194

多相并联的 15 kW 无线电能传输系统

邓其军¹, 刘姜涛², 陈 诚¹, 周 洪¹, 胡文山¹ (1. 武汉大学 自动化系, 湖北 武汉 430072; 2. 湖北第二师范学院 物理与机电工程学院, 湖北 武汉 430205)

摘要:设计了一种耦合电感的循环级联方法来实现多相逆变之间的电流平衡,并分析了耦合电感参数对系统性能的影响;对多相并联下系统主要的功率损耗进行了分析,以解释在大输出电流条件下多相系统具有较低损耗的原因,开发了6相D类半桥逆变并联的原型机对系统性能进行验证。实验表明该方法能够将相间电流不平衡控制在较好的范围之内。使用2个外边长90 cm×70 cm的4圈的平面矩形螺旋线圈,在距离20 cm时进行无线电能传输。当接收端整流桥后的6.87 Ω 负载上获得15 kW的功率时,测得发送端直流输入到接收端直流负载的DC-DC效率为94.7%。

关键词:无线电能传输: 半桥逆变器: 多相并联: 损耗模型: 不平衡电流

中图分类号: TM 724

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2017.11.031

0 引言

提高无线电能传输功率对于电动汽车无线充 电[1]、轨道车辆无线供电等应用领域具有重要意义[2], 但单个桥臂的开关管(IGBT、MOSFET等)受额定 电流、散热条件等的限制,能够输出的功率有限, 无法满足大功率应用场合的需求。可以并联多个 逆变桥臂以实现更大的输出电流和功率,但是由于 开关管参数的偏差以及开关管驱动信号路径长度 的不同,造成并联的各个开关管开断时刻不完 全一致,导致各个桥臂的输出电压存在相位差。由于 开关管的通态电阻很小,较小的相位差就会导致很 大的相间环流,进而造成开关管的损坏。将各个 桥臂串联电感后再连接在一起,能够有效降低相间 环流。独立电感(相间电感不耦合)能够抑制环流, 但对电压输出能力有较大影响:耦合电感(相间电 感耦合)则对电压输出能力影响不大,因此被广泛 应用[3-7],其中单体耦合电感和循环级联耦合电感 是2种最常用的耦合电感。单体耦合电感每相之 间都有互感,但相数固定不易于扩展四;循环级联 耦合电感的某一相只与另外两相有耦合,易于扩展 相数[3-6]。

本文首先分析循环级联耦合电感对系统性能的影响,主要包括电压输出与功率输出能力、不同并联相数的均流效果等;然后分析基于该耦合电感的无线电能传输系统各部件的功率损耗,指出大的输出电流条件下,多相并联能够提升系统效率;

收稿日期:2016-09-16;修回日期:2017-09-06 基金项目:国家自然科学基金资助项目(51677139);国家科技支撑计划项目(2015BAG07B00)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51677139) and the National Science and Technology Support Program of China(2015BAG07B00)

最后开发实验原型机并进行实验测试。

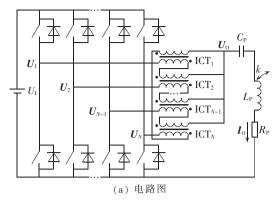
1 循环级联耦合电感对系统性能的影响分析

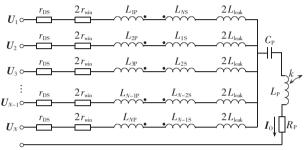
1.1 循环级联耦合电感介绍

本文采用循环级联耦合电感来实现相间并 联,如图 1(a)所示,图中没有列出接收端电路,只 用互感系数 k 表示与接收端的耦合。图中, U_1 为 逆变器输入的直流电压: U_1, U_2, \cdots, U_N 为各相逆变桥 臂输出电压的基波分量;ICT₁、ICT₂、···、ICT_N为两 相耦合电感 $(ICT)^{[4-6]}; U_0, I_0$ 分别为并联逆变器输出 电压、电流的基波分量;Cp 为发射端谐振电路的串 联补偿电容;Lp为发射端谐振线圈电感,通过互感 系数 k 发射端与接收端谐振线圈耦合实现无线能 量传送:Rp 为发射端谐振电路中电容和电感的等 效串联电阻。图 1(b)为对耦合电感进行等效后的 电路图。图中,r_{IS}为开关管通态电阻;r_{win}为耦合电 感一个绕组的等效串联电阻; L_{1P} 、 L_{2P} 、…、 L_{NP} 分别 为第 1、2、···、N 个耦合电感的初级端励磁电感,对 应的次级端励磁电感分别为 L_{1S} 、 L_{2S} 、...、 L_{NS} ,漏感 都为 L_{leak} 。图 1(c)为计入接收端反射阻抗、发射端 谐振电容 C_P 的容抗、发射端线圈 L_P 的感抗及其寄 生电阻的总阻抗 Z₆后的等效电路。

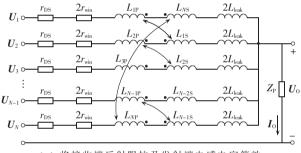
本文设计的无线电能传送系统的运行频率在85 kHz 以上,当耦合电感 1 个绕组的励磁电感在10 μ H 及以上时,耦合电感 2 个绕组的感抗在 20 Ω 以上。相比较而言,开关管通态电阻和耦合电感绕组的电阻之和较小(在 0.1 Ω 左右),远低于耦合电感绕组感抗。故可以忽略电阻差异,即认为其对电流不平衡的影响可忽略不计。除此之外,耦合电感的初级端和次级端线圈匝数相同,故可以认为其励磁电感均相同且等于互感 M,即:







(b) 对耦合电感进行等效后的电路图



(c) 将接收端反射阻抗及发射端电感电容等效 为一个总阻抗后的等效电路

图 1 使用循环级联耦合电感实现多相并联的示意图

Fig.1 Schematic diagram of multiphase parallel connection with cyclic cascade coupled inductors

 $L_{\text{IP}} = L_{\text{2P}} = \cdots = L_{\text{NP}} = L_{\text{IS}} = L_{\text{2S}} = \cdots = L_{\text{NS}} = L_{\text{mag}} = M$ (1) 综上,本文主要考虑由于开关管开断时刻的不一致等原因造成的各个桥臂的输出电压的相位差,而不考虑各相阻抗的差异。

1.2 电压与电流输出能力分析

根据基尔霍夫定律,列出图 1(b)所示电路在 频域的方程,有:

$$U_1 - U_0 = (2j\omega L_{\text{mag}} + j\omega L_{\text{leak}} + r)I_1 - j\omega MI_N - j\omega MI_2$$

$$U_2 - U_0 = (2j\omega L_{\text{mag}} + j\omega L_{\text{leak}} + r)I_2 - j\omega MI_1 - j\omega MI_3$$
:

 $\begin{aligned} &\boldsymbol{U}_{N-1} - \boldsymbol{U}_{\mathrm{O}} = (2\mathrm{j}\omega L_{\mathrm{mag}} + \mathrm{j}\omega L_{\mathrm{leak}} + r)\boldsymbol{I}_{N-1} - \mathrm{j}\omega \boldsymbol{M}\boldsymbol{I}_{N-2} - \mathrm{j}\omega \boldsymbol{M}\boldsymbol{I}_{N} \\ &\boldsymbol{U}_{N} - \boldsymbol{U}_{\mathrm{O}} = (2\mathrm{j}\omega L_{\mathrm{mag}} + \mathrm{j}\omega L_{\mathrm{leak}} + r)\boldsymbol{I}_{N} - \mathrm{j}\omega \boldsymbol{M}\boldsymbol{I}_{N-1} - \mathrm{j}\omega \boldsymbol{M}\boldsymbol{I}_{1} \\ &\boldsymbol{U}_{\mathrm{O}} = \boldsymbol{Z}_{\mathrm{P}}\boldsymbol{I}_{\mathrm{O}} \end{aligned}$

$$\mathbf{I}_0 = \sum_{i=1}^{N} \mathbf{I}_i \tag{2}$$

其中, I_1 、 I_2 、…、 I_N 为各相电流;r 为各相寄生电阻且 $r = r_{DS} + 2r_{win}$ 。

式(2)有N+2个变量(\mathbf{I}_1 、 \mathbf{I}_2 、…、 \mathbf{I}_N 、 \mathbf{U}_0 和 \mathbf{I}_0),因此是可求解的。解得输出电压 \mathbf{U}_0 和电流 \mathbf{I}_0 分别为:

$$U_{0} = \frac{Z_{P} \sum_{i=1}^{N} U_{i}}{j\omega (L_{leak} + 2L_{mag}) - 2M + r + NZ_{P}}$$
(3)

$$I_{0} = \frac{\sum_{i=1}^{N} U_{i}}{j\omega (L_{\text{leak}} + 2L_{\text{mag}}) - 2M + r + NZ_{P}}$$
(4)

将式(1)代入式(3)和(4)可得:

$$U_{0} = \frac{Z_{P} \sum_{i=1}^{N} U_{i}}{j\omega L_{\text{leak}} + r + NZ_{P}}$$
 (5)

$$I_{\rm O} = \frac{\sum_{i=1}^{N} U_i}{j\omega L_{\rm leak} + r + NZ_{\rm P}}$$
 (6)

式(5)和(6)表明,在负载一定的情况下,并联逆变器输出电压与电流的输出能力只与各相耦合电感等效的漏感和寄生电阻有关,而与励磁电感(互感)无关。图 2 为当 N=6、 $Z_P=3+j2$ Ω 、运行角频率为 540 kHz、r=100 m Ω 、漏感 L_{leak} 从 0 变化到5 μ H 时,归一化输出电流(输出电流有效值 I_0 与其最大值 I_{0_max} 之比, I_{0_max} 是在漏感为 0 时取得的)的仿真曲线。可见,过大的漏感会降低电流的输出能力。耦合电感绕组上的线圈匝数越少,漏感越小[5]。但减小线圈匝数后,绕组电感也会相应减小.从而影响相间电流不平衡的抑制效果。

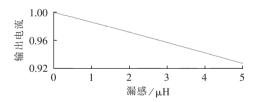


图 2 漏感对电流输出能力的影响 Fig.2 Influence of leakage on capability of output current

1.3 电流不平衡分析

本文以各相电流与输出电流的 1/N 之差来表示各相不平衡电流:

$$\Delta \mathbf{I}_i = \mathbf{I}_i - \mathbf{I}_0 / N \quad i = 1, 2, \dots, N \tag{7}$$

当并联的相数 N 和各相电感、电阻给定时,使用 MATLAB 的 solve 函数,即能够根据式(2)求解出各相的电流 I_i 及不平衡电流。由于其表达式比较复杂(特别是 N 值较大,如大于 3),也不易清晰地看出耦合电感绕组参数对电流不平衡的抑制作用,所以在此不一一列出。为了评估各相电压相角不一致导致的电流不平衡,可在最大可能的相角偏差的范围内,随机给定各相电压的相角,再根据式(7)进行仿真计算。例如,取并联的相数为 6 相,给定最大相角偏差为5°,各相电压角度在 MATLAB

中接式(8)求取,其余参数如下:基波电压的幅值 $U_{\rm m}=318~{\rm V}$,基波电压角频率 $\omega=540~{\rm rad/s}$,绕组的 励磁电感 $L_{\rm rag}=30~{\rm \mu H}$,绕组的漏感 $L_{\rm leak}=2.6~{\rm \mu H}$,开关管及耦合电感绕组寄生电阻 $r=0.1~{\Omega}$,总的负载 $Z_{\rm P}=3+{\rm j}2~{\Omega}$,相数 N=6,仿真次数 $n_{\rm Rand}=10^7$ 。采用函数 ${\rm rand}(n_{\rm Rand},6)$ 生成 $n_{\rm Rand}$ 组 6 维的 $0\sim1$ 之间的随机数,从而使得相角 $\Phi_1-\Phi_6$ 在 $0^{\circ}\sim5^{\circ}$ 之间随机变化。

$$[\Phi_{1}, \Phi_{2}, \Phi_{3}, \Phi_{4}, \Phi_{5}, \Phi_{6}] = \frac{5 \times \text{rand}(n_{\text{Rand}}, 6) \times \pi}{180} (8)$$

使用 MATLAB 执行 10⁷ 次仿真,每次都根据式 (7)计算各相的不平衡电流并求 6 相不平衡电流中的最大值,其结果如图 3 所示。

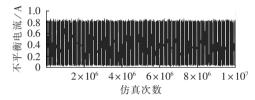


图 3 6 相不平衡电流的最大值

Fig.3 Maximum unbalanced current among 6-phase

需要指出的是,图 3 是用于从统计的角度来分析相角不同时可能导致的相电流不平衡的程度,是关注于电流不平衡最大值的分布范围,而不是关注某一次的具体值。图 3 表明,当 L_{mag} = 30 μ H 且 L_{leak} = 2.6 μ H 时可能出现的最大不平衡电流不到 1 A。且由于仿真的样本数(10^7)足够大,可认为上述得到的最大不平衡电流能够反映实际可能出现的最大值。

事实上,与励磁电感引起的感抗相比,寄生电阻 r 和漏感 L_{leak} 引起的感抗很小,在分析不平衡电流时可忽略不计。在忽略 r 和 L_{leak} 的条件下,可以得到并联相数分别为 3、4、5、6 时各自的不平衡电流。由于各相通过循环级联耦合电感的连接方法是对称的,因此只考察第一相的不平衡电流。具体如下:

$$\Delta I_{1,N=3} = \frac{2U_1 - U_2 - U_3}{9j\omega L_{\text{mag}}}$$

$$\Delta I_{1,N=4} = \frac{5U_1 - U_2 - 3U_3 - U_4}{16j\omega L_{\text{mag}}}$$

$$\Delta I_{1,N=5} = \frac{2U_2 - U_4 - U_5}{5j\omega L_{\text{mag}}}$$

$$\Delta I_{1,N=6} = \frac{35U_1 + 5U_2 - 13U_3 - 19U_4 - 13U_5 + 5U_6}{72i\omega I}$$
(9)

式(9)清晰地表明,不平衡电流随励磁电感的增加而减少。但通过增加耦合电感绕组匝数来增加励磁电感,通常会造成漏感的上升进而影响电压、电流的输出能力。因此,需要在允许的最大不

平衡电流和要求的输出功率之间做出平衡。由于 不平衡电流的增加会导致开关管额外的损耗及散 热问题,因此在满足输出功率的条件下,应尽量使 用较大励磁电感的耦合电感。

由于没有计及与励磁电感 L_{mag} 串联的寄生电阻 r 和漏感 L_{leak} 的影响(相当于忽略了一部分串联阻抗/感抗),故式(9)得到的不平衡电流比实际的不平衡电流要大一些。在极端的情况下,式(9)4 个等式的分子中的所有正项均取相同值(以 U_1 表示),所有负项也取相同值(以 U_2 表示),则可简化为:

$$\Delta I_{1,N=3} = \frac{2}{9} \frac{U_1 - U_2}{j\omega L_{\text{mag}}}$$

$$\Delta I_{1,N=4} = \frac{5}{16} \frac{U_1 - U_2}{j\omega L_{\text{mag}}}$$

$$\Delta I_{1,N=5} = \frac{2}{5} \frac{U_1 - U_2}{j\omega L_{\text{mag}}}$$

$$\Delta I_{1,N=6} = \frac{5}{8} \frac{U_1 - U_2}{j\omega L_{\text{mag}}}$$
(10)

假定各相逆变器输出电压的基波幅值仍为 318 V,式(10)中各等式分子项的两相电压相角差 为 5°,运行角频率 ω =540 rad/s, L_{mag} =30 μ H。由式 (10)以及:

$$\begin{cases}
\mathbf{U}_{1} = U_{\mathrm{m}} \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\Phi_{1}} \\
\mathbf{U}_{2} = U_{\mathrm{m}} \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\Phi_{2}}
\end{cases} \tag{11}$$

计算当励磁电感 $L_{mag} = 30 \, \mu H$ 时 6 相的不平衡电流幅值为 $1.07 \, A_{\odot}$ 由于上述计算得到的不平衡电流是在最极端的条件下且忽略了部分串联阻抗的基础上得到的,因此可认为在上述给定的基波幅值及最大可能的相角差等参数条件下,实际最大不平衡电流不会超出这个值。

与使用随机仿真得到的图 3 相比,使用简化公式(10)所得结果虽然偏大一些,但在一定精度条件下仍可用于近似评估不平衡电流的极限值。式(10)很清晰地表明,耦合电感对不平衡电流的抑制能力与绕组的励磁电感成正比。

另外,根据式(5)和式(6)可以计算出在 1.3 节中的参数条件下,当各相电压同相时,各相电流幅值为 16.41 A。且根据式(10)计算相应条件下的不平衡电流为 1.07 A。综上可以看出,不平衡电流远低于相电流(只占约 6 %),即可认为使用循环级联耦合电感并联的多相逆变器系统电流不平衡问题较小。

2 系统损耗分析

在总的输出电流幅值 I_0 给定的条件下,N 个半桥的逆变桥臂并联时每个桥臂流过的电流是总



电流的 1/N(在计算损耗时,忽略电流不平衡),故总的逆变通态损耗为[8](乘以 1/2 是因为 I_0 是幅值而不是有效值):

$$P_{\rm rDS} = N \left(\frac{I_0}{N}\right)^2 r_{\rm DS} \times \frac{1}{2} = \frac{I_0^2 r_{\rm DS}}{2N}$$
 (12)

式(12)表明,多个逆变桥臂并联时的逆变通态损耗是只使用一个逆变桥臂时的 1/N,故其有可能提升无线电能传输系统的效率。但由于耦合电感的引入会引起额外的损耗而可能导致整体效率的降低,故本节对基于循环级联耦合电感实现多相逆变桥并联的无线电能传输系统的功率损耗进行综合分析,以寻求效率提升的方法。本文以两线圈的串-串补偿无线电能传输系统为例,对其损耗进行分析。

2.1 发射端损耗

发射端损耗主要包括开关管通态损耗 P_{rDS} 、开关管关断损耗 P_{toff} 、开关管驱动损耗 P_{G} 、耦合电感损耗 P_{rWN} 、发射线圈寄生电阻损耗 P_{rLP} 与发射端串连电容寄生电阻损耗 P_{rCP} 等 $^{[9-10]}$,具体如式(13)所示 $^{[8]}$ 。由于系统工作于零电压切换(ZVS)状态,故逆变器的开通切换损耗可忽略不计 $^{[8]}$ 。文献[8]指出,串联谐振逆变器要实现零电压切换,其运行频率必须大于电路自谐振频率,本文的理论分析和实验验证,都是基于这个条件的。

$$P_{\text{lossP}} = P_{\text{rDS}} + P_{\text{toff}} + P_{\text{G}} + P_{\text{rWIN}} + P_{\text{rLP}} + P_{\text{rCP}}$$
 (13)

与寄生电阻相关的损耗(P_{rWIN}、P_{rLP}、P_{rCP})和逆变通态损耗计算方法类似。Litz 线圈的寄生电阻可参考文献[11-12]近似计算。

多相逆变器总的开关管关断损耗可表示为[8]:

$$P_{\text{toff}} = N \frac{\omega(t_{\text{r}}/3 + t_{\text{f}}/2) U_{\text{l}} I_{\text{off}}}{2 \pi}$$
 (14)

其中, t_r 、 t_f 分别为开关管漏源极间电流的上升、下降时间; I_{off} 为每相逆变桥在关断时的电流,可用式(15)表示。

$$\begin{cases}
I_{\text{off}} = \frac{I_{\text{O}}}{N} \sin \theta \\
\theta = \arctan\left(\frac{U_{\text{O}}}{I_{\text{O}}}\right)
\end{cases}$$
(15)

其中, θ 为各相电流滞后于电压的相角。

总的驱动损耗为[8]:

$$P_{\rm G} = 2NfQ_{\rm o}U_{\rm G} \tag{16}$$

其中,f为运行频率; $Q_{\rm g}$ 为栅极总电荷; $U_{\rm G}$ 为开关管的驱动电压。故式(13)可转化为:

$$P_{\text{lossP}} = \frac{I_0^2 r_{\text{DS}}}{2N} + \frac{\omega (t_{\text{r}}/3 + t_{\text{f}}/2) U_{\text{I}} I_{\text{O}} \sin \theta}{2 \pi} + \frac{2N f Q_{\text{g}} U_{\text{G}} + \frac{I_0^2 r_{\text{win}}}{N} + \frac{I_0^2 r_{\text{LP}}}{2} + \frac{I_0^2 r_{\text{CP}}}{2}}{(17)}$$

其中, r_{ID}、r_{CD} 分别为发射端线圈、串联补偿电容的等效串联电阻。

2.2 接收端损耗

接收端损耗主要包括全桥整流二极管前向压降损耗 P_{VF} 、整流滤波电容损耗 P_{CF} 、接收线圈寄生电阻损耗 P_{rCS} 等 $^{[9-10]}$,如式 $^{(18)}$ 所示。

$$P_{\text{lossS}} = P_{\text{VF}} + P_{\text{CF}} + P_{\text{rLS}} + P_{\text{rCS}}$$

$$P_{\text{VF}} \ \text{和} \ P_{\text{CF}} \ \overline{\text{可表示为}}^{\text{[8]}} :$$

$$(18)$$

$$\begin{vmatrix}
P_{VF} = 2U_{F} \frac{I_{S}}{\sqrt{2}} = \sqrt{2} U_{F}I_{S} \\
P_{CF} = \frac{I_{S}^{2}r_{CF}}{2} \left(\frac{\pi^{2}}{4} - 1\right)
\end{vmatrix}$$
(19)

其中, U_F 为二极管前向压降; I_S 为接收端电流幅值; r_{CF} 为整流桥滤波电容的等效串联电阻。故式(18)可转化为

$$P_{\text{lossS}} = \sqrt{2} U_{\text{F}} I_{\text{S}} + \frac{I_{\text{S}}^2 r_{\text{CF}}}{2} \left(\frac{\pi^2}{4} - 1 \right) + \frac{I_{\text{S}}^2 r_{\text{LS}}}{2} + \frac{I_{\text{S}}^2 r_{\text{CS}}}{2}$$
(20)

其中,r_{Ls}、r_{Cs}分别为发射端线圈、串联补偿电容的等效串联电阻。

2.3 与单相逆变桥的损耗比较

假定单相逆变桥使用相同的拓扑(D类半桥逆变),但去掉了耦合电感,且输入相同的电压同时输出相同的电流,则根据式(17)可得其发射端损耗为.

$$P_{\text{lossP_single}} = \frac{I_0^2 r_{\text{DS}}}{2} + \frac{\omega (t_{\text{r}}/3 + t_{\text{f}}/2) U_{\text{I}} I_{\text{O}} \sin \theta}{2 \pi} + 2f Q_{\text{g}} U_{\text{G}} + \frac{I_0^2 r_{\text{LP}}}{2} + \frac{I_0^2 r_{\text{CP}}}{2}$$
(21)

单相与多相2种拓扑条件下,其损耗之差为:

$$\Delta P_{\text{loss}} = P_{\text{lossP_single}} - P_{\text{lossP}} = \left[\frac{I_{\text{O}}^2 r_{\text{DS}}}{2} + 2(1 - N) f Q_{\text{g}} U_{\text{G}} \right] - \left(\frac{I_{\text{O}}^2 r_{\text{DS}}}{2N} + \frac{I_{\text{O}}^2 r_{\text{win}}}{N} \right)$$
(22)

对于输出电流在几十安培的大功率应用场合而言,当运行频率在几十kHz时,只需要较小的相数 N 即能使 $\Delta P_{loss}>0$,使多相拓扑具有较小的损耗。图 4 为当输出电流幅值 I_0 分别取 10A、20A、40A、70A、100A 时,单相与多相逆变的功率损耗之差随相数变化的关系图。单相与多相拓扑损耗比较的仿真参数如下:开关管通态电阻 $r_{DS}=41~m\Omega$,系统运行频率(开关频率)f=85~kHz,栅极总电荷 $Q_g=300~nC$,开关管驱动电压 $U_C=15~V$,耦合电感一个绕组的等效串联电阻 $r_{win}=25~m\Omega$ 。

由图 4 可以看出,在电流较小时,两者的损耗差别不大。但是对于大功率应用场合而言,例如输出

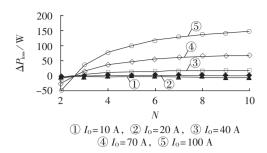


图 4 单相与多相的功率损耗之差 Fig.4 Difference of power loss between single-phase and multiphase

电流在 70 A 及以上时,多相拓扑能够明显降低损耗。式(22)所示的损耗之差主要包括两部分:寄生电阻损耗(与 I₀ 的平方成正比的项)与驱动损耗。假定每个逆变桥驱动损耗一样,在电流较小时,驱动损耗占的比重较大,由于多相拓扑的逆变桥数目多,因而在效率方面不占优势;但在电流较大时,寄生电阻损耗占主导地位,可视作多相并联拓扑寄生电阻减小到原来的 1/N,从而能够极大地降低损耗。另外,从图 4 可看出,随着相数的增多,损耗降低得越多,但功率损耗降低的速度逐渐减小。

3 系统原型机开发与实验结果

3.1 系统原型机

为了验证多相逆变并联拓扑的性能,开发了串-串补偿的无线电能传输原型机系统,其发射端拓扑如图 1 所示,接收端采用如文献[10]中图 1 所示的结构。两端的谐振线圈距离为 20 cm,由外边长 90 cm×70 cm、内边长 84 cm×64 cm 的平面矩形螺旋线圈制成,环绕圈数为 4 圈。发射及接收线圈所使用的 Litz 线为 2000 股、每股直径为 0.1 mm, Litz 线直径为 6 mm。串联谐振电容由 110 个EPCOS 1.0 nF 2000 V 的薄膜电容并联而成;开关管选用英飞凌公司的 IPW65R041CFD 型号的MOSFET;耦合电感的磁环使用美磁公司的铁粉芯磁环 T300-2;耦合电感 Litz 线为 1050 股,每股直径为 0.05 mm,2 个绕组同时并行环绕以减小漏感。

系统的主要参数如下: $r_{\rm DS}$ = 50 m Ω ,f= 85 kHz, $Q_{\rm g}$ = 300 nC, $U_{\rm G}$ = 15 V, $r_{\rm win}$ = 25 m Ω ,M= 7.5 μ H, $L_{\rm P}$ = 33.6 H, $C_{\rm P}$ = 111.7 nF, $L_{\rm mag}$ = 31.1~31.9 μ H, $L_{\rm leak}$ = 2.6~3.1 μ H, $r_{\rm CP}$ = 7 m Ω , $r_{\rm LP}$ = 75 m Ω , $t_{\rm r}$ = 28 ns, $t_{\rm f}$ = 8 ns,接收端线圈电感 $L_{\rm S}$ = 33.7 μ H,接收端串联谐振补偿电容 $C_{\rm S}$ = 111.2 nF, $r_{\rm CS}$ = 5 m Ω , $r_{\rm LS}$ = 76 m Ω ,接收端整流桥滤波电容 $C_{\rm f}$ = 300 μ F, $r_{\rm CF}$ = 10 m Ω , $U_{\rm F}$ = 0.85 V,接收端整流桥负载 $R_{\rm load}$ = 6.87 $\Omega_{\rm o}$ 其中,线圈、耦合电感、电容等元件的电感值、电容值、高频电阻值均使用一台Agilent E4980A精密阻抗分析仪来测量(高频电阻

值在 85 kHz 时测得);开关管及整流桥参数从制造厂家的手册中得到;直流电压与电流通过文献[13]介绍的方法测量(其中 AD 采样的零漂与精度使用PA1000 功率分析仪校正)。

3.2 实验结果

为了模拟原型机在各相逆变器 MOSFET 实际驱动相角不一致的情况,本文实验有意为各相逆变器输入不同的驱动相角,以验证各相逆变器驱动相角及输出电压不同相,多相并联时的均流效果。图 5 是在 3 相并联拓扑下,3 相驱动相角分别为-2.5°、0°、2.5°(利用文献[13]中的驱动波形生成方法产生相角差),在逆变器输入直流电压为 300 V(其余参数与 3.1 节中相同)时测量的 3 相电流与某一相电压波形。可见在不同的驱动相角下,3 相电流差异很小,即本文提出的环流抑制方法是有效的。

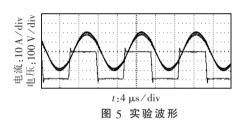


Fig.5 Experimental waveforms

为了比较不同相数时的效率,分别使用不同数量的(0、2、3、4、5、6,其中0表示不使用耦合电感)耦合电感循环级联来实现单相运行或多相并联运行。调整各逆变器输入的直流电压(其余参数与3.1节中相同),当接收端直流负载上获得的功率分别为1kW、2kW、5.5kW、5.5kW、5.5kW、15kW时,测量并计算逆变器直流输入与接收端直流负载输出,其DC-DC效率及逆变器总输出电流如图6所示。选择在单相或2相并联运行时输出功率较小,其是为了保证单个桥臂上输出的电流不至于过大;选择在3相、4相或5相并联运行时的输出可率均为5.5kW,其是为了比较在总输出电流(功率)相同,不同相数并联时的效率;选择在6相时的输出功率为15kW,其是为了验证多相功率输出能力。图6表明,多相(2相及以上)并联时的效率在

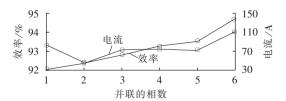


图 6 不同并联相数时的系统效率与 逆变器总输出电流

Fig.6 System efficiencies and total output currents of inverter under different parallel phases



输出功率相同时随着相数的增多而上升。需要指出的是,由于没有接入耦合电感而少了耦合电感的损耗,虽然单相运行时的效率比2相和3相并联都高,但输出功率很小。

接收端直流电阻上的功率为 15 kW 时,测量发射端逆变器输入直流电压为 486.4 V,输入电流为 32.57 A;接收端整流桥直流电阻电压为 320.89 V,电流为 46.75 A;计算得到无线电能传输系统 DC-DC 效率为 94.7 %。6 相中的某 3 相的输出电流与其中 1 相输出电压波形如图 7 所示,接收端整流桥的输入电流与电压波形如图 8 所示。从图 7 中可以看出,这 3 相的输出电流基本相同,即原型机均流效果较好。

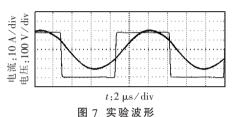


图 / 失业 版形 Fig.7 Experimental waveforms

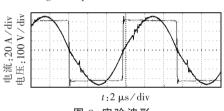


图 8 实验波形

Fig.8 Experimental waveforms

系统主要损耗对比

3.3

原型机采用与文献[13]类似的方法测量各相的交流电流及其与方波电压的相角。在负载功率为 15 kW 时,测得每相电流幅值为 18.3 A,则 6 相总的输出电流幅值 I_0 =109.8 A。测得整流桥直流负载电流 I_{load} =46.88 A。且有:

$$I_{\text{load}} = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{\pi} I_{\text{S}} \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{2I_{\text{S}}}{\pi}$$
 (23)

计算得到接收端电流幅值 I_s =73.6 A(与图 8 测量的结果一致);同时测得相电流滞后电压 25°。将上述测量值及 3.1 节中各元件的寄生电阻等参数,代入式(13)—(20),可计算出各部分的损耗,如图 9 所示。可见,多相并联后,逆变桥的损耗(包括 MOSFET 通态损耗、关断损耗以及耦合电感损耗)占发射端损耗的比重较小(23%左右);而线圈是主要的损耗部件。图 9(a)中,6 相并联时发射端 MOSFET 通态损耗为 41 W,则由式(12)可计算出单相运行时的通态损耗为 246 W。可见,多相并联能够极大地减小逆变桥损耗,从而提升系统效率。

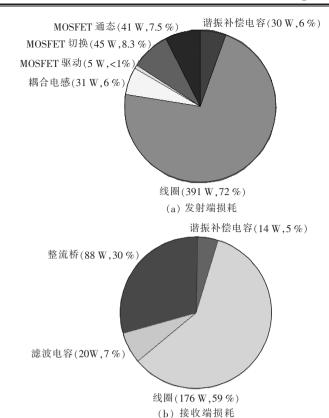


图 9 发射端与接收端主要的损耗对比 Fig.9 Comparison of power loss between sending and receiving sides

4 结论

本文使用循环级联耦合电感组成多相逆变桥 并联输出,能够在提供大功率的同时较好地抑制由 于各相驱动时刻不一致引起的环流。本文得出结 论如下。

- **a.** 相间电流不平衡的抑制能力随着相数的增加而减弱。
- **b.** 当输出电流较小时,多相并联并不能降低损耗;但是当输出电流较大时,并联的相数越多,与单相相比能够降低的损耗越多,但其降损的增长速度呈下降趋势。
- c. 在各相输出电流相同的情况下,更多的相数 意味着更大的总的输出电流。由于在负载一定的 情况下输入电压与电流成正比,即功率与电流的平 方成正比,故而更有利于提升系统总的输出功率。
- **d.** 采用多相并联降低逆变损耗,使得线圈上的 损耗占比更突出,该损耗在本文设计的无线电能传 输原型机中总损耗的比重超过 60%。

参考文献:

- [1] HAO H, COVIC G, BOYS J. A parallel topology for inductive power transfer power supplies[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014,29(3):1140-1151.
- [2] SHIN J, SHIN S, KIM Y, et al. Design and implementation of



- shaped magnetic-resonance-based wireless power transfer system for roadway-powered moving electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014,61(3):1179-1192.
- [3] 张兴,余畅舟,刘芳,等. 光伏并网多逆变器并联建模及谐振分析 [J]. 中国电机工程学报,2014,34(3):336-345.

 ZHANG Xing,YU Changzhou,LIU Fang,et al. Modeling and resonance analysis of multi-paralleled grid-tied inverters in PV systems[J]. Proceedings of the CSEE,2014,34(3):336-345.
- [4] LABOURE E, CUNIERE A, MEYNARD T A, et al. A theoretical approach to intercell transformers, application to interleaved converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23 (1):464-474.
- [5] FOREST F, LABOURE E, MEYNARD T, et al. Design and comparison of inductors and intercell transformers for filtering of PWM inverter output[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(3):812-821.
- [6] BOJARSKI M, CZARKOWSKI D, LEON F D, et al. Multiphase resonant inverters with common resonant circuit[C]//IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS). Melbourne, Australia; IEEE, 2014; 2445-2448.
- [7] CAPELLA G, POU J, CEBALLOS S, et al. Current balancing technique for interleaved voltage source inverters with magnetically coupled legs connected in parallel [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 62(3):1335-1344.
- [8] KAZIMIERCZUK M K,CZARKOWSKI D. Class D series-resonant inverters M. Hoboken, NJ, USA; Wiley-IEEE Press, 2011.
- [9] 蒋燕,周洪,胡文山,等. 基于电容阵列的磁共振式无线电能传输系统的优化调谐[J]. 电力自动化设备,2015,35(11):129-136. JIANG Yan,ZHOU Hong,HU Wenshan,et al. Optimal parameter matching based on capacitor array for magnetically-resonant wireless power transfer system[J]. Electric Power Automation Equipment,2015,35(11):129-136.
- [10] 王智慧,吕潇,孙跃,等,谐振式无线电能传输系统损耗模型[1].

- 电工技术学报,2014,29(9):17-21.
- WANG Zhihui, LÜ Xiao, SUN Yue, et al. Modeling of power loss in resonant wireless power transfer system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(9):17-21.
- [11] 邓其军,刘姜涛,陈诚,等. 应用于无线电能传输的 Litz 线平面 矩形螺旋线圈高频电阻计算[J]. 电工技术学报,2016,31(11): 176-185.
 - DENG Qijun, LIU Jiangtao, CHEN Cheng, et al. Frequency-dependent resistance in Litz-wire planar rectangular solenoid coils for wireless power transfer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(11):176-185.
- [12] DENG Q, LIU J, CZARKOWSKI D, et al. Frequency-dependent resistance of Litz-wire square solenoid coils and quality factor optimization for wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 63(5):2825-2837.
- [13] 邓其军,刘姜涛,周洪,等. 应用于无线电能传送的测控系统设计与开发[J]. 电力自动化设备,2015,35(7):147-152.

 DENG Qijun,LIU Jiangtao,ZHOU Hong,et al. Design and development of measuring & control system for wireless power transfer system[J]. Electric Power Automation Equipment,2015,

作者简介:



邓其军

35(7):147-152.

邓其军(1975—),男,湖北武汉人,副教授,博士,主要从事无线电能传输、配电网自动化系统、电力信息化等方面的研究与开发工作(E-mail:DOJ@whu.edu.cn);

刘姜涛(1979—),女,江西进贤人,讲师,博士,通信作者,主要从事无线电能传送、电力变压器噪声控制等方面的研究与开发工作(E-mail:liu jiangtao@whu.edu.cn)。

15 kW wireless power transfer system with multiphase parallel inverters

DENG Qijun¹, LIU Jiangtao², CHEN Cheng¹, ZHOU Hong¹, HU Wengshan¹

(1. Department of Automation, Wuhan University, Wuhan 430072, China;

2. School of Physics and Electrical Engineering, Hubei University of Education, Wuhan 430205, China)

Abstract: To balance the currents between multiphase inverters, a cyclic cascade method of coupled inductors is proposed, and the influences of coupled inductor parameters on system performances are analyzed. Main power loss components are analyzed, and the reason why multiphase systems with high output current have low loss is illustrated. Meanwhile, a prototype with 6-phase half-bridge parallel inverters is developed. Experimental results show that the proposed topology can suppress the unbalance current to a low level. Two 4-turns planar sinusoid rectangular coils, whose outer dimension is $90 \, \text{cm} \times 70 \, \text{cm}$, are employed to transfer wireless power at the distance of $20 \, \text{cm}$. When the receiving power of the $6.87 \, \Omega$ load after the rectifier-bridge is $15 \, \text{kW}$, the DC-DC efficiency of DC load is up to $94.7 \, \%$.

Key words: wireless power transfer; half-bridge inverter; multiphase parallel; power loss model; unbalanced current