

(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 102882372 A

(43) 申请公布日 2013.01.16

(21) 申请号 201210237934.8

(22) 申请日 2012.07.09

(30) 优先权数据

13/180, 460 2011.07.11 US

(71) 申请人 凌力尔特公司

地址 美国加利福尼亚州

(72) 发明人 张金东

(74) 专利代理机构 北京律盟知识产权代理有限公司
责任公司 11287

代理人 宋献涛

(51) Int. Cl.

H02M 3/155 (2006.01)

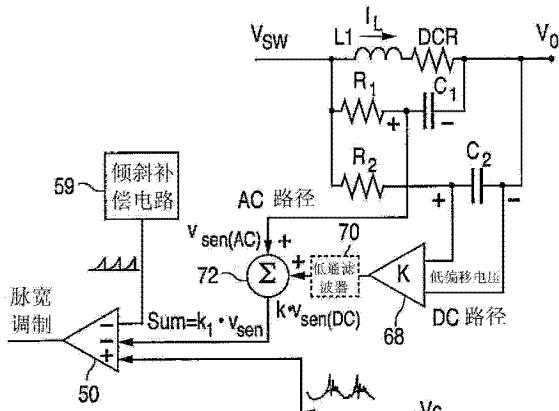
权利要求书 3 页 说明书 6 页 附图 5 页

(54) 发明名称

具有分离的 AC 及 DC 电流感测路径的开关电源

(57) 摘要

在电流模式控制开关电源中，感测通过电感器的电流以确定何时关闭或接通开关晶体管。电感器电流具有较高频率 AC 分量及较低频率 DC 分量。感测斜变波纹电流的 AC 电流反馈路径是与感测较低频率平均电流的 DC 电流路径分离的。分离电流感测路径允许增大 AC 感测信号的信噪比且允许从 DC 感测信号中滤掉开关噪声。调整 DC 感测信号的增益，使得 DC 感测信号与 AC 感测信号成适当比例。通过求和电路组合 AC 感测信号与 DC 感测信号。将复合感测信号施加到 PWM 比较器以控制开关的工作循环。



1. 一种开关电源,它包括 :

开关,其以开关频率进行开关,所述开关具有用于耦合到输入电压的输入端子;

电感器,其具有第一端子,所述第一端子耦合到所述开关的输出端子,以便在所述开关的接通时间期间将电流传导到所述电感器的第二端子,通过所述电感器的电流在所述开关的所述接通时间期间斜升,通过所述电感器的电流具有低频率 DC 分量及较高频率 AC 分量;

电流检测电路,其用于检测通过所述电感器的所述电流,所述电流检测电路包括:

第一检测电路,其产生对应于通过所述电感器的电流的所述 AC 分量的第一电压信号;

第二检测电路,其产生对应于通过所述电感器的电流的所述 DC 分量的第二电压信号;及

求和电路,其对所述第一电压信号与所述第二电压信号进行求和以产生对应于通过所述电感器的所述电流的第三电压信号;

脉宽调制 PWM 比较器,其比较所述第三电压信号与对应于所述电源的输出电压的控制电压,所述 PWM 比较器的输出控制所述开关的工作循环以产生所述电源的经调节输出电压。

2. 根据权利要求 1 所述的电源,其特征在于,第一电压信号及第二电压信号是模拟信号。

3. 根据权利要求 1 所述的电源,其特征在于,所述第一电压信号及所述第二电压信号中的至少一个是数字信号。

4. 根据权利要求 1 所述的电源,其特征在于,所述第三电压信号及所述控制电压是模拟信号。

5. 根据权利要求 1 所述的电源,其特征在于,所述电感器具有绕组,所述绕组具有 DC 电阻 DCR 及电感 L, L/DCR 是第一时间常数,

所述第一检测电路包括:

第一电阻器,其具有电阻 R1,所述第一电阻器至少跨越所述电感器而与具有电容 C1 的第一电容器串联连接, R1*C1 是小于所述第一时间常数的第二时间常数。

6. 根据权利要求 1 所述的电源,其特征在于,所述第二检测电路包括:

第二电阻器,其具有电阻 R2,所述第二电阻器跨越所述电感器而与具有电容 C2 的第二电容器串联连接, R2*C2 是等于或大于所述第一时间常数的第二时间常数;及

低通滤波器,其耦合在所述求和电路与所述第二电容器之间。

7. 根据权利要求 6 所述的电源,其特征在于,所述第二检测电路还包括连接在所述第二电容器与所述求和电路之间的放大器。

8. 根据权利要求 6 所述的电源,其特征在于,所述第二检测电路还包括经控制以取样平均电感器电流的取样保持电路。

9. 根据权利要求 5 所述的电源,其特征在于,所述第二检测电路包括耦合在所述第一电容器与所述求和电路之间的低通滤波器及放大器。

10. 根据权利要求 5 所述的电源,其特征在于,所述第二检测电路包括:

差动放大器,其跨越所述第一电容器而耦合;及

低通滤波器,其耦合在所述第一电容器与所述求和电路之间。

11. 根据权利要求 5 所述的电源, 它还包括与所述电感器串联连接的感测电阻器, 其特征在于, 所述第二检测电路包括:

差动放大器, 其跨越所述感测电阻器而耦合; 及

低通滤波器, 其耦合在所述感测电阻器与所述求和电路之间。

12. 根据权利要求 5 所述的电源, 其特征在于, 所述开关包括第一开关, 所述电源还包括经连接为同步整流器的第二开关, 所述第二开关具有耦合到所述电感器的第一端子及耦合到参考电压的第二端子, 所述第二检测电路检测跨越所述第二开关的电压。

13. 根据权利要求 12 所述的电源, 其特征在于, 所述第二检测电路包括跨越所述第二开关而连接的取样保持电路, 所述取样保持电路的输出由低通滤波器进行滤波。

14. 根据权利要求 13 所述的电源, 它还包括耦合在所述取样保持电路与所述求和电路之间的放大器。

15. 根据权利要求 1 所述的电源, 其特征在于, 所述第一检测电路包括差动放大器, 所述差动放大器具有耦合到所述开关的所述输出端子及所述电源的所述输出电压的输入端, 所述放大器具有耦合到所述求和电路的输出端。

16. 根据权利要求 15 所述的电源, 其特征在于, 所述放大器是跨导放大器。

17. 一种操作开关电源的方法, 它包括:

使开关以开关频率进行开关, 所述开关具有用于耦合到输入电压的输入端子;

使电流传导通过电感器, 所述电感器具有第一端子, 所述第一端子耦合到所述开关的输出端子, 以便在所述开关的接通时间期间将所述电流传导到所述电感器的第二端子, 通过所述电感器的电流在所述开关的所述接通时间期间斜升, 通过所述电感器的电流具有低频率 DC 分量及较高频率 AC 分量;

检测通过所述电感器的所述电流, 其包括以下步骤:

由第一检测电路产生对应于通过所述电感器的电流的所述 AC 分量的第一电压信号;

由第二检测电路产生对应于通过所述电感器的电流的所述 DC 分量的第二电压信号; 及

由求和电路对所述第一电压信号与所述第二电压信号进行求和以产生对应于通过所述电感器的所述电流的第三电压信号;

由脉宽调制 PWM 比较器比较所述第三电压信号与对应于所述电源的输出电压的控制电压, 所述 PWM 比较器的输出控制所述开关的所述接通时间以产生所述电源的经调节输出电压。

18. 根据权利要求 17 所述的方法, 其特征在于, 所述电感器具有绕组, 所述绕组具有 DC 电阻 DCR 及电感 L, L/DCR 是第一时间常数,

所述第一检测电路包括:

第一电阻器, 其具有电阻 R1, 所述第一电阻器跨越所述电感器而与具有电容 C1 的第一电容器串联连接, R1*C1 是小于所述第一时间常数的第二时间常数。

19. 根据权利要求 17 所述的方法, 其特征在于, 所述第二检测电路包括:

第二电阻器, 其具有电阻 R2, 所述第二电阻器跨越所述电感器而与具有电容 C2 的第二电容器串联连接, R2*C2 是等于或大于所述第一时间常数的第二时间常数; 及

低通滤波器, 其连接在所述第二电容器与所述求和电路之间。

20. 根据权利要求 19 所述的方法, 其特征在于, 所述第二检测电路还包括连接在所述第二电容器与所述求和电路之间的放大器。

具有分离的 AC 及 DC 电流感测路径的开关电源

技术领域

[0001] 本发明涉及 DC/DC 转换器，且特定而言，涉及在电流模式控制开关电源中感测电流。

背景技术

[0002] 图 1 说明现有技术电流模式 DC/DC 开关电源的一种类型，其也被称作电流模式 DC/DC 转换器。许多其它转换器配置也可受益于本发明。图 1 所示的转换器类型是峰值电流模式转换器。

[0003] 所述转换器的操作是常规的且如下所述。

[0004] 将时钟 (C1k) 信号施加到 RS 触发器 20 的设置输入。

[0005] RS 触发器 20 的设置在其 Q 输出端处产生高信号。作为响应，逻辑电路 24 接通晶体管开关 26 且关闭同步整流器开关 28。两个开关均可为 MOSFET 或其它晶体管。二极管可替换同步整流器开关 28。逻辑电路 24 确保开关 26 及 28 不存在交叉传导。通过开关 26 施加到电感器 L1 的输入电压 V_{in} 造成斜变电流流过电感器 L1，且此电流流过低值感测电阻器 32。斜变电流由输出电容器 36 进行滤波且将电流供应到负载 38。输出电容器 36 相对大以消除波纹。

[0006] 将输出电压 V_o 施加到分压器 42，且将已分压的电压施加到跨导误差放大器 44 的负输入端。注意，此放大器 44 可为电流输出型跨导放大器或电压输出型放大器。电容器可跨越分压器 42 中的电阻器而连接以进一步补偿反馈电压。将参考电压 V_{ref} 施加到放大器 44 的正输入端。放大器 44 的输出电流对应于实际输出电压 V_o 与所需输出电压之间的差。基于放大器 44 的正或负电流输出而上升或下降调整在放大器 44 的输出端处跨越电容器 46 的电压（控制电压 V_c ）。电容器 46 处的控制电压 V_c 尤其设置开关 26 的工作循环，且控制电压 V_c 的电平是使进入放大器 44 的输入均衡所需要的电平。众所周知，电阻器及电容器可与电容器 46 并联连接以用于控制及最优化相位及回路稳定性。

[0007] 将控制电压 V_c 施加到脉宽调制 (PWM) 比较器 50。当开关 26 接通时，由具有某一增益的差动放大器 52 感测跨越感测电阻器 32 的斜变电压，且当放大器 52 的输出超过控制电压 V_c 时，触发 PWM 比较器 50 以将重置信号输出到 RS 触发器 20。这会关闭开关 26 且接通同步整流器开关 28 以使电感器 L1 放电，从而造成向下斜变电流。以此方式，调节在每一循环内通过电感器 L1 的峰值电流以产生所需输出电压 V_o 。通过感测电阻器 32 的电流包含 DC 分量（较低频率，平均电流）及 AC 分量（较高频率，波纹电流）。

[0008] 图 1 还说明常规的倾斜补偿电路 59，这对于电流模式电力转换器是众所周知的。在高工作循环（通常大于 50%）时，倾斜补偿电路 59 在电感器电流斜坡超过控制电压 V_c 之前关闭开关 26，以减少在高工作循环时可发生在电流回路中的次谐振荡。倾斜补偿电路 59 的效应与本发明无关。

[0009] 如将关于图 3 所描述，由接通或关闭开关 26 引起的开关噪声（例如，高频率尖峰及振荡）耦合到电流感测电路且造成对 PWM 比较器 50 的误触发，从而引起抖动及输出电压

V_o 上的波纹增大。

[0010] 随着电流变高及输出电压变低, 跨越低值感测电阻器 32 的电压降及功率耗散变得越来越显著。需要使用小值感测电阻器以减少其功率耗散。不幸地, 提供极低值感测电阻器 32 会引起感测信号的低信噪比, 从而除了造成开关噪声问题之外, 还造成不精确的开关。此外, 需要甚至完全地消除感测电阻器以节省功率损耗且改进转换器效率。

[0011] 代替检测通过感测电阻器的电感器电流, 可通过检测跨越开关 26(例如, MOSFET)的电压降而感测通过电感器 L1 的电流。此类 MOSFET 的接通电阻可为几毫欧姆。然而, 此类感测除了引起开关噪声问题之外, 仍引起感测信号的低信噪比及不精确的开关。

[0012] 图 2 说明使用电感器 L1 的固有 DC 绕组电阻 (DCR) 以检测电感器电流。电感器绕组可具有大约几毫欧姆到小于 1 毫欧姆的 DC 电阻。包括串联连接的电阻器 R 及电容器 C(跨越电感器 L1 而连接) 的 RC 网络经选择成具有与所述电感器及 DCR 的时间常数实质上相同的时间常数, 使得 $RC=L_1/DCR$ 。因此, 跨越电阻器 C 的斜变电压将跟踪通过电感器 L1 的斜变电流。接着由差动放大器 52 感测跨越电容器 C 的电压, 且操作的剩余部分与关于图 1 所描述的操作相同。跨越电容器 C 的经感测电压包含 DC 分量(对应于较低的频率, 平均电流) 及 AC 分量(对应于较高频率, 波纹电流)。在具有极低电感器 DCR 值的应用中, 图 2 的转换器遭受与关于图 1 所描述的开关噪声问题及信噪比问题相同的开关噪声问题及信噪比问题。因为 RC 时间常数必须匹配用于适当操作的 L_1/DCR 时间常数, 所以使用图 2 的技术不能改进信噪比。

[0013] 图 3 说明开关噪声的问题。时钟脉冲 62(图 1 及 2 的 C1k) 接通开关 26 且关闭开关 28。归因于系统中的各种寄生电容及电感, 开关会造成高频率振荡。当经感测的电感器电流信号上升到超过控制电压 V_c 而触发 PWM 比较器 50 时, 开关 26 关闭, 从而产生开关噪声。由此引起的尖峰及振荡可造成对比较器 50 的误触发, 从而引起比较器 50 的输出的抖动。此抖动是由开关 26 的接通时间 64 中的可变性 63 所示。这不利地影响工作循环控制精确度及对输出电压 V_o 的调节。在开关噪声可在各相位之中耦合的多相并联转换器中, 所述问题可变得差得多。

[0014] 需要一种用于开关电源的电流感测技术, 所述技术减少源于开关噪声的抖动且还改进具有极低电阻值电流感测元件的电流感测反馈回路的信噪比。

发明内容

[0015] 在电流模式控制开关电源中, 由电流反馈回路感测通过电感器的电流以确定何时关闭开关晶体管。优选低电阻值电流感测元件以最小化感测元件中的功率耗散。在本发明的优选实施例中, 电流反馈回路既增大斜变电流感测信号的信噪比, 又减少开关噪声对工作循环控制的影响。经感测电流的 DC(较低频率, 平均电流) 分量及经感测电流的 AC(较高频率, 波纹电流) 分量是使用分离的路径加以测量。与 DC 路径相比, AC 路径具有较高的信噪比(对于斜变电流电平的更精确检测), 且 DC 路径包含低通滤波器以滤出开关噪声。向上调整 DC 感测信号的增益, 使得 DC 感测信号与 AC 感测信号成适当比例以在 PWM 比较器的输入端处准确地再生整个电感器电流信号。

[0016] 在一个实施例中, 对于 AC 感测路径, 跨越电感器 (L1) 而连接的第一 RC 电路具有低于 L_1/DCR 的时间常数, 使得与图 2 的现有技术实例相比, 电容器充电到较高的 AC 电压,

在图 2 的现有技术实例中,要求 RC 电路的时间常数匹配 L1/DCR。这使能够更准确地检测经感测的电流斜坡何时超过控制电压 Vc。对于 DC 路径,第二 RC 电路是跨越电感器而连接且具有等于或大于 L1/DCR 的时间常数(信噪比未得到改进)。将 DC 感测信号施加到低通滤波器以进一步消除开关噪声。DC 感测信号的增益受到低电压偏移放大器控制,使得 DC 感测信号与 AC 感测信号成适当比例,因而不存在失真。接着对 AC 感测信号与 DC 感测信号进行求和。将经求和信号施加到 PWM 比较器以与控制电压 Vc 进行比较。经求和信号具有高信噪比(归因于 AC 路径)及减少的开关噪声(归因于 DC 路径)。因此,工作循环受到更精确地控制。放大器可通过使用负反馈回路中的电容器而自身充当低通滤波器,或所述滤波器可为分离的组件。

- [0017] 在另一实施例中,取样及保持 DC 感测信号,从而进一步减少开关噪声的效应。
- [0018] 在另一实施例中,通过测量跨越电感器的电压而检测及产生 AC 感测信号,且如在其它实例中所描述而检测 DC 感测信号。对 DC 感测信号进行增益调整且与 AC 感测信号进行求和。
- [0019] 在另一实施例中,如在其它实例中所描述而由第一 RC 电路检测 AC 感测信号,且跨越第一 RC 电路中的电容器获取 DC 感测信号并接着对 DC 感测信号进行滤波以移除开关噪声。对 DC 感测信号进行增益调整且与 AC 感测信号进行求和。
- [0020] 还可跨越分离的感测电阻器或跨越电源开关检测 DC 或 AC 感测信号。
- [0021] 可使用模拟 - 数字转换器及数字求和电路或方法而数字地处理 DC 及 / 或 AC 感测信号。
- [0022] 在各种实例中,在对 AC 感测信号与 DC 感测信号进行求和之前,归因于低通滤波器或取样保持电路而在 DC 路径中实际上消除开关噪声,以便减少开关噪声在经求和的电流感测信号中的效应。为了进一步改进性能,还增大了 AC 路径的信噪比。
- [0023] 本发明描述了各种其它实施例。

附图说明

- [0024] 图 1 说明使用感测电阻器以检测电感器电路的现有技术 DC/DC 转换器。
- [0025] 图 2 说明使用电感器绕组的 DCR 以检测电感器电路的另一现有技术 DC/DC 转换器。
- [0026] 图 3 说明开关噪声对开关接通时间抖动的影响。
- [0027] 图 4 说明对于 AC 感测路径及 DC 感测路径使用不同 RC 电路的本发明的第一实施例。
- [0028] 图 5 说明在 DC 感测路径中使用取样保持电路的本发明的第二实施例。
- [0029] 图 6 说明本发明的第三实施例,其中通过检测跨越电感器的电压而检测及产生 AC 电流信号。
- [0030] 图 7 说明本发明的第四实施例,其中 AC 及 DC 路径使用同一 RC 电路,且由低通滤波器对 DC 感测信号进行滤波以滤出开关噪声及过度放大的 AC 信号。
- [0031] 图 8 说明本发明的第五实施例,其中跨越感测电阻器而感测 DC 电流。
- [0032] 图 9 说明本发明的第六实施例,其中跨越同步整流器而感测 DC 电流且使用取样保持电路而在电源开关接通时间期间保持 DC 电流。

[0033] 图 10 说明本发明的第七实施例，其中数字地执行 AC 及 DC 路径信号处理。

[0034] 相同或等效的元件是用相同的数字标注。

具体实施方式

[0035] 在图 4 到图 10 所示的本发明的各种实施例中，为了简单起见，仅仅展示与图 1 的转换器不同的转换器的方面。因此，图 4 到图 10 的 PWM 比较器 50 的输出端耦合到图 1 所示的开关电路，电感器 L1 的输出端子连接到图 1 的输出电路，且用于产生控制电压 Vc 的电压反馈路径是图 1 所示的电压反馈路径。可结合本发明而使用其它合适电路代替图 1 所示的电路。

[0036] 图 4 说明对于 AC 感测路径及 DC 感测路径使用不同 RC 电路的本发明的第一实施例。电阻器 R1 及电容器 C1 跨越电感器 L1 串联连接。电阻 DCR 表示电感器绕组 DC 电阻。与现有技术图 2（其中 RC 时间常数应匹配 L1/DCR 时间常数以获得准确的电流感测）对比， $R1*C1$ 时间常数显著地小于 $L1/DCR$ 以产生经扩大的 AC 波纹信号且因此增大跨越电容器 C1 的 AC 电压的信噪比。所有 AC 电压是跨越电容器 C1 的端子被感测，但为了简单起见，在实例中仅仅展示一个 AC 引线。 $R1*C1$ 时间常数可为低于用于适当操作的 $L1/DCR$ 的任何时间常数，这是因为 DC 路径的增益经调整以避免失真。

[0037] $R1$ 值或 $C1$ 值或两者可从图 2 的 $R1$ 值或 $C1$ 值或两者减少以降低时间常数。通过降低 $R1*C1$ 的时间常数，随着通过电感器 L1 的电流斜升，与图 2 的 AC 波纹电压量值相比，跨越电容器 C1 的 AC 波纹电压量值可极大地增大。此增大的电压信号增大了 AC 感测信号的信噪比，从而使对 PWM 比较器 50 的触发在时间上更准确。

[0038] 因为任何开关噪声均含有比开关频率大得多的频率，所以大部分开关噪声将由电容器 C1 滤出，因而， $R1*C1$ 的时间常数的减少不会不利地影响开关噪声在 AC 路径中的效应。

[0039] 第二电流感测路径是由跨越电感器 L1 串联连接的电阻器 R2 及电容器 C2 形成。 $R2*C2$ 的时间常数等于或大于 $L1/DCR$ ，但优选地大于 $L1/DCR$ ，以便进一步减少 DC 路径中波纹及噪声的效应。跨越电容器 C2 的电压被施加到具有增益 K 的低偏移电压 (Vos) 差动放大器 68 的差动输入。放大器 68 的输出被施加到低通滤波器 70。滤波器 70 实际上滤出所有高频率开关噪声。DC 感测电压为 $K*Vsen(dc)$ 。

[0040] 低通滤波器 70 可为连接到地面的电容器或可为在差动放大器 68 中的负反馈路径中的电容器。因此，低通滤波器 70 是以虚线轮廓绘制。

[0041] 在 DC 路径中展示分离的低通滤波器及放大器的所有图式中，可反转所述滤波器及放大器的相对位置。接着将使用差动滤波器。

[0042] 由常规求和器 72 对 AC 感测信号 ($Vsen(ac)$) 与 DC 感测信号 ($K*Vsen(dc)$) 进行求和以产生复合电流感测信号 ($k1*Vsense$)，其中 $k1$ 是组合电流感测信号的总信号增益，且 $Vsense$ 是跨越 DCR 的实际电压。 $(k1*Vsense)$ 的值将与 i_L*DCR 成比例，其中 i_L 是通过电感器 L1 的电流。设置放大器 68 的增益（大于 1），使得 DC 感测信号与 AC 感测信号成适当比例以准确地输送通过电感器 L1 的电流。归因于跨越 C1 的 AC 波纹电压增大，减小的时间常数 $R1*C1$ 要求放大器 68 的增益增大。可通过模拟或频域分析来确定适当增益。

[0043] 因此，与图 2 的电流感测信号相比，复合电流感测信号具有较高的信噪比且具有较小的开关噪声及抖动。

[0044] 复合电流感测信号还可用于电流限制、电流共享及其它用途。此技术还可用在相控转换器中，其中每一相位产生输出电流的一部分。

[0045] 在各种实施例中，虽然术语“DC”用于识别所述路径之一，但 DC 信号可随着负载电流变化而以相对较低的频率变化，表示平均电流。术语“DC”及“AC”意在区别两个路径且并不意在限制两个路径。

[0046] 图 5 说明本发明的第二实施例，其类似于图 4，但在 DC 感测路径中使用取样保持电路 76。取样保持电路 76 通过在电压是电压斜坡的中点（表示平均电流）时取样跨越电容器 C2 的电压而进一步减少噪声及波纹。当取样传感器 78 检测到跨越电容器 C2 的电压处于其两个峰值之间的中间时触发取样时钟脉冲。此感测可使用已知技术加以实施。经取样信号被保持直到下一个开关循环开始为止。因此，开关噪声从 DC 路径被消除。在一个实施例中，当取样 DC 信号时不使用低通滤波器 70。

[0047] 图 6 说明本发明的第三实施例，其中通过直接检测跨越电感器的电压 ($V_{sw}-V_o$) 而感测 AC 电流。通过电感器 L1 的 di/dt 是 $(V_{sw}-V_o)/L_1$ 。当开关 26（图 1）接通时， V_{sw} 将大约为输入电压 V_{in} 。将 V_{sw} 及 V_o 电压施加到跨导放大器 80 的输入端。由放大器 80 输出的电流使电容器 82 充电以产生变化的感测电压 $V_{sen}(ac)$ 。电容器 82 的值可减少以扩大 AC 波纹信号以增大信噪比。R2C2 电路可与图 4 所示的 R2C2 电路相同，只是放大器 68 的增益可不同以产生准确的复合信号除外。因此，AC 路径中的信噪比增大，且开关噪声在 DC 路径中降低，以产生更精确的转换器。

[0048] 图 7 说明本发明的第四实施例，其中 AC 及 DC 路径使用同一 R1C1 电路，且由低通滤波器 70 对 DC 感测信号进行滤波以滤出开关噪声及 AC 波纹。R1C1 电路相似于图 4 的 R1C1 电路，其中时间常数小于 L_1/DCR 的时间常数以获得较高的信噪比。如同在图 4 中，跨越电容器 C1 获取 AC 感测信号。通过以下操作来获得 DC 感测信号：检测跨越电容器 C1 的电压，然后通过低通滤波器 70 对所述信号进行滤波以移除开关噪声及 AC 波纹，接着为了消除失真，通过放大器 68 放大所述信号以使 DC 感测信号与 AC 感测信号成适当比例。如先前所提到，放大器 68 还可执行滤波功能。图 7 的电路的优势是容纳控制电路的 IC 封装仅仅使用两个引脚来接取外部 C1 端子以进行电流感测，正如图 1 及 2 的现有技术控制器中所需要的两个端子。因此，可使用相同封装。另外，在外部仅仅需要一个 RC 网络进行电流感测。

[0049] 图 8 说明本发明的第五实施例，其中跨越低值感测电阻器 Rsense 而感测 DC 电流，与电感器 DCR 相比，低值感测电阻器 Rsense 通常是按照较精密的公差形成。AC 感测路径与图 4 的 AC 感测路径相同，只是 R1C1 是跨越电感器 L1 及 Rsense 而连接除外。将跨越 Rsense 所检测的电压施加到放大器 68 且接着对所述电压进行滤波以移除开关噪声及波纹。如同在先前实施例中，放大器 68 的增益 K 经设置以使 DC 感测信号与 AC 感测信号成正确比例以获得准确的复合电流感测信号。

[0050] 图 9 说明本发明的第六实施例，其中跨越开关而感测 DC 电流。图 9 相似于图 8 之处在于跨越与电感器 L1 串联的电阻而感测 DC 电流。在此情况下，所述电阻是同步整流器 MOSFET 86 的接通电阻。当同步整流器 MOSFET 86 接通时向下倾斜电流斜坡的中点将与当电源 MOSFET 88 接通时向上倾斜电流斜坡的中点相同。因此，取样保持电路 76 受到取样传感器 78 控制以对中间点处跨越 MOSFET 86 的电压进行取样且在电源 MOSFET 88 接通的时间期间保持所述电压。经取样电压在经放大及滤波之后接着在电源 MOSFET 88 接通的时间

期间与 AC 感测信号进行求和以产生复合电流感测信号。开关噪声及波纹由取样保持电路 76 有效地移除。在所述实施例中，在使用取样保持电路的情况下，低通滤波器 70 是任选的。相似地，还可跨越顶侧电源开关 88 感测 DC 电流信号，其中取样保持电路感测在向上倾斜电感器电流斜坡的中点处的电流。

[0051] 图 10 说明本发明的第七实施例，其中数字地执行 AC 及 DC 路径信号处理。代替在所有实施例中的纯粹模拟感测、放大及求和，由模拟 - 数字转换器 (ADC) 90 及 92 将经检测电压转换成数字信号且接着数字地处理经检测电压。在一个实施例中，数字地执行所述求和，且数字地执行与控制电压 V_c (经转换成数字信号) 的比较。在此种状况下，PWM 比较器 50 被实施为数字比较器。图 10 的特定实施方案仅仅是所述实施例中的任一者可如何经转换以在数字域中执行各种过程的实例。

[0052] 本文所描述的各种实施例可以使得存在分离的 AC 及 DC 感测路径的任何方式进行组合，其中 DC 路径移除开关噪声及波纹，及 / 或 AC 路径具有增大的信噪比。另外，虽然在 DC 路径中已展示具有大于 1 的增益的放大器以调整 DC 感测信号的量值以使 DC 感测信号与 AC 感测信号成适当比例，但所述放大器可改为插入到 AC 路径中，其中增益小于 1。

[0053] 虽然已展示及描述了本发明的特定实施例，但所属领域的技术人员将明显看出，在本发明的较广方面中可进行改变及修改而不背离本发明的范围，且因此，所附权利要求书应在其范围内涵盖属于本发明的实际精神及范围的所有此类改变及修改。

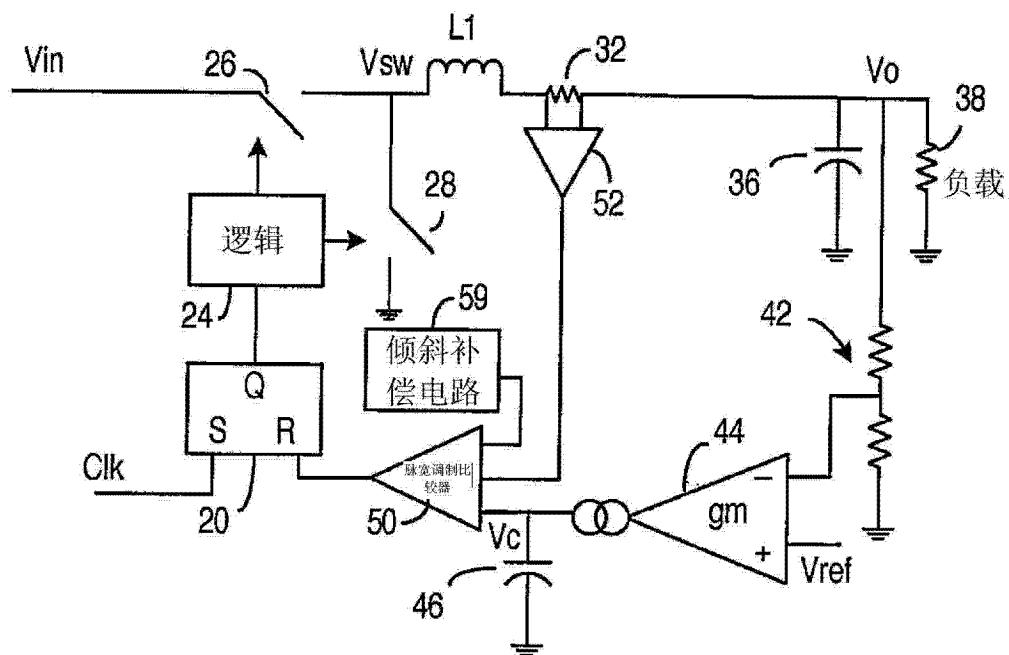


图 1 (现有技术)

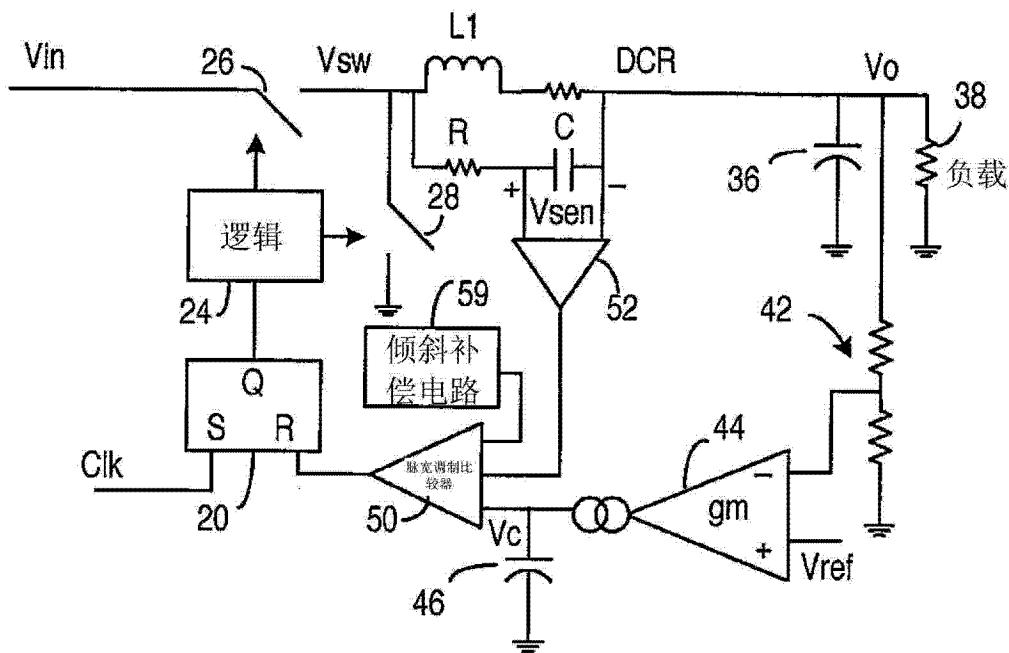


图 2 (现有技术)

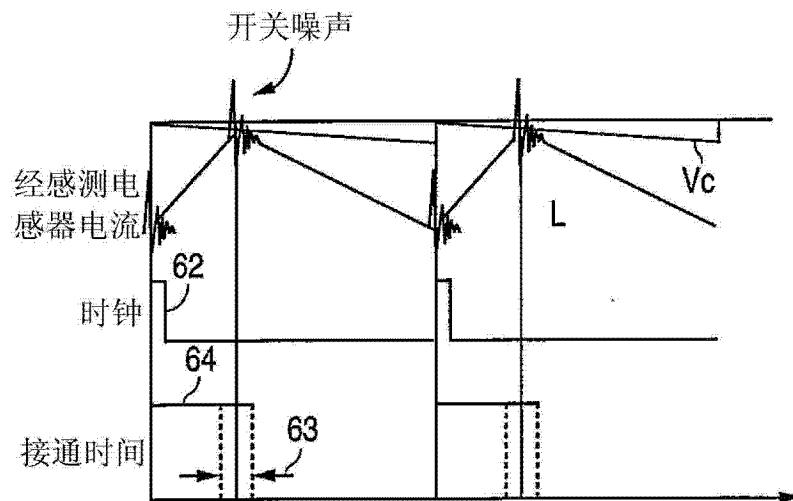


图 3 (现有技术)

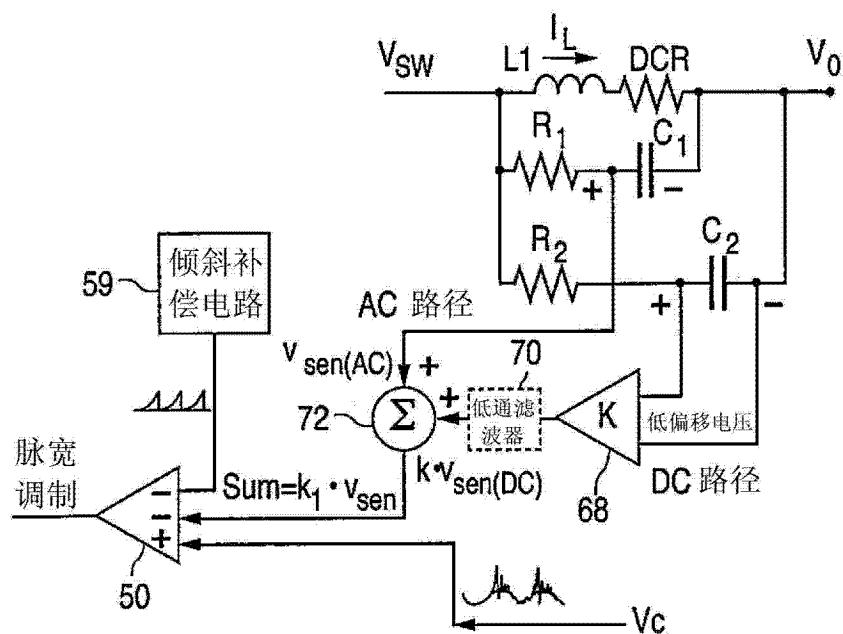


图 4

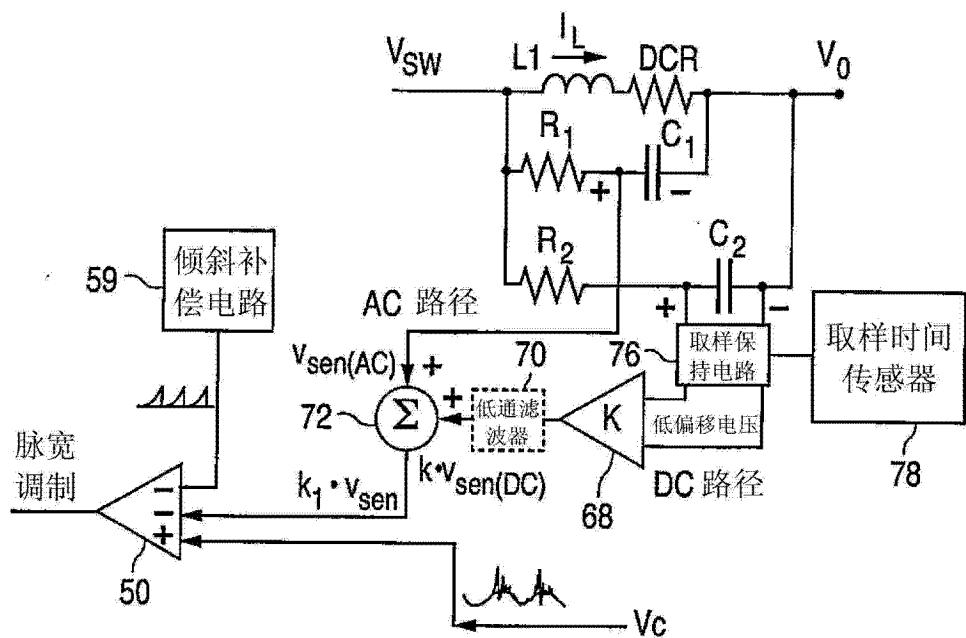


图 5

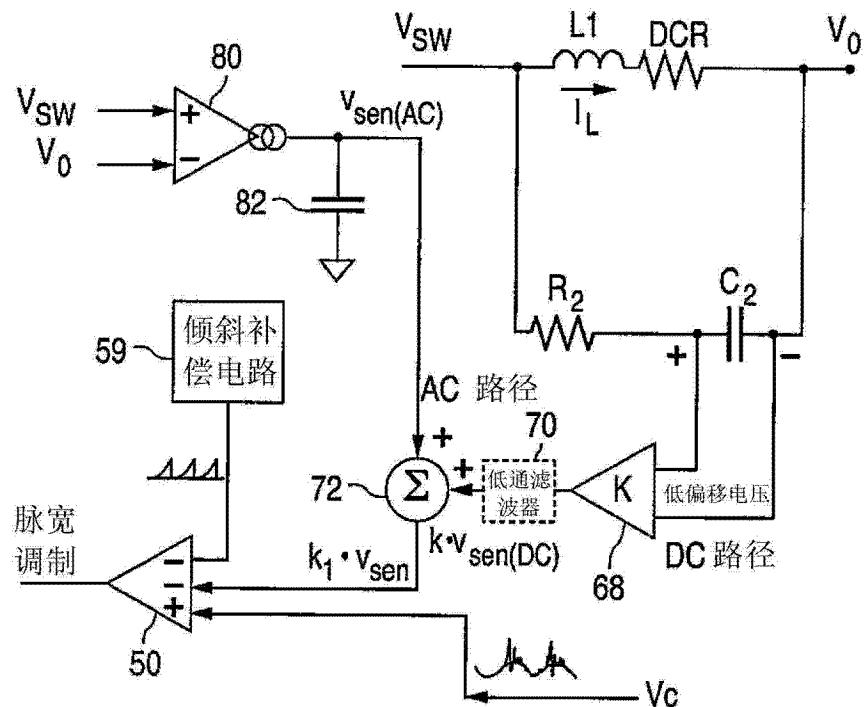


图 6

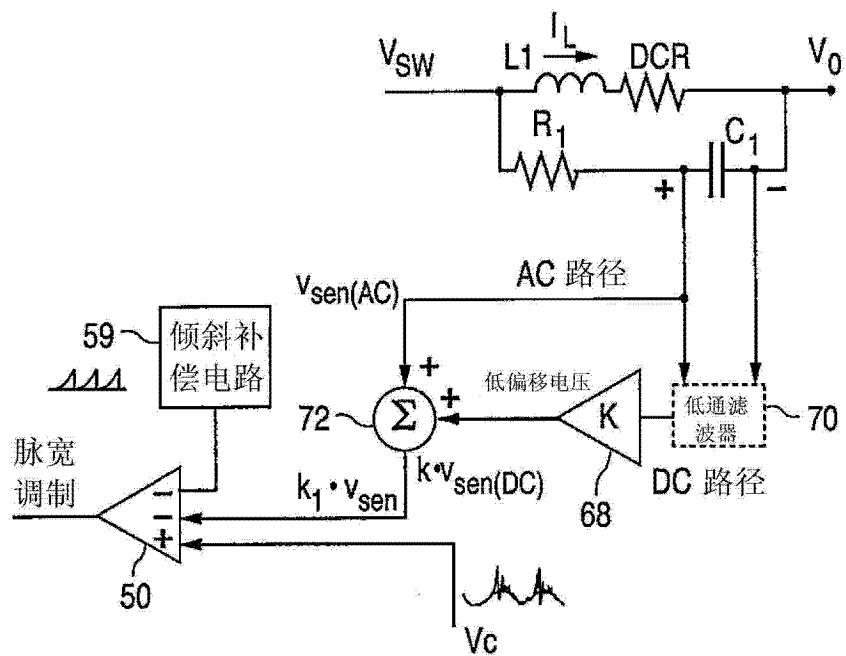


图 7

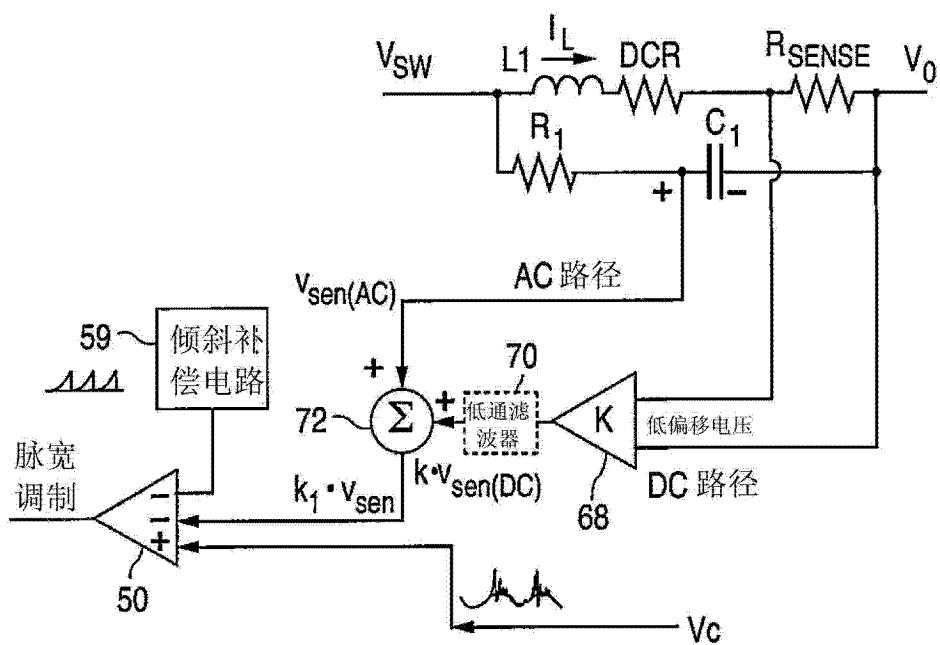


图 8

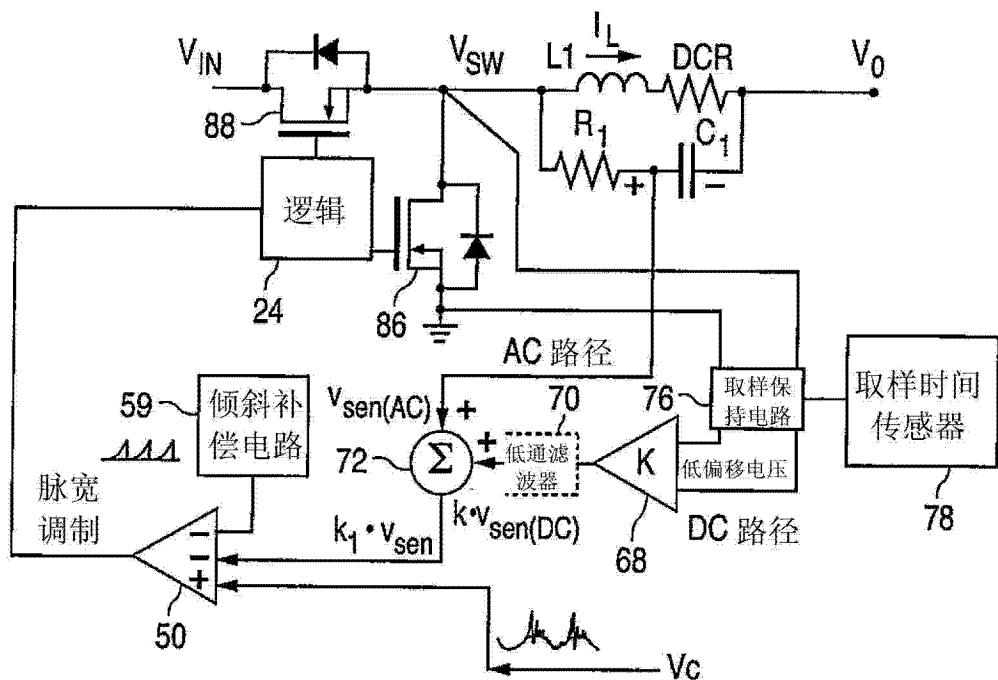


图 9

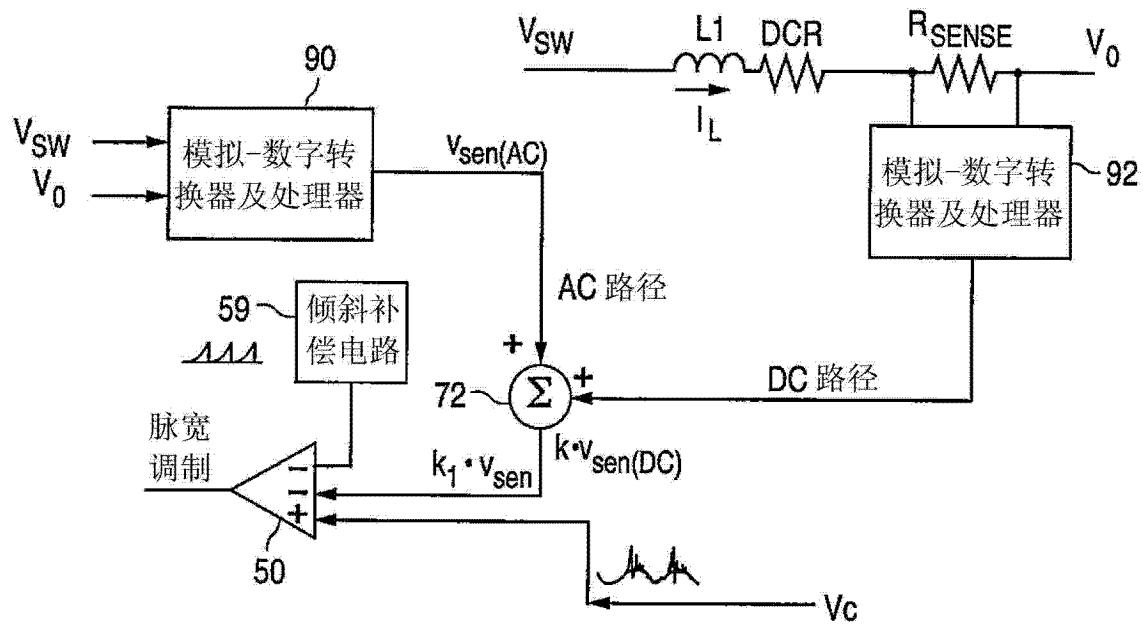


图 10