

# 单相功率因数校正变换器输入电流 过零畸变的改善方法

曲小慧, 阮新波

(南京航空航天大学航空电源重点实验室, 江苏省 南京市 210016)

## A Scheme for Improving Input Current Zero-crossing Distortion of Single-phase PFC Converters

QU Xiao-hui, RUAN Xin-bo

(Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing 210016, Jiangsu Province, China)

**ABSTRACT:** Input current distortion at the zero-crossing of the input voltage is a common problem in Power Factor Correction (PFC) converters. When the line frequency is increased, the distortion will become more serious. This paper analyzes the essential causes of the zero-crossing distortion and points out that the major causes are the value of inductor and the phase displacement of the current loop. Because the Boost Three-Level (TL) converter can decrease the inductor and increase the equivalent switching frequency, it is adopted to reduce the distortion. Simulation and experimental results are presented to show that all harmonics of the input current are attenuated efficiently. This topology is suitable for the high frequency PFC application, especially for the future airborne systems which will adopt variable frequency AC system ranged from 360Hz to 800Hz.

**KEY WORDS:** power electronics; zero-crossing distortion; value of inductor; phase displacement; three-level converter; airborne systems

**摘要:** 输入电流在输入电压过零点附近会发生畸变是功率因数校正(PFC)变换器普遍存在的现象。当输入频率增大时,其畸变会变得非常严重。该文详细分析了 PFC 变换器的输入电流在输入电压过零附近产生畸变的原因,指出电感大小和电流环的相位差是影响高频输入下过零畸变严重的根本原因, Boost 三电平变换器由于可以减小电感,提高等效开关频率,因此可以有效地减小过零畸变。仿真和实验结果证明了该变换器输入电流的各次谐波均有效地减小。该拓扑适合于高输入频率下的 PFC 应用场合,尤其对于即将采用 360Hz-800Hz 变频交流供电体制的航空电网。

**关键词:** 电力电子; 过零畸变; 电感大小; 相位差; 三电平变换器; 航空电网

## 0 引言

随着电力电子装置的广泛应用,电网中的谐波电流越来越大,对电网本身和其它用电设备带来了一系列的危害,如继电保护和自动装置的误动作,仪器仪表的误测量;谐波还会引起附加损耗,造成变压器发热、电缆老化等,因此功率因数校正技术(Power Factor Correction, PFC)越来越受到人们的关注<sup>[1]</sup>。

PFC 变换器在输入电压过零时,电感电流上升率很小,电感电流很难跟踪上基准电流,因此输入电流发生畸变<sup>[2]</sup>。此外,如果负载很轻,电感电流会处于断续状态,变换器的电流环路增益和带宽会减小,使电流更难跟踪上基准电流<sup>[3]</sup>。因此造成了输入电流在输入电压过零时会发生畸变(以下简称输入电流过零畸变)。图 1(a)是常用的平均电流控制下的 Boost PFC 变换器在 50Hz 输入频率下的输入电压和电流波形。可以看到输入电流过零畸变并不严重,电流谐波容易满足相应的谐波标准,如 IEC 1000-3-2。但在电网频率较高的场合,如航空交流电网,其输入频率是 400Hz,继续采用该变换器,此时输入电流在电压过零附近畸变得非常明显,如图 1(b)所示。各次谐波很难满足航空系统提出的 RTCA DO-160D 标准<sup>[4]</sup>如表 1。文献[5]提出当输入频率升高时,输入电流超前于输入电压的相位会相应地增大,从而使功率因数降低,电流谐波增大,这是高频输入下过零畸变的主要原因。但从图 1 中发现在 400Hz 输入时该相位差很小,并不足以产生如此明显的电流畸变。此外,

航空交流电网即将采用变频(360~800Hz)交流电体制<sup>[4]</sup>, 更高更宽的频率范围使 PFC 变换器的设计更加困难。因此, 弄清输入电流过零畸变的原因是十分重要的。

本文第 2 节将详细分析输入电流过零畸变的原因, 以及它与输入频率的关系, 总结出高频输入下过零畸变严重的根本原因, 并给出解决思路。第 3 节采用软件 Saber, 对理论分析进行仿真验证。针对航空系统 360Hz-800Hz 的输入频率范围, 第 4 节提出采用 Boost 三电平(three-level, TL) PFC 变换器来改善输入电流波形, 减小畸变, 最后进行验证, 并给出实验结果。

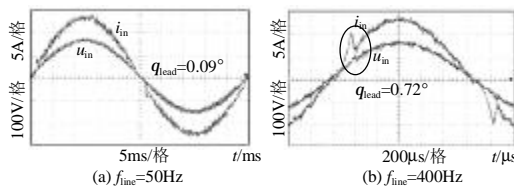


图 1 平均电流控制的 Boost PFC 变换器输入电压和电流波形

Fig.1 Input voltage and current waveforms of Boost PFC converter employing average current control

表 1 RTCA DO-160D 电流谐波标准  
Tab.1 RTCA DO-160D harmonic current limits

谐波次数	单相	三相
3 的奇倍数 ( $h=3, 9, \dots, 39$ )	$I_h = 0.15I_1/h$	$I_h = 0.1I_1/h$
$h=5, 7, 11, 13$		$I_h = 0.05I_1/h$
$h=17, 19$		$I_h = 0.04I_1/h$
$h=23, 25$	$I_h = 0.3I_1/h$	$I_h = 0.03I_1/h$
其他的奇数次谐波 ( $h=29, 31, \dots, 37$ )		$I_h = 0.3I_1/h$
$h=2, 4$	$I_h = 0.01I_1/h$	$I_h = 0.01I_1/h$
其他的偶数次谐波 ( $h=6, 8, \dots, 40$ )	$I_h = 0.0025I_1/h$	$I_h = 0.0025I_1/h$

## 1 过零畸变的原因及解决思路

### 1.1 过零畸变的原因

本节以图 2 所示的平均电流控制下的单相 Boost PFC 变换器为例, 对 PFC 变换器输入电流过零畸变原因进行详细分析, 具体的电路参数如图 2。

文献[5-6]指出, 升压电感  $L$  上的电压和电流误差放大器输入输出间的相位差随着输入频率的增大而增大, 并最终导致了输入电流相位超前于输入电压相位, 且输入频率越高, 该相位差也越大。假设相位差为  $q$ , 下面在半个输入周期  $[O, D]$  内分析输入电流波形是如何畸变的以及畸变的大小, 如图 3 所示。假设输入电压为  $u_{in}=U_m \sin(\omega t)$ , 其中  $\omega$  为角频率。给定基准电流  $i_{ref}$  与输入电压同相,  $i_{ref}=I_m \sin(\omega t)$ , 则理想的输入电流为  $i_{idl}=I_m \sin(\omega t + q)$ 。

(1)  $[O, A]$  段 输入电流  $i_{in}$  与理想电流  $i_{idl}$  波形一致,  $i_{in}=I_m \sin(\omega t + q)$ 。

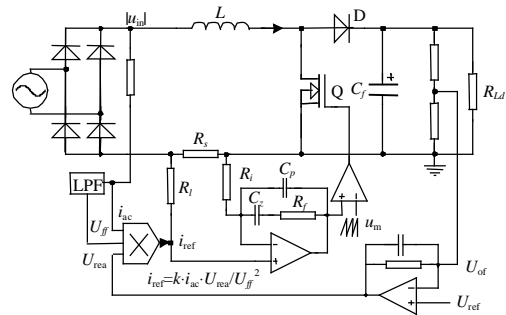


图 2 平均电流控制的 Boost PFC 变换器

Fig.2 Average current controlled Boost PFC converter

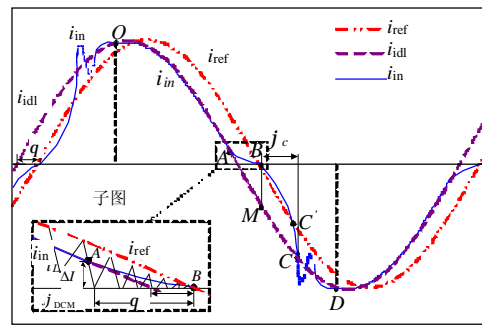


图 3 输入电流畸变过程

Fig. 3 Input current distortion

(2)  $[A, B]$  段 在 A 点时, 由于电感电流太小, 变换器工作在电流断续模式(DCM)。其边界条件可下面的公式求出, 如图 3 子图所示。

$$U_o - u_{in} = L \Delta I / T_{off} \quad (1)$$

$$i_{in} = \Delta I / 2 \quad (2)$$

式中:  $T_{off} = (1 - D) / f_s = u_{in} / U_o f_s$ ;  $D$  是开关管占空比;  $f_s$  是开关频率。

联立式(1)和(2)可得 DCM 持续的角度  $j_{DCM}$  满足

$$(U_o - U_m \sin j_{DCM}) \cdot U_m \sin j_{DCM} = 2LU_o f_s I_m \sin(j_{DCM} - q) \quad (3)$$

式(3)表明,  $j_{DCM}$  与输入频率无关。通常, 对于工作在电流连续模式(CCM)下的 PFC 变换器而言,  $j_{DCM}$  一般很小, DCM 引起的电流过零畸变也很小。但如式(3), 当  $q$  存在时, 令函数

$$x(j_{DCM}, q) = (U_o - U_m \sin j_{DCM}) \cdot U_m \sin j_{DCM} - 2LU_o f_s I_m \sin(j_{DCM} - q) \quad (4)$$

当  $x(j_{DCM}, q) = 0$  时对应点的横坐标就是  $j_{DCM}$ 。从图 4 中可以看到 ( $U_m=162V, L=0.36mH, U_o=200V, f_s=100kHz, I_m=12A$ ),  $q$  越大,  $j_{DCM}$  越大。且在  $q$  角度内, 电感电流一定工作在 DCM, 即  $q < j_{DCM}$ , 这从图 3 中也可以看到。所以, 变换器工作在 DCM,

使输入电流波形从  $AM$  变成  $AB$ , 增大了电流谐波, 减小  $q$  可有效地减小 DCM 失真。

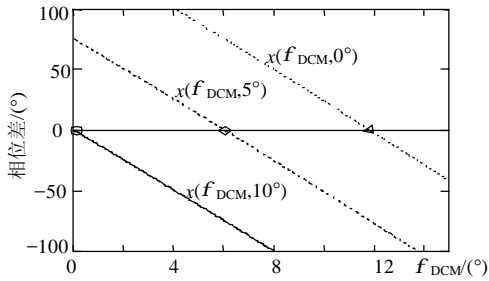


图4  $j_{DCM}$  与  $q$  的关系

Fig. 4 The curve between  $j_{DCM}$  and  $q$

(3)  $[B, C]$ 段 输入电流在  $B$  点过零后, 为减小谐波,  $i_{in}$  应快速跟踪上理想电流  $i_{idl}$ 。此时所需的电感电流上升率。

$$di_L/dt|_{need} = di_{idl}/dt = \omega I_m \cos(\omega t + q) \quad (5)$$

显然, 电网频率越高,  $di_L/dt$  越大才能使电感电流跟踪上理想电流波形。

假设 PFC 变换器在输入电压过零附近占空比为 1, 则变换器提供的

$$di_L/dt|_{prov} = u_m/L = U_m \sin(\omega t)/L \quad (6)$$

由式(6)可知, 变换器提供的  $di_L/dt$  与输入电网频率无关。结合式(5)和(6)说明, 如果  $L$  不变, 则当电网频率升高时, 电感电流无法跟踪理想电流  $i_{idl}$ , 这是高频输入下电流过零畸变的一个重要原因。

对式(6)两边积分, 可得此时的电感电流

$$i_L = \frac{U_m}{\omega L} [1 - \cos(\omega t)] \quad (7)$$

令  $i_L = i_{idl}$ , 即可求出电感电流跟踪上理想电流所需的相位  $j_c$ 。

$$\frac{U_m}{\omega L} [1 - \cos(j_c)] = I_m \sin(j_c + q) \quad (8)$$

由式(8), 设函数

$$y(j_c, q, f_{line}) = \frac{U_m}{2\pi f_{line} L} [1 - \cos(j_c)] - I_m \sin(j_c + q) \quad (9)$$

则  $y(j_c, q, f_{line}) = 0$  时所对应的点的横坐标就是  $j_c$ , 从图 5(相关参数同图 4)可以看到, 输入频率越高,  $j_c$  越大; 增大  $q$ ,  $j_c$  也增大。为了提高波形质量, 要减小  $j_c$ , 可以减小  $L$ , 以提高  $di_L/dt$ , 使电感电流过零后能快速跟上理想电流。

(4)  $[C, D]$ 段 在  $C$  点, 电流响应跟踪上了理想电流  $i_{idl}$ 。由于变换器输入导纳的特征方程  $1+s/\omega_z+s^2/\omega_n^2$  是二阶函数(推导过程见附录), 如果阻尼系数  $\zeta (= \omega_n/2\omega_z) < 1$ , 存在二阶振荡。设  $\sigma\%$  为

超调量, 则其振荡幅值  $h = i_{in} j_c \sigma\%$ , 为了减小  $h$ , 改善电流波形, 需要增大  $\zeta$  来减小  $\sigma\%$ , 或减小  $j_c$  来减小  $i_{in} j_c$ 。

由以上分析知, 输入电流超前于电压的相位  $q$  造成了一定的输入电流波形畸变。当输入频率越高,  $q$  越大, 对电流波形的畸变影响也越大, 所以  $q$  是高频输入时输入电流过零畸变严重的另一原因。

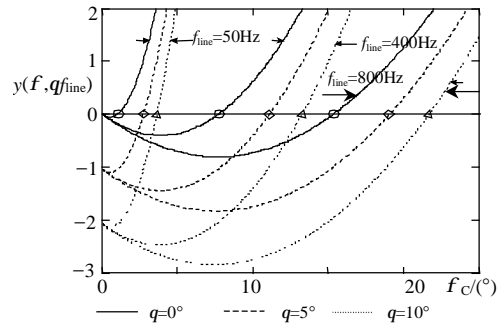


图5  $j_c$  与  $q$  和  $f_{line}$  的关系

Fig. 5 The  $j_c$  curve with  $q$  and  $f_{line}$

## 1.2 解决思路

综上所述, 输入电压过零时,  $j_c$  和  $q$  是造成高频输入时输入电流过零畸变的主要原因。针对这两个原因, 可以采取一些措施来有效地减小电流畸变:

(1) 在高的输入频率下, 减小电感量就可以有效地减小  $j_c$ 。此外, 若电路能提供足够的电感电流上升率, 则电感电流会及时跟踪上理想电流, 电流波形不会发生畸变。如半桥 PFC 变换器<sup>[7]</sup>, 当一个开关管导通时, 输入电压与一个输出滤波电容串联, 使电感电流上升, 即使在输入电压过零时, 也能保证电感电流有足够的上升率, 所以在高频输入下, 输入电流的过零畸变并不严重。

(2) 减小  $q$  就可减小其对电流波形的影响, 但  $q$  的大小涉及到电路中的许多参数,  $q$  的表达式为<sup>[8]</sup>

$$q(\omega) = \tan^{-1} \left( \frac{1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2} \left( \frac{\omega}{\omega_z} + \frac{U_m}{kU_o} \cdot \omega(C_p + C_z) \right) - \frac{\omega}{\omega_z}}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2} + \frac{\omega^2}{\omega_z^2} + \frac{U_m}{kU_o} \cdot \omega(C_p + C_z) \cdot \frac{\omega}{\omega_z}} \right) \quad (10)$$

式中:  $\omega_z = \frac{1}{C_z R_f}$ ;  $\omega_n = \sqrt{\frac{R_s U_o K_i}{L U_m}}$ ;  $K_i = \frac{1}{(C_p + C_z) R_i}$ ;

其他变量对应于图 2 中各项参数。

从式(10)中看到, 无论输入频率多高, 如果保证  $\omega/\omega_z$ ,  $\omega/\omega_n$ ,  $\omega(C_p + C_z)$  不变, 则  $q$  不变。即保证

$$\begin{cases} \omega C_z = \text{const} \\ \omega C_p = \text{const} \\ \omega L = \text{const} \end{cases} \quad (11)$$

此外，由于  $\omega L$  不变，由式(8)，此时  $j_c$  也不变，这样从根本上减小了输入电流的过零畸变。

## 2 仿真验证和分析

采用 Saber 软件对 Boost PFC 变换器进行仿真，电路参数如下： $L=0.36\text{mH}$ ， $U_{in}=115\text{V}$ ， $U_o=200\text{V}$ ， $P_o=1\text{kW}$ ， $C_z=330\text{p}$ ， $C_p=56\text{p}$ ， $f_s=100\text{kHz}$ ，截止频率  $f_c=14\text{kHz}$ <sup>[9]</sup>，分别对输入电网频率是 50Hz、400Hz 和 800Hz 时仿真。从图 6(a)~(c)可以看到，输入频率是 50Hz 时， $j_c$  很小，电压过零时电感电流很快地跟踪了基准电流，电流谐波很小。但在 400Hz 及 800Hz 时，电感的跟踪能力不够快， $j_c$  较大，电流过零畸变严重。对输入电流进行傅立叶分解，在 800Hz 输入时， $q=1.85^\circ$ ，如图 6(c)，小的相位差造成的 DCM 等失真可以忽略，此时  $j_c$  是造成电流畸变的主要原因。

调节电路参数，使  $C_z=1510\text{p}$ ， $C_p=100\text{p}$ ，其他参数不变，此时  $f_c=7\text{kHz}$ 。从图 6(d)的仿真波形中可以看出，此时  $q$  变为  $4.69^\circ$ ，大的  $q$  造成了明显的 DCM 失真，而且使  $j_c$  增大。所以在设计时应在开关频率允许的情况下尽量提高截止频率，即采用小的  $C_z$  与  $C_p$ ，以减少  $q$  和其带来的电流畸变。图 7 给出了这两组参数在不同输入电网频率下  $q$  曲线，其中  $q(f)$  对应图 6(a)~(c)的参数， $q'(f)$  对应图 6(d)的参数，从图中可以看到理论数据与仿真结果基本是一致的。

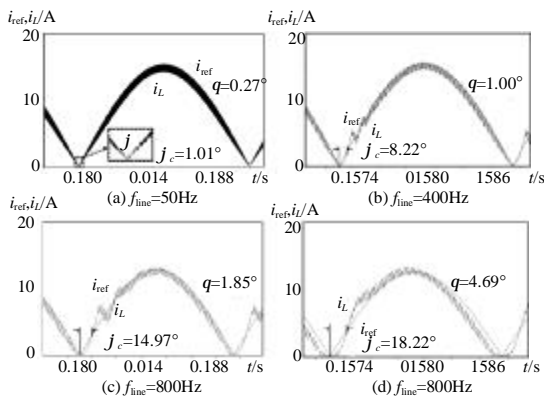


图 6 不同的输入频率、参数下输入电感电流和基准电流波形

Fig. 6 Simulation waveforms of Boost PFC converter at different input frequencies and parameters

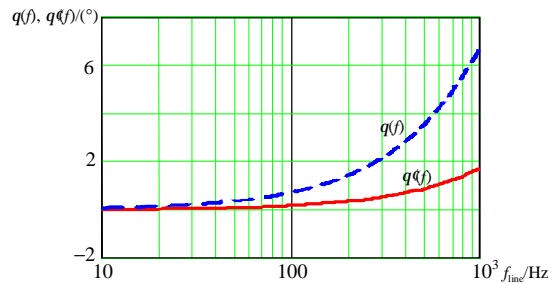


图 7 两组参数下的  $q$  与输入频率  $f_{line}$  的关系  
Fig. 7 The lead phase  $q$  and input frequency

要使 800Hz 输入时的电流谐波和 50Hz 时的相同，由式(11)知，需要  $L_{800}=L_{50}/16$ 、 $C_{z800}=C_{z50}/16$ 、 $C_{p800}=C_{p50}/16$  (注：下标带有 800 或 50 均代表在 800Hz 或 50Hz 输入下对应的电路变量)。此时， $q_{800}=q_{50}$ ， $j_{c800}=j_{c50}$ 。如果保证电感电流纹波不变，则开关频率需要提高 16 倍。从仿真图 8 中可以看到，此时 800Hz 输入时的电流波形和 50Hz 输入时的波形基本一致，验证了该方法可以从根本上减小过零畸变。

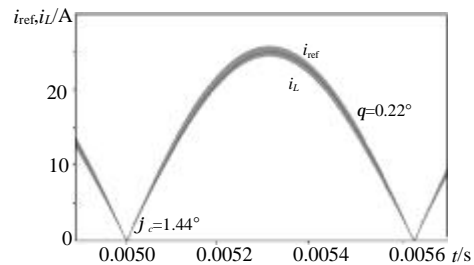


图 8  $f_s=1600\text{kHz}$  时的电感电流和基准电流  
Fig. 8 Simulation waveforms at  $f_s=1600\text{kHz}$

## 3 多电平技术的应用

为了减小  $j_c$ ，需要减小  $L$ ，受电流纹波的限制，必须提高系统的开关频率；为了减小  $q$ ，需要减小  $C_z$ 、 $C_p$  和  $L$ ，这样会提高系统的截止频率，系统要保证稳定也需要相应地提高开关频率。但开关频率受器件和磁芯材料的影响不能无限制提高。交错并联技术和多电平技术在不提高开关频率的前提下，可以提高等效开关频率和减小电感<sup>[9]</sup>。由于交错并联电路需要均流控制，而多电平技术不需要均流控制，同时还减小了开关器件的电压应力，因此选用多电平变换器作为 PFC 变换器的拓扑<sup>[10]</sup>。

图 9 是 Boost TL 变换器拓扑结构<sup>[11-13]</sup>，图中  $Q_1$ 、 $Q_2$  是开关管， $D_1$  和  $D_2$  是升压二极管， $L$  是升压电感， $C_{p1}$  和  $C_{p2}$  为两个输出分压电容。假设其容量很大且相等，电压均为输出电压  $U_o$  的一半， $R_{Ld}$  是负载。 $Q_1$  和  $Q_2$  交错工作，其驱动信号相差  $180^\circ$



相位。其控制方式仍然采用平均电流控制,对于 TL 变换器,除了电压和电流双环控制外,还需要均压环来实现输出 2 个电容均分输出电压<sup>[14-15]</sup>。

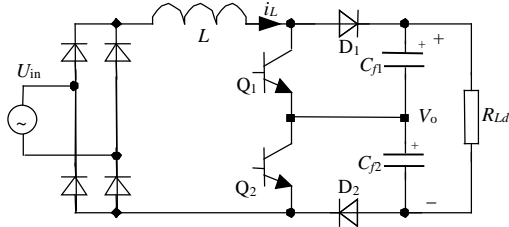


图 9 Boost TL PFC 变换器  
Fig. 9 Boost TL PFC converter

TL 变换器有占空比  $D > 0.5$  与  $D < 0.5$  两种工作状态,工作在 CCM 时,在任一种状态下,  $U_o = U_{in} / (1 - D)$ <sup>[11]</sup>。对于相同的电流纹波,  $L_{TLBoost} = L_{Boost} / 4$ <sup>[10]</sup>, 这样可以有效减小高频输入时的  $j_c$ ; 同时其等效开关频率提高了 2 倍,提高了系统的带宽,有助于设计小的  $C_z$  与  $C_p$ , 减少  $q$ 。推广至多电平变换器,相等的电流纹波前提下,可以推导出对应的多电平变换器所需的电感大小和等效的开关频率,如表 2。

表 2 多电平变换器特点

Tab. 2 Characteristics of multi-level converters

变换器	电感大小	等效开关频率
Boost	$L$	$f_s$
TL Boost	$L / 4$	$2 f_s$
$(N+1)$ 电平 Boost	$L / N^2$	$N f_s$

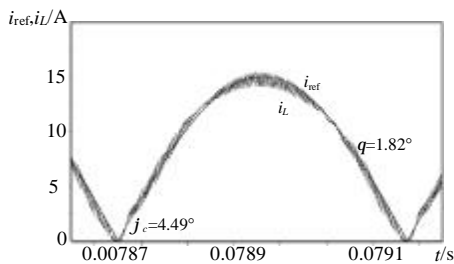


图 10 TL Boost PFC 变换器的电感电流和基准电流  
Fig. 10 Simulation waveforms of Boost TL PFC converter

在 800Hz 输入时,电感电流要达到 50Hz 输入时的效果,电感量需减小至 50Hz 时电感的 1/16。设 50Hz 输入时采用 100kHz 的开关频率,则 800Hz 时需采用 1600kHz。采用 TL 变换器,虽然它的电流纹波频率仅提高了 2 倍,但电感量减小了 1/4,大大减小了  $j_c$ 。选取合适的  $C_z$ 、 $C_p$  设计出较小的  $\theta$ ,

可以略  $q$  对电流波形的影响。例如 800Hz 输入时,  $U_{in} = 115V$ ,  $U_o = 200V$ ,  $P_o = 1000W$ , 设计  $L = 0.09mH$ ,  $C_z = 330p$ ,  $C_p = 56p$ ,  $f_s = 100kHz$ ,  $f_c = 28kHz$ , 从仿真波形图 10 可以看出, Boost TL 变换器的输入电流谐波相对于 Boost 变换器已大大减小。

#### 4 实验验证

为了验证以上分析,在实验室分别完成一台 1kW Boost TL 和一台 1kW Boost PFC 变换器原理样机,其变频交流电压源采用 Chroma 6590 AC Source,实验参数:输入交流电压为  $U_{in} = 115V \pm 10\%$ /400-800Hz; 输出直流电压为  $U_o = 200V$ ; 输出电流为  $I_o = 5A$ ; TL Boost 电感为  $L_{TLBoost} = 0.09mH$ ; Boost 电感为  $L_{Boost} = 0.36mH$ ; TL Boost 输出滤波电容为  $C_{f1} = C_{f2} = 2400\mu F$ ; Boost 滤波电容为  $C_f = 1200\mu F$ ; 开关频率为  $f_s = 100kHz$ 。

实验中两个变换器均选取截止频率为开关频率的 1/7,保证系统有足够的动态响应速度。在 Boost PFC 变换器中,选取  $R_{f1} = 1.8k\Omega$ ,  $R_{f2} = 22k\Omega$ ,  $C_{z1} = 330p$ ,  $C_{p1} = 56p$ , 截止频率  $f_{c1} = 14kHz$ 。TL Boost 变换器中选取  $R_{f2} = 1.8k\Omega$ ,  $R_{f2} = 12k\Omega$ ,  $C_{z2} = 330p$ ,  $C_{p2} = 56p$ , 截止频率  $f_{c2} = 28kHz$ 。此时两种变换器的输入电流与电压间的相位差  $q$  在满载时都小于  $2^\circ$ ,  $q$  对输入电流过零畸变的影响可以忽略。

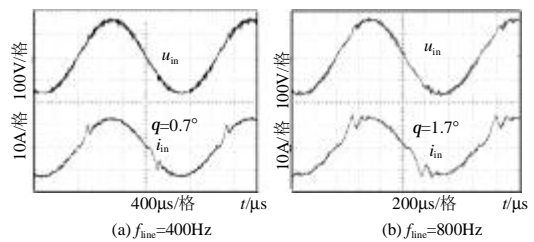


图 11 Boost PFC 变换器的输入电压和输入电流波形  
Fig. 11 Experimental waveforms of the Boost PFC converter

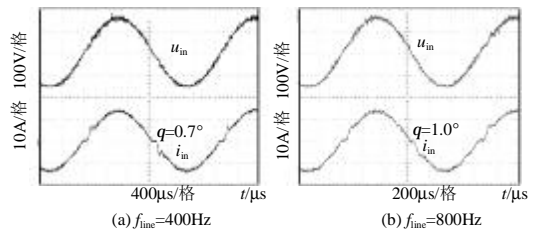


图 12 Boost TL PFC 变换器的输入电压和输入电流波形  
Fig. 12 Experimental waveforms of the Boost TL PFC converter

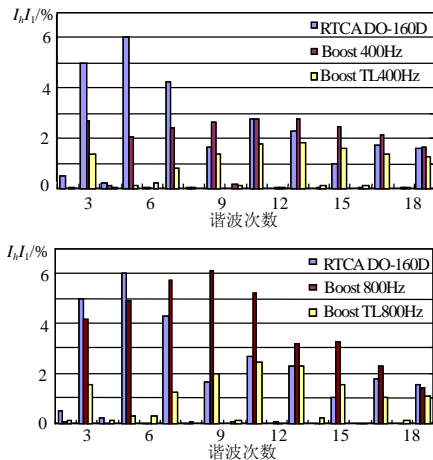


图 13 不同输入频率下输入电流各次谐波

Fig. 13 Input current harmonic spectrums of Boost and Boost TL PFC converter

图 11 给出 Boost PFC 变换器在输入电压为 115V 满载, 输入频率分别是 400Hz 和 800Hz 时的输入电流和电压波形。从波形上可以看到在输入电压过零时, 由于  $j_c$  比较大, 电流波形发生畸变, 800Hz 时更严重。而且畸变的电流波形还使输入电压的谐波增加, 对电网电压造成不良影响。采用 Boost TL PFC 变换器, 如图 12, 此时  $j_c$  已明显减小。电流的各次谐波相比于 Boost PFC 变换器也大大减小, 如图 13, 输入电流各次谐波基本满足 RTCA DO-160D 标准。

## 5 结论

(1) 对于高频输入下的 PFC 变换器, 输入电压过零时输入电流跟踪不上理想电流的相位  $j_c$  和输入电流与电压间的相位差  $q$  是其产生严重的过零畸变的根本原因。

(2) Boost TL PFC 变换器可以在不提高开关频率的前提下将电感减小至 1/4, 等效开关频率提高 2 倍, 从而有效地减小了  $j_c$  和  $q$ , 减少了电流谐波, 在航空供电系统 360-800Hz 的频率范围内能满足 RTCA DO-160D 标准。

(3) 要使电流谐波更小, 可采用多电平变换器, 它为了解决高频输入 PFC 变换器过零畸变提供了一种思路。

## 参考文献

- [1] 钱照明, 何湘宁. 电力电子技术及其应用的最新发展(一)[J]. 中国电机工程学报, 1997, 17(5): 361-366.  
Qian Zhaoming, He Xiangning. The recent development of power electronics and its applications (1) [J]. Proceedings of the CSEE, 1997, 17(5): 361-366(in Chinese).

- [2] Todd P. UC3854 Controlled power factor correction circuit design[C]. Unitrode Application note, U-134, 1999.
- [3] Noon J P, Dalal D. Practical design issues for PFC circuits [C]. Proc. IEEE APEC, Atlanta, 1997.
- [4] Environmental conditions and test procedures for airborne equipment [S]. RTCA DO-160D, Section 16, Issue5, May 2000.
- [5] J. Sun. On the zero-crossing distortion in single-phase pfc converters [J]. IEEE Trans. on Power Electron, 2004, 19(11): 685-692.
- [6] Van D M de Syde, GusseméK D, Van A P den Bossche, et al. Duty-ratio feedforward for digitally controlled boost pfc converters [C]. Proc. IEEE APEC, Florida, 2003.
- [7] Srinivasan R, Oruganti R. A unity power factor converter using half-bridge boost topology[J]. IEEE Trans. Power Electron, 1998, 13(5): 487-500.
- [8] 曲小慧. 基于航空交流电网的单相 PFC 技术的研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2006.  
Qu Xiaohui. Single-phase power factor correction technique for airborne system[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2006(in Chinese).
- [9] Noon J P. UC3855A/B high performance power factor preregulator [C]. Unitrode Application Note, U-153, 2005.
- [10] 王鸿雁, 陈立烽, 江泓, 等. 单相多电平功率因数校正变换器应用的实验研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(11): 28-33.  
Wang Yanhong, Chen Lifeng, Jiang Hong, et al. Experimental research on single phase multilevel power factor correction converter application [J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(11): 28-33(in Chinese).
- [11] Zhang M T, Jiang Y, Lee F C. Single-phase three-level boost power factor correction converter[C]. Proc. IEEE APEC, Texas, 1995.
- [12] 阮新波, 李斌, 陈乾宏. 一种适用于高压大功率变换器的三电平直流变换器[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(5): 19-23.  
Ruan Xinbo, Li Bin, Chen Qianhong. A new approach for high voltage and high power three-level DC-DC conversion[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(5): 19-23(in Chinese).
- [13] 吴洪洋, 何湘宁. 一种新颖的三电平软开关功率因数校正电路 [J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(10): 22-27.  
Wu Hongyang, He Xiangning. A novel three-level power factor correct circuit with passive soft switching[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(10): 22-27(in Chinese).
- [14] Ruan X, J Wei, Y Xue, et al. Voltage-sharing of the divided capacitors in non-isolated three-level converters[C]. Proc. IEEE APEC, California, 2004.
- [15] 阮新波, 危健, 薛雅丽. 非隔离三电平变换器中分压电容均压的一种方法[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(10): 27-31.  
Ruan Xinbo, Wei Jian, Xue Yali. A method to balance the voltage of the divided capacitors in non-isolated three-level converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(10): 27-31(in Chinese).

收稿日期: 2006-05-15.

作者简介:

曲小慧(1981—), 女, 硕士研究生, 研究方向为大功率因数校正技术, [xh-qu@nuaa.edu.cn](mailto:xh-qu@nuaa.edu.cn);

阮新波(1970—), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为大功率高频软开关直-直变换器, 高频软开关逆变器, 变换器的建模分析和电力电子集成系统。

(编辑 王彦骏)