

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H02M 7/155 (2006.01)

B23K 9/09 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200510115823.X

[45] 授权公告日 2009年10月7日

[11] 授权公告号 CN 100547896C

[22] 申请日 2005.11.9

[21] 申请号 200510115823.X

[30] 优先权

[32] 2005.3.24 [33] US [31] 11/087,179

[73] 专利权人 林肯环球公司

地址 美国加利福尼亚

[72] 发明人 托德·E·库克恩 罗力风

[56] 参考文献

US6177645B1 2001.1.23

WO03/015973A1 2003.2.27

High efficiency telecom rectifier using a novel soft-switchedboost-based input current shaper. Streit, R., Tollik, D. Telecommunications Energy Conference, 1991. INTELEC 91., 13th International, Vol. 5 No. 8. 1991

审查员 李伟波

[74] 专利代理机构 北京银龙知识产权代理有限公司

代理人 郝庆芬

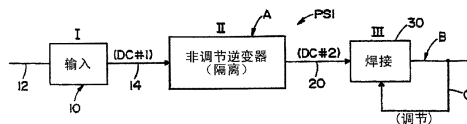
权利要求书3页 说明书31页 附图15页

[54] 发明名称

用于电弧焊接的改进的三级电源

[57] 摘要

一种用于电弧焊接操作的三级电源，包括：具有 AC 输入信号和第一 DC 输出信号的输入第一级；非调节 DC/DC 变换器形式的第二级，具有连接到第一 DC 输出信号的输入；以具有指定占空比的高频开关的开关网络，将该输入转变成第一内部 AC 信号；隔离变压器，具有由第一内部高频 AC 信号驱动的初级线圈、用于产生第二内部高频 AC 信号的次级线圈以及将第二内部 AC 信号转变成第二级第二 DC 输出信号的整流器，第二 DC 输出信号的大小与所述开关所述占空比有关；以及第三级，将所述第二 DC 输出信号转变成用于所述焊接处理的焊接输出。其中，所述输入级具有采用电源开关的调节 DC/DC 变换器，该电源开关具有软开关电路。



1. 一种三级电源，包括：

具有 AC 输入信号和第一 DC 输出信号的输入第一级；

非调节 DC/DC 变换器形式的第二级，具有连接到所述第一 DC 输出信号的输入；

以具有指定占空比的高频率开关的开关网络，将所述输入转变成第一内部 AC 信号；以及

隔离变压器，具有由所述第一内部 AC 信号驱动的初级线圈、用于产生第二内部 AC 信号的次级线圈以及将所述第二内部 AC 信号转变成所述第二级第二 DC 输出信号的整流器，第二 DC 输出信号的大小与所述开关所述占空比有关，

其中，所述输入第一级包括具有软开关电路的电源开关、和将所述第二级的所述 DC 输出信号转换为适合焊接的电流的第三级。

2. 如权利要求 1 所述电源，其中，所述输入第一级包括整流器和功率因子校正变换器。

3. 如权利要求 2 所述电源，其中，所述功率因子校正变换器为由所述电源开关操作的升压变换器。

4. 如权利要求 1 所述电源，其中，所述电源开关为升压变换器。

5. 如权利要求 1 所述电源，其中，所述软开关电路为具有附属开关的有源电路，该附属开关与所述电源开关一致地工作。

6. 如权利要求 1 所述电源，其中，所述指定占空比大于 80% 以将所述第二级传导损失保持在低水平。

7. 如权利要求 1 所述三级电源，其中，所述开关网络为由设定在指定占空比的相位偏移 PWM 操作的多个开关。

8. 如权利要求 7 所述三级电源，其中，所述 PWM 为相位偏移 PWM。

9. 如权利要求 7 所述三级电源，其中，所述指定占空比是可调节的。

10. 如权利要求 1 所述三级电源，包括主升压开关，其中，所述软开关电路包括位于与所述主升压开关并联的第一电路支路中的附属开关和电感，

以及包括与所述主升压开关并联的电容的第二电路支路。

11. 权利要求 10 所述电源，其中，所述电容包括第一电容部分和第二电容部分，所述第一电容部分与所述电感并联连接，所述第二电容部分与所述附属开关并联连接。

12. 如权利要求 11 所述电源，其中，所述第一电容部分大致小于所述第二电容部分的电容的 1/2。

13. 如权利要求 5 所述电源，包括主升压开关，其中，所述软开关电路包括位于与所述主升压开关并联的第一电路支路中的附属开关和电感，以及包括与所述主升压开关并联的电容的第二电路支路。

14. 如权利要求 13 所述电源，其中，所述电容包括第一电容部分和第二电容部分，所述第一电容部分与所述电感并联连接，所述第二电容部分与所述附属开关并联连接。

15. 如权利要求 14 所述电源，其中，所述第一电容部分大致小于所述第二电容部分的电容的 1/2。

16. 如权利要求 4 所述电源，其中，所述第三级为具有电源开关的斩波器，所述斩波器中的所述电源开关具有无源软开关电路。

17. 如权利要求 2 所述电源，其中，所述第三级为具有电源开关的斩波器，所述斩波器中的所述电源开关具有无源软开关电路。

18. 如权利要求 1 所述电源，其中，所述第三级为具有电源开关的斩波器，所述斩波器中的所述电源开关具有无源软开关电路。

19. 一种用于电弧焊接操作的三级电源，该电源包括：

具有 AC 输入信号和第一 DC 输出信号的输入第一级；

非调节 DC/DC 变换器形式的第二级，具有连接到所述第一 DC 输出信号的输入；

以具有指定占空比的高频率开关的开关网络，将所述输入转变成第一内部 AC 信号；

隔离变压器，具有由所述第一内部 AC 信号驱动的初级线圈、用于产生第二内部 AC 信号的次级线圈以及将所述第二内部 AC 信号转变成所述第二级第二 DC 输出信号的整流器，第二 DC 输出信号的大小与所述开关所述占

空比相关；以及

第三级，将所述第二 DC 输出信号转变成用于所述焊接处理的焊接输出，其中，所述输入第一级具有采用电源开关的调节 DC/DC 变换器，该电源开关具有软开关电路。

20. 如权利要求 19 所述三级电源，其中，所述调节 DC/DC 变换器为功率因子校正变换器。

21. 如权利要求 19 所述三级电源，其中，所述软开关电路包括由附属开关闭合的电感/电容电路。

22. 如权利要求 19 所述三级电源，其中，所述软开关电路为具有附属开关的有源电路，该附属开关与所述电源开关一致地工作。

23. 如权利要求 19 所述三级电源，其中，所述第三级为具有电源开关的斩波器，所述电源开关具有无源软开关电路。

用于电弧焊接的改进的三级电源

技术领域

本发明涉及电弧焊接领域，具体地说，涉及一种用于这种焊接的改进的三级电源以及所述三级电源前两级之间新型的关系。

背景技术

电弧焊接涉及在金属电极和工件之间传递 AC 或 DC 电流，其中金属电极通常是带芯金属焊丝或者实心金属焊丝。电源用于在前进的电极焊丝和工件之间产生指定电流模式和/或极性，使得电弧融化前伸电极焊丝的末端并将融化的金属沉积到工件上。尽管各种变换器技术用于电源，最有效的是基于逆变器的电源，其中的开关网络包括高频工作的开关来产生焊接处理所需要的波形或者电流电平。在 Blankenship 的专利 5,278,390 中讨论了一种基于逆变器的电源，其中，该逆变器通过美国俄亥俄州的林肯电子公司（Lincoln Electric Company of Cleveland, Ohio）创造的“波形控制技术”进行控制。实际波形由一系列以通常超过 18kHz 的频率产生的短脉冲构成，该短脉冲组具有由一波形产生器控制的外形。根据标准电源技术，电源逆变器级的输入信号为来自正弦波电源的经过整流的电流。适当的功率因子校正变换器是通常的实际应用，而且是如 Kooken 5,991,169 所揭示的逆变器开关网络自身的一部分，或者是如 Church 6,177,645 所揭示的位于逆变器级之前。实际上，具有功率因子校正变换器或变换器级的电源在电弧技术领域已经公知了很多年。在 Church 的专利 6,504,132 中揭示了另一种采用具有升压型变换器形式的输入功率因子校正变换器的电源。Church 的两个专利和 Kooben 的专利作为背景信息在这里参考引用。在 Kooken 的专利 5,991,169 和 Church 的专利 6,504,132 中，实际电弧电流都由输出斩波器或降压变换器调节，并且通过在变换器级输出端，或者在输入升压变换器输出端的变压器进行隔离。以上的电源技术在电弧焊领域为公知技术。在这些现有技术专利中，实际焊接电流，电压或功率在电源输出级中或者之前进行调节，其中输出级是变换器或者是

斩波器。变换器或者斩波器都不是非调节的，以产生用于驱动调节的焊接级的，固定的、低压的 DC 总线信号。

焊接操作的隔离是大部分焊接电源的特点。术语“焊接”包括“等离子体切割”。在 Vogel 的专利 5,991,180 中，将使用升压变换器的前置调节器导入到作为斩波器而揭示的变换器，该斩波器具有处于焊接调节之后并且直接驱动焊接操作的输出隔离变压器。在该电源中，对斩波器网络进行控制来产生想要的调节后的输出焊接电流，并在输出级提供了隔离。以相似的方式，Thommes 的专利 5,601,741 揭示了一种升压变换器，用于驱动为实际焊接操作提供调节后的输出信号的脉冲宽度调制控制逆变器。在 Vogel 和 Thommes 的专利中，都调节第二级来将功率因子控制电流从预整流器导入焊接操作中。焊接调节在第二级中进行，通常由脉冲宽度调制器控制电路驱动。Vogel 和 Thommes 的专利都在这里作为背景技术参考引用。在 Moriguchi 的专利 6,278,080 中，对变换器类型的电源进行调节来控制想要的焊接电流。通过在受控第二级逆变器和揭示为 DC 焊接操作的焊接输出端之间的变压器进行隔离。在 Moriguchi 的专利 5,926,381 和 Moriguchi 的专利 6,069,811 中揭示了相似的电源，其中来自逆变器级的控制电流在变换器输出端进行隔离，并直接驱动焊接操作。Moriguchi 的专利 5,926,381 揭示的常规配置用于使用第一级升压变换器输出端的电压，来为调节变换器级、或者升压变换器本身提供控制器电压。Moriguchi 的三个专利在这里都作为背景信息参考引用，说明了现有技术电源，其中由输入升压变换器或者整流器的 DC 输出对调节变换器进行驱动，来产生导入用于隔离的输出变压器的受控焊接电流。该隔离变压器的次级 AC 信号直接用于焊接操作。该发明的新型电源中没有使用第三级拓扑结构。

现在转到非焊接技术，该发明的一个形式是在 DC/DC 第二级变换器的输出端使用同步整流器。同步整流器是通用的应用，在 Boylan 的专利 6,618,274 中说明了一种这样的整流器。Calkin 的专利 3,737,755 中揭示了用于低功率应用的 DC/DC 变换器，将固定整流电流导入非调节的逆变器来提供不可变的输出 DC 信号。非调节变换器的任何控制都在该逆变器的输入侧，从而输入 DC 信号是可以进行调节来控制该逆变器的固定输出 DC 信号的唯一参数。这种

情况需要对到变换器的信号进行控制，使得变换器提供受控的固定输出信号。Boylan 和 Calkin 专利中的非焊接通用背景技术在这里作为参考引用，以说明同步整流器和一种版本的非调节变换器，在该版本中，任何调节都在变换器之前通过控制输入 DC 信号的电平而进行。这些专利中没有一个涉及用于焊接的电源，只在这里作为例如整流器器件和非调节逆变器的通用技术概念参考引用。Smolenski 的专利 5,019,952 中揭示了一种非焊接的、两级 AC/DC 变换器，用于将最小谐波失真分给流入变换器的电流。负载是不能变化的，并且不需要焊接操作所需的调节。这一专利作为参考引用来说明在任何方面都与电弧焊接电源需求无关的通用技术。

这些专利构成了必须由焊接操作进行调节的电源的相关背景信息，其中这种调节是由实际焊接操作的平均电流、平均电压和功率的反馈回路进行的。除了作为通用技术信息，固定负载电源与本发明无关。

过去，电源中的逆变器输出由例如电流、电压或功率的焊接操作参数进行调节的焊接电流。这一逆变器通常由脉冲宽度调制器控制，该调制器中以高频工作的开关的占空比由焊接操作的反馈来控制，从而占空比调节在大致小于 100% 的范围。这种类型的 PWM 控制逆变器作为调节的单级逆变器而提到。这种逆变器形成了电源输出端并且是电源的最后一级。较低占空比导致较高初级电流和更多损失。逆变器的效率根据占空比的调节而变化，该占空比的调节是由对单级逆变器的输出进行调节来产生适合于焊接的输出信号这样的需求所引起的。使用最后一级为调节的单级逆变器的电源导致了热损失，较低效率，高成本和增加的元件尺寸。由于这些原因，一些焊接电源制造商已经上市了优于逆变器电源的电源，这些电源不使用会导致高成本和其它困难的逆变器。要避免具有隔离输出和为了产生适当焊接电流的目的而调节电流的双重功能的变换器级。参阅在这里作为背景参考引用的 Hoverson 的专利 6,723,957。

发明内容

本发明以用于电弧焊接（等离子体切割）的三级电源来使用，其中，电源的逆变器级为以前的第二级但是是非调节的，从而可以增加第三级来为产生适合焊接的电流提供实际调节。通过使用这一新型的三级概念，该逆变器

也可以以非常高的开关频率工作，但是输出第三级可以是以较低开关频率工作的斩波器。因此，开关频率由该级所实现的功能来优化，这与在用于输出焊接电流的实际调节的脉冲宽度调制逆变器级中使用高频率的需求相反。进一步的，输入到调节第三级的隔离、固定的 DC 电压可以大致低于来自输入变换器级的 DC 电压，并且比实际焊接输出电压高很多。

本发明所关注的三级电源涉及电源的新拓扑结构，其中脉冲宽度调制逆变器仅作为产生隔离、固定的输出 DC 总线信号的第二级，而没有输入到第二级脉冲宽度调制逆变器的反馈信号。这一隔离总线信号在由实际焊接操作参数调节的第三级中用于产生适合焊接的电流。因此，本发明涉及一种非调节第二级，不仅提供必要隔离，同时也产生完成焊接调节的第三级所使用的固定 DC 输出总线信号。非调节第二级变换器以非常高的频率工作，具有在电源操作中为固定值的占空比。频率超过 18kHz 并且优选为大约 100kHz。占空比固定在不同水平；然而，优选的占空比接近 100%来给出最大效率水平。固定的、高的占空比的使用将相位偏移调制器控制逆变器第二级的当前循环时间最小化来充分减小热量并提高效率。第二非调节逆变器级的输出可以是使用公知同步整流器件的整流器，由第二级非调节逆变器的内部隔离变压器的次级线圈控制这种器件。通过在第二级的输出使用同步整流器件，电源总的效率得到了进一步提高。第一级是输入整流器，或者是具有功率因子校正变换器器的输入整流器。优选为第一级功率因子校正变换器。这一变换器位于标准整流器之后或者可以与该整流器结合。当然，整流器可以是无源功率因子校正转换器，或者有源变换器，例如升压、降压或升降压变换器。本发明的第一级产生具有固定电压的第一 DC 总线信号。通过使用用于电源的标准第一级，可以对作为输入到非调节逆变器的输入 DC 总线的第一 DC 输出信号进行调节，并将其固定在大约为 400—900 伏特 DC 的数值上。非调节隔离变换器（用于形成新型电源第二级）的输出为固定 DC 总线信号，该固定 DC 总线信号与来自第一级的输入 DC 总线信号具有固定的关系。第二 DC 总线或输出信号的电压大致小于来自第一级的 DC 总线信号的电压。电源因此产生第二 DC 总线信号，其与来自功率因子校正变换器的输入 DC 总线信号具有固定数学关系。根据标准应用，第二级非调节逆变器包括隔离变压器，

该变压器具有初级线圈和次级线圈从而次级线圈与电源的输入端隔离。参见在这里参考引用的 Steiger 的专利 4,864,479。非调节第二级逆变器可以工作在一开关频率来对第二级变换器的工作进行优化。从而，在新型非调节第二级逆变器中使用极高的频率来减小元件的尺寸和成本。通过使用具有相位偏移控制的固定占空比，减少了开关器件中电压和电流的电涌，从而提供软开关操作。实际上，在优选实施例中，占空比固定在接近 100%从而开关完全接通或完全断开。这充分减少了第二级中的循环电流，并且极大的改善了第二级逆变器的工作特性，该逆变器也提供将电源的焊接输出与电源的 AC 输入隔离的功能。通过在工作于完全接通的第二级非调节逆变器中具有开关器件，该逆变器具有高效率并且在工作中很灵活。隔离变压器确定了非调节第二级输入端的固定 DC 总线信号（来自第一级的“第一 DC 输出信号”）和位于该第二级输出的 DC 输出总线信号之间的关系。在一些现有技术电源中，调节逆变器中隔离变压器初级线圈的占空比由焊接操作调节。在本发明所针对的新型三级电源的第一或者第二级中，都没有由焊接操作进行的调节。

用于焊接操作的电源具有有源功率因子校正特点并对用于焊接操作的能量进行严格输出控制，该电源需要至少两个开关级。这两个级保证传输入和传输出电源的瞬时能量可以由适当的能量存储元件独立地调节。因此，用于电弧焊接的功率因子校正电源通常需要两个独立的开关控制电路。该控制电路中的一个用于控制焊接操作的能量或输出电流。另一个控制电路用于控制来自于形成电源第一级的有源功率因子校正变换器的 DC 信号。从而，具有功率因子校正能力的电弧焊接电源需要两个开关网络，其中每一个都有独立控制要求。第一开关控制用于输出的焊接电流，另一个开关控制用于在电源的输入级的功率因子校正。这一第二开关控制保证第一级的输出是称为“DC 总线信号”的固定 DC 电压。DC 总线信号本身的电压用于控制第一级变换器来保证来自该变换器的 DC 总线信号具有固定电压电平。为了概括基于逆变器的电弧焊接电源，需要两个分立的开关网络和用于这两个网络的两个控制电路。

基于逆变器的电弧焊接电源具有另一个概念上的需求。电源中的一个级必须在可变输入 AC 信号和适合焊接的调节输出电流之间提供电隔离。这一

隔离器件通常具有变压器的形式。在现有技术中，基于逆变器的两级电源有两个用于隔离器件的位置。在第一例子中，没有隔离功率因子校正输入级，而在第二级调节输出逆变器中提供了隔离变压器。在另一例子中，隔离位于第一级功率因子校正变换器中。在该第二例子中，可以使用非隔离输出逆变器或者其它非隔离变换器作为第二级。由于在电源输入端的 RMS 电流中的 60Hz 效应，第一例子比第二例子更为有效。总而言之，焊接电源的第二个概念要求是隔离。

用于焊接的有源功率因子校正电源的两个要求是：(a)用于两个分立的开关网络的两个分开和独立的控制电路，和(b)用于将电源输入与电源输出隔离的适当结构。在背景三级电源中应用了基于逆变器的电源的这些基本要求。非调节第二级是两个调节非隔离级之间的隔离级，从而形成涉及基于逆变器的三级电源的独特配置。假定使用相同的功率因子校正预调制器，新型三级电源比基于逆变器的两级电源更有效率。因此新型三级电源更为有效，但是仍然有在电弧焊接中使用的电源所需要的基本特征。有两个独立控制的开关网络。有隔离级。这些约束以提高效率从而得到更好焊接性能和功率开关元件更好的热分布的方式来完成。

由于三级电源的第二非调节变换器提供了系统隔离，多种类型的非隔离变换器可以用来作为功率因子校正前置调节器。由于这种类型的转换的电流整形功能和持续线电流特性，升压变换器是最常见的变换器。然而，升压变换器的输出电压高于最高线电压的峰值，该峰值可以高到 775 伏特。因此，其他有源功率因子校正调节器可以同本发明一起使用，其是具有提供隔离的非调节第二级的三级电源。有源功率因子校正输入或第一级的另一个选择是逐渐升压变换器 (Step-up Convertor) 或逐渐降压变换器 (Step-down Convertor)，从而输入到第二级的主电压总线信号或者输入总线信号可以低于输入到电源的输入 AC 电压信号的峰值。这种类型的功率因子校正变换器仍然产生低谐波。一种这样的功率因子校正变换器称为降压与升压变换器。使用范围在 115 伏特到 575 伏特的输入 AC 电压，可以得到用于第二级的 400 伏特到 500 伏特的 DC 总线信号。不管输入到第一级的 AC 电压如何，有源功率因子变换器控制在 400 伏特到 500 伏特电平上。本发明中还可以使用其

他类型的有源和无源功率因子校正变换器。优选的变换器是有源的，从而构成需要第二控制电路的第二开关网络。当使用术语电弧焊接时，也包括其他输出处理，例如等离子体切割。

如目前所解释的，本发明所关注的三级电源涉及用于电弧焊接的三级电源。第三级中的反馈控制产生适合焊接的输出电流。输入第一级通常是第二开关网络和第二独立控制电路的有源功率因子校正变换器。在现有技术中没有使用这种三级拓扑结构。通过具有这种拓扑结构，该增加的第二级仅用于将第二级初级侧的高电压 DC 总线信号转换成与初级侧隔离的第二级次级侧的低压 DC 总线信号。这样，该三级包括在第二级次级侧的 DC 总线信号，从而总线信号可以用于焊接功率的调节。术语“总线信号”表示具有受控固定电平的 DC 信号。三级电源具有来自输入级的称为“第一 DC 输出”的第一 DC 总线信号，该第一 DC 输出具有受控 DC 电压信号。在第二级的次级侧具有称为“第二 DC 输出”的第二 DC 总线信号，该第二 DC 输出也是受控 DC 电压电平。在非调节逆变器的次级侧创建第二 DC 总线，具有除了目前为止所描述的与非调节第二级变换器的使用相关的优点之外的优点。次级 DC 总线或第二 DC 总线与第二级的初级侧隔离，从而在第三级焊接控制电路中不需要隔离。换言之，输出控制电路，例如斩波器，具有固定电压电平的输入 DC 总线信号。实际上，斩波器具有控制器，该控制器具有从输入到斩波器的输入 DC 信号中得到的控制电压。这一输入 DC 信号与输入功率隔离。因此，用于输出级或斩波器的控制器的控制电压可以从非隔离 DC 源得到。这通常是输入到斩波器的输入信号。用于在输出级中使用的控制器的控制电压的不需要分开隔离。来自第二级的固定 DC 总线信号的使用允许输入到输出第三级的、由焊接操作调节的 DC 电压比电源常规输入主 DC 总线信号（“第一 DC 输出”）低很多。过去，基于升压变换器的使用，功率因子变换器的输出为相对高水平的 DC 信号。将该高 DC 电压导入在输出适合焊接的电流中使用的调节逆变器级。通过使用本发明，充分减小了来自功率因子变换器输出总线的高电压。比将 400 伏特的 DC 总线信号转换成 15 伏特的控制功率更为有效的是，将 100 伏特的 DC 总线信号转换成 15 伏特的控制功率。

该背景三级电源的第二级为非调节 DC/DC 变换器的形式，该非调节

DC/DC 变换器具有连接到第一 DC 输出信号的输入端和第二 DC 输出信号形式的输出端，该第二 DC 输出信号与第一 DC 输出信号隔离，该第一 DC 输出信号具有第一 DC 输出信号的指定比例的大小。电源包括第三级来将第二 DC 输出信号转换为用于焊接处理的焊接电流。电源第三级包括调节变换器，例如斩波器或逆变器。当使用逆变器时，输出为导入极性网络或开关的 DC 信号，该开关允许通过电源的 DC 焊接。极性开关允许 DC 负，DC 正或者 AC 的焊接。通过使用斩波器或者变换器，焊接处理可以以保护气体进行，例如 MIG 焊接，并且可以使用任何类型的电极，例如钨，带芯焊丝或实心金属焊丝。根据本发明的一种形式，非调节 DC/DC 变换器的输出大致小于输入到第二级的输入信号。在大部分情况下，第二级的输入或输出是具有通常固定幅度的 DC 电压。

以高开关速度操作焊接逆变器具有几个好处。例如，较小的磁性元件转换成改善的可移动性。其他优点是具有较高带宽控制系统的潜力，该系统会产生更好的电弧性能。这样，本发明改善了上面描述的新型三级电源。该背景三级电源具有以超过 18kHz 的极高开关速度工作的电源开关。用于第一级的升压电源开关和用于非调节第二级的 4 个电源开关都以高频率工作来得到高开关频率的好处。这种较高开关速度的使用有负面影响。这种开关速度导致开关损耗。如果没有减少开关损耗，电源效率和可靠性会降低。开关损耗由从接通到断开或者从断开到接通的开关过程中电流和电压的交叠所引起的。为了减小开关损耗，在开关中电压或者电流必须保持在接近于零。开关转变可以是零电压或者是零电流，或者两者都为零。这称为“软开关”。迄今为止已采用术语称为谐振或准谐振的技术，在高开关速度下通过零电压或零电流得到软开关。然而由于正弦波形的原因，这种类型的现有软开关控制经常引起较高的电流和电压应力并且有传导损耗。然而，存在现有软开关电路，来采用零电压转换变换器或者零电流转换变换器，在某种意义上同时减小开关损耗和传导损耗。

已知的是，本发明所关注的新型三级电源的非调节第二级变换器，其使用相位偏移 PWM 来控制输出功率。通过把相位偏移固定在接近 100% 的高水平上（优选为 80%），限制了第二非调节级的开关损耗。通过使用固定相位偏

移 PWM 控制，第二级在接近完全导通下工作来产生低传导损耗。第二非调节级本身具有软开关。根据本发明，上述三级电源在输入级具有软开关。为此，本发明涉及有源软开关电路的使用，该有源软开关电路用于与第二非调节级本身软开关结合的第一输入级。这一增加的软开关和固有软开关的结合充分增加了本发明关注的新型三级电源的效率。

第一级的有源软开关电路为 1991 年标题为 “*High Efficiency Telecom Rectifier using A Novel Soft-Switching Boost-based Input Current Shaper*” 的 IEEE 文章所描述的典型电路。这一 1991 年 11 月的文章在这里作为参考引用。2002 年标题为 “*A New ZVT-PWM DC-DC Converter*” 的 IEEE 文章中也描述了该典型电路。来自 IEEE 【Transaction on Power Electronics】杂志的这一文章发表时间为 2002 年 2 月并在这里作为参考引用。另一种软开关有源电路是 2004 年 5 月发布的 IEEE 【Transaction on Power Electronics】杂志中发表的标题为 “*A New ZVT-ZCT-PWM DC-DC Converter*” 文章所描述的电压转变/电流转变电路。这一文章在这里也作为参考引用。这些文章描述了三级电源第一级中所使用类型的一个或多个有源软开关电路。本发明将用于第一输入级的有源软开关与使用相位偏移 PWM 控制的固有软开关非调节逆变器结合。Steigerweld 的专利 4,864,479 在这里作为参考引用来说明使用相位偏移控制的通用非调节逆变器。这种类型的非调节电源级具有通过使用固定高占空比开关操作将循环电流最小化来提高效率的拓扑结构。工作在固定占空比的非调节逆变器将以最小的传导损耗在所有主开关得到软开关。这一概念用于本发明所关注的三级电源的第二级。

根据本发明，三级电源的第一级的高开关速度电源开关是以有源电路软开关的，来同时减少开关损耗和输出整流器损耗。进一步的，软开关输入级与具有固有软开关能力的第二级结合，该第二级使用固定占空比、相位偏移的非调节逆变器。用于与固定占空比非调节逆变器的固有软开关结合的第一级的有源软开关电路，充分增加了本发明所关注的新型三级电源的效率。

通过在三级电源的第一输入级使用有源软开关电路，第一级的脉冲宽度调制器变换器具有用于有源变换器开关的零电压开关，以及用于输出二极管的零反向恢复电流。这一软开关没有增加电压或电流应力，即这两者的传导

损耗。用于第一级电源开关（有源）的软开关电路包括使用具有电感支路和电容支路的网络的零电压转换，这两个支路与有源脉冲宽度调制电源升压开关，和无源输出开关或输出升压二极管都并联。该两分支网络包括由附属开关的开关所控制的电感支路电容支路。附属开关也与脉冲宽度调制电源升压开关并联，恰好在脉冲宽度调制开关接通之前接通一小段时间内。网络电感器电流逐渐上升直到其断开输出整流二极管，采用软开关与其交换。电感电流继续增加使得脉冲宽度调制电路两端的电压在升压开关接通之前的时间变为零。脉冲宽度调制器开关的反并联二极管因此而前向偏置。在反并联二极管导通来提供调制开关接通时的零电压开关的时候，提供电源开关的接通信号。接着断开附属开关并接通调制电源开关。附属二极管和电容提供了附属开关两端电压的缓冲器，使得附属开关在关闭的时候不会受到应力。电感分支电流快速的跌落到零，在这个时候附属开关断开。除了当主开关断开的时候存储在两分支网络中的能量传递到负载之外，工作的剩余部分与传统脉冲宽度调制升压变换器相同。在这些两分支网络的一些描述中，它们作为谐振电路来提及，这在技术上可能是可靠的，但是对于软开关功能是不必要的。

在本发明的第一级中使用由附属开关控制的两分支电路来为电源开关和输出二极管两者提供软开关。Hua 的专利 5,418,704 中描述了这种电路，在这里作为参考引用。第一级的软开关以及第二级的固有软开关是使用本发明的效果。

根据本发明，提供了用于电弧焊接处理的三相电源。这一电源包括：具有 AC 输入信号和第一 DC 输出信号的输入第一级；非调节 DC/DC 变换器形式的第二级，具有连接到该第一 DC 输出信号的输入；以具有指定占空比的高频率开关的开关网络，将该输入转变成第一内部 AC 信号；以及，隔离变压器，具有由该第一内部高频 AC 信号驱动的初级线圈、用于产生第二内部高频 AC 信号的次级线圈以及将该第二内部 AC 信号转变成该第二级第二 DC 输出信号的整流器。第二级输出信号的大小与相位偏移开关之间固定数量的交叠有关，所述开关使用由脉冲宽度调制器控制的相位偏移，因此第二级自然地软开关。电源中的第三级用于将来自第二级的第二 DC 输出信号转换为用于焊接处理的焊接输出。通过在第一级提供 DC/DC 变换器，改进了这一三

级电源，所述变换器具有具有软开关电路的电源开关。这样，到第一级的软开关电路致意相位偏移非调节第二级的固有软开关来提高三级电源中前两级的效率。

根据本发明的另一种形式，三级电源第一输入级的软开关电路为具有附属开关的有源缓冲器电路，该附属开关与电源开关一致地工作以在两个开关转变中将电压朝零伏正向地驱动。第一级 DC/DC 变换器具有输出或也由第一级软开关电路进行软开关的升压二极管。根据本发明的另一种形式，第一级的 DC/DC 变换器具有正的和负的输出引线，所述引线之间有电容连接，并且有二极管将附属开关正端箝位到正性输出引线。具有在第一级上的有源软开关和第二级上的固有软开关的独特组合的三级电源与第三级斩波器一起使用。作为选择，输出斩波器具有用于其电源开关的软开关电路。本发明的所有这些特征改进了具有作为新特征的中心非调节隔离级的三级电源，以增加电源的效率，同时保持其三级拓扑结构的优点。

本发明是输入级和三级电源非调节中心级的结合，其中第一级具有用于升压电源开关的有源软开关电路和用于相位偏移非调节第二级的固有软开关。因此，本发明涉及包括具有 AC 输入和第一 DC 输出信号的输入级以及第二级的两级 AC/DC 变换器。第二级为非调节 DC/DC 变换器的形式，具有连接到第一 DC 输出信号的输入端；以具有固定占空比的高频率开关的开关网络，将输入转变成第一内部 AC 信号；隔离变压器，具有由第一内部高频 AC 信号驱动的初级线圈、用于产生第二内部 AC 信号的次级线圈和将第二内部 AC 信号转变成第二级第二 DC 输出信号的整流器。用于第二级的输出信号的大小与相位偏移开关之间固定数量的交叠有关。输入级包括具有软开关网络的电源开关，该网络为具有附属开关的有源缓冲器电路，该附属开关与第一级电源开关一致地工作。

本发明主要的目的在于提供一种新型三级电源，其中第一级具有用于快速开关电源的有源软开关电路，第二级为形成隔离级的一部分的非调节逆变器，该逆变器基于其几个开关的固定的高占空比而具有软开关特征。

本发明另一个目的是提供用于功率转换的两级逆变器，该变换器包括具有有源软开关电路的电源开关，并且第二级包括具有由相位偏移控制的固定

占空比的非调节逆变器。

本发明还有一个目的是提供一种如上所定义的三级电源，所述三级电源也包括斩波器形式的输出级，所述斩波器的电源开关具有无源软开关电路。

本发明进一步的一个目的是提供一种如上所定义的三级电源，该电源包括用于第一级的有源软开关电路，用于第二级的固有软开关特征，和用于第三级的无源软开关电路。

本发明的这些以及其他目标和优点在以下与附图一起进行的描述中将变得明显。

附图说明

图 1 的结构图示出了一种三级电源，揭示了本发明改进的三级电源的一实施例；

图 2 和图 3 为与图 1 相似的结构图，其揭示了三级电源进一步的实施例；

图 4-8 的部分结构图示出了具有不同第一级的实施例的三级电源；

图 9 的结构图示出了三级电源的最后两级，其中的输出级提供 AC 焊接电流；

图 9A 的结构图示出了图 9 所示三级电源中使用的波形技术控制电路，以及说明三个焊接波形的曲线图；

图 10 的结构图示出了三级电源的第二和第三级，其中输出级为 DC 焊接电流；

图 11 的结构图示出了具有两个分开的控制器控制电压源的、用于产生适合电弧焊接的电流的三级电源的拓扑结构；

图 12 的结构图示出了采用本发明所提出的拓扑结构的特定三级电源；

图 13-16 的连线图示出了用于在三级电源第一级中校正功率因子的 4 个不同的电路；

图 17 的结构图和布线图的结合示出了构成本发明所提出的三级电源的新型第二级的非调节逆变器的优选实施例；

图 18-21 的布线图示出了作为第二级非调节隔离逆变器来使用的几个逆变器，该第二级非调节隔离逆变器包括本发明所提出的新式三级电源；

图 22 为构成本发明实施例的第一输入级和第二隔离级的布线图；

图 23 为本发明第二实施例的布线图；

图 24 的布线图示出了一种三级电源，其中输出级为具有无源软开关电路的斩波器；

图 25 的布线图示出了在图 22 所示的本发明实施例中使用的有源软开关电路；

图 26 的布线图示出了在本发明优选实施例中使用的有源软开关电路；以及，

图 27 为用于图 26 所示电路的主电源开关、附属开关的电压曲线和触发信号的曲线图。

具体实施方式

三级电源（图 1-21）

本发明是林肯电子公司（Lincoln Electric Company）开发的电弧焊接中使用的新型三级电源的改进，其中，该电源对于本发明来说不是现有技术。新型三级电源具有用于将 AC 信号转变成第一 DC 输出总线信号的输入级。该输出总线信号具有固定电压电平并且导入到图 16 所显示的第二级的输入端。该三级电源的新型第二级为非调节逆变器，该非调节逆变器具有隔离特性并且具有与该 DC 输入总线信号成比例的第二 DC 输出信号或第二 DC 总线信号。电平关系由非调节逆变器的结构所确定。非调节第二级逆变器具有开关网络，其中的开关以大于 18kHz、优选为 100kHz 的高开关频率工作。构成电源第二级的非调节逆变器中开关网络的开关频率允许使用小磁性元件。非调节逆变器的隔离 DC 输出导入到电源第三级。第三级可以是斩波器或者是由例如焊接操作中的电流、电压或功率等焊接参数调节的逆变器。在本改进中，该第三级优选为斩波器。三级电源的拓扑结构具有产生第一 DC 信号的输入级、提供由电源第三级在调节焊接操作中所使用电流的隔离固定 DC 电压或 DC 总线信号的第二非调节 DC/DC 级。图 1-3 示出了本发明所针对的三级电源的三个例子。图 1 中的电源 PS1 包括第一级 I，第二级 II，和第三级 III。该实施例中 I 级包括 AC/DC 变换器 10，用于将 AC 输入信号 12 转变成第一 DC 总线信号 14。输入信号 12 为具有可以在 200-700 伏特范围内变化的电压的单相或三相 AC 线电源信号。变换器 10 显示为可以是以整流器和滤波器网

络形式存在的非调节器件，用于产生定义为 DC#1 的 DC 总线信号 14。由于 AC 输入信号为线电压信号，DC 总线信号 14 在电平上通常是均匀的。非调节逆变器 A 为具有隔离变压器的 DC/DC 变换器，将 DC 总线信号 14 (DC#1) 转变成第二 DC 总线信号或第二 DC 输出信号 (DC#2)。输出端 20 构成到 III 级（变换器 30）的电源输入端。线 20 上的 DC 电压在线 B 上转变为适合焊接的电流。反馈控制或调节回路 C 感应焊接操作的一个参数并通过对变换器 30 的调节来调节线 B 上的电流、电压或功率。尽管可以选择使用逆变器，而实际中，变换器 30 为斩波器。通过具有图 1 所示的三级电源 PS1，第二级开关网络具有通常超过变换器 30 的开关频率的频率。进一步的，线 20 的 DC 电压 (DC#2) 大致小于来自级 I 的线 14 上的 DC 电压 (DC#1)。实际中，逆变器 A 中具有隔离变压器。变压器的输入或初级部分或侧的线圈匝数大致多于用来产生线 20 上电压的次级部分或侧。该匝数比例在实际中为 4:1，从而线 20 上的电压为线 14 上电压的 1/4。对于 DC#1，电压在实际中在 400 伏特左右。

本发明所针对的三级电源的通常拓扑结构如图 1 所示；然而，图 2 示出了优选的应用，其中电源 PS2 具有与电源 PS1 大致相同的级 II 和级 III；然而，输入级 I 的 AC/DC 变换器 40 包括由非调节 DC/DC 变换器紧接着的整流器。经变换后的信号为线 14 中的 DC 信号，作为第一 DC 总线信号 (DC#1)。线 14 上的电压根据标准技术，如同所示由反馈线 42 调节。这样，在电源 PS2 中，输出焊接变换器 30 由反馈回路 C 调节。由于变换器 40 为功率因子校正变换器，它感应由线 44 代表的电压波形。通过使用电源 PS2，第一 DC 总线信号 14 为在输入端 12 的、具有不同单相或者三相电压的固定 DC 电压。因此，输出 20 仅仅是线 14 上的 DC 电压的变换。固定电压 DC#2 的电平由隔离变压器和非调节逆变器 A 中的固定占空比确定。这是采用三个分开的且独特的级的新型电源的优选应用，其中级 II 为用于将固定第一 DC 输出或 DC 总线信号转化成用于驱动调节焊接变换器（例如斩波器或逆变器）的第二固定 DC 输出或 DC 总线信号的非调节逆变器。作为另一个选择，级 I 可以由来自线 20 中 DC#2 总线的反馈来调节。这在图 2 中由虚线 46 代表。

图 3 的电源 PS3 为三级电源的另一个应用。这不是优选的应用；然而，

本发明的三级电源可以具有由来自焊接电流输出 B 的反馈回路 52 调节的输入变换器 50。通过三级电源的这种使用，变换器 50 由焊接输出而不是电源 PS2 中线 14 上的电压来调节。通过来自焊接输出 B 的调节，变换器 50 同时是功率因子校正级和焊接调节器。然而，三级电源的应用揭示为完整的技术揭示。

如前所述，输入级 I 将单相或者三相的 AC 信号 12 转变为固定 DC 总线信号 14 (DC#1)，供构成第二级 II 的非调节逆变器 A 使用。新型三级电源通常在级 I 采用 DC/DC 变换器来产生图 1-3 中线 14 所示的 DC 电压。可以选择级 I 的 DC/DC 变换器来在线 12 上产生想要的电压。图 4-6 显示了这些变换器中的三个，其中输入整流器 60 在线 60a, 60b 提供 DC 电压到 DC/DC 变换器，该变换器可以是分别由图 4, 图 5 和图 6 所示的升压变换器 62, 降压变换器 64 或升降压变换器 66。通过使用这些变换器，级 I 的 DC/DC 变换器引入了功率因子校正芯片，该芯片允许对功率因子进行校正从而减少电源输入端的谐波失真。功率因子校正输入 DC/DC 变换器的使用在焊接技术领域是公知的，并在很多现有两级拓扑结构中使用。变换器 62, 64, 和 66 优选包括功率因子校正芯片；然而，这不是必须的。级 I 的主要目的是在线 12 上提供 DC 总线信号 (DC#1) (该总线在图 4-6 中显示为线 14a, 14b) 来在线 12 上产生固定 DC 总线信号 (DC#2) (在相同图中显示为线 20a, 20b)。功率因子校正不需要利用新型三级拓扑结构。图 7 显示了非功率因子校正输入级，其中整流器 60 的输出线 60a, 60b 由大存储电容 68 来耦合，从而在线 14a, 14b 产生通常固定的电压。图 7 的级 I 没有引入功率因子校正电路或芯片。然而，电源仍然包括三级，其中第二级为非调节隔离变换器 A 来在线 20a, 20b 产生通常固定的电压。输入级的另一个改进如图 8 所示，其中无源功率因子校正电路 70 连接到三相 AC 输入 L1, L2 和 L3 来在线 14a, 14b (这些线在变换器 A 的输入处构成 DC 总线 14 (DC#1)) 之间产生通常固定的 DC 电压。图 4-8 中对改进的级 I 的揭示在本质上仅是代表性的，可以以或者单相或者三相输入信号来使用其他输入级，可以使用功率因子校正或者不用。

通过在显示为线 20a, 20b 的输出总线 20 提供低的固定电压，用于焊接的新型三级电源的第三级可以是斩波器或者其它以超过 18kHz 频率工作的变换器。非调节逆变器和调节输出变换器的开关频率可以不同。实际上，通常

斩波器的开关频率大致小于非调节逆变器 A 的频率。图 9 所示电源 PS4 说明了本发明的使用，其中级 III 为用于电弧焊接类型的标准调节变换器 100。该变换器由固定输入 DC 总线信号 20 驱动并由来自焊接操作 120 的反馈调节来提供通过输出引线 102, 104 的适合焊接的电流。引线 102 为正极性引线而引线 104 为负极性引线。根据基于两级逆变器的电源的标准输出技术, 引线 102, 104 导入到标准极性开关 110。该开关具有第一位置, 其中引线 102, 104 导入到焊接操作 120 的电极, 从而极性开关 110 的输出在输出线 110a 具有正极性而在输出线 110b 具有负极性。这在焊接操作 120 中产生了电极正性 DC 焊接处理。开关网络 110 的极性反转可以在焊接操作中产生电极负性 DC 焊接处理。这样, 根据标准极性开关 110 的设置可以进行 DC 负性或者 DC 正性的 DC 焊接处理。以相似的方式, 极性开关 110 可以在电极正性或者电极负性之间进行选择, 来在焊接操作 120 中产生 AC 焊接处理。这是标准技术, 其中极性开关 110 从调节变换器 100 驱动 DC 输出端来产生 AC 焊接处理或者 DC 焊接处理。该处理由显示为导入到控制器 130 的线或回路 122 的反馈系统调节和控制, 该控制器用于调节变换器 100 和设置开关 110 的极性 (如线 132, 134 分别所示)。通过在级 III 调节焊接操作, 级 II 处的非调节逆变器可以具有相对较高的开关频率来减小电源第二级内的元件尺寸, 并且可以具有接近 100% 的占空比开关来提高效率。三级电源优选实施例采用美国俄亥俄州林肯电子公司 (Lincoln Electric Company of Cleveland, Ohio.) 创造的“波形控制技术”。这种类型的控制系统是公知的, 并且如图 9A 所示例性的显示, 其中, 当波形生成器 152 输出线 152a 上的电压时, 控制电路 150 处理波形形状。该波形形状由反馈回路 12 (如具有输出端 156 的误差放大器 154 所示) 控制。这样, 来自波形生成器 152 的波形形状由反馈回路 122 控制并且在输出线 156 中产生信号。该线导入到适当的、以由振荡器 162 的输出端确定的高频工作的脉冲宽度调制器。该频率高于 18kHz 并且通常高于 40kHz。调节变换器 100 优选工作在低于 40kHz。通常为控制器 130 中数字电路的脉冲宽度调制器, 其输出端显示为用于通过调节变换器 100 控制波形的线 132。根据标准操作规程, 逆变器 100 的波形可以具有任何形状, AC 或者 DC。这一特征在图 9A 的右边部分作为波形 152b, 152c 和 152d 来示例显示。波形

152b 为 AC MIG 焊接中使用类型的 AC 波形，该 AC MIG 焊接中提供了较高的负性电极安培数。较高的正性电极安培数也是常见的。在波形 152c 中，用于电极正性和电极负性的安培数都基本相同，而负性电极部分的长度较大。当然，可以调节 AC 焊接处理来提供平衡或者非平衡的 AC 波形（利于负性电极或者正性电极）。当极性开关 110 设定为 DC 负性或者 DC 正性焊接操作的时候，由波形生成器 152 控制显示为波形 152d 的脉冲焊接波形。可以由控制器 130 控制各种其他波形，包括 AC 和 DC，从而焊接操作 120 可以调节为 AC 或者 DC。进一步的，焊接操作可以为 TIG，MIG，淹没电弧（Submerged Arc）或其他。可以由电源 PS4、或其他使用本发明的电源进行任何处理。电极可以是不可消耗的或可消耗的，例如金属芯、焊剂芯或实心焊丝。根据所采用的电极可以使用保护气体或不使用。只进行 DC 焊接的电源 PS4 的改进在图 10 中显示为电源 PS5。在该电源中，焊接操作 120 只进行 DC 焊接操作，从而反馈回路 122 导入到具有输出 172 的控制器 170。调节变换器 100a 优选为斩波器，来产生线 102a，104a 之间的 DC 电压。如图 9A 所示，控制器 170 由波形生成器 152 控制。根据焊接操作 120 中执行的 DC 焊接处理的需求，线 102a，104a 的极性可以是电极负性或者是电极正性。调节变换器 100a 比图 9 所示电源 PS4 的焊接输出端简化很多。图 9 和图 10，以及图 9A 所示的控制网络或电路 150，说明了新型三级电源的多功能性。

对于在这两种类型的电源中使用的调节和非调节开关网络，都必需为操作控制器提供电压。图 11 说明了这样结构和方案，用来得到控制电压来操作三级电源（例如电源 PS6）的各种控制器。使用前置调节器的输出来提供用于前置调节器开关控制器和两级电源第二级开关控制器的控制电压是公知的，并且由在这里作为参考引用的 Moriguchi 的专利 5,926,381 所揭示。用于进行焊接操作的输出斩波器按常规从到斩波器的输入 DC 电压获得控制器控制电压。这两个公知的技术在电源 PS6 中采用。三级电源可以由具有从电源中不同位置得到的电源供应的控制器进行操作。具体的说，电源 PS6 具有电源供应 180，其具有输出 182 以及来自引线 14a，14b 上的第一 DC 总线(DC#1)信号的输入 184，186。电源供应 180 包括降压变换器或反激变换器（未显示）来将图 2 前置调节器 40 输出端的高电压减少为线 182 上的低电压。该控制电

压可以在 5 和 20 伏特之间。线 182 上的电压导入到具有输出引线 192 的控制器 190 来根据标准技术进行前置调节器 40 的操作。前置调节器具有图 2 和 3 所示的反馈线 42, 44, 但是未在图 11 中显示。非调节逆变器 A 不需要控制器来调制占空比, 或者输入电压与输出电压之间的固定关系。然而, 它确实需要从来自电源供应 180 的线 196 中接收控制器操作电压的控制器 194。除了第二级控制器 194 不是与现有技术两级电源中使用相同的调节控制器之外, 这一配置与 Moriguchi 的专利 5,926,381 所揭示的概念相似。作为选择, 电源供应 PS#3 由输入 12 的一个相来驱动以给出如虚线 176 所示的可选择电源供应电压。级 III 的调节输出变换器 30 具有标注为 PS#2 的电源供应 200, 其具有由显示为包括引线 20a, 20b 的 DC 总线 20 (DC#2) 所确定的线 202 上的控制器电压。再次的, 电源供应 200 包括降压变换器或反激变换器来将非调节变换器 A 输出端的 DC 总线信号转变为供具有输出 212 的控制器 210 使用的较低电压。如同分别根据图 1 和图 2 中的 PS1 和 PS2 所讨论的, 线 212 上的信号根据线 C 上的反馈信号调节焊接变换器 30 的输出。DC 总线信号 14 (DC#1) 和 DC 总线信号 20 (DC#2) 提供到电源供应 180, 200 的输入端, 所述电源供应是用来产生用于控制器 190, 194 和 210 的低电平 DC 控制电压的 DC/DC 变换器。作为虚线 220 所显示的可选择的方案, 标注为 PS#2 的电源供应 180 可以提供用于控制器 210 的控制电压。图 11 已经被揭示来说明使用具有控制器的三级电源的多功能性, 该控制器可以接收来自显示为 PS#1 和 PS#2 的各种固定 DC 电压的减小的供应电压。可以采用其他配置来提供控制器电压, 例如, 以显示为 PS#3 的方式, 通过一个变压器连接到 AC 输入电压 12 的一个相的整流连接。

图 12 的电源 PS7 与具有相同标注号码元件的电源 PS6 相似。输出级 III 为用于将电极 E 和工件 W 之间的 DC 电流导入的斩波器 230。电流分流器 S 提供到控制器 210 的反馈电压 C。级 II 的高开关速度变压器 240 具有目前为止所描述的特征, 其具有由具有初级线圈 252 和次级线圈 254 的变压器 250 所提供的隔离。DC/DC 变换器 240 的初级侧为导入一个可选择电流到初级线圈 252 的开关网络。来自次级线圈 254 的整流输出为变换器 240 的次级部分或侧。变换器 240 采用具有由控制器 194 设定占空比或者相位偏移的高开关

速度逆变器。在该电源的实际版本中，开关频率大约为 100kHz。在斩波器 230 的焊接操作中，占空比保持不变；然而，如具有用于调节控制器 194 的输出 262 的“ADJ”电路 260 所示，可以调节逆变器的占空比或者相位偏移。占空比通常接近 100%，从而在变换器 240 初级侧的开关对以它们的最大时间导通在一起。然而，为了改变第一 DC 总线 14 和第二 DC 总线 20 之间的固定关系，电路 260 可以用于调节占空比或者相位偏移。这样，非调节隔离逆变器 240 变为具有不同但是固定的占空比。然而，占空比通常非常接近 100%，从而开关大致同时被操作。在三级电源的通常应用中占空比可能在 80-100%之间变化。在新型电源的优选应用中，图 4 所示的升压变换器 62 用作功率因子校正输入级 I。该升压变换器根据具有前述控制电压 182 的控制器 190 而工作。根据该微小的修改，电源供应 270 具有由通过单相或三相 AC 输入 12 的一个相的线 274 连接的变压器。电源供应 270 中的整流器和滤波器产生最优虚线 276 中的低控制电压，用于按照需要代替线 182 中的控制电压使用。这两个选择不影响电源 PS7 的操作特性。用于电弧焊接的三级电源的其他修改可以从前面的描述和焊接领域的公知技术获得。

输入级 I 通常包括图 4-8 所示的整流器或者功率因子校正 DC/DC 变换器。这些输入级可以用于表示为输入 12 的各种电平的单相和三相 AC 信号。参考图 13-16 中的电路，揭示了三相 AC 输入电源的输入级的某种形式。这些电路中的每个具有三相输入和以输入级的低谐波失真因子和高功率因子获得的 DC 总线输出 (DC#1)。图 1-12 的揭示通常适用于新型三级电源；然而，使用的特定级 I 与现有技术两级电源或者新型三级电源都相关。图 13 中，级 I 的输入电路 300 包括具有输出引线 302a, 302b 的三相整流器 302。升压开关 310 与电感 312, 二极管 314 和并联电容 316 串联。适当电路 320 (作为标准功率因子校正芯片) 具有用于确定输入电压的输入 322, 调节反馈线 322a 和用于操作升压开关来使输入 12 中的电流与输入电压具有大致相同的相位的输出 324。该芯片为可以用于本发明的标准三相功率因子校正升压变换器芯片，也用于常规两级电源。以相似的方式，图 14 所示输入电路 330 具有如前所述具有输出引线 302a, 302b 的三相整流器 302。包括电感 350, 二极管 352 和电容 356, 358 的升压电路用于与开关 340, 342 连接，来提供电路 330 输

出端的电流和输入电压 12 之间的协调。为了实现这一目的，控制芯片 360 根据输入 366 中的感应电压和线 367，368 中的反馈调节信号提供线 367，368 中的选通脉冲。这是提供形成两级电源或新型三级电源输入的类型三相功率因子校正的标准技术。已经发现有源三级电路 300，330 在三相输入上操作时提供大约为 0.95 的输入功率因子。在具有单相 AC 输入时，级 I 的功率因子可以向上校正到大约 0.99。由于三相电源通常只能校正到较低程度，已经发现用于两级电源或新型三级电源输入级 I 的无源电路在某种程度上与有源功率因子校正电路的能力相当。图 15 显示了标准无源电路 400，其中三相中的每一相由三相整流器 302 整流，该整流器 302 通过输出引线 302a，302b 将 DC 电流导入到包括电感 412 和电容 414 的滤波器电路。已经发现例如图 15 所示的无源电路可以将三相输入的功率因子校正到通常大约为 0.95 范围内的程度。这在某种程度上与三相输入电路有源功率因子校正电路的能力相当。图 16 显示了降压升压输入电路 420。线 302a，302b 上的整流电流首先由开关 422 使用具有来自输入 12 的电压波形信号的线#32 的标准功率因子校正芯片 430 进行降压，也驱动芯片 434 操作升压开关 440。开关 422，440 一致的工作，使用包含电感器 450，二极管 452 和电容 454 的电路来控制输入功率因子。电路 300，330，400 和 420 为使用标准技术的标准三相无源功率因子校正电路以及由输入电压波形和 DC#1 电流控制的可用开关。图 13-16 为可以对三级电源第一级进行的某种修改的说明。当然，存在其他技术来提高功率因子并且同时减小用于驱动电弧焊接电源的类型的 DC 和 AC 信号的谐波失真。

级 II 的非调节逆变器 A 可以使用各种逆变器电路。优选电路如图 17 所示，其中逆变器在到隔离变压器 250 初级线圈 252 的输入定义的初级部分或侧和由次级线圈 254 输出所定义的次级部分或侧之间被分开。首先说明变换器 A 的初级部分或侧，采用了全桥电路 500，其中跨接在电容 548 上的成对开关 SW1-SW3 和 SW2-SW4 由引线 502，504 连接。开关分别由线 510，512，514 和 516 的选通脉冲以可变顺序加电。控制器 194 输出线 510-516 中的选通脉冲以及如前所述由来自电路 260 的线 262 上的逻辑所确定的调节占空比。通过改变线 510 和 512 以及线 514 和 516 的相位偏移控制占空比。电路 260

调节成对开关的占空比或相位偏移。该调节在逆变器 A 的操作中是固定的。实际中，电路 500 具有大约 100% 的占空比或相位偏移，其中每对开关具有最大的重叠导通周期。如前所述的，控制器 194 也具有来自线 196 所示的适当电源供应的控制电压。在电路 500 的操作中，通过初级线圈 252 导入可变电。该电流具有通常至少大约 100kHz 的超高频率，从而可以减小元件的尺寸，重量和成本。高开关频率不是焊接操作所规定的，而是为三级电源的非调节级 A 的效率而选择的。块电容与初级线圈串联来防止非调节选通驱动信号带来的饱和。逆变器 A 的次级部分或侧为具有同步整流器件 522, 524 的整流器 520。同步整流器件在通常电机工程技术领域是公知的，并且由在这里参考引用的 Boylan 的专利 6,618,274 所讨论。这些器件由线 526, 528 上的，在次级线圈 254 相反端根据标准技术产生的信号选通。引线 530, 532 和 534 形成整流器 520 输出引线来产生通过引线 20a, 20b 的 DC 电压 (DC#2)。根据标准焊接技术，电流通过扼流器 544 进行平滑并且跨过电容 546。逆变器 A 为非调节的，这意味着它不是由来自焊接操作的实时反馈信号进行调节的。它仅将 DC 总线信号 12 (DC#1) 转变为 DC 总线信号 20 (DC#2)。这一转变允许导入到使用逆变器 A 的电源的调节第三级的电压充分的减小。电压减小主要由变压器 250 线圈匝数比决定，在优选实施例中该比例大约为 4:1。对于 DC#1，电压大约为 400 伏特。这样，输出总线 20 的固定电压大约是第一级输出总线 12 固定电压的 1/4。在这里作为背景信息参考引用的 *Dr. Ray Ridley* 的标题为 “*The incredible Shrinking (Unregulated) Power Supply*” 文章中包含了非调节级的几个优点。一个基本的优点是将频率增加到超过 100kHz 来减小逆变器级的尺寸和成本。

不同的电路可以用作构成本发明新型级 II 的非调节变换器 A。逆变器的特定类型不是控制。已经使用了几种逆变器。在图 18-21 中说明了一些逆变器。在图 18 中，逆变器 A 显示为在变压器 250 的初级侧使用全桥电路 600。如同参考图 17 所示逆变器 A 版本所解释的，开关和二极管并联电路 602, 604, 606 和 608 根据标准相位偏移全桥技术而工作。逆变器 A 内部工作的修改如图 19 所示，使用了具有串联的开关电路 610, 612 和 614, 616 的级联桥。这些开关电路与半桥相似的工作，包括为与电容 620 并联且与二极管 622、624

串联的开关电路提供能量的输入电容 548a, 548b。这两个开关电路串联, 从而当使用与用于图 17 的全桥变换器的技术相似的相位偏移控制技术的时候, 单个开关上具有降低的电压。在这里参考引用的 Canales-Abarca 的专利 6,349,044 中揭示了这种类型的逆变器开关网络, 其中说明了使用级联桥的逆变器, 有时也称为三电平逆变器 (Three Level Inverter)。图 20 说明了双前向逆变器 (Double Forward Inverter), 其中开关 630, 632 在变压器 250a 初级线圈的部分 252a 中提供脉冲。以相似的方式, 开关 634, 636 一致地工作以在初级部分 252b 提供相反极性的脉冲。该交互脉冲在变压器 250a 初级线圈产生 AC, 从而在次级线圈 254 中产生隔离的 DC 输出。图 21 中以逆变器 A 的结构显示了标准半桥电路。该半桥电路包括交替开关的开关 640, 642 以在变压器 250 初级线圈 252 产生 AC。可以使用这些或者其他开关电路以在变压器 250 初级线圈产生 AC 信号, 从而对次级隔离的 AC 信号进行了整流并作为 DC#2 从引线 20a, 20b 输出。特定代表性标准开关电路的描述仅是说明性的, 而不能认为是穷举的。在第二级中不进行焊接电流的控制。在该级中, 为了驱动第三级的目的, 具有高电压的 DC 总线信号被转换成具有低电压的固定 DC 总线信号 (DC#2), 该第三级是为电弧焊接提供适合电流的调节级。电弧焊接引入并且试图包括其他焊接相关应用, 例如等离子体焊接的概念。在三级中使用的各种电路可以组合来构成用于三级电源基本拓扑结构的各种结构。

较佳实施例 (图 22-24)

在图 22 中, 改进的三级电源的前两级包括图 17 所最优显示的非调节变换器 A, 其中线 14a, 14b 之间的输入 DC 信号由显示为具有由线 604 中的选通信号开关的电源开关 602 的升压变换器 600 的新型第一输入级提供。开关 602 在附属开关 628 接通之后接通。线 192 和 192a 中选通信号时间设定由功率因子校正控制器 194 进行。根据标准升压技术, 线 192 中的高频信号引起具有反并联二极管 602a 的主电源开关 602 栅 604 中的高频开关信号。按照以前的讨论控制栅 604 上信号的时间设定, 来获取在输入引线 12a, 12b 上产生整流信号的电源的功率因子校正。由开关 602 和整流器二极管将引线 12a, 12b 上的 DC 信号转换成引线 14a, 14b 上的 DC 总线信号。本发明涉及具有包括

具有电感 622 的第一支路和具有寄生电容 624 的第二支路的网络的有源软开关电路 620 的使用。网络由串接的附属开关 628 操控。一些讨论以储能电路和谐振电路区分这两个支路。这在技术上是合理的，但是对于软开关功能是不必需的。电容 624 和电感 622 形成用于软开关 601 的滤波器电路，其中电容 640 通过二极管 D2 引起升压二极管软电压接通。该升压二极管有时以输出或者整流二极管来提及。电路 620 为有源软电路，其在开关事件时控制跨过电源开关 602 以及输出二极管 610 的电压和电流。这样，升压变换器 600 中的电源开关 606 以及升压或输出二极管 610 通过软开关进行了变换。这一特征使得该开关技术对于升压二极管受到严重反向恢复问题的高压变换应用特别有吸引力。例如，在功率校正升压电路中，电源开关和整流器二极管都经受高电压。通过采用的传统脉冲宽度调制技术，由于少数整流器二极管 610 的反向恢复，高开关损耗、高 EMI 噪声以及器件失效问题变得更加显著。因此为功率开关 602 以及二极管 610 都使用软开关是有好处的。逆变器中开关的电压和电流的波形除了在接通和关断开关间隙发生零电压开关转换的时候，基本是方波。电源开关和升压二极管都经受了最小电压和电流应力。由于其只处理少量的谐振转换能量，附属开关 628 与主开关相比可以非常小。由于在没有增加开关电压和开关电流下实现了软开关，当使用有源电路 620 的时候传导损耗没有实质增加。基本上，选择电路 620 以在电源开关 602 的转换中（可选择地，在输出二极管 610 的转换中）提供电流和电压两者中的软开关。这样，使用两级变换器来将线 12a, 12b 上的 DC 信号转换成线 20a, 20b 中的 DC 信号。通过在升压变换器 600 具有软开关电路并使用非调节逆变器 A 的固有软开关，彻底地增进了两级器件的效率。因此，图 22 所示两级 DC/DC 变换器对于三级焊接电源输入侧是实质性的进步。在工作中，线 192 中超过 18kHz 的高频开关信号首先通过 192a 中的选通信号给附属开关 628 加电压，从而激活由电感 622 和电容 624 形成的谐振储能电路。开关 628 接通以后，主开关 602 接通。这引起在电流和电压两者中的软开关。同时，电路 620 的无源部分控制通过输出整流器二极管 610 的电压和电流。附属开关 628 的正极性侧由二极管 D1 箝位到电容 640。这将软开关电路箝位到正性输出，具有电感和电容支路的该软开关电路在工作中不浮空。标题为“*High*

Efficiency Telecom Rectifier Using a Novel Soft-Switching Boost-Based Input Current Shaper”的 1991 年 IEEE 文章中讨论了图 22 所示电路。该文章在这里作为参考引用。在标题为“*A New ZVT-ZCT-PWM DC-DC Converter*”的 2004 年 IEEE 文章中描述了用于电源开关 602 的相似的软开关电路。用于电源开关 602 的这一相似类型的有源软开关电路如图 23 所示，其中对于图 22 所示相同元件使用相同数字。有源软开关电路 700 具有谐振电感 704，706，该谐振电感划分为段并且通过公共核心 705 耦合。电流分别控制二极管 704a，706b。这些二极管与多个电感串联，该多个电感依次与寄生电容 708 并联。附属开关 710 具有反并联二极管 712，使得开关 710 根据前面讨论的图 22 中附属开关 628 而工作。软开关电路 700 包括用于控制通过输出整流器 610 的电压的电压控制电容 720。为了将附属开关 710 的正性侧箝位到输出引线 14a，提供了单个二极管 730。该二极管作为图 22 所示二极管 D1，D2 来工作。软开关电路 700 提供为跨过开关 602 的电压和电流提供软开关并在整流器二极管 610 的开关中控制电压和电流。这样，电路 700 基本上以与前面讨论的软开关电路 600 相似的方式工作。本发明涉及用于电源开关 602（可选择地用于整流器二极管 610）的有源软开关电路。软开关电路的拓扑结构可以分别以由图 22，23 所示的优选软开关电路 600，700 而变化。开关 SW1，SW2，SW3 和 SW4 为具有反并联二极管的固体开关（例如二极管 602a）。进一步的，电容 506a 防止变压器核心 250a 的饱和。

通过为三级电源升压输入级提供有源软开关电路，输入级的工作结合了第二非调节变换器级的固有软开关特性来提供提高新型三级电源（图 1-21 所示）效率的两级输入。已经发现电路 700 在开关 602 的高速开关中推动该电压下降到接近零。电路 600 降低该电压，但是使用电路 600 的开关中，该电压不是严格为零。实际上，其可以为 50 伏特。因此，软开关电路 600 由于较低成本而被优选，软开关电路 700 由于具有在开关 602 的开关中推动实际电压下降到接近零的能力而供选择。这些区别是说明两种在上述新型三级电源输入级使用的分立有源软开关电路的原因。

图 24 再次显示了图 12 所示的三相电源，其中斩波器 230 显示为具有由来自控制器 210 的线 212 上的高频选通信号控制的电源开关 750。通过读取

分流器 S 产生来自电流感应器件 760 的线 762 上的反馈信号。以相似的方式，从电压感应器件 770 通过线 772 导入电压反馈信号到控制器 210。这两个控制信号控制在用于操作斩波器 230 的电源开关 750 的控制器 210 中的脉冲宽度调制器的工作。输入电容 780 根据标准应用控制通过输入引线 20a, 20b 的电压。本发明可选择的形式是为斩波器 230 提供无源软开关电路 800，斩波器的无源软开关与输入级的有源软开关以及第二级的固有软开关结合，来增加图 12 所示并由图 1-21 所描述的三级电源的效率。软开关电路 800 为通用的软开关电路。该电路包括用于控制通过电源开关和二极管 D4 的电流的电感 802。电容 806 在开关操作中控制通过电源开关的电压。电容 804 和 806 由二极管 D1, D2, D3 和 D4 连接。这两个电容控制通过二极管 D4 的电压。这样，电源开关 750 和二极管 D4 在开关操作中，在电流和电压中都被软开关。加州大学标题为“*Properties and Synthesis of Passiv, Lossless Soft Switching PWM Converters.*”的文章中说明了这种电路。这一 1997 年五月的文章在这里作为参考引用，来说明通常使用的软开关电路 800 的工作。本质上，斩波器 230 包括具有软开关电路的电源开关，以在接通和断开过程中控制电流和电压两者。换言之，输出斩波器 230 提供有软开关电路，该软开关电路在开关操作中的适当时间控制电压和电流两者。

图 1-21 所描述的三级电源提供了具有有源软开关电路的输入级，该输入级与非调节逆变器 A 的固有软开关结合，从而通过减少电源输入端的开关损耗和传导损耗来提高整体效率。作为选择，斩波器输出级具有无源软开关电路来提供廉价的最末级。斩波器可以是分立的、可替换模块，不需要电路修改来象有源软开关电路所需要的那样控制附属开关。三级电源输入部分包括与非调节相位偏移脉冲宽度调制级结合的有源功率因子校正级。前两级的这一新型结合对于电弧焊接非常有效并且作为电弧焊来说是廉价的拓扑结构。

如图 22, 25 和 26 所示，第一级 600 为升压类型的 DC/DC 变换器，其包括：耦合在输入引线 12a 和主内部节点 603 之间的电感 644，耦合在内部节点 603 和较低变换器输入引线 12b 之间的、具有二极管 602a 的主开关器件 602。主整流器 610，在节点 603 耦合其正极，并且在输出引线 14a 耦合其负极。可选择的输出滤波器 548 通过输出引线 14a, 14b 连接。如同在常规升压变换器

的操作中那样，主开关由位于其控制栅极的脉冲宽度调制（PWM）控制信号激活，从而在导通（ON）状态和非导通（OFF）状态（放电阶段）之间切换，在导通状态中内部节点 603 被驱动到大致为较低引线 12b 的电压（充电阶段）。在每个充电阶段之前，假设主开关器件 602 已经处于非导通状态（OFF）相对较长的时间，通过输出电容 548 的电压等于输入电压加上电感 644 的电压。主开关 602 的关闭将节点 603 的电压大致带到较低引线 12b 的电压，因而输入电压加到电感 644 两端（端 12a 相对节点 603 为正性）并且主二极管 610 防止滤波器电容 548 通过主开关 602 放电。通过电感 644 的电压引起流过其中的电流随时间增加，从而在电感 644 中存储了相应的能量。此后，主开关 602 被关闭（OFF）来开始放电阶段。将开关 602 置于非导通状态引起主电感电压变化，使得节点 603 的电压升高来将流过电感 644 的电流保持在常数，其中为了电感电流的持续流动，节点 603 的电压必需升到足够高来前向偏置二极管 610（例如接近跨过电容 548 的输出电压加上二极管降落），其中在放电阶段中电感电压改变极性。对于大输出电容 548，引线 14a 和 14b 之间的输出电压在放电阶段中保持常数，其中充电和放电（主开关 602 接通和断开的切换）以适当的反馈而重复进行，从而调节开关控制信号的脉冲宽度调制，使得通过电容 548 的输出电压可以保持在需要的 DC 数值。

通常，需要将电源中每一级的效率最大化，其中将主开关 602 的接通状态电阻，二极管正向电压降落，以及主二极管 610 的反向恢复时间等级被理想化地最小化来抗击传导损耗。另一个考虑是将在变换器级 600 中的开关损耗和噪声产生最小化，其中需要控制开关 602 和二极管 610 的转换发生的条件。具体而言，在升压变换器 600 中可以优先采用软开关电路来提供零电压开关接通或断开，以及二极管 610 的零电压或零电流断开。缺少反测量，主开关 602 的开关引起对开关 602 和/或对主二极管不期望的功率损耗和应力。因此，在升压变换器级 600 中采用软开关或缓冲器电路来提供这些元件的低电流或低电压开关。在这一点上，可以使用软开关电路以在开关 602 断开的时候将通过开关 602 的电压升高率最小化（例如节点 603 处的 dv/dt ），并在开关 602 接通的时候将通过开关 602 的电压最小化，同时在二极管 610 的反转中将其电压或电流中的一个或者两者都最小化，以减少开关损耗和噪声发

射。

可以在图 24 所示三级电源升压级 600 中使用 Hua 的专利 5,418,704 所说明的软开始开关电路。该专利由参考引用，并且与图 25 所示第一实施例电路以及图 26 所示优选实施例电路不同。Hua 的专利 5,418,704 所说明的软开关电路采用具有谐振电感和电容的附属开关，来提供升压变换器主开关和输出二极管零电压切换。该公开中以谐振电路提及本发明的两支路网络。在 Hua 的专利中，附属开关和谐振电感跨过主变换器开关而串行连接。附属开关在接通主开关稍前进行开关，从而谐振电感为耦合到正性变换器输出引线的二极管，来限制主二极管电流的变化率。Hua 的附属开关网络的激活也将内部节点放电到零伏特，从而保证了主开关大致在零伏特接通。然而，Hua 在主晶体管断开时受到硬开关条件的影响。具体而言，Hua 的上部主开关端电压在谐振电感可以将任何电流传导到输出端之前必须高于变换器输出电压，因而 Hua 的谐振电感在晶体管断开过程中引起非常快速的晶体管电压升高（高 dv/dt ），导致不可接受的开关损耗。

如图 25 和 26 所示，典型升压变换器 600 包括有源软开关电路 601 或 601a，分别用于提供主开关 602 和主二极管 610 的软开关。图 25 的典型软开关电路 606（本发明的原始版本）为三端网络，其具有跨过主开关 602 耦合的第一和第二端，以及耦合到主二极管 610 负端的第三端。软开关电路或网络包括电感 622、具有二极管 630 的附属开关器件 628。第一和第二二极管 D1 和 D2，与电容 624 和 640 一起构成三端缓冲器电路 606。主和附属开关器件 602 和 628 可以根据位于其控制端的控制信号，在其第一和第二电源端之间选择性的提供通常传导和通常非传导状态的任何适当电路，包括但不限于三极管晶体管、金属-氧化层-半导体（MOS）器件、隔离栅三极管晶体管（IGBTs）等。电感 622 位于与开关 602 并联的第一支路中。电感 622 具有耦合到主电感 644 的第一端和连接到第一中间电路节点 607 的第二端。附属开关器件 628 耦合在节点 607 和变换器引线 12b, 14b 之间。二极管 630 可以是附属开关器件 628 的体二极管或者可以是分立的元件。二极管 630 的正极耦合到下部变换器引线 12b, 14b，并且其负极耦合到位于附属开关 628 和谐振电路 622 连接处的节点 607。与 Hua 的电路相似，电容 624 跨过主开关 602 耦合在电路

606 中。然而，不象 Hua，图 25 中软开关电路 606 具有第二中间节点 609，其具有耦合在节点 603 和 609 之间的第二电容 640。软开关电路或网络 601 的第一二极管 609 具有耦合到第一内部节点 607 的正极和耦合到第二内部节点 609 的负极。二极管 D2 具有耦合到第二内部节点 609 的正极和耦合到位于上部变换器输出端 14a 的主二极管负极的负极。

作为 Hua 的具有附属开关硬开关的技术发展，图 25 的软开关电路 601 为主开关 602 和主二极管 610 两者以及附属开关 628 的接通和断开提供软开关操作。这一改进得到了更好的效率，较低的元件应力，以及较低的噪声生成。在接通主开关 602 之前，当节点 603 的电压等于输出电压的时候对附属开关 628 进行接通，其中附属开关 628 的断开引起通过谐振电感 622 的电流升高到主电感器电流的水平，主二极管 610 由此反向。随着二极管 610 恢复电压反向并且开始阻断来自输出端的电流，来自电感 644 和 622 的电流对电容 624 放电，其中跨过二极管 610 的电压在反向中保持很小来将二极管开关损耗和噪声生成最小化。当电容 624 放电以后（例如当跨过开关 602 的电压为零），主开关 602 随之接通，附属开关 628 断开。通过谐振电感 622 的电流通过二极管 D1 对第一谐振电容 640 充电，也对附属开关 628 的任何寄生电容充电，从而节点 607 和 609 的电压向变换器输出的电平升高，并且二极管 D2 开始导通。将来自电感 622 的任何剩余能量通过二极管 D1 和 D2 提供给输出端。当开关电压基本为零时，主开关 602 接着断开（在根据基于输出电平反馈的电流脉冲宽度调制的时间上）。通过主电感 644 的电流对电容 624 充电并通过二极管 D2 对谐振电容 640 放电。这一动作引起节点 607 的电压升高到输出值，此后主二极管 610 再次开始将电流传导到输出端。

在图 25 的电路 606 的工作中，当主开关 602 开始关断的时候，主电感器电流流过电容 640 和第二二极管 D2，主二极管 610 在谐振电容 640 放电以后开始导通，其中跨过第一电容 640 的电压为其电容、主电流电平、脉冲宽度调制主开关 602 占空比的函数。以这种方式，可以通过保证在二极管开始导通电流到输出电容 548 时的零电压，将主二极管 610 的开关损耗减小或最小化。在主开关处于接通状态时，由于第一二极管 D1 防止了电容充电（除了在附属开关 628 首先断开并且节点 607 的电压高于跨过电容 640 的电压时），

跨过第一谐振电容 640 的电压保持为常数。理想地，如果在主开关接通的升压阶段中谐振电容 640 完全放电，主开关 602 具有零电压断开条件。然而，如果谐振电容 640 没有完全放电，开关 602 将受到非零断开电压。另外，电容 640 在附属开关 628 断开时可以仅为附属电感 622 提供电流旁路通路，没有为图 25 的软开关电路 606 中附属电路环路中的寄生电感提供有效的旁路传导通路。因此，附属开关 628 从接通到断开的转换可以在非零电压进行，从而可能有开关损耗和噪声产生，以及对开关 628 的可能应力。

图 26 说明了软开关电路 606a 的优选实施例和优选设计，并且根据本发明，去除了电容 624。第二电容 640a 耦合在内部节点 609 和下部变换器引线 12b, 14b 之间，从而从电容 640 和 640a 的串联组合（该串联组合作为跨过主开关 602 的并联支路）中得到了净电容。下部（第二）电容 640a 通过二极管 D1 跨过附属开关 628 并联。在一个特定的应用中，下部电容 640a 大体上小于上部电容 640。这样，与图 25 的软开关电路不同，图 26 的电路 601a 在第二内部节点 609 和下部变换器引线 12b, 14b 之间以两个电容 640, 640a 提供了电容 624。这种几何形状帮助为附属开关 628 提供软开关（例如减小跨过开关 628 的 dv/dt ）。

现在参考图 27，曲线图 800 示出了升压变换器级 600 中分别与主和附属开关 602 和 628 相关的各种典型波形。同时显示了图 26 的典型有源软开关电路 601a。曲线图 800 示出了对应附属开关控制电压信号的电压波形 810（根据开关类型，例如栅极信号 VGS，基极信号 VBE 等），代表跨过附属开关 628 的电压（例如内部节点 607 和下部变换器引线 12b, 14b 之间的电压）的电压波形 820，以及说明通过附属开关 628 的开关电流的电流波形 830。此外，曲线图 800 也提供了说明主开关 602 控制电压信号的电压波形 840，以及代表跨过主开关 602 的电压（例如节点 603 和下部变换器引线 12b, 14b 之间的电压）的电压波形 850。

曲线图 800 示出了变换器级 600 的典型开关周期中的各种离散时间，包括主开关 602 断开（例如电压波形 840 下降沿）的时间 870，附属开关 628 接通（控制信号 810 的上升沿）的时间 872，以及附属开关 628 断开而主开关 602 接通（波形 810 下降沿和波形 840 上升沿）的时间 874。虽然显示为

在时间 874 同时切换，附属开关 628 可以可选择地在主开关接通时间之前、同时或之后断开，其中认为所有这种各种应用落入本发明以及所附权利要求的范围之内。在图 26 所示电路示例说明的应用中，主开关 602 在时间 870 断开，其后如曲线图 800 中部分 852 和部分 822 分别所示，跨过主和附属开关 602 和 628 的电压（例如节点 603 和 607 的电压）升高。注意到，跨过主开关 602 的电压曲线 850 在主开关在时间 870 接通时为零，从而减轻了任何对应的开关损耗和/或噪声发射。如图 27 所示，开关电压曲线 820 和 850 在部分 824 和部分 854 保持基本常数直到附属开关 628 接通的时间 872（主开关 602 保持断开）为止，其数值通常等于跨过输出滤波器电容 548 的电压的数值（ V_{OUT} ），从而附属开关电压在点 826 降落到零。注意到，附属开关电流曲线 830 在时间 872 大致为零，从而附属开关 628 不会受到显著的接通开关损耗。此后，在时间 874，主开关 602 再次接通。注意到，在时间 872 和 874 之间，主开关电压曲线 850 在开关 602 接通之前通常在部分 856 降落到零，因此提供了零电压接通条件来将主开关 602 的开关损耗和噪声产生最小化。此外，与上面图 25 中电路或者网络 601 不同，附属电流曲线 830 在附属开关接通时间 872 之后在部分 832 开始增加，但接着在附属开关断开时间 874 之前在部分 834 减少到接近零，从而附属开关的断开为具有最小化（例如零）开关损耗和噪声发射的软开关事件。主开关 602 接着在 874 大致零伏特接通，并且附属开关电压 820 在部分 828 增加直到通过谐振电感 622 的电流降落到零的时间。此后，该周期继续直到下一个时间 870，在该时间上，主开关 602 再次断开，其中主开关 602 在给定周期中保持接通的时间量可以通过脉冲宽度调制或者其他适合的技术由输出调节条件确定。图 26 的电路 601a 提供了附属开关 628 的软开关，而电路 601 中的附属开关 628 具有硬断开。这是由图 26 的优选电路 601a 获得的明显进步。

图 25 和 26 的软开关系统或网络 601，601a 分别包括与主电源开关 602 并联的两个并联支路。第一支路包括控制到附属开关 628、开关 602 以及二极管 610 的电流的电感 622 的电感，而第二支路具有控制跨过开关 602 的电压的电容。图 26 中，该并联支路分为两个电容，其中之一控制跨过附属开关 628 的电压。

图 26 的电容 640, 640a 的电容通常等于图 25 电容 624 的电容。电容 640 在开关 628 断开时对其进行软开关。随着开关 628 断开, 电容 640a 处于零电压。它缓慢的充电来提供软断开。当开关 628 接通, 开关中的电流通过电感 622 缓慢的增加, 并且二极管 610 由电感中电流缓慢的增加而断开。这样, 网络 601a 在接通和断开周期期间软开关开关 628, 并且控制通过升压或输出二极管 610 的电流。这是对图 25 的网络 601 的改进。

所揭示的各种开关电路和电源拓扑结构可以以多种方式结合来完成所要求保护的发明的目标和优点。

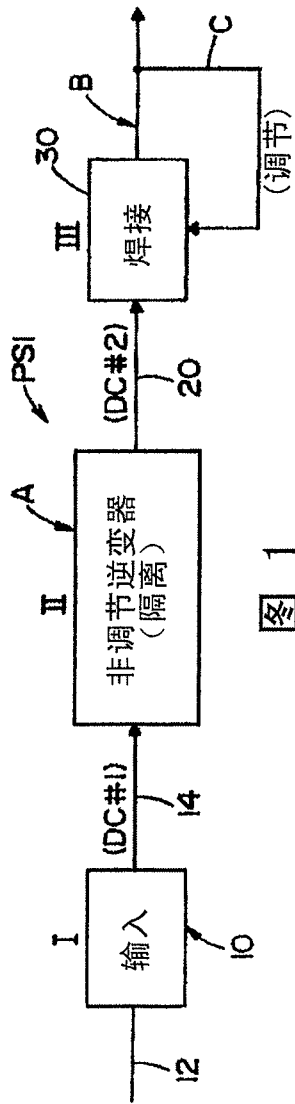


图 1

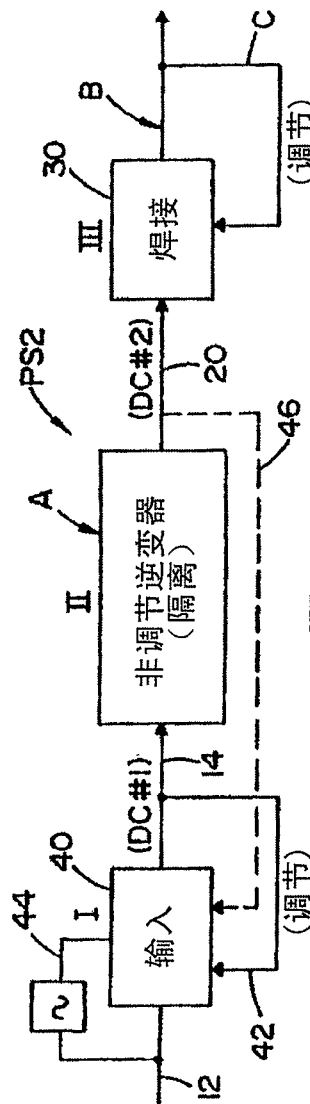


图 2

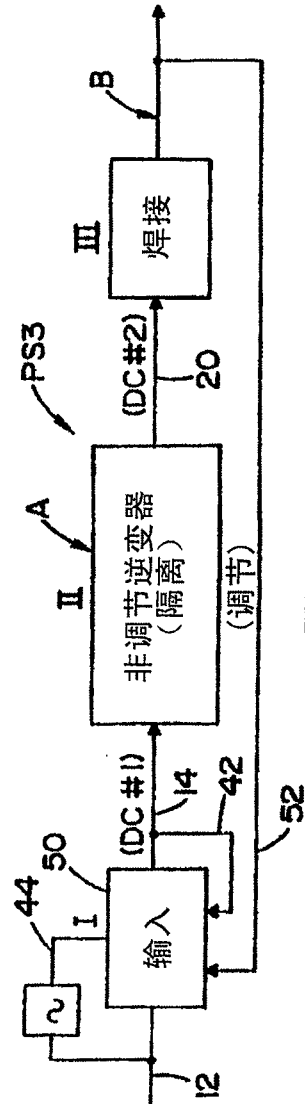


图 3

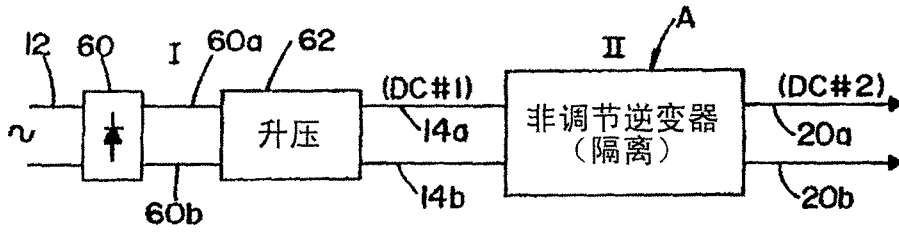


图 4

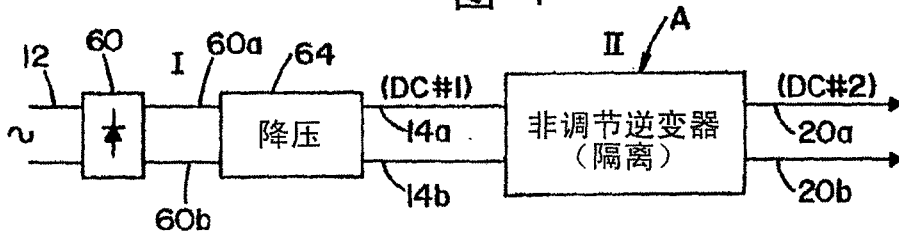


图 5

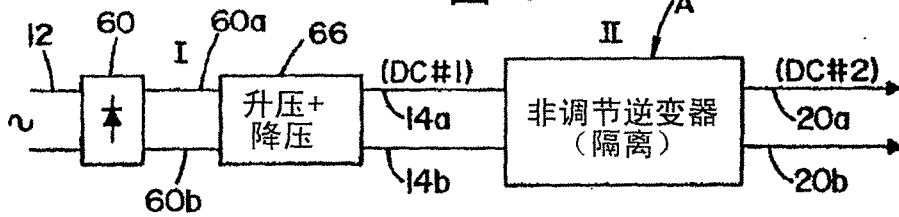


图 6

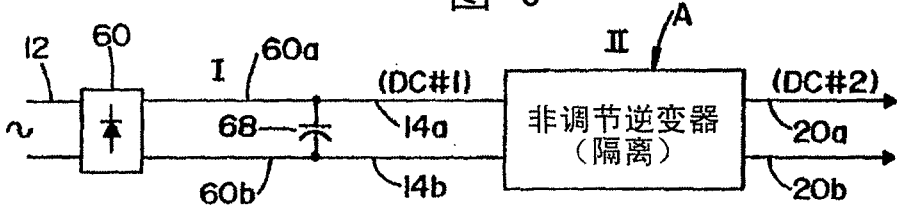


图 7

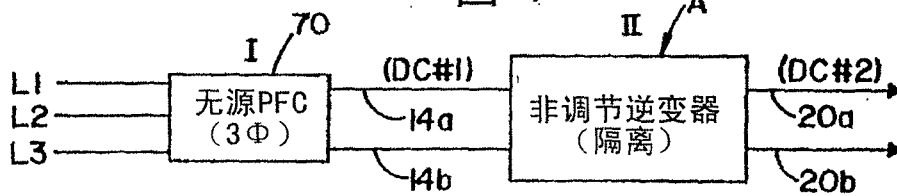


图 8

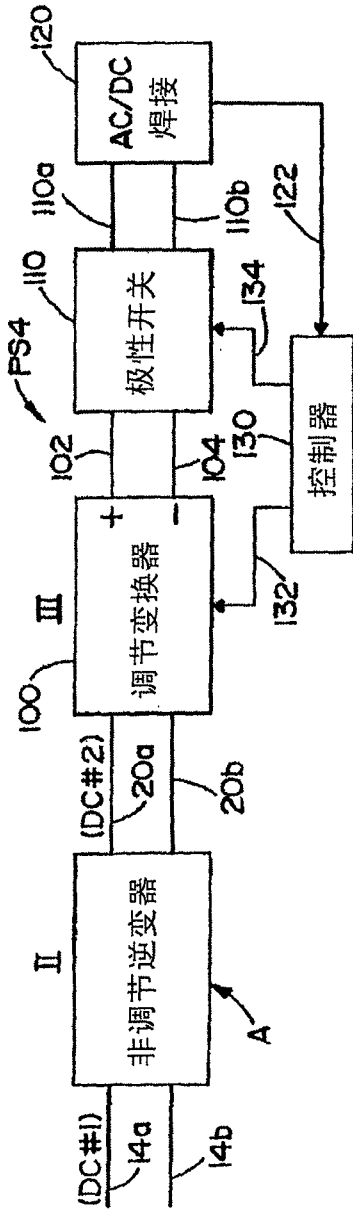


图 9

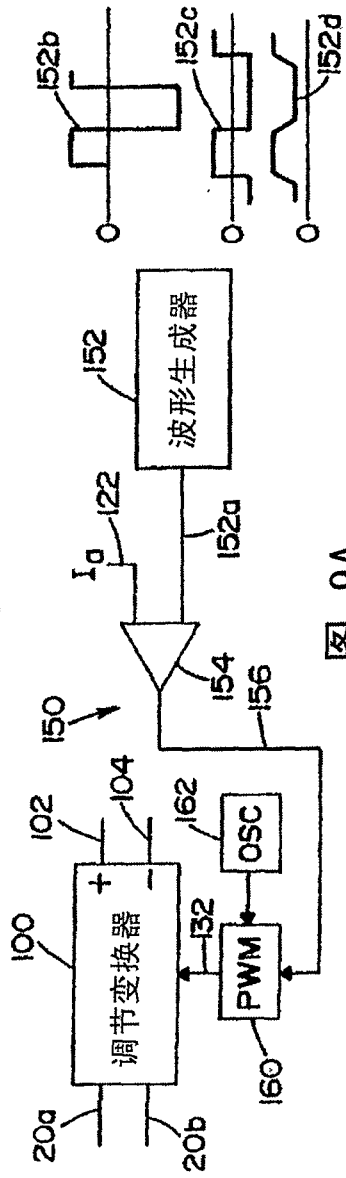


图 9A

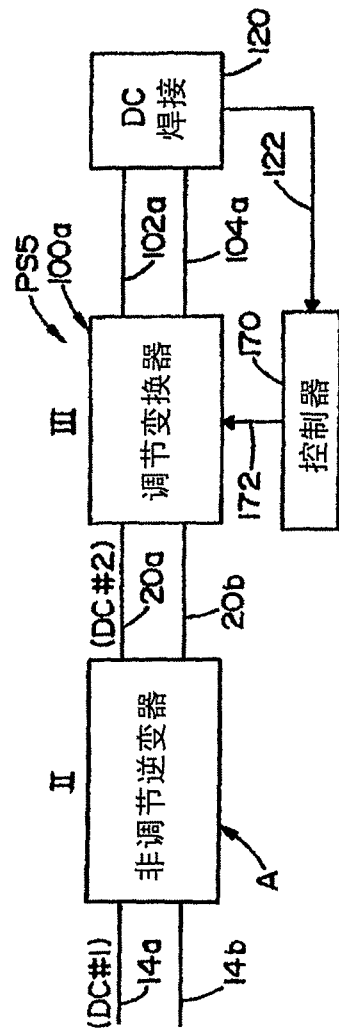


图 10

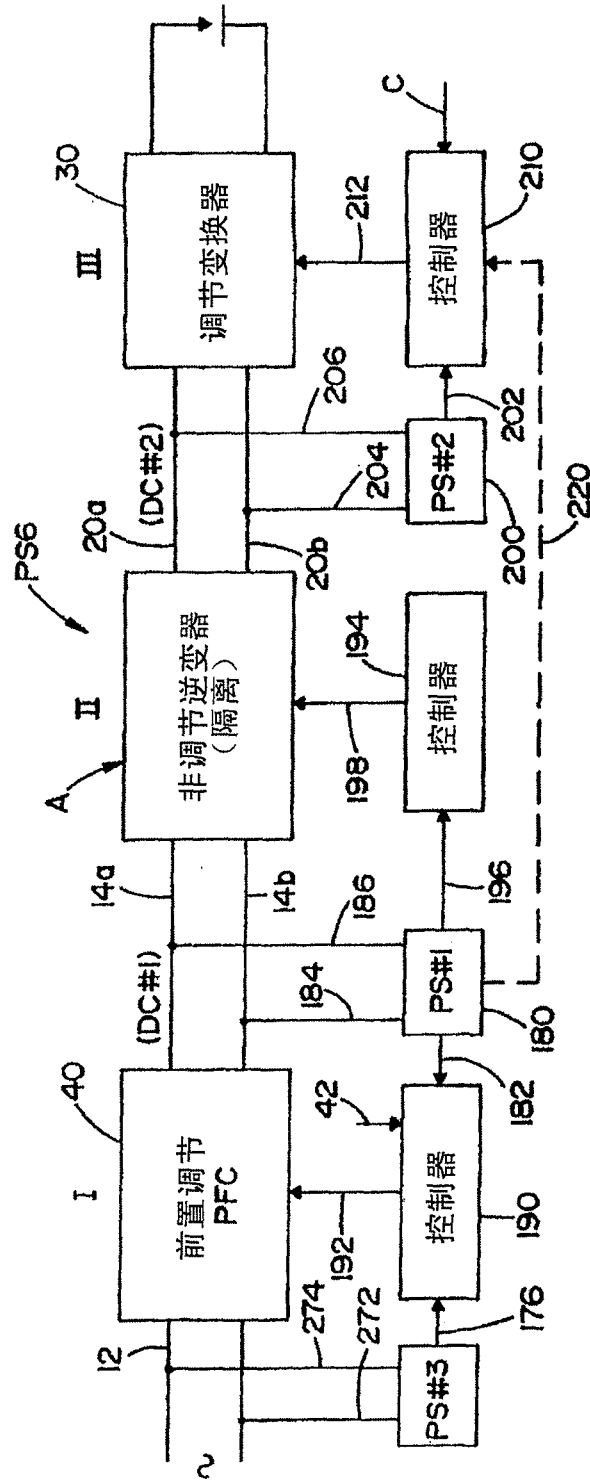


图 11

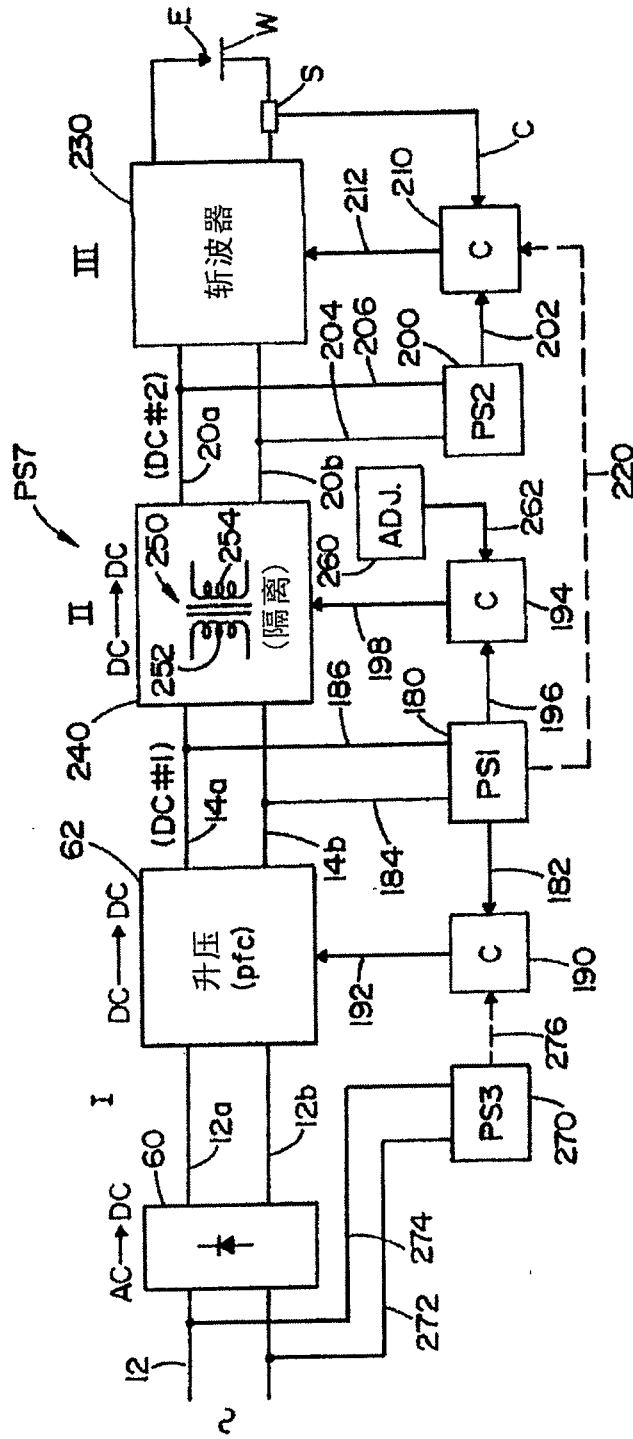


图 12

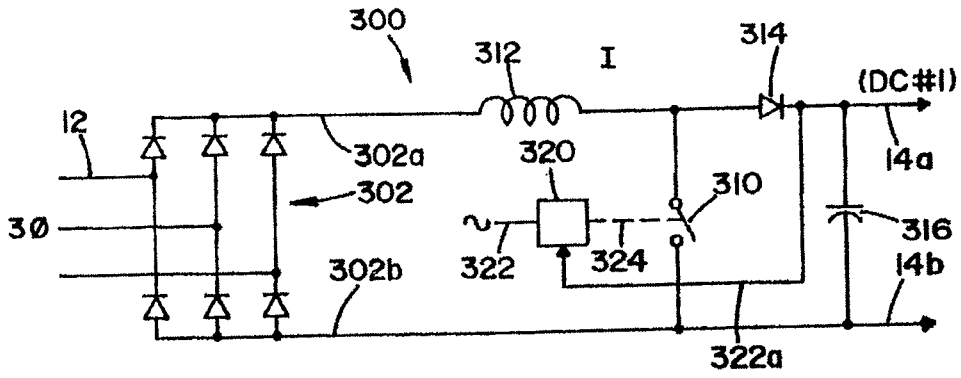


图 13

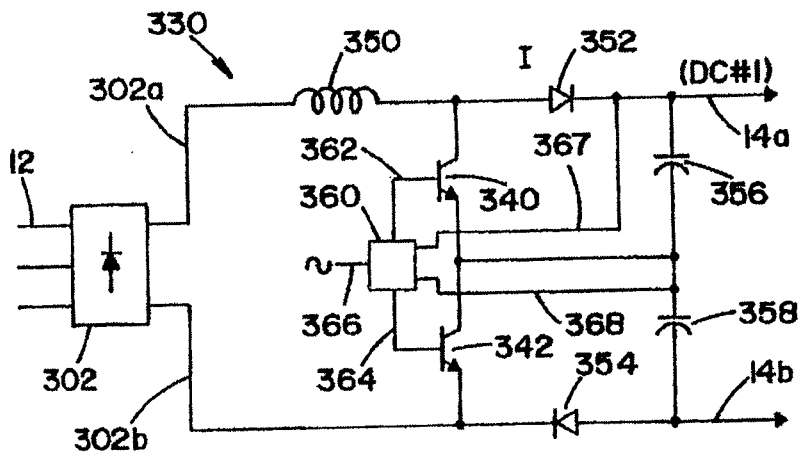


图 14

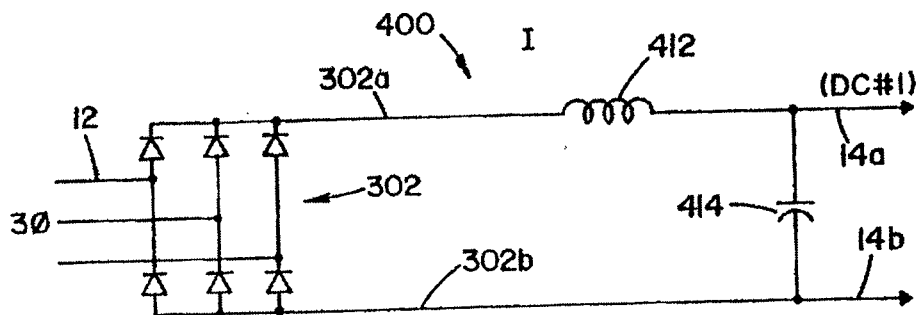


图 15

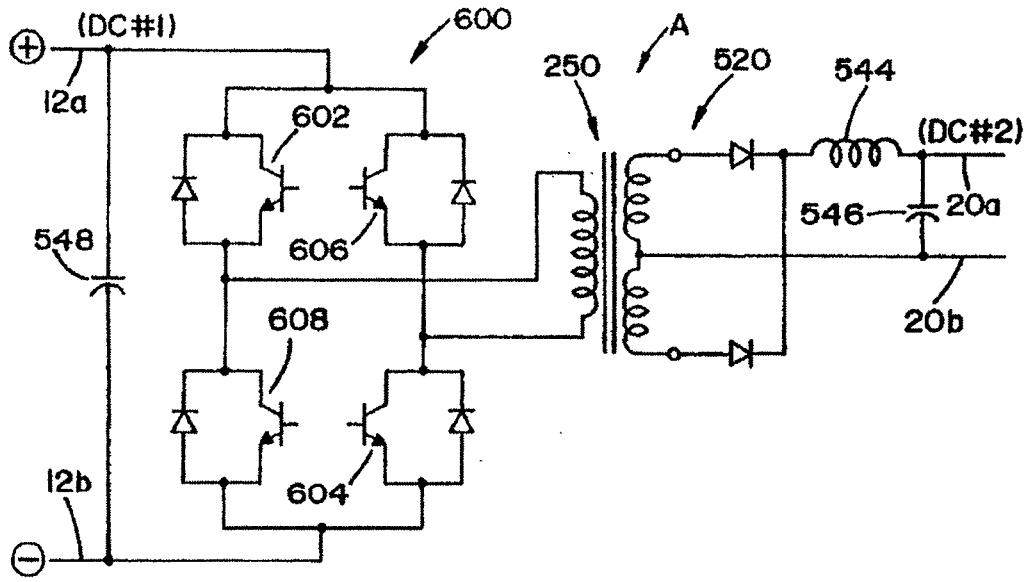


图 18

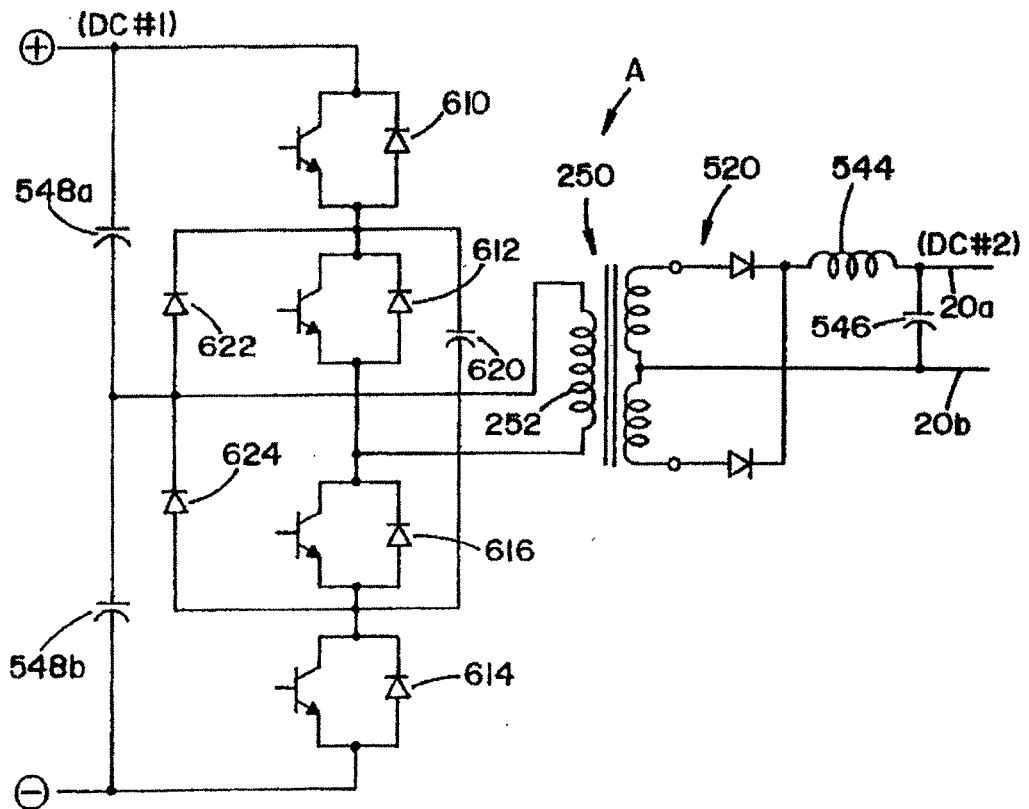


图 19

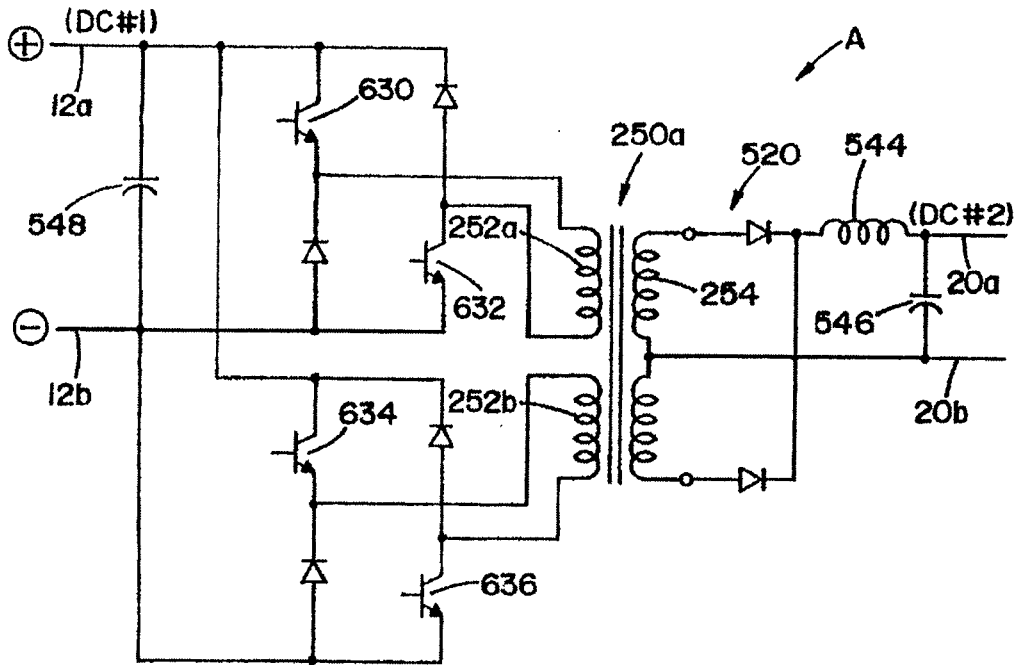


图 20

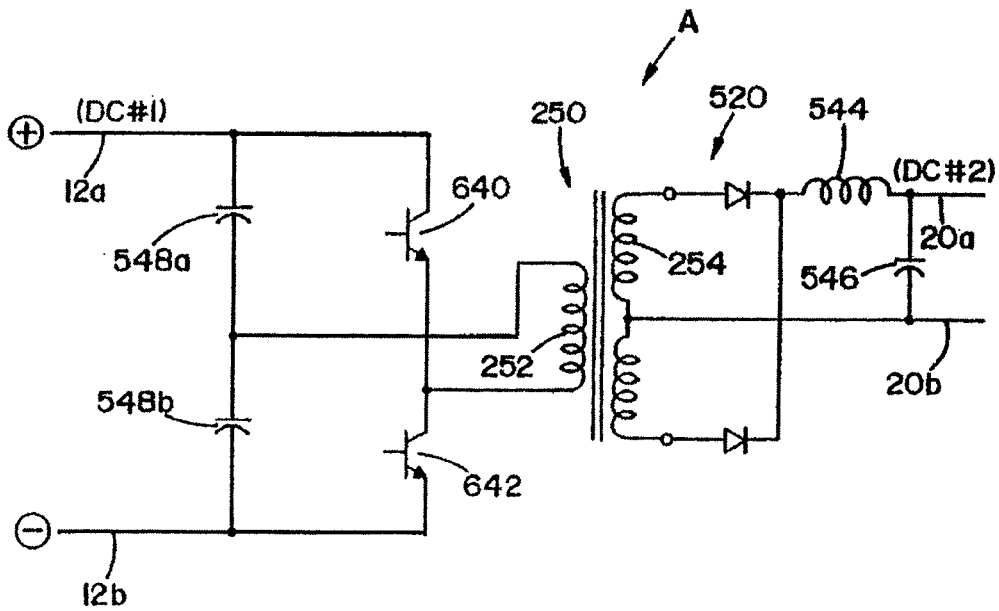


图 21

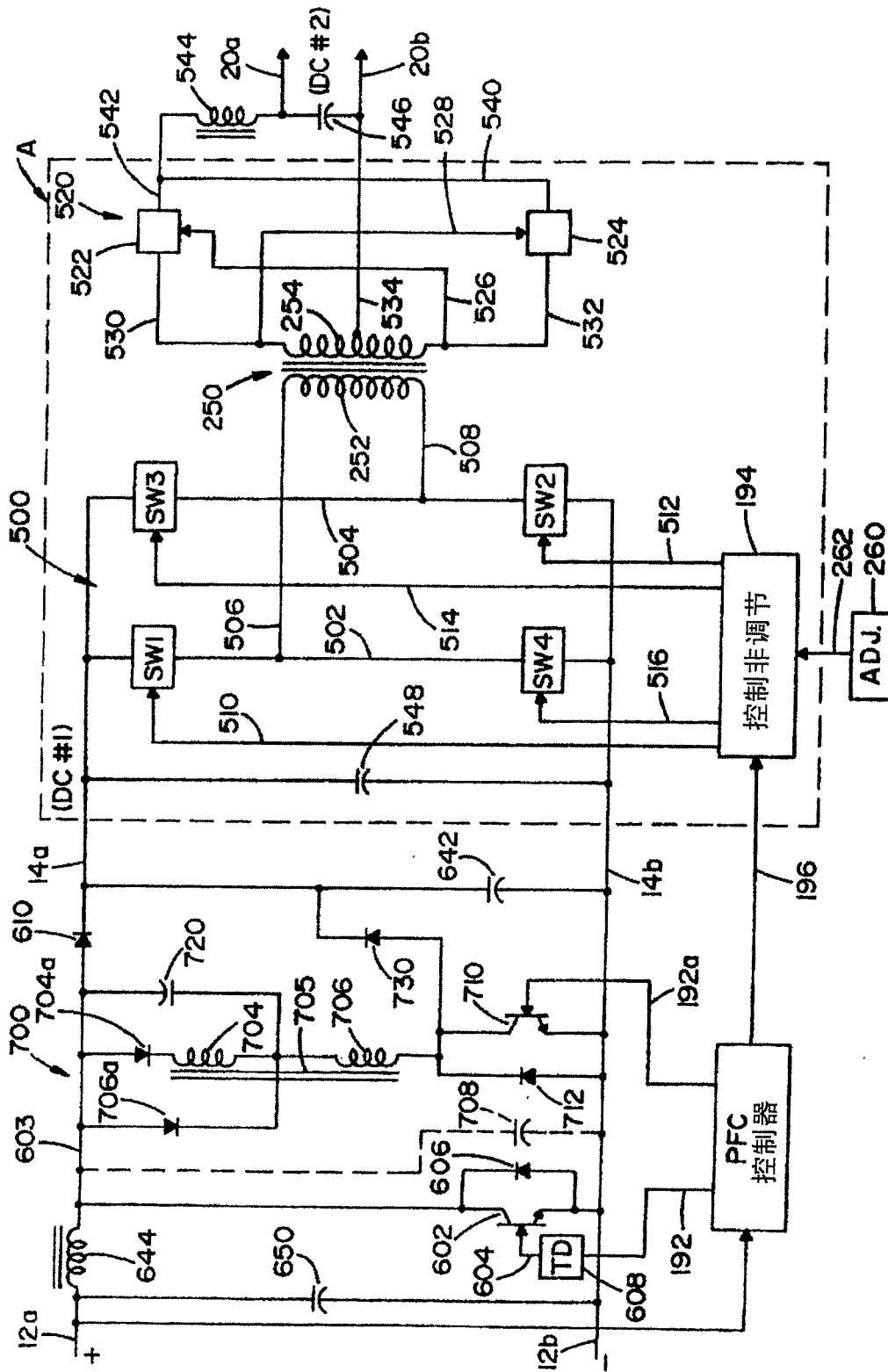


图 23

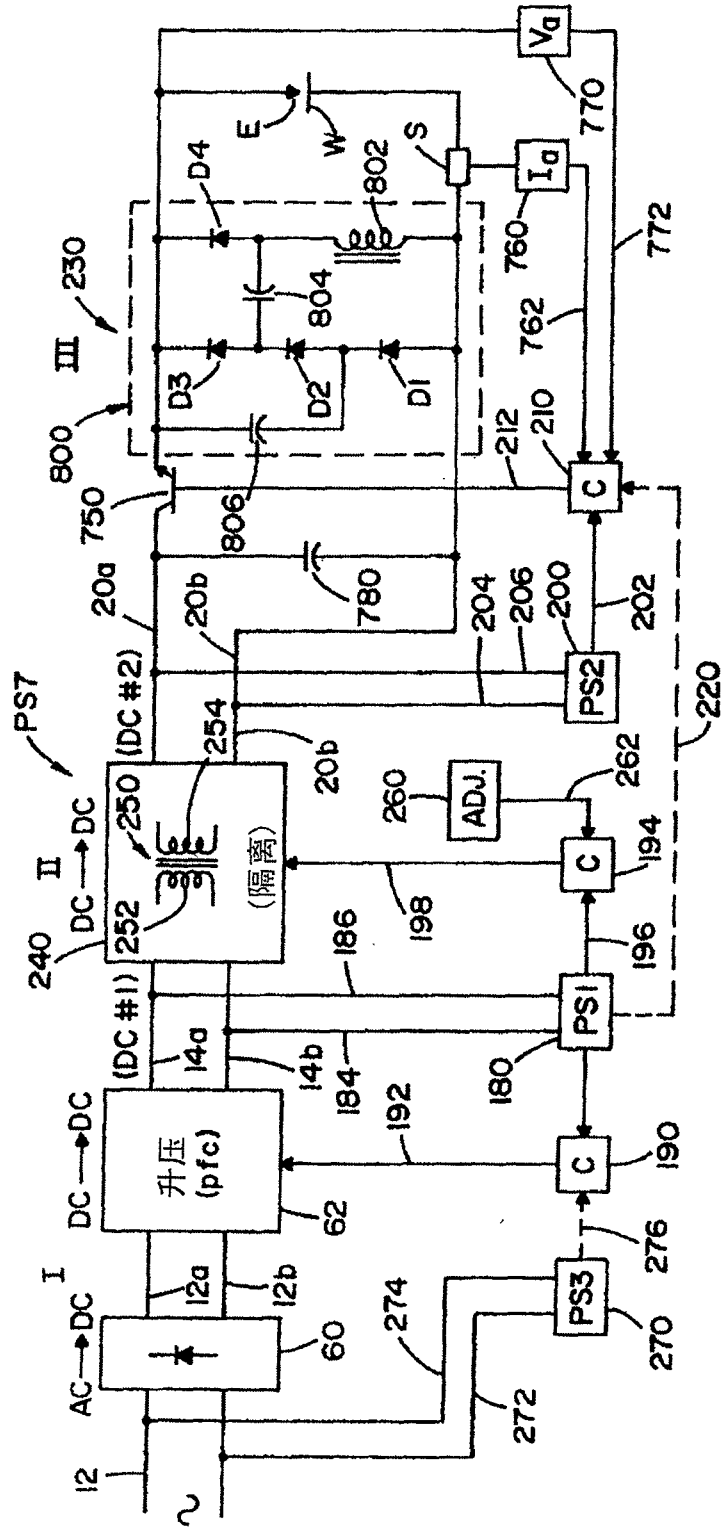


图 24

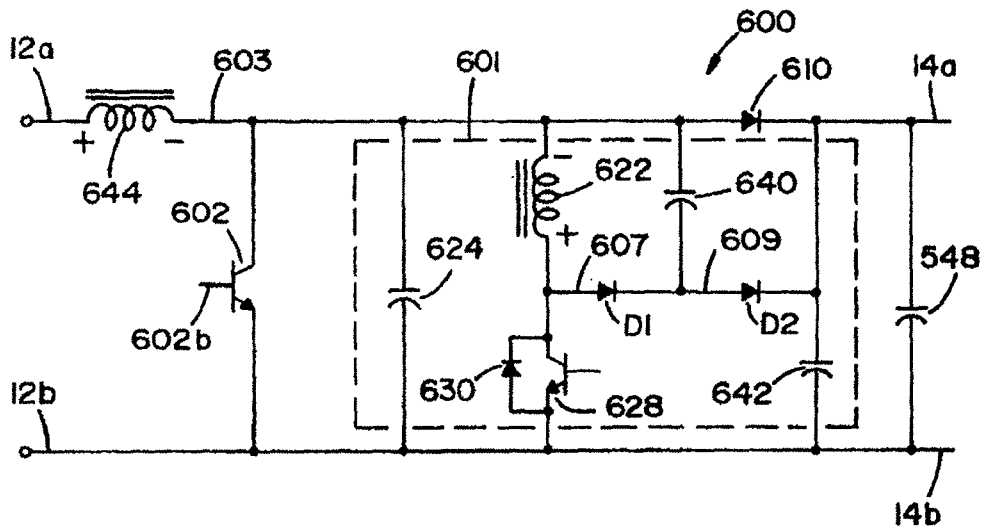


图 25

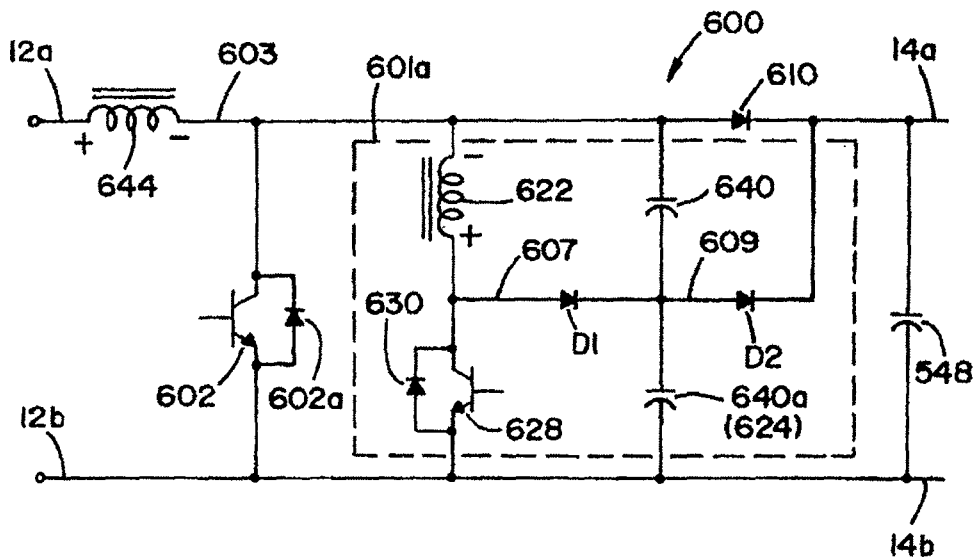


图 26

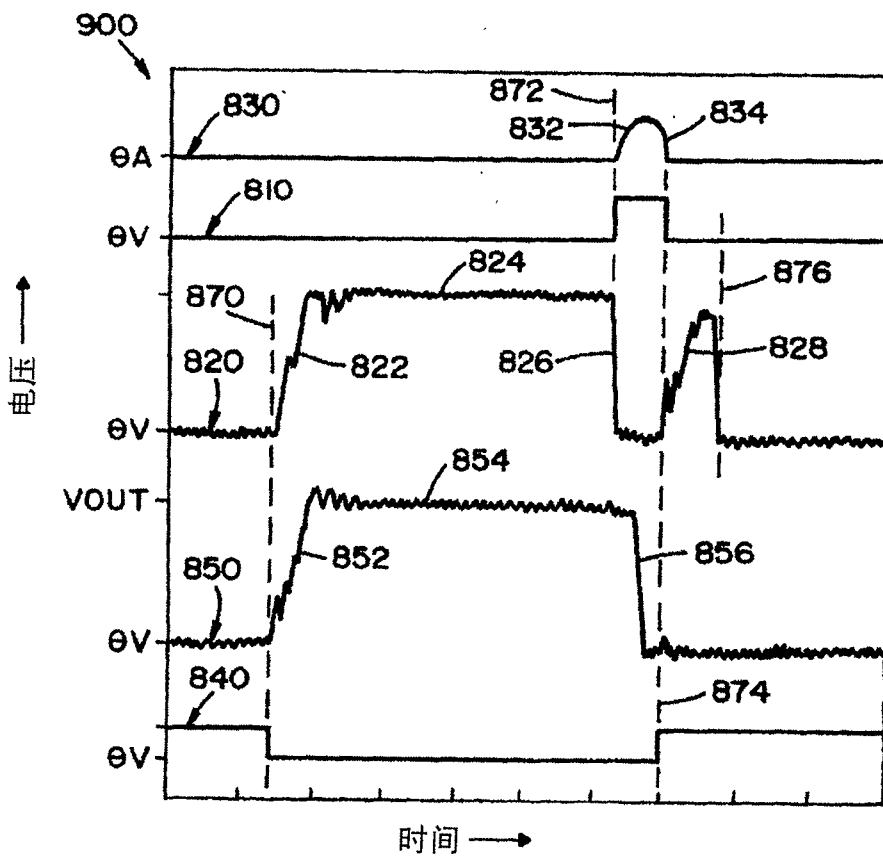


图 27