



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 102324843 A

(43) 申请公布日 2012. 01. 18

(21) 申请号 201110127928. 2

(22) 申请日 2011. 05. 17

(71) 申请人 浙江大学

地址 310027 浙江省杭州市西湖区浙大路
38 号

(72) 发明人 宁志华 何乐年 胡志成

(74) 专利代理机构 杭州天勤知识产权代理有限
公司 33224

代理人 胡红娟

(51) Int. Cl.

H02M 3/155(2006. 01)

H02M 3/07(2006. 01)

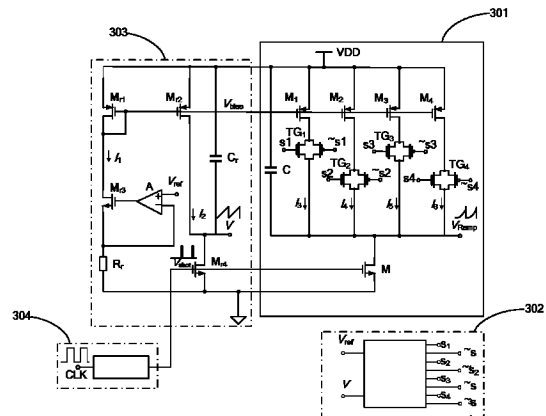
权利要求书 2 页 说明书 6 页 附图 4 页

(54) 发明名称

一种高精度分段式线性斜坡补偿电路

(57) 摘要

本发明公开了一种高精度分段式线性斜坡补偿电路,包括多段式斜坡补偿信号产生电路、多段式控制信号产生电路、锯齿波产生电路和触发电路。本发明通过对斜坡补偿信号产生电路和控制信号产生电路的分段设计,使当转换器工作占空比在任何大小情况下,能灵活控制斜坡补偿量,保证了转换器的电流反馈能力、瞬态响应特性以及带载能力;通过调整电阻链路的分压比以及相关 MOS 管的宽长比,可调节出理想的斜坡补偿信号波形,且信号抗干扰性强,因此可广泛应用于峰值电流模式控制的 DC/DC 转换器中。



1. 一种高精度分段式线性斜坡补偿电路,其特征在于:包括用于产生斜坡补偿信号的多段式斜坡补偿信号产生电路、为多段式斜坡补偿信号产生电路提供控制信号的多段式控制信号产生电路、既为多段式斜坡补偿信号产生电路提供偏置电压信号又为多段式控制信号产生电路提供锯齿波信号的锯齿波产生电路、为多段式斜坡补偿信号产生电路与锯齿波产生电路提供窄脉冲信号的触发电路。

2. 根据权利要求1所述的高精度分段式线性斜坡补偿电路,其特征在于:所述的多段式斜坡补偿信号产生电路由 $(n-1)$ 条斜坡补偿链路、一个电容和一个NMOS管构成;其中,所有斜坡补偿链路的输入端相连并接收外部设备提供的电源电压信号,电容的一端接地或接收外部设备提供的电源电压信号,电容的另端与NMOS管的漏极和所有斜坡补偿链路的输出端相连并产生斜坡补偿信号,NMOS管的栅极接收所述的触发电路提供的窄脉冲信号,NMOS管的源极接地; n 为段数且 n 为大于等于2的自然数;

所述的斜坡补偿链路由一个PMOS管和一个传输门构成;其中,PMOS管的源极为斜坡补偿链路的输入端,PMOS管的栅极接收所述的锯齿波产生电路提供的偏置电压信号,PMOS管的漏极与传输门的输入端相连,传输门的输出端为斜坡补偿链路的输出端,传输门的第一控制端与第二控制端分别接收所述的多段式控制信号产生电路提供的一对相位互补的控制信号;

所述的多段式控制信号产生电路由一条电阻链路和 $(n-1)$ 条控制信号链路构成;其中,电阻链路由第一电阻至第 n 电阻依次串联而成,第一电阻的悬空端接地,第 n 电阻的悬空端接收外部设备提供的基准电压信号;所有控制信号链路的第一输入端相连并接收所述的锯齿波产生电路提供的锯齿波信号,第 i 控制信号链路的第二输入端与电阻链路中第 i 电阻和第 $(i+1)$ 电阻的连接点相连,第 i 控制信号链路的第一输出端和第二输出端分别产生第 i 正相控制信号和第 i 反相控制信号; i 为自然数且 $1 \leq i \leq n-1$;

所述的控制信号链路由一个比较器和一个反相器构成;其中,比较器的正相输入端为控制信号链路的第一输入端,比较器的反相输入端为控制信号链路的第二输入端,比较器的输出端与反相器的输入端相连并为控制信号链路的第一输出端,反相器的输出端为控制信号链路的第二输出端。

3. 根据权利要求1或2所述的高精度分段式线性斜坡补偿电路,其特征在于:所述的锯齿波产生电路由四个偏置MOS管、一个运算放大器、一个偏置电容、一个偏置电阻构成;其中,第一偏置MOS管的源极与第二偏置MOS管的源极相连并接收外部设备提供的电源电压信号,第一偏置MOS管的栅极与第二偏置MOS管的栅极、第一偏置MOS管的漏极和第三偏置MOS管的漏极相连并产生偏置电压信号,第三偏置MOS管的栅极与运算放大器的输出端相连,第三偏置MOS管的源极与运算放大器的反相输入端和偏置电阻的一端相连,运算放大器的正相输入端接收外部设备提供的基准电压信号,偏置电阻的另端与第四偏置MOS管的源极相连并接地,第四偏置MOS管的栅极接收所述的触发电路提供的窄脉冲信号,第四偏置MOS管的漏极与偏置电容的一端和第二偏置MOS管的漏极相连并产生锯齿波信号,偏置电容的另端接地或接收外部设备提供的电源电压信号。

4. 根据权利要求3所述的高精度分段式线性斜坡补偿电路,其特征在于:所述的第一偏置MOS管和第二偏置MOS管为PMOS管,所述的第三偏置MOS管和第四偏置MOS管为NMOS管。

5. 根据权利要求 3 所述的高精度分段式线性斜坡补偿电路,其特征在于:所述的斜坡补偿信号的分段点的设定是通过调节所述的电阻链路中电阻分压比实现的;所述的斜坡补偿信号的各分段坡度的设定是通过调节所述的斜坡补偿链路中 PMOS 管的宽长比与所述的第一偏置 MOS 管的宽长比的比例实现的。

一种高精度分段式线性斜坡补偿电路

技术领域

[0001] 本发明属于集成电路技术领域,具体涉及一种高精度分段式线性斜坡补偿电路。

背景技术

[0002] 在中小功率 DC/DC 开关电源中,恒定频率 PWM 闭环反馈控制系统中的峰值电流模式控制技术由于具有瞬态响应快、内部固有逐周期限流保护、带宽大、易于实现均流等优点而被广泛地应用,LED 驱动电路就是运用峰值电流模式控制技术的典型。但是,当采用峰值电流控制的转换器工作在占空比大于 50% 的时候会发生次谐波振荡的问题,通常需要引入斜坡补偿来解决这个问题。

[0003] 在不加入斜坡补偿时,若电感电流 i_L 出现的一个扰动 Δi_{L0} ,其将在下一个周期变为 $\frac{m_2}{m_1} \Delta i_{L0}$,其中 m_1 、 m_2 分别为电感电流 i_L 的上升和下降斜率,对于常见的 LED 驱动电路所接

成的 Buck 拓扑结构, m_1 、 m_2 满足关系式 $\frac{m_2}{m_1} = \frac{D}{1-D}$,所以经过一个周期扰动变为 $\frac{D}{1-D} \Delta i_{L0}$,占空比 D 大于 50% 时,扰动逐周期变大,最终导致产生次谐波振荡,所以周期工作在占空比大于 50% 的时候需要加入斜坡补偿来解决次谐波振荡的问题。

[0004] 传统的斜坡补偿方式是采用固定斜率的线性斜坡信号进行补偿,即在采样的电感电流上直接叠加固定斜率的锯齿波信号,具体实现原理如图 1 所示,图 1(a) 为锯齿波产生电路,图 1(b) 为斜坡叠加电路。在斜坡叠加电路中,由于运放的箝位作用,流过电阻 R_1 的电流为 $I_1 = V_1/R_1$,其中 V_1 信号即为所加入的固定斜率的锯齿波信号,电流 I_1 通过由 PMOS 管 M_1 和 M_2 组成的电流镜镜像到 R_2 支路上,则流过电阻 R_2 的电流为 $I_2 = NI_1$,其中 N 为 PMOS 管 M_2 的宽长比与 M_1 的宽长比的比例,电流 I_2 与流过开关管 M_3 的电流 I_3 (即采样的电感电流) 合并后流经电流采样电阻 R_3 ,则电流采样电阻 R_3 两端的电压为:

$$[0005] \quad V_3 = (I_2 + I_3) \cdot R_3 = (NI_1 + I_3) \cdot R_3 = \left(N \frac{V_1}{R_1} + I_3 \right) \cdot R_3$$

[0006] 其中, V_3 中既包含了斜坡补偿电压产生的电流分量,也包含电感电流分量,即实现了在采样的电感电流上叠加斜率固定的锯齿波。

[0007] 对于上述的固定斜率斜坡补偿,占空比在全范围内变化时所加入的补偿斜坡斜率均为 m_a ,此时电感电流 i_L 的一个扰动 Δi_{L0} 在下一个周期变为 $\frac{m_2 - m_a}{m_1 + m_a} \Delta i_{L0}$,为了

消除以上所述的次谐波振荡问题,所加入的补偿斜率 m_a 最小应该满足 $\frac{m_2 - m_a}{m_1 + m_a} = 1$,即

$$m_a = \frac{m_2 - m_1}{2} = \frac{2D - 1}{2D} m_2$$

从上式可以看出,占空比 D 越大,维持转换器稳定工作所需加入补偿斜坡的斜率 m_a 也越大,最大占空比接近于 1 时,补偿斜坡的斜率 m_a 最小值为 $0.5m_2$ 。实际应用中,通常会根据所要求的最大占空比 D_{\max} 、输出电压 V_{out} 和电感 L 等参数代入上式来计算出所需加入补偿斜坡斜率的最小值,再增加一定的裕量,补偿斜率 m_a 通常设定为所计算

出的最小值的 1.5 ~ 2 倍,这样的补偿斜率对于转换器工作在大的占空比时保持稳定是必需的,但是对于转换器工作在小的占空比时为过补偿,具体对照如图 2 所示。

[0008] 从以上计算可以看出,为了保证转换器当占空比在全范围内变化时都能正常工作,所叠加锯齿波的斜率需要大于电感电流下降斜率 m_2 的二分之一,且转换器工作占空比越大时,要求补偿斜坡斜率也越大,维持转换器工作在大的占空比时的斜坡补偿量对于转换器工作在低的占空比时的斜坡补偿量明显过大,补偿量过剩将削弱转换器的电流反馈能力,影响其瞬态响应特性和带载能力,同时使峰值电流模式控制向电压模式控制转变,峰值电流模式控制的优势逐渐丢失。

发明内容

[0009] 本发明提供了一种高精度分段式线性斜坡补偿电路,其补偿的斜坡斜率能根据转换器工作占空比的不同区间变化而分段跟随变化,确保转换器在占空比变化时能维持稳定工作的同时不引入过量的补偿。

[0010] 一种高精度分段式线性斜坡补偿电路,包括用于产生斜坡补偿信号的多段式斜坡补偿信号产生电路、为多段式斜坡补偿信号产生电路提供控制信号的多段式控制信号产生电路、既为多段式斜坡补偿信号产生电路提供偏置电压信号又为多段式控制信号产生电路提供锯齿波信号的锯齿波产生电路、为多段式斜坡补偿信号产生电路与锯齿波产生电路提供窄脉冲信号的触发电路。

[0011] 所述的多段式斜坡补偿信号产生电路由 $(n-1)$ 条斜坡补偿链路、一个电容和一个 NMOS 管构成;其中,所有斜坡补偿链路的输入端相连并接收外部设备提供的电源电压信号,电容的一端接地或接收外部设备提供的电源电压信号,电容的另端与 NMOS 管的漏极和所有斜坡补偿链路的输出端相连并产生斜坡补偿信号,NMOS 管的栅极接收所述的触发电路提供的窄脉冲信号,NMOS 管的源极接地; n 为段数且 n 为大于等于 2 的自然数;

[0012] 所述的斜坡补偿链路由一个 PMOS 管和一个传输门构成;其中,PMOS 管的源极为斜坡补偿链路的输入端,PMOS 管的栅极接收所述的锯齿波产生电路提供的偏置电压信号,PMOS 管的漏极与传输门的输入端相连,传输门的输出端为斜坡补偿链路的输出端,传输门的第一控制端与第二控制端分别接收所述的多段式控制信号产生电路提供的一对相位互补的控制信号;

[0013] 所述的多段式控制信号产生电路由一条电阻链路和 $(n-1)$ 条控制信号链路构成;其中,电阻链路由第一电阻至第 n 电阻依次串联而成,第一电阻的悬空端接地,第 n 电阻的悬空端接收外部设备提供的基准电压信号;所有控制信号链路的第一输入端相连并接收所述的锯齿波产生电路提供的锯齿波信号,第 i 控制信号链路的第二输入端与电阻链路中第 i 电阻和第 $(i+1)$ 电阻的连接点相连,第 i 控制信号链路的第一输出端和第二输出端分别产生第 i 正相控制信号和第 i 反相控制信号; i 为自然数且 $1 \leq i \leq n-1$;

[0014] 所述的控制信号链路由一个比较器和一个反相器构成;其中,比较器的正相输入端为控制信号链路的第一输入端,比较器的反相输入端为控制信号链路的第二输入端,比较器的输出端与反相器的输入端相连并为控制信号链路的第一输出端,反相器的输出端为控制信号链路的第二输出端;

[0015] 所述的锯齿波产生电路由四个偏置 MOS 管、一个运算放大器、一个偏置电容、一个

偏置电阻构成；其中，第一偏置 MOS 管的源极与第二偏置 MOS 管的源极相连并接收外部设备提供的电源电压信号，第一偏置 MOS 管的栅极与第二偏置 MOS 管的栅极、第一偏置 MOS 管的漏极和第三偏置 MOS 管的漏极相连并产生偏置电压信号，第三偏置 MOS 管的栅极与运算放大器的输出端相连，第三偏置 MOS 管的源极与运算放大器的反相输入端和偏置电阻的一端相连，运算放大器的正相输入端接收外部设备提供的基准电压信号，偏置电阻的另一端与第四偏置 MOS 管的源极相连并接地，第四偏置 MOS 管的栅极接收所述的触发电路提供的窄脉冲信号，第四偏置 MOS 管的漏极与偏置电容的一端和第二偏置 MOS 管的漏极相连并产生锯齿波信号，偏置电容的另一端接地或接收外部设备提供的电源电压信号；

[0016] 所述的第一偏置 MOS 管和第二偏置 MOS 管为 PMOS 管，所述的第三偏置 MOS 管和第四偏置 MOS 管为 NMOS 管。

[0017] 所述的触发电路用于将振荡器产生的时钟信号转化为频率相同、占空比较小的窄脉冲信号。

[0018] 所述的斜坡补偿信号的分段点的设定是通过调节所述的电阻链路中电阻分压比实现的；所述的斜坡补偿信号的分段坡度的设定是通过调节所述的斜坡补偿链路中 PMOS 管的宽长比与所述的第一偏置 MOS 管的宽长比的比例实现的。

[0019] 本发明的工作原理为：

[0020] 锯齿波产生电路中，触发电路输出的窄脉冲信号为低电平时，第四偏置 MOS 管关断，流过偏置电阻的电流通过电流镜拷贝后对偏置电容进行恒流充电；而当窄脉冲信号为高电平时，第四偏置 MOS 管开通，偏置电容迅速放电，使下极板的电压输出即产生锯齿波信号；

[0021] 多段式控制信号产生电路中，锯齿波信号和基准电压信号的若干分压信号分别通过比较器比较以及反相器反相后，产生若干对控制信号来控制多段式斜坡补偿信号产生电路中的若干个传输门；

[0022] 多段式斜坡补偿信号产生电路中，窄脉冲信号为低电平时，NMOS 管关断，各斜坡补偿链路中开通的传输门对应的电流给电容充电，多段式控制信号产生电路产生的若干对控制信号分别控制若干个传输门依次打开，电容的充电电流随之不断变大；当窄脉冲信号为高电平时，NMOS 管开通，电容迅速放电，使下极板的电压输出即产生得到分为若干段的线性斜坡补偿信号，其转换成电流分量后与电感电流分量的叠加可实现分段线性斜坡补偿。

[0023] 本发明通过对斜坡补偿信号产生电路和控制信号产生电路的分段设计，使当转换器工作占空比在任何大小情况下，能灵活控制斜坡补偿量，保证了转换器的电流反馈能力、瞬态响应特性以及带载能力；通过调整电阻链路的分压比以及相关 MOS 管的宽长比，可调节出理想的斜坡补偿信号波形，且信号抗干扰性强。

附图说明

[0024] 图 1(a) 为锯齿波产生电路的结构原理示意图。

[0025] 图 1(b) 为斜坡叠加电路的结构原理示意图。

[0026] 图 2 为补偿斜率与转换器工作占空比的曲线关系示意图。

[0027] 图 3 为本发明五段式线性斜坡补偿电路的结构原理示意图。

[0028] 图 4 为五段式控制信号产生电路的结构原理示意图。

[0029] 图 5 为触发电路的结构原理示意图。

[0030] 图 6 为五段式线性斜坡补偿电路产生斜坡补偿信号的波形图。

具体实施方式

[0031] 为了更为具体地描述本发明,下面结合附图及具体实施方式对本发明的技术方案及其相关原理进行详细说明。

[0032] 如图 3 所示,一种高精度分段式线性斜坡补偿电路,包括用于产生斜坡补偿信号 V_{Ramp} 的五段式斜坡补偿信号产生电路 301、为五段式斜坡补偿信号产生电路 301 提供控制信号的五段式控制信号产生电路 302、既为五段式斜坡补偿信号产生电路 301 提供偏置电压信号 V_{bias} 又为五段式控制信号产生电路 302 提供锯齿波信号 V 的锯齿波产生电路 303、为五段式斜坡补偿信号产生电路 301 与锯齿波产生电路 303 提供窄脉冲信号 V_{shot} 的触发电路 304。

[0033] 五段式斜坡补偿信号产生电路 301 由四条斜坡补偿链路、一个电容和一个 NMOS 管构成;其中,电容 C 的一端与所有斜坡补偿链路的输入端相连并接收外部设备提供的电源电压信号 V_{DD} ,电容 C 的另端与 NMOS 管 M 的漏极和所有斜坡补偿链路的输出端相连并产生斜坡补偿信号 V_{Ramp} ,NMOS 管 M 的栅极接收触发电路 304 提供的窄脉冲信号 V_{shot} ,NMOS 管 M 的源极接地;

[0034] 斜坡补偿链路由一个 PMOS 管和一个传输门构成;其中,PMOS 管的源极为斜坡补偿链路的输入端,PMOS 管的栅极接收锯齿波产生电路 303 提供的偏置电压信号 V_{bias} ,PMOS 管的漏极与传输门的输入端相连,传输门的输出端为斜坡补偿链路的输出端,传输门的第一控制端与第二控制端分别接收五段式控制信号产生电路 302 提供的一对相位互补的控制信号。

[0035] 锯齿波产生电路 303 由四个偏置 MOS 管、一个运算放大器、一个偏置电容、一个偏置电阻构成;其中,第一偏置 MOS 管 M_{r1} 的源极与第二偏置 MOS 管 M_{r2} 的源极和偏置电容 C_r 的一端相连并接收外部设备提供的电源电压信号 V_{DD} ,第一偏置 MOS 管 M_{r1} 的栅极与第二偏置 MOS 管 M_{r2} 的栅极、第一偏置 MOS 管 M_{r1} 的漏极和第三偏置 MOS 管 M_{r3} 的漏极相连并产生偏置电压信号 V_{bias} ,第三偏置 MOS 管 M_{r3} 的栅极与运算放大器 A 的输出端相连,第三偏置 MOS 管 M_{r3} 的源极与运算放大器 A 的反相输入端和偏置电阻 R_r 的一端相连,运算放大器 A 的正相输入端接收外部设备提供的基准电压信号 V_{ref} ,偏置电阻 R_r 的另端与第四偏置 MOS 管 M_{r4} 的源极相连并接地,第四偏置 MOS 管 M_{r4} 的栅极接收触发电路 304 提供的窄脉冲信号 V_{shot} ,第四偏置 MOS 管 M_{r4} 的漏极与偏置电容 C_r 的另端和第二偏置 MOS 管 M_{r2} 的漏极相连并产生锯齿波信号 V ;第一偏置 MOS 管 M_{r1} 和第二偏置 MOS 管 M_{r2} 为 PMOS 管,第三偏置 MOS 管 M_{r3} 和第四偏置 MOS 管 M_{r4} 为 NMOS 管。

[0036] 如图 4 所示,五段式控制信号产生电路 302 由一条电阻链路和四条控制信号链路构成;其中,电阻链路由第一电阻 R_1 至第五电阻 R_5 依次串联而成,第一电阻 R_1 的悬空端接地,第五电阻 R_5 的悬空端接收外部设备提供的基准电压信号 V_{ref} ;所有控制信号链路的第一输入端相连并接收锯齿波产生电路 303 提供的锯齿波信号 V ,第 i 控制信号链路的第一输入端与电阻链路中第 i 电阻和第 $(i+1)$ 电阻的连接点相连,第 i 控制信号链路的第一输出端和第二输出端分别产生第 i 正相控制信号 S_i 和第 i 反相控制信号 $\sim S_i$; i 为自然数且

$1 \leq i \leq 4$;

[0037] 控制信号链路由一个比较器和一个反相器构成;其中,比较器的正相输入端为控制信号链路的第一输入端,比较器的反相输入端为控制信号链路的第二输入端,比较器的输出端与反相器的输入端相连并为控制信号链路的第一输出端,反相器的输出端为控制信号链路的第二输出端。

[0038] 如图 5 所示,触发电路用于将振荡器产生的时钟信号转化为频率相同、占空比较小的窄脉冲信号。

[0039] 图 3 的锯齿波产生电路 303 中,运算放大器 A 的钳制作用,流过偏置电阻 R_r 的电流为 $I_1 = V_{ref}/R_r$,由偏置 MOS 管 M_{r1} 和 M_{r2} 组成的电流镜对该电流以一定的比例镜像到 I_2 ,镜像的比例为 M_{r2} 的宽长比与 M_{r1} 的宽长比的比例,当 M_{r1} 和 M_{r2} 的尺寸固定时, I_1 和 I_2 都与基准电压信号 V_{ref} 成比例,且都是恒定的电流。当触发电路 304 输出的窄脉冲信号 V_{shot} 为低电平时,第四偏置 MOS 管 M_{r4} 关断, I_2 对偏置电容 C_r 进行恒流充电, C_r 下极板电压以一定的斜率增大;当 V_{shot} 变为高电平时, M_{r4} 开通, C_r 通过 M_{r4} 迅速放电, C_r 下极板电压复位到零电位;对每一个周期, C_r 下极板的电压都是先以一定的斜率增大然后复位到零,在 C_r 的下极板就产生了锯齿波,使 C_r 下极板的电压输出即可产生与 V_{shot} 频率相同的锯齿波信号 V ; V_{shot} 频率确定时, V 的最大幅值由 R_r 、 C_r 和 V_{ref} 的大小决定,通过调节 R_r 和 C_r 的大小可以把 V 的最大幅值调节到等于 V_{ref} 。

[0040] 图 4 的五段式控制信号产生电路 302 中,锯齿波信号 V 与基准电压信号 V_{ref} 通过分压电阻 R_1 - R_5 得出的四个分压信号 V_{ref1} - V_{ref4} 通过比较器 B_1 - B_4 进行比较,四个比较器的比较结果信号及其通过反相器 I_1 - I_4 后的反相信号共同输出产生四对相位互补的控制信号 $(s_1, \sim s_1)$ 、 $(s_2, \sim s_2)$ 、 $(s_3, \sim s_3)$ 、 $(s_4, \sim s_4)$;由于锯齿波信号 V 的上升斜率固定且最大幅值为 V_{ref} ,而比较器 B_1 - B_4 的正相输入端输入的基准分压信号值越来越大,所以在一个周期内, B_1 - B_4 的比较结果信号 s_1 - s_4 依次从低电平变为高电平。

[0041] 图 3 的五段式斜坡补偿信号产生电路 301 中,PMOS 管 M_1 - M_4 与锯齿波产生电路 303 中的第一偏置 MOS 管 M_{r1} 组成的电流镜对流过 M_{r1} 的电流 I_1 以一定的比例镜像到各斜坡补偿链路中,当任一斜坡补偿链路中的传输门打开时,对应的电流就可以向下流通,而当任一斜坡补偿链路中的传输门关断时,对应向下流通的电流为 0。当触发电路 304 输出的窄脉冲信号 V_{shot} 为低电平时, NMOS 管 M 关断,各斜坡补偿链路向下流通的电流合并后给电容 C 充电,传输门 TG_1 - TG_4 打开的个数越多,电容 C 充电电流越大, C 下极板电压增加的速度也越快,即 C 下极板电压的坡度越大;当窄脉冲信号 V_{shot} 为高电平时, NMOS 管 M 开通,电容 C 通过 M 放大, C 下极板电压迅速复位到零电位。

[0042] 如上所述,在一个周期的不同时间段,比较器 B_1 - B_4 的比较结果信号 s_1 - s_4 依次从低电平变为高电平,传输门 TG_1 - TG_4 依次打开,电容 C 的充电电流随着打开的传输门个数变多而不断变大,于是 C 下极板电压上升的坡度也变大,而在窄脉冲信号 V_{shot} 变为高电平时, C 下极板电压又迅速下降到零,使 C 下极板电压输出即可产生与窄脉冲信号 V_{shot} 频率相同的分段线性的斜坡补偿信号 V_{Ramp} ,五段式线性的斜坡补偿信号 V_{Ramp} 的具体波形如图 6 所示,通过改变分压电阻 R_1 - R_5 的大小可以调节对应比较器的参考比较电压,进而可调节分段线性的斜坡补偿信号的分段点,同时通过调节 PMOS 管 M_1 - M_4 的宽长比与第一偏置 MOS 管 M_{r1} 的宽长比的比例就可以改变对应斜坡补偿链路的电流,进而可以调节斜坡补偿信号各分段的坡

度,最终可以得到理想的五段线性的斜坡补偿信号。

[0043] 如图 1(b) 中的斜坡叠加电路中,将上述的五段线性的斜坡补偿信号 V_{Ramp} 叠加到采样的电感电流上实现分段线性斜坡补偿。由于运放的箝位作用,流过 R_1 的电流为 $I_1 = V_{\text{Ramp}}/R_1$,该电流通过由 PMOS 管 M_1 和 M_2 组成的电流镜镜像到 R_2 支路上,则流过电阻 R_2 的电流为 $I_2 = NI_1$,其中 N 为 M_2 的宽长比与 M_1 的宽长比的比例,电流 I_2 与流过开关管 M_3 的电流 I_3 (即采样的电感电流) 合并后流到电流采样电阻 R_3 上,则电流采样电阻 R_3 两端的电压为:

$$[0044] \quad V_3 = (I_2 + I_3) \cdot R_3 = (NI_1 + I_3) \cdot R_3 = \left(N \frac{V_1}{R_1} + I_3 \right) \cdot R_3$$

[0045] 其中, V_3 中既包含了分段线性的斜坡补偿分量,又包含了采样的电感电流分量,即实现了分段线性的斜坡补偿信号与采样的电感电流信号的叠加;所得到的分段线性的斜坡补偿信号的时间分段点除以时钟 (CLK) 周期,也即触发电路的周期可以映射得到不同的占空比分段,从而完成对不同的占空比加入不同斜率的线性斜坡补偿信号,也即实现了分段线性斜坡补偿。

[0046] 本实施方式只是以五段式的斜坡补偿电路为例,具体分段的段数可以通过改变基准电压的分压数和相应的斜坡补偿链路数、控制信号的对数来设定。分段段数越多,越容易实现维持系统稳定的同时加入最合适的斜坡补偿量,即补偿的效果越好,但同时也导致芯片面积、功耗及成本的增加,实际应用中需要对以上几个因素进行折中考虑,得出最适合的分段段数。

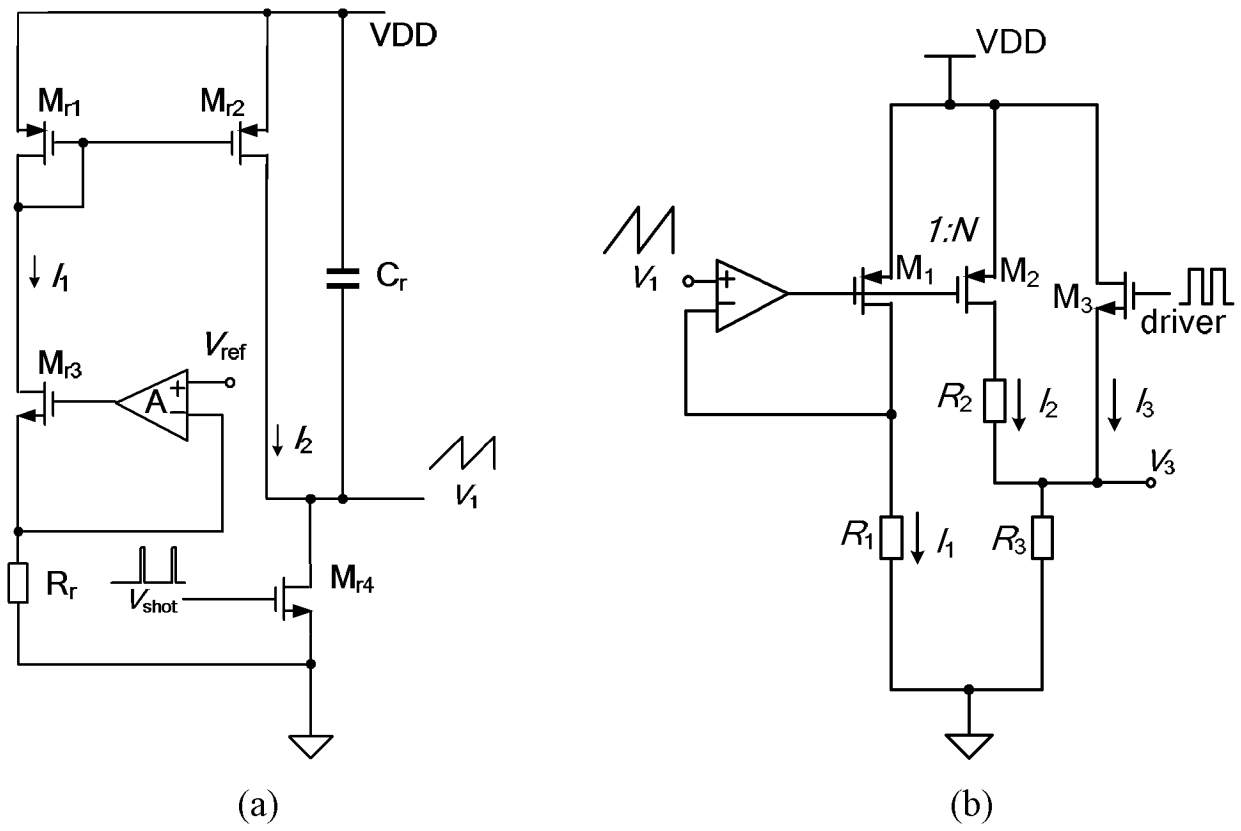


图 1

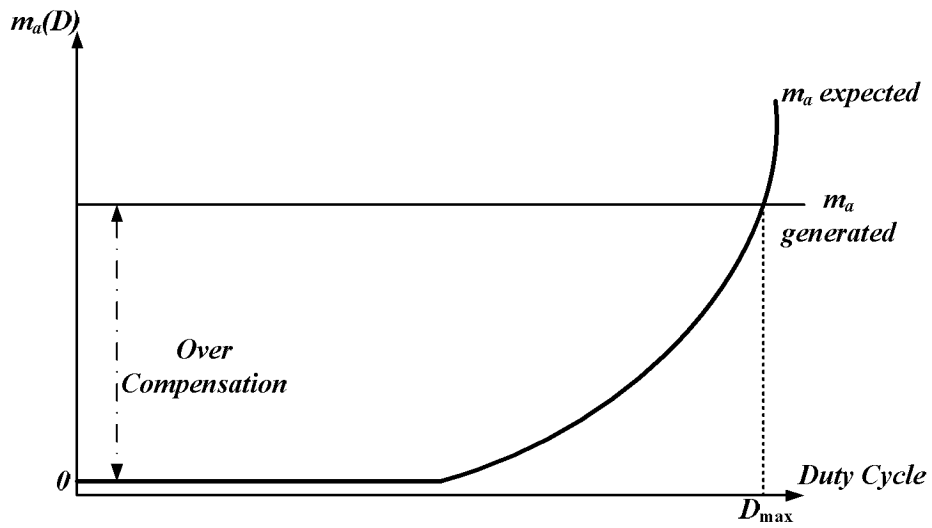


图 2

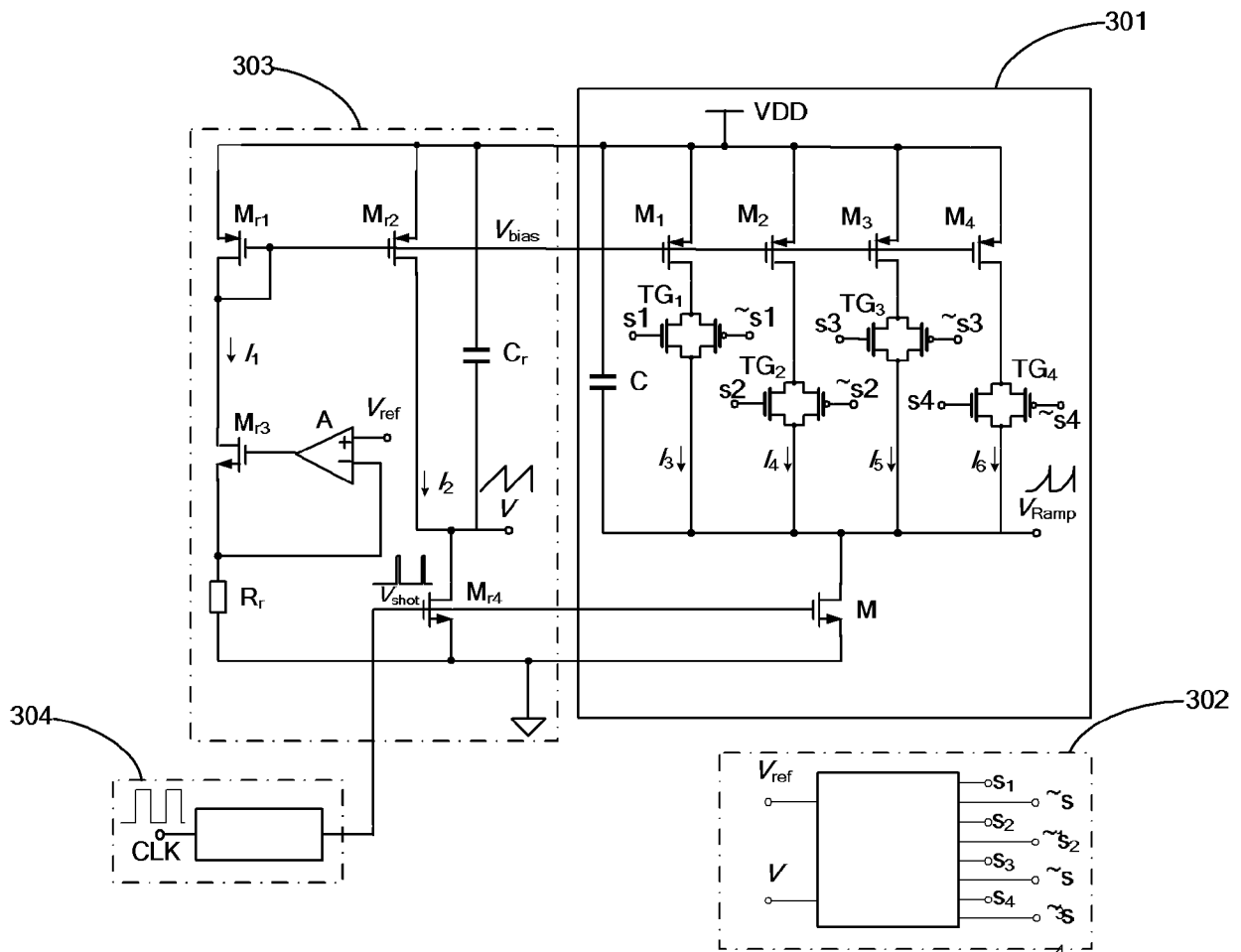


图 3

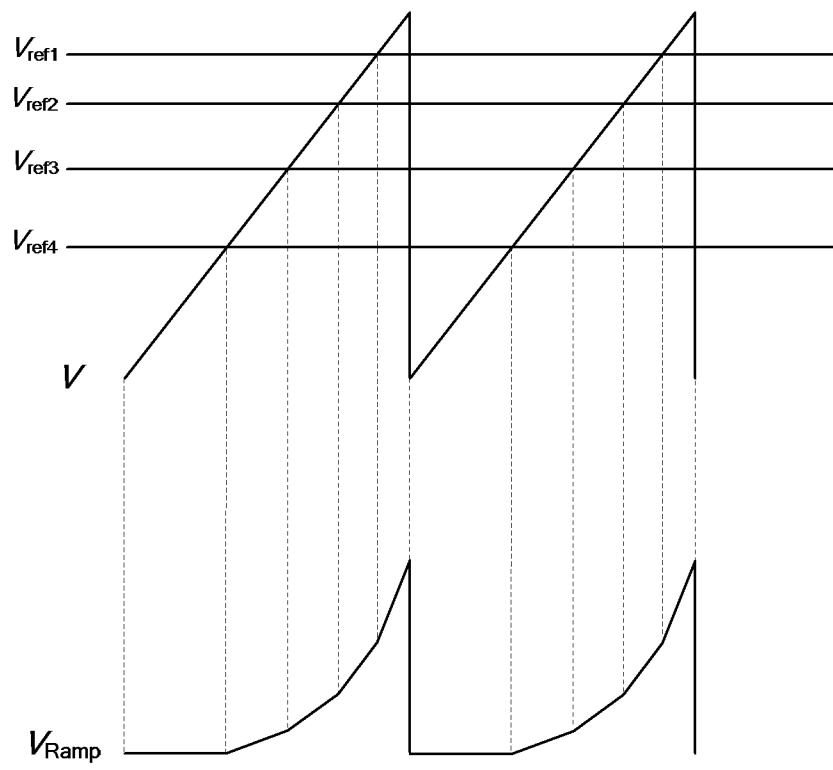


图 6