

# 基于PDM的LED背光调亮技术研究

陈建军<sup>1,2</sup>, 李磊<sup>1,2</sup>, 赵红伟<sup>1,2</sup>, 刘凯丽<sup>1,2</sup>, 赵丽<sup>1,2</sup>

(1. 中国电子科技集团公司第五十五研究所, 南京 210016; 2. 国家平板显示工程技术研究中心, 南京 210016)

**摘要:**为解决PWM(Pulse Width Modulation)背光调亮技术的应用缺陷,提出了一种基于脉冲密度调制(PDM:Pulse Density Modulation)的背光调亮算法。对PWM和PDM调亮波形进行了频域仿真分析,结果表明PDM的谐波被移到频率更高的位置,避开了电源传导发射试验CE101的测试频段(25 Hz~10 kHz)的范围,从而更容易满足电磁兼容要求。对某产品分别采用PWM和PDM调亮技术进行CE101和负载特性对比测试,测试结果表明:与PWM调亮技术相比,PDM调亮技术的电源电流波形比较平缓,不会跟随调制脉冲出现剧烈的振荡,负载特性具有明显的改善。基于PDM的LED背光调亮技术优势明显,更适合应用在电磁环境复杂、负载特性敏感的领域。

**关键词:**脉冲宽度调制;脉冲密度调制;LED背光;调亮技术

**中图分类号:** TN141.9    **文献标志码:** A    **文章编号:** 1005-488X(2020)01-0057-06

## Research of LED Backlighting Dimming Technology with PDM Control Method

CHEN Jianjun<sup>1,2</sup>, LI Lei<sup>1,2</sup>, ZHAO Hongwei<sup>1,2</sup>, LIU Kaili<sup>1,2</sup>, ZHAO Li<sup>1,2</sup>

(1. *The 55th Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Nanjing 210016, CHN;*

2. *National Flat Panel Display Engineering Technology Research Center, Nanjing 210016, CHN)*

**Abstract:** A LED backlighting dimming method based on PDM algorithm was proposed in order to solve the defect of PWM dimming method in application. The frequency domain simulation analysis of waveforms showed that the harmonic frequency of PDM method moved to higher region than PWM method, avoiding the test frequency band (25 Hz~10 kHz) of CE101 so that it was easier to pass the EMC CE101 test with PDM method. As a result, compared with PWM method, the current waveforms were relatively gentle and the load characteristics were obviously improved by using PDM method. In summary, PDM method has advantages in electromagnetic environment and load sensitive applications.

**Key words:** Pulse Width Modulation (PWM); Pulse Density Modulation (PDM); LED backlighting; dimming

收稿日期:2019-10-19

作者简介:陈建军(1966—),男,研究员级高工,长期从事平板显示电路技术的研究;

李磊(1988—),男,工程师,主要从事平板显示电路技术的研究;(E-mail: lileifuning@126.com)

赵红伟(1986—),男,工程师,主要从事平板显示电路技术的研究。

## 引 言

随着LED产业链各环节的不断成熟,LED的性能也在不断提升,使得LED广泛应用于景观亮化、液晶屏背光、室外照明、户外大屏显示等领域<sup>[1]</sup>。LED背光源以其发光效率高、能耗小、可靠耐用、应用灵活、使用寿命长、绿色环保等优势在民用和军用显示产品上得到更多应用<sup>[2-4]</sup>。LED的发光亮度与电流基本成线性关系,因此LED背光大多采用恒流驱动的方式。

LED背光的调亮方式主要有两种:模拟调亮和数字调亮。模拟调亮是通过改变通过LED的电流幅值来实现调亮功能。模拟调亮电路简单,不会引入潜在的电磁干扰(EMI)频率,缺点是会使LED色温发生变化,且输出电流精度不易调节、调亮范围有限<sup>[5]</sup>。数字调亮采用开关电路来控制LED电流的通断比例,从而改变背光亮度。PWM(Pulse Width Modulation)调亮方式的调制频率固定,通过改变PWM波形的占空比实现亮度调整。其理论基础是“面积等效原理”:冲量相等而形状不同的窄脉冲加在具有惯性的环节上时,其效果基本相同<sup>[6]</sup>。冲量指窄脉冲的面积,效果基本相同是指环节的输出响应波形基本相同。其优点是不会改变LED驱动器的恒流工作条件,LED始终在固定的电流下通断,因而不会产生色彩漂移。

采用PWM调亮技术,可以达到极高的调光精确度。缺点是调制频率固定,不合适的开关频率会产生EMI问题:在CE101的测试频段25 Hz~10 kHz范围内,液晶显示器输入电源线上的传导发射超标。解决方法之一是提高调制频率至20 kHz以上,但是频率升高会引起电路各种寄生参数的变化,会使驱动脉冲波形(前后沿)产生畸变,降低调亮精度,并且会影响调亮比(而机载显示用途的背光一般要求调亮比不低于250:1)。由于LED的开关特性并非理想状态,需要保持足够的脉冲时间(约4  $\mu$ s)以保证LED能够充分导通,若单纯的将PWM频率提高到20 kHz以上,单个周期约为50  $\mu$ s,则最小亮度的导通时间为50  $\mu$ s/250=0.2  $\mu$ s<4  $\mu$ s,无法保证LED充分导通。为了解决PWM调亮存在的问题,文章设计了一种脉冲密度调制(PDM:Pulse Density Modulation)调亮控制技术。

## 1 脉冲密度调制

脉冲密度调制技术是一种使用二进制数0和1

表示模拟信号的调制方式。在PDM信号中,模拟信号的幅值使用输出脉冲对应区域的密度表示,PWM波是PDM波转换频率固定的一种特例。对一个使用3 bit位长的模拟信号而言,一个完整的调制周期为8个时钟周期,根据模拟信号的不同值,一个时钟周期长度的脉冲会均匀分布在整个调制周期。PDM和PWM波形的比较如图1所示,可以看出,对于靠近100%和0%的脉冲电平信号,PWM和PDM信号的输出基本相同。而在其他区域,PDM波形的0和1的切换更加频繁。

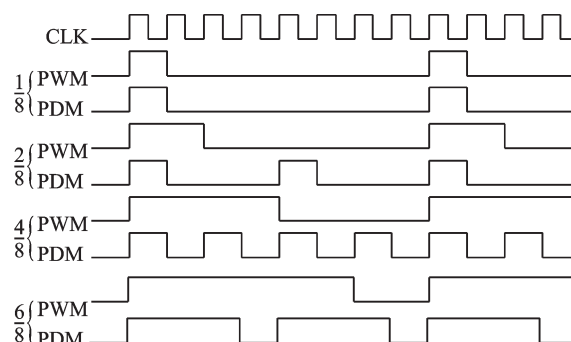


图1 PDM和PWM方法的脉冲波形对比

Fig.1 Comparison of pulse waveforms under PDM and PWM method

## 2 PDM算法实现

位长为 $N$ 的PDM调制技术逻辑框图如图2所示,其算法为:

- 将1个脉冲周期为 $\tau$ 的时钟信号CLK送入 $N$ 位计数器,产生计数值 $C(N-1..0)$ ;
- 将输入 $I(N-1..0)$ 与 $C(0..N-1)$ 比较,当 $C(0..N-1)$ 小于等于 $I(N-1..0)$ 时输出为高,否则输出为低。

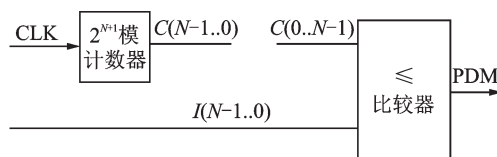


图2 PDM调制技术逻辑框图

Fig.2 Logic block diagram of PDM modulation method

由于LED驱动器存在容差、偏移和延迟,数字调亮信号与LED电流之间存在调亮“响应时间”,如图3所示。

对数字调亮信号而言,每个LED驱动器都有限定的响应时间, $t_0$ 为数字调亮信号上升开始,至LED

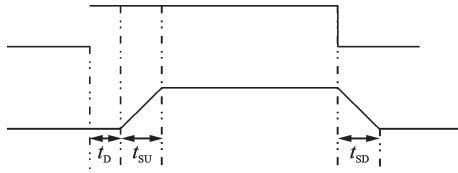


图3 调亮电路的响应时间

Fig.3 Response time of dimming circuit

驱动开始增加输出电流开始之间的传播延迟;  $t_{SU}$  表示输出电流从0转换到目标电流所需要的时间;  $t_{SD}$  表示输出电流从目标电流回到0所需的时间。上升延迟  $t_{ON} = t_d + t_{SU}$ , 下降延迟  $t_{OFF} = t_{SD}$ ,  $t_{ON} \geq t_{OFF}$ 。由于响应时间的存在, 每个脉冲的实际作用时间与设定的时间之间的误差为  $t_{ON} - t_{OFF}$ , 计为  $\Delta\tau$ 。

以  $N=8$  为例, PDM 和 PWM 的时间误差如表 1、表 2 所示。

表 1 PDM 方式的输出时间误差

Tab.1 Output time error of PDM method

$I(7..0)$ 输入	周期内信号高电平时间	周期内有效电流通过时间	输出误差	备注
0	$\tau$	$\tau - 1\Delta\tau$	$-\Delta\tau$	1个脉冲
1	$2\tau$	$2\tau - 2\Delta\tau$	$-2\Delta\tau$	2个脉冲
...	...	...	...	...
127	$128\tau$	$128\tau - 128\Delta\tau$	$-128\Delta\tau$	128个脉冲
128	$129\tau$	$129\tau - 127\Delta\tau$	$-127\Delta\tau$	127个脉冲
129	$130\tau$	$130\tau - 126\Delta\tau$	$-126\Delta\tau$	126个脉冲
...	...	...	...	...
254	$255\tau$	$255\tau - \Delta\tau$	$-\Delta\tau$	1个脉冲
255	$256\tau$	$256\tau$	0	全高

表 2 PWM 方式的输出时间误差

Tab.2 Output time error of PWM method

$I(7..0)$ 输入	周期内号高电平时间	周期内有效电流通过时间	输出误差	备注
0	$\tau$	$\tau - \Delta\tau$	$-\Delta\tau$	1个脉冲
1	$2\tau$	$2\tau - \Delta\tau$	$-\Delta\tau$	1个脉冲
...	...	...	...	...
127	$128\tau$	$128\tau - \Delta\tau$	$-\Delta\tau$	1个脉冲
128	$129\tau$	$129\tau - \Delta\tau$	$-\Delta\tau$	1个脉冲
129	$130\tau$	$130\tau - \Delta\tau$	$-\Delta\tau$	1个脉冲
...	...	...	...	...
254	$255\tau$	$255\tau - \Delta\tau$	$-\Delta\tau$	1个脉冲
255	$256\tau$	$256\tau$	0	全高

PWM 方式在一个周期内只有一个高脉冲输出,  $\Delta\tau$  固定, 而 PDM 方式因周期内不同脉冲数的特点, 每一个脉冲的响应时间会引起控制精度误差。图 4 为两种驱动方式的输入输出曲线。

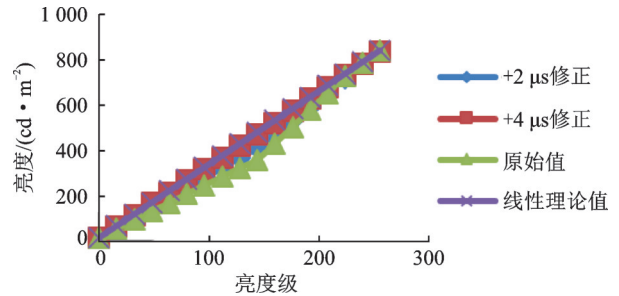


图 4 两种驱动方式的输入输出曲线

Fig.4 Input and output curves of the two modulation methods

由图 4 可知, 只要将 PDM 子脉冲的宽度按照驱动器的“响应时间”作固定时间  $\Delta\tau$  的延长, 便可以补偿输出误差。对某个具体 LED 驱动电路,  $\tau$  为  $8\mu s$  的周期, 补偿时间  $\Delta\tau$  为  $4\mu s$  后, 其输出曲线将变为线性, PDM 和 PWM 的波形将重合。

带有控制精度的调整的算法逻辑框图如图 5 所示。

a) 将 1 个脉冲周期为  $\tau(8\mu s)$  的时钟信号 CLK 送入  $N$  位计数器, 产生计数值  $C(N-1..0)$ ;

b) 将输入  $I(N-1..0)$  与  $C(0..N-1)$  比较, 当  $C(0..N-1)$  小于等于  $I(N-1..0)$  时输出为高, 记为  $V1_{DIM}$ ;

c)  $V1_{DIM}$  经过 CLK1 ( $\Delta\tau$ ) 锁存延迟为  $V2_{DIM}$ 。 $V1_{DIM}$  和  $V2_{DIM}$  相“或”后作为  $V_{DIM}$  输出。

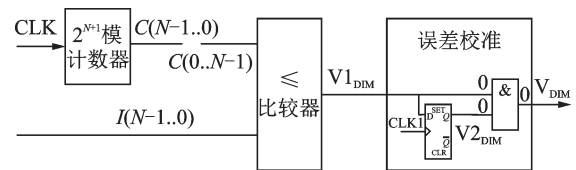


图 5 带有控制精度调整的算法逻辑框图

Fig.5 Logic block diagram with control precision adjustment

### 3 PWM 和 PDM 调亮技术比较

#### 3.1 频域分析

假设 PDM 采用的时钟频率为  $0.125\text{ MHz}$ , 时钟周期为  $\tau_0 = 8\mu s$ , 位长  $N=11$ , 则一个完整的 PDM 的调整周期为  $2N \times \tau_0 = 211 \times 8 = 2\,048 \times 8 = 16\,384\mu s = 16.38\text{ ms}$ 。

而 PWM 采用的时钟频率为  $16.5\text{ MHz}$ , 时钟周

期为  $\tau_0=0.06 \mu\text{s}$ ,  $N=14$ , 则一个 PWM 周期为:  $214/(16.5 \times 106)=993 \mu\text{s}$ , PWM 的频率约为 1 kHz。

设周期矩形周期信号  $f(t)$  的脉冲宽度为  $\tau$ , 脉冲幅度为  $E$ , 重复周期为  $T_1$  (角频率  $\omega_1$ ),

$$\omega_1 = \frac{2\pi}{T_1} \quad (1)$$

周期矩形脉冲信号的三角形式傅里叶级数<sup>[7]</sup>为

$$f(t) = \frac{E\tau}{T_1} + \frac{2E\tau}{T_1} \sum_{n=1}^{\infty} \text{Sa}\left(\frac{n\omega_1\tau}{2}\right) \cos n\omega_1 t \quad (2)$$

若给定  $\tau$ ,  $T_1$  ( $\omega_1$ ),  $E$ , 可以求出直流分量  $C_0$ 、基波与各次谐波分量的幅度  $C_n$ , 它们分别等于:

$$C_0 = a_0 = \frac{E\tau}{T_1} = E \frac{\tau}{T_1} \quad (3)$$

$$C_n = a_n = \frac{2E\tau}{T_1} \text{Sa}\left(\frac{n\omega_1\tau}{2}\right) = 2E \frac{\tau}{T_1} \text{Sa}\left(n\pi \frac{\tau}{T_1}\right) \quad (4)$$

根据式(3)和式(4)可以画出周期矩形脉冲信号的三角形式的频谱图, 见图6所示。从频谱图中可以看出: 周期矩形脉冲信号的频谱是离散的, 谱线只出现在  $\omega_1$  的整数倍频率(即各次谐波频率)上。谱线的间隔为  $\omega_1$  ( $=2\pi/T_1$ ), 谱线间隔与脉冲重复周期  $T_1$  成反比,  $T_1$  愈小, 谱线愈宽。

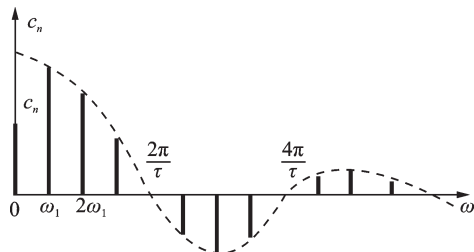


图6 周期矩形脉冲信号频谱

Fig.6 Periodic rectangular pulse signal spectrum

令脉冲幅度  $E=1$ , 一个完整的 PDM 调整周期为  $T_{\text{总}}=16\ 384 \mu\text{s}$ , 可以得到:

在 1/4 最大亮度时,  $N_{1/4}=0.25 \times 2\ 048=512$ ,  $T_{1/4}=T_{\text{总}}/N_{0.25}=32 \mu\text{s}$ ,  $f_{1/4}=15.625 \text{ kHz}$ ;

在 1/2 最大亮度时,  $N_{1/2}=0.5 \times 2\ 048=1\ 024$ ,  $T_{1/2}=T_{\text{总}}/N_{1/2}=16 \mu\text{s}$ ,  $f_{1/2}=62.5 \text{ kHz}$ 。

由于产生 1 个 PDM 脉冲的脉冲宽度均为  $\tau_0=8 \mu\text{s}$ , PDM 在最大亮度的 1/4 和 1/2 的周期分别为  $T_{1/4}=32 \mu\text{s}$  和  $T_{1/2}=16 \mu\text{s}$ , 代入式(3)和式(4)中得到: PDM 在最大亮度的 1/4 和 1/2 时的谱线间隔分别为 15.625 kHz 和 62.5 kHz。

令脉冲幅度为  $E=1$ , PWM 的周期为  $T_1=993 \mu\text{s}$ , PWM 在最大亮度的 1/4 和 1/2 脉宽分别为  $\tau_{1/4}=248.45 \mu\text{s}$  和  $\tau_{1/2}=496.5 \mu\text{s}$ , 代入式(3)和式(4)得到: PWM 在最大亮度的 1/4 和 1/2 时的谱线间隔均为

1 kHz。

### 3.2 频域仿真

依据上述计算结果, 不同亮度级别的分析结果类似, 此处仅对 1/2 最大亮度时的 PWM 和 PDM 的信号进行分析和测试。使用仿真工具得到 1/2 最大亮度时的 PWM 和 PDM 的频谱如图 7 所示: PWM 和 PDM 信号的直流分量相同, 基波及各次谐波分量的大小也相同, 谱线的幅度包络线按抽样函数  $\text{Sa}(n\pi/2)$  的规律变化。

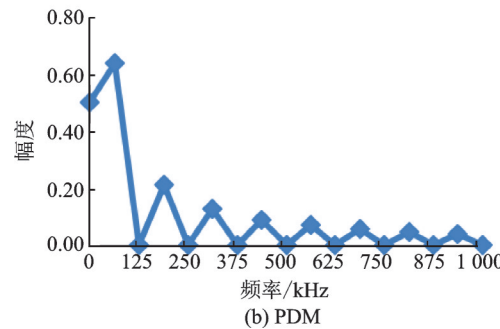
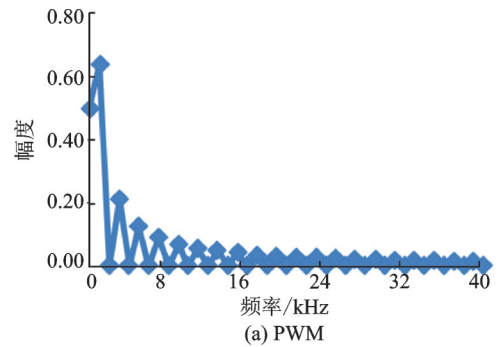


图7 PWM 和 PDM 方式的信号频谱图

Fig.7 Signal spectrum of the two modulation methods

PWM 信号在最大亮度的 1/2 时的谱线间隔均为 1 kHz, 它的 40 次谐波几乎为 0; 而 PDM 信号在最大亮度的 1/2 时的谱线间隔分别为 62.5 kHz, 40 次谐波也几乎为 0。可以看出, 在亮度相同时, PWM 和 PDM 的直流分量相同、基波及各次谐波分量也相同, PDM 的谐波频率被搬移到频率高的位置, 这样能够避开电磁兼容 CE101 的测试频段 25 Hz ~ 10 kHz, 从而容易满足标准要求。

### 3.3 时域仿真

由于背光驱动电路的前级供电转换电路一般为一个 BUCK(降压)电路或 BOOST(升压)电路。在仿真分析时, 可以将电源的负载等效成一个 LCR 模型, 由于 LED 负载需要进行开关控制, 因此增加了一个 NMOS 开关管, 得到图 8 所示的等效电路。

当调亮信号控制 MOS 管导通时, 此时电源、电



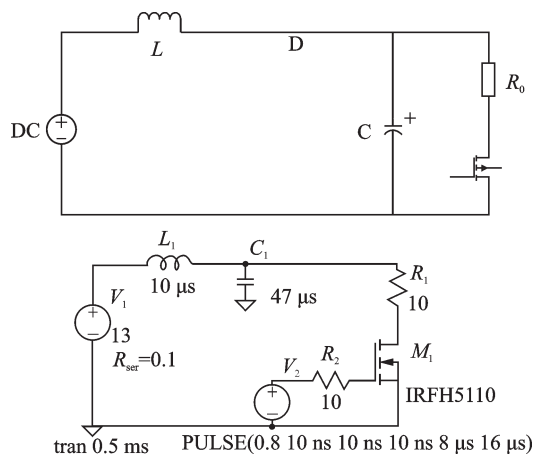


图8 LCR等效电路模型及仿真模型

Fig.8 Equivalent circuit model and simulation model of LCR

感、电容同时向负载释放能量;当调亮信号控制MOS管关断时,负载被切断,电源对电感和电容进行充电储能。

在最大亮度的1/2时,分别对PWM控制方式和PDM控制方式下的负载特性进行仿真分析,仿真结果如图9所示。图中绿色为PWM/PDM信号,红色为电流波形。

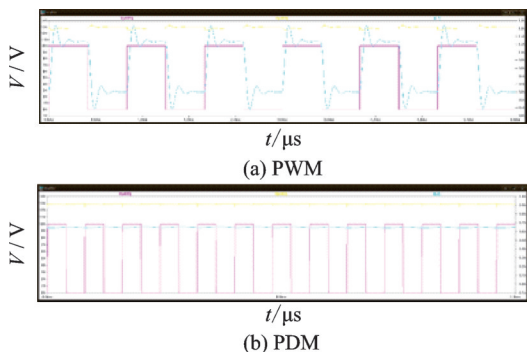


图9 两种调亮方式的仿真波形

Fig.9 Simulation waveforms of the two methods

对比两种驱动方式下的仿真波形,在PWM调亮方式下,电流波形随着控制脉冲呈现剧烈的振荡,且由于电感和电容的谐振效应,甚至会出现正向和反向的过冲,而在PDM调亮方式下,电流波形均较为平缓,不会跟随调制脉冲出现剧烈的振荡,负载特性相比PWM调制方式具有明显的改善。

### 4 实验验证

#### 4.1 频域验证

根据GJB 151B-2013《军用设备和分系统电磁发射和敏感度要求与测量》,电磁兼容关于电源传

导发射试验包括CE101和CE102:CE101测试目的是评估在25 Hz~10 kHz范围内,被测样品输入电源线上的传导发射是否满足要求;CE102测试目的是评估在10 kHz~30 MHz范围内,被测样品输入电源线上的传导发射是否满足要求;关于辐射发射的主要试验项目为RE102,其测试目的是评估在10 kHz~18 GHz范围内,被测样品的电场发射是否满足要求<sup>[8]</sup>。

在1/2最大亮度时,采用PDM和PWM两种方式下的CE101和CE102的测试结果分别如图10和图11所示。

从图10和图11可以看出,在25 Hz~10 kHz频段,PDM调亮方式比PWM调亮方式电源的频谱幅度低,且测试结果合格;在10 kHz~30 MHz频段,虽然PDM调亮方式比PWM调亮方式电源的频谱幅度高,但仍远远低于限值要求。以上测试波形均未在电源端增加滤波器,当在电源端增加EMI滤波器后,PDM调亮方式下电源在10 kHz~30 MHz频谱高脉冲均可以滤波消除。

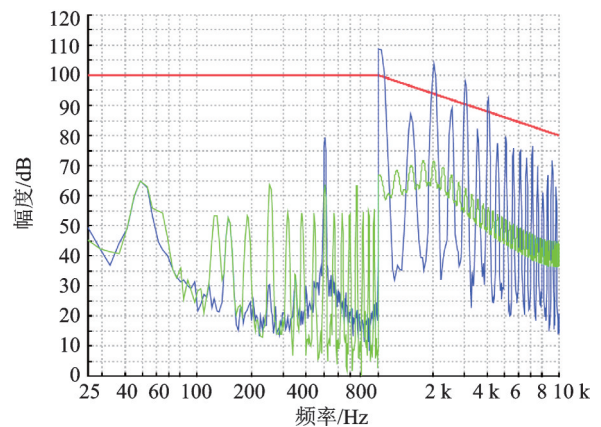


图10 PWM(蓝)和PDM(绿)的CE101测试结果

Fig.10 CE101 test results of the two methods

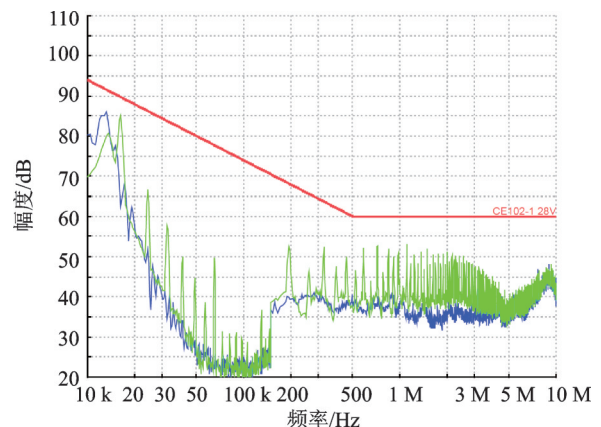


图11 PWM(蓝)和PDM(绿)的CE102测试结果

Fig.11 CE102 test results of the two methods

在 1/2 最大亮度时,采用 PDM 和 PWM 两种方式下的 RE102 的测试结果,对于显示器 LED 背光应用场景,高于 1 GHz 的辐射能量很低,因此,此处仅对 10 kHz~1 GHz 范围的频谱进行分析,其结果如图 12 所示。

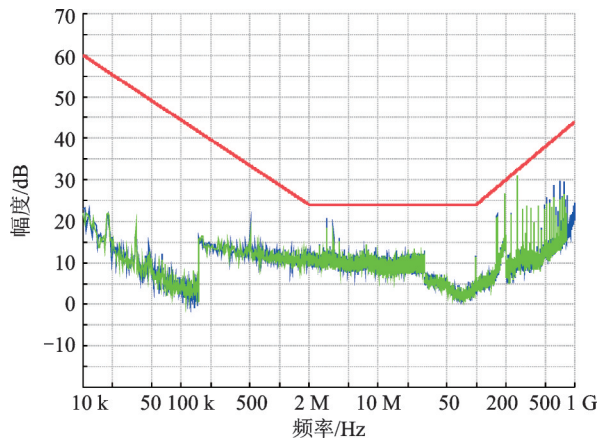


图 12 PWM(蓝)和PDM(绿)的RE102测试结果

Fig.12 RE102 test results of the two methods

从图中可知,在 10 kHz~1 GHz 频段范围内,采用 PWM 和 PDM 两种控制方式的辐射量值基本相当。

#### 4.2 时域验证

在最大亮度的 1/2 时,分别对 PWM 调亮方式和 PDM 调亮方式下的负载电流特性进行测试,测试结果如图 13 所示。

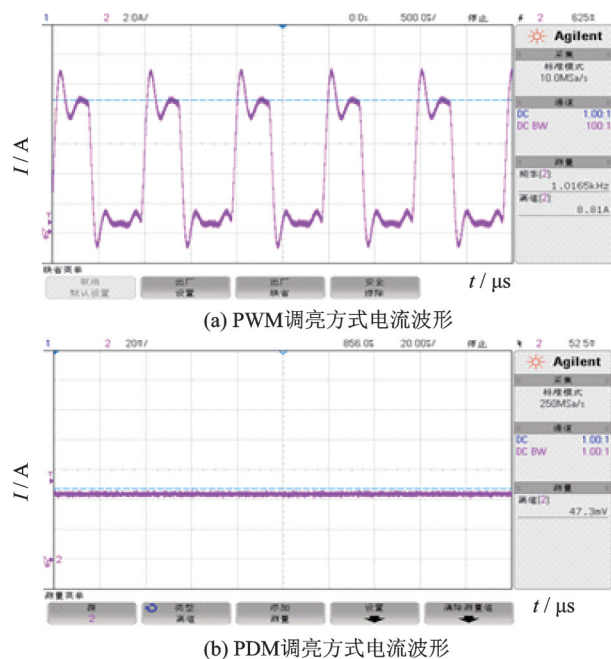


图 13 PWM 和 PDM 调亮方式的电流实测波形

Fig.13 Measured current waveforms of the two methods

在 PWM 调亮方式下,电流波形随着控制脉冲呈现剧烈的振荡,电流变化的峰峰值为 0~恒流的最大值,而且由于电感和电容的谐振效应,甚至会出现正向和反向的过冲,对供电电源是很大的负担。

在 PDM 调亮方式下,电流波形均较为平缓,不会跟随调制脉冲出现剧烈的振荡,电流变化的峰峰值约为数十个 mA,负载特性相比 PWM 调亮方式具有明显的改善。

需要说明的是,对于 MOS 管控制的脉冲形式的动态 LED 负载,PWM 和 PDM 两种调亮方式下,负载电流的波形均跟随脉冲控制电压的波形呈现周期性的高低振荡,但是由于负载的前级存在一级 DC/DC 转换电路,相当于经过了一个 LC 低通滤波器。因此,测量的电流波形均是从电源入口端测量的电源输出电流波形,因为从电磁兼容或者负载特性的角度看,直接测量电源端口的波形才具有分析和研究的价值。

## 5 结 论

理论仿真分析和实验验证结果表明,与 PWM 调亮方式相比,由于 PDM 方式使得信号的谐波频率被搬移到频率更高的位置,从而更容易满足 CE101 标准要求,且对 CE102 和 RE102 测试无不良影响。PDM 调亮方式下的电源电流波形均较为平缓,不会跟随调制脉冲出现剧烈的振荡,电源的负载特性得到明显改善。基于 PDM 的 LED 背光调亮技术优势明显,更适合应用在电磁环境复杂、负载特性敏感领域。

#### 参 考 文 献

- [1] 郑嘉伟. 2015 年中国 LED 行业分析与展望[J]. 电子科学技术, 2015, 2(2): 237-242.
- [2] 李 艳, 刘俊杰. 液晶显示器背光控制系统设计[J]. 陕西科技大学学报, 2015, 33(2): 159-164.
- [3] 周羲君, 冯仕猛. 均匀照明 LED 背光板设计[J]. 液晶与显示, 2012, 27(6): 774-779.
- [4] 杨 雷, 李纯怀, 陈宥焯, 等. 基于平均值法的 LED 背光源动态调光二次修正算法[J]. 液晶与显示, 2014, 29(1): 102-105.
- [5] 田立东, 周继军, 秦会斌. PWM 调光 LED 驱动器设计[J]. 机电工程, 2012, 29(4): 465-468.
- [6] 万秋一, 李士林, 闫 鑫, 等. 一种等面积法生成 SPWM 波形的算法[J]. 核电子学与探测技术, 2011, 31(5): 588-590.
- [7] 郑君里, 应启珩, 杨为理. 信号与系统[M]. 北京: 高等教育出版社, 2011.
- [8] GJB 151B-2013. 军用设备和分系统电磁发射和敏感度要求与测量[S].