



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101941111 B

(45) 授权公告日 2014. 07. 02

(21) 申请号 201010183682. 6

(22) 申请日 2007. 03. 23

(30) 优先权数据

11/551, 957 2006. 10. 23 US

(62) 分案原申请数据

200710089747. 9 2007. 03. 23

(73) 专利权人 林肯环球股份有限公司

地址 美国加利福尼亚州

(72) 发明人 T·E·库肯 L·F·罗

(74) 专利代理机构 北京嘉和天工知识产权代理
事务所(普通合伙) 11269

代理人 严慎

(51) Int. Cl.

B23K 9/10(2006. 01)

H02M 3/335(2006. 01)

(56) 对比文件

CN 101168210 B, 2010. 07. 14, 权利要求
1-3.

JP 特开平 10-178787 A, 1998. 06. 30, 全文.
US 6504132 B1, 2003. 01. 07, 全文.

CN 1838517 A, 2006. 09. 27, 全文.

审查员 石迎军

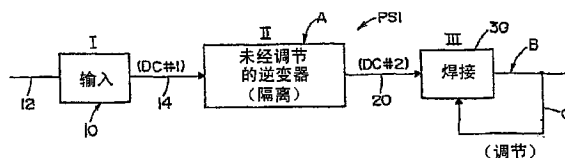
权利要求书3页 说明书24页 附图15页

(54) 发明名称

用于电弧焊的经改进的三级电源

(57) 摘要

一种用于电弧焊工艺的三级电源,包括:具有 AC 输入和第一 DC 输出信号的输入级;未经调节的 DC-DC 变流器形式的第二级,其输入与第一 DC 输出信号相连,高频开关、具有固定占空因数的开关网络,以将输入信号转换成第一内部 AC 信号,隔离变压器的初级绕组由第一内部高频 AC 信号驱动,而次级绕组用于产生第二内部高频 AC 信号,以及将第二内部 AC 信号转换成第二级的 DC 输出信号的整流器,该输出信号的大小与开关的占空因数相关;第三级,将第二 DC 输出信号转换成用于焊接工艺的焊接输出,其中输入级具有 DC-DC 变流器,且升压电源开关具有有源软开关电路。



1. 一种焊接用电源,包括:
第一级,接收第一信号并输出具有第一 DC 电压的第二信号;
第二级,接收所述第二信号并输出具有第二 DC 电压的隔离第三信号,所述第二级具有:
 连接到所述第一级的输入;
 耦合到所述输入的开关网络,以给定的占空因数进行高频切换,将所述输入转换成第一内部交流信号;
 单个变压器,具有由所述第一内部交流信号驱动的初级绕组和用于产生第二内部交流信号的次级绕组;
 整流器,耦合到所述次级绕组,以将所述第二内部交流信号转换为所述第二级的第三信号,其输出信号的大小与所述开关网络的占空因数相关;
 软开关电路,不将相移用于软开关;以及
第三级,接收所述第三信号并输出焊接信号;
其中所述单个变压器是所述电源内的唯一变压器。
2. 如权利要求 1 所述的电源,其特征在于,所述单个变压器是一隔离变压器。
3. 如权利要求 1 所述的电源,其特征在于,所述第二级是未经调节逆变器级,并且占空因数至少为 80%。
4. 如权利要求 3 所述的电源,其特征在于,所述占空因数至少为 90%。
5. 如权利要求 3 所述的电源,其特征在于,所述占空因数约为 100%。
6. 如权利要求 1 所述的电源,其特征在于,所述第一级包括升压电路、降压电路和降压 + 升压电路的至少之一。
7. 如权利要求 1 所述的电源,其特征在于,所述第三级是斩波器。
8. 如权利要求 1 所述的电源,其特征在于,还包括所述第二级与所述第三级之间的去耦电容器,以去耦所述第二和第三级。
9. 如权利要求 8 所述的电源,其特征在于,所述电源的峰值 - 平均功率比至少为 4。
10. 如权利要求 8 所述的电源,其特征在于,所述电源的峰值 - 平均功率比至少为 5。
11. 如权利要求 1 所述的电源,其特征在于,所述开关网络在至少 18kHz 的频率上开关。
12. 如权利要求 1 所述的电源,其特征在于,所述开关网络在至少 100kHz 的频率上开关。
13. 如权利要求 1 所述的电源,其特征在于,所述第一和第二级的组合工作效率至少为 90%。
14. 如权利要求 1 所述的电源,其特征在于,所述第一信号为 AC 信号。
15. 一种焊接用电源,包括:
第一级,接收第一信号并输出具有第一 DC 电压的第二信号;
第二级,接收所述第二信号并输出具有第二 DC 电压的隔离第三信号,所述第二级是未经调节的并具有:
 连接到所述第一级的输入;
 耦合到所述输入的开关网络,以给定的占空因数进行高频切换,将所述输入转换成第一内部交流信号;

隔离变压器,具有由所述第一内部交流信号驱动的初级绕组和用于产生第二内部交流信号的次级绕组;

整流器,耦合到所述次级绕组,以将所述第二内部交流信号转换为所述第二级的第三信号,其输出信号的大小与所述开关网络的占空因数相关;

软开关电路,不将相移用于软开关;以及

第三级,接收所述第三信号并输出焊接信号;

其中所述电源产生峰值功率和平均功率,并且峰值-平均功率比至少为 4。

16. 如权利要求 15 所述的电源,其特征在于,所述峰值-平均功率比至少为 5。

17. 如权利要求 15 所述的电源,其特征在于,所述第二级是未经调节逆变器级,并且占空因数至少为 80%。

18. 如权利要求 17 所述的电源,其特征在于,所述占空因数至少为 90%。

19. 如权利要求 17 所述的电源,其特征在于,所述占空因数约为 100%。

20. 如权利要求 15 所述的电源,其特征在于,所述第二 DC 电压与所述第一 DC 电压相关。

21. 如权利要求 15 所述的电源,其特征在于,所述第一级包括升压电路、降压电路和降压+升压电路的至少之一。

22. 如权利要求 15 所述的电源,其特征在于,所述第三级是斩波器。

23. 如权利要求 15 所述的电源,其特征在于,还包括所述第二级与所述第三级之间的去耦电容器,以去耦所述第二和第三级。

24. 如权利要求 15 所述的电源,其特征在于,所述第二级的开关网络在至少 18kHz 的频率上开关。

25. 如权利要求 15 所述的电源,其特征在于,所述第二级的开关网络在至少 100kHz 的频率上开关。

26. 如权利要求 15 所述的电源,其特征在于,所述第一和第二级的组合工作效率至少为 90%。

27. 如权利要求 15 所述的电源,其特征在于,所述电源仅包括单个变压器,并且所述单个变压器在所述第二级内。

28. 如权利要求 15 所述的电源,其特征在于,所述第一信号是 AC 信号。

29. 一种焊接用电源,包括:

第一级,接收第一信号并输出具有第一 DC 电压的第二信号;

第二级,接收所述第二信号并输出具有第二 DC 电压的隔离第三信号,所述第二级是未调节的具有一软开关电路,并具有

连接到所述第一级的输入;

耦合到所述输入的开关网络,以给定的占空因数进行高频切换,将所述输入转换成第一内部交流信号;

隔离变压器,具有由所述第一内部交流信号驱动的初级绕组和用于产生第二内部交流信号的次级绕组;

整流器,耦合到所述次级绕组,以将所述第二内部交流信号转换为所述第二级的第三信号,其输出信号的大小与所述开关网络的占空因数相关;以及

第三级,接收所述第三信号并输出焊接信号;

其中所述软开关电路不将相移用于软开关。

30. 如权利要求 29 所述的电源,其特征在于,所述第二 DC 电压与所述第一 DC 电压相关。

31. 如权利要求 30 所述的电源,其特征在于,所述隔离变压器是所述电源内的唯一变压器。

32. 如权利要求 29 所述的电源,其特征在于,所述第一级包括升压电路、降压电路和降压 + 升压电路的至少之一。

33. 如权利要求 29 所述的电源,其特征在于,所述第三级是斩波器。

34. 如权利要求 29 所述的电源,其特征在于,还包括所述第二级与所述第三级之间的去耦电容器,以去耦所述第二和第三级。

35. 如权利要求 34 所述的电源,其特征在于,所述电源的峰值 - 平均功率比至少为 4。

36. 如权利要求 34 所述的电源,其特征在于,所述电源的峰值 - 平均功率比至少为 5。

37. 如权利要求 29 所述的电源,其特征在于,所述开关网络在至少 18kHz 的频率上开关。

38. 如权利要求 29 所述的电源,其特征在于,所述开关网络在至少 100kHz 的频率上开关。

39. 如权利要求 29 所述的电源,其特征在于,所述第一和第二级的组合工作效率至少为 90%。

40. 如权利要求 29 所述的电源,其特征在于,所述第一信号为 AC 信号。

41. 如权利要求 1、15 和 29 任一所述的电源,其特征在于,所述开关网络包括多个隔离栅双极晶体管,具有所述占空因数的能量被存储在所述隔离变压器的漏电感中,以迫使所述开关网络两端的电压为零,由此使所述软开关电路不利用相移。

42. 如权利要求 1、15 和 29 任一所述的电源,其特征在于,所述占空因数至少为 90%至约 100%。

43. 如权利要求 1、15 和 29 任一所述的电源,其特征在于,所述第一和第三级的至少一个是经调节的。

44. 如权利要求 43 所述的电源,其特征在于,所述第一级是经调节的。

45. 如权利要求 1、15 和 29 任一所述的电源,其特征在于,所述第一直流电压和所述第二直流电压是固定的。

用于电弧焊的经改进的三级电源

[0001] 本申请是申请日为 2007 年 3 月 23 日,发明名称为“用于电弧焊的经改进三级电源”的第 200710089747.9 号中国专利申请的分案申请。

[0002] 本申请是 2005 年 3 月 24 日提交的美国专利申请 No. 11/087, 179 的部分继续申请;是 2004 年 7 月 13 日提交的美国专利申请 No. 10/889, 866 的部分继续申请;并且是 2005 年 2 月 7 日提交的美国专利申请 No. 11/051, 196 的部分继续申请,这些申请的全部公开内容通过引用结合于此。

技术领域

[0003] 本发明涉及电弧焊领域,尤其涉及用于该焊接的经改进三级电源,以及三级电源的前两个级之间的新颖关系。

背景技术

[0004] 电弧焊涉及 AC 或 DC 电流在金属电极与工件之间的流动,其中金属电极通常为带心金属丝或实心金属丝。电源用来创建受拉焊条钢丝与工件之间的给定电流模式和/或极性,从而电弧将熔化受拉焊丝的端部并将熔融金属沉积在工件上。尽管对电源使用了各种变流器技术,但最有效的是基于逆变器的电源,其中开关网络包括高频操作以产生焊接工艺的期望波形或电流电平的开关。逆变器型电源在 Blankenship 的美国专利 5, 278, 390 中讨论,其中逆变器通过俄亥俄州 Cleveland 的 Lincoln Electric Company 首先采用的“波形控制技术”来控制。实际波形由通常在 18kHz 以上的频率上创建的一系列短脉冲生成,并且该组短脉冲具有受波形发生器控制的轮廓。根据标准电源技术,电源逆变器级的输入信号根据正弦波电源来整流。适当的功率因数校正变流器是常见的,并且或者如 Kooken 的美国专利 5, 991, 169 中所示本身作为逆变器开关网络的一部分,或者如 Church 的美国专利 6, 177, 645 中所示置于逆变器级之前。实际上,多年来具有功率因数校正变流器或级的电源在焊接领域内是公知的。在 Church 的美国专利 6, 504, 132 中示出了另一种采用升压变流器形式的输入功率因数校正变流器的电源。Church 的两个专利和 Kooken 的专利通过引用结合于此作为背景技术信息。在 Kooken 的美国专利 5, 991, 169 和 Church 的美国专利 6, 504, 132 中,实际焊接电流通过输出斩波器或降压变流器来调节,并且隔离通过变压器在逆变器级的输出或输入升压变流器的输出处获得。这些各种各样的电源拓扑是电弧焊技术中的公知技术。在这些现有专利中,实际的焊接电流、电压或功率在电源的输出级中或之前调节,其中输出级是逆变器或斩波器。逆变器、斩波器都不会不作调节,就生成用于驱动经调节焊接级的固定、低压 DC 总线。

[0005] 焊接操作的隔离是大多数用于焊接的电源的特性。术语“焊接”包括“等离子切割”。在 Vogel 的美国专利 5, 991, 180 中,使用升压变流器的前置调节器涉及一种被公开为斩波器的变流器,该斩波器具有置于焊接调节之后、并直接驱动焊接操作的输出隔离变压器。在该电源中,斩波器网络被控制成产生所需的经调节输出焊接电流,并在输出级中设置隔离。类似地,Thommes 的美国专利 5, 601, 741 公开了一种升压变流器,用于驱动向实际焊

接操作提供经调节输出信号的脉宽调制受控逆变器。在 Vogel 和 Thommes 的专利中,第二级被调节为将功率因数受控电流从前置调节器导入焊接操作。焊接调节处于第二级,并且通常由脉宽调制器控制电路驱动。Vogel 和 Thommes 的专利通过引用结合于此,作为背景技术。在 Moriguchi 的美国专利 6, 278, 080 中,逆变器型电源被调节成控制所需焊接电流。隔离通过在受控第二级逆变器与被公开为 DC 焊接操作的焊接输出之间的变压器获得。类似的电源在 Moriguchi 的美国专利 5, 926, 381 和 Moriguchi 的美国专利 6, 069, 811 中示出,其中控制电流与逆变器级的隔离在逆变器的输出处,并直接驱动焊接操作。Moriguchi 的美国专利 5, 926, 381 公开了在第一级升压变流器的输出处使用电压来向经调节逆变器级或升压变流器本身提供控制器电压的普通配置。Moriguchi 的三个专利通过引用结合于此作为背景技术信息,示出了现有技术电源,其中经调节逆变器由输入升压变流器或整流器的 DC 输出驱动,以生成导向输出变压器用于隔离的受控焊接电流。隔离变压器的次级 AC 信号被直接用于焊接操作。那里没有像本发明的新颖电源中使用的第三级拓扑。

[0006] 现在参看非焊接技术,本发明的一个方面是在 DC/DC 第二级变流器的输出端使用同步整流器装置。同步整流器是常见的,并且一种这样的整流器如 Boylan 的美国专利 6, 618, 274 所述。Calkin 的美国专利 3, 737, 755 公开了低功率用途的 DC/DC 变流器,其中固定的经调节电流被导向未经调节的逆变器以提供不可变的输出 DC 信号。对未经调节逆变器的任何控制都在逆变器的输入侧,从而所输入的 DC 信号是可被调节以控制逆变器的固定输出 DC 信号的唯一参数。这是需要控制逆变器的信号使得逆变器提供受控固定输出信号的一种拓扑。Boylan 和 Calkin 的专利中的非焊接一般背景技术通过引用结合于此,以示出同步整流器和未经调节逆变器的通过控制输入 DC 信号的电平在逆变器之前执行任何调节的一种版本。这些专利都不涉及用于焊接的电源,并且仅通过引用结合为一般技术概念,诸如同步整流器设备和未经调节的逆变器。非焊接的二级 AC-DC 变流器在 Smolenski 的美国专利 5, 019, 952 中示出,用于将最小谐波失真施加到流入变流器的电流中。负载不是可变的,并且在焊接操作中不需要按需调节。该专利通过引用结合,以示出不以任何方式涉及电弧焊电源的需求的一般技术。

[0007] 这些专利构成与必须根据焊接操作调节的电源有关的背景技术信息,其中这种调节是通过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。固定负载电源除了作为一般技术信息之外,并不与本发明相关。

[0008] 过去,电源中的逆变器输出根据在焊接操作时的诸如电流、电压或功率的参数调节的焊接电流。该逆变器通常由脉宽调制器控制,其中高频操作的开关的占空因数受来自焊接操作的反馈的控制,使得占空因数在基本上小于 100% 的范围内调节。该类 PWM 受控逆变器被称为经调节的单级逆变器。这种逆变器形成电源的输出,并且是电源的最后一级。较低占空因数导致较高一次电流和更多损耗。逆变器的效率根据因调节单级逆变器的输出以产生适于焊接的输出信号的要求进行的占空因数调节而变化。使用最后一级是经调节单级逆变器的电源导致热损耗、低效率、高成本和增大的组件尺寸。出于这些原因,一些焊接源制造商已上市了比逆变器电源更佳的电源,因为它们不使用导致高成本和其它困难的逆变器。要避免具有为了产生适于焊接的电流而隔离输出和调节电流的双重功能的逆变器级。参见通过引用结合于此作为背景技术的 Hoverson 的美国专利 6, 723, 957。

发明内容

[0009] 本发明与用于电弧焊和等离子体切割的三级电源一起使用,其中电源的逆变器与过去一样是第二级但未经调节,从而可添加第三级以提供实际调节以产生适于焊接的电流。通过使用这种新颖的三级概念,可获得优于现有技术的多个优点。

[0010] 首先,逆变器可在极高频开关时操作,而输出的第三级可以是在较低频开关时操作的斩波器。因此,对本发明的每一级最优化开关频率。这在不增加其它级的损耗的情况下减小了逆变器的大小。

[0011] 其次,因为使用了所述的三个级,所以对该系统仅需要一个隔离变压器。在现有技术中,需要两个隔离变压器;一个用于功率转换而一个用于控制功率。然而,在本发明中,因为第二级将隔离的固定 DC 电压输出到第二级 DC 总线,所以不需要另一个隔离变压器来生成控制功率。这使得设备的复杂性、成本和大小降低,同时获得相同或更佳效率和功率。

[0012] 第三个优点是本发明提供的较高峰值与平均功率比。在现有技术系统中,第二级逆变器必须被设计成经历机器额定的全峰值功率。因此,第二级逆变器内包括包括变压器的所有组件必须对该额定峰值功率设计和建立。这种要求导致极大和极复杂的逆变器设计,因为诸如变压器的许多组件必须制作得极大以适应该机器的额定峰值功率。本发明消除了这种设计要求。如前所述,第二级未经调节的逆变器包括电源系统的隔离变压器,并且在该第二级的下游不存在其它的变压器。因此,并且因为在第二级和第三级之间设置了去耦电容器,本发明的在去耦电容器上游的组件不会经历系统的“峰值”功率。换言之,只有第三级才会经历系统的峰值功率。因此,本发明的第二级(逆变器)仅需对“平均”功率设计,这会大大降低系统的整体尺寸和复杂性。允许第三级(即斩波器)处理系统峰值功率的该设计和大小改变比设计相同峰值功率的逆变器/变压器级要简单和容易得多。因此,本发明允许逆变器/变压器级在尺寸上有整体的减小,从而实现与尺寸较小的现有技术设备相同的额定峰值-平均功率。

[0013] 与以上优点相关的是本发明的实现甚至比现有技术设备更高的额定峰值-平均功率的能力。因为设计和建立第三级(即斩波器)来处理高峰值功率较简单且不太复杂,所以本发明的配置允许整个系统具有比现有技术设备更高的额定峰值-平均功率。这在仍然保持相对较小尺寸的情况下实现。在本发明的一个实施例中,峰值功率为 4x 平均功率,而在另一实施例中峰值功率可高达 5x 平均功率。这种改进在脉冲焊接中是极为有利的,其中机器的额定峰值-平均功率是重要的。

[0014] 另一个优点是可对本发明的第一和第二级获得的高工作效率。在现有技术设备中,功率因数校正(PFC)和隔离级的工作效率相对较低,并且可低至 82%,但通常为 86%。然而,本发明可实现高达 90%或以上的工作效率。如以下进一步讨论的,本发明的一个实施例在第一级中包含 PFC,并在第二级中提供被隔离的逆变器级。因为第二级未经调节,并且以极高占空因数(如下所述)工作,所以 PFC 与逆变器/隔离级之间的整体系统效率可高达 90%、甚至更高。

[0015] 再一个优点是本发明的一个实施例在未经调节的逆变器级(第二级)不需要相移。在使用高功率(诸如焊接和切割系统)“软开关”(如下更详细地所述)的现有技术系统中,在逆变器级中需要相移。即,因为逆变器级的“导通”(“ON”)时间不固定,所以现有技术系统有必要使用相移技术来实现软开关。通过具有不固定的占空因数,现有技术系统

的效率受到限制。此外,使用相移增加了复杂性,并引起逆变器中的功率损耗。本发明因为系统构建和设计的新颖性方面而消除了相移的需要。具体地,在本发明的一个实施例中逆变器级未经调节,并且以至少 80% 的高的固定占空因数工作,在另一实施例中以至少 90% 工作,而在又一实施例中以接近 100% 工作。由于这些高的固定占空因数,本发明的该实施例不需要相移。实际上,本发明的第二未经调节级具有固有的软开关。通过具有高的固定占空因数,存储在变压器的漏电感中的能量被用来在它们导通之前迫使 IGBT 两端为零电压。这导致开关的软开关。这是在与现有技术的经调节逆变器相比时的一个优点,因为经调节的逆变器需要一些类型的相移调制来具有软开关。这通常是因为经调节逆变器中的占空因数会变化,并且没有已知的、固定的“截止”时间。此外,常常在现有技术系统中,除了相移控制之外,添加一定量的漏电感或其它电路以便于确保滞后臂 (lagging leg) 被软开关也是普遍的。本发明的该实施例消除了与软开关经调节逆变器相关联的复杂性,该实施例采用了在高的固定占空因数工作的未经调节逆变器,从而在不需要相移的情况下允许固有的软开关。

[0016] 注意:本发明的三级分布状况的整个方面不限于仅使用不使用相移的逆变器级。可以理解,本发明的某些优点可通过使用将相移用来帮助 / 启用软开关的逆变器级来实现。

[0017] 此外,经调节第三级的隔离固定 DC 电压实质上比来自输入变流器级的 DC 电压低,且比实际焊接输出电压高得多。

[0018] 使用本发明的三级电源包括电源的新的分布状况,其中脉宽调制逆变器仅仅是用于创建隔离的固定输出 DC 总线的第二级,而无需对第二级脉宽调制逆变器的反馈信号。该隔离总线在根据实际焊接参数调节的第三级中使用,以产生适于焊接的电流。因此,本发明包括未经调节的第二级,不仅提供必要的隔离而且制成由第三级使用的固定 DC 输出总线,其中实现焊接调节。未经调节的第二级逆变器在极高频率上工作,且占空因数在电源工作期间固定。在本发明的一个实施例中,频率在 18kHz 以上并且在另一实施例中频率可以是约为 100kHz。如上所述,占空因数固定在各个高电平上。在一实施例中,占空因数固定为至少 80%,而在另一实施例中占空因数固定为至少 90%,并且在另一实施例中占空因数接近于 100% 以给出最大的效率水平。使用固定的高占空因数使得逆变器第二级的电流循环时间最小,从而显著降低热量和提升效率。逆变器第二级可以是受控的相移调制器,或者可如上所述根本不采用相移。

[0019] 第二未经调节的逆变器级的输出可以是使用众所周知的同步整流器设备的整流器,其中设备由第二级未经调节逆变器的内部隔离变压器的次级线圈控制。通过在第二级的输出处使用同步整流器设备,电源的总效率有进一步的改进。第一级是输入整流器或具有功率因数校正变流器的输入整流器。在一示例性实施例中,采用了第一级功率因数校正变流器。该变流器在标准整流器之后,或者可与整流器组合。当然,该变流器可以是无源的功率因数校正变流器或有源变流器,诸如升压、降压或升压 + 降压变流器。本发明的第一级制成具有固定电压的第一 DC 总线。如前所述,本发明的第一 PFC 级和未经调节的逆变器级 (隔离级) 的总效率可高达 90% 或更高。

[0020] 在一示例性实施例中,通过使用电源的标准第一级,可调节作为未经调节逆变器的输入 DC 总线的第一 DC 输出信号,并将其固定为约 400-900 伏 DC 的值。形成新颖电源第

二级的未经调节的隔离逆变器的输出是与来自第一级的输入 DC 总线有固定关系的固定 DC 总线。第二 DC 总线或输出的电压显著比来自第一级的 DC 总线的电压小。例如,在本发明的一个实施例中,第一 DC 总线的电压为 400V 而第二 DC 总线的电压为 100V。

[0021] 电源因而形成与来自功率因数校正变流器的输入 DC 总线具有固定数学关系的第二 DC 总线。根据标准操作,第二级的未经调节逆变器包括具有初级绕组和次级绕组的隔离变压器,从而次级绕组与电源的输入相隔离。参见 Steiger 的通过引用结合于此的美国专利 4,864,479。未经调节的第二级逆变器可在开关频率上工作,以使第二级逆变器的工作最优化。在本发明的一个实施例中,极高的开关频率用来降低新颖的、未经调节的第二级逆变器中组件的大小和成本。实际上,在一示例性实施例中,占空因数固定为至少 80%,在另一实施例中固定为至少 90%,而在又一实施例中固定为接近 100%。这强有力地减小了第二级中的循环电流,并大大改进了第二级逆变器的工作特性,该第二级逆变器还提供了将电源的焊接输出与电源的 AC 输入相隔离的功能。通过使第二级的未经调节逆变器中的开关设备全部导通地工作,该逆变器具有高效率并在工作时极为灵活。

[0022] 隔离变压器确定未经调节的第二级的输入侧的固定 DC 总线(来自第一级的“第一 DC 输出信号”)与该第二级的输出处的 DC 输出总线(“第二 DC 输出信号”)之间的关系。在一些现有技术电源中,经调节逆变器中隔离变压器的初级线圈上的占空因数通过焊接操作来调节。在本发明所涉及的新颖三级电源的第一级或第二级中没有通过焊接操作的调节。

[0023] 具有有源功率因数校正特性和对涉及焊接操作的能量的严密输出控制的电弧焊用电源需要至少两个开关级。这两个级确保传送到电源中的和传送到电源外的瞬时能量能独立于适当的能量存储分量来调节。因而,用于电弧焊的功率因数校正电源一般需要两个独立的开关控制电路。控制电路之一用于控制焊接操作的能量或输出电流。另一个控制电路被用来控制来自形成电源第一级的有源功率因数校正变流器的 DC 信号。因而,具有功率因数校正能力的电弧焊电源需要两个开关网络,每个开关网络都具有独立的控制要求。第一个开关控制用于输出焊接电流,而另一个开关控制用于电源输入级的功率因数校正。该第二开关控制确保第一级的输出是称为“DC 总线”的固定 DC 电压。DC 总线本身的电压被用来控制第一级变流器以确保来自该变流器的 DC 总线具有固定电压电平。概言之,基于逆变器的电弧焊用电源需要两个独立的开关网络和用于这些网络的两个控制电路。

[0024] 基于逆变器的电弧焊用电源具有另一概念性要求。电源中这些级之一必须提供可变换输入 AC 信号与适于焊接的经调节输出电流之间的电隔离。隔离设备通常是变压器形式。在现有技术中,基于两级逆变器的电源中有两个隔离设备的位置。在第一示例中,功率因数校正输入级未被隔离,而隔离变压器设置在第二级的经调节输出逆变器中。在另一示例中,隔离在第一级功率因数校正变流器中。在该第二示例中,非隔离的输出逆变器或其它非隔离变流器可被用作第二级。该第一示例因为对电源输入侧的 RMS 电流的 60Hz 效应而比第二示例更有效。概言之,焊接电源的第二概念性要求是隔离。

[0025] 焊接用的有源功率因数校正电源的两个要求是 (a) 用于两个分离开关网络的两个分离和独立控制电路和 (b) 用于使电源的输入与电源的输出相隔离的适当结构。这些基于逆变器电源的基本要求在三级电源的实施例中得以实现。如前所述,在本发明的一个实施例中,未经调节的第二级是两个经调节非隔离级之间的隔离级,以形成包括基于三级逆

变器的电源的独特配置。假定使用相同的功率因数校正前置调节器,该新颖的三级电源比基于两级逆变器的电源更有效。因此,新颖的三级电源更有效,但仍具有电弧焊中使用的电源所需的基本特性。有两个独立控制的开关网络。有隔离级。这些限制以增加效率以及获得电源开关组件的更佳焊接性能和更佳热分布的方式实现。

[0026] 因为三级电源的第二未经调节逆变器级提供了系统隔离,所以许多类型的非隔离变流器可被用作功率因数校正前置调节器,从而增加了本发明的简单性和多样性。升压变流器因为此类变流的电流成形函数和连续线电流特性,是最为流行的变流器。然而,升压变流器的输出电压比最高线电压的峰值更高,该峰值可高达例如 775 伏特。因而,其它有源功率因数校正调节器可与本发明一起使用,本发明是其中第二级未经调节并提供隔离的三级电源。有源功率因数校正输入或第一级的其它选项之一是升压 / 降压变流器,从而初级电压总线或第二级的输入总线可比电源的输入 AC 电压信号的峰值低。该类功率因数校正变流器仍然产生低谐波。一种这样的功率因数变流器被称为降压 + 升压变流器。

[0027] 因而,在一示例性实施例中,用于第二级的 400 伏到 500 伏 DC 总线用 115 伏到 575 伏范围中的输入 AC 电压来获得。在本实施例中,不管第一级的 AC 电压如何,有源功率因数变流器的输出电压被控制为 400 伏与 500 伏之间的电平。可在本发明中使用其它类型的有源和无源功率因数校正逆变器。在一示例性实施例中,变流器是有源的,由此构建需要第二控制电路的第二开关网络。

[0028] 当使用术语电弧焊时,它还包括其它输出过程,诸如等离子切割。

[0029] 如至此所述的,使用本发明的三级电源涉及用于电弧焊的三级电源。第三级中的反馈控制产生适于焊接的输出电流。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数校正变流器。该三级分布状况并未在现有技术中使用或公开。通过具有该分布状况,所添加的第二级用来将第二级的初级侧的高电压 DC 总线转换成与该初级侧相隔离的第二级的次级侧的低电压 DC 总线。因而,该三级包括第二级的次级侧上的 DC 总线,从而该总线可用于调节焊接功率。术语“总线”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,该第一 DC 输出具有受控的 DC 电压。在第二级的次级侧有称为“第二 DC 输出”的第二 DC 总线,该第二 DC 输出也是受控的 DC 电压电平。在未经调节逆变器的次级侧产生第二 DC 总线具有与关联于使用如至此所述的未经调节第二级逆变器的优点不同的优点。次级 DC 总线或第二 DC 输出与第二级的初级侧相隔离,从而在三级焊接控制电路中不需要隔离。换言之,诸如斩波器的输出控制电路具有电压电平固定的输入 DC 总线。实际上,斩波器具有其控制电压从输入 DC 导入斩波器的控制器。该输入 DC 信号与输入功率相隔离。因此,输出级的控制器或斩波器的控制电压可源自非隔离的 DC 电源。这通常是斩波器的输入信号。对输出级中使用的控制器而言不需要分开隔离控制电压。使用来自第二级的固定 DC 总线使得对输出第三级的通过焊接操作调节的 DC 电压比电源的正常输入初级 DC 总线(“第一 DC 输出”)要低得多。过去,功率因数变流器的输出基于升压变流器的使用是相对较高电平的 DC 信号。该高 DC 电压被导向用于输出适于焊接的电流的经调节逆变器级。通过使用本发明,来自功率因数变流器的输出总线的高电压急剧降低。将 100 伏 DC 总线转换成 15 伏控制功率比将 400 伏 DC 总线转换成 15 伏控制功率要有效得多。

[0030] 此外,本发明的该方面允许外部电源向诸如灯、附加电动工具等的外部设备的简

便提供。在现有技术设备中,因为 DC 总线具有这样的高电压,所以有必要降压并使得该总线与可从电源中提取其功率的任何外部设备相隔离。这种降压和隔离需要附加组件、复杂性和成本。使用本发明则可避免这个,因为第二 DC 总线已被隔离并且电压(可以是 100V)使 DC 总线与任何外部设备之间无需附加或重要组件。再一次,本发明提供优于现有技术的实质尺寸、成本和复杂性优点。

[0031] 三级电源的第二级是未经调节的 DC-DC 变流器的形式,其输入与第一 DC 输出信号相连,而其输出为与第一 DC 输出信号电隔离、其大小与第一 DC 输出信号成给定比例的第二 DC 输出信号的形式。电源包括将第二 DC 输出信号转换成用于焊接工艺的焊接电流的第三级。电源的第三级包括诸如斩波器或逆变器的经调节变流器。当使用逆变器时,输出是导向极性网络或开关的 DC 信号,该开关允许通过电源进行 DC 焊接。该极性开关允许 DC 负、DC 正或 AC 焊接。使用斩波器或逆变器的焊接工艺可用保护气进行,诸如 MIG 焊接,并且可使用任何类型的电极,诸如钨、带心金属丝或实心金属丝。根据本发明的一个方面,未经调节的 DC-DC 变流器的输出显著小于第二级的输入。在大多数实例中,第二级的输入和输出是大小通常固定的 DC 电压。

[0032] 本发明

[0033] 高速开关地操作焊接逆变器具有若干优点。例如,较小的磁性元件转换成经改进的便携性。另一个优点是具有将导致较佳电弧性能的较高带宽控制系统的可能。本发明三级电源的一个实施例具有极高速开关(超过 18kHz)地操作的电源开关,而在另一个实施例中速度可更高,诸如 100kHz。第一级的升压电源开关和未经调节第二级的四个电源开关都以高频工作,以获得高速开关的益处。在现有技术中,使用这样的较高开关速度有不利的一面。这种开关速度导致开关损耗。如果开关损耗不降低,则电源效率和可靠性降低。开关损耗是因开关期间(从导通状况到截止状况、或从截止状况到导通状况)电流和电压的交迭引起的。为了减小开关损耗,电压或电流在开关期间必须保持为接近于零。开关跃迁可以是零电压或零电流或两者。这称为“软开关”。迄今为止,称为共振技术或准共振技术的技术已被用来通过零电压或零电流以高速开关实现软开关。然而,该类现有软开关控制常常因为正弦波形而导致更高的电流和电压应力,并且仍然具有传导损耗。然而,存在这样的现有软开关电路:它以减小开关损耗和传导损耗的方式采用零电压跃迁变流器或零电流跃迁变流器。

[0034] 在本发明的一个实施例中,本发明所涉及的新颖三级电源的未经调节的第二级逆变器使用相移 PWM 来控制输出功率。通过将相移固定在接近 100%的高水平,而在另一实施例中固定在 80%以上,第二未经调节级中的开关损耗受到了限制。通过使用固定的相移 PWM 控制,第二级接近全传导地工作以产生低传导损耗。

[0035] 在另一可选实施例中,如前所述,第二未经调节逆变器级不采用任何相移,因为不需要任何相移。该实施例甚至提供比相移实施例更高的系统效率,并且如前所述在其构建时更为简便且更为有效。

[0036] 具体地,在本发明的该实施例中,逆变器级未经调节并且以至少 80%的高的固定占空因数工作,在另一实施例中以至少 90%工作,而在又一实施例中以接近 100%工作。由于这些高的固定占空因数,本发明的该实施例不需要相移。通过具有高的固定占空因数,存储在变压器的漏电感中的能量被用来在它们导通之前迫使 IGBT 两端为零电压。这导致开

关的软开关。这是在与现有技术的经调节逆变器相比时的一个优点,因为经调节的逆变器需要一些类型的相移调制来具有软开关。这通常是因为经调节逆变器中的占空因数会变化,并且没有已知的、固定的“截止”时间。此外,常常在现有技术系统中,除了相移控制之外,添加一定量的漏电感或其它电路以便于确保滞后臂被软开关也是普遍的。本发明的该实施例消除了与软开关经调节逆变器相关联的复杂性,该实施例采用了在高的固定占空因数工作的未经调节逆变器,从而在不需要相移的情况下允许固有的软开关。因而,不管所使用的实施例是相移或不是相移的,该第二未经调节级被固有地软开关。

[0037] 根据本发明的一可选实施例,上述三级电源在输入级具有软开关。至此,本发明涉及将有源软开关电流用于第一输入级,以与第二未经调节级的固有软开关相组合。添加有固有软开关的软开关的这种组合显著增加了涉及本发明的新颖三级电源的效率。

[0038] 第一级的有源软开关电路是在 IEEE 1991 年的题为“使用新颖的基于软开关升压的输入电流整形器的高效电信整流器”(High Efficiency Telecom Rectifier using A Novel Soft-Switching-Boost-based Input Current Shaper)的文章中所述的那类电路。该 1991 年 11 月的文章通过引用结合在此。该类电路也在 IEEE 2002 年的题为“新的 ZVT-PWM DC-DC 变流器”(A New ZVT-PWM DC-DC Converter)的文章中描述。摘自 IEEE 电力电子学学报的该文章的注明日期为 2002 年 1 月,并且通过引用结合于此。另一软开关用有源电路是在 2004 年 5 月发行的 IEEE 电力电子学学报的题为“新的 ZCT-PWM DC-DC 变流器”(A New ZCT-PWM DC-DC Converter)的文章中描述的电压跃迁-电流跃迁电路。该文章也通过引用结合于此。这些文章描述了在三级电源的第一级中使用的这种类型的一个或多个有源软开关电路。本发明使用相移 PWM 控制或无需任何相移组合第一输入级的有源软开关与固有软开关的未经调节逆变器,如上所述。Steigerweld 的美国专利 4,864,479 通过引用结合于此,示出了使用相移控制的通用未经调节逆变器。该类未经调节功率级具有通过经由使用固定的高占空因数开关操作使循环电流最小来增加效率的分布状况。在固定占空因数工作的未经调节逆变器将实现对所有初级开关的软开关,且传导损耗的量最小。该概念被用于本发明所涉及的三级电源的第二级的一个实施例中。

[0039] 根据本发明,三级电源的第一级的高速开关电源用一有源电路来软开关,以减小开关的损耗和输出整流器的损耗。此外,软开关输入级组合有使用固定占空因数具有固有软开关能力的第二级以及相移未经调节逆变器、或者在无需相移的情况下的未经调节逆变器。与固定占空因数的未经调节逆变器的固有软开关相组合的第一级的有源软开关电路的组合显著地增加了本发明所涉及的新颖类型三级电源的效率。使用本发明的该方面,本发明的一个实施例可实现高效率和至少 80% 的固定占空因数,并且可高达至少 90%,并且在其它实施例中可接近 100%。

[0040] 通过在三级电源的第一输入级上使用有源软开关电路,第一级的脉宽调制器变流器具有有源变流器开关的零电压开关以及输出二极管的零反向复原电流。该软开关不增大电压或电流应力,即两个分量的传导损耗。第一级电源开关(有源)的该软开关电路包括使用具有电感分支和电容分支的网络的零电压跃迁,该电感分支和电容分支与有源脉宽调制电源升压开关和无源输出开关或输出升压二极管并联。两个分支网络包括通过开关辅助开关控制的感应分支和电容分支。该辅助开关也与脉宽调制电源升压开关并联连接,并且仅在脉宽调制开关闭合之前闭合较短时段。网络感应器电流变大直到它关断输出整流二极

管,从而用软开关操作来传送之。感应器电流继续增大,使脉宽调制电路两端的电压在升压开关闭合之前时变成零。因而脉宽调制器开关的反并联二极管是正向偏置的。电源开关的闭合信号在反并联二极管导通时施加,以在闭合时提供调制开关的零电压开关。然后辅助开关关断,而调制电源开关闭合。辅助二极管和电容器向缓冲器提供辅助开关两端的电压,从而辅助开关在关断时不会受应力。感应器分支电流快速降至零,此时辅助开关关断。其余操作与常规脉宽调制升压变流器的相同,其不同之处在于存储在两个分支网络中的能量在主开关被关断时传送到负载上。在这两个分支的某些描述中它们被称为共振电路,这在技术上为真但对于软开关功能并非必要。

[0041] 辅助开关控制的两个分支电路在本发明的第一级中使用,以提供电源开关和输出二极管的软开关。这种电路在 Hua 的通过引用结合于此的美国专利 5,418,704 中描述。第一级的软开关和第二级的自然软开关是使用本发明的结果。

[0042] 根据本发明,提供了用于电弧焊工艺的三相电源。该电源包括:具有 AC 输入和第一 DC 输出信号的输入级;未经调节的 DC-DC 变流器形式的第二级,其输入与第一 DC 输出信号相连;高频开关、具有给定占空因数的开关网络,以将输入信号转换成第一内部 AC 信号;隔离变压器,初级绕组由第一内部高频 AC 信号驱动,而次级绕组用于产生第二内部高频 AC 信号;以及整流器,将第二内部 AC 信号转换成第二级的 DC 输出信号。第二级的一个实施例的输出信号的大小与相移开关之间的固定交迭量相关,这些相移开关使用由脉宽调制器控制的相移使第二级被固有地软开关。在替换实施例中,在没有相移的情况下,输出的大小与固定量的 ON(导通)时间相关。

[0043] 在本发明的一个实施例中,电源中的第三级被用来将来自第二级的第二 DC 输出信号转换成用于焊接工艺的焊接输出。该三级电源通过在第一级中提供 DC-DC 变流器来改进,其中该变流器具有带有软开关电路的电源开关。因而,第一级的软开关电路引起未经调节第二级的固有软开关,从而增加三级电源中前两级的效率。

[0044] 根据本发明的另一方面,三级电源的第一输入级的软开关电路是有源缓冲器电路,且辅助开关与电源开关一起操作以在两个开关跃迁期间将电压正驱动至零。第一级的 DC-DC 变流器具有输出或升压二极管,该二极管也通过第一级软开关电路软开关。根据本发明的另一方面,第一级的 DC-DC 变流器具有正负输出线,且电容器连接这些线,而二极管将辅助开关的正端夹钳到正输出线。在本发明的一实施例中,三级电源与第三级斩波器一起使用,在三级电源中第一级上的有源软开关与第二级上的固有软开关独特地组合在一起。作为选择,输出斩波器具有其电源开关的软开关电路。本发明的所有这些特征改进了三级电源,其新颖特征为增大电源效率、同时保持其三级分布状况的优点的中央未经调节隔离级。

[0045] 本发明是三级电源的输入级和未经调节中央级的组合,其中第一级具有用于升压电源开关的有源软开关电路,以及用于未经调节第二级的固有软开关。因此,本发明涉及两极 AC-DC 变流器,包括具有 AC 输入和第一 DC 输出信号的输入级以及第二级。该第二级是未经调节的 DC-DC 变流器的形式,其输入连接到第一 DC 输出信号,开关网络以高频开关且具有给定占空因数以将输入转换成第一内部 AC 信号,隔离变压器的初级绕组由第一内部高频 AC 信号驱动,而次级绕组用于产生第二内部 AC 信号,且整流器将第二内部 AC 信号转换成第二级的第二 DC 输出信号。在本发明的在未经调节逆变器中使用相移的实施例中,第

二级的输出信号的大小与相移开关之间的交迭量相关。在未经调节逆变器级中没有相移的一个实施例中,输出信号的大小与固定的 ON(导通)时间值相关。输入级包括具有软开关网络的电源开关,该开关网络是一有源缓冲器电路,且辅助开关与第一级的电源开关一起工作。

[0046] 本发明的主要目的是提供新颖的三级电源,其中第一级具有用于快速开关电源开关的有源软开关电路,而第二级是形成隔离级的一部分的未经调节逆变器,该逆变器基于其若干开关的固定的高占空因数而具有软开关特性。

[0047] 本发明的另一个目的是提供用于功率转换的两级逆变器,其中变流器包括具有有源软开关电路的电源开关,而第二级包括具有固定占空因数的未经调节逆变器,它在一个实施例中根据相移进行控制,而在第二个实施例中不具有相移控制。

[0048] 本发明的又一个目的是提供如上所定义的三级电源,该三级电源还包括斩波器形式的输出级,且斩波器的电源开关具有无源软开关电路。

[0049] 本发明的另一个目的是提供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性、以及用于第三级的无源软开关电路。

[0050] 根据以下参阅附图进行的描述,本发明的这些和其它目的将变得显而易见。

附图说明

[0051] 在考虑了本发明的在附图中示意性阐明的说明性实施例之后,本发明的优点、性质和各个其它特征将显得更加全面,其中:

[0052] 图 1 是示出三级电源并公开通过本发明改进的三级电源实施例的框图;

[0053] 图 2 和图 3 是与图 1 相似的、公开了三级电源的其它实施例的框图;

[0054] 图 4-8 是示出具有不同第一级实施例的三级电源的部分框图;

[0055] 图 9 是示出三级电源的最后两级的框图,其中输出级提供 AC 焊接电流;

[0056] 图 9A 是在图 9 所示的三级电源中使用的波形技术控制电路的框图,以及示出三个焊接波形的示意图;

[0057] 图 10 是示出三级电源的第二和第三级的框图,其中输出级是 DC 焊接电流;

[0058] 图 11 是示出用于产生适于电弧焊的电流的三级电源的分布状况的框图,其中具有两个分开的控制器控制电压馈送;

[0059] 图 12 是示出采用本发明所涉及的分布状况的特定三级电源的框图;

[0060] 图 13-16 是示出用于校正三级电源的第一级中的功率因数的 4 个不同电路的接线图;

[0061] 图 17 是一组合框图和接线图,示出了构成本发明所涉及的三级电源的新颖第二级的未经调节逆变器的较佳实施例;

[0062] 图 18-21 是示出用作第二级的未经调节隔离逆变器、包括本发明所涉及的三级电源的新颖方面的若干逆变器的接线图;

[0063] 图 22 是形成本发明一实施例的第一输入级和第二隔离级的接线图;

[0064] 图 23 是本发明第二实施例的接线图;

[0065] 图 24 是示出其中输出级是具有无源软开关电路的斩波器的三级电源的接线图;

[0066] 图 25 是示出在本发明的图 22 所示的实施例中使用的有源软开关电路的接线图;

[0067] 图 26 是示出在本发明的较佳实施例中使用的有源软开关电路的接线图 ; 以及

[0068] 图 27 是图 26 中所示电路的主电源开关和辅助开关的电压曲线和触发信号的曲线图。

具体实施方式

[0069] 三级电源 (图 1-21)

[0070] 本发明是一种用于电弧焊的新颖三级电源。该新三级电源具有用于将 AC 信号转换成第一 DC 输出总线的输入级。该输出总线具有固定的电压电平并导向第二级的输入, 并且其实施例如图 16 所示。三级电源的该新颖第二级是未经调节的逆变器, 它具有隔离特性并具有与 DC 输入总线成比例的第二 DC 输出或第二 DC 总线。电平关系通过构建未经调节的逆变器而固定。该未经调节的第二级逆变器具有一开关网络, 其中开关在大于 18kHz (在另一实施例中可高达约 100kHz) 的高开关频率上工作。形成电源第二级的未经调节逆变器中开关网络的开关频率允许使用小磁性组件。该未经调节逆变器的隔离 DC 输出被导向电源的第三级。该第三级可以是根据诸如焊接操作的电流、电压或功率的焊接参数调节的斩波器或逆变器。在本发明的一个实施例中, 该第三级是斩波器。三级电源的分布状况具有产生第一 DC 信号的输入级, 以及第二未经调节的 DC-DC 级, 它提供由电源第三级用于调节在焊接操作中使用的电流的隔离的固定 DC 电压或 DC 总线。本发明所涉及的三级电源的三个示例如图 1-3 所示。图 1 中的电源 PS1 包括第一级 I、第二级 II 和第三级 III。在该实施例中, 级 I 包括用于将 AC 输入信号 12 转换成第一 DC 总线 14 的 AC-DC 变流器 10。在一示例性实施例中, 输入 12 是电压可在 200-700 伏之间变化的单相或三相 AC 线馈送。变流器 10 被示为可以是整流器和滤波器网络形式的未经调节设备, 以产生标识为 (DC#1) 的 DC 总线 14。因为 AC 输入信号是线电压, 所以 DC 总线 14 通常是大小一致的。未经调节的逆变器 A 是具有隔离变压器的 DC-DC 变流器, 以将 DC 总线 14 (DC#1) 转换成第二 DC 总线或第二 DC 输出 20 (DC#2)。输出 20 形成作为变流器 30 的级 III 的功率输入。线 20 上的 DC 电压变成线 B 上适于焊接的电流。反馈控制或调节回路 C 读出焊接操作中的参数, 并通过变流器 30 的调节来调节线 B 上的电流、电压或功率。实际上, 变流器 30 是斩波器, 尽管使用逆变器也是一种选择方案。通过具有如图 1 所示的三级电源 PS1, 第二级的开关网络具有通常比变流器 30 的开关频率高的频率。此外, 线 20 中的 DC 电压 (DC#2) 显著比线 14 上来自级 I 的 DC 电压 (DC#1) 小。

[0071] 在一实施例中, 在逆变器 A 中存在隔离变压器。该变压器的输入或初级部分 (或侧) 的匝数显著比用于产生线 20 上电压的次级部分 (或侧) 的匝数多。在本发明的一个实施例中, 实际上匝数比为 4 : 1, 从而线 20 上的电压为线 14 上电压的 1/4。在一示例中, DC#1 上的电压约为 400 伏, 而 DC#2 上的电压约为 100 伏。

[0072] 本发明所涉及的一般分布状况如图 1 所示 ; 然而, 图 2 示出其中电源 PS2 与电源 PS1 具有基本上相同的级 II 和级 III 的一个实现 ; 但是, 输入级 I 是 AC-DC 变流器 40, 包括整流器加经调节的 DC-DC 变流器。该经转换信号是示为第一 DC 总线的线 14 中的 DC 信号 (DC#1)。线 14 上的电压根据标准技术通过反馈线 42 如图所示地进行调节。因而, 在电源 PS2 中, 输出焊接变流器 30 由反馈回路 C 调节。线 14 上的电压通过示为线 42 的反馈回路来调节。因为变流器 40 是功率因数校正变流器, 所以它读出由线 44 表示的电压波形。通

过使用电源 PS2, 第一 DC 总线 14 是在输入 12 处具有不同单相或三相电压的固定 DC 电压。因而, 输出 20 仅仅是线 14 上 DC 电压的转换。DC#2 是一固定电压, 其电平由隔离变压器和未经调节逆变器 A 中开关网络的固定占空因数确定。这是采用三个分开且不同的级的新颖电源的一种示例性实现, 其中级 II 是用于将固定的第一 DC 输出或 DC 总线转换成用于驱动诸如斩波器或逆变器的经调节焊接交流器的第二固定 DC 输出或 DC 总线。作为另一可选方案, 级 I 可根据来自线 20 中的 DC#2 总线的反馈来调节。这由图 2 中的虚线 46 来表示。

[0073] 图 3 中的电源 PS3 是三级电源的另一种实现; 然而, 本发明的三级电源可使输入变流器 50 由来自焊接电流输出 B 的反馈回路 52 调节。通过三级电源的这种使用, 变流器 50 根据焊接输出、而不像电源 PS2 中根据线 14 上的电压来调节。使用根据焊接输出 B 的调节, 变流器 50 是功率因数校正级和焊接调节器。然而, 三级电源的这种实现是为了完整的技术公开而公开的。

[0074] 如前所述, 输入级 I 将单相或三相 AC 信号 12 转换成由构成第二级 II 的未经调节逆变器 A 使用的固定 DC 总线 14 (DC#1)。该新颖的三级电源一般在级 I 中采用 DC-DC 变流器, 以产生如图 1-3 中线 14 所示的 DC 电压。级 I 的 DC-DC 变流器可被选中以产生线 12 上的期望电压。三个这样的变流器在图 4-6 中示出, 其中输入整流器 60 将线 60a、60b 中的 DC 电压提供给 DC-DC 变流器, 该 DC-DC 变流器在图 4、图 5 和图 6 中分别示为升压变流器 62、降压变流器 64 或降压 + 升压变流器 66。通过使用这些变流器, 级 I 的 DC-DC 变流器结合有功率因数校正芯片, 该芯片使功率因数得到了校正, 从而降低电源输入处的谐波失真。使用功率因数校正输入 DC-DC 变流器在焊接领域是众所周知的, 并且在许多现有技术两级分布状况中使用。

[0075] 在一示例性实施例中, 变流器 62、64 和 66 可包括功率因数校正芯片; 然而, 这并非是必需的。级 I 的主要目的是提供一 DC 总线 (DC#1), 该总线在图 4-6 中指示为线 14a、14b。利用新颖的三级分布状况时功率因数校正并非必需。一非功率因数校正输入级在图 7 中示出, 其中整流器 60 的输出线 60a、60b 通过大容量电容器 68 耦合以产生线 14a、14b 中的一般固定电压。图 7 中的级 I 不结合功率因数校正电路或芯片。然而, 电源仍然包括三级, 其中第二级是未经调节的隔离逆变器 A, 以在线 20a、20b 上产生一般固定电压。输入级 I 的另一个变体如图 8 所示, 其中无源功率因数校正电路 70 与三相 AC 输入 L1、L2、L3 相连, 以在线 14a、14b 两端生成一般固定 DC 电压, 这些线在逆变器 A 的输入处构成 DC 总线 14 (DC#1)。图 4-8 中经更改级 I 的公开实际上仅仅是代表性的, 并且其它输入级可在使用或不使用功率因数校正的情况下与单相或三相输入信号一起使用。

[0076] 通过在示为线 20a、20b 的输出总线 20 上提供低固定电压, 焊接用的新颖三级电源的第三级可以是在大于 18kHz、并高达约 100kHz 的频率上工作的斩波器或其它变流器。未经调节逆变器和经调节的输出变流器的开关频率可不相同。实际上, 通常斩波器的开关频率显著比未经调节逆变器 A 的频率小。

[0077] 除上述频率优点外, 本发明的该方面还提供较高的峰值 - 平均功率比。如前所述, 第二级未经调节的逆变器包括电源系统的隔离变压器, 并且不存在其它的隔离变压器。因此, 并且因为在第二级和第三级之间设置了去耦电容器, 本发明的在去耦电容器上游的组件不会经历系统的“峰值”功率。换言之, 只有第三级才会经历系统的峰值功率。因此, 本发明的第二级 (逆变器) 仅需对“平均”功率设计, 这会大大降低系统的整体尺寸和复杂性。

允许第三级（即斩波器）处理系统峰值功率的该设计和大小改变比设计相同峰值功率的逆变器 / 变压器级要简单和容易得多。因此，本发明允许逆变器 / 变压器级在尺寸上有整体的减小，从而实现与尺寸较小的现有技术设备相同的额定峰值 - 平均功率。

[0078] 与上述优点相关的是本发明实现甚至比现有技术设备更高的额定峰值 - 平均功率的能力。因为设计和建立第三级（即斩波器）来处理高峰值功率较容易且不太复杂，所以本发明的配置允许整个系统具有比现有技术设备更高的额定峰值 - 平均功率。这在仍然保持相对较小尺寸的情况下实现。在本发明的一个实施例中，峰值功率为 4x 平均功率，而在另一实施例中峰值功率可高达 5x 平均功率。这种改进在脉冲焊接中是极为有利的，其中机器的额定峰值 - 平均功率是重要的。

[0079] 图 9 所示的电源 PS4 示出本发明的使用，其中级 III 是用于电弧焊类型的标准经调节变流器 100。该变流器通过固定的输入 DC 总线 20 驱动，并根据来自焊接操作 120 的反馈来调节，以提供输出线 102、104 两端的适于焊接的电流。线 102 是正极性线而线 104 是负极性线。根据基于两级逆变器电源的标准输出技术，线 102、104 被导向标准极性开关 110。该开关具有第一位置，其中线 102 被导向焊接操作 120 的电极，从而电极开关 110 的输出在输出线 110a 上具有正极性，而在输出线 110b 上具有负极性。这形成焊接操作 120 上的电极正 DC 焊接工艺。反接极性开关网络 110 可形成焊接操作 120 上的电极负 DC 焊接工艺。因而，正 DC 或负 DC 的 DC 焊接工艺可根据标准极性开关 110 的设置来执行。类似地，极性开关 110 可在负电极和正电极之间交替，以形成焊接操作 120 上的 AC 焊接工艺。这是其中极性开关 110 驱动来自经调节变流器 100 的 DC 输出以形成 AC 焊接工艺或 DC 焊接工艺的标准技术。该过程由导向控制器 130 的示为线或回路 122 的反馈系统调节和控制，该控制器用于调节变流器 100 并用于分别如线 132、134 所示地设置开关 110 的极性。通过调节级 III 上的焊接操作，级 II 上的未经调节逆变器可具有相对较高的开关频率以减小电源第二级内的组件尺寸，并可具有接近 100% 的占空因数开关以改进效率。

[0080] 三级电源的一示例性实施例采用由俄亥俄州 Cleveland 的 The Lincoln Electric Company 首先采用的波形控制技术。该类控制系统是众所周知的，并在图 9A 中示意性地示出，其中当线 152a 上的电压从波形发生器 152 中输出时控制电路 150 处理波形轮廓。该波形轮廓通过由具有输出 156 的误差放大器 154 示意性示出的反馈回路 122 控制。因而，来自发生器 152 的波形的轮廓由反馈回路 122 控制，并在输出线路 156 中产生信号。该线路被导向在根据振荡器 162 的输出确定的高频上工作的适当脉宽调制器电路 160。该频率大于 18kHz，并且常常高于 40kHz。

[0081] 在一示例性实施例中，经调节的变流器 100 在 40kHz 下工作。通常作为控制器 130 内数字电路的脉宽调制器的输出被示为线 132，用于通过经调节变流器 100 控制波形。根据标准实践，逆变器 100 的波形可具有 AC 或 DC 的任何轮廓。该特性在图 9A 的右侧被示意性地示为波形 152b、152c 和 152d。波形 152b 是在 AC MIG 焊接中使用的类型的 AC 波形，其中设置有较高的负电极安培数。较高的正安培数也是普遍的。在波形 152c 中，负电极和正电极的安培数基本上相同，但负电极部分的长度更长。当然，AC 焊接的工艺可被调节，以支持负电极或正电极地提供平衡 AC 波形或不平衡的 AC 波形。当对 DC 负或 DC 正焊接操作设置极性开关 110 时，示为波形 152d 的脉冲焊接波形由波形发生器 152 控制。AC 和 DC 的各种其它波形可由控制器 130 控制，因此焊接操作 120 可被调节成 AC 或 DC。此外，焊接操作

可以是 TIG、MIG、埋弧或其它方式。任何工艺可通过使用本发明的电源 PS4 或其它电源来执行。电极可以是不自耗的或自耗的,诸如金属心、焊剂心或实心丝。根据所采用的电极可使用或不使用保护气。仅执行 DC 焊接的电源 PS4 的变体在图 10 中被示为电源 PS5。在该电源中,焊接操作 120 仅执行 DC 焊接操作,从而反馈回路 122 导向具有输出 172 的控制器 170。在一示例性实施例中,经调节的变流器 100a 是产生线 102a、104a 两端的 DC 电压的斩波器。如图 9A 所示,控制器 170 由波形发生器 152 控制。线 102a、104a 上的极性根据在焊接操作 120 上执行的 DC 焊接工艺的需求而为负电极或正电极。经调节的变流器 100a 比图 9 所示电源 PS4 的焊接输出更为简单。图 9 和图 10,连同图 9A 所示的控制网络或电路 150,示出了新颖三级电源的多样性,因而允许本发明实现经改进的峰值 - 平均功率能力。

[0082] 有必要向在这两类电源中使用的经调节和未经调节开关网络提供用于操作控制器的电压。图 11 是示出用来获得操作诸如电源 PS6 的三级电源的各个控制器的控制电压的体系结构和方案的一个示例性实施例。使用前置调节器的输出来向前置调节器的开关控制器和两级电源的第二级的开关控制器提供控制电压是众所周知的,并在通过引用结合于此的 Moriguchi 的美国专利 5,926,381 中公开。用于执行日常焊接操作的输出斩波器获得从输入 DC 电压到斩波器的控制器控制电压。这两种公知技术在电源 PS6 中结合。三级电源可用其供电点来自电源中的各个位置的控制器来操作。更具体地,电源 PS6 具有供电点 180,其输出 182 和输入 184、186 来自线 14a、14b 上的第一 DC 总线 (DC#1)。供电点 180 包括未示出的降压变流器或逆向变流器,以将图 2 的前置调节器 40 的输出上的高压降至线 182 上的低压。该控制电压可在 5 到 20 伏之间。线 182 上的电压被导向具有输出线 192 的控制器 190,用于根据标准技术执行前置调节器 40 的操作。该前置调节器具有图 2 和 3 中示出、但在图 11 中略去的调节反馈线 42、44。未经调节的逆变器 A 不需要控制器来调制占空因数或输入和输出电压之间的固定关系。然而,它的确需要从供电点 180 接收线 196 中的控制器工作电压的控制器 194。该配置与 Moriguchi 的美国专利 5,926,381 中公开的概念相似,其不同之处在于第二级控制器 194 不是现有技术两级电源中所使用的调节控制器。或者,电源 PS#3 由输入 12 的单相驱动以给出如虚线 176 示出的任选电源电压。级 III 的经调节输出变流器 30 具有标记为 PS#2 的供电点 200,且线 202 上的控制器电压根据如包括线 20a、20b 所示的 DC 总线 20 上的电压 (DC#2) 来确定。再一次,供电点 200 包括降压变流器或逆向变流器,以将未经调节变流器 A 的输出上的 DC 总线转换成由具有输出 212 的控制器 210 使用的低压。线 212 上的信号根据线 C 上的反馈信号来调节焊接变流器 30 的输出,如分别参照图 1 和 2 中的电源 PS1、PS2 所述。DC 总线 14 (DC#1) 和 DC 总线 20 (DC#2) 向作为 DC-DC 变流器的供电点 180、200 提供输入,以产生用于控制器 190、194 和 210 的低电平 DC 控制电压。作为如虚线 220 所示的可选方案,标记为 PS#2 的供电点 180 可向控制器 210 提供控制电压。图 11 已公开为示出使用具有控制器的三级电源的多样性,这些控制器可接收来自示为 PS#1 和 PS#2 的各个固定 DC 电压电平的降低馈送电压。其它配置可用于提供控制器电压,诸如以示为 PS#3 的方式通过变压器与 AC 输入电压 12 的单相的整流连接。

[0083] 图 12 中的电源 PS7 与电源 PS6 相似,其中各个组件具有相同标号。输出级 III 是用于引导 DC 电流在电极 E 与工件 W 之间流过的斩波器 230。分流器 S 向控制器 210 提供反馈信号 C。级 II 的高速开关逆变器 240 具有至今所述的特性,其中隔离由具有初级绕组 252 和

次级绕组 254 的变压器 250 提供。DC-DC 变流器 240 的初级侧是将交变电流导向初级绕组 252 的开关网络。来自次级绕组 254 的经整流输出是变流器 240 的次级部分或侧。在本发明的一个实施例中,变流器 240 采用占空因数或相移由控制器 194 设置的高速开关逆变器。在该实施例中,开关频率在该电源的实践版本中约为 100kHz。占空因数在由斩波器 230 进行的焊接操作期间保持相同;然而,逆变器的占空因数或相移可由示为具有输出 262、用于调节控制器 194 的“ADJ”电路 260 如图所示地进行调节。在一实施例中,占空因数接近于 100%,从而在逆变器 240 的初级侧开关对在其最大时间内一起导通。在其它示例性实施例中,占空因数至少为 80%或至少为 90%。

[0084] 然而,为了改变第一 DC 总线 14 与第二 DC 总线 20 之间的固定关系,电路 260 可用来调节占空因数或相移。因而,未经调节的隔离逆变器 240 被改变成具有不同但固定的占空因数。然而,占空因数通常相当接近 100%,因此开关对实质上在相移系统中一起动作。在一实施例中,占空因数在正常应用三级电源时在 80-100%之间变化。在新型电源的一示例性实现中,图 4 所示的升压变流器 62 被用于功率因数校正输入级 I。该升压变流器根据具有控制电压 182 的控制器 190 来操作,如前所述。根据一略有不同的变体,供电点 270 具有通过线 272、274 连接在单相或三相 AC 输入 12 的一相两端的变压器。供电点 270 中的整流器和滤波器产生点划线 276 中的低控制电压,以在需要时替代线 182 中的控制电压使用。这两个可选方案不影响电源 PS7 的工作特性。电弧焊用的三级电源的其它变体可根据先前的描述和焊接领域中的公知技术来获得。

[0085] 输入级 I 包括在图 4-8 中公开的整流器和功率因数校正 DC-DC 变流器。这些输入级可用于表示为输入 12 的各种大小的三相和单相 AC 信号。三级 AC 输入电源的输入级的某些方面参照图 13-16 中的电路公开。这些电路的每一个都具有三相输入和以输入级的低谐波失真因数和高功率因数获得的 DC 总线输出 (DC#1)。图 1-12 中的公开内容通常可应用于新型的三级电源中;然而,所使用的特定级 I 与现有技术的两级电源或新型的三级电源相关。在图 13 中,级 I 的输入电路 300 包括具有输出线 302a、302b 的三相整流器 302。升压开关 310 与电感器 312、二极管 314 和并联电容器 316 串联。作为标准功率因数校正芯片的适当电路 320 具有:确定输入电压的输入 322、调节反馈线 322a、以及用于操作升压开关以使输入 12 中的电流通常与输入电压同相的输出 324。该芯片是可在本发明中使用、并也可用于普通两级电源的标准的三相功率因数校正升压变流器芯片。类似地,图 14 中所示的输入电路 330 具有带有如前所述的输出线 302a、302b 的三相整流器 302。包括电感器 350、二极管 352、354 以及电容器 356、358 的升压电路结合开关 340、342 使用,以提供电路 330 的输出处电流与输入电压 12 的同位。为达此目的,控制芯片 360 根据输入 366 中的读出电压和线 367、368 中的反馈调节信号而在线 362、364 中提供门脉冲。这是提供形成两级电源或新型的三级电源的输入的那类三相功率因数校正的标准技术。已发现有源三相电路 300、330 在对三相输入操作时提供约 0.95 的输入功率因数。级 I 的功率因数在具有单相 AC 输入时可向上校正到约 0.99。因为三相电源通常仅可校正到下一电平,所以已发现两级或三级电源的输入级 I 的无源电路在一定程度上与有源功率因数校正电路的能力相称。标准的无源电路 400 如图 15 所示,其中三相的每一相都通过三相整流器 302 整流,该三相整流器 302 使 DC 电流通过输出线 302a、302b 导向包括电感器 412 和电容器 414 的滤波器电路。已发现,诸如图 15 所示的无源电路可将三相输入的功率因数校正到通常在约 0.95 范围内的

电平。这在一定程度上与三相输入电路的有源电路的能力相同。降压 + 升压输入电路 420 如图 16 所示。线 302a、302b 上的经整流电流首先由开关 422 使用标准功率因数校正芯片 430 降压,该芯片 430 具有其电压波形信号来自输入 12 的线 432,这也引导芯片 434 来操作升压开关 440。开关 422、440 一起操作以使用包含电感器 450、二极管 452 和电容器 454 的电路来控制输入功率因数。电路 300、330、400 和 420 是使用标准技术以及根据 DC#1 的输入电压波形和电流来控制的可用开关的标准三相无源功率因数校正电路。图 13-16 示出可对三级电源的第一级作出的某些更改。当然,存在用于改进功率因数、并降低用来驱动电弧焊机的电源的类型的 DC 和 AC 信号的谐波失真的其它技术。

[0086] 级 II 的未经调节逆变器 A 可使用各种逆变器电路。电路的一个示例性实施例如图 17 所示,其中逆变器在由对隔离变压器 250 的初级绕组 252 的输入限定的初级部分或侧与由次级绕组 254 的输出限定的次级部分或侧之间划分。首先参看逆变器 A 的初级部分或侧,采用了全电桥电路 500,其中跨接电容器 548 的成对开关 SW1-SW4 和 SW2-SW3 通过线 502、504 连接。这些开关以交替次序分别通过线 510、512、514 和 516 上的门脉冲通电。控制器 194 示出线 510-516 中的门脉冲、以及根据来自电路 260 的线 262 上的逻辑确定的经调节占空因数,如前所述。

[0087] 在第二级中使用相移的一个实施例中,占空因数通过改变线 510 和 512 以及线 514 和 516 的相移来控制。电路 260 调节成对开关的占空因数或相移。该调节在逆变器 A 的操作期间是固定的。实际上,电路 500 具有约 80% 到 100% 的占空因数或相移,其中每对开关具有最大的交迭传导周期。控制器 194 具有来自自由线 196 示出的适当供电点的控制电压,如前所述。在电路 500 的操作中,交变电流流过初级绕组 252。该电流具有通常至少约为 100kHz 的超高频,因此各组件可在大小、重量和成本上降低。该高切换频率不由焊接操作规定,而是对三级电源的未经调节级 A 的效率作出选择。

[0088] 在本发明的又一实施例中,如上所述,第二未经调节级具有固有软开关。这是因为占空因数总是固定的,并且通常相当高。在一示例性实施例中,占空因数至少为 80%,可以是至少 90%,并且在另一实施例中可高达约 100%。该状况使得存储在变压器的漏电感中的能量被用来迫使 IGBT 两端的电压在闭合之前变为零,这导致 SW1、SW2、SW3 和 SW4 的软开关。这在与经调节逆变器相比时是一个优点,因为为了具有软开关经调节逆变器需要某些类型的相移调制。这是因为经调节逆变器中的占空因数改变,并且不存在已知的固定断开时间。除了相移控制之外,添加一定量的漏电感或其它电路以便于确保滞后臂被软开关也是普遍的。

[0089] 阻塞电容器(未示出)与初级绕组串联,以防止未经调节的门驱动信号的饱和。逆变器 A 的次级部分或侧是具有同步整流器设备 522、524 的整流器 520。同步整流器设备在一般的电气工程领域内是公知的,并且在通过引用结合于此的 Boylan 的美国专利 6,618,274 中讨论。这些设备根据标准技术由在次级绕组 254 的相对两端产生的线 526、528 上信号来门控。线 530、532 和 534 形成整流器 520 的输出线以产生线 20a、20b 两端的 DC 电压(DC#2)。根据标准焊接技术,该电流通过斩波器 544 来平滑并在电容器 546 两端。逆变器 A 未经调节表示它不通过来自焊接操作的实时反馈信号来调节。它仅仅将 DC 总线 14(DC#1) 转换成 DC 总线 20(DC#2)。该转换使得导向使用逆变器 A 的电源的经调节第三级的电压显著减小。电压的减小主要根据变压器 250 的匝数比来确定,该比在优选实施例中约为 4 : 1。对于

DC#1, 电压约为 400 伏。因而, 输出总线 20 上的固定电压约为第一级的输出总线 14 上的固定电压的约 1/4 (例如 100 伏)。本发明的结合有使用去耦电容器的该方面使得本发明能实现较高的峰值 - 平均功率比。在本发明的一个实施例中, 该峰值 - 平均功率比至少为 4, 而在另一个示例性实施例中该峰值 - 平均功率比至少为 5。

[0090] 未经调节级的某些其它优点包含在 Ray Ridley 博士的题为“惊人的收缩 (未经调节) 电源”(The incredible Shrinking(Unregulated)Power Supply) 的文章中, 该文章通过引用结合于此作为背景信息。一个优点是将频率增大到 100kHz 以上以降低逆变器级的大小和成本的能力。其它优点如前所述。

[0091] 可将各种电路用于构成本发明新颖级 II 的未经调节逆变器 A。该特定类型的逆变器不作控制。已使用了若干逆变器。一部分在图 18-21 中示出。在图 18 中, 逆变器 A 被示为在变压器 250 的初级侧使用全电桥电路 600。

[0092] 在第二级中使用相移的一个实施例中, 开关和二极管并联电路 602、604、606 和 608 根据标准的相移全电桥技术来操作, 如参照图 17 所示的逆变器 A 版本所述。逆变器 A 的内部运行的一种变体如图 19 所示, 其中使用具有串联安装开关电路 610、612 和 614、616 的级联电桥。这些开关电路类似于半电桥操作并包括向开关电路提供能量的输入电容器 548a、548b, 它与电容器 620 并联并与二极管 622、624 串联。这两个开关电路串联, 从而在使用与图 17 全电桥逆变器的技术相似的相移控制技术时各个开关两端的电压减小。该类逆变器开关网络在 Canales-Abarca 的通过引用结合于此的美国专利 6, 349, 044 说明, 示出了使用级联电桥的逆变器, 有时称为三级逆变器。

[0093] 在本发明的另一个示例性实施例中, 未经调节的逆变器级不使用相移, 同时却实现如上所述的固有软开关。

[0094] 双前向逆变器在图 20 中示出, 其中开关 630、632 在变压器 250a 的初级绕组的部分 252a 中提供脉冲。类似地, 开关 634、636 一起操作以在初级部分 252b 中提供反极性脉冲。交变脉冲在变压器 250a 的初级绕组上产生 AC, 以在次级绕组 254 中产生隔离 DC 输出。标准的半电桥电路被示为图 21 中逆变器 A 的架构。该半电桥包括交替开关的开关 640、642, 以在变压器 250 的初级绕组 252 中产生 AC。这些和其它开关电路可用在变压器 250 的初级绕组中提供 AC 信号, 从而次级隔离 AC 信号在线 20a、20b 上整流和输出为 DC#2。某些代表性标准开关网络的简单描述不被示为是穷举性的, 而仅仅是说明性的。在第二级中不执行焊接电流的控制。在该级中, 为了驱动第三级, 具有高压的 DC 总线被转换成具有低压的固定 DC 总线 (DC#2), 该第三级是提供适于电弧焊的电流的经调节级。电弧焊结合并旨在包括其它焊接相关应用, 诸如等离子切割的概念。在三个级中使用的各个电路可组合以构建作为三级电源的基本分布状况的各种架构。

[0095] 示例性实施例 (图 22-27)

[0096] 本描述涉及图 22-27 并使用这些附图的标号来表示类似的组件, 同时使用来自图 1-17 的某些相关标号。图 18-21 中的 600 标号不用于图 22-27 中的相同组件。在图 22 中, 三级电源的一示例性实施例的前两级包括如图 17 所示的未经调节变流器 A, 其中线 14a、14b 两端的输入 DC 信号由示为升压变流器 600 (图 22) 的新颖第一输入级提供, 该升压变流器 600 使电源开关 602 (图 22) 根据线 604 (图 22) 中的门信号来开关。开关 602 (图 22) 在辅助开关 628 闭合之后闭合。线 192 和 192a 中选通信号通过功率因数校正控制器 194

来定时。根据标准升压技术,线 192 中的高频信号在带有反并联二极管 602a 的主电源开关 602(图 22)的栅极 604(图 22)中引起高频开关信号。栅极 604(图 22)上信号的定时根据前面的讨论来控制,以实现对在输入线 12a、12b 产生经整流信号的电源的功率因数校正。线 12a、12b 上的 DC 信号通过开关 602 和输出整流器二极管 610(图 22)转换成线 14a、14b 上的 DC 总线。本发明涉及使用具有网络的有源软开关电路 620(图 22),该网络包括带有电感器 622(图 22)的第一支路和带有寄生电容器 624(图 22)的第二支路。该网络由串联连接的辅助开关 628 致动。一些讨论将这两个支路网络标识为储能电路或共振电路。这在技术上是合理的,并且不必具有软开关功能。电容器 624(图 22)和电感器 622(图 22)形成用于软开关 628(图 22)的滤波器电路,其中电容器 640 通过二极管 D2 使软电压导通升压二极管 610(图 22)。该升压二极管有时称为输出或整流器二极管。电路 620(图 22)是控制开关活动时的电源开关 602(图 22)上及输出二极管 610(图 22)上的电压和电流的有源软开关电路。因此,升压变流器 600(图 22)中的电源开关 602(图 22)和升压或输出二极管 610(图 22)用软开关换向。该特性使得开关技术对升压二极管经历严重反向复原问题的高压转换应用特别有吸引力。例如,在功率因数校正升压电路中,电源开关和整流器二极管遭受高电压。当采用常规的脉宽调制器技术时,因为少数整流器二极管 610(图 22)的反向复原,高开关损耗、高 EMI 噪声以及设备故障问题变得更加显著。因此,电源开关 602(图 22)和二极管 610(图 22)的软开关的实现是有利的。变流器中开关的电压和电流波形基本上是方波,除了发生在零电压开关跃迁的闭合和关断开关时间。电源开关和升压二极管都承受最小的电压和电流应力。辅助开关 628 与主开关相比极小,因为它只处理少量的共振-跃迁能量。因为软开关是在不增加开关电压和电流应力的情况下实现的,所以当使用有源电路 620(图 22)时传导损耗没有显著地增加。基本上,电路 620(图 22)被选择为在电源开关 602(图 22)转换时、或可任选地在输出二极管 610(图 22)转换时提供电流和电压的软开关。

[0097] 因而,两级变流器(例如第一和第二级)被用来将线 12a、12b 上的 DC 信号转换成线 20a、20b 中的 DC 信号。该两级设备的效率通过具有升压变流器 600(图 22)上的软开关电路、并使用未经调节逆变器 A 的固有软开关而急剧增大,不管该未经调节逆变器 A 是使用相移控制还是如前所述在没有相移的情况下操作。这种示例性实施例中的效率至少为 90%,这是优于现有技术的一个进步。因此,图 22 中所示的两级 DC-DC 变流器是对三级焊接电源的输入侧的一个实质改进。在操作中,信号超过 18kHz、而在其它实施例中可高达(或超过)100kHz 的线 192 中的高频开关信号,首先通过线 192a 中的选通信号使辅助开关 628 通电,以激活由电感器 622(图 22)和电容器 624(图 22)形成的共振储能电路。在开关 628 已闭合之后,主开关 602(图 22)闭合。这导致电流和电压中的软开关。同时,电路 620(图 22)的无源部分控制输出整流器二极管 610(图 22)两端的电压和电流。辅助开关 628 的正极性侧通过二极管 D1 夹紧到电容器 640(图 22)。这将软开关电路夹紧到正输出,包括电感和电容支路的该电路在操作期间不浮动。图 22 中所示的电路在 IEEE 1991 年的题为“使用新颖的基于软开关升压的输入电流整形器的高效电信整流器”(High Efficiency Telecom Rectifier using A Novel Soft-Switching-Boost-based Input Current Shaper)的文章中所述。该文章通过引用结合于此。类似的用于电源开关 602(图 22)的软开关电路在 IEEE 2004 年的题为“新的 ZVT-ZCT-PWM DC-DC 变流器”(A New ZVT-ZCT-PWM DC-DC Converter)

的文章中描述。这种相似类型的用于电源开关 602(图 22) 的有源软开关电路在图 23 中示出,其中对图 22 中所示的相同组件的标号相同。600 标号不是图 18-21 的标号。

[0098] 有源软开关电路 700 具有分成多个段并分别通过公用芯 705、电流控制二极管 704a、706a 耦合的共振电感器 704、706。这些二极管与电感器串联,而电感器又与寄生电容 708 并联。辅助开关 710 具有反并联二极管 712,从而开关 710 根据先前所述的图 22 的辅助开关 628 操作。软开关电路 700 包括电压控制电容器 720,用于控制输出整流器二极管 610(图 22) 两端的电压。为了将辅助开关 710 的正侧夹紧到输出线 14a,设置了单个二极管 730。该二极管作为图 22 中的二极管 D1、D2 工作。软开关电路 700 提供电源开关 602(图 22) 两端的电压和电流的软开关,并在整流器二极管 610(图 22) 的开关期间控制电压和电流。因而,电路 700 实际上以与先前所述的软开关电路 600(图 22) 相同的方式工作。本发明涉及用于电源开关 602(图 22) 和可任选地用于整流器二极管 610(图 22) 的有源软开关电路。用于软开关电路的分布状况可改变,且两个示例性软开关电路 600(图 22)、700 分别在图 22、23 中示出。开关 SW1、SW2、SW3 和 SW4 是带有诸如二极管 602a 的反并联二极管的固态开关。此外,电容器 506a 防止变压器芯 250a 的饱和。

[0099] 在本发明的一个示例性实施例中,如上所述,第二未经调节级在不使用相移的情况下具有固有软开关。在该示例性实施例中,占空因数总是固定的并且通常相当高。在一示例性实施例中占空因数至少为 80%,可以是至少 90%,并且在另一实施例中可高达约 100%。该状况使得存储在变压器的漏电感中的能量被用来迫使 IGBT 两端的电压在闭合之前变为零,这导致 SW1、SW2、SW3 和 SW4 的软开关。这在与经调节逆变器相比时是一个优点,因为为了具有软开关经调节逆变器需要某些类型的相移调制。这是因为经调节逆变器中的占空因数改变,并且不存在已知的固定断开时间。除了相移控制之外,添加一定量的漏电感或其它电路以便于确保滞后臂被软开关也是普遍的。

[0100] 通过向三级电源的升压输入级提供有源软开关电路,输入级的操作与第二未经调节的逆变器级的固有软开关特性相组合,以提供改进如图 1-21 所示的新颖三级电源的效率的两级输入。该效率可高达至少 90%。已发现,该电路 700 在开关 602(图 22) 的高速开关期间将电压下压至接近于零。电路 600(图 22) 降低了电压,但使用电路 600(图 22) 开关期间的电压并非正好为零。实际上,它可高达 50 伏。因此,软开关电路 600(图 22) 由于其较低成本是示例性的,而软开关电路 700 因为在开关 602(图 22) 开关期间将电压下压至接近于零的能力成为一可选方案。这些不同是示出两个分开的有源软开关电路的原因,以便如上所述在新颖三级电源的输入级上使用。

[0101] 如图 12 所示的三级电源使用相似标号再次在图 24 中示出,其中斩波器 230 被示为其电源开关 750 受来自控制器 210 的线 212 上的高频选通信号控制。来自电流读出设备 760 的线 762 上的反馈信号根据分流器 S 的读数生成。类似地,电压反馈信号通过线 772 从电压读出设备 770 导向控制器 210。这两个反馈信号对控制器 210 中脉宽调制器的操作进行控制,该控制器 210 用于操作斩波器 230 的电源开关 750。输入电容器 780 根据标准实践控制输入线 20a、20b 两端的电压。本发明的一个任选方面向斩波器 230 提供无源软开关电路 800,其中斩波器的无源软开关与输入级的有源软开关和第二级的固有软开关相组合,以提升图 12 所示和图 1-21 所述的三级电源的效率。软开关电路 800 是一种通用的软开关电路。该电路包括用于控制电源开关和二极管 D4 两端的电流的电感器 802。电容器 806 控制

开关操作期间电源开关两端的电压。电容器 804 和 806 通过二极管 D1、D2、D3 和 D4 连接。这两个电容器控制二极管 D4 两端的电压。因而,电源开关 750 与二极管 D4 在开关操作期间电流和电压软开关。该电路在加州大学的题为“无源无损软开关 PWM 变流器的属性和合成”(Properties and Synthesis of Passive, Lossless Soft-Switching PWM Converter)的文章。该篇 1997 年 5 月的文章通过引用结合于此,以说明通用无源软开关电路 800 的操作。实际上,斩波器 230 使带有软开关电路的电源开关在闭合和关断切换期间控制电流和电压。换言之,输出斩波器 230 设置有软开关电路,该软开关电路在开关操作期间在适当时间控制电压和电流。

[0102] 图 1-21 中所述的三级电源设置有具有有源软开关电路的输入级,该有源软开关电路与第二级的未经调节逆变器 A 的固有软开关相组合,以通过降低电源输入侧的开关损耗和传导损耗来增大整体效率。或者,斩波器输出级设置有无源软开关电路以提供便宜的最终级。在无需电路更改的情况下,斩波器可以是分离的可替换模块,以按需在有源软开关电路中控制辅助开关。三级电源的输入部分包括与未经调节的隔离逆变器级相组合的有源功率因数校正级,该校正级在有相移或无相移的情况下具有固有软开关。前两级的新颖组合作为电弧焊机的分布状况是极为有效和便宜的。

[0103] 如图 25 和 26 所示,这些附图将图 22 的第一级 600 示为升压类型的 DC-DC 变流器,包括耦合在输入线 12a 与主要内节点 603 之间的电感器 644、具有耦合在内节点 603 和下方变流器输入线 12b 之间的一体化二极管 602a 的主开关设备 602(图 22)。主整流器二极管 610(图 22)在节点 603 处与其阳极耦合,而在输出线 14a 处与其阴极耦合。任选的输出滤波器电容器 548 跨输出线 14a、14b 连接。与普通的升压变流器操作中一样,主开关 602(图 22)由脉宽调制(PWM)控制信号在其控制栅极上致动,以在其中内节点 603 基本上取得下方线 12b 上的电压的导通(ON)状态(充电阶段)与非导通(OFF)状态(放电阶段)之间切换。在各充电阶段之前,假定主开关设备 602(图 22)已处于非导通状态(OFF)达相对较长时间,输出电容器 548 两端的电压等于输入电压加上电感器 644 的电压。主开关 602 的闭合使得节点 603 基本上取得下方线 12b 的电压,由此输入电压加在电感器 644(端子 12a 相对于节点 603 为正)两端,且主二极管 610(图 22)防止滤波电容器 548 通过主开关 602(图 22)放电。电感器 644 两端的电压使通过其中的电流随着时间上升,且相应能量存储在电感器 644 中。然后,主开关 602(图 22)被关断(OFF)以开始放电阶段。将开关 602(图 22)置于非传导状态使得主电感器电压改变,从而节点 603 处的电压上升以将通过电感器 644 的电流保持为固定值,其中为了使电感器电流连续流动,节点 603 处的电压必须上升到足以正向偏置二极管 610,如图 22 中所示(例如约为电容器 548 两端的输出电压加上二极管压降),其中电感器电压在放电阶段改变极性。对于大输出电容 548,线 14a 和 14b 之间的输出电压在放电阶段通常保持固定,其中充电和放电(主开关 602(图 22)的闭合和关断)重复,其中适当反馈用以调节开关控制信号的脉宽调制,从而电容器 548 两端的输出电压可保持为期望 DC 值。

[0104] 一般而言,需要最大化电源中每一级的效率,其中主开关 602(图 22)的导通状态电阻、二极管正向电压降、和主二极管 610(图 22)的额定反向复原时间被理想地最小化以对抗传导损耗。另一个考虑是最小化变流器级 600(图 22)中的开关损耗和噪声生成,其中需要控制开关 602(图 22)和二极管 610(图 22)发生状态转换的状况。特别地,软开关电

路可在升压变流器 600 (图 22) 有利地采用, 以提供零电压闭合和关断、以及二极管 610 (图 22) 的零 - 电压或零 - 电流关断。在缺少对策的情况下, 主开关 602 (图 22) 的开关引起非预期的功率损耗和对开关 602 (图 22) 和 / 或主二极管 610 (图 22) 的应力。因此, 在升压变流器级 600 (图 22) 中采用了软开关或缓冲器电路以提供这些组件的低电流和 / 或低电压开关。这样, 软开关电路可用来在开关 602 (图 22) 关断时最小化如图 22 中所示地最小化开关 602 两端的电压上升速率 (例如节点 603 处的 dv/dt), 并且在开关 602 (图 22) 闭合时最小化开关 602 两端的电压, 以及在其反向时最小化二极管 610 (图 22) 的电压或电流之一或两者, 以便于最小化开关损耗和噪声发射。

[0105] Hua 的美国专利 5, 418, 704 中所示的软起动开关电路可在三级电源的升压级 600 中使用, 如在图 24 中示意性地示出。该专利通过引用结合, 并与图 25 中所示的第一实施例电路和图 26 所示的示例性实施例电路不同。Hua 的美国专利 5, 418, 704 中所示的软开关电路采用带有共振电感器和电容器的辅助开关, 以提供升压变流器主开关和输出二极管的零电压开关。这是将本发明的两个支路网络称为共振电路的出版物。在 Hua 的专利中, 辅助开关和共振电感器串联连接在主变流器开关两端。辅助开关紧接在闭合主开关之前开关, 因此共振电感器是耦合到正变流器输出线以限制主二极管电流的改变速率的二极管。Hua 专利中的辅助开关的致动还将内节点放电为零伏, 由此确保主开关在基本上零伏处闭合。然而, Hua 的专利在主晶体管截止时会遭受困难的开关状况。特别地, Hua 专利的上方主开关端电压在共振电感器可将任何电流导向输出之前比变流器输出电压高, 由此 Hua 专利的共振电感器在晶体管截止期间引起极快的晶体管电压上升 ($hi\ dv/dt$), 从而导致不可接受的开关损耗。

[0106] 如图 25 和 26 中所示, 示例性升压变流器级 600 (图 22) 分别包括有源软开关电路 601 或 601a, 用于提供主开关 602 (图 22) 和主二极管 610 (图 22) 的软开关。作为本发明一实施例的图 25 中的示例性软开关电路 601 是三端网络, 其第一和第二端子耦合在主开关 602 (图 22) 两端, 其第三端子耦合到主二极管 610 (图 22) 的阴极。软开关电路或网络包括电感器 622 (图 22)、带有二极管 630 的辅助开关设备 628。第一和第二二极管 D1 和 D2、以及电容器 624 和 640 (图 22) 完成三端缓冲器电路。主要和辅助开关设备 602 (图 22) 和 628 可以根据其控制端上的控制信号在第一和第二电源端提供一般导通和一般非导通状态的任何适当设备, 包括但不限于双极晶体管、金属氧化物半导体 (MOS) 器件、隔离栅双极晶体管 (IGBT) 等。电感器 622 (图 22) 在第一支路中与开关 602 并联。电感器 622 (图 22) 使得第一端与主电感器 644 相耦合, 第二端连接到第一中间电路节点 607。辅助开关器件 628 耦合在节点 607 与变流器线 12b、14b 之间。二极管 630 (图 22) 可以是辅助开关器件 628 的一体化二极管, 或者可以是一分离组件。二极管 630 (图 22) 的阳极耦合到下方变流器线 12b、14b, 而其阴极在连接辅助开关 628 和共振电感器 622 时耦合到节点 607。与 Hua 专利的电路相似, 一个电容器 624 在电路 600 耦合在主开关 602 的两端。然而, 与 Hua 的专利不同的是, 图 25 中的软开关电路 601 具有第二中间节点 609, 且第二电容器 640 (图 22) 耦合在节点 603 与 609 之间。软开关电路或网络 601 的第一二极管 D1 使阳极与第一内节点 607 耦合, 使阴极与第二内节点 609 耦合。二极管 D2 在上方变流器输出端 14a 处使阳极与第二内节点 609 耦合, 使阴极与主二极管 610 (图 22) 的阴极耦合。

[0107] 作为优于 Hua 专利的辅助开关的硬开关的一个技术优势, 图 25 的软开关电路 601

对主开关 602(图 22) 和主二极管 610(图 22)、以及辅助开关 628 的闭合和关断提供软开关操作。该改进实现了更佳的效率、更低的组件应力、以及更少的噪声发生。在闭合主开关 602(图 22) 之前,辅助开关 628 闭合,同时节点 603 处的电压等于输出电压,其中辅助开关 628 的闭合使得通过共振电感器 622(图 22) 的电流开始时上升至主电感器电流电平,据此主二极管 610(图 22) 反向。当二极管 610(图 22) 从电压反向中复原、并开始阻挡来自输出的电流时,来自电感器 644 和 622(图 22) 的电流对电容器 624(图 22) 放电,其中二极管 610(图 22) 两端的电压在反向期间保持为较小,以最小化二极管开关损耗和噪声生成。主开关 602(图 22) 然后在电容器 624(图 22) 放电时(例如当开关 602(图 22) 两端的电压为零时)闭合,而辅助开关 628 被关断。通过共振电感器 622(图 22) 的电流通过二极管 D1 对第一共振电容器 640(图 22) 充电,并对辅助开关 628 的任何寄生电容充电,由此节点 607 和 609 上的电压向变流器输出的电平上升,且二极管 D2 开始导通。来自电感器 622(图 22) 的任何剩余能量都通过二极管 D1 和 D2 被提供给输出。主开关 602(图 22) 然后被关断(在取决于基于输出电平反馈的电流脉宽调制的时间),同时开关电压基本上为零。通过主电感器 644 的电流对电容器 624(图 22) 充电,并通过二极管 D2 对共振电容器 640(图 22) 放电。该动作使节点 607 上的电压上升至输出值,之后主二极管 610(图 22) 再次开始将电流导向输出。

[0108] 在图 25 的电路 601 运行时,当主开关 602(图 22) 起初关断时主电感器电流通过电容器 640(图 22) 和第二二极管 D2 流动,其中主二极管 610(图 22) 在共振电容器 640 放电之后开始导通,其中第一电容器 640(图 22) 两端的电压是脉宽调制主开关 602(图 22) 的电容、主电流电平和占空因数的函数。这样,主二极管 610(图 22) 的开关损耗可通过在二极管开始将电流导向输出电容器 548 时确保零二极管电压来减少或最小化。当主开关 602(图 22) 处于导通状态时,第一共振电容器 640(图 22) 两端的电压一般保持恒定,因为除了当辅助开关 628 首次关断时第一二极管 D1 防止电容器充电,并且节点 607 上的电压比电容器 640(图 22) 两端的电压高。理想地,如果共振电容器 640(图 22) 在开关 602(图 22) 闭合时的升压阶段期间完全放电,则主开关 602(图 22) 具有零电压关断条件。然而,如果共振电容器 640(图 22) 未完全放电,则主开关 602(图 22) 将经历非零关断电压。此外,电容器 640(图 22) 在辅助开关 628 关断时仅可提供辅助电感器 622(图 22) 的电流旁通路径,且无需对图 25 软开关电路 606 的辅助电路回路中的寄生电感提供足够的旁通传导路径。结果,辅助开关 628 从闭合到关断的转换可以是非零电压,由此开关损耗和噪声生成、以及对开关 628 的可能应力是可能的。

[0109] 图 26 示出了软开关电路 601a 的一示例性实施例和设计,并且根据本发明去除了电容器 624(图 22)。第二电容器 640a 耦合在内节点 609 与下方变流器线 12b、14b 之间,由此净电容因电容器 640(图 22) 与 640a 的串联组合而产生,其中该串联组合是并联在主开关 602(图 22) 的两端的支路。下方(第二)电容器 640a 经由二极管 D1 并联在辅助开关 628 的两端。在一特定实现中,下方电容器 640a 显著比上方电容器 640 小。因而,与图 25 的软开关网络不同,图 26 的电路 610a 将第二内节点 609 与下方变流器线 12b、14b 之间的电容器 624(图 22) 提供为两个电容器 640(图 22)、640a。该几何形状有助于对辅助开关 628 提供软开关(例如降低开关 628 两端的 dv/dt)。

[0110] 现在参看图 27,曲线图 900 示出分别与升压变流器级 600 中的主要和辅助开关

602(图 22) 和 628 相关联的各个示例性波形。还示出了图 26 的示例性有源软开关电路 601a。曲线 900 示出与辅助开关控制电压信号(例如取决于开关类型的栅极信号 VGS、基极信号 VBE 等)相对应的电压波形 810、表示辅助开关 628 两端电压(例如内节点 607 与下方变流器线 12b、14b 之间的电压)的电压波形 820、以及示出通过辅助开关 628 开关的电流的电流波形 830。此外,曲线图 800 还提供示出主开关 602(图 22)的控制电压信号的电压波形 840、以及表示主开关 602 两端电压(例如表示节点 603 与下方变流器线 12b、14b 之间的电压)的电压波形 850。

[0111] 各个有意义的时间在曲线 900 中变流器级 600(图 22)的典型开关周期中示出,包括:时间 870,此时主开关 602(图 22)关断(例如电压波形 840 的下降沿);时间 872,此时辅助开关 628 闭合(控制信号 810 的上升沿);以及时间 874,此时辅助开关 628 关断而主开关 602(图 22)闭合(波形 810 上的下降沿和波形 840 上的上升沿)。当被示为在时间 874 同时开关时,辅助开关 628 可有选择地在主开关 602(图 22)闭合之前、同时、或之后关断,其中所有这些变化实现被视为落于本发明和所附权利要求的范围内。在图 26 中所示电路的所示实现中,主开关 602(图 22)在时间 870 关断,其后主开关 602 和辅助开关 628(例如节点 603 和 607 上的电压)两端的电压如曲线 900 所示地分别在部分 852 和部分 822 上升。注意,在时间 874 主开关闭合期间,电压曲线 850 在主开关 602(图 22)两端为零,由此减轻任何相应开关损耗和/或在噪声发射。如图 27 中所示,开关电压曲线 820 和 850 在部分 824 和部分 854 上保持基本固定,且值通常等于输出滤波电容器 548(VOUT)两端的电压值,直至辅助开关 628 闭合的时间 872(主开关 602(图 22)保持关断),由此辅助开关电压在点 826 降至零。注意,辅助开关电流曲线 830 在时间 872 基本为零,由此辅助开关 628 不经历显著的闭合开关损耗。然后,在时间 874,主开关 602 再次闭合。注意,在时间 872 和时间 874 之间,主开关电压曲线 850 在开关 602(图 22)闭合之前一般在部分 856 上降为零,由此设置零电压闭合条件以使主开关 602(图 22)产生的开关损耗和噪声最小。此外,不同于以上图 25 中的电路或网络 601,在辅助开关闭合时间 872 之后辅助电流曲线 830 在部分 832 开始上升,然后在辅助开关关断时间 874 之前在部分 834 降至零,由此辅助开关关断是具有最小化(例如零)开关损耗和噪声发射的软开关事件。主开关 602(图 22)然后在 874 以基本上零伏闭合,而辅助开关电压 820 在部分 828 上升,直到通过共振电感器 622(图 22)的电流降至零。然后,周期继续直到下一时间 870,此时主开关 602(图 22)再次关断,其中主开关 602 保持在给定开关周期的时间量可通过脉宽调制或其它适当技术根据输出调节条件来确定。图 26 的电路 601a 提供辅助开关 628 的软开关,而电路 601 中的辅助开关 628 具有硬关断。这是通过图 26 的示例性电路 601a 实现的不同改进。

[0112] 图 25 和 26 的软开关系统或网络 601、601a 包括与主电源开关 602(图 22)并联的两个并联支路。第一支路包括控制到辅助开关 628、开关 602(图 22)和二极管 610(图 22)的电流的电感器 622(图 22)的电感,而第二支路具有开关 602 两端的电容控制电压。在图 26 中,该并联支路被分成两个电容器,其一控制辅助开关 628 两端的电压。

[0113] 图 26 的电容器 640(图 22)、640a 的电容通常等于图 25 的电容器 624 的电容。电容器 640(图 22)在开关 628 关断时软开关该开关。当开关 628 关断时电容器 640a 为零电压。它缓慢充电以提供软关断。当开关 628 闭合时,开关中的电流缓慢地通过电感器 622(图 22)增大,而二极管 610(图 22)随着电感器中电流的缓慢增加而关断。因而,网络 601a 在

开关周期期间软开关开关 628, 并控制通过升压或输出二极管 610 的电流。这是优于图 25 的网络 601 的一个改进。

[0114] 所公开的各种开关电流和电源拓扑可以若干方式组合以实现所公开发明的目的和优点。

[0115] 当然, 尽管本发明已参照焊接电源进行了讨论, 但可预期本发明可用于任何应用, 其中需要类似的电源要求并可解决类似的问题。

[0116] 本发明已对某些实施例和应用进行了描述。这些可加以组合和互换, 而不背离本发明的如所附权利要求限定的范围。如这些所附权利要求限定的本发明通过引用结合于此, 就像本发明相应特征的部分描述一样。

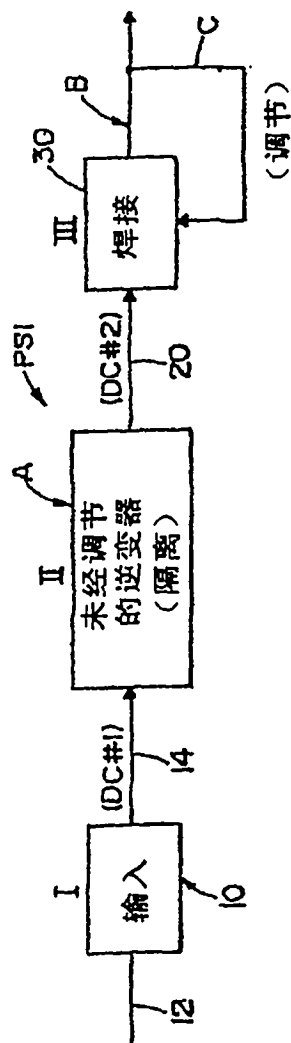


图 1

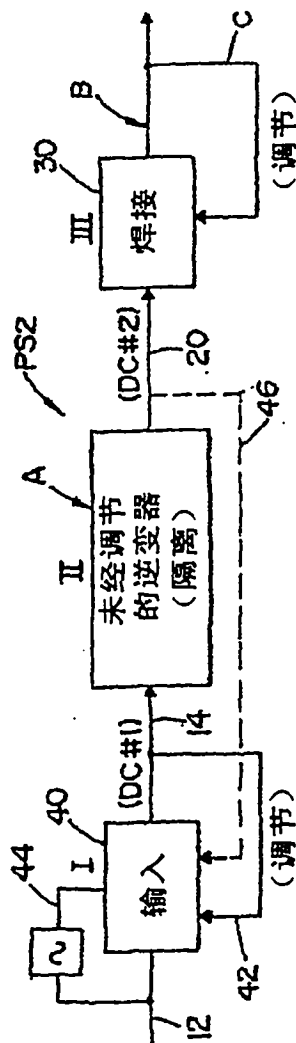


图 2

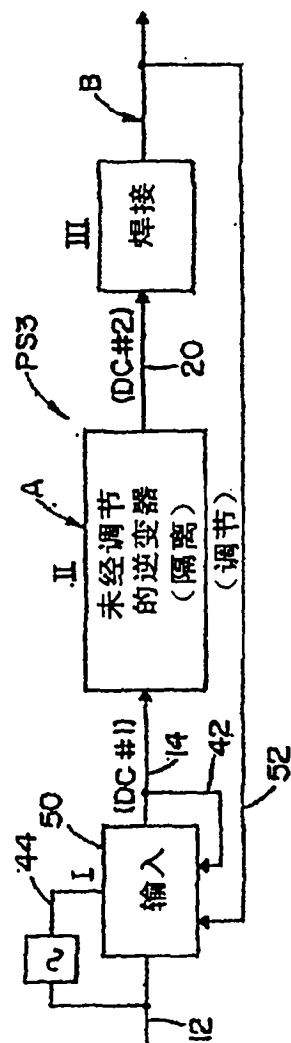


图 3

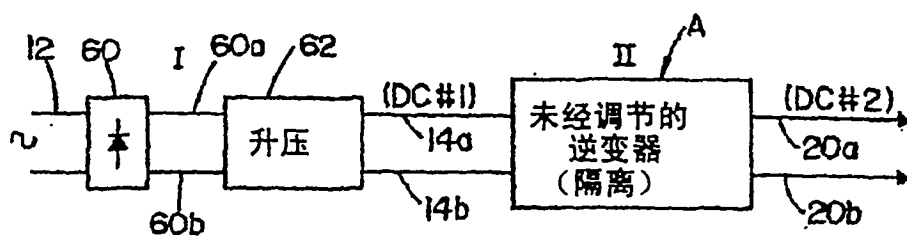


图 4

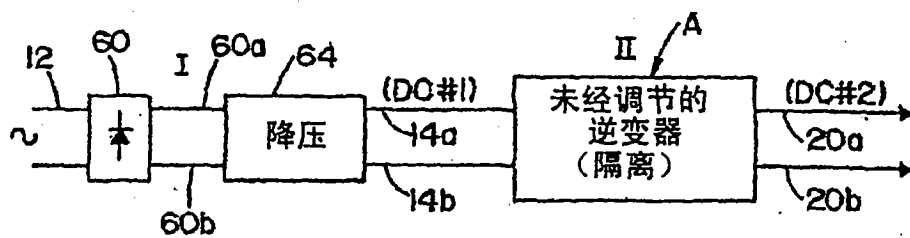


图 5

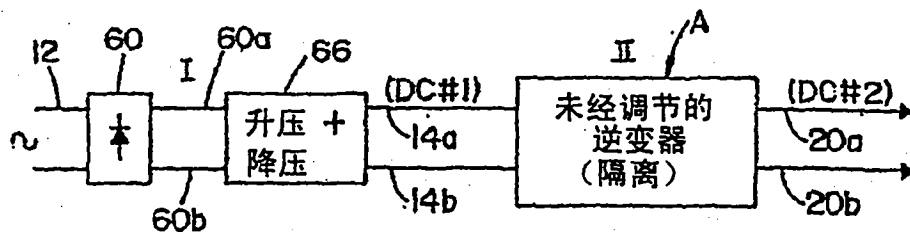


图 6

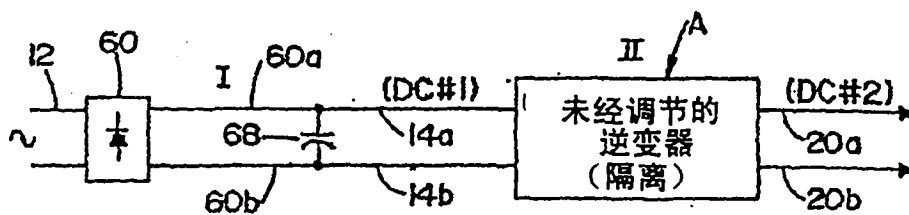


图 7

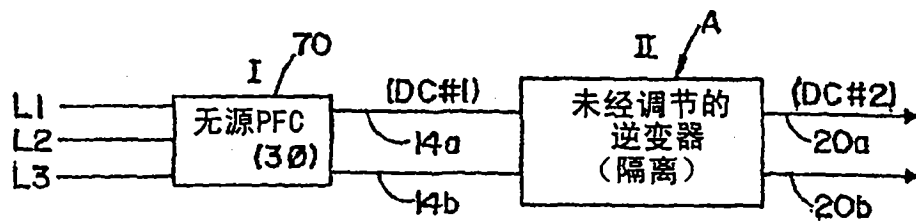


图 8

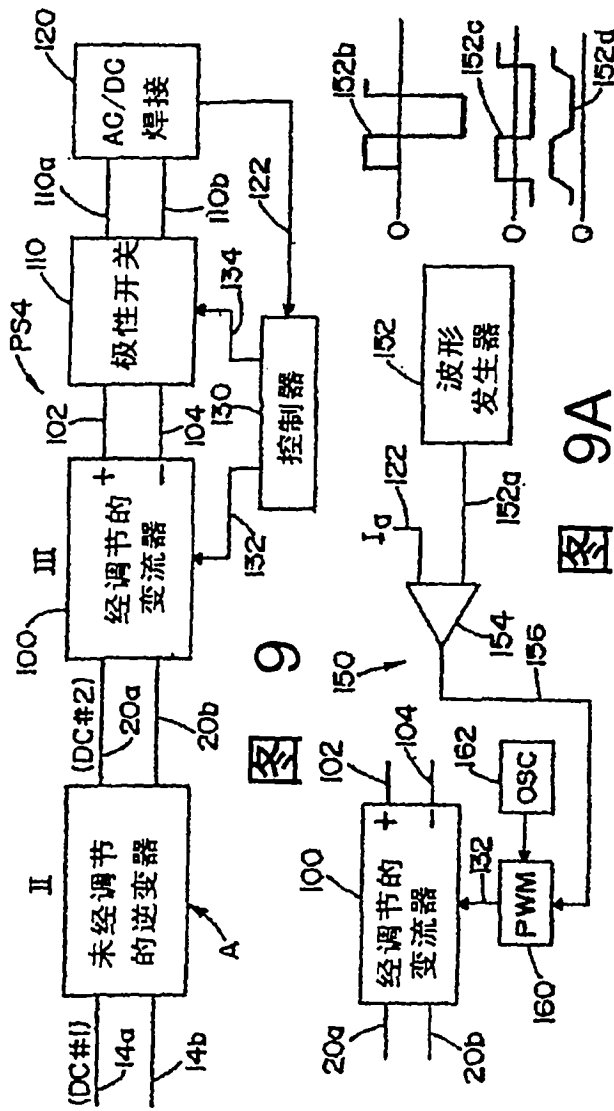


图 9A

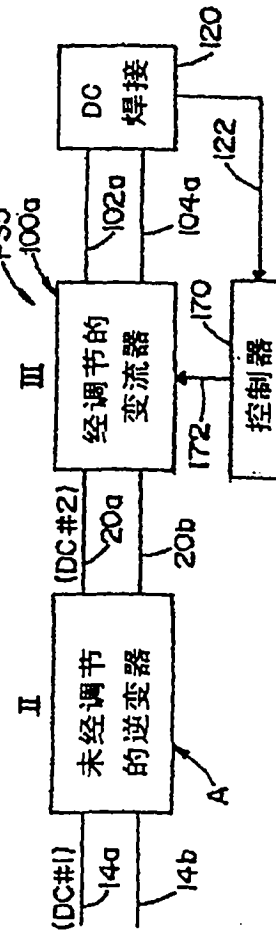


图 10

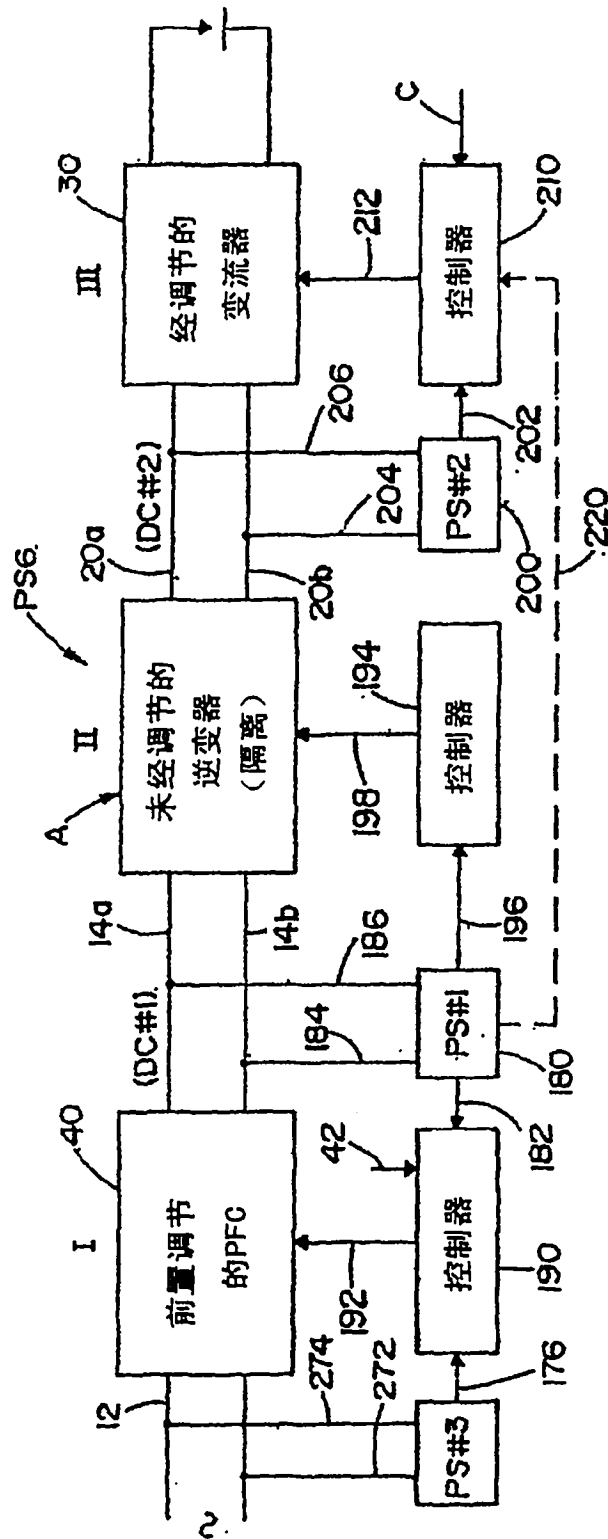


图 11

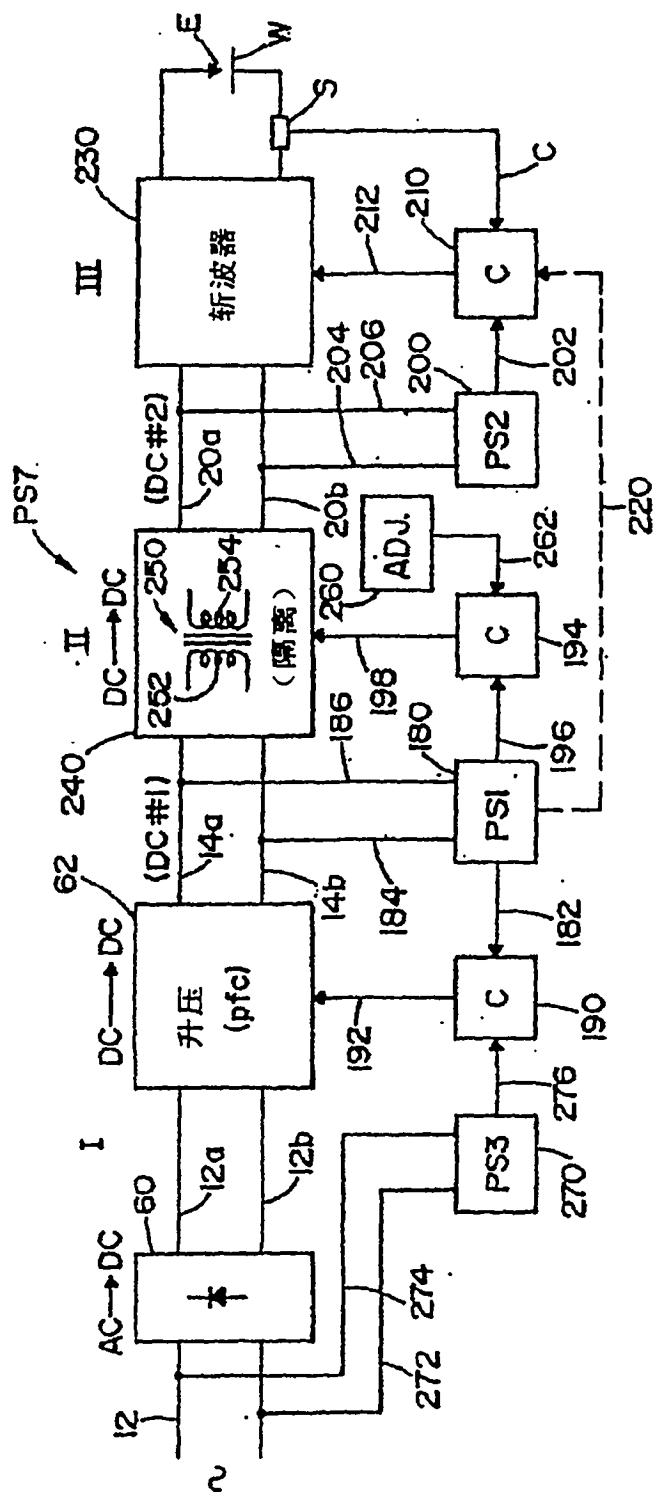


图 12

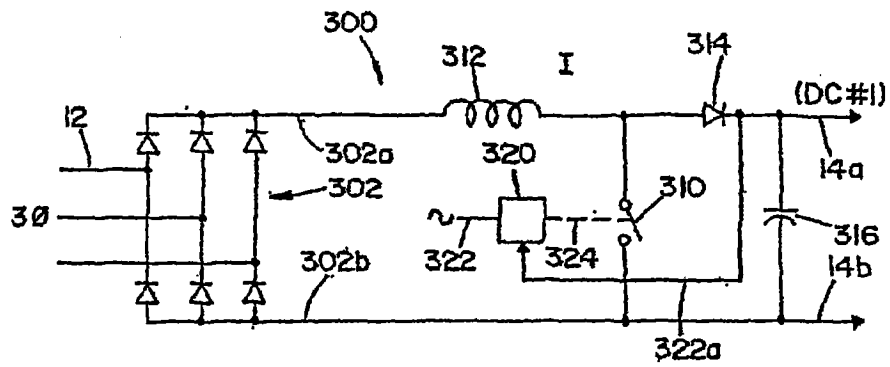


图 13

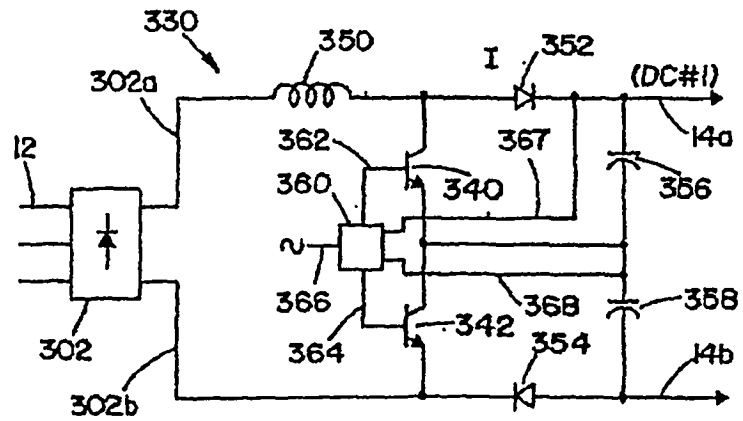


图 14

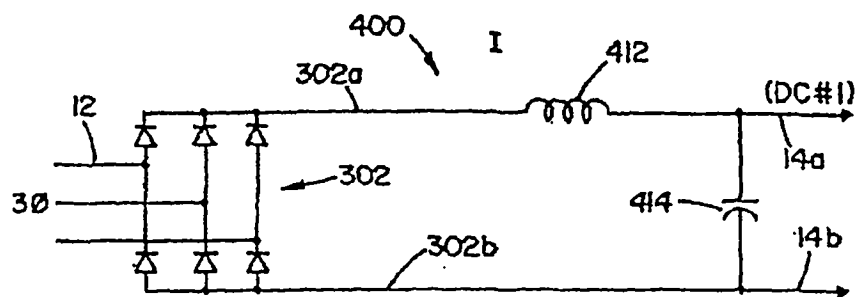


图 15

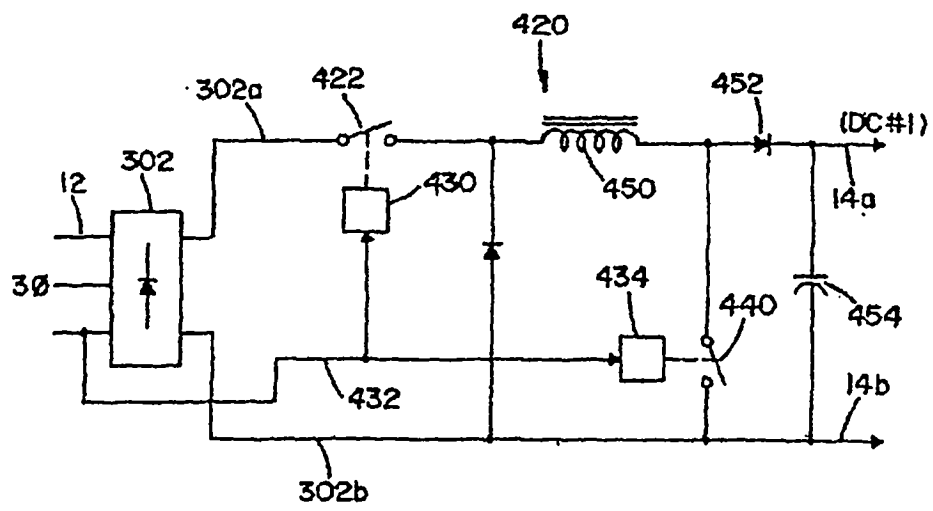


图 16

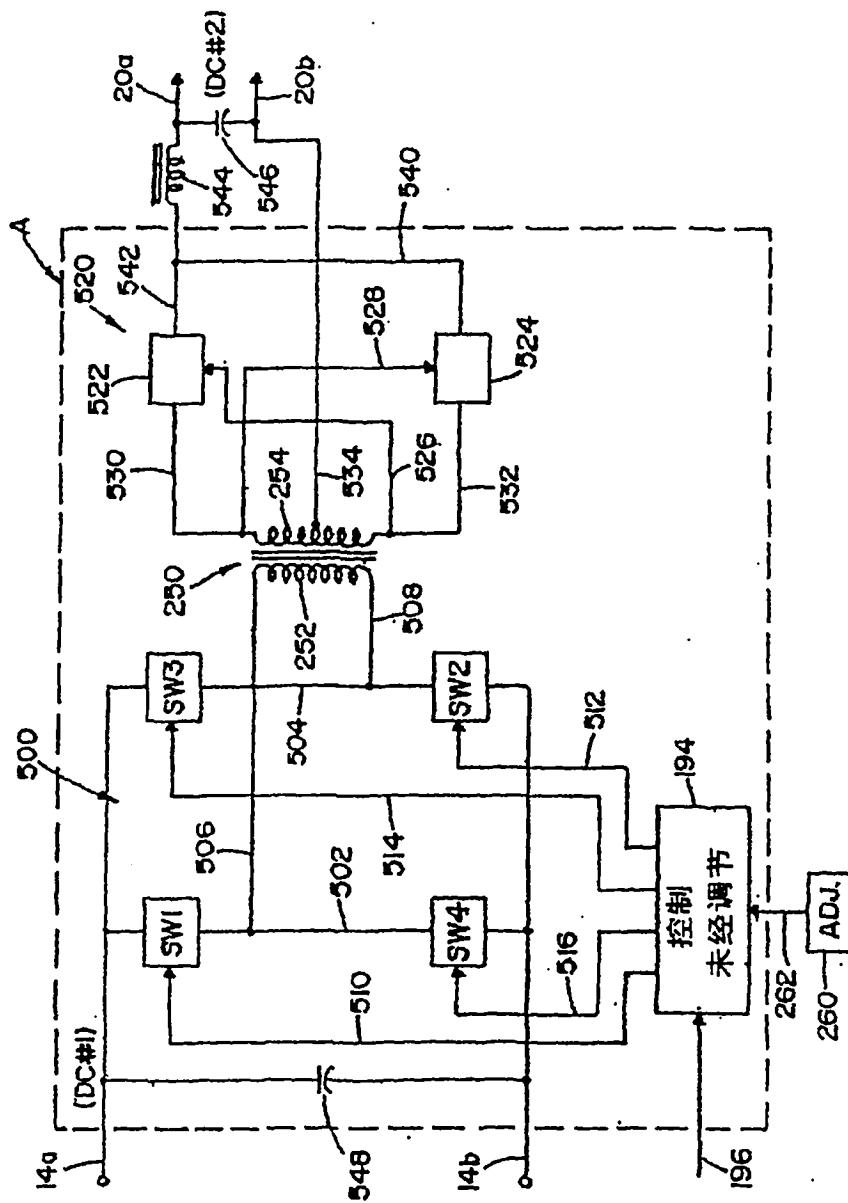


图 17

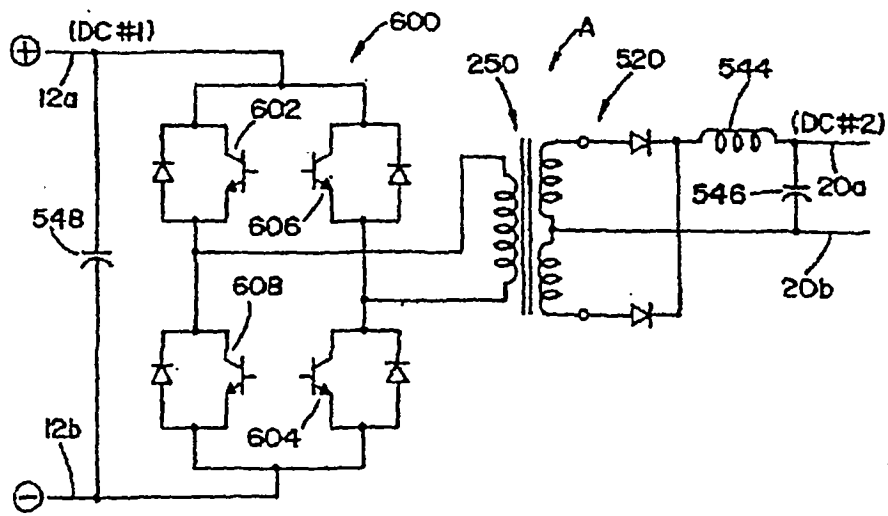


图 18

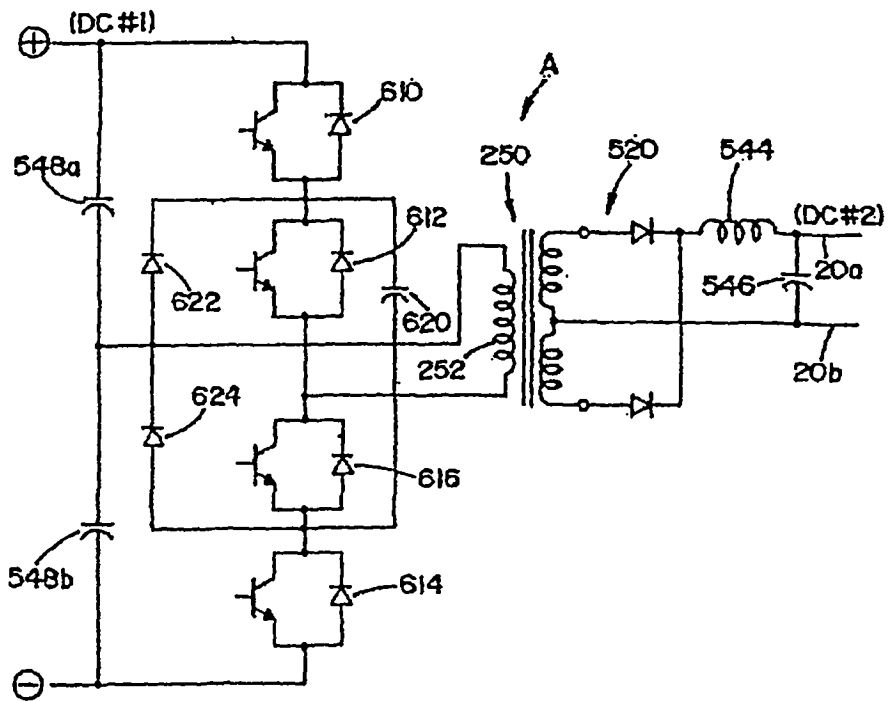


图 19

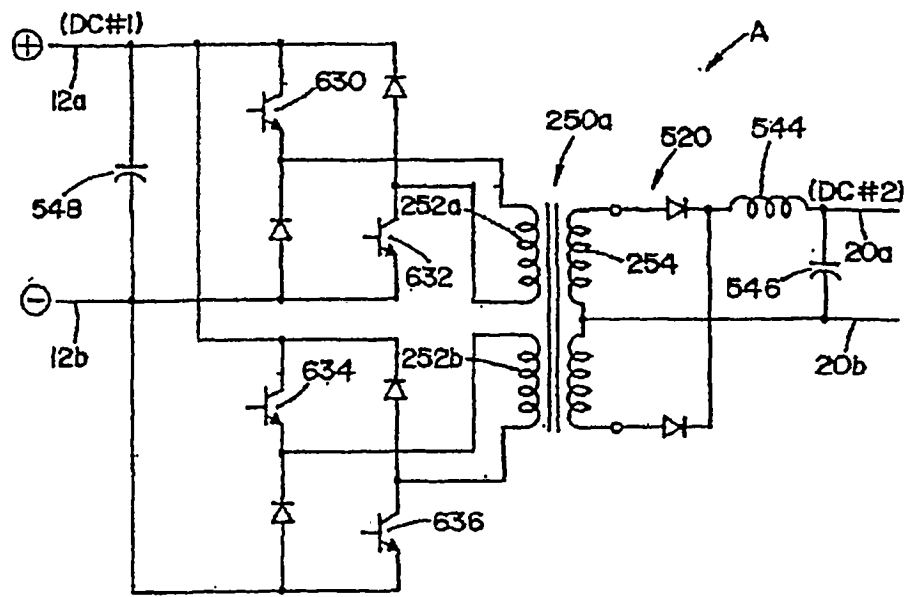


图 20

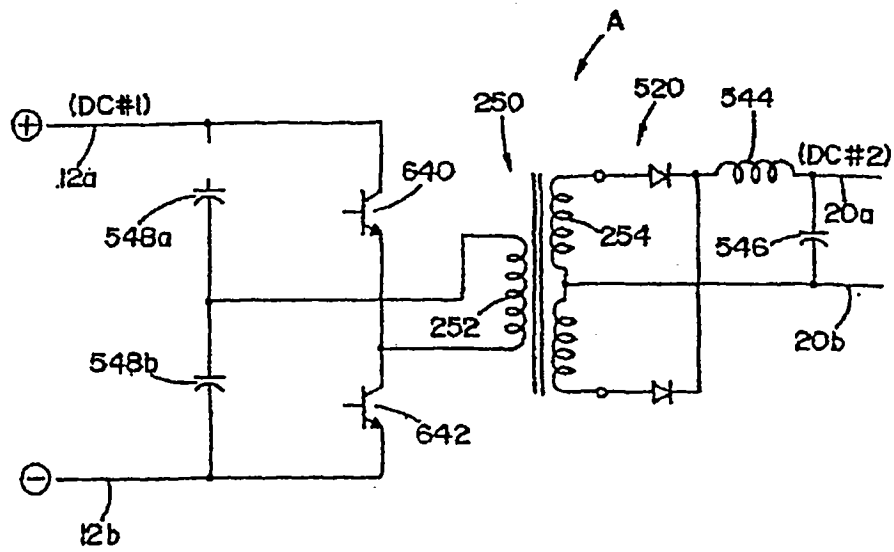


图 21

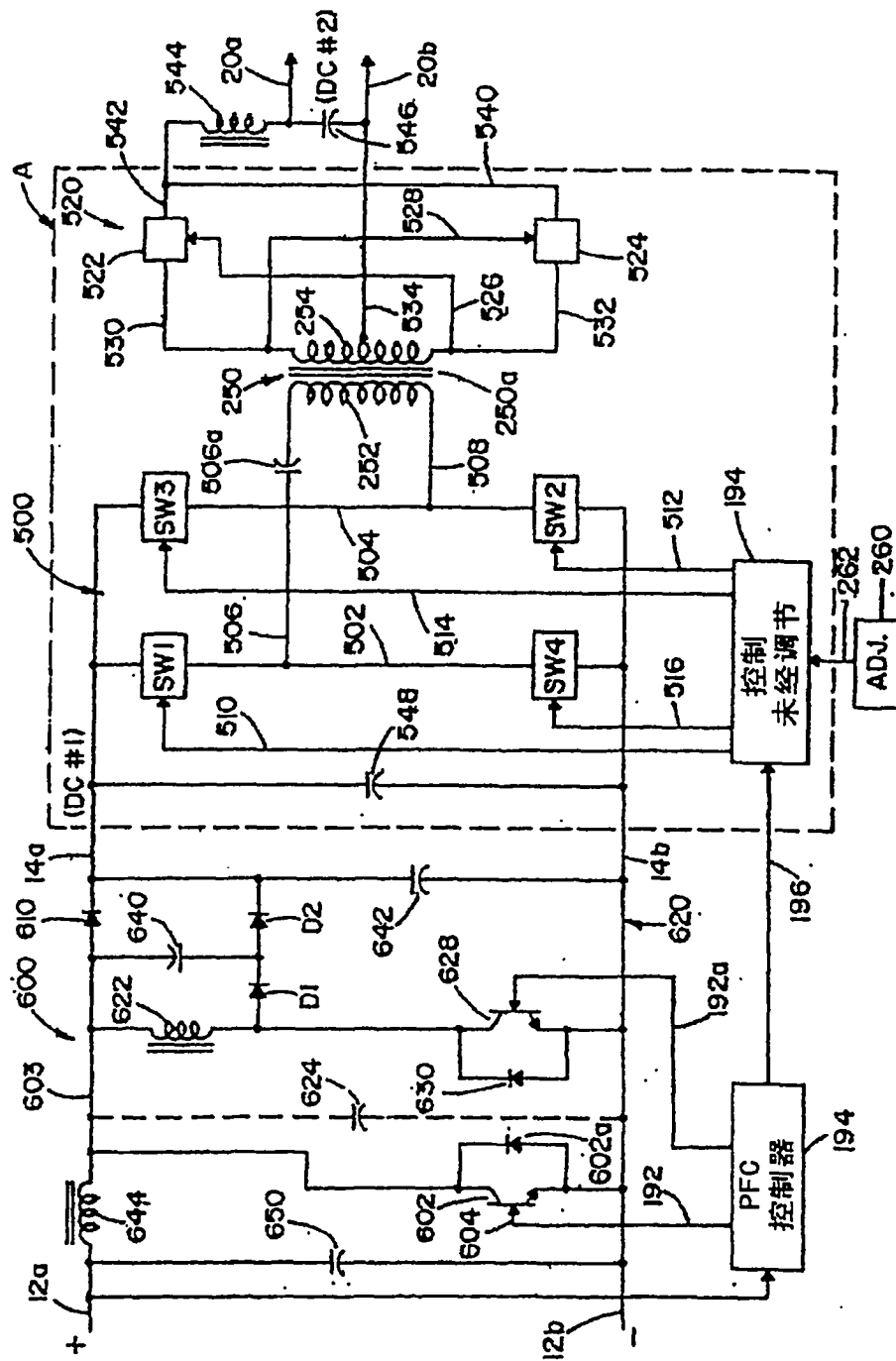


图 22

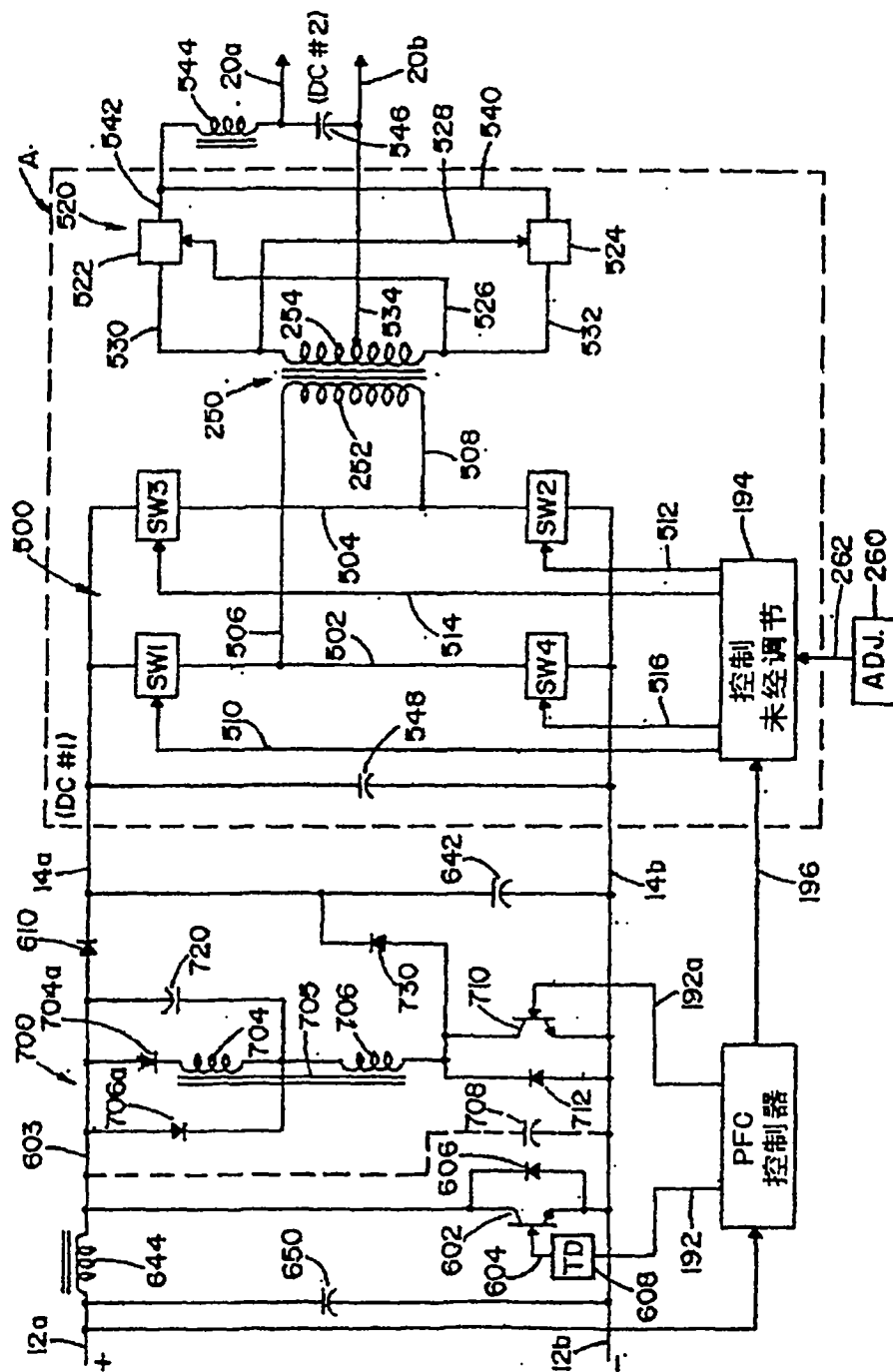


图 23

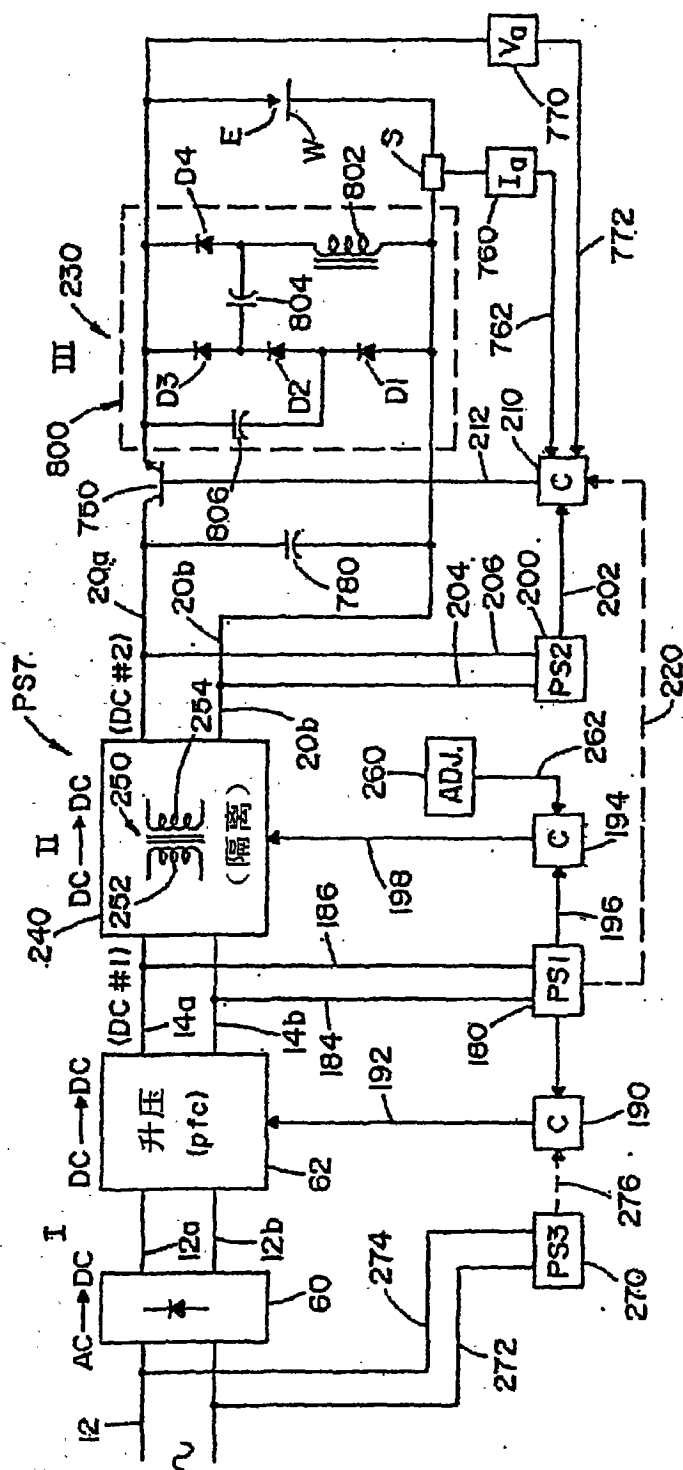


图 24

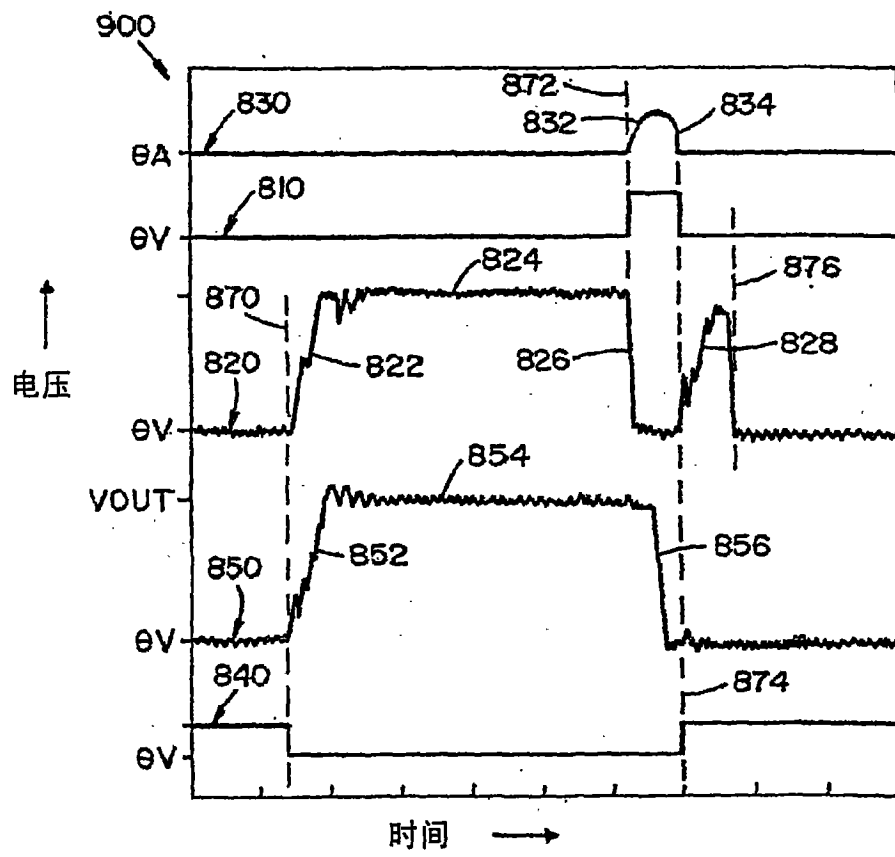


图 27