

能馈式 LED 阵列驱动电路的效率控制优化及调光调色策略^①

谢路耀^{②*} 吴金龙* 陈 怡^{③**} 华思聪*

(* 浙江工业大学信息工程学院 杭州 310023)

(** 浙江工业大学之江学院 绍兴 312030)

摘 要 为了在全负载范围下高效率地驱动规则及不规则 LED 阵列,基于能馈式 LED 阵列驱动接口电路提出一种可最高效率点跟踪的控制策略,使能馈式 LED 阵列驱动接口电路在负载发生变化的情况下仍可工作在最高效率点。在负载组合已知的前提下基于 RGBLED 负载切换可实现调光调色,建立了反向传播(BP)神经网络负载控制的调光调色模型。制作了 24 V 输入、3 通道输出、开关频率为 100 kHz 的能馈式 RGBLED 通道电路样机并搭建了相应的取色平台。实验结果表明,最高效率点跟踪的能馈式 LED 阵列驱动接口电路可利用神经网络负载控制模型实现有限空间下的调光调色。

关键词 LED 阵列驱动电路;能馈式;最高效率工作点跟踪;调光调色

0 引 言

LED(发光二极管)具有高效能、长寿命、可控性高、环保无害等优点^[1-3]。在 LED 光源设计中,为了满足大功率和高光通量,常采用多颗 LED 串并结合的形式构成 LED 阵列^[4]。

LED 作为电流型器件,其光输出特性受驱动电流影响。为保证各 LED 串工作电流均衡或可控调,LED 阵列驱动电路需要克服各 LED 串工作电压差异导致的不良影响。目前的解决方案大致可分为无源均流^[5-8]和有源均流^[9-12]两种。无源均流方案就是利用电容、变压器或耦合电感等无源器件通过改善 LED 串的等效阻抗实现多路输出均衡,具有电路结构简单、成本低等优点,但其均流精度易受无源器件参数的影响。有源均流方案利用有源器件(可控电流源或 DC/DC 变换器)及相应的控制方法来实现 LED 串电流的均衡,根据均流原理的不同可分为线性型均流和开关型均流,具有适应性强、均流精度高等优点。

文献[12]提出的能馈式 LED 阵列驱动接口电路就是一种有源开关型均流方案,其最高效率工作点定位的控制方式可令开关管工作在零电压开关(zero voltage switch, ZVS)状态下,显著降低开关损耗,提高转化效率^[13]。当负载范围发生变化时,电路工作状态会随之发生改变。基于文献[12],本文提出最高效率工作点的跟踪定位控制方法,目的在于当负载变化时,赋予电路始终工作在效率最高工作状态的能力。

目前广泛应用的调光方案包括模拟调光和脉冲宽度调光^[14-16]。而调色方法的实质就是组合不同颜色的 LED 光源,然后改变电流比例来调整颜色^[17,18]。由于单一 LED 的颜色不能实现动态调节,通过选择适当的 LED 光源,使用适当数量的不同 LED 通道可实现亮度和颜色可调,由红绿蓝三色 LED 组阵的光源可混合出人眼可识别的绝大部分彩色^[19]。本文基于能馈式 RGBLED 阵列驱动接口电路提出了一种基于 LED 负载切换的调光调色策略。

① 浙江省基础公益研究计划(LGG20E070004)和浙江省“控制科学与工程”重中之重学科开放基金资助项目。

② 男,1984 年生,博士;研究方向:电力电子技术;E-mail:xieluyao@zjut.edu.cn

③ 通信作者, E-mail: eeyzchen@zjut.edu.cn

(收稿日期:2020-07-05)

实现调光调色一般需要建立对应的物理模型,而光色信息与负载组合之间不存在明显的映射关系,非线性程度较高。而神经网络很合适处理这类非线性问题。目前很多研究在 LED 阵列驱动电路的基础上通过对神经网络算法的应用来实现调光调色^[20-21]。本文提出使用反向传播神经网络(back propagation neural network, BP-NN)解决多基色映射关系。

本文在文献[12]提出的可最高效率点定位的能馈式 LED 阵列驱动接口电路的基础上,设计了负载切换电路,提出了最高效率点跟踪方案。并利用神经网络算法建立光色预测模型,通过变化负载组

合来实现调光调色,使能馈式 LED 阵列驱动接口电路实现最高效率点跟踪的同时兼具调光调色的功能。

1 能馈式 LED 阵列驱动接口电路工作原理

1.1 能馈式 LED 阵列驱动接口电路

图 1 为 RGB 通道能馈式 LED 阵列接口电路示意图。RGB 通道能馈式 LED 阵列接口电路由 3 个相同通道的能馈式 LED 阵列驱动接口电路组成,每个通道电路结构相同,由功率回路、负载切换电路和最高效率工作点跟踪控制器及负载切换控制器组合而成。能馈式 LED 阵列接口电路的能馈支路由耦

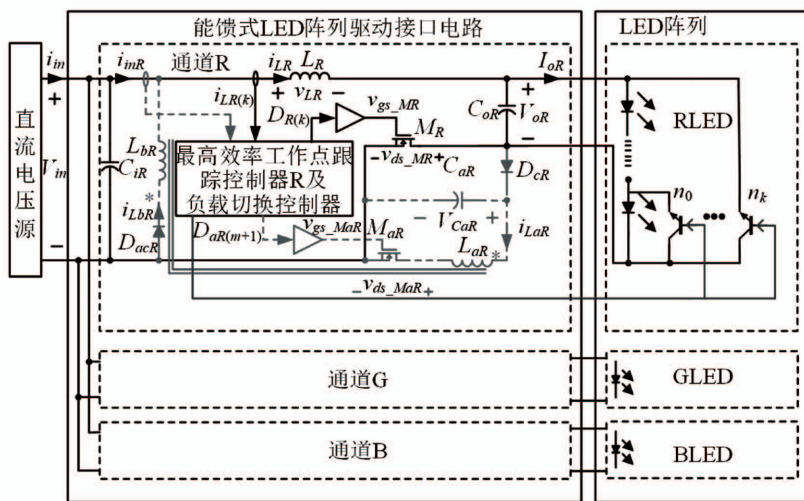


图 1 RGB 通道能馈式 LED 阵列驱动接口电路

合电感 L_{aj} 和 L_{bj} ($L_{aj}:L_{bj}=1:1$)、二极管 D_{cj} 和 D_{acj} 、电容 C_{aj} 、场效应(MOS)管 M_{aj} 组成。能馈式支路将通道 j ($j=R, G, B$) 中存在的多余能量收集起来并反馈至输入端。当输入/输出压差(即 $V_{in}-V_{oj}$) 越大,通道 j 中存在的多余能量就越多,需要能馈支路返回的多余能量也就越多。功率回路通过增量式 PI 算法实现对 MOS 管 M_j 的控制,从而控制 LED 串 j 的工作电流。

1.2 能馈式 LED 阵列驱动电路 ZVS 工作分析

假设 D_{aj} 为 MOS 管 M_{aj} 的占空比,假设 D_j 为 MOS 管 M_j 的占空比。当 M_{aj} 关断时,电容 C_{aj} 与 C_{ds_Maj} 、 L_{aj} 构成了谐振通路,其中 C_{ds_Maj} 为 M_{aj} 的寄生电容。令 C_{aj} 足够大,且电容电压 v_{Caj} 纹波可忽略,则对应的通道电路 j 中能馈支路谐振时的工作稳态可

分为 2 个阶段,电路工作在软开关工作状态下各阶段的谐振回路等效电路及主要工作波形如图 2 和图 3 所示。

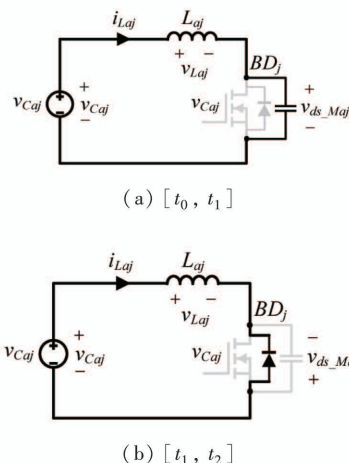


图 2 通道电路 j ($j=R, G, B$) 各阶段谐振回路等效电路

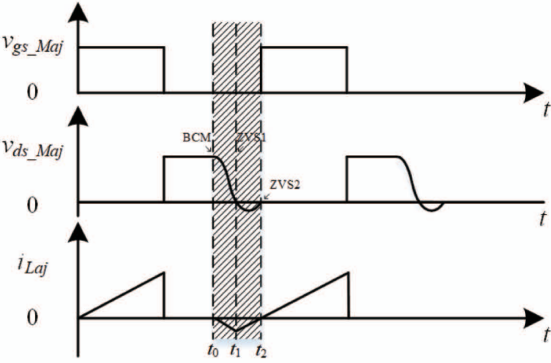


图 3 通道电路 $j(j = R, G, B)$ 软开关状态下的工作波形

$[t_0, t_1]$ 阶段 开关管 M_{aj} 关断, 谐振电感电流 i_{Laj} 给电容 C_{ds_Maj} 放电。对等效电路建立时域方程有

$$\begin{cases} V_{Caj} = L_{aj} \frac{di_{Laj}}{dt} + v_{ds_Maj} \\ i_{Laj} = C_{ds_Maj} \frac{dv_{ds_Maj}}{dt} \end{cases} \quad (1)$$

在谐振时段开始时, 谐振电感电流 i_{Laj} 初始值为 0, 开关管 M_{aj} 的漏极电压 C_{ds_Maj} 初始值为 $v_{ds_Maj} + nV_{in}$ (nV_{in} 为输入电压 V_{in} 反射到变压器一次侧的电压值), 其中 n 为变压器匝数比, 本设计中匝数比为 1。

电路初始条件如式(2)所示。

$$\begin{cases} v_{ds_Majl}(t_0) = V_{in} + V_{Caj} \\ i_{Lajl}(t_0) = 0 \end{cases} \quad (2)$$

其中, $v_{ds_Majl}(t_0)$ 和 $i_{Lajl}(t_0)$ 表示第 1 阶段 t_0 时刻的电压与电流值, V_{Caj} 为电容 C_{aj} 的电压平均值。

对其求解可得第 1 阶段谐振电容电压 v_{ds_Maj} 与电流 i_{Laj} 的表达式为

$$v_{ds_Majl}(t) = V_{in} \cos\left(\frac{1}{\sqrt{L_{aj}C_{ds_Maj}}}t\right) + V_{Caj} \quad (3)$$

$$i_{Lajl}(t) = -V_{in} \sqrt{\frac{C_{ds_Maj}}{L_{aj}}} \sin\left(\frac{1}{\sqrt{L_{aj}C_{ds_Maj}}}t\right) \quad (4)$$

由式(3)可知, 当满足式(5)时, 能馈式 LED 阵列驱动电路的 ZVS 条件为(零电压导通)

$$V_{in} \geq V_{Caj} \quad (5)$$

开关管 M_{aj} 等效电容电压 v_{ds_Maj} 从谐振时段开始到过零点时的时间 t_{zvs1} 如式(6)所示。

$$t_{zvs1} = \sqrt{L_{aj}C_{ds_Maj}} \arccos\left(-\frac{V_{Caj}}{V_{in}}\right) \quad (6)$$

$[t_1, t_2]$ 阶段 v_{ds_Maj} 下降到 0, 开关管 M_{aj} 的体二极管 BD_j 导通。在阶段 2 有:

$$\begin{cases} L_{aj} \frac{di_{Laj2}}{dt} = V_{Caj} \\ i_{Laj2}(t_1) = i_{Lajl}(t_1) \end{cases} \quad (7)$$

在开关管等效电容电压 v_{ds_Maj} 过零点时刻 t_1 即阶段 2 开始的零时刻, 电感电流 i_{Laj} 的初始值为阶段 1 结束时刻的电感电流值, 如式(8)所示。

$$i_{Lajl}(t_1) = V_{in} \sqrt{\frac{C_{ds_Maj}}{L_{aj}}} \sin\left(\arccos\left(-\frac{V_{Caj}}{V_{in}}\right)\right) \quad (8)$$

对式(7)求解可得第 2 阶段电流 i_{Laj2} 的表达式为

$$i_{Laj2}(t) = \frac{V_{Caj}}{L_{aj}}(t - t_1) + V_{in} \sqrt{\frac{C_{ds_Maj}}{L_{aj}}} \sin\left(\arccos\left(-\frac{V_{Caj}}{V_{in}}\right)\right) \quad (9)$$

电感电流 i_{Laj} 从谐振开始到第 2 次过零点时的时间 t_{zvs2} 如式(10)所示。

$$t_{zvs2} = -\frac{V_{in}}{V_{Caj}} \sqrt{L_{aj}C_{ds_Maj}} \sin\left(\arccos\left(-\frac{V_{Caj}}{V_{in}}\right)\right) + t_{zvs1} \quad (10)$$

当 $t = t_2$ 时, 有:

$$D_{aj_BCM} = D_{aj_ZVS} + \frac{t_{zvs2}}{T_s} \quad (11)$$

当耦合电感电流 i_{Laj} 与 i_{Lbj} 处于临界导通模式 (BCM) 时, 有:

$$D_{aj} + D_{bj} = 1 \quad (12)$$

$$D_{aj_BCM} = 1 - \frac{1}{V_{in}} \sqrt{\frac{2I_{oj}L_{aj}(V_{in} - V_{oj})}{T_s}} \quad (13)$$

其中, I_{oj} 为 LED 串 j 的工作电流 (约等于电感电流平均值 I_{lj}), T_s 为通道 j 的开关周期。

由式(6)、式(11)和式(13)可得到零电压导通状态下开关管 M_{aj} 的占空比 D_{aj_ZVS} 如式(14)所示。

$$D_{aj_ZVS} = 1 - \frac{1}{V_{in}} \sqrt{\frac{2I_{oj}L_{aj}(V_{in} - V_{oj})}{T_s}} + \frac{\sqrt{L_{aj}C_{ds_Maj}}}{T_s} \left(\arccos\left(-\frac{V_{Caj}}{V_{in}}\right) - \frac{V_{in}}{V_{Caj}} \sin\left(\arccos\left(-\frac{V_{Caj}}{V_{in}}\right)\right) \right) \quad (14)$$

为了实现通道 j 的效率最大化, 寻找 D_{aj} 的最优解至关重要, 文献[12]占空比的上下限为电路正常工作, 即电感电流 i_{lj} 连续而电感电流 i_{Laj} 和 i_{Lbj} 断续时需满足的条件, 本文在此基础上进行优化, 通过分

析文献[12]的最高效率点定位的稳态波形,在 ZVS 工作点附近进行寻优可使最高效率工作点定位更加高效、快速到达稳态。表 1 给出了文献[12]方案 1 和本文效率控制优化方案 2 定位范围的对比。

表 1 采用不同方案时 D_{aj} 遍历范围对比

方案	D_{aj} 遍历范围
方案 1	$[(\max(0, A, B), \min(1, C, E))]$
方案 2	$[D_{aj_ZVS}, D_{aj_BCM}]$

其中,

$$A = \left[1 - \frac{2I_{oj}L_j}{(V_{in} - V_{oj})T_s} \right] \sqrt{\frac{2I_{oj}L_{aj}}{(V_{in} - V_{oj})T_s}}$$

$$B = \frac{1}{V_{Caj_max}} \sqrt{\frac{2I_{oj}L_{aj}(V_{in} - V_{oj})}{T_s}}$$

$$C = 1 - \frac{1}{V_{in}} \sqrt{\frac{2I_{oj}L_{aj}(V_{in} - V_{oj})}{T_s}}$$

$$E = \sqrt{\frac{2I_{oj}L_{aj}}{(V_{in} - V_{oj})T_s}}$$

V_{Caj_max} 为电容电压 V_{Caj} 的最大允许值。

2 最高效率工作点跟踪的控制策略

为了满足输入电压固定而 LED 串无规则性限制的应用要求,文献[12]考虑了 LED 串构成的可能性,提出了外环对 D_{aj} 取值范围遍历而同时内环采用

增量式 PI 算法获得 D_j 的效率优化策略。但对各全负载范围来说,牺牲了快速性和精准性来实现效率最大化,当负载突变时,无法进行最高效率工作点在线跟踪。

在文献[12]的基础上,为实现全负载范围的效率最大化及最高效率工作点跟踪,通过改善 D_{aj} 的遍历策略,设计了电子开关电路,得到改进的最高工作点跟踪的效率控制优化策略如图 4 所示。最高效率点跟踪过程中时间分布情况如图 5 所示,其中 t_s 为软启动时间, t_j 为通道 j 定位时间, t_w 为负载切换时间, t_p 为通道 j 重新定位时间。最高效率工作点跟踪控制流程图如图 6 所示。在电路启动后首先对当前负载组合的 D_{aj} 进行全局遍历,实现当前负载下的最高效率工作点定位,当电路首次定位完成,LED 负载组合可通过电子开关进行在线切换。

由于不同负载的 D_{aj} 取值范围不同,须进行限行策略避免取值范围带来的影响。以通道 j 为例,当收到通道 j 负载切换指令,控制器先判断目标负载与当前负载的颗数大小变化,当负载上行时,先单颗切换颗数,然后控制器变化相对应的取值范围直至切换到目标负载;当负载下行时,控制器首先变化下一颗颗数的取值范围,然后切换至下一颗颗数直至切换完成。当存在多通道负载同时切换时,通过流水线切换方式对各通道并行处理,可使电路更快达到稳态。电路达到稳态后,最高效率工作点跟踪控

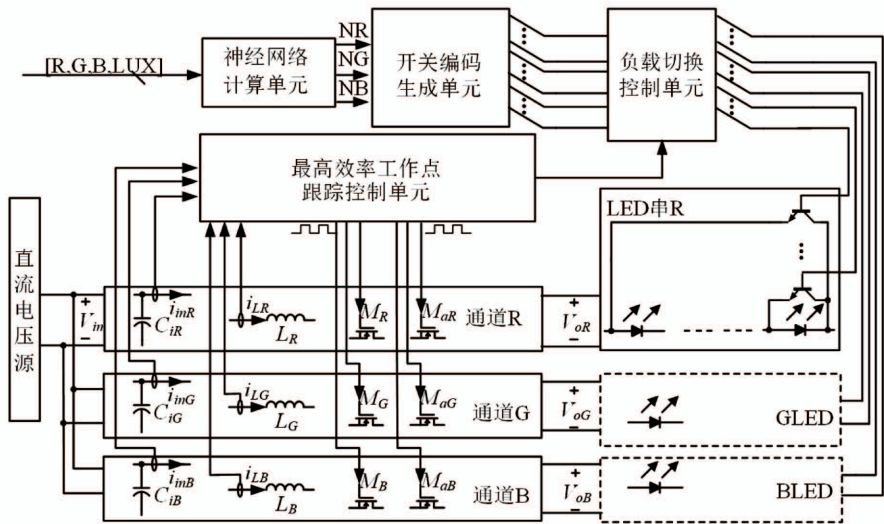


图 4 最高效率工作点跟踪的控制框图

制对负载变化的通道电路再进行一次最高效率工作点定位,使能馈式 LED 阵列驱动接口电路在负载变化后重获最高效率。

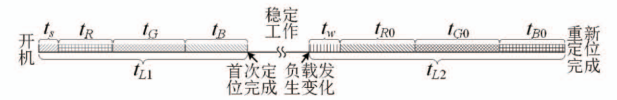


图 5 最高效率点跟踪过程中时间分布情况

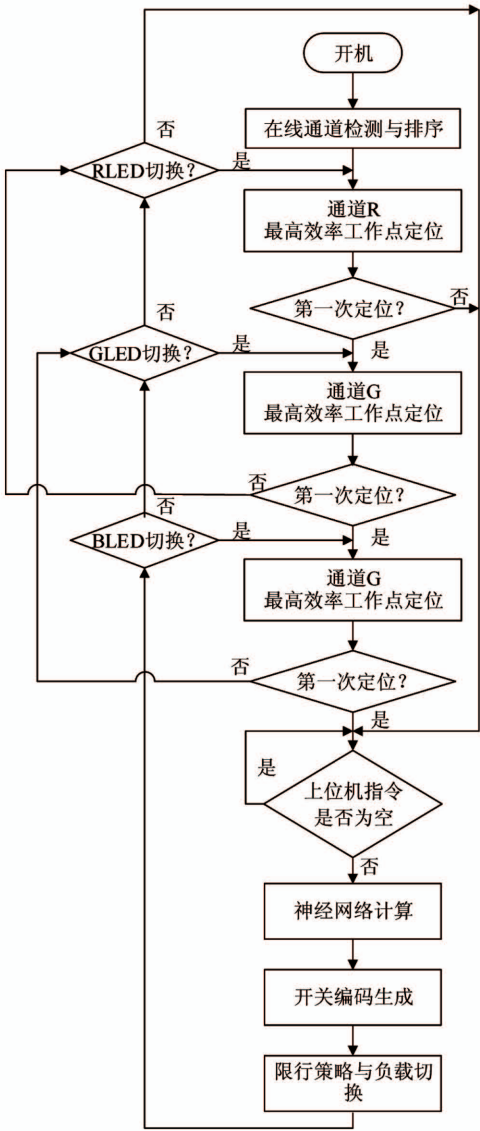


图 6 最高效率工作点跟踪的控制流程图

3 基于神经网络的调光调色策略

本文加入了神经网络来控制调光调色,通过 BP 神经网络对样本数据进行训练构建 RGB 色彩管理库,初始样本集合由实验方法测得,采用离线训练、

在线运行的方式逐步完成配色。

构建学习训练集如下。

$$D = \{ (R_1, G_1, B_1, LUX_1, N_R, N_G, N_B), \dots (R_m, G_m, B_m, LUX_m, N_{Rm}, N_{Gm}, N_{Bm}) \} \quad (15)$$

一个具有单隐层感知器三层结构的 BP 网络如图 7 所示。

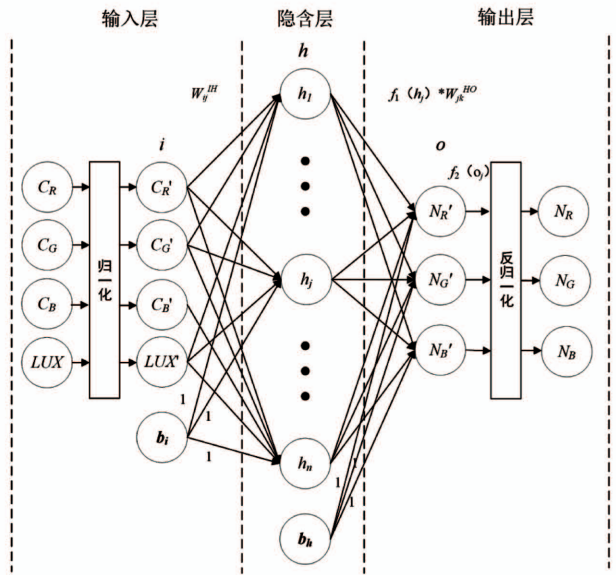


图 7 神经网络训练框图

在该三层感知器中,包含输入层、隐含层和输出层。输入层的输入向量为 $C = (c_1, c_2, c_3, c_4)$,引入 $c_0 = 1$ 设置隐含层阈值;隐含层的输出向量为 $H = (h_1, h_2, \dots, h_j, \dots, h_n)$,引入 $h_0 = 1$ 设置输出层阈值;输出层的输出向量为 $O = (o_1, o_2, o_3)^T$;网络期望输出 $Y = (y_1, y_2, y_3)^T$;输入层到隐含层权值矩阵为 $W = (W_1, W_2, \dots, W_j, \dots, W_n)$, W_j 表示第 j 个神经元对应的列向量;隐含层到输出层权值矩阵为 $V = (V_1, V_2, V_3)$, V_k 表示第 k 个神经元对应的列向量。

采用统一样本训练方式,修正权值阈值的性能指标函数为

$$E = \frac{1}{2m} \sum_{k=1}^m \{ y_k - f_2 \left(\sum_{j=0}^3 V_{jk} f_1 \left(\sum_{i=0}^n c_i W_{ij} \right) \right) \} \quad (16)$$

采用梯度下降法不断修正各层权值,调整量可表示为

$$\Delta v_{jk} = -\eta \frac{\partial E}{\partial v_{jk}} \tag{17}$$

$$\Delta w_{jk} = -\eta \frac{\partial E}{\partial w_{jk}} \tag{18}$$

式中, η 为学习率, $\eta \in (0,1)$ 。
结合式(16) ~ 式(18),可得修正公式:

$$\Delta v_{jk} = \eta (y_k - o_k) f_2' \left(\sum_{j=0}^3 V_{jk} h_j \right) h_j \tag{19}$$

$$\Delta w_{ij} = \eta \delta v_{jk} f_1' \left(\sum_{i=0}^n w_{ij} c_i \right) c_i \tag{20}$$

其中,

$$\delta = (y_k - o_k) f_2' \left(\sum_{j=0}^3 V_{jk} h_j \right) \tag{21}$$

4 实验验证

为了更好地考察最高效率工作点跟踪定位控制的实际效果及验证神经网络模型的有效性,制作了 RGB 通道能馈式 LED 阵列驱动接口电路样机如图 8 所示,其功率部分元器件清单如表 2 所列。选择 TMS320F28335 作为执行如图 4 所示最高效率工作点跟踪控制的核心器件。并搭建了包含上位机以及与之配套的取色实验平台,如图 9 所示。其中图像信息由照相机获得,光强信息由照度计获得。样机侧与摄像机之间放置凸透镜以加强取色效果,使用遮光罩来避免环境光线的影响。

表 2 RGB 通道样机功率部分的元器件清单

参数	取值	参数	取值
C_{in}	1000 μ F/35 V	L_1	502.5 μ H
C_{ok}	10 μ F/50 V	L_2	508.2 μ H
C_{ak}	10 μ F/100 V	L_3	501.3 μ H
D_{ck}	SR3100	L_{b1}	299.6 μ H
D_{ack}	SR3100	L_{b2}	298.7 μ H
L_{a1}	299.3 μ H	L_{b3}	302.5 μ H
L_{a2}	298.5 μ H	RLED	5730
L_{a3}	302.3 μ H	GLED	5730
M_k	IRFB4410Z	BLED	5730
M_{ak}	IRF540		

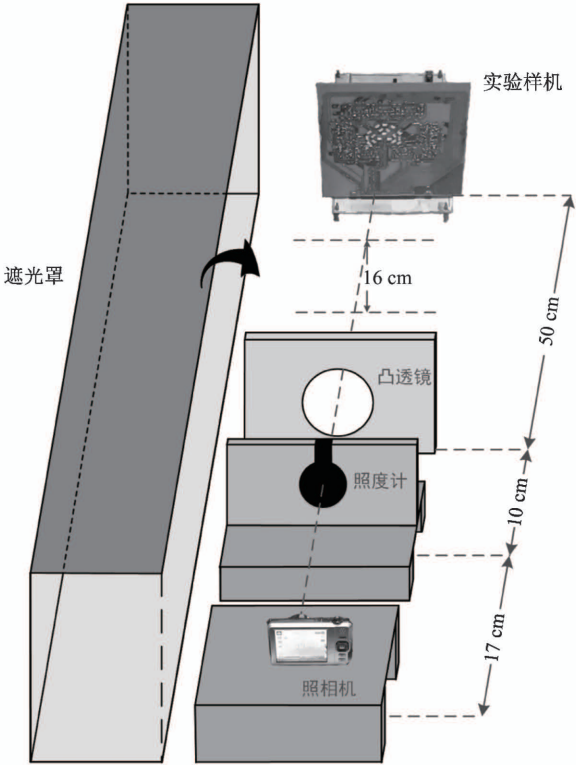


图 9 取色的实验平台

实验中 LED 分别为 RLED、GLED 和 BLED 各 6 颗,负载组合共 343 组。其中 RLED 平均每颗 LED 的正向导通电压约为 2.1 V, GLED 约为 3.6 V, BLED 约为 3 V。令 $V_{Ca_max} = 45$ V, $T_s = 10$ μ s,各通道输出电流通过增量式 PI 算法控制为 100 mA,通过表 1 中公式可计算出不同方案下各通道不同负载情况下的 D_{aj} 取值范围,如图 10 所示。

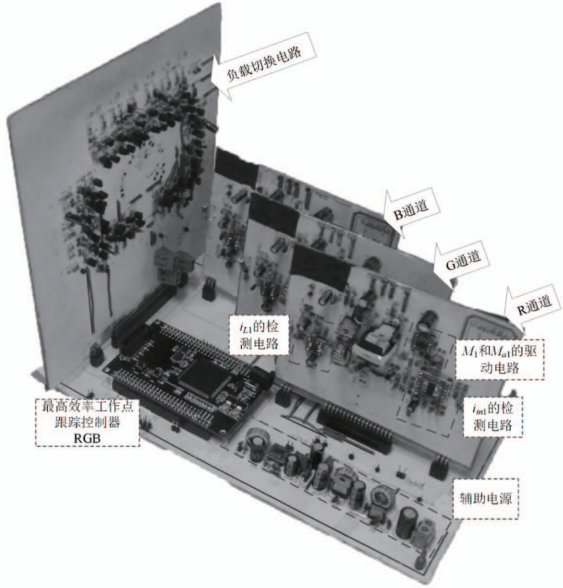
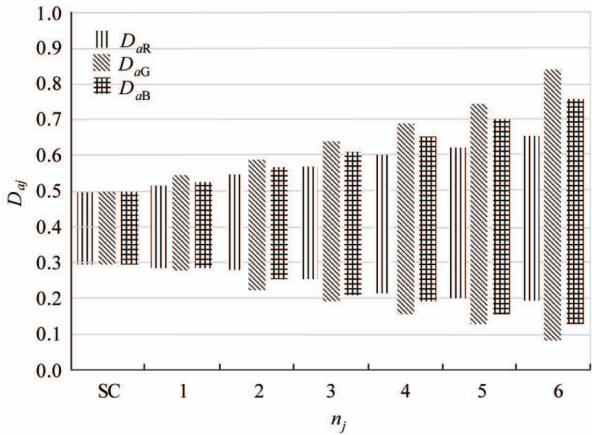
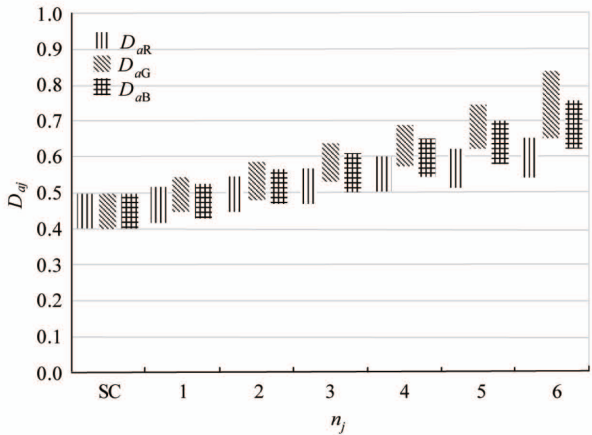


图 8 能馈式 LED 阵列驱动接口电路的 RGB 通道样机



(a) 方案 1 取值范围的计算值



(b) 方案 2 取值范围的计算值

图 10 D_{ij} 取值范围的计算值

图 11 所示为负载组合为 NR(6)NG(5)NB(4) 时输入电流 i_{in} 和开关管的 v_{ds_MaR} 、 v_{ds_MaG} 、 v_{ds_MaB} 的稳态波形。由图 11 可知,输入电流 i_{in} 的实验波形符合能馈式 LED 阵列驱动电路的理论分析,电路中多余

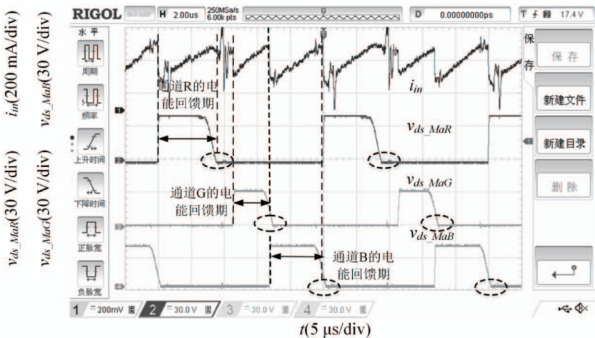


图 11 负载组合 NR(6)NG(5)NB(4) 时输入电流 i_{in} 和 v_{ds_MaR} 、 v_{ds_MaG} 、 v_{ds_MaB} 电压波形

的电能与输入电压 V_{in} 和输出电压 v_{oj} 之间的电压差成正比,最高效率工作点跟踪控制能令能馈支路中的 M_{aR} 、 M_{aG} 和 M_{aB} 工作于 ZVS 的状态,通过减小能馈支路中的损耗,获得更高的效率。

表 3 所示为最高效率工作点动态跟踪的实验结果。开机后电路首先对负载组合 NR(6)NG(6)NB(6) 进行最高效率点定位,定位结束后进行负载切换至负载组合 NR(3)NG(3)NB(3),开始最高效率点跟踪;最高效率点跟踪结束后继续进行负载切换至负载组合 NR(1)NG(1)NB(1),随即开始第二次最高效率点跟踪。

在动态跟踪实验中加入了文献[12]中遍历方案对比。从表 3 可知方案 2 可使电路工作在最高效率点的同时缩短定位时间,负载组合为 NR(6)NG(6)NB(6) 的情况下使定位时间减少了 72% 以上,使电路更快到达稳态。图 12(a) 所示为负载组合 NR(6)NG(6)NB(6) 切换至负载组合 NR(1)NG(1)NB(1) 时电压的暂态过渡波形,暂态过渡时间为 22 ms,图 12(b) 为电流的暂态过渡波形,暂态过渡时间为 24 ms。由于负载组合 NR(6)NG(6)NB(6) 的工作电压高于负载组合 NR(1)NG(1)NB(1),当切换时,各通道输出电流上升,最高效率跟踪控制器内环通过增量式 PI 算法立刻调整占空比 D_j ,使输出电流下降并稳定。

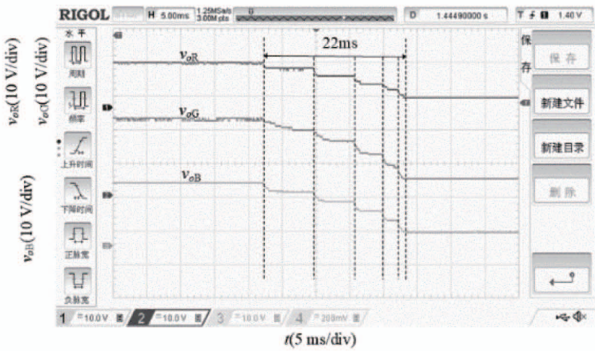
根据 343 组实验结果,LUX 值最大时负载组合为 NR(6)NG(6)NB(6),LUX 值最小时负载组合为 NR(0)NG(0)NB(0),调光范围为 0 ~ 291 LUX。图 13(a) 所示为 LUX 值最小时负载组合为 NR(0)NG(0)NB(0) 的取色图像,图 13(b) 所示为 LUX 值最大时负载组合为 NR(6)NG(6)NB(6) 的取色图像。

从总共 343 组数据中随机选取 313 组数据对神经网络进行训练,获得训练参数进行 DSP 处理器移植,而另外 30 组数据作为神经网络的验证数据,将各通道颗数的实际值与神经网络输出的结果相对比,网络误差和验证结果如表 4 所示。

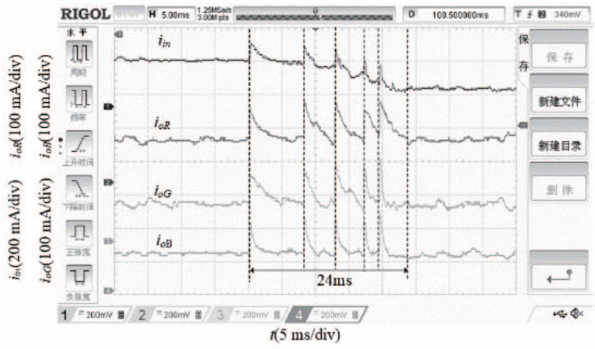
从表中结果可以看出,3 层的 BP 神经网络即可获得有限负载空间下误诊个数较少的控制结果,实现在有限负载空间下的调光调色。

表 3 不同方案下最高效率工作点跟踪前后运行数据

方案	负载组合	D_{aR_opt}	D_{aG_opt}	D_{aB_opt}	t_L/s	$\eta_s/\%$
方案 1	NR(6) NG(6) NB(6)	0.56	0.84	0.74	431.92	86.24
	↓					
	NR(3) NG(3) NB(3)	0.47	0.60	0.54	285.20	68.69
方案 2	↓					
	NR(1) NG(1) NB(1)	0.43	0.42	0.33	205.16	46.41
	↓					
方案 2	NR(6) NG(6) NB(6)	0.65	0.70	0.64	108.95	86.82
	↓					
	NR(3) NG(3) NB(3)	0.54	0.64	0.61	85.25	69.52
方案 2	↓					
	NR(1) NG(1) NB(1)	0.50	0.50	0.53	82.71	47.04



(a) 负载组合 NR(6)NG(6)NB(6)切换为负载组合 NR(1)NG(1)NB(1)时 v_{oR} 、 v_{oG} 、 v_{oB} 的暂态过渡波形



(b) 负载组合 NR(6)NG(6)NB(6)切换为负载组合 NR(1)NG(1)NB(1)时 v_{oR} 、 v_{oG} 、 v_{oB} 的暂态过渡波形

图 12 负载组合 NR(6)NG(6)NB(6)与负载组合 NR(1)NG(1)NB(1)切换时的暂态过渡波形

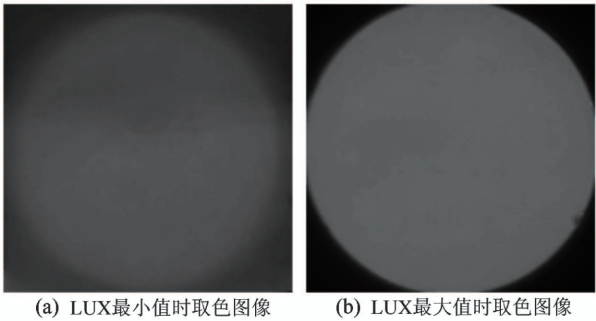


图 13 LUX 最小值时和最大值时的取色图像

表 4 神经网络训练误差及验证情况

隐层个数	神经元个数	训练误差	误诊个数/ 验证样本数
1	15	2.82%	2/30

基于可最高效率工作点跟踪的能馈式 LED 阵列驱动电路,提出了一种 BP 神经网络负载控制的调光调色模型,实验结果验证了 BP 神经网络负载控制在有限负载空间下调光调色的可行性,并且在负载切换过程中电路可始终工作在最高效率点,但是存在实验装置负载组合有限的限制,后续还需对调光调色模型进行研究。

参考文献

[1] 廖志凌,阮新波. 半导体照明工程的现状与发展趋势 [J]. 电工技术学报,2006,21(9):106-111

[2] van der Broeck H, Sauerlander G, Wendt M. Power driver topologies and control schemes for LEDs[C] // IEEE Applied Power Electronics Conference. Anaheim, USA, 2007:1319-1925

[3] Hasan J, Ang S S. A high-efficiency digitally controlled RGB driver for LED pixels [J]. Industry Applications

5 结 论

提出一种最高效率工作点跟踪的控制方法,使能馈式 LED 阵列驱动接口电路在开机后能自动工作在效率最高状态,并且在负载发生变化后,可以重新寻找最高效率工作点。

- IEEE Transactions*, 2011, 47(6):2422-2429
- [4] 柯秉毅,林维明. 一种电压自适应的多路 LED 均流方案[J]. 电源学报,2015,13(1):35-40
 - [5] Wong C S, Loo K H, Iu H C, et al. Independent control of multicolour-multistring LED lighting systems with fully switched-capacitor-controlled LCC resonant network[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017, 33(5): 4293-4305
 - [6] Ye Y, Cheng K W E, Lin J K, et al. Single-switch multichannel current-balancing LED drive circuits based on optimized SC techniques[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*,2015,62(8):4761-4768
 - [7] 田涵雷,刘俊峰,曾君,等. 基于可控开关电容的定频谐振式多路 LED 均流驱动器[J]. 电工技术学报, 2019, 34(2):286-295
 - [8] Chen X B, Huang D C, Li Q, et al. Multichannel LED driver with CLL resonant converter[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2014, 3(3): 589-598
 - [9] 郝瑞祥,雷浩东,贺涛,等. 一种具有自动均压均流特性的组合式 LLC 谐振变换器[J]. 电工技术学报, 2016,31(20): 151-160
 - [10] Chiu H J, Lo Y K, Chen J T, et al. A high-efficiency dimmable LED driver for lowpowerlighting applications [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010, 57(2): 735-743
 - [11] 张军明,谢小高,吴新科,等. DC/DC 模块有源均流技术研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(19):31-36
 - [12] 陈怡,薛建军,施朝霞. 可最高效率工作点定位的能馈式 LED 阵列驱动接口电路[J]. 中国电机工程学报, 2018,38(3):870-878
 - [13] Ridley R B, Lotfi A, Vorperian V, et al. Design and control of a full-wave, quasi-resonant flyback converter [C]//IEEE Applied Power Electronics conference and Exposition, New Orleans, USA, 1988:41-49
 - [14] Gu Y M, Narendran N, Dong T M, et al. Spectral and luminous efficacy change of high-power LEDs under different dimming methods[J]. *Proceedings of SPIE*,2006, 6337:1-7
 - [15] Zhang Y X, Zhang Z, Huang Z H, et al. Apparent brightness of LEDs under different dimming methods[J]. *Proceedings of SPIE-The International Society for Optical Engineering*, 2008, 6841:01-09
 - [16] Dyble M, Narendran N, Bierman A, et al. Impact of dimming white LEDs: chromaticity shifts due to different dimming methods[J]. *Proceedings of SPIE-The International Society for Optical Engineering*, 2005, 5941:291-299
 - [17] Modepalli K, Parsa L. A scalable N-color LED Driver using single inductor multiple current output topology[J]. *Power Electronics IEEE Transactions*, 2016, 31(5): 3773-3783
 - [18] Zhang R H, Henry S H. Capacitor-isolated structure with brightness and color controlling for multicolor LED strings [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2011, 47(6):2422-2429
 - [19] Muthu S, Gaines J. Red, green and blue LED-based white light source: implementation challenges and control design[C]//IEEE Industry Applications Conference, Salt Lake City, USA, 2003, 515-522
 - [20] Zhan X Q, Wang W G, Chung H S. Application of artificial neural-network to control the light of multi-color LED system[J]. *Industrial Electronics Magazine IEEE*, 2015, 9(1):6-17
 - [21] Zhan X Q, Wang W G, Chung H. A neural-network-based color control method for multi-color LED systems [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 34(8):7900-7913

Energy-recycle interface circuit for LED matrix driving under maximum-efficiency operation point tracking control with brightness and color control strategy

Xie Luyao*, Wu Jinlong*, Chen Yi**, Hua Sicong*

(* College of Information Engineering, Zhejiang University of Technology, Hangzhou 310023)

(** Zhijiang College, Zhejiang University of Technology, Shaoxing 312030)

Abstract

In order to efficiently drive the regular and irregular LED arrays under the full load range, a control strategy based on the energy recycle LED matrix driving circuit that can track the maximum-efficiency operation point is proposed to enable the driving circuit work at the maximum-efficiency point at the load under changing circumstances. The brightness and color control can be achieved based on RGBLED load switching, and a load-controlled brightness and color control model of back propagation (BP) neural network is established. A RGBLED channle circuit prototype with 24 V input, 3 channel output, and a switching frequency of 100 kHz is made and the corresponding color extraction platform is built. The experimental results show that the energy-recycle interface circuit for LED matrix driving under maximum-efficiency operation point tracking control can realize the brightness and color control in limited space by using the neural network load control model.

Key words: LED matrix driving circuit, energy recycle, maximum-efficiency operation point locating, brightness and color control