

# 高速列车应急自走行全直流辅助变流器 拓扑设计与样机研制

陈星宇<sup>1</sup> 吴行健<sup>1</sup> 米毅凡<sup>2</sup>

西南交通大学, 利兹学院 四川成都

**摘要:** 针对原有应急自走行系统中, 工频变压器极大降低系统效率的弊端<sup>[1]</sup>, 本文在利用中高频辅助变流器代替原有变压器的优化结构<sup>[2]</sup>的基础上, 提出一种综合使用频率控制三电平拓扑以及L-LLC谐振腔<sup>[3]</sup>的结构运用于高速列车应急自走行系统以实现双向传输、稳定增益特点的应急自走行拓扑。最后, 搭建一件功率大致为4W、工作频率为10KHz左右的样机验证理论成果。

**关键词:** 三电平中高频辅助变流器拓扑; L-LLC谐振变换器; 应急自走行拓扑

## Topology design and prototype development of emergency self-propelled auxiliary converter (DC to DC) for high-speed trains

Chen Xingyu, Wu Xingjian, Mi Yifan

(Southwest Jiaotong University, Leeds Joint school, Chengdu)

**Abstract:** In view of the disadvantages of the original emergency self-propelled system, the power frequency transformer greatly reduces the efficiency of the system. This paper proposes a comprehensive use of frequency control based on the optimized structure of the original transformer with a medium and high frequency auxiliary converter. The Tri-level topology and the structure of the L-LLC resonant tanks are used in the emergency self-propelled system of high-speed trains to realize the emergency self-propelled topology with the characteristics of two-way transmission and stable gain. Finally, a low-power prototype with an approximate power of 4W and an operating frequency of about 10KHz was built to verify the theoretical results.

**Keywords:** Tri-level topology; L-LLC resonant converter; Emergency self-propelled auxiliary converter

### 1 引言

近年来高速列车应急自走行技术得到改善, 并首次在京张铁路运用<sup>[4]</sup>。由于现有应急自走行系统存在效率较低的特点, 已有学者提出采用中高频隔离变压器的整体拓扑结构<sup>[5]</sup>。项目组在前人研究的基础上提出双向充电机、中高频辅助隔离变压器的内部拓扑结构。

图1为DC700V优化后的应急自走行系统拓扑<sup>[6]</sup>, 其采用中高频辅助变流器以在省去工效低的工频隔离变压器的同时, 去除DC-AC-DC逆变过程, 大大提高系统效率。

优化后的拓扑结构适应于列车的不同工作状态:

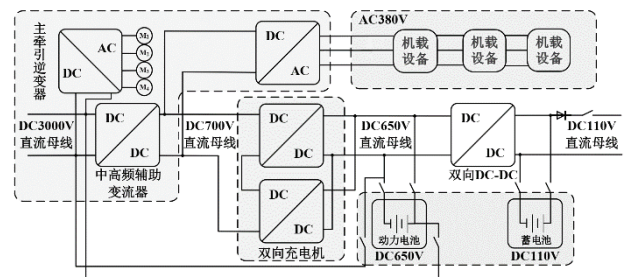


图1 优化后的应急自走行系统拓扑

在列车正常运行时, DC3000V母线在中高频辅助变流器处降压到DC700V。为保证IGBT承受高压工作环境, 本文提出一种由频率控制的三电平拓扑将工作电压降到

IGBT可承受范围之内,该控制方法相较于传统的相移方法更为便捷,具有工程应用价值。为实现双向充电机可控、双向、增益的要求,本文提出利用L-LLC谐振拓扑充当DC-DC变换器,实现700-650V的降压变换,为后续蓄电池充电。

在列车处于应急自走系统状态时,动力电池通过主牵引逆变器为发动机供电,并通过双向充电机为AC380V负载供电,能量逆向移动。其中,双向充电机内部L-LLC谐振结构能够提供稳定且可调增益,能够在断电情况下依旧为空调等负载供电。

最后,项目组通过实验验证以上两种装置拓扑变化的可行性和科学性。

## 2 电路结构和工作原理

### 2.1 全桥LLC谐振变换器谐振腔瞬态分析

考虑到LLC以及L-LLC两种电路结构的复杂性,本文给出一种数学推导模型,帮助大家进行分析。现有全桥LLC谐振变换器的拓扑结构如图2.1.1所示<sup>[7]</sup>,其中 $V_{in}$ 为全桥LLC谐振变换器的输入电压, $Q_1$ 至 $Q_4$ 为具有反并联二极管的开关, $C_r$ 为谐振电容, $L_r$ 为谐振电感, $L_p$ 为励磁电感, $T_1$ 为变压器, $D_1$ 至 $D_4$ 为输出整流二极管, $C_0$ 为输出侧滤波电容。 $R_L$ 为等效负载电阻。

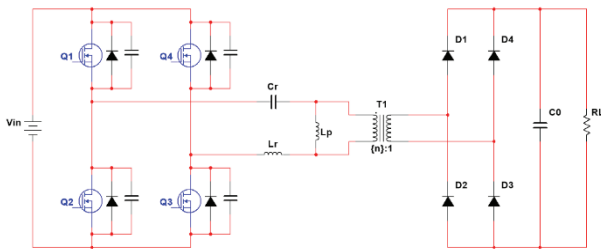


图 2.1.1 LLC 谐振变换器拓扑

$Q_1$ 、 $Q_2$ 、 $Q_3$ 、 $Q_4$ 构成全桥整流结构, $L_r$ 、 $L_p$ 、 $C_r$ 构成LLC谐振腔。当 $Q_1$ 、 $Q_3$ 导通且 $Q_2$ 、 $Q_4$ 断开时, $C_r$ 左侧接通 $V_{in}$ 的正极, $L_r$ 左侧接通 $V_{in}$ 的负极,此时谐振腔上端与下端的电压差为 $+V_{in}$ 。当 $Q_1$ 、 $Q_3$ 断开且 $Q_2$ 、 $Q_4$ 导通时, $C_r$ 左侧接通 $V_{in}$ 的负极, $L_r$ 左侧接通 $V_{in}$ 的正极,此时谐振腔上端与下端的电压差为 $-V_{in}$ 。所以通过控制 $Q_1$ 至 $Q_4$ 的通断,可以谐振腔上输入矩形脉冲,再通过基波近似的方法对输入波形进行处理,以便于对谐振腔的输出进行数学分析。当对LLC谐振变换器的谐振腔进行瞬态分析时,可以该结构简化成图2.1.2所示。

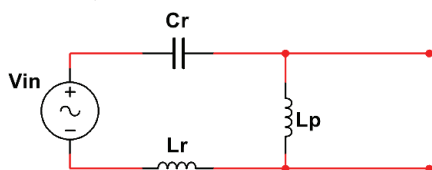


图 2.1.2 LLC 谐振腔瞬态分析

假设 $V_{in} = A \sin(\omega t)$ ,为谐振腔输入的基波,回路中的电流为 $i$ ,电荷量为 $q$ ,则有:

$$V_{C_r} + V_{L_p} + V_{L_r} = V_{in} \rightarrow \frac{\int idt}{C_r} + iL_p + iL_r = V_{in}$$

$$\rightarrow \frac{q}{C_r} + q'(L_p + L_r) = A \sin(\omega t) \quad (1)$$

解之得, $q$ 的特解为:  $q_p = \frac{A}{\frac{1}{C_r} - \omega^2(L_p + L_r)} \sin(\omega t)$

$q$ 的通解为:

$$q_c = X' \cos\left(\frac{t}{\sqrt{(L_p + L_r)C_r}}\right) + Y' \sin\left(\frac{t}{\sqrt{(L_p + L_r)C_r}}\right)$$

$$\therefore q = q_c + q_p$$

$$= X' \cos\left(\frac{t}{\sqrt{(L_p + L_r)C_r}}\right) + Y' \sin\left(\frac{t}{\sqrt{(L_p + L_r)C_r}}\right) +$$

$$\frac{A}{\frac{1}{C_r} - \omega^2(L_p + L_r)} \sin(\omega t)$$

代入边界条件 $q(0) = 0$ ,  $q'(0) = 0$ 可得:

$$\therefore q = -\frac{A\sqrt{(L_p + L_r)C_r}}{\frac{1}{\omega C_r} - \omega(L_p + L_r)} \sin\left(\frac{t}{\sqrt{(L_p + L_r)C_r}}\right) +$$

$$\frac{A}{\frac{1}{C_r} - \omega^2(L_p + L_r)} \sin(\omega t)$$

则输出电压为:

$$V_{out} = V_{L_p} = iL_p = q'L_p$$

$$= \frac{AL_p}{\sqrt{(L_p + L_r)C_r}} \frac{1}{\frac{1}{\omega C_r} - \omega(L_p + L_r)} \sin\left(\frac{t}{\sqrt{(L_p + L_r)C_r}}\right) -$$

$$\frac{AL_p \omega}{\frac{1}{\omega C_r} - \omega(L_p + L_r)} \sin(\omega t)$$

设谐振因子为:  $Q = \frac{1}{\frac{1}{\omega C_r} - \omega(L_p + L_r)}$ ,可以看出当

$\omega \rightarrow \frac{1}{\sqrt{(L_p + L_r)C_r}}$ 时,  $Q \rightarrow \infty$ ,  $V_{out}$ 产生增益。

当 $\omega \approx \frac{1}{\sqrt{(L_p + L_r)C_r}}$ 时,

$$V_{out} \approx AL_p \omega Q \sin\left(\frac{t}{\sqrt{(L_p + L_r)C_r}}\right)$$

$-AL_p \omega Q \sin(\omega t)$ ,可以看出 $V_{out}$ 将由两个振幅与频率相近的正弦成分,这将产生拍振。其MATLAB仿真结

果如图2.1.3所示。

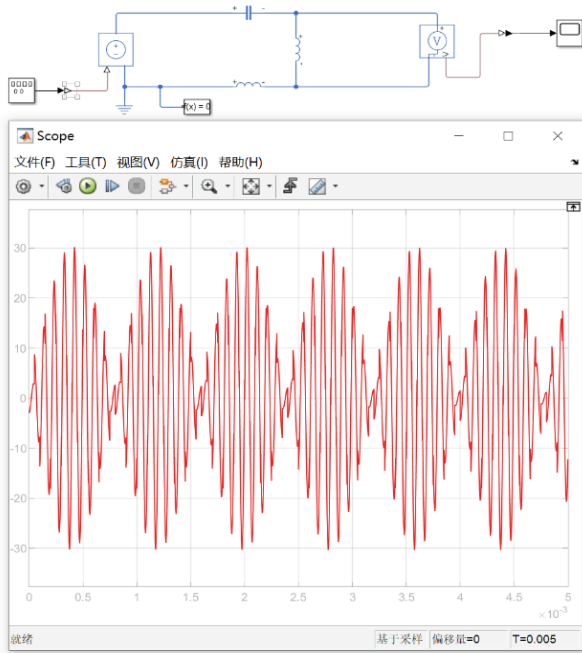


图2.1.3 LLC谐振腔仿真

### 2.2 全桥 LLC 谐振变换器带负载谐振腔稳态分析

对带负载的 LLC 谐振变换器的谐振腔进行瞬态分析时，可以该结构简化成图 2.2.1 所示。

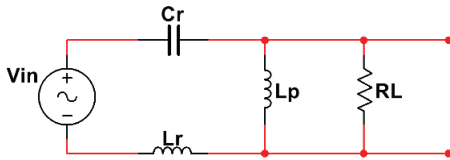


图2.2.1 带负载的 LLC 谐振腔瞬态分析

假设  $V_{in} = A\sin(\omega t)$ ，回路中由上至下流过  $L_p$  电流为  $i_1$ ，电荷量为  $q_1$ ；由上至下流过  $R_L$  的电流为  $i_2$ ，电荷量为  $q_2$ ，则有：

$$\begin{cases} V_C + V_{L_p} + V_{L_r} = V_{in} \\ V_{L_p} + V_{R_L} = 0 \end{cases}$$

$$\rightarrow \begin{cases} (L_p + L_r) i_1' + L_r i_2' + \frac{1}{C_r} q_1 + \frac{1}{C_r} q_2 = V_{in} \\ L_p i_1' - R_L i_2 = 0 \end{cases}$$

$$\rightarrow \begin{pmatrix} q_1 \\ i_1' \\ q_2 \\ i_2' \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_L}{L_p} \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ \frac{1}{L_r C_r} & 0 & \frac{1}{L_r C_r} & \frac{(L_p + L_r) R_L}{L_r L_p} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} q_1 \\ i_1 \\ q_2 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_r} \end{pmatrix} A\sin(\omega t) \quad (2)$$

$$\text{令: } y = \begin{pmatrix} q_1 \\ i_1 \\ q_2 \\ i_2 \end{pmatrix}, H = \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_L}{L_p} \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ \frac{1}{L_r C_r} & 0 & \frac{1}{L_r C_r} & \frac{(L_p + L_r) R_L}{L_r L_p} \end{pmatrix}$$

$$G = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_r} \end{pmatrix}, \text{ 则: } (2) \rightarrow y' + Hy = G\sin(\omega t)$$

由于  $G$  中有非 0 元素，故  $y$  具有特殊解。设  $y$  的特解： $y_p = a\sin(\omega t) + b\cos(\omega t)$ ，解之得：

$$\begin{pmatrix} a \\ b \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} H & -\omega I_4 \\ \omega I_4 & H \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} G \\ 0_{4 \times 1} \end{pmatrix}, \text{ 其中 } I \text{ 为单位矩阵。}$$

$V_{out}$  的性质主要由  $i_2$  的特殊解决定，因为  $i_2$  的通解是呈指数衰减的，而  $i_2$  的特解是由两个频率相等的正弦和余弦分量组成的。在  $V_{out}$  输出初期，会伴有震荡但会震荡快速消减，当  $V_{out}$  稳定时：

$$\begin{aligned} V_{out} &= i_{2p} R_L = [a_4 A \sin(\omega t) + b_4 A \cos(\omega t)] R_L \\ &= R_L A \sqrt{a_4^2 + b_4^2} \sin(\omega t + \tan^{-1}(\frac{b_4}{a_4})). \end{aligned}$$

其 MATLAB 仿真结果如图 2.2.2 所示。

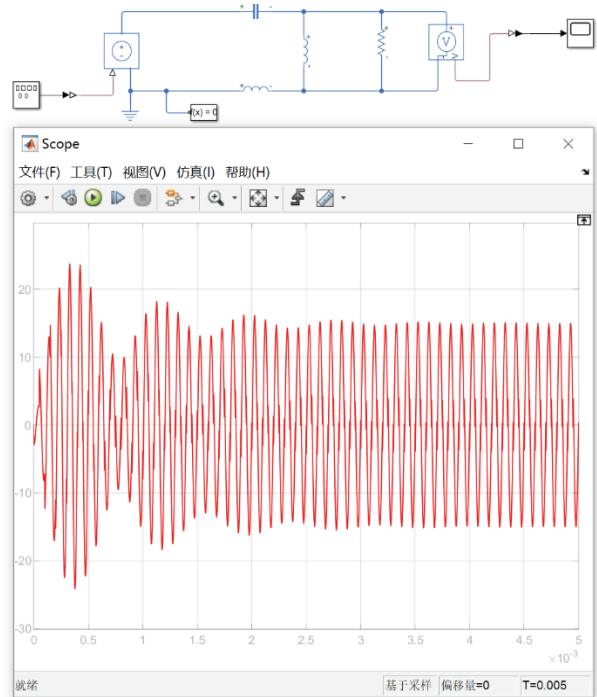


图2.2.2 带负载 LLC 谐振腔仿真

由此一来，对带负载谐振腔的稳态分析便有了便捷的数学工具。带负载 LLC 谐振腔的增益为：

$gain = \frac{V_{out}}{V_{in}} = R_L \sqrt{a_4^2 + b_4^2}$ 。应用该公式，可以看出负载对 LLC 谐振腔的增益具有很大的影响，图 2.2.3 为具有不同负载 LLC 谐振腔增益频谱的数学建模：

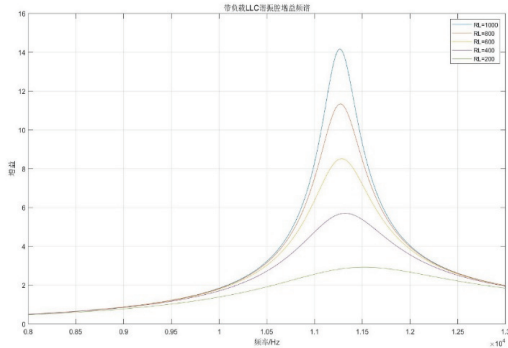


图 2.2.3 不同负载下 LLC 谐振腔的增益频谱

### 2.3 PWM 对 LLC 谐振变换器的控制分析

图 2.2.3 表明，输入信号的频率对 LLC 谐振腔增益的影响是全桥 LLC 谐振变换器调频可控性的基础。通过 PWM 对  $Q_1$  至  $Q_4$  的通断控制，可以在 LLC 谐振腔上产生不同频率的基波作为输入信号，以实现 LLC 谐振变换器的调频控制。除此之外，通过对 PWM 控制信号占空比的调节，可以实现对基波输入信号振幅的控制。该独立于 LLC 谐振腔的控制方法，实现了 PWM 对 LLC 谐振变换器的二维调控。

假设 LLC 谐振变换器的主供电的电平为  $V$ ，输入  $Q_1$  和  $Q_3$  的 PWM 控制信号的频率为  $f$ ，占空比为  $k$ ，而输入  $Q_2$  和  $Q_4$  的 PWM 控制信号与之互补，这将在 LLC 谐振腔的输入端上产生一个振幅为  $V$ ，频率为  $f$ ，一个周期内正电平时间为  $\frac{k}{f}$ ，负电平时间为  $\frac{1-k}{f}$  的矩形脉冲：

$$f(t) = \begin{cases} V, & 0 < t < \frac{k}{f} \\ -V, & \frac{k}{f} < t < \frac{1}{f} \end{cases}$$

对该矩形脉冲进行傅立叶拆分，

可得：

$$f(t) = V(2k-1) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2V}{n\pi} \sin(2\pi nk) \cos(2\pi nft) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2V}{n\pi} [1 - \cos(2\pi nk)] \sin(2\pi nft)$$

矩形脉冲的基波即为  $f(t)$  在  $n=1$  时的交流分量：

$$f_1(t) = \frac{4V}{\pi} \sin(\pi k) \cos(2\pi ft - \pi k)$$

其振幅为

$$\frac{4V}{\pi} \sin(\pi k)$$

综上所述，LLC 谐振变换器谐振腔输出波形的总体增益由以下公式给出：

$$gain = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{4}{\pi} R_L \sin(\pi k) \sqrt{a_4^2 + b_4^2}$$

其中：
$$\begin{pmatrix} a \\ b \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} H & -\omega I_n \\ \omega I_n & H \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} G \\ 0_{4 \times 1} \end{pmatrix}$$

$$H = \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_L}{L_p} \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ \frac{1}{L_r C_r} & 0 & \frac{1}{L_r C_r} & \frac{(L_p + L_r) R_L}{L_r L_p} \end{pmatrix}, \quad G = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_r} \end{pmatrix}$$

通过 PWM 的频率与占空比对 LLC 谐振变换器增益的二维控制数学建模如图 2.3.1 示：

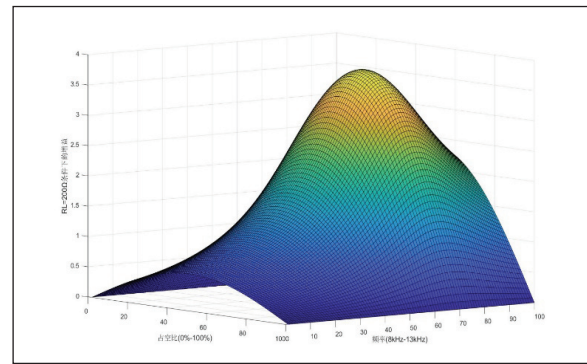


图 2.3.1 通过 PWM 的频率与占空比对 LLC 谐振变换器增益的二维控制

## 3 仿真分析与实验验证

### 3.1 LLC 谐振变换器在双向充电机和中高频辅助变流器中的应用与仿真

在双向充电机中，考虑到能量在 DC700V 母线与 DC650V 母线中的双向流动，在 LLC 谐振腔的输入端加入了励磁电感构成 L-LLC 结构<sup>[8]</sup>，使优化后的 LLC 谐振腔和 LLC 谐振变换器具有对称的结构。依托 L-LLC 拓扑优势，双向充电机采用串联输入并联输出的多模块级联拓扑实现，如图 3.1.1。

其中输入电压： $V_m = 700V$ ，滤波电容： $C_1 = C_2 = 10\mu F$ ，谐振电容： $C_{r1} = C_{r2} = 100nF$ ，谐振电感： $L_{r1} = L_{r2} = 1mH$ ，励磁电感： $L_{p1} = L_{p2} = L_{p3} = L_{p4} = 1mH$ ，等效负载电阻： $R_L = 1k\Omega$ ，PWM1 为频率等于 10kHz，占空比等于 50% 的方波脉冲，PWM2 为频率等于 100Hz，占空比等于 50%，延迟为的方波脉冲。图 3.1.2 显示了 MATLAB 模拟 DC700V 到 DC650V 的仿真结果。

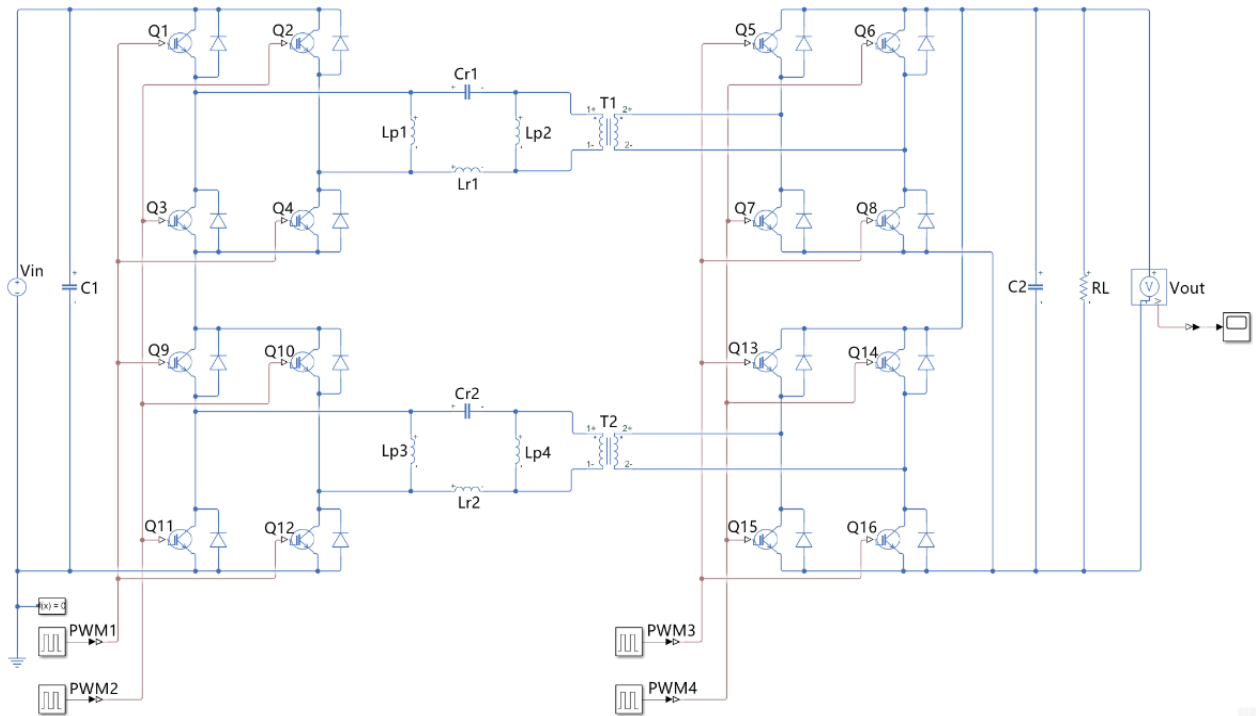


图 3.1.1 双向充电拓扑

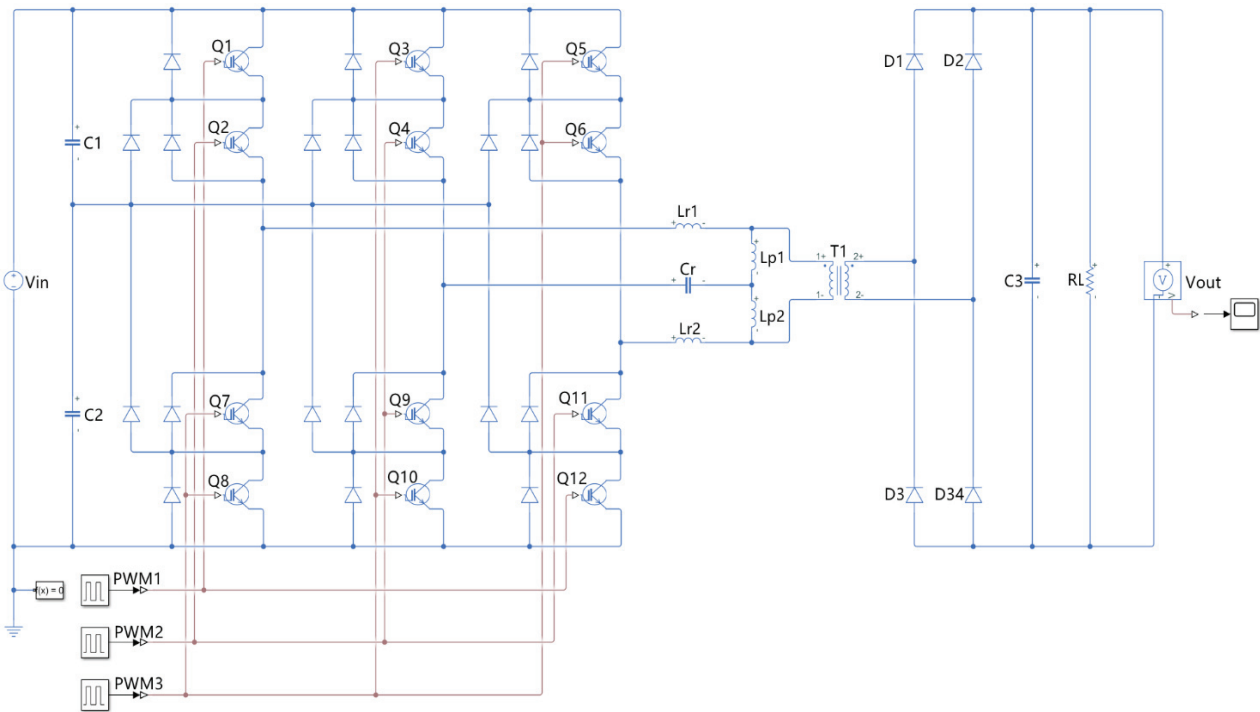


图 3.1.3 三电平中高频辅助变流器拓扑

在中高频辅助变流器中，考虑到对IGBT的电压保护，采用三电平的全桥整流方式来降低IGBT上的最大作用电压。其拓扑如图3.1.3所示。

其中输入电压： $V_m = 3000V$ ，滤波电容： $C_1 = C_2 = 1mF$ ， $C_3 = 2.2mF$ ，谐振电容： $C_r = 100nF$ ，谐振电感： $L_{r1} = L_{r2} = 1mH$ ，励磁电感： $L_p = 1mH$ ，等效

负载电阻： $R_L = 1k\Omega$ ，通过  $PWM1$ 、 $PWM2$ 、 $PWM3$  对  $Q_1$  至  $Q_2$  的控制，使左侧第一桥臂在  $L_{r1}$  上输出一个1500V至3000V的方波，使左侧第二桥臂在  $C_r$  上输出一个1500V的直流电平，使左侧第三桥臂在  $L_{r2}$  上输出一个0V至1500V的方波。图3.1.4显示了MATLAB模拟DC3000V到DC700V的仿真结果。

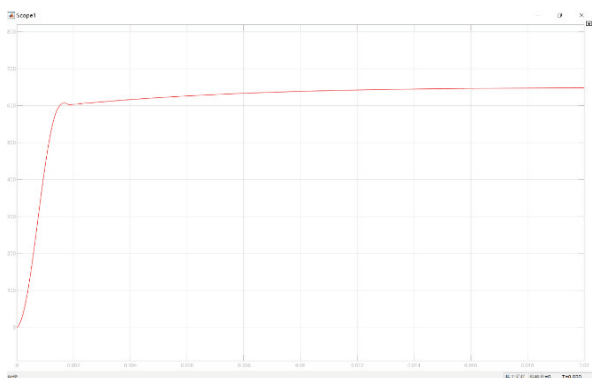


图 3.1.2 双向充电机模拟仿真

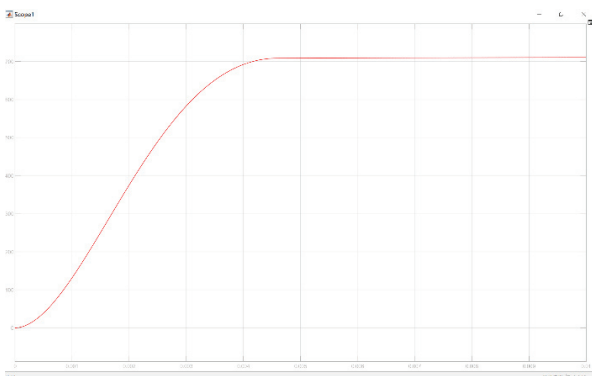


图 3.1.4 三电平中高频辅助变流器模拟仿真

### 3.2 L-LLC 谐振变换器实验验证

图 3.2.1 为 L-LLC 谐振变换器的实验装置实物。

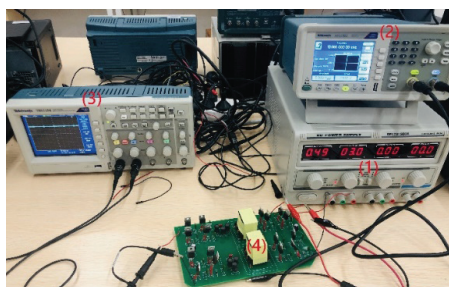


图 3.2.1 L-LLC 谐振型双向 DC-DC 变换器实验装置实物

实验装置由直流电源 (1)、信号发生器 (2)、示波器 (3)、L-LLC 谐振主电路 (4) 组成。考虑到理论上隔离变压器对系统输出不会产生任何影响，且实际上适用于 10kHz 下的 1:1 隔离变压器很难实现并会引入误差，实验中的变压器仅起到样板作用。在有负载的情况下，将输入电压从 0 调至 10V，观察输入电压与放大倍数关系如图 3.2.2 所示。

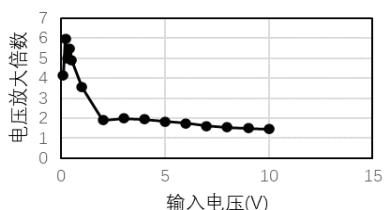


图 3.2.2 有负载条件下输入电压 vs 电压放大倍数

可以看到大约在 0-2V 时，放大倍数有突增的态势，而在输入电压大于 2V 后，放大倍数趋于稳定，最终稳定在 2 倍左右。

输入电压与输出电流的关系如图 3.2.3 所示。

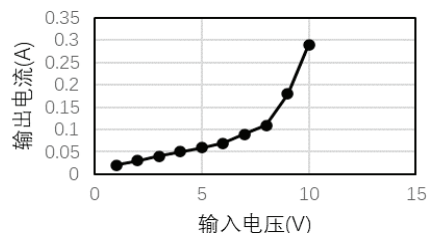


图 3.2.3 有负载条件下输入电压 vs 输出电流

在前半部分输入电压与输出电流成线性关系，而当输入电压大于 8V 时，输出电流呈指数增长。这是因为随着输入电压增大，死区时间变长，死区时间长导致三极管的开关有重合区域，最终导致电路中部分电路短路造成电流升高。

### 3.3 带控制驱动与闭环调节的辅助变流器系统实验验证

图 3.3.1 为带控制驱动与闭环调节的辅助变流器系统的实验装置实物，实验装置由直流电源 (1)、PC 控制与检测端 (2)、示波器 (3)、控制驱动与闭环调节模块 (4)、L-LLC 谐振型变换器 (5) 和三电平辅助变流器 (6) 组成。

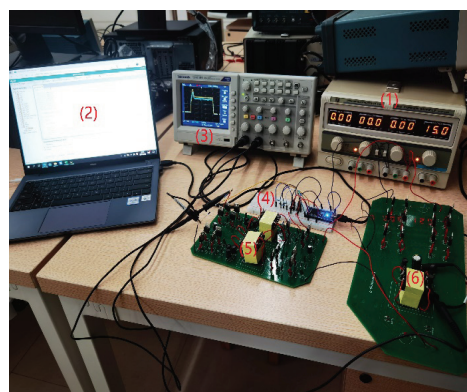


图 3.3.1 带控制驱动与闭环调节的辅助变流器系统实物

PC 控制与检测端将控制指令传输给控制驱动系统，控制器系统生成相应的 PWM 波对 LLC 双向变流器和三电平变流器进行频率和占空比调制。本实验按照 3000 V 转 700V 转 650 V 的比例，在设备中实现从直流电源输入 15V 到 L-LLC 谐振型双向 DC-DC 变换器转为 3.5V，再到三电平辅助变流器转为 3.25V。最终输出端的电压将会由闭环调节系统进行监控，并将数据传回给 PC 检测端，由 PC 进行分析并实现闭环调控。

图 3.3.2 展示了辅助变流器系统的输出性能。

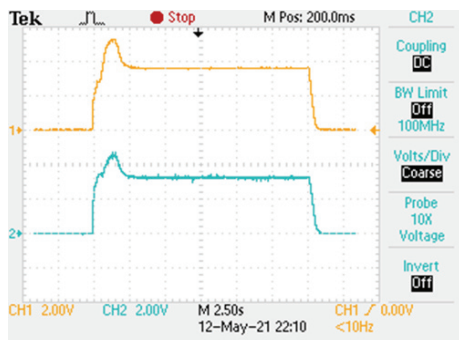


图3.3.2 带控制驱动与闭环调节的辅助变流器系统输出

在开始的0.5秒内，输出的电压迅速上升。在接下来的两秒钟内，系统经历了一个由闭环调控模块控制的自我调节过程，并在两秒后，L-LLC谐振型变换器输出（黄线）达到了3.5V的目标电压且处于稳定输出状态，三电平辅助变流器输出（蓝线）达到了3.25V的目标电压且处于稳定输出状态。放电过程在0.5s内基本完成，在1s内彻底完成。

该实验证明了小功率样机研制的成功，证明了之前理论结果的正确性，反映了实验装置系统的完整性与高效性。

#### 4 结论

本文运用应急自走行系统中替换工频变压器的改进方案，在利用中高频辅助变流器代替原有变压器的优化结构的基础上，提出一种综合使用频率控制三电平拓扑以及L-LLC谐振腔的结构运用于高速列车应急自走系统。

在正常工作条件下，从双向充电机输出的650V直流电压直接给650V动力锂电池充电，动力锂电池经历恒流-恒压充电过程达到并稳定在650V。在应急自走行模

式下，动力锂电池放电输入650V电压通过双向DC-DC变换器充电机产生稳定700V直流母线电压。辅助逆变器中逆变部分工作，将DC700V直流母线转换为三相AC380V交流电，为交流用电器供电。最终实现双向传输、稳定增益特点的应急自走行拓扑。

最后，工作频率为10KHz左右的小功率样机，通过实验验证了该方案的可行性，得到了比较成功的结果。

#### 参考文献及专利：

[1], [2]宋文胜, 邓亚茹, 钟鸣, 尹帅, 余彬, 冯晓云, 王青元.一种高速列车应急自走行系统的DC700V: 中国, CN202011515413.5 (申请号).20210122.

[3]马小林.LLCC谐振拓扑线路的研究[J].机电工程.2013, 09 - 1123 - 04.

[4]孔羽姝, 于明远.京张高铁智能型动车组应急自走行系统组成及功能分析.《城市轨道交通研究》2020年第2期71-74, 共4页.

[5], [6]宋文胜、邓亚茹、钟鸣等，一种高速列车应急自走行系统的DC3000V：中国，CN202011514784.1（申请号）.20210129.&宋文胜、邓亚茹、钟鸣等，一种高速列车应急自走行系统的全直流电路拓扑结构：中国，CN202011515411.6（申请号）.20210126.

[7]孙磊, 张波, 颜湘武, 刘一凡.双向LLC谐振变换器特性分析[J].电力科学与技术学报, 2016, 31(1): 41-47.

[8]吕正, 颜湘武, 孙磊.基于变频-移相混合控制的L-LLC谐振双向DC-DC变换器[J].电工技术学报, 2017, 32(4): 12-24.