

宽带 D 类超声功率放大器的设计与实现

何建桥,李禹志,郭各朴,马青玉,丁鹤平

(南京师范大学物理科学与技术学院,江苏 南京 210023)

[摘要] 为了解决大阵列相控的功率、效率及散热问题,促进相控声场的非接触物体操控及其在医学超声中的实际应用,设计了一种 PWM 型 D 类超声宽带功率放大器. 对阻性和抗性负载的输出波形开展谐波失真、负载电压和输出功率的测量结果表明:该电路可对 20~400 kHz 的中低频超声输入信号进行功率放大,其最大输出功率可达 46 W,效率超过 78%. 该电路具有输出内阻小、阻抗匹配简单、相位保持度高、功率损耗低和发热小的优点,可为超声技术在生物医学中的应用提供电路基础,实现大规模相控阵列的精确驱动,具有良好的推广价值.

[关键词] 功率放大器,宽带,D 类,PWM 型,超声换能器

[中图分类号] TN837 **[文献标志码]** A **[文章编号]** 1672-1292(2020)01-0025-08

Design and Implementation of Broadband Class-D Ultrasonic Power Amplifier

He Jianqiao, Li Yuzhi, Guo Gepu, Ma Qingyu, Ding Heping

(School of Physics and Technology, Nanjing Normal University, Nanjing 210023, China)

Abstract: In order to solve the problems of power, efficiency and heat dissipation for the phased transducer array in non-contact object manipulation and its practical applications in medical ultrasound, a PWM style class-D ultrasonic broadband power amplifier is designed and implemented. The waveforms of the resistive and resistant loads are collected to analyze the characteristics of the harmonic distortion, the load voltage and the output power. The measured results show that the class-D ultrasonic power amplifier can work in the medium and low frequency with the range from 20 kHz to 400 kHz. The maximum output power is up to 46 W with the efficiency higher than 78%. The class-D ultrasonic power amplifier has the advantages of low output resistance, easy resistance matching, high phase retention, low power loss and temperature rising. This design provides a basic circuit for the accurate driving of large-scale phased arrays, exhibiting prosperous applications in biomedical engineering.

Key words: power amplifier, broadband, class-D, PWM style, ultrasound transducer

在电声应用中,功率放大器^[1]是一种驱动换能器. 将电能转化为声能的驱动电路,要求具有功率大、效率高、损耗小、保真度高等特性. 传统的功率放大器一般使用线性放大设计,但由于功率管的损耗,电路的工作效率一般较低. 常用的线性功率放大器以 A、B 和 AB 类功率放大器为主. 其中, A 类功率放大器的理想效率为 50%^[2]; B 类功率放大器的理想效率为 78.5%^[3]; AB 类功率放大器虽消除了交越失真,改善了波形的非线性,但仍存在效率低和噪声大的不足^[4]. 同时由于功率放大电路效率低,功率管发热严重,需要较大的散热片或复杂散热系统才能保证电路的正常运行. 近年来出现的 PWM 型 D 类功率放大器是通过将输入信号转化为方波,利用功率管的导通和截止来输出信号,并经低通滤波恢复输入信号后驱动负载. 由于功率管只有导通和截止两种状态,电路的理论工作效率可达 100%^[5],考虑到功率管导通电阻和开关的损耗,其实际效率仍能达到 80%,可轻松实现大电压和大电流信号的输出. 由于 D 类功率放大器输出方波信号的频率远高于实际输入的信号频率,对输出功率管提出了较高的要求. 在 MOSFET 出现后, D 类功率放大器得到了重视,所设计和开发的多种音频数字功放芯片在中小型有源音箱和音频系统中得到广泛的应用^[6].

收稿日期:2019-11-13.

基金项目:国家自然科学基金项目(11934009、11974187、11604156).

通讯作者:丁鹤平,实验师,研究方向:超声信息处理和人工智能算法. E-mail:dingheping@njnu.edu.cn

超声波是一种由振动而产生的机械波,被广泛应用于超声加工、超声清洗、超声探测、超声遥控等领域^[7-8]. 超声换能器的输出功率、效率和失真度等参数直接影响声场传播和灵敏度,也会影响系统的测量精度^[9]. 因此,超声功率放大器的性能对超声系统的稳定性和精确性^[10]起到关键作用. 目前超声成像和测量系统中,为提高检测精度和成像分辨率,一般使用高频短脉冲激励,其电压较高、电流较小、功率较小,可通过高频开关电路实现换能器的驱动^[11]. 但在超声治疗、超声碎石和超声清洗等领域中,还在使用传统的线性功率放大电路设计,存在电路体积大、失真度高、相位调控精度低、输出功率管发热严重的问题. 而在阵列声源的非接触物体操控和超声治疗实践中,需实现大量相控电路的同时精确驱动,对电路体积、功率、相位精度、系统散热和电路匹配等提出了更高的要求,这为 D 类功率放大器在超声驱动中的应用提供了可能.

本文为解决大阵列声源相控驱动电路的功率、效率、体积和散热问题,促进阵列相控超声的非接触物体操控及其在医学超声中的实际应用,利用高频三角载波作为比较信号,基于脉冲宽度调制(pulse-width modulation, PWM)的频谱分析进行元器件的选型,设计了一种中低频 D 类超声换能器的驱动电路,利用 50 Ω 阻性负载和变幅杆换能器抗性负载进行了实验测量. 结果表明,该电路可对中低频超声信号进行线性功率放大,具有输出功率大、效率高、输出内阻小、阻抗匹配简单、相位保持度高、功率损耗低和电路发热小的优点,可实现大规模相控阵列的精确驱动,在超声探测、无损检测、医学超声等领域具有良好的应用前景.

1 D 类超声功率放大器的原理与电路设计

1.1 PWM 型 D 类功率放大器的原理与结构

根据信号的调制方式,D 类功率放大器可分为 PWM 调制、Sigma-Delta 调制^[12]、Bang-bang 调制^[13]、滑膜调制^[14]等. 其中,PWM 调制是将输入信号与高频三角波进行比较,产生由幅度高低决定的 PWM 信号,其电路结构简单、体积和功耗小、灵活性高,在数据通信、信号测量、功率控制等方面得到了广泛应用^[15]. PWM 型 D 类功率放大器的原理如图 1 所示,可分为 PWM 波形形成电路、死区时间控制电路、功率放大电路、低通滤波电路 4 个部分. 首先将需要放大的输入信号和一个高频三角载波信号分别接入一个比较器的输入端,当输入域信号幅值大于三角波幅值时,比较器输出高电平,反之输出低电平,形成脉冲宽度由幅度决定的 PWM 信号. 由于功率输出正向和反向场效应管的导通速度不一致,为了防止两个驱动电路同时导通,设置一个死区时间控制电路来调整 PWM 正负信号的延时,分两路分别驱动电路,形成具有较强驱动能力的 PWM 输出信号. 最后设计一个 LC 低通滤波器,将 PWM 输出信号中的高频成分滤除,还原输入信号波形并驱动负载.

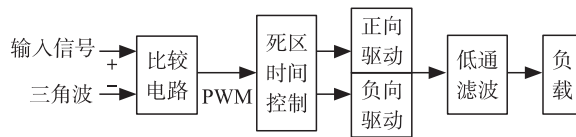


图 1 PWM 型 D 类功率放大器的原理框图

Fig. 1 Sketch map of the PWM style class-D power amplifier

最后设计一个 LC 低通滤波器,将 PWM 输出信号中的高频成分滤除,还原输入信号波形并驱动负载.

1.2 PWM 信号的形成理论与频谱分析

输入任意信号可看为由多个正弦信号叠加,通过对其中某一频率的正弦信号进行 PWM 建模并进行频谱分析可获得信号的最高频率,为电路输出 MOSFET 的带宽选择和滤波器设计提供了理论基础. 假设输入正弦信号为 $u_s = M\sin(\omega_s t + \varphi)$,其中, M 为信号幅度(也称调制系数), ω_s 为信号角频率. 用于比较的三角波为 $u_c = \begin{cases} 1+2\omega_c t/\pi, & -\pi \leq \omega_c t \leq 0 \\ 1-2\omega_c t/\pi, & 0 \leq \omega_c t \leq \pi \end{cases}$,其中, ω_c 为三角波频率. 经比较电路后得到输出 PWM 波为^[16]:

$$u_o = \begin{cases} E, & -\pi \leq \omega_c t \leq \theta_1; \\ -E, & \theta_1 \leq \omega_c t \leq \theta_2; \\ E, & \theta_2 \leq \omega_c t \leq \pi. \end{cases} \quad (1)$$

式中, E 为输出信号幅度. 在正弦周期的 $[\theta_1, \theta_2]$ 范围内,当 $u_c > u_s$ 时输出 $-E$ 信号,其他时间输出 E 信号. 将输出的 PWM 信号利用傅里叶级数展开得到^[17]:

$$u_o = EM\sin(\omega_s t + \varphi) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4E}{\pi n} \sin\left\{\frac{n\pi}{2} [M\sin(\omega_s t + \varphi) - 1]\right\} \cos(n\omega_c t), \quad (2)$$

式中,等式右边第一项为基波信号,第二项为谐波信号. 进一步展开第二项可得:

$$A = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4E}{\pi n} \left\{ 2 \sum_{l=1}^{\infty} J_{2l-1} \left(\frac{n\pi M}{2} \right) \sin[(2l-1)(\omega_s t + \varphi)] \cos \frac{n\pi}{2} - \left[J_0 \left(\frac{n\pi M}{2} \right) + 2 \sum_{l=1}^{\infty} J_{2l} \left(\frac{n\pi M}{2} \right) \cos 2l(\omega_s t + \varphi) \right] \sin \frac{n\pi}{2} \right\} \cos(n\omega_c t). \quad (3)$$

上式中,当 n 为奇数时, $A = \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{\frac{n+1}{2}} \frac{4E}{\pi n} \left\{ J_0 \left(\frac{n\pi M}{2} \right) \cos(n\omega_c t) + \sum_{k=1}^{\infty} J_k \left(\frac{n\pi M}{2} \right) \cos[(n\omega_c \pm k\omega_s)t + k\varphi] \right\}$,

其中, $k=2l, l=1,2,3\cdots$; 当 n 为偶数时, $A = \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{\frac{n}{2}} \frac{4E}{\pi n} \sum_{k=1}^{\infty} J_k \left(\frac{n\pi M}{2} \right) \sin[(n\omega_c \pm k\omega_s)t + k\varphi]$, 其中, $k=2l-1, l=1,2,3\cdots$. 由此可见, PWM 波所包含的谐波分量为 $n\omega_c \pm k\omega_s$, 三角波频率 ω_c 决定了谐波频谱分布的中心. PWM 波所包含的谐波成分分布在以三角波频率 ω_c 和其倍频为中心及其偏移量为 $\pm k\omega_s$ 的频率上, 由于包含无限次谐波, 其理论频谱可达 ∞ , 且随着频率的升高, 谐波成分的信号幅度逐渐降低. 由于输出驱动电路中场效应管 (MOSFET) 的频率限制, 超过 MOSFET 带宽的部分将不予考虑.

在电路设计中, 要提高放大器频带同时降低频谱混叠, 三角波频率要远大于信号频率, 低通滤波器的截止频率的上限可设置为 $\omega_c/2$; 但要保证 PWM 信号的宽带频谱特性, 三角波调制频率越高, 滤波后输出波形的谐波失真越小, 信号还原性越好, 因此需选用高频 MOSFET. 这对芯片的功率、带宽及成本提出了更高的要求. 同时, 过高的调制频率也会大幅提高 MOSFET 的开关损耗、谐波损耗及电容损耗, 甚至带来射频干扰. 因此, 综合放大器的信号带宽、MOSFET 的带宽和功率、滤波器的截止频率设置等因素, 一般选择 $\omega_c = 10\omega_s$, 且选用 $10\omega_c$ 带宽的 MOSFET 作为 PWM 型 D 类功率放大器的输出管.

1.3 PWM 型 D 类功率放大器的电路设计

根据 PWM 型 D 类功率放大器的原理和电路设计的基本要求, 结合常规中低频换能器的频率和功率特性, 本文从 PWM 波形成、死区调整、输出驱动和低通滤波 4 个方面设计了功率放大器的电路. 针对实验室超声清洗和检测换能器的常用频率范围, 设定输入正弦信号的最高频率为 400 kHz, 三角波调制频率为 4 MHz. 考虑到三角波的频率变化和精度要求, 选用高频高精度函数信号发生器芯片 MAX038 来产生频率可调的三角波, 其电路如图 2 所示. MAX038 内部提供 2.5 V 基准电压, 外接极少电容和电阻就可产生输出频率在 0.1 Hz~20 MHz 的三角波、锯齿波、矩形波和正弦波等信号, 其占空比调节范围宽, 非线性失真

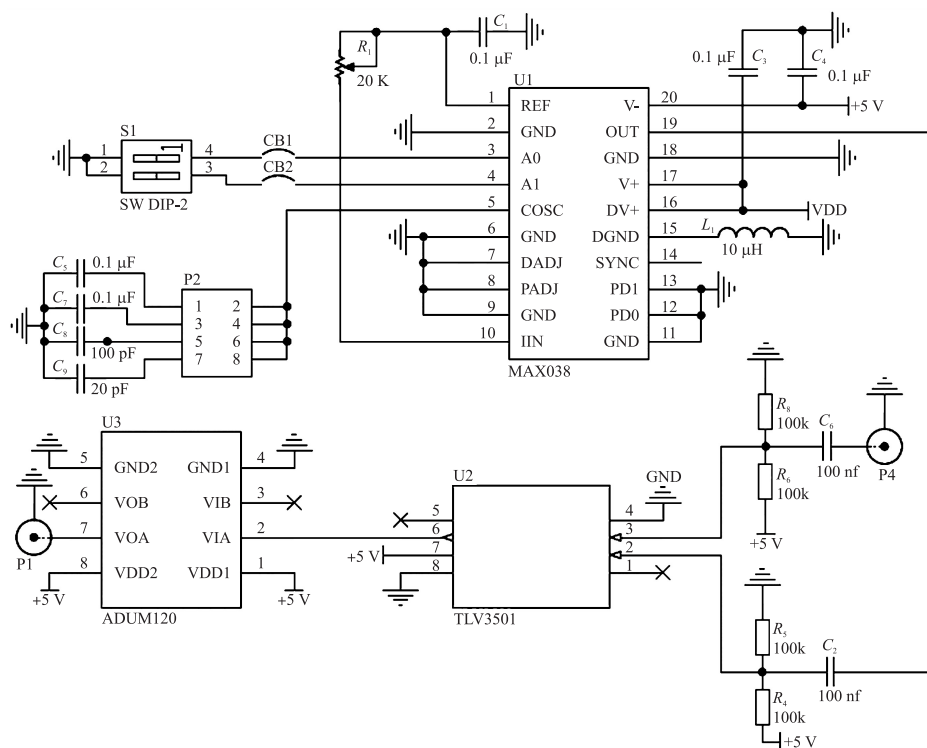


图 2 由三角波发生器和比较器所构成的 PWM 波形成电路

Fig. 2 PWM forming circuit generated by a triangle waveform generator and a comparator

小,完全满足本研究中三角波的设计和和应用要求. 选用 TLV3501 推挽输出比较器来实现信号三角波和输入信号的比较,该芯片具有 4.5 ns 的传输延时,轨对轨输出可实现 CMOS 或 TTL 电路的驱动,可在本设计中保证高达 100 MHz 的 PWM 谐波响应. U3 为双通道数字隔离芯片 ADUM120,采用 5 V 供电,可保护电路避免受后级功率模块的影响.

在双极性 PWM 波驱动 MOS 管时,会因推挽电路的开关延迟差异产生上下半桥驱动电路同时导通,导致电路电流迅速增大,MOSFET 发热,严重的甚至会烧毁功率器件,因此需设置合适的死区时间. 本设计采用如图 3(a)所示的 RC 延时电路来调整死区时间,比较器输出的 PWM 波通过 J1 端口接入,通过 U1 和 U2 异或门得到两束反相 PWM 波,然后通过两路输出的 RC 调节充放电时间来控制电路死区时间,其时间常数可用 $t_d \approx 1.2R \cdot C$ 来近似计算,本设计所采用的延时时间为 10 ns. 经过不同延时的 PWM 信号通过 U3 和 U4 与门和与非门输出,作为输出级 MOSFET 的输入驱动信号.

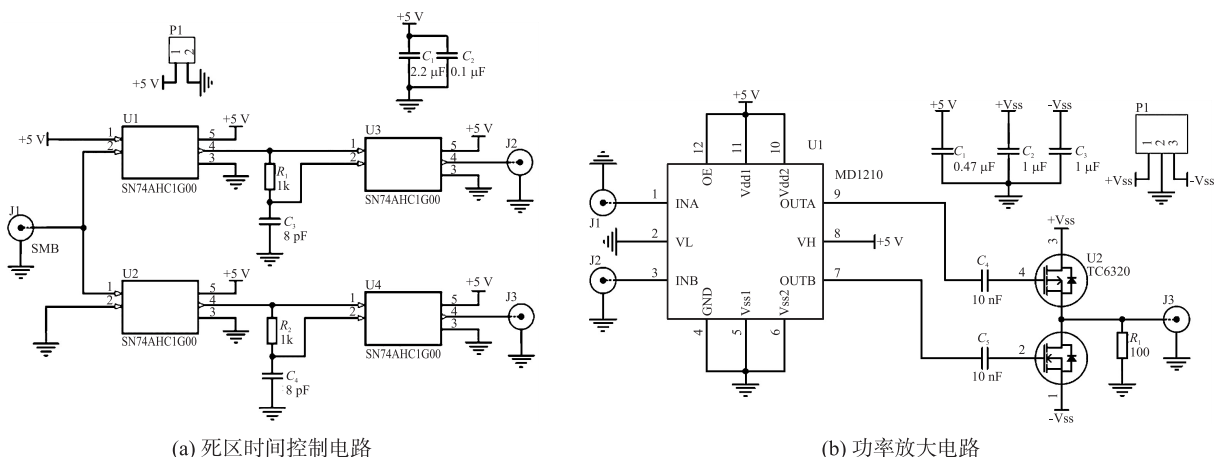


图 3 死区时间控制电路和功率放大电路

Fig. 3 Circuit of dead time control and power amplifier

在如图 3(b)所示的驱动和输出电路设计中,需考虑 MOSFET 的工作频率和功率的影响,若 PWM 波的最高频率远超出 MOSFET 的开关频率,将会导致输出波形高频丢失,上升和下降沿变缓,发生严重的波形失真,同时增加 MOSFET 自身的高频损耗. 对于三角波频率 4 MHz,所需输出电路的带宽要大于 40 MHz,因此选用高速 MOSFET 驱动芯片 MD1210 和 MOSFET 对管 TC6320 作为电路的输出级. MD1210 是一种双路高速 MOSFET 驱动器,具有高达 13 V 的电源电压和 1.2~5 V 的宽电压输入,可与任意的 TTL 和 CMOS 电路匹配,同时其上升和下降沿时间仅为 6.0 ns,单路输出驱动电流达 2.0 A,在超声领域广泛应用. 为了提高输出功率,选用 TC6320 集成 MOSFET 对管作为输出级,可以用高达 ± 100 V 的电源供电,具有驱动低门槛和输出低阻抗的良好性能,同时其上升和下降时间可低至 20 ns,最大输出电流可达 2 A,因而理论上可获得超过 100 W 的实际输出功率.

经过 MOSFET 输出的 PWM 波具有较高的带宽和较多的谐波成分,需要通过一个低通滤波器来还原输入正弦信号. 为避免频谱混叠,同时减少换能器上的信号频率成分,三角波和输入信号的频率需满足 $\omega_c - 2\omega_s > \omega_s$,则低通滤波器的截止频率范围为 $\omega_s < \omega_L < \omega_c - 2\omega_s$,即 $\omega_s < \omega_c/3$,也即放大器的系统带宽约为三角波频率的 1/3. 对于 4 MHz 的三角波频率,低通滤波器的截止频率可设置为 1.3 MHz,电路的设计带宽可达 1 MHz,完全满足 400 kHz 的实际应用要求. 考虑到超声换能器的驱动电压高、电流大,本文采用大功率无源电路来设计低通滤波器,同时考虑到 400 kHz~1 MHz 的较大带宽冗余,可采用低阶巴特沃斯低通滤波器实现,其截止频率为 1.2 MHz.

2 PWM 型 D 类功率放大器的阻性负载性能测试

将所设计和制作的电路接上 50 Ω 的水泥电阻负载进行性能测试. 设定输出电源的电压范围为 ± 32 V,分别在不同电压下测量输入信号、三角波信号、PWM 信号及负载信号的波形,并分析 D 类功率放大器的功率、失真度及相位保持性能.

首先,设定电源电压输出为 $\pm 10\text{ V}$,输入正弦信号频率为 40 kHz ,测量输入信号、三角波信号、PWM 信号的波形以及 PWM 信号的频谱如图 4(a)和(b)所示.从图中可以看出,在输入信号的一个周期里,存在大量的三角波波形周期;经过比较器后输出的高频 PWM 波形,其频率由三角波频率决定;不同周期中的高低电平的占空比由不同电平控制.在 PWM 信号的频谱中,为了显示整体的频谱分布,图 4(b)显示了 20 MHz 的频率范围.可以看到在三角波频率 4 MHz 及其相应的谐波频率处多个谐波成分及其相应的和频与差频成分,其特性和理论分析结果一致;为了显示局部频谱分布,将输入正弦信号的频谱进行局部放大,可以看到在 40 kHz 处有一个幅度为 1 的信号,证明了 PWM 调制的频谱特性,为后续低通滤波器的设计提供了理论基础.

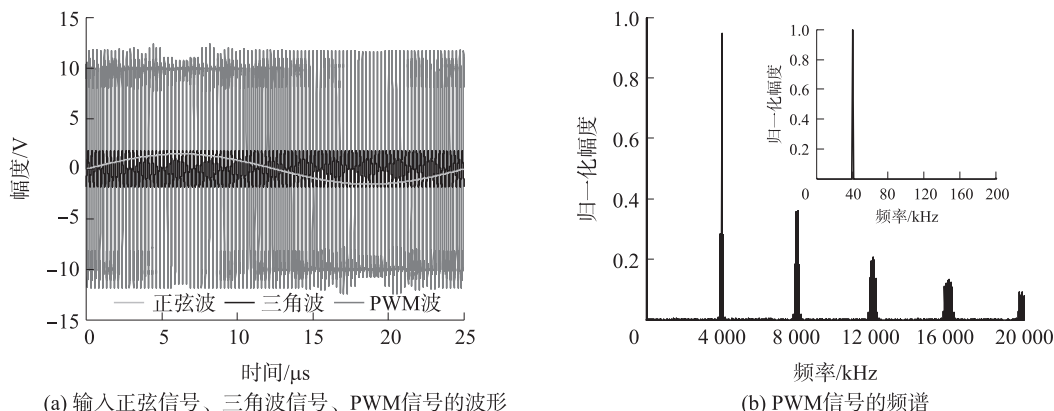


图 4 输入正弦信号、三角波信号和 PWM 信号的波形和 PWM 信号的频谱

Fig. 4 Waveforms of the input sinusoidal signal, the triangle signal and the PWM wave, and the spectrum of the PWM wave

图 5 所示为实验所测的电阻负载波形的频谱对数图,显示信号主要包含 40 kHz 的基波,以及 120 、 160 、 200 、 240 、 280 kHz 等高频谐波成分,其幅度都具有 40 dB 以上的衰减,反映了负载波形的非线性失真,可用总谐波失真(THD)来表示^[18],其大小定义为各次谐波的均方根与基波有效值之比:

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots + V_n^2}}{V_1} \times 100\%, \quad (4)$$

式中, V_1 为基波信号的有效值; V_2, V_3, \dots, V_n 分别为各次谐波的有效值. THD 数值越小,表明谐波占比越小、波形保真度越高.从测量波形的频谱分析结果中提取各次谐波的幅度计算得到 THD,然后在几种电源电压条件下改变输入信号的频率,分别测量负载波形,得到不同电压下 D 类功率放大器的 THD 随频率的分布曲线,如图 6 所示.在电源电压固定时,THD 随频率增加呈上升趋势;在同一频率输入正弦波信号时,电源电压越高,输出功率越大,总谐波失真也越大;在 $20\text{ kHz} \sim 400\text{ kHz}$ 的频率范围内, D 类功率放大器的 THD 都小于 1.6% ,证明所设计 D 类功率放大器的波形保真度较好.

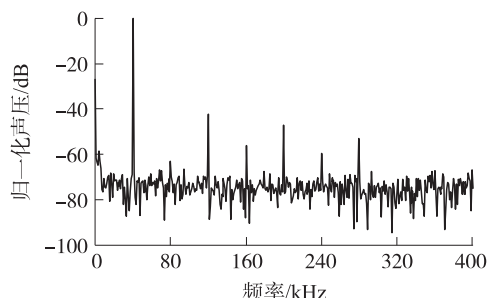


图 5 实验测量负载波形的频谱对数图

Fig. 5 Logarithmic spectrum of the experimental load waveform

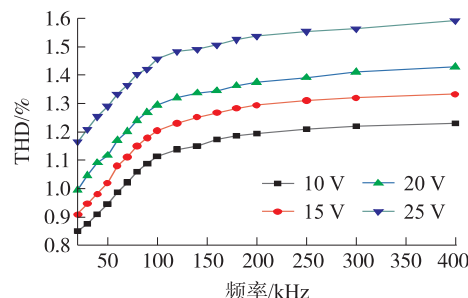


图 6 不同电压条件下电阻负载电压波形的 THD 与频率的关系曲线

Fig. 6 Frequency response of the THD for the resistance load with different voltage supplies

D 类功率放大器应用于相控超声系统时,需要对输入信号有良好的相位保持度.在上述实验条件下,调整信号源输出 40 kHz 正弦信号的初始相位,测量不同初始相位输入信号在负载上的波形,如图 7(a)所

示. 提取触发信号后第一个上升沿时刻 T_1 、正弦波第一个峰值时刻 T_2 , 结合正弦波周期 T , 计算得到负载信号的相位为:

$$\text{phase} = \frac{T_2 - T_1}{T} \times 360^\circ. \quad (5)$$

从 0° 至 2° 以 0.2° 的步进调节输入信号波形, 分别测量频率为 80、120、160 和 200 kHz 时的负载波形, 计算得到如图 7(b) 所示的负载信号相位随输入信号初始相位的变化曲线. 从图中可以看出, 对于不同频率的正弦波信号, 在相位变化 0.2° 时, 输出信号的相位和输入信号的相位变化比近似为 1, 说明 D 类功率放大器具有良好的相位保持度, 可应用于相控阵列的驱动中.

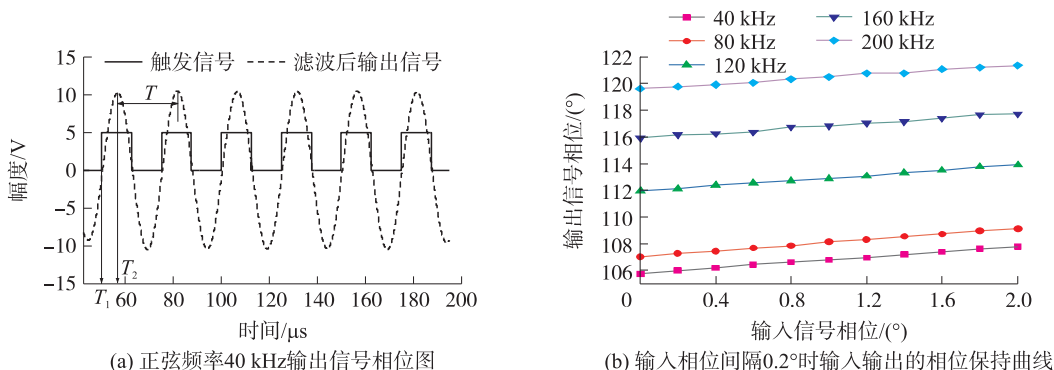


图 7 正弦频率 40 kHz 输出信号相位图和输入相位间隔 0.2° 时输入输出的相位保持曲线

Fig. 7 Phase diagram of the output signal at the frequency of 40 kHz for the sinusoidal excitation, and the curves of phase holding for the input and output signals with the phase interval of 0.2°

理想 D 类功率放大器 MOSFET 的导通电阻应为 0, 截止电阻应为无穷大, 其输出 MOSFET 的功率损耗为 0. 实际电路中, MOSFET 的导通电阻不为 0, 会和负载电阻形成分压, 以发热的方式消耗能量; 而截止电阻足够大, 其功率损耗可忽略. 电路的负载功率为 $P_{\text{OUT}} = I^2 R_o$, 其中, R_o 为负载电阻; 电源的输出功率为 $P_{\text{SUPPLY}} = I^2 (R + R_o)$, 其中, $R = R_p + 2R_{\text{ON}}$, R_p 是由连接线、PCB 趋肤效应等形成的等效电阻, R_{ON} 为 MOSFET 导通时的等效电阻. 功率管的开关损耗可表示为 $P_{\text{SWITCH}} = f_{\text{osc}} I^2 (t_{\text{ON}} + t_{\text{OFF}}) R_{\text{ON}}$, 其中, f_{osc} 为 MOS 管开关频率, t_{ON} 和 t_{OFF} 分别为功率管从截止到饱和以及从饱和到截止的过渡时间, 说明功率管开关频率越高, 功率管的消耗能量越多. 由此可得 D 类功率放大器的效率^[19]为:

$$\eta = \frac{P_{\text{OUT}}}{P_{\text{SUPPLY}} + P_{\text{SWITCH}}} = \frac{R_o}{(R_p + 2R_{\text{ON}} + R_o) + f_{\text{osc}} (t_{\text{ON}} + t_{\text{OFF}}) R_{\text{ON}}}. \quad (6)$$

在分别固定负载和信号频率的条件下, 进行 D 类功率放大器效率的理论计算和实验测量, 其结果如图 8 所示. 如图 8(a) 所示, D 类功率放大器在固定负载 50Ω 条件下, 固定频率的三角波和正弦波比较后得到 PWM 波的开关频率和三角波频率相同, 因此其功率损耗相对固定. 随着输入信号的频率升高, 系统的导通损耗和电阻损耗相应增加, 负载功率减小, 功率放大器电路的效率和输入信号频率呈现较小的线性下降关

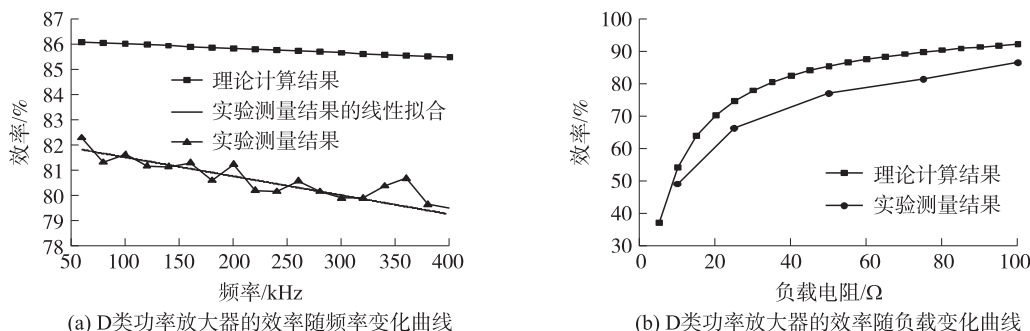


图 8 在分别固定负载电阻和工作频率条件下, D 类功率放大器的效率随频率和负载的变化曲线

Fig. 8 Efficiency curves of the class-D amplifier with respect to the frequency and load under the working conditions of the fixed load resistance and frequency

系. 电路效率的理论计算结果和实验测量结果基本呈现降低趋势,但由于实际电路的元器件损耗以及工艺制作等因素,实验测量结果比理论结果低 5% 左右,且其下降速度大于理论结果. 工作频率在 400 kHz 以内, D 类功率放大器的效率均在 78% 以上,其中能量损耗主要来源于较高三角波频率所产生的高频 PWM 波、MOS 管的开关速度、大功率负载的电流损耗以及信号在电路中的高频损耗. 如图 8(b) 所示,在固定 MOS 管开关频率 $f_{osc} = 4$ MHz 时,随着负载电阻的增加,电路的负载变轻,电流减小, D 类功率放大器效率提高;当负载电阻远大于功率放大器内阻时,其效率超过 90%,甚至趋近于 100%.

3 PWM 型 D 类功率放大器的抗性负载性能测试

变幅杆换能器是大功率抗性器件,若直接接入功率放大器的输出端,会因阻抗不匹配造成较大的能量损耗,甚至烧毁 MOSFET,因而需要设计匹配电路以提高换能器电声转换效率^[20]. 采用精密阻抗分析仪 (Agilent 4294A) 对变幅杆换能器进行阻抗测试,结果如图 9 所示. 可见换能器的最小阻抗出现在 20.96 kHz,实际测量最大输出效率在 21.00 kHz,其阻抗为 $Z = 15.45 + i32.25 \Omega$. 在理想匹配时,超声电源两端的阻抗等效为纯电阻,且大小等于电源的内阻. 考虑本设计的 D 类功率放大器是一个低阻输出放大器,只考虑虚部的匹配. 根据其感性虚部特性,串联了 220 nF 的电容,经测量得到匹配后的负载阻抗为 $15.91 + i0.48 \Omega$,可以认为基本消除了虚部,负载呈现阻性.

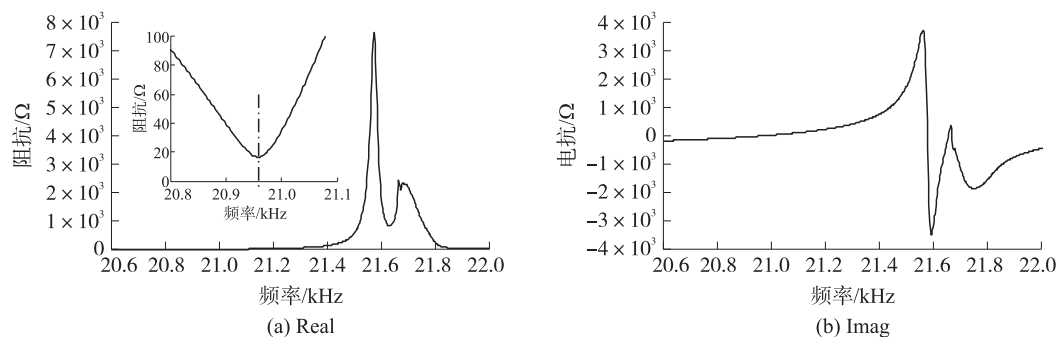


图 9 变幅杆换能器的阻抗测试曲线

Fig. 9 Curves of the impedance for the ultrasonic horn

将功率放大器电路、滤波电路、阻抗匹配电路和变幅杆换能器按次序连接,输入 21.0 kHz 的正弦信号,并调整电源电压,分别测量换能器两端的负载电压随电源电压的变化曲线,如图 10(a) 所示. 根据阻抗测量结果得到换能器的阻抗模为 $Z = 35.758 \angle 64.399^\circ$,流过变幅杆的电流为 $I = U/Z = U_{out} \angle 0^\circ / 35.758 \angle 64.399^\circ$. 当电源电压为 ± 32 V 时,负载电压 $U_{out} = 61.685$ V,电流为 1.55 A,代入 $P = UI \cos \varphi$ 计算得到换能器的功率为 $P = 45.980$ W. 根据图 10(a) 计算得到图 10(b) 所示的变幅杆换能器输出功率随电源电压的变化曲线,结果反映换能器的负载电压随着 D 类功率放大器电源电压的提高而增大. 在电源电压低于 20 V 时,负载电压和电源电压基本呈现线性关系,输出功率和电源电压基本呈现平方关系;随着电源电压的进一步增大,换能器的功率进一步提升,换能器的负载电压和输出功率的上升速度逐渐降低,和一般功率器件的电压和功率特性规律吻合.

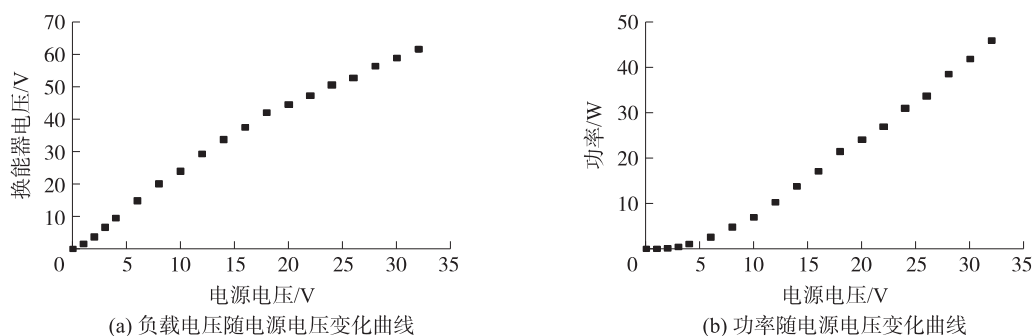


图 10 换能器的负载电压和功率随电源电压的变化曲线

Fig. 10 Dependences of the load voltage and the power of the transducer with respect to the supply voltage

4 结论

利用高频三角载波作为比较信号,基于PWM的频谱分析进行元器件的选型,设计了一种中低频D类超声宽带功率放大器,可对中低频超声信号进行线性功率放大,输出功率达到45 W,效率超过78%。该电路具有输出内阻小、阻抗匹配简单、相位保持度高、功率损耗低、电路发热小等优点,能够应用于不同类型的负载,可为超声技术在生物医学中的应用提供基础电路,可以实现大规模相控阵列的精确驱动,在超声探测、无损检测、医学诊断等领域具有良好的应用前景。

[参考文献](References)

- [1] 李柏雄. 高保真功率放大器制作教程[M]. 北京:电子工业出版社,2016.
- [2] 康华光. 电子技术基础[M]. 北京:高等教育出版社,2006.
- [3] ZHIVOMIROV H, KOSTOV N. Power parameters and efficiency of class B audio amplifiers in real-world scenario[J]. Radio Engineering, 2017, 26(1): 258–262.
- [4] LU C W. A Rail-to-Rail class AB amplifier with an offset cancellation for LCD source drivers[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2009, 44(2): 525–536.
- [5] CHEN J Y, WANG H H, MENG L Y. Design of class-D audio-frequency power amplifier based on PWM[J]. Audio Engineering, 2016, 40(8): 33–35.
- [6] 朱旭东, 张爱良, 陈殿勇, 等. 一种基于高效率智能型600 W D类音频功率放大器设计的防火报警系统[J]. 南京师范大学学报(自然科学版), 2016, 39(4): 121–125.
- [7] 李享. 超声换能器驱动电路及其回波接收电路设计分析[J]. 科技与创新, 2015(22): 79–80.
- [8] 陈雷, 潘松, 徐张凡. 基于Class-D功率放大的超声波电动机驱动方案[J]. 微特电机, 2019, 47(1): 49–54.
- [9] WANG Y, DRAPER M J, DENLEY S M, et al. Control scheme evaluation for Class-D amplifiers in a power-ultrasonic system[C]//6th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives. Bristol: IEEE, 2012: 1–6.
- [10] 刘殊言, 王青东, 李禹志, 等. 相控超声激发系统的设计[J]. 南京师范大学学报(工程技术版), 2016, 16(4): 8–14.
- [11] 张耀楠, 付强, 唐亮. Chirp编码激励用于高频医学超声系统的实验及性能评价[J]. 中国医疗设备, 2018, 33(1): 34–38, 56.
- [12] KUO C H, LIN S C. A delta-sigma modulator-based class-D amplifier[C]//5th IEEE Global Conference on Consumer Electronics. Kyoto: IEEE, 2016: 1–2.
- [13] GUO L, GE T, CHANG J. Intermodulation distortions of bang-bang control class D amplifiers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(12): 6604–6614.
- [14] PILLONNET G, CELLIER R, ABOUCHI N, et al. An integrated class D audio amplifier based on sliding mode control[C]//2008 IEEE International Conference on Integrated Circuit Design and Technology and Tutorial. Grenoble: IEEE, 2008: 117–120.
- [15] ZHU Z, LIU L, YANG Y, et al. A high efficiency PWM CMOS class-D audio power amplifier[J]. Chinese Journal of Semiconductors, 2009, 30(2): 48–53.
- [16] 徐顺刚, 许建平, 曹太强. SPWM逆变电源输出谐波分析及抑制方法研究[J]. 电子科技大学学报, 2010, 39(5): 701–705.
- [17] 张成蛟, 谢少伟. PWM信号的傅里叶级数分析及Matlab仿真[J]. 自动化与仪器仪表, 2016(10): 195–196.
- [18] MAUERER M, KOLAR J W. Distortion minimization for ultra-low THD class-D power amplifiers[J]. CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, 2018, 3(4): 324–338.
- [19] 韩峰, 赵志远. H桥结构的D类开关功率放大器损耗分析[J]. 山西电子技术, 2013(2): 32–34.
- [20] 韩旭, 章康宁, 郑海祥, 等. 超声换能器的“电感-变压器”阻抗匹配模型研究[J]. 声学技术, 2015, 34(4): 380–384.

[责任编辑:严海琳]