

高精度分段线性补偿基准电压源*

奚冬杰,徐晴昊

(中国电子科技集团公司第五十八研究所,江苏 无锡 214035)

摘要:介绍了一种新型电压基准电路,基于分段线性补偿方式设计了一种高精度基准电压源。利用与温度成正比的电流(I_{PTAT})和与温度成反比的电流(I_{CTAT})做差,从而获得用于基准电压源曲率补偿的分段线性电流。将电路整个工作温度区间分为两段,利用分段线性电流完成补偿,且增加三极管基极电流补偿技术,最终得到高精度的基准输出电压。仿真结果表明,在-55 ℃~125 ℃温度范围时,基准电压源温度系数为 $1.208 \times 10^{-6}/\text{℃}$,低频时电源抑制比低于-88 dB。当电源电压从2.5 V升至5 V时,线性调整率为0.108 mV/V。

关键词:基准电压;分段线性补偿;温度系数;电源抑制比

中图分类号: TN433

文献标识码: A

DOI:10.16157/j.issn.0258-7998.212101

中文引用格式: 奚冬杰,徐晴昊. 高精度分段线性补偿基准电压源[J]. 电子技术应用, 2022, 48(3): 41–44.

英文引用格式: Xi Dongjie, Xu Qinghao. High precision piecewise linear compensated voltage reference[J]. Application of Electronic Technique, 2022, 48(3): 41–44.

High precision piecewise linear compensated voltage reference

Xi Dongjie, Xu Qinghao

(No.58 Institutue, China Electronic Technology Group Corporation, Wuxi 214035, China)

Abstract: An innovative and high precision piecewise linear compensated voltage reference was designed in this paper. The current proportional to temperature(I_{PTAT}) and the current inversely proportional to temperature(I_{CTAT}) was used to obtain the piecewise linear current for the curvature compensation of the voltage reference source. The whole working temperature range of the circuit was divided into two sections, finally high precision voltage reference was obtained by piecewise linear and bipolar base current compensation method. The simulation results show that in the temperature range of -55 ℃ to 125 ℃, the temperature coefficient of the voltage reference is 1.208 ppm/℃, and the power supply rejection ratio is lower than -88 dB at low frequency. When the supply voltage changes from 2.5 V to 5 V, the line regulation is 0.108 mV/V.

Key words: voltage reference; piecewise linear compensation; temperature coefficient; PSRR

0 引言

带隙基准电压源(Bandgap Voltage Reference,BGR)作为IC设计中一个重要的基础单元模块,被广泛应用于电源管理、A/D和D/A转换器以及数模混合等集成电路。理想情况下基准电压源输出一个不随温度、电源电压和工艺变化而变化的参考电压,其精度限制了所有IC系统所能达到的性能上限,因此研究如何设计一个高精度输出的基准电压源具有重要意义^[1-3]。

随着片上系统(SoC)和便携式穿戴设备的高速发展,传统带隙基准的精度已难以满足现代集成电路的设计需求。传统带隙基准采用一阶补偿结构,其采用具有固定正温度系数的电压(V_{PTAT})来补偿 V_{BE} 的负温度系数,经补偿后的电压仍存在高阶非线性温度系数分量。因此传统带隙基准温度系数受补偿误差限制,仅在补偿温度点

附近具有最小温度系数,随工作温度范围的增加基准输出精度急剧恶化^[4-5]。

针对一阶补偿因固有缺陷所导致输出电压精度受限问题,业内提出了指数型电流补偿、亚阈值MOS补偿和不同电阻温度系数补偿等解决方案。但上述高阶补偿方案存在与标准CMOS工艺不兼容、电路结构复杂、高噪声、功耗大和因模型精度不足导致产品良率下降等问题。为此本文设计了一种高精度分段线性补偿基准电压源设计方案,首先将PTAT电流和CTAT电流做差获得分段线性补偿电流,其次将电路整个工作温度区间分为两段后利用分段线性补偿电流完成补偿,然后通过增加三极管基极电流补偿结构进一步提升基准输出精度。最终所设计BGR在2.5 V~5 V电源电压下以及-55 ℃~125 ℃温度范围内温度系数为1.208 ppm/℃,具有功耗低、结构简单和未使用NPN三极管可与标准CMOS工艺兼容等优势。

* 基金项目:国家青年科学基金资助项目(61704161)

1 分段线性补偿原理

1.1 传统一阶带隙补偿误差分析

传统带隙基准电压源基于热电压 V_T 进行设计，在整个工作温度范围内对温漂系数采取一阶补偿策略，即利用具有正温度系数的 V_{PTAT} 和负温度系数的 V_{BE} 按一定权重相加获得补偿效果。通常 V_{REF} (输出基准电压)可表示为：

$$V_{REF} = V_{BE} + kV_T \quad (1)$$

在标准 CMOS 工艺中 V_{BE} 代表纵向 PNP 发射极与基极间压差。 k 在理想情况下为与工艺无关的常数，仅由 V_{BE} 与 V_T 温度系数绝对值的比值决定。 V_T 为热电压。

由半导体物理可知 V_{BE} 的详细表达式为^[6]：

$$V_{BE} = V_{BGO} + (V_{BGO} - V_{BGO}) \frac{T}{T_0} - (\eta - \zeta) V_T \ln \frac{T}{T_0} \quad (2)$$

其中， V_{BGO} 为温度 0 K 时的带隙电压。 T_0 为参考温度， V_{BGO} 为 T_0 时的三极管基极发射极压差。 T 为绝对温度。 η 为工艺常数。 ζ 是集电极电流 I_C 中温度的指数项。式(2)表明 $V_T \ln(T/T_0)$ 具有温度的高阶指数项，传统一阶补偿无法在整个温度范围内对 V_{REF} 进行有效补偿，只有在预设零温参考点 T_0 附近可获得预设补偿效果，基准电压温漂随工作温度范围的增大而增大，因此如想确保基准精度则其工作温度范围受限^[7]。

1.2 分段线性补偿思路

与传统一阶补偿在整个温度区间内采用同一正温度系数 V_{PTAT} 对 V_{BE} 负温度系数进行补偿不同，分段线性补偿通过将整个温度范围拆分为若干段并在每个区间段内采用具有不同正温度系数的 V_{PTAT} 完成对 V_{BE} 负温度系数的补偿。随着区间段增多，每个小区间段温度范围缩小，在同一区间段内相对于预设零温参考点温度的最大漂移量幅度变小，通过在每个小区间段内实现最优补偿，最终可以在整个温度范围内显著减小基准电压温度系数。结合图 1 所示的分段线性补偿核心电路进行分析，本文中将温度范围拆分为两段($T_0 \sim T_1$ 、 $T_1 \sim T_2$)后进行分段线性补偿，补偿函数 $V_{C(T)}$ 由两部分组成，具体表达式为：

$$\begin{aligned} V_{C(T)} &= V_{C1(T)} + V_{C2(T)} = K_1 \times U(T - T_0) + K_2 \times U(T - T_1) \\ &= (I_{PTAT} + I_{COMP}) \times R_2 \end{aligned} \quad (3)$$

其中， $U(T)$ 为阶跃函数， I_{COMP} 由 I_{PTAT} 和 I_{CTAT} 做差产生，图 2 为分段线性补偿电流温度特性曲线示意图。由图 2 可知，当 $T_0 \leq T \leq T_1$ 时， $I_{COMP} = 0$ 。当 $T_1 < T \leq T_2$ 时， $I_{COMP} = I_{PTAT} - I_{CTAT}$ 。因此 $K_1 = \frac{\partial I_{PTAT}}{\partial T}$ ， $K_2 = \frac{\partial I_{PTAT}}{\partial T} + \frac{\partial (I_{PTAT} - I_{CTAT})}{\partial T}$ 。

通过以上分析，即可在不同温度区间内对基准输出进行不同程度补偿，最终基准表达式为：

$$V_{REF} = V_{EB(Q_0)} + V_{C1(T)} + V_{C2(T)} \quad (4)$$

合理设置电路中器件参数，确保式(5)成立，即可获得最佳补偿效果。此时在两个分段子区间内基准输出温漂曲线均被设置于抛物线定点附近，线性补偿发生在基准电压随温度下降区域，最大化减小了补偿误差，因此

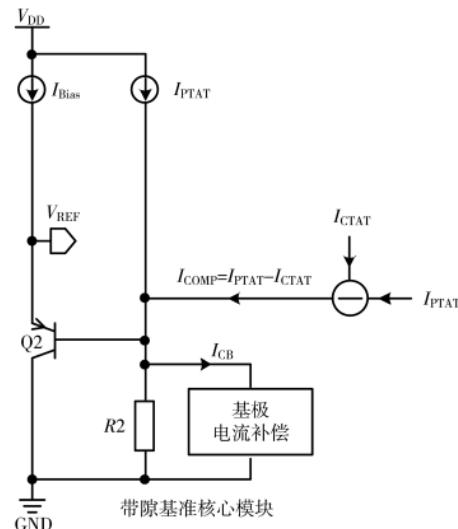


图 1 分段线性补偿核心电路

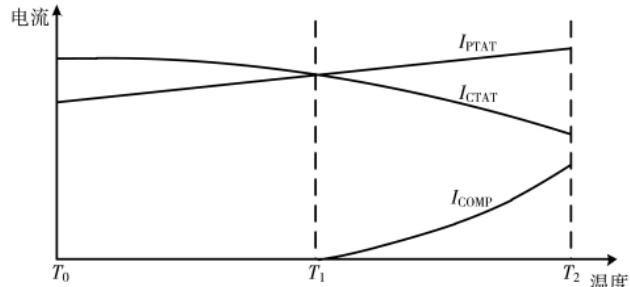


图 2 分段线性补偿电流温度特性曲线

基准输出温漂系数最小^[8-9]。

$$V_{REF(T_0)} = V_{REF(T_1)} + V_{REF(T_2)} \quad (5)$$

2 具体电路实现

本文所提出一种高精度分段线性补偿基准电压源的具体电路实现如图 3 所示。整体电路由 I_{PTAT} 和 I_{CTAT} 电流产生、带隙基准核心以及分段补偿电流 I_{COMP} 产生共三个模块组成。

2.1 I_{PTAT} 和 I_{CTAT} 电流产生模块

利用运算放大器处于稳定负反馈闭环系统时输入端具有虚短特性，可获得设计所需正温及负温度系数电流，同时运放输出还可为模块自身提供偏置电压。

运放 A₀ 正负端电压相等， $V_{EB(Q_0)}$ 具有负温度系数，则流过电阻 R_0 的电流为 I_{CTAT} ，且其表达式为：

$$I_{CTAT} = \frac{V_{EB(Q_0)}}{R_0} \quad (6)$$

运放 A₁ 正负端电压相等，设 Q₁ 与 Q₀ 发射极面积比为 N ，MP1 和 MP2 构成等比例镜像电流镜， V_T 代表热电压。则流过电阻 R_1 的电流为 I_{PTAT} ，且其表达式为：

$$I_{PTAT} = \frac{V_T \times \ln N}{R_1} \quad (7)$$

2.2 带隙基准核心模块

如基准核心模块部分电路所示，最终基准电压输出点位于 Q₂ 发射极，其表达式 V_{REF} 为：

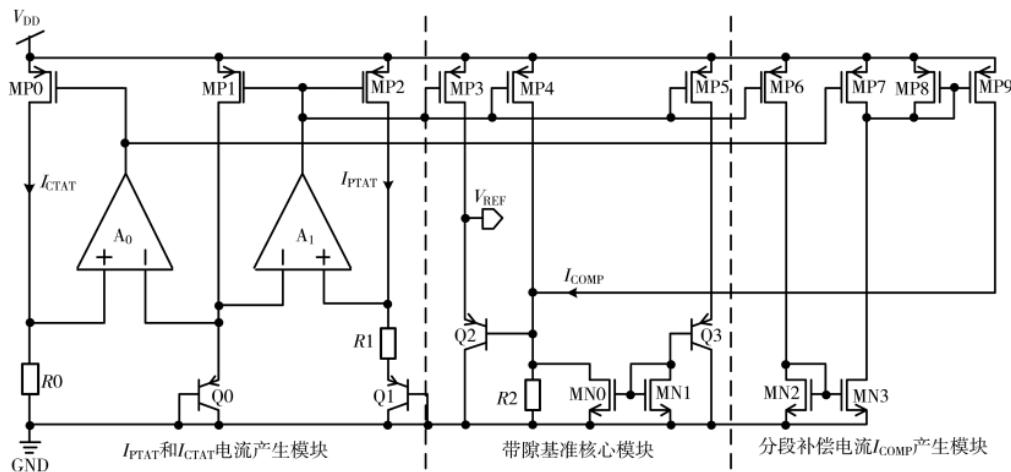


图 3 高精度分段线性补偿基准电压源

$$V_{\text{REF}} = V_{\text{EB}(Q_2)} + (A I_{\text{PTAT}} + I_{\text{COMP}}) \times R_2 \quad (8)$$

其中 A 代表电流镜中 MP3 和 MP2 宽长比的比值。

式(8)仅代表理想情况下 V_{REF} 表达式, 实际中应考虑 Q2 基极电流对基准输出的影响, 则有 $V_{\text{REF}} = V_{\text{EB}(Q_2)} + (A I_{\text{PTAT}} + I_{\text{COMP}} + I_{B(Q_2)}) \times R_2$ 。为消除 Q2 基极电流所引入误差, 提升基准输出精度, 增加由 MP5、Q3、MN0 和 MN1 组成的基极电流补偿结构。MP5 和 MP3 构成等比例镜像, 迫使 Q2 和 Q3 工作状态相同, 因此两者具有相同的基极电流。MN0 和 MN1 构成等比例镜像, 则有 $I_{\text{MN0}} = I_{\text{MN1}} = I_{B(Q_2)} = I_{B(Q_3)}$ 。因此通过 MN0 可对 Q2 基极电流进行分流, 确保 R_2 上电流与 $(A I_{\text{PTAT}} + I_{\text{COMP}})$ 精确相等。

2.3 分段补偿电流 I_{COMP} 产生模块

本设计中分 $(T_0 \sim T_1)$ 和 $(T_1 \sim T_2)$ 两段温度范围对基准进行补偿。分段补偿电流产生模块中 MP6 镜像 I_{PTAT} , 比例系数为 B 。MP7 镜像 I_{CTAT} , 比例系数为 C 。MN2、MN3 和 MP8、MP9 构成两组等比例镜像电流镜。设置系数 B 、 C 大小, 确保温度为 T_1 时有 $I_{\text{MP6}} = I_{\text{MP7}}$ 。

当温度小于 T_1 时, 为实现节点电流平衡, MP7 工作于线性区, MP8 和 MP9 工作于截止区, $I_{\text{COMP}} = 0$ 。

当温度大于 T_1 时, 为实现节点电流平衡, MP7、MP8 和 MP9 工作于饱和区, $I_{\text{COMP}} = B I_{\text{PTAT}} - C I_{\text{CTAT}}$ 。

3 电路仿真结果和分析

采用 $0.18 \mu\text{m}$ BCD 工艺, 在电源电压 $2.5 \text{ V} \sim 5 \text{ V}$ 和温度 $-55^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ 范围内, 对本文所设计高精度分段线性补偿基准电压源进行了 Spectre 仿真验证。

图 4 所示 V_{REF} 温度特性曲线仿真结果与理论分析一致, 通过在两个不同温度区间段内采用不同温度系数正温电压实现对 V_{REF} 输出的分段线性补偿, 最终 V_{REF} 输出温度曲线呈现两段抛物线效果, 存在两个相等峰值, 且在每段抛物线的两个端点处电压值相等。额外增加基极电流补偿后, 在高温段 V_{REF} 输出再次上升, 进一步提升了 V_{REF} 输出精度, 最终所设计分段线性补偿基准电压源温度系数低至 $1.208 \text{ ppm}/\text{C}$ 。

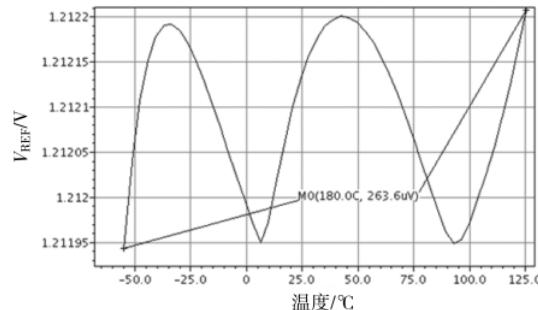


图 4 分段线性补偿基准电压温度特性曲线

图 5 所示为电源电压 5 V 下 V_{REF} 电源抑制比(PSRR)仿真结果。可以看出低频下电源抑制比低于 -88 dB , 具有较强的电源噪声抑制能力。

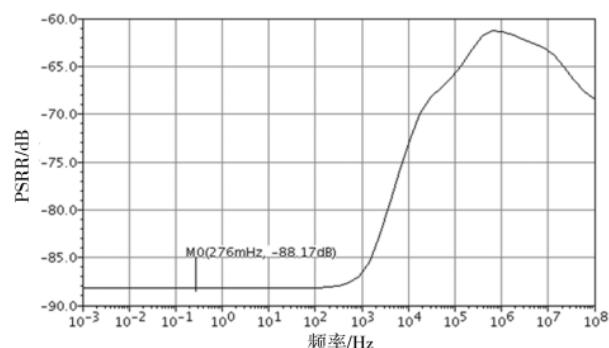


图 5 基准电路 PSRR 曲线

图 6 所示为 V_{REF} 随电源电压的变化曲线。可以看出当电源电压上升至 2.5 V 后, V_{REF} 已完全建立。当电源电压从 2.5 V 上升至 5 V 时, 基准输出电压仅变化了 $270.6 \mu\text{V}$, 电路线性调整率低至 0.108 mV/V 。

表 1 为本文与其他文献中基准电压源的参数对比。除因工作温度范围增加导致温度系数略高于文献[4]外, 相比于其他文献, 本文电路具有更小的温度系数、更低的电源抑制比和更宽的工作温度范围, 因此非常适用于电源管理芯片的应用。

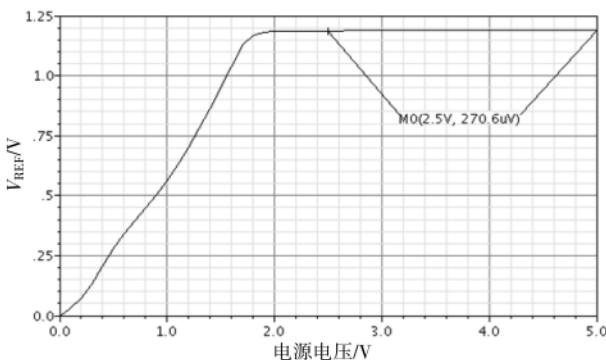


图 6 基准电压随电源电压变化曲线

表 1 本文与其他文献中基准电压源的参数对比

参数	文献[1]	文献[4]	文献[6]	本文
工艺/nm	180	350	180	180
温度系数/($\times 10^{-6} \cdot ^\circ\text{C}^{-1}$)	4.9	1.01	11	1.208
基准电压/V	1.23	1.14	1.25	1.21
PSRR/dB	65.8	61	-41	-88
工作温度/℃	-40~100	-40~125	0~100	-55~125

4 应用实例

本文所提出高精度分段线性补偿基准电压源已成功应用于一款基于 $0.18 \mu\text{m}$ BCD 工艺设计的输入电压为 $2.5 \text{ V} \sim 5.5 \text{ V}$ 、输出电压为 $1.2 \text{ V} \sim 5 \text{ V}$ 的 LDO 电路，模块版图布局见图 7，模块面积为 0.012 mm^2 。在不同电源电压下基准温漂实测结果如图 8 所示，实测显示基准最大温漂为 $5.5 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ ，与仿真结果较为接近，符合 LDO

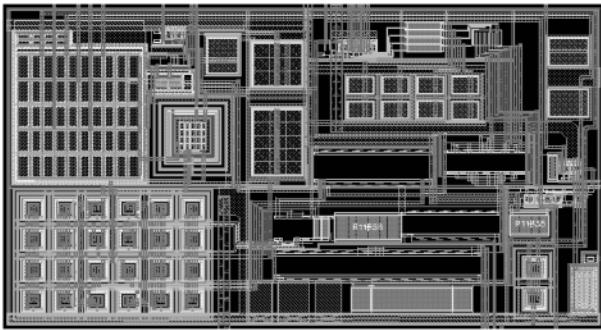


图 7 基准电路在 LDO 芯片中版图布局

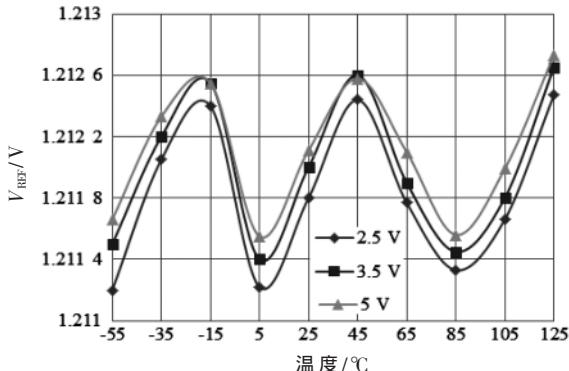


图 8 基准在不同电源电压下温漂实测曲线

芯片应用要求，偏差由三级管仿真模型精度、运放输入对管匹配精度和电流镜像精度等引起。

5 结论

采用 $0.18 \mu\text{m}$ BCD 工艺设计了一种高精度分段线性补偿基准电压源。将整个工作温度范围拆分为两个小子区间后利用 I_{PTAT} 和 I_{CTAT} 差值对基准输出进行补偿，且通过增加基极电流补偿模块进一步提升基准输出精度。该分段线性补偿基准电压源在 $-55 \text{ }^\circ\text{C} \sim 125 \text{ }^\circ\text{C}$ 温度范围内，温度系数低至 $1.028 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ ，低频电源抑制比小于 -88 dB ，具有结构简单、与标准 CMOS 工艺兼容等优点，适用于高精度 LDO 芯片等应用领域。

参考文献

- [1] 闫苗苗,焦立男,柳有军.一种超低功耗基准电压源设计[J].微电子学,2020,50(2):171~175.
- [2] YIN J L, LI F H, HUANG J S, et al. Design of a high power supply rejection ratio bandgap reference voltage[J]. Electronics and Packaging, 2020.
- [3] CHENG H, ZHANG C Z, WANG Z Q, et al. A curvature compensation bandgap reference voltage source with high power supply rejection ratio[J]. Semiconductor Technology, 2019, 44(12): 905~909.
- [4] ZHOU Z K, SHI Y, WANG Y, et al. A resistorless high-precision compensated CMOS bandgap voltage reference[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2019, 66(1): 428~437.
- [5] WANG R, LU W, NIU Y, et al. A 2.1-ppm/ $^\circ\text{C}$ current-mode CMOS bandgap reference with piecewise curvature compensation [C]// IEEE International Symposium on Circuits & Systems. IEEE, 2017.
- [6] LEE I H, SYLVESTER D, BLAAUW D. A subthreshold voltage reference with scalable output voltage for low-power IoT systems[J]. IEEE J. Sol. Sta. Circ., 2017, 52(5): 1443~1449.
- [7] MING X, HU L, XIN Y L, et al. A high-precision resistorless CMOS compensated bandgap reference based on successive voltage-step compensation[J]. IEEE Transactions on Circuits & Systems I Regular Papers, 2018, PP(12): 1~11.
- [8] ZHENG Z X, ZOU X C, SHAO C. A high precision easily extended piecewise linear compensated bandgap voltage reference circuit[J]. Microelectronics & Computer, 2008, 25(8): 33~36.
- [9] SHENG Q H, ZHANG Y J, WANG H Y. A linearly compensated bandgap reference circuits[J]. Microelectronics & Computer, 2007, 24(1): 169~172.

(收稿日期: 2021-08-29)

作者简介:

奚冬杰(1989-)，男，硕士，高级工程师，主要研究方向：电源管理芯片设计。

徐晴昊(1993-)，男，学士，工程师，主要研究方向：电源管理芯片设计。



扫码下载电子文档

版权声明

经作者授权，本论文版权和信息网络传播权归属于《电子技术应用》杂志，凡未经本刊书面同意任何机构、组织和个人不得擅自复印、汇编、翻译和进行信息网络传播。未经本刊书面同意，禁止一切互联网论文资源平台非法上传、收录本论文。

截至目前，本论文已经授权被中国期刊全文数据库（CNKI）、万方数据知识服务平台、中文科技期刊数据库（维普网）、DOAJ、美国《乌利希期刊指南》、JST 日本科技技术振兴机构数据库等数据库全文收录。

对于违反上述禁止行为并违法使用本论文的机构、组织和个人，本刊将采取一切必要法律行动来维护正当权益。

特此声明！

《电子技术应用》编辑部

中国电子信息产业集团有限公司第六研究所