

采用集成磁件的LCL-S非接触谐振变换器的研究与设计

姜立信¹, 陈乾宏², 高伟², 任小永²

¹南京机电液压工程研究中心航空机电系统综合航空科技重点实验室, 南京 211106

²南京航空航天大学, 南京 210027

摘要: 基于LCL或LCC高阶补偿网络的非接触谐振变换器, 可以利用磁集成技术减小磁件的数量和体积。但是将非接触变压器的磁件集成后, 绕组间的交叉耦合又将影响变换器的性能。本文提出了一种采用集成磁件的LCL-S非接触谐振变换器, 在输入阻抗特性, 电压增益特性, 输入电流谐波和电容电压应力等方面做了详细研究, 并提出了一种改进的参数设计方法以实现变换器的ZPA(零相角)和恒压输出。最后, 本文搭建了1kW样机并验证了理论分析的正确性。仿真分析和实验结果表明, 使用磁集成的LCL补偿网络能有效降低谐振电容的电压应力。

关键词: LCL, 非接触谐振变换器, 磁集成, 电压应力

1 引言

磁集成技术能有效减小磁件体积和重量, 一直以来是研究人员关注的重点^[1-2]。非接触谐振变换器中的高阶补偿网络, 如LCL或LCC, 也适合采用磁集成的方法以减小补偿电感的体积和重量。然而, 集成后的谐振变换器会存在多绕组间交叉耦合现象, 这使得电路复杂化并影响变换器的性能。

前人已经对LCC磁集成做了一些研究^[3-5]。文献[3]首先提出, 将LCC补偿拓扑中的谐振电感和非接触变压器上的主功率绕组耦合起来, 可以实现本电路的磁集成。文献中应用该电路结构的6kW无线充电样机的效率可达95.3%。但是该文献未对磁集成变压器线圈间的交叉耦合(如图1中的 $M_{1/2}$, $M_{2/1}$, $M_{1/2}$)进行分析。尽管文献[4]给出了电路中所有交叉耦合的详细分析, 但是该文的重点却是通过提升磁件耦合设计以减少交叉耦合的影响。线圈间的交叉耦合使得电路分析和参数设计变得异常复杂。因此如何消除或减小磁集成变压器中单极性谐振电感与双极性主功率线圈在多重耦合后带来的附加耦合作用的影响, 是值得进一步研究的问题^[5]。

本文提出了一种采用集成磁件的LCL-S(S指副边电容与绕组串联)非接触谐振变换器, 对绕组间的交叉耦合作用做了理论分析并提供了适用于本电路的参数设计方法。另外, 本文也会围绕磁集成的优缺点展开讨论。

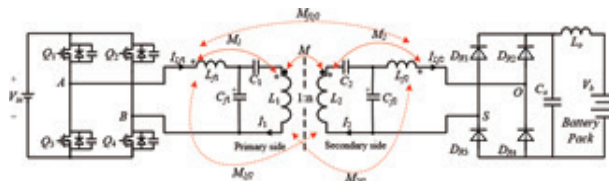


图1 集成型LCC补偿拓扑

2 集成型LCL-S补偿拓扑的等效电路

A. 等效电路推导

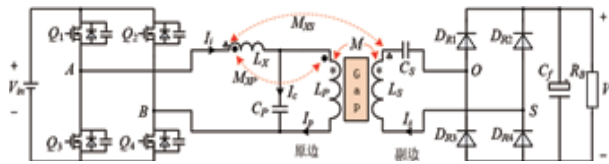


图2 集成型LCL-S非接触谐振变换器

图2为本文提出的采用集成磁件的LCL-S电路拓扑, 同名端标记了绕组的耦合方向。其中, M , M_{XS} , M_{XP} 分别为不同绕组间的互感。当 M_{XS} 和 M_{XP} 值为0时, 则集成型LCL-S拓扑将等效为传统型LCL-S拓扑。以相量表示电压和电流, 利用基波分析法, 可以将整流器和滤波器等效为一个电阻 R_E ($R_E=8R_B/\pi^2$), 如图3(a)所示。根据“M模型”将 M_{XP} 解耦, 则电路可简化为图3(b)。因此图3(c)可对应将等效电感和等效电容写为:

$$\begin{aligned} L_{Xe} &= L_X + M_{XP} \\ L_{Pe} &= L_P + M_{XP} \\ C_{Pe} &= C_P / (\omega^2 M_{XP} C_P + 1) \end{aligned} \quad (1)$$

容易看出, 相比于传统的 LCL-S 拓扑, 集成型拓扑原边的两个等效电感值增大。同时, 与 C_P 串联的等效负感 ($-M_{XP}$) 会减小其容值减小并通过串联分压而降低其电压应力。

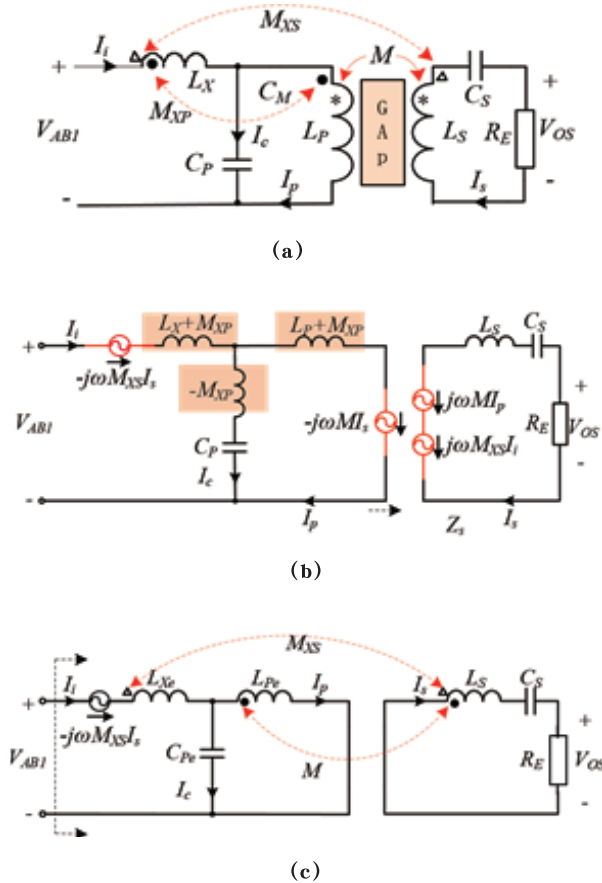


图3 等效电路推导

B. 补偿参数设计

使用 T 模型, 可将图 3(c) 转化为图 4(a), 图 5(a)。其中, aj, bj, cj, dj, ej, fj 分别是电路中不同部分的阻抗 (例如: $aj=j\omega(L_{Xe}-M_{XS})$)。

Y- Δ 变换或 Δ -Y 变换可以用来推导等效电路, 如图 4(a) 和图 5(b)。

经过图 4 中的 Y- Δ 变换之后, 电路的输出电流 I_S 与传统 LCL-S 非接触谐振变换器的原边电流相似, 呈现恒流特性。

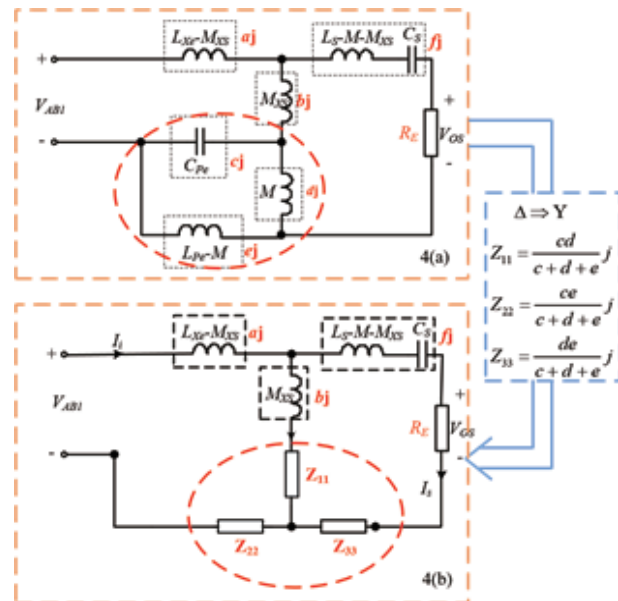


图4 Δ -Y 变换: 等效电路为恒流输出

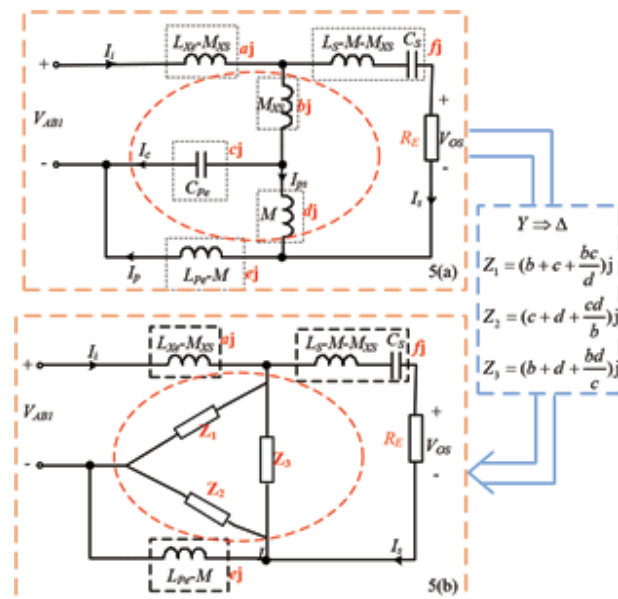


图5 Y- Δ 变换: 等效电路为恒压输出

同样的, 当把 Z_2 和 ej 看成一个整体时, 图 5(b) 的等效电路也可以视为一个 LCL-S 的 T 模型。为了实现恒压输出和 ZPA^[7], 图 5(b) 中的参数需满足:

$$aj + Z_1 = 0 \quad aj = (Z_2 // ej) + Z_3 \quad fj + Z_3 = 0 \quad (2)$$

根据式 2, 替换图 5 中的 Z_1, Z_2, Z_3 , 可得结果:

$$S1: \Rightarrow \begin{cases} \omega_0^2 L_{Pe} C_{Pe} = 1 \\ L_{Xe} = L_{Pe} \frac{M_{XS} + M}{M} \\ \omega_0^2 (L_S - \frac{MM_{XS}}{L_{Pe}}) C_S = 1 \end{cases}$$

$$S2: \Rightarrow \begin{cases} \omega_0^2 (\frac{M_{XS}M}{M_{XS} + M}) C_{Pe} = 1 \\ L_{Xe} = M_{XS} \\ \omega_0^2 (L_S - M - M_{XS}) C_S = 1 \end{cases} \quad (3)$$

其中, ω_0 为完全补偿时的谐振频率点。易知, 式 3 即为电路补偿参数应满足的约束条件。对于一个已经绕制完成的磁集成非接触变压器, 为满足约束条件, 可以通过串联电容改变原边的等效感抗 L_{Xe} 或 L_{Pe} 的方式实现。 L_{Pe} 确定后, C_{Pe} 便能确定, 进而根据式 1 得到 C_p 的值, 至此完成了所有补偿元件的取值。式 1 中 S1 和 S2 在具体量化分析时的作用相似, 后面将选择 S1 对电路特性进行分析。

3 特性分析和比较

如图 5 所示, 接下来的分析都基于集成型 LCL 电路展开。而当需要分析传统 LCL 电路时, 方便起见, 我们只需将集成型电路的 M_{XS} 的值设为 0 即可。以上设定便于我们在相同参数下比较两种 LCL 补偿网络的工作特性。

A. 电压增益和输入阻抗

根据图 5(b) 可以得到输出电压增益, 见式 4。集成型 LCL 的增益表达式与传统型 LCL 的相同, 均与交叉耦合带来的互感 M_{XS} 无关, 使得参数设计更加简便。

另外, 式 5 中的输入阻抗表达式表明输入相角与负载无关, 这将大大减少系统中的无功环流。

$$V_{os} = \frac{V_{AB1}}{j\omega(L_{Xe} - M_X)} (j\omega(M_{XS} + M - \frac{M_{XS} * M}{L_{Pe}}))$$

$$V_{gain} = \frac{(M_{XS} + M - \frac{M_{XS} * M}{L_{Pe}})}{L_{Pe}(1 + \frac{M_{XS}}{M}) - M_{XS}} = \frac{M}{L_{Pe}} = \frac{M}{L_P + M_{XP}} \quad (4)$$

$$Z_{in} = \frac{a^2}{f^2} R_E = (\frac{L_X - M_{XS}}{M_{XS} + M - \frac{MM_{XS}}{L_{Pe}}})^2 R_E$$

$$= (\frac{L_{Pe} + L_{Pe} \frac{M_{XS}}{M} - M_{XS}}{M_{XS} + M - \frac{MM_{XS}}{L_{Pe}}})^2 R_E$$

$$= (\frac{L_{Pe}}{M})^2 R_E = (\frac{L_P + M_{XP}}{M})^2 R_E \quad (5)$$

表 1 给出了传统型 LCL-S 和集成型 LCL-S 的参数。对于集成型 LCL-S, 本文在其变压器原边串接了一个电容, 使其在谐振点处完全补偿 M_{XP} , 这样两种补偿网络就可以使用相同的非接触变压器, 方便实验验证。

表 1 两种谐振变换器的补偿参数

	传统型 LCL	集成型 LCL
C_p	$\frac{1}{\omega_0^2 L_P}$	$\frac{1}{\omega_0^2 L_{Pe}}$
C_S	$\frac{1}{\omega_0^2 L_S}$	$\frac{1}{\omega_0^2 (L_S - \frac{MM_{XS}}{L_{Pe}})}$
L_X	L_P	$L_{Pe} \frac{M_{XS} + M}{M}$
V_{gain}	$\frac{M}{L_P}$	$\frac{M}{L_{Pe}}$
Phase	0	0

B. 电容电压应力和输入谐波电流

$$v_{AB}(t) = \frac{4V_{in}}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{\sin(n\omega t)}{n} \quad (6)$$

$$I_{in} = V_{AB1} / Z_{in} = V_{AB1} / ((L_P / M)^2 R_E) \quad (7)$$

$$I_S = V_{AB1} (M / L_{Pe}) / R_E \quad (8)$$

$$I_P = V_{AB1} / j\omega L_{Pe} \quad (9)$$

$$I_C = I_{in} - I_P \quad (10)$$

$$= V_{AB1} / ((L_{Pe} / M)^2 R_E) - V_{AB1} / j\omega L_{Pe}$$

式 6~ 式 10 不包含 M_{XS} , 这意味着两种谐振变换器的原边电流和谐振电容电流相同。而集成型 LCL-S 的 C_p 和 C_s 的实际容值均高于传统型 LCL-S, 因此其电压应力更小。从另一角度来说, 如前文所述, 等效负感 $-M_{XP}$ 就像一个虚拟电容与 C_p 串联, 起到分压作用, 这有利于电容选型和可靠工作。

尽管磁集成没有影响基波电流，但是输入电流的高次谐波含量却因此而改变。由图 6 可以得到不同频率下的 n 次谐波电流含量。变换器输入电流的 n 次谐波占比见式 10~ 式 12。

$$I_f = \frac{\sqrt{2}V_m}{\pi} \left\{ \begin{array}{l} j\omega L_{Xe} + \frac{\omega^2 M_{XS}^2}{j\omega L_S + (j\omega C_S)^{-1} + R_E} \\ \omega^2 M M_{XS} + (j\omega L_{Pe} + Z_{rp}) [j\omega L_S + (j\omega C_S)^{-1} + R_E] \\ + [j\omega L_S + (j\omega C_S)^{-1} + R_E] (1 - \omega^2 L_{Pe} C_{Pe} + j\omega C_{Pe} Z_{rp}) \end{array} \right\}^{-1} \quad (10)$$

$$I_h(n) = \frac{\sqrt{2}V_m}{n\pi} \left\{ \begin{array}{l} jn\omega L_{Xe} + \frac{n^2 \omega^2 M_{XS}^2}{jn\omega L_S + (jn\omega C_S)^{-1} + R_E} \\ n^2 \omega^2 M M_{XS} + (jn\omega L_{Pe} + Z_{rp}) [jn\omega L_S + (jn\omega C_S)^{-1} + R_E] \\ + [jn\omega L_S + (jn\omega C_S)^{-1} + R_E] (1 - n^2 \omega^2 L_{Pe} C_{Pe} + jn\omega C_{Pe} Z_{rp}) \end{array} \right\}^{-1} \quad (11)$$

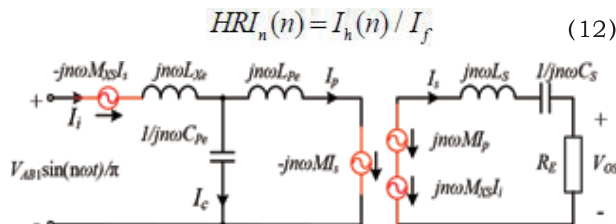
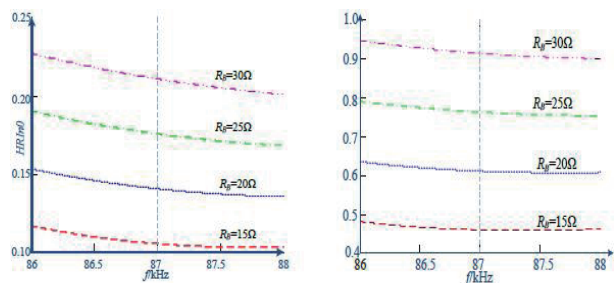


图 6 n 次谐波电流等效电路

如图 7 所示，对于两种电路而言，式 12 中的 $HRI_n(n)$ 均会随负载增加而减小，但是也要承认磁集成引入后增大了电流的谐波含量，这将会对效率的提升带来不利影响。



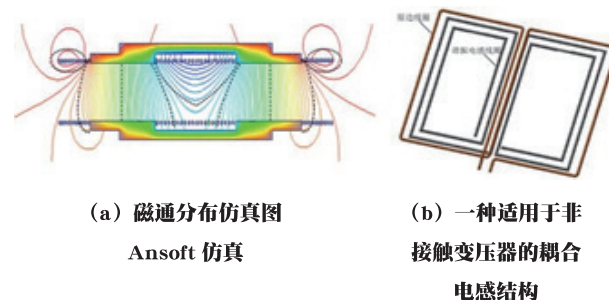
(a) 传统型 LCL (b) 集成型 LCL

图 7 三次谐波电流占比

4 实验结果及分析

本文搭建了一个采用集成磁件的 LCL 非接触谐振变换器的 1kW 实验样机。图 8(a) 给出了运用 Ansoft2D 对非接触变压器进行磁场仿真的结果，可知绝大部分原边产生的磁力线分布在气隙中。本文设计了一种适用于非接触变

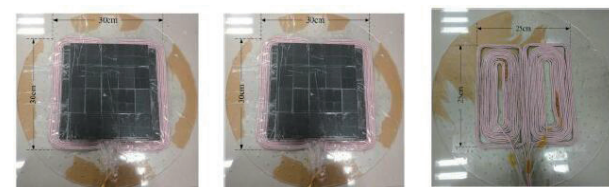
压器的耦合电感结构，如图 8(b) 所示。将谐振电感绕组置于原边线圈下面，两者紧密贴合，使交链的磁通最大化，有利于提高二者耦合系数。



(a) 磁通分布仿真图 (b) 一种适用于非接触变压器的耦合电感结构

图 8 集成型 LCL 设计

图 9 给出了非接触变压器及谐振电感绕组的实物，其参数见表 2。



(a) 原边绕组 (b) 副边绕组 (c) 集成电感绕组

图 9 集成型 LCL 的变压器及电感结构

表 2 非接触变压器和电感参数

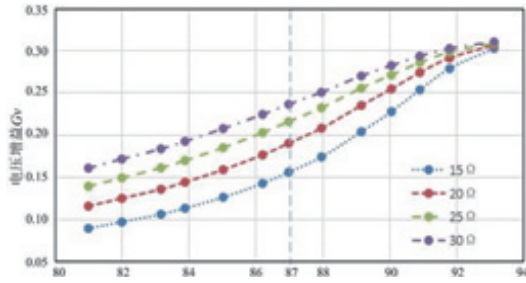
参数	值
输入电压	400V
输出电压	125V
气隙	9cm
额定功率	1kW
变压器尺寸	30cm×30cm
变压器原边自感 L_P	302.19\mu H
变压器副边自感 L_S	296.7\mu H
谐振电感 L_X	142.00\mu H
L_P 和 L_S 互感 M	100.11\mu H
L_P 和 L_X 互感 M_{XP}	134.89\mu H
L_X 和 L_S 互感 M_{XS}	61.58\mu H

A. 电压增益和系统效率

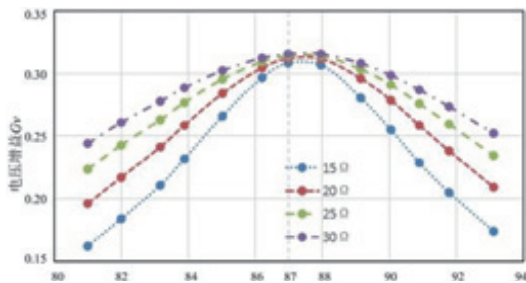
若集成型 LCL 谐振变换器的副边补偿电容值与传统型 LCL 谐振变换器相同时，其电压增益曲线交点相比后者将向高频移动，如图 10(a) 所示；而调整补偿电容参数后，如图 10(b)，变换器的电压增益曲线交点与谐振频率点重合。

另外，集成型 LCL 相比传统型 LCL 效率提高了 1.5 个百分点，如图 10(c) 所示。满载下，集成型 LCL 的效率为 91.5%。

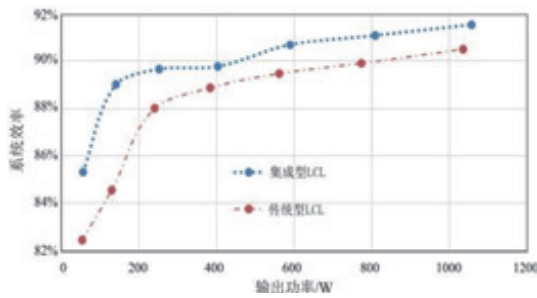
B. 电容 C_p 的电压应力



(a) 未调整副边补偿电容值



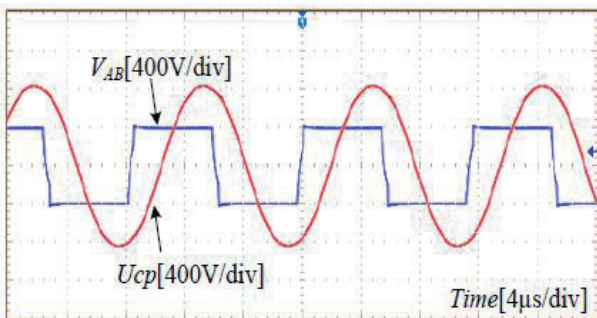
(b) 调整副边补偿电容值



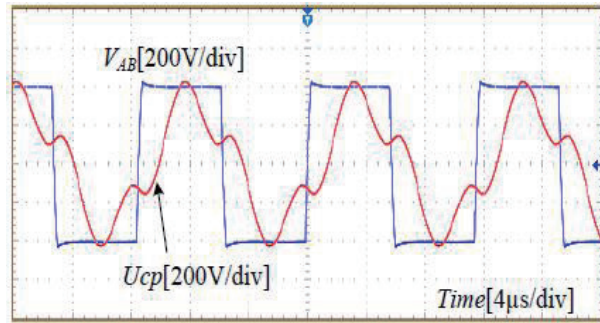
(c) 两种谐振变换器的效率曲线

图 10 电压增益曲线和效率曲线

图 11 分别列举了传统型和集成型 LCL 非接触谐振变换器在满载下的输入电压波形和电容 C_p 的电压波形。后者的原边谐振电容的电压应力相比前者大约从 800V 下降到 400V，减小了近一半，与理论分析相同。



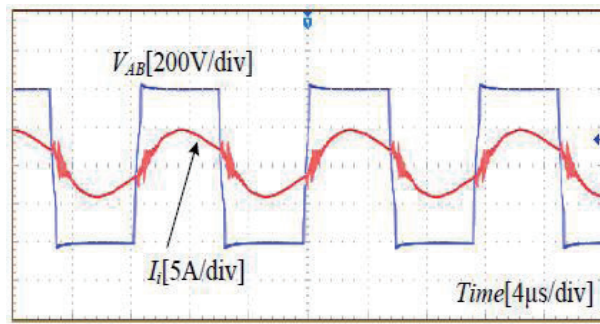
(a) 传统型 LCL



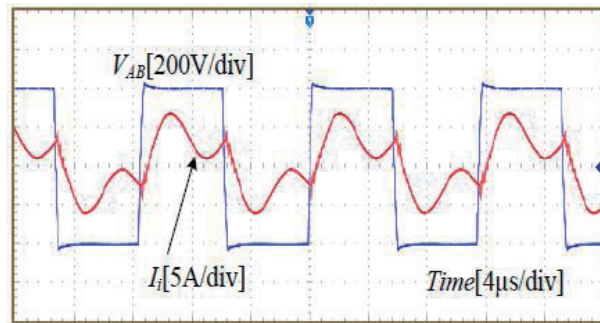
(b) 集成型 LCL

图 11 变换器输入电压波形和原边谐振电容波形

C. 输入电流的谐波含量



(a) 传统型 LCL



(b) 集成型 LCL

图 12 变换器输入电压电流波形

图 12 给出了两种谐振变换器在满载时的输入电压电流波形。从实验结果可以看出，传统型 LCL 谐振变换器输入电流波形正弦度尚可，略有畸变，说明谐波含量不高；而集成型 LCL 谐振变换器输入电流中由于 3 次及以上谐波含量有所增加，波形畸变程度增大。

下转 160 页