

# 基于COT模式的THD补偿方法研究

陆 杰, 李田丰

上海理工大学机械工程学院, 上海  
Email: 363792754@qq.com

收稿日期: 2021年7月19日; 录用日期: 2021年8月4日; 发布日期: 2021年8月11日

## 摘 要

近年来, 在照明应用的领域中, LED以其高效率、节能的特点掀开了人类照明历史上的崭新篇章, 随着人们对LED越来越高的应用要求, LED驱动器逐渐成为LED发展的瓶颈, 与此同时分次谐波或总谐波失真已经成为定义LED驱动器性能的非常重要的指标之一。针对LED驱动器领域中总谐波失真严重而引起的污染和效率等问题, 本文提出了两种补偿电路, 此电路在传统恒导通时间控制模式的基础上, 对决定LED输出电流的采样电阻上的电压进行采集并分别转换为电压和电流补偿。通过Mathcad软件计算以及Simplis仿真分析以及实验验证表明, 此补偿方法可优化总谐波失真。在220 V AC输入电压时, 总谐波失真可达到小于10%的效果。

## 关键词

总谐波失真, 恒导通模式, 电压型补偿, 电流型补偿

# Research on THD Compensation Method Based on COT Mode

Jie Lu, Tianfeng Li

School of Mechanical Engineering, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai  
Email: 363792754@qq.com

Received: Jul. 19<sup>th</sup>, 2021; accepted: Aug. 4<sup>th</sup>, 2021; published: Aug. 11<sup>th</sup>, 2021

## Abstract

In recent years, in the field of lighting application, LED has opened a new chapter in the history of human lighting with its high efficiency and energy saving characteristics. With the increasing application requirements of LED, the performance requirements of LED drivers have gradually developed into the bottleneck of LED. The fractional harmonic or Total Harmonic Distortion (THD) has become one of the most important indicators to define the performance of LED drivers. In order to solve the pollution and efficiency problems caused by the serious total harmonic distortion

in the field of LED driver, two compensation circuits are proposed in this paper. Based on the traditional constant-on-time control mode, this circuit collects the voltage on the sampling resistance which determines the output current of the LED and converts it into voltage and current compensation respectively. The results of Mathcad software calculation, Simplis simulation analysis and experimental verification show that this compensation method can optimize the total harmonic distortion. At the input voltage of 220 VAC, the THD can be less than 10%.

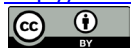
## Keywords

THD, COT, Voltage-Type Compensation, Current-Type Compensation

Copyright © 2021 by author(s) and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY 4.0).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

## 1. 引言

LED 驱动技术是当前的研究热点之一[1]。Buck 拓补在 LED 驱动器的研究领域因其在整个输入电压范围内保持一个较高的效率[2], 同时具有共模噪声小、体积小且成本低等特点, 因此获得了广泛的应用。然而在 Buck 拓补中, 当输入电压低于输出电压时功率管不导通, 输入电流会形成断崖式下跌, 造成了谐波分量、总谐波失真(Total Harmonic Distortion, THD)升高的问题。输入电流的分次谐波中, 尤其是高次谐波, 会对电网产生影响甚至是污染。文献[3]通过辅助绕组调制前馈电流来减弱谐波失真的程度, 但随着频率的升高增加了失真程度, 限制了临界导通模式的应用; 文献[4]通过调整功率管开通时间和频率来最大限度地降低 THD, 伴随的是输出电压纹波的升高, 且电路复杂。本文提出的 Buck 拓补的 LED 驱动器采用恒导通模式(Constant on-time, COT)作为系统控制模式来改善分次谐波的问题[5], 其基本思想是使电感电流工作在临界导通模式[6], 使输入电流跟随输入电压, 达到低的谐波失真效果, 同时简化了环路补偿电路, 提高系统整体效率。本文先是讨论了 COT 控制模式的原理, 分析了 COT 模式下 THD 差的原因, 进而提出了两种 THD 补偿的控制方法优化 THD, 同时利用 Mathcad 计算分析预期以及 Simplis 仿真验证, 结果都证明了此方法的正确性和可行性。

## 2. COT 控制模式

图 1 为恒导通模式控制的原理图, 其普遍应用于电感临界导通模式, 即当电感电流到零后立即打开功率管, 同时使每个周期的开通时间  $T_{on}$  恒定[7]。其工作原理大致如下: 系统上电后对 Comp 电容充电到初始值  $Comp\_ini$ , 初始值所对应的  $Ton\_ini$  作为初始  $T_{on}$  开启功率管, 电感电流上升, 采样电阻  $R_{cs}$  采样电感电流并在其两端产生  $V_{cs}$ ,  $V_{cs}$  经过采样保持后作为误差放大器的输入端, 输入另一端为固定的基准  $V_{ref}$ , 误差放大器放大两者的差值后作为 Comp 电压。

由于 Comp 电容较大, 因此可视作半周期内 Comp 电压是恒定的。又因 Buck 拓补中输出电流中的高频分量大多被输出电容吸收, 因此输出电流近似为电感平均电流, 近而有如下输出电流公式:

$$I_{out}(\theta) = \frac{1}{\pi} \int_{\theta_0}^{\theta_1} \frac{I_{pk}(\theta)}{2} d\theta = \frac{1}{\pi} \int_{\theta_0}^{\theta_1} \frac{V_{in}(\theta) - V_{out}}{2L_m} * T_{on} d\theta \quad (1)$$

当  $V_{ref} > V_{cs}$  时, 误差放大器电流给 Comp 电容充电, Comp 电压升高; 当  $V_{ref} < V_{cs}$  时, 误差放大器电流给 Comp 电容放电, Comp 电压降低; 电容充电的能量与放电的能量守恒, 因此有如下表达式:

$$\int_{T_1}^{T_3} G_m * (V_{ref} - V_{cs}) dt = 0 \tag{2}$$

由公式(2)可知, 输出电流的平均值近似为芯片内部基准与采样电阻的比值, 因此可保持输出电流恒定, 与芯片外围参数和其他因素无关, 达到了恒流的目的。然后又将 Comp 电压与芯片内部固定锯齿波 Ramp 做比较, 如图 2, 当 Ramp 与 Comp 电压相等时, 关断功率管, 输出 PWM 控制信号驱动功率管关闭, 完成对系统的闭环控制。

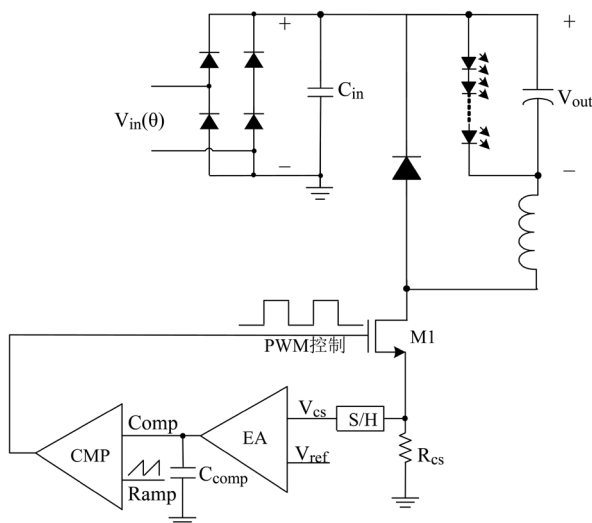


Figure 1. Principle of COT control mode

图 1. COT 控制模式原理框图

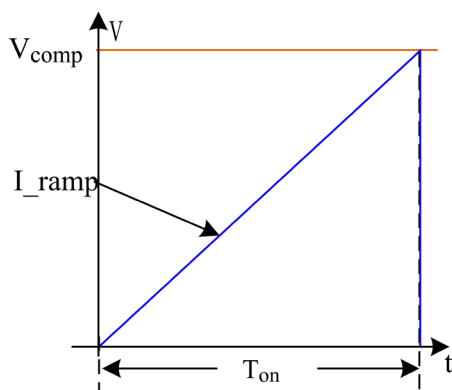


Figure 2. Comp vs Ramp

图 2. Comp 与斜坡电压 Ramp 比较

从整个系统来看, 功率管开通时, 当输入电压大于输出电压后, 功率管开启, 采样  $R_{cs}$  电压, 首先设输入电压关于  $\theta$  的表达式为:

$$V_{in}(\theta) = V_{imm} * \sin(\theta) \tag{3}$$

其中  $\theta = \omega t$ ,  $\omega = 2\pi f$ ,  $V_{imm}$  为输入峰值电压。由于 Buck 拓补只在输入电压大于输出电压时才有电流输出, 即

$$V_{imm} * \sin(\theta) > V_{out} \tag{4}$$

因此系统工作有导通角影响, 导通角外即死区, 导通角  $(\theta_0, \theta_1)$  的范围如下:

$$\begin{aligned} \theta_0 &= \arcsin(V_{out}/V_{inm}) \\ \theta_1 &= \pi - \theta_0 \end{aligned} \tag{5}$$

即导通角范围为  $(\theta_0, \pi - \theta_0)$ , Buck 拓补功率管开通后, 由伏秒平衡可知,

$$L_m \frac{dI_{pk}(\theta)}{T_{on}} = V_{in}(\theta) - V_{out} \tag{6}$$

电感电流上升的斜率为  $(V_{in}(\theta) - V_{out})/L_m$ , 则电感电流的峰值为:

$$I_{pk}(\theta) = \frac{V_{in}(\theta) - V_{out}}{L_m} * T_{on} \tag{7}$$

关断时间  $T_{off}$  由系统参数决定

$$T_{off}(\theta) = \frac{L_m * I_{pk}(\theta)}{V_{out}} \tag{8}$$

当  $\theta$  在  $(\theta_0, \pi - \theta_0)$  内时, 占空比近似为

$$D(\theta) = V_{out}/V_{inm} * \sin(\theta) \tag{9}$$

输入平均电流表达式为

$$I_{in}(\theta) = \frac{I_{pk}(\theta)}{2} * D(\theta) \tag{10}$$

结合公式(7)和公式(9), 则输入电流跟随  $\theta$  的表达式如下

$$I_{in}(\theta) = \begin{cases} \frac{[V_{inm}(\theta) - V_{out}] * V_{out} * T_{on}}{2 * L_m * V_{inm}(\theta)}, & (\theta_0, \pi - \theta_0) \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \tag{11}$$

公式(11)中, 假设  $V_{out}$  和  $L_m$  都近似不变, 如能控制  $T_{on}$  补偿不变, 即可实现输入电流跟随输入电压达到输入电流正弦化的目的, 达到了功率因数校正的目的[8]。下图 3 为 COT 控制模式系统理想波形:

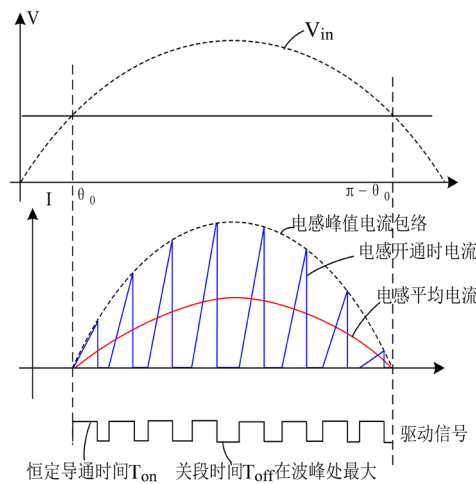


Figure 3. Waveform of COT control mode  
图 3. COT 控制模式系统波形

### 3. 基于 Mathcad 计算的 THD 补偿方法

上文说明了采用恒定导通模式作为控制模式的原理, 但通过仿真验证, 仅仅采用 COT 模式, 输入电

流会存在畸变。下图是基于 Mathcad 仿真在 COT 控制模式下输入电流与理想输入电流对比, 系统方案采用 220 Vac 输入, 输出电压 72 V, 电流 240 mA。由图 4 可见, 仿真的输入电流波形与理想输入电流波形相比, 有以下两个特点: 1) 呈现波峰下陷, 波谷陡峭的形状。2) 在交越处有失真, 电流为零[9]。

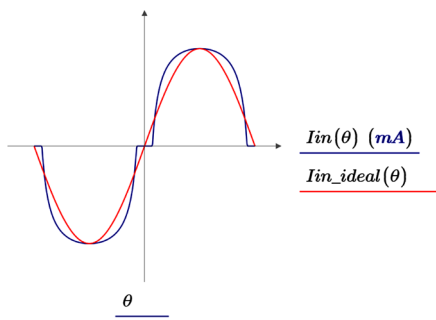


Figure 4. Input current distortion diagram based on Mathcad  
图 4. 基于 Mathcad 仿真 COT 控制模式输入电流失真图

基于图 4, 可分析造成这两个特点即失真的主要原因。其一, 过零处交越失真是因为输入电压低于输出电压时功率管不导通, 此为 Buck 拓补本身的限制。另外在谷底处由于检测不到退磁, 输入电流会形成断崖式下跌, 谷底近似为零, 这时可设置芯片的最小关断时间, 使谷底工作在高频状态, 优化交越失真引起的 THD 影响, 此优化方式简单, 文本不做详细说明。

采用 COT 控制模式在 Mathcad 中对输入电压从 176~265 Vac 范围内仿真 THD, 下图为输入 220 Vac 时计算 THD 结果(图 5):

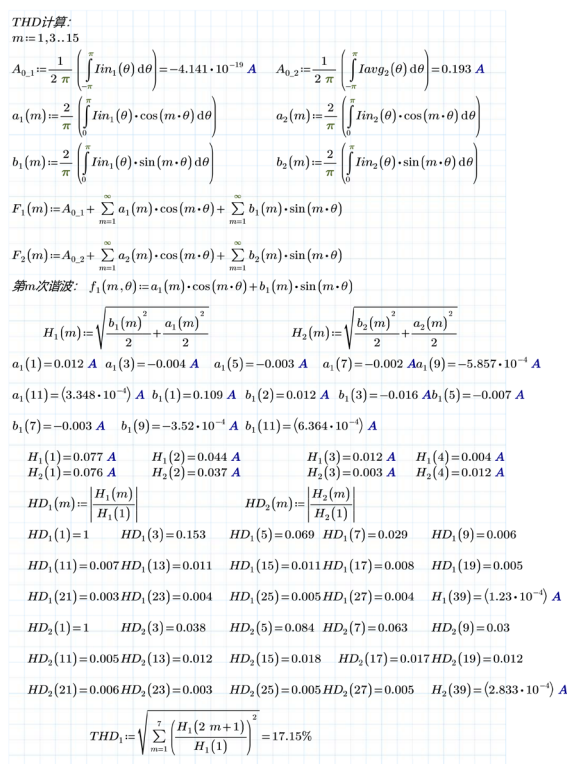


Figure 5. COT mode THD calculation based on Mathcad  
图 5. COT 模式基于 Mathcad THD 计算

同样采用此算法在 Mathcad 中对输入电压从 176~265 Vac 范围内仿真 THD 如下表 1 所示:

**Table 1.** THD simulation value in COT control mode

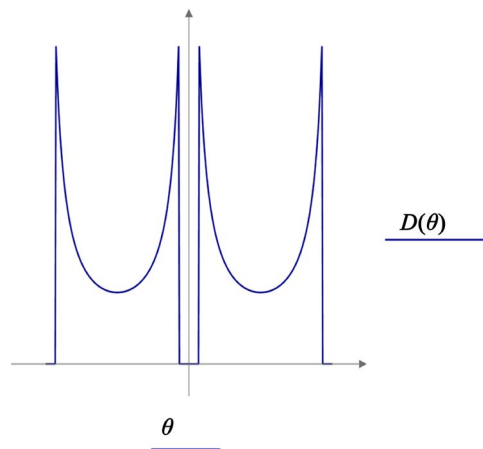
**表 1.** COT 控制模式下的 THD 仿真值

	176	200	220	265
THD/(%)	15.2	16.3	16.9	17.5

其中, Buck 拓补中占空比近似为

$$D(\theta) = V_{out} / V_{inm} * \sin(\theta) \quad (12)$$

说明了当  $\theta$  在  $(\theta_0, \pi - \theta_0)$  内时, 由式(12)可知, 占空比是随  $\theta$  变化的, 利用 Mathcad 仿真占空比波形如图 6:



**Figure 6.** Mathcad duty cycle with  $\theta$

**图 6.** 占空比随  $\theta$  变化图

由图 6 可见, 占空比在波峰时最小, 波谷时最大, 因此输入电流会在波峰时最扁平, 波谷时最陡峭, 由此可得到图 4 的电流波形。由于失真的影响, 输入电流偏离正弦曲线, 会导致 THD 差[10] [11], 因此需要一种补偿方式将输入电流的波峰值抬高, 波谷压低, 以达到接近于正弦的目的, 改善 THD。参考文献[12]中提出在隔离 flyback 拓扑在 CCM 模式下采用变开启时间的控制方法, 本文在此思想的基础上, 通过采样  $V_{cs}$  的峰值补偿到 Comp 或斜坡电压上, 以此优化 THD。下面来详细介绍两种补偿方法。

### 3.1. 电压型补偿方法

图 7 为电压型补偿原理框图, 其原理为采样  $R_{cs}$  两端的峰值电压, 一部分与芯片内部基准做差值输入内部的误差放大器中, 一部分进入采样保持电路, 保持采样到的峰值电压  $V_{cs\_pk}$ , 再经过电压电流转换网络转换成补偿电压, 把此电压补偿在 Comp 电压的初值  $Comp\_ini$  上, 可使 Comp 电压升高。

Comp 电压升高后, 与同样的斜坡比较时, 斜坡电压需要达到更高的 Comp 电压才能关断功率管, 因此同样起到了增大  $T_{on}$  的效果。如图 8 所示:

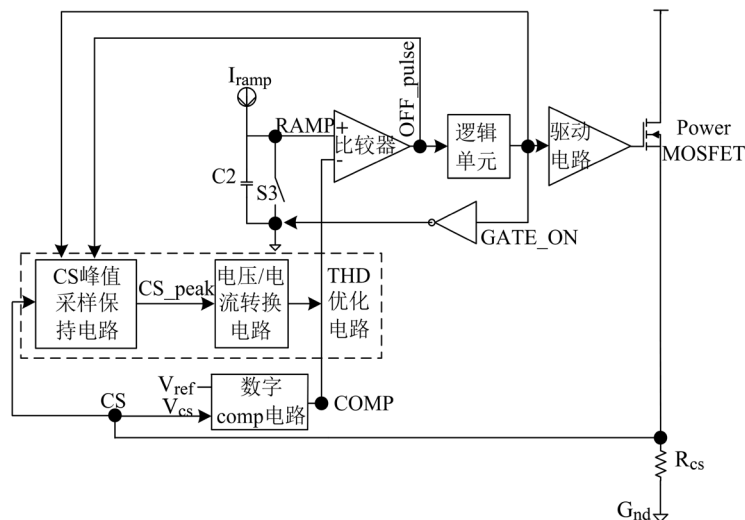


Figure 7. Voltage-type compensation block diagram  
图 7. 电压型补偿原理框图

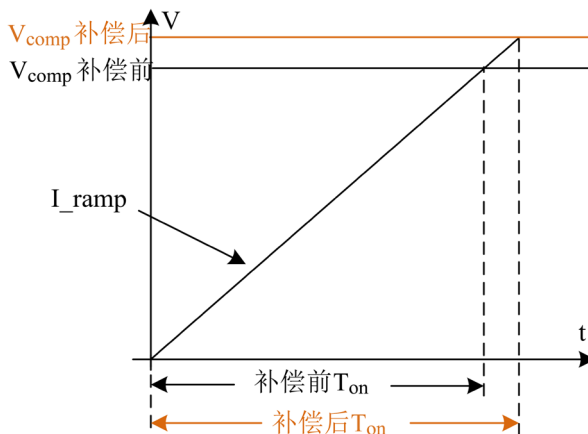


Figure 8. Comp vs Ramp in voltage-type compensation  
图 8. 电压型补偿 Comp 和 Ramp 比较

波峰的峰值最高, 因此电流补偿的最多, 即波峰的  $T_{on}$  增加的最多; 波谷的峰值低, 补偿的电流少, 因此谷底的  $T_{on}$  相对波峰的增量少, 可弥补由占空比带来的输入电流波峰下陷, 波谷陡峭的问题。  $T_{on}$  可用表达式表示为

$$T_{on} = \frac{C_2 * \left( V_{comp} - V_{comp\_ini} + k * \frac{V_{cs\_pk}}{R_{cs}} \right)}{I_{ramp}} \quad (13)$$

其中  $k$  为补偿系数, 在 Mathcad 将电压型补偿的算法拟合, 仿真 THD 数值如下表 2。

Table 2. THD simulation value in voltage-type compensation  
表 2. 电压补偿型下的 THD 仿真值

	176	200	220	265
THD/(%)	11.9	10.1	8.5	12.2

### 3.2. 电流型补偿方法

图 9 为电流型补偿原理框图, 补偿方式为采样电阻两端的峰值电压, 经过网络转换成补偿电流, 把此电流补偿在 Ramp 的斜坡电流上可使斜坡电流减小, Ramp 斜率变缓。

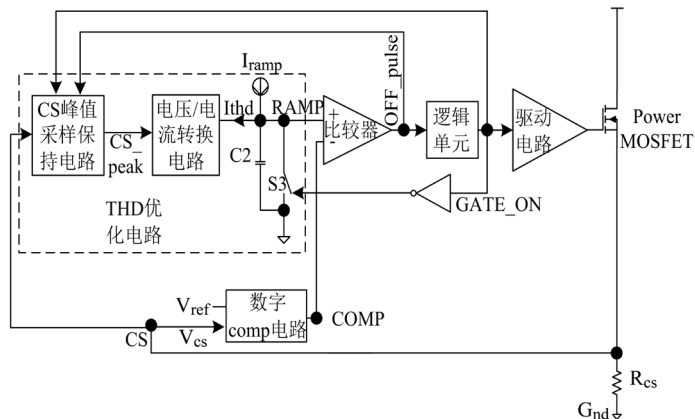


Figure 9. Current-type compensation block diagram  
图 9. 电流型补偿原理框图

斜坡电压斜率变缓后, 斜坡电压与 Comp 电压相比进行  $T_{on}$  的调制, 在此补偿方式下, 斜坡电压与 Comp 电压相比后会延长  $T_{on}$ , 如图 10 所示。

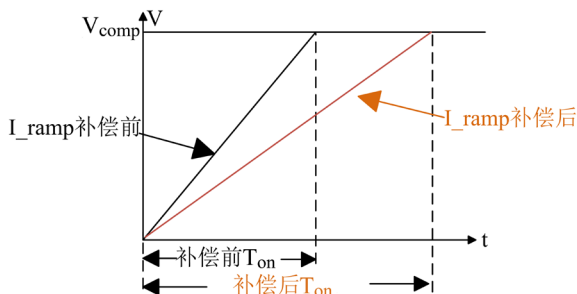


Figure 10. Comp vs Ramp in current-type compensation  
图 10. 电流型补偿 Comp 和 Ramp 比较

此补偿方式同样采取波峰补偿的  $T_{on}$  多, 波谷补偿的  $T_{on}$  少,  $T_{on}$  可用表达式表示为

$$T_{on} = \frac{C_2 * (V_{comp} - V_{comp\_ini})}{I_{ramp} - k * \frac{V_{cs\_pk}}{R_{cs}}} \quad (14)$$

其中  $k$  为补偿系数, 将电流型补偿的算法拟合, 在 Mathcad 中仿真 THD 数值如表 3。

Table 3. THD simulation value in current-type compensation  
表 3. 电流补偿型下的 THD 仿真值

	176	200	220	265
THD/(%)	11.7	10.9	8.2	11.8

从表 2 和表 3 可知, 电压型和电流型补偿均能降低 THD, 改善输入电流的失真问题, 以达到降低 THD



的效果。但比较两种输入电流补偿方式, 从电路复杂程度来看, 电路中叠加电流比叠加电压的方式简单, 电路更容易实现。

### 3.3. 基于 Simplis 仿真验证

Mathcad 软件是纯理论计算的工 具, 考虑到实际应用有其小信号场景以及拟合  $T_{on}$  的算法有一定的误差, 因此使用 Simplis 软件进一步接近实际中搭建了 Buck 的闭环控制模型, 并把 THD 补偿的算法分别加入到环路中仿真 THD, 搭建原理图如下(图 11), 系统方案采用 220 Vac 输入, 输出电压 72 V, 输出电流 240 mA:

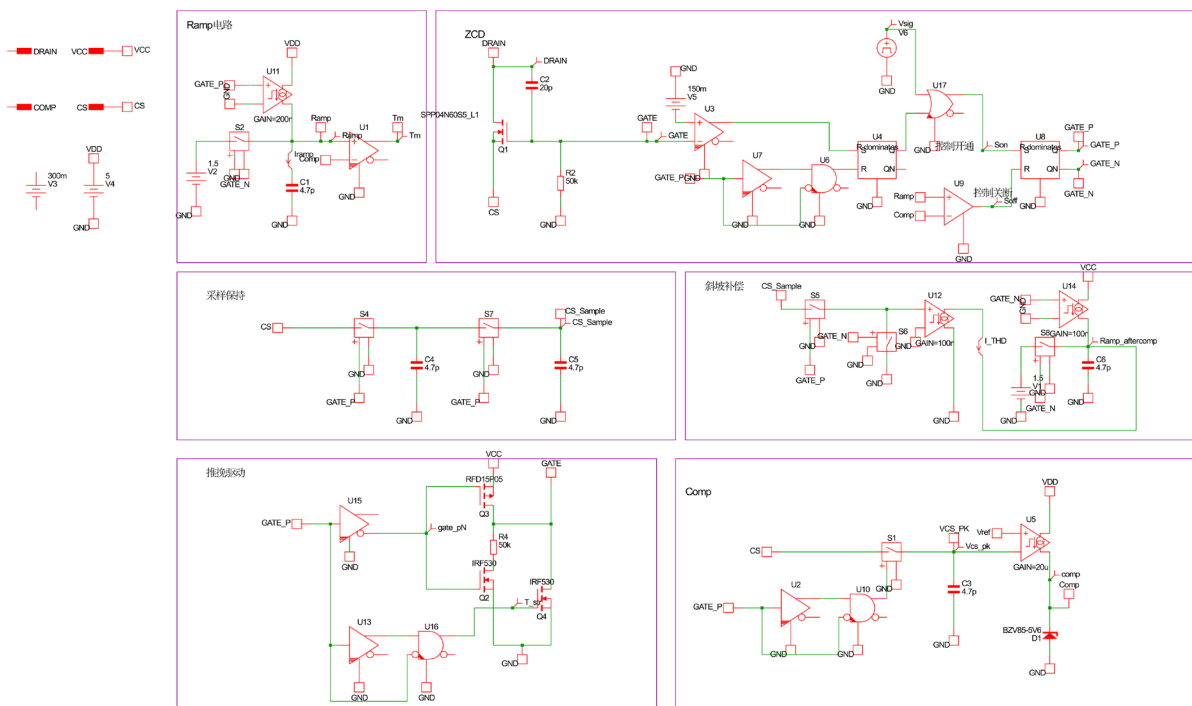


Figure 11. Closed-loop model based on Simplis  
图 11. Simplis 搭建闭环模型

采用电压型 THD 补偿电路, 仿真输入电流的 THD 如下图:

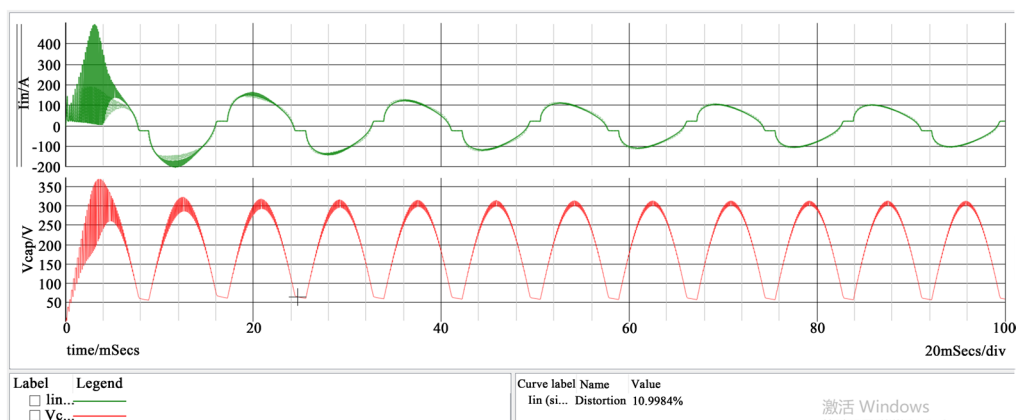


Figure 12. THD simulation on voltage-type  
图 12. 电压型补偿 THD 仿真

从图 12 Simplis 仿真结果显示, 采用电压型 THD 补偿可将 THD 优化至 10.998%, 比 Mathcad 计算值落差。

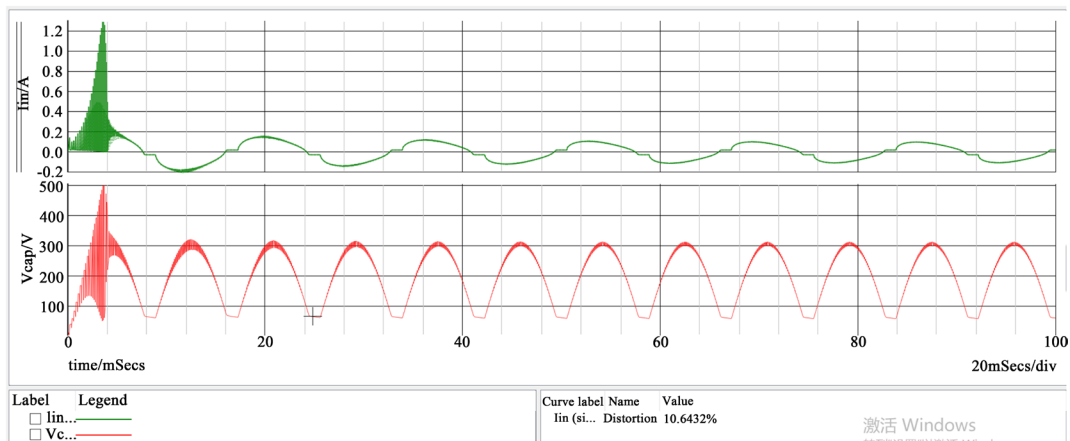


Figure 13. THD simulation on voltage-type

图 13. 电流型补偿 THD 仿真

图 13 为电流型 Simplis 仿真结果, 结果显示采用电流型 THD 补偿可将 THD 优化至 10.643%, 通过 Simplis 仿真验证补偿电路的可行性和合理性。

#### 4. 实验验证

为了进一步验证 THD 理论分析的正确性, 两种补偿方式的芯片流片封装后按照图 14 典型的非隔离 Buck LED 驱动电路搭建外围应用, 分别测试电压型和电流型 THD 补偿方式的 THD 实测值。

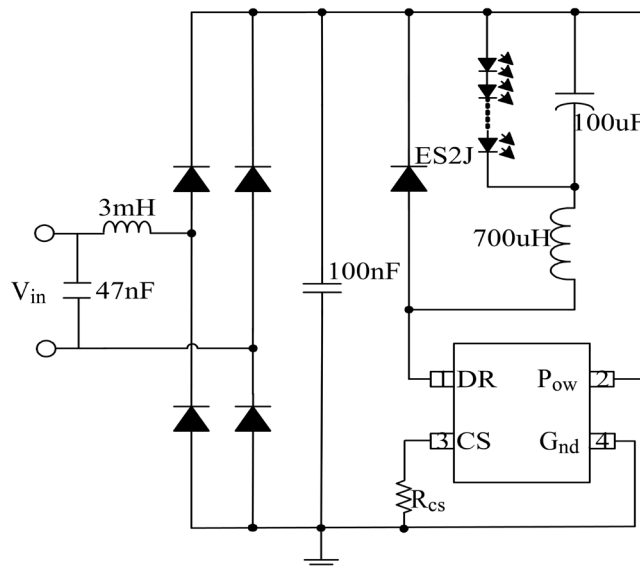


Figure 14. Peripheral design schematic diagram

图 14. 外围设计原理图

图 14 中, 输入加  $\pi$  型滤波器对策 EMI, DR 脚为芯片内置功率 mos 漏极端, CS 为采样引脚, Pow 为供电引脚, 基准为芯片 GND。

**Table 4.** THD measured value in voltage-type compensation**表 4.** 电压补偿型下的 THD 实测值

	176	200	220	265
THD/(%)	13.4	11.4	9.7	10.6

在 176~265 Vac 的输入电压范围下测试电流型 THD 补偿系统板 THD 参数, 如表 5 所示:

**Table 5.** THD measured value in current-type compensation**表 5.** 电流补偿型下的 THD 实测值

	176	200	220	265
THD/(%)	12.7	11.1	9.4	10.9

表 4 和表 5 可以看出, 电压型和电流型 THD 补偿的实测结果与仿真结果相符, 较只采用 COT 控制模式能够将 THD 优化 5%~7%, 如适当调整 THD 补偿系数, 可将 THD 继续优化至更优值。在输入电压 176~265 Vac 范围内, THD 低于 14%, 220 Vac 输入电压下, THD 可达到小于 10% 的效果, 是 LED 驱动领域中较为理想的结果。

## 5. 结论

本文在分析传统 COT 控制模式 THD 差原因的基础上, 提出了两种 THD 补偿方法, 改善传统 COT 由于交越失真和占空比影响引起的 THD 高的问题, 并通过 Mathcad 理论计算 THD 值, 同时为验证补偿的精确性, 利用 Simplis 软件搭建了仿真模型, Simplis 模型仿真证明在合理的补偿参数下, THD 均小于 15%。最后, 实验验证了应用本文提出的两种方法后, 在 176~265 Vac 的输入电压范围下, 可达到 THD 小于 14% 的效果, 220 Vac 输入电压下, THD 可达到小于 10% 的效果, 在实际工程中有一定的应用价值, 值得推广与研究。

## 参考文献

- [1] 胡进, 吕征宇, 林辉品, 靳晓光. LED 照明应用现状特征及驱动技术发展综述[J]. 电源学报, 2018, 16(1): 135-144.
- [2] 杨剑友. 基于 Buck 变流器的高效率功率因数校正技术研究[D]: [硕士学位论文]. 杭州: 浙江大学, 2011.
- [3] 李娅妮, 杨银堂, 朱樟明, 强玮. 基于前馈电流控制斜坡补偿的 Boost 功率因数校正零交越失真研究[J]. 电子与信息学报, 2011, 33(9): 2237-2242
- [4] Yao, K., Wu, C., Chen, J., *et al.* (2019) A Scheme to Improve Power Factor and Dynamic Response Performance for CRM/DCM Buck-Buck/Boost PFC Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **36**, 1828-1843. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.3007613>
- [5] 徐大为. 一种高功率因数 LED 恒流驱动芯片设计[D]: [硕士学位论文]. 苏州: 苏州大学, 2018.
- [6] 吴红佳. Buck 有源功率因数校正 LED 驱动控制器的研究与设计[D]: [硕士学位论文]. 杭州: 浙江大学, 2016.
- [7] 谢海武. 一款恒定导通时间控制模式的降压型变换器的分析与设计[D]: [硕士学位论文]. 成都: 电子科技大学, 2013.
- [8] 曹子轩. 基于原边反馈的单级反激式高功率因数低谐波失真的 LED 驱动芯片设计[D]: [硕士学位论文]. 南京: 东南大学, 2018.
- [9] Sun, J. (2004) On the Zero-Crossing Distortion in Single-Phase PFC Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **19**, 685-692. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2004.826491>
- [10] Xie, X., Zhao, C., Lu, Q., *et al.* (2013) A Novel Integrated Buck-Flyback Non-Isolated PFC Converter with High Power Factor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **60**, 5603-5612. <https://doi.org/10.1109/TIE.2012.2232256>

- [11] Lam, J.C.W. (2014) A Single-Switch Valley-Fill Power Factor Corrected Electronic Ballast for Compact Fluorescent Lightings with Improved Lamp Current Crest Factor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **61**, 4654-4664. <https://doi.org/10.1109/TIE.2013.2288207>
- [12] Wu, X., Yang, J., Zhang, J. and Qian, Z. (2012) Variable On-Time (VOT)-Controlled Critical Conduction Mode Buck PFC Converter for High-Input AC/DC HB-LED Lighting Applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **27**, 4530-4539. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2011.2169812>