

用于MHz应用的推挽式E类功率放大器的设计与仿真

胡 浩^{1,2}, 董新科^{1,2}, 曹嘉玲^{1,2}, 毛 琳^{1,2}, 周 宇^{1,2*}

¹上海理工大学健康科学与工程学院, 上海

²上海市现代微创医疗器械及技术教育部工程研究中心, 上海

收稿日期: 2023年9月23日; 录用日期: 2023年11月10日; 发布日期: 2023年11月17日

摘要

本文研究了一种应用于MHz级别的推挽式E类功率放大器, 并通过Matlab软件的simulink进行了电路仿真。文章分析了该电路在不同负载下的输出谐波情况, 并结合仿真进行了电路搭建和实验验证。研究结果表明, 推挽式E类电路具有更低的谐波失真。这种推挽式结构更适用于宽负载的高频应用场合。通过定量分析推挽式E类功率放大电路的相关公式, 本文为该电路在MHz应用的设计与优化提供了实用的指导。

关键词

低谐波, 低失真, 推挽式E类功率放大电路, ZVS, 高频

Design and Simulation of a Push-Pull Class E Power Amplifier for MHz Applications

Hao Hu^{1,2}, Xinko Dong^{1,2}, Jialing Cao^{1,2}, Lin Mao^{1,2}, Yu Zhou^{1,2*}

¹School of Health Science and Engineering, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai

²Shanghai Engineering Research Center of Modern Minimally Invasive Medical Devices and Technology, Ministry of Education, Shanghai

Received: Sep. 23rd, 2023; accepted: Nov. 10th, 2023; published: Nov. 17th, 2023

Abstract

In this paper, a Class E push-pull power amplifier circuit applied to MHz level is studied, and the circuit simulation is carried out by Matlab software simulink. In this paper, the output harmonics of the circuit under different loads are analyzed, and the simulation and experimental verification are car-

*通讯作者。

ried out based on the circuit construction. The results show that push-pull Class E circuits have lower harmonic distortion. This push-pull structure is suitable for high frequency applications with wide loads. By quantitative analysis of the formula of push-pull Class E power amplifier circuit, this paper provides practical guidance for the design and optimization of this circuit in MHz application.

Keywords

Low Harmonic, Low Distortion, Push-Pull Class E Power Amplifier Circuit, ZVS, High Frequency

Copyright © 2023 by author(s) and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY 4.0).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

1. 引言

在现代电力系统中, E 类功率放大器作为电能转换的关键组件, 在各个领域中得到越来越广泛的应用, 例如感应加热、射频外科和直流 - 交流 - 直流转换等应用[1] [2] [3] [4], 这些应用通常要求功率放大器在千赫兹至兆赫兹频率范围内实现瓦级至千瓦级功率输出[5]。然而, 由于 E 类功率放大器的设计难度和复杂性较高, 其优化和实现一直是研究人员面临的主要挑战之一。

ZVS 型 E 类功率放大电路被认为是目前工作效率最高的功放电路[6]。由于其晶体管在开关过程中, 电压电流波形在时间上是交错的, 因此其开关损耗极低, 通过对驱动波形以及参数的合理设计可以让电路工作在零电压开启的状态, 理论效率可以达到 100% [7]。然而, 该电路模型在实际应用中存在一定的局限性。电路的特性通常受负载影响, 如果负载阻抗偏离最佳范围, 整个电路将处于失谐状态, 从而导致输出谐波增加, 效率大幅降低[8]。同时, E 类功率放大器的非对称驱动容易引发谐波失真和非线性失真, 为电路输出引入额外的频谱成分, 从而降低信号质量, 影响系统整体性能。因此, 在低谐波的应用场景中, 提出了一种推挽式结构的 E 类功率放大器。与单端的 E 类功率放大电路相比, 推挽式 E 类功率放大电路对此进行了优化。理论上, 如果驱动波形正好相隔 180 度, 那么推挽配置可以完美地抵消所有偶次谐波[9]。因此, 对称驱动的推挽式 E 类放大器可以简化匹配滤波器的设计, 满足低谐波的应用场合。然而, 由于缺乏通用的设计工具, 设计者需要根据自己的经验进行电路的设计, 且需要兼顾功率效率、谐波失真和非线性失真等多个性能指标, 使得其设计过程变得复杂。此外, 不同的应用领域对功率放大器的要求也不尽相同, 特别是在 MHz 级别的高频应用, 设计往往与预期存在较大差异。因此, 针对推挽式 E 类功率放大器的设计和仿真研究, 具有重要的理论和实际意义。

本论文的目标在于深入研究推挽式 E 类功率放大器在 MHz 级别的高频应用场合, 并通过仿真和实际调试来验证其性能。我们将重点关注低谐波和低失真等关键要求, 通过定性推导和计算推挽式 E 类放大电路的电路特性, 并对电路中各个元器件的参数进行设计。设计结果将通过 Matlab/simulink 进行仿真和调整, 并进行实际电路验证, 以便为其他设计提供参考。

2. 电路工作原理

2.1. 单端 E 类放大电路工作原理

如图 1 所示为单端 E 类功率放大器的基本电路, 该电路由直流电压源 V 、扼流圈 L_f 、一个 LCR 谐振网络、MOSFET 开关功率管、并联电容 C_1 和负载电阻 R 构成。MOS 管通过驱动信号周期性地接通和关断, 驱动信号的频率决定了整个电路的基波频率。 L_f 扼流圈在工作频率处应具有高阻抗, 使得 i_{L_f} 中

掺杂的交流电流纹波可以忽略，并为后续的电路提供恒定的直流源。

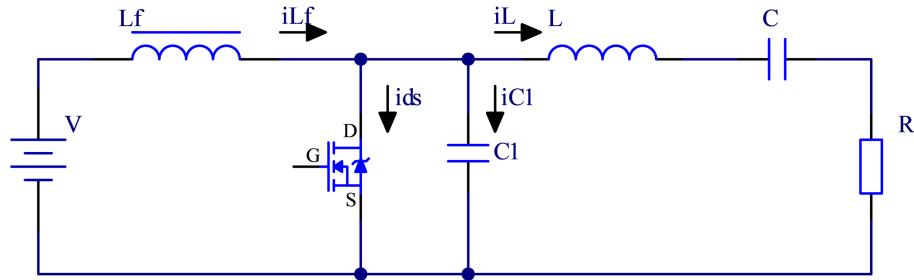


Figure 1. Single-ended Class E RF power amplifier circuit

图 1. 单端 E 类射频功率放大电路

电路的工作过程可以分为两个状态，当 MOSFET 导通时， C_1 电容被短路，谐振电路由 L 、 C 和 R 构成，其谐振频率及品质因素如式(1)、式(2)所示：

$$f_{o1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1)$$

$$Q_{L1} = \frac{\omega_{o1}L}{R} = \frac{1}{\omega_{o1}CR} \quad (2)$$

当 MOSFET 截止时，串联谐振回路由 LCR 及并联电容 C_1 组成，其谐振频率及品质因素如式(3)、式(4)所示：

$$f_{o2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{LCC_1}{C+C_1}}} \quad (3)$$

$$Q_{L2} = \frac{\omega_{o2}L}{R} = \frac{1}{\omega_{o2}RCC_1} \quad (4)$$

由于 MOS 管在关断期间，两端的电压由并联电容 C_1 两端的电压 V_{c1} 决定，因此只要在 MOS 管导通时，确保电容 C_1 两端的电压 V_{c1} 为 0，便可以实现电路的零电压开启(ZVS)，开关损耗大大降低。为满足此条件并实现 ZVS，电路的频率 f 应该大于 f_{o1} 并且小于 f_{o2} ，且负载网络必须为最佳负载阻抗，如果负载小于最佳负载，那么流过 C_1 的电流就会减小，当 MOS 导通时， C_1 两端的电压 V_{c1} 就会大于零；反之如果负载大于最佳负载，那么 C_1 上的电压 V_{c1} 就会小于零。然而实际的应用中，很难做到始终满足阻抗匹配下的最佳负载，无法满足零电压开启的条件，因此单端 E 类功率放大电路容易导致损耗增加和波形失真，同时只有一个晶体管需要不断经受较大的 dv/dt ，容易造成晶体管损坏。

2.2. 推挽式 E 类放大电路分析

基于 2.1 节对传统 E 类放大电路的分析，我们需要的是一种能够在较宽负载范围内实现 ZVS 的电路，并且需要保证输出的失真度小，高次谐波少。首先我们进行推挽式 E 类放大电路的偶次谐波分析。当电路工作在最佳负载阻抗下时，其输出波形满足奇谐函数。奇谐函数满足式(5)

$$f(t) = -f\left(t \pm \frac{T}{2}\right) \quad (5)$$

$f(t)$ 的傅里叶级数展为式(6)

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (6)$$

计算其中的 a_n 可得

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cos n\omega t dt \\ = \frac{2}{T} \left[\int_0^{\frac{T}{2}} f(t) \cos n\omega t dt + \int_{-\frac{T}{2}}^0 f(t) \cos n\omega t dt \right] \quad (7)$$

令式(7)中

$$\int_0^{\frac{T}{2}} f(t) \cos n\omega t dt = A \quad (8)$$

$$\int_{-\frac{T}{2}}^0 f(t) \cos n\omega t dt = B \quad (9)$$

将 B 化简可得

$$\begin{aligned}
 B &= \int_{-\frac{T}{2}}^0 -f\left(t + \frac{T}{2}\right) \cos n\omega t dt \\
 &= -\int_0^{\frac{T}{2}} f(u) \cos(n\omega u - n\pi) du
 \end{aligned} \tag{10}$$

观察式(9)和(10)易得当 n 为偶数时 $A = -B$, a_n 为 0, 当 n 为奇数时 $A = B$, a_n 不为 0, 同理 b_n 也是如此, 所以在半波对称的函数中, 其傅里叶展开中只含有基波分量与奇次谐波分量, 不含偶次谐波分量。故推挽式 E 类功率放大器可以提高输出波形的品质, 减少其中的高次谐波分量, 偶次谐波分量可以忽略不计。又因为其为推挽输出, 其晶体管上的电压应力减小到原来的一半, 功率提高为原来的四倍。

推挽式 E 类放大电路拓扑如图 2 所示，电路的主体仍然是 LCR 谐振，与单端 E 类拓扑相比较推挽式 E 类包含两个对称的 MOSFET 开关。推挽式 E 类功率放大电路通过 LCR 串并联谐振电路将直流电压源的能量转换成交流能量，其中 R 为输出负载，采用参数一致的并联电容 $C1$ 和 $C2$ 、MOSFET $Q1$ 和 $Q2$ 、扼流圈 $Lf1$ 和 $Lf2$ 使电路具有高度对称性。

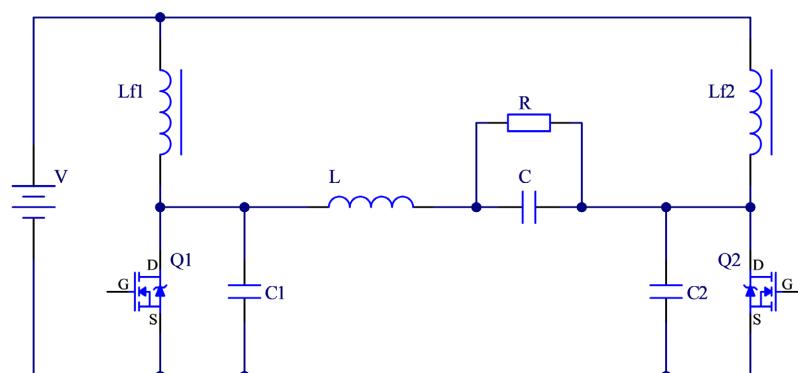


Figure 2. Push-pull Class E RF power amplifier circuit
图 2. 推挽式 E 类射频功率放大电路

电路工作的状态可以等效为以下三种状态,如图3所示,其中*i_L*是谐振电感电流;*i₁*、*i₂*是MOSFET和扼流圈的等效电流源。当Q1截止Q2导通时,等效电路如图3(a)所示;当Q1导通Q2截止时,等效电路如图3(b)所示;当电路一端的MOSFET导通而另一端的体二极管导通时,等效电路如图3(c)所示,此时仍能形成谐振电路的电流回路。

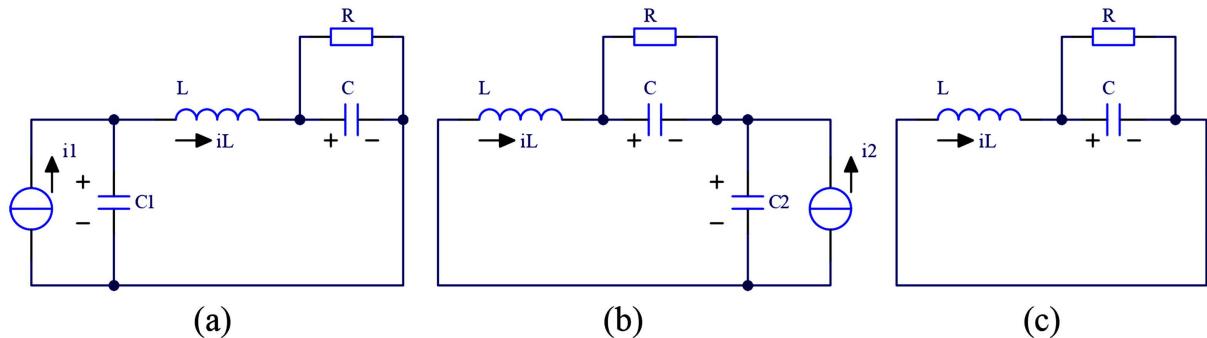


Figure 3. The circuit has three operating states. (a) Equivalent circuit 1; (b) Equivalent circuit 2; (c) Equivalent circuit 3
 图3. 电路三种工作状态。(a) 等效电路1; (b) 等效电路2; (c) 等效电路3

接下来对电路中各个元器件的参数进行定性分析[10],分析过程是在以下假设条件下进行的:

- 1) 扼流电感很大,与输入源构成一个无交流分量的直流源;
- 2) 所有的元器件都为理想元器件,LCR电路的系统Q值要足够高,使得流经谐振电路的电流波形为正弦波;
- 3) 开关管驱动信号占空比为50%;

由于电路有高度对称性,所以在设计参数时只需计算一端的元器件参数即可,当电路工作在零电压开启状态时,流过并联电容C1的电流为:

$$i_{c1}(t) = \begin{cases} i_1 - i_L(t), & -T/2 \leq x < 0 \\ 0, & 0 \leq x < T/2 \end{cases} \quad (11)$$

并联电容两端的电压为流向其电流的积分,即:

$$v_{c1}(t) = \frac{1}{C_1} \int i_{c1}(t) dt \quad (12)$$

将式(11)代入式(12),得并联电容电压如下:

$$v_{c1}(t) = \begin{cases} \frac{1}{\omega C_1} [i_1(\omega t + \pi) + i_L(\cos \omega t + \cos \varphi)], & -T/2 \leq x < 0 \\ 0, & 0 \leq x < T/2 \end{cases} \quad (13)$$

射频功率放大电路零电压开启和零电流关断,得到以下边界条件:

$$\begin{cases} v_{c1}(t) = 0, & t = 0 \\ i_{c1}(t) = 0, & t = 0 \end{cases} \quad (14)$$

将边界条件代入式(11)和式(14),得到以下公式:

$$-i_L \cos \varphi = \frac{\pi \times i_1}{2} \quad (15)$$

$$i_L \sin \varphi = i_1 \quad (16)$$

合并公式, 得:

$$-\frac{\pi}{2} \tan \varphi = 1 \quad (17)$$

基于以上分析, 可得出谐振电感电流 i_L 与等效电流源 i_1 的幅频及相频关系, 如下:

$$\left(\frac{i_L}{i_1}\right)^2(\omega) = \left(\frac{4}{\pi}\right)^2 \frac{\left[(Q_L \omega)^2 + \omega^2\right]\left(\omega_0^2 - \omega_1^2\right)}{\left[\omega Q_L (\omega^2 - \omega_1^2)\right]^2 + \left[\omega_0 (\omega^2 - \omega_1^2 + \omega_0^2)\right]^2} \quad (18)$$

$$\tan(\varphi(\omega)) = \frac{Q_L \omega \omega_0^3}{\omega^2 \omega^2 (\omega^2 - \omega_1^2) + \omega_0^2 (\omega^2 - \omega_1^2 + \omega_0^2)} \quad (19)$$

其中, Z_0 、 Q_L 、 ω_0 、 ω_1 分别如下:

$$\begin{cases} Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \\ Q_L = \omega_0 CR \\ \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \\ \omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L \frac{CC_1}{C+C_1}}} \end{cases} \quad (20)$$

谐振电路参数分别如下:

$$\begin{cases} L = \frac{Z_0}{\omega_0} \\ C = \frac{1}{\omega_0 Z_0} \\ C_1 = \frac{1}{\omega_0 Z_0 \left[\left(\frac{\omega_1}{\omega_0} \right)^2 - 1 \right]} \\ R = Q_L Z_0 \end{cases} \quad (21)$$

3. 设计及仿真

3.1. 参数设计

根据 2.2 节对电路参数的分析进行实例设计。电路输出频率 $f = 4 \text{ MHz}$, 特征阻抗 $R = 100 \Omega$, 品质因素 $Q_L = 1.9$, 电路的输出功率范围在 30~120 W 之间, 参考式(20)、式(21)的计算得到表 1 所示的元器件参数值。

由于在实际应用场合, 负载往往会发生变化, 因此为了应对电路能够在较宽负载下仍能保证低谐波输出, 在表 1 的参数基础上对电路参数进行一定的微调。值得说明的是, 为应对 4 MHz 下的高频应用, 应选择 t_r 和 t_f 时间短的开关管。同时尽可能选用带有开尔文源极的开关管, 降低电路工作时的开关损耗。

Table 1. Circuit simulation parameter
表 1. 电路仿真参数

器件名称	数值
Q_L	1.9
f	4 MHz
R	100Ω
Z_0	52Ω
L	$2 \mu H$
C	1500 pF
C_1	200 pF
L_f	1 mH
P	30~120 W

3.2. 电路仿真

使用 Matlab 软件的 simulink 进行仿真，将计算得到的元器件参数输入仿真模型中，仿真电路模块图如图 4 所示。

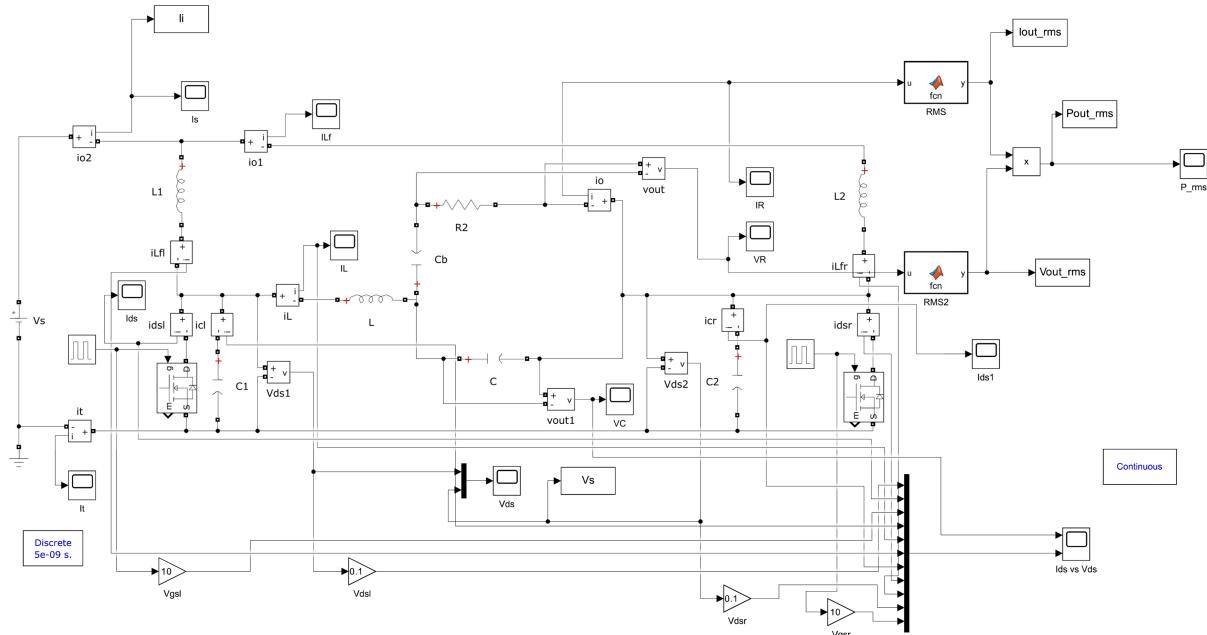


Figure 4. Push-pull Class E RF power amplifier circuit

图 4. 推挽式 E 类射频功率放大电路

在 100Ω 特征阻抗下，推挽式 E 类射频功率放大电路的仿真波形如图 5 所示。由于该电路具有高度对称性，因此在仿真中我们只需关注电路一侧的电压电流波形即可。其中绿色波形是 MOSFET 的栅源极电压波形 V_{gs} ；蓝色波形是 MOSFET 的源漏极电压 V_{ds} ；紫色波形是并联电容 C_1 上的电流波形 I_{c1} ；红色波形是 MOSFET 的漏源极电流波形 Ids 。从图中可以看出，当 MOSFET 栅源极电压 V_{gs} 上升沿开始时，其漏源

极电压 V_{ds} 为零。MOSFET 导通时, 并联电容 C_1 被短路, 整个电路的电流通过 MOS 管形成回路, 此时 MOSFET 的漏源极电流波形 I_{ds} 从零开始增加, 直到 MOSFET 栅源极电压 V_{gs} 下降为 0 时, MOS 管关断, 此时 I_{ds} 从一个较高的值迅速下降至零, 回路电流从 MOS 管转变成并联电容 C_1 , I_{c1} 波形与 I_{ds} 波形构成完整的正弦电流。可以看到当 I_{ds} 下降为零时, MOSFET 的漏源极电压 V_{ds} 开始从零增加, MOSFET 上电压电流波形完美错开, 实现了 MOSFET 零电压开启, 达到了推挽式 E 类射频功率放大电路的最佳状态。由于谐振频率过高, 在 MOS 开始导通时, I_{c1} 与 I_{ds} 都会产生一定程度的振铃, 其震荡幅度与 MOS 管体二极管的电阻参数以及实际电路的板的寄生参数有关, 通过调节上述数值可以有效减小其影响。

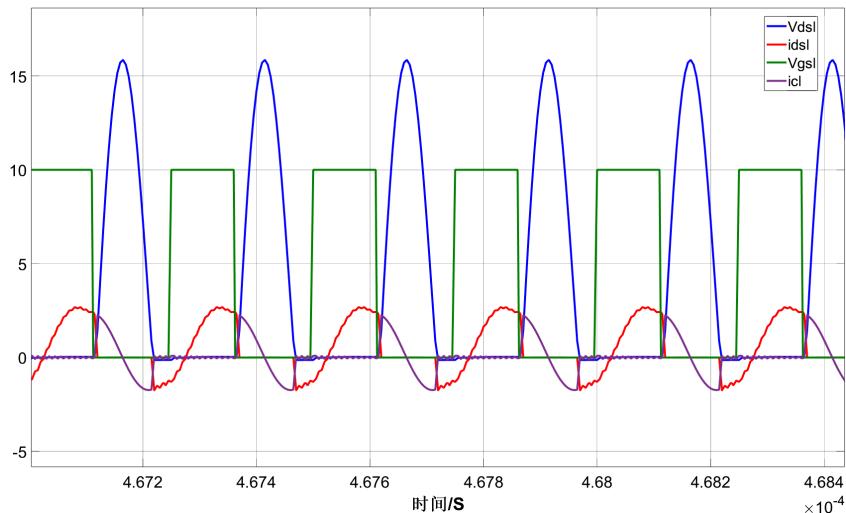


Figure 5. Simulation results of push-pull Class E power amplifier circuit
图 5. 推挽式 E 类功率放大电路仿真结果

图 6 为推挽式 E 类功率放大电路的仿真输出, 从图 6 中可以看出仿真输出波形为完美的 4 MHz 频率的正弦波信号, 取输出波形的 1000 个周期信号进行 FFT-Analysis 频率分析, 分析结果如图 7 所示, 整个输出的频率分量基本集中在 4MHz 频率处, 在其他频率点的分量几乎可以忽略不计, 做到了低谐波、低失真的输出要求。

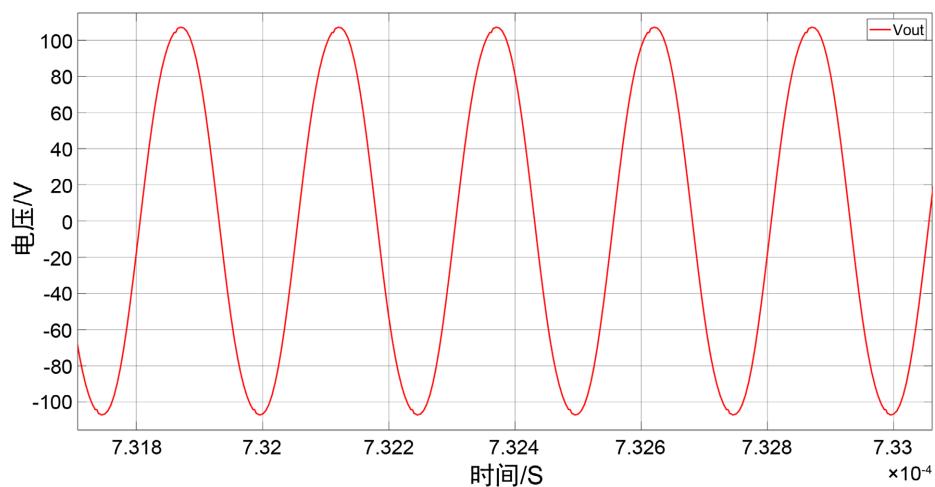


Figure 6. Circuit simulation output waveform
图 6. 电路仿真输出波形

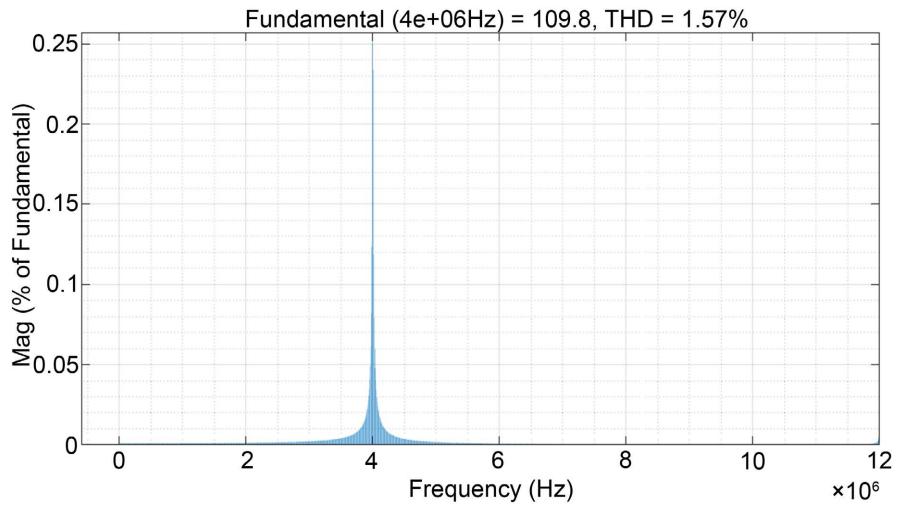
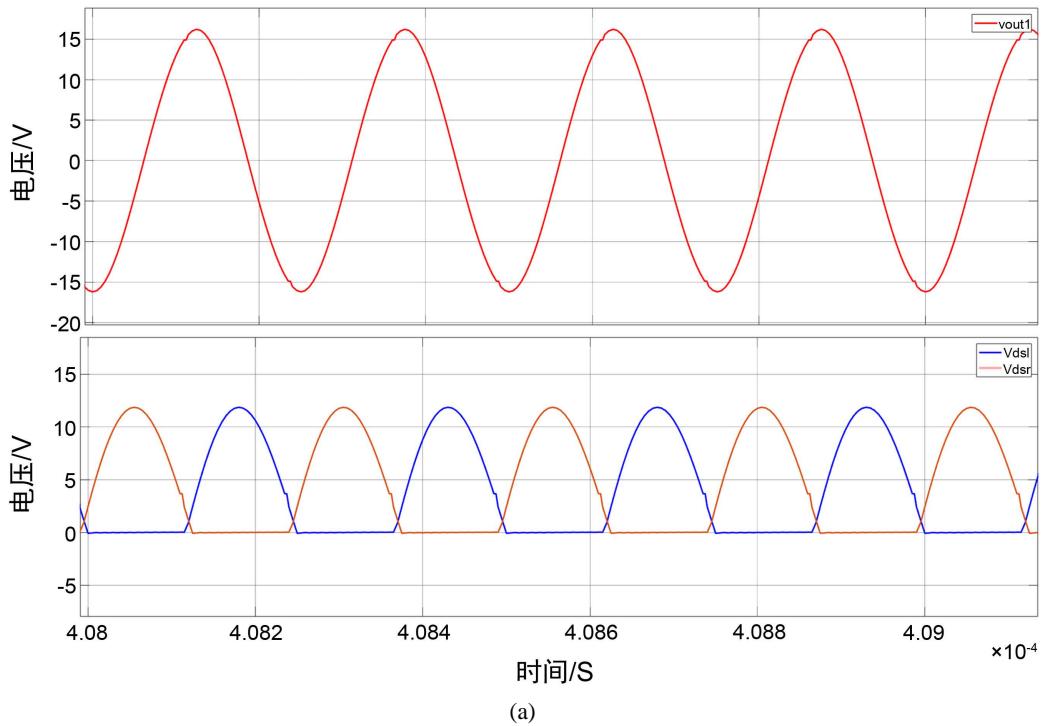


Figure 7. Simulation waveform FFT analysis diagram

图 7. 仿真波形 FFT 分析图

接着通过仿真来评估推挽式 E 类功率放大电路在不同负载下的波形, 图 8(a)~(c)分别是负载为 50Ω 、 100Ω 、 500Ω 下的仿真波形, 其中红色波形为电路的电压输出, 蓝色和橙色波形分别是两个对称开关管的 V_{ds} 波形。在 50Ω 负载下可以看到在其中一个开关管的电压还未下降为零时, 另一端开关管已经开始关断, 两个开关管波形出现重叠部分, 开始出现开关损耗; 在 100Ω 负载下, 电路工作在完美的零电压开启状态, 电路效率最高; 在 500Ω 负载下, 在一端开关管导通之前并联电容电压 V_{c1} 就已经下降到零, 此时谐振电感为了保持自身电流不变将使 MOSFET 的体二极管导通从而形成续流通路, MOSFET 的漏源极电压 V_{ds} 变为负的体二极管的导通压降直至另一端开关管导通。观察三种负载下的电压输出波形, 均保持为完美的正弦波形。



(a)

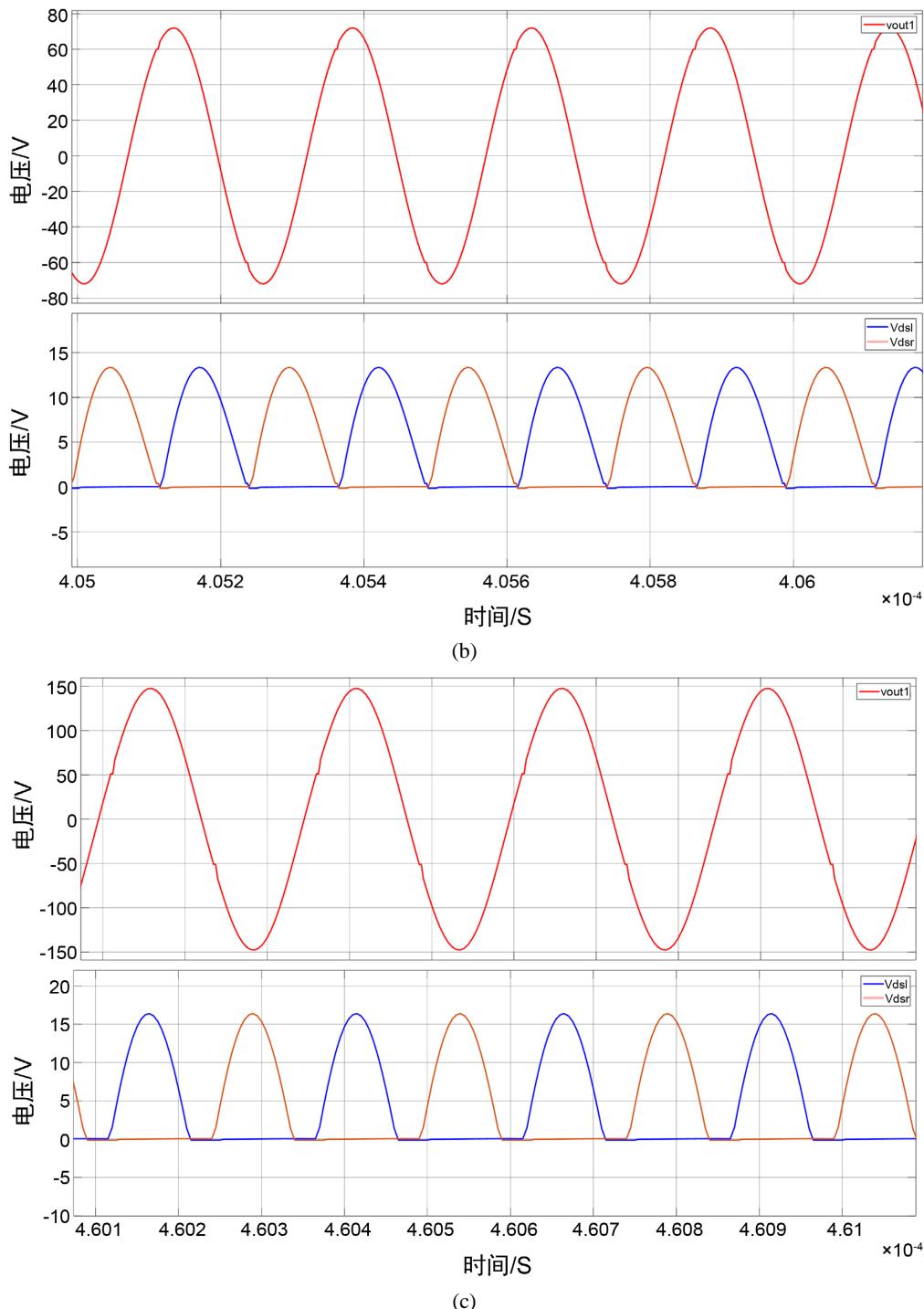


Figure 8. Circuit simulation waveform under different loads. (a) Small load 50Ω simulation waveforms; (b) Characteristic load 100Ω simulation waveform; (c) Large load 500Ω simulation waveform

图 8. 不同负载下的电路仿真波形。(a) 小负载 50Ω 仿真波形; (b) 特征负载 100Ω 仿真波形; (c) 大负载 500Ω 仿真波形

4. 电路验证

参照仿真参数进行实际电路搭建。在实际的电路设计中为了减小电路板寄生参数对电路的影响，在

PCB 设计中应注意布局的对称性, 同时尽可能地减少环路面积。实际电路同样在 50Ω 、 100Ω 、 500Ω 的负载下进行测试, 观察波形如图 9(a)~(c)所示, 其中黄色波形和蓝色波形是电路工作时两个开关管的 V_{ds} 波形, 绿色波形为电路的输出波形。从两路 V_{ds} 波形可以看出, 在三种负载下, 电路均能基本保证零电压开启。使用型号为 TeKtronix TPS2024B 的隔离示波器进行输出波形 FFT 分析, 将输出波形转换为幅频特性曲线, 可以看出三种负载下该电路的输出能量全部集中在 4 MHz 频率, 接着对输出二倍频, 三倍频分量进行测量。在 50Ω 负载下二倍频谐波含量为 -9.79 dB , 三倍频谐波含量为 -8.19 dB ; 在 100Ω 负载下二倍频谐波含量为 -15 dB , 三倍频谐波含量为 -13 dB ; 在 500Ω 负载下二倍频谐波含量为 -13.4 dB , 三倍频谐波含量为 -11.4 dB 。说明此设计下的推挽式 E 类放大电路在较宽负载下均能保证低谐波, 低失真的输出。

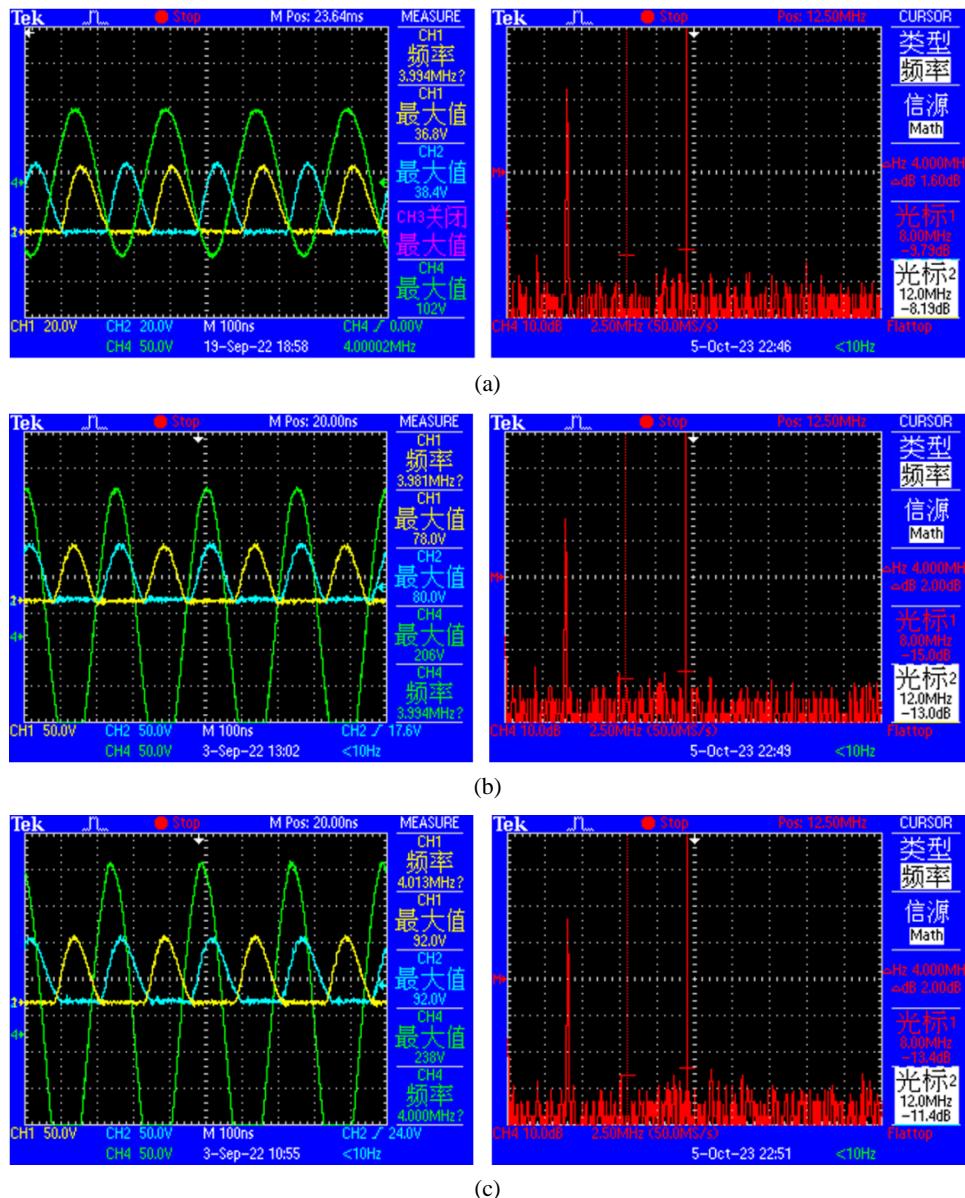


Figure 9. Actual output of push-pull Class E RF power amplifier circuit. (a) Actual waveform with 50Ω load; (b) Actual waveform with 100Ω load; (c) Actual waveform with 500Ω load

图 9. 推挽式 E 类射频功率放大电路实际输出。(a) 负载 50Ω 实际波形; (b) 负载 100Ω 实际波形; (c) 负载 500Ω 实际波形

最后,对推挽式的E类放大电路进行50~500 Ω 阻抗范围的效率评估。从实际电路中测量的效率均能保证为80%以上,损耗主要集中在磁性元件的加热和开关的导通电阻上。

5. 结论

本文在分析E类功率放大器基本结构的基础上,详细研究了一种应用于MHz级别的推挽式E类功率放大电路,并定量分析了推挽式E类功率放大电路的相关公式。使用Matlab软件的simulink进行了电路仿真,详细分析了该电路在不同负载下的输出谐波情况,同时结合电路搭建,从仿真和实验两个方面验证了电路的正确性。研究得出以下结论:

- 1) 与传统的单端E类功率放大器相比,该推挽式E类电路在MHz频率下能够保持较低的谐波失真。表明该设计具有更好的性能,能有效减少谐波成分。
- 2) 通过优化设计参数,实际电路可以在较宽负载范围内实现零电压开启,能够在不同负载条件下高效工作,并提高功率转换效率。

基金项目

国家自然科学基金(51901137)项目资助。

参考文献

- [1] Matysik, J.T. (2006) A New Method of Integration Control with Instantaneous Current Monitoring for Class D Series-Resonant Converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **53**, 1564-1576. <https://doi.org/10.1109/TIE.2006.882007>
- [2] 储江龙,李玉玲,无接触电能传输系统的高效E类射频功放设计[J]. 电工电能新技术, 2014, 33(4): 6.
- [3] Huang, X., Liu, Z., Li, Q., et al. (2013) Evaluation and Application of 600V GaN HEMT in Cascode Structure. 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Long Beach, 17-21 March 2013, 1279-1286. <https://doi.org/10.1109/APEC.2013.6520464>
- [4] Sugino, M. and Masamura, T. (2017) The Wireless Power Transfer Systems Using the Class E Push-Pull Inverter for Industrial Robots. 2017 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC), Taipei, 10-12 May 2017, 1-3. <https://doi.org/10.1109/WPT.2017.7953901>
- [5] Hasani, J.Y. and Kamarei, M. (2008) Analysis and Optimum design of a Class-E RF Power Amplifier. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, **55**, 1759-1768. <https://doi.org/10.1109/TCSI.2008.916703>
- [6] 邵琪,刘浩,方学林,等. 高效E类功率放大电路的建模与优化[J]. 电力电子技术, 2016, 50(2): 84-86.
- [7] Rosu, I. (2008) RF Power Amplifiers. *Circuit Design for Rf Transceivers*, **1**, 145-184.
- [8] Yang, T.L., Zhao, C.Y. and Chen, D.Y. (2010) Feedback Analysis of Transcutaneous Energy Transmission with a Variable Load Parameter. *ETRI Journal*, **32**, 548-554. <https://doi.org/10.4218/etrij.10.0109.0553>
- [9] Ahmadi, M.M., Pezeshkpour, S. and Kabirkhoo, Z. (2022) A High-Efficiency ASK-Modulated Class-E Power and Data Transmitter for Medical Implant. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **37**, 1090-1101. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2021.3092829>
- [10] Saito, S., Mita, S., Onishi, H., et al. (2019) Frequency-Controlled Resonant Converter with Push-Pull Class-E Inverter. 2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 17-21 March 2019, Anaheim, 1635-1640. <https://doi.org/10.1109/APEC.2019.8721884>