

一种双极工艺下抗辐照 PWM 推挽转换电路的研究

李俊宏, 李 平, 张国俊, 翟亚红, 许剑波

(电子科技大学电子薄膜与集成器件国家重点实验室, 四川成都 610054)

摘 要: 利用双稳态竞争原理, 通过状态保持电路和状态转换电路的配合, 实现一种基于双极器件的 PWM 推挽转换电路, 该电路对辐照后双极器件的电流增益退化不敏感. 采用华越双极 $2\mu\text{m}$ 工艺进行流片而没有进行任何工艺加固. 并在 Co-60 辐照源, $5.6\text{rad}(\text{Si})/\text{s}$ 剂量率, $100\text{krad}(\text{Si})$ 总剂量的条件下进行抗辐照实验, 结果表明, 单管的电流增益退化至 $55\% \sim 65\%$, 而电路功能完全正常, PWM 所驱动的功率管在低电平时完全截止, 导通时压降仅提升了 $12\% \sim 22\%$.

关键词: 推挽驱动; 双极; 抗辐照; 脉冲宽度调制; 双稳态

中图分类号: TN431.1 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2011) 11-2492-05

The Studies of a Bipolar PWM Push-Pull Converter for Anti-Radiation Application

LI Jun-hong, LI Ping, ZHANG Guo-jun, ZHAI Ya-hong, XU Jian-bo

(State Key Laboratory of Electronic Thin Films and Integrated Devices, University of Electronics Science and Technology of China, Chengdu, Sichuan 610054, China)

Abstract: A push-pull PWM converter based on bipolar process is proposed and verified. The dual outputs status push-pull shifting is realized through the cooperation of a status maintainer and a status switcher. Utilizing the bi-stable race, the circuit is insensitive to the current gain degeneration caused by irradiation. The circuit is manufactured via HUAYUE $2\mu\text{m}$ bipolar process and irradiated by Co-60 radiation source at the $5.6\text{rad}(\text{Si})/\text{s}$ dosage rate and $100\text{krad}(\text{Si})$ total dose. The test results indicate that the circuit is functional correctly while the single NPN device has current gain degeneration of $55\% \sim 65\%$. The bipolar power device driven by converter is fully cut when turned off, and the turn on voltage drop sees $12\% \sim 22\%$ increase only.

Key words: push-pull converter; bipolar; anti-radiation; pulse width modulation (PWM); bi-stable

1 引言

目前开关电源芯片通常基于标准 CMOS 或 BCD 工艺, 使用 LDMOS 作为开关管. 而在辐照条件下, 总剂量效应会导致 MOSFET 的漏电流显著加大并使阈值减小, 还会出现闩锁效应, 使控制电路系统失灵^[1]. 更为严重的是, 总剂量效应会降低功率管阈值电压^[2], 使其无法关闭, 从而导致整个电源系统的崩溃^[1,3-5].

为了降低成本, 电源管理芯片通常采用 $0.5\mu\text{m}$ 以上的工艺. 而 CMOS 工艺的特征尺寸越大, 栅氧化层的质量越差, 电路抗总剂量能力也就越弱^[6]. 实验结果表明, 在上华 $0.5\mu\text{m}$ 工艺下的 CMOS 器件经过 $15\text{krad}(\text{Si})$ 总剂量辐照后芯片功能出现错误. 即使是抗辐照能力强于 CMOS 的 FLASH、EEPROM^[7], 也需要 $0.25\mu\text{m}$ 以下的工艺才能抵抗 $100\text{krad}(\text{Si})$ 的总剂量^[8]. 而太小的特征尺寸意味着高成本. 所以在 $1\mu\text{m}$ 或 $2\mu\text{m}$ 等适合电源芯片的工艺条件下难以实现 $100\text{krad}(\text{Si})$ 的抗总剂量目标. 在同等特征尺寸下, 功率双极器件作为开关管相对于 LDMOS 而言具有潜在的抗辐照优势. 其原因在于: 尽管总剂量

和低剂量率效应会降低电流增益 β 而影响器件的导通性能^[9-11], 但 β 的降低不会影响器件关断. 且双极器件稳定性较 MOSFET 更好, 无闩锁效应, 更适用于在抗辐照开关电源系统.

大功率隔离开关电源需要双功率管的推挽工作来实现^[12], 所以需要将误差反馈放大器产生的单端 PWM 电压转换为双端推挽 PWM 电压以驱动双功率管. 利用图 1 所示的 CMOS 电路即可实现上述功能. 如果模式控制端为低, 输出同相 PWM 波形; 反之则输出推挽 PWM. 但 CMOS 电路无法满足抗辐照要求. 尽管文献^[13, 14]分别提出了选择性加固和多重冗余来提高抗辐照性能, 但上述方法主要针对数字电路 SEU 效应, 无法应用于 CMOS 推挽转换器. 而基于双极的时序组合逻辑电路结构复杂, 加上双极器件本身面积较大, 如使用传统双极逻辑来搭建推挽转换器, 会占用大量芯片面积.

为满足抗辐照要求, 在工艺上可使用场板来补偿 β 的退化从而实现双极电路的抗辐照加固^[15], 但这势必增加流片成本. 而自身具有抗辐照特性, 无需工艺加固的双极推挽转换电路尚未见文献报道. 针对上述矛盾,

本文设计了一种新颖的双极 PWM 推挽转换器实现图 1 所示的功能. 由于该电路利用了双稳态竞争原理, β 的下降将使电路竞争双方双极器件的电流控制能力均被削弱, 对称性不受影响. 所以无需工艺加固, 该电路自身即可有效抵抗辐照效应, 且电路版图面积小. 流片测试结果表明, 在没有采用任何工艺加固的情况下, 经过了剂量率 5.6rad(Si)/s, 总剂量 100krad(Si) 的辐照之后, 单管的 β 出现了明显下降, 而推挽转换电路仍能正常输出推挽和同相 PWM 信号, 所驱动的 NPN 功率管在基极低电平时能完全截止. 测试结果证明该电路具有优良的抗辐照特性.

2 双稳态状态保持电路设计

PWM 推挽转换的实现需要首先设计一个如图 2 (a) 所示的双稳态状态保持电路. 由 Q_{1A} 、 Q_{1B} 两个 NPN 管和对应的 R_{1A} 、 R_{1B} 两个电阻配合, 相互将对方的集电极拉低而产生竞争, 构成一个双稳态电路, $out1$ 和 $out2$ 分别是输出. 该电路如果参数选择不当, 会出现第三态导致状态保持功能失效. 如果 R_{1A} 、 R_{1B} 的电阻值 r_1 过小, 则 R_{1A} 、 R_{1B} 上的压降也过小, 而 Q_{1A} 、 Q_{1B} 的集电极与发射极电压差 V_{CE} 及基极电压 V_B 均较大, 使两个 NPN 都满足放大区工作条件, 第三态就会出现. 此时 V_{CC} 向两条支路提供对称的电流, 两管的电流电压关系均满足式(1).

$$V_B = V_{CE} = V_{CC} - (I_{BB} + I_{CA})r_1 = V_{CC} - (I_{BA} + I_{CB})r_1 \quad (1)$$

上式中 I_{BA} 、 I_{BB} 分别是 Q_{1A} 和 Q_{1B} 的基极电流, I_{CA} 、 I_{CB} 则是对应的集电极电流. 电路对称, $I_{CA} = I_{BA} * \beta$, $I_{BA} = I_{BB}$, (1) 简化为(2):

$$V_{CC} - I_{BA}(1 + \beta)r_1 = V_{CC} - I_{BB}(1 + \beta)r_1 \quad (2)$$

假设 V_B 和 V_{CE} 分别为两管的基极电压及发射极、集电极的电压差. NPN 管的基极导通电压为 0.7V. 如果 r_1 足够大使图 2 中的电路满足式(3)的关系, 则当 NPN 对管均流过集电极电流 I_C 时, R_{1A} 、 R_{1B} 的压降会使双方的基极电压 V_B 都下降至 0.7V 以下, NPN 对管将同时截止, 集电极电流降为零, 电阻 R_{1A} 、 R_{1B} 的压降也为零, 使 Q_{1A} 、 Q_{1B} 由于基极电压被提升到 V_{CC} 而重新导通. 两管一旦导通, 电流流过 R_{1A} 、 R_{1B} 产生的压降又会使两管截止. 所以上述过程不稳定, 对称导通的第三态不会出现, 只能通过竞争形成正反馈随机的使其中一个 NPN 管的 V_{CE} 降低进入饱和区而完全导通; 另一个则由于 V_B 过低而完全截止, 出现双稳态. 此时, $out1$ 和 $out2$ 将输出相应的高低电平.

$$V_B = V_{CE} = V_{CC} - I_{BB}(1 + \beta)r_1 < 0.7 \quad (3)$$

考虑辐照带来的 β 退化, Q_{1A} 和 Q_{1B} 的 β 都出现了

降低, 所以电路对称性不受影响. 由式(3)可得出 β 降低会使双方的 V_B 升高, 但只要适当增加 r_1 , 仍能满足式(3). 所以图 2(a) 所示的状态保持电路受辐照的影响不大. 只要图 2(a) 中 r_1 能满足(3), 就能实现 $out1$ 和 $out2$ 的反相. 但要实现推挽 PWM 输出, 还需要 $out1$ 和 $out2$ 状态互换. 由此引入电阻 R_{2A} 、 R_{2B} , 其电阻值均为 r_2 , 如图 2(b) 所示. 假设图 2 中的 Q_{1A} 截止, 而 Q_{1B} 饱和. 对电路中 Q_{1A} 的基极注入电流 I , 电流将通过 R_{2B} 、 Q_{1B} 流到地, 在 R_{2B} 上产生的压降会提升 Q_{1A} 的基极电压, 此时流入截止 Q_{1A} 基极的电流可忽略不计. 假设 V_{CE} 为 Q_{1B} 的饱和导通压降, 如果 I 和 r_2 足够大, 满足式(4), 则 Q_{1A} 的基极电压将超过 0.7V. Q_{1A} 导通并进入放大区, Q_{1A} 的集电极电流迅速增大, 而经 R_{2A} 的 Q_{1B} 基极电流减小. 因为 r_1 的电阻值足够大, 所以 Q_{1A} 的集电极电压迅速降低, Q_{1B} 的集电极电压因其基极电压被迅速下拉而被进一步拉高, 再次增大 Q_{1A} 的基极电流, 形成正反馈. 直到 Q_{1A} 进入饱和区, Q_{1B} 完全截止, 状态发生互换.

$$I \times r_2 + V_{CE} > 0.7 \quad (4)$$

由于辐照后 β 退化会使导通管的集电极和基极电流的差距减小, 所以当 Q_{1A} 导通时, Q_{1A} 基极电流和集电极的电流差距减小, 使 $out1$ 和 $out2$ 的电压差降低, 可能影响双稳态的可靠性. 但由于 Q_{1A} 的基极电流受到了 R_{2B} 限制, 使 R_{1B} 的压降降低, 增大 $out1$ 和 $out2$ 的电压差, 保证了双稳态可靠性.

3 双极状态转换电路实现

根据上面的分析, 对图 2(b) 中截止的 NPN 的基极注入电流, 即可实现输出状态转换. 因此, 我们设计了如图 3 所示能对 NPN 对管进行交替充电的状态转换器. 由 Q_{3A} 和 Q_{3B} 构成一对射随器以隔离 V_{in} 输入, 它们的两个基极端口共同输入电压 V_{in} . 当 V_{in} 为低时, 则 Q_{3A} 和 Q_{3B} 基极接地, 使 Q_{2A} 和 Q_{2B} 的基极也被射随拉到地, Q_{2A} 、 Q_{2B} 截止, 不输出电流. 当 V_{in} 迅速升高超过 Q_{2A} 和 Q_{2B} 的发射极电压 V_{EA} 、 V_{EB} , 即 $V_{in} > \text{MAX}(V_{EA}, V_{EB})$ 时, Q_{2A} 、 Q_{2B} 都将导通并输出发射极电流. 假设此时 E_A 点电压小于 E_B 点, Q_{2A} 的 V_{BE} 大于 Q_{2B} 的 V_{BE} , 则 $I_{OUTA} > I_{OUTB}$. 但由于 R_{3A} 的压降, 使 Q_{2A} 集电极、 Q_{2B} 基极的电压均降低, 同时 Q_{2A} 的基极升高, 形成正反馈, 进一步增大 Q_{2A} 的发射极电流, 实现 Q_{2A} 输出大电流, Q_{2B} 因完全截止不输出电流的双稳态. 同图 2 的电路类似, 为了避免出现 Q_{2A} 和 Q_{2B} 均进入放大区的第三态, 先假设电阻 R_{4A} 、 R_{4B} 被短路, 其电阻值 $r_4 = 0$, 此时两管的基极电流 I_{BA} 、 I_{BB} , 集电极电流 I_{CA} 、 I_{CB} 完全相等, $I_{BA} = I_{BB} = I_B$, $I_{CA} = I_{CB} = I_C$, 只要 R_{2A} 和 R_{2B} 满足条件(5), 则与状态保持电路同理, 图 3 中的电路将无法出现第三态.

为了满足(5), R_{3A}, R_{3B} 的值 r_3 不能太小, 但如果 r_3 太大, 则会减小导通管的 I_{OUT} 电流, 从而降低双稳态状态转换的可靠性. 所以需引入 R_{4A} 和 R_{4B} 来限制基区电流, 如其电阻值 r_4 满足条件(6), 则(6)中的 r_3 取比(5)中更

小的值, 可使 I_{OUT} 电流增大而不出现第三态, 提高双稳态转换的可靠性.

$$V_{BE} = V_{CE} = V_{CC} - (I_B + I_C) \times r_3 < 0.7 \quad (5)$$

$$V_{BE} = V_{CC} - (I_B + I_C) \times r_3 - I_{BF4} < 0.7 \quad (6)$$

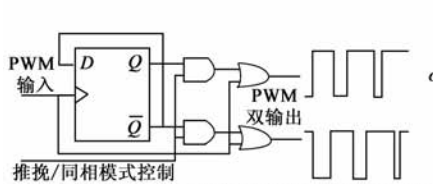


图1 PWM转换器拓扑结构及输出波形示意图

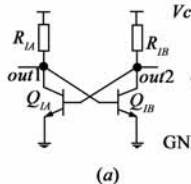


图2 状态保持电路

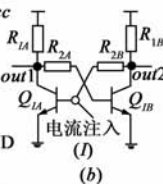


图3 状态转换电路

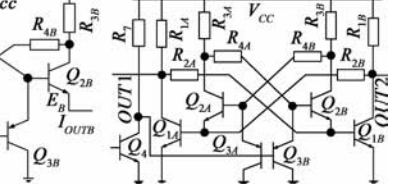


图4 PWM推挽转换电路

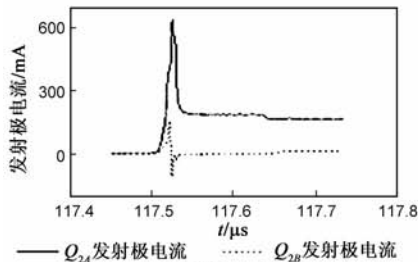
4 全电路设计与仿真分析

结合上述保持和转换电路, 可实现如图4所示的PWM推挽转换电路. R_7 和 Q_4 构成反相器. 由前端比较器或逻辑电路产生的单端PWM信号从 Q_4 的基极输入, 当输入的PWM为高时, Q_{3A} 和 Q_{3B} 的基极将被拉低, Q_{2A} 和 Q_{2B} 完全截止. 只要 R_{1A} 和 R_{1B} 的电阻值 r_1 满足式(1), Q_{1A} 和 Q_{1B} 将进入双稳态. 同样假设 Q_{1A} 截止而 Q_{1B} 导通, 此时 $OUT1$ 被置高电平, 而 $OUT2$ 被 Q_{1B} 拉到低. 当PWM由高变低时, Q_{3A}, Q_{3B} 构成的两个射随器的发射极电压将随之迅速升高超过1.4V, 使 Q_{2A} 和 Q_{2B} 均导通. 而只要满足条件(6), 图4中的电路就不会出现第三态. Q_{1A} 截止, 基极电压接近于零, 而 Q_{1B} 导通, 基极电压

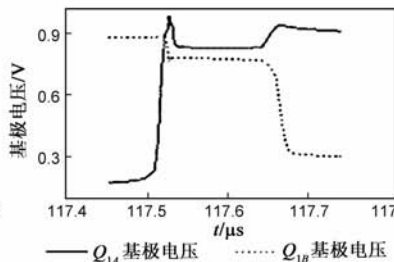
超过0.7V, 所以 Q_{2A} 的 V_{BE} 大于 Q_{2B} 的 V_{BE} . Q_{2A} 将对截止的 Q_{1A} 基极输出大电流, 而 Q_{2B} 则不输出电流. Q_{2A} 的导通电阻可忽略, Q_{2B} 截止, 经过 R_{4A} 的 Q_{2B} 基极电流也可忽略, 根据式(4), 得到式(7):

$$\frac{V_{CC} - V_{CE2A} - V_{CE1B}}{r_2 + r_3} \times r_2 + V_{CE1B} > 0.7 \quad (7)$$

上式 V_{CE2A}, V_{CE1B} 分别为 Q_{2A}, Q_{1B} 的集电极和发射极之间的电压. 如果条件(7)满足, Q_{1A} 和 Q_{1B} 及对应的 $OUT1$ 和 $OUT2$ 的状态将互换. 如果考虑辐照后 β 退化所导致的 Q_{2A} 发射极电流降低, 即(4)中的 I 降低, 状态转换电流将会减小, 使 R_{2B} 的电压降低. 但 Q_{1B} 的 β 也将下降, 其集电极电压 V_{CE1B} 将升高来补偿电流的减小, (7)仍被满足.



(a) 发射极电流波形



(b) 基极电压波形

图5 状态转换是内部节点电压电流波形

根据上述各条件调整电阻值, 利用华越 $2_{\mu m}$ 双极工艺库进行 Spectre 仿真, 可得到如图5所示波形. 在PWM输入由高变低的转换过程中, Q_{1A} 截止而 Q_{1B} 导通, Q_{2A} 将产生远大于 Q_{2B} 的发射极尖峰电流向 Q_{1A} 的基极充电, 如图5(a)所示, 使得 Q_{1A} 的基极电压迅速由低变高超过0.7V, 如图5(b)所示. 同时 Q_{1A} 集电极对 Q_{1B} 基极电压下拉使其开始下降, 由于 Q_{2A} 有持续的发射极电流输出, 而 Q_{2B} 的发射极电流很小, 在经过一段RC延迟之后, Q_{1A} 基极电压上升, 而 Q_{1B} 基极电压下降至0.7V以下, 实现状态转换, 电压波形如图6所示. 尽管 $OUT1$ 和 $OUT2$ 在输入PWM电压由高变低的边沿发生状态转换, 但在输入电压由低变高时无反应, 占空比无法调整且无死区时间, 还不能用于驱动功率管. 对图4

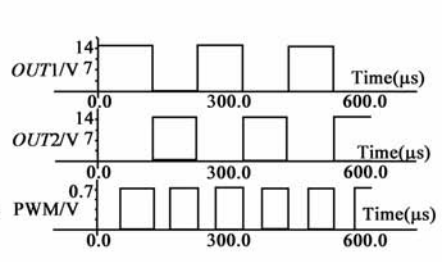
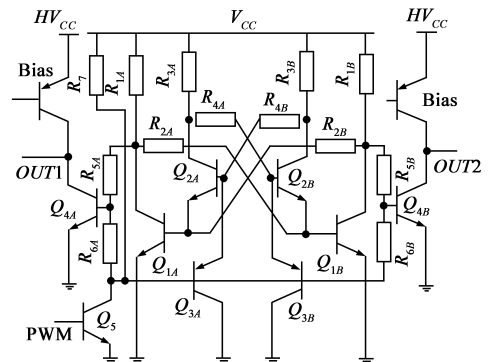


图6 状态转换电路输出电压仿真波形

加以改进, 完善的推挽PWM驱动转换器如图7所示. 同图4相比, 图7增加了 R_5, R_6 两对电阻以及一对由



Q_{4A} 、 Q_{4B} 组成、由高压 HV_{CC} 供电的输出反相器. 通过 HV_{CC} 电压转换, 可将 5V 电压转换为所需的输出高压. 当 PWM 输入为高时, Q_{4A} 、 Q_{4B} 基极将通过电阻 R_{6A} 、 R_{6B} 到地, Q_{1A} 、 Q_{1B} 将形成双稳态. 假设 Q_{1A} 截止, Q_{1B} 导通, Q_5 的导通压降为 V_{CE} . 忽略 Q_{1B} 的基极电流, 只要 R_{6A} 、 R_{6B} 的电阻值 r_6 满足(8), 则 Q_{4A} 将导通, V_{CC} 将通过 R_{1A} 和 R_{5A} 向 Q_{4A} 的基极提供电流, 将 $OUT1$ 拉到地. 因 Q_{1B} 也导通, 其集电极被拉到地, 使 Q_{4B} 的基极被拉到 0.7V 以下而截止, $OUT2$ 为高. 而当 PWM 电压由高变低时, Q_{1A} 和 Q_{1B} 将立即发生状态转换, Q_{1B} 截止而 Q_{1A} 导通. Q_{1B} 的截止将导致 Q_{4B} 的导通, 使 $OUT2$ 输出低电平. 由于 R_{5A} 、 R_{6A} 的存在, V_{CC} 电流将通过 R_7 、 R_{6A} 、 R_{5A} 、 Q_{1A} 流到地. Q_{1A} 的导通压降为 V_{CE} , 只要满足(9), 则 Q_{4A}

也将处于导通状态, 使 $OUT1$ 不输出电流, 从而 $OUT1$ 和 $OUT2$ 均为低, 使后极的两个功率管同时关闭而避免了短路. 当 PWM 再次变高时, Q_{1A} 导通, Q_{1B} 截止, $OUT1$ 和 $OUT2$ 的状态将和上周期 PWM 输入为高时相反, 实现标准推挽输出. 如图 8 所示.

$$V_{CC} \times \left(\frac{r_6}{r_1 + r_5 + r_6} \right) + V_{CE} > 0.7 \quad (8)$$

$$V_{CC} \times \left(\frac{r_5}{r_7 + r_5 + r_6} \right) + V_{CE} > 0.7 \quad (9)$$

如果将 R_{1A} 、 R_{1B} 、 R_{3A} 、 R_{3B} 连接的 V_{CC} 改为接地, 则双稳态转换电路被屏蔽, 输入 PWM 经过 Q_5 反相后, 通过 Q_{4A} 、 Q_{4B} 再次反相, 使 $OUT1$ 和 $OUT2$ 输出如图 9 所示完全同相的 PWM 电压.

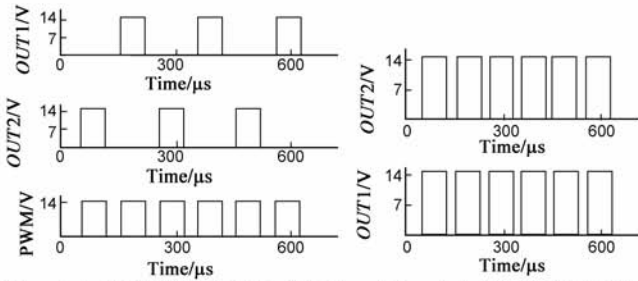


图8 全电路推挽模式仿真输出波形

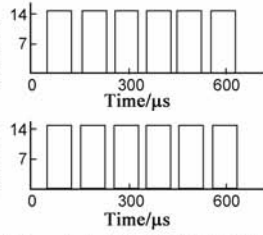


图9 全电路同相模式仿真输出波形

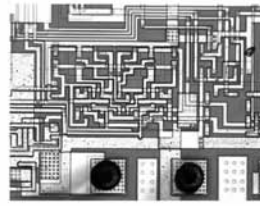


图10 PWM转换电路芯片照片

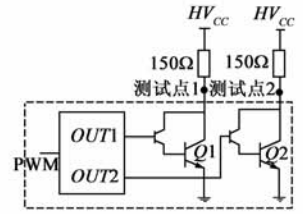


图11 推挽PWM转换电路测试电路图

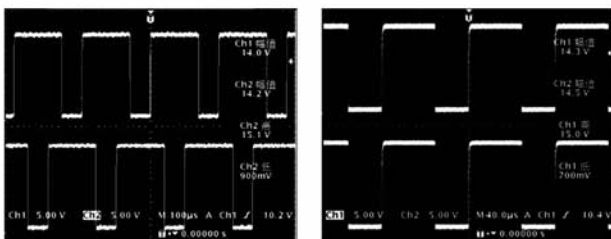
5 流片测试、抗辐照实验的分析与讨论

该电路在华越 $2\mu\text{m}$ 双极工艺条件下进行了流片, 其照片如图 10 所示. 对样品采用图 11 所示电路进行测试, PWM 输入端电压信号幅值为 5V. 转换电路将从 $OUT1$ 和 $OUT2$ 输出推挽模式的 PWM 电压, 芯片集成达林顿功率管 $Q1$ 和 $Q2$, 其集电极各外接 150Ω 的电阻, HV_{CC} 接 15V 电压, 在推挽和同相两种模式下, $Q1$ 和 $Q2$ 受到 $OUT1$ 和 $OUT2$ 控制, 分别对测试点进行交替和同时下拉, 输出的电压波形分别如图 12 (a), (b)所示.

使用西北核物理所的 Co-60 作为辐射源, 对图 11 虚线中的部分进行了 $5.6\text{rad}(\text{Si})/\text{s}$ 的剂量率、 $100\text{krad}(\text{Si})$ 总剂量的辐照实验. 在辐照完成后立即对 PCM 测试图形中的 NPN 单管进行性能测试, 晶体管图示仪的

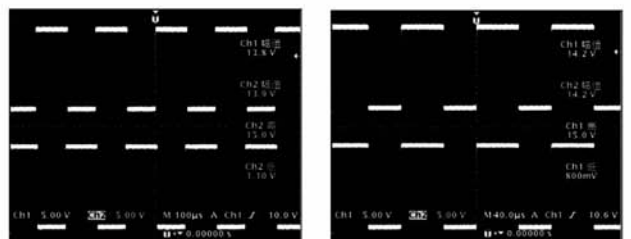
输出数据显示 β 退化至 $55\% \sim 65\%$. 在此基础上, 对图 11 中的电路进行测试, 测试点输出的电压波形如图 13 (a), (b)所示, 显然, 辐照后的芯片同样输出了正确的推挽和同相波形, 同上文的理论分析吻合.

对多个样品进行测试, 功率管集电极输出的 PWM 高低电平及幅值如表 1 所示. 从表中数据可看出, 无论是辐照前还是辐照后, 推挽模式的低电平电压均高于同相模式. 这是由于同相模式在如图 7 所示的转换器输出高电平时, R_{1A} 、 R_{1B} 、 R_{3A} 、 R_{3B} 均接地, 使 Q_{4A} 和 Q_{4B} 截止时的基极电压低, 导致 Q_{4A} 和 Q_{4B} 的集电极电压高, 图 11 中功率管基极电流也将更大, 导通电阻更小; 而在推挽模式下, 由于 R_{1A} 、 R_{1B} 、 R_{3A} 、 R_{3B} 均接 V_{CC} , 使 Q_{4A} 和 Q_{4B} 的集电极电压较同相模式而言要低, 在功率管导通时基极电流更小, 从而使其导通电阻增大, 输出的低电



(a) 推挽模式输出波形 (b) 同相模式输出波形

图12 辐照前电路输出波形



(a) 推挽模式输出波形 (b) 同相模式输出波形

图13 辐照后电路输出波形

平电压高于同相模式,再考虑辐照的情况.当功率管关闭时,两种模式辐照后输出的 PWM 高电平电压均未发生变化,为 HV_{cc} 电压 15V,表明功率管仍然能完全截止.而当功率管导通,同相和推挽模式输出的低电平电压分别有了约 12% 和 22% 的提高,导致幅值约有 1% ~ 2% 的降低.这是因为功率管为开关工作方式,在集电极输出低电平时,功率管处于完全导通的饱和区,电流放大作用弱,对 β 的依赖显著减小,所以尽管辐照后单管 β 降低了 35% ~ 45%,而低电平电压只提高了 12% 和 22%.虽然在应用中会略微降低电源转换效率,但不会对电路功能造成实际影响.

表 1 辐照前后集电极输出电压对比

		同相模式		推挽模式	
		辐照前	辐照后	辐照前	辐照后
幅值(V)	点 1	14.4	14.2	14.1	13.8
	点 2	14.5	14.2	14.2	13.8
高电平(V)	点 1	15.0	15.0	15.0	14.9
	点 2	15.0	15.0	15.0	15.0
低电平(V)	点 1	0.72	0.81	0.90	1.10
	点 2	0.72	0.80	0.89	1.11

6 结论

本文利用双稳态竞争原理设计了一种基于双极的 PWM 推挽转换电路.在 $2\mu\text{m}$ 双极工艺条件下对该电路完成了流片,用 Co-60 作为辐照源进行了辐照实验.测试结果表明该电路受辐照影响小,能应用于特定的辐照环境中.

参考文献

- [1] P C Adell, R D Schrimpf, et al. Total-dose and single-event effects in DC/DC converter control circuitry[J]. IEEE Trans on NS, 2003, 50(6): 1867 - 1872.
- [2] 何宝平, 王桂珍, 等. NMOSFET 器件不同源、不同 γ 剂量率辐射损伤比较[J]. 电子学报, 2002, 30(8): 1229 - 1231. HE Bao-ping, WANG Gui-zhen, et al. A comparison of ionizing radiation damage in NMOSFET device from different radiation resources and different dose rate ^{60}Co gamma rays[J]. Acta Electronica Sinica, 2002, 30(8): 1229 - 1231. (in Chinese)
- [3] P C Adell, R D Schrimpf, et al. Total-dose and single-event effects in switching DC/DC power converters[J]. IEEE Trans on NS, 2002, 49(6): 3217 - 3221.
- [4] M V O' Bryan, K A Label, et al. Radiation damage and single event effect results for candidate spacecraft electronics[A]. IEEE Radiation effects data workshop, 2000 IEEE[C]. Reno, NV, USA: IEEE Piscataway NJ United States, 2000. 106 - 122.

- [5] K Warren, D R Jim, et al. Single event testing of DC/DC converters for spaceflight[A]. IEEE Radiation effects data workshop, 2002 IEEE[C]. Reno, NV, USA: IEEE Piscataway NJ United States, 2002. 106 - 108.
- [6] J V Osborn, R C Lacoce, et al. Total dose hardness of three commercial CMOS microelectronic foundries[J]. IEEE Trans on NS, 1998, 45(3): 1458 - 1463.
- [7] 贺朝会, 耿斌, 等. 浮栅 ROM 与 SRAM 的辐射效应比较分析[J]. 电子学报, 2003, 31(8): 1260 - 1262. HE Chao hui, GENG Bin, et al. Comparison and analysis of radiation effects between floating gate ROMs and SRAMs[J]. Acta Electronica Sinica, 2003, 31(8): 1260 - 1262. (in Chinese)
- [8] K F Strauss. Memory technologies and data recorder design [A]. 2009 IEEE Aerospace conference [C]. Big Sky, MT, USA: IEEE Computer society, 2009: 1 - 18.
- [9] L Dusseau, M F Bernard, et al. Analysis of total-dose response of a bipolar voltage comparator combining radiation experiments and design data[J]. IEEE Trans on NS, 2006, 53(4): 1910 - 1916.
- [10] S McClure, R L Pease, et al. Dependence of total dose response of bipolar linear microcircuits on applied dose rate[J]. IEEE Trans on NS, 1994, 41(6): 2544 - 2549.
- [11] D M Fleetwood, S L Kosier, et al. Physical mechanisms contributing to enhanced bipolar gain degradation at low dose rates[J]. IEEE Trans on NS, 1994, 41(6): 1871 - 1883.
- [12] R W Erickson. D. Maksimovic Fundamentals of Power Electronics[M]. Colorado: KLUWER academic publishers, 2004. 159 - 161.
- [13] R Garg, N Jayakumar, et al. Circuit-level design approaches for radiation-hard digital electronics[J]. IEEE Trans on VL-SI, 2009, 17(6): 781 - 792.
- [14] M D Lahey, D S Harris, et al. High reliability logic circuit for radiation environment[P]. US Patent: 5870332, 1999-2-9.
- [15] N W van Vonno, D Woodbury, et al. Radiation hardened bipolar junction transistor[P]. US Patent: 7187056, 2007-3-6.

作者简介



李俊宏 男, 1981 年 2 月出生于重庆市, 讲师, 在职博士. 现主要从事功率集成电路及其抗辐照技术研究工作.
E-mail: Jefferyli@uestc.edu.cn

李平 男, 1957 年出生于四川省雅安市. 教授, 博士生导师, 研究方向为大规模集成电路和混合集成电路设计.
E-mail: pli@uestc.edu.cn