

可见光通信中的分频预加重电路设计

陈 勇¹,任治森¹,刘焕淋²,吴志倩¹,胡陈毅¹

(1. 重庆邮电大学工业物联网与网络化控制教育部重点实验室,重庆 400065;2. 重庆邮电大学通信与信息工程学院,重庆 400065)

摘要: 预加重作为解决发射端LED调制带宽限制问题的技术,在以往的研究中存在电路设计复杂、功耗大且效率低的问题. 针对上述问题,本文从频域分析角度出发,基于预加重技术的原理提出了分频预加重电路,通过仿真与实验实现分频预加重电路并与预加重电路进行对比验证. 仿真与实验表明,所提出的分频预加重方案在可见光通信中实现了与预加重电路相同的频率响应补偿效果,有效降低了驱动电路的复杂度和功耗. 证明了分频预加重技术在基于可见光通信的LED驱动电路中实现低功耗集成的可行性.

关键词: 预加重;分频预加重;可见光通信;功耗;频率响应

基金项目: 国家自然科学基金(No.51977021);重庆市自然科学基金(No.cstc2020jcyj-msxmX0682)

中图分类号: TN929.11

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2023)09-2437-08

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI:10.12263/DZXB.20211626

Design of Frequency Division Pre-Emphasis Circuit Based on Visible Light Communication

CHEN Yong¹, REN Zhi-miao¹, LIU Huan-lin², WU Zhi-qian¹, HU Chen-yi¹

(1. Key Laboratory of Industrial Internet of Things & Network Control, Ministry of Education,

Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China;

2. School of Communication and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications,

Chongqing 400065, China)

Abstract: As a technology to solve the problem of transmitter LED modulation bandwidth limitation, there are complex circuit design, high power consumption and low efficiency in previous studies. In view of the above problems, from the perspective of frequency field analysis, the frequency division pre-emphasis (FDPE) circuit is proposed based on the principle of pre-emphasis (PE) circuit, and finally realizes the FDPE circuit through simulation and physical design and compares with the PE circuit. Simulation and experimental data show that the FDPE circuit proposed in this paper achieves the same frequency response compensation effect as in the PE circuit in visible optical communication, effectively reducing the complexity and power consumption of the driving circuit. It is shown that the split-frequency advance the feasibility of achieving low power integration in LED driven circuits based on visible optical communication.

Key words: pre-emphasis; frequency division pre-emphasis; visible light communication; power consumption; frequency response

Foundation Item(s): National Natural Science Foundation of China (No.51977021); Science Foundation Project of Chongqing Science and Technology Commission, China (No.2020jcyj-msxmX0682)

1 引言

可见光通信(Visible Light Communication, VLC)利用高频闪烁的光信号进行信息的调制,可以同时支持照明和数据传输^[1,2]. LED具有高速闪烁特性,在频率足够高的情况下可以实现高速通信与照明一体化. 随着LED逐渐成为主要照明设备,VLC有潜力成为支持

无线通信基础设施的一部分^[3].

为了在VLC中实现更高的数据速率,发射端LED驱动电路的设计对于VLC的带宽扩展至关重要. 文献[4]提出了一种改进的高频发光二极管等效电路. 利用等效电容和等效电感分别模拟LED在输入电压变化时其端电压出现的“延时-滞后”现象,从而进行

低频和高频下 LED 端电压变化和 LED 频率响应特性分析,避免了以往 LED 等效电路研究中缺少了等效电感部分而不适用于高频通信的 LED 仿真分析的问题;文献[5]提出了由电阻和电容组成的 RC (Resistor and Capacitor) 网络和 NPN 晶体管组成的预加重 PE (Pre-Emphasis) 电路,使发射端调制带宽扩展到 80 MHz;在文献[6]中,Fujimoto 将由 RC 无源网络作为由 NPN 晶体管组成的放大电路的负反馈环节,设计了 3 阶 PE 电路,使发射端提升到至多 477 Mbit/s 的通信速率;Fujimoto 对于预加重的作用在时域上进行了相关解释,说明了 PE 电路的作用在于放大输入信号的高频部分,即在信号的上升沿与下降沿部分会出现与变化趋势相同的超幅失真,以过量的电压变化弥补 LED 闪烁时的延时滞后问题,该理论被后续学者推广与使用,但时域上的解释在满足定性分析的同时缺少了一个定量的计算标准与方式;文献[7]提出了一种新型的 PE 电路,将 PE 电路的放大环节替换为 MOSFET 晶体管,结合蓝光滤波技术,通过 NRZ-OOK (Non Return Zero-On-Off Keying,) 调制方式实现了 460 MB/s 的通信速率;文献[8]中提出了使用集成运放作为 PE 电路放大环节并设计了 2 阶 PE 电路,通过荧光粉 LED 加载开关键控 (On-Off Keying, OOK) 调制格式调制实现了 26 Mbps 的通信速率;文献[9]设计了一种基于运算放大器的 3 阶 PE 电路,该方案通过对三色 (Red Blue Green, RGB) LED 进行 4 电平脉冲幅度调制 (4-Level Pulse Amplitude Modulation, PAM-4) 调制实现单个色源通信速率 25 Mbps,3 种色源通信速率总和 75 Mbps 的效果;Yan 等^[10]将 2 阶 PE 电路和残余载波提取电路技术相结合进行协同预均衡电路设计,并通过加载 LED 以 OOK 调制实现了从 3 Mbps 到 87 Mbps 的通信速率提升;文献[11]提出了一种由集成运算放大器和 RC 网络组成的基于双反馈控制的 VLC 驱动电路,通过改进电路拓扑降低了功耗,但电路复杂度且对通信速率提升效果不明确.

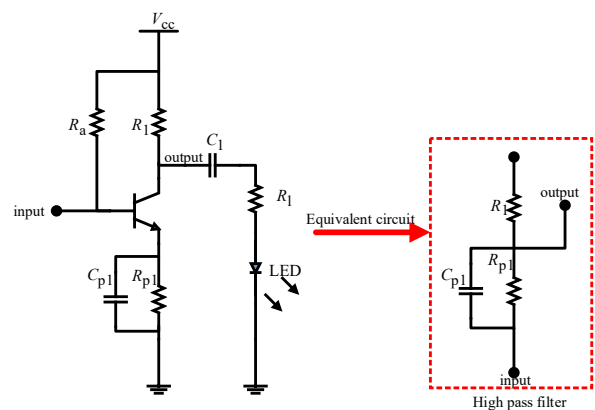
综上所述,在 VLC 中预加重的原理是通过逐级设置高通滤波器,然后通过放大环节来提升带通滤波环节的增益,进而提升发射端的频率响应性能以实现通信速率的提升.但高阶 PE 电路中过多的 RC 网络和高功率放大器增加了发射机驱动电路的功耗^[12],同时电路的复杂性与成本也会成倍增加.对此,根据 PE 电路的高频补偿特性和频率响应特性,在理论分析的基础上,提出并设计了一种改进的分频预加重电路 (Frequency Division Pre-Emphasis, FDPE),经仿真和实验验证,证明了 FDPE 驱动电路在实现频域补偿效果以提升 LED 调制带宽的同时实现了与 PE 驱动电路相同的预加重效果,并且在电路复杂度、系统功耗及电光功率转换

效率上得到改善.

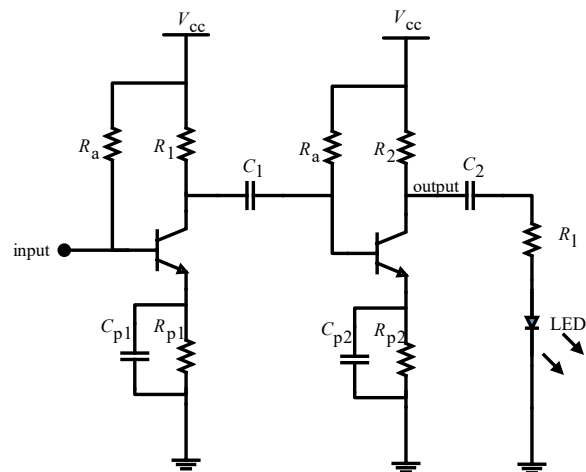
2 频率响应性能分析

2.1 预加重电路频率响应性能分析

Yan 等^[10]提出 1 阶 PE 电路可以提高发射端通信速率,设置更高阶的 PE 电路可针对 LED 频率响应衰减进行增益补偿以达到提升通信速率的效果.1 阶 PE 和 2 阶 PE 电路原理图分别如图 1(a)和图 1(b)所示,其中, R_1 为放大电路集电极电阻, R_a 被用于设置静态工作点以使 LED 处于良好的工作状态, R_{p1} 与 C_{p1} 的并联构成 RC 负反馈回路.



(a) 1 阶预加重电路示意图



(b) 2 阶预加重电路原理图

图 1 预加重电路原理图

PE 中的带通滤波通过发射极的 RC 并联负反馈回路实现.以 OOK 信号为例,当输入高电平时三极管导通,此时设三极管放大系数增益为 1,此时 R_1 与由 R_{p1} 和 C_{p1} 构成的 RC 负反馈环节导通并构成高通滤波电路^[13],传递函数如式(1):

$$H_{pre1}(s) = \frac{R_1}{R_1 + R_{p1} // \frac{1}{C_{p1}s}} \quad (1)$$

其中,pre1 代表 1 阶 PE 电路, // 代表并联运算, 计算公式为 $a//b = \frac{ab}{a+b}$.

令 $s=j\omega$, 将传递函数的实部与虚部分离得到阻抗特性表达式, 并对虚部进行首 1 标准型变换得到式(2):

$$H_{pre1}(j\omega) = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_{p1}} \cdot \frac{1 + j\omega\tau_1}{1 + j\omega\tau_2} \right) \quad (2)$$

$$\tau_1 = \frac{1}{\omega_{1-1}} = R_1 P_1 \quad (3)$$

$$\tau_2 = \frac{1}{\omega_{1-2}} = \frac{R_1 R_{p1} C_{p1}}{R_1 + R_{p1}} \quad (4)$$

$$f_{pre1} = \frac{\omega_{1-2}}{2\pi} \quad (5)$$

其中, ω_{1-1} 与 ω_{1-2} 为 1 阶 PE 电路的上升角频率与截止角频率^[13], 大于 f_{pre1} 的频段为 PE 补偿频段.

当 $f_{signal} > f_{pre1}$ 时, 由阻抗公式知 C_{p1} 阻抗趋于 0, 1 阶 PE 的峰值增益 $A_{pre1} = \alpha R_1$. α 为三极管放大系数, 在 Bode 图中体现为将高通滤波环节的整体频率响应特性曲线提升 $20\lg\alpha$.

高阶 PE 电路通过 RC 并联回路的高通特性^[14]来选择每一阶 PE 电路的补偿频段, 针对 LED 频率响应特性进行补偿^[15]. 2 阶 PE 电路中每一阶 PE 电路的负反馈电容会根据输入信号的频率逐步导通, 如表 1 所示.

表 1 2 阶 PE 电路工作状态与输入信号频率关系

输入信号频率	$f_{signal} < f_{pre1}$	$f_{pre1} \leq f_{signal} < f_{pre2}$	$f_{signal} > f_{pre2}$
第 1 阶 PE 电路	off	on	on
第 2 阶 PE 电路	off	off	on
等效电路	普通放大电路	1 阶 PE 电路	2 阶 PE 电路

2.2 分频预加重电路频率响应性能分析

从频率响应角度进行 FDPE 电路设计, 通过将每一阶 FDPE 的 RC 负反馈链路与第 1 阶负反馈链路并联实现级联带通滤波的效果, 通过放大环节进行频率响应补偿. 2 阶 FDPE 电路如图 2 所示, 其中, C_{p1} 与 C_{p2} 分别为第 1 阶与第 2 阶 FDPE 电路的 RC 负反馈环节电容.

当 $f_{signal} \ll f_{pre1}^*$ 、 $f_{pre1}^* \leq f_{signal} \ll f_{pre2}^*$ 、 $f_{signal} \geq f_{pre2}^*$ 时, 2 阶 FDPE 电路可分别等效如图 3(a)~(c), * 代表与 FDPE 电路相关的参数, 区别于 PE 电路参数.

2.2.1 第 1 阶分频预加重电路分析

与 PE 电路频率响应特性分析相同, 当三极管导通时, 忽略放大系数, 此时第 1 阶 FDPE 电路等效为如图 3(b) 所示的高通滤波器, 传递函数与频率响应表达式如式(6)、式(7)所示:

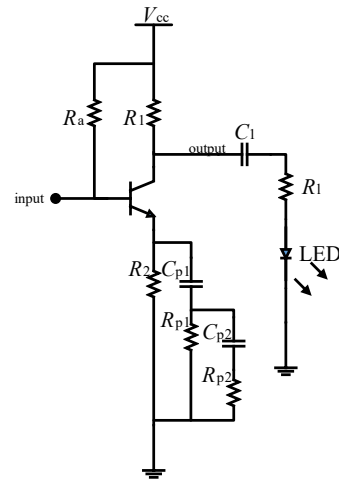


图 2 2 阶 FDPE 电路原理图

$$H_{pre1}^*(j\omega) = \frac{R_1}{R_1 + [R_2 // (R_{p1} + \frac{1}{j\omega C_{p1}})]} \quad (6)$$

$$H_{pre1}^*(j\omega) = \frac{R_1}{R_1 + R_{p1}} \cdot \frac{1 + \tau_{1-1}^* j\omega}{1 + \tau_{1-2}^* j\omega} \quad (7)$$

$$\tau_{1-1}^* = \frac{1}{\omega_{1-1}^*} = (R_2 + R_{p1}) C_{p1} \quad (8)$$

$$\tau_{1-2}^* = \frac{1}{\omega_{1-2}^*} = (R_{p1} + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}) C_{p1} \quad (9)$$

其中, ω_{i-1}^* 和 ω_{i-2}^* 对应于 i 阶 FDPE 电路的上升角频率与截止角频率, 第 1 阶 FDPE 电路的最大补偿频率点为 $f_{pre1}^* = \frac{\omega_{1-2}^*}{2\pi}$, 增益为 $A_{pre1}^* = \frac{\alpha R_1}{1 + \alpha R_{h1}}$, $R_{h1} = R_2 // R_{p1}$.

2.2.2 第 2 阶分频预加重电路分析

当 $f_{signal} \geq f_{pre2}^*$ 时 C_{p1} 近似于短路, 此时 2 阶 FDPE 电路的等效电路如图 3(c) 所示, 第 2 阶 FDPE 电路的频率响应特性如式(10)所示:

$$H_{pre2}^*(j\omega) = \frac{R_1}{R_1 + R_{h1}} \cdot \frac{1 + \tau_{2-1}^* j\omega}{1 + \tau_{2-2}^* j\omega} \quad (10)$$

$$\tau_{2-1}^* = \frac{1}{\omega_{2-1}^*} = (R_{h1} + R_{p2}) C_{p2} \quad (11)$$

$$\tau_{2-2}^* = \frac{1}{\omega_{2-2}^*} = (R_{p2} + \frac{R_1 R_{h1}}{R_1 + R_{h1}}) C_{p2} \quad (12)$$

其中, 频率补偿点 $f_{pre2}^* = \frac{\omega_{2-2}^*}{2\pi}$, 峰值增益 $A_{pre2}^* = \frac{\alpha R_1}{1 + \alpha R_{h2}}$, $R_{h2} = R_{h1} // R_{p2}$. 2 阶 FDPE 电路每一阶导通状态与输入信号频率关系如表 2 所示.

3 仿真分析与对比

3.1 FDPE 驱动电路频域分析

结合式(2)、式(6)和式(10), 通过选择合适的元件

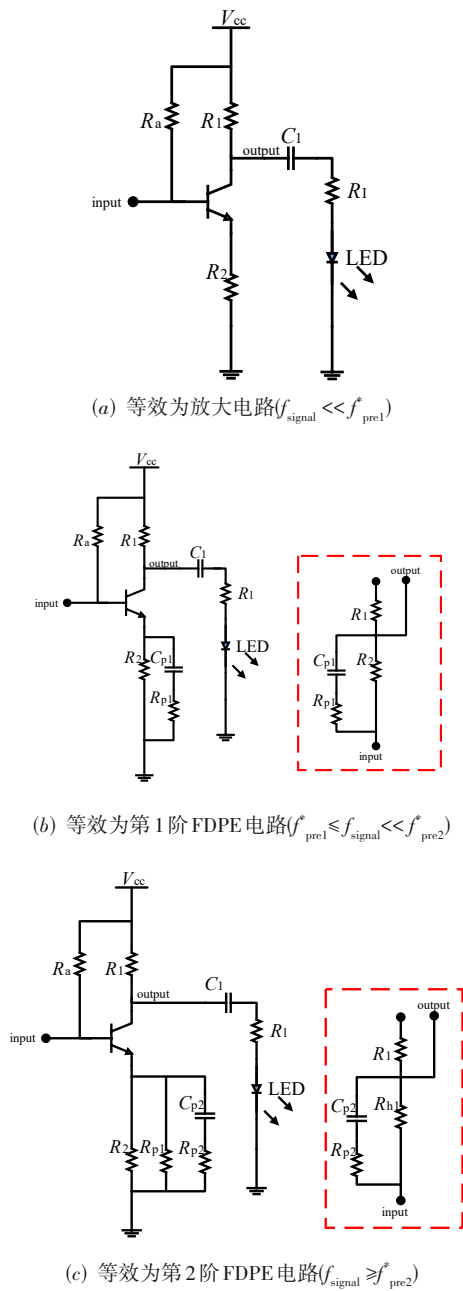


图3 2阶FDPE电路在不同输入信号频率时的等效电路原理图

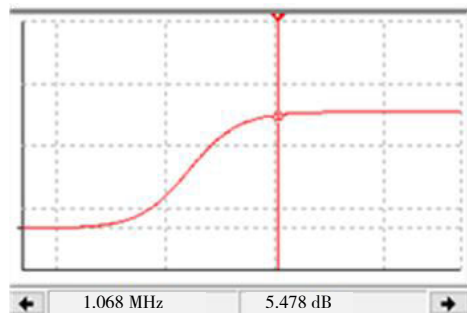
表2 2阶FDPE电路工作状态与输入信号频率关系

输入信号频率	$f_{\text{signal}} \ll f_{\text{pre1}}^*$	$f_{\text{pre1}}^* \leq f_{\text{signal}} \ll f_{\text{pre2}}^*$	$f_{\text{signal}} \geq f_{\text{pre2}}^*$
第1阶FDPE电路	off	on	on
第2阶FDPE电路	off	off	on
等效电路	放大电路	1阶FDPE电路	2阶FDPE电路

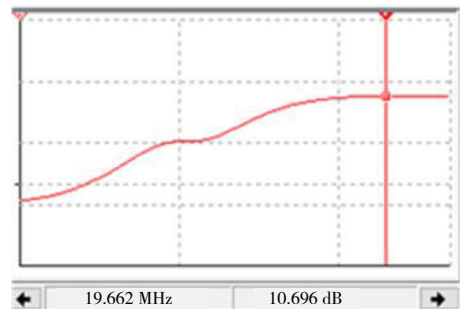
参数,分别设置2个频率补偿点为 $f_{\text{pre1}}^* = f_{\text{pre1}}^* = 1 \text{ MHz}$ 和 $f_{\text{pre2}}^* = f_{\text{pre2}}^* = 5 \text{ MHz}$,选择放大因子 α 进行2阶FDPE电路的设计与仿真,其中 α 与LED最大电流限制、PE与FDPE

放大环节仿真对比有关,仿真中2阶FDPE电路仅有1个放大环节,此处电流放大倍数为100,2阶PE电路有两个放大环节,放大环节值相乘为100,故设每个放大环节电路放大倍数为10.

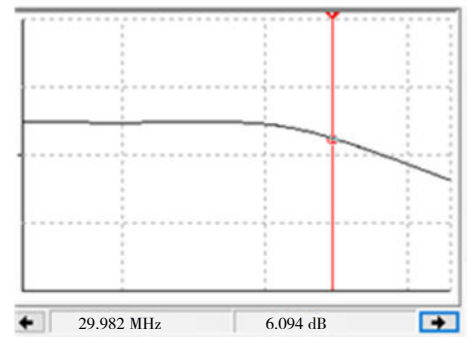
第1阶与2阶FDPE的Bode图与加载2阶FDPE后的LED发射端Bode图分别如图4(a)~(c)所示,其中Bode图横坐标为频率(单位为Hz),纵坐标为对数增益(单位为dB).由图4(a)仿真结果分析可知,2阶FDPE电路在1 MHz附近时达到第1阶截止频率(注:与红线交叉处),此时增益达到5.484 dB,由Bode图可知第1阶FDPE可实现与1阶PE相同的频域补偿效果;图4(b)中当频率达到5 MHz附近时即为第2阶截止频率,增益达到5.149 dB,第2阶FDPE在Bode图上



(a) 第1阶FDPE驱动电路Bode图



(b) 2阶FDPE驱动电路Bode图



(c) 加载2阶FDPE的LED发射端Bode图

图4 发射端Bode图

可实现与第 2 阶 PE 相同的频域补偿效果;图 4(c)为加载 2 阶 FDPE 的 LED 发射端的 Bode 图,在 30 MHz 附近时增益下降为峰值增益 0.707 倍,发射端达到特征频率,其发射端频率响应特性通过 2 阶 FDPE 实现了有效扩展.

3.2 FDPE 驱动电路时域分析

为验证在 FDPE 电路能达到与 PE 电路相同的效果,通过 Multisim 进行仿真,分别比较了 1 阶 FDPE 电路、2 阶 FDPE 电路、1 阶与 2 阶 PE 电路在时域中的处理效果.其中输入信号频率 30 MHz,仿真结果如图 5 所示.

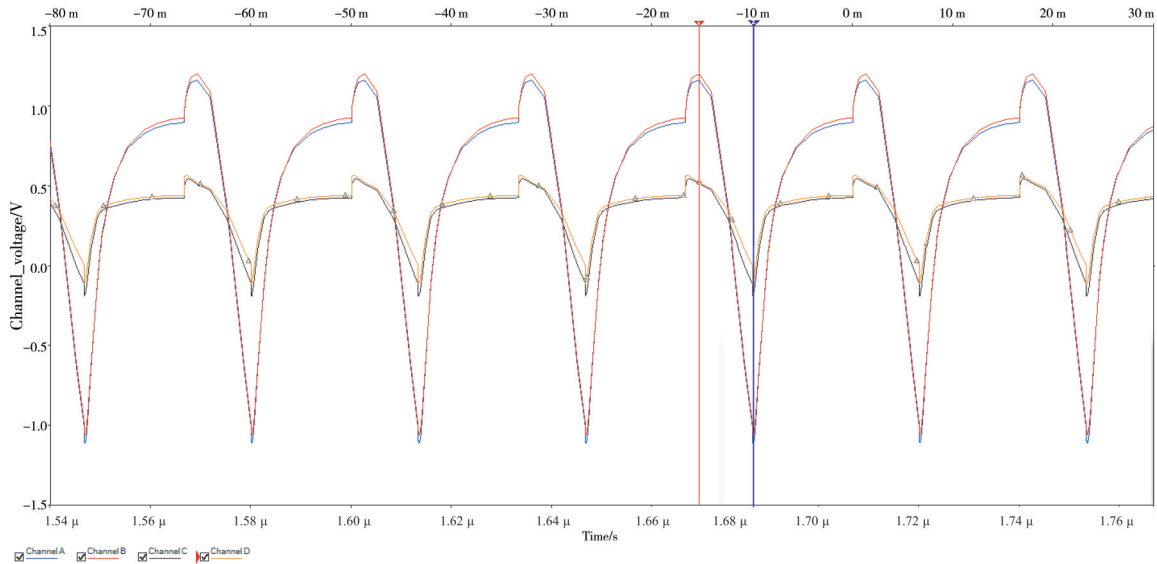


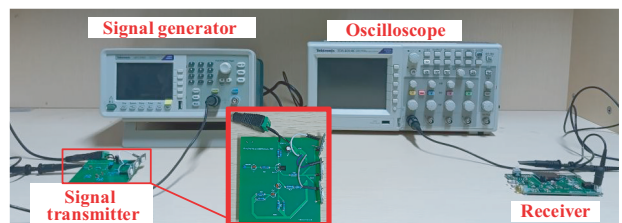
图 5 PE 与 FDPE 方案在发射端的波形图(黑色波形为 1 阶 PE 补偿后时域波形,红色波形为 2 阶 PE 补偿后时域波形,黄色为 1 阶 FDPE 补偿后时域波形,蓝色为 2 阶 FDPE 补偿后时域波形)

图 5 中波形上出现的信号失真点为 OOK 信号被预加重处理后生成的高频谐波部分,同时可以看出 1 阶 PE 与 FDPE 电路在对于高频信号的补偿效果上劣于 2 阶的 PE 与 FDPE 电路,这是由于在输入信号频率大于 5 MHz 后,1 阶 PE 与 FDPE 电路频率补偿增益不能阻止发射端频率响应性能降低导致,而 2 阶 PE 与 FDPE 电路可以在更高频段上提升 LED 频率响应特性,因此在时域上波形突变沿与高低电平幅值差上有更好的效果.从波形上可以看出在设置了合理的参数后,PE 与 FDPE 电路对时域上的信号波形能够达到相同补偿的效果.

4 实验分析

4.1 2 阶 FDPE 电路发射端设计与结果分析

根据式(6)和式(10)进行元件参数计算与选型,按照仿真原理图设计 2 阶 FDPE 电路,VLC 实验系统如图 6 所示.归零关键控 RZ-OOK(Return Zero - On-Off Keying)信号通过信号发生器加载至输入端,偏置电阻 R_a 调整好输入端静态工作点^[16],为保障通信距离,在通信距离为 1.5 m 的情况下由 3 个 LED 发射平行光信号,接收端 PD 对接收光信号进行光电转换后放大在示波器上显示.其接收的 5 MHz 与 30 MHz 的接收端信号波形及眼图分别如图 7(a)~(d)所示.发射端相关元件参数如表 3 所示.



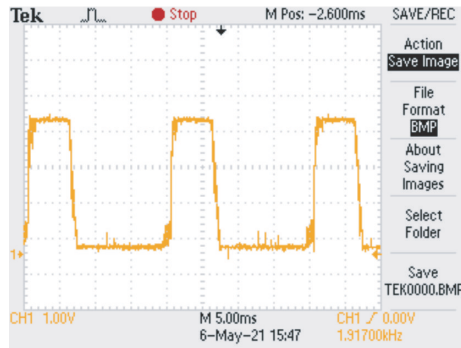
波形检测实物图

图 6 基于 2 阶 FDPE 驱动电路的可见光通信系统

从图 7(a)与 7(c)中可以看出,随着信号频率的增加,接收端信号完整性开始下降,主要体现在上升沿与下降沿速度、高低电平幅值、突变沿由于高频谐波导致的毛刺噪声等指标上.同时在图 7(b)与 7(d)中可以看出随着输入信号的频率增加发射端频率响应性能进一步恶化,体现在信号上升沿、下降沿变化速度与幅值的恶化,且由于器件非线性导致高频谐波能量过大导致毛刺信号增加.因此在增加 FDPE 阶数、提升信号频率的同时需要进一步考虑 EMI 措施与高频谐波滤波以及放大环节与 LED 间阻抗匹配处理.

4.2 驱动电路功耗分析

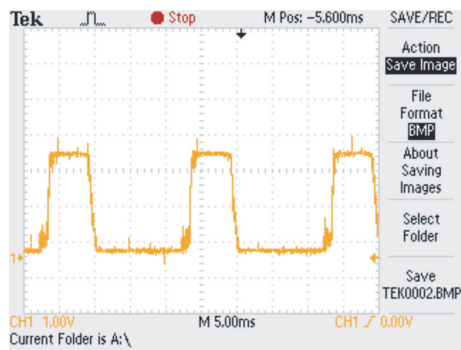
发射端驱动电路输入功率可以通过在 VCC 处串联一较小值电阻 R_s ,检测两端电压与电流的相关指标计



(a) 5 MHz 接收端波形



(b) 5 MHz 接收端眼图



(c) 30 MHz 接收端波形



(d) 30 MHz 接收端眼图

图7 接收端示波器波形图及眼图

表3 发射端相关元件参数

元件	LED	PA	R_1	R_2	R_a	R_{p1}	R_{p2}	C_{p1}	C_{p2}	R_{res}
参数	LCW W5AM	KSP13	100 Ω	400 Ω	50 Ω	220 Ω	100 Ω	100 μF	220 pF	300 Ω

算得到^[17]; 输出功率可以通过检测 LED 端电压与电流求得, 相关测量结果如表 4 所示。

平均功率分别由电流与电压平均值 I_{rms} 与 V_{rms} 计

算, 其中 I^* 与 O^* 分别为 2 阶 FDPE 驱动电路输入指标与输出指标, I 与 O 分别为 2 阶 PE 驱动电路输入指标与输出指标, 功率计算如式 (13) 所示:

表4 对比实验数据

参数	V_{p-p}/V	V_{rms}/V	V_{dc}/V	I_{p-p}/mA	I_{rms}/mA	I_{dc}/mA
I^*	0.46	8.10	8.09	45.70	191.00	191.00
O^*	1.79	3.75	3.73	35.80	35.40	34.70
I	1.02	6.51	6.48	102.00	351.00	350.00
O	1.70	3.69	3.67	30.20	30.60	30.60

$$P = UI = V_{rms} I_{rms} \quad (13)$$

设 P_i^* 与 P_o^* 为 2 阶 FDPE 驱动电路的输入与输出功率, P_i 与 P_o 为 2 阶 PE 驱动电路的输入与输出功率, 计算得到两种方案的输入与输出功率, 功耗可由输入功率与输出功率之差计算得到:

$$\begin{aligned} P_i^* &= 1.547 \text{ W}, P_o^* = 0.133 \text{ W} \\ P_i &= 2.285 \text{ W}, P_o = 0.133 \text{ W} \end{aligned} \quad (14)$$

$$\Delta P = P_i - P_o$$

由上述可知 2 阶 FDPE 与 2 阶 PE 驱动电路在输出功率上达到了相同值, 因此可以保证输出端 LED 的正常工作与信号传输, 同时在输入功率上本文方案拥有较大程度的提升, 改进程度可以通过功耗降低比 S 与功率转换效率 T 体现, 具体计算方式分别如式 (15) 和式 (16) 所示:

$$S = (1 - \frac{\Delta P^*}{\Delta P}) \times 100\% = 35\% \quad (15)$$

$$T = (1 - \frac{P_o^*/P_i^*}{P_o/P_i}) \times 100\% = 42.5\% \quad (16)$$

由上述结果可知, PE 电路在进行频域补偿时不仅频率响应补偿频率小于输入信号频率的 PE 环节具有频率补偿效果, 更高工作频率的 PE 环节又具有电压放大或电压保持的作用; FDPE 电路随着阶数增加仅在放大环节的 RC 负反馈环节增加 RC 回路, 功耗变化对于系统而言可能忽略, 在预加重阶数大于 1 的场合本方案具有较好的优势。

5 结论

本文对预加重技术的频域补偿效果进行分析与量化, 改进并设计了分频预加重电路, 并通过频域与时域仿真及实物设计进行了分析与验证, 实现了可见光通信发射端 LED 调制带宽从 1 MHz 到 30 MHz 的拓展, 同时在功耗上降低了 35%、电光功率转换效率提升了 42.5%; 证明了随着预加重阶数增加 FDPE 驱动电路相比于 PE 驱动电路在功耗增加上有良好的改善效果; 仿真与实验结果表明分频预加重技术在实现了与传统预加重技术相同补偿效果的同时, 降低了电路复杂度, 有效改善了预加重驱动电路功耗的问题。

参考文献

- [1] 刘焕淋, 蒲欣, 陈勇, 等. 室内 VLC-WiFi 异构网络基于动态载波分配的干扰管理策略[J]. 电子学报, 2021, 49(10): 1920-1926.
- LIU H L, PU X, CHEN Y, et al. Interference management strategy based on dynamic carrier allocation for indoor VLC-WiFi heterogeneous network[J]. Acta Electronica Sinica, 2021, 49(10): 1920-1926. (in Chinese)
- [2] 张健, 王辉. 一种改进的可见光通信系统 SNR 均匀性优化方法[J]. 重庆邮电大学学报(自然科学版), 2015, 27(1): 78-82.
- ZHANG J, WANG H. An improved SNR uniformity optimization scheme for VLC system[J]. Journal of Chongqing University of Posts and Telecommunications (Natural Science Edition), 2015, 27(1): 78-82. (in Chinese)
- [3] KHAN L U. Visible light communication: Applications, architecture, standardization and research challenges[J]. Digital Communications and Networks, 2017, 3(2): 78-88.
- [4] SONG P C, WU Z Y, AN X D, et al. Energy efficiency analysis of light-emitting diodes with high modulation bandwidth[J]. IEEE Electron Device Letters, 2021, 42(7): 1025-1028.
- [5] MINH H L, O' BRIEN D, FAULKNER G, et al. 80 Mbit/s visible light communications using pre-equalized white LED[C]//2008 34th European Conference on Optical Communication. Piscataway: IEEE, 2008: 1-2.
- [6] FUJIMOTO N, MOCHIZUKI H. 477 Mbit/s visible light transmission based on OOK-NRZ modulation using a single commercially available visible LED and a practical LED driver with a pre-emphasis circuit[C]//2013 Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC). Piscataway: IEEE, 2013: 1-3.
- [7] LI H L, CHEN X B, GUO J Q, et al. An analog modulator for 460 MB/s visible light data transmission based on OOK-NRS modulation[J]. IEEE Wireless Communications, 2015, 22(2): 68-73.
- [8] 魏有财, 宋小庆, 赵梓旭, 等. 室内 VLC 白光 LED 调制带宽拓展[J]. 红外与激光工程, 2018, 47(9): 199-205.
- WEI Y C, SONG X Q, ZHAO Z X, et al. White LED modulation bandwidth expansion based on indoor VLC[J]. Infrared and Laser Engineering, 2018, 47(9): 199-205. (in Chinese)
- [9] WANG L, WANG X Z, KANG J, et al. A 75-MB/s RGB PAM-4 visible light communication transceiver system with pre- and post-equalization[J]. Journal of Lightwave Technology, 2021, 39(5): 1381-1390.
- [10] YAN D, MAO X R, XIE S, et al. Design fully integrated driver circuit for phosphorescent white light-emitting-diode high speed real-time wireless communication[J]. IEEE Photonics Journal, 2019, 11(2): 1-10.
- [11] ARULANDU K, LINNARTZ J P M G, DENG X. Enhanced visible light communication modulator with dual-feedback control[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(1): 123-137.
- [12] 刘正翔, 陈建国, 王洪丽. 基于可见光通信的 LED 载流子清除电路设计[J]. 大连工业大学学报, 2021, 40(1): 74-78.
- LIU Z X, CHEN J G, WANG H L. LED circuit with drawing-out of carrier based on visible light communication[J]. Journal of Dalian Polytechnic University, 2021, 40(1): 74-78. (in Chinese)
- [13] 谢红. 模拟电子技术基础[M]. 第 3 版. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学出版社, 2013: 129-136.
- XIE H. Basic Analog Electronics[M]. 3rd ed. Harbin: Harbin Engineering University Press, 2013: 129-136. (in Chinese)
- [14] 王晓春, 王晓宁, 任萍. 信号与系统[M]. 北京: 北京邮电大学出版社, 2016: 219-258.
- WANG X C, WANG X N, REN P. Signals and Systems

[M]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications Press, 2016: 219-258. (in Chinese)

- [15] DE ALBUQUERQUE V M, SOARES G M, ALONSO J M, et al. A simple resonant switched-capacitor LED driver employed as a fast pulse-based transmitter for VLC applications[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(1): 111-122.
- [16] 贾科军, 靳斌, 郝莉, 等. 室内可见光通信中 DCO-OFDM 和 ACO-OFDM 系统性能分析[J]. 中国激光, 2017, 44(8): 237-245.
- JIA K J, JIN B, HAO L, et al. Performance analysis of DCO-OFDM and ACO-OFDM systems in indoor visible light communications[J]. Chinese Journal of Lasers, 2017, 44(8): 237-245. (in Chinese)
- [17] LU C Y, WU S, JIANG C X, et al. Weak harmonic signal detection method in chaotic interference based on extended Kalman filter[J]. Digital Communications and Networks, 2019, 5(1): 51-55.



吴志倩 女, 1997 年生于重庆市璧山区. 重庆邮电大学硕士研究生. 主要研究方向为可见光通信技术.



胡陈毅 男, 1998 年生于四川省南充市, 重庆邮电大学硕士研究生. 主要研究方向为可见光通信技术.

作者简介



陈勇 男, 1963 年出生于重庆市. 重庆邮电大学教授、硕士生导师. 主要研究方向为自动控制和光信号处理.
E-mail: chen Yong@cqupt.edu.cn



任治淼 男, 1998 年 2 月出生于湖南省张家界市, 重庆邮电大学硕士研究生. 研究方向为可见光通信.
E-mail: Zhimiao.Ren@unisoc.com.cn



刘焕淋 女, 1970 年生于重庆市. 重庆邮电大学教授、博士生导师. 主要研究方向为光通信技术和网络.