

D类功放输出功率与效率的分析

陈新国, 程耕国

(武汉科技大学信息科学与工程学院, 武汉 430081)

摘要: 随着音响系统的数字化以及便携式产品的市场化, D类功放作为模拟功放的替代产品, 越来越被市场所接纳。但目前分析 D类功放输出功率及效率还没有统一方法, 文中利用数字功放的等效电路, 分析了负载端输出电流的波形以及负载电流的平均值; 建立了分析输出功率以及输出效率的较精确的数学模型, 通过实验证明与实际相符。

关键词: 平均电流; 输出功率; 输出效率; 数学模型

中图分类号: TN73 文献标识码: A 文章编号: 1000-3630(2005)-04-0264-04

Output power and efficiency of class D power amplifier

CHEN Xin-guo, CHENG Geng-guo

(College of Information Science and Engineering, Wuhan University of Science and Technology, Wuhan 430081, China)

Abstract: At present, there is not a unified formula to analyze the output power and efficiency of the class D audio amplifier. According to the power amplifier equivalent circuit, the paper analyzes the waveform and the average value of the output current. The mathematical model is built for computing the output power and efficiency. It is proved by the concrete examples that the model is feasible.

Key words: Average Current; Output Power; Output Efficiency; Mathematical Model

1 引 言

传统的模拟功放工作在晶体管的线性放大区, 保真度较高, 但效率低, 能耗大, 输出为峰值时的效率为 78%, 且要求有良好的散热设备, 致使设备体积和重量增大。而 D类功放因具有效率高、体积小、重量轻、输出功率大等优点越来越受到人们的重视, 尤其在便携式设备中成为了一种不可替代的产品。

本文主要研究 D类功放的输出功率与效率, 并较精确地建立了数学模型; 针对 D类功放的电路设计, 文献^[1,2]中有具体详细的描述, 本文只就基本原理简单说明。

2 基本原理与电路

D类功放的工作原理是将模拟音频信号经 PWM 设备调制成数字信号; 然后放大、低频滤波、解调信号后, 高效功率驱动扬声器。其整体电路由两部分构成, 第一部分为脉宽调制部分; 第二部分为 H 桥功率放大及滤波部分, 如图 1 所示。调制部分是将音频信号调制成周期不变、但占空比变化的 PWM 信号; H 桥功率放大及滤波部分工作在高电压、大电流的状态, 是电声设备的主要耗能部分, 因此对其效率的精确分析至关重要。

H 桥电路^[1]主要由两组共四个 MOSFET 大功率管构成, 功率管的通断由前级输出的 PWM 信号控制, 其中 A_1 、 A_2 为一组, 当 PWM 信号为高电平时导通, 低电平时截止; B_1 、 B_2 为另一组, 其通断情况正好与 A_1 、 A_2 相反, 由于两组交替通断, 使 H 桥的输出信号为输入 PWM 信号的放大。滤波电路^[2]是一个通带较平坦的双极型巴特沃思 (Butterworth) 滤波器 (如图 1), 其中 $L_1=L_2$, $C_1=C_2=C_3$, 电感与电容分别构成滤波器, R_L 为负载。双极型滤波器的对称性与 H 桥电路的对称性相对应, 以改善滤波效果。分析时可

参照单极型巴特沃思滤波器^[2](如图 2), L 、 C 、 R_o 分别为双极型滤波器转换成单极型滤波器的等效电感、电容与负载电阻,其转换方法参照文献[2]。

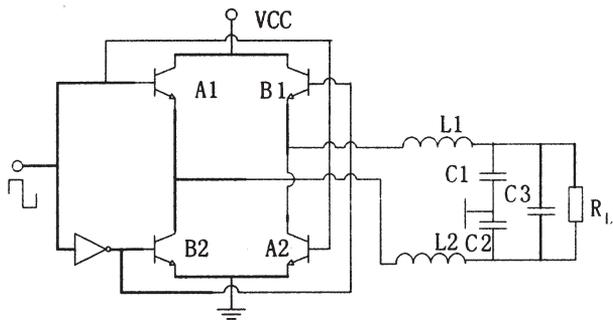


图 1 功率放大与滤波电路

Fig.1 Power amplifier and filter circuit

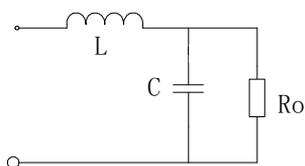


图 2 单极型 Butterworth 滤波器

Fig.2 Single ended butterworth filter

3 负载中平均电流的分析

3.1 负载电流的波形分析

在 PWM 信号的作用下,功率管 A_1 、 A_2 和 B_1 、 B_2 轮流导通与截止,图 3 为在工作状态时的等效电路,其中 R_{ON} 是功率管饱和时的等效电阻, R_p 是由连接线、焊接点、PCB 板上的迹线、趋肤效应等构成的等效电阻, R_F 是滤波元件的等效电阻,如果把 R_p 、 R_F 、 R_{ON} 合并为电阻 R ,则图 3 可等效为图 4 电路。

$$\text{其中: } R=R_p+2R_{ON}+2R_F \quad (1)$$

当 H 桥两组功率管在通断状态转换时,负载中脉冲电流方向变化,由于电感、电容的存在,使电流在变化时需要一定的转换时间,而转换时间的长短,对负载上的平均电流值有重大影响。根据图 4,可建立如下方程组:

$$\begin{cases} L \frac{d(i_c+i_o)}{dt} + (i_c+i_o)R + u_c = V_{CC} & (2) \end{cases}$$

$$\begin{cases} i_c = C \frac{du_c}{dt} & (3) \end{cases}$$

$$\begin{cases} u_c = i_o R_o & (4) \end{cases}$$

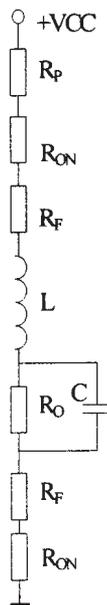


图 3 图 1 的等效电路

Fig.3 The equivalent circuit of the Fig.1

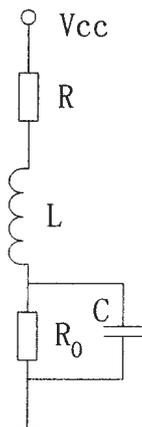


图 4 图 3 的等效电路

Fig.4 The equivalent circuit of the Fig.3

将式(3)、(4)代入(2),并整理得:

$$\frac{d^2 i_o}{dt^2} + \left(\frac{R}{L} + \frac{1}{R_o C}\right) \frac{di_o}{dt} + \left(\frac{1}{LC} + \frac{R}{R_o LC}\right) i_o = \frac{V_{CC}}{R_o LC} \quad (5)$$

则式(5)对应齐次方程的特征方程为:

$$p^2 + \left(\frac{R}{L} + \frac{1}{R_o C}\right) p + \left(\frac{1}{LC} + \frac{R}{R_o LC}\right) = 0 \quad (6)$$

相应的特征根为:

$$P_{1,2} = -\left(\frac{R}{2L} + \frac{R}{2R_o C}\right) \pm \sqrt{\left(\frac{R}{2L} + \frac{R}{2R_o C}\right)^2 - \left(\frac{R}{R_o LC} + \frac{1}{LC}\right)} \quad (7)$$

根据图 4,当波形在正半周时,可得式(5)的一个特解为:

$$i_{o(\infty)} = \frac{V_{CC}}{R+R_o}$$

因此,式(5)的通解为:

$$i_o(t) = A_1 e^{-\frac{t}{\tau_1}} + A_2 e^{-\frac{t}{\tau_2}} + \frac{V_{CC}}{R+R_o} \quad (8)$$

可得电容上的电流为:

$$i_c(t) = CR_o \frac{di_o(t)}{dt} = -R_o C \left(\frac{A_1}{\tau_1} e^{-\frac{t}{\tau_1}} + \frac{A_2}{\tau_2} e^{-\frac{t}{\tau_2}} \right) \quad (9)$$

总电流为:

$$i(t) = i_o(t) + i_c(t) = \left(1 - \frac{R_o C}{\tau_1}\right) A_1 e^{-\frac{t}{\tau_1}} + \left(1 - \frac{R_o C}{\tau_2}\right) A_2 e^{-\frac{t}{\tau_2}} + \frac{V_{CC}}{R+R_o} \quad (10)$$

同理可求,当波形在负半周时,可得:

$$i(t) = \left(1 - \frac{R_o C}{\tau_1}\right) A_3 e^{-\frac{t}{\tau_1}} + \left(1 - \frac{R_o C}{\tau_2}\right) A_4 e^{-\frac{t}{\tau_2}} - \frac{V_{CC}}{R + R_o} \quad (11)$$

式(8)、(9)、(10)、(11)中, A_1, A_2, A_3, A_4 为待定系数, τ_1, τ_2 为时间常数, $\tau_1 = -\frac{1}{p_1} > 0, \tau_2 = -\frac{1}{p_2} > 0$, 在实际中,通常 R 为几百毫欧, L 为几微亨、 C 为 $0.1\mu F \sim 0.3\mu F$, 具体求法见文献[2]。

3.2 电流平均值分析

为简便起见,设音频信号是单一正弦波:

$$u = \sqrt{2} U \sin 2\pi f t$$

其中: f 是频率, $T = \frac{1}{f}$, T 是周期, 该信号被频率是 nf 的三角波所调制 ($n \geq 2$), 则 PWM 信号是频率为 nf 的方波, 如果设第 i 个周期内高电平的占空因数为 $a_i (a_i < 1)$, 则低电平的占空因数为 $1 - a_i$, 综上所述, 总电流波形的周期为 T/n , 幅值为 $\pm I_o$, 则第 i 个周期中电流的平均值为:

$$\begin{aligned} \bar{I}_i &= \frac{1}{T/n} \int_{i \cdot \frac{T}{n}}^{\frac{T}{n}(i+1)} i(t) dt \\ &= \frac{1}{T/n} \int_{i \cdot \frac{T}{n}}^{\frac{T}{n}(i+a_i)} \left[\left(1 - \frac{R_o C}{\tau_1}\right) A_1 e^{-\frac{t}{\tau_1}} + \left(1 - \frac{R_o C}{\tau_2}\right) A_2 e^{-\frac{t}{\tau_2}} + \frac{V_{CC}}{R + R_o} \right] dt + \\ &\quad \frac{1}{T/n} \int_{\frac{T}{n}(i+a_i)}^{\frac{T}{n}(i+1)} \left[\left(1 - \frac{R_o C}{\tau_1}\right) A_3 e^{-\frac{t}{\tau_1}} + \left(1 - \frac{R_o C}{\tau_2}\right) A_4 e^{-\frac{t}{\tau_2}} - \frac{V_{CC}}{R + R_o} \right] dt \\ &= \frac{n}{T} (R_o C - \tau_1) e^{-\frac{T a_i}{n \tau_1}} \left[e^{-\frac{T a_i}{n \tau_1}} (A_1 - A_3) + A_3 * e^{-\frac{T}{n \tau_1}} - A_1 \right] + \\ &\quad \frac{n}{T} (R_o C - \tau_2) e^{-\frac{T a_i}{n \tau_2}} \left[e^{-\frac{T a_i}{n \tau_2}} (A_2 - A_4) + A_4 * e^{-\frac{T}{n \tau_2}} - A_2 \right] + \\ &\quad \frac{V_{CC} (2a_i - 1)}{R_o + R} \quad (12) \end{aligned}$$

3.3 实验与仿真

根据以上分析, 以 MAX4297 为例来进行实验与仿真, 由 MAX4297 的数据表可查: $R \approx 0.65\Omega$, 假设 Butterworth 滤波电路的截止频率为 200KHz , 负载 $R_o = 4\Omega$, 则由文献[2]可得, $L = 9\mu\text{H}, C = 0.07\mu\text{F}$, 当 PWM 信号处在上升沿时, 可看成一个阶跃信号, 其幅值为 5V , 且 $i_L(0_-) = 0, u_C(0_-) = 0$, 将以上的数据代入式(10), 得:

$$i(t) = 1.1736 A_1 e^{-0.62 \times 10^6 t} + 1.8484 A_2 e^{-3.03 \times 10^6 t} + 1.075 \quad (13)$$

将初值代入式(13), 可得在正半周时:

$$i(t) = -1.1193 e^{-0.62 \times 10^6 t} + 0.0442 e^{-3.03 \times 10^6 t} + 1.075 \quad (14)$$

同理由式(11)可得负半周时:

$$i(t) = 1.6914 e^{-0.62 \times 10^6 t} + 0.0560 e^{-3.03 \times 10^6 t} - 1.075 \quad (15)$$

对式(14)、(15)用 Matlab 进行计算分析并画图, 可得 $i(t)$ 波形(如图 5)。

对图 4 用 Protel 2004 进行仿真实验, 同样得到 $i(t)$ 的波形(如图 6 所示)。

根据图 5、图 6 的结果可以看到, 两者的波形基本相似, 说明 $i(t)$ 数学模型式(10)、(11)基本满足实际要求。

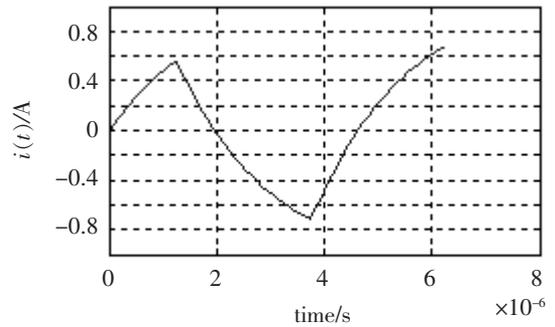


图 5 用 Matlab 分析得到的电流波形

Fig.5 The current wave obtained by the analysis of Matlab

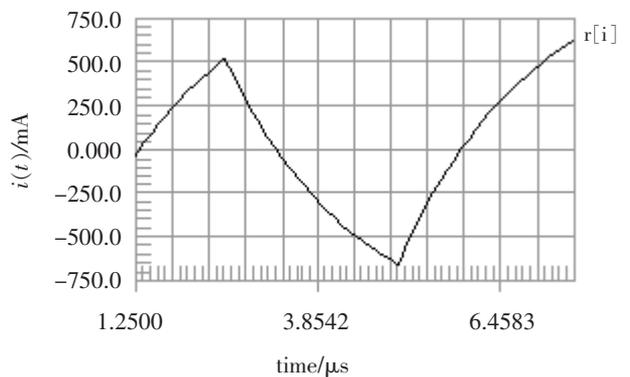


图 6 用 Protel 2004 仿真得到的电流波形

Fig.6 The current wave obtained by the emulation of Protel 2004

4 效率分析

4.1 效率的理论值

根据图 3 的等效电路, 如果已知各等效电阻的大小, 且忽略功率管在开关频率下的能耗, 综上所述, 则电源的输出功率为:

$$P_{SUPPLY} = \bar{I}^2 (2R_{ON} + 2R_F + R_P + R_O) = \bar{I}^2 (R + R_O) \quad (16)$$

负载耗损功率为:

$$P_{OUT} = \bar{I}^2 * R_o \quad (17)$$

则功放的输出效率为:

$$\eta = P_{OUT} / P_{SUPPLY} = \bar{I}^2 R_o / \bar{I}^2 (R + R_o) = R_o / (R + R_o) \quad (18)$$

式(16)、(17)说明:电源的输出功率和负载的耗损功率都直接与平均电流的大小有关,但式(18)表明,功放的输出效率与电流无关。如果忽略各等效电阻的大小,即 $R = 2R_{ON} + 2R_F + R_P \approx 0$ 时, $\eta \approx 1$, 则 D 类功放在整个动态范围内,输出效率的理论值接近 1,传统线性的模拟功放只有 78.5%。

4.2 效率的实际值

在实际中,电路元件中电阻对功率的耗损是不可避免的,还有功率管在开关频率下的耗损也无法忽略,这是由于功率管在开关时有一个过渡过程,从饱和到截止,从截止到饱和都要经过线性放大区,当工作在线性区时,就有等效电阻需要消耗能量:

$$P_{SWITCH} = \frac{1}{2} f_{osc} \bar{I}^2 (t_{ON} + t_{OFF}) * 2R_{ON} \quad (19)$$

其中: f_{osc} 是功率管的开关频率, t_{ON} 和 t_{OFF} 分别是功率管从截止到饱和、从饱和到截止的过渡时间。

考虑等效电阻和开关时的能量消耗,则 D 类功放的效率为:

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{P_{OUT}}{P_{SUPPLY} + P_{SWITCH}} \\ &= \frac{\bar{I}^2 R_o}{\bar{I}^2 (R + R_o) + 1/2 f_{osc} \bar{I}^2 (t_{ON} + t_{OFF}) * 2R_{ON}} \\ &= \frac{R_o}{(R + R_o) + f_{osc} (t_{ON} + t_{OFF}) R_{ON}} \end{aligned} \quad (20)$$

式(20)表明,功放效率的实际值总是小于理论值,而且增大负载电阻,可增大输出功率,明显提高输出效率;增加开关的振荡频率,输出效率降低。上式还没有考虑脉宽调制电路以及功率管的偏流所产生的能量消耗,所以实际测试结果还会比计算值来得略小些。

4.3 实例分析

以 D 类功放 MAX4297 为例来分析效率。从 MAX4297 的数据表可知: $t_{ON} = t_{OFF} = 25\text{ns}$, $R_{ON} = 250\text{m}\Omega$, $R_{OFF} = 25\text{m}\Omega$, $R_P = 80\text{m}\Omega$, 取调制振荡频率 $f_{OSC} = 250\text{KHz}$, 如果不考虑脉宽调制电路及偏流的损耗,当 $R_o = 4\Omega$ 时,由式(18)可得效率 $\eta = 86.33\%$, 如果增加负载 R_o 到 8Ω , 则效率可达 92.66% 。

现在对 MAX4297 的效率进行实验测试, 当负

载 $R_o = 4\Omega$ 时, 功放效率随输出功率变化的特性曲线如图 7 所示。

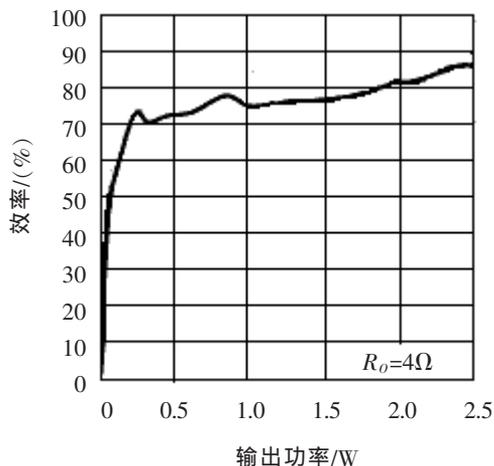


图 7 负载为 4Ω 时效率随输出功率变化的曲线

Fig.7 The MAX4297 efficiency improves as output power increases

从图 7 可知,在整个动态范围之内,功放的实际效率达到或接近 85% 左右,略小于上述计算结果,证明采用式(20)对 D 类功放进行效率分析具有可行性,能满足实际要求。

5 小结

从功率放大电路的等效模型,讨论了负载电流的波形,以及输出平均电流对输出功率和效率的影响;建立了分析 D 类功放输出功率与效率的数学模型,并通过实验证明确实可行,改变了过去对 D 类功放的效率分析停留在推测或实验分析的局面,具有一定的理论价值。

参考文献

- [1] 陈新国,程耕国.D 类功放的设计与分析[J].电子元件与材料,2004, 28(2): 28-30.
CHEN Xinguo, CHENG Gengguo. Design and analysis of class D power amplifier[J]. The Electronic Components & Materials, 2004, 28(2): 28-30.
- [2] 陈新国,程耕国,高厚礼.D 类功放输出滤波器的优化与仿真[J].电子元件与材料,2004, 23(4): 45-47.
CHEN Xinguo, CHENG Gengguo, GAO Houli. Optimization and simulation of class D audio amplifier output filter[J]. The Electronic Components & Materials, 2004, 28(4): 45-47.