

[19] 中华人民共和国国家知识产权局



[12] 发明专利申请公布说明书

[21] 申请号 200880002181.4

[51] Int. Cl.

H02M 1/34 (2006.01)

H02M 1/42 (2007.01)

H02M 3/155 (2006.01)

H02M 5/293 (2006.01)

H02M 7/217 (2006.01)

[43] 公开日 2009 年 11 月 11 日

[11] 公开号 CN 101578756A

[22] 申请日 2008.1.14

[21] 申请号 200880002181.4

[30] 优先权

[32] 2007.1.12 [33] US [31] 11/652,613

[86] 国际申请 PCT/CA2008/000054 2008.1.14

[87] 国际公布 WO2008/083496 英 2008.7.17

[85] 进入国家阶段日期 2009.7.13

[71] 申请人 电力集成公司

地址 美国加利福尼亚州

[72] 发明人 雷蒙德·K·奥尔

[74] 专利代理机构 北京东方亿思知识产权代理有限公司

代理人 宋鹤南霆

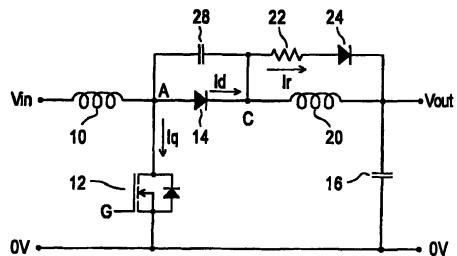
权利要求书 2 页 说明书 15 页 附图 4 页

[54] 发明名称

具有缓冲器的功率变换器

[57] 摘要

一种包括第一电感器(10)、受控开关(12)、主二极管(14)和输出电容器(16)的降压或升压变换器包括一缓冲器电路来减小损耗。该缓冲器电路包括处于变换器的与开关和主二极管串联的路径中的第二电感器(20)、与第二电感器直接并联连接的串联连接的电阻器(22)和二极管(24)、以及与主二极管并联并且可以部分或全部由主二极管的寄生电容构成的电容(28)。



1. 一种功率变换器，包括连接成降压或升压配置的两个输入端（Vin, 0V）、两个输出端（Vout, 0V）、耦合在所述两个输出端之间的输出电容器（16）、处于所述输入端和输出端之间的串联路径中的第一电感器（10）、受控制信号（G）控制的开关（12）、以及二极管（14），所述降压或升压配置用于从提供到所述输入端的输入电压在所述输出端处产生输出电压，所述变换器还包括处于与所述开关和所述第一二极管串联的路径中的第二电感器（20），以及串联连接的电阻器（22）和第二二极管（24），其特征在于所述串联连接的电阻器和第二二极管与所述第二电感器并联。

2. 如权利要求 1 所述并且具有升压配置的功率变换器，其中，所述第一电感器和所述开关串联耦合在所述两个输入端之间，并且所述第一二极管处于所述输入端和输出端之间的串联路径中。

3. 如权利要求 2 所述的功率变换器，其中，所述第二电感器在所述输入端和输出端之间的串联路径中与所述第一二极管串联。

4. 如权利要求 2 所述的功率变换器，其中，所述第二电感器在所述变换器的分流路径中与所述开关串联。

5. 如权利要求 1 所述并且具有降压配置的功率变换器，其中，所述第一电感器和所述第一开关串联耦合在所述两个输出端之间，并且所述开关处于所述输入端和输出端之间的串联路径中。

6. 如权利要求 5 所述的功率变换器，其中，所述第二电感器在所述输入端和输出端之间的串联路径中与所述开关串联。

7. 如权利要求 5 所述的功率变换器，其中，所述第二电感器在所述变换器的分流路径中与所述二极管串联。

8. 如权利要求 1 至 7 中任何一项所述的功率变换器，包括与所述第一二极管并联连接的电容器（28）。

9. 如权利要求 1 至 7 中任何一项所述的功率变换器，包括与所述第一二极管并联连接的电容器（28），所述第一二极管与所述电阻器或所述第二二极管串联。

10. 如权利要求 1 至 7 中任何一项所述的功率变换器，包括与所述电

阻器并联连接的电容器（90）。

11. 如权利要求 1 至 7 中任何一项所述的功率变换器，包括与所述第一二极管并联连接的电容器（28）和与所述电阻器并联耦合的电容器（90）。

12. 如权利要求 1 至 7 中任何一项所述的功率变换器，其中，所述第二电感器的电感远小于所述第一电感器的电感。

13. 一种电路布置，包括：

第一电感器（10），在所述电路布置的操作中一电流流过该第一电感器；

开关（12），被布置为在控制信号（G）的控制下断开和闭合，该开关被布置用于在其被闭合时传导所述第一电感器的电流；

第一二极管（14），被布置为在所述开关断开时被正向偏置以传导所述电感器的电流并且在所述开关闭合时被反向偏置；

处于与所述开关和所述第一二极管串联的路径中的第二电感器（20），其电感远小于所述第一电感器的电感；以及

电阻器（22）和与该电阻器串联连接的第二二极管（24）；

其特征在于串联连接的电阻器和第二二极管与所述第二电感器并联连接。

14. 如权利要求 13 所述的电路配置，包括一电容器（28），该电容器与所述第一二极管并联、或者与所述电阻器或所述第二二极管串联的第一二极管并联。

15. 如权利要求 13 或 14 所述的电路配置，形成具有输入端和输出端的升压变换器，所述第一电感器将所述输入端耦合到所述开关，并且所述第一二极管将所述第一电感器和所述开关之间的接点耦合到所述输出端。

16. 如权利要求 13 或 14 所述的电路配置，形成具有输入端和输出端的降压变换器，所述第一电感器将所述输出端耦合到所述第一二极管，并且所述开关将所述第一电感器和所述第一二极管之间的接点耦合到所述输入端。

17. 如权利要求 13 或 14 所述的电路配置，其中，所述第二电感器的电感远小于所述第一电感器的电感。

## 具有缓冲器的功率变换器

### 技术领域

本发明涉及功率变换器，具体而言涉及这样一种功率变换器，其中，在不需要额外的开关的情况下，通过使用缓冲器（snubber）电路减小了损耗。

### 背景技术

在传统的升压变换器中，输入电压经由电感器耦合到通常为 MOSFET 的开关，并且串联的二极管和电容器与该开关并联耦合，其中变换器的输出电压是从该电容器得到的。在没有变压器的情况下，输出电压大于输入电压。开关被交替地断开和闭合，这种交替断开和闭合通常是以高频进行的并且具有受控的占空比。

升压变换器的一个越来越重要的应用是用于消费者电子设备中的所谓离线电源布置的功率因子校正（PFC）。在这种布置中，通常经过整流的 AC 电源被升压变换器变换为高输出电压，以提供接近单位 1 的功率因子；输出电压可被直接使用或者被一个或多个其他功率变换器变换为一个或多个 AC 和/或 DC 电压以供使用。

在其中变换器开关在电感器电流为零时被接通的非连续电流模式（DCM）中，升压变换器的操作具有峰值电流是平均电流的两倍并且电感器电流具有大摆动的结果，从而需要相对较大的核，这涉及损耗的增大。随着变换器功率级别的增大，例如对于用于 PFC 的升压变换器可能需要的大于约 200 或 300W 的功率级别，优选在连续导通模式（CCM）中操作升压变换器，在这种模式中，变换器开关在电感器电流下降到零之前就被接通。在 CCM 中操作的升压变换器具有相对较小的电感器电流摆动和峰值电流。

结果，升压变换器的二极管（被称为升压二极管）需要具有非常快的

反向恢复，尤其是考虑到用于 PFC 的升压变换器的通常很高的输出电压时则更是如此。例如，这种升压变换器可能通常需要以最高达约 360V 的峰值输入电压来操作，并且输出电压可以被方便地选择为大约 380 至 400V。在反向恢复时段期间，就在变换器开关被接通以使得二极管在正向偏置且传导非零电感器电流后被反向偏置之后，由于二极管结区中的载流子，二极管仍是导通的，并且可能流动很大的反向电流，从而大大增大了变换器开关中的应力和功率损耗。

用于 PFC 的升压变换器的二极管可以基于碳化硅半导体技术，但是这种二极管的成本可能是硅二极管的十倍量级的。即使利用不表现出反向恢复行为的二极管，变换器开关也是在电感器的全电流流动的情况下被接通和关断的，从而导致很大的开关损耗。

为了减小这些缺点，已经知道提供一种结合了额外的或者辅助的开关的升压变换器的更复杂布置。这种变换器的示例在 1995 年 8 月 29 日授权的 Bassett 等人的题为“Boost Converter Power Supply With Reduced Losses, Control Circuit and Method Therefor”的美国专利 No. 5,446,366、1998 年 4 月 7 日授权的 Jovanovic 的题为“Technique for Reducing Rectifier Reverse-Recovery-Related Losses in High-Voltage High Power Converters”的美国专利 No. 5,736,842 以及 2000 年 4 月 18 日授权的 Jang 等人的题为“Soft-Switching Cell For Reducing Switching Losses In Pulse-Width-Modulated Converters”的美国专利 No. 6,051,961 中有所记载。

这种已知的变换器的额外的复杂度和额外的开关增加了其成本，并且增加了为了控制升压变换器的开关而必须提供的控制电路的复杂度和成本。

从 1996 年 8 月 27 日授权的 Farrington 等人的题为“Low-Loss Snubber For A Power Factor Corrected Boost Converter”的美国专利 No. 5,550,458 中还已经知道提供一种具有缓冲器的升压变换器来减小二极管反向恢复和开关损耗，而无需向变换器提供额外的开关。在该变换器中，缓冲器电感器与升压二极管串联连接，并且与缓冲器二极管串联的电阻器与串联连接的升压二极管和缓冲器电感器并联连接。该布置具有这样的缺点，即，需要

另一个二极管来连接到升压二极管和缓冲器电感器之间的接点，以防止在开关接通时升压二极管两端的电压的振荡（ringing），由此产生的电流循环经过缓冲器电感器、该另一个二极管以及变换器开关。该参考文献还公开了一种应用到降压变换器的类似的缓冲器布置。

从 1997 年 5 月 27 日授权的 Kim 的题为“Boost Converter Using An Energy Reproducing Snubber Circuit”的美国专利 No. 5,633,579 中知道了另一种具有缓冲器电路的升压变换器，其具有更为复杂的缺点。

仍需要提供一种功率变换器，例如升压变换器或降压变换器，其使用相对简单的布置实现了开关损耗和/或反向恢复损耗的减小，而无需额外的开关。

## 发明内容

本发明提供了一种功率变换器，包括连接成降压或升压配置的两个输入端、两个输出端、耦合在两个输出端之间的输出电容器、处于输入端和输出端之间的串联路径中的第一电感器、受控制信号控制的开关、以及二极管，所述降压或升压配置用于从提供到输入端的输入电压在输出端处产生输出电压，该变换器还包括处于与开关和第一二极管串联的路径中的第二电感器，以及串联连接的电阻器和第二二极管，其特征在于串联连接的电阻器和第二二极管与第二电感器并联。

该功率变换器可具有升压配置，其中，第一电感器和开关串联耦合在两个输入端之间，并且第一二极管处于所述输入端和输出端之间的串联路径中。在此情况下，第二电感器可在所述输入端和输出端之间的串联路径中与第一二极管串联，或者其可在变换器的分流路径中与开关串联。

或者，该功率变换器可具有降压配置，其中，第一电感器和第一开关串联耦合在两个输出端之间，并且开关处于所述输入端和输出端之间的串联路径中。在此情况下，第二电感器可在所述输入端和输出端之间的串联路径中与开关串联，或者它可在变换器的分流路径中与二极管串联。

上述变换器中的每一个的操作受益于与第一二极管并联的电容。二极管的寄生电容在一些情况下可被设想为构成该电容的全部，但是优选地使

一电容器与第一二极管并联连接。另一电容器也可与电阻器并联耦合，或者该电容器可与第一二极管并联连接，第一二极管与电阻器或第二二极管串联。

本发明还扩展到一种电路布置，包括：第一电感器，在该电路布置的操作中一电流流过该第一电感器；开关，被布置为在控制信号的控制下断开和闭合，该开关被布置用于在其被闭合时传导第一电感器的电流；第一二极管，被布置为在开关断开时被正向偏置以传导电感器的电流并且在开关闭合时被反向偏置；处于与开关和第一二极管串联的路径中的第二电感器，其电感远小于第一电感器的电感；以及电阻器和与该电阻器串联连接的第二二极管；其特征在于串联连接的电阻器和第二二极管与第二电感器并联连接。

这种电路配置优选地包括一电容器，该电容器与第一二极管并联、或者与与电阻器或第二二极管串联的第一二极管并联。

该电路配置可形成具有输入端和输出端的升压变换器，第一电感器将输入端耦合到开关，并且第一二极管将第一电感器和开关之间的接点耦合到输出端。该电路配置可形成具有输入端和输出端的降压变换器，第一电感器将输出端耦合到第一二极管，并且开关将第一电感器和第一二极管之间的接点耦合到输入端。在任一情况下，优选地，第二电感器的电感远小于第一电感器的电感。

### 附图说明

从以下参考附图以示例方式给出的描述中将进一步理解本发明，在附图中相同的标号在不同图中用于表示相应的元件，其中：

图 1 示意性地示出了具有缓冲器电路的已知升压变换器；

图 2 示意性地示出了根据本发明一个实施例的升压变换器；

图 3 示意性地示出了根据本发明另一实施例的图 2 的升压变换器的修改形式；

图 4 示出了在图 2 的升压变换器的操作中可能发生的电压和电流的简化波形；

图 5 以放大的时间比例示出了在升压变换器的开关接通时间左右图 4 的简化波形；

图 6 以放大的时间比例示出了在升压变换器的开关关断时间左右图 4 的简化波形；

图 7 示意性地示出了根据本发明一个实施例的降压变换器；

图 8 示意性地示出了根据本发明另一个实施例的另一个降压变换器；

图 9 示意性地示出了根据本发明一个实施例的另一个升压变换器；并且

图 10 至 12 示出了根据本发明其他实施例的图 2 的升压变换器的修改。

### 具体实施方式

参考附图，图 1 示意性地示出了具有缓冲器电路的升压变换器，该升压变换器是从以上提及的美国专利 No. 5,550,458 中知道的。该升压变换器本身包括电感器 10、开关 12、二极管 14 和电容器 16。来自适当的源（未示出）的相对于零伏（0V）线的正输入电压 Vin 经由电感器 10（被称为升压电感器）被耦合到开关 12，该开关 12 通常可以并且在图 1 中被示为由 MOSFET 构成，其漏极连接到电感器 10，其源极连接到 0V 线，并且栅极被以已知方式施加以脉冲控制信号 G，用于控制开关 12 的状态。图 1 还示出了 MOSFET 固有的所谓的体二极管，其阳极连接到 MOSFET 的源极并且其阴极连接到 MOSFET 的漏极。

MOSFET 开关 12 的漏极和电感器 10 之间的接点在图 1 的情况下经由形成缓冲器电路的一部分的电感器 20 耦合到二极管 14 的阳极，该二极管 14 被称为升压二极管或整流器。二极管 14 的阴极连接到变换器的相对于 0V 线的正输出电压 Vout 的输出端，并且连接到电容器 16 的一端，该电容器 16 被称为输出电容器，其另一端连接到 0V 线。

例如，输入电压 Vin 可以包括经过平滑的 DC 电压，或者，尤其是在用于 PFC 的升压变换器的情况下，可以包括经过整流的 AC 电压。又例如，对于将被用于诸如电视之类的消费电子设备中的 PFC 的升压变换器，

输入电压  $V_{in}$  可以是峰值电压在 120 至 360V 量级的范围内的经过整流的 AC 电压，并且输出电压  $V_{out}$  可以在 380 至 400V 的量级，例如约为 385V。在这种应用中，可以针对例如 200 至 700W 的范围内的输出功率来设计变换器，并且在连续电流模式（CCM）中操作变换器。

如本领域中所公知的，当开关 12 断开（MOSFET 关断或者未导通）时，来自输入的电流流经升压电感器 10 和被正向偏置的升压二极管 14，以对电容器 16 充电并维持其输出电压  $V_{out}$ ，同时向耦合到变换器的输出的负载（未示出）提供电流。当开关 12 被控制信号 G 所闭合时（MOSFET 被接通或导通），当在 CCM 的情况下电流在电感器 10 中流动时，电感器电流流经开关 12，二极管 14 被反向偏置，并且去往负载的电流被输出电容器 16 所维持。

随着开关 12 的这种开关，电感器电流被接通和关断的 MOSFET 开关 12 所开关，从而导致不合需要的开关损耗。虽然为了帮助减小升压电感器 10 和输出电容器 16 的大小而需要高开关频率，但是这种开关损耗却随着开关频率的增大而增大，因此对开关频率施加了实际限制。

此外，在没有以下描述的缓冲器电路的情况下，当 MOSFET 开关 12 被接通时，升压二极管 14 被反向偏置，但在其反向恢复时段期间保持导通，从而导致在此时段期间大电流流动，增大了施加在开关 12 上的应力，并且增大了变换器损耗。

图 1 的升压变换器的缓冲器电路除了与升压二极管 14 串联的缓冲器电感器 20 之外，还包括与串联连接的缓冲器电感器 20 和升压二极管 14 并联连接的缓冲器电阻器 22 和二极管 24（二者串联连接），以及另一个二极管 26，该另一个二极管 26 的阳极连接到 0V 线并且其阴极连接到缓冲器电感器 20 和升压二极管 14 之间的接点。

缓冲器电感器 20 减慢了升压二极管 14 的关断并且因此减小了其反向恢复损耗，并且通过防止电流的快速增大而减小了 MOSFET 开关 12 的接通损耗。在开关被关断时，通过电阻器 22 和二极管 24 将 MOSFET 开关两端的电压箝位到输出电压  $V_{out}$ ，防止了该电压振荡。当 MOSFET 开关 12 被接通时，另一个二极管 26 在缓冲器电感器中传导负电流。

该已知的升压变换器具有这样的缺点，即，需要二极管 26 来防止缓冲器电感器 20 和升压二极管 14 之间的接点处的电压的振荡。另一个缺点在于，当 MOSFET 开关 12 被关断并且二极管 26 被该接点处在 0V 以下摆动的电压正向偏置时，经过缓冲器电感器 20 的电流经由闭合的 12 和正向偏置的二极管 26 循环，从而导致了更大的损耗。

图 2 示意性地示出了根据本发明一个实施例的升压变换器，其包括与以上针对图 1 的升压变换器所述的相同的组件 10、12、14 和 16。从而，在图 2 的升压变换器中，电感器 10 和二极管 14 在变换器的输入端和输出端之间的串联路径中串联耦合，并且 MOSFET 开关 12 处于变换器的分流路径（shunt path）中。

此外，图 2 的升压变换器包括一缓冲器，该缓冲器包括电感器 20、电阻器 22 和二极管 24（这些具有与图 1 相同的标号），以及电容 28。图 2 的升压变换器中的缓冲器不具有图 1 的缓冲器中的二极管 26，并且其组件的连接方式不同，下文将对此进行进一步描述。

更具体而言，在图 2 的升压变换器中，电感器 20 与升压二极管 14 串联连接，在此情况下串联连接在二极管 14 的阴极和用于变换器的输出电压 Vout 的输出端之间。电感器 20 的电感通常远小于升压电感器 10 的电感。为了易于提及，图 2 的变换器的升压二极管 14 的阳极和阴极处的接点分别被称为 A 和 C，并且电压 Vout 的输出端被称为接点 Vout。

电阻器 22 和二极管 24 串联连接在接点 C 和 Vout 之间，其中二极管 26 的极性使得如图所示的电流 Ir 在从接点 C 朝着接点 Vout 的方向上经过电阻器 24。相对于图中所示的，可以可选地颠倒电阻器 24 和二极管 26 的串联顺序。从而，或者如图所示二极管 26 的阴极可以耦合到接点 Vout 并且其阳极可经由电阻器 24 耦合到接点 C，或者二极管的阳极可以耦合到接点 C 并且其阴极经由电阻器 24 耦合到接点 Vout。在任一种情况下，串联连接的电阻器 22 和二极管 24 都与电感器 20 并联连接，而不是像图 1 的变换器中那样与串联连接的电感器 20 和二极管 14 并联。

电容 28 连接到接点 A 和 C 之间，因此与升压二极管 14 并联。取决于升压变换器的具体特性，包括例如其开关频率和输出电压，电容 28 可以

部分或全部由升压二极管 14 的寄生电容构成。

图 3 示出了图 2 的升压变换器的修改形式，其中改变了升压二极管 14 和电感器 20 的串联顺序。从而，在图 23 的变换器中，电感器 20 的一端连接到 MOSFET 开关 12 的漏极和电感器 10 之间的接点，电感器 20 的另一端连接到升压二极管 14 的阳极，并且升压二极管 14 的阴极连接到输出电压  $V_{out}$  的输出端。与图 2 的变换器中一样，在图 3 的变换器中，串联连接的电阻器 22 和二极管 24（按任一种顺序）与电感器 20 并联，并且电容 28 与升压二极管 14 并联。

图 3 的变换器的操作与图 2 的变换器的操作类似，下面额外参考图 4 至 6 来描述图 2 的变换器的操作，图 4 至 6 包括在变换器的操作中可能发生的电压和电流的波形。这些波形被简化了，因为没有完全示出寄生效应。

更具体而言，图 4 至 6 中的每一幅示出了分别在图 2 的接点 A 和 C 处的电压波形 A 和 C（以伏特（V）为单位），以及如图 2 中的箭头所示的开关 12 中的电流  $I_q$ （构成开关 12 的 MOSFET 的漏极-源极电流）、升压二极管 14 中的电流  $I_d$  和电阻器 22 中的电流  $I_r$  的电流波形  $I_q$ 、 $I_d$  和  $I_r$ （以安培（A）为单位）。图 4 示出了整个开关周期的波形，并且图 5 和 6 示出了分别在开关 12 的接通之时和关断之时左右的放大时间比例的波形。例如，图 4 中从时刻  $t_0$  到时刻  $t_{10}$  的一个开关周期的时段可以是  $10 \mu s$ ，图 5 中从时刻  $t_0$  到时刻  $t_3$  的时段可以是约  $80 \text{ ns}$  的量级，而图 6 中从时刻  $t_5$  到时刻  $t_8$  的时段可以是约  $50 \text{ ns}$  的量级。

这些波形是针对具有以下组件值和特性的升压变换器来描述的，这些组件值和特性在这里是作为示例给出来帮助提供全面理解的；本发明在任何意义上都不限于这些值或特性中的任何一个：

输出电压 $V_{out}$	$385 \text{ V}$	电感器 20	$5 \mu\text{H}$
开关频率	$100 \text{ kHz}$	电阻器 22	$25 \Omega$
升压电感器 10	$800 \mu\text{H}$	电容 28	$300 \text{ pF}$
输出电容器 16	$50 \mu\text{F}$	输出功率	$400 \text{ W}$

在本发明的其他实施例中，所有这些值都可以完全不同。仅作为一个

示例，电容 28 可被增大到若干 nF，使得 MOSFET 开关 12 的驱动不那么困难，或者它可能被减小到升压二极管 14 的寄生电容，从而获得具有低输出电压的升压变换器。

具体参考图 4 和 5，就在控制信号 G 变高以接通构成开关 12 的 MOSFET 的时刻  $t_0$  之前，二极管 14 被正向偏置以将电流  $I_d$  从输入  $V_{in}$  经由电感器 10 和 20 传导到输出接点  $V_{out}$ ，电流  $I_q$  和  $I_r$  基本为零，并且接点 A 和 C 基本处于输出电压  $V_{out}$ （接点 A 实际上比接点 C 的电压大等于在主导电流  $I_d$  下二极管 14 的正向电压的量）。

从控制信号 G（未示出）变高的时刻  $t_0$  处开始，直到此后很快到来的时刻  $t_1$  为止（如图 5 所示），MOSFET 接通（开关 12 被闭合），使得接点 A 处的电压迅速下降到基本为零。因为电感器 20 与二极管 14 串联连接，在短时间间隔  $t_0-t_1$  期间，二极管 14 和电感器 20 中的电流  $I_d$  改变得很少，所以二极管 14 保持正向偏置，并且接点 C 处的电压在时刻  $t_1$  也下降到基本为零。

因此，如图 5 所示，在时间间隔  $t_0-t_1$  中，MOSFET 开关 12 被接通，同时很小的电流  $I_q$  流动，因此处于具有相对较小的开关损耗的几乎为零电流开关（ZCS）的条件下。在时刻  $t_1$ ，MOSFET 开关 12 被完全接通，并且输出电压  $V_{out}$  出现在电感器 20 两端。因此，正向偏置的二极管 14 和电感器 20 中的电流  $I_d$  从时刻  $t_1$  线性地斜坡式下降，在时刻  $t_2$  达到零，时刻  $t_2$  比时刻  $t_1$  略微靠后，如图 5 所示。

在电流  $I_d$  达到零的时刻  $t_2$ ，二极管 14 变成反向偏置，并且由于电容 28 经由电感器 20 被充电，因此接点 C 处的电压以谐振方式从基本为零开始上升，如图 5 中的曲线 50 最贴切地示出的。谐振使得接点 C 处的电压在时刻  $t_3$  超过输出电压  $V_{out}$ ，在此之后二极管 24 变成正向偏置，并且电流  $I_r$  从基本为零开始上升，如图 5 中的曲线 54 最贴切地示出的，从而电感器 20 中存储的能量开始在电阻器 22 中耗散。

如图 4 和 5 中由曲线 52 所示，从时刻  $t_0$  直到时刻  $t_2$ ，电流  $I_q$  以与此时段期间电流  $I_d$  的下降相反的方式上升，并且从时刻  $t_2$  直到时刻  $t_3$ ，电流  $I_q$  继续上升，同时随着接点 C 处的电压如上所述以谐振方式上升，电

流流经电感器 20 和电容 28。当二极管 24 从时刻  $t_3$  开始变得正向偏置时，电流  $I_q$  下降到与其在时刻  $t_2$  的值和电流  $I_d$  在时刻  $t_0$  的值相对应的稳态值。在 MOSFET 开关 12 的接通时段的剩余部分期间，直到时刻  $t_5$  为止，如图 4 中的线条 56 最贴切地示出的，由于由闭合的开关 12 施加到升压电感器 10 的输入电压  $V_{in}$ ，MOSFET 开关 12 中的电流  $I_q$  从其稳态值斜坡式上升到值  $I_{off}$ 。

具体参考图 4 和 6，就在控制信号 G 变低以关断 MOSFET 开关 12 的时刻  $t_5$  之前，接点 A 处于 0V 并且接点 C 基本上处于输出电压  $V_{out}$ ，电容 28 被充电到输出电压  $V_{out}$  并且二极管 14 被反向偏置，从而使得电流  $I_d$  和  $I_r$  基本为零。MOSFET 开关 12 接通，并且其经由升压电感器 10 传导的电流  $I_q$  具有值  $I_{off}$ ，如图 4 和 6 所示。

在从时刻  $t_5$ （此时控制信号 G（未示出）变低）起直到时刻  $t_6$  为止（此时 MOSFET 被完全关断时）的时间间隔期间，MOSFET 开关 12 被关断（开关 12 被断开）。在该时间间隔  $t_5-t_6$  期间，MOSFET 开关 12 的电流  $I_q$  从其值  $I_{off}$  下降到基本为零。由于电感器 10 和 20 中的电流无法瞬时变化，所以电感器 10 中的电流经由电容器 28、电阻器 22 和二极管 24 流到输出电压  $V_{out}$ ，同时接点 A 处的电压迅速上升到值  $V_r = R \cdot I_{off}$ ，其中 R 是电阻器 22 的电阻。接点 C 处的电压相应地增大到值  $V_r + V_{out}$ ，从而使二极管 24 正向偏置，并且如线条 64 所示，电阻器 22 和二极管 24 中的电流  $I_r$  在时刻  $t_6$  增大到基本等于值  $I_{off}$ 。

从时刻  $t_6$  直到时刻  $t_7$ ，电容 28 被流经电感器 10、电容 28、电阻器 22 和正向偏置的二极管 24 的相对恒定的电流  $I_r$  基本线性地放电，从而接点 A 处的电压基本线性地上升，如图 6 中的线条 60 最贴切地示出的。在时刻  $t_7$ ，接点 A 处的这个电压上升到接点 C 处的电压之上并且使二极管 14 正向偏置，二极管 14 相应地开始导通，其电流  $I_d$  从时刻  $t_7$  上升直到时刻  $t_8$ （如图 6 中的线条 62 最贴切地示出的），在时刻  $t_8$ ，二极管 14 传导流经电感器 10 的所有电流。

在时刻  $t_8$  之后，如图 4 所示，接点 A 和 C 处的电压下降到基本等于输出电压  $V_{out}$ ，电流  $I_r$  下降到基本为零，并且流经电感器 10、二极管 14

和（当电流  $I_r$  已下降到基本为零时）电感器 20 的电流  $I_d$  斜坡式下降，如图 4 中的线条 66 所示，直到时刻  $t_{10}$  为止，在时刻  $t_{10}$  开关周期重复。在时刻  $t_{10}$ ，电流  $I_d$  基本上达到与时刻  $t_0$  相同的值。

希望选择电阻器 22 的电阻  $R$  和电容 28 的大小以使得在 MOSFET 开关 12 被关断时由接点 A 获得的电压  $V_r$  占输出电压  $V_{out}$  的一个小比例；例如如图 6 所示，对于 385V 量级的输出电压  $V_{out}$ ，它可以在 60V 或更低的量级。因此，在关断 MOSFET 开关 12 时的开关损耗被大大地减小了。例如，图 2 的变换器的关断开关损耗可以为没有缓冲器的相同变换器的开关损耗的 15% 或更小的量级。

此外，通过选择电感器 20 的电感以使其足以使时间间隔  $t_0-t_2$  远大于用于 MOSFET 开关 12 的接通的时间间隔  $t_0-t_1$ ，在 MOSFET 开关 12 接通时的开关损耗如上所述被减小到例如没有缓冲器的相同变换器的 20% 或更小。另外，因为在图 2 的变换器中二极管 14 的正向偏置被维持到 MOSFET 开关已被完全接通之后，所以二极管反向恢复的问题得到了避免。

从而，虽然图 2 的变换器仍具有一些损耗，但是与没有缓冲器的变换器的损耗相比，这些损耗已经大大减小了。二极管 24 中的功率耗散可以是例如变换器的输出功率的 1% 的量级。同时，二极管反向恢复问题得到了避免，从而图 2 的变换器不需要使用非常快速或者非常昂贵的二极管。图 2 的变换器的这些优点是在不需要额外的开关及其驱动电路并且不会有如上所述的软开关升压变换器的相对复杂性和相关成本的情况下实现的。它们也是在不需要像图 1 的变换器中那样的另一个二极管 26 并且不会有任何随之而来的经过这种二极管的循环电流的情况下实现的。

虽然以上描述涉及升压变换器，但类似的开关损耗和二极管反向恢复的问题也发生在例如包括降压变换器在内的其他功率变换器中，并且这些问题可以通过与上述相类似的方式根据本发明的实施例来得到解决。例如，图 7 示出了根据本发明另一个实施例的降压变换器。

参考图 7，其中示出的降压变换器包括 MOSFET 开关 70，该 MOSFET 开关 70 由提供到其栅极的控制信号  $G'$  来控制，它与输出电感器

74 串联耦合在用于正向输入电压 Vin 的端子和用于小于 Vin 的正向输出电压 Vout 的端子之间。降压变换器还包括二极管 72 和输出电容器 76，该二极管 72 的阳极连接到 0V 线并且其阴极耦合到 MOSFET 开关 70 和输出电感器 74 之间的点，该输出电容器 76 耦合在正输出电压端子和 0V 线之间。从而，在图 7 的降压变换器中，MOSFET 开关 70 和电感器 74 串联耦合在变换器的输入端和输出端之间的串联路径中，并且二极管 72 连接在变换器的分流路径中。

图 7 的降压变换器还包括一缓冲器，该缓冲器包括：串联在 MOSFET 开关 70 和输出电感器 74 之间的电感器 80；串联连接的电阻器 82 和二极管 84，它们与电感器 80 并联，其中二极管 84 的极性为在与 MOSFET 开关 70 的体二极管相同的方向上导通；以及与二极管 72 并联的电容 86。电感器 80 的电感通常比输出电感器 74 小得多。在相对较低的输出电压下，电容 86 通常可以大于图 2 的升压变换器中的电容 28，并且电阻器 82 的电阻通常可以小于图 2 的升压变换器的电阻器 22 的电阻。

图 7 还示出了 MOSFET 开关 70 的源极与电感器 80 的接点 A'，以及二极管 72 的阴极与电感器 80 和 74 的接点 C'，这将在下文中描述。图 7 的降压变换器如下文详细描述的以能够与图 2 的升压变换器的操作相关的方式操作，并且被总结如下。

就在 MOSFET 开关 70 被接通之前，接点 A' 和 C' 基本处于 0V，经过 MOSFET 开关 70 和电阻器 82 的电流基本为零，并且二极管 72 被正向偏置并且经由电感器 74 将电流传导到电容器 76 和输出。在控制信号 G' 的控制下，MOSFET 开关 70 被迅速接通并且接点 A' 处的电压迅速上升到输入电压 Vin，同时二极管 72 仍被正向偏置并且其电流相对缓慢地斜坡式下降到零，经过 MOSFET 开关 70 的电流则相反地增大。然后接点 C' 处的电压由于电容 86 和电感 80 而谐振式地上升，同时经过 MOSFET 开关 70 的电流上升，直到二极管 84 变得正向偏置为止。然后电感器 80 的能量在电阻器 82 中被耗散，经由 MOSFET 开关 70 的电流相应地下降到稳态，在此之后它缓慢地斜坡式下降直到 MOSFET 开关被关断为止，并且接点 C' 处的电压下降到输出电压 Vout，电容 86 被充电到该输出电压 Vout。

当控制信号 G'关断 MOSFET 开关 70 时，经过电感器 80 的电流流经二极管 84 和电阻器 82 而不流过开关。因此，开关电流迅速下降到零并且接点 A'处的电压迅速下降，下降的量为该电流与电阻器 82 的电阻的乘积。接点 A'和 C'处的电压随后相对缓慢地下降，直到接点 A'处的电压变为负并且接点 C'处的电压过零并且使二极管 72 正向偏置为止。然后电流流经二极管 72 和输出电感器 74，缓慢地斜坡式下降，直到 MOSFET 开关 70 下一次被接通为止，同时接点 A'和 C'处的电压返回到基本等于 0V 并且经过电阻器 82 的电流下降到零。

由于 MOSFET 开关 70 与电感器 80 直接串联，而电感器 80 与串联连接的电阻器 82 和二极管 84 并联，所以将会明白，这些的位置是可以交换的；从而与串联连接的电阻器 82 和二极管 84 并联的电感器 80 可以改为连接在用于输入电压 Vin 的端子和 MOSFET 开关 70 之间。在任一种情况下，电感器 80 都与 MOSFET 开关 70 串联在变换器的输入端和输出端之间的串联路径中。

降压变换器的另一种替换电路布置在图 8 中示出，其中，电感器 80 和与其并联的电阻器 82 和二极管 84（二者串联连接）不是像图 7 中那样与 MOSFET 开关 70 串联连接，而是与二极管 72 和与其并联的电容 86 串联连接，即，处于变换器的分流路径中。从而，如图 8 所示，电感器 80 以及同样地串联连接的电阻器 82 和二极管 84 连接在二极管 72 的阴极和 MOSFET 开关 70 与输出电感器 74 的接点之间。

或者，二极管 72 的阴极可以连接到开关 70 和输出电感器 74 的接点，并且电感器 80 可以连接在二极管 72 的阳极和 0V 线之间，同时电容 86 与二极管 72 并联，并且串联连接的电阻器 82 和二极管 84 与电感器 80 并联。

可以明白，在图 2、3、7 和 8 的功率变换器以及以上论述的替换方案中的每一个中，缓冲器电感器 20 或 80 被布置为处于包括变换器开关 12 或 70 以及变换器二极管 14 或 72 的串联路径中。电感器 20 或 80 防止了在 MOSFET 开关 12 或 70 被接通时经过变换器二极管 14 或 72 的电流很迅速的变化，从而二极管保持正向偏置，直到 MOSFET 开关被完全接通为止。

此外，在这些功率变换器和以上论述的替换方案中的每一个中，串联连接的电阻器 22 或 82 和二极管 24 或 84 与缓冲器电感器 20 或 80 并联连接，并且电容 28 或 86 在其没有被变换器二极管 14 或 72 的电容提供的情况下被添加来与该二极管并联。本发明还适用于降压或升压变换器中的其他电路布置、其他功率变换器或者例如可用于电机控制、继电器控制等等的具有类似有关特性的其他电路。

据此，可以看出例如本发明的其他实施例可以应用到如图 9 所示的升压变换器。

参考图 9，其中使用了与图 2 和 3 的升压变换器中相同的组件并且这些组件具有相同的标号，电感器 20 以及与电感器 20 并联的电阻器 22 和二极管 24（二者串联连接）被移动到了包括变换器 MOSFET 开关 12 和升压二极管 14 的路径中的一个不同的位置，在此情况下是在 MOSFET 开关 12 的漏极和电感器 10 与二极管 14 的接点之间的变换器的分流路径中。电容 28 仍与二极管 14 并联连接。

可以看出，可以通过以下方式来进一步修改图 9 的升压变换器：在变换器的分流路径中交换 MOSFET 开关 12 和电感器 20 的位置，同时电阻器 22 和二极管 24 保持与电感器 20 并联，以及/或者交换串联连接的电阻器 22 和二极管 24 的位置。

还可以明白，缓冲器电感器 20 或 80 以及与电感器 20 或 80 并联的、串联连接的电阻器 22 或 82 和二极管 24 或 84 可以改为移动到 0V 线中的一个位置，该位置在升压变换器的情况下处于 MOSFET 开关 12 和输出电容器 16 之间，在降压变换器的情况下处于 0V 输入端和变换器二极管 72 之间。

图 10 至 12 示出了根据本发明其他实施例对图 2 的升压变换器的修改。类似的修改也可应用到图 3 和图 7 至 9 的变换器。

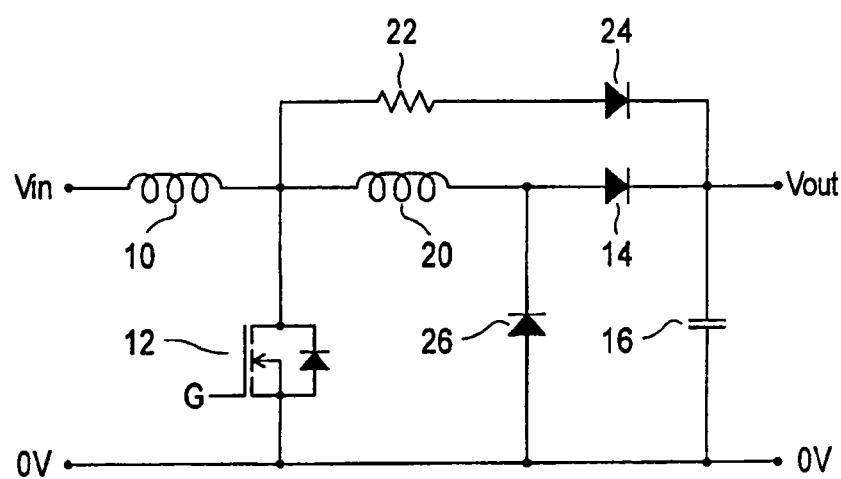
在图 10 中，通过提供与电阻器 22 并联的额外的电容器 90 来修改了图 2 的升压变换器。添加电容器 90 具有减小电阻器 22 两端的峰值电压和经过电阻器 22 的峰值电流的优点。以此情况下经过电阻器 22 的电流流动的时间更长，从而电阻器 22 所耗散的功率没有变化。与电阻器 22 并联的该

电容器 90 在图 7 至 9 中的每一幅中也以虚线示出，以表明在这些图中的功率变换器中也可可选地提供该电容器。

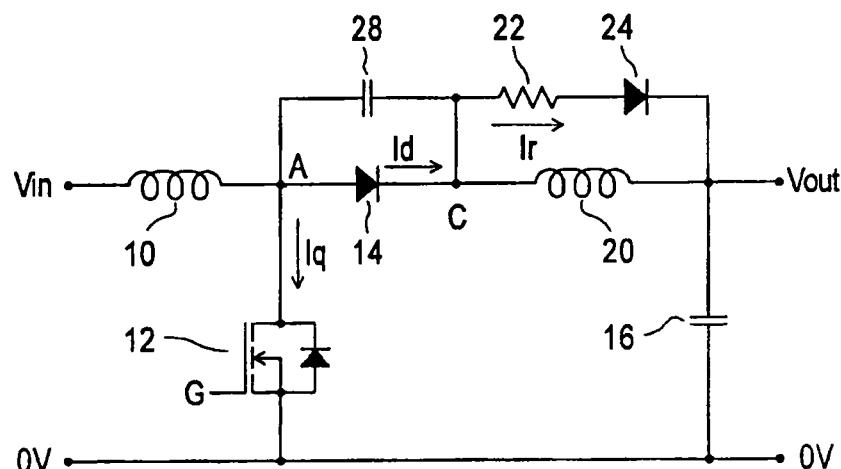
在图 11 中，图 10 的升压变换器通过以下方式被进一步修改：将电容器 90 的电容结合在电容器 28 中，电容器 28 因此连接在二极管 14 的阳极和电阻器 22 与二极管 24 之间的接点之间。电容器 28 从而与串联的二极管 14 和电阻器 22 并联。在图 12 中，电阻器 22 和二极管 24 的串联顺序被颠倒，并且电容器 28 同样被连接在二极管 14 的阳极和电阻器 22 与二极管 24 之间的接点之间。从而，在此情况下，电容 28 与串联的二极管 14 和二极管 24 并联连接。

可以明白，在电容器 28 或 90 的一端连接到一个基本为 DC 电平的点的任何情况下，它也可改为连接到任何其他的基本为 DC 电平的点。例如，在图 3 的升压变换器中，电容器 28 可以不连接在二极管 14 的阳极和二极管 14 的阴极（其基本处于 DC 输出电压  $V_{out}$ ）之间，而是可以耦合在二极管 14 的阳极和 0V 线之间。将该原理和图 11 或图 12 的修改应用到图 3 的变换器，电容器 28 可以改为连接在电阻器 22 和二极管 24（二者按图 3 所示的顺序或者相反顺序串联）的接点与二极管 14 的阴极（其基本上处于 DC 输出电压  $V_{out}$ ）或 0V 线或用于电压  $V_{in}$  的端子（如果电压  $V_{in}$  是 DC 输入电压的话）之间。

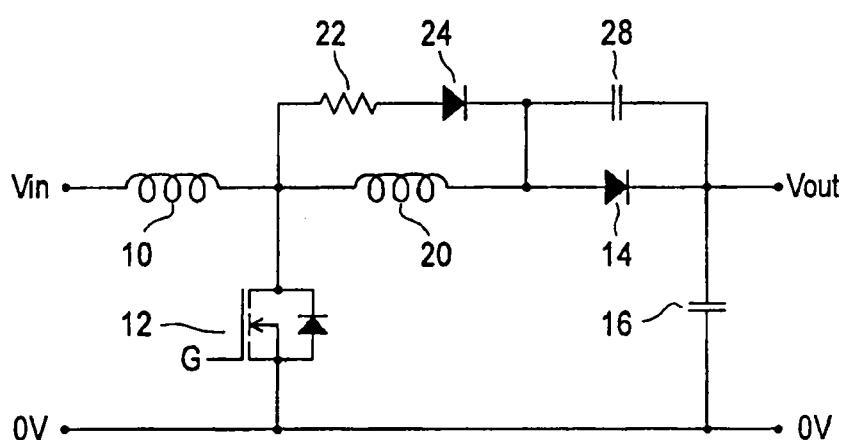
从而，虽然以上通过示例描述了本发明的特定实施例，但是可以明白，在不脱离权利要求所限定的本发明的范围的情况下，可以进行许多修改、变化和适应性变更。



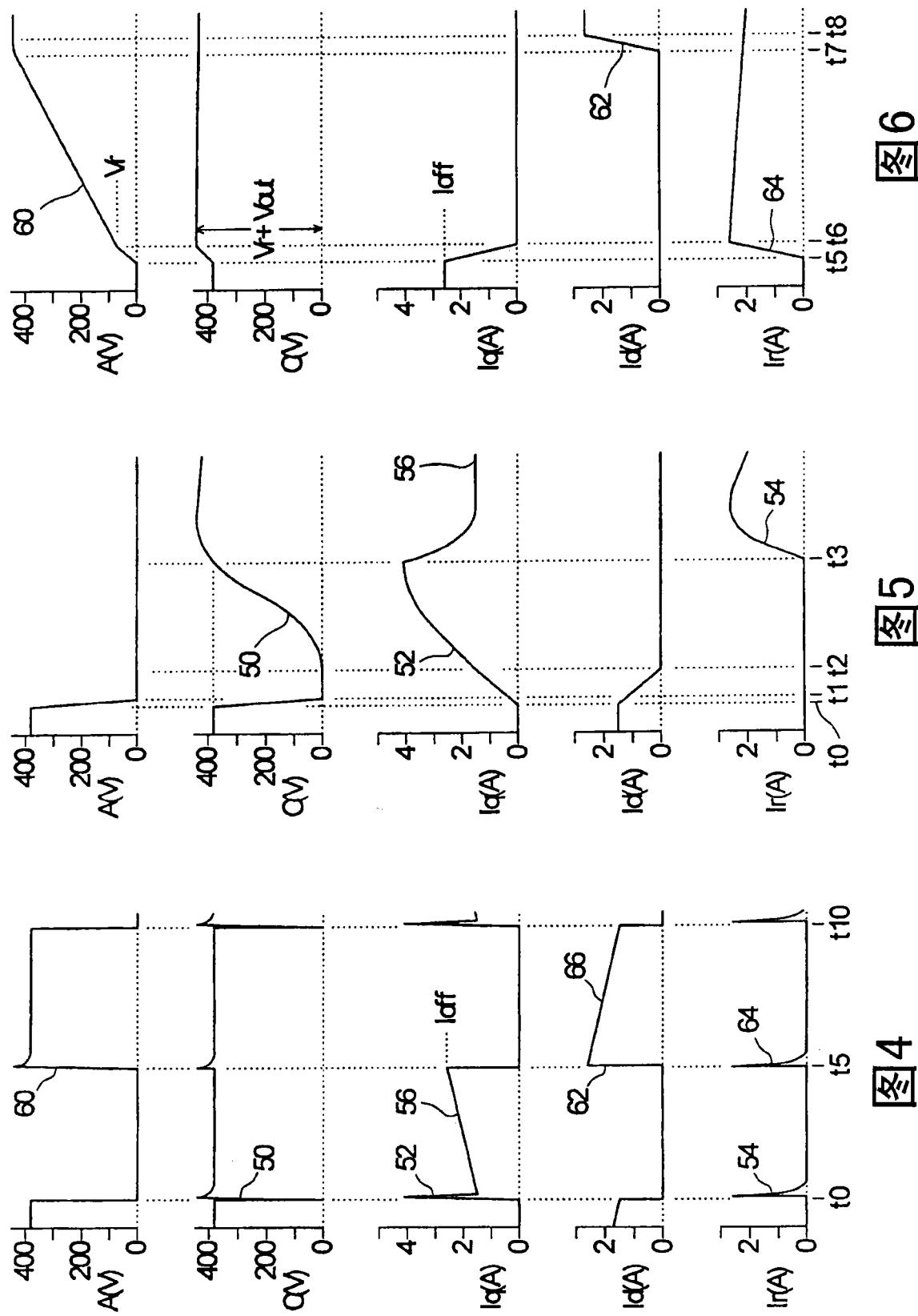
**图1**  
现有技术



**图2**



**图3**



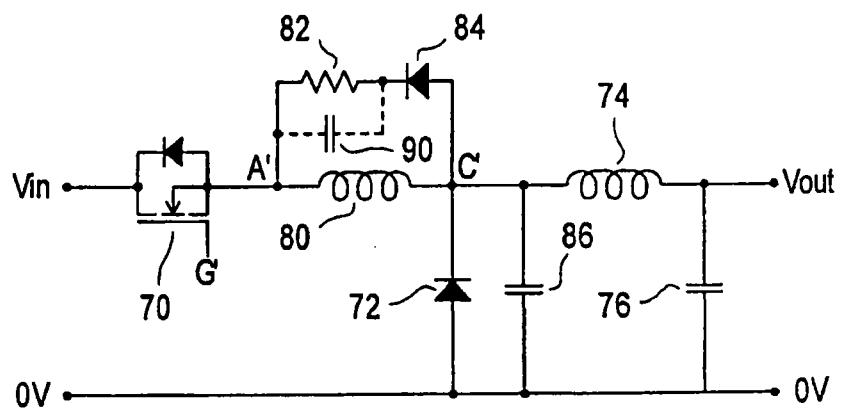


图 7

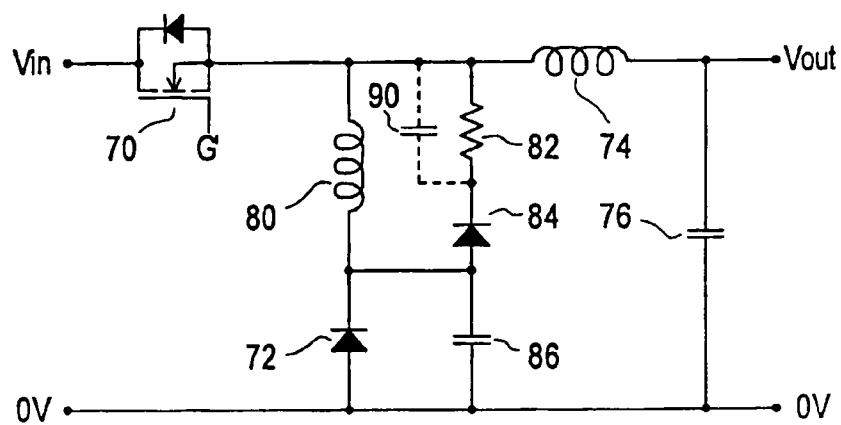


图 8

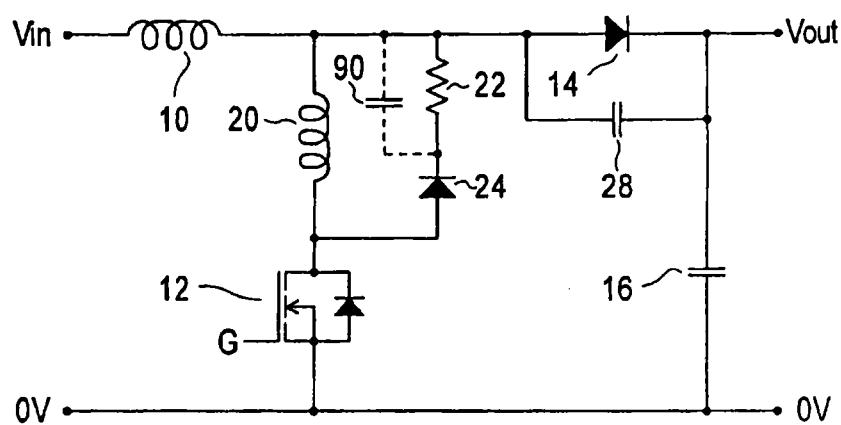


图 9

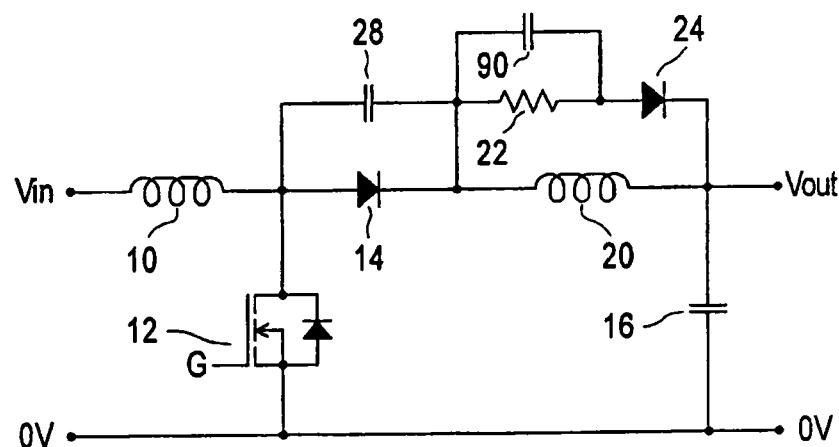


图 10

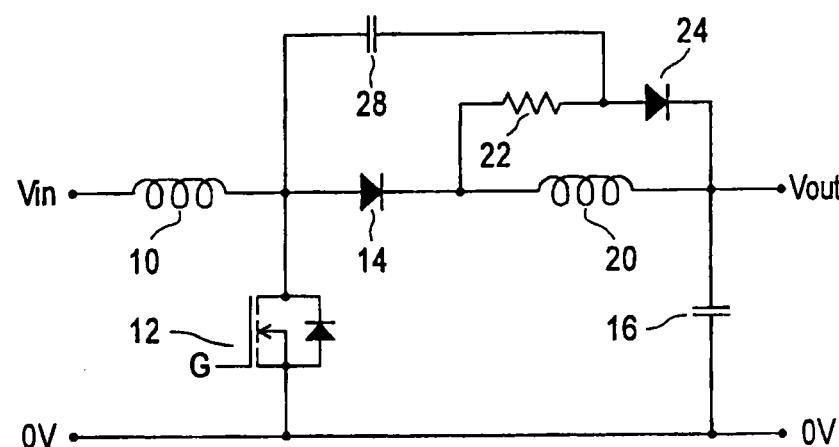


图 11

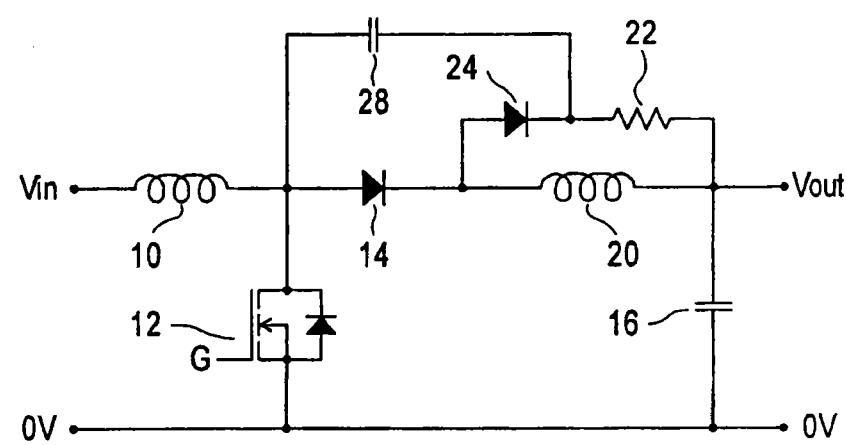


图 12