

文章编号: 1006-2467(2019)03-0355-11

DOI: 10.16183/j.cnki.jsjtu.2019.03.014

多道瞬变电磁法发射机供电关键技术研究

王旭红, 张一鸣, 刘 蔚
(北京工业大学 信息学部, 北京 100124)

摘 要: 提出了一种适用于多道瞬变电磁法(MTEM)发射机的新型有源软开关变换器,介绍了其拓扑结构与工作原理,解决了传统移相全桥变换器在轻载情况下不能实现软开关的问题,实现了功率拓展与效率提高.该变换器可根据输出功率的变化在无源软开关、单路有源软开关和双路有源软开关之间进行转换,实现了全负载范围内的零电压开关.该系统输出功率大、效率高、稳定性强,为其他有源电法勘探发射机的研制提供了有效思路.目前已研制出 50 kW 工程样机,野外已实现 1 000 V/50 A 的输出.

关键词: 多道瞬变电磁法; 软开关; 大功率; 移相全桥; 电磁发射机

中图分类号: TM 56 **文献标志码:** A

Key Technology Study of Power Supply for Multi-Transient Electromagnetic Method Transmitter

WANG Xuhong, ZHANG Yiming, LIU Wei

(Faculty of Information Technology, Beijing University of Technology, Beijing 100124, China)

Abstract: A novel active soft-switching converter is presented for an multi-transient electromagnetic method (MTEM) transmitter. The topology and operation principle of the MTEM transmitter are introduced in detail. Compared with the conventional converter, the proposed converter can operate in passive, single active and dual active soft-switching modes to achieve zero voltage switch over the entire load range, and the output power is greatly expanded. MTEM transmitter has the characteristics of large output-power, high-efficiency and strong-stability. The research has provided a solution for the development of other transmitters. At present, a 50 kW prototype has been completed and achieves 1 000 V/50 A output in the field.

Key words: multi-transient electromagnetic method; soft-switching; high-power; phase-shift full bridge; electromagnetic transmitter

经过多年的勘探开采,浅部金属矿产资源已大幅减少,金属矿找矿的主体正在向深部矿、隐伏矿发展^[1],多道瞬变电磁法(MTEM)在深部探矿中发挥着重大作用^[2-3].近年来,国内电法勘探仪器的研究

取得了很大进展^[4-5],但市场上仍缺少自主研发的产品,国外进口仪器仍占主流地位,这为我国电磁法勘探的可持续发展带来了严重阻碍.在电磁勘探中,发射机的负载为大地,其负载阻抗随输出频率的增加

收稿日期: 2017-08-26

基金项目: 随钻核磁测井仪发射模块研制(XDA14020403)

作者简介: 王旭红(1987-),男,河北省唐山市人,博士生,主要研究方向为开关电源及地球物理电磁法仪器研究.

通信作者: 张一鸣,男,教授,博士生导师, E-mail: ymzhang@bjut.edu.cn.

呈指数增长,其输出电磁波振幅会随频率增加呈指数型衰减.随着深度的增加,探测结果的分辨率会迅速降低,因此探测深部矿、隐伏矿的关键是大幅提高输出信号的强度,增大发射机的输出功率.同时,在野外实际勘探中,为了便于勘探设备的搬运转移,发射机的体积和重量不能过大,这就需要提高发射机的功率密度.

目前,市场上主要使用的发射机有加拿大凤凰公司的 TXU-30(最大输出功率 20 kW,电流范围 0.5~40 A),美国 ZONGE 公司的 GGT-30(最大输出功率 25 kW,输出电压 50~1 000 V).其中,GGT-30 采用 AC/AC/DC/AC 的拓扑结构,为减小发射机的体积和重量,该仪器配备了专用的 400 Hz 发电机组;而 TXU-30 采用 AC/DC/AC/DC/AC 的拓扑结构,配备了线电压 220 V 的发电机组.上述发射机主要存在以下 3 个缺陷:① 对于我国 380 V/50 Hz 的电力系统而言,第一级的输入电源通用性不强,发电机一旦损坏,无法迅速找到替代品;② GGT-30 的相控整流-逆变技术和 TXU-30 的不控整流-逆变技术,均为硬开关技术,损耗大,效率低,重载情况下电应力高,电磁干扰严重;③ 输出功率小,无法满足深部探测的需要.

本文研制的电磁发射机,输入电源为 380 V/50 Hz,通用性强.针对可变负载,电压能够调整迅速,保证系统输出电流最大.该发射机的拓扑结构为 AC/DC/AC/DC/AC,其中在 DC/AC/DC 环节采用了一种新型双路有源软开关技术,系统损耗小,效率高,大大提高了发射机的功率密度,实现了 1 000 V/50 A 的大功率输出.为降低损耗,减小功率器件的电应力,降低电磁干扰,发射机的 DC/AC/DC 环节采用了移相全桥软开关变换器.移向全桥变换器利用饱和电抗器或变压器漏感中的储能,实现主开关管的零电压开关(ZVS),减小了开关管的电应力和开关损耗,为变换器效率的提升创造了条件^[6-9].但是,这种无源软开关变换器有在轻载情况下不能实现软开关的缺陷,输出范围窄.为解决上述缺陷,文献[10]提出增加变压器原边励磁电流的方法来实现轻载情况下功率管的 ZVS.由于增加了一个励磁电流,不仅加大了功率管的通态损耗,而且增大了变压器的磁芯损耗,同时由于励磁电流与负载无关,虽然该方法实现了轻载下主功率管的 ZVS,但使得变换器输出效率低.文献[11]提出增大谐振电感值的方法实现主功率管的 ZVS,但是较大的谐振电感会造成变压器副边较大的占空比丢失,且在高频整流桥处容易产生振铃现象.为了减小变压器副边占空比

的丢失,文献[12]采用了饱和电抗器,但是这种方法只适用于小功率场合.在大功率输出时,饱和电抗器的磁芯发热严重,不仅造成损耗的增加,还会给系统的运行带来风险.在大功率场合,为实现全负载范围内的 ZVS,文献[13-15]介绍了多种辅助电流源网络,辅助电流源与变压器原边电流同时给主桥臂的谐振电容充放电,实现开关管在很宽的负载范围内的 ZVS,但这些拓扑结构存在负载范围相对较窄、环流损耗大等问题,虽然在一定程度上拓宽了负载范围,但是增加了电路损耗.文献[16]的拓扑虽然解决了辅助回路环流损耗问题,但是主回路谐振电感的缺失导致超前桥臂无法实现 ZVS.另外,上述辅助电流源网络只考虑了滞后桥臂 ZVS 的问题.在地质勘探领域中,负载会随输出频率实时变化,当输出电流进一步减小,使得变压器漏感和滤波电感中的储能不能保证超前桥臂实现 ZVS 时,也会带来损耗增加.文献[17-18]的有源辅助网络,虽然能够帮助超前桥臂实现 ZVS,但不能保证超前桥臂在全负载范围内都能实现 ZVS,且该方法会导致辅助回路续流时间长,变换器通态损耗增加.

本文提出了一种新型双路有源软开关变换器,可在无源软开关、单路有源软开关和双路有源软开关 3 种模态之间切换,实现了系统全负载范围内的 ZVS.另外,辅助电流源网络中截止二极管和辅助绕组的设计,使超前辅助管实现 ZVS,滞后辅助管实现零电流开关(ZCS),且只有在主开关管切换时,辅助回路中才有电流.该设计减小了辅助回路电流的有效值,降低了辅助回路的导通损耗和开关损耗,提高了变换器的效率和功率密度.

1 MTEM发射机的系统结构与功率单元

如图 1 所示,本发射机系统包括发电机组、三相半控整流滤波单元、逆变单元、高频整流单元、电压电流采样、GPS 授时、伪随机信号生成电路等.三相发电机组输出 380 V/50 Hz 交流电,经过三相半控整流桥 H1 后,转变为低压直流电,然后电流流经逆变桥 H2、高频整流桥 H3 后,转变为高压直流,最后,经过逆变桥 H4 转变为频率可变的高压交流,通过电极输送给大地负载.其中,在 H2 和 H3 部分,高频变压器采用双路输出结构.与单路输出相比,该结构不但可以增大输出电压、电流的控制精度,而且可以降低高频整流桥开关过程中承受的电压、电流应力,为器件选型带来方便.同时,若串联继电器 S₁ 闭合,本发射机的最大电压可达 1 000 V,最大电流

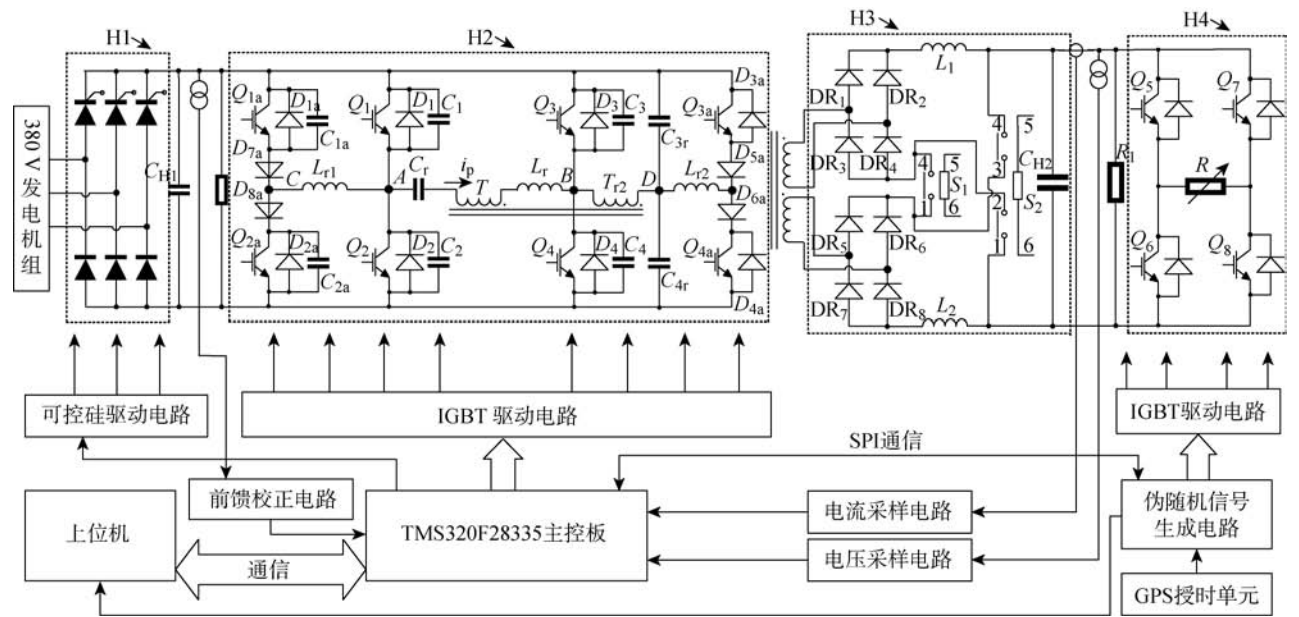


图1 MTEM发射机的系统框图

Fig. 1 System block diagram of MTEM transmitter

可达 50 A,若并联继电器 S_2 闭合,使其输出两路并联,则最大输出电流可达 100 A,电压 500 V,以实现低压大电流的输出,方便仪器后续的改进和拓展,使其能够适用更广泛的工况条件。

通过上述分析可知,DC/DC 变换器为 MTEM 发射机的功率核心部分,其运行稳定性和效率直接影响发射机的性能。为方便分析,将图 1 中变压器副边的双路输出简化为单路输出,同时将逆变桥 H4 去掉,用可变电阻替代,如图 2 所示。

图 2 给出了新型双路有源软开关变换器的拓扑图,其中 Q_1 、 Q_2 组成了超前桥臂, Q_3 、 Q_4 组成了滞后桥臂,谐振电容 C_1 、 C_2 、 C_3 、 C_4 与谐振电感 L_r 产生谐振,保证主功率管实现 ZVS。 DR_1 、 DR_2 、 DR_3 、 DR_4 组成了高频整流桥,电感 L 和电容 C 组成了低通滤波电路,保证变换器输出电压、电流的平稳。 Q_{3a} 、 Q_{4a} 、 C_{3r} 、 C_{4r} 、 D_{5a} 、 D_{6a} 、电感 L_{r2} 和辅助绕组 T_{r2} 组成

了滞后辅助桥臂,当输出的负载电流小于一定值时,保证滞后桥臂实现 ZVS。 Q_{1a} 、 Q_{2a} 、 C_{1a} 、 C_{2a} 、 D_{7a} 、 D_{8a} 和电感 L_{r1} 组成了超前辅助桥臂,当输出的负载电流进一步减小时,保证超前桥臂实现 ZVS。

图 3 给出了变换器不同工作模式下的主要波形, V_{g1} 、 V_{g2} 、 V_{g3} 、 V_{g4} 分别是超前桥臂和滞后桥臂的驱动波形。 V_{g1a} 、 V_{g2a} 是超前辅助桥臂的驱动波形,在 Q_1 管(或 Q_2 管)关断之前,开启 Q_{2a} (或 Q_{1a}),给电感 L_{r1} 充电,在 Q_2 (或 Q_1)开启之后,关断 Q_{2a} (或 Q_{1a}),从而实现超前桥臂的 ZVS。 V_{g3a} 、 V_{g4a} 是滞后辅助桥臂的驱动波形,在 Q_4 (或 Q_3 管)关断之前,开启 Q_{3a} (或 Q_{4a}),给电感 L_{r2} 充电,在 Q_3 (或 Q_4)开启之后,断开 Q_{3a} (或 Q_{4a}),保证滞后桥臂实现 ZVS。 其中,在滞后桥臂的中点 B 和滞后辅助桥臂谐振电容的中点 D 之间串联一个辅助绕组 T_{r2} ,其同名端如图 2 中所示,利用高频变压器 T 的电压换向过程,为滞

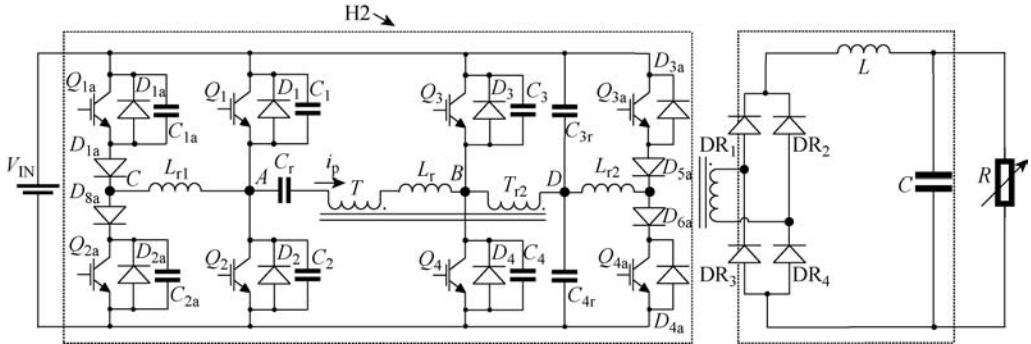


图2 双路有源软开关变换器的拓扑图

Fig. 2 Topology of proposed converter

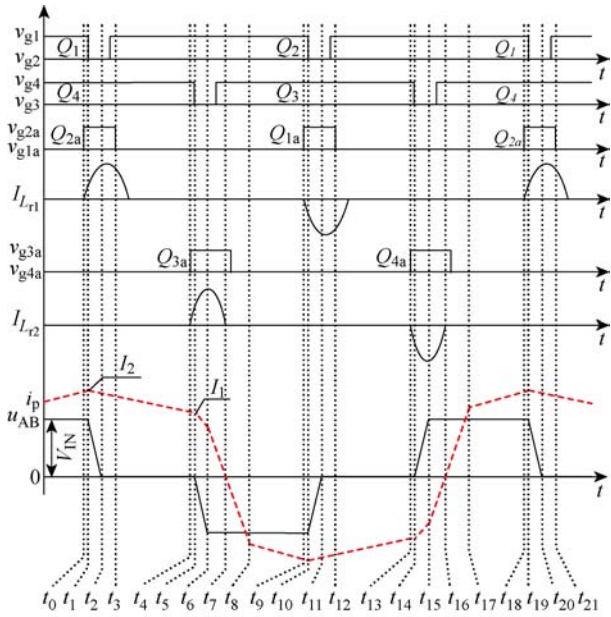


图3 双路有源软开关变换器的时序图

Fig. 3 Sequence diagram of proposed converter

后辅助桥臂提供一个与电流 i_{Lr2} 方向相反的电动势, 保证滞后辅助桥臂实现 ZCS, 减小辅助桥臂的损耗. 由于反向截止二极管 D_{5a} 、 D_{6a} 的作用, 只有辅助管开通时, 辅助回路才有电流, 其他时刻电流为 0, 大大减小了辅助回路和滞后桥臂的导通损耗.

2 双路有源软开关变换器的工作原理

根据图 3, 在一个工作周期内, 变换器有 18 个工作模式. 为了简化分析过程, 假设:

(1) 变换器中所有的开关管、二极管、电感、电容、变压器等均为理想元件;

(2) 超前桥臂的谐振电容 $C_1 = C_2 = C_{\text{lead}}$, 滞后桥臂的谐振电容 $C_3 = C_4 = C_{\text{lag}}$, 超前辅助桥臂的谐振电容 $C_{1a} = C_{2a} = C_{\text{aux1}}$, 滞后辅助桥臂的谐振电容 $C_{3a} = C_{4a} = C_{\text{aux2}}$;

(3) $L \gg L_r / K^2$, 其中 L 是输出滤波电感, K 是变压器原副边的匝比;

(4) 定义 Q_1 、 Q_2 为超前管, Q_3 、 Q_4 为滞后管, Q_{1a} 、 Q_{2a} 为超前辅助管, Q_{3a} 、 Q_{4a} 为滞后辅助管.

模式 1 ($0 \sim t_0$): 如图 4(a) 所示, 在此时间段内, 超前管 Q_1 和滞后管 Q_4 导通, 高频整流管 DR_2 、 DR_3 导通, 变换器向负载传递能量, 此时变压器原边电流为 i_p . 在 t_0 时刻, 超前辅助管 Q_{2a} 打开, 给电感 L_{r1} 充电, 保证超前管 Q_2 实现 ZVS.

模式 2 ($t_0 \sim t_1$): 如图 4(b) 所示, 超前管 Q_1 和滞后管 Q_4 依然开启, 高频整流管依旧是 DR_2 和 DR_3 导通. 在 t_0 时刻, Q_{2a} 开启, 电流经过 Q_1 、 L_{r1} 、 D_{8a} 和

Q_{2a} 回到电源负极, 电感 L_{r1} 实现充电储能.

模式 3 ($t_1 \sim t_2$): 如图 4(c) 所示, 在 t_1 时刻, 超前管 Q_1 关断, 电流 i_p 和超前辅助桥臂中的电感电流 i_{Lr1} , 共同给谐振电容 C_1 充电, 同时电容 C_2 被放电, 由于 C_1 的作用, 超前管 Q_1 实现零电压关断. 在 t_2 时刻, 电容 C_2 的电压降为 0, 超前管 Q_2 的反向并联二极管 D_2 自然导通, 逆变桥输出 AB 两端的电压 u_{AB} 下降为 0. 在模式 3 内, 谐振电感 L_r 和滤波电感 L 是等效串联关系, 当负载电流 I_L 在一定的范围内时, 等效的原边电流近似不变, 此时变压器原边电流 i_p , 谐振电容 C_1 电压为

$$\left. \begin{aligned} i_p(t) &= I_p(t_1) = I_2 \\ v_{C_1}(t) &= I_2(t - t_1) / (2C_{\text{lead}}) \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

模式 4 ($t_2 \sim t_3$): 如图 4(d) 所示, 在 t_2 时刻, D_2 自然导通后, Q_2 开启, 但此时超前管 Q_2 中没有电流, 变压器原边电流 i_p 和电感电流 i_{Lr1} 经 D_2 流通, 由于二极管 D_2 的钳位作用, 超前管 Q_2 实现 ZVS.

模式 5 ($t_3 \sim t_4$): 如图 4(e) 所示, 在 t_3 时刻, 辅助管 Q_{2a} 关断, 由于谐振电容 C_{2a} 的作用, 辅助管 Q_{2a} 实现 ZVS, 二极管 D_2 持续续流, 在此时间段内, 变压器原边电流 i_p 等于折算到原边的滤波电感电流. 逆变桥输出电压 u_{AB} 为 0, 在 t_4 时刻, 在滞后管 Q_4 关断之前, 滞后辅助管 Q_{3a} 开启.

模式 6 ($t_4 \sim t_5$): 如图 4(f) 所示, 在 t_4 时刻, 电流经过辅助管 Q_{3a} , 反向截止二极管 D_{5a} , 谐振电感 L_{r2} , 辅助绕组 T_{r2} , 滞后管 Q_4 , 流回电源负端, 辅助电感 L_{r2} 实现充电储能, AB 两端的电压依旧为 0, 在 t_5 时刻, 滞后管 Q_4 实现 ZVS. 电感 L_{r2} 中的电流为

$$i_{Lr2}(t) = V_{\text{IN}}(t - t_4) / L_{r2} \quad (2)$$

式中: V_{IN} 为变换器输入的直流母线电压.

模式 7 ($t_5 \sim t_6$): 如图 4(g) 所示, 在 t_5 时刻, 滞后管 Q_4 关断, 此时电流 i_p 和 i_{Lr2} 共同给 C_4 充电, 同时 C_3 被放电, 在 t_6 时刻, 谐振电容 C_3 电压下降为 0, 滞后管 Q_3 的反向并联二极管 D_3 自然导通.

此时间段内, 谐振电容 C_3 和 $v_{C_{3r}}$ 的电压为

$$\left. \begin{aligned} v_{C_4}(t) &= (I_1 + I_{Lr2}) Z_1 \sin \omega_1(t - t_5) \\ v_{C_{3r}}(t) &= V_{\text{IN}} \cos \omega(t - t_5) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

式中: $Z_1 = \sqrt{L_r / (2C_{\text{lag}})}$; $\omega_1 = 1 / \sqrt{2L_r C_{\text{lag}}}$; $\omega = 1 / \sqrt{L_{r2} C_{3r}}$. 在 t_6 时刻, 谐振电容 $v_{C_{3r}}$ 的电压为

$$v_{C_{3r}}(t_6) = -V_{\text{IN}} / n_{\text{aux}} \quad (4)$$

式中: n_{aux} 是变压器原边与辅助绕组的变比.

由式(3)和式(4)可知, u_{AB} 的下降沿时间为

$$T_{\text{falling}} = t_6 - t_5 = \frac{1}{\omega} \arccos\left(-\frac{1}{n_{\text{aux}}}\right) \quad (5)$$

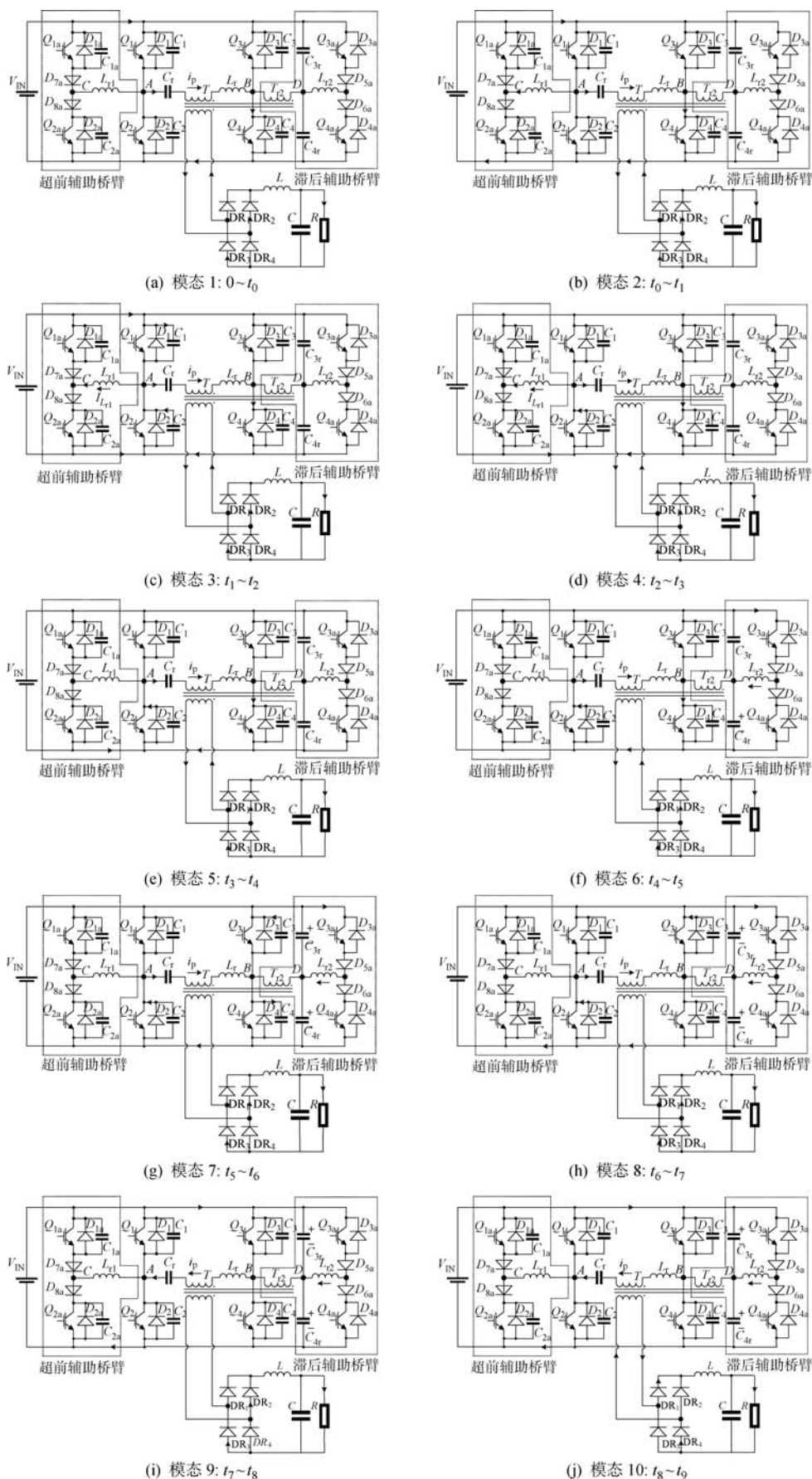


图 4 双路有源软开关变换器的工作过程

Fig. 4 Operation of the proposed converter

模态 8 ($t_6 \sim t_7$): 如图 4(h) 所示, 在 t_6 时刻, 二极管 D_3 自然导通续流, 虽然此时滞后管 Q_3 导通, 但 Q_3 中并没有电流, 电流 i_p 和 $i_{L_{r2}}$ 通过二极管 D_3 向母线续电, 由于 D_3 的钳位作用, 滞后管 Q_3 实现了 ZVS. 根据主变压器与辅助绕组的同名端及电压 v_{AB} 可知, 辅助绕组 T_{r2} 提供了一个与 $i_{L_{r2}}$ 电流方向相反的电动势, 使电感电流逐步降低, 在 t_7 时刻, 电感电流 $i_{L_{r2}}$ 降为 0, 此时滞后辅助管 Q_{3a} 仍未关断.

模态 9 ($t_7 \sim t_8$): 如图 4(i) 所示, 在 t_7 时刻, 电流 i_p 正值过零点, 此时滞后管 Q_3 和超前管 Q_2 为电流 i_p 提供通路, 此时的 i_p 电流太小, 仍不足以负载提供能量, 4 个高频整流管均导通, 因此变压器原边电压为 0, 在 t_8 时刻, 该模态结束, 高频整流管 DR_2 、 DR_3 关断, 由 DR_1 、 DR_4 为负载提供能量.

模态 10 ($t_8 \sim t_9$): 如图 4(j) 所示, 在此时间段内, 超前管 Q_2 和滞后管 Q_3 导通, 高频整流管 DR_1 、 DR_4 导通, 电流 i_p 反向, 变换器向负载传递能量. 在 t_9 时刻, 在 Q_2 关断之前, 辅助管 Q_{1a} 打开, 给电感 L_{r1} 充电, 保证 Q_1 实现 ZVS, 变换器开始另一半周期的工作, 工作情况类似于上述半个周期.

3 新型软开关变换器的设计与实现

设变换器在一定负载电流 I_{out2} 范围内, 选定最小的能够实现主桥臂 ZVS 的谐振电感 L_r 值, 即当负载电流 $I_{out} > I_{out2}$ 时, 变换器处于无源软开关模式, 当输出负载电流继续减小, 滞后管不能实现 ZVS 时, 开启滞后辅助桥臂; 当负载电流进一步减小至 I_{out1} , 超前管也不能实现 ZVS 时, 继续开启超前辅助桥臂, 从而使变换器在全负载范围内都能实现 ZVS. 变换器的工作模式与负载电流的关系见图 5.

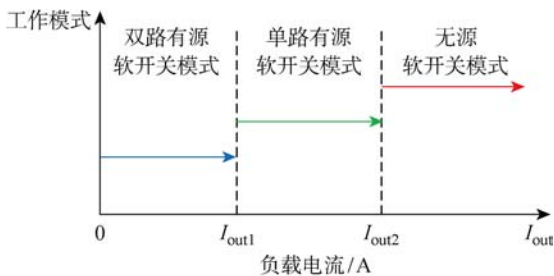


图 5 变换器工作模式与负载电流关系

Fig. 5 Relationship between operating mode and load current

3.1 滞后辅助桥臂开启的条件分析

由模态 6 的分析可知, 变压器原边电流 i_p 等于折算到原边的输出滤波电感电流, 在 t_5 时刻, 电流 i_p 下降为 I_1 , 如图 3 所示, 即

$$I_1 = i_L(t_5)/K = I_L/K \quad (6)$$

在模态 7 内, 电感 L_r 与电容 C_3 、 C_4 谐振工作, 辅助回路中电感 L_{r2} 的电流为 I_a , 因此, 电流 i_p 和电容 C_4 的电压分别为

$$\left. \begin{aligned} i_p(t) &= (I_1 + I_a) \cos \omega_1(t - t_5) - I_a \\ v_{C_4}(t) &= (I_1 + I_a) Z_1 \sin \omega_1(t - t_5) \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

由式(7)可知, 当电流 i_p 下降时, 电容电压 v_{C_4} 上升, 因此, 保证滞后管 Q_3 实现 ZVS 的条件是: 当电容电压上升至 V_{IN} 时, 电流 i_p 没有降到 $-I_1$, 或者 i_p 下降到 $-I_1$ 时, 电流 I_a 能够提供 C_4 放电、 C_3 充电的能量. 因此, 变换器在模态 7 结束时, 电流 i_p 和 i_a 要同时满足

$$\left. \begin{aligned} i_p(t) &= (I_1 + I_a) \cos \omega_1(t - t_5) - I_a \geq -I_1 \\ i_a(t) &\geq 0 \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

由式(8)可知, 当变压器原边电流下降到 $-I_1$ 时的时刻 t'_5 为

$$t'_5 = t_5 + \frac{1}{\omega_1} \arccos \left(\frac{I_a - I_1}{I_a + I_1} \right) \quad (9)$$

因此, 以 t'_5 时刻为分界点, 可以将模态 7 的 i_p 、 v_{C_4} 表示为

$$\left. \begin{aligned} i_p(t) &= (I_1 + I_a) \cos \omega_1(t - t_5) - I_a \\ v_{C_4}(t) &= (I_1 + I_a) Z_1 \sin \omega_1(t - t_5) \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

$$\left. \begin{aligned} i_p(t) &= -I_1 \\ v_{C_4}(t) &= (I_1 + I_a) Z_1 \sin \left(\arccos \frac{I_a - I_1}{I_a + I_1} \right) + \\ &\quad (I_a - I_1)(t - t'_5)/(2C_{lag}) \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

根据式(10)可知, 若电流 i_p 还没有降至 $-I_1$ 时, 电容电压 v_{C_4} 已经升至 V_{IN} , 要实现滞后管的 ZVS, 需满足

$$v_{C_4}(t) = (I_1 + I_a) Z_1 \sin \omega_1(t - t_5) \geq V_{IN} \quad (12)$$

为了减小占空比的丢失, 应使 $(I_1 + I_a) Z_1$ 的值尽可能的小, 因此 $\sin \omega_1(t - t_5)$ 的值应选择在 0.9 至 1 之间, 式(12)可表达为

$$(I_1 + I_a) Z_1 \geq V_{IN} \quad (13)$$

此时, I_a 与 I_L 之间的关系式为

$$I_a = V_{IN}/Z_1 - I_L/K \quad (14)$$

由式(11)知, 若电流 i_p 降至 $-I_1$ 时, 电压 v_{C_4} 没有升至 V_{IN} , 要实现滞后管的 ZVS, 需满足

$$\left. \begin{aligned} v_{C_4}(t) &= \\ v_{C_4}(t'_5) + (I_a - I_1)(t - t'_5)/(2C_{lag}) &\geq V_{IN} \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

式(15)为非线性方程, 很难求得解析解, 根据图 3 的波形时序图, 可将式(15)简化成

$$(I_a - I_1) t_{d(lag)} / (2C_{lag}) \geq V_{IN} \quad (16)$$

式中: $t_{d(lag)}$ 为滞后桥臂驱动信号之间的死区时间.

此时, I_a 与 I_L 之间的关系式为

$$I_a = \frac{2V_{IN}C_{lag}}{t_{d(lag)}} + \frac{I_L}{K} \tag{17}$$

因此,由式(14)和式(17)可知,滞后辅助桥臂电流 I_a 与负载电流 I_L 之间的关系为

$$I_a = \begin{cases} \frac{2V_{IN}C_{lag}}{t_{d(lag)}} + \frac{I_L}{K}, & 0 < I_L \leq KV_{IN}\left(\frac{1}{2Z_1} - \frac{C_{lag}}{t_{d(lag)}}\right) \\ \frac{V_{IN}}{Z_1} - \frac{I_L}{K}, & KV_{IN}\left(\frac{1}{2Z_1} - \frac{C_{lag}}{t_{d(lag)}}\right) < I_L \leq \frac{KV_{IN}}{Z_1} \\ 0, & I_L > \frac{KV_{IN}}{Z_1} \end{cases} \tag{18}$$

3.2 超前桥臂实现软开关的条件

如图 3 和图 4(b)所示,假设模式 2 结束时,变压器原边的电流为 I_2 ,由模式 3 的分析可知,在此时间段内,谐振电感 L_r 和滤波电感 L 是串联关系,此时原边电流 i_p 包含了滤波电感电流,而滞后管实现软开关时间段内,则不包含滤波电感电流,即

$$I_2 = I_{L_r} + I_L/K \tag{19}$$

当负载电流继续减小,在模式 3 的过程中,变压器原边电流 i_p 不能等效为一个恒流源时,为满足超前管实现软开关,加入辅助电流源 I_b 后,原边电流 i_p 和谐振电容 C_1 的电压可表示为

$$\left. \begin{aligned} i_p(t) &= (I_2 + I_b)\cos\omega_2(t - t_1) - I_b \\ v_{C_1}(t) &= (I_2 + I_b)Z_2\sin\omega_2(t - t_1) \end{aligned} \right\} \tag{20}$$

$$\text{式中: } Z_2 = \sqrt{\frac{L_r + K^2L}{2C_{lead}}}; \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{2L_rC_{lead}}}.$$

由式(20)和模式 3 的分析可知,当电流 i_p 下降时,电压 v_{C_1} 上升, v_{C_2} 下降,保证 Q_2 实现 ZVS 的条件是:当电容电压 v_{C_1} 上升至 V_{IN} 时,原边电流 i_p 没有降到 0,或者在 i_p 降到 0 时,辅助电流 I_b 能够提供 C_2 、 C_1 充放电的能量.因此,在模式 3 结束时,原边电流 i_p 、电容电压 v_{C_2} 、辅助电流 i_b 要满足

$$\left. \begin{aligned} i_p(t) &= (I_2 + I_b)\cos\omega_2(t - t_1) - I_b \geq 0 \\ v_{C_2}(t) &= V_{IN} - (I_2 + I_b)Z_2\sin\omega_2(t - t_1) \leq 0 \\ i_b(t) &\geq 0 \end{aligned} \right\} \tag{21}$$

与滞后辅助桥臂的分析过程类似,超前辅助桥臂电流 I_b 与负载电流 I_L 之间的关系为

$$I_b = \begin{cases} \frac{2V_{IN}C_{lead}}{t_{d(lead)}} + \frac{I_L}{K}, & 0 < I_L \leq KV_{IN}\left(\frac{1}{2Z_2} - \frac{C_{lead}}{t_{d(lead)}}\right) \\ \frac{V_{IN}}{Z_2} - \frac{I_L}{K}, & KV_{IN}\left(\frac{1}{2Z_2} - \frac{C_{lead}}{t_{d(lead)}}\right) < I_L \leq \frac{KV_{IN}}{Z_2} \\ 0, & I_L > KV_{IN}/Z_2 \end{cases} \tag{22}$$

4 仿真与实验

发射机系统参数如表 1 所示.

表 1 MTEM 发射机参数表

Tab. 1 Parameters of MTEM transmitter

参数	数值	参数	数值
输入交流电压/V	380	谐振电容/nF	1
谐振电感/ μ H	15	输出电压/V	1 000
开关频率/kHz	20	死区时间/ μ s	2
输出滤波电感/ μ H	400	输出电流/A	50
输出滤波电容/ μ F	990		

4.1 辅助桥臂开启与负载电流的关系

由式(18)可知,当负载电流 $I_{out} < I_{out2} = 7.05$ A 时,需开启滞后辅助桥臂;当负载电流 $I_{out} = 3.93$ A 时,滞后辅助桥臂谐振电感 L_{r2} 得到最大电流值 $I_{a,max} = 3.39$ A.由式(22)可知,当负载电流 $I_{out} < I_{out1} = 3.01$ A 时,需开启超前辅助桥臂;当负载电流 $I_{out} = 1.05$ A 时,超前辅助桥臂的谐振电感 L_{r1} 得到最大电流值 $I_{b,max} = 0.92$ A.

在实际工作中,由于负载是随输出频率变化的,由低频到高频,负载阻抗可能从十几欧姆变化到上百欧姆.为保证系统在全负载范围内实现 ZVS,可将图 5 负载电流和变换器工作模式的关系转换为系统输出功率与变换器工作模式之间的关系.为确保不同模式之间切换的可靠性,在程序的判断条件中,需要设置缓冲区,如图 6 中阴影部分所示,并分别用不同颜色标识出不同模式的工作区间,这样既保证了系统 ZVS 的实现,又保证了控制的稳定性.

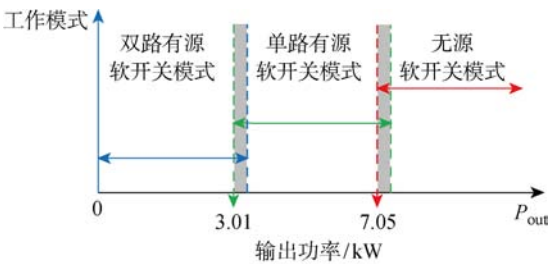


图 6 不同工作模式与输出功率的关系

Fig. 6 Relationship between operating mode and load power

4.2 辅助桥臂谐振电感值的选择与辅助绕组变比的确定

由图 3 辅助桥臂的驱动波形和图 4(f)变换器模式 6 的分析可知,辅助桥臂谐振电感电流可表示为

$$I_{aux} = V_{IN}T_S D_{aux}/(4L_{aux}) \tag{23}$$

式中: D_{aux} 为辅助桥臂开启的占空比; T_s 为辅助桥臂的开关周期.

在设计中, 为减小损耗并保证主开关管实现 ZVS, 一般将 v_{AB} 的上升沿(或下降沿)时间取为总开通时间 $T_{on,max}$ 的 5%, 即

$$T_{falling} = 0.05 T_{on,max} \tag{24}$$

由式(23)可知, 超前辅助桥臂谐振电感 $L_{r1} = 58.9 \mu\text{H}$, 滞后辅助桥臂电感 $L_{r2} = 39.8 \mu\text{H}$. 根据式(5)和式(24), 确定辅助绕组的变比为 0.45.

4.3 仿真结果

针对上面的分析, 使用 Saber 对该变换器模型进行仿真, 结果如下:

图 7(a) 为系统工作在无源软开关模式, 输出功率 6.10 kW 时的波形图, 从上到下分别为逆变桥

H2 的输出电压 v_{AB} , 变压器原边电流 i_p , 逆变桥 H4 的输出电压 V_{out} 和输出电流 I_{out} 的波形图. 由于变压器原边电流太小, 谐振电感储能不足, 滞后桥臂硬开通, 如图 7(a) 中红圈处所示.

图 7(b) 为开启滞后辅助桥臂使变换器工作在单路有源软开关模式下, 输出功率 6.10 kW 时的波形图. 从上到下依次为 v_{AB} , i_p , 辅助管 Q_{4a} 的电压波形和谐振电感 L_{r2} 的电流波形. 从辅助管电压 $v_{Q_{4a}}$ 和电感电流 $i_{L_{r2}}$ 的波形可以看出, $v_{Q_{4a}}$ 实现了 ZCS. 从图 7 的电压 v_{AB} 的波形对比可以看出, 滞后辅助桥臂开启后实现了滞后管的 ZVS, 结果与图 6 工作模式分析一致.

图 8(a) 为系统工作在无源软开关模式, 输出功率 4.15 kW 时各部分的波形图. 如图 8(a) 中红圈处

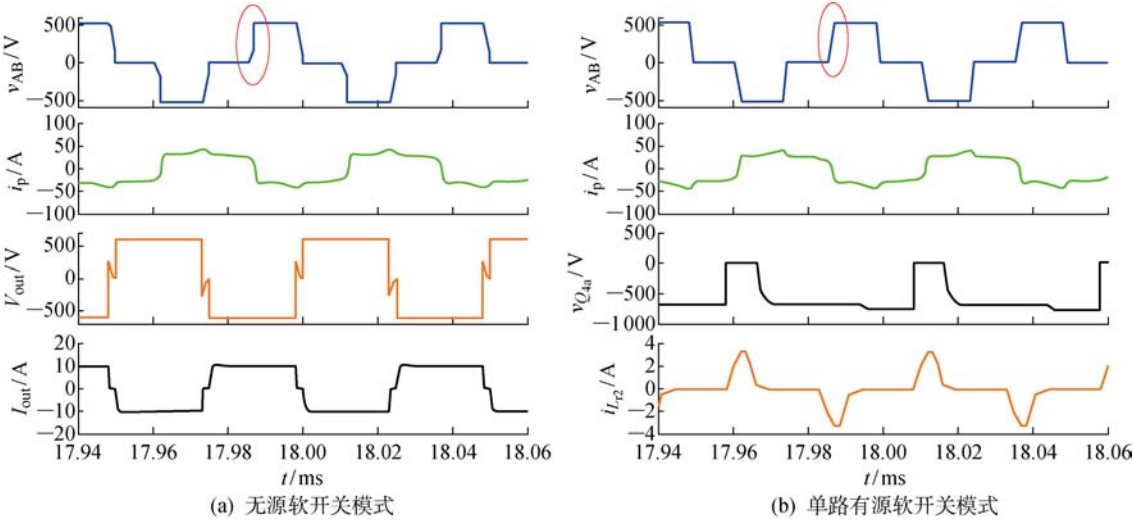


图 7 不同工作模式下, 逆变桥输出 v_{AB} 的波形图
Fig. 7 The waveforms of the proposed converter in different operation modes

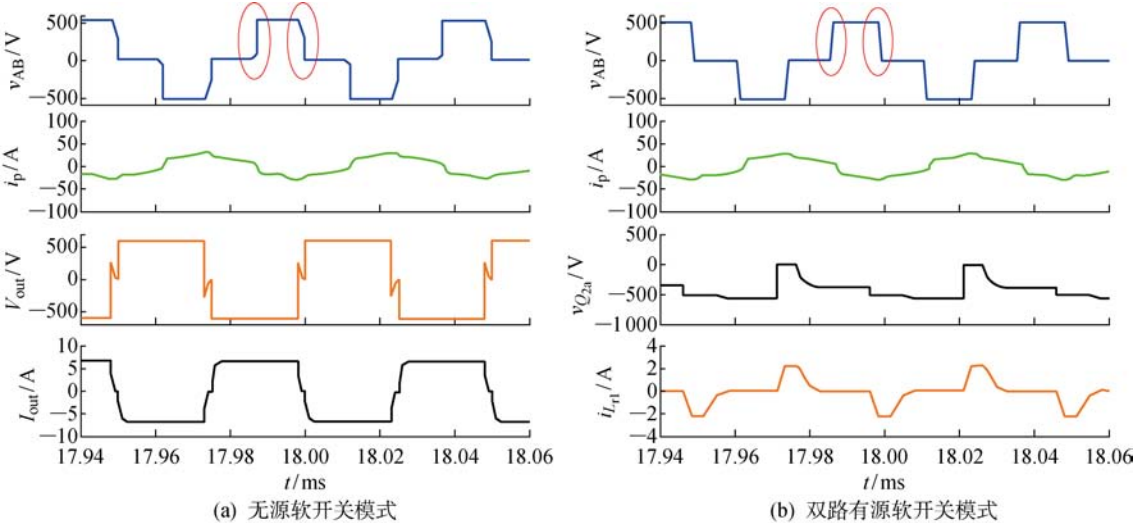


图 8 不同工作模式下, 逆变桥输出 v_{AB} 的波形图
Fig. 8 The waveforms of the proposed converter in different operation modes

所示,超前桥臂和滞后桥臂均无法实现 ZVS.

图 8(b)为超前辅助桥臂和滞后辅助桥臂均开启后,系统工作在双路有源软开关模式下,输出功率 4.15 kW 时的波形图,从上到下依次为 v_{AB} , i_p , 辅助管 Q_{2a} 的电压波形和谐振电感 L_{r1} 的电流波形. 通过图 8 的电压 v_{AB} 的波形对比可以看出,超前和滞后辅助桥臂均开启后,主桥臂开关管实现了 ZVS,此结果与图 6 工作模式分析一致.

4.4 实验结果

在上述理论分析和 Saber 仿真结果的基础上,研制出 50 kW 的 MTEM 发射机样机,如图 9 所示.

图 10(a)为无源软开关模式下,系统输出功率 5.0 kW 时的波形图,该波形图与图 7(a)仿真波形一致. 从上到下分别为 v_{AB} , i_p , 逆变桥 H4 的输出电压 V_{out} 和输出电流 I_{out} 的波形图. 从图中可以看出,超前桥臂能够实现 ZVS,滞后桥臂无法实现 ZVS.

图 10(b)为开启滞后辅助桥臂,系统工作在单路有源软开关模式下,输出功率 5.0 kW 时的波形图,与图 7(b)波形一致. 从上到下依次为 v_{AB} , i_p , 辅

助管 Q_{4a} 的电压波形和电感 L_{r2} 的电流波形. 从 $v_{Q_{4a}}$ 和 $i_{L_{r2}}$ 的波形可以看出,滞后辅助管实现了 ZCS. 与图 10 中电压 v_{AB} 的波形对比可以看出,开启滞后辅助桥臂后,实现了滞后管的 ZVS. 上述结果与图 6 工作模式分析一致.

图 11(a)为无源软开关模式下,系统输出功率 2.88 kW 时的波形图,与图 8(a)一致,超前桥臂和滞后桥臂均无法实现 ZVS. 图 11(b)为两路辅助桥

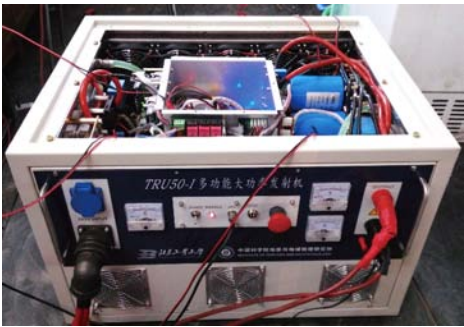
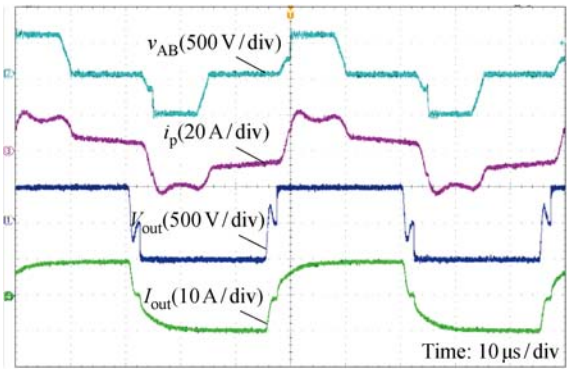
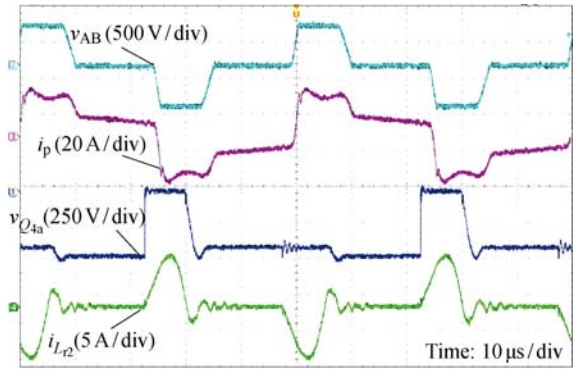


图 9 MTEM 发射机工程样机
Fig. 9 Prototype of MTEM transmitter



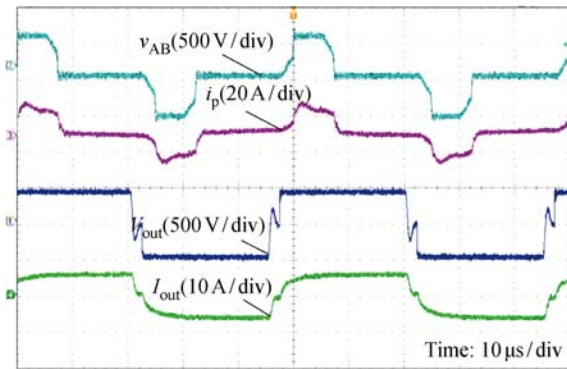
(a) 无源软开关模式



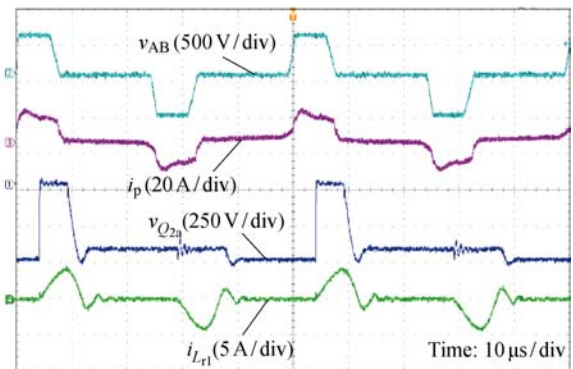
(b) 单路有源软开关模式

图 10 不同工作模式下,逆变桥输出 v_{AB} 的波形图

Fig. 10 The waveforms of the proposed converter in different operation modes



(a) 无源软开关模式



(b) 双路有源软开关模式

图 11 不同工作模式下,逆变桥输出 v_{AB} 的波形图

Fig. 11 The waveforms of the proposed converter in different operation modes

臂均开启后,系统工作在双路有源软开关模式下,输出功率 2.88 kW 时的波形图,与图 8(b)一致.与图 11 的电压 v_{AB} 的波形对比可以看出,超前辅助桥臂和滞后辅助桥臂均开启后,主桥臂开关管实现了 ZVS.上述结果与图 6 工作模式分析一致.

图 12 为 MTEM 发射机输出的伪随机信号波形图,输出电压 1 000 V,输出电流 50 A,伪随机信号的码元阶数为 12,码元频率 1 024 Hz,输出功率达到 50 kW,提升了发射机输出信号的强度.通过 Saber 仿真波形和实验波形的一致性,可以看出 MTEM 发射机拓扑结构的正确性和有效性.

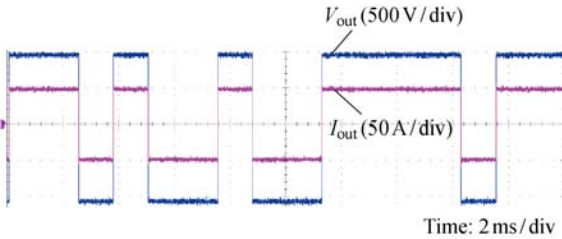
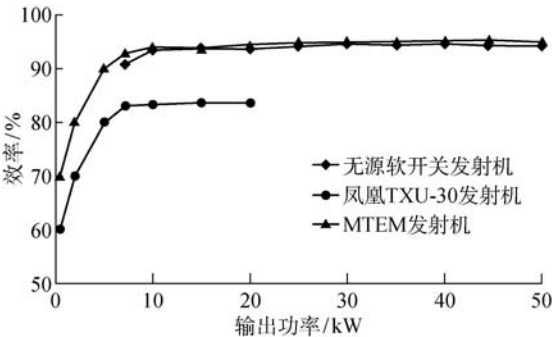


图 12 MTEM 发射机输出伪随机信号波形图

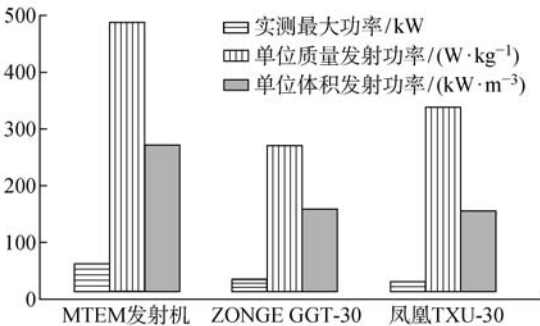
Fig. 12 The output waveforms of MTEM transmitter

4.5 效率曲线与功率参数对比

从图 13(a)中可以看出,凤凰 TXU-30 发射机的最大效率为 83.8%,而 MTEM 发射机系统最大效率可达 95.3%.与无源软开关技术(图中红色测



(a) 效率实测对比图



(b) 功率参数对比图

图 13 各发射机的实测参数对比图

Fig. 13 Comparison parameters of different transmitters

试曲线所示)相比,MTEM 发射机大大拓宽了负载动态范围,实现了特殊工况条件下全负载范围输出的特性.图 13(b)列出了 MTEM 发射机、ZONGE GGT-30 发射机和凤凰 TXU-30 发射机的功率参数对比,可以看出,研制的 MTEM 发射机的输出功率得到了大幅拓展,增强了发射机输出信号的强度,为深部地质资源的勘探提供了必备条件,而且发射机功率密度的大幅提高,便于设备在野外的搬运转转移,提高工作效率.

5 结语

本文提出了一种新型的双路有源软开关变换器,应用于地质勘探领域的 MTEM 发射机中.与传统发射机相比,改进后的发射机实现了全负载范围内主桥臂开关管的 ZVS,进一步提升了系统的效率,极大拓展了系统的最大输出功率.

首先介绍了 MTEM 发射机的拓扑结构和原理,其次详细分析了发射机功率单元的 18 种工作模式过程,然后给出了发射机三种工作模式与负载功率的关系和辅助电流源网络的设计过程,最后对电磁发射机拓扑进行了 Saber 仿真,并通过 50 kW 样机的实验,验证了该变换器的正确性和有效性.该发射机通过大量的野外实验,验证了其工作的可靠稳定性,为其他更大功率发射机的研制提供有效思路.目前也存在不足的地方,如需要精简控制算法,实现单周期控制,以实现更高的稳压稳流精度等.

参考文献:

[1] 刘光鼎,郝天珧.应用地球物理方法寻找隐伏矿床[J].地球物理学报,1995,38(6):850-854.
LIU Guangding, HAO Tianyao. Searching of hidden mineral deposits by geophysical methods [J]. Chinese Journal of Geophysics, 1995, 38(6): 850-854.
[2] 钟华森,薛国强,李貅,等.多道瞬变电磁法(MTEM)虚拟波场提取技术[J].地球物理学报,2016,59(12):4424-4431.
ZHONG Huasen, XUE Guoqiang, LI Xiu, et al. Pseudo wavefield extraction in the multi-channel transient electromagnetic (MTEM) method [J]. Chinese Journal of Geophysics, 2016, 59(12): 4424-4431.
[3] 薛国强,闫述,底青云,等.多道瞬变电磁法(MTEM)技术分析[J].地球科学环境学报,2015,37(1):94-100.
XUE Guoqiang, YAN Shu, DI Qingyun, et al. Technical analysis of multi-transient electromagnetic method [J]. Journal of Earth Sciences and Environment, 2015, 37(1): 94-100.

- [4] 真齐辉,底青云,刘汉北.励磁控制的CSAMT发送机若干技术研究[J].*地球物理学报*,2013,56(11):3751-3760.
ZHEN Qihui, DI Qingyun, LIU Hanbei. Key technology study on CSAMT transmitter with excitation control [J]. *Chinese Journal of Geophysics*, 2013, 56(11): 3751-3760.
- [5] 刘丽华,吴凯,耿智,等.有源恒压钳位瞬变电磁发射机技术[J].*地球物理学进展*,2016,31(1):449-454.
LIU Lihua, WU Kai, GENG Zhi, *et al.* Active constant voltage clamping technology for transient electromagnetic transmitter [J]. *Progress in Geophysics*, 2016, 31(1): 449-454.
- [6] 阮新波.脉宽调制DC-DC全桥变换器的软开关技术[M].2版.北京:科学出版社,2012.
RUAN Xinbo. Soft-switching technology of pulse width modulation DC-DC full-bridge converter [M]. 2nd ed. Beijing: Science Press, 2012.
- [7] ZHANG X J, LI C Y, YANG H, *et al.* Control strategy analysis and loop design of full-bridge phase-shift soft-switching DC-DC converter [C]//**8th International Power Electronics and Motion Control Conference**. Hefei, China; IEEE, 2016: 1139-1145.
- [8] KOO G B, MOON G W, YOUN M J. New zero-voltage-switching phase-shift full-bridge converter with low conduction losses [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2005, 52(1): 228-235.
- [9] 曹太强,甘雪,周川,等.对称控制全桥谐振PWM软开关变换器[J].*电工技术学报*,2016,31(18):92-99.
CAO Taiqiang, GAN Xue, ZHOU Chuan, *et al.* Research on symmetrical controlled full-bridge resonant PWM converter [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2016, 31(18): 92-99.
- [10] SABLE D M, LEE F C. The operation of a full-bridge zero-voltage-switched PWM converter [C]//**Proceedings of Virginia Power Electronics Center Seminar**. Richmond, VA, USA; IEEE, 1989: 92-97.
- [11] BARBI I, MARTINS D C, DO PRADO R N. Effects of nonlinear resonant inductor on the behavior of zero-voltage switching quasi-resonant converters [C]//**21st Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference**. San Antonio, TX, USA; IEEE, 1990: 522-527.
- [12] SAFAEE A, BAKHSHAI A, JAIN P. An efficient adaptive energy storage using saturable inductors for ZVS phase-shift-modulated full-bridge converters [C]//**International Conference on Power, Control and Embedded Systems**. Allahabad, India; IEEE, 2010: 1-5.
- [13] ZHANG X, CHEN W, RUAN X B, *et al.* A novel ZVS PWM phase-shifted full-bridge converter with controlled auxiliary circuit [C]//**24th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition**. Washington, DC, USA; IEEE, 2009: 1067-1072.
- [14] 张强,林维明,徐玉珍.一种用耦合电感实现零电压零电流开关的移相全桥变换器[J].*电工技术学报*,2016,31(21):142-149.
ZHANG Qiang, LIN Weiming, XU Yuzhen. A novel ZVZCS phase-shifted full-bridge converter with coupled inductor [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2016, 31(21): 142-149.
- [15] MISHIMA T, AKAMATSU K, NAKAOKA M. A high frequency-link secondary-side phase-shifted full-range soft-switching PWM DC-DC converter with ZCS active rectifier for EV battery chargers [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, 28(12): 5758-5773.
- [16] YADAV G N B, NARASAMMA N L. An active soft switched phase-shifted full-bridge DC-DC converter: Analysis, modeling, design, and implementation [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2014, 29(9): 4538-4550.
- [17] YANG B, DUARTE J L, LI W, *et al.* Phase-shifted full bridge converter featuring ZVS over the full load range [C]//**36th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society**. Glendale, AZ, USA; IEEE, 2010: 644-649.
- [18] CHEN Z, JI B, JI F, *et al.* Analysis and design considerations of an improved ZVS full-bridge DC-DC converter [C]//**25th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition**. Palm Springs, CA, USA; IEEE, 2010: 1471-1476.

(本文编辑:黄伟)