

分类号 TM432
U D C 621.3

密 级 公开
学校代码 10555



南 华 大 学
UNIVERSITY OF SOUTH CHINA

硕士学位论文
(专业学位)

补偿阈值电压和迁移率的电压编程型像素电路设计

研究 生 姓 名：黄勇
导 师 、 职 称：王新林、教授
副 导 师 、 职 称：何红宇、副教授
学 科 专 业：电子与通信工程
研 究 方 向：电子系统集成
所 在 学 院：电气工程学院

二〇一九年十一月



补偿阈值电压和迁移率的电压编程型像素电路设计

论文作者签名: 黄勇

指导教师签名: 王新林 何红宇

论文评阅人 1: 匿名 教授 博导 中南大学

评阅人 2: 匿名 副教授 硕导 暨南大学

评阅人 3: _____

答辩委员会主席: 单长虹 教授 硕导 南华大学

委员 1: 王彦 教授 硕导 南华大学

委员 2: 阳璞琼 副教授 硕导 南华大学

委员 3: 朱卫华 教授 硕导 南华大学

委员 4: 张亿忠 高级工程师 衡阳北方光电信息技术

有限公司

委员 5: _____

委员 6: _____

答辩日期: 2019年12月1日

南华大学学位论文原创性声明

本人声明，所呈交的学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。尽我所知，除了论文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得南华大学或其他单位的学位或证书而使用过的材料。与我共同工作的同志对本研究所作的贡献均已在论文中作了明确的说明。本人完全意识到本声明的法律结果由本人承担。

作者签名： 黄勇 2019年12月9日

南华大学学位论文版权使用授权书

本学位论文是本人在南华大学攻读 硕（博/硕）士学位期间在导师指导下完成的学位论文。本论文的研究成果归南华大学所有，本论文的研究内容不得以其它单位的名义发表。本人同意南华大学有关保留、使用学位论文的规定，即：学校有权保留学位论文，允许学位论文被查阅和借阅；学校可以公布学位论文的全部或部分内容，可以采用复印、缩印或其它手段保留学位论文；学校可根据国家或湖南省有关部门规定送交学位论文。同意学校将论文加入《中国优秀博硕士学位论文全文数据库》，并按《中国优秀博硕士学位论文全文数据库出版章程》规定享受相关权益。同意授权中国科学信息技术研究所将本学位论文收录到《中国学位论文全文数据库》，并通过网络向社会公众提供信息服务。对于涉密的学位论文，解密后适用该授权。

作者签名： 黄勇 2019年12月9日
导师签名： 王新林 何江平 2019年12月9日

补偿阈值电压和迁移率的电压编程型像素电路设计

摘要：显示技术从过去的阴极射线管（Cathode Ray Tube, CRT）显示，已经发展到现在成熟的薄膜晶体管液晶显示器（Thin Film Transistor Liquid Crystal Display, TFT-LCD），以及新一代的自发光有源矩阵有机发光二极管（Active-Matrix Organic Light-Emitting Diode, AMOLED）显示。AMOLED 显示技术中的各个像素单元是由薄膜晶体管（Thin Film Transistor, TFT）、有机发光二极管（Organic Light-Emitting Diode, OLED）、电容组成，由 TFT 驱动 OLED 发光。TFT 具有多种类型，其中，低温多晶硅 TFT 与其他类型的 TFT 相比，具有迁移率高的优势，因此，驱动 OLED 的能力强，在高分辨率、中小尺寸 AMOLED 显示技术中得到了广泛的应用。在应用过程中，低温多晶硅 TFT 也存在一些问题，其电学特性会表现出不均匀性，这是由多晶硅薄膜的不均匀性和 TFT 长时间工作下的电学应力造成的。电学特性的不均匀性主要表现为阈值电压和迁移率的变化，为了补偿这些变化，需要设计合适的像素电路。

本文设计了一种全 P 型 6T2C 电压编程像素电路。电路设计过程中，在补偿阶段，通过驱动管源极放电的方式，提取了驱动管的阈值电压。在数据输入阶段，调整开关管的时序，增大驱动管源级电压，实现迁移率的补偿。仿真结果验证了该电路当驱动管阈值电压变化土 0.5 V 时，电流误差率最大 10%，当驱动管迁移率变化土 30% 时，电流误差率最大为 9%。

另外，本文也设计了一种 N-P 混合型 5T2C 电压编程像素电路。

电路设计过程中，在补偿阶段，通过驱动管的二极管连接方式给栅极充电，提取了驱动管的阈值电压。在数据输入阶段，调整开关管的时序，减小驱动管栅极电压，实现对迁移率的补偿。仿真结果验证了该电路当驱动管阈值电压变化±0.5 V时，电流误差率最大9%，当驱动管迁移率变化±30%时，电流误差率最大为6%。

最后，本文还设计了一种全N型5T2C电压编程像素电路。电路设计过程中，在补偿阶段，通过驱动管二极管的连接方式中漏极放电方式，提取了驱动管的阈值电压。在数据输入阶段，调整开关管的时序，增大驱动管栅极电压，实现迁移率的补偿。仿真结果验证了该电路当驱动管阈值电压变化±0.5 V时，电流误差率最大为6%。当驱动管迁移率变化±30%时，电流误差率最大为9%。

关键词：多晶硅薄膜晶体管；像素电路；阈值电压；迁移率

VOLTAGE PROGRAMMING PIXEL CIRCUIT DESIGN FOR COMPENSATION THRESHOLD VOLTAGE AND MOBILITY

Huang Yong (Electronics and Communication Engineering)

Directed by Prof. Wang Xinlin

Abstract: Display technology has evolved from the past Cathode Ray Tube (CRT) display to the now mature Thin Film Transistor Liquid Crystal Display (TFT-LCD), as well as a new generation of self-illuminating Active-Matrix Organic Light-Emitting Diode (AMOLED) displays. Each pixel unit in the AMOLED display technology is composed of a Thin Film Transistor (TFT), an Organic Light-Emitting Diode (OLED), and a capacitor, and the OLED emits light by the TFT. There are many types of TFTs. Among them, low-temperature polysilicon TFTs have the advantages of high mobility compared with other types of TFTs. Therefore, the ability to drive OLEDs is strong, and has been widely used in high-resolution, medium- and small-sized AMOLED display technologies. In the application process, low-temperature polysilicon TFTs also have some problems, and their electrical characteristics will exhibit non-uniformity, which is caused by the unevenness of the polysilicon film and the electrical stress of the TFT under long-term operation. The non-uniformity of electrical characteristics mainly manifests as changes in threshold voltage and

mobility. In order to compensate for these changes, it is necessary to design a suitable pixel circuit.

This paper designs a full P-type 6T2C voltage programming pixel circuit. In the circuit design process, in the compensation phase, the threshold voltage of the driving tube is extracted by driving the source-level discharge of the tube. In the data input phase, adjust the timing of the switching tube, increase the voltage of the source voltage of the driving tube, and realize the compensation of the mobility. The simulation results verify that the current error rate is 10% when the threshold voltage of the drive tube changes by ± 0.5 V. When the drive tube mobility changes by $\pm 30\%$, the current error rate is up to 9%.

In addition, this paper also designed an N-P hybrid 5T2C voltage programming pixel circuit. In the circuit design process, in the compensation phase, the gate is charged by the diode connection of the drive tube, and the threshold voltage of the drive tube is extracted. In the data input phase, the timing of the switching tube is adjusted, and the gate voltage of the driving tube is reduced to compensate for the mobility. The simulation results verify that the current error rate is up to 9% when the threshold voltage of the drive tube changes by ± 0.5 V. When the drive tube mobility changes by $\pm 30\%$, the current error rate is up to 6%.

Finally, this paper also designed an all-N 5T2C voltage programming pixel circuit. In the circuit design process, in the

compensation phase, the threshold voltage of the driving tube is extracted by the drain discharge method in the connection mode of the driving tube diode. In the data input phase, adjust the timing of the switching tube, increase the gate voltage of the driving tube, and realize the compensation of the mobility. The simulation results verify that the current error rate is up to 6% when the threshold voltage of the drive tube changes by ± 0.5 V. When the drive tube mobility changes by $\pm 30\%$, the current error rate is at most 9%.

Keywords: polysilicon thin film transistor, pixel circuit, threshold voltage , mobility

目 录

摘要.....	I
Abstract.....	III
第 1 章 绪论.....	1
1.1 课题的研究背景及意义.....	1
1.2 像素电路设计的国内外研究现状.....	6
1.2.1 传统 2T1C 像素电路.....	6
1.2.2 补偿阈值电压像素电路.....	7
1.2.3 补偿阈值电压和迁移率像素电路.....	9
1.3 电路设计中的主要问题.....	10
1.4 本文的主要内容及结构.....	11
第 2 章 全 P 型 6T2C 像素电路设计.....	13
2.1 像素电路结构与原理.....	13
2.1.1 像素电路结构.....	13
2.1.2 像素电路原理.....	14
2.2 电路仿真与结果分析.....	19
2.2.1 电路仿真.....	19
2.2.2 结果分析.....	22
2.3 版图设计.....	24
2.4 本章小结.....	26

第 3 章 N-P 混合型 5T2C 像素电路设计.....	27
3.1 像素电路结构与原理.....	27
3.1.1 像素电路结构.....	27
3.1.2 像素电路原理.....	28
3.2 电路仿真与结果分析.....	32
3.2.1 电路仿真.....	32
3.2.2 结果分析.....	33
3.3 版图设计.....	35
3.4 本章小结.....	35
第 4 章 全 N 型 5T2C 像素电路设计.....	37
4.1 像素电路结构与原理.....	37
4.1.1 像素电路结构.....	37
4.1.2 像素电路原理.....	37
4.2 电路仿真与结果分析.....	42
4.2.1 电路仿真.....	42
4.2.2 结果分析.....	43
4.3 版图设计.....	46
4.4 本章小结.....	46
第 5 章 总结与展望.....	47
5.1 总结.....	47
5.2 展望.....	48

参考文献.....	49
作者攻读硕士学位期间的学术成果.....	54
致 谢.....	56

第1章 绪论

1.1 课题的研究背景及意义

随着互联网的普及和通信技术的迅速发展，以及人工智能时代的来临，这些电子产品中对高质量的显示屏需求日益增加。在现阶段，TFT-LCD 技术仍然占据着平板显示产业的重要地位。因为 TFT-LCD 每个像素点被数据电压控制时，通过电容的充放电特性，使得其稳定发光。而 CRT 显示那样需要不断刷新亮点，容易让眼睛疲劳。TFT-LCD 通过背光模组中 LED 发光，电磁辐射小。而 CRT 采用荧光粉作为显示材料，当电子撞击荧光粉时，瞬间能产生强大的电磁辐射^[1]。TFT-LCD 的消耗在其内部的电极和驱动 IC 功耗上，耗电量较低。而 CRT 中耗电量高。所以，TFT-LCD 相对 CRT 有其优势。

TFT-LCD 工作原理如图 1.1 所示，由背光模组、偏光片、TFT & ITO 电极、液晶层、取向层、彩色滤光层组成。当背光模组的光束透过偏光片和玻璃基板时，到达 TFT & ITO 电极层，电极层详情如图 1.2 所示，它是由行扫描电极和列扫描电极阵列构成，每个单独的矩阵为一个像素电路单元，扫描电极对 TFT 像素电路施加的电压，会使得液晶会呈现并排或者不规则形状（即遮光和透光），再透过彩色滤光膜，呈现丰富的色彩^[2]。

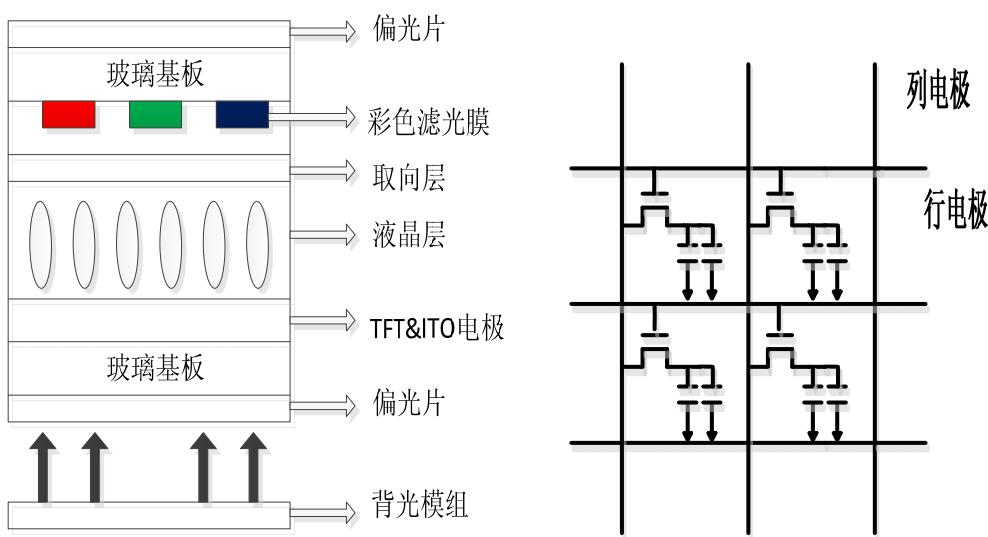


图 1.1 背光源光线穿透液晶面板示意图

图 1.2 TFT & ITO 层像素矩阵图

图 1.2 中的像素矩阵单元如图 1.3 所示，由 1 个 TFT 管(T_A)和存储电容(C_{ST})以及液晶电容(C_{LC})组成。依据行电极的大小控制 T_A 棚极的开启和关闭，开启

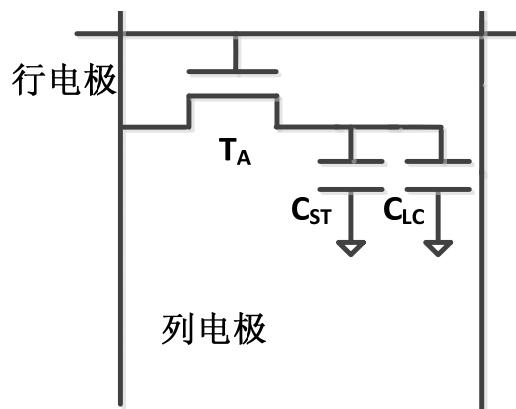


图 1.3 液晶显示像素电路单元

时，液晶显示的数据电压通过列电极传输到存储电容和液晶电容两端^[3]。

TFT-LCD 虽然相比 CRT 有它的优势，但是也有其不足之处。

第一，TFT-LCD 液晶显示随着屏幕的大尺寸，功耗将偏高，因为液晶显示屏本身不发光，而需要借助背光板实现发光。而通常背光板的功耗占总功耗的 60% 以上，因此大尺寸的液晶显示，背光板的功耗将制约其发展。且由于液晶是一种介于固体与液体之间，具有规则性分子排列的有机化合物，在电场的作用下，旋转排列，控制透光度，产生明暗，调节每个像素点，来构成所需图像，因此制造的良品率低。

第二，响应时间慢。液晶显示通过电压控制液晶的偏转角度，从而实现不同亮度的变化，而液晶偏转需要一定的时间，当在低温环境，液晶受到温度影响，偏转更加缓慢。

第三，对比度低。对比度指的是屏幕显示的最大亮度与最小亮度的比值。因为液晶显示背光板无法全部关闭，即使在显示最暗的亮度，也存在背光板漏光的现象。这就限制了液晶显示向宽色域，高对比度的显示发展。

第四，穿透率低。当背光板的光，经过图 1.1 TFT-LCD 液晶显示的结构时，最终透过上偏光片的光只有初始光源的 6%，大部分的光被液晶各层结构所阻挡，光的发光效率低。

然而新一代的 AMOLED 能够克服 TFT-LCD 的缺点，同时能实现自发光、宽色域、更轻薄、可折叠型的特点^[4-7]。AMOLED 面板的结构如图 1.4 所示，它是自发光结构，不需要背光板和液晶层，所以体积可以更加轻薄。TFT & ITO 层像素矩阵如图 1.5 所示。

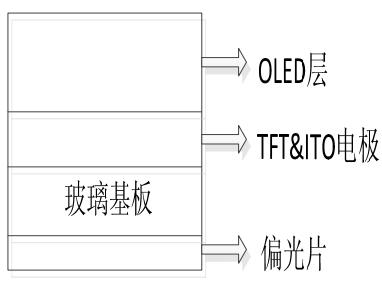


图 1.4 AMOLED 面板示意图

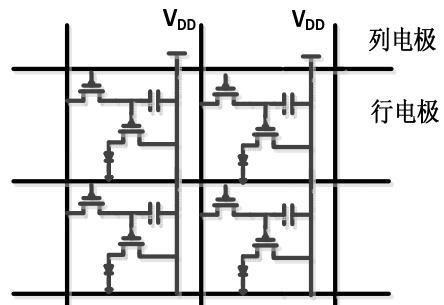


图 1.5 TFT & ITO 层像素矩阵图

AMOLED 显示像素电路单元如图 1.6 所示，由一个储存电容 (C) 和一个开关 TFT 管 (T) 和驱动管 (TD) 构成，当有数据电压输入时，直接驱动 OLED 并存储一个驱动电压在存储电容里，而停止数据电压输入时，通过存储电容放电来驱动 OLED^[8]。

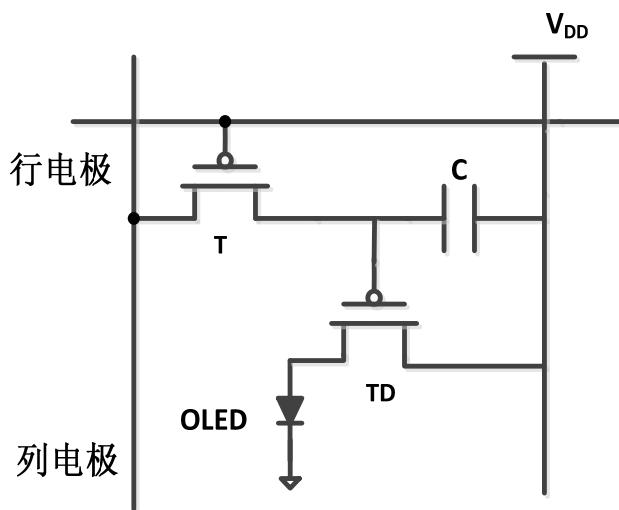


图 1.6 AMOLED 显示像素电路单元

由图 1.6 可知，AMOLED 像素单元主要由 OLED 和 TFT 器件组成。下面先对 OLED 进行介绍。OLED 器件的结构如图 1.7 所示，器件从上到下分为七层：玻璃基板、纳米铟锡氧化物 (Indium Tin Oxides , ITO) 阳极、空穴注入层 (Hole Injection Layer , HIL)、空穴传输层 (Hole Transporting Layer, HTL)、发光层 (Emissive Layer, EML)、电子传输层 (Electron Transporting Layer, ETL)、电子注入层 (Electron Injection Layer, EIL)、金属阴极。OLED 的发光原理类似于 LED，需要经历一个电磷光的过程，主要的过程为：电子与空穴的注入、载流子的迁移、载流子的复合、激发态能量通过辐射跃迁产生光子，释放出能量。OLED 发光的颜色与发光层的有机材料密切相关，发光亮度与 OLED 的两端电流大小有关^[9]。

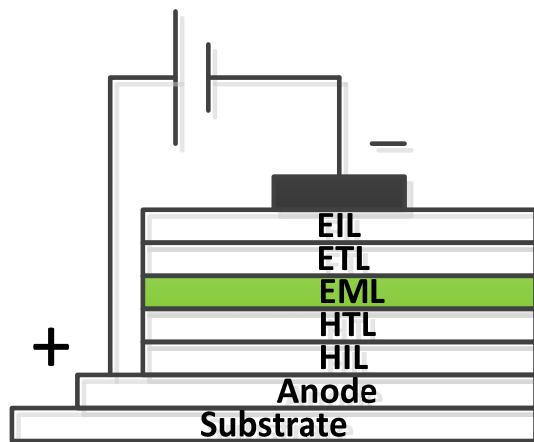


图 1.7 OLED 器件的结构示意图

20世纪60年代，美国纽约大学的Pope等人，在OLED的发光层采用单晶蒽作为材料，实现了器件的发光，但是器件的驱动电压高达400V以上，且发光亮度微弱^[10]。

1987年，美国Kodak公司的Tang.C.W等人采用超薄膜技术，用用8-Alq3作为发光层，得到了直流电压(约10V)驱动下，高亮度(1000 cd/cm²)，高效率(1.51 m/W)双层有机电致发光器件。由于它是由小分子有机物构成的，称其为小分子有机电致发光，从而揭开了有机发光显示器研究热潮的序幕^[11]。

2017年，AMOLED生产巨头三星公司，向苹果公司提供1亿片5.5英寸AMOLED显示面板，主要用于苹果生产iPhone 8。2017年，京东方第6代柔性RGB OLED生产线B11在绵阳建造，B12产线在重庆建造，产能在每月3万块到4.5万块基板^[12]。2019年，华为mate X和三星Galaxy Fold等折叠屏手机，掀起了对AMOLED显示屏的研究的风暴。

下面，对TFT管进行分析。TFT技术可以分为分为非晶硅、低温多晶硅、氧化物、有机半导体四种。非晶硅的薄膜中硅粒很小且晶粒结构是随机的，另外非晶硅的迁移率较低($0.3\text{--}1 \text{ cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$)，屏幕的分辨率和相应速度将受到限制，同时需要较大面积的非晶硅材料，才能提供足够的OLED的电流，由于晶体管占用的像素面积较大，光线将阻挡到AMOLED屏幕，使孔径比减小。所以非晶硅不适合做高分辨率和大尺寸的显示面板。

非晶硅相比，多晶硅的迁移率可以达到 $50\text{--}100 \text{ cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$ ，单元像素提供更

大的开态电流以缩短充电时间，提高像素单元的响应速度，有利于实现高的分辨率。同时它可以把其他驱动电路制作到玻璃基板上，实现了显示系统在玻璃的集成，节省空间，节约成本。

金属氧化物以铟镓锌氧化物为代表，该技术能够缩小晶体管尺寸，它的载流子迁移率是非晶硅的 20–50 倍，提高了 TFT 对像素电极的充放电速率，以实现更快的刷新率，同时更快的响应时间也大大提高了像素的行扫描速率，使得超高分辨率成为现实。

有机薄膜半导体与传统的无机半导体有一定的相似性，在载流子迁移率和能隙方面都存在类似点，它的制备可通过真空蒸镀，溶液旋涂、图案压印、喷墨打印等多种方法制成。同时有机半导体工艺简单，成本廉价，可以实现柔性，低温处理等特点。但是与传统的硅器件相比有机电子器件的迁移率较低，只有 $5\text{--}10 \text{ cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$ ，低于非晶硅材料特性。另一个不足之处是有机材料使用寿命较短，可靠性差不稳定^[13]。如表 1.1 比较了不同材料的各项特性。

因为多晶硅相对稳定，能够做成 N 型和 P 型 TFT 管，在实际应用中更加广泛，本文采用的是多晶硅 TFT 管模型。

表 1.1 不同 TFT 材料的属性

AMOLED	非晶硅 TFT	多晶硅 TFT	氧化物 TFT	有机 TFT
半导体	非晶硅	多晶硅	铟镓锌氧化物	有机半导体
均匀性	好	一般	好	一般
稳定性	差	好	一般	一般
迁移率	$1 \text{ cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$	$\sim 100 \text{ cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$	$>10 \text{ cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$	$<10 \text{ cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$
TFT 类型	NMOS	PMOS,NMOS	NMOS	NMOS
产量	低	高	低	低

虽然多晶硅 TFT 相比其他三种材料稳定，但受到多晶硅薄膜的不均匀性和 TFT 长时间工作下的电学应力的影响，使得 TFT 的电学特性也会出现不均匀性。如图 1.8 和图 1.9 所示，这种不均匀性表现为驱动管阈值电压和迁移率的变化。

多晶硅 TFT 管和 MOS 管的阈值电压随应力时间的变化曲线如图 1.8 所示^[14]。图中点线 (a) 为多晶硅材料，随着应力时间的增加，TFT 管的阈值在变大。阈

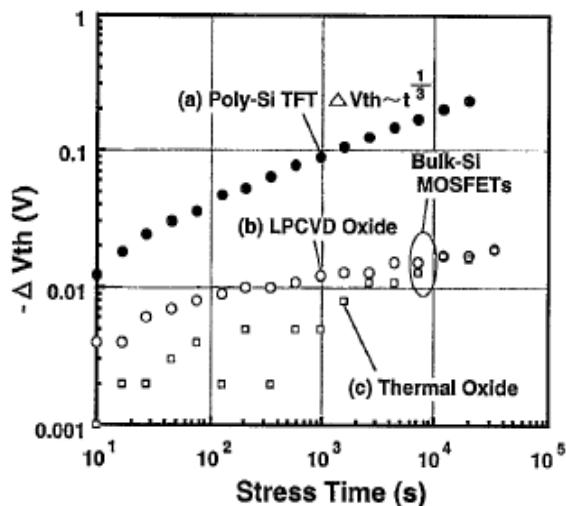


图 1.8 阈值电压随应力时间的变化

值电压变化，使得驱动电流变化，最终导致 OLED 亮度的出现不均匀性问题。

多晶硅 TFT 管的迁移率随应力时间的变化曲线如图 1.9 所示^[15]，随着应力时间的增加，TFT 的迁移率值会下降趋势。因此需要设计合适的像素电路补偿阈值电压和迁移率的变化。

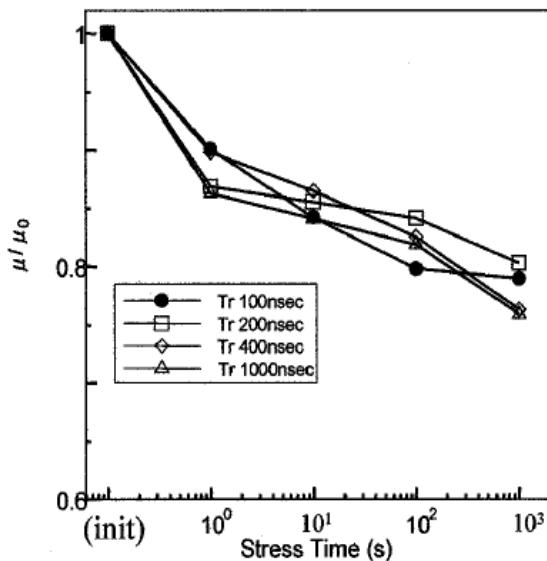


图 1.9 迁移率随应力时间的变化

1.2 像素电路设计的国内外研究现状

1.2.1 传统 2T1C 像素电路

AMOLED 传统 2T1C 像素基本结构如图 1.10 所示，由 2 个 P 型 TFT 管（TP、TD）、1 个电容（Cs）以及 OLED 组成。其中，TP 为开关管，TD 指的是驱动管，Cs 指的是存储电容。这是像素电路的最简单结构，在 Vdata 端加入数据电压，

TP 输入低电压，数据电压将流入驱动管的栅极，驱动管控制 OLED 的电流，电流的大小决定发光亮度的大小，它们直接是正比关系。

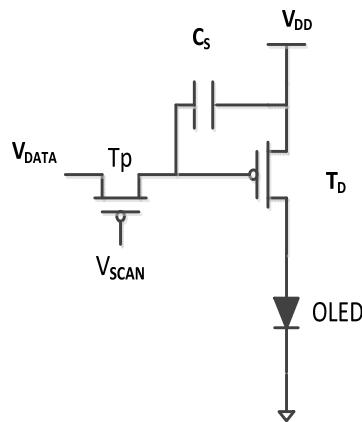


图 1.10 传统 2T1C 电路

以图 1.10 为例，该像素电路工作可以分为两个阶段：第一阶段为数据输入阶段，另一阶段为发光阶段。当在数据输入阶段时，给 TP 输入低电压，P 管在低电压时导通，此时 VDATA 对电容 Cs 进行充电，当驱动管的栅极电压等于 VDD，充电结束。在进入发光阶段时，此时 VSCAN 输入高电压，则 TP 关闭，电容开始放电，让 TD 工作在饱和区，使 OLED 发光，直到下个周期的数据输入阶段，新的数据电压到达栅极，发光阶段的 OLED 电流为：

$$I_{OLED} = \frac{1}{2} \mu_p C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) (V_{SG} - |V_{TH-TD}|)^2 \dots \quad (1.1)$$

其中， μ_p 表示驱动管沟道的迁移率， C_{ox} 表示单位面积的栅氧化层电容， $\left(\frac{W}{L}\right)$ 为 T_D

沟道的宽长比， V_{SG} 表示 T_D 管的源栅电压差， $|V_{TH-TD}|$ 表示 T_D 管的阈值电压。

由上式 (1.1) 可知，发光阶段 OLED 的电流大小与 T_D 管的阈值电压，以及迁移率密切相关，如果两者发生变化，必将导致显示屏亮度非均匀性问题。因此，需要研究具有补偿阈值电压和迁移率的像素电路。

1.2.2 补偿阈值电压像素电路

1998 年，Dawson R M A 等人提出了一种 4T2C 的电压编程型的像素补偿电路^[16]，该像素电路可以补偿驱动 TFT 的阈值电压的变化，且 OLED 的电流不会受到 OLED 器件退化的影响，可以使得 OLED 发光更加均匀。

2000 年, He Y 等人提出了一种电流编程型像素电路^[17], 采用电流源结构, 补偿了阈值电压的变化, 实现了电流的稳定, 但是在低灰度级时, 电路的充电时间较长, 从而影响电路的分辨率。2003 年, Goh J C 提出一种 4T1C 像素电路^[18], 运用电压源的原理, 在 10000h 内对栅极加应力偏置, 电流变化 6% 左右。但该电路的控制线较多, 造成电路孔径比较小。2004 年, Jung S H 提出了一种电压调制的 5T1C 像素电路^[19], 该电路采用了 TFT 管的二级管连接, 数据线较少, 电路的孔径比高。但是电路要求驱动管和开关管的参数一致, 对工艺要求高。2005 年, Lin Y C 提出一种电流编程型像素电路^[20], 与传统的电流镜不同的是, 该电路运用了电容级联的方式, 对阈值电压进行了补偿, 但存在器件的几何尺寸和温度问题, 影响其在高分辨率电路的使用。

2006 年, Chaji G R 等人提出一种恒流电压编程像素电路^[21], 与传统 2T1C 电路比较, 阈值电压变化得到补偿, 驱动电流稳定。但是编程周期的时间直接影响驱动电流的大小。2007 年, Shin A 等人提出一种电流驱动 5T1C 像素电路^[22], 驱动电路只与数据电流和 TFT 的宽长比相关, 但是控制线和时序复杂, 孔径比低。同年, Lin C L 等人提出一种新型的电压编程型像素电路^[23], 包含有 3T1C 电路, 控制信号简单, 在 OLED 阳极增加二极管连接的电流源偏置模型, 在整个数据范围内, 实现了电路的电流非均匀性低于 2%。但是需要电流源结构, 增加了电路的复杂程度, 不便于实现量产。2008 年, Chaji G R 等人提出一种 3T1C 的像素电路^[24], 能实现对阈值电压的补偿, 但是需要外部驱动电路, 增加了电路的复杂性。2008 年, Liu P T 等人提出 5T1C 电压编程像素电路^[25], 驱动电流只与数据电压相关, 但由于寄生电容的影响, 该电路对数据电压和电容的参数选择需谨慎考虑。2010 年, Fan C L 等人提出一种 5T2C 像素电路^[26], 电路时序被划分为四个阶段, 对阈值电压和 OLED 退化进行了有效补偿, 使 OLED 的阳极电压错误率降低至小于 1%。2012 年, Pappas I 等人提出 5T1C 电流编程像素电路^[27], 需要增加额外的电流偏置线, 控制线多。2013 年, Kohno T 等人提出一种新型 2T1C 像素电路^[28], 与传统 2T1C 相比, 增加了外围电路检测驱动管源级电压, 这导致电路的复杂度增加, 功耗变大。同年, Lin C L 提出一种 3T2C 的电压编程型像素电路^[29], 对于电路中的寄生电容和电阻进行了分析, 实现了阈值电压变化的补偿, 但是该电路需要两个电源供电, 且两者电压值参数相近但不相同, 对电源提出了

足够高的要求。

2014年, Lin C L等人提出一种简单的2T1C电压编程像素电路^[30], 结构简单, 数据电压和电源线共用, 但是时序复杂, 不利于在平板和大屏显示中使用。2015年, Lin C L等人提出了一种IGZO的TFT组成的3T1C像素电路^[31], 对于正和负阈值的TFT管, 该电路都能实现阈值电压的补偿。2016年, Wang M X等人提出一种适用于3D显示的电压编程型像素电路^[32], 该电路结构相对简单, 但是需要外围电路来驱动, 增加了电路的复杂程度。

虽然, 解决阈值电压的问题, 很多像素电路都进行了深入分析和结构设计, 但是迁移率的问题也是影响OLED电流稳定性的重要因素。

1.2.3 补偿阈值电压和迁移率像素电路

2004年, Lee J H等人提出一种电流编程像素电路^[33], 该电路时序简单, 但是电流编程型像素电路充放电时间较长, 可能会导致数据写入不充分, 影响正常显示。2006年, Yamamoto T等人提出一种电压编程型补偿迁移阈值电压和迁移率的电路^[34], 虽然它的电路能实现量产, 但是时序较复杂, 成本较高。2007年, Safavian N等人提出4T1C电流编程像素电路^[35], 需要外部传感器, 增加了电路的复杂性。2009年, In H J等人提出一种电流编程型4T1C像素电路^[36], 但电路需要外部电路来实现对阈值电压和迁移率变化的补偿, 且在低灰度时, 电路的充电时间较长。

2010年, Park Y J等人提出一种电压编程像素电路^[37], 该电路运用OLED模型中的固有电容, 增加了迁移率补偿周期, 实现了电路阈值电压和迁移率的补偿, 但该电路对电容的值有一定要求, 不利于实现量产和高分辨率。2012年, Onoyama Y等人提出一种2T2C补偿阈值电压和迁移率的电路^[38], 结构相对简单, 但是对迁移率的补偿需要增加时序阶段, 且对迁移率的电压变化量值没做详细研究。2013年, Kang C K等人提出了3T1C的像素电路^[39], 该该电路通过在驱动管下面增加开关管, 调整开关管的电压大小, 实现了阈值电压和迁移率补偿, 但是对于开关管需要控制好工作状态。

之后, 有人提出不必增加迁移率补偿阶段的方法。2014年, Song S J等人提出一种将迁移率的变化转换为栅极的电压的像素电路^[40], 来减少电流的误差率, 同时该电路对N型和P型TFT都适用。但是该电路需要外围电路来驱动,

电路复杂。同年, Kim Y 等人提出一种 6T1C 补偿阈值电压和迁移率像素电路^[41], 采用开关管的镜像结构, 把迁移率的变化转化为栅源电压的变化, 并没有对迁移率的变化量做深入分析。2015 年, Liao C 等人提出一种 IGZO TFT 管的像素电路^[42]、该电路构建了驱动管的镜像, 电路结构简单, 但是整个周期数据段都有数据到电容一段, 电路功耗较大。同年, Lin C L 等人提出一种 5T2C 像素电路^[43], 把迁移率的变化转化为栅极电位电位的变化。2016 年, Liao Z Q 等人提出一种控制线简单的像素电路^[44]。2018 年, Wu J X 等人 6T2C 的像素电路^[45], 能实现对阈值电压和迁移率的补偿, 但是电路的孔径比低, 且迁移率的补偿效果不理想, 达到了 10% 的变化。2018 年, Wu S P 等人提出一种 5T2C 的像素电路^[46], 通过在发光阶段引入 OLED 阳极电压的变化, 来表示迁移率的变化。但是, 该迁移率的变化电压值难以直接计算出来。之后, Yi 又提出一种 5T2C 的驱动管二极管连接结构的像素电路^[47], 该电路控制线少, 时序简单。但是从仿真数据看, 该电路的阈值电压补偿不够理想。2014 年, Ho C H 提出一种 8T2C 的电压编程像素电路, 采用了调整时序的方法, 实现了阈值电压和迁移率的补偿^[48]。在文献[43]和[48]中, 都是通过改变数据输入阶段时序的方法, 不需要增加迁移率补偿阶段, 也不增加额外的数据控制线, 实现了迁移率的补偿。

1.3 电路设计中的主要问题

针对 AMOLED 的显示亮度不均匀性问题, 早期人们设计了各种补偿阈值电压电路, 来达到稳定电流, 实现亮度均匀性的效果。其中大致可以分为二类: 电流编程型像素电路和电压编程型像素电路。因为电流编程型电路, 在输入低灰度级数据时, 电容的充电时间较长, 不利于高分辨率, 高性能的显示屏使用。所以, 在设计和应用中, 电压编程型成为一种主流技术。但仅仅补偿阈值电压是不够的, 需要更加深入的研究。

根据人们对晶体管的进一步分析和像素电路的实际应用中的问题, 驱动管的迁移率, 也是影响显示屏亮度不均匀性的重要因素。迁移率的问题先在电流编程型像素电路研究, 但由于其本身的缺点, 电压编程型像素电路逐渐取代电流编程型像素电路。在电压编程型像素电路中, 大致也分为两类电路来补偿阈值电压和迁移率的变化, 一类为在时序中增加迁移率补偿阶段方法, 这种方法增加了时序的复杂程度。另一类为不增加迁移率补偿时序阶段的方法: 一种为通过在数据输

入阶段，把迁移率的变化量转化为栅源电压的变化，实现补偿的目标；另一种为改变数据输入阶段的时序，来达到补偿效果，还有引入 OLED 阳极电压概念等方法。

值得注意的是，在文献[43]中电路采用了 N-P 混合型像素电路来补偿阈值电压和迁移率，但是它需要 8 个 TFT，这增加了电路的复杂程度，减小了孔径比。而文献[48]中，该电路结构为 5T2C，电路较简单，但是对于迁移率的具体数值变化未做深入研究。虽然解决的阈值电压和迁移率方法各种各样，但是在像素电路中，并没有一种适用于既适合 P 型，又适合 N 型，以及 N-P 混合型的方法。

1.4 本文的主要内容及结构

AMOLED 虽然拥有高对比度、宽视角、柔性可折叠等特点，但是对于量产高性能，高分辨率，大尺寸的屏幕仍然存在技术难度，主要受到 TFT 管电学性质和非稳定性等因素影响，而这些因素主要表现为驱动管阈值电压和迁移率的变化。因此，研究如何补偿阈值电压和迁移率变化的像素电路，对于推动 AMOLED 的发展有举足轻重的作用。本文针对 AMOLED 亮度显示的不均匀性问题，通过调整数据输入阶段时序，提出一种适合 P 型、N-P 型，N 型 TFT 像素电路的方法，能有效的实现阈值电压和迁移率变化的补偿，且对迁移率的变化做了详细理论分析。

论文的结构安排如下：

第一章 绪论，阐述了显示技术的发展，重点分析了 AMOLED 显示技术的原理和发展，并对 AMOLED 显示技术中像素电路进行分析，发现 TFT 管存在阈值电压和迁移率变化的问题。因此，需要设计合适的像素电路来补偿。

第二章 设计全 P 型 6T2C 像素电路，电路对驱动管的阈值电压和迁移率变化实现了补偿。阐述了电路进行工作原理，经过理论分析和仿真验证，像素电路能稳定驱动电流。

第三章 设计 N-P 混合型 5T2C 像素电路，分析了电路进行补偿阈值电压和迁移率变化的原理，实现了像素电路发光亮度的均匀性。

第四章 设计全 N 型 5T2C 像素电路，电路采用二极管连接的方式，达到阈值电压变化的补偿，通过对数据输入阶段的时序调整，实现迁移率变化的补偿。同

时，通过仿真把设计的像素电路性能与传统 2T1C 电路对比，结果表明该像素电路，能很好地补偿阈值电压和迁移率的变化。

第五章 总结全文，展望未来的工作。

第2章 全P型6T2C像素电路设计

2.1 像素电路结构与原理

针对传统电路2T1C阈值电压和迁移率变化的问题，本节提出一种补偿阈值电压和迁移率变化的全P型6T2C的像素电路。其中，对迁移率的变化量，进行理论推导，能让迁移率得到更加精确补偿，经过仿真验证，该电路能补偿阈值电压和迁移率的变化。

2.1.1 像素电路结构

本节提出的全P型6T2C电压编程型像素电路结构如下图2.1(a)图所示。该电路由1个驱动管TD，5个开关管(T1-T5)和两个电容(C1和C2)组成。其中T2、T3和T4开关管，共用一条SCAN2控制线。 V_{DD} 、 V_{DATA} 、 V_{SS} 分别表示电源线，电压数据线和接地线。电路工作时序如图2.1(b)图所示，可分为4个阶段：(I) 初始化阶段，(II) 补偿阶段，(III) 数据输入阶段，(IV) 发光阶段。

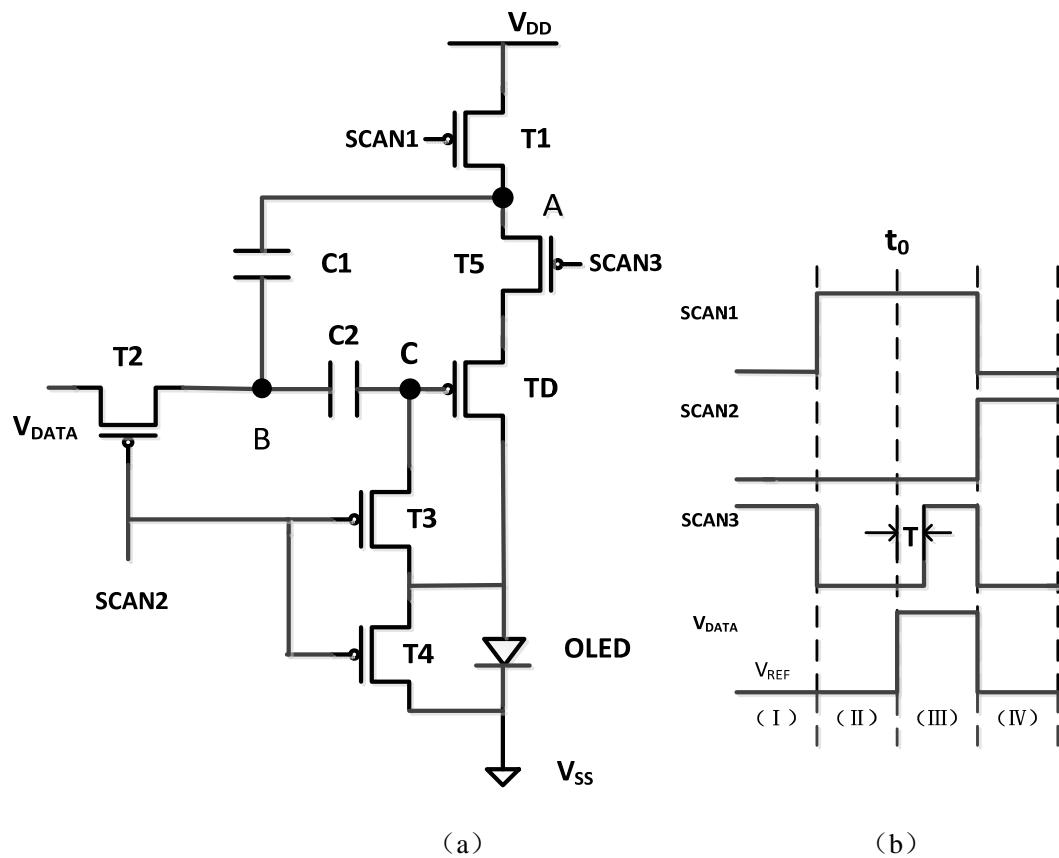


图2.1 (a) 6T2C像素电路结构图 (b) 时序图

该电路的主要特征：通过共用控制线，有效的减少时序冗多的问题，提高了电路的孔径比，通过调整数据输入阶段时序，实现了驱动管的迁移率与阈值电压补偿。下面介绍像素电路的具体工作过程和原理。

2.1.2 像素电路原理

(I) 初始化阶段：SCAN1 和 SCAN2 为低电平，SCAN3 为高电平， V_{DATA} 为低电平。此时，T1、T2、T3 和 T4 都导通，T5 截止。因此，A 点电位会上升到高电位，B 点由于 T2 的导通， V_{REF} 的电位通过 T2 直接施加 B 点，使得 B 点电位为 V_{REF} 。而 C 点电位，为 V_{ss} 。前一帧的 C1 和 C2 的电压，通过初始化阶段，都被充电到特定值。图 2.2 为初始化阶段电路图，TD 管截止，OLED 被短路，所以此阶段不发光。

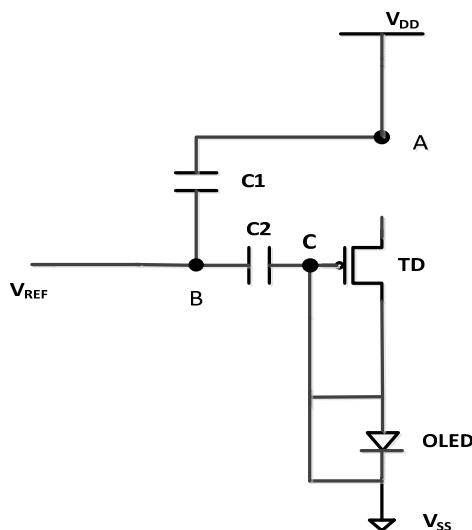


图 2.2 初始阶段电路

(II) 补偿阶段：SCAN1 和 SCAN3 都变为高电平，而 SCAN2 和 SCAN4 继续保持低电平。因为，SCAN2 和 SCAN4 继续保持低电平，所以 B 点和 C 点的电位可以表示为：

$$V_B = V_{REF} \dots \dots \dots \quad (2.1)$$

$$V_C = V_{ss} \dots \dots \dots \quad (2.2)$$

而 A 点，之前为高电位，此阶段电荷通过驱动管 TD 源极放电，在放电过程结束时，最终 A 点电位可以表示为：

$$V_A = |V_{TH}| + V_{ss} \dots \dots \dots (2.3)$$

其中 V_{TH} 为驱动管 TD 的阈值电压。图 2.3 为补偿阶段电路，A 点为高电位，通过 TD 开始放电，而 TD 棚极 C 点保持原电位，A 点电位被放到特定值。

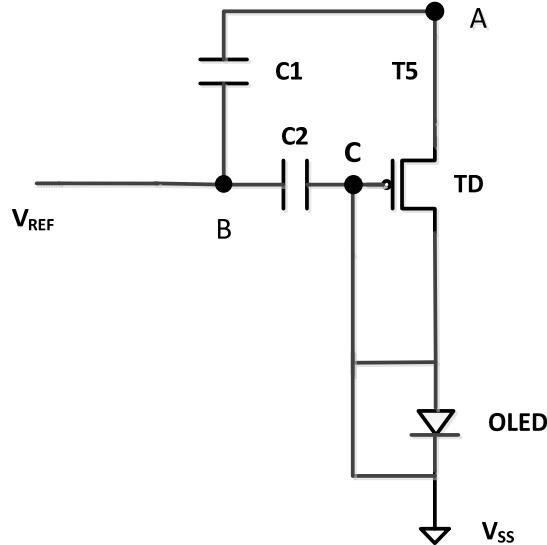


图 2.3 补偿阶段电路

(III) 数据输入阶段：SCAN1 和 SCAN2 保持不变，SCAN3 首先为低电平，维持时间 T 之后，变为高电平。 V_{DATA} 变为高电平。此时，C 点的电位仍然为 V_{ss} 。TD 的栅源电压为：

$$V_{SG} = V_A - V_C = V_A - V_{ss} \dots \dots \dots (2.4)$$

当 V_{DATA} 从低电平 V_{REF} 变成高电平 V_{DATA} 的瞬间（定义为 $t = t_0$ ），根据电容两端电压不突变的原理，A 点会与前式增加一个电压增量，A 点的电位为：

$$V_A(t = t_0) = |V_{TH}| + V_{ss} + V_{DATA} - V_{REF} \dots \dots \dots (2.5)$$

把式 (2.5) 代入式 (2.4)，得：

$$V_{SG}(t = t_0) = |V_{TH}| + V_{DATA} - V_{REF} \dots \dots \dots (2.6)$$

SCAN3 维持低电平 T 之后，变为高电平，此刻（定义为 $t = t_0 + T$ ），A 点电位下降到：

$$V_A(t = t_0 + T) = |V_{TH}| + V_{ss} + V_{DATA} - V_{REF} - \Delta V_\mu \dots \dots \dots (2.7)$$

其中 ΔV_μ 表示 A 点电位下降的幅度。

把式 (2.7) 代入式 (2.4) 得:

$$V_{SG}(t = t_0 + T) = |V_{TH}| + V_{DATA} - V_{REF} - \Delta V_\mu \cdots \cdots (2.8)$$

由式 (2.5) 和 (2.7)、式 (2.6) 和 (2.8)，得:

$$-\Delta V_\mu = V_A(t = t_0 + T) - V_A(t = t_0) = V_{SG}(t = t_0 + T) - V_{SG}(t = t_0) \cdots \cdots (2.9)$$

下面对 ΔV_μ 进行分析。当 $t_0 < t \leq t_0 + T$ 时，由 C1 和 TD 组成闭合回路，基于电路原理，得:

$$C_1 \frac{dV_{SG}}{dt} + \frac{k}{2} (V_{SG} - |V_{TH}|)^2 = 0 \cdots \cdots \cdots \cdots \cdots \cdots (2.10)$$

$$k = \mu C_{ox} W / L \cdots \cdots \cdots \cdots \cdots \cdots (2.11)$$

其中， μ 为 TD 迁移率， C_{ox} 为栅氧层电容， W 和 L 分别为 TD 的沟道宽度和长度。

$$V_{SG} = Z + |V_{TH}| \cdots \cdots \cdots \cdots \cdots \cdots (2.12)$$

把式 (2.12) 代入式 (2.10) 得:

$$V_{SG}^t = \frac{-k}{2C_1} Z^2 \cdots \cdots \cdots \cdots \cdots \cdots (2.13)$$

令 $P = \frac{1}{Z}$ ，对等式两边求导可得:

$$Z' = -Z^2 P' \cdots \cdots \cdots \cdots \cdots \cdots (2.14)$$

把上式代入式 (2.13) 得:

$$-Z^2 P' = \frac{-k}{2C_1} Z^2 \cdots \cdots \cdots \cdots \cdots \cdots (2.15)$$

解得:

$$P = \frac{k}{2C_1} t + Q \cdots \cdots \cdots \cdots \cdots \cdots (2.16)$$

其中 Q 为常数。

式 (2.14) 和式 (2.16) 得 :

$$Z = \frac{1}{\frac{k}{2C_1}t + Q} \quad (2.17)$$

把 $t = t_0$ 代入式 (2.17) :

$$Z = \frac{1}{\frac{k}{2C_1}t_0 + Q} \quad (2.18)$$

把式 (2.18) 代入式 (2.12) 得:

$$V_{SG}(t = t_0) = \frac{1}{\frac{k}{2C_1}t_0 + Q} + |V_{TH}| \quad (2.19)$$

式 (2.18) 与式 (2.6) 进行对比, 得到 Q 的值为:

$$Q = -\frac{k}{2C_1}t_0 + \frac{1}{V_{data} - V_{REF}} \quad (2.20)$$

把 $t = t_0 + T$ 代入式 (2.19) 得:

$$V_{SG}(t = t_0 + T) = \frac{1}{\frac{k}{2C_1}T + V_{data} - V_{REF}} + |V_{TH}| \quad (2.21)$$

把式 (2.6) 和式 (2.21) 代入式 (2.9), 得到 ΔV_μ 的值为:

$$\Delta V_\mu = V_{DATA} - V_{REF} - \frac{1}{\frac{k}{2C_1}T + V_{data} - V_{REF}} \quad (2.22)$$

当 $t > t_0 + T$ 时, 电路处于稳态, C_1 两端电压会维持在 $V_{SG}(t = t_0 + T)$, 不会发生变化。图 2.4 为数据输入阶段电路, 其中 SCAN3 在此阶段, 先为低电平导通, 之后为高电位关闭。

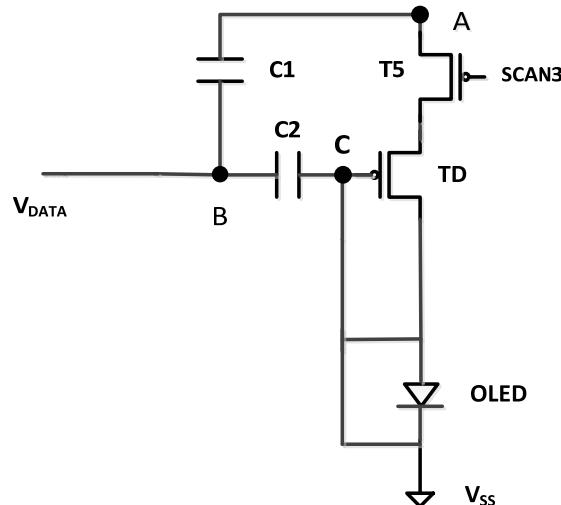


图 2.4 数据输入阶段电路

(IV) 发光阶段: SCAN1、SCAN3 和 V_{DATA} 变为低电平, SCAN2 为高电平。T1、T3 和 TD 导通, 此时 TD 工作在饱和区, 驱动 OLED 发光, 此时 OLED 处于导通状态。驱动电流为:

$$I_{OLED} = \frac{k}{2} (V_{SG} - |V_{TH}|)^2 = \frac{k}{2} (V_A - V_C - |V_{TH}|)^2 \quad \dots\dots\dots (2.23)$$

此时, A 点的电位变为:

$$V_A = V_{DD} \quad \dots\dots\dots (2.24)$$

则 C 点的电位变为:

$$V_C = V_{ss} + V_{DD} - V_{ss} - |V_{TH}| - V_{DATA} + V_{REF} + \Delta V_\mu \quad \dots\dots\dots (2.25)$$

把式 (2.24) 和式 (2.25) 代入式 (2.23) 得:

$$I_{OLED} = \frac{k}{2} (V_{DATA} - V_{REF} - \Delta V_\mu)^2 \quad \dots\dots\dots (2.26)$$

最后, 把 ΔV_μ 的值代入上式得:

$$I_{OLED} = \frac{k}{2} \left(\frac{1}{\frac{k}{2C_1}T + \frac{1}{V_{data}-V_{REF}}} \right)^2 \quad \dots\dots\dots (2.27)$$

从式 (2.27) 中可以看出, k 同时出现在分子和分母中, 而由式 (2.11) 可知, k 与迁移率 μ 相关, 因此, 式 (2.27) 可以补偿迁移率的变化。图 2.5 为发光阶段的电路图, 此阶段 C1 和 C2 串联, 为 OLED 提供电压, 驱动 OLED 发光。

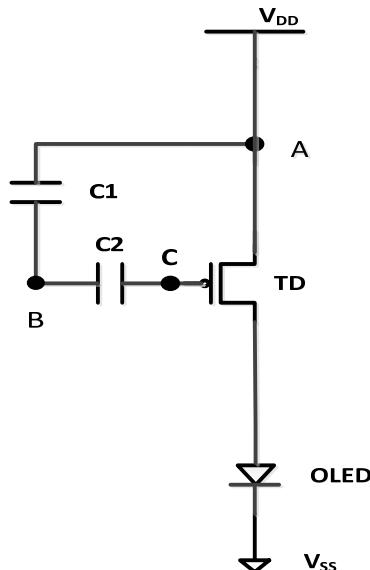


图 2.5 发光阶段电路

2.2 电路仿真与结果分析

2.2.1 电路仿真

电路仿真技术对当今电子器件的设计和验证具有重要意义。科技进一步发展到纳米级别，模拟新的和重要的物理效应以及减少器件的尺寸，是电路设计和验证者追求的目标。如果单方面从掩膜来制造电路，将加大电路的成本。因此从电子器件中提取其电学特性，用来模拟实际电路，把其转化为数学表达式，从中去解决电路问题。

现在在学术界和工业界大多采用的软件可以兼容 Spice，同时可以在 Windows 和 Unix 使用，兼容性强，对于输出和输入的格式也繁多，满足电路设计者的众多需求。

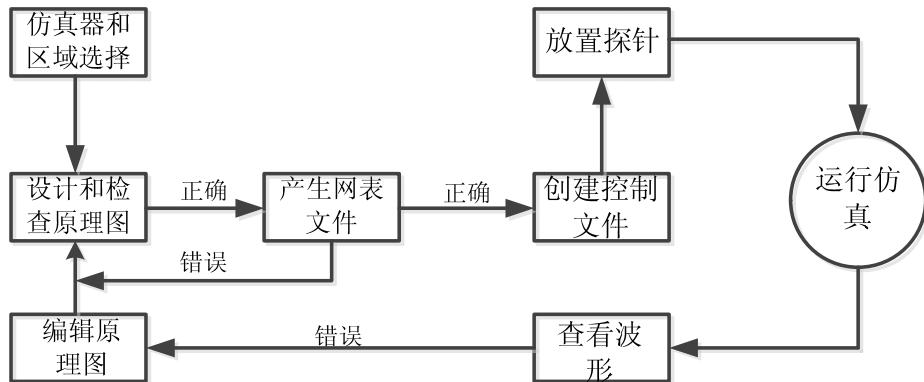


图 2.6 仿真设计流程图

如图 2.6 所示，第一步，选择仿真器和区域。新建工作区，添加需要的器件库，选择合适的仿真器。同时，在电路图中放置器件，编辑原理图。然后，检查原理图设计，如果检查错误，则返回原理图并作修改。如果没有错误，进行下一步。第二步，生成并查看网表。第三步，创建当前仿真器的控制文件。添加模型信息，指定电路分析条件。接下来，在原理图上放置标记探针，测量节点电压或电流。然后，运行仿真。最后，查看波形结果并进行后处理。

Spice 仿真中，多晶硅 TFT 仿真主要参数如表 2.1 所示：

表 2.1 多晶硅 TFT Spice 仿真主要参数

Tox	栅绝缘层厚度	rd	漏极电阻
Vt0	阈值电压	rs	源级电阻
Cgdo	寄生电容	Von	开启电压
Mu	迁移率	Vkink	翘曲电压

Spice 仿真软件中，不含有 OLED 模型，现在大多采用栅漏短接与电容的并联的方式模拟 OLED 的模型，如图 2.7 插图所示。

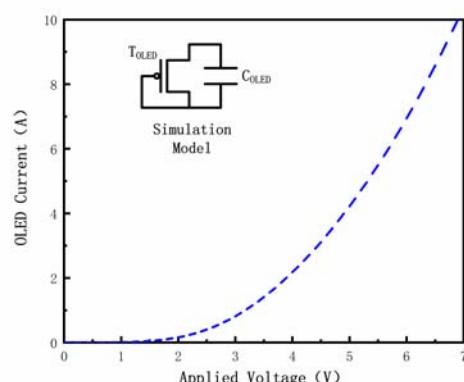


图 2.7 OLED 模型电流随电压的变化

如图 2.7 所示，为 OLED 模型电流随电压的变化，当 OLED 模型两端通入大于 2 V 的电压，OLED 开始出现导通电流。

本节对图 2.1 中的像素电路进行 Spice 仿真验证。如图 2.8 所示， V_{DD} 和 V_{ss} 由恒压源 V1 和 V5 控制，OLED 模型由 P 型晶体管 M5 和电容 C3 连接构成。图 2.9 分别是 SCAN1、SCAN2、SCAN3 的时序图。电路仿真时用到的参数如表 2.2 所示。

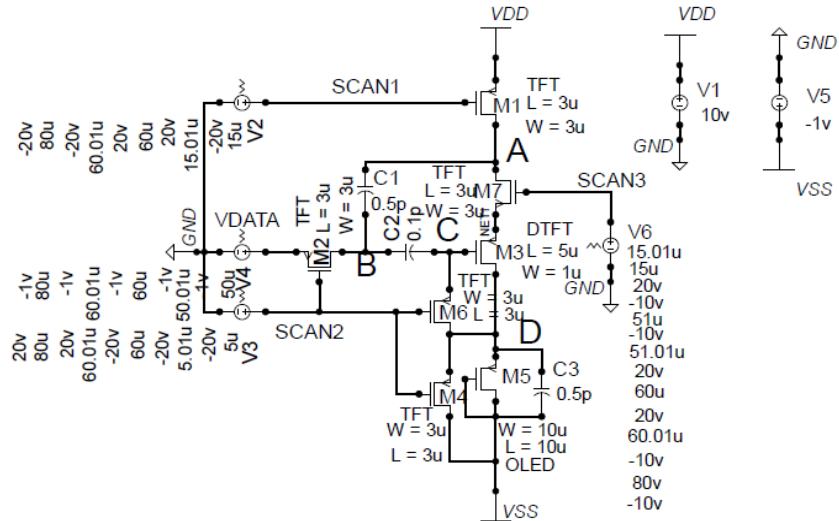


图 2.8 6T2C 像素电路仿真图

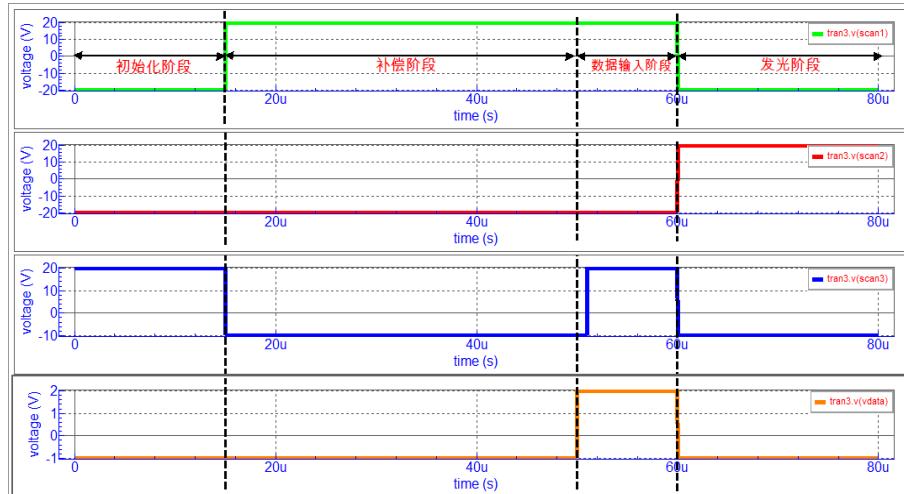


图 2.9 时序图

表 2.2 电路仿真时用到的参数

参数(单位)	值
SCAN1 (V)	-20~20
SCAN2 (V)	-20~20
SCAN3 (V)	-20~10
V _{DATA} (V)	-1~4
V _{DD} (V)	10
V _{TH} (V)	-1.5
(W/L) _{T1-T5} (um/um)	3/3
(W/L) _{TD} (um/um)	1/5
(W/L) _{TOLED} (um/um)	10/10
C ₁ (pF)	0.5
C ₂ (pF)	0.1
C _{OLED} (pF)	0.5

2.2.2 结果分析

当 $V_{DATA}=2$ V时， V_A 、 V_B 、 V_C 、 V_D 和 I_{OLED} 随时间的变化如图 2.10 所示。在(I) 初始化阶段，A 点被充电到 $V_{DD}=10$ V， $V_C=V_{SS}=-1$ V，仿真设置值 $V_{TH}=-1.5$ V， V_A 在(II) 阶段放电到 0.5 V 左右。(III) 数据输入阶段，初始 V_A 由于数据电压的增大，A 点电位瞬间上升，TD 管导通，A 点开始放电，然后开关管 T5 变为高电平，放电结束，A 点电位保持不变。(IV) 发光阶段，OLED 处于导通状态，此时产生 OLED 电流。该电路只在发光阶段发光，因此图像对比度高且功耗少。上述 V_A 、 V_B 、 V_C 、 V_D 和 I_{OLED} 随时间的变化结果和前面 2.1.2 节原理分析相符。

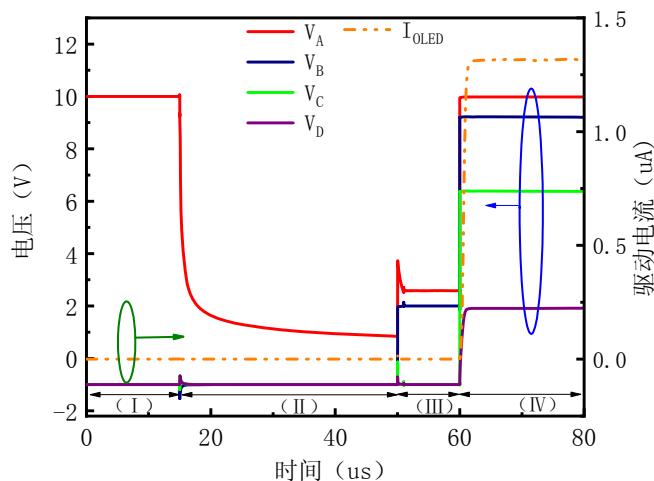
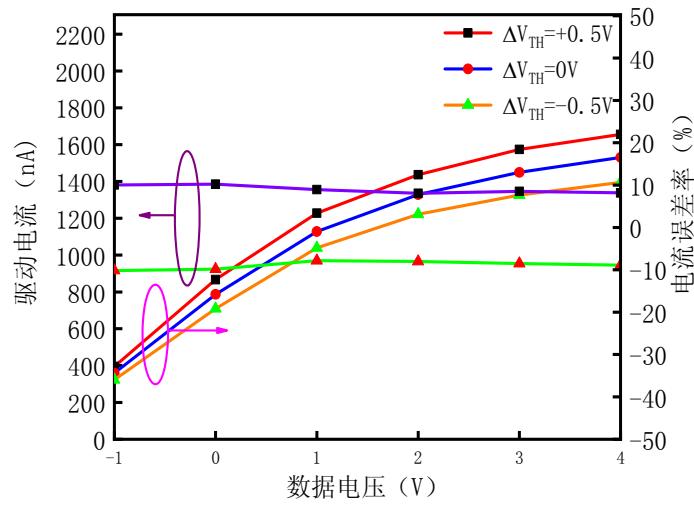


图 2.10 当 $V_{DATA}=2$ V时， V_A 、 V_B 、 V_C 、 V_D 和 I_{OLED} 随时间的变化

本文中的阈值电压的电流误差率定义为：电路阈值变化的电流与阈值不变的电流之差与阈值不变电流的比值，即：

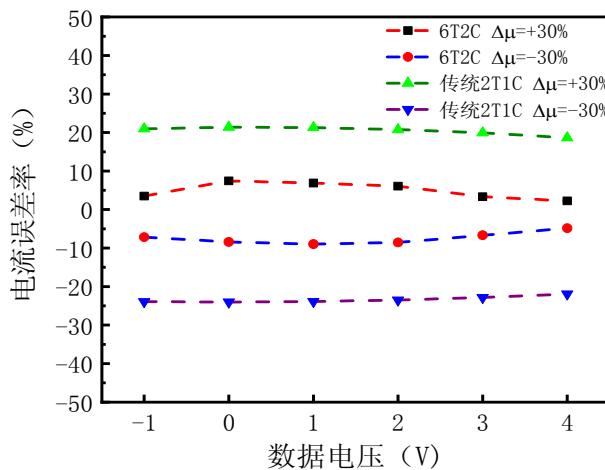
$$\text{阈值电压电流误差率} = \frac{I(\Delta V_{TH}=\pm 0.5V) - I(\Delta V_{TH}=0V)}{I(\Delta V_{TH}=0V)} \dots \dots \dots (2.28)$$

图 2.11 当 V_{TH} 变化时，驱动电流 I_{OLED} 随数据电压 V_{DATA} 的变化

当 V_{TH} 变化，驱动电流 I_{OLED} 随数据电压 V_{DATA} 的变化如图 2.11 所示。可以看出，随着数据电压增大，驱动电流增大。当 V_{TH} 变化 ± 0.5 V 时， I_{OLED} 变化约为 10%，表明该电路能对阈值电压漂移进行补偿。

对于像素电路，迁移率也是电路驱动电流稳定的重要考虑因素。本文对于迁移率的电流误差率定义为：

$$\text{迁移率电流误差率} = \frac{I(\Delta\mu = \pm 30\%) - I(\Delta\mu = 0\%)}{I(\Delta\mu = 0\%)} \quad (2.29)$$

图 2.12 当 μ 变化时，电流误差率随数据电压 V_{DATA} 的变化

当 μ 变化时，电流误差率随数据电压 V_{DATA} 的变化如图 2.12 所示。没有补偿功能的 2T1C 像素电路，电流误差率在 20%–25%，而新设计的 6T2C 电路，电流误差率在 2%–9%，误差率明显降低，所以该电路能有效补偿迁移率变化。

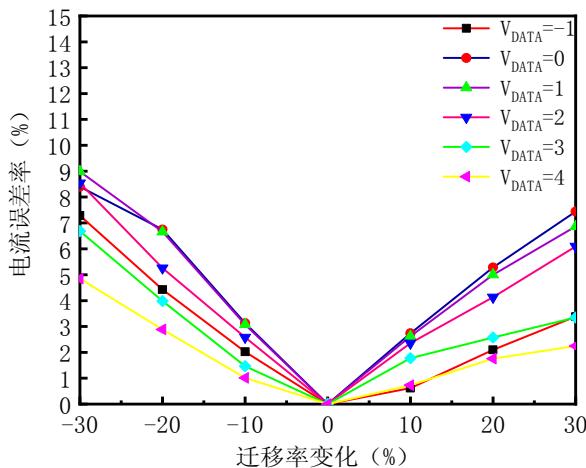


图 2.13 当 V_{DATA} 变化时，电流误差率随 μ 的变化

当 V_{DATA} 变化时，电流误差率随 μ 的变化如图 2.13 所示。此图纵坐标为电流误差率绝对值。注意到随迁移率变化的绝对值增加，电流的误差率也增加，在迁移率变化 30% 时，电流最大误差率为 9%。

2.3 版图设计

版图是指在集成电路反映的器件尺寸、类型和器件相互之间的位置，以及器件和器件之间的连接关系的图形，在不同的绘图层的构造展示。版图设计，是在集成电路设计和制造的桥梁，它的功能是把设计好的电路通过版图 EDA 工具放映到硅片进行生产。版图设计属于后端，而设计和验证属于前端，版图的质量的好坏直接影响电路的性能和面积大小，所以说作为一个集成电路设计者，不但要懂得电路和系统，更要了解工艺和制造，两者是相辅相成的。

版图设计的一般流程，可以分为下面步骤：第一步，把设计好的电路进行模块的划分。第二步，实现管间、门间、单元间的互连。第三步，确定晶体管宽长比，连接线的尺寸。第四步，按照版图设计规则的要求，进行器件的摆放。第五步，需要把分割的模块进行连接。第六步，版图进行验证，如设计规则检验、电气规则检查、版图与电路图一致性检验。

本文的版图设计软件，能实现在同一个窗口的版图设计、设计规则检查、网表提取、标准单元自动布局与连线工作等功能。下面对本文所用的 TFT 管和电容的模型版图，以及本节的像素电路版图进行设计。

(1) P型和N型TFT版图设计

TFT 管可以分为 P 型和 N 型两种，它们的版图大致是相同的，只有在部分的层两者有差距。TFT 管的版图主要包括两个互相垂直的矩形，他们两者是处在不同的层。下图 2.15 展示就是 P 型 TFT 的版图，P 型 TFT 版图面积最大矩形的为 N 阵层 (N Well)，绿色层为有源层 (Active)，紫色矩形为 P select 图层，垂直的红色矩形表示栅极多晶硅层 (Poly)，黑色表示的是源极和漏极层，蓝色的表示 Metal 图层。其中红色矩形和绿色有源层两者相互覆盖的部分，才是 TFT 管发挥作用位置。图 2.16 为 N 型 TFT 版图，其中最外层的蓝矩形为 N select 层。

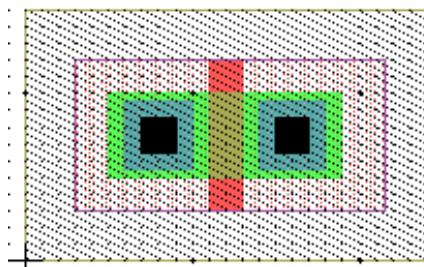


图 2.15 P 型 TFT 版图

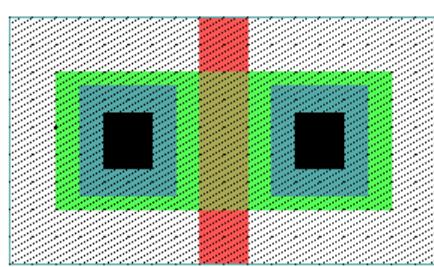


图 2.16 N 型 TFT 版图

(2) 电容模型版图设计

在本次设计中，采用的是双层的多晶硅电容器结构如图 2.17 中，作为像素电路的电容模型，上极板和下极板均采用多晶硅的材料，而中间可以加入栅氧化层作为绝缘介质。

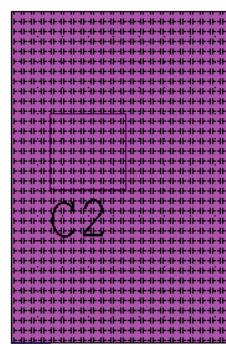


图 2.17 电容版图

(3) 本章像素电路版图设计

本文设计的全 P 型 6T2C 像素电路如下图 2.18 所示，左边为薄膜晶体管、电容、以及控制线。其中 P 型开关薄膜晶体管（T1、T2、T3、T4，T5）。驱动管为 TD。右边的长方形为 OLED 区域。

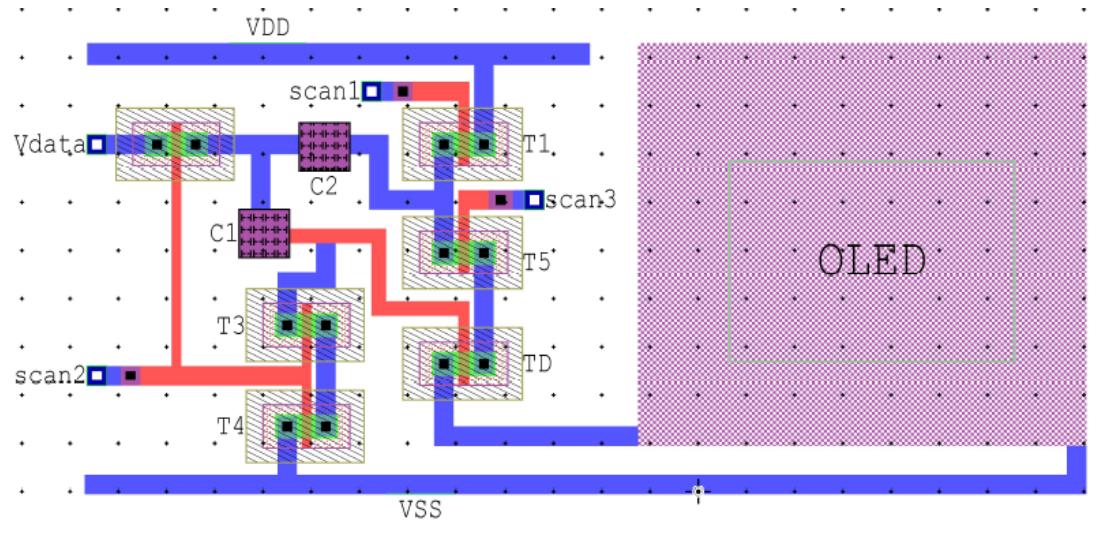


图 2.18 6T2C 版图设计

2.4 本章小结

本章主要是设计了一种全 P 型的补偿阈值电压和迁移率变化的 6T2C 像素电路。首先介绍了电路结构和工作原理，然后对电路进行 Spice 仿真分析，验证了该电路能够补偿阈值电压和迁移率变化。最后，对 6T2C 电路进行版图设计。

第3章 N-P混合型5T2C像素电路设计

3.1 像素电路结构与原理

为了减少电路控制线，提高电路孔径比。本节提出一种补偿阈值电压和迁移率变化的N-P混合型5T2C的像素电路。通过对数据输入阶段的时序进行调整，补偿了驱动管迁移率的变化。同时仿真结果表明，该电路对驱动管阈值电压的变化也能有效补偿。

3.1.1 像素电路结构

本节提出的N-P混合型5T2C电压编程型像素电路结构如下图3.1(a)图所示，本像素电路由1个驱动薄膜晶体管(TD)，4个开关薄膜晶体管(T1-T4)，其中T1-T3为P管，T4为N管，2个电容器(C1, C2)和2条控制线(SCAN1, SCAN2)组成。工作时序如(b)图所示，可分为3个阶段：(I)补偿阶段，(II)数据输入阶段，(III)发光阶段。

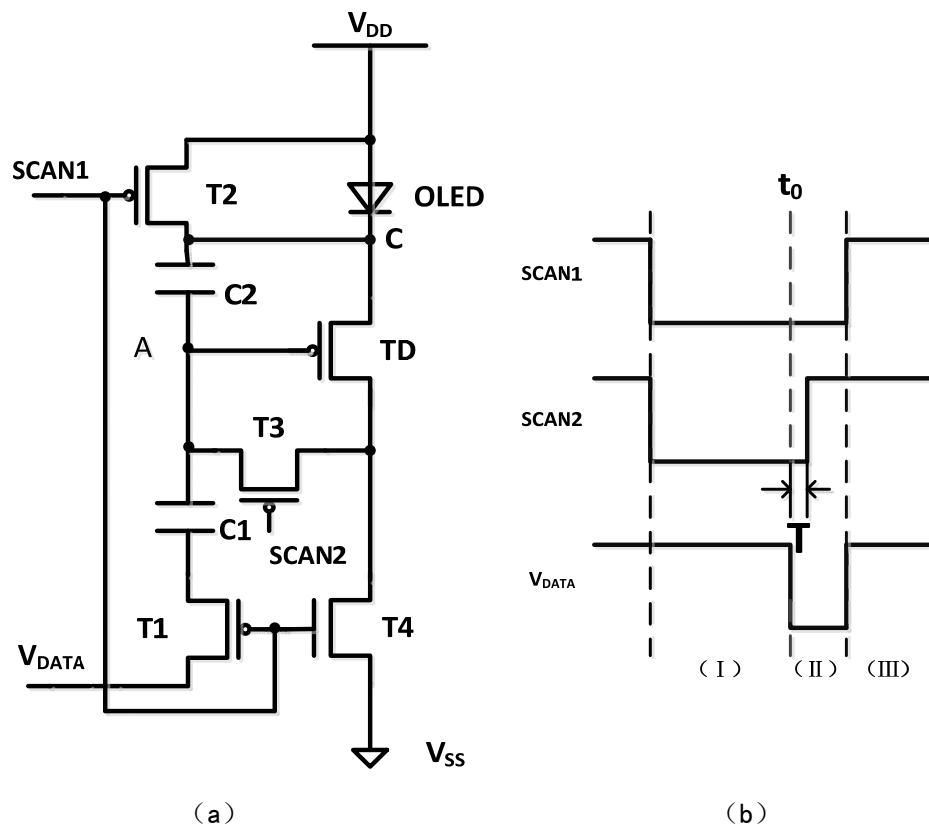


图3.1 (a) 5T2C像素电路结构(b)时序图

该电路的主要特征：通过P型与N型混合，减少电路控制线。采用二极管连接实现阈值提取，调整数据输入阶段时序，对驱动管的迁移率与阈值电压进行

$$V_A(t = t_0) = V_{DD} - |V_{TH}| + \frac{C_1}{C_1 + C_2} V_{DATA} \dots \dots \dots (3.3)$$

把式(3.3)代入式(3.2), 得:

$$V_{SG}(t = t_0) = |V_{TH}| - \frac{C_1}{C_1 + C_2} V_{DATA} \dots \dots \dots (3.4)$$

当 $t > t_0$ 时, SCAN2 维持在低电平, TD 为二极管连接且处于导通状态, A 点电位逐渐上升。持续时间 T 之后, SCAN2 变为高电平, 此刻(定义此时 $t = t_0 + T$), A 点的电位上升到:

$$V_A(t = t_0 + T) = V_{DD} - |V_{TH}| + \frac{C_1}{C_1 + C_2} V_{DATA} + \Delta V_\mu \dots \dots \dots (3.5)$$

其中, ΔV_μ 表示 A 点电位上升的幅度。

把式(3.5)代入式(3.2)得:

$$V_{SG}(t = t_0 + T) = |V_{TH}| - \frac{C_1}{C_1 + C_2} V_{DATA} - \Delta V_\mu \dots \dots \dots (3.6)$$

由式(3.3)和(3.5)、(3.4)和(3.6), 得:

$$\Delta V_\mu = V_A(t = t_0 + T) - V_A(t = t_0) = V_{SG}(t = t_0) - V_{SG}(t = t_0 + T) \dots \dots \dots (3.7)$$

对 ΔV_μ 进行具体分析如下:

当 $t_0 < t \leq t_0 + T$ 时, 由于 C1 和 C2 以及 TD 组成闭合回路, 基于电路原理, 得:

$$(C_1 + C_2) \frac{dV_{SG}}{dt} + \frac{k}{2} (V_{SG} - |V_{TH}|)^2 = 0 \dots \dots \dots (3.8)$$

$$k = \mu C_{OX} W/L \dots \dots \dots (3.9)$$

其中, μ 为 TD 迁移率, C_{OX} 为栅氧层电容, W 和 L 分别为 TD 的沟道宽度和长度。

对式(3.8)移项, 并积分, 得:

$$-\int \frac{dV_{SG}}{(V_{SG} - |V_{TH}|)^2} = \int \frac{k dt}{2(C_1 + C_2)} \dots \dots \dots (3.10)$$

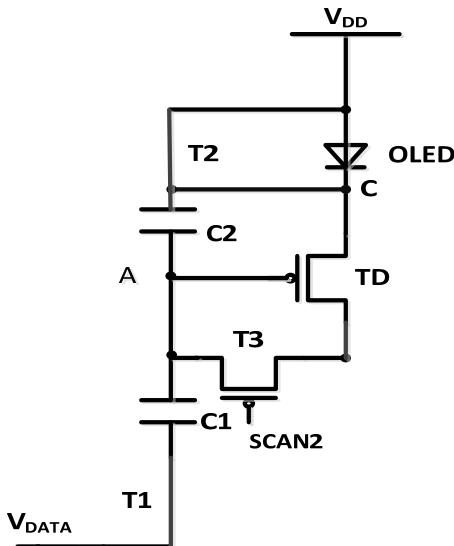


图 3.3 数据输入阶段电路

(III) 发光阶段: SCAN1 变为高电平, SCAN2 保持高电平, V_{DATA} 变为零电位。T1、T2 和 T3 截止, T4 导通。TD 工作在饱和区, 驱动 OLED 发光, 此时 OLED 处于导通状态。驱动电流为:

$$I_{OLED} = \frac{k}{2} (V_{SG} - |V_{TH}|)^2 \dots \dots \dots \quad (3.17)$$

在 SCAN1 由低电平变为高电平的瞬间, T2 截止, 此刻, 由于电容 C2 两端的电压 V_{SG} 不会突变, 它的值仍然为 $V_{SG}(t = t_0 + \Delta t)$, 把式(3.6)代入式(3.17), 得:

$$I_{OLED} = \frac{k}{2} \left(-\frac{C_1}{C_1 + C_2} V_{DATA} - \Delta V_\mu \right)^2 \dots \dots \dots \quad (3.18)$$

最后, 把 ΔV_μ 的值式(16)代入式(3.18), 得:

$$I_{OLED} = \frac{k}{2} \left(\frac{1}{\frac{k}{2(C_1 + C_2)} T - \left(\frac{C_1 + C_2}{C_1 V_{DATA}} \right)} \right)^2 \dots \dots \dots \quad (3.19)$$

从式(3.19)可以看出, k 同时出现在分子和分母中, 而由式(3.9)可知, k 与迁移率 μ 直接相关, 因此, 式(3.19)能补偿迁移率的变化。图 3.4 为发光阶段电路, C2 两端的电压使得 TD 工作在饱和区, TD 管导通, 驱动 OLED 发光。

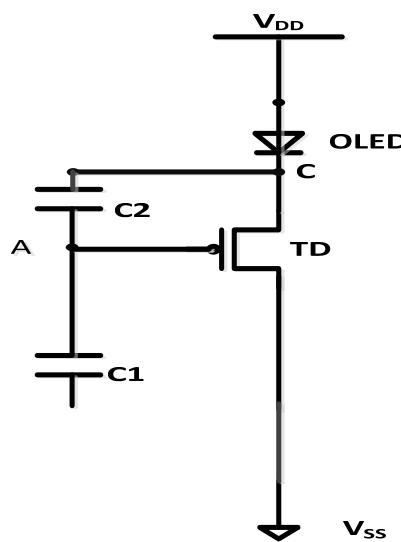


图 3.4 发光阶段电路

3.2 电路仿真与结果分析

3.2.1 电路仿真

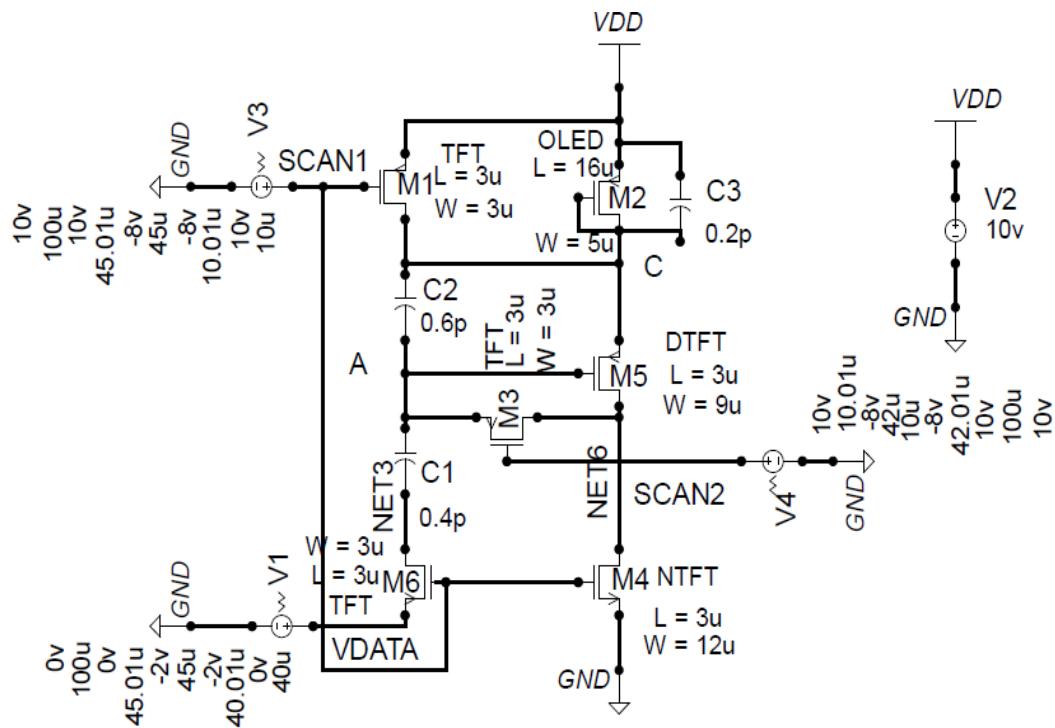


图 3.5 5T2C 像素电路仿真图

本节对图 3.1 中的像素电路进行 Spice 仿真验证。仿真图如 3.5 所示，像素电路中 OLED 的模型是由 1 个 P 型 TFT (M2) 和一个电容 C3 并联构成，V2 为恒压源 10 V。图 3.6 为 SCAN1 和 SCAN2 以及 V_{DATA} 的时序图。仿真时，用到的设计参数如表 3.1 所示。

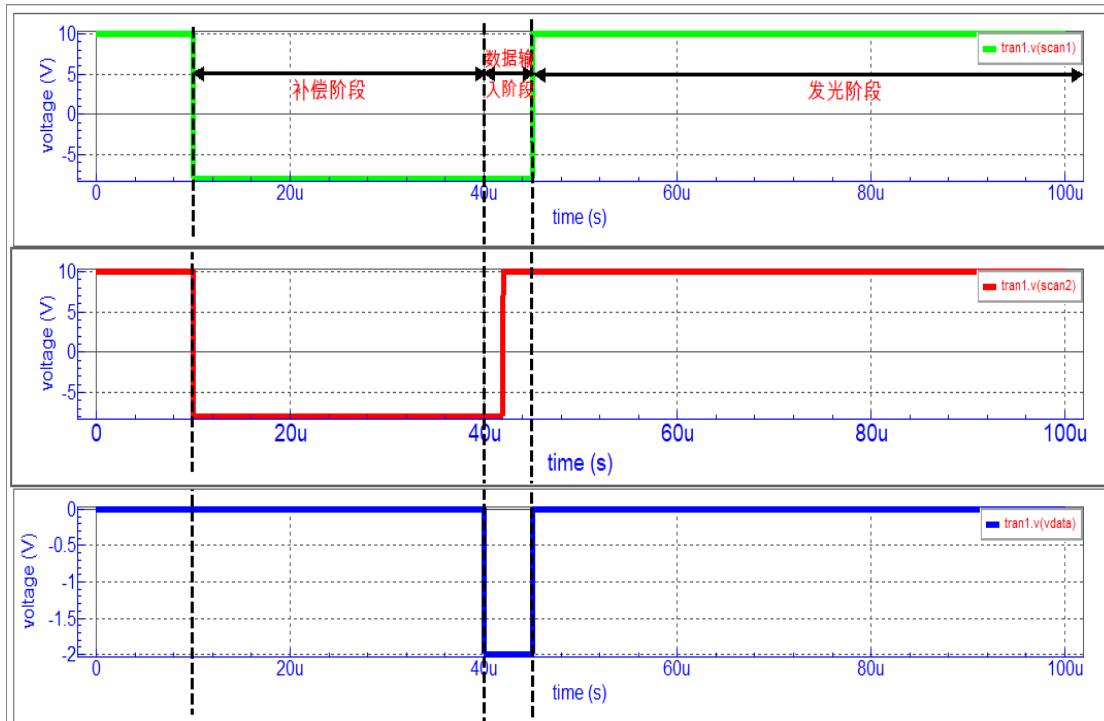


图 3.6 时序图

表 3.1 电路仿真时用到的参数

参数(单位)	值
$SCAN1 (V)$	-8~10
$SCAN2 (V)$	-8~10
$V_{DATA} (V)$	-5~0
$V_{DD} (V)$	10
$V_{TH} (V)$	-1.5
$(W/L)_{TD} (um/um)$	9/3
$(W/L)_{T1-T3} (um/um)$	3/3
$(W/L)_{T4} (um/um)$	12/3
$(W/L)_{TOLED} (um/um)$	5/16
$C1 (pF)$	0.6
$C2 (pF)$	0.4
$C_{OLED} (pF)$	0.2

3.2.2 结果分析

当 $V_{DATA} = -2 V$ 时, V_c 、 V_A 、 V_{SG} 和 I_{OLED} 随时间的变化如图 3.7 所示。在 (II) 数据输入阶段, 在 $t = t_0$ 的瞬间, V_A 下降, V_{SG} 上升。当 $t_0 < t \leq t_0 + T$ 时, V_A 逐

渐上升， V_{SG} 逐渐下降。当 $t > t_0 + T$ 时， V_A 和 V_{SG} 的值维持不变。在 (III) 发光阶段，OLED 处于导通状态，此时产生 OLED 电流。上述 V_c 、 V_A 、 V_{SG} 和 I_{OLED} 随时间的变化结果与上节 3.1.2 论分析相符。

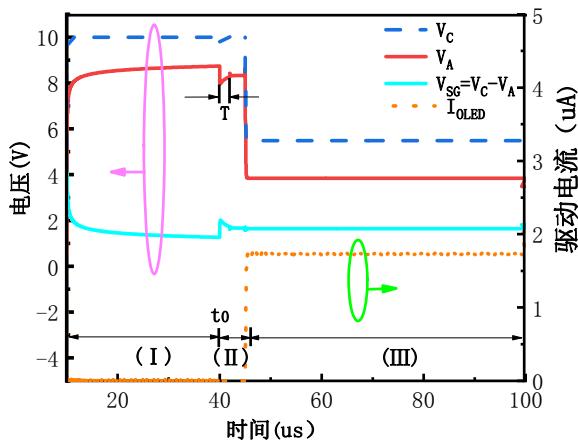


图 3.7 当 $V_{DATA} = -2$ V 时， V_c 、 V_A 、 V_{SG} 和 I_{OLED} 随时间的变化

当 V_{TH} 变化时， I_{OLED} 和电流误差率随 V_{DATA} 的变化如图 3.8 所示。可以看出， $|V_{DATA}|$ 增大， I_{OLED} 增大。当 V_{TH} 变化 ± 0.5 V 时， I_{OLED} 变化约为 9%，表明本电路能补偿 TD 阈值电压的变化。

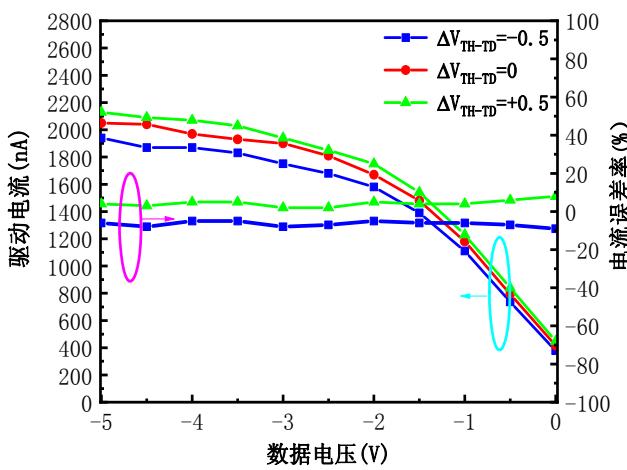
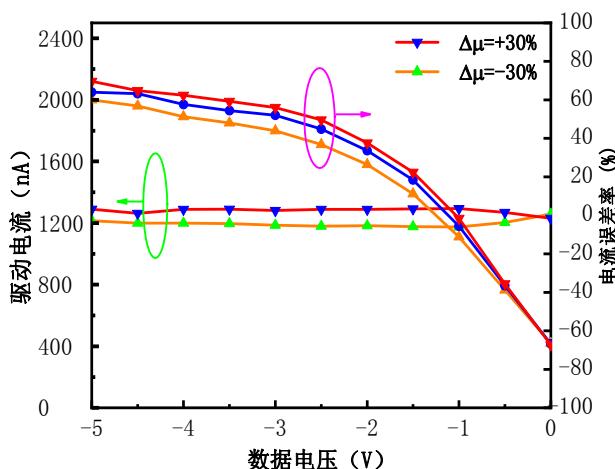


图 3.8 当 V_{TH} 变化， I_{OLED} 和电流误差率随 V_{DATA} 的变化

当 μ 变化时， I_{OLED} 和电流误差率随 V_{DATA} 的变化如图 3.9 所示。当 TD 的迁移率变化 $\pm 30\%$ 时，驱动电流变化约为 6%。表明本电路能补偿 TD 迁移率的变化。

图 3.9 当 μ 变化, I_{OLED} 和电流误差率随 V_{DATA} 的变化

3.3 版图设计

本电路的版图如图 3.10 所示, 左边为薄膜晶体管、电容、以及控制线。其中 P 型薄膜晶体管 (T1、T2、T3、TD) 在 N 阵中, N 型薄膜晶体管 (T4) 位于 T3 的下方。右边的长方形为 OLED 区域。

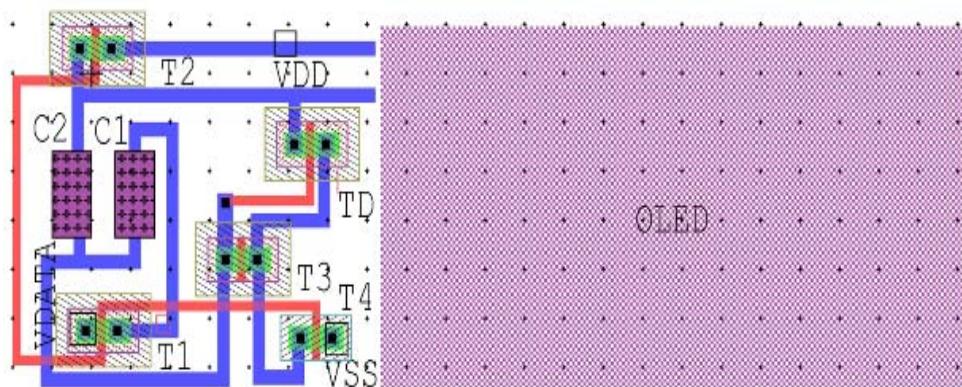


图 3.10 5T2C 版图设计

3.4 本章小结

本章主要是设计了一种 N-P 混合型的补偿阈值电压和迁移率变化的 5T2C 像素电路。首先介绍了电路结构和工作原理, 然后对电路进行 Spice 仿真分析, 验证了该电路能够补偿阈值电压和迁移率变化。最后, 对 5T2C 电路进行版图设计。

第4章 全N型5T2C像素电路设计

4.1 像素电路结构与原理

本节提出一种补偿阈值电压和迁移率变化的全N型5T2C的像素电路。采用二极管连接方式，实现阈值电压的提取。调整数据输入阶段的时序，达到了补偿驱动管迁移率变化的效果。该电路仿真结果与传统2T1C电路进行对比，表明该像素电路在补偿阈值电压和迁移率变化具有明显优势。

4.1.1 像素电路结构

本节提出的N-P混合型5T2C电压编程型像素电路结构如下图4.1(a)所示，像素电路由1个驱动薄膜晶体管(TD)，4个开关薄膜晶体管(T1-T4)，2个电容器(C1, C2)和3条控制线(SCAN1-SCAN3)组成。工作时序如图(b)所示，可分为3个阶段：(I) 初始化阶段，(II) 补偿阶段，(III) 数据输入阶段，(IV) 发光阶段。

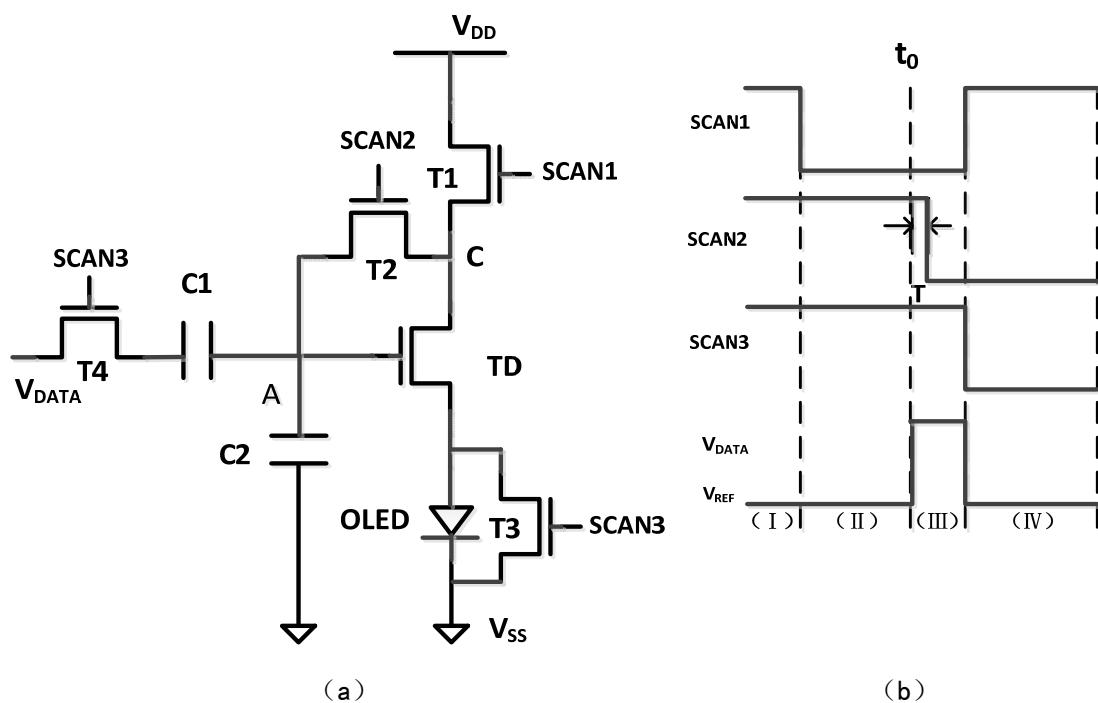


图4.1 (a) 全N型5T2C像素电路结构图 (b) 时序图

该电路的主要特征：采用二极管连接实现阈值电压提取，调整数据输入阶段时序，对驱动管的迁移率与阈值电压进行了补偿。下面介绍像素电路的具体工作过程和原理。

4.1.2 像素电路原理

(I) 初始化阶段: SCAN1、SCAN2 和 SCAN3 为高电平, V_{DATA} 为低电平。此时, T1、T2、T3 和 T4 都导通。因此, A 和 C 点电位会上升到高电位, 由于 T4 的导通, V_{DATA} 的电位通过 T4 直接施加电容 C1 端。前一帧的 C1 和 C2 的电压, 通过初始化阶段, 都被初始化为特定值。图 4.2 为初始阶段电路, A 点和 C 点被充电到高电位, C1 和 C2 被初始化为特定值, OLED 此阶段不发光。

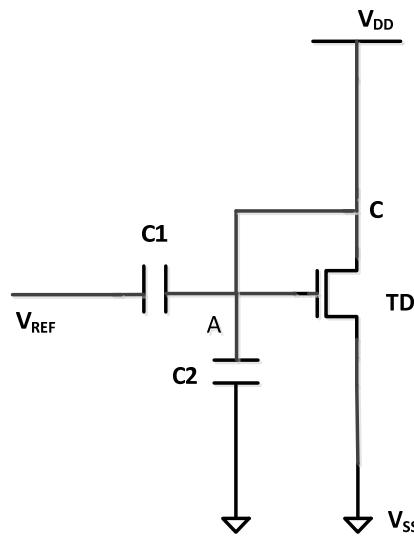


图 4.2 初始阶段电路

(II) 补偿阶段: SCAN1 变为低电平, 其他控制线保持不变。此时 TD 为二极管连接且处于导通状态, C 点电位因为高电位, 通过 TD 开始放电。因此, C 点电位逐渐下降, 直到 TD 截止, 此时, C 点电位不再下降, 可表示如下:

$$V_C = V_A = V_{ss} + V_{TH} \dots \dots \dots \quad (4.1)$$

其中, V_{TH} 为驱动管 TD 的阈值电压。图 4.3 为补偿阶段电路, TD 为二级管连接, C 点为高电位, 通过 TD 放电到特定值。

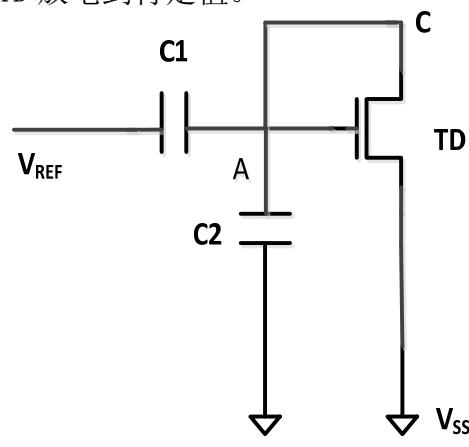


图 4.3 补偿阶段电路

(III) 数据输入阶段: SCAN1 保持低电平。 V_{DATA} 变为高电位, 进行数据输入。SCAN2 首先为高电平, 维持时间 T 之后, 变为低电平。T2 导通, 此时 A 点电位保持不变。TD 棚源电压为:

$$V_{GS} = V_{C2} = V_A - V_{ss} = V_{TH} \dots \dots \dots \quad (4.2)$$

在 V_{DATA} 从低电位变为高电位的瞬间 (定义此时 $t = t_0$) , 根据 C1 和 C2 的电荷守恒, A 点电位与式(1)相比会增加电荷耦合项, 此时, A 点的电位为:

$$V_A(t=t_0) = V_{ss} + V_{TH} + \frac{C_1}{C_1+C_2}(V_{DATA} - V_{REF}) \dots \dots \dots \quad (4.3)$$

C2 电容两端的电压为:

$$V_{GS}(t=t_0) = V_{C2}(t=t_0) = V_A - V_{ss} = V_{TH} + \frac{C_1}{C_1+C_2}(V_{DATA} - V_{REF}) \dots \dots \dots \quad (4.4)$$

当 $t > t_0$ 时, SCAN2 维持在高电平, TD 为二极管连接且处于导通状态, A 点电位逐渐下降。持续时间 T 之后, SCAN2 变为低电平, 此刻 (定义此时 $t = t_0 + T$), A 点的电位下降到:

$$V_A(t=t_0+T) = V_{ss} + V_{TH} + \frac{C_1}{C_1+C_2}(V_{DATA} - V_{REF}) - \Delta V_\mu \dots \dots \dots \quad (4.5)$$

其中, ΔV_μ 表示 A 点电位下降的幅度。

把式 (4.5) 代入式 (4.2) 得:

$$V_{GS}(t=t_0+T) = V_{TH} + \frac{C_1}{C_1+C_2}(V_{DATA} - V_{REF}) - \Delta V_\mu \dots \dots \dots \quad (4.6)$$

由式 (4.3) 和 (4.5)、(4.4) 和 (4.6), 得:

$$-\Delta V_\mu = V_A(t=t_0+T) - V_A(t=t_0) = V_{GS}(t=t_0+T) - V_{GS}(t=t_0) \dots \dots \dots \quad (4.7)$$

对 ΔV_μ 进行具体分析如下:

当 $t_0 < t \leq t_0 + T$ 时, 由于 C1 和 C2 以及 TD 组成闭合回路, 基于电路原理, 得:

$$(C_1 + C_2) \frac{dV_{GS}}{dt} + \frac{k}{2} (V_{GS} - V_{TH})^2 = 0 \quad \dots \dots \dots \quad (4.8)$$

$$k = \mu C_{OX} W/L \quad \dots \dots \dots \quad (4.9)$$

其中， μ 为 TD 迁移率， C_{OX} 为棚氧层电容， W 和 L 分别为 TD 的沟道宽度和长度。

对式 (4.8) 移项，并积分，得：

$$-\int \frac{dV_{GS}}{(V_{GS} - V_{TH})^2} = \int \frac{k dt}{2(C_1 + C_2)} \quad \dots \dots \dots \quad (4.10)$$

式 (4.10) 的通解为：

$$V_{GS}(t) = \frac{1}{\frac{k}{2(C_1 + C_2)} t + G} + V_{TH} \quad \dots \dots \dots \quad (4.11)$$

其中， G 为待定的常数，其值可由边界条件来确定。

把 $t = t_0$ 代入式 (4.11)，得：

$$V_{GS}(t = t_0) = \frac{1}{\frac{k}{2(C_1 + C_2)} t_0 + G} + V_{TH} \quad \dots \dots \dots \quad (4.12)$$

式 (4.12) 与式 (4.4) 进行对比，得到 G 的值：

$$G = \frac{C_1 + C_2}{C_1(V_{DATA} - V_{REF})} - \frac{k}{2(C_1 + C_2)} t_0 \quad \dots \dots \dots \quad (4.13)$$

把式 (4.13) 代入式 (4.11)，得：

$$V_{GS}(t) = \frac{1}{\frac{k}{2(C_1 + C_2)}(t - t_0) + \frac{C_1 + C_2}{C_1(V_{DATA} - V_{REF})}} + V_{TH} \quad \dots \dots \dots \quad (4.14)$$

把 $t = t_0 + T$ 代入式 (4.14) 得：

$$V_{SG}(t = t_0 + T) = \frac{1}{\frac{k}{2(C_1 + C_2)}T + \frac{C_1 + C_2}{C_1(V_{DATA} - V_{REF})}} + V_{TH} \quad \dots \dots \dots \quad (4.15)$$

把式 (4.4) 和式 (4.15) 代入式 (4.7)，得到 ΔV_μ 的值：

$$\Delta V_\mu = \frac{C_1}{C_1 + C_2} (V_{DATA} - V_{REF}) - \frac{1}{\frac{k}{2(C_1 + C_2)}T + \frac{C_1 + C_2}{C_1(V_{DATA} - V_{REF})}} \quad \dots \dots \dots \quad (4.16)$$

当 $t > t_0 + T$ 时，电路处于稳态， C_2 两端电压会维持在 $V_{SG}(t = t_0 + T)$ 不会发

生变化。图4.4为数据输入阶段电路，T2在初始为导通状态，TD二极管A点开始放电，之后T2为闭合状态，A点停止放电。补偿驱动管迁移率发生在此阶段。

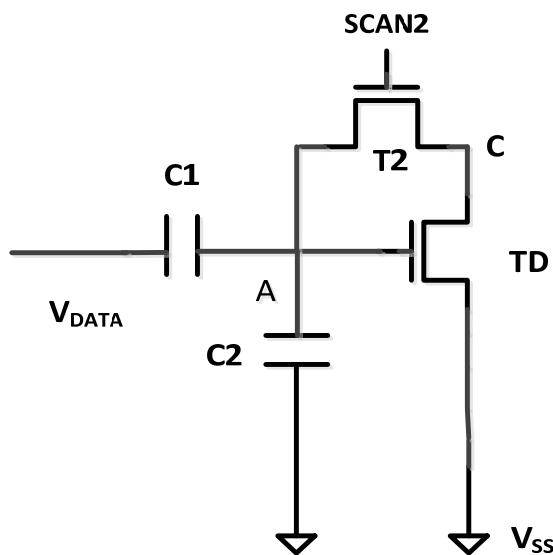


图4.4 数据输入阶段电路

(IV) 发光阶段：SCAN1变为高电平，SCAN2保持高电平， V_{DATA} 变为零电位。T1、T2和T3截止，T4导通。TD工作在饱和区，驱动OLED发光，此时OLED处于导通状态。驱动电流为：

$$I_{OLED} = \frac{k}{2} (V_{GS} - V_{TH})^2 = \frac{k}{2} (V_A - V_s - V_{TH})^2 \dots \dots \dots (4.17)$$

此刻，由于电容C2两端的电压不会突变，它的值仍然为 $V_A(t = t_0 + T)$ 。对于 V_s 的电位，由于OLED导通，所以得：

$$V_s = V_{OLED} \dots \dots \dots (4.18)$$

其中 V_{OLED} 为OLED导通电压。

把上式代入(4.17)，得：

$$I_{OLED} = \frac{k}{2} (V_{ss} + \frac{C_1}{C_1 + C_2} (V_{DATA} - V_{REF}) - \Delta V_\mu - V_{OLED})^2 \dots \dots \dots (4.19)$$

最后，把 ΔV_μ 的值式(4.16)代入式(4.19)，得：

$$I_{OLED} = \frac{k}{2} (\frac{1}{\frac{k}{(C_1 + C_2)}T + \frac{C_1 + C_2}{C_1(V_{DATA} - V_{REF})}} + V_{ss} - V_{OLED})^2 \dots \dots \dots (4.20)$$

从式(4.20)可以看出, k同时出现在分子和分母中,而由式(4.9)可知,k与迁移率μ直接相关,因此,式(4.20)能补偿迁移率的变化。图4.5为发射阶段电路图,C2两端电压为TD提供栅级电位,TD源级电压为OLED的导通电压。

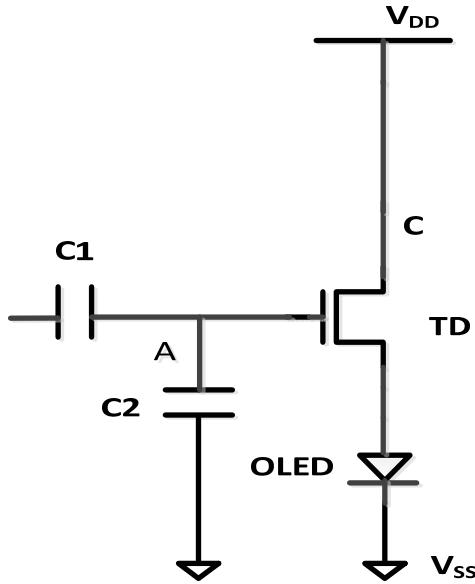


图 4.5 发射阶段电路

4.2 电路仿真与结果分析

4.2.1 电路仿真

本节对图4.1中的像素电路进行Spice仿真验证。如图4.6所示,像素电路中OLED的模型是由N型TFT管(M6)和一个电容C1并联构成。电源电压为V5,15V直流。注意到,图中SCAN3和SCAN4时序相同。如图4.7所示,依次为SCAN1、SCAN2、以及SCAN3的时序图。仿真时,用到的设计参数值如表4.1所示。

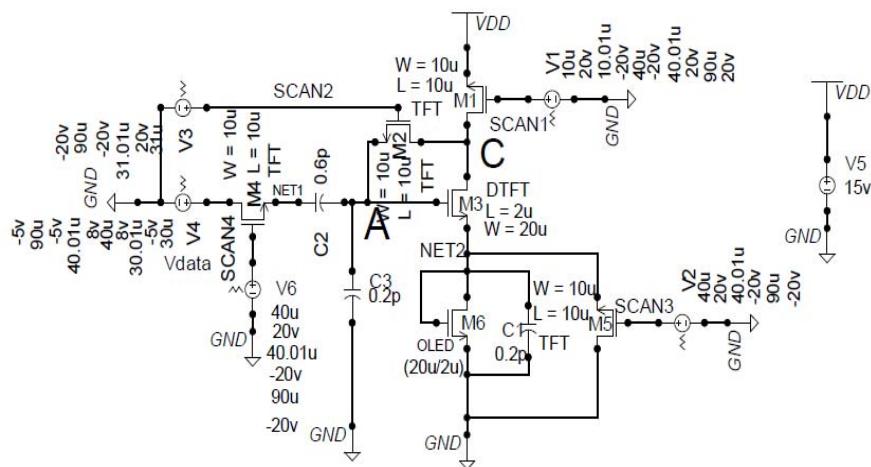


图 4.6 5T2C 像素电路的仿真图

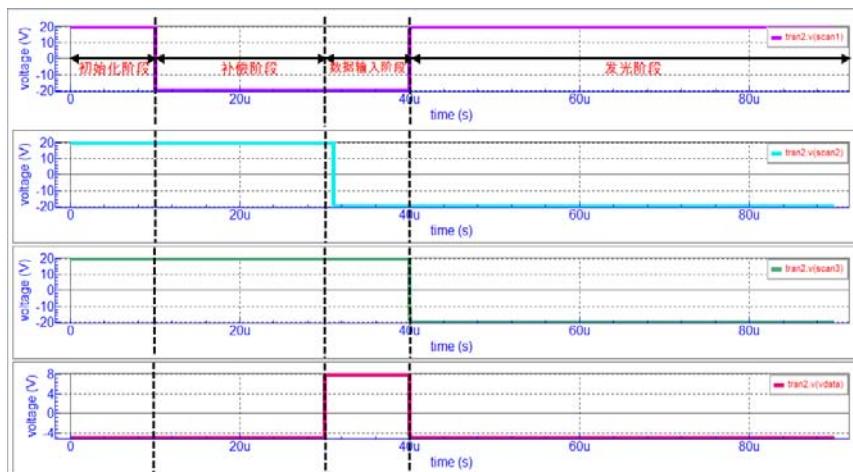


图 4.7 时序图

表 4.1 电路仿真时用到的参数值

参数(单位)	值
$SCAN1 (V)$	-20~20
$SCAN2 (V)$	-20~20
$SCAN3 (V)$	-20~20
$V_{DD} (V)$	15
$V_{DATA} (V)$	6~12
$V_{SS} (V)$	0
$(W/L)_{T1-T4} (um/um)$	10/10
$(W/L)_{TD} (um/um)$	20/2
$(W/L)_{TOLED} (um/um)$	20/2
$C1 (pF)$	0.6
$C2 (pF)$	0.2
$C_{OLED} (pF)$	0.2

4.2.2 结果分析

当 $V_{DATA}=8$ V 时, V_A 和 I_{OLED} 随时间的变化如图 4.8 所示。在(I) 初始化阶段, A 点被充电到高电位, V_A 在(II) 阶段二极管连接放电到 2 V 左右。在(III) 数据输入阶段, 初始 V_A 由于数据电压的增大, A 点电位瞬间上升, 让 T2 断开, A 点

电位下降后上升，最后 A 点电位保持不变。在（IV）发光阶段，OLED 处于导通状态，此时产生 OLED 电流。该电路只在发光阶段发光，因此图像对比度高且功耗消耗少。上述 V_A 和 I_{OLED} 随时间的变化结果和 4.1.2 节理论分析相符。

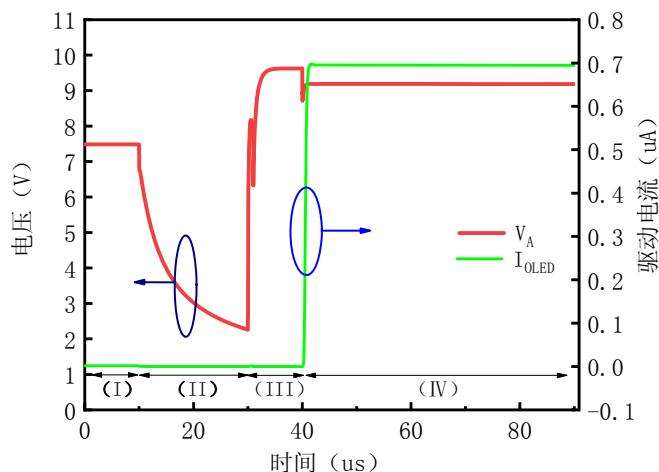


图 4.8 当 $V_{DATA}=8V$ 时， V_A 和 I_{OLED} 随时间的变化

当 V_{TH} 变化时， I_{OLED} 随 V_{DATA} 的变化如图 4.9 所示。可以看出， V_{DATA} 增大， I_{OLED} 增大。当 V_{TH} 变化 $\pm 0.5V$ 时， I_{OLED} 变化约为 6%，表明本电路能补偿 TD 阈值电压的变化。

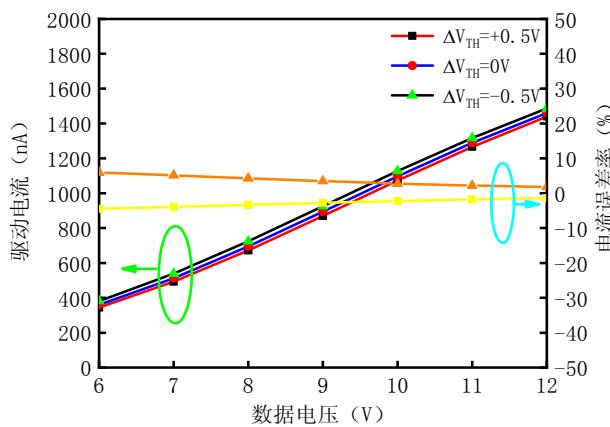
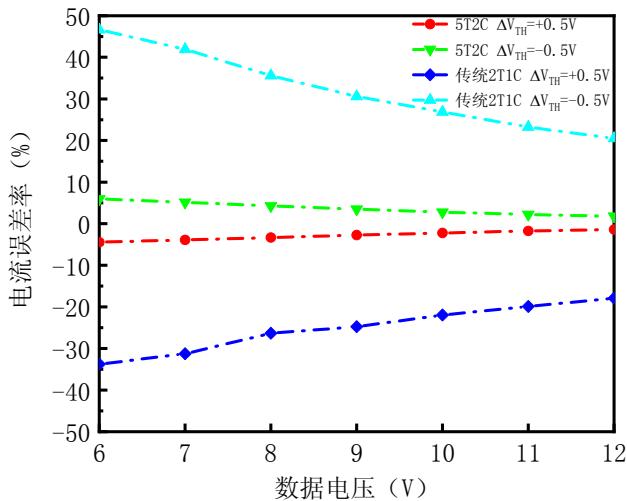
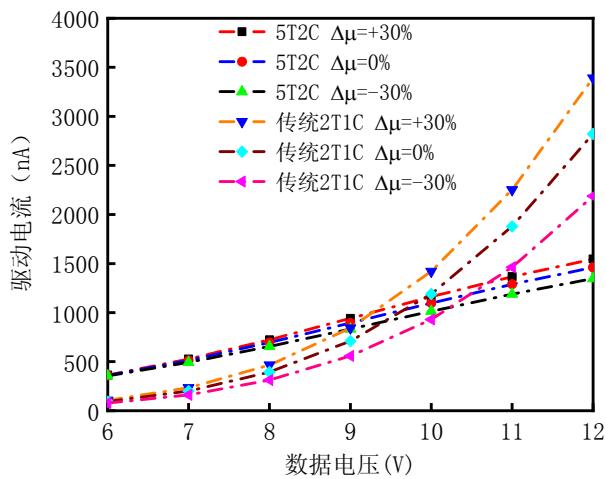


图 4.9 当 V_{TH} 变化时， I_{OLED} 随 V_{DATA} 的变化

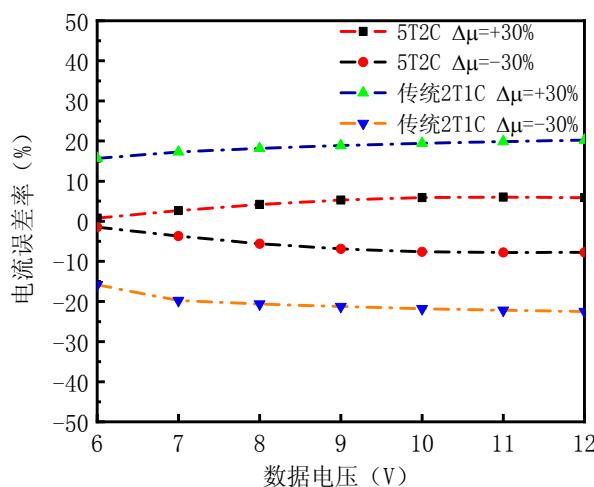
全 N 型的 5T2C 与传统 2T1C 电路阈值电压变化 0.5 V 时，驱动电流的误差率对比如图 4.10。没有补偿功能的 2T1C 像素电路，电流的误差率 20%-47%，而全 N 型的 5T2C 电路的电流误差率 1%-6%。表明设计的电路能很好的抑制阈值电压变化的问题。

图 4.10 当 V_{TH} 变化时，电流误差率随 V_{DATA} 的变化

当 μ 变化 30%时，全 N 型 5T2C 与传统 2T1C 驱动电流对比如图 4.11 所示。由图可知，随着数据电压的增大，驱动电流增加。而且，5T2C 电路明显驱动电流随迁移率的变化而变化较小，因此该电路能补偿驱动管迁移率的问题。

图 4.11 当 μ 变化时， I_{OLED} 随 V_{DATA} 的变化

当 5T2C 和 2T1C 的 μ 变化时，电流误差率随 V_{DATA} 的变化对比如图 4.12 所示。没有补偿功能的 2T1C 像素电路，电流误差率在 20%–26%，而新设计的 5T2C 电路，电流误差率在 2%–9%，误差率明显降低，所以该电路对迁移率变化能有效补偿。

图 4.12 当 μ 变化时，电流误差率随 V_{DATA} 的变化

4.3 版图设计

本电路的版图如图 4.13 所示，左边为薄膜晶体管、电容、以及控制线。其中 N 型薄膜晶体开关管（T1、T2、T3、T4），薄膜晶体驱动管（TD）。右边的长方形为 OLED 区域。

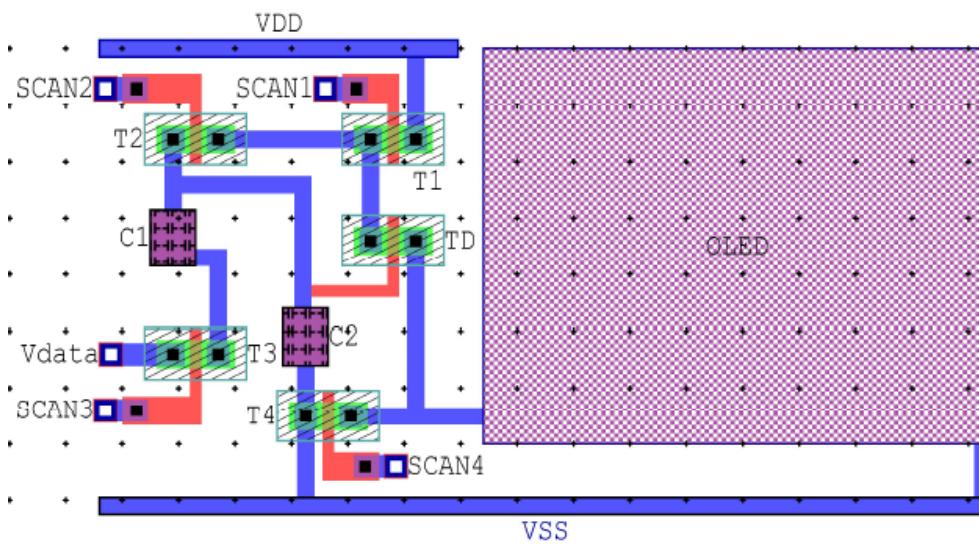


图 4.13 5T2C 版图

4.4 本章小结

本章主要设计了一种全N型的补偿阈值电压和迁移率变化的5T2C像素电路。首先介绍了电路结构和工作原理，然后对电路进行 Spice 仿真分析，验证了该电路能够补偿阈值电压和迁移率变化。最后，对 5T2C 电路进行版图设计。

第 5 章 总结与展望

5.1 总结

本文针对像素电路中驱动管的阈值电压和迁移率变化的问题，提出了三种类型的电压编程像素电路进行补偿。本文的主要内容如下：

(1) 设计了一种全 P 型 6T2C 电压编程像素电路，通过补偿阶段驱动管源极放电的方式，提取驱动管阈值电压。调整数据输入阶段时序，增大驱动管源级电压，实现对迁移率的补偿。理论分析表明，该电路不仅能补偿驱动管阈值电压的变化，而且能补偿迁移率的变化。仿真结果验证了该电路当驱动管阈值电压变化 ± 0.5 V 时，电流误差率最大 10%，当驱动管迁移率变化 $\pm 30\%$ 时，电流误差率最大为 9%。并且本文针对设计的像素电路进行了版图设计。

(2) 设计了一种 N-P 混合型 5T2C 电压编程像素电路，通过补偿阶段驱动管二极管连接方式给栅极充电，提取驱动管阈值电压。调整数据输入阶段时序，减小驱动管栅极电压，实现迁移率的补偿。理论分析了补偿阈值电压和迁移率变化的原理，仿真结果验证了该电路当驱动管阈值电压变化 ± 0.5 V 时，电流误差率最大 9%，当驱动管迁移率变化 $\pm 30\%$ 时，电流误差率最大为 6%。并且本文针对设计的像素电路进行了版图设计。

(3) 设计了一种全 N 型 5T2C 电压编程像素电路，通过补偿阶段驱动管二极管连接方式中漏极放电方式，提取驱动管阈值电压。调整数据输入阶段时序，增大驱动管栅极电压，实现迁移率的补偿。仿真结果验证了该电路当驱动管阈值电压变化 ± 0.5 V 时，电流误差率最大为 6%，相比传统电路，该电路阈值电压补偿提高了 41%。当驱动管迁移率变化 $\pm 30\%$ 时，电流误差率最大为 9%。并且本文针对设计的像素电路进行了版图设计。

(4) 最后，本文针对低温多晶硅 TFT 管既有 N 型和 P 型的特点，设计了这三种不同类型的电路，三者都是通过调整数据输入阶段的时序，实现电路中迁移率的补偿。由图 3.3 和图 4.4 分析可知，如果电路中存在驱动管二极管连接的方式，通过调节数据输入阶段的时序，可以实现迁移率的补偿。

5.2 展望

对于像素电路整体来说，还存在外围驱动电路，设计高兼容性的外围驱动也是值得深入探讨的问题。

随着显示技术的不断发展，如 OLED 的退化，像素电路的电压降，TFT 管时钟馈通效应，驱动功耗等问题的研究，都将推动像素电路的进一步发展。

参考文献

- [1] 覃焕昌,邓崇亮.液晶显示与CRT显示电视机性能比较研究[J].百色学院学报,2007(06):53-56.
- [2] 王永,陈刚,王翔,等.TFT-LCD液晶显示光线利用效率分析[J].产业与科技论坛,2014,13(14):56-57.
- [3] 刘景桑,李京华,狄辉辉,等.基于嵌入式Linux的LCD背光调节及驱动的实现[J].现代电子技术,2012,35(6):5-7.
- [4] 司玉娟,冯凯,郎六琪,等.一种有源有机发光显示屏(AM-OLED)驱动电路的设计[J].发光学报,2005,26(2):257-260.
- [5] 刘小灵,刘汉华,郑学仁,等.OLED点阵驱动电路设计及OLED驱动特性研究[J].液晶与显示,2005,20(2):140-144.
- [6] 郭英英,李荣玉,梁宝闻,等.AM-OLED四管像素驱动电路特性研究[J].液晶与显示,2008,23(6):667-670.
- [7] 司玉娟,李春星,刘式墉.有源OLED两管TFT像素驱动电路的仿真研究[J].发光学报,2002,23(05):518-522.
- [8] 杨昀.AMOLED显示屏非均匀亮度补偿技术研究[D].成都:电子科技大学,2016.
- [9] Choong V E, Shi S, Curless J, et al. Organic light-emitting diodes with a bipolar transport layer [J]. Applied Physics Letters, 1999, 75(2): 172-174.
- [10] Pope M, Kallmann H P, Magnante P. Electroluminescence in organic crystals[J]. Journal of Chemical Physics, 1963, 38(8): 2042.
- [11] Tang C W, Vanslyke S A. Organic electroluminescent diodes[J]. Applied Physics Letters, 1987, 51(12): 913-915.
- [12] 佚名.中国有望再上5条第6代柔性AMOLED生产线[J].电子技术与软件工程,2017(24): 4-4.
- [13] 刘文江.低功耗AMOLED像素电路与驱动方法的研究[D].上海:上海交通大学, 2014.
- [14] Uraoka Y, Hatayama T, Fuyuki T, Kawamura T, Tsuchihashi Y. Reliability of low temperature poly-Silicon TFTs under inverter operation[J]. IEEE Trans.

- Electron Devices, 2001, 48(01): 2370-2374.
- [15] Maeda S, Nishimura H, Ashida M, et al. Mechanism of negative-bias temperature instability in polycrystalline-silicon thin film transistors[J]. Applied Physics, 1994, 76(12): 8160-8166.
- [16] Dawson R M A, Shen Z, Furst D A, et al. The impact of the transient response of organic light emitting diodes on the design of active matrix OLED displays[C]// International Electron Devices Meeting 1998. Technical Digest (Cat. No.98CH36217). IEEE, 2002.
- [17] He Y , Hattori R , Kanicki J . Current-source a-Si:H thin-film transistor circuit for active-matrix organic light-emitting displays[J]. IEEE Electron Device Letters, 2000, 21(12): 590-592.
- [18] Goh J C , Jang J , Cho K S , et al. A new a-Si:H thin-film transistor pixel circuit for active-matrix organic light-emitting diodes[J]. IEEE Electron Device Letters, 2003, 24(9): 583-585.
- [19] Jung S H , Nam W J , Han M K . A new voltage-modulated AMOLED pixel design compensating for threshold voltage variation in Poly-Si TFTs[J]. IEEE Electron Device Letters, 2004, 33(10): 690-692.
- [20] Lin Y C, Shieh H P D, Kanicki J. A novel current-scaling a-Si:H TFTs pixel electrode circuit for AM-OLEDs[J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2005, 52(6): 1123-1131.
- [21] Chaji G R, Nathan A. Low-cost stable a-Si:H AMOLED display for portable applications [C] //2006 IEEE North-East Workshop on Circuits and Systems, 2006: 97-100.
- [22] Shin A, Yoon B, Sung M Y. A novel current driving method using organic TFT pixel circuit for active-matrix OLED[C]// Microelectronics, 2007. ICM 2007, International Conference on. IEEE, 2008.
- [23] Lin C L, Tsai T T. A novel voltage driving method using 3-TFT pixel circuit for AMOLED[J]. IEEE Electron Device Letters, 2007, 28(6): 489-491.
- [24] Chaji G, Safavian N, Nathan A. Compensation technique for DC and transient instability of thin film transistor circuits for large-area devices[M]. Kluwer

- Academic Publishers, 2008.
- [25] Liu P T, Chu L W, Huang Y L. Compensation pixel circuit using LTPS TFT for AMOLED displays [J]. ECS Transactions , 2008, 16(9): 387-39.
- [26] Fan C L, Lai H, Chang J Y. Improvement in brightness uniformity by compensating for the threshold voltages of both the driving thin-film transistor and the organic light-Emitting diode for active-matrix organic light-Emitting diode displays [J]. Japanese Journal of Applied Physics, 2010, 49(5): 05EB04-1-05EB04-4.
- [27] Pappas I, Voudouris L, Tarawneh B K, et al. A new current-programmed pixel design for AMOLED displays implemented with organic thin-film transistors[C]// International Conference on Microelectronics, 2012: 01-04.
- [28] Kohno T, Kuranaga T, Kageyama H, et al. LTPS AM-OLED display consisting of two-TFTs/one-capacitor pixel circuits for producing high-uniformity images[J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2013, 60(11): 3780-3786.
- [29] Lin C L, Chen P S, Cheng M H, et al. A three-transistor pixel circuit to compensate for threshold voltage variations of LTPS TFTs for AMOLED displays[J]. Journal of Display Technology, 2015, 11(2): 146-148.
- [30] Lin C L, Lu C M, Lai P C, et al. P - 13: A simple LTPS pixel circuit composed of two transistors and one capacitor for AMOLED displays[J]. SID Symposium Digest of Technical Papers, 2014, 45(1).
- [31] Lin C L, Chen F H , Hung C C , et al. New a-IGZO pixel circuit composed of three transistors and one capacitor for use in high-speed-scan AMOLED displays[J]. Journal of Display Technology, 2015, 11(12): 1-1.
- [32] Wang M X, Chen P S, Lin C L . Novel a-IGZO pixel circuit adopting external circuit for use in 3-D AMOLED displays [J]. International Workshop on Active-Matrix Flatpanel Displays and Devices (AM-FPD) , 2016, 16(5) : 69-71.
- [33] Lee J H, Nam W J, Jung S H , et al. A new current scaling pixel circuit for AMOLED [J]. IEEE Electron Device Letters, 2004, 25(5): 280-282.
- [34] Yamamoto T, Yamashita J, Yumoto A, et al. Novel pixel circuit and driving method of AM-OLED for mobile application pixel circuit for threshold voltage

- and mobility compensation with IGZO TFTs [C] //Organic Light Emitting Materials and Devices, 2006: 633309-1-633309-8.
- [35] Safavian N, Chaji G R, Ashtiani S J, Nathan A, Rowlands J A. A novel current scaling active pixel sensor with correlated double sampling readout circuit for real time medical x-ray imaging[C] //International Symposium on Circuits and Systems, 2007, 93-96.
- [36] In H J, Kwon O K. External compensation of nonuniform electrical characteristics of thin-film transistors and degradation of OLED devices in AMOLED displays[J]. IEEE Electron Device Letters, 2009, 30(4): 377-379.
- [37] Park Y J, Jung M H, Park S H, et al. Voltage-programming-based pixel circuit to compensate for threshold voltage and mobility using natural capacitance of organic light-emitting diode [J]. Japanese Journal of Applied Physics, 2010, 49(3): 03CD01-1-03CD01-5.
- [38] Onoyama Y, Yamashita J, Kitagawa H, et al. 0.5-inch XGA micro-OLED display on a silicon backplane with high-definition technologies [J]. Sid Symposium Digest of Technical Papers, 2012, 43(1): 950-953.
- [39] Kang C K, Choi B D. A pixel circuit for AMOLED displays compensating for threshold voltage and mobility variation [C] // International Display Workshops 2013, 2013 : 433-436.
- [40] Song S J, Nam H. In pixel mobility compensation scheme for AMOLED pixel circuits [J]. Journal of Display Technology, 2015, 11(2): 209-213.
- [41] Kim Y, Kanicki J, Lee H. An a-InGaZnO TFT pixel circuit compensating threshold voltage and mobility variations in AMOLEDs [J]. Journal of Display Technology, 2014, 10(5): 402-406.
- [42] Liao C, Deng W, Song D, et al. Mirrored OLED pixel circuit for threshold voltage and mobility compensation with IGZO TFTs [J]. Microelectronics Journal, 2015, 46(10): 923-927.
- [43] Lin C L, Lai P C, Deng M Y. New pixel circuit to improve current uniformity for high-resolution AMOLED displays [J]. Sid Symposium Digest of Technical Papers, 2015, 46(1): 1297-13.

- [44] Liao Z Q, Lin H S, Liu B J, et al. Mobility variation and threshold voltage shift immunized amorphous-indium-gallium-zinc-oxide pixel circuit [C] // IEEE International Conference on Electron Devices and Solid-State Circuits. EDSSC, 2016: 255-258.
- [45] Wu J X, Yi S P, Liao C W, et al. New AMOLED pixel circuit to compensate characteristics variations of LTPS TFTs and voltage drop[C] // International Workshop on Active-Matrix Flatpanel Displays and Devices 2018, 2018: 1-4.
- [46] Yi S P, Wu J X, Liao C W, et al. An a-IGZO TFT AMOLED pixel circuit to compensate threshold voltage and mobility variations [C] // International Workshop on Active-Matrix Flat Panel Displays and Devices 2018, 2018: 1-2.
- [47] Yi S P, Huo X X, Liao C W, et al. An a-IGZO TFT pixel circuit for AMOLED display systems with compensation for mobility and threshold voltage variations [C] // 2018 IEEE International Conference on Electron Devices and Solid State Circuits. 2018: 1-2.
- [48] Ho C H, Lu C, Roy K. An enhanced voltage programming pixel circuit for compensating GB-Induced variations in Poly-Si TFTs for AMOLED displays[J]. Journal of Display technology, 2014, 10(5): 345-351.

作者攻读硕士学位期间的学术成果

- [1] 黄勇, 关肖飞, 张立文, 李月华, 王新林, 何红宇.一种补偿阈值电压和迁移率变化的像素电路设计[J]. 智能计算机与应用, 2019, 9(5):13-16.
- [2] Guan X, Huang Y, Zhang L, Li Y, Wang X, He H. A pixel circuit with compensation for threshold voltage and current-resistance voltage drop [C] //The 15th IEEE International Conference on Electron Devices and Solid-State Circuits. 2019:1-4.

致 谢

时间飞逝，转眼间三年的时光就结束了。三年的研究生生活，让我感触颇多，在这个过程中，有阅读英文文献的迷茫，也有仿真调参数的纠结，有面对困难的低落，但更多的是仿真成功的喜悦，小论文被收录的愉悦，以及大论文完成时的满足。这三年我要感激那些对我学习，生活以及其他方面对我关心和帮助的人。

首先，我要感谢我的导师王新林教授，在课题组他一直严格要求我们研究生，希望我们都能在学术上有所收获，同时，王老师思维敏捷，师德高尚，严谨治学，让我受益匪浅。

我还需要感谢的老师是我的副导师何红宇副教授，他在我三年的研究生生活中，给我学术和生活方面都提供了巨大的帮助。他专业能力强，从论文的选题到最终的完成，他都精心指导。在生活上，他态度积极向上，让我增长了不少阅历。在此我致以由衷的谢意。

其次，我要感谢李月华老师，给我提供的论文和生活的帮助。感谢电气学院的所有老师，在读研的三年，谢谢你们给我的指导和照顾，让我在如此好的学术氛围下生活和学习。

我感谢关肖飞、张立文、曾涌韬，在学习和科研论文上的帮助，在平常一起讨论的过程中，相互学习，共同进步，让我收获很多。

我还要感谢身边的朋友和同学，蔡敏、孔祥兴、李松平、文奎、孟楚楚、朱丽华、周媛、王翔、曹亮等，还要感谢室友高涛、许敏良平常生活学习上的鼓励，感谢你们三年的相伴。

最后我要感谢我的家人和父母，谢谢你们一直以来对我学业和生活的默默支持和关注，每当我遇到困难，你们都是我最大的精神力量，谢谢你们！愿你们幸福快乐！