



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 111934677 A

(43) 申请公布日 2020. 11. 13

(21) 申请号 202011003480.9

(22) 申请日 2020.09.22

(71) 申请人 深圳英集芯科技有限公司

地址 518000 广东省深圳市南山区粤海街道科苑路15号科兴科学园A2栋1301

(72) 发明人 陈鑫

(74) 专利代理机构 广州三环专利商标代理有限公司 44202

代理人 熊永强

(51) Int. Cl.

H03L 7/099 (2006.01)

H03L 7/093 (2006.01)

H03F 3/45 (2006.01)

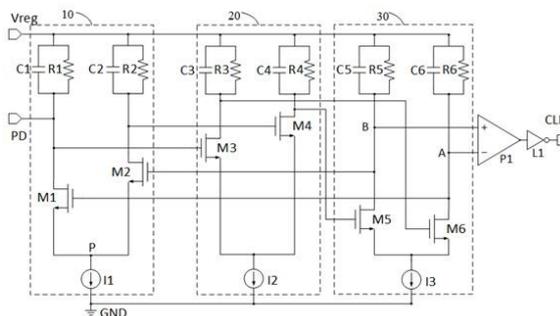
权利要求书4页 说明书12页 附图1页

(54) 发明名称

两相三阶环形振荡器电路、控制方法、芯片及电子装置

(57) 摘要

本申请提供一种两相三阶环形振荡器电路、控制方法、芯片及电子装置,该电路包括:环形振荡器辅助电路和环形振荡器电路;环形振荡器辅助电路为环形振荡器电路提供参考电压信号和初始状态信号;环形振荡器电路包括第一级增益级电路、第二级增益级电路和第三级增益级电路、电压比较器和反相器;第一级增益级电路、第二级增益级电路和第三级增益级电路构成差分输入结构,以减弱共模噪声影响;电压比较器比较第三级增益级电路上第一节点、第二节点对应的两个电压得到方波信号;反相器对方波信号进行整形后得到时钟信号CLK,能产生较高精度、随温度变化较小、较高频率的时钟信号,各增益级采用差分结构输入能提供很好的共模抑制。



1. 一种两相三阶环形振荡器电路,其特征在于,所述两相三阶环形振荡器电路包括:环形振荡器辅助电路和环形振荡器电路;其中,

所述环形振荡器辅助电路,用于为所述环形振荡器电路提供参考电压信号Vreg和所述环形振荡器电路启动前的初始状态信号PD;

所述环形振荡器电路包括:第一级增益级电路、第二级增益级电路和第三级增益级电路、电压比较器和反相器;所述第一级增益级电路、所述第二级增益级电路连接与所述第三级增益级电路之间相互连接,所述电压比较器的一端与所述第三级增益级电路连接,所述电压比较器的另一端与所述反相器连接;

所述第一级增益级电路、所述第二级增益级电路和所述第三级增益级电路构成差分输入结构;

所述电压比较器,用于比较所述第三级增益级电路上的第一节点、第二节点对应的两个电压得到方波信号;

所述反相器,用于对所述方波信号进行整形后得到时钟信号CLK。

2. 根据权利要求1所述的两相三阶环形振荡器电路,其特征在于,

所述第一级增益级电路包括:第一电流源、第一场效应管、第二场效应管、第一电容、第二电容、第一电阻和第二电阻;所述第一场效应管与所述第二场效应管连接作为差分输入对管,由所述第一电流源提供尾电流源,所述第一电阻与所述第一电容连接,作为无源负载,所述第二电阻和所述第二电容连接,作为无源负载;

所述第二级增益级电路包括第二电流源、第三场效应管、第四场效应管、第三电容、第四电容、第三电阻和第四电阻;所述第三场效应管与所述第四场效应管连接作为差分输入对管,由所述第二电流源提供尾电流源,所述第三电阻与所述第三电容连接,作为无源负载,所述第四电阻和所述第四电容连接,作为无源负载;

所述第三级增益级电路包括第三电流源、第五场效应管、第六场效应管、第五电容、第六电容、第五电阻和第六电阻;所述第五场效应管与所述第六场效应管连接作为差分输入对管,由所述第三电流源提供尾电流源,所述第五电阻与所述第五电容连接,作为无源负载,所述第六电阻和所述第六电容连接,作为无源负载。

3. 根据权利要求1或2所述的两相三阶环形振荡器电路,其特征在于,

所述第一级增益级电路、所述第二级增益级电路和所述第三级增益级电路的传输函数分别表示为:

$$H(s_1) = H(s_2) = H(s_3) = -A_0 / (1 + s / \omega_0)$$

所述环形振荡器电路的环路增益为:

$$H(s) = -A_0^3 / (1 + s / \omega_0)^3$$

其中,s₁用于表示第一级增益级电路,s₂用于表示第二级增益级电路,s₃用于表示第三级增益级电路,A₀为低频增益,s为复频率, ω_0 为带宽。

4. 根据权利要求2所述的两相三阶环形振荡器电路,其特征在于,

所述参考电压信号Vreg的范围为:

$$V_{reg} \geq V_{P,min} + V_{THN} + \{ I_1 / [\mu_n \cdot C_{OX} \cdot (W/L)_{1,2}] \}^{1/2} + I_1 \cdot R_{1,2} / 2$$

其中, μ_n 为场效应管的电子迁移率,C_{OX}为单位面积的栅氧化层电容,(W/L)_{1,2}为所述第一场效应管或所述第二场效应管的宽长比,R_{1,2}为第一电阻的阻值或第二电阻的阻值,I₁为

第一电流源的电流值, V_{THN} 为N型场效应管的阈值电压, $V_{P,min}$ 为第一电流源两端要求的最小电压;

所述环形振荡器电路启动后, 所述第一节点A、所述第二节点B两点产生 180° 相位差的振荡信号, 所述第一节点A、所述第二节点B对应的输出电压范围表示如下:

$$V_{reg} - (4/5) \cdot I_3 \cdot R_{5,6} \leq V_{A,B} \leq V_{reg} - (1/5) \cdot I_3 \cdot R_{5,6}$$

其中, $V_{A,B}$ 为第一节点A、所述第二节点B对应的输出电压, I_3 为第三电流源的电流值, $R_{5,6}$ 为第五电阻的阻值或者第六电阻的阻值。

5. 根据权利要求1或2所述的两相三阶环形振荡器电路, 其特征在于, 所述环形振荡器辅助电路包括线性稳压器, 所述线性稳压器包括:

第十七场效应管、第十二场效应管、第十三场效应管、第十四场效应管、第十五场效应管、第十六场效应管、第七电阻、第八电阻、第九电阻、第十电阻、第七电容和第四电流源;

所述第十七场效应管的栅极与所述第十二场效应管的栅极连接, 所述第十七场效应管的源极接电源, 所述第十二场效应管的漏极通过第三节点连接第四电流源, 所述第十三场效应管的栅极接入第一信号EN, 所述第十三场效应管的漏极连接所述第十四场效应管的栅极, 所述第十三场效应管的漏极还通过所述第三节点连接所述第四电流源和所述第十二场效应管, 所述第十四场效应管的漏极、所述第七电阻的第二端以及所述第八电阻的第一端连接, 并输出参考电压信号至所述环形振荡器电路; 所述第七电容的第一端通过所述第三节点连接所述第四电流源, 所述第七电容的第一端还与所述第十二场效应管的漏极连接; 所述第七电阻的第一端与所述第七电容的第二端连接, 所述第九电阻的第二端与所述第十电阻的第一端、所述第十五场效应管的栅极、所述第十六场效应管的栅极连接, 所述第十电阻的第二端接地, 所述第十五场效应管的漏极与所述第十七场效应管的漏极连接, 所述第十六场效应管的源极和漏极接地。

6. 根据权利要求5所述的两相三阶环形振荡器电路, 其特征在于,

所述第十七场效应管、所述第十二场效应管为电流源负载, 且所述第十七场效应管的宽长比与所述第十二场效应管的宽长比相同;

所述第十三场效应管为线性稳压器开关; 所述第十四场效应管为线性稳压器功率管; 所述第十五场效应管为反馈信号输入管;

所述第十六场效应管为稳压MOS电容; 所述第四电流源为PTAT电流源;

所述第七电容和所述第七电阻组成密勒补偿网络; 所述第八电阻、所述第九电阻和所述第十电阻组成线性稳压器反馈网络。

7. 根据权利要求6所述的两相三阶环形振荡器电路, 其特征在于,

所述第十七场效应管、所述第十二场效应管、所述第十五场效应管和第四电流源构成伪差分输入运算放大器; 所述第七电阻、所述第九电阻和所述第十电阻组成电阻反馈网络; 所述参考电压信号 V_{reg} 为:

$$V_{reg} = \{ [2 \cdot I_4 / (\mu_n \cdot C_{ox} \cdot (W/L)_{15})]^{1/2} + V_{THN} \} \cdot (R_8 + R_9 + R_{10}) / R_{10}$$

其中, μ_n 为场效应管的电子迁移率, C_{ox} 为单位面积的栅氧化层电容, $(W/L)_{15}$ 为所述第十五场效应管的宽长比, R_8 为第八电阻, R_9 为第九电阻, R_{10} 为第十电阻, V_{THN} 为N型场效应管的阈值电压, I_4 为第四电流源的电流值;

随着温度升高, N型场效应管阈值电压下降, 所述第四电流源采用PTAT电流对所述阈值

电压 V_{THN} 的下降进行电压补偿,降低所述参考电压信号 V_{reg} 随温度的偏差;

当所述第十五场效应管的栅极与源极之间的电压差 $V_{GS15} < V_{THN}$ 时,所述线性稳压器无法正常工作,此时所述参考电压信号 V_{reg} 为:

$$V_{reg} = V_{DD} - V_{DSAT14}$$

其中, V_{DD} 为电源电压, V_{DSAT14} 为第十四场效应管的过驱动电压。

8. 根据权利要求6所述的两相三阶环形振荡器电路,其特征在于,

所述环形振荡器辅助电路还包括:第七场效应管、第八场效应管、第九场效应管、第十场效应管、第十一场效应管和第五电流源;所述第七场效应管的源极、所述第八场效应管的源极、所述第九场效应管的源极连接电源 V_{DD} ,所述第七场效应管的栅极与所述第八场效应管的栅极串接后与所述第五电流源连接,所述第七场效应管的漏极与所述第五电流源连接,所述第八场效应管的漏极连接第五节点,所述第十场效应管的漏极连接所述第五节点,所述第十场效应管的栅极连接第四节点,所述第九场效应管的栅极接入第一信号EN,所述第九场效应管的漏极与所述第十一场效应管的栅极,所述第十一场效应管的漏极输出初始状态信号PD至所述环形振荡器电路。

9. 根据权利要求8所述的两相三阶环形振荡器电路,其特征在于,所述第七场效应管、所述第八场效应管为电流镜结构,且所述第七场效应管的宽长比与所述第八场效应管的宽长比相同;

所述第九场效应管为辅助电路开关,在所述第一信号EN为低时,保证输出的所述初始状态信号PD为低电平;

所述第五电流源为PTAT电流源;

所述第十场效应管、所述第十一场效应管用于判断所述参考电压信号 V_{reg} ,当参考电压信号 V_{reg} 建立过程中,第四节点电压随参考电压信号 V_{reg} 上升,所述第十场效应管打开且第五节点电压下降,所述第十一场效应管关断,使所述环形振荡器辅助电路输出的所述初始状态信号PD不对所述环形振荡器电路产生影响。

10. 一种两相三阶环形振荡器电路的控制方法,其特征在于,所述两相三阶环形振荡器电路是采用上述权利要求1-9任一项所述的两相三阶环形振荡器电路,所述两相三阶环形振荡器电路包括:环形振荡器辅助电路和环形振荡器电路;所述环形振荡器电路包括:第一级增益级电路、第二级增益级电路和第三级增益级电路、电压比较器和反相器;所述第一级增益级电路、所述第二级增益级电路连接与所述第三级增益级电路之间相互连接,所述电压比较器的一端与所述第三级增益级电路连接,所述电压比较器的另一端与所述反相器连接;所述方法包括:

所述环形振荡器辅助电路为所述环形振荡器电路提供参考电压信号 V_{reg} 和所述环形振荡器电路启动前的初始状态信号PD;

所述第一级增益级电路、所述第二级增益级电路和所述第三级增益级电路构成差分输入结构,以减弱共模噪声影响;所述电压比较器比较所述第三级增益级电路上的第一节点、第二节点对应的两个电压得到方波信号;所述反相器对所述方波信号进行整形后得到时钟信号CLK。

11. 一种芯片,其特征在于,所述芯片包括如权利要求1-9任一项所述的两相三阶环形振荡器电路。

12. 一种电子装置,其特征在于,所述电子装置包括如权利要求1-9任一项所述的两相三阶环形振荡器电路。

两相三阶环形振荡器电路、控制方法、芯片及电子装置

技术领域

[0001] 本申请涉及振荡器电路技术领域,尤其涉及一种两相三阶环形振荡器电路、控制方法、芯片及电子装置。

背景技术

[0002] 振荡器电路常应用于模拟集成电路,为系统提供稳定的时钟信号,在快充技术领域中,快充芯片也可采用振荡器电路提供时钟信号,现有的时钟产生电路常采用张弛振荡器结构或通过反相器级联的环形振荡器结构。

[0003] 然而,现有的技术普遍存在时钟信号精度较低、频率较低、随温度变化较大、易受噪声干扰等缺点,影响快充芯片的工作性能。

发明内容

[0004] 本申请的主要目的在于提供一种通过引入差分输入结构来消除共模噪声干扰,且能产生频率较高的时钟信号应用于充电芯片的两相三阶环形振荡器电路。

[0005] 本申请的另一目的在于提供一种通过引入差分输入结构来消除共模噪声干扰,且能产生频率较高的时钟信号应用于充电芯片的两相三阶环形振荡器电路的控制方法。

[0006] 第一方面,为了实现上述的主要目的,本申请提供的一种两相三阶环形振荡器电路,包括:环形振荡器辅助电路和环形振荡器电路;其中,

所述环形振荡器辅助电路,用于为所述环形振荡器电路提供参考电压信号Vreg和所述环形振荡器电路启动前的初始状态信号PD;

所述环形振荡器电路包括:第一级增益级电路、第二级增益级电路和第三级增益级电路、电压比较器和反相器;所述第一级增益级电路、所述第二级增益级电路连接与所述第三级增益级电路之间相互连接,所述电压比较器的一端与所述第三级增益级电路连接,所述电压比较器的另一端与所述反相器连接;

所述第一级增益级电路、所述第二级增益级电路和所述第三级增益级电路构成差分输入结构,以减弱共模噪声影响;

所述电压比较器P1,用于比较所述第三级增益级电路上的第一节点A、第二节点B对应的两个电压得到方波信号;

所述反相器L1,用于对所述方波信号进行整形后得到时钟信号CLK。

[0007] 可选地,所述第一级增益级电路包括:第一电流源I1、第一场效应管M1、第二场效应管M2、第一电容C1、第二电容C2、第一电阻R1和第二电阻R2;所述第一场效应管M1与所述第二场效应管M2连接作为差分输入对管,由所述第一电流源I1提供尾电流源,所述第一电阻R1与所述第一电容C1连接,作为无源负载,所述第二电阻R2和所述第二电容C2连接,作为无源负载;

所述第二级增益级电路包括第二电流源I2、第三场效应管M3、第四场效应管M4、第三电容C3、第四电容C4、第三电阻R3和第四电阻R4;所述第三场效应管M3与所述第四场效应管M4

连接作为差分输入对管,由所述第二电流源I2提供尾电流源,所述第三电阻R3与所述第三电容C3连接,作为无源负载,所述第四电阻R4和所述第四电容C4连接,作为无源负载;

所述第三级增益级电路包括第三电流源I3、第五场效应管M5、第六场效应管M6、第五电容C5、第六电容C6、第五电阻R5和第六电阻R6;所述第五场效应管M5与所述第六场效应管M6连接作为差分输入对管,由所述第三电流源I3提供尾电流源,所述第五电阻R5与所述第五电容C5连接,作为无源负载,所述第六电阻R6和所述第六电容C6连接,作为无源负载。

[0008] 可选地,所述第一级增益级电路、所述第二级增益级电路和所述第三级增益级电路的传输函数分别表示为:

$$H(s_1) = H(s_2) = H(s_3) = -A_0 / (1 + s / \omega_0)$$

所述环形振荡器电路的环路增益为:

$$H(s) = -A_0^3 / (1 + s / \omega_0)^3$$

其中,s1用于表示第一级增益级电路,s2用于表示第二级增益级电路,s3用于表示第三级增益级电路,A₀为低频增益,s为复频率, ω_0 为带宽。

[0009] 可选地,所述参考电压信号V_{reg}的范围为:

$$V_{reg} \geq V_{P,min} + V_{THN} + \{ I_1 / [\mu_n \cdot C_{OX} \cdot (W/L)_{1,2}] \}^{1/2} + I_1 \cdot R_{1,2} / 2$$

其中, μ_n 为每一场效应管的电子迁移率,C_{OX}为单位面积的栅氧化层电容,(W/L)_{1,2}为所述第一场效应管M1或所述第二场效应管M2的宽长比,R_{1,2}为第一电阻的阻值或第二电阻的阻值,I₁为第一电流源的电流值,V_{THN}为N型场效应管的阈值电压,V_{P,min}为第一电流源两端要求的最小电压;

所述环形振荡器电路启动后,所述第一节点A、所述第二节点B两点产生180°相位差的振荡信号,所述第一节点A、所述第二节点B对应的输出电压范围表示如下:

$$V_{reg} - (4/5) \cdot I_3 \cdot R_{5,6} \leq V_{A,B} \leq V_{reg} - (1/5) \cdot I_3 \cdot R_{5,6}$$

其中,V_{A,B}为第一节点A、所述第二节点B对应的输出电压,I₃为第三电流源的电流值,R_{5,6}为第五电阻的阻值或者第六电阻的阻值。

[0010] 可选地,所述环形振荡器辅助电路包括线性稳压器,所述线性稳压器包括:

第十七场效应管M17、第十二场效应管M12、第十三场效应管M13、第十四场效应管M14、第十五场效应管M15、第十六场效应管M16、第七电阻R7、第八电阻R8、第九电阻R9、第十电阻R10、第七电容C7和第四电流源I4;

所述第十七场效应管M17的栅极与所述第十二场效应管M12的栅极连接,所述第十七场效应管M17的源极接电源VDD,所述第十二场效应管M12的漏极通过第三节点C连接第四电流源I4,所述第十三场效应管M13的栅极接入第一信号EN,所述第十三场效应管M13的漏极连接所述第十四场效应管M14的栅极,所述第十三场效应管M13的漏极还通过所述第三节点C连接所述第四电流源I4和所述第十二场效应管M12,所述第十四场效应管M14的漏极、所述第七电阻R7的第二端以及所述第八电阻R8的第一端连接,并输出参考电压信号V_{reg}至所述环形振荡器电路;所述第七电容C7的第一端通过所述第三节点C连接所述第四电流源I4,所述第七电容C7的第一端还与所述第十二场效应管M12的漏极连接;所述第七电阻R7的第一端与所述第七电容C7的第二端连接,所述第九电阻R9的第二端与所述第十电阻R10的第一端、所述第十五场效应管M15的栅极、所述第十六场效应管M16的栅极连接,所述第十电阻R10的第二端接地,所述第十五场效应管M15的漏极与所述第十七场效应管M17的漏极连接,

所述第十六场效应管M16的源极和漏极接地。

[0011] 可选地,所述第十七场效应管M17、所述第十二场效应管M12为电流源负载,且所述第十七场效应管M17的宽长比与所述第十二场效应管M12的宽长比相同;

所述第十三场效应管M13为线性稳压器开关;所述第十四场效应管M14为线性稳压器功率管;所述第十五场效应管M15为反馈信号输入管;

所述第十六场效应管M16为稳压MOS电容;所述第四电流源I4为PTAT电流源;

所述第七电容C7和所述第七电阻R7组成密勒补偿网络;所述第八电阻R8、所述第九电阻R9和所述第十电阻R10组成线性稳压器反馈网络。

[0012] 可选地,所述第十七场效应管M17、所述第十二场效应管M12、所述第十五场效应管M15和第四电流源I4构成伪差分输入运算放大器;所述第七电阻R7、所述第九电阻R9和所述第十电阻R10组成电阻反馈网络;所述参考电压信号Vreg为:

$$V_{reg} = \{ [2 \cdot I_4 / (\mu_n \cdot C_{ox} \cdot (W/L)_{15})]^{1/2} + V_{THN} \} \cdot (R_8 + R_9 + R_{10}) / R_{10}$$

其中, μ_n 为每一场效应管的电子迁移率, C_{ox} 为单位面积的栅氧化层电容, $(W/L)_{15}$ 为所述第十五场效应管M15的宽长比, V_{THN} 为N型场效应管的阈值电压, I_4 为第四电流源的电流值;

随着温度升高,N型场效应管阈值电压下降,所述第四电流源I4采用与绝对温度成比例(proportional to absolute temperature,PTAT)电流对所述阈值电压 V_{THN} 的下降进行电压补偿,降低所述参考电压信号Vreg随温度的偏差;

当所述第十五场效应管M15的栅极与源极之间的电压差 $V_{GS15} < V_{THN}$ 时,所述线性稳压器无法正常工作,此时所述参考电压信号Vreg为:

$$V_{reg} = V_{DD} - V_{DSAT14}$$

其中, V_{DD} 为电源电压, V_{DSAT14} 为第十四场效应管M14的过驱动电压。

[0013] 可选地,所述环形振荡器辅助电路还包括:第七场效应管M7、第八场效应管M8、第九场效应管M9、第十场效应管M10、第十一场效应管M11和第五电流源I5;所述第七场效应管M7的源极、所述第八场效应管M8的源极、所述第九场效应管M9的源极连接电源VDD,所述第七场效应管M7的栅极与所述第八场效应管M8的栅极串接后与所述第五电流源I5连接,所述第七场效应管M7的漏极与所述第五电流源I5连接,所述第八场效应管M8的漏极连接第五节点E,所述第十场效应管M10的漏极连接所述第五节点E,所述第十场效应管M10的栅极连接第四节点D,所述第九场效应管M9的栅极接入第一信号EN,所述第九场效应管M9的漏极与所述第十一场效应管M11的栅极,所述第十一场效应管M11的漏极输出初始状态信号PD至所述环形振荡器电路。

[0014] 可选地,所述第七场效应管M7、所述第八场效应管M8为电流镜结构,且所述第七场效应管M7的宽长比与所述第八场效应管M8的宽长比相同;

所述第九场效应管M9为辅助电路开关,在所述第一信号EN为低时,保证输出的所述初始状态信号PD为低电平;

所述第五电流源I5为PTAT电流源;

所述第十场效应管M10、所述第十一场效应管M11用于判断所述参考电压信号Vreg,当参考电压信号Vreg建立过程中,第四节点D电压随参考电压信号Vreg上升,所述第十场效应管M10打开且第五节点E电压下降,所述第十一场效应管M11关断,使所述环形振荡器辅助电

路输出的所述初始状态信号PD不对所述环形振荡器电路产生影响。

[0015] 第二方面,为了实现上述的另一目的,本申请提供的一种两相三阶环形振荡器电路的控制方法,所述的两相三阶环形振荡器电路是采用上述的两相三阶环形振荡器电路,所述两相三阶环形振荡器电路包括:环形振荡器辅助电路和环形振荡器电路;所述环形振荡器电路包括:第一级增益级电路、第二级增益级电路和第三级增益级电路、电压比较器和反相器;所述第一级增益级电路、所述第二级增益级电路连接与所述第三级增益级电路之间相互连接,所述电压比较器的一端与所述第三级增益级电路连接,所述电压比较器的另一端与所述反相器连接;所述方法包括:

所述环形振荡器辅助电路为所述环形振荡器电路提供参考电压信号Vreg和所述环形振荡器电路启动前的初始状态信号PD;

所述第一级增益级电路、所述第二级增益级电路和所述第三级增益级电路构成差分输入结构,以减弱共模噪声影响;所述电压比较器比较所述第三级增益级电路上的第一节点A、第二节点B对应的两个电压得到方波信号;所述反相器对所述方波信号进行整形后得到时钟信号CLK。

[0016] 第三方面,本申请提供的一种芯片,所述芯片包括如第一方面所描述的两相三阶环形振荡器电路。

[0017] 第四方面,本申请提供的一种电子装置,所述电子装置包括如第一方面所描述的两相三阶环形振荡器电路。所述方法包括以下步骤:由环形振荡器辅助电路为环形振荡器电路提供参考电压和环形振荡器启动前的电路初始状态,环形振荡器电路由三个增益级电路组成,各个增益级电路采用差分形式输入来消除共模噪声干扰,并将产生的振荡信号通过电压比较器比较,再经由反相器整形后输出,即可得到低温漂、高精度的时钟信号CLK。

[0018] 由此可见,本申请提出的两相三阶环形振荡器电路,两相三阶环形振荡器电路包括:环形振荡器辅助电路和环形振荡器电路;环形振荡器辅助电路用于为环形振荡器电路提供参考电压信号Vreg和环形振荡器电路启动前的初始状态信号PD;环形振荡器电路包括:第一级增益级电路、第二级增益级电路和第三级增益级电路、电压比较器和反相器;第一级增益级电路、第二级增益级电路连接与第三级增益级电路之间相互连接,电压比较器的一端与第三级增益级电路连接,电压比较器的另一端与反相器连接;第一级增益级电路、第二级增益级电路和第三级增益级电路构成差分输入结构,以减弱共模噪声影响;电压比较器比较第三级增益级电路上的第一节点、第二节点对应的两个电压得到方波信号;反相器,用于对方波信号进行整形后得到时钟信号CLK,从而,能产生较高精度、随温度变化较小、较高频率的时钟信号,各增益级采用差分结构输入能提供很好的共模抑制。

附图说明

[0019] 图1是本申请一种两相三阶环形振荡器电路实施例中环形振荡器电路的电路原理图。

[0020] 图2是本申请一种两相三阶环形振荡器电路实施例中环形振荡器辅助电路的电路原理图。

[0021] 以下结合附图及实施例对本申请作进一步说明。

具体实施方式

[0022] 为了使本技术领域的人员更好地理解本申请方案,下面将结合本申请实施例中的附图,对本申请实施例中的技术方案进行清楚、完整地描述,显然,所描述的实施例仅仅是本申请一部分实施例,而不是全部的实施例。基于本申请中的实施例,本领域普通技术人员在没有作出创造性劳动前提下所获得的所有其他实施例,都属于本申请保护的范围。

[0023] 本申请中术语“和/或”,仅仅是一种描述关联对象的关联关系,表示可以存在三种关系,例如,A和/或B,可以表示:单独存在A,同时存在A和B,单独存在B这三种情况。另外,本文中字符“/”表示前后关联对象是一种“或”的关系。

[0024] 本申请实施例中出现的“多个”是指两个或两个以上。本申请实施例中出现的第一、第二等描述,仅作示意与区分描述对象之用,没有次序之分,也不表示本申请实施例中对设备个数的特别限定,不能构成对本申请实施例的任何限制。本申请实施例中出现的“连接”是指直接连接或者间接连接等各种连接方式,以实现设备间的通信,本申请实施例对此不做任何限定。

[0025] 一种两相三阶环形振荡器电路实施例:

参见图1-图2,本申请的一种两相三阶环形振荡器电路包括环形振荡器辅助电路和环形振荡器电路;其中,图1为本申请实施例提供的一种环形振荡器电路的电路原理图,图2为本申请实施例提供的一种环形振荡器辅助电路的电路原理图,其中,

所述环形振荡器辅助电路,用于为所述环形振荡器电路提供参考电压信号Vreg和所述环形振荡器电路启动前的初始状态信号PD;

所述环形振荡器电路包括:第一级增益级电路10、第二级增益级电路20和第三级增益级电路30、电压比较器P1和反相器L1;所述第一级增益级电路10、所述第二级增益级电路20连接与所述第三级增益级电路30之间相互连接,所述电压比较器的一端与所述第三级增益级电路连接,所述电压比较器P1的另一端与所述反相器L1连接;

所述第一级增益级电路10、所述第二级增益级电路20和所述第三级增益级电路30构成差分输入结构,以减弱共模噪声影响;

所述电压比较器P1,用于比较所述第三级增益级电路30上的第一节点A、第二节点B对应的两个电压得到方波信号;

所述反相器L1,用于对所述方波信号进行整形后得到时钟信号CLK。

[0026] 其中,电压比较器P1为高速比较器。

[0027] 具体实施中,环形振荡器电路包括三个增益级电路、电压比较器P1、反相器L1,由第一级增益级电路10、第二级增益级电路20、第三级增益级电路30构成差分输入结构,电压比较器P1比较第三级增益级电路30上的第一节点A、第二节点B两点电压得到方波信号,反相器L1对方波信号进行整形后得到时钟信号CLK,如此,通过引入差分输入结构来消除共模噪声干扰,能够较高精度、随温度变化较小、较高频率的时钟信号,各增益级采用差分结构输入能提供很好的共模抑制。

[0028] 可选地,所述第一级增益级电路10包括:第一电流源I1、第一场效应管M1、第二场效应管M2、第一电容C1、第二电容C2、第一电阻R1和第二电阻R2;所述第一场效应管M1与所述第二场效应管M2连接作为差分输入对管,由所述第一电流源I1提供尾电流源,所述第一电阻R1与所述第一电容C1连接,作为无源负载,所述第二电阻R2和所述第二电容C2连接,作

为无源负载；

所述第二级增益级电路20包括第二电流源I2、第三场效应管M3、第四场效应管M4、第三电容C3、第四电容C4、第三电阻R3和第四电阻R4；所述第三场效应管M3与所述第四场效应管M4连接作为差分输入对管，由所述第二电流源I2提供尾电流源，所述第三电阻R3与所述第三电容C3连接，作为无源负载，所述第四电阻R4和所述第四电容C4连接，作为无源负载；

所述第三级增益级电路30包括第三电流源I3、第五场效应管M5、第六场效应管M6、第五电容C5、第六电容C6、第五电阻R5和第六电阻R6；所述第五场效应管M5与所述第六场效应管M6连接作为差分输入对管，由所述第三电流源I3提供尾电流源，所述第五电阻R5与所述第五电容C5连接，作为无源负载，所述第六电阻R6和所述第六电容C6连接，作为无源负载。

[0029] 其中，第一场效应管M1的宽长比 $(W/L)_1$ 与第二场效应管M2的宽长比 $(W/L)_2$ 相同，第一电阻R1与第一电容C1构成RC网络，第二电阻R2和第二电容C2构成RC网络。

[0030] 其中，第三场效应管M3的宽长比 $(W/L)_3$ 与第四场效应管M4的宽长比 $(W/L)_4$ 相同，第三电阻R3与第三电容C3构成RC网络，第四电阻R4和第四电容C4构成RC网络。

[0031] 其中，第五场效应管M5的宽长比 $(W/L)_5$ 与第六场效应管M6的宽长比 $(W/L)_6$ 相同，第五电阻R5与第五电容C5构成RC网络，第六电阻R6和第六电容C6构成RC网络。

[0032] 可选地，所述第一级增益级电路10、所述第二级增益级电路20和所述第三级增益级电路30的传输函数分别表示为：

$$H(s_1) = H(s_2) = H(s_3) = -A_0 / (1 + s / \omega_0) \quad (1)$$

所述环形振荡器电路的环路增益为：

$$H(s) = -A_0^3 / (1 + s / \omega_0)^3 \quad (2)$$

其中， A_0 为低频增益， s 为复频率， ω_0 为带宽。

[0033] 可选地，所述参考电压信号Vreg的范围为：

$$V_{reg} \geq V_{P,\min} + V_{THN} + \{ I_1 / [\mu_n \cdot C_{OX} \cdot (W/L)_{1,2}] \}^{1/2} + I_1 \cdot R_{1,2} / 2 \quad (3)$$

其中， μ_n 为每一场效应管的电子迁移率， C_{OX} 为单位面积的栅氧化层电容， $(W/L)_{1,2}$ 为所述第一场效应管M1或所述第二场效应管M2的宽长比， $R_{1,2}$ 为第一电阻R1或第二电阻R2， V_{THN} 为N型场效应管的阈值电压， $V_{P,\min}$ 为第一电流源I1两端要求的最小电压；

所述环形振荡器电路启动后，所述第一节点A、所述第二节点B两点产生 180° 相位差的振荡信号，所述第一节点A、所述第二节点B对应的输出电压范围表示如下：

$$V_{reg} - (4/5) \cdot I_3 \cdot R_{5,6} \leq V_{A,B} \leq V_{reg} - (1/5) \cdot I_3 \cdot R_{5,6} \quad (4)$$

其中， $V_{A,B}$ 为第一节点A、所述第二节点B对应的输出电压， $R_{5,6}$ 为第五电阻或者第六电阻。

[0034] 具体实施中，图1所示的环形振荡器电路有三级增益级，各级增益级均采用差分形式输入且结构相同，则每一级的传输函数如下所示：

$$H(s_1) = H(s_2) = H(s_3) = -A_0 / (1 + s / \omega_0) \quad (1)$$

其中 A_0 为低频增益， s 为复频率， ω_0 为带宽，例如3dB带宽；

环形振荡器电路的环路增益如下所示：

$$H(s) = -A_0^3 / (1 + s / \omega_0)^3 \quad (2)$$

由此可知，环形振荡器电路的三个极点在同一个频率点，根据“巴克豪森准则”，只有在频率相关的相移等于 180° 且环路增益大于等于1时才能发生振荡。则振荡频率与极点处频率

关系如下所示：

$$\arctan(\omega_{osc}/\omega_0)=60^\circ \quad (5)$$

其中， ω_{osc} 为振荡角频率， ω_0 为极点角频率。

[0035] 由此可知，振荡频率、各级增益级最低增益如下所示：

$$f_{osc}=3^{1/2} \cdot [1/(2 \cdot \pi \cdot R \cdot C)] \quad (6)$$

其中， f_{osc} 为振荡频率， R 为RC网络中的电阻阻值， C 为RC网络中的电容。

[0036] $A_0 \geq [1+(\omega_{osc}/\omega_0)^2]^{1/2}=2 \quad (7)$

在第一级增益级中，第一场效应管M1、第二场效应管M2的栅极电压分别为 V_A 、 V_B ，则：

$$(1/2) \cdot \mu_n \cdot C_{ox} \cdot (W/L)_{1,2} \cdot (V_A - V_P - V_{THN})^2 + (1/2) \cdot \mu_n \cdot C_{ox} \cdot (W/L)_{1,2} \cdot (V_B - V_P - V_{THN})^2 = I_1 \quad (8)$$

其中， μ_n 为场效应管的电子迁移率， C_{ox} 为单位面积的栅氧化层电容， V_P 为第六节点P对应的电压，将式(8)化简后可以得到：

$$V_P = (1/2) \cdot \{ V_A + V_B - 2 V_{THN} \pm [-(V_A - V_B)^2 + 4 I_1 / (\mu_n C_{ox} (W/L)_{1,2})]^{1/2} \} \quad (9)$$

由于A、B两点电压以差动形式变化，可以用下式表示：

$$V_A = V_{CM} + \Delta V \quad (10)$$

$$V_B = V_{CM} - \Delta V \quad (11)$$

$$V_{CM} = V_{reg} - (1/2) \cdot I_1 \cdot R_{1,2} \quad (12)$$

其中， V_{CM} 为共模电压， ΔV 为差模电压。

[0037] 将式(10)、(11)、(12)代入式(9)可得：

$$V_P = V_{CM} - V_{THN} \pm (1/2) \cdot \{ -(2 \Delta V)^2 + 4 I_1 / [\mu_n \cdot C_{ox} \cdot (W/L)_{1,2}] \}^{1/2} \quad (13)$$

根据式15可以得到第六节点P的最低电压，以此可以确定 V_{reg} 的电压范围：

$$V_{reg} \geq V_{P,min} + V_{THN} + \{ I_1 / [\mu_n \cdot C_{ox} \cdot (W/L)_{1,2}] \}^{1/2} + I_1 \cdot R_{1,2} / 2 \quad (3)$$

上式中 $V_{P,min}$ 表示第一电流源I1两端要求的最小电压。

[0038] 该两相三阶环形振荡器电路中，单相环路中由三个单极点共源放大器组成，由于单极点系统的增益带宽积如下所示：

$$GBW = A_0 \cdot f_d \quad (14)$$

其中， GBW 为增益带宽积， f_d 为主极点频率。

[0039] 随着温度升高，输入对管的阈值电压会下降，此处尾电流源采用PTAT电流能降低输入对管跨导随温度变化产生的偏差，即降低整个环路带宽随温度变化产生的误差；保证信号处理环路的带宽稳定性有助于振荡信号频率的稳定性，产生一个随温度变化较小的振荡信号。

[0040] 环形振荡器电路启动过后，第一节点A、第二节点B两点会产生 180° 相位差的振荡信号，由于负载处的RC网络会导致各级输出电压按指数规律增加或减少。根据RC网络时间常数、振荡频率可知，第一节点A、第二节点B两点输出电压范围如下所示：

$$V_{reg} - (4/5) \cdot I_3 \cdot R_{5,6} \leq V_{A,B} \leq V_{reg} - (1/5) \cdot I_3 \cdot R_{5,6} \quad (4)$$

第一节点A、第二节点B两点的 180° 相位差的振荡信号通过高速比较器比较，反相器整形后输出得到低温漂、高精度的CLK信号。

[0041] 参见图2，本申请实施例中，所述环形振荡器辅助电路包括线性稳压器，所述环形振荡器辅助电路包括线性稳压器，所述线性稳压器包括：

第十七场效应管M17、第十二场效应管M12、第十三场效应管M13、第十四场效应管M14、第十五场效应管M15、第十六场效应管M16、第七电阻R7、第八电阻R8、第九电阻R9、第十电阻R10、第七电容C7和第四电流源I4；

所述第十七场效应管M17的栅极与所述第十二场效应管M12的栅极连接，所述第十七场效应管M17的源极接电源VDD，所述第十二场效应管M12的漏极通过第三节点C连接第四电流源I4，所述第十三场效应管M13的栅极接入第一信号EN，所述第十三场效应管M13的漏极连接所述第十四场效应管M14的栅极，所述第十三场效应管M13的漏极还通过所述第三节点C连接所述第四电流源I4和所述第十二场效应管M12，所述第十四场效应管M14的漏极、所述第七电阻R7的第二端以及所述第八电阻R8的第一端连接，并输出参考电压信号Vreg至所述环形振荡器电路；所述第七电容C7的第一端通过所述第三节点C连接所述第四电流源I4，所述第七电容C7的第一端还与所述第十二场效应管M12的漏极连接；所述第七电阻R7的第一端与所述第七电容C7的第二端连接，所述第九电阻R9的第二端与所述第十电阻R10的第一端、所述第十五场效应管M15的栅极、所述第十六场效应管M16的栅极连接，所述第十电阻R10的第二端接地，所述第十五场效应管M15的漏极与所述第十七场效应管M17的漏极连接，所述第十六场效应管M16的源极和漏极接地。

[0042] 可选地，所述第十七场效应管M17、所述第十二场效应管M12为电流源负载，且所述第十七场效应管M17的宽长比与所述第十二场效应管M12的宽长比相同；

所述第十三场效应管M13为线性稳压器开关；所述第十四场效应管M14为线性稳压器功率管；所述第十五场效应管M15为反馈信号输入管；

所述第十六场效应管M16为稳压MOS电容；所述第四电流源I4为PTAT电流源；

所述第七电容C7和所述第七电阻R7组成密勒补偿网络；所述第八电阻R8、所述第九电阻R9和所述第十电阻R10组成线性稳压器反馈网络。

[0043] 其中，第七电容C7和第七电阻R7组成密勒补偿网络，用于保证环路稳定性。

[0044] 可选地，所述第十七场效应管M17、所述第十二场效应管M12、所述第十五场效应管M15和第四电流源I4构成伪差分输入运算放大器；所述第七电阻R7、所述第九电阻R9和所述第十电阻R10组成电阻反馈网络；所述参考电压信号Vreg为：

$$V_{reg} = \{ [2 I_4 / (\mu_n \cdot C_{ox} \cdot (W/L)_{15})]^{1/2} + V_{THN} \} \cdot (R_8 + R_9 + R_{10}) / R_{10} \quad (15)$$

其中， μ_n 为场效应管的电子迁移率， C_{ox} 为单位面积的栅氧化层电容， $(W/L)_{15}$ 为所述第十五场效应管M15的宽长比， V_{THN} 为N型场效应管的阈值电压。

[0045] 随着温度升高，N型场效应管阈值电压会下降，所述第四电流源I4采用PTAT电流对所述阈值电压 V_{THN} 的下降进行电压补偿，降低所述参考电压信号Vreg随温度的偏差；

当所述第十五场效应管M15的栅极与源极之间的电压差 $V_{GS15} < V_{THN}$ 时，所述线性稳压器无法正常工作，此时所述参考电压信号Vreg为：

$$V_{reg} = V_{DD} - V_{DSAT14} \quad (16)$$

其中，VDD为电源电压， V_{DSAT14} 为第十四场效应管M14的过驱动电压。

[0046] 具体实施中，第十七场效应管M17、第十二场效应管M12、第十五场效应管M15和第四电流源I4构成伪差分输入运算放大器，由此可知第四电流源I4可表示为：

$$I_4 = (1/2) \cdot \mu_n \cdot C_{ox} \cdot (W/L)_{15} (V_{GS15} - V_{THN})^2 \quad (17)$$

第八电阻R8、第九电阻R9、第十电阻R10组成电阻反馈网络，由此可知：

$$V_{GS15}/V_{reg} = R10/(R8 + R9 + R10) \quad (18)$$

由此可知：

$$V_{reg} = \{ [2 I_4 / (\mu_n \cdot C_{ox} \cdot (W/L)_{15})]^{1/2} + V_{THN} \} \cdot (R8 + R9 + R10) / R10 \quad (15)$$

由式(15)可知,随着温度升高,场效应管的阈值电压会下降,此处第四电流源I4采用PTAT电流能对阈值电压的下降进行一定的电压补偿,降低Vreg随温度的偏差。

[0047] 当 $V_{GS15} < V_{THN}$ 时,该线性稳压器环路无法正常工作,此时可知:

$$V_{reg} = VDD - V_{DSAT14} \quad (16)$$

可选地,所述环形振荡器辅助电路还包括:第七场效应管M7、第八场效应管M8、第九场效应管M9、第十场效应管M10、第十一场效应管M11和第五电流源I5;所述第七场效应管M7的源极、所述第八场效应管M8的源极、所述第九场效应管M9的源极连接电源VDD,所述第七场效应管M7的栅极与所述第八场效应管M8的栅极串接后与所述第五电流源I5连接,所述第七场效应管M7的漏极与所述第五电流源I5连接,所述第八场效应管M8的漏极连接第五节点E,所述第十场效应管M10的漏极连接所述第五节点E,所述第十场效应管M10的栅极连接第四节点D,所述第九场效应管M9的栅极接入第一信号EN,所述第九场效应管M9的漏极与所述第十一场效应管M11的栅极,所述第十一场效应管M11的漏极输出初始状态信号PD至所述环形振荡器电路。

[0048] 可选地,所述第七场效应管M7、所述第八场效应管M8为电流镜结构,且所述第七场效应管M7的宽长比与所述第八场效应管M8的宽长比相同;

所述第九场效应管M9为辅助电路开关,在所述第一信号EN为低时,保证输出的所述初始状态信号PD为低电平,给所述环形振荡器电路提供初始状态信号;

所述第五电流源I5为PTAT电流源;

所述第十场效应管M10、所述第十一场效应管M11用于判断所述参考电压信号Vreg,当参考电压信号Vreg建立过程中,第四节点D电压随参考电压信号Vreg上升,所述第十场效应管M10打开且第五节点E电压下降,所述第十一场效应管M11关断,使所述环形振荡器辅助电路输出的所述初始状态信号PD不会对所述环形振荡器电路产生影响。

[0049] 一种两相三阶环形振荡器电路的控制方法实施例:

本申请提供一种两相三阶环形振荡器电路的控制方法,两相三阶环形振荡器电路是采用上述图1和图2构成的两相三阶环形振荡器电路,所述两相三阶环形振荡器电路包括:环形振荡器辅助电路和环形振荡器电路;所述环形振荡器电路包括:第一级增益级电路、第二级增益级电路和第三级增益级电路、电压比较器和反相器;所述第一级增益级电路、所述第二级增益级电路连接与所述第三级增益级电路之间相互连接,所述电压比较器的一端与所述第三级增益级电路连接,所述电压比较器的另一端与所述反相器连接;该方法包括以下步骤:

所述环形振荡器辅助电路为所述环形振荡器电路提供参考电压信号Vreg和所述环形振荡器电路启动前的初始状态信号PD;

所述第一级增益级电路、所述第二级增益级电路和所述第三级增益级电路构成差分输入结构,以减弱共模噪声影响;所述电压比较器比较所述第三级增益级电路上的第一节点A、第二节点B对应的两个电压得到方波信号;所述反相器对所述方波信号进行整形后得到时钟信号CLK。

[0050] 其中,环形振荡器辅助电路为环形振荡器电路提供参考电压信号Vreg和环形振荡器电路启动前的初始状态信号PD;第一级增益级电路、第二级增益级电路连接与第三级增益级电路之间相互连接,电压比较器的一端与第三级增益级电路连接,电压比较器的另一端与反相器连接;第一级增益级电路、第二级增益级电路和第三级增益级电路构成差分输入结构,以减弱共模噪声影响;电压比较器P1比较第三级增益级电路上的第一节点A、第二节点B对应的两个电压得到方波信号;反相器L1,用于对方波信号进行整形后得到时钟信号CLK,从而,能产生较高精度、随温度变化较小、较高频率的时钟信号,各增益级采用差分结构输入能提供很好的共模抑制。

[0051] 具体实施中,在线性稳压器中,第十三场效应管M13的栅极接入第一信号EN,第十七场效应管M17、第十二场效应管M12为电流源负载,第十七场效应管M17的宽长比与所述第十二场效应管M12的宽长比相同,第十三场效应管M13为线性稳压器开关;第十四场效应管M14为线性稳压器功率管;第十五场效应管M15为反馈信号输入管;第十六场效应管M16为稳压MOS电容;第四电流源I4为PTAT电流源;第七电容C7和第七电阻R7组成密勒补偿网络,用于保证环路稳定性;第八电阻R8、第九电阻R9和第十电阻R10组成线性稳压器反馈网络。

[0052] 其中,如图2所示,第十七场效应管M17、所述第十二场效应管M12、所述第十五场效应管M15和第四电流源I4构成伪差分输入运算放大器;

由此可知第四电流源可表示为:

$$I_4 = (1/2) \cdot \mu_n \cdot C_{OX} \cdot (W/L)_{15} (V_{GS15} - V_{THN})^2 \quad (17)$$

其中, μ_n 为电子迁移率, C_{OX} 为单位面积的栅氧化层电容, $(W/L)_{15}$ 为第十五场效应管M15管的宽长比, V_{GS15} 为第十五场效应管M15管的栅极、源极压差, V_{THN} 为N型场效应管的阈值电压。

[0053] 第八电阻R8、第九电阻R9、第十电阻R10组成电阻反馈网络,由此可知:

$$V_{GS15}/V_{reg} = R_{10}/(R_8 + R_9 + R_{10}) \quad (18)$$

由此可知:

$$V_{reg} = \{ [2 I_4 / (\mu_n C_{OX} (W/L)_{15})]^{1/2} + V_{THN} \} \cdot (R_8 + R_9 + R_{10}) / R_{10} \quad (15)$$

由式(15)可知,随着温度升高,N型场效应管的阈值电压会下降,此处第四电流源I4采用PTAT电流能对阈值电压的下降进行一定的电压补偿,降低Vreg随温度的偏差。

[0054] 当 $V_{GS15} < V_{THN}$ 时,该线性稳压器环路无法正常工作,此时可知:

$$V_{reg} = V_{DD} - V_{DSAT14} \quad (16)$$

其中, V_{DSAT14} 为第十四场效应管M14管的过驱动电压。

[0055] 可选地,本申请实施例中,第七场效应管M7、第八场效应管M8为电流镜结构,且第七场效应管M7的宽长比与第八场效应管M8的宽长比相同;第九场效应管M9为辅助电路开关,在第一信号EN为低时,保证输出的初始状态信号PD为低电平,给环形振荡器电路提供初始状态信号;第五电流源I5为PTAT电流源;第十场效应管M10、第十一场效应管M11用于判断参考电压信号Vreg,当参考电压信号Vreg建立过程中,第四节点D的电压随参考电压信号Vreg上升,第十场效应管M10打开且第五节点E的电压下降,所述第十一场效应管M11关断,使所述环形振荡器辅助电路输出的所述初始状态信号PD不会对所述环形振荡器电路产生影响。

[0056] 其中,如图1所示,所述第一级增益级电路中,第一场效应管M1与第二场效应管M2

连接作为差分输入对管,由第一电流源I1提供尾电流源,第一电阻R1与第一电容C1连接,作为无源负载,第二电阻R2和第二电容C2连接,作为无源负载;第一场效应管M1的宽长比(W/L)₁与第二场效应管M2的宽长比(W/L)₂相同,第一电阻R1与第一电容C1构成RC网络,第二电阻R2和第二电容C2构成RC网络。

[0057] 第二级增益级电路中,第三场效应管M3与第四场效应管M4连接作为差分输入对管,由第二电流源I2提供尾电流源,第三电阻R3与第三电容C3连接,作为无源负载,第四电阻R4和第四电容C4连接,作为无源负载;第三场效应管M3的宽长比(W/L)₃与第四场效应管M4的宽长比(W/L)₄相同,第三电阻R3与第三电容C3构成RC网络,第四电阻R4和第四电容C4构成RC网络。

[0058] 第三级增益级电路包括中,第五场效应管M5与第六场效应管M6连接作为差分输入对管,由第三电流源I3提供尾电流源,第五电阻R5与第五电容C5连接,作为无源负载,第六电阻R6和第六电容C6连接,作为无源负载;第五场效应管M5的宽长比(W/L)₅与第六场效应管M6的宽长比(W/L)₆相同,第五电阻R5与第五电容C5构成RC网络,第六电阻R6和第六电容C6构成RC网络。

[0059] 具体实施中,三级增益级电路中,各级增益级均采用差分形式输入且结构相同,则每一级的传输函数如下所示:

$$H(s_1) = H(s_2) = H(s_3) = -A_0 / (1 + s / \omega_0) \quad (1)$$

其中A₀为低频增益,s为复频率,ω₀为带宽,例如3dB带宽;

环形振荡器电路的环路增益如下所示:

$$H(s) = -A_0^3 / (1 + s / \omega_0)^3 \quad (2)$$

由此可知,环形振荡器电路的三个极点在同一个频率点,根据“巴克豪森准则”,只有在频率相关的相移等于180°且环路增益大于等于1时才能发生振荡。则振荡频率与极点处频率关系如下所示:

$$\arctan(\omega_{osc} / \omega_0) = 60^\circ \quad (5)$$

其中,ω_{osc}为振荡角频率,ω₀为极点角频率。

[0060] 由此可知,振荡频率、各级增益级最低增益如下所示:

$$f_{osc} = 3^{1/2} \cdot (1 / 2\pi RC) \quad (6)$$

其中,f_{osc}为振荡频率,R为RC网络中的电阻阻值,C为RC网络中的电容。

[0061] $A_0 \geq [1 + (\omega_{osc} / \omega_0)^2]^{1/2} = 2 \quad (7)$

在第一级增益级中,第一场效应管M1、第二场效应管M2的栅极电压分别为V_A、V_B,则:

$$(1/2) \cdot \mu_n \cdot C_{OX} \cdot (W/L)_{1,2} \cdot (V_A - V_P - V_{THN})^2 + (1/2) \cdot \mu_n \cdot C_{OX} \cdot (W/L)_{1,2} \cdot (V_B - V_P - V_{THN})^2 = I_1 \quad (8)$$

其中,μ_n为场效应管的电子迁移率,C_{OX}为单位面积的栅氧化层电容,V_P为第六节点P对应的电压,将式(8)化简后可以得到:

$$V_P = (1/2) \cdot \{ V_A + V_B - 2 V_{THN} \pm [- (V_A - V_B)^2 + 4 I_1 / (\mu_n C_{OX} (W/L)_{1,2})]^{1/2} \} \quad (9)$$

由于A、B两点电压以差动形式变化,可以用下式表示:

$$V_A = V_{CM} + \Delta V \quad (10)$$

$$V_B = V_{CM} - \Delta V \quad (11)$$

$$V_{CM} = V_{reg} - (1/2) \cdot I_1 \cdot R_{1,2} \quad (12)$$

其中, V_{CM} 为共模电压, ΔV 为差模电压。

[0062] 将式(10)、(11)、(12)代入式(9)可得:

$$V_P = V_{CM} - V_{THN} \pm (1/2) \cdot \{ -(2 \Delta V)^2 + 4 I_1 / [\mu_n \cdot C_{OX} \cdot (W/L)_{1,2}] \}^{1/2} \quad (13)$$

根据式15可以得到第六节点P的最低电压, 以此可以确定Vreg的电压范围:

$$V_{reg} \geq V_{P, \min} + V_{THN} + \{ I_1 / [\mu_n \cdot C_{OX} \cdot (W/L)_{1,2}] \}^{1/2} + I_1 \cdot R_{1,2} / 2 \quad (3)$$

上式中 $V_{P, \min}$ 表示第一电流源I1两端要求的最小电压。

[0063] 该两相三阶环形振荡器电路中, 单相环路中由三个单极点共源放大器组成, 由于单极点系统的增益带宽积如下所示:

$$GBW = A_0 \cdot f_d \quad (14)$$

其中, GBW 为增益带宽积, f_d 为主极点频率。

[0064] 随着温度升高, 输入对管的阈值电压会下降, 此处尾电流源采用PTAT电流能降低输入对管跨导随温度变化产生的偏差, 即降低整个环路带宽随温度变化产生的误差; 保证信号处理环路的带宽稳定性有助于振荡信号频率的稳定性, 产生一个随温度变化较小的振荡信号。

[0065] 环形振荡器电路启动过后, 第一节点A、第二节点B两点会产生180°相位差的振荡信号, 由于负载处的RC网络会导致各级输出电压按指数规律增加或减少。根据RC网络时间常数、振荡频率可知, 第一节点A、第二节点B两点输出电压范围如下所示:

$$V_{reg} - (4/5) \cdot I_3 \cdot R_{5,6} \leq V_{A,B} \leq V_{reg} - (1/5) \cdot I_3 \cdot R_{5,6} \quad (4)$$

第一节点A、第二节点B两点的180°相位差的振荡信号通过高速比较器比较, 反相器整形后输出得到低温漂、高精度的CLK信号。

[0066] 由此可见, 本申请提出的两相三阶环形振荡器电路, 能产生较高精度、随温度变化较小、较高频率的时钟信号, 各增益级采用差分结构输入能提供很好的共模抑制。

[0067] 本申请实施例还提供一种芯片, 该芯片包括前述的两相三阶环形振荡器电路。可选地, 该芯片可以为快充芯片。

[0068] 本申请实施例中还提供一种电子装置, 其中, 所述电子装置包括前述的两相三阶环形振荡器电路。

[0069] 其中, 所述电子装置可为手机、平板电脑等终端, 所述电子装置也可为充电适配器等。可选地, 所述电子装置还包括其他元件, 本申请实施例不做限制。

[0070] 需要说明的是, 以上仅为本申请的优选实施例, 但发明的设计构思并不局限于此, 凡利用此构思对本申请做出的非实质性修改, 也均落入本申请的保护范围之内。

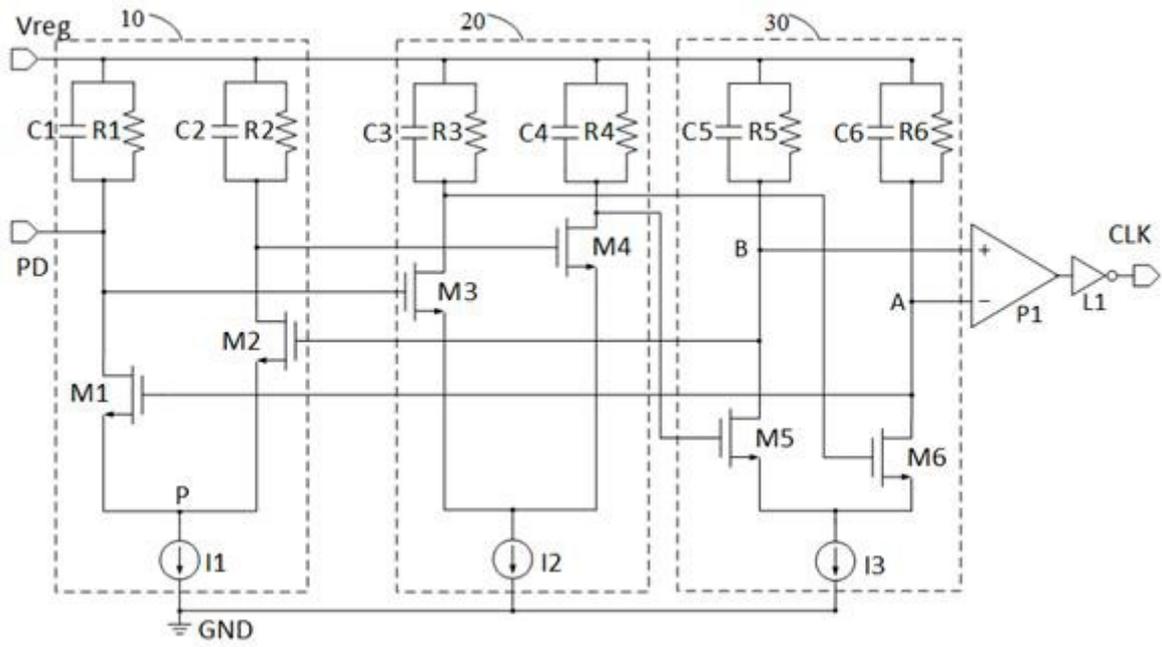


图1

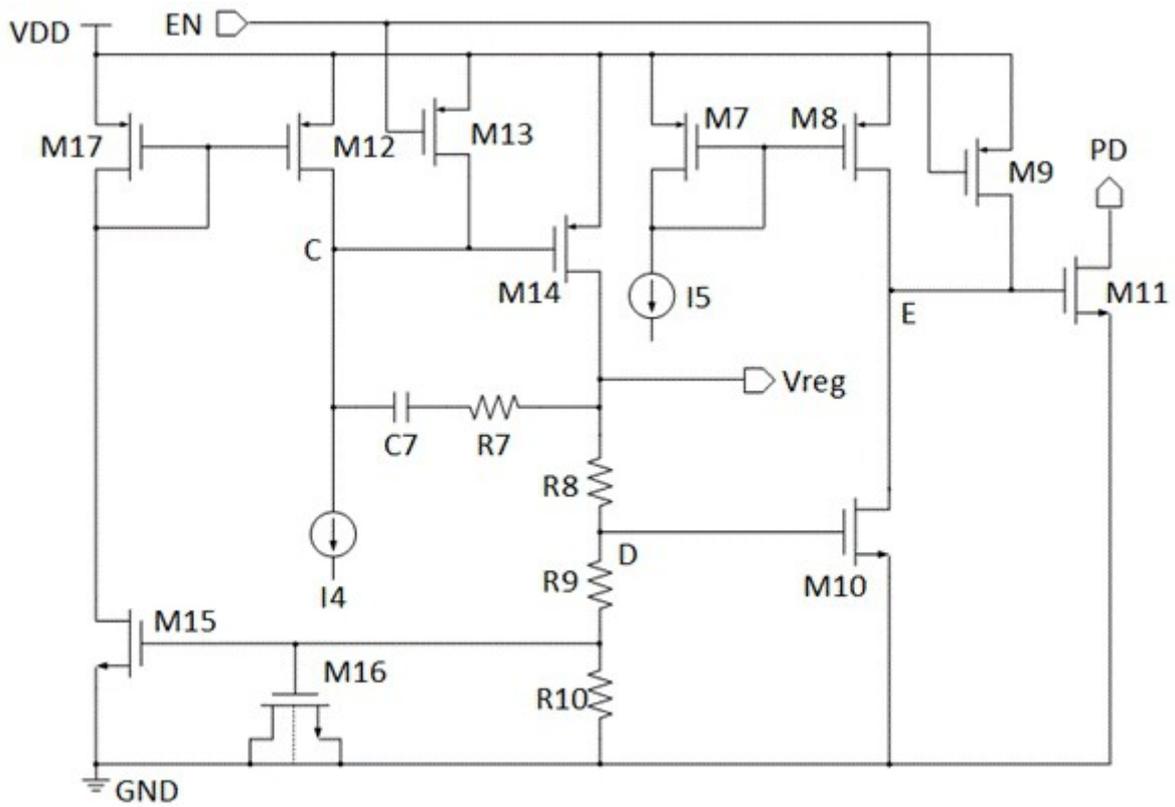


图2