

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H02M 3/10 (2006.01)

H02M 3/155 (2006.01)

H02M 1/08 (2006.01)



# [12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200610008501.X

[45] 授权公告日 2009年3月4日

[11] 授权公告号 CN 100466434C

[22] 申请日 2006.2.10

[21] 申请号 200610008501.X

[30] 优先权

[32] 2005.2.10 [33] US [31] 60/651,599

[32] 2005.7.5 [33] US [31] 60/696,680

[32] 2005.12.23 [33] US [31] 11/318,081

[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 W·邱 Z·梁 R·H·爱沙姆

B·A·道拉特 R·阿布-哈姆泽

[56] 参考文献

CN1447506A 2003.10.8

US2004/0130307A1 2004.7.8

CN1128914A 1996.8.14

CN1529931A 2004.9.15

US2005/0001597A1 2005.1.6

审查员 谢莹华

[74] 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公司

代理人 钱慰民

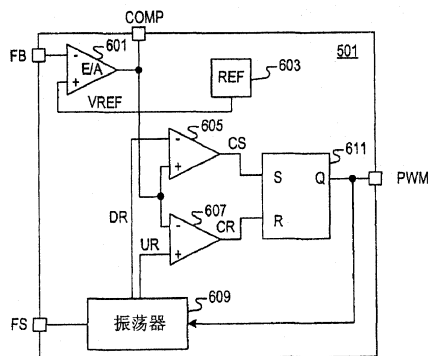
权利要求书5页 说明书17页 附图8页

[54] 发明名称

具有利用双斜坡的双边沿调制的脉冲宽度调制控制器

[57] 摘要

一种双边沿调制控制器包含第一及第二斜坡电路、第一及第二比较器、误差放大器以及脉冲控制逻辑。该第一斜坡电路提供与一时钟同步的前沿斜坡。该误差放大器比较反馈信号与一基准并且提供补偿信号。该第一比较器比较该前沿斜坡与该补偿信号并且断言设定信号。该第二斜坡电路提供后沿斜坡，该后沿斜坡在该设定信号被断言时开始做斜坡变化。该第二比较器比较该后沿斜坡与该补偿信号并且断言重置信号。该脉冲控制逻辑在该设定信号被断言时断言 PWM 信号，并且在该重置信号被断言时去断言该 PWM 信号。该控制器可以在电流平衡之下控制多个相位。这些斜坡的转换速率可以根据被断言的 PWM 信号数目来加以调整。



1. 一种双边沿调制控制器，其包括：

第一斜坡电路，其提供与一时钟信号同步的前沿斜坡信号；

误差放大器，其将反馈信号与基准信号进行比较，并且提供补偿信号；

第一比较器，其将所述前沿斜坡信号与所述补偿信号进行比较，并且断言设定信号；

第二斜坡电路，其提供后沿斜坡信号，所述后沿斜坡信号在所述设定信号被断言时开始做斜坡变化；

第二比较器，其将所述后沿斜坡信号与所述补偿信号进行比较，并且断言重置信号；以及

脉冲控制逻辑，其在所述设定信号被断言时断言 PWM 信号，并且在所述重置信号被断言时去断言所述 PWM 信号。

2. 如权利要求 1 所述的双边沿调制控制器，其特征在于所述第一斜坡电路在所述时钟信号的每个脉冲开始使所述前沿斜坡信号从第一电压电平做斜坡变化。

3. 如权利要求 1 所述的双边沿调制控制器，其特征在于当所述 PWM 信号被断言时，所述第二斜坡电路开始使所述后沿斜坡信号从第一电压电平做斜坡变化，并且在所述 PWM 信号被去断言时重置所述后沿斜坡信号回到所述第一电压电平。

4. 如权利要求 1 所述的双边沿调制控制器，其特征在于所述第一斜坡电路是向下斜坡发生器，并且其中所述第二斜坡电路是向上斜坡发生器。

5. 如权利要求 1 所述的双边沿调制控制器，其特征在于所述脉冲控制逻辑包括 R-S 触发器。

6. 如权利要求 1 所述的双边沿调制控制器，其特征在于所述 PWM 信号控制切换电路，所述切换电路在一相位节点处耦接至输出电感器，以通过所述输出电感器将输入电压转换为输出电压，并且其中所述第二斜坡电路根据所述输入电压、相位节点电压、横跨所述输出电感器的电压以及通过所述输出电感器的电流的任何组合来控制所述后沿斜坡信号的转换速率。

7. 一种功率变换器，其包括：

第一相位电路，其由第一 PWM 信号加以控制，以用于经由第一电感器将输入

电压转换为输出电压；以及

双边沿调制控制器，其具有用于感测所述输出电压的反馈输入以及用于提供所述第一 PWM 信号的第一 PWM 输出，所述双边沿调制控制器包括：

误差放大器，其具有耦接至所述反馈输入的第一输入、接收基准电压的第二输入以及提供补偿信号的输出；

振荡器，其提供具有重复斜坡的第一前沿斜坡信号；

第一比较器，其将所述第一前沿斜坡信号与所述补偿信号进行比较，并且断言第一设定信号；

第一斜坡电路，其在所述第一 PWM 信号被断言时使第一后沿斜坡信号做斜坡变化；

第二比较器，其比较所述第一后沿斜坡信号与所述补偿信号，并且断言第一重置信号；以及

第一脉冲控制逻辑，其在所述第一设定信号被断言时断言所述第一 PWM 信号，并且在所述第一重置信号被断言时去断言所述第一 PWM 信号。

8. 如权利要求 7 所述的功率变换器，其特征在于：

所述振荡器在时钟信号的每个脉冲开始使所述第一前沿斜坡信号从第一电压电平斜坡下降；以及

其中所述第一斜坡电路在所述第一 PWM 信号被断言时使所述第一后沿斜坡信号从第二电压电平斜坡上升。

9. 如权利要求 7 所述的功率变换器，其特征在于还包括：

第二相位电路，其由第二 PWM 信号加以控制，以用于经由耦接至所述第一传感器的第二电感器将所述输入电压转换为所述输出电压；以及

其中所述双边沿调制控制器具有用于提供所述第二 PWM 信号的第二 PWM 输出，并且其中所述双边沿调制控制器还包括：

所述振荡器，其提供具有重复斜坡的第二前沿斜坡信号；

第三比较器，其将所述第二前沿斜坡信号与所述补偿信号进行比较，并且断言第二设定信号；

第二斜坡电路，其在所述第二 PWM 信号被断言时使第二后沿斜坡信号做斜坡变化；

第四比较器，其将所述第二后沿斜坡信号与所述补偿信号进行比较并且断言第二重置信号；以及

第二脉冲控制逻辑，其在所述第二设定信号被断言时断言所述第二 PWM 信号，并且在所述第二重置信号被断言时去断言所述第二 PWM 信号。

10. 如权利要求 9 所述的功率变换器，其特征在于所述第一前沿斜坡信号和第一时钟信号同步，其中所述第二前沿斜坡信号和第二时钟信号同步，并且其中所述第一及第二时钟信号分开一相位角。

11. 如权利要求 9 所述的功率变换器，其特征在于还包括电流平衡系统，所述电流平衡系统根据所述第一及第二电感器的感测到的电流来调整所述补偿信号。

12. 如权利要求 11 所述的功率变换器，其特征在于所述电流平衡系统包括第一电流平衡电路以及第二电流平衡电路，所述第一电流平衡电路接收所述补偿信号并且提供第一调整后的补偿信号至所述第二比较器，并且所述第二电流平衡电路接收所述补偿信号并且提供第二调整后的补偿信号至所述第四比较器。

13. 如权利要求 11 所述的功率变换器，其特征在于所述第一及第二斜坡电路产生所述第一及第二后沿斜坡信号以具有基本上相等的转换速率。

14. 如权利要求 11 所述的功率变换器，其特征在于所述第一斜坡电路在所述第二 PWM 信号被断言时增加所述第一后沿斜坡信号的转换速率，并且其中所述第二斜坡电路在所述第一 PWM 信号被断言时增加所述第二后沿斜坡信号的转换速率。

15. 如权利要求 11 所述的功率变换器，其特征在于还包括：

脉冲相加器，其具有接收所述第一及第二 PWM 信号的第一及第二输入以及提供一相位数的输出，所述相位数指示同时被断言的 PWM 信号总数；

其中所述第一斜坡电路根据所述相位数来调整所述第一后沿斜坡信号的转换速率；以及

其中所述第二斜坡电路根据所述相位数来调整所述第二后沿斜坡信号的转换速率。

16. 一种用于控制直流至直流转换器的方法，其包括：

提供与时钟信号同步的第一前沿斜坡信号；

将反馈信号与基准信号进行比较并且提供补偿信号；

将所述第一前沿斜坡信号与所述补偿信号进行比较并且断言一开始信号；

当第一 PWM 信号被断言时，使第一后沿斜坡信号做斜坡变化；  
将所述第一后沿斜坡信号与所述补偿信号进行比较并且断言第一停止信号；  
以及

当所述第一开始信号被断言时断言所述第一 PWM 信号，并且在所述第一停止信号被断言时去断言所述第一 PWM 信号。

17. 如权利要求 16 所述的方法，其特征在于所述提供第一前沿斜坡信号包括在所述时钟信号的每个脉冲开始使所述第一前沿斜坡信号从第一电压电平斜坡下降，并且其中所述使第一后沿斜坡信号做斜坡变化包括在所述第一 PWM 信号被断言时，开始使所述第一后沿斜坡信号从第二电压电平斜坡上升。

18. 如权利要求 16 所述的方法，其特征在于还包括：

根据所述第一 PWM 信号以在输入电压的极性之间切换输出电感器的第一端，以在所述输出电感器的第二端处产生输出电压；以及

根据所述输入电压、所述输出电感器的第一端的电压、横跨所述输出电感器的电压、以及通过所述输出电感器的电流的任何组合来控制所述第一后沿斜坡信号的转换速率。

19. 如权利要求 16 所述的方法，其特征在于还包括：

提供与所述时钟信号同步并且与所述第一前沿斜坡信号异相的第二前沿斜坡信号；

将所述第二前沿斜坡信号与所述补偿信号进行比较并且断言第二开始信号；

当第二 PWM 信号被断言时，使第二后沿斜坡信号做斜坡变化；

将所述第二后沿斜坡信号与所述补偿信号进行比较并且断言第二停止信号；

以及

当所述第二开始信号被断言时断言所述第二 PWM 信号，并且在所述第二停止信号被断言时去断言所述第二 PWM 信号。

20. 如权利要求 19 所述的方法，其特征在于所述直流至直流转换器包括耦接在一起的第一及第二相位电路，所述方法还包括：

利用所述第一 PWM 信号来控制所述第一相位电路并且利用所述第二 PWM 信号来控制所述第二相位电路；

感测所述第一及第二相位电路的电流；以及

调整所述补偿信号以平衡所述第一及第二相位电路的电流。

21. 如权利要求 20 所述的方法，其特征在于所述调整补偿信号包括：

根据感测到的电流来调整所述补偿信号以提供第一调整后的补偿信号；

根据感测到的电流来调整所述补偿信号以提供第二调整后的补偿信号；

所述将第一后沿斜坡信号与所述补偿信号进行比较包括将所述第一后沿斜坡信号与所述第一调整后的补偿信号进行比较；以及

所述将第二后沿斜坡信号与所述补偿信号进行比较包括将所述第二后沿斜坡信号与所述第二调整后的补偿信号进行比较。

22. 如权利要求 19 所述的方法，其特征在于所述使第一后沿斜坡信号做斜坡变化包括以第一转换速率来使所述第一后沿斜坡信号做斜坡变化，并且其中所述使第二后沿斜坡信号做斜坡变化包括以基本上等同于所述第一转换速率的第二转换速率来使所述第二后沿斜坡信号做斜坡变化。

23. 如权利要求 19 所述的方法，其特征在于还包括：

当所述第二 PWM 信号被断言时，调整所述第一后沿斜坡信号的转换速率；以及

当所述第一 PWM 信号被断言时，调整所述第二后沿斜坡信号的转换速率。

24. 如权利要求 23 所述的方法，其特征在于还包括相加所述第一及第二 PWM 信号。

## 具有利用双斜坡的双边沿调制的脉冲宽度调制控制器

### 相关申请的交互参考

此申请要求 2005 年 2 月 10 日申请的美国临时申请序号 60/651, 599 以及 2005 年 7 月 5 日申请的美国临时申请序号 60/696, 680 的优先权, 这些美国临时申请针对所有意图与目的而被纳入于此作为参考。

### 技术领域

本发明有关于电源调节器或转换器, 并且更特别是有关于一种为了快速的响应而利用双斜坡信号的双边沿调制所实现的电源控制器。

### 背景技术

现代的中央处理单元(CPU)的负载电流是高度动态的, 并且非常快速地从低电流变化到高电流以及从高电流变化到低电流。例如, 可能在 1 微秒( $\mu\text{s}$ )内发生 CPU 的电流瞬变, 此小于已知的电压调节器的典型的切换周期。希望提供给直流至直流的电源调节器一个对于每当发生快速的负载转变时都具有充分的响应时间的控制回路。

在已知的脉冲宽度调制(PWM)的结构中, 误差放大器的补偿(COMP)输出典型是藉由一个 PWM 比较器来和一固定的斜坡信号做比较, 该 PWM 比较器产生一个被用来控制直流至直流的电源调节器的切换的 PWM 信号。为了提供切换的噪声抗扰性, 通常耦接一个重置-设定(R-S)触发器至该比较器的输出, 以确保每个切换周期只有一个脉冲。前沿(leading-edge)的调制方式对于加上负载的瞬变事件而言是良好的, 但却未总是响应于释放负载的瞬变事件, 而后沿(trailing-edge)的调制方式对于释放负载的瞬变事件而言是良好的, 但却未总是响应于加上负载的瞬变事件。因此, 这些已知的方式都分别在某些负载变化的情形下增添时钟信号延迟。由于该斜坡是固定的且由于 PWM 脉冲的前沿只发生在前半周期中而后沿只发生在后半周期中, 所以已知的双边沿调制方式也呈现导通或关断延迟。

## 发明内容

根据本发明的一个实施例的双边沿调制控制器包含第一及第二斜坡电路、第一及第二比较器、误差放大器以及脉冲控制逻辑。该第一斜坡电路提供与一时钟信号同步的前沿斜坡信号。该误差放大器比较一个反馈信号与一个基准信号，并且提供指示其的补偿信号。该第一比较器比较该前沿斜坡信号与该补偿信号，并且断言(assert)指示其的设定信号。该第二斜坡电路提供后沿斜坡信号，该后沿斜坡信号在该设定信号被断言时开始做斜坡变化(ramping)。该第二比较器比较该后沿斜坡信号与该补偿信号并且断言指示其的重置信号。该脉冲控制逻辑在该设定信号被断言时断言脉冲-宽度调制(PWM)信号并且在该重置信号被断言时去断言(de-assert)该 PWM 信号。

该第一斜坡电路可以在该时钟信号的每个脉冲开始从预设的电压电平斜坡变化该前沿斜坡信号。该第二斜坡电路可以在该 PWM 信号被断言时开始从预设的电压电平斜坡变化该后沿斜坡信号，并且可以在该 PWM 信号被去断言时重置该后沿斜坡信号回到该第一电压电平。在一个更特定的实施例中，该第一斜坡电路是向下斜坡发生器，而该第二斜坡电路是向上斜坡发生器。该脉冲控制逻辑可被实施为 R-S 触发器或类似者。

在一个实施例中，该 PWM 信号控制切换电路，该切换电路在相位节点处耦接至输出电感器，以通过该输出电感器来转换输入电压成为输出电压。该第二斜坡电路可以根据该输入电压、相位节点电压、横跨该输出电感器的电压以及通过该输出电感器的电流的任何组合来控制该后沿斜坡信号的转换速率(slew rate)。

根据本发明的一个实施例的功率变换器包含第一相位电路以及双边沿调制控制器。该双边沿调制控制器包含误差放大器、振荡器、第一及第二比较器、第一斜坡电路以及第一脉冲控制逻辑。该第一相位电路藉由第一 PWM 信号来加以控制，以用于经由第一电感器来转换输入电压成为输出电压。该双边沿调制控制器具有用于感测该输出电压的反馈输入以及用于提供该第一 PWM 信号的第一 PWM 输出。该误差放大器具有耦接至该反馈输入的第一输入、接收一基准电压的第二输入、以及提供一补偿信号的输出。该振荡器提供具有重复斜坡的第一前沿斜坡信号。该第一比较器比较该第一前沿斜坡信号与该补偿信号，并且断言指示其的第一设定信号。该第



一斜坡电路在该第一 PWM 信号被断言时使第一后沿斜坡信号做斜坡变化。该第二比较器比较该第一后沿斜坡信号与该补偿信号，并且其断言指示其的第一重置信号。该第一脉冲控制逻辑在该第一设定信号被断言时断言该第一 PWM 信号，并且在该第一重置信号被断言时去断言该第一 PWM 信号。

在一个实施例中，该振荡器在时钟信号的每个脉冲开始使该第一前沿斜坡信号从第一电压电平斜坡下降，并且该第一斜坡电路在该第一 PWM 信号被断言时使该第一后沿斜坡信号从第二电压电平斜坡上升。

该功率变换器可包含第二相位电路，该第二相位电路藉由第二 PWM 信号来加以控制，以用于经由耦接至该第一电感器的第二电感器来转换该输入电压成为该输出电压。在此例中，该双边沿调制控制器具有用于提供该第二 PWM 信号的第二 PWM 输出，并且包含第三及第四比较器、第二斜坡电路以及第二脉冲控制逻辑。该振荡器提供具有重复斜坡的第二前沿斜坡信号。该第三比较器比较该第二前沿斜坡信号与该补偿信号，并且断言指示其的第二设定信号。该第二斜坡电路在该第二 PWM 信号被断言时使第二后沿斜坡信号做斜坡变化。该第四比较器比较该第二后沿斜坡信号与该补偿信号，并且断言指示其的第二重置信号。该第二脉冲控制逻辑在该第二设定信号被断言时断言该第二 PWM 信号，并且在该第二重置信号被断言时去断言该第二 PWM 信号。

在一个实施例中，该第一前沿斜坡信号和第一时钟信号同步，该第二前沿斜坡信号和第二时钟信号同步，并且该第一及第二时钟信号分开一个相位角。

该功率变换器可进一步包含电流平衡系统，该系统根据该第一及第二电感器的感测到的电流来调整该补偿信号。该电流平衡系统可包含第一及第二电流平衡电路。该第一电流平衡电路接收该补偿信号并且提供第一调整后的补偿信号给该第二比较器。该第二电流平衡电路接收该补偿信号并且提供第二调整后的补偿信号给该第四比较器。

该第一及第二斜坡电路可产生具有实质上相等的转换速率的第一及第二后沿斜坡信号。或者是，该第一斜坡电路在该第二 PWM 信号被断言时增加该第一后沿斜坡信号的转换速率，并且该第二斜坡电路在该第一 PWM 信号被断言时增加该第二后沿斜坡信号的转换速率。该功率变换器可包含脉冲相加器，该脉冲相加器具有接收该第一及第二 PWM 信号的第一及第二输入以及提供一指示同时被断言的 PWM 信号总

数的相位数的输出。在此例中，该第一斜坡电路根据该相位数来调整该第一后沿斜坡信号的转换速率，并且该第二斜坡电路根据该相位数来调整该第二后沿斜坡信号的转换速率。

根据本发明的一个实施例的用于控制直流至直流转换器的方法包含提供与一时钟信号同步的第一前沿斜坡信号，比较反馈信号与基准信号并且提供指示其的补偿信号，比较该第一前沿斜坡信号与该补偿信号并且断言指示其的第一开始信号，当第一 PWM 信号被断言时斜坡变化第一后沿斜坡信号，比较该第一后沿斜坡信号与该补偿信号并且断言指示其的第一停止信号，以及当该第一开始信号被断言时断言该第一 PWM 信号并且在该第一停止信号被断言时去断言该第一 PWM 信号。

该方法可包含在该时钟信号的每个脉冲开始从第一电压电平斜坡下降该第一前沿斜坡信号，以及当该第一 PWM 信号被断言时开始从第二电压电平斜坡上升该第一后沿斜坡信号。该方法可包含根据该第一 PWM 信号在输入电压的极性之间切换输出电感器的第一端，以在该输出电感器的第二端产生输出电压，并且根据该输入电压、该输出电感器的第一端的电压、横跨该输出电感器的电压以及通过该输出电感器的电流的任何组合来控制该第一后沿斜坡信号的转换速率。

该方法可包含提供与该时钟信号同步且与该第一前沿斜坡信号异相的第二前沿斜坡信号，比较该第二前沿斜坡信号与该补偿信号并且断言指示其的第二开始信号，当第二 PWM 信号被断言时斜坡变化第二后沿斜坡信号，比较该第二后沿斜坡信号与该补偿信号并且断言指示其的第二停止信号，以及当该第二开始信号被断言时断言该第二 PWM 信号并且在该第二停止信号被断言时去断言该第二 PWM 信号。

该方法可包含利用该第一 PWM 信号来控制该直流至直流转换器的第一相位电路以及利用该第二 PWM 信号来控制该直流至直流转换器的第二相位电路，其中该第一及第二相位电路耦接在一起。该方法可包含感测该第一及第二相位电路的电流，并且调整该补偿信号以平衡该第一及第二相位电路的电流。该方法可包含根据感测到的电流来调整该补偿信号以提供第一调整后的补偿信号，根据感测到的电流来调整该补偿信号以提供第二调整后的补偿信号，比较该第一后沿斜坡信号与该第一调整后的补偿信号，并且比较该第二后沿斜坡信号与该第二调整后的补偿信号。该方法可包含以第一转换速率来斜坡变化该第一后沿斜坡信号，以及以实质上相等于该第一转换速率的第二转换速率来斜坡变化该第二后沿斜坡信号。该方法可包含在该

第二 PWM 信号被断言时调整该第一后沿斜坡信号的转换速率, 以及在该第一 PWM 信号被断言时调整该第二后沿斜坡信号的转换速率。该方法可包含将该第一及第二 PWM 信号相加。

#### 附图说明

本发明的益处、特点及优点在参照以下的说明及所附的图式之下将变得更容易理解, 其中:

图 1 是描绘根据已知技术的一种已知的前沿调制方式的一系列的时序图;

图 2 是描绘根据已知技术的一种已知的后沿调制方式的一系列的时序图;

图 3 是描绘根据已知技术的一种已知的双边沿调制方式的一系列的时序图;

图 4 是描绘根据本发明的一个范例的实施例的一种利用双斜坡的双边沿调制方式的一系列的时序图;

图 5 是采用根据本发明的一个范例的实施例实现的单相电压模式控制器的一个范例的直流至直流降压转换器的框图;

图 6 是根据本发明的一个范例的实施例以一种利用双斜坡的双边沿调制方式实现的图 5 的单相电压模式控制器的一个范例的实施例的简化的框图;

图 7 是图 6 的振荡器的一个范例的实施例的简化的示意框图;

图 8 是采用根据本发明的一个范例的实施例实现的双相电压模式控制器的一个范例的直流至直流降压转换器的框图;

图 9 是根据本发明的一个范例的实施例的利用双斜坡信号实现的图 8 的双相电压模式控制器的一个范例的实施例的简化的框图;

图 10 是描绘根据本发明的数个实施例的图 9 的双相电压模式控制器的范例操作的一系列的时序图;

图 11 是根据本发明的一个范例的实施例的图 10 的向上斜坡发生器的简化的框图; 以及

图 12 是根据本发明的一个范例的实施例的利用双斜坡信号实现的 N 相电压模式控制器的一个范例的实施例的简化的框图。

#### 具体实施方式

以下的说明被提出以使得具有该项技术的通常技能者能够完成及利用如同在一个特定的应用及其必要条件的背景下所提出的本发明。然而，各种对于该较佳实施例的修改对于本领域技术人员而言将会是明显的，并且在此所定义的一般的原理可应用到其它实施例。因此，本发明并不打算受限于在此所示及所述的特定实施例，而是欲基于和在此所揭露的原理及新颖特点一致的最广的范围。

图 1 是描绘一种已知的前沿调制方式的一系列的时序图。时钟 (CLK) 脉冲被展示在最上方，锯齿波波形信号 RAMP 以及补偿信号 COMP 一起被展示在中间且重迭以指出其相对的值，并且所产生的脉冲宽度调制 (PWM) 信号被展示在最下方。用于此方式的 RAMP 信号呈现重复负向斜坡且也已知为向下斜坡信号。在此方式中，该 PWM 信号的每个脉冲的前沿 (上升边沿) 是由该 RAMP 信号和该 COMP 信号做比较所决定的，而该 PWM 信号的每个脉冲的后沿 (下降边沿) 则是依据该 CLK 信号而定。负载瞬变在该 COMP 信号上造成对应的转变，即如在 101 处所示。该 COMP 转变 101 使得该 PWM 信号相对快速地导通。然而，该所产生的 PWM 脉冲 103 维持导通，直到目前的切换周期结束在下一个 CLK 脉冲发生时为止，此产生关断延迟。此关断延迟造成不希望有的结果，例如，在实际的快速瞬变应用 (诸如 CPU 的 VRM (电压调节器模块) 应用) 中会造成振铃波 (ring-back)、较高的释放负载的电压尖脉冲、等等。

图 2 是描绘一种已知的后沿调制方式的一系列的时序图。同样地，该 CLK 脉冲被展示在最上方，该 RAMP 及 COMP 信号被重迭地展示在中间，并且该所产生的 PWM 信号被展示在最下方。用于此方式的 RAMP 信号呈现重复正向斜坡且也已知为向上斜坡信号。如图所示，该 CLK 信号导通每个 PWM 脉冲，而该 PWM 信号的每个脉冲之后沿藉由该 RAMP 信号与该 COMP 信号做比较来加以决定。类似的负载瞬变在该 COMP 信号上造成对应的转变，即如在 201 处所示。然而，一旦先前的 PWM 脉冲 203 被关断后，该 PWM 信号会保持在关断状态中，直到该切换周期结束在下一个 CLK 脉冲时为止，此产生导通延迟。在此例中，对于发生在该后沿之后且在下一个脉冲 205 的 PWM 信号的下一个上升边沿之前的 COMP 转变 201 几乎没有响应或根本没有响应。此导通延迟在施加负载的瞬变事件期间产生较高的电压尖脉冲。

图 3 是描绘一种已知的双边沿调制方式的一系列的时序图。同样地，该 CLK 脉冲被展示在最上方，该 RAMP 与 COMP 信号被重迭地展示在中间，并且该所产生的 PWM 信号被展示在最下方。如同本领域技术人员已知的，用于此方式的 RAMP 是对

称的重复正向斜坡及负向斜坡，其中该 RAMP 信号的电压在前半周期中减小的，而在后半周期中增加的。用于该已知的双边沿调制方式的 RAMP 信号是“固定的”，使得其频率以及上升与下降脉冲的转换速率是预设的。为了避免在任何一个切换周期中有多个脉冲，该 PWM 信号的每个脉冲的前沿仅发生在前半周期中，而该后沿仅发生在后半周期中。类似的负载瞬变在该 COMP 信号上造成在 301 处所示的对应的转变。若该 COMP 转变 301 如图所示地开始在前一个脉冲 301 的后沿之后，且结束在该 PWM 信号的下一个脉冲 305 的接着的上升边沿之前，则仍然存在导通及关断延迟。此种转变相对于该 RAMP 信号而言是异步的。

图 4 是描绘根据本发明的一个范例的实施例的一种利用双斜坡的双边沿调制方式的一系列的时序图。在此例中，该 CLK 脉冲被展示在最上方，接着是与该 COMP 信号重迭的向下斜坡波形信号 DR，接着是与该 COMP 信号重迭的向上斜坡波形信号 UR，接着是所产生的 PWM 信号，所有的信号都相对于时间来绘制。该 COMP 信号针对于该 UR 与 DR 信号而被重复且重迭，以指出该 PWM 信号的相对切换点。如同由向下斜坡信号 DR 的实线所绘，对于每个 CLK 周期而言，该 DR 信号在 CLK 信号的下一个脉冲之际从其最高电平的电压 V1 开始并且以固定的速率减小，而接着在 DR=COMP 或是在下一个 CLK 脉冲发生时回到 V1。在此第一实施例中，该 DR 信号在该 CLK 周期的剩余时间中都保持在 V1，直到 CLK 脉冲再度开始下一个 CLK 周期为止。或者是，该 DR 斜坡被成形为就像虚线所示的已知的前沿调制 RAMP 信号，且因此持续斜坡下降，直到下一个 CLK 脉冲为止。当该 DR 信号变成等于 COMP 时(或是在下一个 CLK 脉冲之际)，该 PWM 信号被断言为高。因此，该 DR 信号是被用来决定该 PWM 信号的每个脉冲的前沿的前沿斜坡信号。该向上斜坡信号 UR 开始在电压 V2 并且在每个 PWM 脉冲的前沿处开始斜坡上升，并且在 UR=COMP 时停止斜坡变化。当该 UR 信号变成等于 COMP 时，该 PWM 信号被去断言为低，并且该 UR 信号回到 V2。因此，该 UR 信号是被用来决定该 PWM 信号的每个脉冲的后沿的后沿斜坡信号。

类似的负载瞬变在该 COMP 信号上造成对应的转变，即如在 401 处所示。当该 COMP 信号在该瞬变事件下如同该 COMP 转变 401 所示地改变时，该 COMP 信号在时间 t1 交叉该 DR 信号，即如在 403 处所示，以开始该 PWM 信号的前沿。以此种方式，该 PWM 信号在该 CLK 周期中以一种类似于前沿调制方式的方式较快地触发。然而，在此例中，该 PWM 信号的提早触发也在时间 t1 起始该 UR 信号的上升边沿。假设该

COMP 信号如在 405 处所示快速地下降, 则该 UR 信号相对快速地在时间  $t_2$  交叉该 COMP 信号, 因而该 PWM 信号在时间  $t_2$  被去断言。

该时序图描绘该 PWM 信号的导通与关断转变两者都有显著地较短的延迟, 因而避免了已知的 PWM 调制方式所担心的事及延迟。以此种方式, 根据本发明的一个范例的实施例的一种利用双斜坡的双边沿调制方式结合前沿及后沿调制方式的益处。每个 PWM 脉冲的前沿在该前沿的斜坡信号交叉 COMP 信号时发生。该后沿的斜坡信号在每个 PWM 脉冲的前沿开始做斜坡变化。每个 PWM 脉冲的后沿在该后沿的斜坡信号交叉 COMP 信号时发生。以此种方式, 每个 PWM 脉冲的开始及停止点都与 CLK 信号解除关联, 因而该 PWM 脉冲在必要时才开始, 在必要时才停止, 并且具有一段适当地根据该 COMP 信号而定的持续期间, 而非人为地根据该 CLK 信号。

图 5 是一种采用根据本发明的一个范例的实施例所实现的单相电压模式控制器 501 的范例的直流至直流降压转换器 500 的框图。该控制器 501 具有耦接至驱动器电路 503 的输入的 PWM 引脚, 该 PWM 引脚驱动电子开关 Q1 与 Q2 的栅极, 该开关 Q1 与 Q2 具有耦接在输入电压  $V_{IN}$  及电源接地 (PGND) 之间的受控电流路径。开关 Q1、Q2 用 Q 标号来称呼, 并且示例地被展示为场效晶体管 (FET) 的简化的表示, 其中所了解的是该开关 Q1、Q2 可被实施为任何适当的电子开关器件, 例如, N 通道器件、P 通道器件、金属氧化物半导体 FET (MOSFET)、双极结晶体管 (BJT)、绝缘栅双极晶体管 (IGBT)、或是任何其它如同本领域技术人员所已知的电子开关配置。在此例子中, Q1 的漏极耦接至  $V_{IN}$  并且其源极耦接至相位节点 PH, 该相位节点 PH 耦接至 Q2 的漏极。Q2 的源极耦接至 PGND。除非另有指明, 否则节点及其所载有的信号采用相同的名称。该 PH 节点耦接至输出电感器 L 的一端, 且该输出电感器 L 使其另一端耦接至输出电压节点  $V_O$  (产生输出信号  $V_O$ )。  $V_O$  藉由电阻器-电容器电路 RC1 来加以滤波, 并且横跨耦接在  $V_O$  及 PGND 之间的负载电阻器  $R_L$  而被提供。  $V_O$  通过电阻器  $R_1$  而被反馈至控制器 501 的反馈引脚 FB。另一个电阻器-电容器电路 RC2 耦接在控制器 501 的 FB 引脚与补偿引脚 COMP 之间。频率设定电阻器 RFS 耦接在控制器 501 的频率设定引脚 FS 以及信号接地 (GND) 之间。如同本领域技术人员所理解的, Q1 在 Q2 关断时导通, 以通过电感器 L 耦合  $V_{IN}$  来产生该输出信号  $V_O$ , 接着 Q1 被关断并且 Q2 被导通以耦接 L 至 GND, 并且此切换过程在控制器 501 的 PWM 输出控制下被重复。一般控制该 PWM 周期的时钟信号的频率在藉由电阻器 RFS 所决定

的特定范围内是可编程的。

图 6 是利用根据本发明的一个范例的实施例的一种利用双斜坡的双边沿调制方式实现的单相电压模式控制器 501 的一个范例的实施例的简化的框图。该 FB 引脚被提供至误差放大器 (E/A) 601 的反相的 (-) 输入, 该误差放大器 (E/A) 601 在其非反相的 (+) 输入处接收藉由基准电路 603 所提供的基准电压  $V_{REF}$ 。该 COMP 引脚耦接至 E/A 601 的输出, 其进一步耦接至第一比较器 605 的非反相的 (+) 输入以及另一个比较器 607 的反相的 (-) 输入。该 FS 引脚耦接至振荡器电路 609, 该振荡器电路 609 具有第一输出以提供该向下斜坡信号 DR 至比较器 605 的反相的输入以及第二输出以提供该向上斜坡信号 UR 至比较器 607 的非反相的输入。比较器 605 产生“设定”信号 CS 的输出被提供至 R-S 触发器 611 的设定输入 S, 并且比较器 607 产生“重置”信号 CR 的输出被提供至 R-S 触发器 611 的重置输入 R。该 R-S 触发器 611 的 Q 输出产生被提供至 (且是经由) 控制器 501 的 PWM 引脚的 PWM 信号。该 R-S 触发器 611 用作脉冲控制逻辑以根据比较器 605 与 607 的输出来控制该 PWM 信号的状态。该 PWM 信号在内部反馈到振荡器电路 609。

图 7 是根据本发明的一个范例的实施例的振荡器电路 609 的简化的概要框图。该振荡器电路 609 包含用于产生该向下斜坡信号 DR 的第一斜坡电路 706 以及用于产生该向上斜坡信号 UR 的第二斜坡电路 708。对于该第一斜坡电路 706 而言, 电压源 701 提供  $V_1$  电压至单刀单掷 (SPST) 开关 S1 的一个端子, 开关 S1 使其另一个端子耦接至产生被提供至该比较器 605 的 DR 信号的节点 702。节点 702 耦接至电容器 CP1 的一端以及电流吸收器 IC1 的输入。该电容器 CP1 的另一端以及电流吸收器 IC1 的输出分别耦接至 GND。对于该第二斜坡电路 708 而言, 另一个电压源 703 提供  $V_2$  电压至另一个 SPST 开关 S2 的一个端子, 开关 S2 使其另一个端子耦接至产生被提供至该比较器 607 的 UR 信号的节点 704。节点 704 耦接至电容器 CP2 的一端以及电流源 IC2 的输入。该电容器 CP2 的另一端以及电流源 IC2 的输入分别耦接至 GND。时序控制电路 705 产生被提供至开关 S1 的控制输入的第一时序信号 T1 以及被提供至开关 S2 的控制输入的第二时序信号 T2。由振荡器 707 所产生的 CLK 信号被提供至时序控制电路 705, 并且具有藉由如先前所述的外部耦接的电阻器 RFS 所决定的频率。该 PWM 信号被提供至时序控制电路 705 以用于控制该 DR 与 UR 斜坡信号的时序。在一个替代的实施例中, 可利用 CS 与 CR 信号替代 PWM 信号。

该时序控制电路 705 断言 T1 信号为高, 以闭合开关 S1 来重置该 DR 信号至 V1 电压电平。该时序控制电路 705 断言 T1 信号为低, 以断开开关 S1, 因而该电流吸收器 IC1 为该电容器 CP1 放电以产生该 DR 信号的负向斜坡。在一个实施例中, 该时序控制电路 705 保持该 T1 信号为低, 直到该 CLK 信号的下一个脉冲为止, 因而该 DR 信号类似于已知的前沿调制方式持续地斜坡下降, 并且接着断言该 T1 信号为高以闭合开关 S1 来重置 DR 回到该 V1 电压电平, 以开始下一个 CLK 周期。在一个替代的实施例中, 该时序控制电路 705 在 PWM 信号变为高时闭合开关 S1, 以在该 CLK 周期中较早重置该 DR 信号回到 V1。若该 DR 信号在下一个 CLK 脉冲之前重置时, 则其保持直到 CLK 的下一个脉冲为止。

该时序控制电路 705 断言 T2 信号为高, 以闭合开关 S2 来重置该 UR 信号至 V2 电压电平。该时序控制电路 705 断言该 T2 信号为低, 以断开开关 S2, 因而该电流源 IC2 为电容器 CP2 充电以产生该 UR 信号的正向斜坡。该时序控制电路 705 根据该 PWM 信号(或是 CS 与 CR 信号)以经由 T2 信号来控制开关 S2。当该 PWM 信号为低, 该时序控制电路 705 经由 T2 信号来闭合开关 S2 以将该 UR 信号保持在 V2。当该 PWM 信号被断言为高时, 该时序控制电路 705 经由该 T2 信号来断开开关 S2 以容许 IC2 来为 CP2 充电, 以产生该 UR 信号的上升斜坡。

受到时序控制电路 705 控制的振荡器电路 609 的操作藉由图 4 的时序图以及图 6 的框图来加以描绘。当该 DR 信号下降至 COMP 信号的电压电平时, 该 CS 信号被断言为高以设定该 R-S 触发器 611, 因而该 R-S 触发器 611 断言该 PWM 信号为高。该时序控制电路 705 断开该开关 S2 以开始该 UR 信号的上升斜率。当该 UR 信号上升至 COMP 信号的电压电平时, 该 CR 信号被断言为高以重置 R-S 触发器 611, 因而该 R-S 触发器 611 将该 PWM 信号拉回到低。该时序控制电路 705 闭合该开关 S2 以重置该 UR 信号回到 V2。该 DR 信号与 COMP 信号的比较触发该 PWM 信号的断言, 该 PWM 信号接着触发该 UR 信号的上升斜率。该 UR 信号决定该 PWM 信号的持续期间, 该 PWM 信号在该 UR 信号上升至 COMP 信号的电平时被拉回到低的。

该 UR 信号的转换速率成比例于该输入电压 VIN、PH 节点的电压、横跨输出电感器 L 的电压、或是通过该输出电感器 L 的峰值、平均值或是瞬间电流的任意所选的组合。该 VIN 和/或 PH 电压可以直接反馈到控制器 501、或是间接通过各种的感测装置来加以判断。许多种用于感测输出电感器 L 的电流的技术是已知的。



图 8 是采用根据本发明的一个范例的实施例所实现的双相电压模式控制器 801 的一个范例的直流至直流降压转换器 800 的框图。该直流至直流降压转换器 800 类似于该直流至直流降压转换器 500，因而类似的组件或组件采用相同的标号。该双相电压模式控制器 801 类似于该单相电压模式控制器 501，并且包含 FS、FB 以及 COMP 引脚。然而，该控制器 801 包含第一及第二 PWM 引脚 PWM1 及 PWM2，用于控制该双相系统的第一及第二相位电路 802、804。控制器 801 的 PWM1 引脚耦接至第一相位电路 802 的第一驱动器电路 803(DRIVER1)的输入，其中该第一驱动器电路 803 驱动(该第一相位电路 802 的)电子开关 Q1 及 Q2 的栅极，该开关 Q1 及 Q2 具有耦接在输入电压 VIN 及 PGND 之间的受控制的电流路径。该驱动器电路 803 以及开关 Q1 及 Q2 被配置且耦接成实质上相同于该直流至直流降压转换器 500 的驱动器电路 503 以及开关 Q1 及 Q2 的方式来运作。控制器 801 的 PWM2 引脚耦接至第二相位电路 804 的第二驱动器电路 805(DRIVER2)的输入，其中该第二驱动器电路 805 驱动(该第二相位电路 804 的)电子开关 Q3 及 Q4 的栅极，该开关 Q3 及 Q4 具有耦接在输入电压 VIN 及 PGND 之间的受控制的电流路径。该驱动器电路 805 以及开关 Q3 及 Q4 也被配置且耦接成实质上相同于该直流至直流降压转换器 500 的驱动器电路 503 以及开关 Q1 及 Q2 的方式来运作。然而，对于直流至直流降压转换器 800 而言，Q1 的源极以及 Q2 的漏极在第一相位节点 PH1 处耦接在一起，并且耦接至(该第一相位电路 802 的)第一输出电感器 L1 的一端。同样地，Q3 的源极以及 Q4 的漏极在第二相位节点 PH2 处耦接在一起，并且耦接至(该第二相位电路 804 的)第二输出电感器 L2 的一端。该输出电感器 L1 及 L2 的另一端在产生输出信号 VO 的输出节点处耦接在一起。

该直流至直流降压转换器 800 的其余部份是实质上相同于直流至直流降压转换器 500。尤其，VO 藉由电阻器-电容器电路 RC1 来加以滤波，并且横跨耦接在 VO 及 PGND 之间的负载电阻器 RL 而被提供。VO 通过电阻器 R1 而被反馈至控制器 801 的反馈引脚 FB。另一个电阻器-电容器电路 RC2 耦接在控制器 801 的 FB 引脚与补偿引脚 COMP 之间。频率设定电阻器 RFS 耦接在控制器 801 的频率设定引脚 FS 以及 GND 之间。一般控制该 PWM 周期的时钟信号的频率在藉由电阻器 RFS 所决定的特定范围内是可编程的。RC1、RL、R1、RFS 以及 RC2 的特定的分量值可以适当地加以修改。如同本领域技术人员所理解的，除了该两个相位彼此为 180 度异相地运作之

外，每个相位以实质上相同于如上针对直流至直流降压转换器 500 所述的方式运作。通过该输出电感器 L1 的电流被示为第一相位电流 I1，通过该输出电感器 L2 的电流被示为第二相位电流 I2，并且两个相位的总输出电流被示为流入产生 V0 信号的输出节点的总电流 IT。通过该负载电阻器 RL 的电流被示为负载电流 IL。

图 9 是根据本发明的一个范例的实施例的利用双斜坡信号实现的双相电压模式控制器 801 的一个范例的实施例的简化的框图。该 FB 引脚被提供至误差放大器 (E/A) 901 的反相的输入，该误差放大器 (E/A) 901 在其非反相的输入处接收由基准电路 903 所提供的基准电压 VREF。该 COMP 引脚耦接至该 E/A 901 的输出(提供该 COMP 信号)，该输出进一步耦接至第一比较器 907 以及另一个比较器 917 的非反相的输入，并且耦接至电流平衡电路 913 及 923 的输入。该 FS 引脚耦接至振荡器与向下斜坡发生器电路 905，该向下斜坡发生器电路 905 具有提供第一向下斜坡信号 DR1 至比较器 907 的反相输入的第一输出以及提供第二向下斜坡信号 DR2 至比较器 917 的反相输入的第二输出。电流平衡电路 913 的输出提供第一调整后的补偿信号 CMP1，该第一调整后的补偿信号 CMP1 被提供至另一个比较器 909 的反相输入。电流平衡电路 923 的输出提供第二调整后的补偿信号 CMP2，该第二调整后的补偿信号 CMP2 被提供至另一个比较器 919 的反相输入。比较器 907 产生第一设定或“开始”信号 CS1 的输出被提供至第一 R-S 触发器 911 的设定输入 S。比较器 909 产生第一重置或“停止”信号 CR1 的输出被提供至 R-S 触发器 911 的重置输入 R。比较器 917 产生第二设定或开始信号 CS2 的输出被提供至第二 R-S 触发器 921 的设定输入 S。比较器 919 产生第二重置或停止信号 CR2 的输出被提供至 R-S 触发器 921 的重置输入 R。

该 R-S 触发器 911 的 Q 输出产生被提供至(且为经由)控制器 801 的 PWM1 引脚的 PWM1 信号，并且该 R-S 触发器 921 的 Q 输出产生被提供至(且为经由)控制器 801 的 PWM2 引脚的 PWM2 信号。该 PWM1 及 PWM2 信号被提供至脉冲相加器 927 的相应输入，该脉冲相加器 927 具有输出以提供相位数或脉冲计数信号“N”至第一向上斜坡发生器 915 的第一输入，该第一向上斜坡发生器 915 具有接收该 PWM1 信号的第二输入。该向上斜坡发生器 915 具有耦接至比较器 909 的非反相的输入的输出，以用于提供第一向上斜坡信号 UR1。该 N 信号以及 PWM2 信号被提供至第二向上斜坡发生器 925 的相应输入，该第二向上斜坡发生器 925 具有耦接至比较器 919 的非反相

输入的输出，以用于提供第二向上斜坡信号 UR2。在所举出的实施例中，N 是决定同时被导通的 PWM 信号的总数(或是代表活动相位的总数)的整数。因此，当 PWM1 及 PWM2 两者都为低时，该脉冲相加器 927 输出  $N=0$ ，当 PWM1 及 PWM2 信号中的任一个(但非两者)是高时， $N=1$ ，并且当 PWM1 及 PWM2 信号两者都是高时， $N=2$ 。

该电流平衡电路 913 及 923 整体地构成电流平衡系统，其中每个电流平衡电路运作以根据两个相位的总电流  $I_T$  以及相应相位  $I_1$  或  $I_2$  的对应的相位电流来调整该 COMP 信号。在一个实施例中，对于相位 1 而言，该电流平衡电路 913 的输出是  $COMP+k*(I_2-I_1)$ ，其中“k”是固定的增益因子， $I_1$  是相位 1 的电流(通过输出电感器  $L_1$ )，并且该星号“\*”代表乘法。同样地，对于相位 2 而言，该电流平衡电路 923 的输出是  $COMP+k*(I_1-I_2)$ ，其中  $I_2$  是相位 2 的电流(通过输出电感器  $L_2$ )。相应的电流信号可利用本领域技术人员已知的一些方法中的任一种来加以感测。在此实施例中，当  $I_1$  及  $I_2$  彼此相等时，该电流平衡电路 913 及 923 并不影响运作。

图 10 是描绘根据本发明的数个实施例的双相电压模式控制器 801 的范例的动作的一系列的时序图。该电流平衡电路 913 及 923 的动作被忽略，以简化多相位例子的动作解说。该  $I_L$  电流被展示在最上方，接着是第一时钟信号 CLK1，接着是与该 COMP 信号重迭的第一向下斜坡信号 DR1，接着是与该 COMP 信号重迭的第一向上斜坡信号 UR1，接着是第一相位 PWM1 信号，接着是第二时钟信号 CLK2，接着是与该 COMP 信号重迭的第二向下斜坡信号 DR2，接着是与该 COMP 信号重迭的第二向上斜坡信号 UR2，接着是第二相位 PWM2 信号，全部都相对于时间来绘制。该 COMP 信号被重复且与该 UR1、UR2、DR1 及 DR2 信号重迭，以指出该 PWM1 及 PWM2 信号的相对的切换点。该 UR1 及 UR2 信号开始在最初的电压电平  $V_{MIN}$  处。该振荡器与向下斜坡发生器电路 905 于内部产生具有 180 度异相的脉冲的第一及第二时钟信号 CLK1 及 CLK2。该第一向下斜坡信号 DR1 和该 CLK1 信号同步，并且该第二向下斜坡信号 DR2 和该 CLK2 信号同步。该 DR1 及 DR2 信号一般具有相同的形式及转换速率。转换速率被配置成尽可能的接近，且因此被视为实质上均等的。该  $I_L$  电流在时间  $t_1$  从较低的电流电平  $I_{L1}$  向上步进至较高的电流电平  $I_{L2}$ ，此代表负载瞬变，该负载瞬变在该 COMP 信号上造成对应的转变，即如在 1001 处所示。该  $I_L$  电流在后续的时间  $t_{10}$  下降回到  $I_{L1}$ ，此造成在 1003 处所示的 COMP 信号的稍微的下降。

在第一实施例中，该向上斜坡信号 UR1 及 UR2 具有相同的一般形式及转换速

率(实质上均等的) $m_1$ , 并且即如虚线所示。在时间  $t_1$ , 该 COMP 信号的转变 1001 大约在该 DR2 信号几乎已经降到该 COMP 信号的原始电平时非常快速地上升。因此, 大约在时间  $t_1$ , COMP 上升到交叉 DR2, 使得比较器 917 切换成将该 CS2 信号拉为高, 此设定 R-S 触发器 921 并且在时间  $t_1$  将 PWM2 信号拉为高。在时间  $t_1$  之后不久的时间  $t_2$ , 该 COMP 上升到 DR1, 此切换比较器 907。比较器 907 将 CS1 信号拉为高, 此设定 R-S 触发器 907 并且在时间  $t_2$  将 PWM1 信号拉为高。在该第一实施例中, UR2 信号如在 1005 处所示地持续以转换速率  $m_1$  上升, 直到其在后续的时间  $t_5$  交叉该 COMP 信号为止, 在此时间转变成向下。当该 UR2 信号在时间  $t_5$  上升到 COMP 时, 比较器 919 断言 CR2 信号为高以重置 R-S 触发器 921, 因而该 R-S 触发器 921 在时间  $t_5$  将 PWM2 信号拉为低。不久之后, UR1 信号在时间  $t_6$  上升到 COMP, 使得比较器 909 断言 CR1 信号以重置 R-S 触发器 911, 而在时间  $t_6$  将 PWM1 信号拉为低。

图 10 的时序图描绘应用到两个相位的双斜坡系统的一般原理。对于对应的 PWM 信号的导通与关断的转变而言, 每个相位均呈现显著较短的延迟, 因而已知的 PWM 调制方式所担心的事及延迟均被避免。尽管只有两个相位被展示, 本领域技术人员现在可意识到, 任何实际的相位数都可被实施。这些相位运作在相对于彼此的对应的相位角偏移量。例如, 对于四个相位而言, 相位是运作在相对于彼此的 90 度相位差。以此种方式, 根据本发明的一个范例的实施例的双斜坡调制方式结合该前沿及后沿调制方式的益处以用于具有任意相位数的功率变换。

所意识到的是, 不论何时发生负载瞬变, 至少一个相位非常快速地响应, 并且根据该转变的持续期间, 多个相位在显著缩短的延迟下快速且有效地响应以处理该负载的增加。如上针对该双相例子所示, 两个相位均相当快速地响应于该转变 1001, 因而两个 PWM 脉冲在该转变 1001 的大部分的持续期间中都是同时导通的。由于两个相位是同时作用, 在某些实施例中希望越快缩短该 PWM1 以及 PWM2 脉冲的关断, 以降低振铃波或是电压尖脉冲或类似的任何可能性。在利用实线所描绘的第二实施例中, UR1 及 UR2 信号的转换速率都是根据如同藉由来自脉冲相加器 927 的 N 信号输出所指出的同时作用的 PWM 脉冲数目来增加的。在时间  $t_1$ , PWM2 信号为高并且该 PWM1 信号仍然为低, 因而 UR2 信号开始以通常的转换速率  $m_1$  上升。然而, 在时间  $t_2$ , PWM1 信号也被拉为高, 因而 PWM1 及 PWM2 两者同时为高。在该第

二实施例中, UR2 信号的转换速率增加到如 1009 处所示的  $m_2$ 。且由于 PWM1 在 PWM2 已经为高的时变为高, 所以 UR1 信号以如 1011 所示的转换速率  $m_2$  上升。UR2 信号提早在时间  $t_5$  之前的时间  $t_3$  上升到 COMP。并且 UR2 信号提早在时间  $t_6$  之前的时间  $t_4$  上升到 COMP。以此种方式, UR1 及 UR2 信号的转换速率根据同时作用的 PWM 信号总数来加以调整(例如, 增加)。

图 11 是根据本发明的一个范例的实施例的向上斜坡发生器 915 的简化的框图。该向上斜坡发生器 925 以实质上相同的方式被配置, 因而不再进一步加以描述。N 信号被提供至增益电路 1101, 该增益电路 1101 将 N 乘上增益因子“g”并且输出该值  $N * g$  至受控电流源 1103 的控制输入。该电流源 1103 具有耦接至 GND 的输入以及耦接至产生向上斜坡信号 UR1 的节点 1105 的输出。节点 1105 耦接至电容器 C1 的一端以及 SPST 开关 SW 的一个端子。该电容器 C1 的另一端耦接至 GND, 并且该开关 SW 的第二端子耦接至产生 VMIN 电压的电压源 1107 的正端子。该电压源 1107 的负端子耦接至 GND。该开关 SW 具有接收该 PWM1 信号的反相的控制端子。

在操作中, 当 PWM1 信号为低时, 开关 SW 闭合, 因而 UR1 信号被下拉至电压电平 VMIN。回想在图 10 中, 当 PWM1 信号为低时, UR1 信号重置回到 VMIN。当 PWM1 信号被拉为高时, 其断开开关 SW, 因而电流源 1103 产生充电电流  $I_C$  来为该电容器 C1 充电。当开关 SW 是断开时, UR1 的电压根据  $I_C$  的幅值来增加。 $I_C$  的幅值是乘上因子  $N * g$  的预设标称值。如先前所述, 对于  $N=1$  而言, UR1 的转换速率是  $m_1$ , 而当  $N=2$  时, UR1 的转换速率是  $m_2$ 。在所描绘的实施例中,  $m_2$  是  $m_1$  的两倍。尽管未被显示, 另一个较高的电压源可以内含于其中, 并且经由二极管或类似元件耦接至节点 1105, 以限制 UR1 的电压电平至预设的最大电平。

电流平衡电路 913 及 923 运作以尽量实际地在这些相位之间平均分配负载电流。电流平衡电路接收代表在每个相位中的电流的信号, 并且适当地过滤以及用其它方式处理该输入信号以产生电流平衡信号, 这些电流平衡信号成比例于在每个相位中的电流相对所有相位的平均电流的偏差。这些电流平衡信号被结合作为在固定的基准以及被用于决定每一相应相位的时间间隔的持续期间的 COMP 信号之间的差值计算上的偏移项。该电流平衡电路的效果是以一种闭回路的方法驱动所有的相位电流朝向彼此。因为该电路的闭回路本质的缘故, 假设所有的相位都是等同地加以处理时, 这些偏移量可以用一种双极的方式处理、或是可被舍位或补偿以严格产生

正的或负的偏移量。

图 12 是根据本发明的一个范例的实施例的利用双斜坡信号所实现的 N 相位的电压模式控制器 1200 的一个范例的实施例的简化的框图。N 相位的电压模式控制器 1200 在配置及动作上类似于双相电压模式控制器 801，除了其控制高达“N”个相位之外，其中 N 是任何大于 0 的正整数（并且若为所要的话，其可被利用来控制单一相位）。该控制器 1200 以一种类似于控制器 801 的方式包含 FS、FB 以及 COMP 引脚。该控制器 1200 包含 E/A 1201（类似于 E/A 901），其反相的输入耦接至 FB 引脚并且其非反相的输入接收基准电压 VREF。VREF 藉由基准电路 1203（类似于基准电路 903）所提供。E/A 1201 的输出提供该 COMP 信号，该 COMP 信号进一步被提供至 COMP 引脚以及 N 个 PWM 控制器 1207 中的每一个，该 N 个 PWM 控制器 1207 分别标示为 PWM1 控制器、PWM2 控制器、PWM3 控制器、...、PWMN 控制器。这些 PWM 控制器 1207 分别具有输出以提供 N 个 PWM 信号 PWM1–PWMN 中的一个对应的 PWM 信号，该 N 个 PWM 信号被提供至对应的引脚 PWM1–PWMN。PWM1–PWMN 信号也被提供至脉冲相加器 1209 的相应输入，该脉冲相加器 1209 具有输出以提供 N 相位数信号至每个 PWM 控制器 1207。该脉冲相加器 1209 以一种类似于脉冲相加器 927 的方式运作，除了相加高达 N 个同时作用的 PWM 脉冲之外。振荡器与向下斜坡发生器电路 905 被类似的振荡器与向下斜坡发生器电路 1205 所取代，该振荡器与向下斜坡发生器电路 1205 具有耦接至 FS 引脚的输入以及提供对应的向下斜坡信号 DR1、DR2、DR3、...、DRN 的 N 个输出，其中每个向下斜坡信号 DR1–DRN 被提供至该 N 个 PWM 控制器 1207 中的对应的一个 PWM 控制器。

该发生器电路 1205 以一种类似于发生器电路 905 的方式运作，除了其分离这些向下斜坡信号适当的标称相位角之外，该相位角依据在操作中作用的或所选的相位数而定。例如，对于两个相位而言，两个向下斜坡信号 DR1 及 DR2 分开 180 度（例如，0、180），对于四个相位而言，四个向下斜坡信号 DR1、DR2、DR3 以及 DR4 分开 90 度（例如，0、90、180、270），对于六个相位而言，六个向下斜坡信号 DR1–DR6 分开 60 度（例如，0、60、120、180、240、320）、依此类推。每个 PWM 控制器 1207 包含电流平衡电路（例如，类似于 913），其接收 COMP 信号并且提供对应的修改后的补偿信号、向上斜坡发生器（例如，类似于 915），其具有接收 N 相位数信号以及对应的 PWM 信号的输入以及提供对应的向上斜坡信号的输出、第一比较器（例如，

类似于 907), 其比较对应的向下斜坡信号与 COMP 信号并且提供设定信号、第二比较器(例如, 类似于 909), 其比较对应的修改后的补偿信号与对应的向上斜坡信号并且提供重置信号、以及 PWM 逻辑(例如, 类似于 R-S 触发器 911), 其接收设定及重置信号并且提供对应的 PWM 信号。每个相位的每个向上斜坡信号的转换速率藉由如同由脉冲相加器 1209 所提供的 N 相位数信号所决定的同时被导通的 PWM 脉冲信号总数来加以调整。

尽管本发明已经参考其某些较佳的形式详细地加以描述, 但是其它形式及变化仍然是可行的且被虑及。例如, 该斜坡及比较器可被反转, 这些信号可为了实现而被复制及偏移, 该控制方法可对应到等同的数字控制方式、等等。本发明可应用到一些同步以及异步的切换式调节器拓朴。此外, 极性可被互换以用于负电压调节器。本领域技术人员应该意识到其可以轻易地使用所揭露的概念及特定的实施例作为用于设计或修改其它结构的基础, 以用于提供相同的本发明的目的, 而不脱离如以下的权利要求所限定的本发明的主旨与范围。

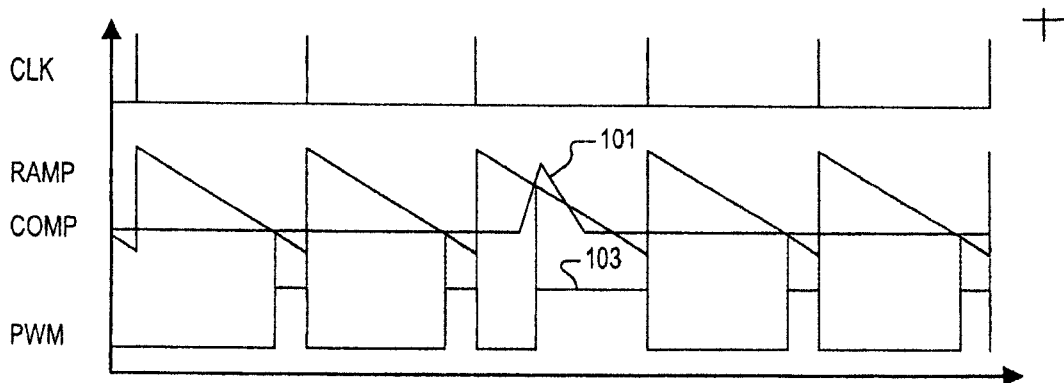


图 1 已知的前沿调制方式

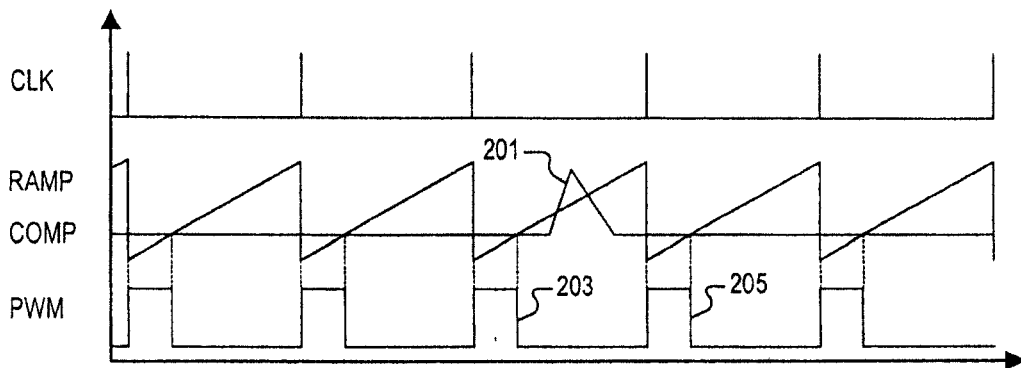


图 2 已知的后沿调制方式

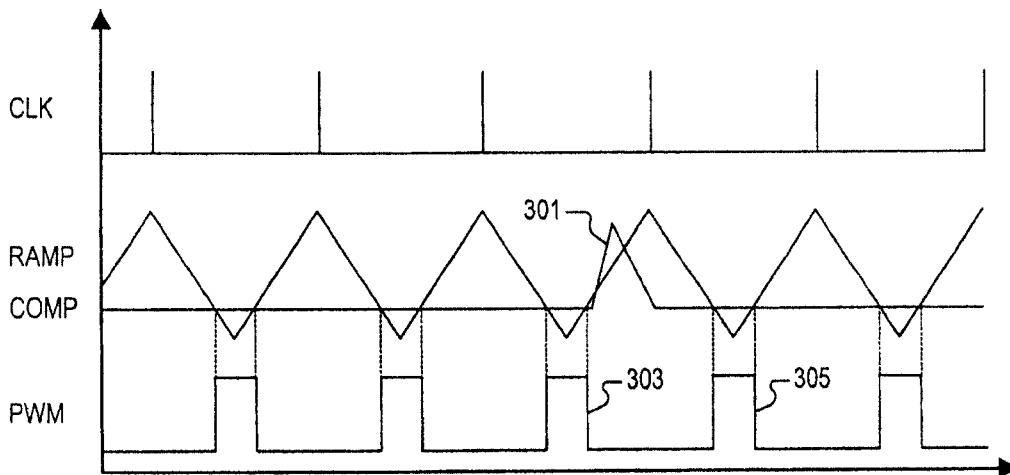


图 3 已知的双边沿调制方式



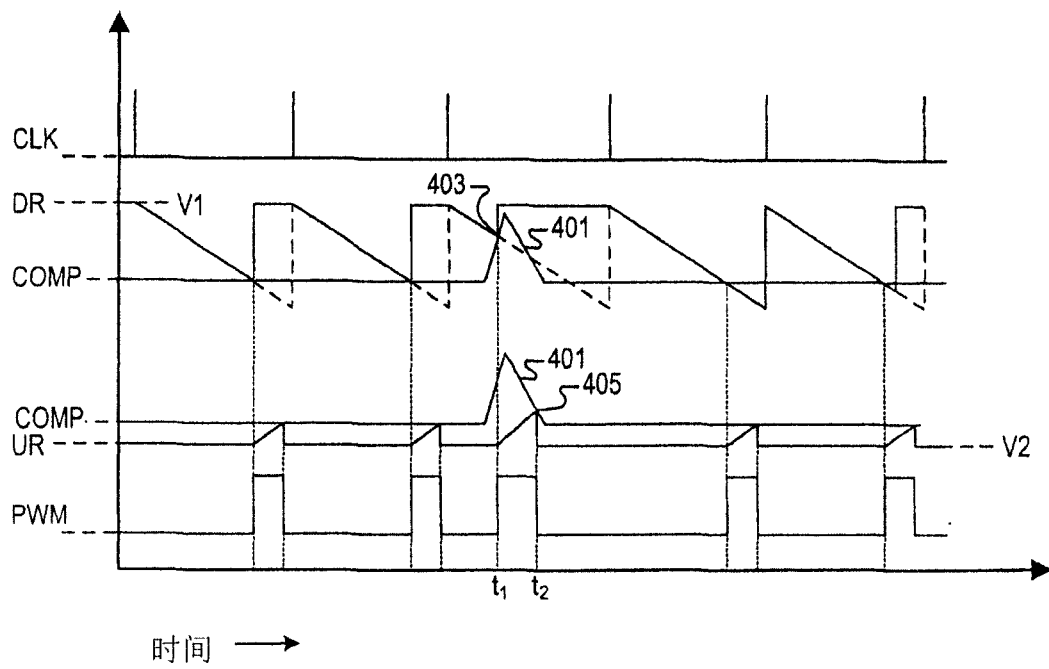


图4 双斜坡调制方式

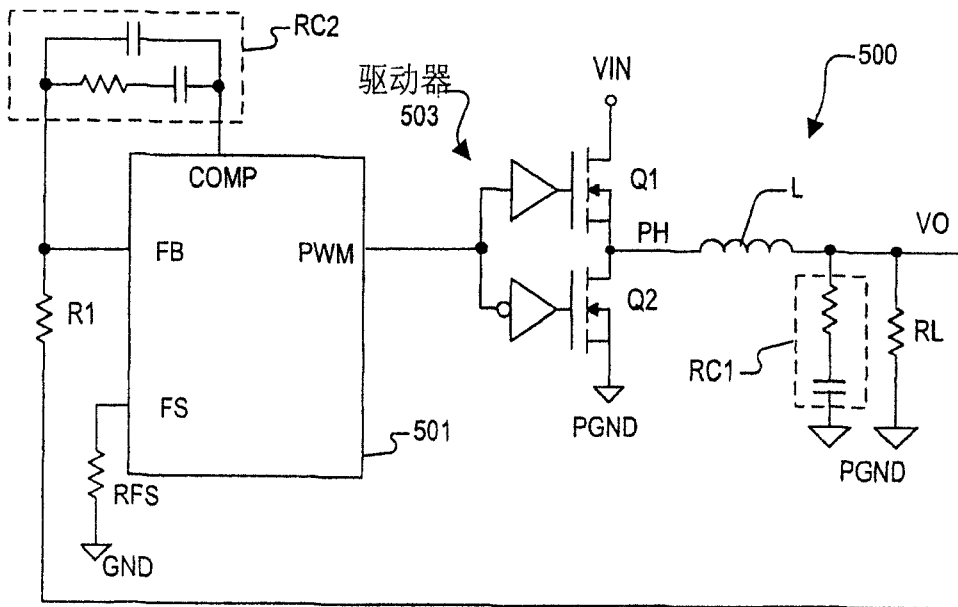


图 5

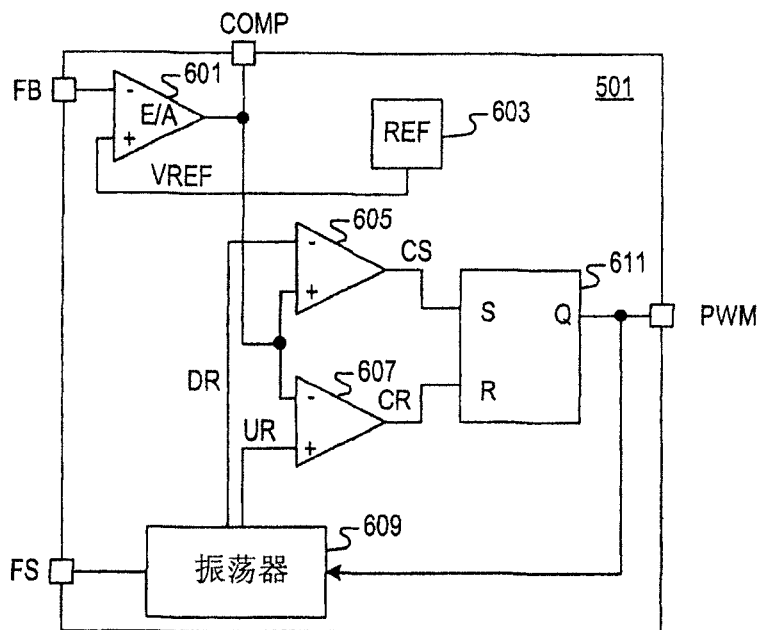


图 6

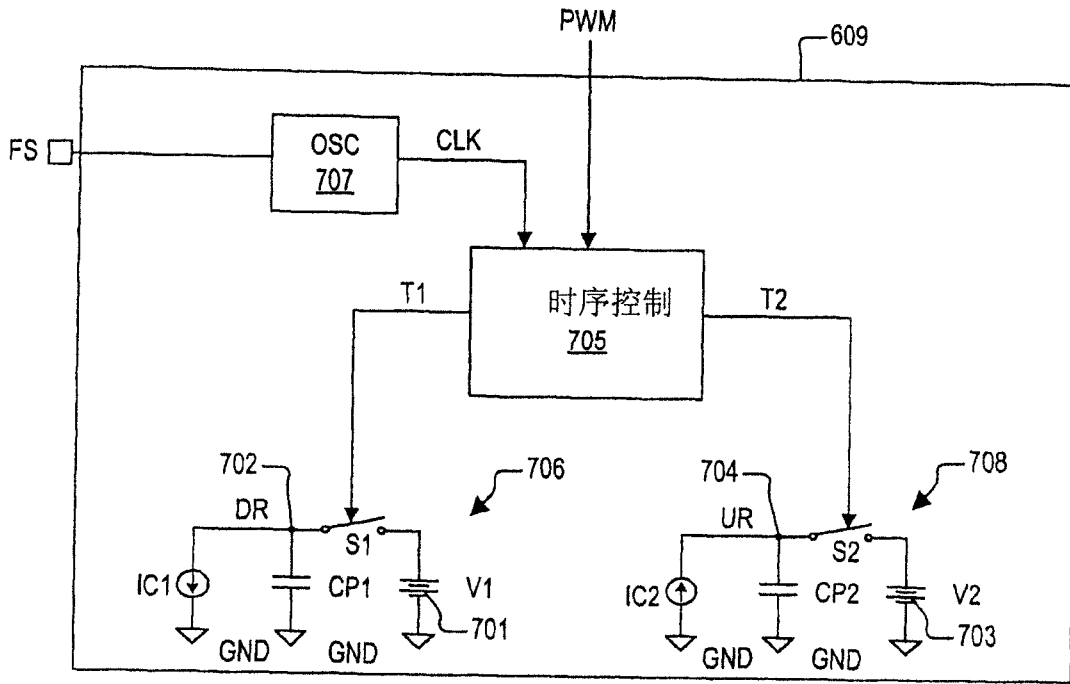


图 7

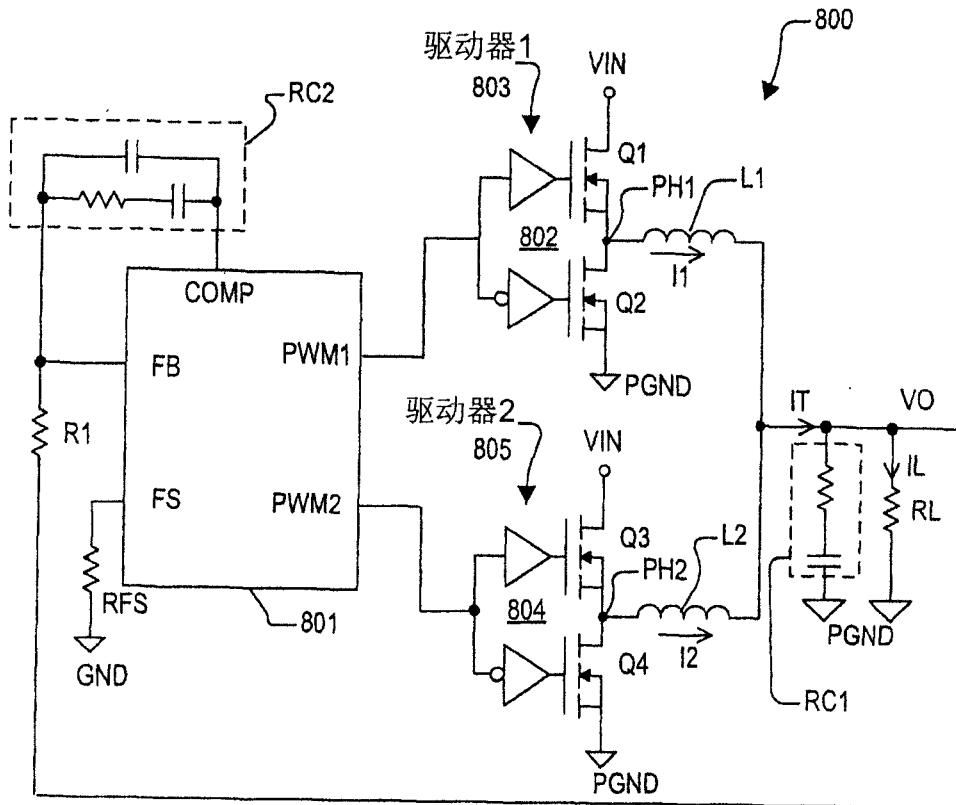


图 8

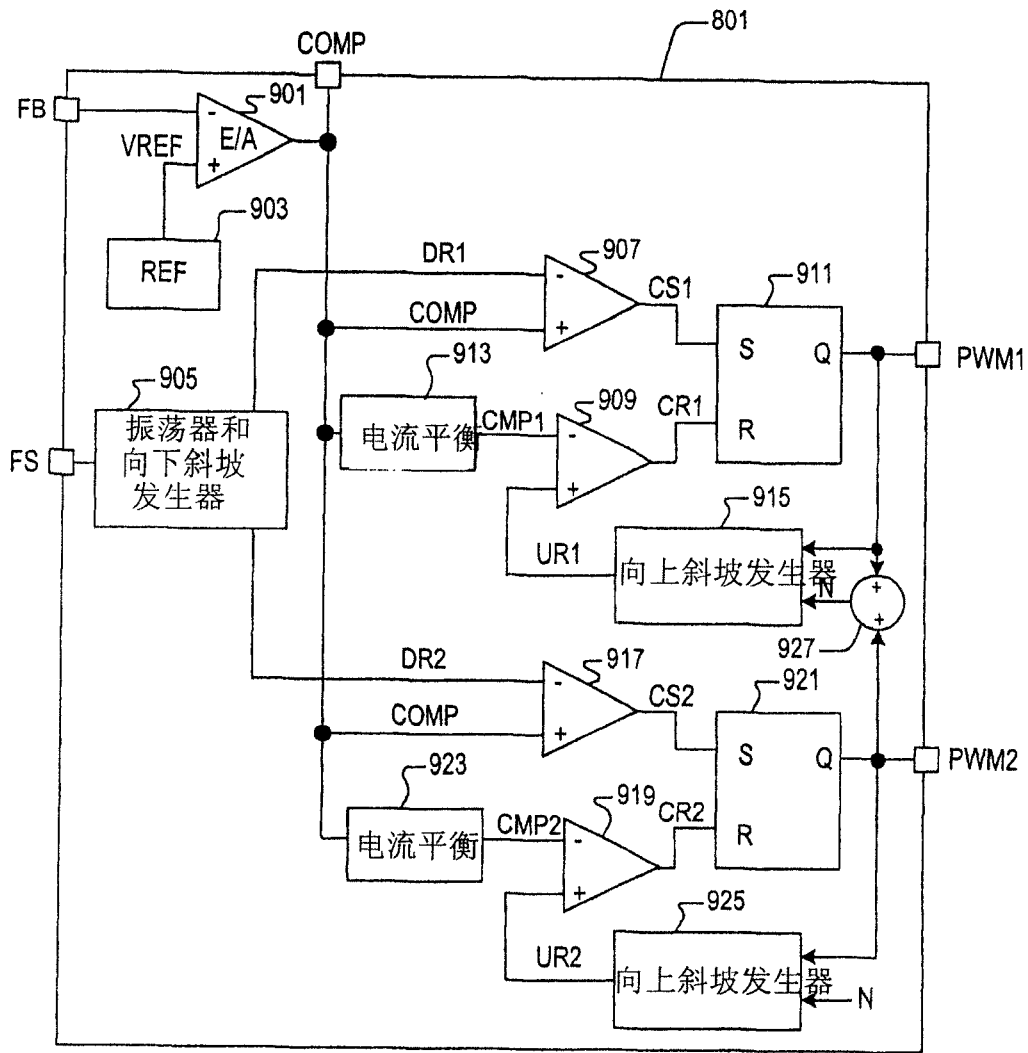


图 9

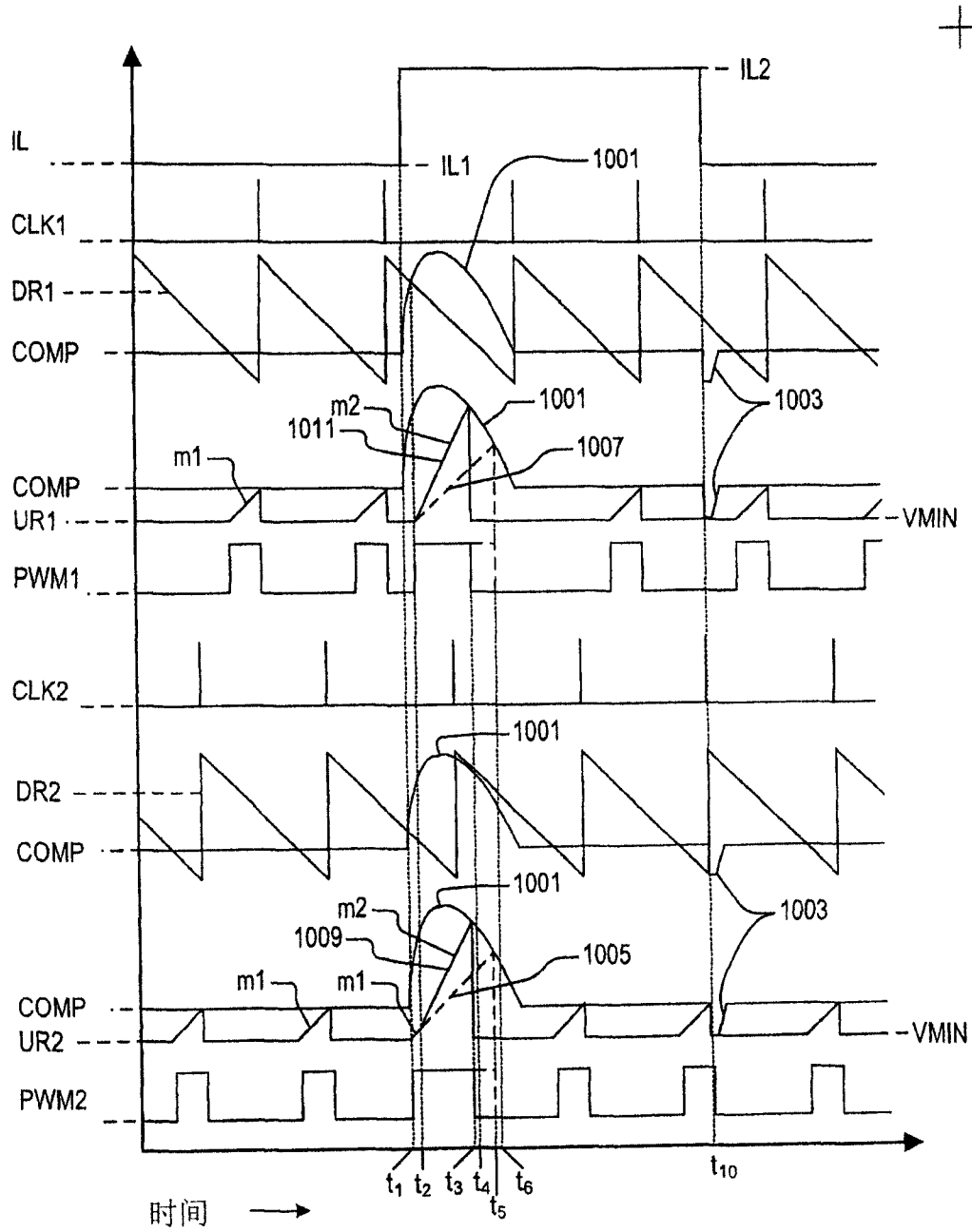


图 10

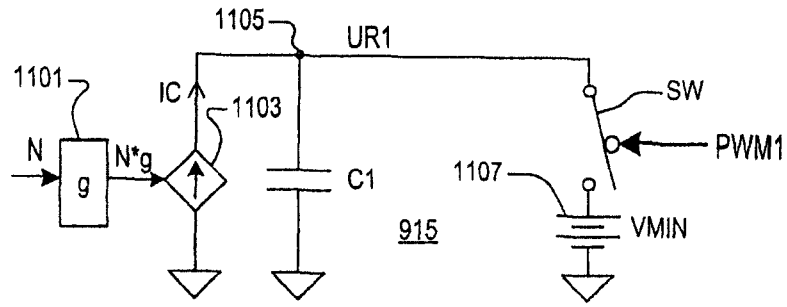


图 11

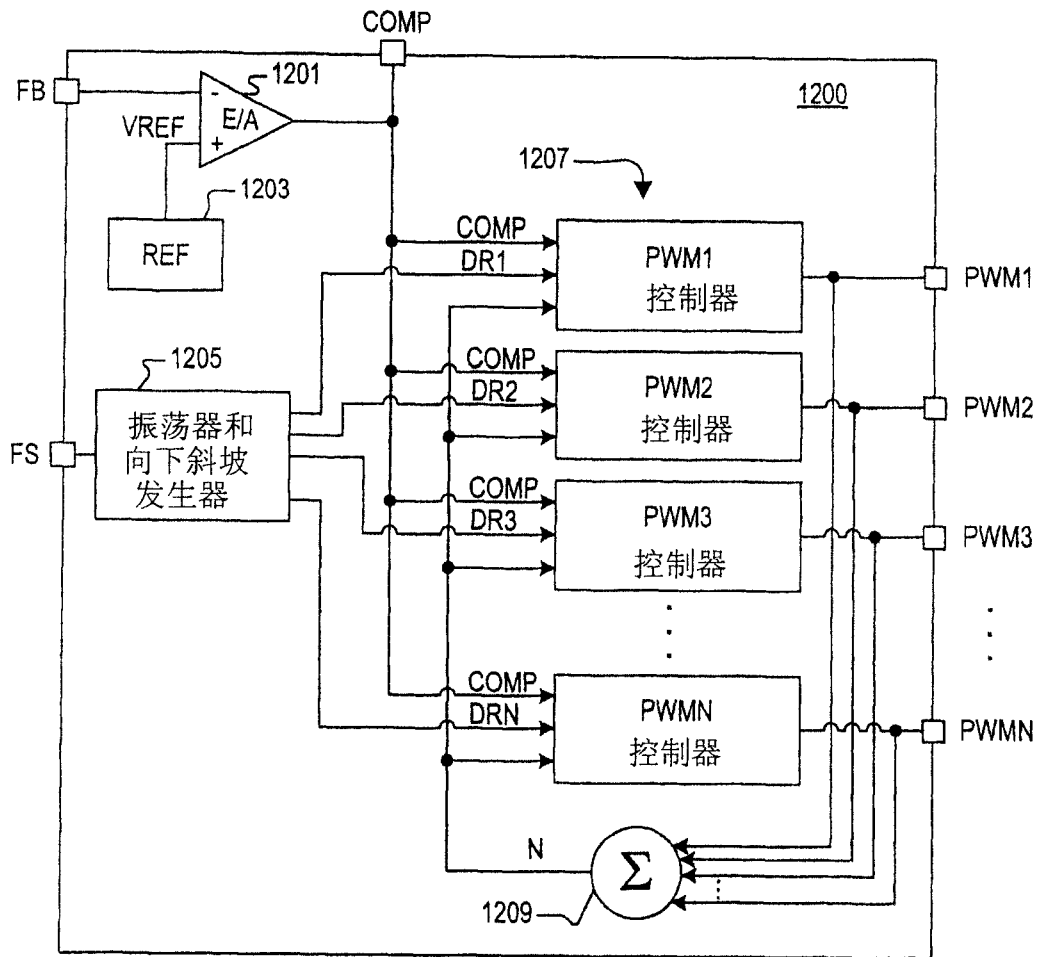


图 12