

DOI:10.3785/j.issn.1006-754X.2009.05.012

# 照明用大功率无桥 LED 驱动电路输入电流谐波分析

曲振江,周贵德,郭玉秀

(沧州师范专科学校 物理与电子信息系,河北 沧州 061001)

**摘 要:**对作者介绍的照明用大功率无桥 LED 驱动电路的输入交流工频电流波形在设定电路条件后的频谱和谐波含量进行了分析和计算,其结果是,在电路最低工作频率以下的频率范围内基本不存在谐波成分,电路输入电流的总谐波含量 THD 随最小输入电流脉冲宽度  $T_{0(\min)}$  增大而上升,随电路的输出直流电压与输入交流电压有效值的比  $U_o/U_i$  的增大而下降,并指出在电路的输入端需要一个滤波电路,分析了滤波电路的滤波效果,给出了滤波电路的设计方法。

**关键词:**亮度发光二极管;大功率 LED 驱动电路;最小输入电流脉冲宽度;输入电流频谱;总谐波含量

**中图分类号:** TM 832

**文献标志码:** B

**文章编号:** 1006-754X(2009)05-0369-05

## Input current harmonic analysis of high-power non-bridge LED drive circuit in illumination use

QU Zhen-jiang, ZHOU Gui-de, GUO Yu-xiu

(Physics and Electronic Department, Cangzhou Teacher's College, Cangzhou 061001, China)

**Abstract:** Research on a Fourier analysis of high-power non-bridge LED drive circuit in the illumination use, introduced by the authors, is carried out. Under the given circuit condition, the content of its frequency spectrum and harmonic was analyzed and calculated. The result shows that there almost exists no harmonic in the frequency range below the lowest working frequency of the circuit. THD, the content of the total harmonic of the circuit input current, rises with increase of the minimum input current pulse width  $T_{0(\min)}$  and lowers with the increase of the effective value ratio of circuit output direct voltage and input alternating voltage  $U_o/U_i$ . It indicates that a filter circuit is needed at the input port of the circuit and its filtering effect was analyzed. The design method of the filter circuit is also provided.

**Key words:** brightness light-emitting diode; high-power LED drive circuit; the minimum input current pulse width; input electric current frequency spectrum; content of the total harmonic current

大功率高亮度发光二极管(即 LED)具有发光效率高、体积小、重量轻、使用安全的特点,尤其可贵的是它的使用寿命极长<sup>[1]</sup>,可以用来取代白炽灯、荧光灯等传统照明光源。但由于 LED 特性的非线性和温度的敏感性<sup>[2]</sup>,必须用恒流源为其供电,同时为了节电和减少对电网供电质量的不良影响,还必须要其驱动电路具有很高的效率,很高的功率因数,

向电网很小的谐波电流注入以及较低的成本和较小的体积、重量。文献[3]介绍了如图 1 所示的直接利用工频电源供电的大功率无桥 LED 驱动电路,分析了它的工作过程及输入输出电量与电路结构参数的关系,并介绍了它的控制方法。这里再进一步定量分析这个电路输入的工频交流电流的谐波含量与电路参数的关系。

收稿日期:2009-03-15.

作者简介:曲振江(1955—),男,河北东光人,副教授,从事电力电子技术研究,E-mail:quzhj5186@126.com.

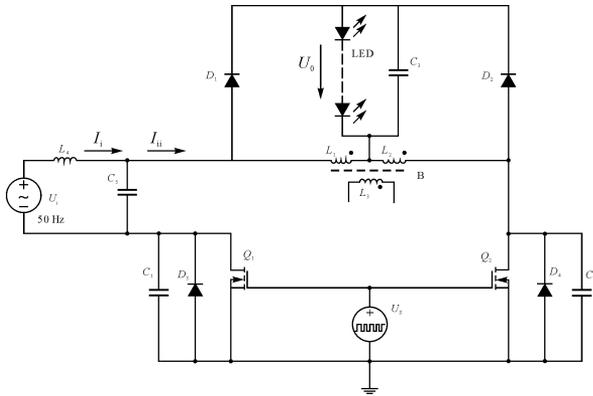


图 1 无桥大功率 LED 驱动电路 (主电路)

Fig. 1 High power bridgeless LED drive circuit (main circuit)

## 1 电路输入电流的谐波含量计算与分析

### 1.1 电路输入电流的谐波分布

对于图 1 所示的大功率无桥 LED 驱动电路,在场效应管栅极的控制信号为正时,即  $T_{0(n)}$  期间,电流通过交流电源  $U_i$ 、变压器初级线圈  $L_1$  和  $L_2$ 、场效应管及另一只场效应管的寄生二极管形成回路并且线性上升,如图 2 中  $T_{0(n)}$  期间的实线所示;而在场效应管栅极的控制信号为负期间,即  $T_{1(n)}$  期间,2 只场效应管同时关断,变压器初级线圈  $L_1$  和  $L_2$  在  $T_{0(n)}$  期间储存的能量通过二极管  $D_1$  或  $D_2$  及负载 (高亮度发光二极管 LED) 泄放,形成一个线性下降的电流即该电路的输出电流  $i_o$ ,如图 2 中  $T_{1(n)}$  期间的虚线所示.由于该电路的工作频率远高于交流电源的频率,可以近似认为在电路的一个工作周期内交流输入电压的大小没有发生变化,并且等于本周期开始时交流输入电压的大小.这样本电路输入的交流工频电流脉冲波形将如图 2 所示,其宽度在工频交流电源的半个周期内按正弦规律从最小值  $T_{0(\min)}$  变化到最大值  $T_{0(\max)}$  后再回到最小值  $T_{0(\min)}$ ,这种控制方法有别于目前讨论比较多的单周控制法<sup>[4-5]</sup>,接近于频率抖动控制法<sup>[6]</sup>,由图 2 可见此电路输入的工频交流电流的平均值更加接近正弦波.根据文献[3],图 2 中各电流脉冲出现的时刻为:

$$\begin{aligned} t_{(1)} &= 0 \\ t_{(2)} &= t_{(1)} + T_{0(1)} + T_{1(1)} \\ t_{(3)} &= t_{(2)} + T_{0(2)} + T_{1(2)} \\ &\dots\dots \\ t_{(n)} &= t_{(n-1)} + T_{0(n-1)} + T_{1(n-1)} \\ t_{(n+1)} &= t_{(n)} + T_{0(n)} + T_{1(n)} \\ &\dots\dots \end{aligned}$$

其中第  $n$  个电流脉冲存在的时间

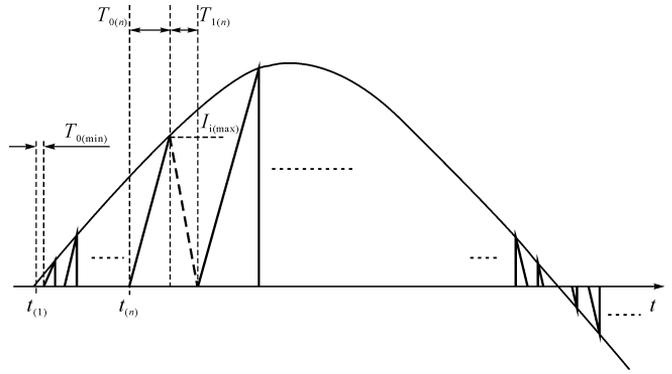


图 2 电路输入电流波形图 (示意)

Fig. 2 The sketch map of input electric current wave

$$T_{0(n)} = T_{0(\min)} \left( 1 + \frac{\sqrt{2} U_i |\sin \omega t_{(n)}|}{2 U_0} \right) \quad (1)$$

第  $n$  个与第  $n+1$  个电流脉冲的间隔时间

$$T_{1(n)} = T_{0(n)} \frac{\sqrt{2} U_i |\sin \omega t_{(n)}|}{2 U_0}$$

第  $n$  个电流脉冲的最大幅度

$$I_{i(\max)(n)} = \frac{\sqrt{2} U_i \sin \omega t_{(n)}}{4 L_B} T_{0(n)} \quad (2)$$

其中,  $U_i$  和  $\omega$  是输入工频交流电源电压的有效值和角频率,  $U_0$  和  $L_B = L_1 = L_2$  是电路的输出电压和工作电感,  $T_{0(\min)}$  是电路输入电流脉冲的最小宽度.

由于各脉冲的电流都是近似线性增长的,第  $n$  个脉冲的电流可用直线方程表示为

$$i_{(n)} = \frac{I_{i(\max)(n)}}{\omega T_{0(n)}} (\omega t - \omega t_{(n)}) \quad t_{(n)} \leq t < [t_{(n)} + T_{0(n)}] \quad (3)$$

在交流电源的一个周期内对(3)式求有效值,可得第  $n$  个脉冲电流对输入交流电流有效值的贡献为

$$I_{i(n)} = I_{i(\max)(n)} \sqrt{\frac{\omega T_{0(n)}}{6\pi}} \quad (4)$$

如果在电源电压的一个周期内共有  $J$  个电流脉冲,对各电流脉冲进行傅里叶变换,则电路输入的交流电流可用傅里叶展开式表示为

$$i = \sum_{n=1}^j \sum_{m=1}^{\infty} (a_{nm} \cos m\omega t + b_{nm} \sin m\omega t) \quad (5)$$

其中傅里叶展开式的系数为:

$$\begin{aligned} a_{nm} &= \frac{I_{i(\max)(n)}}{\pi \omega T_{0(n)}} \left[ \frac{\cos m\omega(t_n + T_{0(n)}) - \cos m\omega t_{(n)}}{m^2} + \frac{\omega T_{0(n)} \sin m\omega(t_n + T_{0(n)})}{m} \right] \\ b_{nm} &= \frac{I_{i(\max)(n)}}{\pi \omega T_{0(n)}} \left[ \frac{\sin m\omega(t_n + T_{0(n)}) - \sin m\omega t_{(n)}}{m^2} - \frac{\omega T_{0(n)} \cos m\omega(t_n + T_{0(n)})}{m} \right] \end{aligned}$$

利用计算机由(4)式可进一步求得电路输入交流电流有效值

$$I_i = \sqrt{\sum_{n=1}^j I_{i(n)}^2} \quad (6)$$

其中基波电流有效值

$$I_{i(1)} = \sqrt{\left(\sum_{n=1}^j a_{n1}\right)^2 + \left(\sum_{n=1}^j b_{n1}\right)^2} \quad (7)$$

第  $m$  次谐波电流有效值

$$I_{i(m)} = \sqrt{\left(\sum_{n=1}^j a_{nm}\right)^2 + \left(\sum_{n=1}^j b_{nm}\right)^2} \quad (8)$$

第  $m$  次谐波电流有效值的相对含量

$$\frac{I_{i(m)}}{I_{i(1)}} = \sqrt{\frac{\left(\sum_{n=1}^j a_{nm}\right)^2 + \left(\sum_{n=1}^j b_{nm}\right)^2}{\left(\sum_{n=1}^j a_{n1}\right)^2 + \left(\sum_{n=1}^j b_{n1}\right)^2}} \quad (9)$$

因此电路在滤波以前输入交流电流的谐波含量既可表示为

$$THD_i = \sqrt{\sum_{m=2}^{\infty} \left(\frac{I_{i(m)}}{I_{i(1)}}\right)^2} \quad (10)$$

也可由(6)式求得

$$THD_i = \sqrt{\frac{I_i^2 - I_{i(1)}^2}{I_{i(1)}^2}} \quad (11)$$

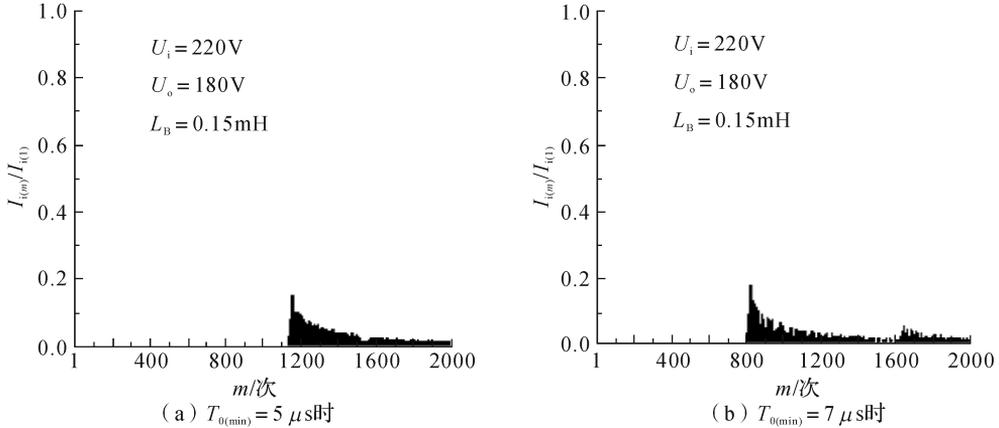


图 3 2 000 次以下的输入电流谐波频谱分布

Fig. 3 The distribution of input current frequency spectrum and harmonic below 2 000 times

### 1.2 电路输入电流的谐波含量即正弦波失真度(THD)

根据式(10)、式(11)及式(1)、式(2)、式(5)等相关各式可计算电路滤波前输入电流的谐波含量(THD<sub>i</sub>)。由于计算机计算能力的限制,利用式(10)仅能计算 2 000 次(100 kHz)以内的谐波含量,并且 THD<sub>i</sub> 的值与计算过程中  $m$  所能取到的最大值有关,而利用式(11)则可计算关于所有谐波的总谐波含量。利用计算机计算的结果如图 4 所示。由图可得到的结论是:1)电路滤波前输入电流的总谐波含量仅随电路的输出直流电压与输入交流电压有效值的比  $U_o/U_i$  的增大而略有减小,如图 4(c)所示,而与

在给定条件下( $U_i = 220\text{ V}$ ,  $U_o = 180\text{ V}$ ,  $L_B = 0.15\text{ mH}$ ,  $T_{0(\min)} = 5\ \mu\text{s}$  和  $T_{0(\min)} = 7\ \mu\text{s}$ ),根据式(10)及此前式(1)、式(2)、式(5)可计算得电路输入交流电流的谐波分布如图 3 所示。由于计算机计算能力的限制,图中仅计算了 2 000 次(100 kHz)以内的谐波分布情况。由本电路设定的控制特性所致,电路的开关频率随输入电压幅度的变化而在一定范围内波动,并与电路输入电流脉冲的最小宽度  $T_{0(\min)}$  相关。并且由图 3 可看到此电路输入交流电流的频谱有以下的特点:1)在电路的最低开关频率以下的频率范围内基本不存在谐波成分,并且  $T_{0(\min)}$  越小这个频率范围就越宽,也就是  $T_{0(\min)}$  越小电路输入电流的谐波成分频率越高;2)在电路的最低开关频率以上的频率范围内各次谐波成分基本上是连续的,也就是各次谐波成分均存在。这样可降低各次谐波电流的幅度,便于对其进行滤除。

其他的电路参数(如最小输入电流脉冲宽度  $T_{0(\min)}$  及工作电感等  $L_B$ )无关,如图 4(a)、图 4(b)所示;2)尽管如此,由于最小输入电流脉冲宽度  $T_{0(\min)}$  增大时高次谐波的频率会随之下降,使滤波电路的滤波效果下降,因而滤波以后电路输入电流的总谐波含量还是会有所上升,如图 4(a)所示。

### 1.3 滤波电路的效果

下面考虑电路输入端 LC 滤波器的作用。这里可以把 LED 驱动电路看作一个谐波电流发生器,并把交流电源看作理想电压源,如图 5 所示,这时通过电感的电流  $I_{i(m)}$  就是  $m$  次谐波电流  $I_{i(m)}$  经过滤波电路后该次谐波电流的大小,它实际上就是电感的

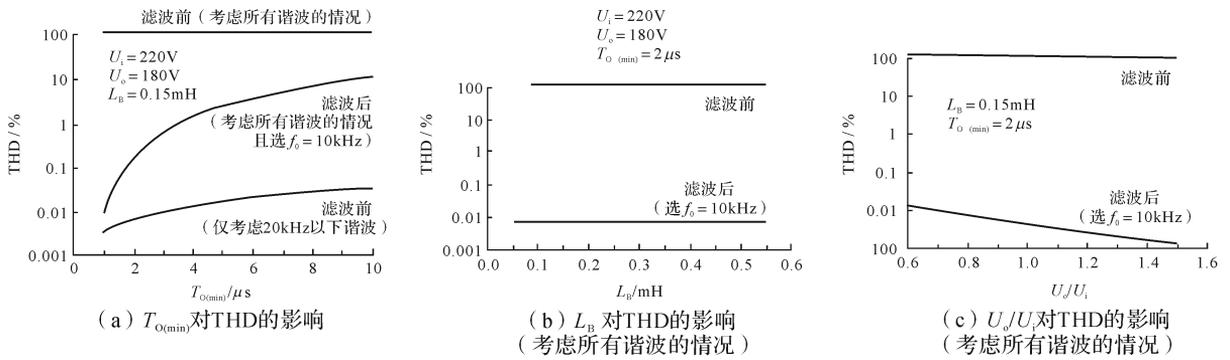


图 4 电路输入电流的 THD 与电路参数的关系

Fig. 4 The relationship between THD of circuit input current and circuit parameter

阻抗对电流  $I_{i(m)}$  的分流电流.因而由图 5 可求出

$$I_{ii(m)} = \frac{I_{i(m)}}{1 - \omega_m^2 L_4 C_5} \quad [7]$$

其中  $\omega_m = 2\pi f_m$  是 50 Hz 交流电源第  $m$  次谐波电流的角频率,  $f_m = 50 m$  是 50 Hz 交流电源第  $m$  次谐波电流的频率.再考虑 LC 滤波电路的谐振频率

$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_4 C_5}}$ , 则上式可写成

$$I_{ii(m)} = \frac{I_{i(m)}}{1 - \left(\frac{50m}{f_0}\right)^2} \quad (12)$$

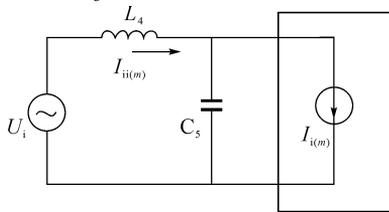


图 5 滤波电路的作用

Fig. 5 The function of filter circuit

如果选择 LC 滤波电路的谐振频率  $f_0$  远低于电路的最低工作频率,由图 3 可知在  $f_0$  附近及以下的各次谐波电流成分均近似为零,也就是当  $m \geq \frac{f_0}{50}$  时, (12) 式又可近似表示成

$$I_{ii(m)} = \left(\frac{f_0}{50m}\right)^2 I_{i(m)}$$

因此,根据式(10)用  $I_{ii(m)}$  替换  $I_{i(m)}$  后,得电路经滤波以后的输入电流总谐波含量为

$$THD = \sqrt{\sum_{m=\frac{f_0}{50}}^{\infty} \left(\frac{f_0}{50m}\right)^4 \left(\frac{I_{i(m)}}{I_{(1)}}\right)^2} \quad (13)$$

据此使用计算机计算经滤波以后的电路总谐波含量(THD)也表示在图 4 中,计算时选择 LC 滤波电路的谐振频率  $f_0 = 10$  kHz,由于计算机计算能力的限制,实际上仅计算了 2 000 次(100 kHz)以下的总谐波含量,图中的部分曲线是用曲线拟合的方法做出的.由图可见,经滤波以后的电路总谐波含量仍

和工作电感的大小无关,如图 4(b)所示,但会随着输出直流电压与输入交流电压有效值的比  $U_o / U_i$  的增大而迅速下降,如图 4(c)所示,在图示条件下 THD 均小于 2%;另外,由于最小输入电流脉冲宽度  $T_{0(\min)}$  增大时会引起高次谐波电流频率的下降,降低了滤波电路的滤波效果,所以经过滤波以后电路输入电流的总谐波含量还是会随之上升,如图 4(a)所示,但在图示条件下只要  $T_{0(\min)} < 7 \mu s$ , THD 就会小于 7% .

### 1.4 滤波电路的元件选取

如果把滤波电路以外的 LED 驱动电路用 1 只等效电阻  $R_d$  来表示,则该 LED 驱动电路可用图 6 来表示.如果电路的输出功率为  $P_0$ ,输入交流电压为  $U_i$ ,则  $R_d = \frac{U_i^2}{P_0}$ ,那么,电路输入端对于工频电源的阻抗为

$$Z = j\omega L_4 + \frac{R_d \frac{1}{j\omega C_5}}{R_d + \frac{1}{j\omega C_5}} = \frac{R_d}{1 + (\omega R_d C_5)^2} + j\omega$$

$$\left[ L_4 - \frac{R_d^2 C_5}{1 + (\omega R_d C_5)^2} \right] \quad [7]$$

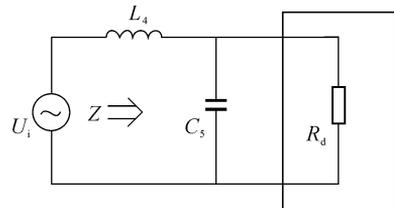


图 6 电路输入阻抗的等效电路

Fig. 6 The equivalent circuit of circuit input impedance

为尽量提高整个电路的功率因数,应使整个电路的阻抗为纯阻性,因而可令上式中虚部为零,如果满足条件

$$\omega R_d C_5 \ll 1 \quad (14)$$

则可求出滤波电路 2 个元件间的关系:

$$L_4 = R_d^2 C_5 \quad (15)$$

这时整个电路的输入阻抗与没有滤波电路时一致,  $Z = R_d$ . 将式(15)两端同时乘以  $C$  可得到

$$LC = R_d^2 C^2 = \frac{1}{\omega^2} = \frac{1}{(2\pi f_0)^2}$$

因此有

$$C_5 = \frac{1}{2\pi R_d f_0} \quad (16)$$

也就是,只要确定了由  $L_4, C_5$  构成的滤波电路的谐振频率  $f_0$  并使之小于电路功率管的最低开关频率,根据输出功率确定了电路的等效电阻  $R_d$ ,再由式(15)、式(16)即可确定各滤波电路元件的参数.最后,要使(14)式得到满足,只要要求

$$\omega R_d C_5 = \frac{\omega}{\omega_1} = \frac{f}{f_d} \ll 1$$

式中,  $\omega_1 = \frac{1}{R_d C_5}, f_d = \frac{1}{2\pi R_d C_5}$  分别称为  $R_d, C_5$  阻容回路的截止角频率和截止频率.可见,只要  $R_d, C_5$  阻容电路的截止频率  $f_0$  远大于工频电源的频率  $f$ ,式(15)、式(16)确定的滤波电路各元件的参数就是合理的.

## 2 实验结果

实验条件设定输入工频电源电压  $U_i = 220 \text{ V}$ , 变压器 B 初级线圈的电感量  $L_B = 0.15 \text{ mH}$ , 选用场效应管 IRF830 做开关器件,仍采用文献[3]确定的驱动方式,当最小输入电流脉冲宽度和输出直流电压与输入交流电压有效值的比变化时的实验结果如表 1、表 2 所示.

表 1  $T_{0(\min)}$  变化时的实验结果

Table 1 The experimental result of  $T_{0(\min)}$  transformation

$U_o/U_i$	0.55	0.6	0.7	0.8	0.9	1	1.1	1.2	1.3	1.4	1.5
THD/% (理论值)	0.762	0.62	0.48	0.34	0.26	0.21	0.16	0.13	0.11	0.09	0.082
THD/% (试验值)	1.85	1.34	0.96	0.53	0.38	0.31	0.27	0.19	0.15	0.12	0.11

表 2  $U_o/U_i$  变化时的实验结果

Table 2 The experimental result of  $U_o/U_i$  transformation

实验条件	$T_{0(\min)}/\mu\text{s}$	1.0	1.5	2.0	2.5	3.0	3.5	4.0
$U_o = 180 \text{ V}$	THD/% (理论值)	0.01	0.06	0.21	0.39	0.67	1.02	1.56
	THD/% (试验值)	0.03	0.14	0.35	0.54	1.05	1.82	2.63

## 3 结束语

理论分析和试验结果均指出,文献[3]所介绍 LED 驱动电路输入电流的频谱和谐波含量具有如下的特点: 1) 尽管电路输入交流电流的谐波含量较高,但在电路的最低工作频率以下的频率范围内基本不存在谐波成分,并且  $T_{0(\min)}$  越小这个频率范围就越宽,因而电路输入电流的谐波成分很容易被滤波电路滤除. 2) 电路滤波前输入电流的总谐波含量 THD<sub>i</sub> 仅随电路的输出直流电压与输入交流电压有效值的比  $U_o/U_i$  的增大而略有减小,而与其他的电路参数(如最小输入电流脉冲宽度  $T_{0(\min)}$  及工作电感等  $L_B$ ) 无关. 3) 由于最小输入电流脉冲宽度  $T_{0(\min)}$  增大时高次谐波的频率会随之下降,使滤波电路的滤波效果下降,因而滤波以后电路输入电流的总谐波含量 THD 还是会随最小输入电流脉冲宽度  $T_{0(\min)}$  增大有所上升;同时 THD 还会随电路的输入电压与输入电压比  $U_o/U_i$  的增大而下降. 因此为了尽量降低电路输入交流电流的总谐波含量 THD,

应尽量减小最小输入电流脉冲宽度  $T_{0(\min)}$ , 尽量增大输出电压  $U_o$  和合理设计滤波电路.

总之,文献[3]所介绍的大功率无桥 LED 驱动电路再配合合理的控制方式,可以很方便地达到减小输入电流谐波和提高功率因数的目的.

## 参考文献:

[1] 徐殿国,张相军,刘晓胜,等.照明电子技术的发展现状与未来[J].电力电子技术,2007,41(10):7-9.  
 XU Dian-guo, ZHANG Xiang-jun, LIU Xiao-sheng, et al. Development status and future of lighting electronics technology [J]. Power Electronics, 2007, 41(10):7-9.  
 [2] 周志敏,周纪海,纪爱华. LED 驱动电路设计与应用[M].北京:人民邮电出版社,2006:19-30.  
 ZHOU Zhi-min, ZHOU Ji-hai, JI Ai-hua. The design and the application of led drive circuit [M]. Beijing: Posts & Telecom Press, 2006:19-30.