DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.9.22 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

用于电磁轴承驱动的软开关功率放大器

黄志勇(中国电源学会学生会员)，陈亮亮(中国电源学会会员)，
靳晓光(中国电源学会会员)，伍家驹，王 华
(南昌航空大学信息工程学院，南昌 330063)

摘要：传统的电磁轴承功率放大器通常采用电路结构简单、实用性较高的硬开关电路拓扑，但存在开关管的开关损耗大、易过热损坏的问题，同时限制了其在更高工作频率场景的使用，且在较高母线电压、较高开关频率条件下，会产生严重的电磁噪声。针对硬开关功率放大器在工作中存在的各种缺陷，提出一种适用于电磁轴承系统的软开关功率放大器，并详细分析了其电路拓扑的工作原理。通过仿真和实验进行对比分析，结果表明，该拓扑在满足功率放大器基本性能要求的情况下，能降低开关损耗，抑制高频工作状态下的电磁噪声，提高系统的工作效率。

关键词：电磁轴承；功率放大器；软开关；开关损耗

Soft Switching Power Amplifier for Electromagnetic Bearing Drive

HUANG Zhiyong, *Student Member*, *CPSS*, CHEN Liangliang, *Member*, *CPSS*,
JIN Xiaoguang, *Member*, *CPSS*, WU Jiaju, WANG Hua
(College of Information Engineering, Nanchang Hangkong University, Nanchang 330063, China)

Abstract: The traditional electromagnetic bearing power amplifier usually adopts the hard switching circuit topology with simple circuit structure and high practicability, but it has the problems of large switching loss and easy overheating damage of the switch tube, which limits the use scenarios at higher operating frequencies, and will produce serious electromagnetic noise at higher bus voltage and higher switching frequency. Aiming at the defects of hard switching power amplifier in operation, a soft switching power amplifier suitable for electromagnetic bearing system is proposed, and the working principle of the circuit topology is analyzed in detail. Through the comparative analysis of simulation and experiment, the results show that the topology can reduce the switching loss, reduce the electromagnetic noise in the high frequency working state and improve the working efficiency of the system under the condition of meeting the basic performance requirements of the power amplifier.

Keywords: Electromagnetic bearing; power amplifier; soft switching; switching loss

主动电磁轴承具有高转速、长寿命、无磨损等优点[1]，广泛应用于飞轮储能、高速离心机和离心压缩机等领域[2-4]。功率放大器是电磁轴承系统中的重要组成部分，电磁轴承系统要求功率放大器具有足够的工作带宽、快速的响应能力和尽量小的纹波[5]。

现有的功率放大器相关技术发展较为成熟，实用性也得到了验证，但其结构实际上陷入了发展瓶颈。例如，系统中电力电子器件易发生故障，是系统中稳定性较为薄弱的环节[6-7]；开关管工作在硬开关条件下，会存在系统整体效率不高、开关管易损坏和使用寿命短等问题。开关管在状态切换过程中，漏源两端电压与流过的电流会产生一部分重叠

收稿日期：2024-12-04；**修回日期**：2025-01-07，2025-02-09；
录用日期：2025-03-02；**网络首发日期**：2025-03-31
基金项目：国家自然科学基金资助项目(12062014, 51967015)；
江西省自然科学基金资助项目(20202BABL204048)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grants 12062014 and 51967015; the Jiangxi Provincial Natural Science Foundation under the grant 20202BABL204048

区域，该区域即代表开关管导通或关断损耗。为了提高系统的电能使用效率，可采用软开关技术来降低功率放大器中的开关损耗，从而提高系统效率[8-9]。其中，实现软开关控制的辅助电路不能太复杂，以免产生较大的附加损耗[10]。

文献[11]在三相半桥拓扑的基础上提出了改进方法，通过公共相桥臂来控制电磁线圈电流，从而减少电力电子器件，并提升系统的效率；文献[12-13]提出了一种并联谐振电路的拓扑，在主开关管开通前开通谐振电路的开关管，使开关管并联电容两端电压降至 0，从而实现软开关切换，其缺点是引入了不同类型的开关管，且线圈输出电流的控制精度较低；文献[14]提出了一种并联谐振软开关功率放大器的电路拓扑，使所有开关管均工作在零电压开关的条件下，降低了开关损耗，但其拓扑结构较为复杂、控制难度较大；文献[15]提出了一种通过控制前置电路使直流母线电压降为 0 的软开关功率放大器电路拓扑，能使开关管在零电压条件下完成状态切换，但母线电压维持为 0 的时间过短，对开关管驱动信号的准确性要求更高；文献[16]提出了一种新型空间矢量脉宽调制方法，应用于逆变器辅助换相电路中，令所有开关管均工作在软开关条件下，降低了电路的开关损耗。

本文提出了一种用于电磁轴承驱动的软开关功率放大器结构，其中辅助电路结构简单且易于控制；分析了其电路拓扑的工作原理和控制思路；最后通过仿真和实验对比分析，验证了所提理论的正确性和方法的可行性。

1　软开关功率放大器的设计

软开关技术通常应用于高效的电力转换系统，尤其是需要高频工作、低损耗的场景，也可应用在电磁轴承功率放大器中。通过加入电感或电容等无源器件，在功率开关管状态切换时使电压或电流在零点附近谐振，从而实现零电压/零电流切换，减少开关损耗和电磁干扰，提高系统效率。

1.1　电路拓扑

谐振直流环节软开关逆变器因其简单且实用的电路拓扑设计，已经在过去十多年里取得了显著的技术进展。典型的电路拓扑结构有有源钳位谐振逆变器和并联谐振逆变器[16]等。通过对比分析，本文提出一种适用于功率放大器的并联谐振软开关拓扑，在传统硬开关功率放大器的全桥电路基础上，增加了一级辅助谐振电路。该电路拓扑的优点是较为简单且易于实现，谐振可以在任何时刻进行，母线电压谐振到零电压的时间可控。具体电路结构如图 1 所示，图中：E 为直流电源电压；VD_1、VD_2 为续流二极管；S_1、S_2 为辅助开关管；u_{S_1} 为 S_1 开关管漏源两端压差；L_1、L_2 为谐振电感；i_{L_1}、i_{L_2} 分别为流过 L_1 和 L_2 的电流；C_r 为谐振电容；u_{C_r} 为谐振电容两端电压；Q_1、Q_2 为功率全桥电路主开关管；D_1~D_4 为并联二极管；C_1~C_4 为并联电容；L 为负载电感；i_L 为负载电流；R_L 为负载电感的等效电阻。

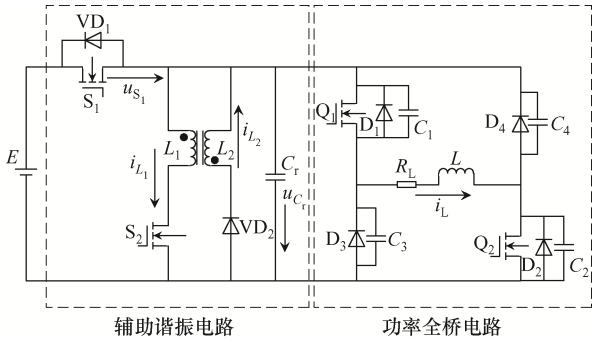


图 1　软开关功率放大器电路拓扑

Fig. 1 Topology of soft switching power amplifier circuit

1.2　工作原理分析

为简化分析，假设：①所有元器件均在理想工作条件下运行；②L_1 和 L_2 远小于 L，i_L 在充放电回路切换瞬间视为恒定值 I_o，且电流方向不变，电流幅值由全桥电路中开关管的占空比决定。其中流过 L、L_1、L_2 和 C_r 等的电流与电压参考方向均以图 1 的箭头方向为准。

软开关功率放大器在每个开关周期内可划分出 8 个不同的工作模态，每个模态的波形如图 2 所示，每个模态的电路如图 3 所示。设计的目标是使

u_{C_r} 产生零电压凹槽，且该凹槽的持续时间需超过逆变器的死区时间，本设计中要求为约 5 μs。图 2 中：I_{set} 为电流设定值；I_o 为负载电流；I_m 为 I_{L_1} 的最大值；I_{L_1}、I_{L_2} 分别为 t_3~t_5 时段 i_{L_1}、i_{L_2} 对应的电流；I_2 为 t_6 时刻 i_{L_2} 对应的电流；n 为 L_2 与 L_1 的匝数比；i_{S_1} 为流过 S_1 的电流；i_{VD_1} 为流过 VD_1 的电流；u_{S_2} 为 S_2 两端电压；G_{S_1}、G_{S_2} 分别为 S_1、S_2 的栅极驱动信号；G_{Q_1}、G_{Q_2} 分别为 Q_1、Q_2 的栅极驱动信号。

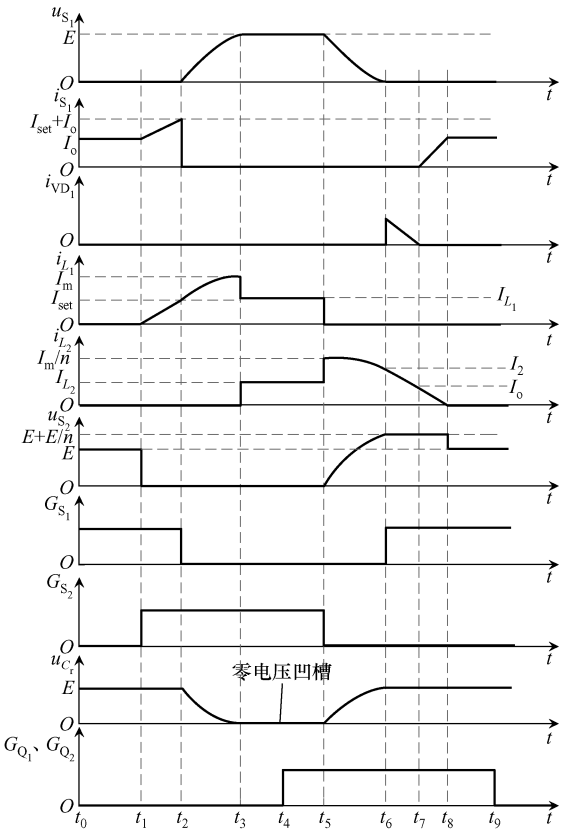


图 2 软开关功率放大器的工作波形

Fig. 2 Working waveforms of soft switching power amplifier

工作模态 1[t_0, t_1)：初始状态时，S_1 为导通状态，直流电源流经 S_1 向后级的桥式电路传输电能。

工作模态 2[t_1, t_2)：令 S_2 在 t_1 时刻导通，因为 i_{L_1} 不能突变，所以 S_2 两端的电流上升率较小，可近似认为实现了零电流导通。S_2 导通后，L_1 两端承受的电压为 E，此时 L_1 开始充电，i_{L_1} 线性增大。到 t_2 时刻，i_{L_1} 增大到电流设定值 I_{set}，此时模态 2 结束。本模态中，在 S_2 导通瞬间，其电流上升率为

$$\left.\frac{\mathrm{d}i_{S_2}}{\mathrm{d}t}\right|_{t=t_0}=\frac{E}{L_1} \tag{1}$$

式中，i_{S_2} 为流过 S_2 的电流。

工作模态 3[t_2, t_3)：在 t_2 时刻，将 S_1 关断，因为 C_r 两端的电压不能突变，所以 S_1 在关断瞬间漏源两端电压的变化率较小，可近似认为实现了零电压关断。S_1 关断后，L_1 与 C_r 开始谐振，C_r 开始放电，L_1 继续被充电。到 t_3 时刻，u_{C_r} 减小至 0，i_{L_1} 达到最大值 I_m，此时模态 3 结束。在 t_2 时刻，S_1 漏源两端的电压变化率为

$$\left.\frac{\mathrm{d}u_{S_1}}{\mathrm{d}t}\right|_{t=t_2}=\frac{I_{set}+I_o}{C_r} \tag{2}$$

本模态中，u_{C_r} 和 i_{L_1} 的表达式分别为

$$u_{C_r}(t)=E\cos[\omega_{r1}(t-t_2)]-(I_{set}+I_o)Z_{r1}\sin[\omega_{r1}(t-t_2)] \tag{3}$$

$$i_{L_1}(t)=\frac{E}{Z_{r1}}\sin[\omega_{r1}(t-t_2)]+(I_{set}+I_o)\cdot\cos[\omega_{r1}(t-t_2)]-I_o \tag{4}$$

式中：ω_{r1} 为谐振角频率，$\omega_{r1}=\dfrac{1}{\sqrt{L_1C_r}}$；$Z_{r1}$ 为谐振阻抗，$Z_{r1}=\sqrt{\dfrac{L_1}{C_r}}$。

工作模态 4[t_3, t_5)：在 t_3 时刻，u_{C_r} 减小至 0，VD_2 开始导通。此时，i_{L_1} 从最大值 I_m 突变为 I_{L_1}，i_{L_2} 从 0 突变为 I_{L_2}，然后 i_{L_1} 维持在 I_{L_1}，i_{L_2} 维持在 I_{L_2}。因为 S_2 的导通压降 U_{S_2on} 和 VD_2 的导通压降 U_{VD_2on} 均较小，相比于 48 V 的直流母线电压 E，可以忽略不计，所以在本模态中认为 u_{C_r} 近似为 0。本模态中，Q_1 和 Q_2 可以在漏源两端电压近似为 0 的条件下，即在 t_4 时刻完成状态切换，实现零电压导通；u_{C_r} 的零电压凹槽维持时间可以根据实际需要进行灵活调整，与 L_1、L_2、C_r 和 L 的输出电流无关；I_{L_1} 和 I_{L_2} 可分别表示为

$$I_{L_1}=\frac{I_m-nI_o}{1+n} \tag{5}$$

$$I_{L_2}=\frac{I_m+I_o}{1+n} \tag{6}$$

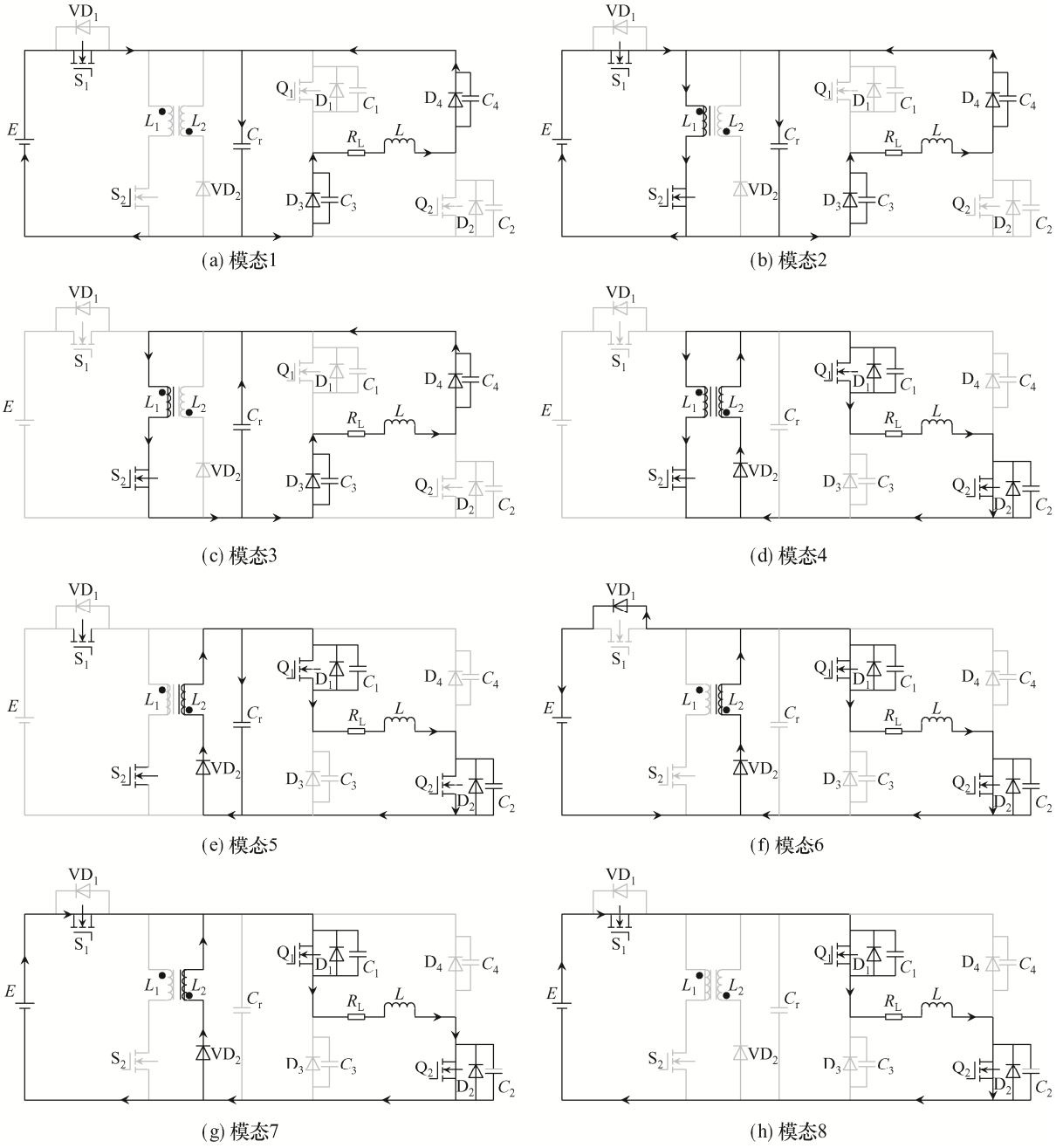


图 3　8 个工作模态的电路

Fig. 3 Circuit of eight working modes

工作模态 5[t_5, t_6)：在 t_5 时刻，关断 S_2，因为 C_r 两端的电压不能突变，所以 S_2 在关断瞬间漏源两端电压的变化率较小，可近似认为实现了零电压关断。在 S_2 关断瞬间，i_{L_2} 从 I_{L_2} 突变为 I_m/n。之后，L_2 与 C_r 开始谐振，L_2 开始放电，i_{L_2} 逐渐减小；C_r 被充电，u_{C_r} 从 0 逐渐增大。同时 L_2 向桥式电路的负载电感放电，流过 L 的电流逐渐增大。到 t_6 时刻，i_{L_2} 减小到 I_2，u_{C_r} 则增大到 E，此时模态 5 结束。在 t_5 时刻，S_2 漏源两端的电压变化率为

$$\left.\frac{\mathrm{d}u_{S_2}}{\mathrm{d}t}\right|_{t=t_5}=\frac{I_m/n-I_o}{C_r} \tag{7}$$

本模态中，u_{C_r} 和 i_{L_2} 的表达式分别为

$$u_{C_r}(t)=\frac{Z_{r2}(I_m-nI_o)\sin[\omega_{r2}(t-t_5)]}{n} \tag{8}$$

$$i_{L_2}(t)=\left(\frac{I_{\mathrm{m}}}{n}-I_{\mathrm{o}}\right)\cos[\omega_{\mathrm{r2}}(t-t_5)]+I_{\mathrm{o}} \tag{9}$$

式中：Z_{r2} 为谐振阻抗，$Z_{\mathrm{r2}}=nZ_{\mathrm{r1}}=\sqrt{\frac{L_2}{C_{\mathrm{r}}}}$；$\omega_{\mathrm{r2}}$ 为谐振角频率，$\omega_{\mathrm{r2}}=\frac{\omega_{\mathrm{r1}}}{n}=\frac{1}{\sqrt{L_2C_{\mathrm{r}}}}$。

工作模态 6[t_6, t_7)：在 t_6 时刻，与 S_1 并联的 VD_1 开始导通，此时开通 S_1，S_1 则近似实现了零电压导通。VD_1 导通后，L_2 两端电压等于 E，i_{L_2} 从 I_2 线性减小，其中 I_{a} 为 t_6 时刻流过 L_2 的电流。到 t_7 时刻，i_{L_2} 减小到 I_{o}，此时 VD_1 截止，模态 6 结束。本模态中，i_{L_2} 的表达式为

$$i_{L_2}(t)=I_2-\frac{E}{L_2}(t-t_6) \tag{10}$$

式中，$I_2=I_{\mathrm{o}}+\frac{\sqrt{(I_{\mathrm{m}}-nI_{\mathrm{o}})^2Z_{\mathrm{r2}}^2-E^2}}{nZ_{\mathrm{r2}}}$。

工作模态 7[t_7, t_8)：在 t_7 时刻，S_1 开始导通，i_{L_2} 继续线性减小。在 t_8 时刻，当 i_{L_2} 线性减小至 0 时，模态 7 结束。本模态中，i_{L_2} 的表达式为

$$i_{L_2}(t)=I_{\mathrm{o}}-\frac{E}{L_2}(t-t_7) \tag{11}$$

工作模态 8[t_8, t_9]：到 t_8 时刻，辅助谐振电路已经完成了 1 个开关周期内的全部工作，i_{L_1} 和 i_{L_2} 均回到初始值，$u_{C_{\mathrm{r}}}$ 维持在 E。在本模态中，Q_1 和 Q_2 均为导通状态，流过 L 的电流持续增大。在 t_9 时刻，关断 Q_1 和 Q_2，因为 C_1 和 C_2 两端电压不能突变，所以近似地认为 Q_1 和 Q_2 实现了零电压关断。

1.3 关键参数的选择

在设计软开关功率放大器的辅助谐振电路时，关键参数的选择对系统性能至关重要。接下来，将从 3 个方面详细讨论如何合理选取辅助谐振电路的关键参数，如 C_{r}、n、L_1、L_2 等。

(1)为了使 S_1 和 S_2 在关断时刻的电压上升率尽可能小，实现零电压关断，I_{set}、L_1 和 C_{r} 的选取要满足 S_1 和 S_2 电压上升率不大于允许值这一条件。

(2)为了使 Q_1 和 Q_2 在零电压条件下导通，I_{set}、L_1 和 C_{r} 的选取必须让直流母线电压减小到 0。依据式(3)，这 3 个参数的选取应满足

$$I_{\mathrm{set}}\geqslant\frac{E}{Z_{\mathrm{r1}}}-I_{\mathrm{o}} \tag{12}$$

(3)为了使 S_1 实现零电压导通，I_{set}、L_1、C_{r} 和 n 的选取应保证直流母线电压在谐振过程中能够回升到电源电压。依据式(8)，这 4 个参数的选取应满足

$$I_{\mathrm{set}}\geqslant\sqrt{\left[\frac{E}{Z_{\mathrm{r1}}}+(n+1)I_{\mathrm{o}}\right]^2-\left(\frac{E}{Z_{\mathrm{r1}}}\right)^2}-I_{\mathrm{o}} \tag{13}$$

综合考虑上述 3 个条件，最终选取的参数为 I_{set}=10 A、L_1=50 μH、C_{r}=200 pF、n=1。整个电路拓扑中所有开关器件均实现了软开关状态切换，可有效降低开关过程中的能量损失，提升系统效率，并减小热量生成和器件磨损。

1.4 工作带宽

电磁轴承开关功率放大器的工作带宽是衡量其性能的关键指标，直接影响系统的稳定性和响应速度。其工作带宽受多个因素的影响，以下是 2 个主要因素。

(1)开关频率是决定带宽的一个关键因素，高开关频率能够提高带宽，但会带来更多开关损耗，从而降低系统效率。通常情况下，开关频率 f_{k} 取值要大于功率放大器上限截止频率，即带宽 f_{c} 的 10 倍，可表示为

$$f_{\mathrm{k}}\geqslant 10f_{\mathrm{c}} \tag{14}$$

本文开关功率放大器设计的工作带宽为 1 kHz，故开关频率取值需要大于 10 kHz。由于本文采用了软开关技术，可以适当提升开关频率，通过后续实验验证，最终选取的开关频率为 50 kHz。

(2)开关功率放大器的带宽体现了电流响应速度，母线电压越高，功率放大器的电流响应速度越快，高母线电压同样能够提高带宽，但会使电流纹波变大。电流响应速度的表达式为

$$\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}=\frac{U_{\mathrm{in}}-2U_{\mathrm{on}}-Ri}{L} \tag{15}$$

式中：i 为线圈电流；U_{in} 为母线电压；U_{on} 为开关管导通压降；R 为线圈的等效电阻。

由于 $U_{\mathrm{in}}>>U_{\mathrm{on}}$，而 R 很小，故可忽略这 2 项。对于一个结构确定的电磁轴承线圈，其等效电感是

确定值，故可以近似认为功率放大器的电流响应速度与母线电压成正比。考虑到电流纹波的约束，本文取 U_{in}=48 V。

2　控制方法

在传统硬开关功率放大器全桥电路控制的基础上，本文还需要对辅助开关管的状态切换进行控制。接下来分别介绍功率全桥电路 2 个主开关管和辅助谐振电路 2 个辅助开关管的控制方法。

2.1　功率全桥电路主开关管的控制

功率全桥电路中采用脉宽调制 PWM(pulse-width modulation)的方式[11]，其原理是将给定信号与反馈信号相减得到误差信号，再经过比例积分 PI(proportional integral)控制器得到类似正弦波的调制波，然后与固定频率和幅值的三角载波进行比较，最终得到开关管所需要的驱动信号。当功率放大器系统中负载电感输出恒定电流时，PWM 波形如图 4 所示，开关频率为 35 kHz。图 4 中，矩形波代表 PWM 信号，正弦波代表 PI 控制模块输出的调制波，锯齿波代表固定频率和幅值的三角载波。当调制波大于三角载波时，输出高电平，即表示开关管处于导通状态；反之，输出低电平，开关管关断。当 PWM 波的高电平占空比大于 50%时，说明 1 个开关周期内负载线圈的充电时间比放电时间长，线圈电流会不断上升；反之，占空比小于 50%时，线圈电流会不断下降。

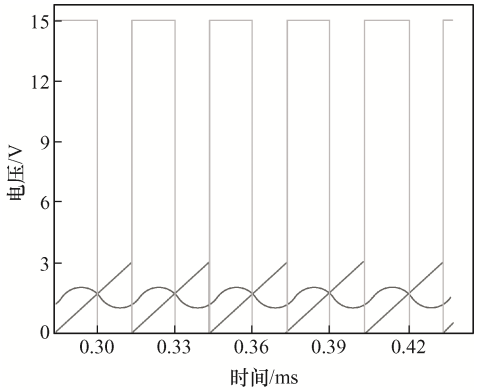


图 4　稳态时的 PWM 波形

Fig. 4 PWM waveforms at steady state

2.2　辅助谐振电路开关管的控制

本文提出了一种软开关功率放大器，其中辅助谐振电路具有结构简单、元器件较少和控制容易的优点。具体辅助谐振电路的逻辑控制如图 5 所示，图中：T_{on} 和 T_{off} 分别为 Q_1 和 Q_2 的导通时间和关断时间。当 Q_1 和 Q_2 需要切换开关状态时，需延迟一定的时间 T_d，目的是使其在零电压凹槽内完成状态切换，从而减小开关损耗。其中 T_d 不是确定值，可以在实验测试中灵活调整。在 t_0 时刻，令 S_2 导通，经过一段时间后，关断 S_1；当 u_{C_r} 下降至 0 时，Q_1 和 Q_2 便可开始导通，此时为零电压开通；当 u_{C_r} 下降至 0 后，经过一段时间，再关断 S_2；当 u_{C_r} 增加到母线电压时，令 S_1 导通。图 5 中的 G_{Q_1} 和 G_{Q_2} 从高电平变为低电平时，由于与 Q_1 和 Q_2 并联的电容两端电压不能突变，所以 Q_1 和 Q_2 也实现了零电压关断。

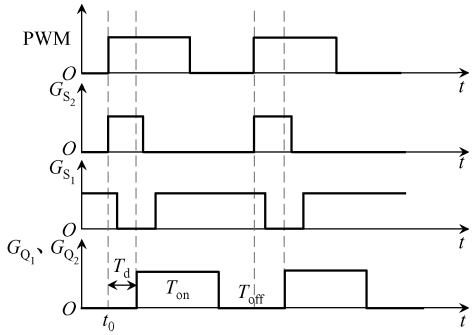


图 5　辅助谐振电路控制时序

Fig. 5 Control timing of auxiliary resonant circuit

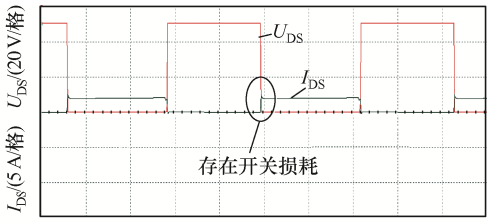
3　仿真与实验

通过仿真分析和实验测试来验证本文所提软开关功率放大器电路的可行性和有效性。其中相关元器件参数为：输入直流母线电压 48 V，电磁线圈最大输出电流 5 A，L_1=50 μH，L_2=50 μH，C_r=200 pF，L=4 mH，开关频率 50 kHz。

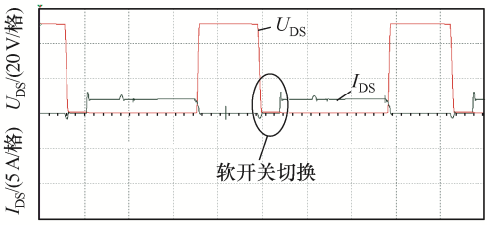
3.1　软开关效果验证

为验证软开关功率放大器的可行性，运用 Multisim 电路仿真软件，通过与硬开关功率放大器中 Q_1 和 Q_2 的工作波形进行对比，说明软开关功率放大器如何降低系统的开关损耗。由于 Q_1 与 Q_2 的

导通或关断均在同一时刻进行，具有相同的开关损耗，为简化分析，这里仅对 Q_1 进行详细分析，如图 6 所示。



(a) 硬开关功率放大器



(b) 软开关功率放大器

图 6 仿真中 Q_1 电流、电压波形对比

Fig. 6 Comparison of current and voltage waveforms of Q_1 in simulation

由图 6(a)可见，硬开关功率放大器中，Q_1 的栅极驱动信号在上升沿时，Q_1 漏源两端电压 U_{DS} 等于母线电压 48 V。由于在实际电路中开关管从关断状态切换为导通状态需要一定时间，一般为 100 ns，此时 U_{DS} 与流过的电流 I_{DS} 会存在一部分重叠区域，该重叠区域则表示开关器件的导通损耗。同理，由于开关管从导通状态切换为关断状态也需要一定时间，一般为 200 ns，该重叠区域则表示开关器件的关断损耗。

由图 6(b)可见，软开关功率放大器中，Q_1 在零电压凹槽条件下导通，此时 U_{DS} 与 I_{DS} 未出现重叠区域，即实现了 Q_1 零电压导通，减小了开关损耗。在 Q_1 关断时，由于并联电容两端电压不能突变，即实现了零电压关断。通过图 6(a)和(b)的对比，可知软开关功率放大器理论上可以减少系统因开关管状态切换带来的电能损耗，提高系统的工作效率。

为进一步验证软开关功率放大器电路的有效性，对制作出的软开关功率放大器的电路板进行测试，实验样机如图 7 所示，具体的实验波形如图 8 所示。由图 8 可见，母线电压出现一段零电压凹槽，即 Q_1 和 Q_2 的漏源两端电压存在一段零电压凹槽，此时令 Q_1 和 Q_2 在零电压条件下完成开关管的状态切换，从而减小开关损耗，与仿真结果一致，证明了本文提出的软开关功率放大器的有效性。



图 7 实验样机

Fig. 7 Experimental prototype

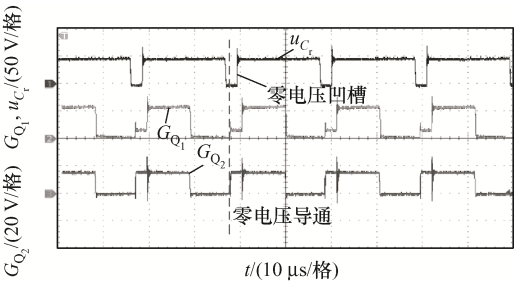


图 8 Q_1 和 Q_2 导通过程的实验波形

Fig. 8 Experimental waveforms of the conduction process of Q_1 and Q_2

3.2 硬开关和软开关功率放大器效率对比

功率放大器的效率可通过流过电磁线圈的输出电流及 48 V 直流电源流出给功率放大器系统的输入电流来反映。具体表达式为

$$\eta = \frac{P_{\text{total}} - P_{\text{loss}}}{P_{\text{total}}} = \frac{U_{\text{in}} I_{\text{in}} - P_{\text{loss}}}{U_{\text{in}} I_{\text{in}}} \tag{16}$$

式中：η 为功率放大器的效率；P_{total} 为功率放大器系统输入的总功率；P_{loss} 为系统的各类损耗，包括开关管状态切换过程产生的损耗、电磁线圈等效电阻产生的损耗、开关管和二极管导通状态下的损耗等；U_{in} 为 48 V 母线电压；I_{in} 为该电源输入给功率放大器的电流。功率放大器系统开关管工作的开关频率越高，则产生的损耗越多，会降低系统的整体效率。

在输出线圈电流相同的情况下，所需输入电流

越小，说明功率放大器系统的效率越高。在开关管工作频率为 50 kHz 的条件下，软开关功率放大器和硬开关功率放大器的效率对比曲线如图 9 所示。由图 9 可见，功率放大器的效率与电磁线圈的输出电流有关，输出电流越大，对应的功率放大器系统效率越高。以输出电流 3 A 为例，本文提出的软开关功率放大器与传统硬开关功率放大器的效率相比，能够提升 10%左右。

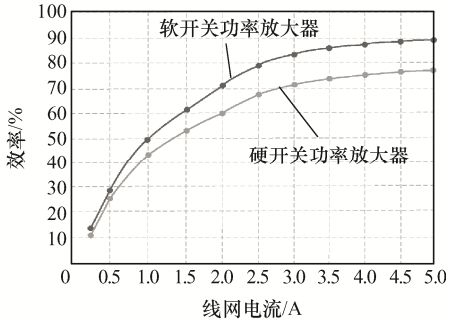


图 9　效率对比曲线

Fig. 9 Efficiency comparison curves

3.3 软开关功率放大器动态性能测试

为进一步研究软开关功率放大器的动态响应特性，验证增加了辅助谐振电路后是否会影响功率放大器系统的动态性能，在本实验中，给定一个 2 V 的直流参考电压 U_{ref}，Q_1 和 Q_2 的开关频率为 50 kHz。软开关功率放大器系统的阶跃响应曲线如图 10 所示。由图 10 可见，软开关功率放大器系统阶跃响应的调节时间约为 2 ms，电磁线圈输出的电流 I_{coil} 稳定在 2 A 左右，其电流纹波的幅值约为 100 mA。表明了系统具有快速的动态响应能力、较小的电流纹波和较低的超调量，能够较好地满足设计要求。

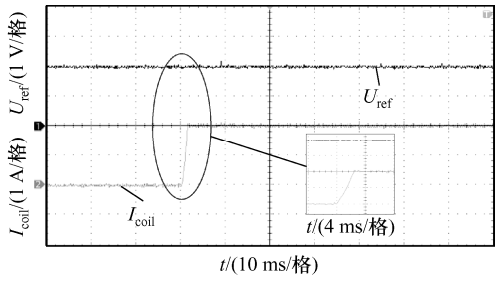


图 10　软开关功率放大器的阶跃响应曲线

Fig. 10 Step response curves of soft switching power amplifier

随着功率放大器开关频率、母线电压的升高，由此产生的高频电磁噪声对系统的干扰愈发严重，甚至可能影响系统的稳定性。当给定参考电压为 200 Hz 的正弦信号、开关管工作频率为 50 kHz 时，电磁线圈输出的电流波形如图 11 所示。

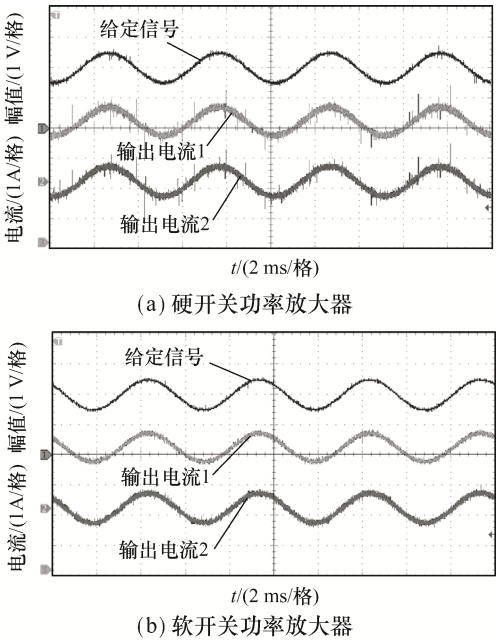


图 11　功率放大器正弦输入条件下的输出曲线对比

Fig. 11 Comparison of output curves of power amplifier under sinusoidal input condition

由图 11(a)可见，传统硬开关功率放大器的输出信号含有大量噪声，输出波形效果不理想；由图11(b)可见，本文提出的软开关功率放大器中开关管工作在较高开关频率条件下，电磁线圈输出的电流波形平滑，线圈电流纹波约为 100 mA，有效抑制了高频电磁干扰。

最后，对功率放大器的工作带宽进行测试，在给定参考电压为 1 kHz 的正弦信号条件下，电磁线圈输出的电流波形如图 12 所示。由图 12 可见，输出电流的幅值未发生衰减，相位无明显滞后，跟踪性能良好。通过多组不同频率正弦信号测试，最终测得功率放大器截止频率约为 1 300 Hz，能够满足电磁轴承对功率放大器工作带宽的要求。

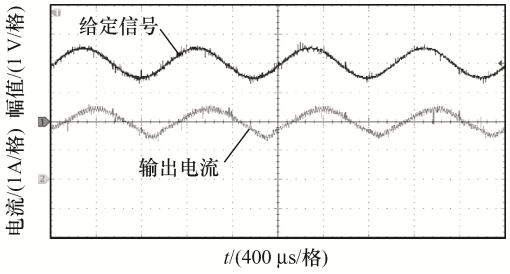


图 12 在给定信号为 1 kHz 正弦波条件下功率放大器的输出曲线

Fig. 12 Output curves of power amplifier with 1 kHz sinusoidal reference signal

4 结论

通过本文的理论分析、仿真和实验测试，可以得到以下 3 点结论。

(1)本文提出了一种用于电磁轴承驱动的软开关功率放大器，其可使功率全桥电路的开关管在母线电压为 0 时开通，有效减少开关损耗，延长开关管的使用寿命。

(2)本文提出的软开关功率放大器与传统硬开关功率放大器相比，其系统的效率更高。在电磁线圈输出电流为 3 A 的情况下，系统效率可提升 10%。

(3)本文提出的软开关功率放大器系统响应时间约为 2 ms，动态性能良好。由于开关管均在零电压条件下完成状态切换，在较高的开关频率下，电磁线圈输出的电流波形平滑，有效抑制了高频电磁噪声。

参考文献：

[1] 吴华春, 龙志强, 周瑾, 等. 磁力轴承: 过去、现在和未来[J]. 轴承, 2024(7): 1-13.
Wu Huachun, Long Zhiqiang, Zhou Jin, et al. Magnetic bearings: Past, present and future [J]. Bearing, 2024(7): 1-13. (in Chinese)

[2] 李翁衡, 祝长生. 主动电磁轴承-柔性转子系统振动位移的高精度跟踪和估计方法[J]. 电工技术学报, 2023, 38(12): 3151-3164.
Li Wengheng, Zhu Changsheng. High precision tracking and estimation method for vibration displacement of active magnetic bearings-flexible rotor system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(12): 3151-3164. (in Chinese)

[3] 陈亮亮, 郭至城, 靳晓光, 等. 基于变步长变角度搜索算法的电磁轴承转子系统不平衡补偿控制[J]. 电工技术学报, 2025, 40(18): 5959-5969.
Chen Liangliang, Guo Zhicheng, Jin Xiaoguang, et al. Unbalanced compensation control for active bearing rotor system based on variable step and angle search algorithm [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2025, 40(18): 5959-5969. (in Chinese)

[4] Chen Liangliang, Zhu Changsheng, Zhong Zhixian, et al. Radial position control for magnetically suspended high-speed flywheel energy storage system with inverse system method and extended 2-DOF PID controller [J]. IET Electric Power Applications, 2020, 14(1): 71-81.

[5] Cheng Xin, Zhang Lin, Zhou Rougang, et al. Analysis of output precision characteristics of digital switching power amplifier in the active magnetic bearings system [J]. Automatika, 2017, 58(2): 205-215.

[6] 刘程子, 奚志胜, 杨艳, 等. 一种应用于磁悬浮轴承的具有容错功能的多桥臂开关功放电路[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(17): 6828-6839.
Liu Chengzi, Xi Zhisheng, Yang Yan, et al. Utility model relates to a fault-tolerant multi-leg switch power amplifier circuit applied to magnetic bearing [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(17): 6828-6839. (in Chinese)

[7] Liu Chengzi, Zhan Jiang, Wang Jiawei, et al. An improved one-cycle control algorithm for a five-phase six-leg switching power amplifier in active magnetic bearings [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(12): 12564-12574.

[8] 叶怡伟, 陈敏, 徐德鸿. 软开关有源钳位逆变器逐波限流控制策略研究[J]. 电源学报, 2024, 22(6): 43-50.
Ye Yiwei, Chen Min, Xu Dehong. Research on cycle-by-cycle current limit strategies for active-clamped soft-switching inverters [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(6): 43-50. (in Chinese)

[9] 王建, 林国庆. 一种低电流纹波高增益软开关直流变换器[J]. 电源学报, 2024, 22(2): 36-46.
Wang Jian, Lin Guoqing. Soft-switching DC-DC converter

with low current ripple and high gain [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(2): 36-46. (in Chinese)

[10] 王强, 王有政, 王天施, 等. 控制简单的节能型单相全桥逆变器[J]. 电子学报, 2022, 50(3): 764-768.
Wang Qiang, Wang Youzheng, Wang Tianshi, et al. An energy-saving single-phase full bridge inverter with simple control [J]. Acta Electronica Sinica, 2022, 50(3): 764-768. (in Chinese)

[11] Jiang Dong, Li Tian, Hu Zaidong, et al. Novel topologies of power electronics converter as active magnetic bearing drive [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(2): 950-959.

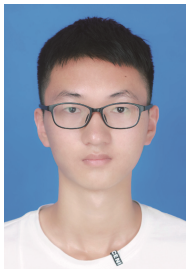
[12] Hsieh H C, Nguyen A D, Lai J S. Low noise ZVS switch sharing multichannel switching amplifier for magnetic bearing applications [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2020, 67(10): 1999-2003.

[13] Hsieh H C, Nguyen A D, Lai J J. Soft switching multi-channel magnetic bearing amplifier with reduced number of switches [C]// 2019 IEEE 4th International Future Energy Electronics Conference (IFEEC). Singapore, 2020: 1-4.

[14] 王军, 徐龙祥. 软开关技术在磁悬浮轴承功率放大器中的应用[J]. 电工技术学报, 2009, 24(6): 85-90.
Wang Jun, Xu Longxiang. Application of power amplifier for active magnetic bearing using soft switching technology [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(6): 85-90. (in Chinese)

[15] 周翔. 用于磁悬浮轴承的新型软开关功率放大器的研究[D]. 长沙: 湖南大学, 2022.
Zhou Xiang. Research on a new soft switching power amplifier for magnetic bearing [D]. Changsha: Hunan University, 2022. (in Chinese)

[16] 褚恩辉, 亢云旌, 李晶晶. 并联谐振直流环节逆变器的新型 SVPWM 方法[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(6): 2321-2333.
Chu Enhui, Kang Yunjing, Li Jingjing. A novel SVPWM method for parallel resonant DC link inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(6): 2321-2333. (in Chinese)



黄志勇

作者简介：

黄志勇(1999—)，男，中国电源学会学生会员，通信作者，硕士。研究方向：电磁轴承开关功率放大器。E-mail：2209024886@qq.com。

陈亮亮(1984—)，男，中国电源学会会员，博士，副教授。研究方向：磁悬浮控制。E-mail：Chenlian0510@126.com。

靳晓光(1983—)，男，中国电源学会会员，博士，讲师。研究方向：新能源汽车充电技术。E-mail：jxg@nchu.edu.cn。

伍家驹(1951—)，男，博士，教授。研究方向：电力电子功率变换。E-mail：wujiaj2003@aliyun.com。

王华(1992—)，女，硕士，工程师。研究方向：电机控制，智能优化算法。E-mail：71175@nchu.edu.cn。

(责任编辑：耿越)