



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101924464 B

(45) 授权公告日 2014. 06. 11

(21) 申请号 201010213429. 0

US 2007253230 A1, 2007. 11. 01,

(22) 申请日 2010. 06. 17

US 2003214274 A1, 2003. 11. 20,

(30) 优先权数据

审查员 王迅

61/187, 598 2009. 06. 16 US

61/187, 607 2009. 06. 16 US

12/691, 438 2010. 01. 21 US

12/691, 589 2010. 01. 21 US

(73) 专利权人 英特赛尔美国股份有限公司

地址 美国加利福尼亚州

(72) 发明人 T·马海尔

(74) 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公

司 31100

代理人 李玲

(51) Int. Cl.

H02M 3/04 (2006. 01)

G01R 31/02 (2006. 01)

(56) 对比文件

US 7126315 B2, 2006. 10. 24,

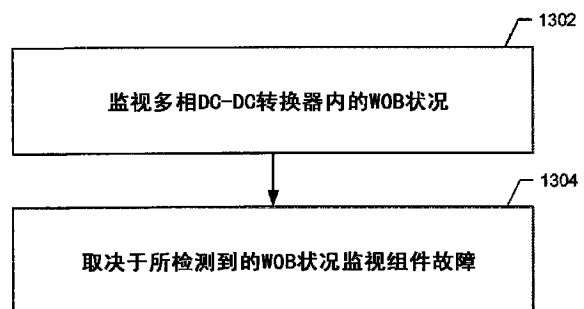
权利要求书3页 说明书12页 附图15页

(54) 发明名称

供多相 DC-DC 转换器使用的组件故障检测

(57) 摘要

本文中所提供的是监视多相 DC-DC 转换器内的故障的电路、系统和方法。这可包括监视 DC-DC 转换器的通道的超常失衡 (WOB) 状况, 并取决于所检测到的 WOB 状况监视组件故障。如果在预定时段期间 WOB 状况之一比另一种 WOB 状况多发生至少指定次数, 则可检测到故障。该 DC-DC 转换器和 / 或另一电路可响应于所检测到的故障而关闭。另外或替换地, 组件故障检测信号可响应于所检测到的故障来输出。



1. 一种供两相 DC-DC 转换器使用的组件故障检测电路,其包括
脉宽调制器,其适于输出第一脉宽调制信号(PWM1_{输出})和基本上与第一脉宽调制信号(PWM1_{输出})异相 180° 的第二脉宽调制信号(PWM2_{输出}),
第一通道,包括具有输入和输出的第一驱动器 MOSFET 级(DrMOS1),以及具有取决于所述第一驱动器 MOSFET 级(DrMOS1)的输出驱动的端子的第一电感器(L1),
第二通道,包括具有输入和输出的第二驱动器 MOSFET 级(DrMOS2),以及具有取决于所述第二驱动器 MOSFET 级(DrMOS2)的输出驱动的端子的第二电感器(L2),
其中所述组件故障检测电路包括:
超常失衡(WOB)检测器,其适于检测所述两相 DC-DC 转换器内的超常失衡(WOB)状况;
以及
组件故障检测器,适于取决于所述超常失衡(WOB)检测器检测到的超常失衡(WOB)状况之一的发生相对于另一所述超常失衡(WOB)状况频繁多少而检测故障。
2. 如权利要求 1 所述的组件故障检测电路,其特征在于,所述超常失衡(WOB)检测器适于
检测在通过所述第一通道的电流比通过所述第二通道的电流大了超过指定阈值时的第一超常失衡(WOB)状况,以及
检测在通过所述第二通道的电流比通过所述第一通道的电流大了超过指定阈值时的第二超常失衡(WOB)状况。
3. 如权利要求 2 所述的组件故障检测电路,其特征在于,所述组件故障检测器适于在预定时段内所述第一超常失衡(WOB)状况和所述第二超常失衡(WOB)状况之一的发生比另一种至少多指定次数的情况下检测故障。
4. 如权利要求 3 所述的组件故障检测电路,其特征在于,所述预定时段包括软启动的指定初始部分。
5. 如权利要求 3 所述的组件故障检测电路,其特征在于,所述预定时段在所述 DC-DC 转换器工作期间周期性地重置,和 / 或所述预定时段是所述 DC-DC 转换器工作期间的最后指定数量个时钟周期。
6. 如权利要求 2 所述的组件故障检测电路,其特征在于,所述组件故障检测器包括加法 / 减法计数器,其被配置成在检测到所述第一超常失衡(WOB)状况时进行加法计数和减法计数中的一种计数,且在检测到所述第二超常失衡(WOB)状况时进行加法计数和减法计数中的另一种计数。
7. 一种供两相 DC-DC 转换器使用的方法,所述两相 DC-DC 转换器包括
脉宽调制器,其适于输出第一脉宽调制信号(PWM1_{输出})和基本上与第一脉宽调制信号(PWM1_{输出})异相 180° 的第二脉宽调制信号(PWM2_{输出}),
第一通道,包括具有输入和输出的第一驱动器 MOSFET 级(DrMOS1),以及具有取决于所述第一驱动器 MOSFET 级(DrMOS1)的输出驱动的端子的第一电感器(L1),
第二通道,包括具有输入和输出的第二驱动器 MOSFET 级(DrMOS2),以及具有取决于所述第二驱动器 MOSFET 级(DrMOS2)的输出驱动的端子的第二电感器(L2),
其中,所述方法包括:
(a) 监视所述两相 DC-DC 转换器内的超常失衡(WOB)状况;以及

(b) 取决于所检测到的超常失衡(WOB)状况之一的发生相对于另一所述超常失衡(WOB)状况频繁多少而监视组件故障。

8. 如权利要求7所述的方法,其特征在于,步骤(a)包括:

(a.1) 检测在通过所述第一通道的电流比通过所述第二通道的电流大了超过指定阈值时的第一超常失衡(WOB)状况,以及

(a.2) 检测在通过所述第二通道的电流比通过所述第一通道的电流大了超过指定阈值时的第二超常失衡(WOB)状况;以及

步骤(b)包括如果在预定时段期间所述第一超常失衡(WOB)状况和所述超常失衡(WOB)状况之一的发生比另一种至少多指定次数,则检测组件故障。

9. 如权利要求8所述的方法,其特征在于,所述预定时段在所述DC-DC转换器工作期间周期性地重置,和/或所述预定时段是所述DC-DC转换器工作期间的最后指定数量个时钟周期。

10. 如权利要求8所述的方法,其特征在于,步骤(b)包括

当检测到所述第一和第二超常失衡(WOB)状况之一时递增计数值;

当检测到所述第一和第二超常失衡(WOB)状况中的另一种状况时递减所述计数值;以及

当所述计数值超过指定阈值时检测故障。

11. 一种多相DC-DC转换器,包括:

脉宽调制器,适于输出具有彼此不同相位的N个脉宽调制信号,其中 $N \geq 2$,

N个通道,每一个通道都包括具有输入和输出的驱动器MOSFET级以及具有取决于所述驱动器MOSFET级的输出驱动的端子的电感器,

超常失衡(WOB)检测器,其适于监视N个通道内的多个超常失衡(WOB)状况;以及

组件故障检测器,其适于取决于由所述超常失衡(WOB)检测器检测到的超常失衡(WOB)状况之一的发生相对于另一所述超常失衡(WOB)状况频繁多少而检测故障。

12. 如权利要求11所述的多相DC-DC转换器,其特征在于,所述组件故障检测器适于在预定时段期间所述超常失衡(WOB)状况之一的发生比所述超常失衡(WOB)状况中的另一种至少多指定次数的情况下检测故障。

13. 如权利要求12所述的DC-DC转换器,其特征在于,所述预定时段包括软启动的指定初始部分。

14. 如权利要求13所述的DC-DC转换器,其特征在于,所述预定时段在所述DC-DC转换器工作期间周期性地重置,和/或所述预定时段是所述DC-DC转换器工作期间的最后指定数量个时钟周期。

15. 如权利要求11所述的DC-DC转换器,其特征在于,所述DC-DC转换器被配置成响应于检测到故障而关闭。

16. 如权利要求11所述的DC-DC转换器,其特征在于,所述组件故障检测器被配置成响应于检测到故障而输出组件故障检测信号。

17. 一种供多相DC-DC转换器使用的方法,所述多相DC-DC转换器包括:

脉宽调制器,适于输出具有彼此不同相位的N个脉宽调制信号,其中 $N \geq 2$,

N个通道,每一个通道都包括具有输入和输出的驱动器MOSFET级以及具有取决于所述

驱动器 MOSFET 级的输出驱动的端子的电感器，

其中所述方法包括：

(a) 监视所述 DC-DC 转换器的 N 个通道内的多个超常失衡 (WOB) 状况；以及

(b) 取决于所检测到的超常失衡 (WOB) 状况之一的发生相对于另一所述超常失衡 (WOB) 状况频繁多少而监视组件故障。

18. 如权利要求 17 所述的方法，其特征在于，步骤 (b) 包括在预定时段期间所述超常失衡 (WOB) 状况中的一种的发生比所述超常失衡 (WOB) 状况中的另一种至少多指定次数的情况下检测组件故障。

19. 如权利要求 18 所述的方法，其特征在于，所述预定时段包括软启动的指定初始部分。

20. 如权利要求 18 所述的方法，其特征在于，所述预定时段在所述 DC-DC 转换器工作期间周期性地重置，和 / 或所述预定时段是所述 DC-DC 转换器工作期间的最后指定数量个时钟周期。

21. 如权利要求 17 所述的方法，还包括响应于检测到组件故障而关闭所述 DC-DC 转换器和 / 或另一电路。

22. 如权利要求 17 所述的方法，还包括响应于检测到组件故障而输出组件故障检测信号。

23. 一种包括多相 DC-DC 转换器的系统，所述系统包括：

所述多相 DC-DC 转换器，其适于将第一 DC 电压 ($V_{\text{输入}}$) 转换成第二 DC 电压 ($V_{\text{输出}}$)，其中所述多相 DC-DC 转换器包括

脉宽调制器，适于输出具有彼此不同相位的 N 个脉宽调制信号，其中 $N \geq 2$ ，

N 个通道，每一个通道都包括具有输入和输出的驱动器 MOSFET 级以及具有取决于所述驱动器 MOSFET 级的输出驱动的端子的电感器，

超常失衡 (WOB) 检测器，其适于检测所述多相 DC-DC 转换器内的超常失衡 (WOB) 状况，以及

组件故障检测器，适于取决于所述超常失衡 (WOB) 检测器所检测到的超常失衡 (WOB) 状况之一的发生相对于另一所述超常失衡 (WOB) 状况频繁多少而检测故障；

AC/DC 电源，其适于产生所述第一 DC 电压 ($V_{\text{输入}}$)，其中所述第一 DC 电压 ($V_{\text{输入}}$) 用于向所述 N 个通道的驱动器 MOSFET 级供电；以及

处理单元，其适于由所述多相 DC-DC 转换器所产生的所述第二 DC 电压 ($V_{\text{输出}}$) 供电。

供多相 DC-DC 转换器使用的组件故障检测

[0001] 优先权

[0002] 本申请要求以下美国专利申请的优先权：

[0003] • 迪莫塞·马海尔 (Timothy Maher) 于 2010 年 1 月 21 日提交的题为“COMPONENT FAULT DETECTION FOR USE WITH A MULTI-PHASEDC-DC CONVERTER”(供多相 DC-DC 转换器使用的组件故障检测) 的美国专利申请 No. 12/691, 589(律师案卷号 No. ELAN-01234US1) ；

[0004] • 迪莫塞·马海尔于 2010 年 1 月 21 日提交的题为“WAY OUT OFBALANCE(WOB) CURRENT CORRECTION FOR USE WITH AMULTI-PHASE DC-DC CONVERTER”(供多相 DC-DC 转换器使用的超常失衡 (WOB) 电流校正) 的美国专利申请 No. 12/691, 438(律师案卷号 No. ELAN-01233US1) ；

[0005] • 迪莫塞·马海尔于 2009 年 6 月 16 日提交的题为“SOFT START(SS)FAULT DETECTOR FOR USE WITH A TWO-PHASE DC-DCCONVERTER”(供两相 DC-DC 转换器使用的软启动 (SS) 故障检测器) 的美国临时专利申请 No. 61/187, 607(律师案卷号 No. ELAN-01234US0) ；以及

[0006] • 迪莫塞·马海尔于 2009 年 6 月 16 日提交的题为“TWO-PHASE WAYOUT OF BALANCE(WOB)CURRENT CORRECTION FOR USE WITH ATWO-PHASE DC-DC CONVERTER”(供两相 DC-DC 转换器使用的两相超常失衡 (WOB) 电流校正) 的美国临时专利申请 No. 61/187, 598(律师案卷号 No. ELAN-01233US0) ，所有这些专利申请通过引用结合于此。

技术领域

[0007] 本发明诸实施例一般涉及多相 DC-DC 转换器、供多相 DC-DC 转换器使用的方法、以及供多相 DC-DC 转换器使用的组件故障检测电路。

现有技术

[0008] DC-DC 转换器一般将直流电从第一电压电平和电流电平转换成第二电压和电流电平。例如，降压 DC-DC 转换器可将 10Amps 下 12V 的电压输入 ($V_{\text{输入}}$) 转换成 100Amps 下约 1.2V 的电压输出 ($V_{\text{输出}}$)。作为一更具体的示例，两相 DC-DC 转换器可包括脉宽调制器 (也简称为调制器)，其包括第一脉宽调制输出 ($\text{PWM1}_{\text{输出}}$) 和第二 PWM 输出 ($\text{PWM2}_{\text{输出}}$)。 $\text{PWM1}_{\text{输出}}$ 和 $\text{PWM2}_{\text{输出}}$ 处输出的信号，也称为 $\text{PWM1}_{\text{输出}}$ 信号和 $\text{PWM2}_{\text{输出}}$ 信号，异相 180° 。换言之， $\text{PWM2}_{\text{输出}}$ 信号落后 (或领先) 于 $\text{PWM1}_{\text{输出}}$ 信号 180° 。

[0009] 常规地， $\text{PWM1}_{\text{输出}}$ 和 $\text{PWM2}_{\text{输出}}$ 所输出的这些异相 180° 的信号直接驱动一对驱动器 -MOSFET 级，它们可被称为 DrMOS1 和 DrMOS2。 DrMOS1 可被视为是两相 DC-DC 转换器的第一通道的一部分，而 DrMOS2 可被视为是两相 DC-DC 转换器的第二通道的一部分。

[0010] 该 DC-DC 转换器所输出的电压电平优选地是具有相对严格容限 (例如 $\pm 1\%$) 的经调节的电压电平。另外，优选该两相 DC-DC 转换器的两个通道一般是平衡的，即每个通道一般大致处理相同量的功率和电流，从而这两个通道之一不因处理太多功率和电流而受损。然而，高频负载瞬变事件会不合需要地影响通道之间的这一平衡，从而不利地影响两相

DC-DC 转换器所产生的电压、并且可能损坏 DC-DC 转换器内的组件。当例如与 DC-DC 转换器的电压输出连接的一个或多个负载（例如 CPU）在先前掉电之后上电、或者在相对高频的情况下在高功率工作状态（例如以最大时钟频率工作）与低功率工作状态（例如休眠模式或待机模式）之间交替（但不限于此）时，这些高频负载瞬变状况可发生。

[0011] DC-DC 转换器可经历故障，例如因为感应器和 / 或驱动器 -MOSFET 级或其一部分缺失、失效、连接不正确、或变得断开。这些故障如果不正确处理会导致对 DC-DC 转换器以及 DC-DC 转换器连接在其中的更大电路的损坏。

发明内容

[0012] 本发明的具体实施例涉及供多相 DC-DC 转换器使用的组件故障检测电路。这种多相 DC-DC 转换器可以是例如包括脉宽调制器的两相 DC-DC 转换器，该脉宽调制器适于输出第一脉宽调制信号 (PWM1_{输出}) 和与第一脉宽调制信号 (PWM1_{输出}) 基本上异相 180° 的第二脉宽调制信号 (PWM2_{输出})。该 DC-DC 转换器还可包括第一和第二驱动器 MOSFET 级 (DrMOS1 和 DrMOS2)，且每个 DrMOS 级都具有一个输入和一个输出。例如，每个 DrMOS 级都可包括一个驱动器和一对功率场效应晶体管 (FET)。此外，该 DC-DC 转换器可包括第一电感器 (L1) 和第二电感器 (L2)，该第一电感器 (L1) 具有取决于第一驱动器 MOSFET 级 (DrMOS1) 的输出驱动的一个端子，而第二电感器 (L2) 具有取决于第二驱动器 MOSFET 级 (DrMOS2) 的输出驱动的一个端子。如果例如 DC-DC 转换器的电感器（例如 L1 或 L2）和 / 或驱动器 MOSFET 级（例如 DrMOS1 或 DrMOS2）或其一部分缺失、失效、未正确连接、或断开，则组件故障检测电路能检测到故障。

[0013] 根据一实施例，组件故障检测电路包括超常失衡 (WOB) 检测器和组件故障检测器。WOB 检测器适于检测 DC-DC 转换器内的 WOB 状况。组件故障检测器适于基于所检测到的 WOB 状况来检测故障。例如，组件故障检测器可适于在预定时段内一种 WOB 状况的发生比另一种 WOB 状况至少多指定次数的情况下检测到故障。该预定时段可以是例如时间和 / 或电压相关的软启动的指定初始部分。此外或替换地，预定时段可以是在 DC-DC 转换器工作期间周期性地重置的指定时间量。在另一实施例中，预定时段可以是最后的 M 个时钟周期，从而导致组件故障检测器实质上监视 WOB 状况的移动平均。

[0014] 根据一实施例，组件故障检测器包括加法 / 减法计数器，其被配置成在检测到第一 WOB 状况时加法（或减法）计数，且在检测到第二 WOB 状况时在另一方向上计数。使用该加法 / 减法计数器，可在计数器的计数值超过指定阈值时检测到故障。

[0015] 本发明的诸实施例还涉及包括如上所述的组件故障检测电路的多相 DC-DC 转换器。

[0016] 本发明的诸实施例还涉及用于检测多相 DC-DC 转换器内的组件故障的方法。根据一实施例，这种方法包括监视 DC-DC 转换器的通道的多个 WOB 状况，并基于所检测到的 WOB 状况来监视故障。例如，如果在预定时段内一种 WOB 状况的发生比另一种 WOB 状况至少多指定次数，则可检测到故障。此外或替换地，该方法可包括响应于检测到故障关闭 DC-DC 转换器和 / 或另一电路。此外或替换地，组件故障检测信号可响应于检测到故障来输出。

[0017] 本发明内容并不旨在归纳本发明的所有实施例。本发明诸实施例的其它和替代实施例、以及各个特征、方面和优点将从以下阐述的详细描述、附图和权利要求中变得更加显

而易见。

附图说明

[0018] 图 1A 示出根据本发明一实施例的包括 WOB 再平衡器的两相 DC-DC 转换器。

[0019] 图 1B 示出根据本发明一具体实施例的图 1A 的两相 DC-DC 转换器和 WOB 再平衡器的附加细节。

[0020] 图 1C 和 1D 示出图 1A 和 1B 中所示的驱动器 MOSFET 级的示例性附加细节。

[0021] 图 2 示出根据一实施例的用以实现图 1A 中介绍的脉冲路径导向器的电路系统。

[0022] 图 3 示出根据本发明一实施例的组件故障检测器。

[0023] 图 4A 示出常规 DC-DC 转换器的模拟结果,其示出在约 220us 和 280us IL1 和 IL2 失衡至可视为超常失衡 (WOB) 的点,这是因引入了模拟高频负载瞬变而引起的。

[0024] 图 4B 示出根据本发明一实施例的在引入相同的模拟高频负载瞬变的情况下实现再平衡的 DC-DC 转换器的模拟结果。

[0025] 图 5 (包括 5A、5B、5C、5D、5E、5F、5G、5H 和 5J) 示出模拟波形图,其用来示出可如何利用图 1A 和 1B 的实施例将多个相位从一个通道移至另一个通道以平衡两相 DC-DC 转换器的两个通道的细节。

[0026] 图 6 (包括 6A、6B、6C、6D、6E、6F、6G、6H 和 6J) 与图 5 相似,但仅有一个脉冲从 PWM2_{输出} 移至 PWM1,且没有脉冲被从 PWM1_{输出} 移至 PWM2。

[0027] 图 7 (包括 7A、7B、7C、7D、7E、7F、7G、7H 和 7J) 与图 5 和图 6 相似,但模拟中施加了更激烈的高频负载瞬变,这导致多得多的脉冲从 PWM1_{输出} 移至 PWM2,并从 PWM2_{输出} 移至 PWM1。

[0028] 图 8 (包括 8A、8B、8C、8D、8E、8F、8G、8H 和 8J) 和图 9 (包括 9A-9J) 针对不同的模拟响应与图 5-7 相似。

[0029] 图 10 (包括 10A、10B 和 10C) 和图 11 (包括 11A、11B、11C、11D、11E 和 11F) 示出图 1A 和 1B 的电感器 L1 在 200us 断开时的模拟。

[0030] 图 12 是用于归纳可用来再平衡通过多相 DC-DC 转换器的电流的本发明的各个方法的高级流程图。

[0031] 图 13 是用于归纳可用来检测多相 DC-DC 转换器内的组件故障的本发明的各个方法的高级流程图。

[0032] 图 14 是实现本发明诸实施例的一示例性系统的框图。

具体实施方式

[0033] 图 1A 示出根据本发明一实施例的两相 DC-DC 转换器 100。参照图 1A,两相 DC-DC 转换器 100 包括脉宽调制器 102 (还简称为调制器),其包括第一脉宽调制输出 (PWM1_{输出}) 和第二 PWM 输出 (PWM2_{输出})。PWM1_{输出} 和 PWM2_{输出} 处输出的信号,也可称为 PWM1_{输出} 信号和 PWM2_{输出} 信号,基本上异相 180°。换言之,PWM2_{输出} 信号落后 (或领先) 于 PWM1_{输出} 信号基本上 180°。在图 1A 中示出的还有组件故障检测器 120,其在以下参照图 3 和 12 更详细地描述。

[0034] 两相 DC-DC 转换器 100 还包括示为 DrMOS1 和 DrMOS2 的一对驱动器 -MOSFET 级 106_1 和 106_2。在一实施例中,每个 DrMOS 能用作具有低输出阻抗的电平移器。例如,

每个 DrMOS 可连接在 12V 电轨和接地 (gnd) 之间,可在其输入端接收在 0 与 5V 之间变化的逻辑电平 PWM 信号,且可输出具有 (与在其输入处接收的 PWM 信号)基本上相同的脉宽和占空比但在 0 与 $V_{\text{输入}}$ (例如 12V) 之间变化的 PWM 信号。为此,每个 DrMOS 级 106 可包括例如如图 1C 所示的驱动器电路系统和一对功率场效应晶体管 (FET)。或者,每个 DrMOS 级 106 可包括例如如 1D 所示的驱动器电路系统、单个功率 FET、以及二极管。其它 DrMOS 级配置也是可能的,且在本发明的范围内。

[0035] 输入至 DrMOS1 的信号将被称为 PWM1,而输入至 DrMOS2 的信号将被称为 PWM2。DrMOS1 响应于输入至 DrMOS1 的相对低功率 PWM1 方波信号产生相对高功率的方波信号。同样,DrMOS2 响应于输入至 DrMOS1 的相对低功率 PWM2 方波产生相对高功率的方波信号。常规地, PWM1 与 PWM1_{输出} 信号相同,而 PWM2 与 PWM2_{输出} 信号相同。

[0036] DrMOS1 106_1 和 DrMOS2 106_2 的方波输出被分别提供给电感器 L1 和 L2 的一侧 (即,一端)。当两个通道完全匹配和平衡时,通过电感器 L1 和 L2 的电流是异相 180° 且振幅相等的锯齿形信号。为了感测通过电感器的电流,极低电阻 (例如 $1\text{m}\Omega$) 电阻器 R1 和 R2 能被连接至电感器 L1 和 L2 的另一侧 (即,端) (且电阻器 R1 和 R2 的另一侧 / 端是提供两相 DC-DC 转换器的输出电压 $V_{\text{输出}1}$ 和 $V_{\text{输出}2}$ 的输出端子)。可使用用于允许感测通过两个电感器 L1 和 L2 (或更一般地两个通道) 的电流的替换电路系统。例如,替代如图 1 所示地将 R1 和 R2 与 L1 和 L2 串联连接,电感器本身的直流电阻 (DCR) 可用于感测电感器电流,或者电阻器 R1 和 R2 可与 L1 和 L2 并联连接以提取各个电感器中的串联电阻。其它变体是可能的,且在本发明的范围之内。

[0037] 在一个实施例中, $V_{\text{输出}1}$ 和 $V_{\text{输出}2}$ 可连接在一起 (例如短接在一起) 以提供 DC-DC 转换器的输出 ($V_{\text{输出}}$)。另外,可存在反馈电路系统,用于向脉宽调制器提供 $V_{\text{输出}1}$ 、 $V_{\text{输出}2}$ 和 / 或 $V_{\text{输出}}$ 或指示这些电压的信号以例如调节 PWM1_{输出} 和 PWM2_{输出} 的占空比以使 $V_{\text{输出}1}$ 、 $V_{\text{输出}2}$ 和 / 或 $V_{\text{输出}}$ 处于期望调节电平。然而,由于这种反馈电路系统是众所周知的且对本发明诸实施例而言不是重要的,因此现在示出这种反馈电路系统且不再赘述。

[0038] 图 1A 所示的还有标示为 1081 和 1082 的一对电流感测放大器 ISENAMP1 和 ISENAMP2,它们分别输出指示电阻器 R1 和 R2 两端的电压的感测电流 $IL1$ 和 $IL2$,这导致由感测放大器所输出的电流 $IL1$ 和 $IL2$ 实质上追随通过电感器 L1 和 L2 的电流。换言之,电流 $IL1$ 指示通过电感器 L1 的电流,更一般地指示通过 DC-DC 转换器的第一通道的电流。同样,电流 $IL2$ 指示通过电感器 L2 的电流,更一般地指示通过 DC-DC 转换器的第二通道的电流。示例性锯齿电流 $IL1$ 和 $IL2$ 在图 1B 中部示出,且如下所述。当使用替换电路系统来感测通过电感器 L1 和 L2 的电流 (例如使用 DCR 电路系统来代替 R1 和 R2) 时,至感测放大器 ISENAMP1 108_1 和 ISENAMP2 102_2 的输出可从电路的不同节点分接。

[0039] 如果第一通道的组件 (包括 DrMOS1、L1 和 R1) 与第二通道的组件 (包括 DrMOS2、L1 和 R1) 完全匹配,则 $IL1$ 和 $IL2$ 应具有相同振幅且异相 180° ,并且两个通道都将提供相同的电流和功率。然而,由于不可避免的组件失配,一个通道将往往提供比另一个通道更大的电流和功率。存在可用来补偿这些组件失配的公知电路系统和技术,但这种补偿不是本发明的主题。因此,不示出针对组件失配作补偿的电路系统和技术并且不作赘述。

[0040] 如上所述,DC-DC 转换器输出的电压电平优选地是具有严格容限 (例如 $\pm 1\%$) 的经调节的电压电平。这种经调节的电压电平可例如通过数字码动态编程。另外,优选该两

相 DC-DC 转换器的两个通道一般是平衡的,即每个通道一般处理相同量的功率和电流,从而这两个通道之一不因处理太多功率和电流而受损。然而,高频负载瞬变事件会不合需要地影响这些通道之间的这种电流和功率平衡,从而不利地影响两相 DC-DC 转换器所产生的电压、并且可能损坏 DC-DC 转换器内的组件。当例如与 DC-DC 转换器的电压输出相连接的一个或多个负载(例如 CPU)在先前掉电之后上电(但不限于此)时,这些高频负载瞬变状况可发生。如下所述的本发明的具体实施例可用来响应于这种高频负载瞬变事件平衡两相 DC-DC 转换器的两个通道之间的电流和功率。

[0041] 如上所述,常规上, PWM1(即输入至 DrMOS1 的信号)与 PWM1_{输出} 信号相同,而 PWM2(即输入至 DrMOS2 的信号)与 PWM2_{输出} 信号相同。相反,在图 1A 的实施例中,添加了脉冲路径导向器(PPD)电路系统 104,其可被视为包括两个子 PPD 导向器 PPD1 和 PPD2。PPD1 和 PPD2 各自接收 PWM1_{输出} 和 PWM2_{输出} 信号两者。PPD1 所输出的信号是提供给 DrMOS1 的 PWM1 信号,而 PPD2 所输出的信号是提供给 DrMOS2 的 PWM2 信号。以此方式,PPD1 可向 DrMOS1 选择性地提供 PWM1_{输出} 信号和 / 或 PWM2_{输出} 信号的脉冲,而 PPD2 可向 DrMOS2 选择性地提供 PWM2_{输出} 信号和 / 或 PWM1_{输出} 信号的脉冲。以下将讨论对 PPD1 和 PPD2 或类似的脉冲路径导向器的控制。

[0042] 图 1B 示出 PPD1 和 PPD2 的某些示例性细节。尽管图 1B 中的每个 PPD 被示为使用一对与 (AND) 门、一个或非 (NOR) 门以及一个逆变器来实现,但可使用替代逻辑电路系统来执行 PPD 的脉冲重新导向或交换功能,并且这在本发明的范围之内。

[0043] 再参看图 1A,在该图右侧,示出了根据本发明一实施例的超常失衡(WOB)检测器 112,其检测何时 IL1 电流和 IL2 电流彼此相差一指定偏置电流($I_{\text{偏置}}$)以上达至少指定时段(例如 PWM1_{输出} 和 PWM2_{输出} 信号的两个连续周期)。图 1B 示出根据一具体实施例可用来实现 WOB 检测器 112 的电路系统。

[0044] 一般而言,WOB 检测器 112 在 PWM1_{输出} 和 PWM2_{输出} 信号的一周期中的任一点处实时地确定何时 IL1 比 IL2 大指定偏置电流,且何时 IL2 比 IL1 大指定偏置电流。如果检测到了这种 WOB 状况(例如 IL1 比 IL2 大指定偏置电流),但在该周期结束之前不再检测到该状况(例如 IL1 不再比 IL2 大指定偏置电流),则该电路像常规的 DC-DC 转换器一样工作,因为 PWM1 与 PWM1_{输出} 相同,且 PWM2 与 PWM2_{输出} 相同。然而,如果在 PWM1_{输出} 信号的整个周期中 IL1 保持比 IL2 大指定偏置电流,则如以下更详细地所述的,PWM1_{输出} 信号的一个或多个脉冲将被移(重定向)至 PWM2。同样,如果在 PWM2_{输出} 信号的整个周期中 IL2 保持比 IL1 大指定偏置电流,则 PWM2_{输出} 信号的一个或多个脉冲将被移(重定向)至 PWM1。

[0045] WOB 检测器 112 和脉冲路径导向器 104(例如 PPD1 和 PPD2)通过将调制器 102 输出的一个或多个脉冲从具有较高电流的通道移至具有较低电流的通道来辅助再平衡两相 DC-DC 转换器。因此,WOB 检测器 112 和脉冲路径导向器 104(例如 PPD1 和 PPD2)可被统称为 WOB 再平衡器。WOB 检测器 112 检测两相 DC-DC 转换器内的 WOB 状况。脉冲路径导向器 104 取决于来自 WOB 检测器的反馈调节通过第一电感器(L1)的电流与通过第二电感器(L2)的电流之间的平衡。更一般地,脉冲路径导向器 104 取决于来自 WOB 检测器的反馈调节两个通道中的电流之间的平衡。如果存在两个以上通道则可使用相似的技术。例如,当存在两个以上通道时,对于每个通道,可检测指示通过该通道的电流的电流。另外,可检测这些检测到的电流的平均值。通过每个通道的电流可与平均通道电流作比较,并且如果通过

通道的电流比所有通道的均值大了超过指定偏置,则脉冲路径导向器可将来自具有太多电流的通道的脉冲重导向至电流低于平均通道电流的一个或多个其它通道。这仅仅是如何平衡通过三个或更多通道的电流的一个示例。阅读本说明书的本领域普通技术人员将理解,有其它选择可用并且这在本发明的范围内。

[0046] 图 1A 示出 WOB 检测器 112 可被视为包括 WOB 子检测器 1 和 WOB 子检测器 2。图 1B 中的虚线将 WOB 检测器 112 的电路系统分成 WOB 子检测器 1 和 WOB 子检测器 2。WOB 子检测器 1 将检测何时 IL_1 比 IL_2 大指定偏置。WOB 子检测器 2 将检测何时 IL_2 比 IL_1 大指定偏置,该指定偏置可能但不必是 WOB 子检测器 1 所使用的相同偏置。当 IL_1 和 IL_2 相差不超过指定偏置时,WOB 检测器将不会检测到 WOB 状况。换言之,当 IL_1 和 IL_2 彼此在指定偏置内时它们没有超常失衡。

[0047] 如图 1B 中可见,电流感测放大器 ISEN AMP1 驱动 PMOS 晶体管 M1 和 M2 的栅极。例如,电流感测放大器 ISEN AMP1 在其输出可包括连接有二极管的 P 沟道 MOSFET(未示出),其用作晶体管 M1 和 M2 的主电流反射镜。通过由 M1 和 M2 反射的主反射镜(即连接有二极管的 P 沟道 MOSFET)的电流取决于由电流感测放大器 ISEN AMP1 感测的电流(例如通过 R1 的电流)。晶体管 M1 和 M2 分别在其漏极提供电流 IM_1 和 IM_2 ,其指示提供其栅极的 IL_1 电流的幅值。为简化起见,可假设 M1 和 M2 之比为 1 : 1。

[0048] 晶体管 M1 的漏极处的电流 IM_1 被提供给包括 NMOS 晶体管 M8 和 M7 的电流反射镜 CM1 的输入,其中 M8 连接有二极管且由此形成 CM1 的输入。为简化起见,假设 M8 和 M7 之比为 1 : 1。这导致 M7 尝试将电流汇集至接地,其等于 IM_1 。开关 S 1 选择性地向 M7 的漏极提供偏置电流 $I_{偏置}$ 。假设 S 1 通常是闭合的,则只要 $IM_1 + I_{偏置} \geq IM_1$,M7 即可汇集等于 IM_1 的电流。如以下将解释的,只要电流 IL_1 不超常失衡,即在可接受平衡内,S 1 就闭合。

[0049] 因为 M7 尝试将等于 IM_1 的电流汇集至接地,如果 $IM_1 + I_{偏置} < IM_1$,则 M4 的漏极和 M7 的漏极(即由这些漏极形成的节点 N1)被拉至低压电轨。(低压电轨可以是 V_{ss} 或接地,但对于其余讨论将假设为接地。)由此,如果 M7 可将节点 N1 拉至接地,则这指示通道 1 比通道 2 具有显著更多的电流,即通道 1 是 WOB。换言之,如果 M7 尝试拉取比可用更多的电流,则晶体管的源极被拉至接地,且 NMOS 晶体管 M7 从饱和工作区转变成欧姆区。

[0050] 另一电流感测放大器 ISEN AMP2 驱动晶体管 M4 和 M3 的栅极。例如,电流感测放大器 ISEN AMP2 在其输出可包括连接有二极管的 N 沟道 MOSFET(未示出),其用作晶体管 M4 和 M3 的主电流反射镜。通过由 M4 和 M3 反射的主反射镜(即连接有二极管的 N 沟道 MOSFET)的电流取决于由电流感测放大器 ISEN AMP2 感测的电流(例如通过 R2 的电流)。晶体管 M4 和 M3 分别在其漏极提供电流 IM_4 和 IM_3 ,其指示提供其栅极的电流 IL_2 的幅值。为简化起见,可假设 M4 和 M3 之比为 1 : 1。

[0051] 另一电流反射镜 CM2 包括 NMOS 晶体管 M6 和 M12,其中 M12 连接有二极管且由此形成 CM2 的输入。M3 的漏极处的电流 IM_3 被提供给 CM2 的输入,这将导致 M6 尝试将等于 M3 的电流汇集至接地。开关 S2 选择性地向 M6 的漏极提供偏置电流 $I_{偏置}$ 。假设 S1 通常是闭合的,则只要 $IM_3 + I_{偏置} \geq IM_3$,M6 即可汇集等于 IM_3 的电流。如以下将解释的,只要电流 IL_2 不超常失衡(WOB),即在可接受平衡内,S2 就闭合。

[0052] 因为 M6 尝试将等于 IM_3 的电流汇集至接地,如果 $IM_3 + I_{偏置} < IM_3$,则 M6 的漏极和 M2 的漏极(即由这些漏极形成的节点 N2)被拉至低压电轨。由此,如果 M6 可将节点 N2 拉

至接地,则这指示通道 2 比通道 1 具有显著更多的电流,即通道 2 是 WOB。换言之,如果 M6 尝试拉取比可用更多的电流,则晶体管的源极被拉至接地,且 NMOS 晶体管 M6 从饱和和工作区转变成欧姆区。

[0053] WOB 子检测器 1 包括连接至节点 N1 的输出电路系统,其将产生指示何时 $IL1 > IL2 + I_{\text{偏置}}$ 的一个或多个输出。在图 1B 中,输出电路系统包括施密特触发器、逆变器和三个 NOR 门,且该输出电路产生 WOB_L2H 和 WOB_L2Hn 输出。可使用替换电路系统且在本发明的范围内。在一实施例中,当 $IL1 > IL2 + I_{\text{偏置}}$ 时 WOB_L2H 变高,而 WOB_L2Hn 是互补的。类似地,WOB 子检测器 2 包括连接至节点 N2 的输出电路系统,其将产生指示何时 $IL2 > IL1 + I_{\text{偏置}}$ 的一个或多个输出。在图 1 中,输出电路系统包括施密特触发器、逆变器和三个 NOR 门,且该输出电路产生 WOB_L1H 和 WOB_L1Hn 输出。可以使用替换电路系统且在本发明的范围内。在一实施例中,当 $IL2 > IL1 + I_{\text{偏置}}$ 时 WOB_L1H 变高,而 WOB_L1Hn 是互补的。在图 1 中,WOB_L1Hn 和 WOB_L2H 被提供给 PPD1 来控制 PPD1,而 WOB_L1H 和 WOB_L2Hn 被提供给 PPD2 来控制 PPD2。

[0054] 当 WOB 子检测器 1 检测到 $IL1 > IL2 + I_{\text{偏置}}$ (其可被称为 IL1 是 WOB) 时,以下两者同时发生:开关 S1 打开以使 $I_{\text{偏置}}$ 不再被提供给节点 N1;且 $IL1 > IL2 + I_{\text{偏置}}$ 的检测被用来控制 PPD1 和 PPD2。更具体地,当在来自调制器的 PWM1_{输出} 变高时 IL1 为 WOB 时,PPD1 和 PPD2 将被控制成使 PWM2 (即对 DrMOS2 的输入) 接收 PWM1_{输出} 和 PWM2_{输出} 信号两者的脉冲、同时阻断 PWM1_{输出} (即,对 DrMOS1 的输入保持为低),以尝试使两个通道再平衡。换言之,通常将用来驱动 DrMOS1 的脉冲将被移至另一通道以改为驱动 DrMOS2。

[0055] 类似地,当 WOB 子检测器 2 检测到 $IL2 > IL1 + I_{\text{偏置}}$ (其可被称为 IL2 是 WOB) 时,以下两者同时发生:开关 S2 打开以使 $I_{\text{偏置}}$ 不再被提供给节点 N2;且 $IL2 > IL1 + I_{\text{偏置}}$ 的检测被用来控制 PPD1 和 PPD2。更具体地,当在来自调制器的 PWM2_{输出} 变高时 IL2 为 WOB 时,PPD1 和 PPD2 将被控制成使 PWM1 (即,对 DrMOS1 的输入) 接收 PWM1_{输出} 和 PWM2_{输出} 信号两者的脉冲、同时阻断 PWM2_{输出} (即,对 DrMOS2 的输入保持为低),以尝试使两个通道再平衡。换言之,通常将用来驱动 DrMOS2 的脉冲将被移至另一通道以改为驱动 DrMOS1。

[0056] 为提供滞后,在需要时可添加另外一对电流源,该对电流源之一被连接至节点 N1 与接地之间,而另一个则被连接在节点 N2 与接地之间。这些电流源可用于选择性地将来自节点 N1 和 N2 的电流汇集至接地。当开关 S1 打开时连接在节点 N1 与接地之间的附加电流源的开关可被闭合,而当开关 S2 打开时连接在节点 N2 与接地之间的附加电流源的开关将被闭合。添加滞后有助于系统返回至更接近平衡,而不是就处于 WOB 边缘。

[0057] 在一实施例中,此脉冲的移动可花两个周期来展开。更具体地,在周期 1, PWM1 可显著增大通过电感器 L1 的电流以使 WOB_L1H 变高 (即 WOB 子检测器 1 检测到 $IL1 > IL2 + I_{\text{偏置}}$)。然后 (例如约 500ns 之后) 响应于 PWM2, DrMOS2 将向电感器 L2 提供脉冲。通常该通过电感器 L2 的电流的增大将把 WOB_L1H 信号重置回低。然而,如果高侧和低侧通道都失衡,则在周期 2 期间 WOB_L1H 可保持为高。当 PWM1_{输出} 信号的下一脉冲由调制器输出时,脉冲路径导向器 (例如 PPD1 和 PPD2) 将把该脉冲提供给 PWM2 (即 DrMOS2 的输入),而非 PWM1 (即,非 DrMOS1 的输入)。WOB 再平衡器也将 PWM2_{输出} 信号的下一个脉冲提供给 PWM2 (即 DrMOS2 的输入) 从而导致 DrMOS2 接收到期望送往 DrMOS1 的脉冲和期望送往 DrMOS2 的脉冲两者,而 DrMOS1 则没有接收到任何脉冲。以此方式,系统可通过调节相位次序来重新平衡。

[0058] 根据诸具体实施例,可另外设置电路系统来确保没有一个 DrMOS 会接收太多脉冲从而损坏 DrMOS 和 / 或电感器。例如,这种附加电路系统可用来确保没有一个 DrMOS 会接收超过调制器 102 所输出的最后 Y 个脉冲中的 X 个脉冲,其中 $X > Y$ (例如 $X = 3$ 且 $Y = 2$)。

[0059] 图 2 示出根据一实施例以确保没有一个 DrMOS 会接收太多脉冲的方式来实现 PPD1 和 PPD2 (或更一般地脉冲路径导向器 104) 的电路系统。相应地,这种电路系统可被称为限制器电路系统,因为它限制可接收 / 移动的脉冲的量。图 2 所示的其它电路系统确保移动整个脉冲,而不是仅仅移动脉冲的一部分。图 2 还包括允许启用和禁用脉冲路径导向器 104 的电路系统。

[0060] 图 3 示出组件故障检测器 120 的示例性细节。组件故障检测器 120 可使用从图 1 和 2 的电路中习得 / 推断的信息 / 信号来确定例如在 DC-DC 转换器 100 启动期间是否存在故障。例如,图 3 的组件故障检测器可用来确定电感器 (L1 或 L2) 或 DrMOS (DrMOS1 或 DrMOS2) 之一或其一部分何时缺失、失效、或未正确连接。图 3 的细节如下所述。

[0061] 图 4A 示出常规 DC-DC 转换器的模拟结果,其示出在约 220us 和 280us IL1 和 IL2 失衡至可视为 WOB 的点,这是因引入模拟高频负载瞬变而引起的。图 4B 示出相同 DC-DC 转换器但添加和使用 WOB 再平衡器的模拟结果,其中引入了相同的模拟高频负载瞬变。如根据图 4B 可理解的,WOB 再平衡器将使通过电感器 L1 和 L2 的电流 IL1 和 IL2 分别更接近彼此地追随,这是合乎需要的。更一般地,WOB 再平衡器将使两个通道中的电流和功率更接近彼此地追随。

[0062] 图 5A-5J (统称为图 5) 的波形用来示出图 1 实施例的操作的更多细节。图 5A 和 5B 分别示出由图 1 中的调制器输出的 PWM1_{输出} 和 PWM2_{输出} 信号。图 5C 和 5D 分别示出输入至 DrMOS1 的 PWM1 信号和输入至 DrMOS2 的 PWM2 信号。换言之,图 5C 示出 PPD1 的输出而图 5D 示出 PPD2 的输出。图 5E 和 5F 分别是图 1 中节点 N2 和 N1 上的电压,它们是提供给 WOB 子检测器 2 和 WOB 子检测器 1 的输出电路系统的电压。图 5G 和 5H 分别是由 WOB 子检测器 1 和 WOB 子检测器 2 输出的逻辑高信号 WOB_1H 和 WOB_2H。更具体地,当 $IL1 > IL2 + I_{偏置}$ 时 WOB_L1H 响应于节点 N1 被拉至接地而变高,且当 $IL2 > IL1 + I_{偏置}$ 时 WOB_L2H 响应于节点 N2 被拉至接地而变高。图 5J 是指示通过电感器 L1 和 L2 的电流的感测电流信号 IL1 和 IL2。

[0063] 在图 5 中,高频负载瞬变在约 30us 开始。如根据图 5 可以理解,在 30us 之前,节点 N1 和 N2 上的电压基本上保持于 5V,从而使 WOB_L1H 和 WOB_L2H 保持为低,这使 PWM1 追随 (即基本上等于) PWM1_{输出} 并使 PWM2 追随 PWM2_{输出}。然而,从约 30us 开始,节点 N2 被拉至接地达 0.5us,返回至 5V 达 0.5us,然后拉至接地达另一个 1us,这使 WOB_L2H 变高同时 N2 被拉至接地。负载瞬变还使节点 N1 从约 32us 开始被拉至接地达约 1us,这使 WOB_L1H 变高同时 N1 被拉至接地。WOB_L1H 和 WOB_L2H 信号以及其互补的 WOB_L1Hn 和 WOB_L2Hn 被用来控制 PPD1 和 PPD2,如上所述。这导致 PWM2_{输出} 的 (图 5B 中的) 脉冲 502 和 506 被移至 (图 5C 中的) PWM1,而 PWM1_{输出} 的 (图 5A 中的) 脉冲 504 被移至 (图 5D 中的) PWM2,以平衡两相 DC-DC 转换器的两个通道。

[0064] 图 6 与图 5 相似,但仅有一个脉冲 602 从 PWM2_{输出} 移至 PWM1,且没有脉冲从 PWM1_{输出} 移至 PWM2。

[0065] 图 7 与图 5 和 6 相似,且有更激烈的高频负载瞬变施加于模拟中,这导致更多的

脉冲（即脉冲 704、708 和 712）从 PWM1_{输出} 移至 PWM2，且有更多的脉冲（即脉冲 702、706 和 710）从 PWM2_{输出} 移至 PWM1。

[0066] 图 8 和 9 与图 5-7 相似，但针对不同的模拟响应。

[0067] 再参看图 1A，在具体实施例中，脉冲路径导向器 104 从脉宽调制器 102 处接收第一和第二脉宽调制信号（PWM1_{输出} 和 PWM2_{输出}）。另外，脉冲路径导向器 104 取决于来自 WOB 检测器 112 的反馈，选择性地向第一和第二驱动器 MOSFET 级（DrMOS1 和 DrMOS2）的输入提供第一和第二脉宽调制信号（PWM1_{输出} 和 PWM2_{输出}）的脉冲，以调节第一电流（IL1）与第二电流（IL2）之间的平衡，且由此调节通过第一电感器（L1）的电流与通过第二电感器（L2）的电流之间的平衡。在一实施例中，脉冲路径导向器 104 选择性地向第一驱动器 MOSFET 级（DrMOS1）的输入或第二驱动器 MOSFET 级（DrMOS2）的输入提供第一脉宽调制信号（PWM1_{输出}）的各个脉冲，且可选择性地向第一驱动器 MOSFET 级（DrMOS1）的输入或第二驱动器 MOSFET 级（DrMOS2）的输入提供第二脉宽调制信号（PWM2_{输出}）的各个脉冲。

[0068] 在另一实施例中，在向第一和第二驱动器 MOSFET 级（DrMOS1 和 DrMOS2）提供第一和第二脉宽调制信号（PWM1_{输出} 和 PWM2_{输出}）之前，脉冲路径导向器 104 交换由脉宽调制器 102 输出的第一和第二脉宽调制信号（PWM1_{输出} 和 PWM2_{输出}）的相位。再一次，这用来调节第一电流（IL1）与第二电流（IL2）之间的平衡，且由此调节通过第一与第二电感器（L1 与 L2）的电流之间的平衡。

[0069] 更一般地，脉冲路径导向器 104 调节多相 DC-DC 转换器的各个通道中的电流之间的平衡，以由此平衡通道中的电流和功率。

[0070] 现在将使用图 12 来归纳可用来再平衡通过多相 DC-DC 转换器的电流的本发明的各个方法。参看图 12，在步骤 1202，监视多相 DC-DC 转换器内的 WOB 状况。此外，如步骤 1204 所示，通过多相 DC-DC 转换器的多个通道的电流之间的平衡取决于在步骤 1202 检测到的 WOB 状况来进行调节。

[0071] 根据具体实施例，步骤 1202 可包括检测在指示通过第一电感器（例如图 1A 和 1B 中的 L1）的电流的第一电流（例如 IL1）比指示通过第二电感器（例如图 1A 和 1B 中的 L2）的电流的第二电流（例如 IL2）大了超过预定偏置电流时的第一 WAB 状况。另外，步骤 1202 可包括检测在指示通过第二电感器（例如图 1A 和 1B 中的 L2）的电流的第二电流（IL2）比指示通过第一电感器（L1）的电流的第一电流（IL1）大了超过预定偏置电流时的第二 WAB 状况。更一般地，步骤 1202 可包括检测在指示通过 DC-DC 转换器的第一通道的电流的第一电流比指示通过 DC-DC 转换器的第二通道的电流的第二电流大了超过预定偏置电流时的第一 WAB 状况。另外，步骤 1202 可包括检测在通过 DC-DC 转换器的第二通道的第二电流比通过 DC-DC 转换器的第一通道的第一电流大了超过预定偏置电流时的第二 WAB 状况。因为本文中所述的 WOB 状况涉及超常失衡的电流，所以 WOB 状况可更为具体地称为“WOB 电流状况”。由此，第一 WOB 状况可称为“第一 WOB 电流状况”，而第二 WOB 状况可称为“第二 WOB 电流状况”。

[0072] 根据具体实施例，步骤 124 可包括取决于在步骤 1202 检测到的 WOB 状况，向第一与第二驱动器 MOSFET 级（例如图 1A 和 1B 中的 DrMOS1 和 DrMOS2）提供第一与第二脉宽调制信号（例如 PWM1_{输出} 与 PWM2_{输出}）的脉冲，以调节第一电流（例如 IL1）与第二电流（例如 IL2）之间的平衡。这将具有调节两个通道中的电流之间的平衡的效果，例如调节通过第一

电感器 (L1) 的电流与通过第二电感器 (L2) 的电流的平衡。这可包括选择性地向第一驱动器 MOSFET 级 (DrMOS1) 的输入或第二驱动器 MOSFET 级 (DrMOS2) 的输入提供第一脉宽调制信号 (PWM1_{输出}) 的各个脉冲,且可选择性地向第一驱动器 MOSFET 级 (DrMOS1) 的输入或第二驱动器 MOSFET 级 (DrMOS2) 的输入提供第二脉宽调制信号 (PWM2_{输出}) 的各个脉冲。

[0073] 根据其它实施例,步骤 1204 可包括在向第一和第二驱动器 MOSFET 级 (例如图 1A 和 1B 中的 DrMOS1 和 DrMOS2) 提供第一和第二脉宽调制信号 (PWM1_{输出} 和 PWM2_{输出}) 之前,交换由脉宽调制器输出的第一和第二脉宽调制信号 (例如 PWM1_{输出} 和 PWM2_{输出}) 的相位,以调节两个通道中的电流之间的平衡。

[0074] 现在将再次参考图 3,其如上所述是组件故障检测器 120 的一个实施例,组件故障检测器 120 可用于确定何时存在例如由于电感器 (L1 或 L2) 或 DrMOS (DrMOS1 或 DrMOS2) 之一或其一部分缺失、失效、未正确连接、或断开所引起的故障。在一实施例中,这通过对从 PWM1_{输出} 移至 PWM2 和 / 或从 PWM2_{输出} 移至 PWM1 的脉冲的数量计数来实现。如果例如在系统启动期间在一个方向上移动的脉冲的数量超过在另一方向上移动的脉冲的数量达至少指定阈值量,则这指示故障。这种故障在检测到时可用来关断电路以避免或最小化对其中使用 DC-DC 转换器的更大电路的损坏。此外或替换地,这种故障在被检测到时可用来产生组件故障检测信号,该组件故障检测信号可被提供给另一子系统。还应注意,组件故障检测器可在除启动、或软启动之外的期间使用,如下所述。

[0075] 参看图 3,数字加法 / 减法计数器 310 被示为包括加法输入、减法输入、时钟 (clk) 输入、重置 (rst) 输入、以及多个输出 (示为 Q0-Q7,且 Q0 为最低有效位 (LSB))。加法 / 减法计数器 310 的加法输入被示为在脉冲从 PWM1_{输出} 移至 PWM2 的任何时候接收脉冲,而减法输入被示为在脉冲从 PWM2_{输出} 移至 PWM1 的任何时候接收脉冲 (但至加法输入和减法输入的输入可被反转)。时钟输入被示为接收使用 NAND 门和图 2 中产生的 PWM1-2n 和 PWM2-1n 信号所产生的时钟信号,但不限于此。例如,时钟信号可替换地通过对 PWM1_{输出} 和 PWM2_{输出} 信号求或产生。第二 NAND 门将响应于例如在软启动状况期间增压的基准电压达到指定电压 (例如 0.5V) 的指定状况重置数字加法 / 减法计数器。在图 3 的配置中,加法 / 减法计数器将从芯片 (加法 / 减法计数器位于其中) 启用之时起进行加法 / 减法计数,直至增压中的基准电压达到 0.5V。这种基准电压可以是例如数模转换器 (DAC) 的输出,但不限于此。如果在基准电压达到指定电平 (例如 0.5V) 之前加法 / 减法计数器 310 加法 (或减法) 计数至指定计数值 (例如 16),则检测到软启动故障 (SS 故障)。然而,如果到基准电压达指定电平 (例如 0.5V) 时计数器没有加法 (或减法) 计数至指定值 (例如 16),则对重置引脚的输入变高且保持为高 (直到掉电和另一软启动发生),并且没有检测到故障。

[0076] 由于脉冲的移动是 WOB 检测器 112 所检测到的 WOB 状况的结果,因此组件缺陷检测器 120 实质上监视一种 WOB 状况的发生比另一种 WOB 状况频繁多少。换言之,如果在预定时段期间 WOB 状况之一比另一种 WOB 状况多发生至少指定次数,则组件故障检测器 120 可检测到故障。

[0077] 再参看图 1A,根据一实施例,组件故障检测器 120 监视在 DC-DC 转换器的指定时段 (例如软启动) 期间 (或更一般地,在 DC-DC 转换器位于其内的较大电路的诸如软启动的指定时段期间) WOB 检测器 112 的输出。如果在软启动的初始部分 (其可以是时间和 / 或电压相关的) 期间 DC-DC 转换器的一个通道处于 WOB 比另一个通道多至少指定阈值量次 (例

如,第一通道处于 WOB 比第二通道多 16 次,或反之),则检测到 SS 故障,否则则没有检测到 SS 故障。作为一更具体示例,如果第一通道在软启动的初始部分期间处于 WOB 达 20 次,而第二通道在软启动的初始部分期间处于 WOB 只有 4 次,则因为第一通道处于 WOB 比第二通道多 16 次而能检测到 SS 故障。

[0078] 组件故障检测器 120 可在除启动外的其它时段期间使用,例如通过在启动之后周期性地重置加法/减法计数器 310。如果在计数器 310 被重置之前一个通道处于 WOB 比另一个通道多至少指定阈值量次,则检测到故障状况。如上所述,当检测到故障时,DC-DC 转换器可被关闭以避免或最小化对其内使用 DC-DC 转换器的较大电路的损坏。这种关闭可例如通过三态化驱动器 MOSFET 级的 MOSFET 的输出来进行,但不限于此。另外,或替换地,这种故障在被检测到时可用来产生可被提供给另一子系统的组件故障检测信号,该另一子系统可储存组件故障检测信息和/或确定并控制如何处理所检测到的故障。

[0079] 只要电路至少包括 WOB 检测器 112 电路,组件故障检测器 120 就可在具有或不具有如上所详述的 WOB 再平衡器的情况下使用。因此,WOB 检测器 112 可被视为是组件故障检测电路的一部分。换言之,组件故障检测电路可被视为还包括本文中所述的 WOB 检测器 112 和组件故障检测器 120 或类似的这种电路。

[0080] 图 10(包括图 10A-10C)和图 11(包括图 11A-11F)示出图 1 的电感器 L1 在 200us 断开的模拟。如从图 10B 和图 11E 可以理解,这将导致在 L1 电感器断开之后约 40us SS 故障信号(在图 3 中标示)变高。在此示例中,当比从 PWM2_{输出}移至 PWM1 的脉冲多 16 个的脉冲从 PWM1_{输出}移(重定向)至 PWM2 时,SS 故障变高。

[0081] 图 13 是用于归纳可用来检测多相 DC-DC 转换器内的组件故障的本发明的各个方法的高级流程图。参看图 13,在步骤 1302 监视多相 DC-DC 转换器的通道的 WOB 状况。步骤 1302 与上述步骤 1202 相似,因此无需赘述。在步骤 1304,取决于检测到的 WOB 状况来监视组件故障。例如,如果在预定时段期间 WOB 状况之一比另一种 WOB 状况多发生至少指定次数,则在步骤 1304 可检测到故障。预定时段可以是例如软启动的指定初始部分。另外,或替换地,预定时段可以是在 DC-DC 转换器工作期间周期性地重置的指定时间量。在另一实施例中,预定时段可以是最后的 M 个时钟周期,从而导致组件故障检测器实质上监视 WOB 状况的移动平均。如上所述,如果例如 DC-DC 转换器的电感器(例如 L1 或 L2)和/或驱动器-MOSFET 级(例如 DrMOS1 或 DrMOS2)或其一部分缺失、失效、不正确地连接或断开,则组件故障可发生。

[0082] 图 14 是包括一对多相 DC-DC 转换器 100 的示例性系统(例如计算机系统)的一部分的框图,每一个多相 DC-DC 转换器 100 还具有相应的组件故障检测器 120。参照图 14,该系统包括例如母板的印刷电路板(PCB)1402,其上定位有向每一个多相 DC-DC 转换器 100 提供 V_{dd}(例如 5V)和 V_{输入}(例如 12V)的 AC/DC 电源 1410。V_{dd}和 V_{输入}相同(例如 12V)也是可能的,在该情形中 AC/DC 电源仅需产生单个电压电平。AC/DC 电源 1410 可替换地定位于 PCB 1402 之外。多相 DC-DC 转换器 100 之一被示为用来产生第一电压电平(V_{输出_a}),该电平被用来向中央处理单元(CPU)1420 供电。另一个多相 DC-DC 转换器 100 被示为用来产生第二电压电平(V_{输出_b}),该电平被用来向图形处理单元(GPU)1430 供电或用来向第二 CPU(例如如经常在具有多个 CPU 的服务器中实现)供电。取决于 CPU1420 和 GPU 1430 的功率要求,V_{输出_a}和 V_{输出_b}可相同或不同。每个多相 DC-DC 转换器 100 内都有 WOB 再平衡

器,其包括 WOB 检测器 112 和脉冲路径导向器 114。图 14 所示系统的部分可在还包括其它模块的计算机系统中使用,其它模块诸如但不限于存储器(例如随机存取存储器(RAM)、闪存、高速缓存等)、存储设备(例如硬盘、DVD-R/RW、CD-R/RW 或 RAM)、有线接口模块(例如 USB、RS-232 串行端口、以太网卡)、被配置成使用无线协议(例如蓝牙、WiFi、IEEE 802.11 等)通信的无线接口模块、显示器等。

[0083] 前面的描述是关于本发明的优选实施例的。这些实施例是出于例示和描述的目的提供的,但并非旨在是穷尽的或将本发明限于所公开的精确形式。许多修改和变体对本领域技术人员将是显而易见的。选择和描述诸实施例是为了最佳地描述本发明的原理和实践应用,从而使得本领域技术人员能够理解本发明。相信略微的修改和变化在本发明的精神和范围内,例如具有两个以上通道/相位、和/或将本发明应用于除所示降压转换器拓扑外的 DC/DC 转换器拓扑。其目的是,本技术的范围要由所附权利要求书及其等效方案来限定。

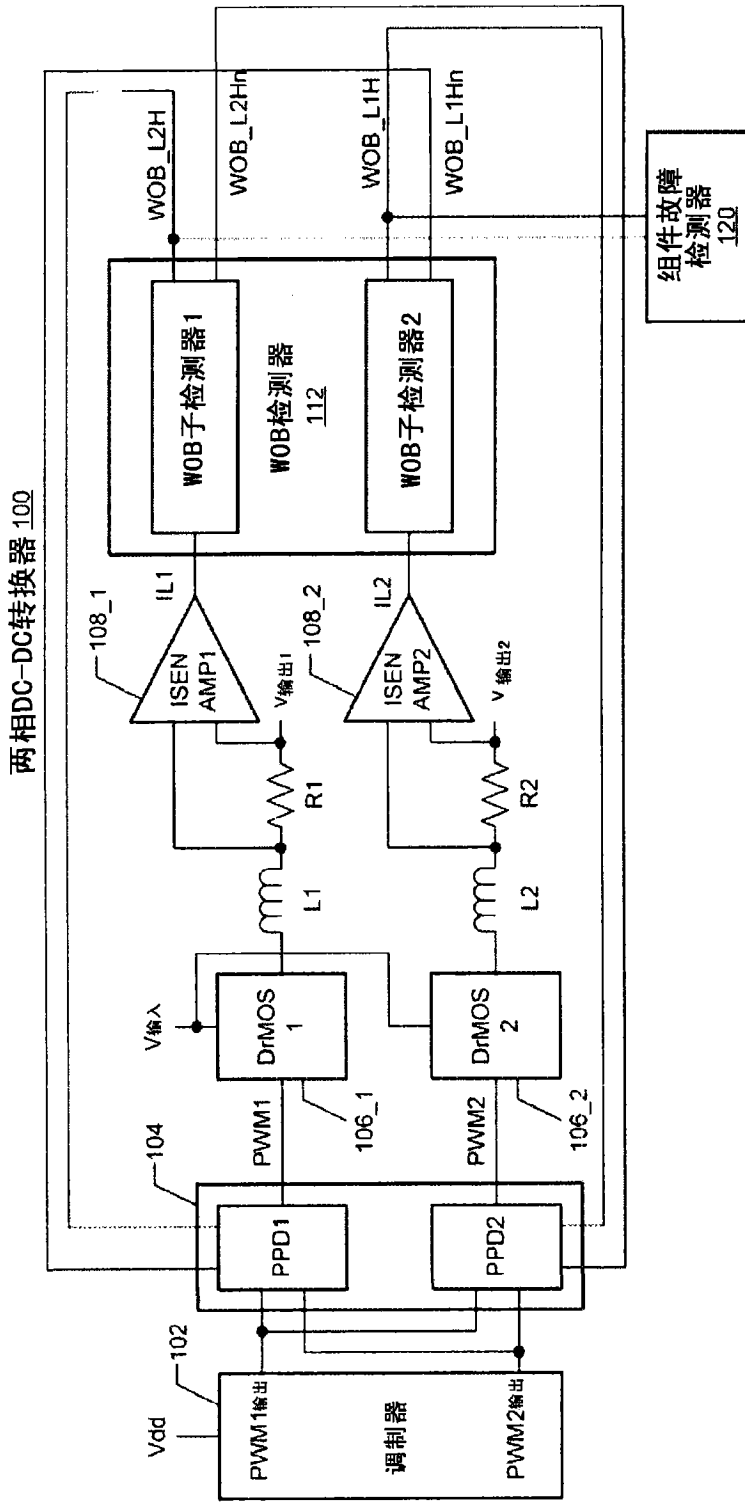


图 1A

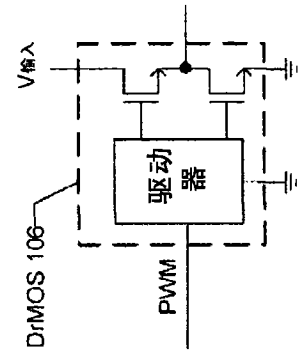


图 1C

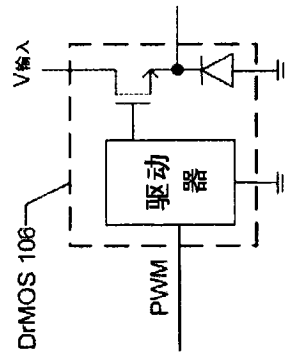


图 1D

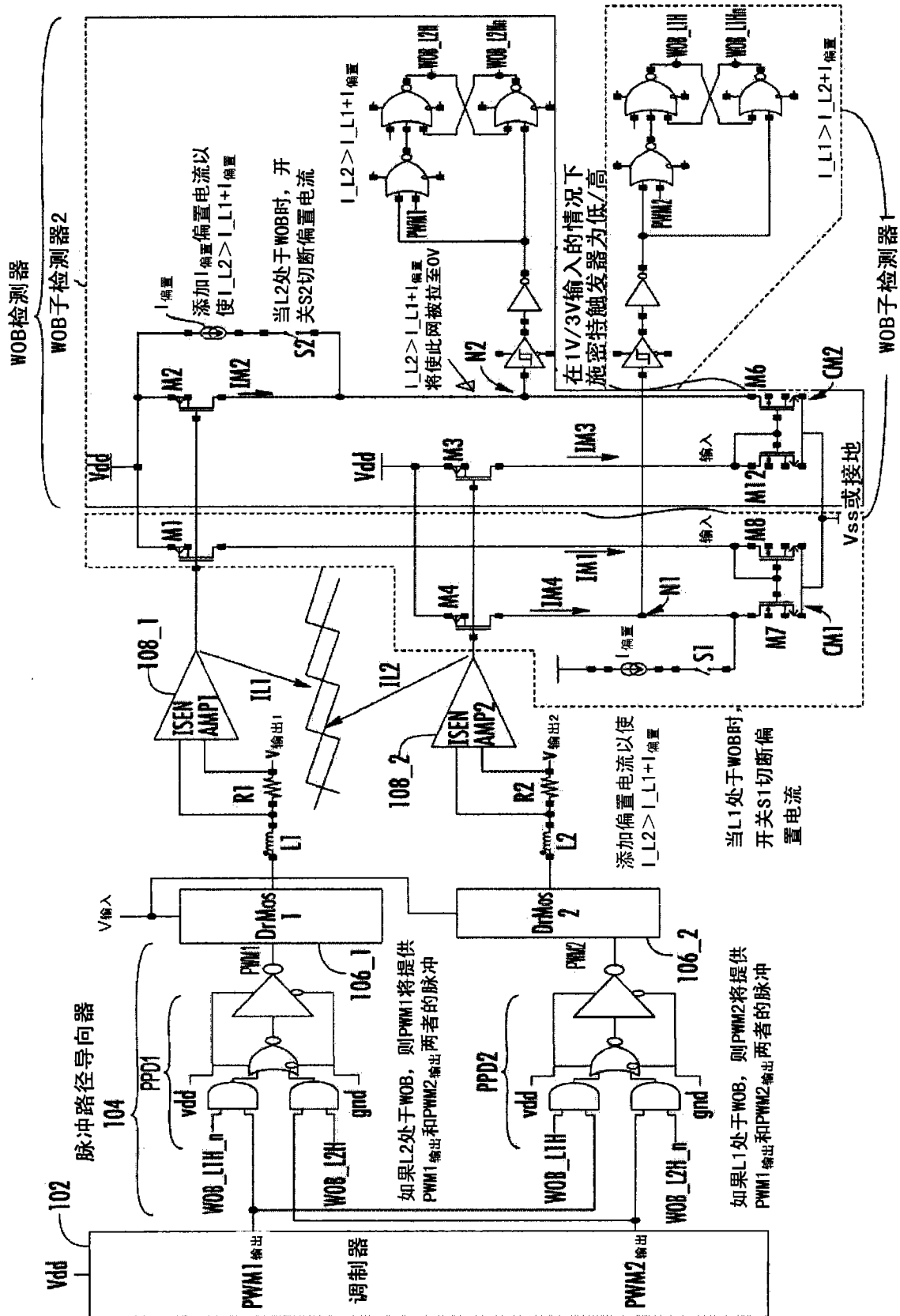
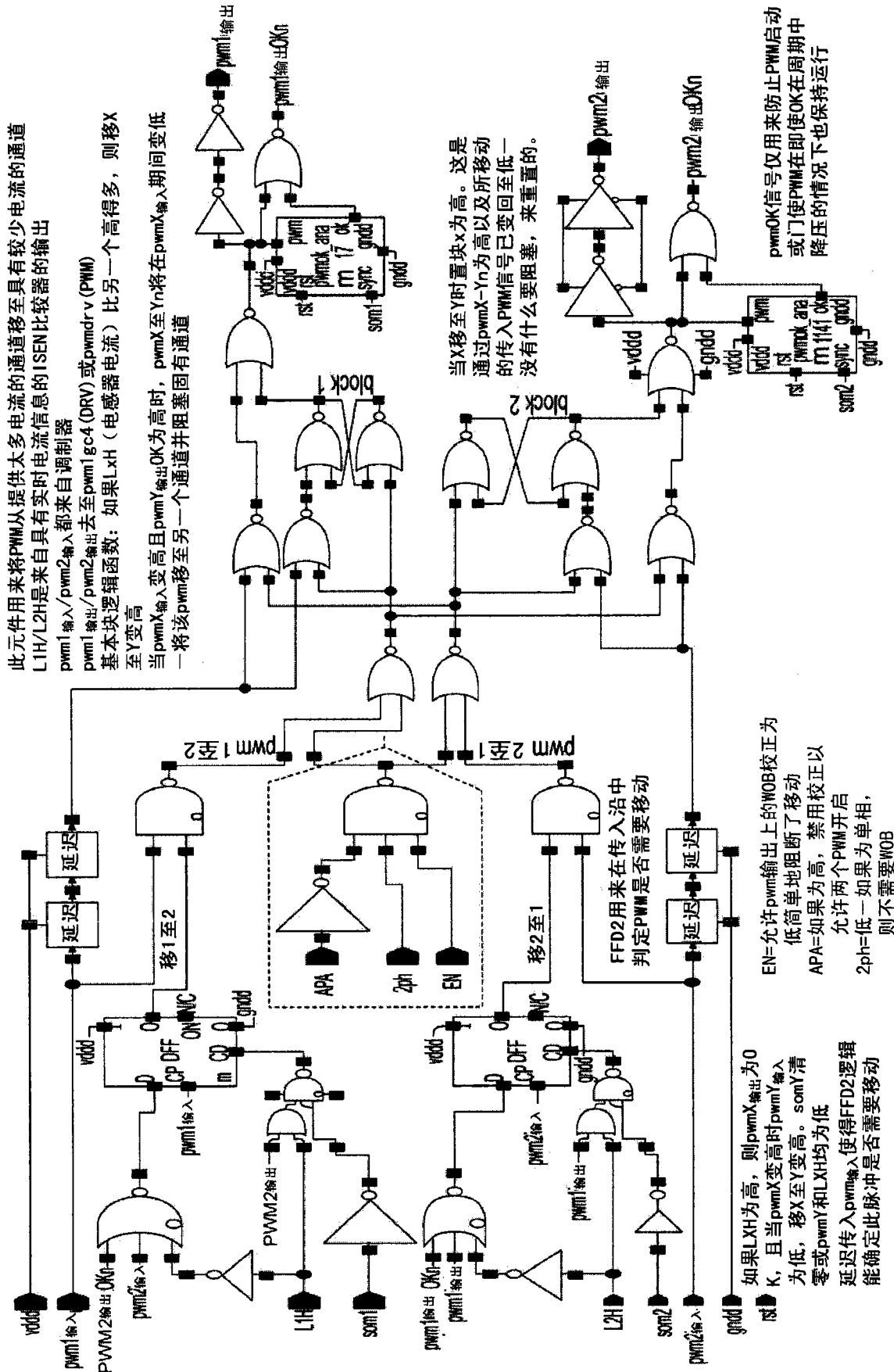


图 1B

此元件用来将PWM从提供太多电流的通道移至具有较少电流的通道
 L1H/L2H是来自具有实时电流信息的ISEN比较器的输出
 pwm1输入/pwm2输入都来自调制器
 pwm1输出/pwm2输出去至pwm1_gc4 (DRV) 或pwmdrv (PWM)
 基本块逻辑函数: 如果LxH (电感器电流) 比另一个高得多, 则移X
 至Y变高
 当pwmX输入变高且pwmY输出OK为高时, pwmX至Yn将在pwmX输入期间变低
 一将该pwm移至另一个通道并阻塞固有通道



当X移至Y时置块x为高。这是
 通过pwmX-Yn为高以及所移动
 的传入PWM信号已变回至低—
 没有什么要阻塞, 来重置的。

EN=允许pwm输出上的WOB校正为
 低简单地阻断了移动
 APA=如果为高, 禁用校正以
 允许两个PWM开启
 2ph=低—如果为单相,
 则不需要WOB

如果LXH为高, 则pwmX输出为0
 K, 且当pwmX变高时pwmY输入
 为低, 移X至Y变高。somY清
 零或pwmY和LXH均为低
 延迟传入pwm输入使得FFD2逻辑
 能确定此脉冲是否需要移动

pwmOK信号仅用来防止PWM启动
 或门使PWM在即使OK在周期中
 降压的情况下也保持运行

图 2

120 组件故障检测器

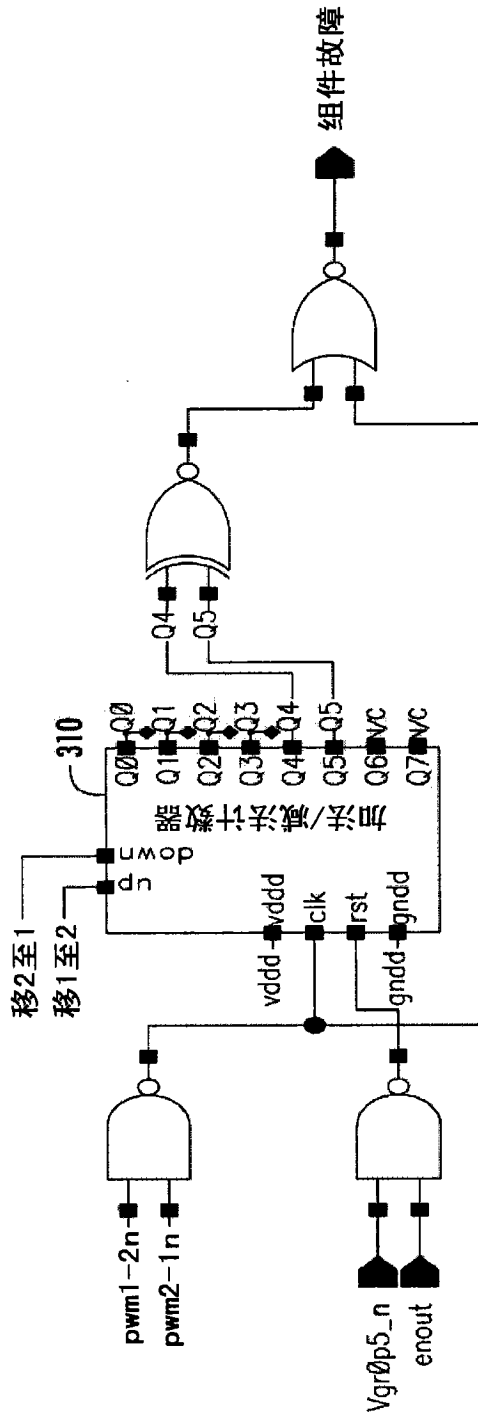


图 3

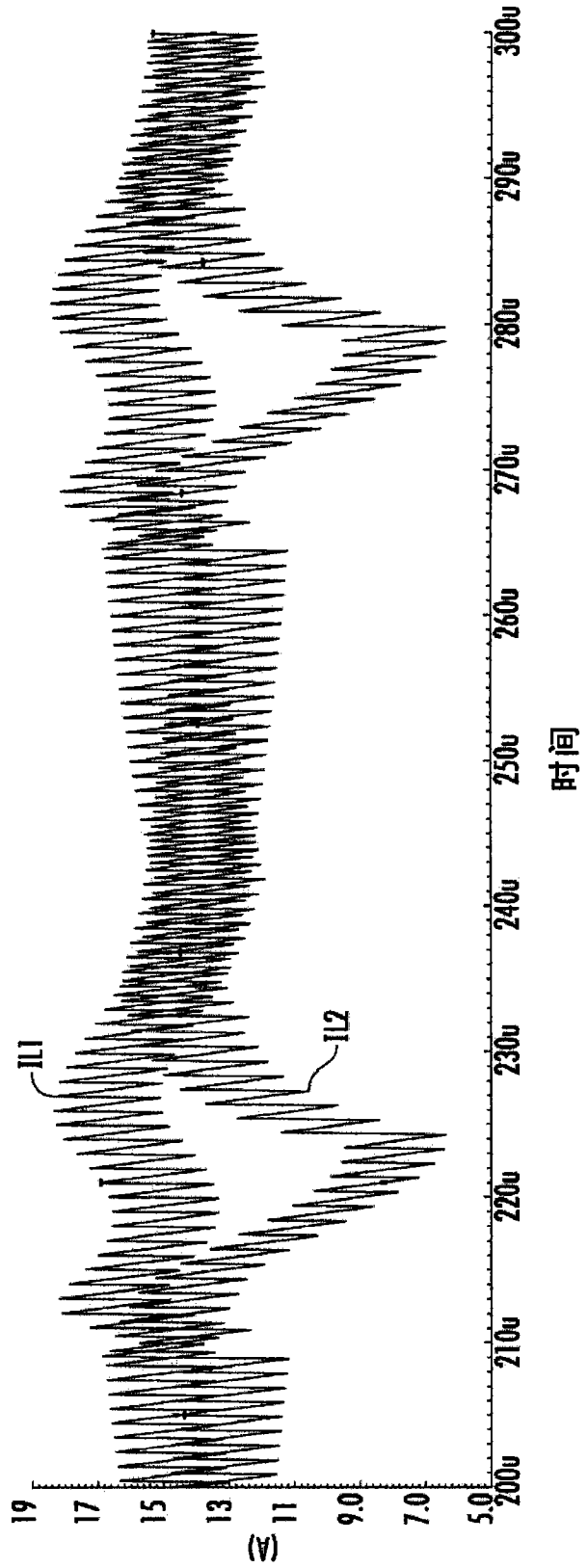


图 4A

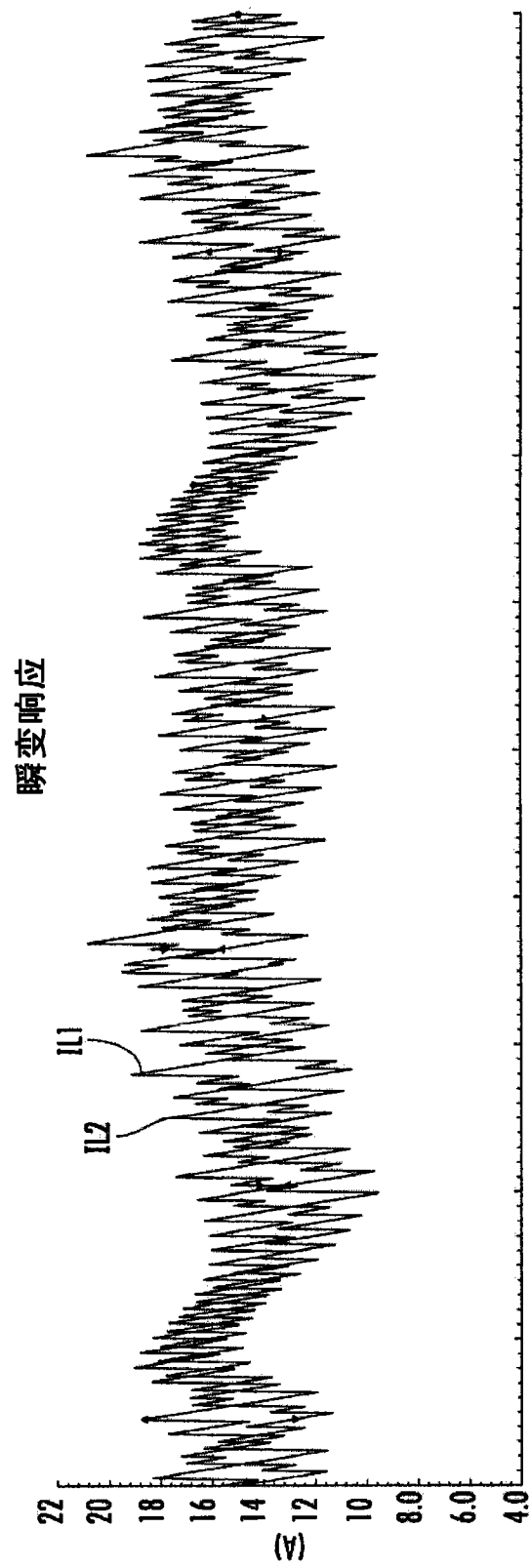


图 4B

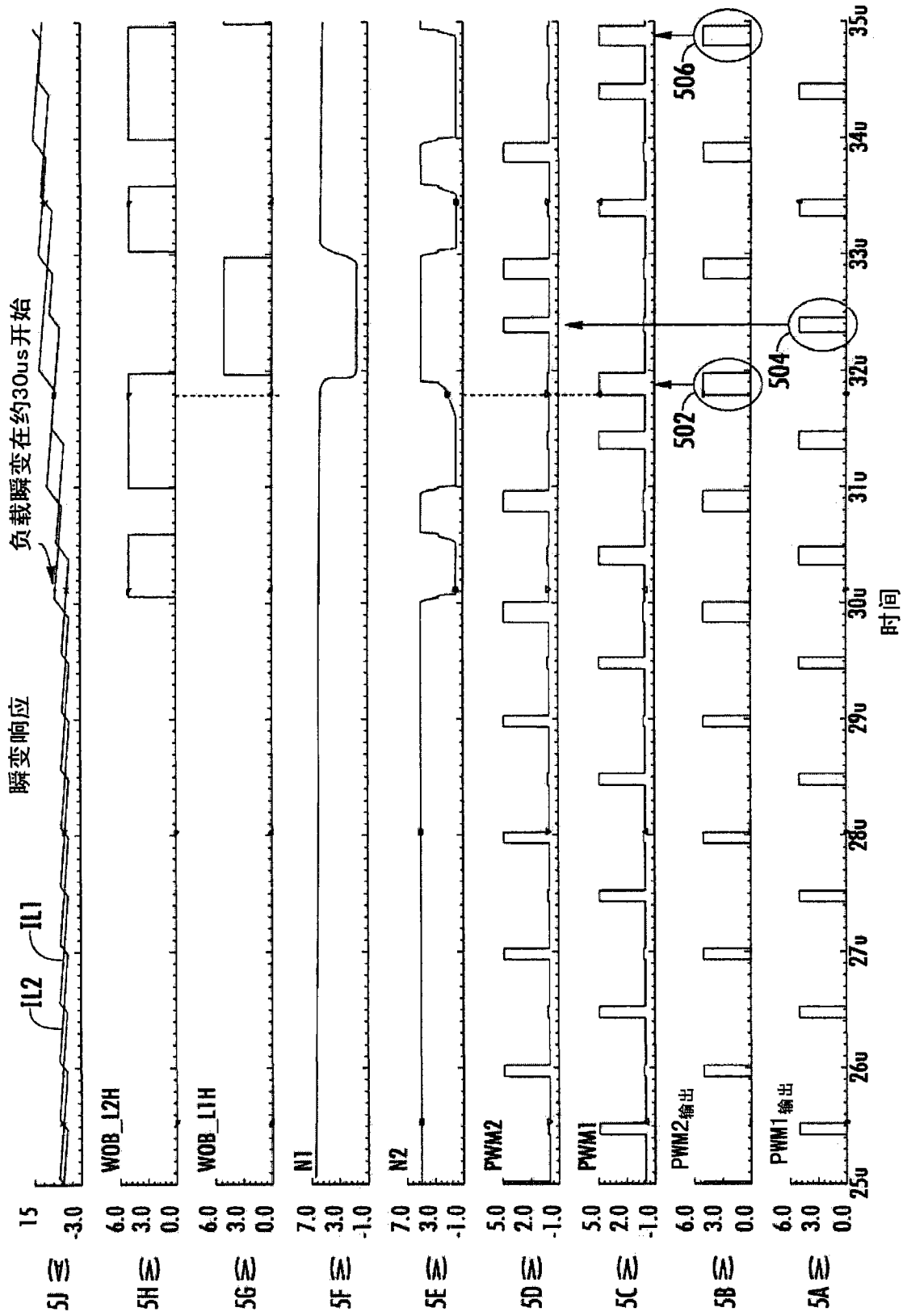


图 5

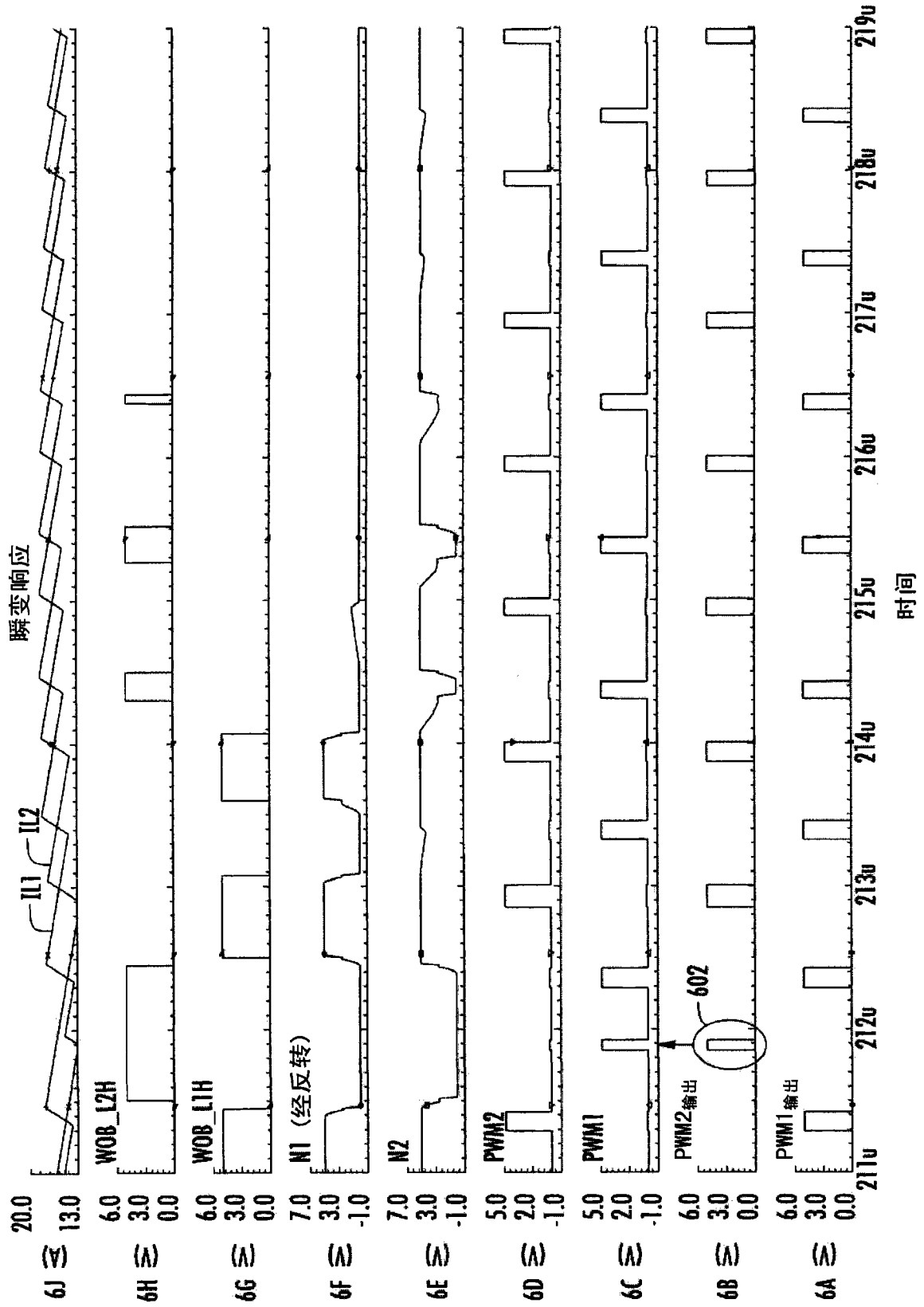


图 6

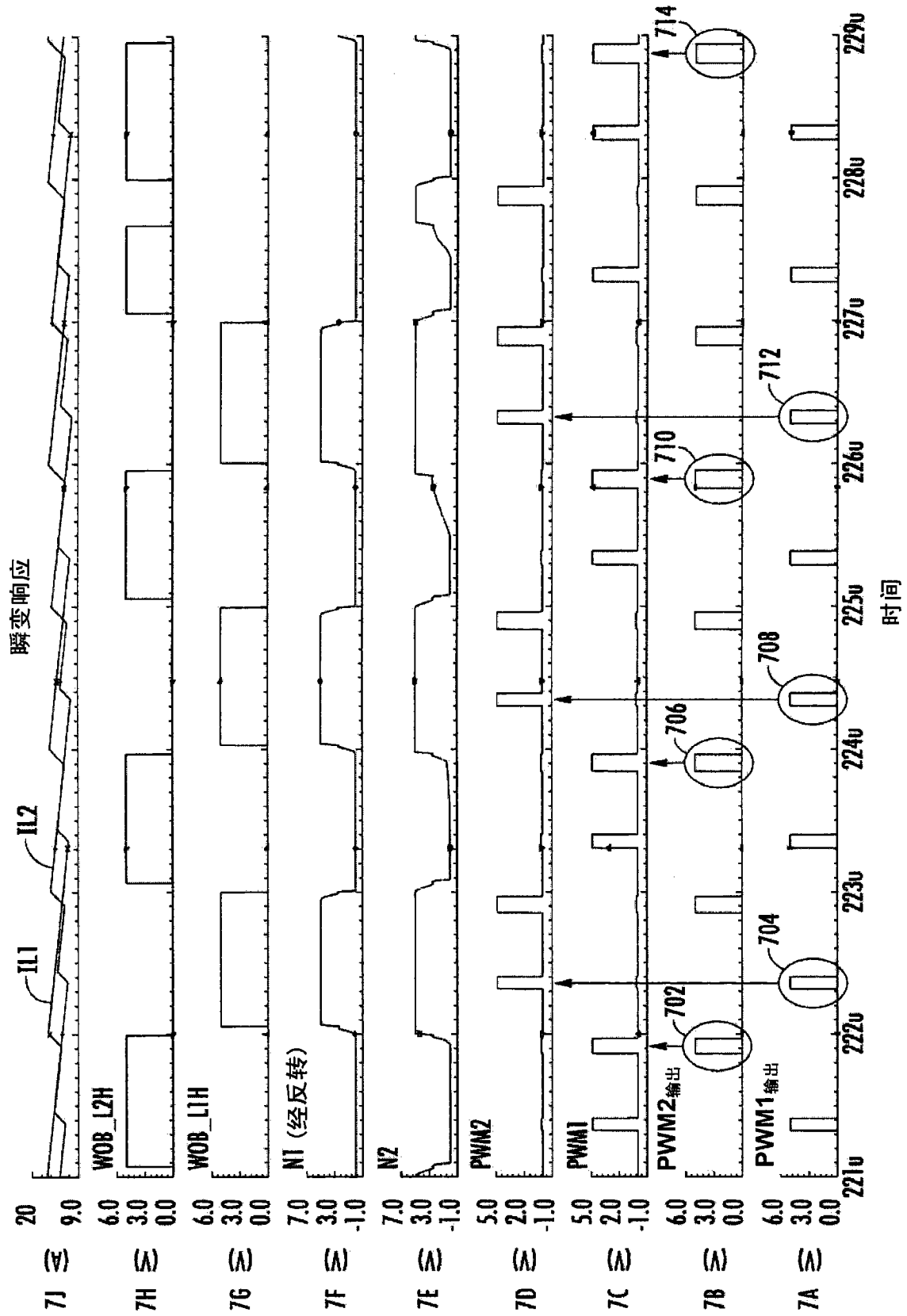


图 7

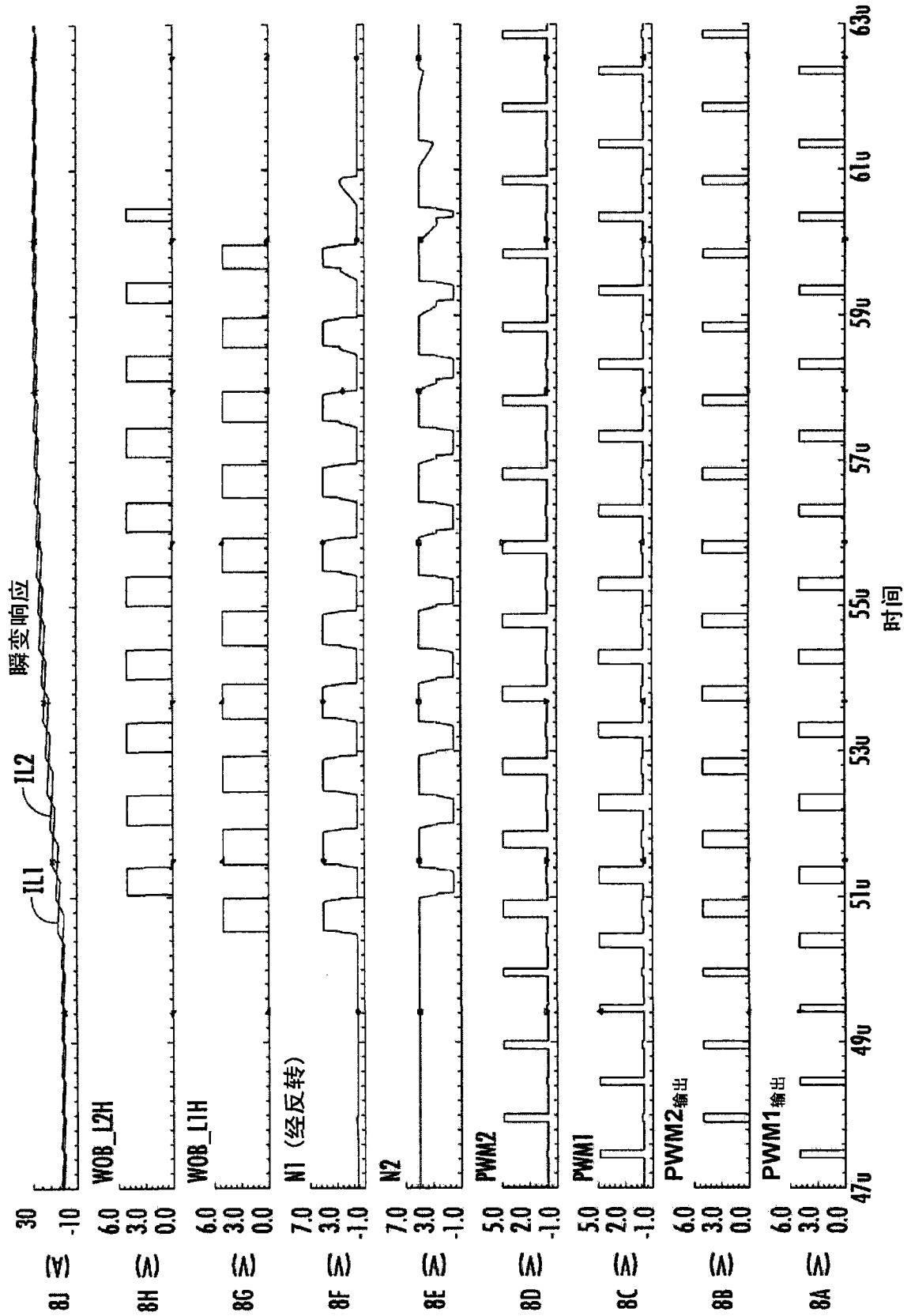


图 8

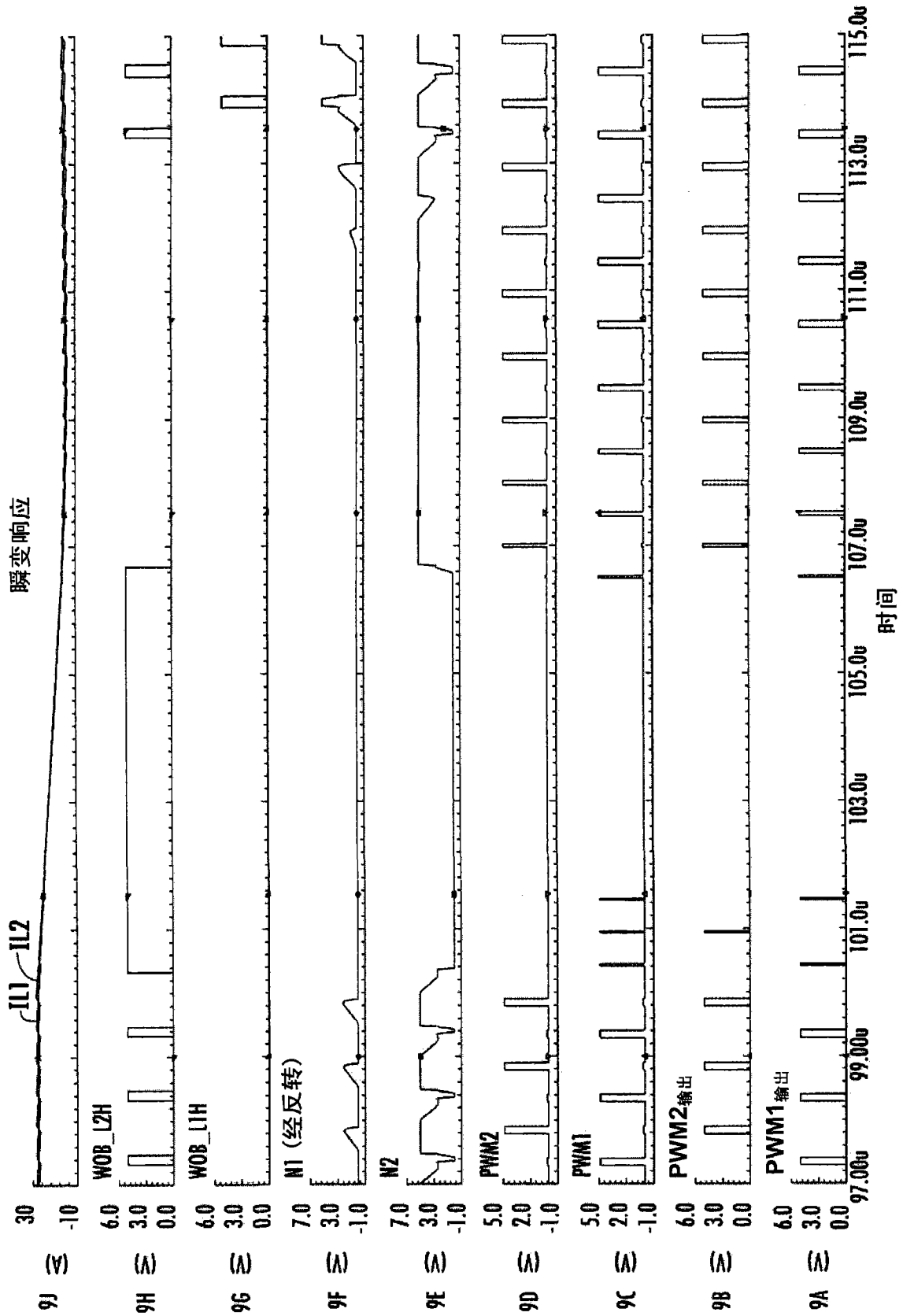


图 9

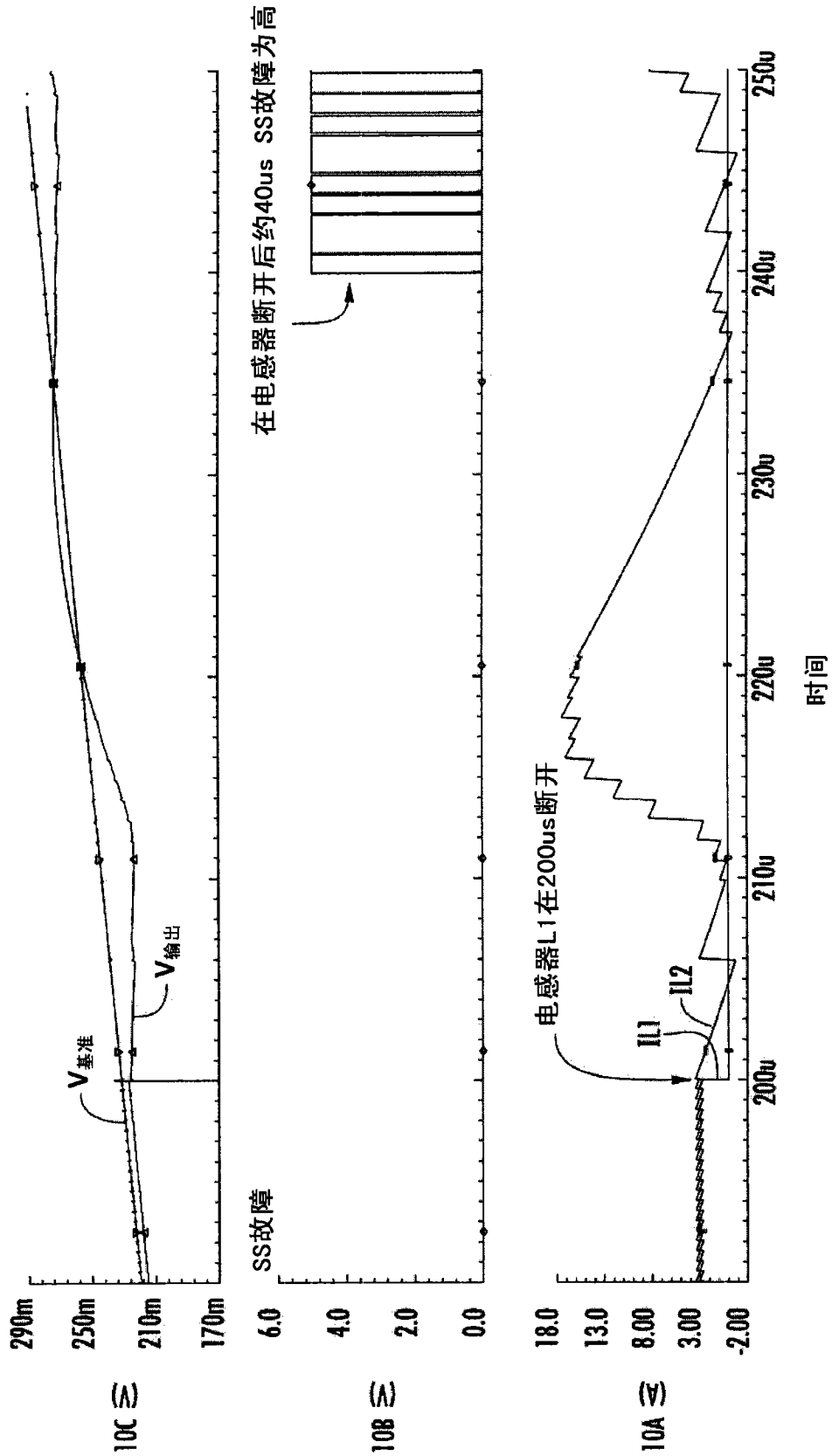


图 10

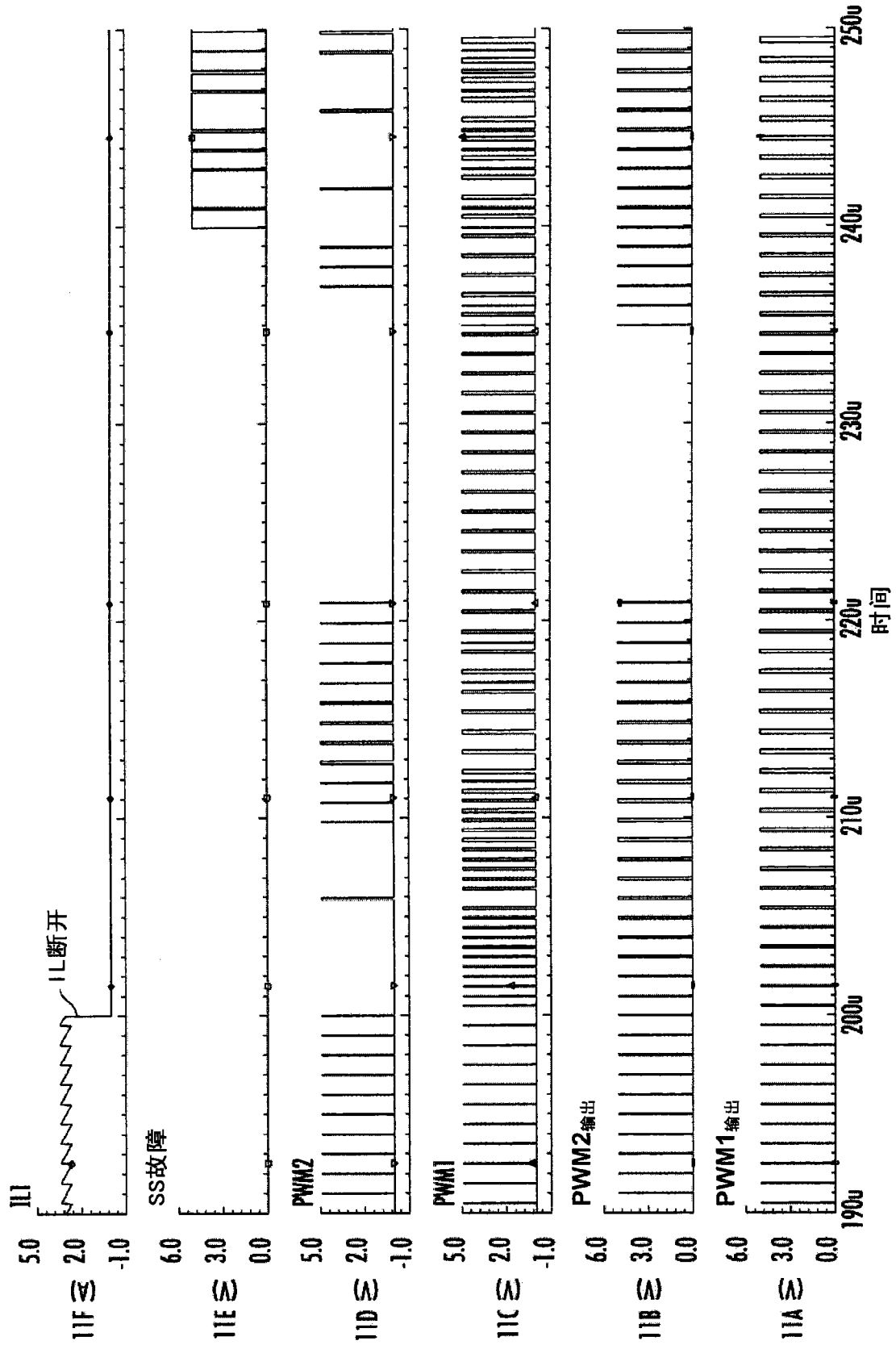


图 11

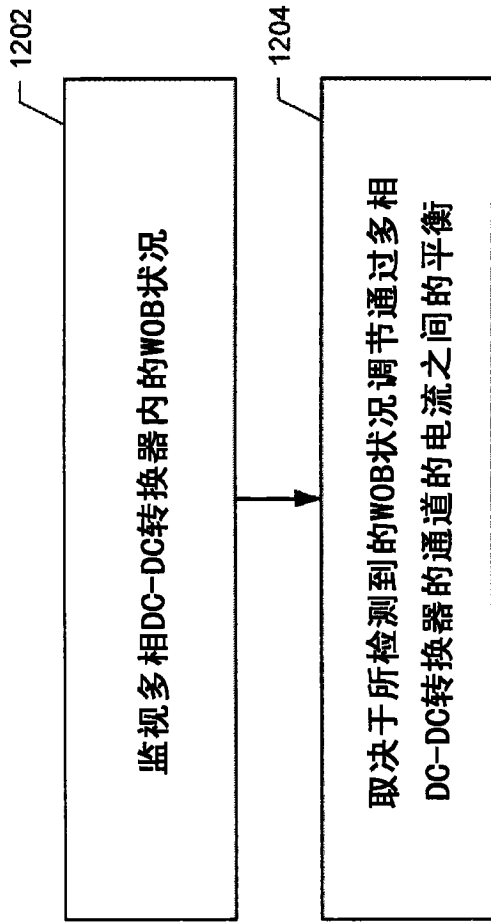


图 12

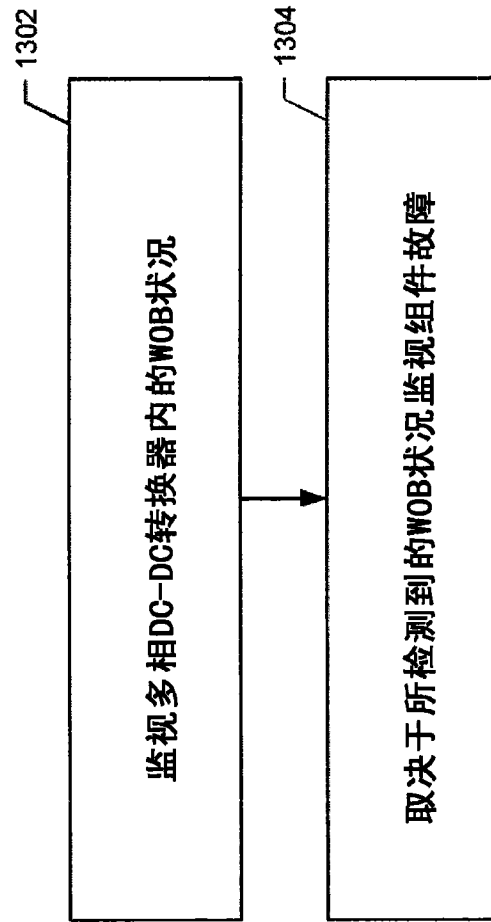


图 13

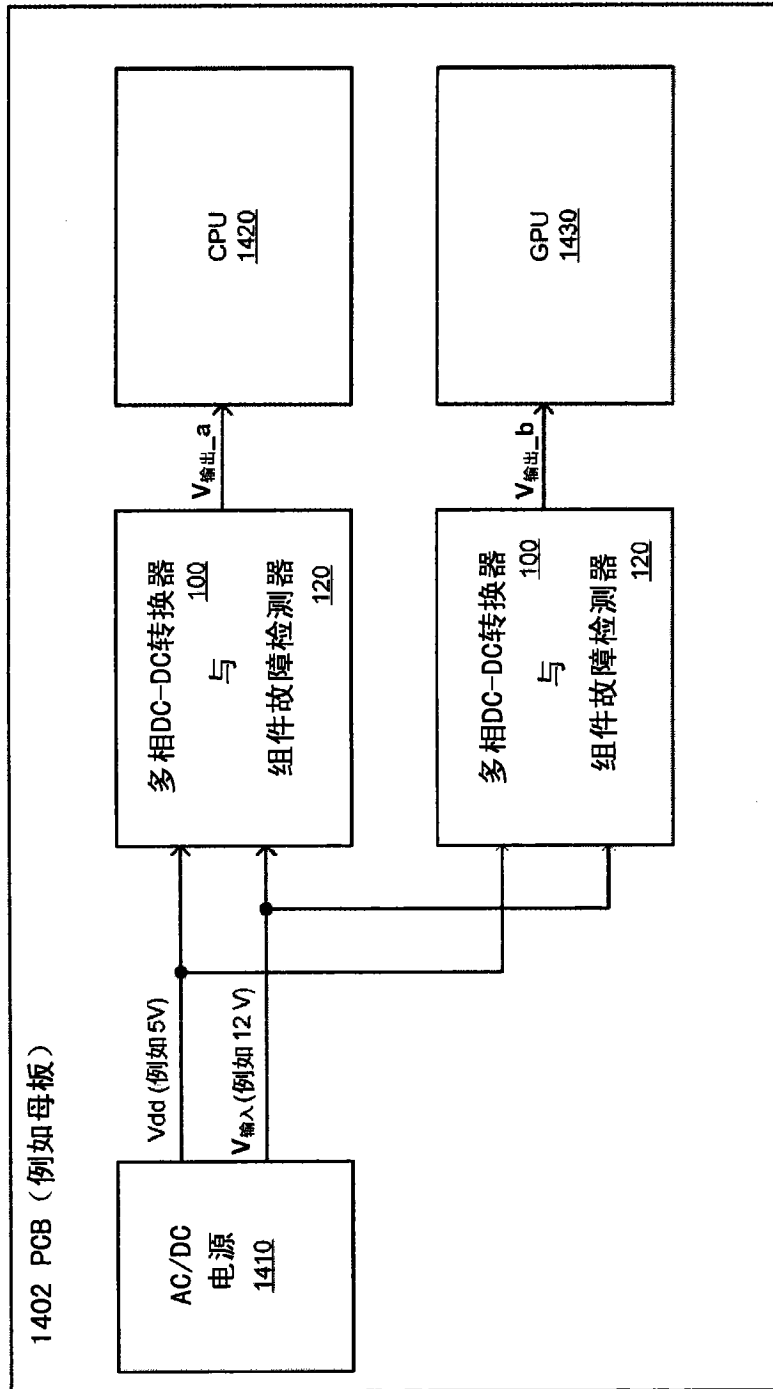


图 14