



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102822760 B

(45) 授权公告日 2014. 07. 23

(21) 申请号 201080065703. 2

G05F 1/10 (2006. 01)

(22) 申请日 2010. 12. 23

(56) 对比文件

(30) 优先权数据

12/657, 543 2010. 01. 22 US

CN 101414790 A, 2009. 04. 22,

US 6330169 B2, 2001. 12. 11,

US 2003030419 A1, 2003. 02. 13,

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

2012. 09. 24

US 6281665 B1, 2001. 08. 28,

US 6438005 B1, 2002. 08. 20,

(86) PCT国际申请的申请数据

PCT/US2010/062035 2010. 12. 23

审查员 于洋

(87) PCT国际申请的公布数据

W02011/090687 EN 2011. 07. 28

(73) 专利权人 德克萨斯仪器股份有限公司

地址 美国德克萨斯州

(72) 发明人 V·V·伊万诺夫 T·V·卡尔特霍夫

(74) 专利代理机构 北京纪凯知识产权代理有限公司

公司 11245

代理人 赵蓉民

(51) Int. Cl.

G05F 1/56 (2006. 01)

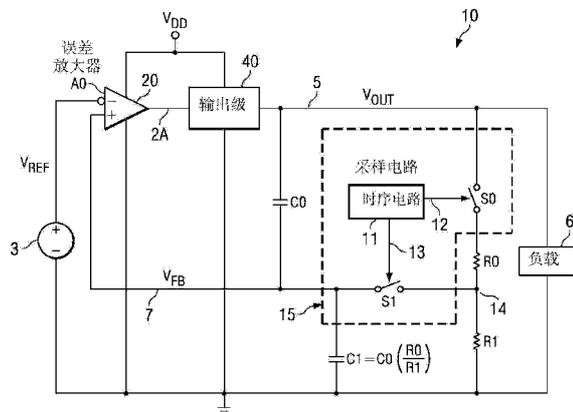
权利要求书2页 说明书5页 附图3页

(54) 发明名称

低功率反馈和用于能量捕获器的DC-DC转换器和电压调节器的方法

(57) 摘要

本发明涉及一种转换第一DC电压(V<sub>DD</sub>)为第DC电压(V<sub>OUT</sub>)的转换器(10),其包括响应于第一DC电压(V<sub>DD</sub>)和误差放大器(20)的输出而产生第DC电压(V<sub>OUT</sub>)的输出级(40)。通过周期性耦合分压器的第一端子至第DC电压,采样电路(15)周期性地激励分压器(R<sub>0</sub>, R<sub>1</sub>),并且周期性耦合被激励的分压器的输出端(14)至反馈导体(7),从而刷新耦合在第DC电压和反馈导体之间的反馈电容器。且反馈导体耦合到所述误差放大器的输入端。



1. 一种转换第一 DC 电压为第二 DC 电压的 DC 到 DC 转换电路,其包括:
  - (a) 误差放大器,其具有经耦合接收第一基准电压的第一输入端;
  - (b) 输出级,其在输出导体上产生第二 DC 电压,所述输出级具有耦合到所述误差放大器输出端的第一输入端和经耦合接收所述第一 DC 电压的第二输入端;
  - (c) 第一电容器,其具有耦合至所述输出导体的第一端子和由反馈导体耦合至所述误差放大器的第二输入端的第二端子;
  - (d) 分压器,其具有耦合至第二基准电压的第一端子;
  - (e) 采样电路,其包括第一采样开关、第二采样开关和时序电路,从而减小所述分压器功率消耗;其中所述第一采样开关具有耦合至所述分压器第二端子的第一端子和耦合至所述输出导体的第二端子,所述第二采样开关具有耦合至所述反馈导体的第一端子和耦合至所述分压器输出端的第二端子,所述时序电路具有耦合至所述第一采样开关的控制端子从而周期性激励所述分压器的第一输出端和耦合至所述第二采样开关的控制端子从而在所述分压器被激励时周期性刷新所述第一电容器的第二输出端。
2. 根据权利要求 1 所述的 DC 到 DC 转换电路,其包括耦合在所述反馈导体和所述第二基准电压之间的第二电容器。
3. 根据权利要求 2 所述的 DC 到 DC 转换电路,其中所述分压器包括第一端子耦合到所述第一采样开关的所述第一端子而第二端子耦合至所述分压器的所述输出端的第一电阻器,和第一端子耦合至所述分压器的所述输出端而第二端子耦合至所述第二基准电压的第二电阻器。
4. 根据权利要求 3 中所述的 DC 到 DC 转换电路,其中所述第二电容器的电容等于所述第一电容器的电容乘以所述第一电阻器电阻除以所述第二电阻器电阻的比值。
5. 根据权利要求 1 中所述的 DC 到 DC 转换电路,其中所述第一采样开关包括第一晶体管,其中所述第一采样开关的所述第一端子、第二端子和控制端子分别是所述第一晶体管的第一、第二载流电极和控制电极,且其中所述第二采样开关包括第二晶体管,其中所述第二采样开关的所述第一、第二和控制端子分别是所述第二晶体管的第一、第二载流电极和控制电极。
6. 根据权利要求 1 中所述的 DC 到 DC 转换电路,其中包括毫微功率电压基准电路,用于产生所述第一基准电压。
7. 根据权利要求 1 中所述的 DC 到 DC 转换电路,其中所述误差放大器是毫微功率放大器。
8. 根据权利要求 1 中所述的 DC 到 DC 转换电路,其中所述输出级包括低压降输出电压调节器即 LDO 电压调节器。
9. 根据权利要求 1 中所述的 DC 到 DC 转换电路,其中所述输出级包括降压 / 升压转换器,所述降压 / 升压转换器具有耦合至所述第一 DC 电压的输入端,耦合至所述误差放大器的所述输出端的控制输入端,以及耦合至所述输出导体的输出端。
10. 根据权利要求 1 中所述的 DC 到 DC 转换电路,其中所述输出级包括具有耦合至所述第一 DC 电压的源极、耦合至所述误差放大器的所述输出端的栅极和耦合至所述输出导体的漏极的晶体管。
11. 根据权利要求 1 中所述的 DC 到 DC 转换电路,其中所述第一 DC 电压是从能量捕获

器件捕获的电压信号。

12. 根据权利要求 1 中所述的 DC 到 DC 转换电路,其中所述时序电路约每秒至少激励所述分压器一次。

13. 根据权利要求 11 中所述的 DC 到 DC 转换电路,其中所述时序电路激励所述分压器的时间量至少足够允许所述第一电容器恢复由于所述第二采样开关断开时的寄生泄漏电流造成的电荷损失。

14. 根据权利要求 1 中所述的 DC 到 DC 转换电路,其中所述时序电路包括振荡器,所述振荡器经耦合驱动分频器和解码电路,该解码电路用于解码所述分频器的各种输出以便在所述时序电路的所述第一和第二输出端上产生信号。

15. 根据权利要求 1 中所述的 DC 到 DC 转换电路,其中所述误差放大器是跨导放大器。

16. 一种降低用于转换第一 DC 电压为第二 DC 电压的转换器的功率消耗的方法,其包括:

(a) 耦合所述转换器中误差放大器的第一输入端从而接收第一基准电压,并耦合所述误差放大器的输出端至所述转换器的输出级的第一输入端,所述转换器具有经耦合接收所述第一 DC 电压的第二输入端,从而在所述转换器的输出端产生所述第二 DC 电压;以及

(b) 通过周期性地耦合分压器的第一端子至所述第二 DC 电压而周期性地激励所述分压器,并且周期性地耦合被激励的分压器的输出端,从而刷新耦合在所述第二 DC 电压和耦合至所述误差放大器的第二输入端的反馈导体之间的第一电容器。

17. 根据权利要求 16 中所述的方法,其中步骤 (b) 包括周期性地闭合第一采样开关从而从所述输出导体激励所述分压器,并闭合第二采样开关从而耦合所述被激励的分压器的输出端至所述反馈导体达足够量的时间,以确保所述第一电容器两端的电压已经恢复在所述分压器未被激励时来自第一电容器的寄生泄漏电荷。

18. 根据权利要求 17 中所述的方法,其中进一步包括提供所述误差放大器和所述输出级的毫微功率实施。

19. 根据权利要求 16 中所述的方法,其中通过耦合所述反馈导体和第二基准电压之间的第二电容器,确保所述误差放大器的稳定性,以便所述第一和第二电容器用作分压比等于所述分压器的分压比的分压器。

20. 一种降低用于转换第一 DC 电压为第二 DC 电压的转换器功率消耗的电路,其包括:

(a) 响应于误差放大器的输出并响应于所述第一 DC 电压,在所述转换器输出端上产生所述第二 DC 电压的装置;以及

(b) 用于周期性地激励分压器的装置,其通过周期性地耦合所述分压器的第一端子至所述第二 DC 电压从而周期性地激励所述分压器,并且耦合被激励的分压器的输出端至反馈导体从而刷新耦合在所述第二 DC 电压和所述反馈导体之间的第一电容器,其中所述反馈导体耦合至所述误差放大器的输入端。

## 低功率反馈和用于能量捕获器的 DC-DC 转换器和电压调节器的方法

### 技术领域

[0001] 本发明一般涉及 DC-DC (直流 - 直流) 转换器和电压调节器, 特别是其低功率实现方法, 其特别适于与能量捕获器 (energy harvester) 一起使用。

### 背景技术

[0002] 图 1 示出传统的 DC-DC 转换器或 LDO (低压降输出) 电压调节器 1, 该电压调节器 1 包括基准电压电路 3, 其提供基准电压  $V_{REF}$  至误差放大器 2 的输入端 (-)。基准电压电路 3 通常是 1.2 伏带隙电路。误差放大器 2 的输出端 2A 耦合到输出级 4 的输入端。输出级 4 在导体 5 上产生输出电压  $V_{OUT}$ , 导体 5 耦合到负载 6 的一个端子。负载 6 的另一端子接地。电阻性分压器电路包括串联电阻器 R0 和 R1 的电阻性分压器电路, 其耦合在  $V_{OUT}$  和地之间。电阻器 R0 和 R1 间的接合点经导体 7 耦合到耦合至误差放大器 2 的输入端 (+)。误差放大器 2 和输出级 4 耦合耦合在  $V_{DD}$  和地之间。

[0003] DC-DC 转换器或者 LDO 电压调节器 1 的电压调节回路包括输出级 4、误差放大器 2、基准电压 3 和电阻性分压器 R0、R1。电阻性分压器 R0、R1 可以设置直流输出电压  $V_{OUT}$  的期望值, 并允许可以将  $V_{OUT}$  值设置在一个水平低于, 等于或高于上述  $V_{REF}$ 。电阻器 R0 和 R1 通常是和集成电路芯片一起安装在印制电路板上的外部电阻器, 集成电路芯片还有包括 DC-DC 转换器 1 的其他元件。由于印制电路板上存在泄漏电流, 通常外部电阻 R0 电阻器 R0 和 R1 值不超过约 1-2 兆欧。如果电阻器 R0 和 R1 在集成电路芯片上形成, 则由于其占据大量芯片面积而导致会造成高费用。在上述两种情况, 如果在极低功率应用中, 如能量捕捉器系统, 通常称为“毫微功率 (nanopower)”电路的非常低功率的电路被用于实施误差放大器 2 和输出级 4, 则反馈电阻器网络 R0、R1 上功率消耗是主要的。

[0004] 在低功率应用中, 通过电阻性分压器 R0、R1 上的典型的几微安电流, 占 DC-DC 转换器或 LDO 电压调节器 1 消耗的总电流的相当大甚至主要部分, 且因此在几微安或更小的小负载电流时显著削弱转换器 1 的效率。

[0005] 这里使用的术语“DC-DC 转换器”旨在包括各种 DC-DC 转换器, 例如升压转换器、降压转换器, 和升压 / 降压转换器, 还旨在包括 LDO 电压调节器。这里使用的术语“毫微功率”旨在包括汲取约低于 1 微安 DC 电流的电路和 / 或者电路元件。

[0006] 各种低功率误差放大器的配置众所周知并在后面描述, 图 6 示出已知的低功率误差放大器。

### 发明内容

[0007] 一方面, 本发明的一实施例提供了一种转换器 (10), 其用于将第一直流电压 ( $V_{DD}$ ) 转换成第二直流电压 ( $V_{OUT}$ ), 该转换器包括响应于第一直流电压 ( $V_{DD}$ ) 和误差放大器 (20) 的输出产生第二直流电压 ( $V_{OUT}$ ) 的输出级 (40)。通过周期性地耦合分压器的第一端子到第二直流电压, 采样电路 (15) 周期性地激励分压器 (R0, R1), 并且周期性地耦合被激励的分

压器的输出(14)到反馈导体(7)从而刷新耦合在第二电压和反馈导体之间的第一电容器(C0)。反馈导体(7)耦合到误差放大器输入端。转换器(10)在毫微功率能量捕获器应用中特别有用。

[0008] 在一个实施例中,本发明提供了将第一直流电压( $V_{DD}$ )转换到第二个直流电压( $V_{OUT}$ )的DC-DC转换电路,其包括具有经耦合接收第一基准电压( $V_{REF}$ )的第一输入端(-)的误差放大器(20),和在输出导体(5)上产生第DC电压( $V_{OUT}$ )的输出级(40)。输出级(40)具有耦合到误差放大器(20)输出端(2A)的第一输入端和经耦合接收第一DC电压( $V_{DD}$ )的第二输入端。第一电容器(C0)具有耦合到输出导体(5)上的第一端子和由反馈导体(7)耦合到误差放大器(20)的第二个输入端(+)的第二端子。分压器(R0,R1)具有耦合到第二基准电压(GND)的第一端子。采样电路(15)包括第一采样开关(S0)和第二采样开关(S1),其中第一采样开关具有耦合到分压器(R0,R1)的第二端子的第一端子和耦合到输出导体(5)的第二端子,第二采样开关(S1)具有耦合到反馈导体(7)的第一端子和耦合至分压器(R0,R1)的输出端(14)的第二端子。定时器或时序电路(11)具有耦合到第一采样开关(S0)控制端子从而周期性激励分压器(R0,R1)的第一个输出端(12),和耦合到第二采样开关(S1)控制端子从而在分压器(R0,R1)被激励时周期性地刷新第一电容器(C0)的第二输出端(13),以便降低分压器中的平均功率消耗。在一个实施例中,第二个电容(C1)耦合在反馈导体(7)和第二基准电压(GND)之间。在一个描述的实施例中,分压器包括第一电阻器(R0)和第二电阻器(R1),其中第一电阻器具有耦合至第一采样开关(S0)第一端子的第一端子和耦合到分压器的输出端(14)的第二端子,第二电阻器(R1)具有耦合至分压器输出端(14)的第一端子和耦合至第二电压基准(GND)第二端子。第二电容器(C1)的电容等于第一电容器(C0)的电容乘以第一电阻器的电阻(R0)与第二电阻器的电阻(R1)相除的比值。

[0009] 在一个实施例中,第一采样开关(S0)包括第一晶体管(M0),其中第一采样开关(S0)的第一端子、第二端子和控制端子分别是第一晶体管(M0)的第一、第二载流电极和控制电极,且其中第二采样开关(S1)包括第二晶体管(M1),其中第二采样开关(S1)的第一、第二和控制端子分别是第二晶体管(M1)的第一、第二载流电极和控制电极。

[0010] 在一个实施例中,输出级(40)包括低压降电压调节器电路。在另一个实施例中,输出级(40)包括降压/升压转换器(22),其具有耦合至第一DC电压( $V_{DD}$ )的输入端,耦合至误差放大器(20)输出端(2A)的控制输入端,和耦合至输出导体(5)的输出端。在一个实施例中,输出级(40)包括晶体管(图5A中M2),该晶体管的具有耦合至第一DC电压( $V_{DD}$ )的源极,耦合至误差放大器(20)输出端(2A)的栅极,耦合至输出导体(5)的漏极。在所述实施例中,第一DC电压( $V_{DD}$ )是来自于能量捕获器件的捕获电压。

[0011] 在一个实施例中,时序电路(11)激励分压器(R0,R1)足够长的时间,其中,至少足够允许第一电容器(C0)恢复在第二开关(S1)断开时由于寄生泄露电流导致的电荷损失。在一个实施例中,时序电路(11)至少每秒约一次激励分压器(R0,R1)。

[0012] 在一个实施例中,时序电路(11)包括振荡器(17),其经耦合驱动分频器(18)和用于解码分频器(18)不同输出的解码电路(20),以便在时序电路(11)的第一(12)和第二(13)输出端上产生信号。在一个实施例中,误差放大器(20)是跨导放大器。

[0013] 在一个实施例中,本发明提供降低用来转换第一DC电压( $V_{DD}$ )为第二DC电压( $V_{OUT}$ )的转换器(10)的功率消耗的方法,所述方法包括耦合转换器(10)的误差放大器(20)的第

一输入端(-)从而接收第一基准电压( $V_{REF}$ ),并耦合误差放大器(20)的输出端(2A)到转换器(10)的输出级(40)的输入端,转换器(10)具有经耦合接收第一 DC 电压( $V_{DD}$ )的第二输入端,从而在转换器(10)的输出端(5)产生第 DC 电压( $V_{OUT}$ );并通过周期性地耦合分压器第一端子到第 DC 电压( $V_{OUT}$ )从而周期性激励分压器( $R_0, R_1$ ),并且周期性地耦合被激励的分压器( $R_0, R_1$ )的输出端(14),以便刷新第一电容器( $C_0$ )其中该第一电容器( $C_0$ )耦合在第二 DC 电压( $V_{OUT}$ )和反馈导体(7)之间,该反馈导体(7)耦合到误差放大器(20)第二输入端(+)。在一个实施例中,该方法包括周期性地闭合第一采样开关( $S_0$ )从而从输出导体(5)激励分压器( $R_0, R_1$ ),和周期性地闭合第二采样开关( $S_1$ ),从而耦合被激励的分压器( $R_0, R_1$ )输出端到反馈导体(7)足够的时间量,以确保跨第一电容器( $C_0$ )的电压被恢复,其中,恢复第一电容器( $C_0$ )的任何寄生泄露电荷,该电荷寄生泄露可在分压器( $R_0, R_1$ )未被激励时发生。

[0014] 在一个实施例中,该方法包括通过耦合反馈导体(7)和第二基准电压(GND)之间的第二电容器( $C_1$ ),来确保误差放大器(20)的稳定性,以便第一电容器( $C_0$ )和第二电容器( $C_1$ )用作分压器,其分压比等于分压器( $R_0, R_1$ )的分压比。

[0015] 在一个实施例中,本发明提供了一种降低转换器(10)功率消耗的电路,该转换器(10)用于将第一 DC 电压( $V_{DD}$ )转换为第 DC 电压( $V_{OUT}$ ),所述电路包括响应于误差放大器(20)的输出并响应于第一 DC 电压( $V_{DD}$ ),而在转换器(10)输出端(5)产生第 DC 电压( $V_{OUT}$ )的装置(40);和周期性地激励分压器( $R_0, R_1$ )装置(15),其用于周期性地耦合分压器第一端子到第二直流电压( $V_{OUT}$ )而周期性地激励分压器( $R_0, R_1$ ),并通过周期性地耦合被激励的分压器( $R_0, R_1$ )的输出端(14)至反馈导体(7)从而刷新耦合在第二直流电压( $V_{OUT}$ )和反馈导体(7)之间的第一电容器( $C_0$ ),其中反馈导体(7)耦合到误差放大器(20)的输入端。

## 附图说明

[0016] 下面参考附图描述本发明的实施例,其中:

[0017] 图 1 是传统 DC-DC 转换器或 LDO 电压调节器示意图。

[0018] 图 2 是图 1 中 DC-DC 转换器或 LDO 电压调节器的一种非常低功率实施例的示意图。

[0019] 图 3 包括图 2 中电路 15 的示意图。

[0020] 图 4 是图 2 和图 3 中时序电路 11 一种传统实施例的方框图。

[0021] 图 5A 和 5B 是图 2 中输出电路 40 的一种实施例的方框图。

[0022] 图 6 是图 2 中误差放大器 20 的非常低功率实施的示意图。

## 具体实施方式

[0023] 根据本发明的一个方面,图 1 中转换器 1 的高功率消耗问题是通过下述方法解决的:从转换器 1 反馈回路移除电阻性分压器  $R_0, R_1$ ,并且替换成单独的反馈电容器  $C_0$  或电容性反馈分压器  $C_0, C_1$ ,如图 2 中 DC-DC 转换器 10 所示。电阻性分压器  $R_0, R_1$  被周期性地激励从而显著降低其平均功率消耗,并且已激励的电阻性分压器  $R_0, R_1$  的输出被采样足够长时间,从而通过替代由于寄生电流导致的任何直流电荷损耗,以便刷新反馈电容器  $C_0$  或电容性反馈分压器  $C_0, C_1$  的电压。

[0024] 图 2 中的 DC-DC 转换器 10 可以是传统的 DC-DC 转换器或 LDO 电压调节器,并包

括毫微功率电压基准电路 3,它施加基准电压  $V_{REF}$  到毫微功率误差放大器 20 的输入端(-)。可使用各种非常低功率,即毫微功率,带隙基准电路(其  $V_{REF}$  约为 1.2 伏)或逆带隙基准电路(其  $V_{REF}$  约为 200 毫伏)的已知实施。误差放大器 20 的输出端 2A 连接到毫微功率输出级 40 的输入端。输出级 40 在导体 5 上产生输出电压  $V_{OUT}$ ,其连接到负载 6 的一个端子。负载 6 的另一个端子接地。可使用误差放大器 20 的不同实施,如图 6 所示。

[0025] 反馈电容器  $C_0$  耦合在输出导体 5 和反馈导体 7 之间。可选的电容器  $C_1$  连接在反馈导体 7 和地之间,以便电容器  $C_0$  和  $C_1$  在  $V_{OUT}$  和误差放大器 20 的输入端(+)之间形成电容性反馈分压器。误差放大器 20 和输出级 40 耦合在  $V_{DD}$  和地之间。包括串联电阻器  $R_0$  和  $R_1$  的电阻性分压器电路的一端接地,另一端耦合至第一采样开关  $S_0$  的第一端子。采样开关  $S_0$  的第二端子耦合至  $V_{OUT}$ ,控制端子由导体 12 耦合至时序电路 11 的输出端。电阻器  $R_0$  和  $R_1$  之间的接头 14 是电阻性分压器  $R_0, R_1$  输出端,并耦合到第二采样开关  $S_1$  的第一端子,第二采样开关  $S_1$  具有连接到反馈导体 7 的第二端子。采样开关  $S_1$  的控制端子由导体 13 耦合至时序电路 11 的另一个输出端。反馈导体 7 耦合至误差放大器 20 的输入端(+)。采样开关  $S_0$  和  $S_1$  以及时序电路 11 包括在采样电路 15 中。如果使用电容器  $C_1$ ,则其电容优选等于  $C_0 \times (R_0/R_1)$ 。

[0026] 根据本发明, $V_{OUT}$  通过采样开关  $S_0$  周期性地激励电阻性分压器  $R_0, R_1$ ,其中采样开关  $S_0$  由时序电路 11 在导体 12 上产生的第一采样信号控制。在基本上相同的时间间隔内,响应于时序电路 11 在导体 13 上产生的第二采样信号,反馈电容器  $C_0$  中 DC 充电量通过采样开关  $S_1$  周期性地由电阻性分压器  $R_0, R_1$  的输出导体 14 刷新。反馈电容器  $C_0$  的周期性地刷新是必要的,因为寄生泄漏电流可显著减小反馈电容器  $C_0$  两端上的电压。采样开关  $S_1$  导通的刷新间隔一般是几微秒,且在电阻性分压器  $R_0, R_1$  被激励时,通过导通采样开关  $S_0$ ,近似每秒都必须产生。时序电路 11 决定电阻性分压器  $R_0, R_1$  每次被激励的持续时间和周期,以及被激励的电阻性分压器  $R_0, R_1$  的导体 14 上输出电压的每次采样的持续时间。

[0027] 如果使用可选电容器  $C_1$ ,则电容性分压器  $C_0, C_1$  执行与图 1 中电阻性分压器  $R_0, R_1$  基本一样的反馈功能,且进一步帮助确保图 2 中误差放大器 20 的稳定性。

[0028] 由于电阻性分压器  $S_0, S_1$  上没有恒定的 DC 电流,因此,分压器  $S_0, S_1$  的总电流和功率消耗,且因此 DC-DC 转换器 10 的总电流和功率消耗相比图 1 中转换器 1 被显著减小。

[0029] 总之,本发明以电容性反馈电路取代图 1 中功率消耗电阻性反馈网络,而该电容性反馈电路通过采样周期性被激励的电阻性分压电路而周期性刷新,如图 2 所示。在简单实施中,通过开关  $S_1$  和反馈导体 7,从电阻性分压器网络  $R_0, R_1$  输出端 14 采样跨电容器  $C_0$  的电压。电容器  $C_0$  存储等于基准电压  $V_{REF}$  和  $V_{OUT}$  之间差的电压。在另一个实施中,使用两个电容器  $C_1$  和  $C_0$  的优点是其提供增益约大于 2 而非单位增益的误差放大器 20,单位增益在仅使用反馈电容  $C_0$  时产生。这导致上述误差放大器 20 稳定性的提高。

[0030] 图 3 示出采样电路 15 的一种实施,其中图 2 中的时序电路 11 通过导体 12 施加“激励”脉冲到 P 沟道晶体管  $M_0$  的栅极,该晶体管  $M_0$  用作开关  $S_0$ 。晶体管  $M_0$  的源极连接到输出导体 5,晶体管  $M_0$  的漏极连接到分压器电阻器  $R_0$  的上部端子。导体 12 上“激励”脉冲的持续时间足够激励电阻性分压器  $R_0, R_1$ ,时间长度至少足够允许刷新电容器  $C_0$ ,且如果使用电容器  $C_1$ ,也足够刷新电容器  $C_1$ 。时序电路 11 也可以通过导体 13 施加“刷新”脉冲至 P 沟道晶体管  $M_1$  的栅极,当电阻性分压器  $R_0, R_1$  被激励时,晶体管  $M_1$  用作开关  $S_1$ 。每个“刷

新”脉冲导通晶体管 M1 的时间量都足够刷新反馈电容器 C0。导体 12 和导体 13 上的脉冲长度至少足够能保证寄生电流不会使反馈电容器 C0 上的电压减小超过预定值。

[0031] 图 4 示出图 2 中定时器 11 的传统实施,其包括传统时钟振荡器 17,其输出端连接包括触发器链的传统分频器 18 相连。分频器 18 的不同抽头 19 由解码和控制电路 20 解码从而在导体 12 和导体 13 上产生上述控制信号。

[0032] 现有技术图 5A 和 5B 示出图 2 中输出电路 40 的两种实施。图 5A 中所示的输出电路 40 包括 P 沟道晶体管 M2,其源极耦合至  $V_{DD}$ ,栅极耦合至误差放大器 20 的输出端 2A,其漏极连接至  $V_{OUT}$  导体 5。图 5B 中所示的输出电路 40 包括传统降压 / 升压转换器 22,其输入端子耦合到  $V_{DD}$ ,其控制输入端耦合至误差放大器 20 的输出端 2A,其输出端耦合至  $V_{OUT}$  导体 5。

[0033] 图 6 示出前述图 2 中低功率误差放大器 20 的一种实施例。图 6 所示的误差放大器 20 实施为毫微功率级 AB 跨导误差放大器。应该理解,低功率或者毫微功率 DC-DC 转换器一个最重要的参数是空载静态电流,其通常由其中的误差放大器控制。误差放大器带宽 (bandwidth) 需要比 DC-DC 转换器的带宽大,且与误差放大器的静态电流大致成比例。误差放大器的增益决定 DC-DC 转换器的频率稳定性,且保持稳定在 5-10% 之间。误差放大器的偏置决定 DC-DC 转换器的精度,且应尽可能低,理想地低于 1 毫伏。图 6 中所示的误差放大器 20 中,晶体管 M0 和 M1 的电流分别等于电流 I2 和 I3,只要包括图 6 中晶体管 M0 和 M1 的反馈回路和包括晶体管 M1 和 M5 的反馈回路中的增益大于 1。结果,被图 6 中晶体管 M3 和 M4 成镜像的晶体管 M2 和 M4 中的电流差为  $dI_{out}=d(V_{FB}-V_{in})/R_0$ 。

[0034] 在该电路中,通过晶体管 M0 的电流等于 I2,其使得晶体管 M0 的栅源电压  $V_{GS0}$  等于晶体管 M1 的栅源电压  $V_{GS1}$ ,并且  $dI_{out}=d(V_{FB}-V_{in})/R_0$ 。电流 I1 等于 I3,且电流 I0 由反馈回路 M6-M7-M8-M9 输送,恰足够保持电路操作,并且使通过晶体管 M4 的电流和通过晶体管 M5 的电流都等于导体 2A 中的误差放大器 20 产生的电流 Iout。当输入差分电压为零时,误差放大器 20 的静态电流  $I_q$  近似等于  $I_2+I_3$ 。I2 和 I3 的值决定反馈回路 M1, M5 和 M0-M6-M7-M8-M9 的带宽,且应该根据误差放大器 20 所需的带宽选择。模拟显示,对于 0.35 微米最小沟道长度的 CMOS 制造工艺,静态电流  $I_q$  约等于 1 微安 /100kHz 带宽。误差放大器 20 的精度和偏置可通过保持图 6 中的晶体管 M0 和 M1 的漏极电压相等而改善。

[0035] 因此,通过使用电容性反馈网络,本发明解决了上面提到的现有技术中的问题,该电容性反馈网络是通过采样表示电阻性分压器 DC 输出的电压而周期性刷新的,该电阻性分压器自身被周期性激励。这显著减小电阻性分压器的平均电流和功率消耗,且因此允许实施在能量捕获应用中有效的极低功率的 DC-DC 转换器。

[0036] 可对上面例示性实施例做出变化。例如,以相应的电容性分压器取代电阻性分压器是可行的,其中每个电容器被周期性地短路,从而恰在激励电容性分压器之前复位电容性分压器中每个电容器为零伏特。电容性分压器输出可用于周期性地刷新 C0。或者,上述电容性分压器中的电容器可耦合至已知电压基准,如带隙电压基准,使得复位后跨每个电容器的电压为不等于零的已知值。本领域技术人员可理解,在本发明要求的保护范围内,许多其他实施例都是可能的。具有上述示例性实施例中一个或者更多个特征或步骤的不同组合的实施例也涵盖在本发明的范围内,这些示例性实施例具有全部或仅部分特征或步骤。

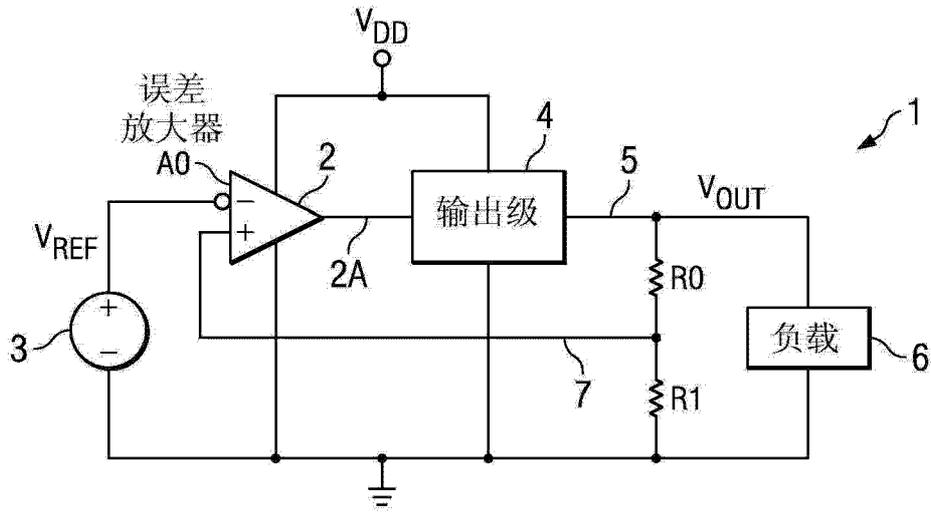


图 1(已有技术)

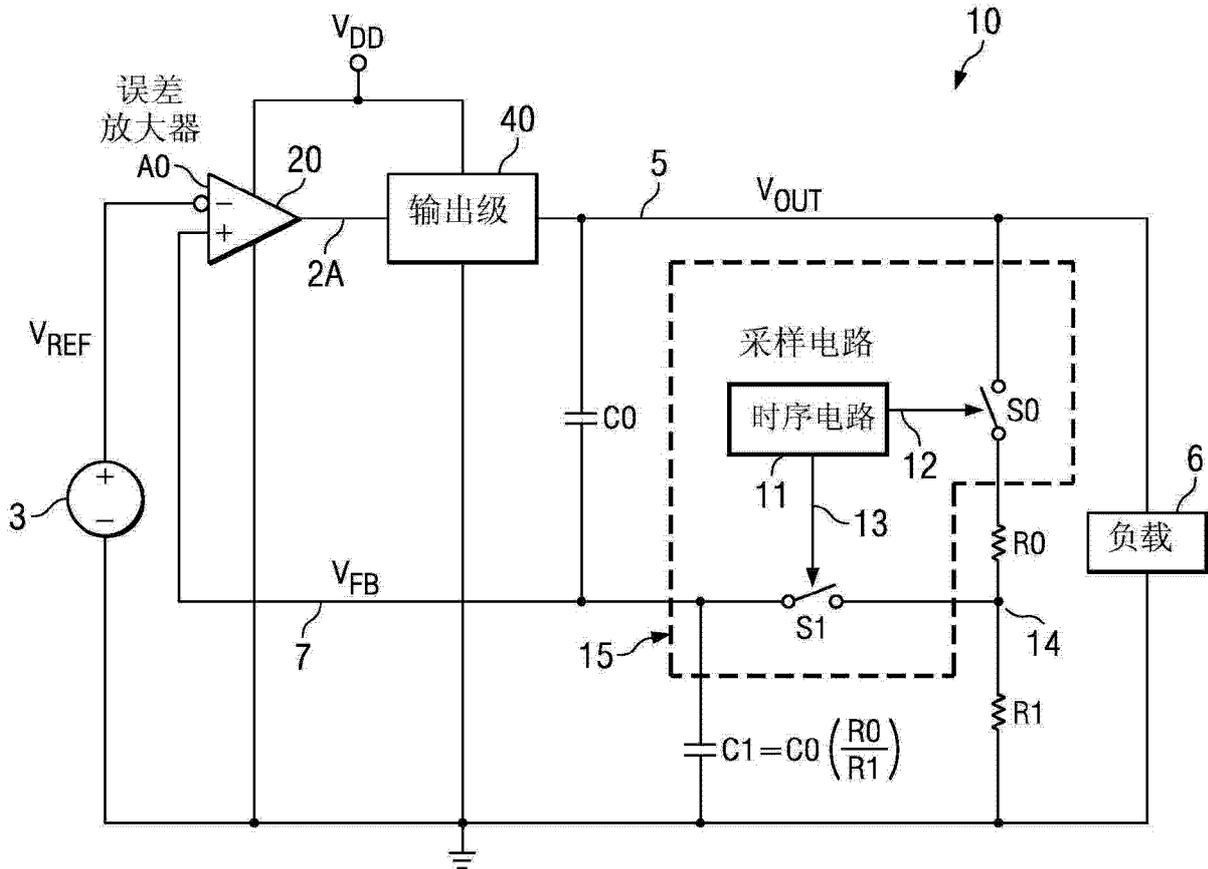


图 2

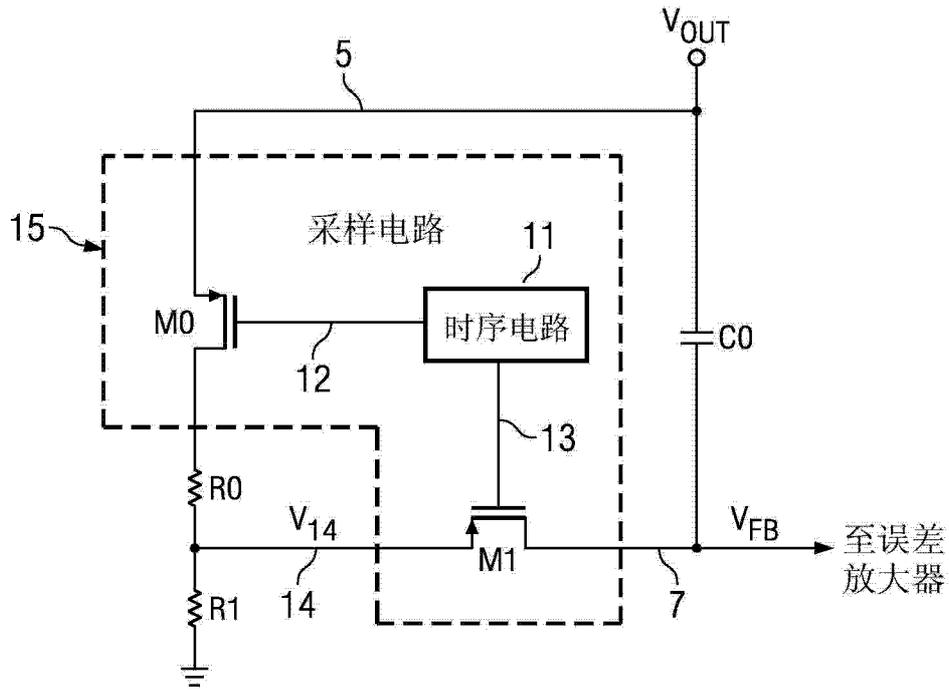


图 3

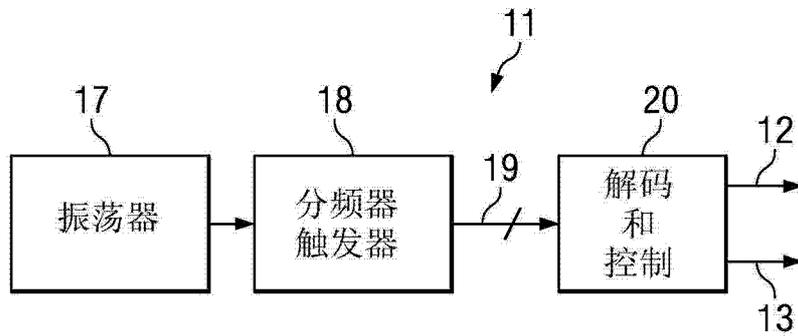


图 4(已有技术)

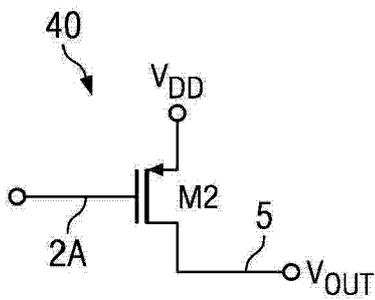


图 5A(已有技术)

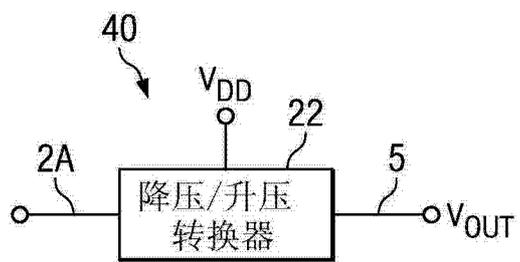


图 5B(已有技术)

