

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H02M 3/158 (2006.01)

H02M 3/337 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 03812901.9

[45] 授权公告日 2009年4月22日

[11] 授权公告号 CN 100481691C

[22] 申请日 2003.5.27 [21] 申请号 03812901.9

[30] 优先权

[32] 2002.6.4 [33] EP [31] 02077196.0

[32] 2002.9.9 [33] EP [31] 02078662.0

[86] 国际申请 PCT/IB2003/002378 2003.5.27

[87] 国际公布 WO2003/103119 英 2003.12.11

[85] 进入国家阶段日期 2004.12.3

[73] 专利权人 NXP 股份有限公司

地址 荷兰艾恩德霍芬

[72] 发明人 G·范德霍尔恩

J·C·哈伯斯塔德特

[56] 参考文献

US6064187A 2000.5.16

US6229292B1 2001.5.8

US6366070B1 2002.4.2

审查员 徐珍霞

[74] 专利代理机构 中科专利商标代理有限责任公司

代理人 王波波

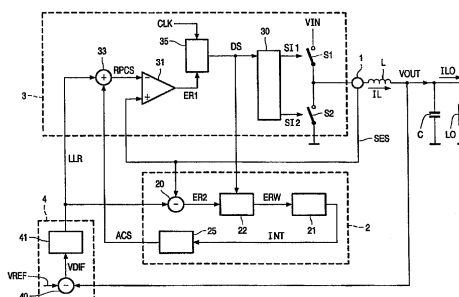
权利要求书 2 页 说明书 16 页 附图 8 页

[54] 发明名称

直流 - 直流转换器

[57] 摘要

具有电感器(L)和开关(S1、S2)的DC-DC转换器包含平均电路(2)，该平均电路产生表示峰值电流(IPEAK)与通过电感器(L)的实际平均电流(IAVE)的差的平均校正信号(ACS)。控制器(2、3、4)基于调整取决于通过参考电流电平(RPCS)的检测信号(SES)的开关(S1、S2)的占空比控制DC-DC转换器的输出电压(VOUT)，如在现有技术的峰值电流或谷值电流控制的DC-DC转换器中一样，但是现在使用也基于平均校正信号(ACS)和不仅在输出电压(VOUT)上的参考电流电平(RPCS)。这使得转换器能更精确地控制输出电压(VOUT)。



1. 直流-直流转换器，包含

电感器和用于在导通阶段期间周期性地向电感器供应直流输入电压的电子开关，其中通过电感器的电感器电流增加，

用于产生表示至少部分电感器电流的检测信号的检测电路，

用于产生取决于直流-直流转换器的输出电压与预定的参考值之间的差的参考电平的参考电平电路，

用于产生表示检测信号与参考电平之间差的平均校正信号的平均电路，和

用于取决于检测信号与电流阈值电平的比较调整导通阶段的占空比的控制器，其中电流阈值电平取决于参考电平和平均校正信号。

2. 如权利要求 1 所述的直流-直流转换器，其特征在于，直流-直流转换器是降压式转换器，包含第一电子开关和另一个电子开关的主电流路径的串联结构，所述串联结构用于接收直流输入电压，所述电感器位于主电流路径的连接点与平滑电容器之间，并用于供应平滑电容器两端的输出电压，所述连接点是在所述第一电子开关与另一个电子开关之间；而且其特征在于所述控制器包含驱动电路，用于生成切换信号，以控制所述第一电子开关和另一个电子开关，以基于检测信号和开关电流电平终止降压式转换器的导通阶段或截止阶段，其中或者在导通阶段期间电感器被连接到直流输入电压的电极，引起通过电感器的增加的电流，或者在截止阶段期间电感器被连接到直流输入电压的电极，引起通过电感器的降低的电流。

3. 如权利要求 2 所述的直流-直流转换器，其特征在于，所述控制器进一步包含电流比较器，用于比较检测信号和电流阈值电平以获得驱动电路的输入信号；而且其特征在于所述控制器进一步包含组合器，用于将平均校正信号与参考电平结合以获得电流阈值电平。

4. 如权利要求 1 所述的直流-直流转换器，其特征在于，所述参考电平电路包含负载线电路，通过由所要求的转换器输出阻抗除参考电压和输出电压的电压差产生参考电平，其中该参考电平表示所述输出电压的期望的

改变，所述输出电压的期望的改变随供应给负载的输出电流变化。

5. 如权利要求 1 所述的直流-直流转换器，其特征在于，平均电路包含电流比较器，用于比较检测信号与参考电平以获得误差信号，以及用于积分的积分器和/或低通滤波器，该低通滤波器用于滤波误差信号以获得平均校正信号。

6. 如权利要求 5 所述的直流-直流转换器，其特征在于，平均电路进一步包含窗口电路，用于表示时间窗口(W1)，在该时间窗口期间检测信号与参考电平的比较是相关的。

7. 如权利要求 5 所述的直流-直流转换器，其特征在于，所述平均电路进一步包含用于供应有固定值的电流给积分器的电流源，所述误差信号被耦合到该电流源的控制输入端，用于基本上在检测信号越过参考电平表示的值的时刻切换电流的方向。

8. 如权利要求 3 或 5 所述的直流-直流转换器，其特征在于，所述检测电路包含仿真电路，用于仿真电感器中的电流，以获得检测信号。

9. 具有直流-直流转换器的电子设备，包含

电感器和用于在导通阶段期间周期性地向电感器供应直流输入电压的电子开关，其中通过电感器的电感器电流增加，

用于产生表示至少部分的电感器电流的检测信号的检测电路，

用于产生取决于直流-直流转换器与预定的参考值之间的差的参考电平的参考电平电路，

用于产生表示检测信号与参考电平之间差的平均校正信号的平均电路，和

用于调整取决于检测信号与电流阈值电平的比较的导通阶段的占空比的控制器，其中电流阈值电平取决于参考电平和平均校正信号。

直流-直流转换器

技术领域

本发明涉及直流-直流(DC-DC)转换器和包含这样一个 DC-DC 转换器的电子设备。

背景技术

US-A-4, 148, 097 公开了一种 DC-DC 转换器, 其中输出电压通过倒相级中的电流脉冲的控制来调整。电压调整通过直接比较来自倒相级的电流反馈信号与电流阈值电平来获得。倒相级的输出信号被整流和滤波, 而且最终的 DC 输出电压与参考电压比较以生成误差信号。该误差信号驱动设置电流阈值电平的电压放大器。测量倒相级中的电流的变压器供应电流反馈信号。当所测量的电流反馈信号超过电流阈值电平时, 倒相级的电流脉冲终止。

这样的峰值电流控制有以下优点, 转换器对于由负载吸收的电流变化有快速响应, 称为负载阶跃响应。然而, 公知的峰值电流控制的转换器有以下缺点, 输出电压的准确性不是最优的。特别是作为负载电流(负载线)的函数的输出电压的准确性不是最优的。现有技术的谷值电流控制的 DC-DC 转换器表现出相同的缺点。

发明内容

本发明的目的在于, 提供一种 DC-DC 转换器, 其对于负载变化有快速响应并且具有提高的准确性。

本发明的第一方面提供一种直流-直流转换器, 包含: 电感器和用于在导通阶段期间周期性地向电感器供应直流输入电压的电子开关, 其中通过电感器的电感器电流增加, 用于产生表示至少部分电感器电流的检测信号的检测电路, 用于产生取决于直流-直流转换器的输出电压与

预定的参考值之间的差的参考电平的参考电平电路，用于产生表示检测信号与参考电平之间差的平均校正信号的平均电路，和用于取决于检测信号与电流阈值电平的比较调整导通阶段的占空比的控制器，其中电流阈值电平取决于参考电平和平均校正信号。

本发明的第二方面提供一种具有直流-直流转换器的电子设备，包含电感器和用于在导通阶段期间周期性地向电感器供应直流输入电压的电子开关，其中通过电感器的电感器电流增加，用于产生表示至少部分的电感器电流的检测信号的检测电路，用于产生取决于直流-直流转换器与预定的参考值之间的差的参考电平的参考电平电路，用于产生表示检测信号与参考电平之间差的平均校正信号的平均电路，和用于调整取决于检测信号与电流阈值电平的比较的导通阶段的占空比的控制器，其中电流阈值电平取决于参考电平和平均校正信号。

现有技术的 DC-DC 转换器从 DC 输入电压向负载供应电流。负载两端的 DC 输出电压具有比降频转换器在所考虑的情况中的 DC 输入电压低的值。所述转换器包含调整器和多个电源开关，该电源开关被连接到变压器(电感器)绕组的一个端子，该绕组的另一端子被连接到负载。调整器利用脉宽调制的信号(还称为 PWM 信号)控制电源开关以这样的方式交替切换在 DC 输入电压的电极之间的电感器，即绕组将具有三角波形的电流传送给负载。在其中电感器被连接到 DC 输入电压的正极的导通阶段(on-phase)中，通过电感器的电流基本上线性增加。当通过电感器的电流达到峰值电流电平(电流阈值电平)时，导通阶段终止而绕组被连接到 DC 输入电压的另一个电极，其通常为地。现在，通过电感器绕组的电流开始线性降低。在一个特定的时刻(通常由振荡器确定的)，下一个导通阶段开始。

控制回路控制通过变压器绕组的电流的峰值电流电平，在该峰值电流电平处取决于输出电压与参考电压之间的差值终止导通阶段。输出电压决定什么时候平均绕组电流等于负载需要的负载电流。因此，是负载确定所要求的输出电流，而控制回路确定输出电压，以该输出电压转换器能够供应该输出电流。

存在公知的转换器结构，该转换器结构以类似的方式控制基

于电感器电流的谷值电平终止截止阶段的时刻。这样一个谷值电流控制的转换器实际上是峰值电流控制的转换器的反相情况，而且更可能用于降压转换率(V_{OUT} / V_{IN})低于 2 的应用中，这意味着 PWM 占空比高于 50%。尽管如此，所有可在峰值电流控制的转换器中应用的元件可以类似的方式(逆转)应用在谷值控制的转换器中。这个概念不进一步详细解释，而是包含在权利要求中。

借助实例，在特定的应用中，例如当负载是微处理器时，要求，当负载要求的负载电流增加时，输出电压降低。输出电压与负载电流之间的关系必须遵循定义明确的所谓的负载线。例如，转换器应成为具有定义明确的特定的电源阻抗的电压源。在其中转换器必须将 12 伏特的 DC 输入电压转换到给微处理器供电的 1.5 伏特的 DC 输出电压的特定的应用中，典型地需要每安培负载电流 1.5mV 的电压降。准确性要求总是与这个负载线有关：输出电压必须保持在负载线附近的裕度内。例如，该裕度可为 25mV。

在现有技术的峰值电流控制中，倒相级中的实际电流与电流阈值电平比较以终止导通阶段。然而，由于变压器绕组中的基本上锯齿形的或三角形的电流的峰-峰值上的公差，供给负载的平均电流不是精确知道的。而且因此要求能够供应负载电流的输出电压不是精确知道的。变压器绕组中的基本上锯齿形的或三角形的电流的峰-峰值上的公差可由电感器的实际值中的公差引起，该电感器的实际值在实际情况下可与额定值相差多达 50%。在早期提到的特定应用中，输出电压上的这个公差或负载线上的这个公差是不可接受的。

根据本发明的 DC-DC 转换器包含平均电路，该平均电路产生代表通过电感器(该电感器在现有技术中是变压器绕组)的峰值电流和实际平均电流的差值的平均校正信号。控制器不仅基于从现有技术的 DC-DC 转换器已知的输出电压和参考电压的差值而且基于实际平均电流来控制 DC-DC 转换器的输出电压，因为电流阈值电平现在也取决于平均校正信号。因为现在至少部分通过电感器的实际平均电流被测量并被用于控制该转换器，所以可能获得输出电压的更高

的准确性。

至少部分通过电感器的实际平均电流也可在连接到电感器的开关中被测量。

按照本发明的一种实施方案，取决于输出电压和参考电压之间的差值的参考电平(现有技术的误差信号)与平均校正信号结合。如此，获得不仅取决于输出电压与参考电压的比较，而且取决于平均校正信号的电流阈值电平。因此，终止转换器的导通阶段的时刻也由平均校正信号确定。

按照本发明的另一种实施方案，负载线电路从输出电压与参考电压的差值产生参考电平。该负载线表示输出电压如何取决于转换器的输出电流。

负载线可表示转换器的所期望的输出阻抗。

所期望的负载线很少取决于公差，因为电流阈值电平取决于平均校正信号。因此，负载线特性得以改善。

按照本发明的另一种实施方案，平均电路包含比较表示通过电感器的电流的检测信号与表示所期望的负载线的参考电平以获得误差信号的电流比较器。所期望的负载线表示输出电压随由负载要求的输出电流的所期望的变化。积分器将误差信号积分以获得平均校正信号，而组合器将平均校正信号与参考电平结合以调整电流阈值电平的电平。在这个实施方案中，电流阈值电平的电平根据平均校正信号也被调整。也可能的是，平均校正信号以另一种方式影响导通阶段的终止。可使用低通滤波器或积分器和低通滤波器的结合来取代积分器。

按照本发明的又一种实施方案，平均电路包含用于产生时间窗口的窗口电路。检测信号和参考信号与窗口期间的比较有关。选择该窗口以致检测信号中的干扰发生在窗口之外。该比较改善了，因为只有当检测信号不被干扰时，才比较该检测信号。

按照本发明的再一种实施方案，供应恒定和干净电流的电流源被切换以改变检测信号越过由参考信号表示的值的时刻的极性。该干净信号的积分提高了转换器的准确性。

按照本发明的再一种实施方案，代替直接使用检测信号，产生仿真的电流信号。所仿真的电流信号是通过电感器的电流的仿真。尤其是针对转换器的小导通时间期间，这个所仿真的电流信号是通过电感器的实际电流比检测信号好的表示。这提高了转换器的准确性。

附图说明

本发明的这些和其他方面通过下文中所描述的实施方案是显而易见的，并将参考在下文中所描述的实施方案被说明。

在图中：

图 1 示出现有技术的降压式转换器，

图 2A-2D 示出说明现有技术的降压式转换器的工作的波形，

图 3 示出根据本发明的实施方案具有平均电流控制的降压式转换器，

图 4A-4F 示出说明图 3 中示出的降压式转换器的工作的波形，

图 5 示出平均电流电路的实施方案，

图 6A-6D 示出说明图 5 中示出的平均电流电路的工作的波形，

图 7 示出平均电流电路的实施方案，

图 8A-8B 示出说明图 7 中示出的平均电流电路的工作的波形，

以及

图 9 示出根据本发明的实施方案具有平均电流控制和电流仿真器的降压式转换器。

具体实施方式

不同图中的相同参考标记表示相同的信号，或表示执行相同功能的相同元件。

图 1 示出现有技术的降压式转换器。检测元件 1 和可控制的开关 S1 和 S2 的串联结构被安排来接收 DC 输入电压 VIN。检测元件 1 用于感应和复制通过开关 S1 的电流为检测信号 SES 并常常通过与开关 S1 串联的电阻器来实施。开关 S1 和 S2 的连接点经由电

感器 L 被连接到负载 L0。平滑电容器 C 与负载 L0 并联。驱动电路 30 分别利用切换信号 SI1 和 SI2 控制开关 S1 和 S2。电感器 L 两端的电压由 VL 表示,通过电感器 L 的电流由 IL 表示,而输出电压 VOUT 出现在负载 L0 两端。

输出电压 VOUT 通过比较器(所指的任何比较器可实现为比较器、放大器、减法器或组合器,唯一有关的问题是二个信号被比较来获得取决于这个比较结果的输出信号)40 与参考值 VREF 比较以获得电压差 VDIF。负载线电路 41 将这个差值除以转换器的所要求的输出阻抗 RU 以获得所期望的负载线参考电流 LLR(也称为参考电平)。加法器 33 将值 $1/2ISW$ 增加到负载线参考 LLR 以获得参考峰值电流电平 RPCS。值 $1/2ISW$ 表示基本上锯齿形的电流 IL 的峰-峰值的一半。电流比较器 31 将参考峰值电流电平(也称为电流阈值电平)RPCS 与检测信号 SES 比较以获得误差信号 ER1。触发器 35 包含接收误差信号 ER1 的复位输入端、接收时钟信号 CLK 的设置输入端和输出端以将输入信号 DS 供应给驱动器 30,输入信号 DS 通常称为脉宽调制器(PWM)信号。

现有技术降压式转换器的工作参考图 2A-2D 中示出的波形来说明。图 2 示出说明现有技术的降压式转换器的工作的波形。图 2A 示出通过电感器 L 的电流 IL,图 2B 示出供应给驱动器 30 的 PWM 信号 DS,图 2C 示出时钟信号 CLK,以及图 2D 示出误差信号 ER1。

第一开关 S1、通常称为控制 FET S1 是当 PWM 信号 DS 为高时将电感器 L 切换到 DC 输入电压 VIN 的正极的电源开关。为了简化,假设检测信号 SES 等于通过控制 FET S1 的电流。在时刻 t1 触发器 35 通过固定的频率时钟信号 CLK 来设置,该时钟信号具有重复周期 TCLK。因此,PWM 信号 DS 改变到高电平,而控制 FET S1 将电感器 L 耦合到 DC 输入电压 VIN。通过电感器 L 的电流 IL 开始以根据 $(VIN-VOUT)/L$ 的斜率增加。通过控制 FET S1 的电流利用检测元件 1 来感应以获得检测信号 SES(特别是,这个电流将被缩小一个大系数。)比较器 31 将检测信号 SES 与参考峰值电流电平 RPCS 比较,并且在时刻 t2 检测信号 SES 一超越参考峰值电流电平 RPCS 就将触

发器 35 复位。因此，PWM 信号 DS 改变到低电平并使开关 S1 失去作用和激活开关 S2 以将电感器 L 耦合到地。通过电感器 L 的电流接着以由 $-V_{OUT}/L$ 确定的斜率降低，直至时钟信号 CLK 再次上升。

为了继续工作，现有技术的降压式转换器在时刻 t_2 终止其导通阶段，在该时刻检测信号 SES 越过参考峰值电流电平 RPCS。因此，电流 I_L 的实际峰值电流值 I_{PEAK} 由参考峰值电流电平 RPCS 来控制。这是现有技术的降压式转换器通常称为是峰值电流控制的原因。参考峰值电流电平 RPCS 是动态地随负载电流 I_{LO} 改变的，因为当负载 L_0 要求的输出电流 I_{LO} 改变时，负载 L_0 两端的输出电压 V_{OUT} 改变。输出电压 V_{OIT} 与参考值 V_{REF} 比较。输出电压 V_{OUT} 相对这个参考值 V_{REF} 的任何偏离产生电压差 V_{DIF} 。通过将这个电压差 V_{DIF} 除电路 41 中的 R_U ，获得负载线参考电流 LLR。

负载线参考电流 LLR 表示平均输出电流，该平均输出电流与根据负载线定义的所检测的输出电压 (V_{OUT}) 匹配。加法器 33 将固定系数 $1/2ISW$ 增加到负载线参考电流 LLR 以静态说明基本上为三角形的电感器电流信号 I_L 的峰值 I_{PEAK} 和平均值 I_{AVE} 的差。

转换器的导通阶段是在其期间电感器被连接到 DC 输入电压 V_{IN} 的正极的相，这是由 TCF 表示的控制 FET S1 导通的时期。转换器的截止阶段是在其期间电感器 L 被连接到地的阶段，这是如 TSF 表示的同步 FET S2 导通的时期。

在诸如针对微处理器产生 1.5 伏特的电源电压的特定的应用中，要求输出电压 V_{OUT} 随着根据所谓的负载线增加输出电流或负载电流 I_{LO} 而降低。如果转换器被模型化为具有电源阻抗 R_U 的电压源，则遵循所要求的负载线。例如，对于每安培负载电流而言，1.5mV 电压降是典型值。准确性的需要与这个负载线有关：输出电压必须保持在负载线附近的预定的裕度内。例如，该裕度可为 25mV。这个非常准确的负载线特性甚至要求负载电流 I_{LO} 在 200 纳秒内从 10 到 60 安培变化。

在现有技术的降压式转换器中，峰值电流值 I_{PEAK} 与输出电压 V_{OUT} 之间的关系是：

$$I_{PEAK} = \frac{V_{REF} - V_{OUT}}{R_U} + \frac{1}{2} ISW$$

其中 ISW 表示通过电感器(或变压器)的电流 I_L 的三角形波形的峰间摆动。特别地,是负载 L_O 确定被要求的输出电流 I_{LO} 而控制回路确定输出电压 V_{OUT} ,以该输出电压电流 I_{LO} 可被供应给负载 L_O ,因此

$$V_{OUT} = V_{REF} - R_U \cdot (I_{PEAK} - \frac{1}{2} ISW)$$

利用 $1/2ISW$ 校正峰值电流 I_{PEAK} 是必需的,以使调整器的负载线与到平均负载电流 I_{AVE} 有关而与峰值电流 I_{PEAK} 无关。如果 $I_{AVE} = I_{PEAK} - 1/2ISW$,则等式变为:

$$V_{OUT} = V_{REF} - R_U \cdot I_{AVE}$$

这正是所期望的负载线功能,其中 R_U 是转换器的所期望的输出阻抗。

然而, $1/2ISW$ 的固定校正是不准确的,因为摆动 ISW 由时钟周期、输入和输出电压、和电感器值来确定。在实际的最坏情况下,电感器 L 可为额定值的一半。然后电流信号的摆动 ISW 变为两倍大。每个相的平均电流可不正确地估计为 $1/2ISW$ 。因此,关于所要求的负载线将出现大误差。

图 3 示出根据本发明的实施方案具有平均电流控制的降压式转换器。

可控制的开关 S_1 和 S_2 的串联结构被安排来接收 DC 输入电压 V_{IN} 。开关 S_1 和 S_2 的连接点经由电感器 L 耦合到负载 L_O 以供应输出电压 V_{OUT} 。平滑电容器 C 与负载 L_O 并联。驱动电路 30 分别利用切换信号 SI_1 和 SI_2 控制开关 S_1 和 S_2 。通过电感器 L 的电流由 I_L 表示。检测元件 1 被用来感应至少部分电感器电流 I_L 或至少部分通过开关 S_1 、 S_2 之一的电流。在最新的情况中,检测元件 1 可被安排在开关 S_1 、 S_2 的每侧并且不是必需如图 3 中所示的那样。

参考电平电路 4 包含比较器 40 和负载线电路 41。输出电压 V_{OUT} 由比较器 40 与参考值 V_{REF} 比较以获得电压差 V_{DIF} ，该电压差是参考值 V_{REF} 与输出电压 V_{OUT} 之间的差。负载线电路 41 将这个差值除以转换器的所要求的输出阻抗 R_U 以获得所期望的负载线参考 LLR 。

加法器 33 将负载线参考 LLR 增加到平均校正信号 ACS 以获得参考峰值电流电平 $RPCS$ 。现在，参考峰值电流电平 $RPCS$ 取决于输出电压 V_{OUT} 的值并取决于电流 I_L 的实际平均值。比较器 31 将参考峰值电流电平 $RPCS$ 与由感应电路 1 供应的检测信号 SES 比较以获得误差信号 $ER1$ 。触发器 35 包含接收误差信号 $ER1$ 的复位输入端、接收时钟信号 CLK 的设置输入端和输出端以将输入信号 DS 供应给驱动器 30。

平均电路 2 包含比较器 20、可选的窗口电路 22、积分器 21 和环路滤波器 25。比较器 20 确定检测信号 SES 与负载线参考 LLR 之间的差 $ER2$ 。负载线参考 LLR 实际上是正确要求的平均电流： $LLR = (V_{REF} - V_{OUT}) / R_U$ 。因此，差值 $ER2$ 表示通过电感器 L 的实际电流与所要求的平均电流之间的差值。这个差值 $ER2$ 利用积分器 21 积分并利用环路滤波器 25 滤波以获得平均校正信号 ACS 。

平均电路 2 的工作通过增加窗口电路 22 来改善，该窗口电路上下限幅误差信号 $ER2$ 以致只在时间窗口 WI 期间误差信号 $ER2$ 被积分。时间窗口 WI 被最优选择以阻止检测信号 SES 中的干扰影响平均校正信号 ACS 。

为了继续工作，在现有技术的峰值控制回路中 $1/2I_{SW}$ 的调整峰值电平信号被用作针对估计摆动 I_{SW} 中产生的误差的静态校正，以提高现有技术的降压式转换器的准确性。在根据本发明的一个方面中，这个静态校正由额外的控制回路取代，该控制回路包含平均电路 2 和加法器 33 形式的组合器。该额外的控制回路使得参考峰值电流电平 $RPCS$ 取决于通过电感器 L 的电流 I_L 的实际平均值。在实施方案中，额外的控制回路根据检测信号 SES 的平均值动态地调整电流 I_L 的峰值 I_{PEAK} 。

因为负反馈和使用积分器，该额外的控制回路将控制降压式转换器，以致比较器 20 的输入信号(负载线参考 LLR 和检测信号 SES)之间的差平均为零。结果时间窗口内的所平均的检测信号 SES 等于负载线参考 LLR。

额外的控制回路利用电流 I_L 的平均值提供相对慢的调整。然而，因为峰值 I_{PEAK} 仍然直接与 V_{OUT} 有关，现有技术的峰值控制的快速负载阶跃响应被保存。

检测信号 SES 可直接与通过电感器 L 的电流 I_L 有关。例如，感应电路 1 可包含与电感器 L 串联排列的电阻器或电流变压器。也可能在转换器的导通阶段期间(PWM 信号 DS 是高)感应通过控制 FET S1 的电流或可能在转换器的截止阶段期间(PWM 信号 DS 是低)感应通过同步 FET S2 的电流。

因为图 1 中示出的现有技术的峰值电流控制要求表示通过控制 FET S1 的电流的检测信号，所以针对相同感应电流的使用图 3 中示出的降压式转换器被解释。通过控制 FET S1 的电流可以任何公知的方式获得，例如通过实施与控制 FET S1 有关的电流镜像 FET，其反映通过控制 FET S1 的电流(未示出)。

如果检测信号 SES 基于在控制 FET S1 中感应的电流，则窗口电路 22 产生在至少部分转换器的导通阶段的持续期间的时间窗口。该时间窗口被选择来阻止检测信号中的干扰，该干扰使得平均电流信号 ACS 的确定恶化。

检测信号 SES 中的干扰可因为延迟和决定什么时候将控制 FET S1 切换到 PWM 信号 DS 的起始处的现象而出现。

而且，通过控制 FET S1 的电流可成为负的(当平均电流 I_{AVE} 小于摆动 I_{SW} 的一半时，这种情况发生)。如果电流镜像不可克服负电流，则检测信号 SES 变为无效。当适当选择窗口时，这些其间检测信号 SES 被干扰或无效的周期被忽视。

图 3 中所示的配置只说明本发明的实施方案。相同概念的几种变体是可能的。在其中尽可能多地使用现有技术的峰值电流控制电路的优选的实施方案中，主要步骤被列在下面。误差信号 ER2 从

(电流)检测信号 SES 和负载线参考信号 LLR(该负载线参考信号基于输出电压 VOUT 和所期望的负载线斜率)中被确定。误差信号 ER2 被积分和/或被低通滤波,而且该结果被用来调整参考峰值电流电平 RPCS,该参考峰值电流电平确定通过电感器 L 的电流的峰值电平 IPEAK。电流 IL 的峰值电平 IPEAK 的调整闭合(close)负反馈回路。该反馈回路将误差信号 ER2 减少到几乎为零,而且因此使得检测信号 SES 的平均值等于负载线参考信号 LLR。本发明使得能够利用基于取代峰值电流的平均负载电流的负载线功能来实现快速峰值控制调整器。

根据本发明(更具体的图 3 中所示的实施方案)的降压式转换器的工作关于图 4A-4F 中所示的波形被说明。图 4A 示出供应给驱动器 30 的 PWM 信号 DS,图 4B 示出通过电感器 L 的电流 IL,图 4C 示出通过控制 FET S1 的电流 ICF 和通过同步 FET S2 的电流 ISF,图 4D 示出检测信号 SES,图 4E 示出时间窗口 WI,而图 4F 示出窗口电路 22 的输出信号 ERW。

在时刻 t_1 , 触发器 35 由固定频率的时钟信号 CLK 来设置。

因此, PWM 信号 DS 改变到高电平,而控制 FET S1 将电感器 L 耦合到 DC 输入电压 VIN。通过电感器 L 的电流 IL 根据 $(V_{IN}-V_{OUT})/L$ 开始增加。通过控制 FET S1 的电流 ICF 被感应以获得检测信号 SES。比较器 31 将检测信号 SES 与参考峰值电流电平 RPCS 比较,并且在时刻 t_4 检测信号 SES 一超过参考峰值电流电平 RPCS 就复位触发器 35。因此, PWM 信号 DS 改变到低电平并使开关 S1 失去作用和激活开关 S2 以将电感器 L 耦合到地。通过电感器 L 的电流然后将以 $-V_{OUT}/L$ 降低,直至时钟信号 CLK 在时刻 t_5 再次升高。参考峰值电流电平 RPCS 现在取决于平均校正信号 ACS。

检测信号 SES 利用从时刻 t_2 持续到时刻 t_3 的时间窗口 WI 来上下限幅。窗口电路 22 的输出信号 ERW 在窗口 WI 之外为零而在窗口 WI 内等于检测信号 SES。所积分的和/或低通滤波的输出信号 INT 是平均校正信号 ACS,该平均校正信号被增加到负载线参考 LLR 以提供参考峰值电流电平 RPCS。

实际的转换器优选地由多个都耦合到负载 L_0 的电感器(未示出)组成, 该转换器在来自 12 伏特的 DC 输入电压 V_{IN} 的 1.5 伏特的输出电压 V_{OUT} 处必须提供直至 60 安培的负载电流 I_{L0} 。每个电感器由相关的驱动电路被切换, 该驱动电路从相关的触发器接收相关的 PWM 信号以控制相关的控制 FET 和同步 FET。该组触发器通过时钟信号来设置, 该时钟信号被及时转换。如此, 在时刻 t_1 和 t_5 之间的期间, 多个转换器向负载 L_0 成功地供应电流, 每个转换器包含多个电感器之一。在图 4 中示出的波形示出转换器, 该转换器在从时刻 t_1 持续到时刻 t_4 的转换器的导通阶段期间将增加的电流供应给负载 L_0 , 而在时刻 t_4 之后将降低的电流供应给负载 L_0 。另一个转换器可有刚好在时刻 t_4 之后才开始的导通阶段, 然后将增加的电流供应给负载。这样, 总输出电流的波动、以及因此在输出电压 V_{OUT} 上的波动被最小化。这类转换器被称为多相转换器。

针对通过电感器 L 的低平均电流 I_{AVE} , 有用的时间窗口 W_I 可变得非常小。可能改善感应电路, 以致能够测量通过控制 FET S_1 的负电流 I_{CF} 。那么时间窗口 W_I 可覆盖通过控制 FET S_1 的电流 I_{CF} 是负的部分。

不幸地, 这增加了电路设计的复杂性。另一个优选的平均电流电路 2 将关于图 5 和 6 说明, 该平均电流电路提供对太短的时间窗口 W_I 中的补救。

图 5 示出平均电路的一个实施方案。平均电路 2 包含比较器 20, 该比较器将检测信号 SES 与负载线参考 LLR 比较以向乘法器 230 供应误差信号 ER_2 。乘法器 230 将误差信号 ER_2 与 PWM 信号 DS 相乘以向乘法器 231 提供信号 ER_{20} 。乘法器 231 被安排在电流源 232 和积分器 21 的输入端之间。

电流源 232 以固定值和极性供应电流 I_R 。积分器 21 包含运算放大器 210 和电容器 211。积分器将输入信号 I_{IN} 积分并供应所积分的输入信号 I_{NT} 。

图 5 中所示的平均电路的工作关于图 6A-6D 中示出的波形被说明。图 6A 示出 PWM 信号 DS , 图 6B 示出检测信号 SES , 图 6C 示

出积分器 21 的输入信号 IIN，而图 6D 示出所积分的输入信号 INT。

当 PWM 信号 DS 有低电平时，信号 ER20 为零并因此积分器的输入信号 IIN 为零。当在时刻 t_{10} PWM 信号 DS 变高时，检测信号 SES 有比负载线参考 LLR 低的值，而且因此信号 ER2 为正。因此，信号 ER20 也为正并且电流源 232 的电流 IR 的方向是如此，以致正电流 $IIN=+IR$ 是从积分器 21 的输入端流出而且积分器 21 的输出电压 INT 升高。在时刻 t_{11} ，检测信号 SES 到达负载线参考 LLR 的电平。

在从时刻 t_{11} 至时刻 t_{12} 的时期中，信号 ER2 为负而且因此信号 ER20 也为负。现在电流源 232 的电流 IR 反相，积分器输入电流为负 $IIN=-IR$ ，而积分器 21 的输出电压降低。

这个平均电流电路 2 的工作基于以下事实，检测信号 SES 的平均值必须等于负载线参考 LLR 的电平 $(VREF-VOUT)/RU$ ，该检测信号的平均值代表通过控制 FET S1 的电流 ICF。

如果检测信号 SES 正好在从时刻 t_{10} 持续到时刻 t_{12} 的 PWM 脉冲 DS 的中间越过负载线参考 LLR，则获得平衡。

因此，取代积分误差信号 ER2 本身，积分干净信号(恒定的电流 IR)。干净信号的极性在时刻 t_{11} 被反向，检测信号 SES 越过负载线参考 LLR。这个时刻 t_{11} 可容易地和准确地由比较器 20 来检测。在 PWM 脉冲 DS 结束处，积分器 21 的积分动作停止(或，输入信号 IIN 被调到零处)。

如果输入信号 IIN 的极性正好在 PWM 脉冲 DS 的中间切换，则在时刻 t_{10} 与 t_{13} 积分器 21 的输出信号 INT 相同。如果不是，则积分器输出信号 INT 将改变 PWM 信号 DS 的每个脉冲中的 AV。因此，积分器 21 的输出信号与在 PWM 信号 DS 的整个脉冲上积分的检测信号 SES 和负载线参考 LLR 之间的差值成比例。当窗口 WI 覆盖完整的导通阶段时，这类似于图 3 中示出的误差积分器 21。然而图 5 的误差积分器 21 更容易地在积分电路中实施。针对这个积分器的唯一的需要是，检测信号 SES 在切换的时刻 t_{12} 是准确的，而且正和负积分很好地匹配。

图 7 示出平均电路的实施方案。平均电路 2 的实施方案只与

图 5 中示出的实施方案不同，因为逆变器 233 被增加以将 PWM 信号 DS 反相。

图 8A-8E 示出说明图 7 中示出的平均电路 2 的工作的波形。图 8A 示出 PWM 信号 DS，图 8B 示出检测信号 SES，图 8C 示出误差信号 ER2，图 8D 示出积分器 21 的输入信号，而图 8E 示出积分器输出信号 INT。

当 PWM 信号 DS 有高电平时，信号 ER20 为零而且因此积分器的输入信号 IIN 为零。因此，从时刻 t_{20} 到时刻 t_{21} ，输入信号 IIN 为零。在时刻 t_{21} ，当 PWM 信号 DS 变低时，检测信号 SES 有高于负载线参考 LLR 的值而且因此信号 ER2 为负。因此，信号 ER20 也为负，而电流源 232 的电流 IR 的方向被反相，以致负电流 $IIN = -IR$ 被供应到积分器 21 的输入端而且积分器 21 的输出电压降低。在时刻 t_{22} ，检测信号 SES 到达负载线参考 LLR 的电平。在从时刻 t_{22} 到时刻 t_{23} 的期间，信号 ER2 是正而且因此信号 ER20 也为正。现在电流源 232 的电流 IR 不反相，而且积分器 21 的输出电压增加。在时刻 t_{23} PWM 信号 DS 以 AV 的负偏差开始下一个高电平脉冲。

积分器 21 将供应具有非零的偏差 AV 的输出信号 INT，只要时刻 t_{22} 不是正好出现在截止期间 (t_{21} 到 t_{23}) 的中间。

非零的偏差 AV 引起转换器控制参考峰值电流电平 RPCS 直至偏差 AV 为零。

针对图 5 的平均电路 2 图 6A-6D 的波形示出当检测信号 SES 基于通过控制 FET S1 的电流 ICF 时的情形。

针对图 7 的平均电流电路 2 的图 8A-8E 的波形示出当检测信号 SES 基于通过同步 FET S2 的电流 ISF 时的情形。

在降压式转换器中，转换器的截止阶段比导通阶段持续得更长(小占空比)，该降压式转换器必须供应比 DC 输入电压 V_{IN} 低的多的输出电压 V_{OUT} (例如， V_{IN} 是 12 伏特而 V_{OUT} 1.5 伏特)。在时刻 t_{21} 截止阶段开始之后因为同步 FET S2 中和电流感应电路 1 中的解决现象检测信号 SES 是无效的。检测信号在截止阶段结束处也可是无效的，因为同步-FETS2 的电流可越过零并改变符号(当平均

电流 $I_{AVE} < 1/2 I_{SW}$ 时, 发生这种情况)。尽管两种这些期间其中检测信号 SES 是或可是无效的, 其中检测信号 SES 是有效的(如果这样的话, 则例如从时刻 t_{21} 之后的 100ns 直至检测信号 SES 越过零) 剩余的时间窗口比在导通阶段期间的有效期间长。

图 5 和图 7 中的平均电路的主要优点在于, 不要求窗口函数, 因为干净输入信号 IR 用于积分。

只在检测信号 SES 越过负载线参考 LLR 的时刻, 检测信号需要是有效的和准确的。在稳定状态, 这个越过将总是出现在正检测信号 SES 处, 因为平均负载电流只可为正, $I_{LO} > 0$ 。

图 7 中的平均电路关于图 5 的平均电路的优点在于, PWM 信号 DS 与平均电流电路 2 中的信号的实际切换之间的延迟效应有更少的影响, 因为检测信号 SES 的斜率在同步 FET S2 相中斜率更低。

图 9 示出根据本发明的实施方案具有平均电流控制和电流仿真器的降压式转换器。

图 9 中示出的降压式转换器与图 3 中示出的降压式转换器之间的唯一差别在于, 仿真电路 5 已被增加, 该仿真电路供应所仿真的电流信号 EMCS, 该电流信号是基于检测信号 SES 通过电感器 L 的电流的仿真。所仿真的电流信号 EMCS 被供应给比较器 20 和 31 取代检测信号 SES。也可能利用只针对比较器 20 和 31 之一的所仿真的电流信号 EMCS 来取代检测信号 SES。

仿真电路 5 可包含发生器(来示出), 该发生器仿真代表将要基于表示重复时间的定时信息和 PWM 信号 DS 的占空比被仿真的电流的电流信号。将要被仿真的电流可是电感器电流 I_L 。比较器将所仿真的信号与将要被仿真的电流相比以获得误差信号。发生器控制器接收误差信号以向发生器供应控制信号, 来调整所仿真的信号的属性, 使其基本上等于将要被仿真的电流的属性(例如振幅和/或 DC 偏差)。这样一个仿真电路 5 在未正式出版的欧洲专利申请 02077196.0(代理人的文件号为 PHNL 020451)中公开, 其优先权在此被要求。

所仿真的电流信号 EMCS 比检测信号 SES 更少被干扰, 该电流

信号是通过电感器 L 的电流 I_L 的干净的复制。因此，使用所仿真的电流信号 EMCS 改善降压式转换器的负载线特性的准确性。

为了结束，根据本发明的优选的实施方案使用动态的负载线调整技术以提供 DC-DC 转换器，该 DC-DC 转换器将现有技术的峰值控制的快速响应与所调整的输出电压 V_{OUT} 的准确的负载线定位相结合。

应注意，上述实施方案示例而不是限制本发明，而且本领域的技术人员能够设计许多可替代的实施方案，而不偏离所附的权利要求的范围。

例如，动态的负载线调整可应用于现有技术的峰值电流调整器中，该峰值电流调整器感应通过控制 FET S1 的电流或线圈电流（正斜率），而且可应用于基于通过电感器 L 的电流 I_L 的仿真的更复杂的峰值电流调整器中，该调整器使用通过同步 FET S2 的电流（负斜率）。但是其他的组合也是可能的。

而且，平均电路的概念可应用于现有技术的降压式转换器中，该降压式转换器基于表示通过电感器 L 的电流 I_L 或通过同步 FET S2 的电流的检测信号的谷值检测。这样的谷值控制的转换器以与更普通的峰值控制的转换器相反的但是非常类似的方式工作。在权利要求中对于“切换电流电平”任何参考可解释为在峰值控制的转换器的情况中为“峰值电流电平”而在谷值控制的转换器的情况中为“谷值电流电平”。

权利要求中，放置在括号之间的任何参考符号不应被解释为限制权利要求。词“包括”不排除除了列在权利要求中的元件或步骤之外的元件或步骤的存在。本发明可借助包含几个不同的元件的硬件来实施，并借助适当编程的计算机来实施。在列举几个装置的设备权利要求中，这些装置中的几个可通过一个且相同的硬件来实施。仅仅在相互不同的从属权利要求中讲述的某些措施的事实不表示这些测量的结合不可被有利地使用。

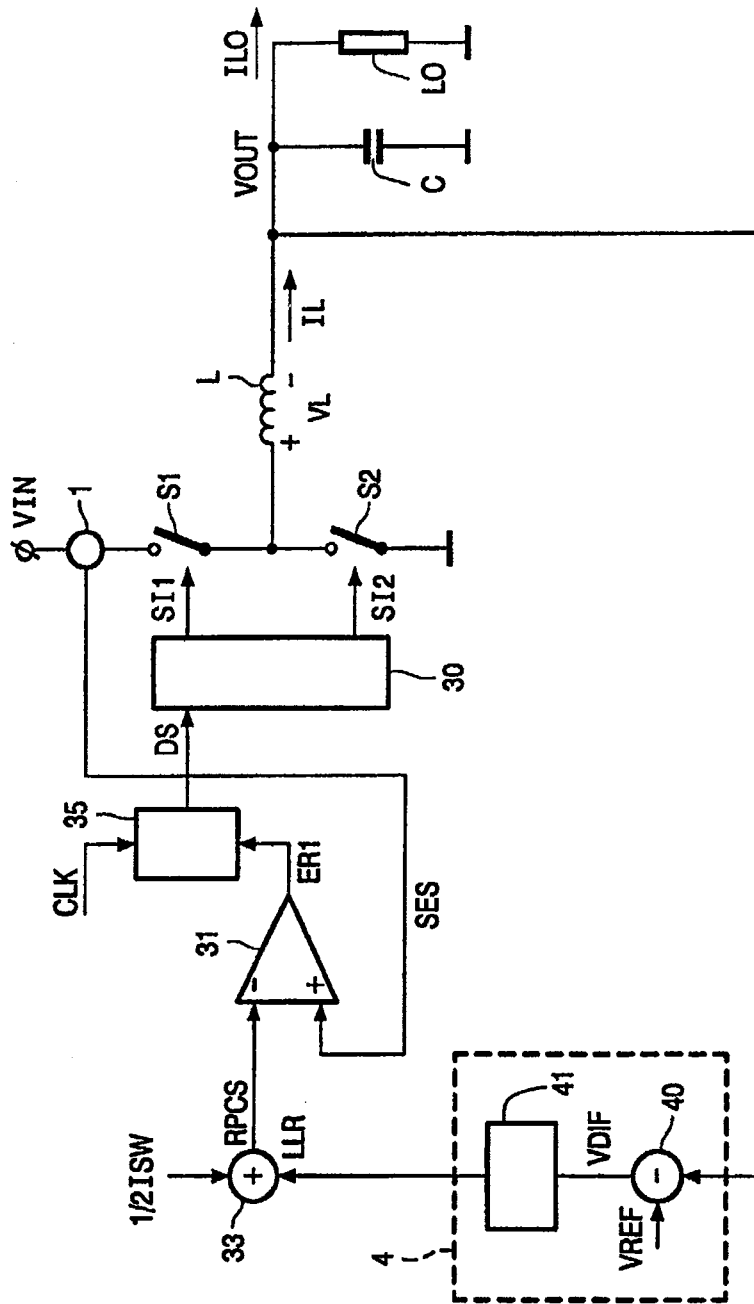


图 1

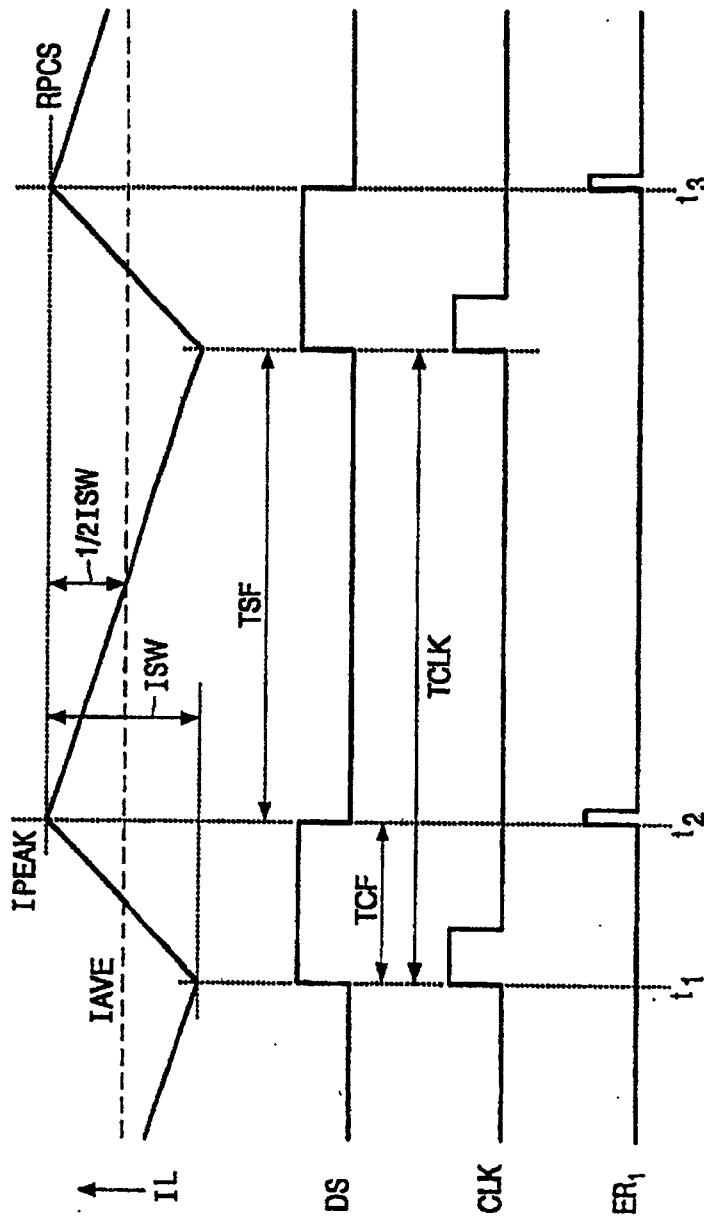


图 2A

图 2B

图 2C

图 2D

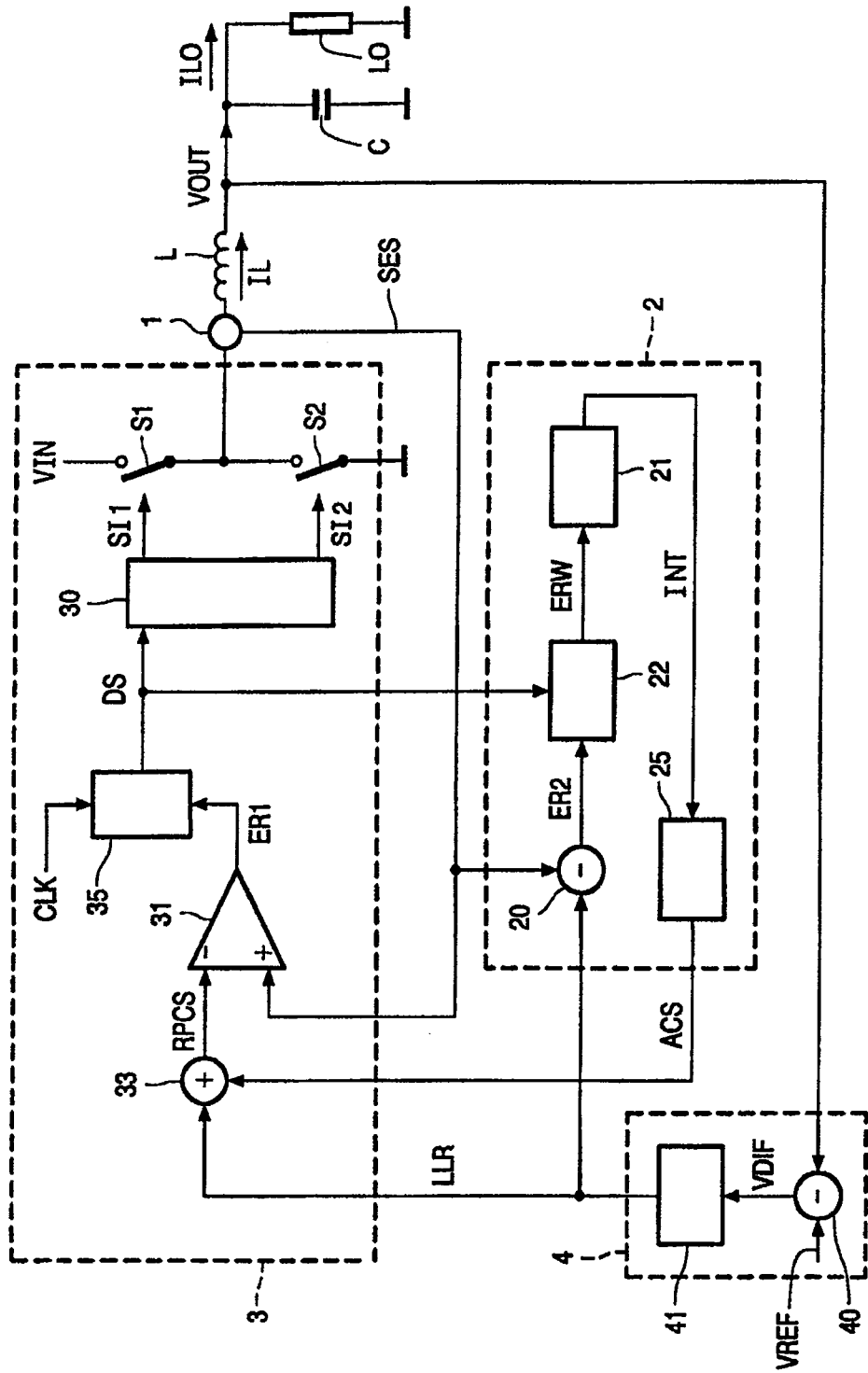
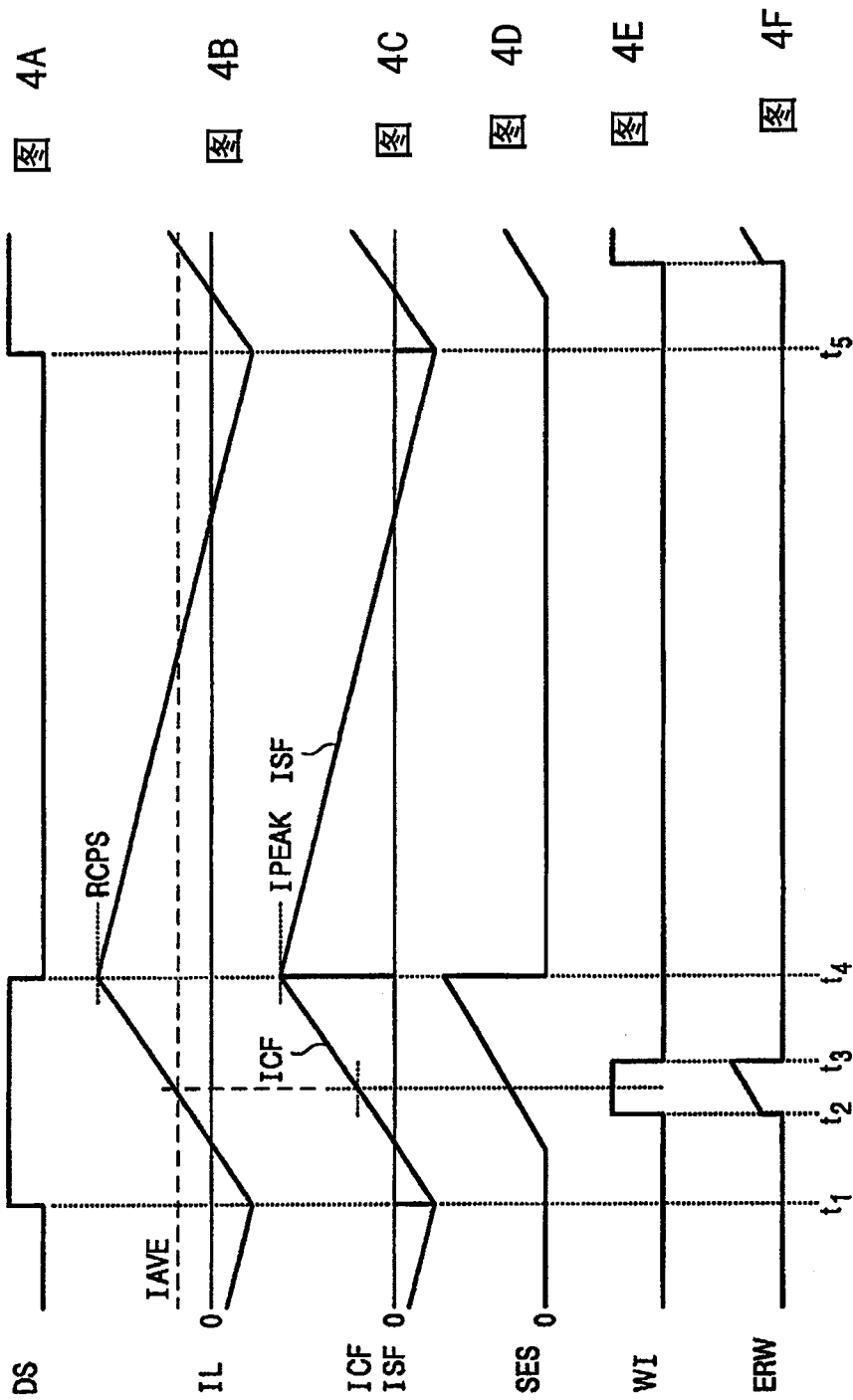


图 3



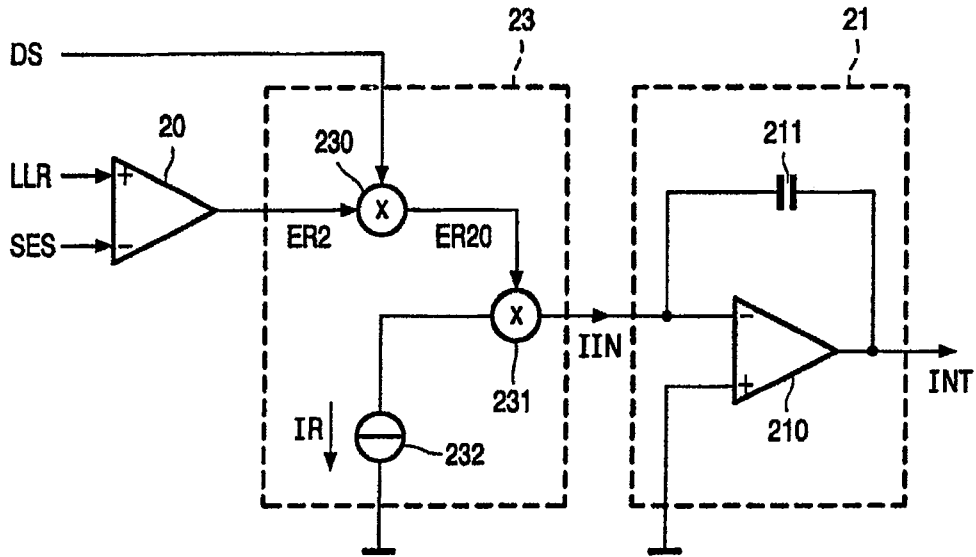


图 5

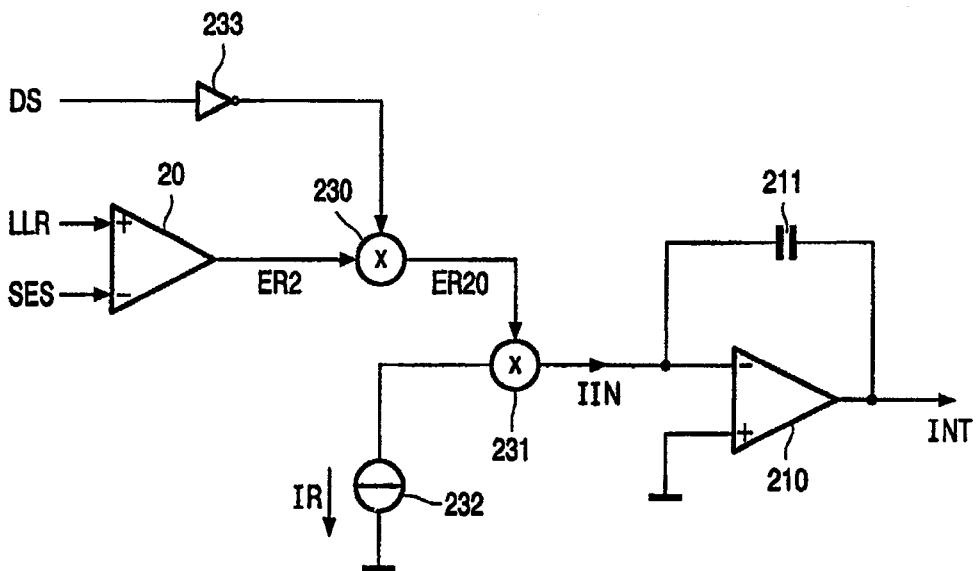


图 7

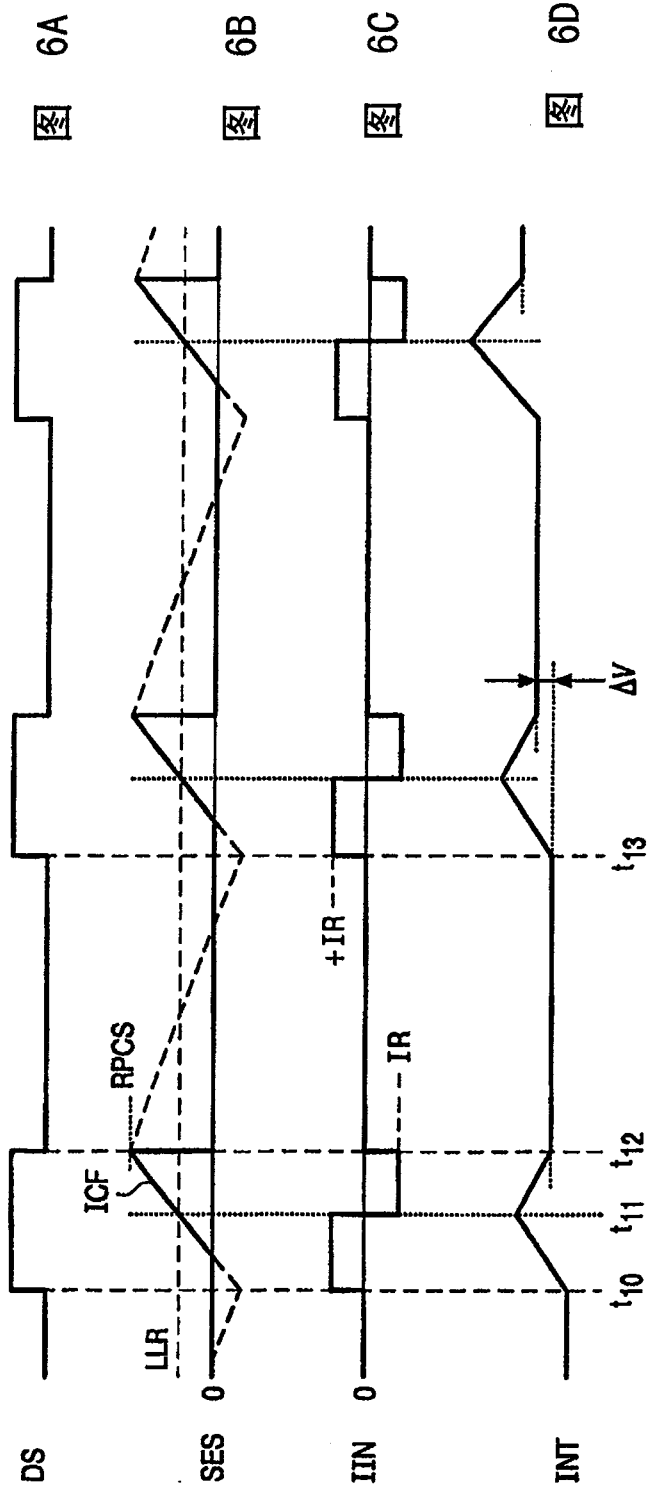


图 6A

图 6B

图 6C

图 6D

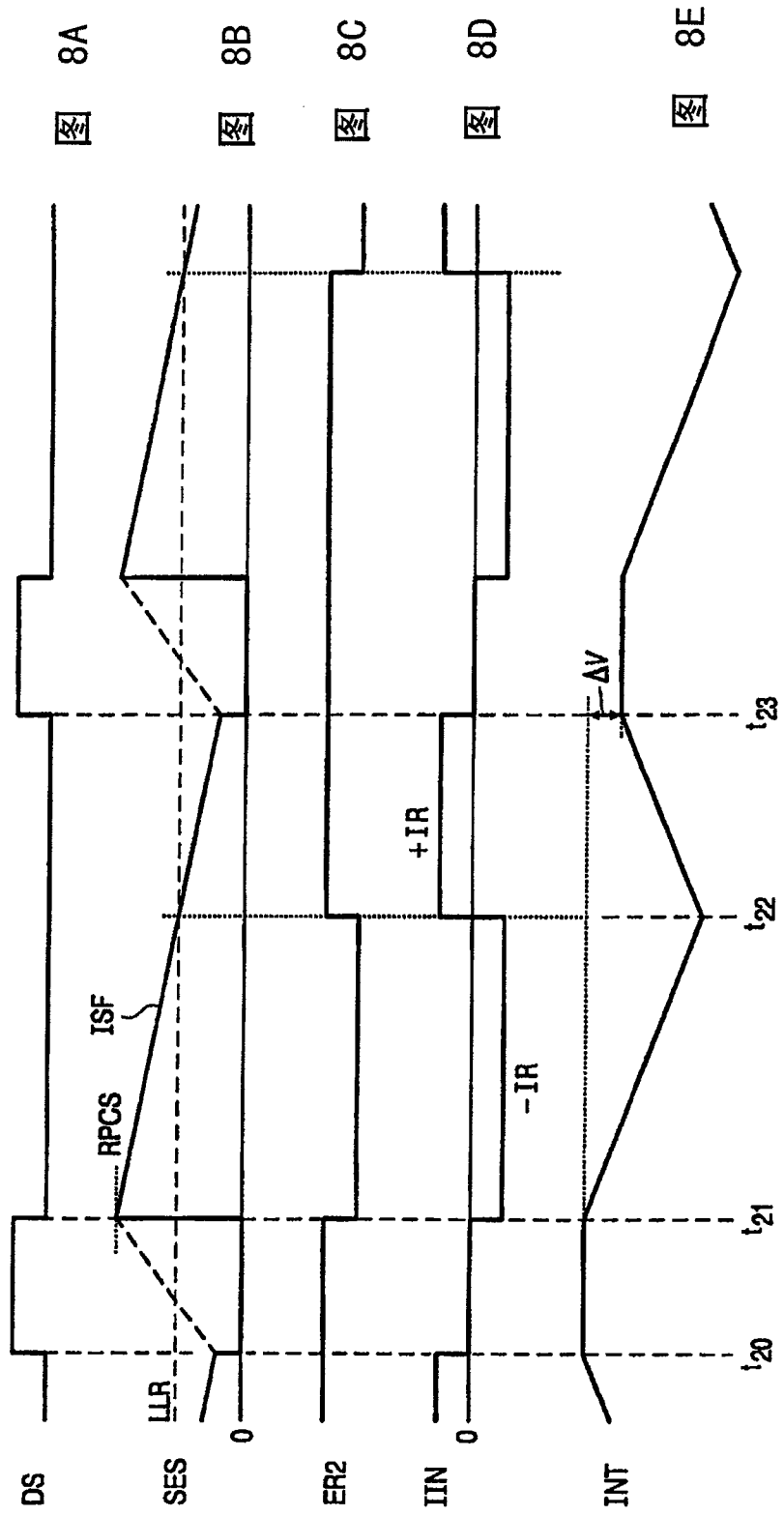


图 8A

图 8B

图 8C

图 8D

图 8E

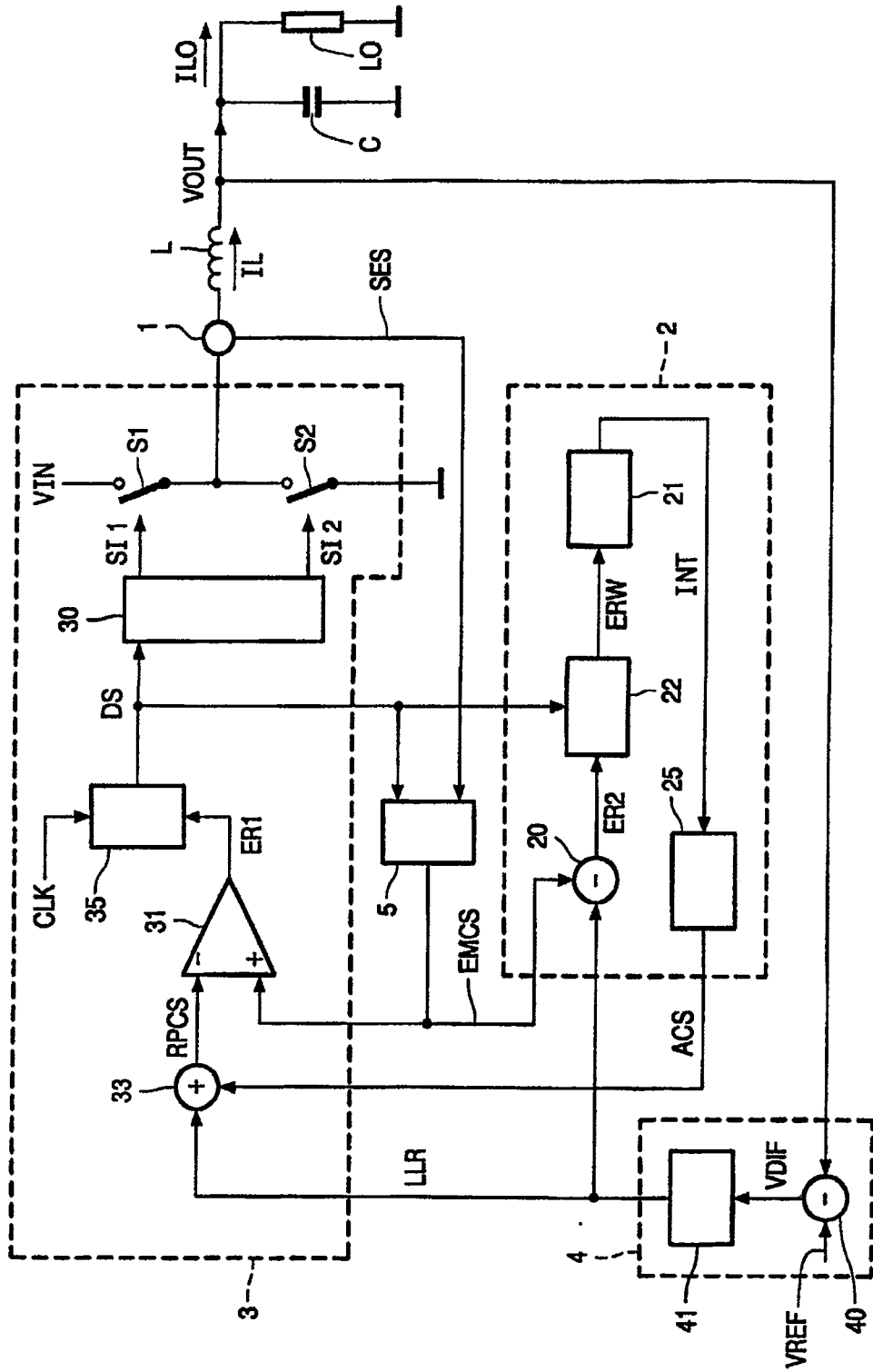


图 9