于载波信号的幅度。注意区别电路中的节点标号和集成电路的引脚标号，前者总是放置在远离引脚的地方。

上述电路的仿真结果如图 1.13 所示。可以看出，节点 3 的已调信号  $V(3)$  的脉冲宽度正比于节点 1 的调制信号  $V(1)$  的幅度，没有发生过调制。如果把载波信号与输入信号对调，则得到负极性 PWM 信号，恢复出来的调制信号极性是相反的。当电路中施加负反馈的时候，负极性调制会给电路设计带来方便。

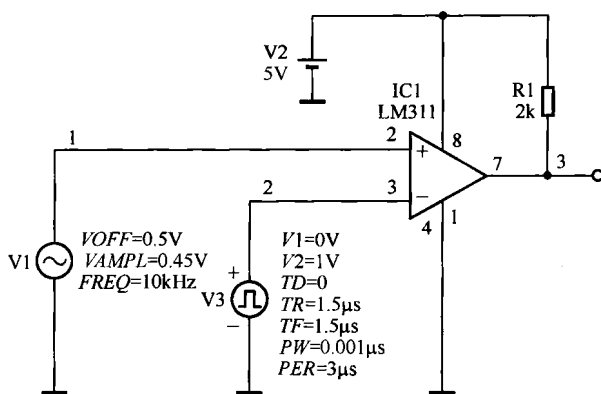


图 1.12 PWM 调制电路

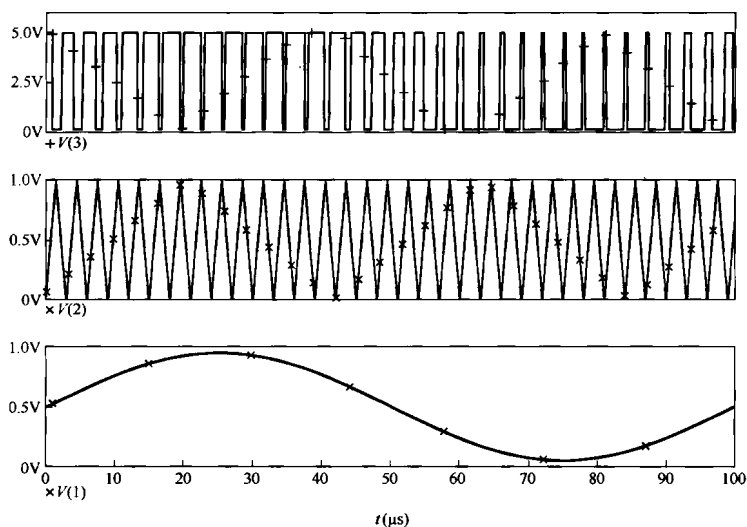


图 1.13 图 1.12 电路的瞬态仿真结果

另一种获得 PWM 调制的方法是把载波叠加在调制信号的电平上，叠加后的和信号与一个合适的直流电平作比较，把和信号量化成 PWM 信号，如图 1.14 所示。这种电路相当于调制信号与载波信号相加后再和一个基准电平作比较。这样做的优点是当比较器只有一个输入端口的时候仍能得到 PWM 信号。故可以用廉价的集成反向器或施密特触发器替代图 1.14 中价格较高的专用比较器。如果用 CMOS 逻辑门电路作比较器，典型的 CMOS 门电路中 NMOS 管的沟道电阻是 PMOS 管的 1/3，故阈值在工作电压的 1/3 处，这个阈值电压就是比较器的判别门限，称为单端固定阈值比较器。本书后面的电路多处使用集成反向器 74HCU04 和施密特触发器 74HC14 作单端固定阈值电平比较器，完成脉冲宽度调制功能。

这个比较器的仿真波形如图 1.15 所示，注意必须仔细选择基准电平  $V_4$  的数值，它作为判别电平必须处于加法器输出信号的上下轨中间。

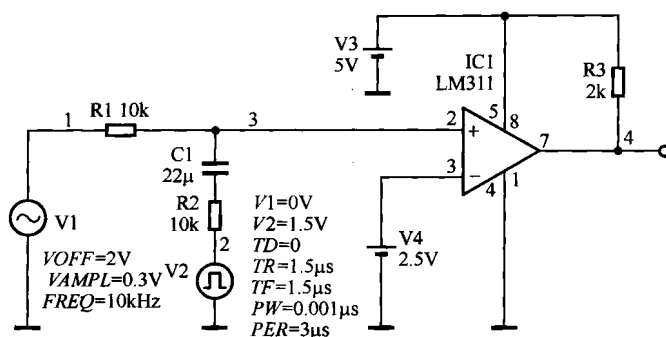


图 1.14 使用加法器的 PWM 调制电路

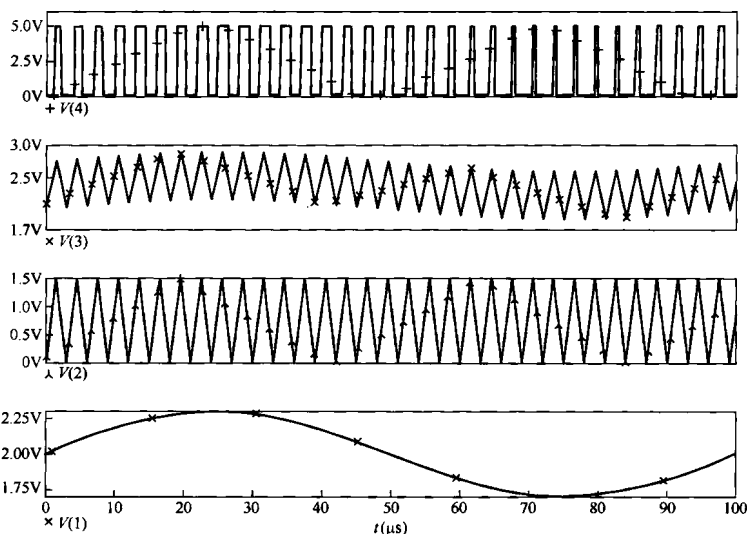


图 1.15 图 1.14 电路的瞬态仿真结果

## 1.3 电流开关

### 1.3.1 半桥电流开关

电流开关是 D 类放大器中的第二个基本部件，主要用来产生输出功率。从原理上讲，任何形式的脉冲功率放大器都可以用作 D 类放大器的电流开关，但在工程上几乎只用 MOS 管半桥和由 2 个半桥组成的全桥作电流开关。原因是这种电路开关频率高，电路简单、容易驱动、不需要脉冲变压器等电感元件，是目前 D 类放大器电流开关的标准结构。双极性晶体管由于集电结的恢复时间长，

不适合作高频电流开关。

标准的半桥电流开关有 2 种结构，图 1.16 (a) 所示的是 CMOS 互补结构，图 1.16 (b) 所示的是纯 NMOS 图腾柱结构。从表面上看，CMOS 互补结构对称性好，只需要单极性的驱动信号，这在线性放大器和小功率集成 D 类放大器中是受欢迎的，但在大电流脉冲开关中并不是好的选择。因为同样沟道宽度的 PMOS 管导通时的沟道电阻比 NMOS 管大 3 倍以上，价格也比 NMOS 管贵。CMOS 半桥不但开关损耗大，还会引起中点电平漂移。而 NMOS 管半桥的沟道电阻小、价格便宜，开关损耗小，中点电平偏移小。不过，在 NMOS 图腾柱结构中，下半臂开关是共源极组态，容易驱动，上半臂开关是共漏极组态，驱动电压必须等于  $V_{DD}+V_{GS}$  才能导通。由于驱动电压比漏极供电电压还要高，因此需要设计特殊的驱动电路。

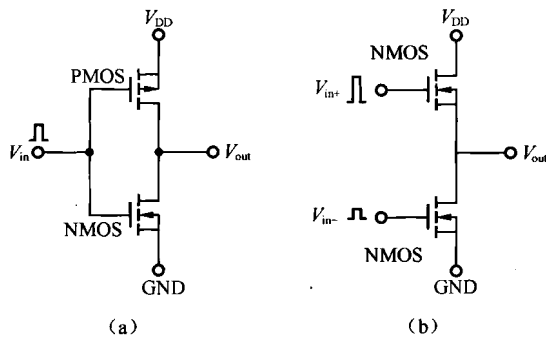


图 1.16 电流开关的结构

NMOS 管半桥的仿真电路如图 1.17 所示，半桥用  $\pm 50V$  电源供电，激励源用浮动连接法，激励信号是 330kHz、12V 方波。

从图 1.18 所示的仿真波形可看出，下臂 MOS 管栅极驱动脉冲的低电平是负电源电压  $V_{SS}$ ，高电平是  $V_{SS}+V_{GS}$ 。上臂 MOS 管栅极驱动脉冲的低电平也是  $V_{SS}$ ，高电平是  $V_{DD}+V_{GS}$ 。故在实际驱动电路中，驱动下臂的信号要进行电平位移，把参考点从零电平移位到负电平。驱动上臂的信号要用电荷泵把高电平提升到  $V_{DD}-V_{SS}+V_{GS}$ 。

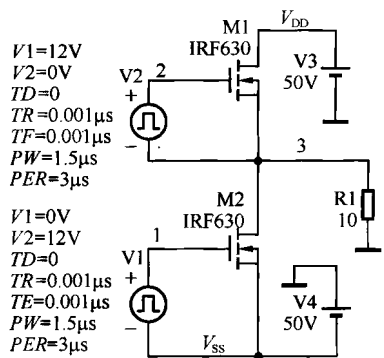


图 1.17 NMOS 半桥电流开关仿真电路

图 1.18 所示的是 NMOS 半桥电流开关的仿真波形，可以看出下臂节点 1 的驱动脉冲电压  $V(1)$  的绝对值约为 12V，上臂节点 2 的驱动脉冲电压  $V(2)$  的绝对值高达 112V，而输出电压节点 3 是绝对值正、负电源轨电压。设计应用电路时，上臂的驱动电压必须高于半桥的供电电压加上栅极开启电压。



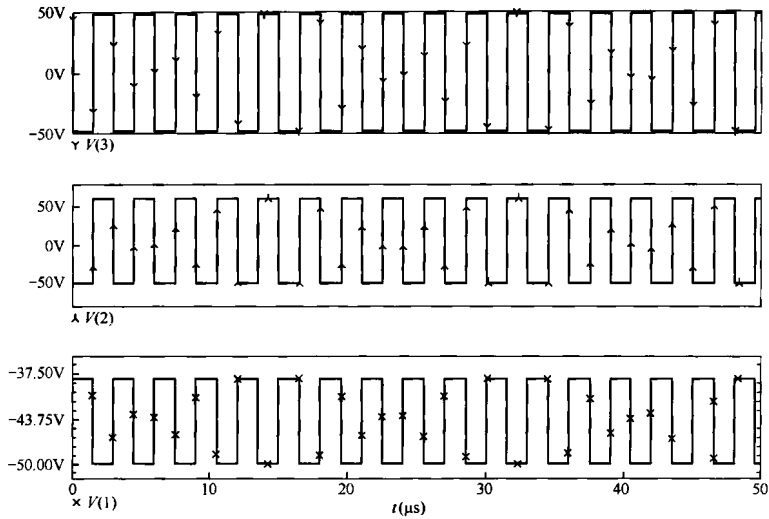


图 1.18 图 1.17 电路的瞬态仿真结果

### 1.3.2 全桥两电平电流开关

全桥电流开关也叫 H 桥开关，广泛应用于低电压和大功率 D 类放大器中，按驱动的方式不同分 BTL (Bridge-Tied-Load) 桥和三电平桥。图 1.19 所示的是 BTL 全桥电流开关仿真电路，它工作在对角线导通方式，即 M1、M4 导通时 M2、M3 截止，反之，M2、M3 导通时 M1、M4 截止。BTL 全桥电路的本质是 2 个半桥的输出作减法运算，故它的输出电压幅度是半桥的 2 倍，功率是半桥的 4 倍。全桥电流开关即使用单电源供电，负载两端的直流电平也是平衡和相等的，负载中不会有直流电流，省去了昂贵的隔直电容器。不过在两个上臂驱动电路中电荷泵升压电路

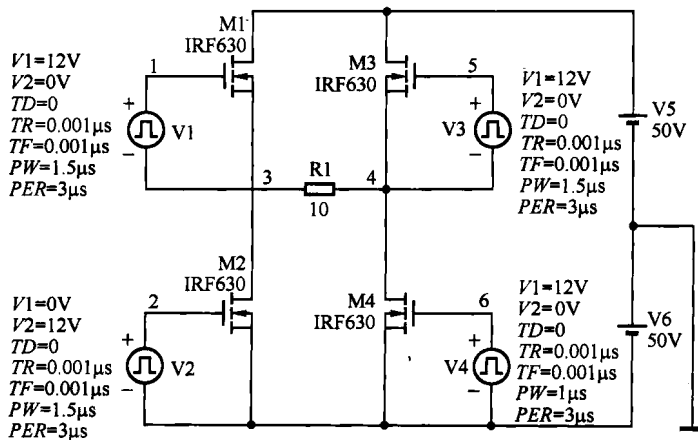


图 1.19 NMOS 管 BTL 全桥电流开关仿真电路