

交错并联双向 LLC 谐振变换器的通道控制分析及  
最佳换相点的研究

杨玉岗<sup>1</sup>, 薛文彦<sup>1</sup>, 黄伟义<sup>1</sup>, 许 静<sup>2</sup>

(1. 辽宁工程技术大学电气与控制工程学院, 辽宁 葫芦岛 125105;  
2. 国网安徽省天长市供电公司, 安徽 天长 239000)

**摘要:** LLC 谐振变换器以其结构简单、效率高、器件电应力小等优点得到广泛应用。随着电源输出功率的不断提升,为了克服变换器的导通损耗大,输出电流和输入电流的纹波增大以及在全负载范围内不能高效率输出的缺点,提出通道控制技术。以交错并联双向 LLC 谐振变换器为例,分析了变换器中的各部分损耗,继而用 Matlab 三维绘图工具绘制出各部分损耗的主次关系,再用数值计算法和仿真法求解对应的换相点电流。最后通过实验验证理论分析的正确性。

**关键词:** LLC; 通道控制; 换相点; 损耗; 全负载; 高效率

**DOI:** 10.12067/ATEEE1709049      **文章编号:** 1003-3076(2018)12-0032-07      **中图分类号:** TM46

1 引言

LLC 谐振变换器被广泛应用于光伏发电系统、LED 驱动电源和变频微波炉电源和电动汽车充电桩等领域<sup>[1,2]</sup>。随着电源输出频率的不断上升,为了减小变换器中的电流纹波和体积、增大功率密度,在 LLC 变换器中引入交错并联技术。为了进一步提高变换器的效率、拓展高效运行区间,文献[1]对  $N$  相交错并联 Buck 变换器在全负载情况下的导通通道数进行最优化调整,从而得到使损耗达到最小化的条件<sup>[3]</sup>。为了实现变换器双向传输效率,且无论正向还是反向工作时,都具备 LLC 变换器的软开关特性,不需要额外的缓冲电路,文献[2]提出一种双向全桥 CLLC 谐振直流变化器。但该拓扑结构不能实现变换器在全负载范围内的高效率传输。

本文在交错并联双向 LLC 谐振变换器中引入通道控制技术,对变换器中的各部分损耗进行详细分析,为了直观看出不同工作区域下各部分损耗的主次关系,绘制各部分功率损耗曲面图。运用数值计算法和仿真法对换相点电流进行优化分析。最后利用实验验证通道控制技术在交错并联双向 LLC

谐振变换器中可实现全负载范围内的高效率传输。

2 双向 LLC 谐振变换器的损耗分析

交错并联双向 LLC 谐振变换器的拓扑结构如图 1 所示,为了使变换器在正向和反向工作时的特性一致,将变换器设计为 2 个谐振网络的参数相对称的结构,另外变换器的漏感还可以充当一部分的谐振电感,有利于磁件的集成<sup>[4]</sup>。2 路共同为一个负载供电,原边侧的逆变电路和谐振网络以及副边侧的整流电路均保持独立运行的状态。

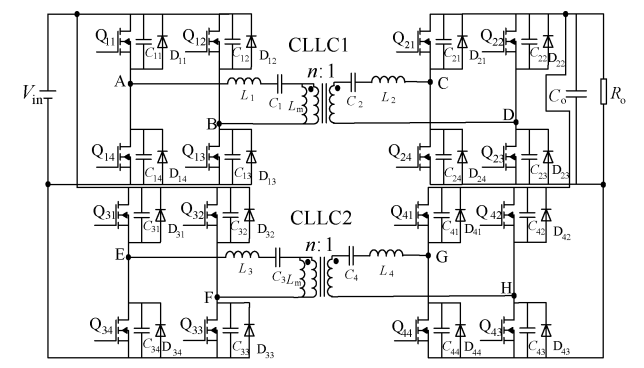


图 1 交错并联双向 LLC 谐振变换器的拓扑结构  
Fig.1 Circuit to pology of interleaved parallel bi-directional LLC resonant converters

首先分析双向 LLC 谐振变换器中的各部分损耗。直流谐振变换器在工作中所产生的损耗<sup>[5,6]</sup>, 可以分为 5 大类: 逆变侧开关网络的损耗、变压器原副边谐振网络的损耗、变压器副边整流二极管的损耗、输出滤波电容的损耗以及变压器的损耗<sup>[7,8]</sup>。

## 2.1 整流二极管的损耗分析

整流二极管上流过的电流波形近似于正弦波, 首先分析各时间段流过整流二极管的电流, 设流过整流管  $D_{21}$ ,  $D_{22}$  的电流分别为:

$$i_{D_{21}} = \begin{cases} \sqrt{2}I\sin(\omega_r t) & 0 \leq t \leq \frac{T_r}{2} \\ 0 & \frac{T_r}{2} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (1)$$

$$i_{D_{22}} = \begin{cases} 0 & 0 \leq t \leq \frac{T_r}{2} \\ \sqrt{2}I\sin(\omega_r t) & \frac{T_r}{2} \leq t \leq \frac{T_r + T_s}{2} \\ 0 & \frac{T_r + T_s}{2} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (2)$$

式中,  $\omega_r$  为谐振角频率;  $T_r$  为整流二极管导通时间;  $T_s$  为工作周期。

已知流过整流管的电流在一个谐振周期内的平均值  $I_{D,ave}$  为:

$$I_{D,ave} = \frac{I_o}{2} \quad (3)$$

式中,  $I_o$  为变换器的输出电流。

可以求得流过整流二极管的电流有效值  $I$  为:

$$I = \frac{\pi I_o}{2\sqrt{2}f_o} \quad (4)$$

式中,  $f_o$  为工作频率与谐振频率的比值, 称为归一化频率。

则相应的整流二极管上的损耗  $P_D$  为:

$$P_D = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_D i_D dt = V_D I_{D,ave} = \frac{V_D I_o}{2} \quad (5)$$

式中,  $V_D$  为二极管的正向导通压降;  $i_D$  为整流二极管上流过的电流。

## 2.2 开关管的损耗分析

开关管的损耗包括: 导通损耗、驱动损耗和关断损耗。

### (1) 导通损耗

导通损耗即开关管导通过程中在开关管的通态电阻上产生的损耗, 由于死区时间一般相对于开关周期来说可忽略不计, 因此在忽略死区时间的条件下, 变换器逆变侧开关管的导通损耗  $P_{M,on}$  为:

$$P_{M,on} = 4r_{ds,on} I_{Q,rms}^2 = 2r_{ds,on} I_{r,rms}^2 \quad (6)$$

式中,  $r_{ds,on}$  为开关管的通态电阻;  $I_{Q,rms}$  为开关管的谐振电流;  $I_{r,rms}$  为变压器原边侧谐振电流有效值。

### (2) 驱动损耗

驱动损耗是由开关管的栅源极间的电压对寄生电容充放电而产生的, 可得损耗为:

$$P_{drive} = \frac{1}{2} C_{gs} V_{gs}^2 f_s \times 4 = 2C_{gs} V_{gs}^2 \frac{f_o}{T_r} \quad (7)$$

式中,  $V_{gs}$  为开关管栅源极间的驱动电压的幅值;  $f_s$  为工作频率;  $C_{gs}$  为开关管栅源极间的寄生电容。

### (3) 关断损耗

已知变换器逆变侧的开关管可实现 ZVS, 忽略开关管的开通损耗, 对开关管的关断损耗进行计算。

开关管在实际工作中无法瞬间完成关断, 当开关管  $Q_{11}$ 、 $Q_{13}$  关断时, 在关断过程中流过开关管  $Q_{11}$  的电流为:

$$i_{Q_{11}}(t) = I_{lp} - \frac{I_{lp}}{t_f} t \quad (8)$$

式中,  $I_{lp}$  为励磁电流的峰值;  $t_f$  为开关管的关断时间。

由于开关管的下降时间很短, 讨论此时间段内的谐振电流大小时, 可忽略不计, 故该时间段内认为谐振电流  $i_r$  与励磁电流峰值  $I_{lp}$  相等且不变, 因此有下列等式:

$$\begin{cases} i_r = I_{lp} = i_{Q_{11}}(t) + i_{C_{11}}(t) + i_{C_{14}}(t) \\ i_{C_{14}}(t) = -C_{14} \frac{dV_{C_{14}}(t)}{dt} \\ i_{C_{11}}(t) = C_{11} \frac{dV_{C_{11}}(t)}{dt} \\ V_{C_{11}}(t) + V_{C_{14}}(t) = V_{in} \end{cases} \quad (9)$$

式中,  $i_{Q_{11}}$  为开关管  $Q_{11}$  的电流;  $i_{C_{11}}$  为结电容  $C_{11}$  的电流;  $i_{C_{14}}$  为结电容  $C_{14}$  的电流;  $V_{C_{14}}$  为结电容  $C_{14}$  的电压;  $V_{C_{11}}$  为结电容  $C_{11}$  的电压;  $V_{in}$  为输入电压。

变换器逆变侧的开关管均为同一型号, 且应有同一桥臂上下开关管的寄生电容的充放电过程同时结束, 则有:

$$\begin{cases} C_{11} = C_{14} \\ \frac{dV_{C_{11}}(t)}{dt} = -\frac{dV_{C_{14}}(t)}{dt} \end{cases} \quad (10)$$

联立式(8)~式(10)可得:

$$i_{C_{11}}(t) = \frac{1}{2} [i_r - i_{Q_{11}}(t)] = \frac{I_{lp}}{2t_f} t \quad (11)$$

可以求出开关管  $Q_{11}$  两端的电压  $V_{Q_{11}}$  为:

$$V_{Q_{11}}(t) = V_{C_{11}}(t) = \frac{1}{C_{11}} \int_0^t i_{C_{11}}(t) dt = \frac{I_{L_p}}{4C_{11}t_f} t^2 \quad (12)$$

可进一步求出开关管  $Q_{11}$  的关断损耗  $P_{Q_{11}, \text{off}}$  为:

$$\begin{aligned} P_{Q_{11}, \text{off}} &= \frac{1}{T_s} \int_0^{t_f} i_{C_{11}}(t) V_{C_{11}}(t) dt \\ &= \frac{I_{L_p}^2 t_f^2 f_o}{32C_{11}T_s} \end{aligned} \quad (13)$$

由于一个周期内 4 个开关管的关断情况相同, 因此总的开关管的关断损耗  $P_{\text{off}}$  为:

$$P_{\text{off}} = 4P_{Q_{11}, \text{off}} = \frac{n^2 V_o^2 T_r^2 f_o}{128C_{11}L_m^2 f_o} \quad (14)$$

式中,  $n$  为变压器的变比;  $V_o$  为输出电压;  $L_m$  为励磁电感。

### 2.3 磁件的损耗分析

该变换器的电路拓扑中包括 3 个磁件: 2 个谐振电感和 1 个变压器, 对其各自的损耗进行分别计算。

#### 2.3.1 变压器中的损耗分析

变压器中的损耗分为铜损和铁损。

##### (1) 铜损的计算

铜损也称为绕组损耗, 包括直流损耗与交流损耗。变压器工作于高频状态时, 直流损耗较小可忽略, 只需计算交流电阻的损耗。

直流电阻  $R_{dc}$  为:

$$R_{dc} = LNR_{\Omega/m} [1 + \alpha_{20}(T_{\max} - 20)] \quad (15)$$

式中,  $L$  为平均每匝长度;  $\alpha_{20}$  为 20℃ 时的电阻率常数, 数值为 0.00393;  $R_{\Omega/m}$  为所选取导线的 20℃ 时单位米直流电阻;  $T_{\max}$  为最大允许工作温度。

可以得到交流电阻  $R_{ac}$  为:

$$R_{ac} = [1 + \frac{(5p^2 - 1)h^4}{45\delta^4}] R_{dc} \quad (16)$$

式中,  $p$  为绕组层数;  $h$  为有效层厚度;  $\delta$  为集肤深度。

已知流过变压器原边交流电阻的电流为谐振电流, 变压器原边侧谐振电流的有效值  $I_{r, \text{rms}}$  为:

$$I_{r, \text{rms}} = \sqrt{\frac{\pi^2 I_o^2}{8n^2 f_o} + \frac{\pi P_o T_r}{2\pi L_m} \left(1 - \frac{1}{f_o}\right) + \frac{n^2 V_o^2 T_r^2}{48L_m^2 f_o^2}} \quad (17)$$

式中,  $P_o$  为变换器的输出功率。

结合式(1)和式(4)可得到变压器副边侧谐振电流有效值  $I_{s, \text{rms}}$  为:

$$I_{s, \text{rms}} = \sqrt{2} I_{D, \text{rms}} \quad (18)$$

$$I_{D, \text{rms}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_D^2 dt = \frac{\pi I_o}{4\sqrt{f_o}} \quad (19)$$

式中,  $I_{D, \text{rms}}$  为整流二极管谐振电流。

因此可以得到变压器副边的铜损  $P_{\text{sec}}$  为:

$$P_{\text{sec}} = I_{s, \text{rms}}^2 r_{\text{sec}} = \frac{\pi^2 I_o^2}{8f_o} r_{\text{sec}} \quad (20)$$

式中,  $r_{\text{sec}}$  为变压器副边电阻。

可计算出变压器总的铜损  $P_{T, \text{cu}}$  为:

$$P_{T, \text{cu}} = P_{\text{pri}} + P_{\text{sec}} \quad (21)$$

式中,  $P_{\text{pri}}$  为变压器原边的铜损。

##### (2) 铁损的计算

由相应的斯坦梅茨公式可得变压器的铁损为:

$$P_{T, \text{Fe}} = V_{c, T} k_c f_s^\alpha B_{\max}^\beta \quad (22)$$

式中,  $B_{\max}$  为变压器的磁感应强度的峰值;  $k_c = 16.9$ 、 $\alpha = 1.25$ 、 $\beta = 2.35$  均为常量;  $V_{c, T}$  为所用变压器的磁件体积。

#### 2.3.2 谐振电感中的损耗分析

变压器原副边谐振电感的总损耗分为铜损和铁损。

铜损  $P_{Cu, L_r}$  为:

$$P_{Cu, L_r} = I_{r, \text{rms}}^2 r_{L_1} + I_{s, \text{rms}}^2 r_{L_2} \quad (23)$$

铁损  $P_{Fe, L_r}$  为:

$$P_{Fe, L_r} = V_{c, L_1} k_c f_s^\alpha B_{\max}^\beta + V_{c, L_2} k_c f_s^\alpha B_{\max}^\beta \quad (24)$$

式中,  $r_{L_1}$ 、 $r_{L_2}$ 、 $V_{c, L_1}$ 、 $V_{c, L_2}$  分别为变压器原副边侧谐振电感的交流电阻和所用磁件体积, 两谐振电感所用磁件相同, 对应的参数  $k_c = 16.9$ 、 $\alpha = 1.25$ 、 $\beta = 2.35$  也相同, 且均为常量。

#### 2.4 谐振网络中导通损耗的分析

谐振网络中包含变压器原副边侧的谐振电感与谐振电容, 两谐振电感对应的交流电阻所产生的导通损耗即为谐振电感中的铜损<sup>[9]</sup>。因此该损耗为变压器原副边侧的谐振电容上的等效电阻所产生的导通损耗  $P_{\text{net, on}}$  为:

$$P_{\text{net, on}} = I_{r, \text{rms}}^2 r_{C_1} + I_{s, \text{rms}}^2 r_{C_2} \quad (25)$$

式中,  $r_{C_1}$ 、 $r_{C_2}$  分别为变压器原副边谐振电容的等效电阻。

#### 2.5 输出滤波电容上的损耗

流过滤波电容  $C_o$  的电流  $i_{C_o}$  为:

$$i_{C_o} = \begin{cases} \frac{\pi I_o}{2f_o} \sin(\omega_r t) - I_o & 0 \leq t \leq \frac{T_r}{2} \\ -I_o & \frac{T_r}{2} \leq t \leq \frac{T_s}{2} \end{cases} \quad (26)$$

则流过输出滤波电容的电流有效值  $I_{C_o, \text{rms}}$  为:

$$I_{C_o \text{ rms}} = I_o \sqrt{\frac{\pi^2}{8f_o} - 1} \quad (27)$$

因此该滤波电容上产生的损耗  $P_{C_o}$  为:

$$P_{C_o} = I_{C_o \text{ rms}}^2 r_{C_o} = I_o^2 r_{C_o} \left( \frac{\pi^2}{8f_o} - 1 \right) \quad (28)$$

式中,  $r_{C_o}$  为滤波电容的串联寄生电阻。

当工作频率不在谐振频率点时,引入交错并联技术其输出滤波电容上的损耗  $P_{C_o, N}$  所占比重很小且公式繁琐,故作近似处理,即为:

$$P_{C_o, N} = I_{C_o \text{ rms}}^2 r_{C_o} = I_o^2 r_{C_o} \left( \frac{\pi^2}{8f_N} - 1 \right) \quad (29)$$

式中,  $f_N$  为引入交错并联技术后的归一化频率。

以上对双向 LLC 谐振变换器中各部分的损耗均做了详细的分析,为了减小变换器中的损耗并在全负载范围内实现较高的传输效率。从而引入交错并联技术和通道控制技术<sup>[10,11]</sup>。

### 3 通道控制下交错并联双向 LLC 谐振变换器最佳换相点的选取

#### 3.1 通道控制原理概述

通过改变多通道变换器的导通通道数,有效地控制其导通损耗和开关损耗,为通道控制技术。当变换器运行在满载时,增加变换器的导通通道数,减小导通损耗;轻载时,为了减小变换器多余的开关损耗可采用减小变换器的导通通道数,因此,通过对变换器导通通道数的控制,使其变换器的转换效率得到很大的提高,同时拓宽了变换器的高效运行空间<sup>[1]</sup>。

在工作过程中工作通道数发生改变,则各部分对应的损耗也将会发生相应的变化。当输出功率一定时,随着工作通道数的增加,每相流过的电流相应减小,开关损耗及导通损耗降低,由于磁件个数增加,磁损耗增加;随着工作通道数的减小,每相流过的电流相应增加,开关损耗及导通损耗会增加,由于磁件个数减小,会减小磁件损耗。因此需要在不同的负载条件下选取较为合理的工作通道数,以求在全负载范围内均能实现高效率<sup>[3]</sup>。

#### 3.2 基于通道控制下最佳换相点的选取

根据第 2 节对变换器损耗的分析,可以得到当

工作通道数为  $N$  时的总损耗为:

$$\begin{aligned} P_{\text{total}, N} &= P_{C_o} + P_{\text{off}} + P_{\text{drive}} + P_{\text{on}} + P_{\text{Fe}} \\ &= P_s + P_{\text{on}} + P_{\text{Fe}} \end{aligned} \quad (30)$$

式中,  $P_{\text{total}, N}$  为除磁件以外的变换器中所有的导通损耗;  $P_{C_o}$  为输出滤波电容上的损耗;  $P_{\text{off}}$  为开关管的关断损耗;  $P_{\text{drive}}$  为开关管的驱动损耗;  $P_s$  为驱动损耗、关断损耗和输出滤波电容的损耗的总和;  $P_{\text{on}}$  为  $N$  通道上总的导通损耗;  $P_{\text{Fe}}$  为  $N$  通道上变压器和谐振电感的总铁损。

虽对各部分的损耗进行了详细的分析,但仍不方便推导出最佳工作点(即最小损耗),为得到最佳的工作点,需要在不同的负载条件下选取最合适的导通通道数,有效缓解变换器的功率损耗,提高变换器的利用率。运用 Matlab 绘制不同工作区域下各部分损耗的主次关系<sup>[1]</sup>。各部分功率损耗曲面图如图 2 所示。

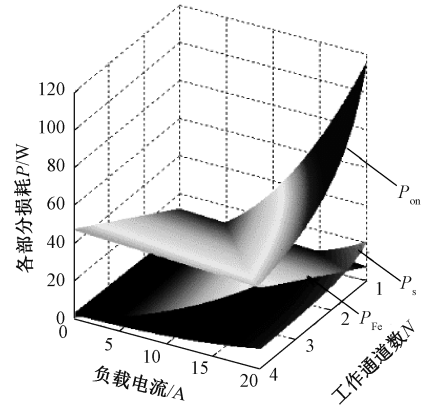


图2 各部分功率损耗曲面图

Fig.2 Part of power loss surface diagram

从图 2 中可以看出,当负载电流较小时,铁损占比较大,而随负载电流的增加,导通损耗占比较大。由图 2 可知,双向 LLC 谐振变换器工作在某负载点时会出现工作通道数为  $N$  时的损耗等于其在工作通道数为  $N+1$  时的损耗,由此求得变换器的换相点电流:

$$P_{\text{total}, N} - P_{\text{total}, N+1} = 0 \quad (31)$$

有 2 种方法可以求解对应的换相点电流:分别为数值计算法和仿真法。

(1) 数值计算法

由式(31)可以得到式(32):

$$A(f_N, f_{N+1}, N, N+1) I_o^2 + B(f_N, f_{N+1}, N, N+1) I_o + C(f_N, f_{N+1}, N, N+1) = 0 \quad (32)$$

式中



$$A(f_N,f_{N+1},N,N+1)=r_{C_o}\pi^2\left(\frac{1}{f_N}-\frac{1}{f_{N+1}}\right)+\left(\frac{r_{\text{pri}}'\pi^2+N^2\pi^2r_{\text{sec}}'}{8N^2f_NN}+\frac{\pi^2r_{\text{DS, on}}}{16}\right)\left[\frac{1}{Nf_N}-\frac{1}{(N+1)f_{N+1}}\right]$$
$$B(f_N,f_{N+1},N,N+1)=\frac{(r_{\text{pri}}'+2r_{\text{DS, on}})V_oT_r}{2L_m}\left(\frac{1}{f_{N+1}}-\frac{1}{f_N}\right)$$
$$C(f_N,f_{N+1},N,N+1)=\frac{(r_{\text{pri}}'+2r_{\text{DS, on}})n^2V_o^2T_r^2}{48L_m^2}\left(\frac{N}{f_N^2}-\frac{N+1}{f_{N+1}^2}\right)+V_Tk_{\text{Tf}}f_r^\alpha B_{\text{max, T}}^\beta(f_N^\alpha-f_{N+1}^\alpha)+$$
$$V_Lk_{\text{Lf}}f_r^\alpha B_{\text{max, L}}^\beta(f_N^\alpha-f_{N+1}^\alpha)+\frac{n^2V_o^2T_r t_f^2}{128C_{\text{oss}}L_m^2}\left(\frac{1}{f_N}-\frac{1}{f_{N+1}}\right)+\frac{2C_{\text{gs}}V_{\text{gs}}^2}{T_r}(f_N-f_{N+1})$$

$r_{\text{pri}}'=r_{\text{pri}}+r_{L_1}+r_{C_1}, r_{\text{sec}}'=r_{\text{sec}}+r_{L_2}+r_{C_2}$

式中,  $r_{\text{DS, on}}$  为导通时整流侧二极管的通态电阻;  $r_{\text{pri}}'$  为变压器原边等效电阻;  $r_{\text{sec}}'$  为变压器副边等效电阻;  $r_{\text{pri}}$  为变压器原边电阻;  $r_{\text{sec}}$  为变压器副边电阻;  $V_{\text{gs}}$  为开关管栅源极间的驱动电压幅值;  $C_{\text{gs}}$  为开关管栅源极间的寄生电容;  $C_{\text{oss}}$  为开关管的寄生电容。

经过一系列复杂的推导,可以得到负载电流和最佳通道数的对应关系:

令  $A(f_N,f_{N+1},N,N+1)=X$

$B(f_N,f_{N+1},N,N+1)=Y$

$C(f_N,f_{N+1},N,N+1)=Z$

则

$$I=\frac{\sqrt{Y^2-4XZ}-Y}{2X}\tag{33}$$

由上述推导可定量得出各个换相点的电流值,但计算过程繁琐且工作量大容易出错。下面将介绍较为简便且相对直观的仿真法。

(2) 仿真法

根据变换器中各部分损耗的分析,选定变换器的参数以后,通过电压增益曲线可基本确定各负载点对应的归一化频率,将得出的归一化频率进行拟合,用与负载电流有关的表达式表示,代入各项损耗中直接对其进行仿真,得到不同工作通道数时变换器的总损耗曲线图如图 3 所示,从图 3 中可以直接清晰地看出换相点电流的大小。

根据仿真法可以直接得出各个换相点的电流值。在正向工作模式下,由单通道切换到 2 通道工作时的负载电流为 10A,由 2 通道切换到 3 通道工作时的负载电流为 16A。在反向工作模式下,由单通道切换到 2 通道工作时的负载电流为 1.2A,由两通道切换到 3 通道时的负载电流为 2.2A。

4 交错并联双向 LLC 谐振变换器的实验

下面将用实验验证采用通道控制技术能否实现全负载范围内变换器均有较高的传输效率。实验主

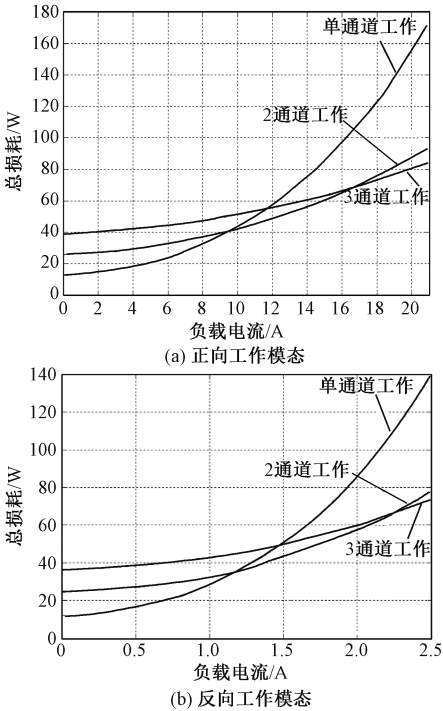


图 3 不同工作通道数对应的变换器的总损耗曲线图

Fig. 3 Total loss curve of converter corresponding to number of different working channels

要分为 2 个部分:变换器的正向运行和反向运行。通过实验数据,可得到变换器在不同工作通道数时的效率对比曲线图,继而比较其效率。系统工作参数见表 1,实验参数见表 2,实验电路系统如图 4 所示。

表 1 系统工作参数

Tab. 1 System working parameters	
参数	数值
输入电压 $V_{\text{in}}/\text{V}$	48
输出电压 $V_o/\text{V}$	400
额定功率 $P_N/\text{W}$	1000
工作频率 $f_s/\text{kHz}$	90
谐振频率 $f_r/\text{kHz}$	100

表 2 实验参数					
Tab.2 Experimental parameters					
回路数	励磁电感 $L_m/\mu\text{H}$	变压器原边谐振电感 $L_1/\mu\text{H}$	变压器原边谐振电容 $C_1/\text{nF}$	变压器副边谐振电感 $L_2/\mu\text{H}$	变压器副边谐振电容 $C_2/\mu\text{F}$
一	641.7	31.8	77.333	0.462	5.47
二	641.3	32.2	77.333	0.46	5.49



图 4 实验电路系统  
Fig.4 Experimental circuit system

根据变换器的实验数据,可以得到效率对比曲线图如图 5 和图 6 所示。

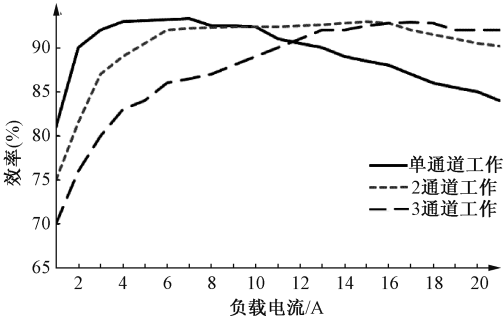


图 5 变换器正向工作时的效率对比曲线  
Fig.5 Efficiency comparison curve when converter operating in forward direction

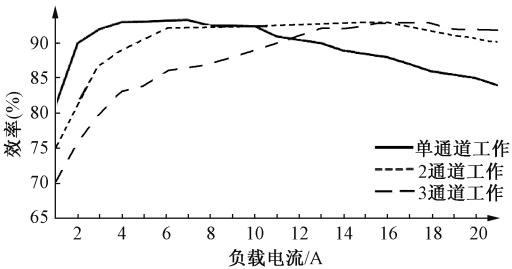


图 6 变换器反向工作时的效率对比曲线  
Fig.6 Efficiency comparison curve for converter in reverse operation

从图 6 可以明显看出,在半载附近,变换器工作于 2 通道共同作用的效率比单通道工作时的高,验证了理论的正确性,并且在正向工作和反向工作时,变换器的全负载范围内均有较高的传输效率。

5 结论

对交错并联双向 LLC 谐振变换器的各部分损耗进行了比较详尽的分析,并且推导出各部分损耗的公式,利用 Matlab 三维绘图工具绘制了各部分功率损耗曲面图。分别用数值计算法和仿真法求解各个换相点的电流值。最后用实验验证了理论分析的正确性。基于通道控制技术下的交错并联双向 LLC 谐振变换器在全负载范围内均有较高的传输效率。

参考文献 (References):

[1] 杨玉岗, 许静, 赵若冰 (Yang Yugang, Xu Jing, Zhao Ruobing). 基于通道控制下交错并联 Buck 变换器最佳换相点的研究 (Research on optimal commutation point of interleaved parallel buck converter based on channel control) [J]. 电工电能新技术 (New Technology of Electrical and Electrical Energy), 2016, 35 (7): 31-35.

[2] 郭仿伟 (Guo fangwei). 双向全桥 LLC 谐振变换器的研究 (Research on bidirectional full bridge LLC resonant converter) [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学 (Harbin: China Harbin Institute of Technology), 2016.

[3] 杨玉岗, 赵若冰, 马杰 (Yang Yugang, Zhao Ruobing, Ma Jie). 交错并联磁集成 BDC 通道控制下耦合电感研究 (Study of coupled inductors under interleaved integrated magnetic BDC channel control) [J]. 电力电子技术 (Power Electronic Technology), 2015, 49 (11): 70-73.

[4] 雷鸣, 张方华, 李寿清, 等 (Lei Ming, Zhang Fanghua, Li Shouqing, et al.). 矩阵变压器在 LLC 直流变压器中的应用 (Application of matrix transformer in LLC DC transformer) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering), 2016, 35 (6): 54-59.

[5] 李含其, 陈昌松, 万文超, 等 (Li Hanqi, Chen Changsong, Wan Wenchao, et al.). 基于移相控制的三电平 LLC 谐振变换器宽电压范围输出的分析与设计. (Analysis and design of wide voltage range output of Three-level LLC resonant converter based on phase shift control) [J]. 电源学报 (Journal of Power Supply), 2017, 15 (5): 64-71.

- [ 6 ] 杨瞻森, 马皓, 杜建华 (Yang Zhansen, Ma Hao, Du Jianhua) 适用于宽输出范围的混合控制全桥 LLC 电路 (Hybrid control full-bridge LLC circuit for wide output range) [J]. 电源学报 (Journal of Power Supply), 2017, 15 (1): 119-124.
- [ 7 ] 王跃, 郭海平, 高远 (Wang Yue, Guo Haiping, Gao Yuan). 双向全桥直流变换器的全功率范围软开关控制技术的研究 (Research on full power range soft switching control of bidirectional full bridge DC-DC converter) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering), 2016, 35 (1): 7-12.
- [ 8 ] 胡海兵, 王万宝, 孙文进, 等 (Hu Haibing, Wang Wanbao, Sun Wenjin, et al.). LLC 谐振变换器效率优化设计 (Efficiency optimization design of LLC resonant converter) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2013, 33 (18): 48-56, 16.
- [ 9 ] Mehran Jami, Reza Beiranvand, Mustafa Mohamadian, et al. Optimization the LLC resonant converter for achieving maximum efficiency at a predetermined load value [A]. The 6<sup>th</sup> International Power Electronics Drive Systems and Technologies Conference [C]. 2015. 149-155.
- [10] Figge H, Grote T, Schafmeister F, et al. Two-phase interleaving configuration of the LLC resonant converter-analysis and experimental evaluation [A]. IEEE Industrial Electronics Society, 2013-39th Annual Conference [C]. 2013. 1392-1397.
- [11] Jung J H, Kim H S, Ryu M H, et al. Design methodology of bidirectional CLLC resonant converter for high-frequency isolation of DC distribution systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28 (4): 1741-1755.

## Analysis of channel control and optimal commutation point of interleaved parallel LLC resonant converter

YANG Yu-gang<sup>1</sup>, XUE Wen-yan<sup>1</sup>, HUANG Wei-yi<sup>1</sup>, XU Jing<sup>2</sup>

(1. Faculty of Electrical and Control Engineering, Liaoning Technical University, Huludao 125105, China;  
2. State Grid, Anhui Tianchang power supply company, Tianchang, 239000, China)

**Abstract:** LLC resonant converter has been widely used because of its simple structure, high efficiency and low electrical stress. With the continuous improvement of power output, in order to overcome its shortcomings, such as the high on-loss of the converter, increase of the ripple of output current and input current, and incapable for the converter to output efficiently in the full load range, a channel control technique is proposed. This paper takes the staggered parallel bi-directional LLC resonant converter as an example. The loss of each part of the converter is analyzed, and then the primary and secondary relationships of the loss of each part are drawn by using Matlab 3D drawing tool. The corresponding commutation point current is solved by simulation method. Finally, the correctness of the theoretical analysis is verified by experiments.

**Key words:** LLC; channel control; commutation point; loss; full load; high efficiency