



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 102017376 B

(45)授权公告日 2016.09.07

(21)申请号 200980116684.9

(22)申请日 2009.03.24

(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 102017376 A

(43)申请公布日 2011.04.13

(30)优先权数据
12/054,109 2008.03.24 US

(85)PCT国际申请进入国家阶段日
2010.11.09

(86)PCT国际申请的申请数据
PCT/US2009/038009 2009.03.24

(87)PCT国际申请的公布数据
W02009/120649 EN 2009.10.01

(73)专利权人 施耐德电气公司

地址 美国罗得岛州

(72)发明人 P·普瑞萨德 R·格霍什
D·克里基克

(74)专利代理机构 永新专利商标代理有限公司
72002

代理人 过晓东

(51)Int.Cl.
H02M 1/42(2006.01)

(56)对比文件
CN 101080864 A, 2007.11.28,
CN 1959583 A, 2007.05.09,
US 2007/0067069 A1, 2007.03.22,

审查员 段文婷

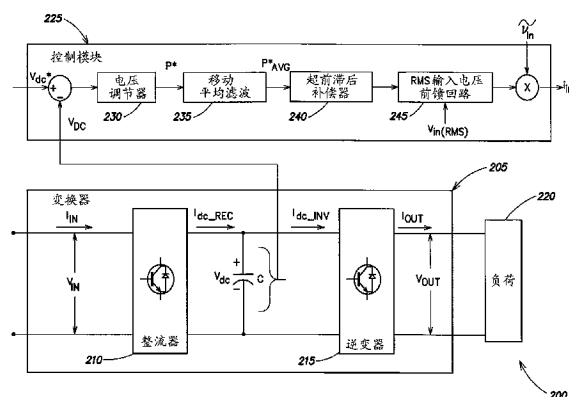
权利要求书3页 说明书13页 附图9页

(54)发明名称

UPS变频器和线路调节器

(57)摘要

在此揭示的系统和方法监视和控制给UPS、变频器或线路调节器中的一个或多个的变换器的输入。至少部分地由纹波电压造成的畸变能从控制给该变换器的输入电流中除去。在此描述的系统和方法提供简单有效的减少或消除在同步和异步操作模式期间来自变换器输入电流一种或多种次谐波振荡和总谐波畸变。该变换器可能包括一个或多个整流器和逆变器。



1. 一种用来控制变换器的方法,该方法包括:
接受包括纹波电压的电压信号;
部分地基于该电压信号通过将该电压信号与参考信号进行比较确定控制信号,该控制信号包括与纹波电压相关联的畸变;
通过使用具有时间窗口的移动平均滤波器至少滤掉一部分来自该控制信号的纹波电压产生平均控制信号,其中所述的时间窗口是在所述变换器的输出电压频率的基础上确定的;
偏移所述平均控制信号的相位以产生相位偏移的平均控制信号;
至少部分地基于该相位偏移的平均控制信号产生用于该变换器的输入电流的参考电流值;以及
把该变换器的输入电流向该参考电流值驱动。
2. 根据权利要求1的方法,其中驱动输入电流包括为该变换器的输入电流提供功率因数校正。
3. 根据权利要求1的方法,进一步包括:
把来自变换器的输出电流提供给负荷,其中输出电流有与输入电流的频率同步的频率。
4. 根据权利要求1的方法,进一步包括:
把来自变换器的输出电流提供给负荷,其中该输出电流有与输入电流的频率异步的频率。
5. 根据权利要求1的方法,进一步包括:
把纹波电压从该电压信号中滤掉;以及
把该电压信号向参考电压值驱动。
6. 根据权利要求5的方法,进一步包括:
把该电压信号加给与变换器相关联的逆变器。
7. 根据权利要求1的方法,其中产生参考电流值包括:
接受来自变换器的均方根输入信号。
8. 根据权利要求1的方法,其中驱动输入电流包括:
调整与输入电流相关联的脉宽调制控制信号的占空比。
9. 根据权利要求1的方法,其中纹波电压包括整流器纹波电压和逆变器纹波电压。
10. 根据权利要求1的方法,进一步包括:控制变换器按同步操作模式和异步操作模式之一操作。
11. 根据权利要求1的方法,其中变换器至少包括不间断电源、变频器和线路调节器之一。
12. 根据权利要求1的方法,其中产生平均控制信号包括:
按电压信号周期的众多时间例证抽取控制信号的子样。
13. 根据权利要求1的方法,其中接受电压信号、确定控制信号、产生平均控制信号、产生参考电流值和向参考电流值驱动变换器的输入电流是至少部分地用处理器完成的,而且该方法是至少部分地用储存在计算机易读的媒体之中并且用处理器运行的程序实现的。
14. 一种变换器,其中包括:

配置成接受输入电流的输入端；

配置成提供输出电流的输出端；

包括滤波器的控制模块；

该滤波器适合接受有与纹波电压相关联的畸变的控制信号和产生实质上没有纹波电压的平均控制信号，所述的滤波器是具有时间窗口的移动平均滤波器，其中所述的时间窗口是基于所述变换器的输出电压频率确定的；

超前滞后补偿器，其适于通过偏移所述平均控制信号产生相位偏移的平均控制信号；

该控制模块适合至少部分地基于该相位偏移的平均控制信号产生用于所述输入电流的参考电流值；而且

该控制模块适合向参考电流值驱动变换器的输入电流。

15. 根据权利要求14的变换器，进一步包括：

适合接受输入电流的整流器。

16. 根据权利要求15变换器，进一步包括：

与整流器相关联的逆变器，其中输入电流是与逆变器输出电流同相的。

17. 根据权利要求15变换器，进一步包括：

逆变器；以及

适合至少将一部分次谐波振荡信号从输入电流中除去的滤波器。

18. 根据权利要求15的变换器，其中纹波电压至少包括整流器纹波电压和逆变器纹波电压之一。

19. 根据权利要求15变换器，进一步包括：

与逆变器相关联的整流器；以及

适合至少把一部分谐波畸从输入电流中除去的滤波器。

20. 根据权利要求19的变换器，其中谐波畸变小于或等于输入电流的3.5%。

21. 根据权利要求15的变换器，其中控制模块适合调整控制信号向参考电压值驱动整流器电压。

22. 根据权利要求21的变换器，其中控制模块适合至少部分地基于整流器电压的均方根值产生参考电流值。

23. 根据权利要求14的变换器，其中滤波器适合至少把一部分谐波畸变从输入电流中除去。

24. 根据权利要求14的变换器，进一步包括：

与控制模块相关联的控制信号发生器，该控制信号发生器适合调整脉宽调制控制信号的占空比向参考电流值驱动变换器的输入电流。

25. 根据权利要求14的变换器，至少进一步包括有整流器的AC-DC脉宽调制变换器和有整流器和逆变器的AC-DC-AC脉宽调制变换器中的至少一个。

26. 根据权利要求14的变换器，至少进一步包括不间断电源、变频器和线路调节器中的至少一个。

27. 根据权利要求14的变换器，进一步包括：频率介于55Hz和65Hz之间的变换器输出电流。

28. 根据权利要求27的变换器，进一步包括：频率介于45Hz和55Hz之间的变换器输出电

流。

UPS变频器和线路调节器

发明领域

[0001] 本发明的至少一个实施方案通常涉及变换器的控制,更具体地说,涉及至少与不间断电源、变频器和线路调节器之一相关联的变换器的控制。

背景技术

[0002] 至少形成不间断电源(UPS)、变频器或线路调节器的部件的变换器用来把可靠的电力提供给许多不同类型的电子设备。时常,这样的电子设备需要来自变换器的特定的电压和/或电流输入。变换器输入电流中不想要的畸变能通过变换器输出加到用电设备上,这将造成低效操作、生产力损失,而且可能需要昂贵的电子元器件维护和更换费用。

[0003] 图1提供典型变换器100的方框图,该变换器形成把稳定功率和备份功率提供给负荷140的UPS的部件。与图1所示类似的UPS可从West Kingston的美国能量变换公司(American PowerConversion(APC)Corporation)RI购买。变换器100可以包括整流器110、逆变器120、控制器130和电池150。变换器100有分别与输入AC电源的输电线和中性线联结的输入端112和114而且有把输出线和中性线提供给负荷140的输出端116和118。

[0004] 在线操作模式中,在控制器130的控制下,整流器110接受交流输入电压并且以输出线121和122提供相对于公用线124正的和负的DC输出电压。在电池操作模式中,在失去输入的交流功率之时,整流器110利用电池150产生DC电压。公用线124可能与输入中性线114和输出中性线118联结通过变换器100提供连续的中性线。逆变器120接受来自整流器110的DC电压并且以输电线116和118提供AC输出电压。

发明内容

[0005] 在此揭示的系统和方法监视和控制给UPS、变频器或线路调节器中的一个或多个的变换器的输入。为了提高效率,至少部分地由纹波电压造成的畸变可以从控制信号中除去。此外,给变换器的输入电流可以受到控制。这将改善变换器的操作和至少减少或消除来自变换器输入的谐波畸变和次谐波振荡信号之一。本发明的至少一个方面指向用来控制变换器的方法。该方法接受包括诸如纹波电压之类的畸变的电压信号并且部分地基于该电压信号通过将该电压信号与参考信号与进行比较确定控制信号。该控制信号可以包括与纹波电压相关联的畸变。该方法通过至少滤掉一部分来自该控制信号的纹波电压产生畸变比该控制信号少的平均控制信号。该方法至少部分地基于该平均控制信号产生参考电流值并且向该参考电流值驱动变换器的输入电流。

[0006] 本发明的至少一个其它方面指向用来控制变换器的系统。该系统包括与变换器相关联而且包括滤波器的控制模块。该滤波器适合接受有与纹波电压相关联的畸变的控制信号,该滤波器还适合产生实质上没有纹波电压的平均控制信号。该控制模块适合至少部分地基于该平均控制信号产生参考电流值,该控制模块进一步适合向该参考电流值驱动变换器的输入电流。

[0007] 本发明的至少一个其它方面指向用来控制不间断电源的系统。该系统包括用来过

滤有与纹波电压相关联的畸变的控制信号产生实质上没有畸变的平均控制信号的装置。控制模块与不间断电源相关联,该控制模块适合至少部分地基于该平均控制信号产生参考电流值。该控制模块进一步适合向该电流参考值驱动不间断电源的输入电流。

[0008] 本发明的至少一个其它方面指向一种存有包括将促使处理器控制变换器接受包括纹波电压的电压信号的指令的指令序列的计算机易读的媒体。那些指令促使处理器控制变换器部分地基于该电压信号通过将该电压信号与参考信号进行比较确定控制信号,该控制信号包括与纹波电压相关联的畸变。那些指令促使处理器控制变换器通过至少滤掉一部分来自该控制信号的纹波电压产生平均控制信号并且至少部分地基于该平均控制信号产生参考电流值。那些指令促使处理器控制变换器向参考电流值驱动变换器的输入电流并且把该输入电流加给至少与不间断电源、变频器和线路调节器之一相关联的整流器。

[0009] 这些方面的各种不同的各种不同的实施方案可能包括为变换器的输入电流提供功率因数校正或者偏移该平均控制信号的相位。至少一个实施方案可能包括把来自变换器的输出电流提供给负荷。在各种不同的实施方案中,从变换器到负荷的输出电流可能有与变换器的输入电流同步或异步的频率。在一个实施方案中,纹波电压可以从电压信号中滤掉,而且该电压信号可能被向参考电压值驱动。一个实施方案包括按电压信号周期的众多时间例证抽取控制信号子样以产生平均控制信号。在各种不同的实施方案中,至少整流器和逆变器之一可能与变换器相关联,而且滤波器可能适合至少将一部分次谐波振荡信号、总谐波畸变信号或两者从变换器的输入电流中除去。在一个实施方案中,超前滞后补偿器调整平均控制信号的相位。在各种不同的实施方案中,脉宽调制控制信号占空比的调整把变换器的输入电流向参考电流值驱动。

[0010] 这些目标和目的是用依照权利要求1和任何其它权利要求的方法和系统实现的。进一步的细节可以在剩余的权利要求中找到。在此揭示的系统和方法的其它方面和优势从下面与仅仅作为范例举例说明本发明的原则的附图相结合的详细描述将变得明显。

附图说明

[0011] 这些附图不打算依比例绘制。在这些附图中,每个在各种不同的附图中列举的同一的或几乎同一的元器件将用相似的数字表示。为了清楚,可能并非每个元器件在每幅附图中都被标注出来。在这些附图中:

[0012] 图1是依照本发明的实施方案举例说明变换器的功能方框图;

[0013] 图2是依照本发明的实施方案举例说明变换器的控制的系统方框图;

[0014] 图3是依照本发明的实施方案举例说明变换器输入电流的次谐波振荡的曲线图;

[0015] 图4是依照本发明的实施方案举例说明变换器输入电流的总谐波畸变的曲线图;

[0016] 图5是依照本发明的实施方案举例说明移动平均滤波器的增益特征的曲线图;

[0017] 图6是依照本发明的实施方案举例说明变换器的控制的方框图;

[0018] 图7是依照本发明的一个实施方案举例说明移动平均滤波器的信号滤波的曲线图;

[0019] 图8是依照本发明的一个实施方案描绘变换器的操作的曲线图;而

[0020] 图9是依照本发明的实施方案用来控制变换器的方法的流程图。

具体实施方式

[0021] 这项发明在其应用方面不局限于在下面的描述中陈述的和在附图中举例说明的元器件的构造和安排的细节。本发明可以有其它的实施方案而且能够以各式各样的方式实践或实现。另外,在此使用的片语和术语是为了描述,不应该被视为限制。

[0022] 本发明的至少一个实施方案改善变换器(例如,图1的变换器)的控制。然而,本发明的实施方案不局限于图1的变换器,而是可能通常用于其它的变换器、电源、变频器线路调节器或其它系统。

[0023] 如用于举例说明的附图所示,本发明可能体现在用来控制变换器的系统和方法之中。这些系统和方法能向减少畸变的参考电流值驱动变换器的输入电流。在此揭示的系统和方法的实施方案用来滤掉次谐波振荡、谐波畸变或两者。

[0024] 图2是依照本发明的实施方案举例说明变换器的控制系统200的方框图。系统200通常包括至少一个变换器205。变换器205可能包括把交流(AC)信号转换成DC(DC)信号或者把DC信号转换成AC信号的电路。在一个实施方案中,变换器205包括把AC信号转换成DC信号和把DC信号转换成AC信号的电路。变换器205可能包括不间断电源、变频器或线路调节器。举例来说在一个实施方案中,变换器205能包括维持连续地或几乎连续地给各种不同的负荷供应电力的不间断电源(UPS)。这种UPS可能有联机的或脱机的变化。在一个实施方案中,变换器205能服从在IEEE-519和IEC 61000-3-2工业标准中陈述的谐波标准。

[0025] 变换器205可能包括至少一个整流器210。整流器210通常包括把AC信号转换成DC信号的电路。在一个实施方案中,整流器210包括功率因数校正(PFC)整流器。PFC整流器通常调整整流器210的功率因数减少由整个系统200消散的而且能,举例来说,在有非线性负荷的情况下作为在整流器210的输入电流中的谐波畸变出现的无功功率损失造成的功率损失。功率因数为1是理想的而且代表损失最小的系统,而系统200在整流器210包括PFC整流器的一个实施方案中能维持功率因数接近1.0,例如,至少0.90。整流器210可能在各种不同的实施方案中提供半波或全波整流。

[0026] 在一个实施方案中,变换器205的整流器210能向至少一个逆变器215输出电压 V_{DC} 和/或电流 I_{DC} 。在其它的实施方案中,整流器210能向至少一个负荷220输出 V_{DC} 或 I_{DC} 。逆变器215在一个实施方案中能作为变换器205的部件被包括在内。在有逆变器215存在的一个实施方案中,逆变器215能接受来自整流器210的DC电压 V_{DC} 并且把AC输出信号提供给可能包括非线性负荷(例如,计算机负荷或其它电子设备)的负荷220。在各种不同的实施方案中,逆变器215可能包括三相逆变器或单相逆变器。在一个实施方案中,逆变器215可能包括像在此通过引证并入的授权给Nelson并且转让给本申请的受让人的美国专利第6,838,925和7,126,409号所描述的那样的逆变器。

[0027] 负荷220可能包括线性或非线性负荷。举例来说,负荷220可能包括计算机、服务器、通信设备、数据存储设备、插件模块,或需要输入功率的其它电子设备或器件。负荷220可能包括DC负荷或AC负荷,而且在各种不同的实施方案中,负荷220能至少接受整流器210和逆变器215之一的电压输出作为输入。系统200描述逆变器215是存在的并且把输出提供给负荷220的实施方案。在一个实施方案中,系统200可能不包括逆变器215。举例来说,变换器205可能包括变频器,而整流器210的输出能被作为输入应用于负荷220。

[0028] 在一个实施方案中,变换器205形成AC-DC-AC双转换电源转换器系统(例如,不间断电源、变频器或AC线路调节器)的部件。这样的双转换系统可以按同步或异步操作模式运行。在同步运行期间,变换器205的输出电流有通常与变换器205输入电流的频率同步的频率。在异步运行期间,变换器205的输出有通常有与变换器205的输入电流的频率不同步的频率。在一个实施方案中,输出频率可能不同于输入频率。在同步或异步运行之下,AC-DC-AC双转换系统的整流器210的输入电流的畸变能引起总谐波畸变(THD)和较低的输入功率因数。

[0029] 在双转换系统的一个实施方案中,变换器205包括整流器210和逆变器215,而整流器210可能包括PFC前端整流器。通常,整流器210的输入电流在同步和异步模式之下都可能畸变。举例来说,按异步操作模式操作AC-DC-AC双转换系统能将次谐波振荡引进整流器210的输入电流,因为整流器210可能从图1的主线路112和114吸取振荡电流。

[0030] 图3是曲线图举例说明次谐波振荡of变换器输入电流依照an实施方案。如同图3的实施方案列举的那样,整流器210的DC总线电压 V_{DC} 中的纹波电压 $V_{DC(Ripple)}$ 引起次谐波振荡和使整流器210输入电流 I_{IN} 发生畸变。举例来说,当整流器210输入电流携带频率低于整流器210的输出频率的成份的时候,图3描绘的次谐波振荡可能发生。这能在整流器210的电源变压器和电感线圈引起磁饱和。次谐波振荡还能在系统200的公用联结点(PCC)引起电压波形畸变而且能引起不想要的视觉感知的光闪烁。

[0031] 图4是依照本发明的实施方案曲线图举例说明变换器输入电流的谐波畸变。在各种不同的实施方案中,当变换器205在同步或异步模式下运行的时候,谐波畸变可能发生。变换器205的输入电流 I_{IN} , (即,整流器210的输入电流)的畸变能增加 I_{IN} THD水平和已减少的输入功率因数。

[0032] 回到图2,在一个实施方案中,在此揭示的系统和方法包括在同步和异步模式之下进入变换器205的输入特性的数字控制。举例来说,在此揭示的控制系统和方法能在AC-DC-AC双转换系统的变换器205按异步模式运行的时候消除次谐波振荡而且能在同步和异步模式期间减少AC-DC-AC双转换系统的输入电流总谐波畸变。

[0033] 参照图2的系统200,变换器205的特性可能受至少一个控制模块225的控制。控制模块225通常控制变换器205的操作而且可能包括至少一个处理器。举例来说控制模块225可能控制整流器210的一个或多个输入电流 I_{IN} 和电压 V_{DC} 。举例来说整流器210能沿着至少一条总线线路馈送一个或多个 I_{DC} 和 V_{DC} ,而逆变器215能把一个或多个电压 V_{OUT} 和电流 I_{OUT} 馈送给负荷220。在这个范例的各种不同的实施方案中,逆变器215的输出电压(即, V_{OUT})的频率可能与整流器210的输入电压的频率相同或不同。就这个范例继续,控制模块225能调整整流器210的输入电流 I_{IN} ,通过,举例来说,至少部分地基于负荷220的电力需求调节整流器210的输入电流,将DC总线电压 V_{DC} 保持在参考电压 V_{DC} 。

[0034] 在一个实施方案中,控制模块225包括至少一个电压调节器230。电压调节器230维持通常不变的输出电压水平而且可能包括,举例来说,任何比例(P)型、比例-积分(PI)型,或比例-积分-微分(PID)型的电压调节器。电压调节器230的输出在实施方案中能作为至少一个滤波器的输入(例如,至少一个移动平均滤波器235)。移动平均滤波器235通常这样操作,即,计算来自输入信号的许多抽样点的平均值产生输出信号的每个点。移动平均滤波器235能对电压调节器230的输出进行滤波,而且在各种不同的实施方案中,移动平均滤波器

235可以包括有低时间常数将对整流器210电压回路稳定性的影响减到最小的一阶系统。在一个实施方案中,移动平均滤波器包括有限脉冲响应(FIR)滤波器。

[0035] 虽然图2没有展示,但是人们应该领会到控制模块225的输出可能作为变换器205的输入。举例来说,控制模块225的参考电流 I_{IN}^* 可能在整流器210处加给变换器205的输入端。在一个实施方案中,控制模块225向控制模块225参考电流 I_{IN}^* 的数值驱动变换器205的输入电流 I_{IN} 。在一个实施方案中,变换器205包括控制模块225。举例来说,控制模块225可能被集成到变换器205之中或作为变换器205的部件。

[0036] 图5是依照本发明的实施方案举例说明移动平均滤波器235的增益特征的曲线图。如同在图5中列举的那样,移动平均滤波器235可能在频率 f_w 及其倍数下提供零增益,而在DC信号下提供单位增益。举例来说,如果移动平均滤波器235的输入是DC信号,它将没有衰减地传送到输出端。在一个实施方案中,如果移动平均滤波器235的输入60Hz信号而且时间窗口 $T_w=1/f_w$ (即,在这个范例中为 $1/60\text{Hz}$),那么移动平均滤波器235的输出可能是零。移动平均滤波器235的输出在 $2f_w$ 、 $3f_w$ 之类整数倍的输入频率(即, 120Hz , 180Hz , 240Hz ,等等)下也可能是零。在一个实施方案中,移动平均滤波器235的输入信号频率可能是50Hz,其中 $T_w=1/60\text{Hz}$ 。在这个范例中,增益可能介于零和一之间。在这个范例的一个实施方案中,增益可能小于或等于0.25。

[0037] 进一步参照图2,系统200可能还包括至少一个超前滞后补偿器240,该超前滞后补偿器在一个实施方案中能调整可能由移动平均滤波器235引进的相位滞后。举例来说移动平均滤波器235可能在电压回路的零交叉频率或其周围引进相位滞后。在这个实施方案中,超前滞后补偿器240可能与移动平均滤波器235串联,以便在频率响应中调整这个滞后。举例来说,就方程(1)而论,在一个实施方案中,移动平均滤波器235可能包括一阶低通滤波器,其中 $G_{MAF}(s)$ 是移动平均滤波器235以 τ_{MAF} 作为它的时间常数的等价s域(即,频率域)的转移函数,而 $1+s\tau_{MAF}$ 是移动平均滤波器235的有效极点。在一个实施方案中,移动平均滤波器235的有效极点可能充分地远离电压回路过渡频率,以便它不干扰电压回路的稳定性通常控制整流器210的输入电流的总谐波畸变。举例来说,移动平均滤波器235的有效极点可能在大于或和等于60赫兹的位置,其中电压回路过渡频率在大约6-10Hz。

[0038] (1) $G_{MAF}(s)=1/(1+s\tau_{MAF})$

[0039] 在系统200包括超前滞后补偿器240的一个实施方案中,移动平均滤波器235在零交叉频率周围引进的相位变化能通过把超前滞后补偿器240与移动平均滤波器235串联连接进行调整,如方程(2)所示,其中 $G_{LEAD-LAG}(s)$ 是超前滞后补偿器240的s域转移函数, T_z 和 $0.1T_z$ 是超前滞后补偿器240的零点和极点的时间常数。在一个实施方案中,时间常数 T_z 可能被设定在 τ_{MAF} , (即, $T_z=\tau_{MAF}$),以便在方程(1)的实施方案中补偿移动平均滤波器235的极点。在另一个实施方案中,时间常数 T_z 可能被放在 τ_{MAF} 附近以减少移动平均滤波器235的极点影响。

[0040] (2) $G_{LEAD-LAG}=(1+sT_z)/[1+(0.1T_z)s]$

[0041] 在一个实施方案中,稳定态均方根(RMS)输入电压 $V_{IN(RMS)}$ 能随着变换器205输出功率逐渐增加或由于供应规则从举例来说120V的名义值逐渐减少。这可能发生在包括计算机之类非线性负荷220的实施方案中。在一个实施方案中,RMS电压校正可能适用于控制模块225补偿这种减少实现恒定的功率控制(即,保持电压调节器230的输出 P^* 在输入主线的电

压 V_{IN} 变动期间通常是不变的)。在其它的实施方案中,RMS电压校正能用来改善系统200对抗输入电压 V_{IN} 变化(例如,骤升或急降)之类的线路干扰的动态响应。举例来说,控制模块225可能包括均方根(RMS)输入电压前馈回路245。通常, $V_{IN(RMS)}$ 的下降能通过使用RMS输入电压前馈回路245来补偿,该RMS输入电压前馈回路在一个实施方案中调整参考电流 I_{IN}^* 以便 V_{DC} 在满负荷条件下保持在 V_{DC}^* 。在一个实施方案中,RMS输入电压前馈回路245可能包括至少一个RMS电压校正控制器,该控制器,举例来说,可能包括与数学运算或控制算法(包括,举例来说,数字信号处理(DSP)代码)相关联用来补偿输入主线电压 V_{IN} 的稳定态下降和在任何负荷220条件(包括非线性负荷220的满负荷条件)下保持 V_{DC} 在 V_{DC}^* 或其附近的积分型控制器或低通滤波网络。

[0042] RMS输入电压前馈回路245通常实现恒定的功率控制,举例来说,在包括各个输入相分享负荷的多相逆变器的应用中。RMS输入电压前馈回路245可能还改善变换器205的动态响应,例如,在线路干扰(例如,输入电压 V_{IN} 改变)期间DC总线电压 V_{DC} 的和输入电流的响应。

[0043] 在控制模块225不包括RMS输入电压回路245的一个实施方案中,电压调节器230的输出可能包括用于输入电流 I_{IN} 的参考电流振幅。图6是举例说明变换器205的控制的方框图,该方框图包括这个实施方案的范例。如同图6列举的那样,电压调节器230的输出可能被接到移动平均滤波器235(在图6中未展示)上,以便滤掉来自电压调节器输出电流 I_{IN}^* 的纹波。

[0044] 进一步参照图2, $V_{IN(RMS)}$ 是输入电压 V_{IN} 的均方根数值, P^* 是输入功率参考值, I_{IN}^* 是用来控制整流器210的输入电流参考值。在一个实施方案中,输入电流 I_{IN} 可能与 V_{IN} 同相,而DC总线电流 I_{DC_REC} (整流器210的输出电流)和 I_{DC_INV} (逆变器215的输入电流)至少能包括DC项、开关频率项和低频AC项之一。在一个或多个 I_{DC_REC} 和 I_{DC_INV} 中的AC项可能在DC总线电压 V_{DC} 中引起对应的纹波成份。在一个实施方案中,当与低频纹波电压进行比较的时候, V_{DC} 中的开关频率纹波电压由于其较低的振幅可能被忽略。所以,稳定态总线电压 V_{DC} 除了包括参考电压 V_{DC} 之外还包括低频纹波电压 $V_{DC(Ripple)}$,如方程(3)所示。

[0045] (3) $V_{DC} = V_{DC}^* + V_{DC(Ripple)}$

[0046] 在一个包括逆变器215的实施方案中, $V_{DC(Ripple)}$ 可以被分成方程(4)展示的成份,其中哪里 $V_{DC_REC(Ripple)}$ 和 $V_{DC_INV(Ripple)}$ 包括分别由整流器210和逆变器215贡献的纹波电压。

[0047] (4) $V_{DC(Ripple)} = V_{DC_REC(Ripple)} + V_{DC_INV(Ripple)}$

[0048] 在变换器205包括单一DC总线的实施方案中,纹波电压 $V_{DC_REC(Ripple)}$ 可能包含在 $2 \times f_{IN}$ 及其倍数下的成份,其中 f_{IN} 是变换器205的线路频率。在替代实施方案中,变换器205包括分立的DC总线,纹波电压 $V_{DC_REC(Ripple)}$ 可能包含在 f_{IN} 及其倍数下的成份。类似地,在一个有逆变器215的实施方案中,纹波电压 $V_{DC_INV(Ripple)}$ 在逆变器215包括多电平逆变器的情况下可能包含在逆变器215输出频率 f_{OUT} 及其倍数下的成份,举例来说,在逆变器215包括双电平逆变器的情况下在 $2 \times f_{OUT}$ 。

[0049] 在一个实施方案中,在稳定态,电压调节器230处理纹波电压 $V_{DC_REC(Ripple)}$ 和 $V_{DC_INV(Ripple)}$ 并且把对应的纹波项引进参考功率信号 P^* 。在这个实施方案中,如果不将这些纹波项从 P^* 中滤掉(举例来说,用移动平均滤波器235),它们就能转嫁到参考电流值 I_{IN}^* 上。在一个实施方案中,在参考电流值 I_{IN}^* 中由 $V_{DC_REC(Ripple)}$ 引进的纹波如果不被滤掉就可能在

控制模块225把 I_{IN} 驱向 I_{IN}^* 的数值时引起整流器210输入电流 I_{IN} 的谐波畸变。此外,在一个实施方案中, $V_{DC_INV(Ripple)}$ 引进的纹波能在 I_{IN} 中引起次谐波振荡和谐波畸变,举例来说,当变换器205按异步操作模式工作(例如,输出电流 I_{OUT} 有与输入电流 I_{IN} 的频率 f_{IN} 异步的频率 f_{OUT})的时候。在替代实施方案中, $V_{DC_INV(Ripple)}$ 引进的纹波可能引起 I_{IN} 中的谐波畸变,举例来说,当变换器205按同步操作模式工作(例如,输出电流 I_{OUT} 有与输入电流 I_{IN} 的频率同步的频率 f_{OUT})的时候。

[0050] 在一个实施方案中,变换器205可能包括单一的AC-DC变换系统。这可能发生在,举例来说,没有逆变器215而且负荷220包括越过DC总线线路与整流器210连接的DC负荷的时候。在这个范例的一个实施方案中, V_{DC} 可能只包括能增加整流器210输入电流 I_{IN} 中的总谐波畸变的纹波电压 $V_{DC_REC(Ripple)}$ 。在这个范例中,纹波电压 $V_{DC_REC(Ripple)}$ 能与 V_{IN} 同步,而且作为结果在这个实施方案中整流器输入电流 I_{IN} 可能不包含次谐波振荡。继续这个范例,输入电流 I_{IN} 可能包括在 f_{IN} 及其倍数下的电流成份。通常,输入电流 I_{IN} 可能有基本频率(例如,线路频率)和在各种不同的频率(包括线路频率的倍数)下的电流成份和谐波电流成份。在这个范例中,输入电流 I_{IN} 的总谐波畸变可能受遵从谐波标准IEEE-519和IEC61000-3-2(例如,6-10Hz)的低带宽电压回路控制。

[0051] 在一个实施方案中,变换器205可能包括有整流器210和逆变器215的AC-DC-AC双转换系统。在这个实施方案中,当逆变器215按同步模式运行的时候(即,当输出电流 I_{OUT} 包括与输入电流 I_{IN} 的频率同步的频率的时候),纹波电压 $V_{DC_REC(Ripple)}$ 和 $V_{DC_INV(Ripple)}$ 能与输入电流 I_{IN} 的频率同步。在这个范例中,次谐波振荡在输入电流 I_{IN} 中通常是不可察觉的,而且纹波电压通常只引起谐波畸变。在这个范例的一个实施方案中,在逆变器215给电阻性负荷220供电的情况下,纹波电压 $V_{DC_REC(Ripple)}$ 和 $V_{DC_INV(Ripple)}$ 可能至少部分地彼此抵消,因此减少谐波畸变水平。然而,在逆变器215给非线性负荷220或无功负荷220供电的实施方案中纹波电压 $V_{DC_REC(Ripple)}$ 和 $V_{DC_INV(Ripple)}$ 通常不彼此抵消,而且作为结果与这些纹波电压相关联的谐波畸变如果不被滤掉就能出现在输入电流 I_{IN} 中。

[0052] 在另一个实施方案中,当逆变器215按异步操作模式运行以致 I_{OUT} 的频率(f_{OUT})不同于 I_{IN} 的频率(f_{IN})的时候,纹波电压 $V_{DC_INV(Ripple)}$ 可能不与 $V_{DC_REC(Ripple)}$ 或 V_{IN} 同步。在这个范例中,在作为 f_{IN} 和 f_{OUT} 之差的绝对值(即, $|f_{IN}-f_{OUT}|$)的频率下的次谐波振荡可能是发生在参考输入电流 I_{IN}^* 之中。在这个范例的一个实施方案中,移动平均滤波器235将可能出现在电压调节器230的输出端 P^* 的次谐波振荡滤掉,以便控制模块225把输入电流 I_{IN} 向包含降低电平的次谐波振荡的电流参考值 I_{IN}^* 驱动。

[0053] 在各种不同的实施方案中,控制模块225能滤掉参考功率信号 P^* 中的纹波电压。举例来说,控制模块225可能使用移动平均滤波器235实现数字滤波。图7是依照一个实施方案举例说明用移动平均滤波器235实现电压调节器230输出信号过滤的曲线图。移动平均滤波器235通常包括移动窗口 T_w ,该窗口在一个实施方案中可能是完成计算抽样点平均值的持续时间。举例来说,如同在图7中列举的那样,移动窗口 T_w 可能是电压调节器230的输出电压的输出频率 f_{OUT} 的倒数(即, $1/f_{OUT}$)。

[0054] 在一个实施方案中,移动平均滤波器235的移动窗口 T_w 能对应于参考功率信号 P^* 的纹波周期。举例来说,当变换器205包括分立的DC总线线路的时候和当逆变器215包括多电平逆变器的时候,在 V_{DC} 中并因此在 P^* 中的纹波电压在异步操作期间周期可能为 $1/(|f_{IN}-f_{OUT}|)$

|),而在同步操作期间周期可能为 $1/f_{IN}$ 。举例来说,在 $f_{IN}=50\text{Hz}$ 而 $f_{OUT}=60\text{Hz}$ (即,异步操作)的实施方案中,移动窗口 T_w 等于 100ms 。这个实施方案是用图8举例说明的,该图是依照本发明的一个实施方案描绘变换器的操作的曲线图。图8描绘在依照本发明的一个实施方案包括电阻性负荷220、50Hz输入频率 f_{IN} 和60Hz输出频率 f_{OUT} 的异步操作期间AC-DC-AC双转换系统的DC总线电压范例。这个说明性的实施方案在起作用的时候可能在电压回路中引进延迟而且可能需要大量内存的存储容量把所有的参考功率信号 P^* 子样储存在 100ms 窗口中。

[0055] 在另一个实施方案中,移动窗口 T_w 当逆变器215包括多电平逆变器的时候可以如方程(5)所示被设定为输出频率的倒数,而当逆变器215包括双电平逆变器的时候可以如方程(6)所示被设定为两倍输出频率的倒数。

[0056] (5) $T_w = 1/f_{OUT}$

[0057] (6) $T_w = 1/(2 \times f_{OUT})$

[0058] 在一个实施方案中,逆变器纹波电压 $V_{DC_INV(Ripple)}$ 能在异步操作期间在参考电流值 I_{IN}^* 中引起次谐波振荡。在这个实施方案中,举例来说,移动平均滤波器235对于滤掉在参考功率信号 P^* 中能出自 $V_{DC_INV(Ripple)}$ 引起的纹波可能是充份的。然而,在相关的实施方案中,移动平均滤波器235也能衰减参考功率信号 P^* 中由 $V_{DC_REC(Ripple)}$ 引起的纹波,这将减少在参考输入电流 I_{IN}^* 和输入电流 I_{IN} 中的畸变。

[0059] 在各种不同的实施方案中,当变换器205处于同步操作模式的时候,逆变器215能给可能包括至少一个非线性负荷或无功负荷的至少一个负荷220供电。在这样的实施方案中,逆变器纹波电压 $V_{DC_INV(Ripple)}$ 和整流器纹波电压 $V_{DC_REC(Ripple)}$ 通常不彼此抵消,而且移动平均滤波器235能衰减参考功率信号 P^* 中至少部份地由一个或多个 $V_{DC_INV(Ripple)}$ 和 $V_{DC_REC(Ripple)}$ 造成的纹波,在输入电流 I_{IN} 中获得低的总谐波畸变(THD)。虽然THD的水平能大范围地改变,但是,在一个实施方案中,THD水平可能是,举例来说,低于5%。在一个实施方案中,输入电流 I_{IN} 的THD水平可能是,举例来说,少于或等于3.5%。输入电流 I_{IN} 的THD水平大于5%的实施方案是可能的。

[0060] 移动平均滤波器235可能,举例来说,包括有 $20 \times m$ 个数字式抽样点的移动平均滤波器235,其中 $20 \times m$ 个内存位置编号储存参考功率信号 P^* 在移动窗口 T_w 上的子样。在这个范例中, $20 \times m$ 是在移动窗口 T_w 中可得的 P^* 子样的数目。以这个说明性的实施方案继续, $20 \times m$ 个抽样点的移动平均滤波器可能用来获得参考功率信号在方程(7)所示移动窗口 T_w 上的平均值 P_{AVG}^* ,其中 T_w 能按抽样频率更新。

$$[0061] \quad (7) \quad P_{AVG}^* = \frac{\sum_{n=1}^{20 \times m} P_n}{20 \times m}$$

[0062] 然而,前面列举的实施方案可能需要大量内存的储存容量来储存参考功率信号 P^* 所有的抽样数据点,即, $20 \times m$ 个数字。

[0063] 如上所述,图7举例说明在减少内存储存需求的情况下可行的实施方案。在图7中,变换器205输出电压 V_{OUT} 的一个周期性周期在各种不同的实施方案中可能与整流器210的输入频率或逆变器215的输出频率相对应,在这个范例中是用等于 $1/f_{OUT}$ 的移动窗口 T_w 描绘的。在图7的实施方案中,移动窗口 T_w 被分为二十个等间隔的时间周期 $T_w/20$,其中 T_1 是第一

间隔。在这个说明性的实施方案中,能对间隔 T_1 内的 P^* 子样(即, m 个子样)计算平均值并且作为 P_1 储存起来。重复这个程序以确定这20个间隔当中每个间隔(在这个范例中就是 $T_w/20$)上的参考功率平均值 P_{AVG}^* ,这些平均值能作为 P_1 、 P_2 、 P_3 、...、 P_{19} 、 P_{20} 被获得和储存在内存中。在这个范例中,移动平均滤波器235包括用来获得参考功率平均值 P_{AVG}^* 的二十点移动平均滤波器。人们将领会到在这个范例中移动窗口 T_w 是每隔 $T_w/20$ 秒被更新一次的而且在这个范例中20个储存位置能用来获得 $20 \times m$ 个抽样点的参考功率平均值 P_{AVG}^* ,如方程(8)所示。

$$[0064] \quad (8) \quad P_{AVG}^* = \frac{\sum_{n=1}^{20} P_n}{20}$$

[0065] 在一个实施方案中,变换器205输入信号可能包括DC电压成份、50Hz电压成份和60Hz纹波电压成份的混合物, $T_w=1/60\text{Hz}$ 。在这个范例中,DC信号能没有衰减地通过移动平均滤波器235的输出,60Hz成份能被衰减(例如,到实质上为零)以便它不通过移动平均滤波器235的输出,而50Hz成份可能被至少部份地衰减。在这个范例中,60Hz成份可能比50Hz成份更完全地衰减。在这个列举的实施方案中,移动平均滤波器235的输出可能包括完整的DC信号,没有60Hz成份,和实质上衰减的50Hz成份,如图7的 P_{AVG}^* 所示。

[0066] 在一个实施方案中,控制模块225向参考电流 I_{IN}^* 的数值驱动输入电流 I_{IN} 。举例来说,控制模块225可能通过调整脉宽调制(PWM)控制信号的占空比来控制输入电流 I_{IN} 。在另一个实施方案中,控制模块225能通过调整PWM控制信号占空比向参考电压 V_{DC}^* 驱动电压 V_{DC} 。虽然在图2中没有描述,但是控制模块225在一个实施方案中包括至少一个控制信号发生器。控制信号发生器可能被集成到控制模块225中或与控制模块225相关联,而且在一个实施方案中,控制信号发生器能产生至少一个载波信号。

[0067] 通常,控制信号发生器能产生、形成、传播或以别的方式输出控制信号,例如,脉宽调制(PWM)控制信号。在各种不同的实施方案中,控制信号发生器或控制模块225能调整整流器210的PWM控制信号的占空比,向输入电流参考值 I_{IN}^* 驱动输入电流 I_{IN} 。在一个实施方案中,控制信号发生器可能包括至少一个适合输出脉宽信号的数字电路。该控制信号发生器可能还包括,举例来说,用交会法、 Δ 法, $\Sigma-\Delta$ 法之中的任何一种方法或其它的波形生成和处理形式产生PWM控制信号的电路或其它的发生器。

[0068] 人们将领会到在至少一个实施方案中系统200的元素可以包括变换器100的元素。举例来说,在各种不同的实施方案中,控制模块225包括控制器130,整流器110包括整流器210,逆变器215包括逆变器120,而负荷220包括负荷140,等等。它是促进显然的在一个实施方案中,系统200包括在图2中未展示的与图1的元素相对应的元素,例如,电池150或多样的输入、输出、总线或干线。

[0069] 图9是依照本发明的一个实施方案描绘控制变换器的方法900的流程图。在一个实施方案中,方法900包括接受电压信号的行为(行为905)。举例来说,接受电压信号(行为905)可以包括接受,举例来说,不间断电源、变频器或线路调节器的整流器DC电压 V_{DC} 。整流器DC电压可能也被称为DC电压、整流器输出电压、DC总线电压或逆变器输入电压。在一个实施方案中,接受电压信号(行为905)包括接受包括至少一个纹波电压或其它畸变形式的电压信号。接受电压信号(行为905)可能也包括,举例来说,用一个或多个控制器、控制模块或电压调节器接受电压信号。在各种不同的实施方案中,接受或配置成接受电压信号的电压

调节器可能包括任何比例型、比例-积分型或比例-积分-微分型的电压调节器。

[0070] 方法900可能包括确定控制信号的行为(行为910)。确定控制信号(行为910)可以包括评估收到的电压信号。举例来说,确定控制信号可能包括至少部分地基于某电压信号通过将该电压信号与参考信号进行比较确定控制信号。在一个实施方案中,该控制信号可能包括与至少一个纹波电压相关联的畸变。

[0071] 在说明性的实施方案中,收到的电压信号(行为905)可以包括畸变。方法900可能评估收到的电压信号确定或产生控制信号。举例来说,电压调节器可能接受电压信号作为输入并产生功率控制信号作为输出。在这个范例的一个实施方案中,功率控制信号可以包括也在收到的电压信号中存在的纹波电压或其它畸变。确定控制信号(行为910)可能包括连同参考电压信号一起评估收到的电压信号以产生参考功率信号 P^* 。该参考功率信号可能包括与整流器和逆变器相关联的一个或多个纹波电压($V_{DC_REC(Ripple)}$)和 $V_{DC_INV(Ripple)}$)。在一个实施方案中,电压调节器能向参考电压信号驱动收到的电压。

[0072] 方法900可能评估包括与一个或多个纹波电压相关联的畸变的控制信号,例如,参考功率信号以便,举例来说,产生平均控制信号(行为915)。产生平均控制信号(行为915)在一个实施方案中包括接受包括畸变的控制信号和从该控制信号滤除畸变以产生平均控制信号。举例来说,一个或多个移动平均滤波器可以接受包括纹波电压畸变的参考功率信号,滤除参考功率信号 P^* 中的纹波电压畸变,和产生平均参考功率控制信号 P_{AVG}^* 作为输出。平均参考功率控制信号 P_{AVG}^* 可能实质上没有纹波电压或可能包括振幅小于参考功率信号 P^* 的纹波电压振幅的纹波电压。在各种不同的实施方案中,可能使用其它类型的滤波器(例如,有限脉冲响应(FIR)滤波器)来产生平均控制信号(行为915)。

[0073] 在一个实施方案中,该平均控制信号可能实质上没有与纹波电压相关联的畸变。当产生平均控制信号(行为915)的时候从控制信号中除去纹波电压的程度通常会改变。举例来说,在一个实施方案中,在平均控制信号中纹波电压的振幅小于在控制信号中纹波电压的振幅的一半。在各种不同的实施方案中,在,举例来说,已经用移动平均滤波器处理过的平均控制信号中纹波电压的振幅可能小于在移动平均滤波器处理之前该控制信号的振幅的20%。在一个实施方案中,移动平均滤波器在产生平均控制信号(行为915)的时候能从该控制信号之中除去90%以上纹波电压。

[0074] 方法900可能包括偏移平均控制信号的相位的行为(行为920)。举例来说,移动平均滤波器与产生平均控制信号[例如,平均参考功率控制信号 P_{AVG}^*](行为915)相关联,移动平均滤波器能把相位滞后引进平均参考功率控制信号 P_{AVG}^* 。在这个范例中,超前滞后补偿器可以通过使其相位偏移(行为920)处理平均参考功率控制信号,校正移动平均滤波器引进的相位滞后。

[0075] 在一个实施方案中,方法900可以包括产生至少一个参考电流值 I_{IN}^* 的行为(行为925)。在一个实施方案中,产生至少一个参考电流值(行为925)包括部分地基于变换器输入电压和DC总线电压(例如,整流器或电容器电压 V_{DC})在第一抽样时间产生参考电流值。举例来说,可以部分地以评估被抽样的DC总线电压 V_{DC} 、一个或多个变换器输入电压 V_{IN} 、负荷电流 I_{OUT} 、整流器电流 I_{DC_REC} 和逆变器电流 I_{DC_INV} 为基础确定参考电流值。

[0076] 方法900可能包括向输入电流参考值 I_{IN}^* 驱动变换器的输入电流 I_{IN} 的行为(行为930)。在一个实施方案中,向参考输入电流值驱动输入电流(行为930)包括调整脉宽调制

(PWM)控制信号占空比。通常,调整占空比引起把变换器输入电流 I_{IN} (例如,整流器输入电流)调整到接近或实质上等于输入电流参考值 I_{IN}^* 的数值。在一个实施方案中,向输入电流参考值驱动输入电流 I_{IN} (行为930)可以包括调整PWM控制信号的占空比促使在第 $(n+1)$ 个抽样时间的输入电流 $I_{IN(n+1)}$ 接近在第 n 个抽样时间的瞬间参考电流值 $I_{IN(n)}$ 。同样,人们将领会到,在各种不同的实施方案中输入电流 I_{IN} 可能落后参考输入电流的值 I_{IN}^* 一个或多个抽样周期,即,一个或多个开关周期的延迟。在一个实施方案中,调整PWM控制信号占空比包括向参考电压值 V_{DC}^* 驱动电压 V_{DC} 。

[0077] 在一个实施方案中,向参考输入电流 I_{IN}^* 驱动输入电流 I_{IN} (行为930)包括调整PWM控制信号的占空比。这引起把输入电流 I_{IN} 在,举例来说,第一抽样时间之后和后来的(例如,第二)抽样时间之前的某个时间点调整到实质上等于参考电感电流的值 I_{IN}^* 。举例来说,在第二(第 $n+1$ 个)抽样时间的参考输入电流 $I_{IN(n+1)}^*$ 可能由于,举例来说,非线性负荷的功率需求有不同于在第一(第 n 个)抽样时间的参考输入电流 $I_{IN(n)}^*$ 的数值。然而,调整PWM控制信号占空比在某个实施方案中引起在第 $(n+1)$ 个抽样时间的输入电流 $I_{IN(n+1)}$ 实质上等于在第 n 个抽样时间的参考电感电流 $I_{IN(n)}^*$ 。同样,在各种不同的实施方案中,输入电流 I_{IN} 可能被分别驱向或落后参考输入电流 I_{IN}^* (行为930)一个或多个抽样周期,即,一个或多个开关周期的延迟。在一个实施方案中,向输入电流参考值 I_{IN}^* 驱动输入电流 I_{IN} 可能包括把功率因数校正提供给输入电流 I_{IN} 的行为。举例来说,整流器可能包括提供功率因数校正的功率因数校正(PFC)整流器。

[0078] 在一些实施方案中,在第 n 个抽样时间输入电流 $I_{IN(n)}$ 和参考输入电流 $I_{IN(n)}^*$ 之间的差可以称为电流误差 $e_{IN(n)}$ 。因为在各种不同的实施方案中许多负荷就电流或功耗而论按非线性方式操作,所以负荷需要的变换器输出电流 I_{OUT} 可能频繁地改变。结果,输入电流 I_{IN} 通常能受到控制和调整,以便调节送到负荷的输出功率。一般地说,当电流误差 $e_{IN(n)}$ 为零的时候,输入电流 I_{IN} 处于适合变换器发挥作用的数值。因为参考输入电流 $I_{IN(n)}^*$ 能相对于占空比 D_n 表示,所以可以调整PWM控制信号的占空比 D_n 使第 n 个抽样时间的电流误差 $e_{IN(n)}$ 在获得第 $(n+1)$ 个子样(例如,在第二抽样时间的子样)趋于零。

[0079] 以这种方式改变占空比 D_n 通常在第一抽样时间之后和在第二或另一个后续抽样时间之前向实质上等于参考输入电流 $I_{IN(n)}^*$ 的水平驱动第一抽样时间的输入电流 I_{IN} 。通常,新的电流误差 $e_{IN(n)}$ 可能发生在第二或后续的抽样时间。然而,继续这个说明性的实施方案,在这个后续抽样时间的输入电流 $I_{IN(n)}$ 已经被控制或驱动到接近前一个抽样时间的参考电感电流 $I_{IN(n)}^*$ 的水平数值。因此,人们将领会到在一个实施方案中调整PWM控制信号的占空比能引起输入电流 I_{IN} 通常用至少一个抽样延迟跟踪参考输入电流 I_{IN}^* 。

[0080] 人们将领会到在各种不同的实施方案中后续抽样时间的输入电流 I_{IN} 可能不精确地等于第一抽样时间的参考输入电流 I_{IN}^* 。在各种不同的实施方案中,这两个数值可能是实质上相等的。举例来说,在一个实施方案中,在第二、第三、或进一步后续的抽样时间的输入电流 I_{IN} 可能被驱向在第一抽样时间的参考输入电流 I_{IN}^* 的10%范围内(即 $\pm 10\%$)的数值。在各种不同的其它实施方案中,这些值可能彼此偏离 $\pm 10\%$ 以上并且仍然是实质上相等的。

[0081] 在一个实施方案中,方法900可能包括把变换器输出电流 I_{OUT} 提供给负荷的行为(行为935)。在各种不同的实施方案中,输出电流 I_{OUT} 可能包括与输入电流 I_{IN} 的频率同步的

或异步的频率。但是,施加输出电流 I_{OUT} (行为935)可能不需要包括把滤波器(例如,LC滤波器)的输出电流加给负荷。在各种不同的实施方案中,把输出电流 I_{OUT} 施加给负荷(行为935)包括让输出电流通过二极管电桥或其它的整流器电路。在一个实施方案中,提供输出电流 I_{OUT} (行为935)包括使输出电流 I_{OUT} 变成对负荷来说可得的,不管该负荷实际上是否存在。人们也将领会到在各种不同的实施方案中方法900可以包括把经过转换的输出电压(例如,整流器输出电压或逆变器输出电压)施加给负荷的行为。

[0082] 请注意:在图1到图9中,列举的项目是作为个别元素展示的。然而,在此描述的系统和方法的实际落实中,它们可能是其它的电子装置(例如,数字计算机)的不可分的成份。因此,前面描述的行为可以用软件实现,该软件可能体现在包括程序存储介质的制品上。该程序存储介质包括在一个或多个载波、计算机磁盘(磁性的或光学的)(例如,CD或DVD或两者)、非易失性存储器、磁带、系统存储器和计算机硬驱中具体表达的数据信号。

[0083] 从上文,人们将领会到指向用在此描述的系统和方法提供的,举例来说,AC-DC或AC-DC-AC PWM变换器的输入特性的数字控制系统和方法提供在异步操作模式期间(即,当变换器输出频率不与变换器输入频率同步的时候)减少或消除输入电流 I_{IN} 中的次谐波振荡和总谐波畸变的简单且有效的方法。消除或减少来自输入电流 I_{IN} 的次谐波振荡能减少公共连接点(PCC)变换器电压的畸变而且能避免变换器元器件(例如,变压器和电感)的磁饱和。

[0084] 这些系统和方法依照各种不同的实施方案能够减少在同步操作模式期间(即,当变换器输出频率与变换器输入频率同步的时候)给整流器(例如,PFC整流器)的输入电流 I_{IN} 的输入电流总谐波畸变。此外,变换器可能包括一个或多个整流器和逆变器,而且变换器可能包括一个或多个不间断电源、变频器和线路调节器或与一个或多个不间断电源、变频器和线路调节器相关联。这将提高效率和兼容性和降低成本。

[0085] 任何关于前和后、左和右、顶端和底部、上面和下面的基准都倾向于便于描述,不把本发明的系统和方法或其组成部分限制到任何一个位置或空间取向。

[0086] 在这里以单数提及的系统和方法的元素或行为的任何实施方案也可能包含包括众多这些元素的实施方案,而在此关于任何实施方案、元素或行为的任何复数提法也可能包含只包括单一元素的实施方案。单数或复数形式的提法不倾向于限制现在揭示的系统或方法、它们的组成部分、行为或元素。

[0087] 在此揭示的任何实施方案可能与任何其它的实施方案组合,关于诸如“实施方案”、“一些实施方案”、“替代实施方案”、“各种不同的实施方案”、“一个实施方案”之类的提法未必是互斥的而且不倾向于指出就该实施方案描述的特定的特征、结构或特性可能被包括在至少一个实施方案中。这种项目的出现在这里未必全部提及同一实施方案。任何实施方案都可能与在此揭示的目的、目标和需要一致的任何方式与任何其它的实施方案结合。

[0088] 关于“或”的提法可能被解释为包括,以便使用“或者”描述的任何项目可以指出任何单一的、一个以上和所有被描述的项目。

[0089] 在以任何权力要求提到的技术特征后面跟着参考符号的情况下,参考符号已经被包括在内,只是为了增加权力要求的可理解性,无论参考符号是否出现都对任何权利要求元素范围没有任何限制作用。

[0090] 熟悉这项技术的人将认识到在此描述的系统和方法可以在不脱离其精神或基本

特征的情况下以其它特定的形式具体表达。举例来说,移动平均滤波器可以被整合到现有的数字变换器控制方案之中。所以,上述的实施方案将按所有的说明性方面考虑,而不是对所述的系统和方法的限制。因此,在此描述的系统和方法的范围是用权利要求书而不是前面的描述指出的,所以在权利要求的等效意义和范围内提出的所有的变化都倾向于被包含在其中。

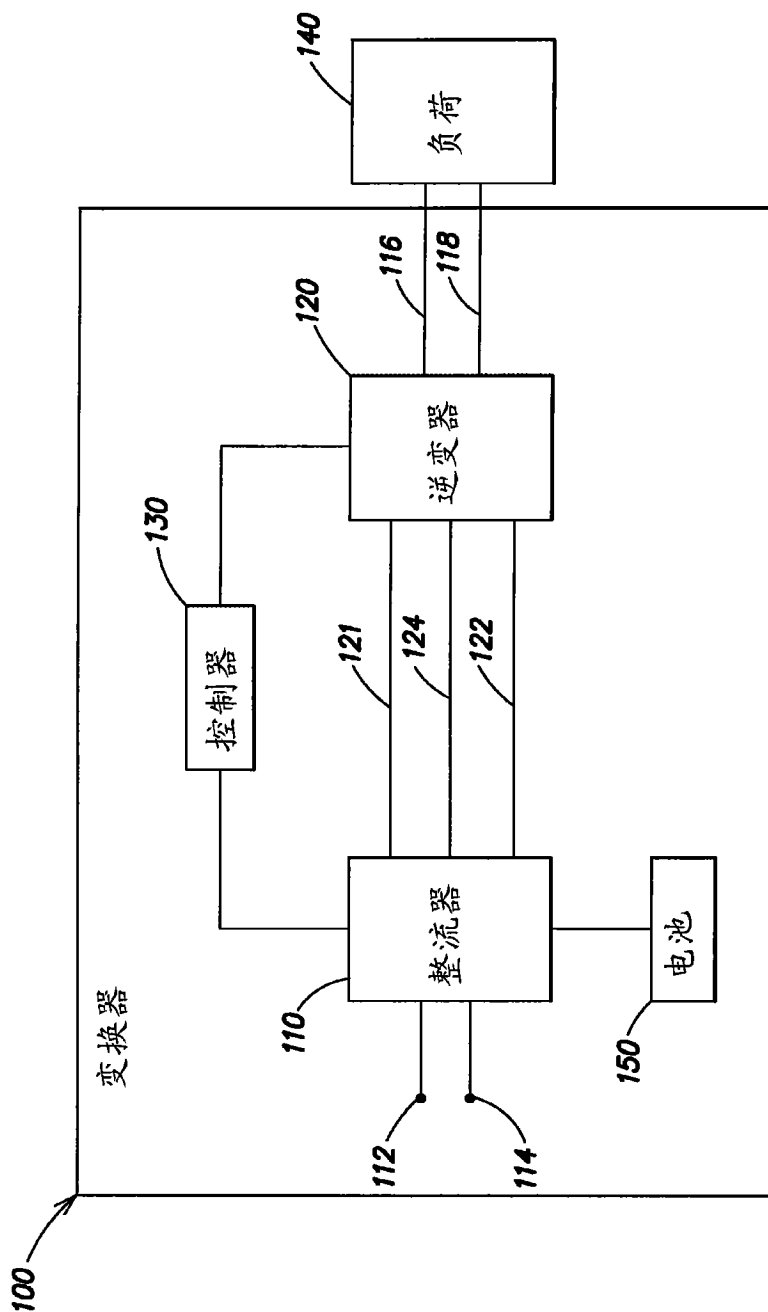


图1

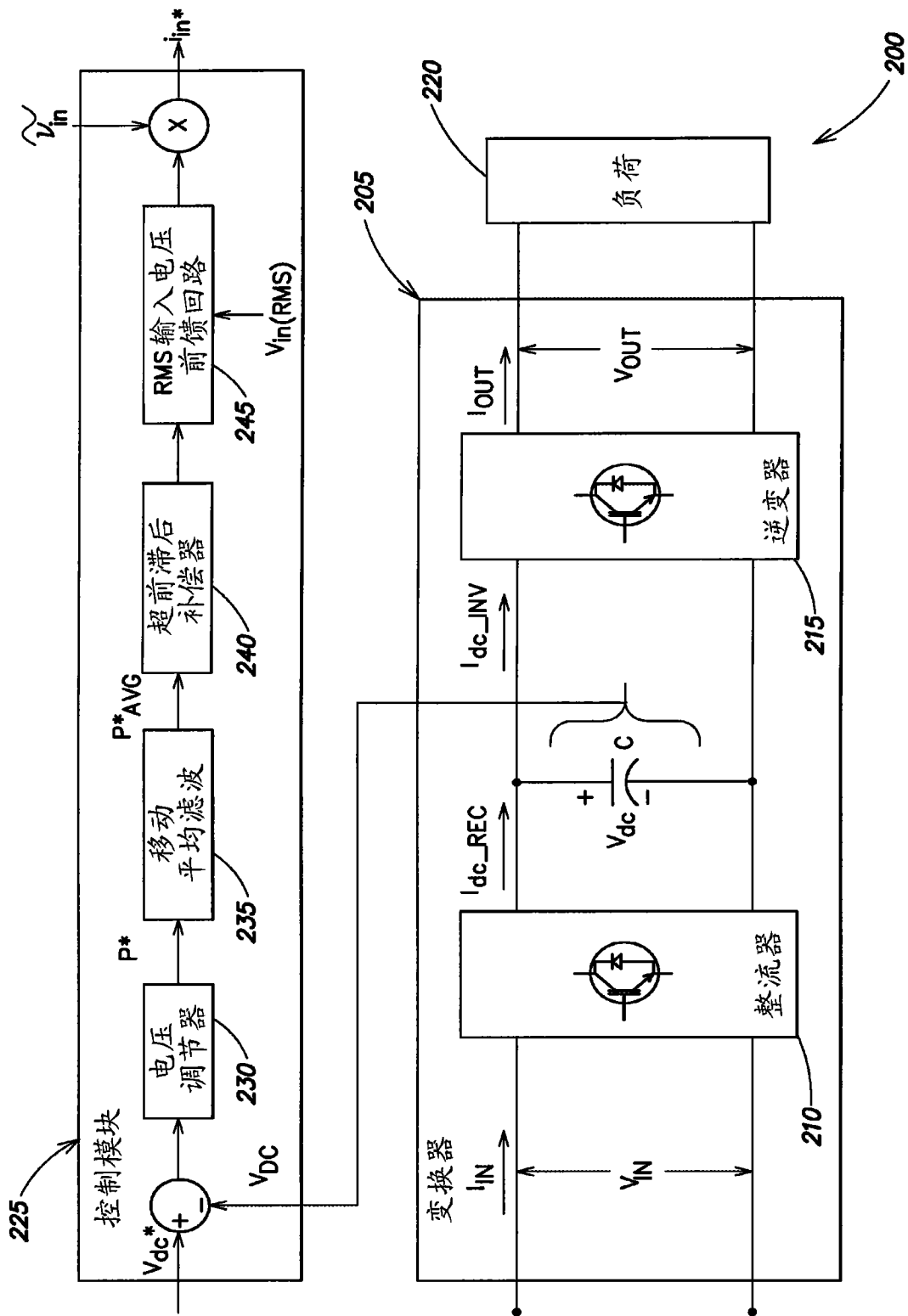


图2

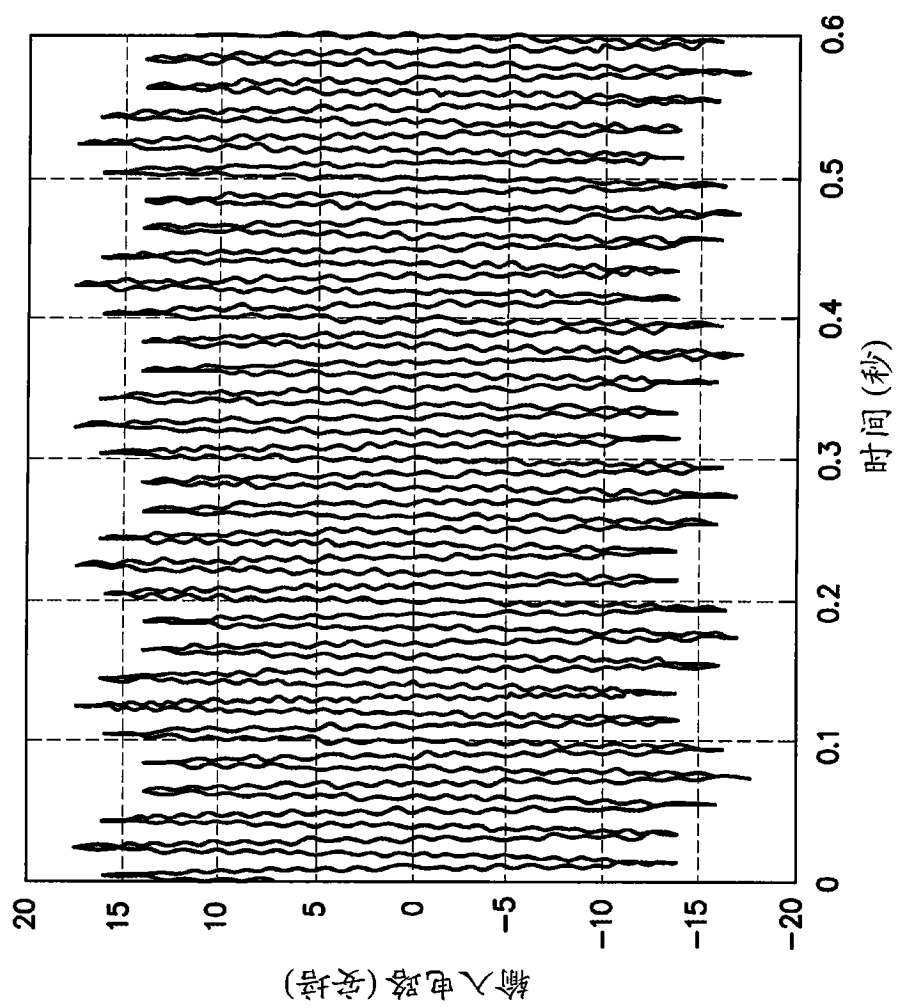


图3

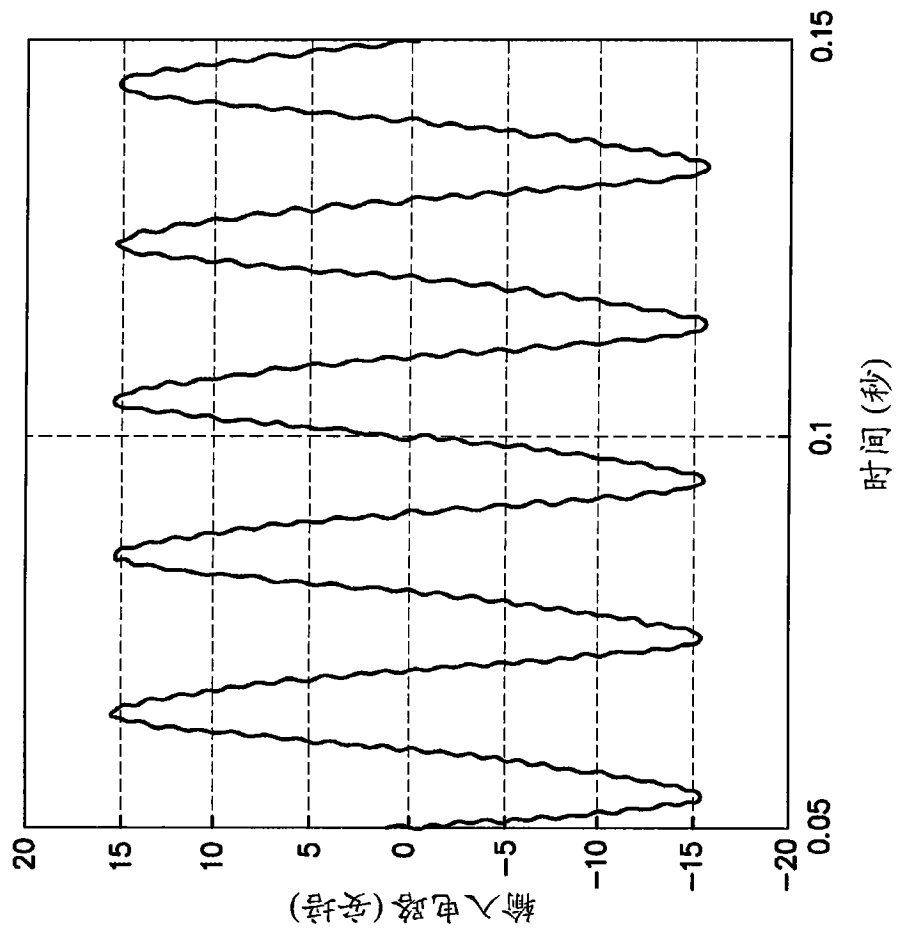


图4

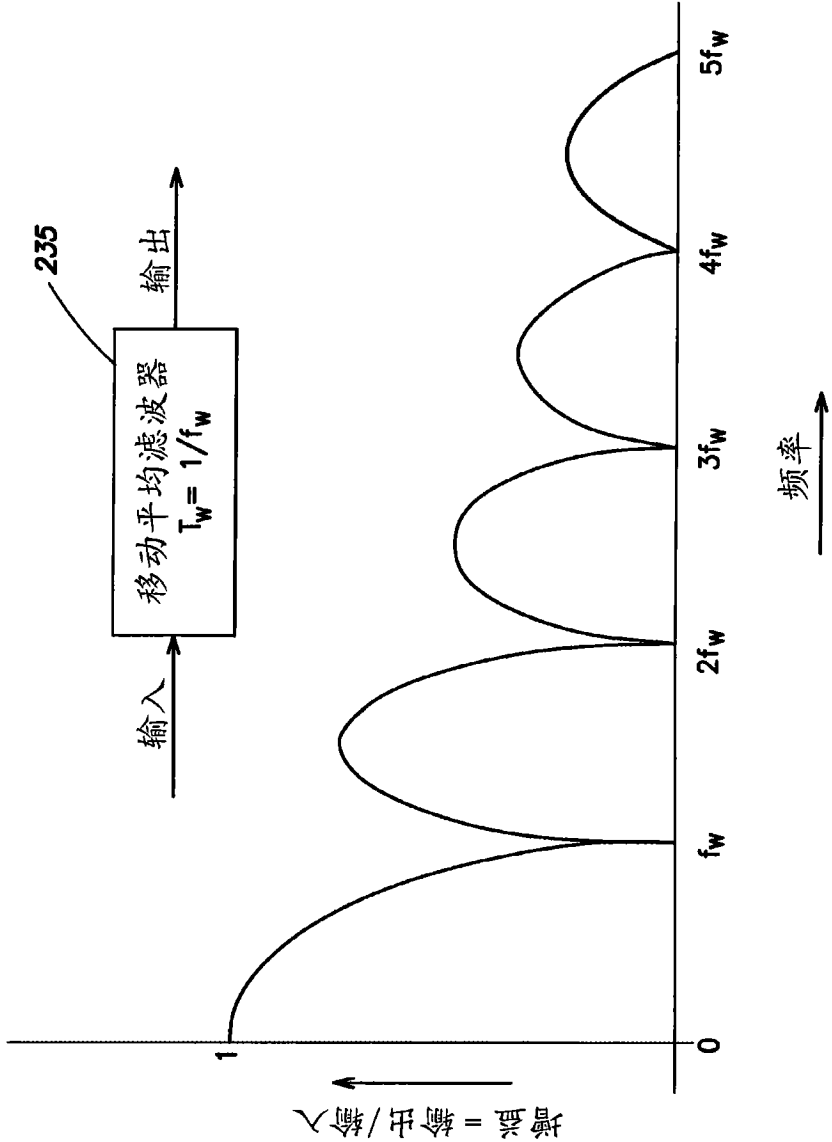


图5

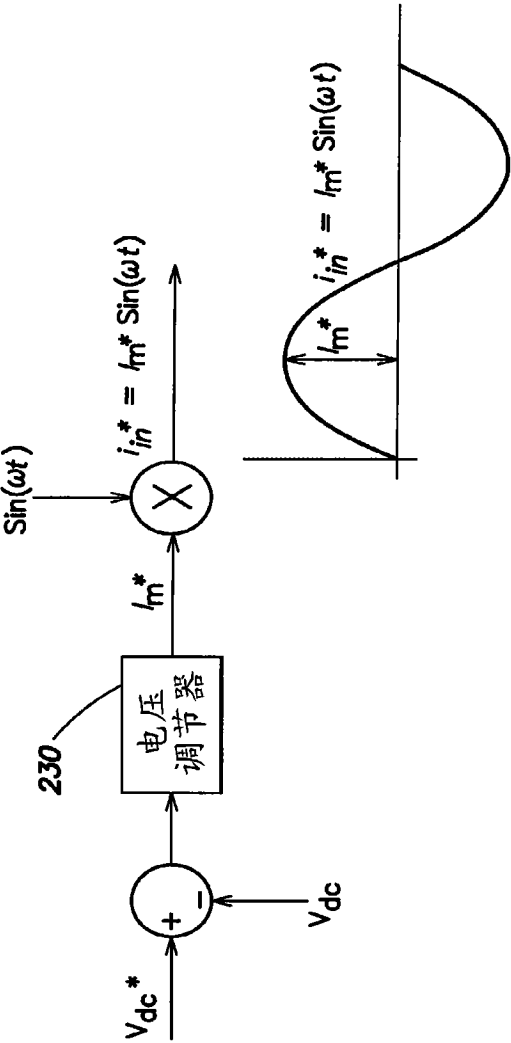


图6

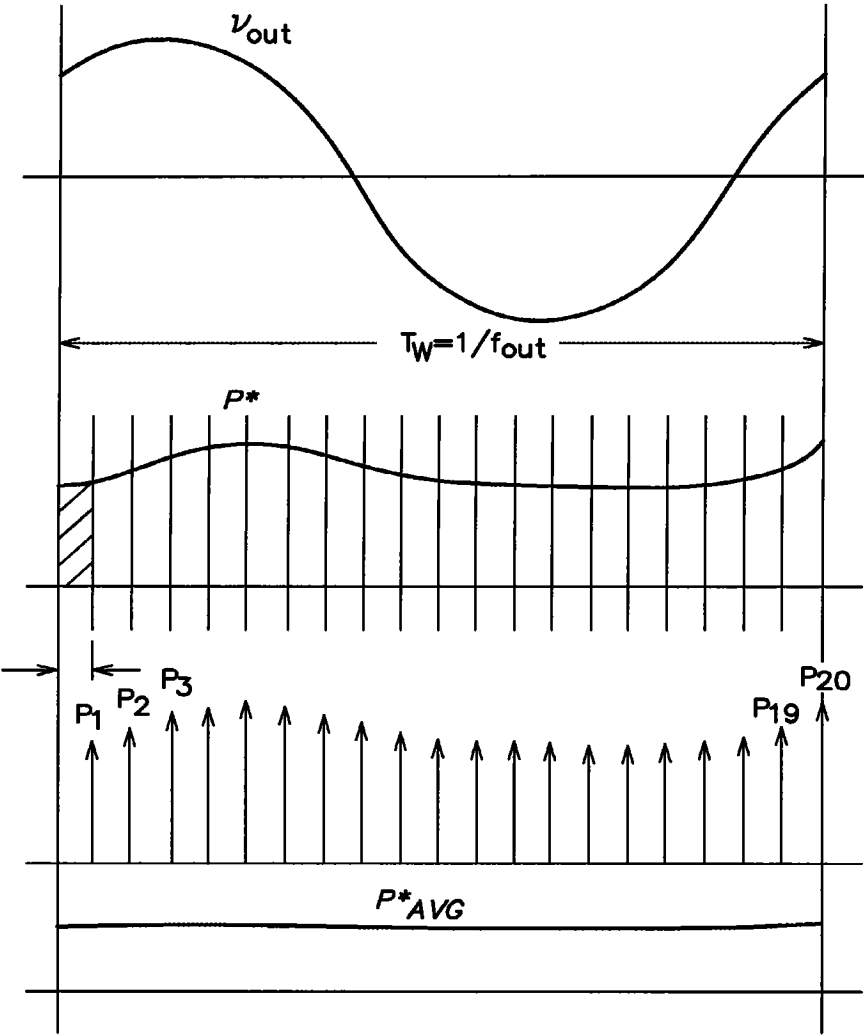


图7

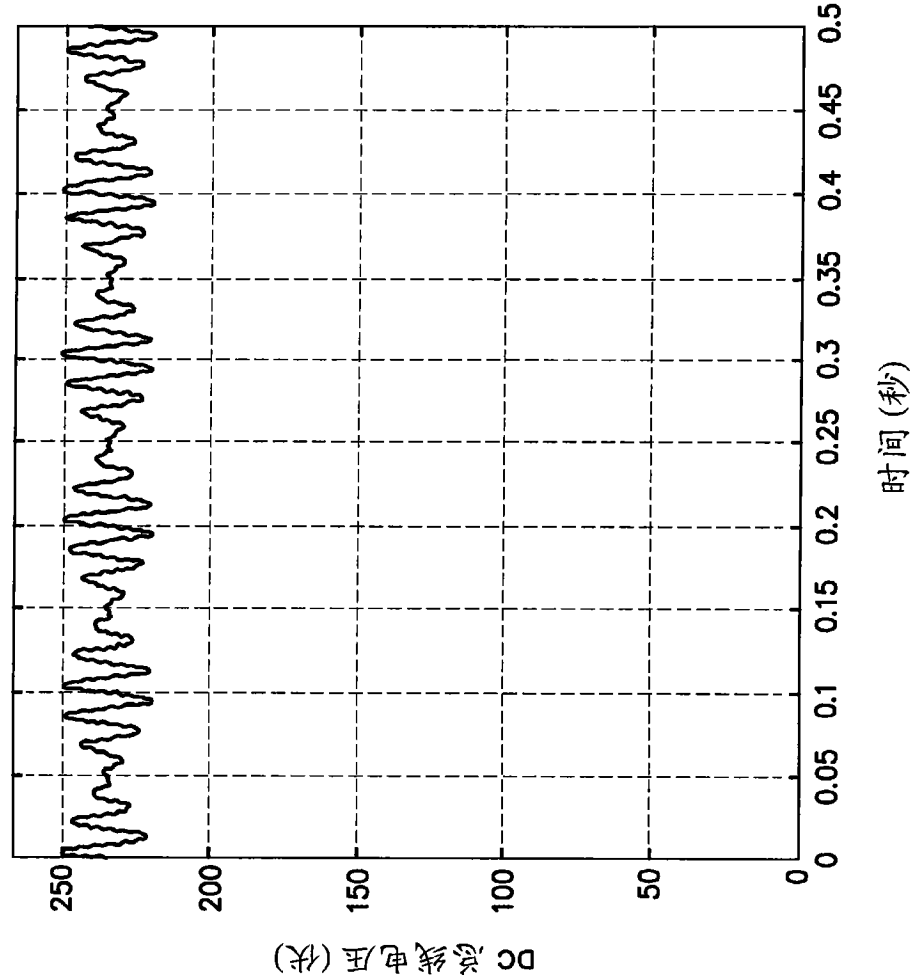


图8

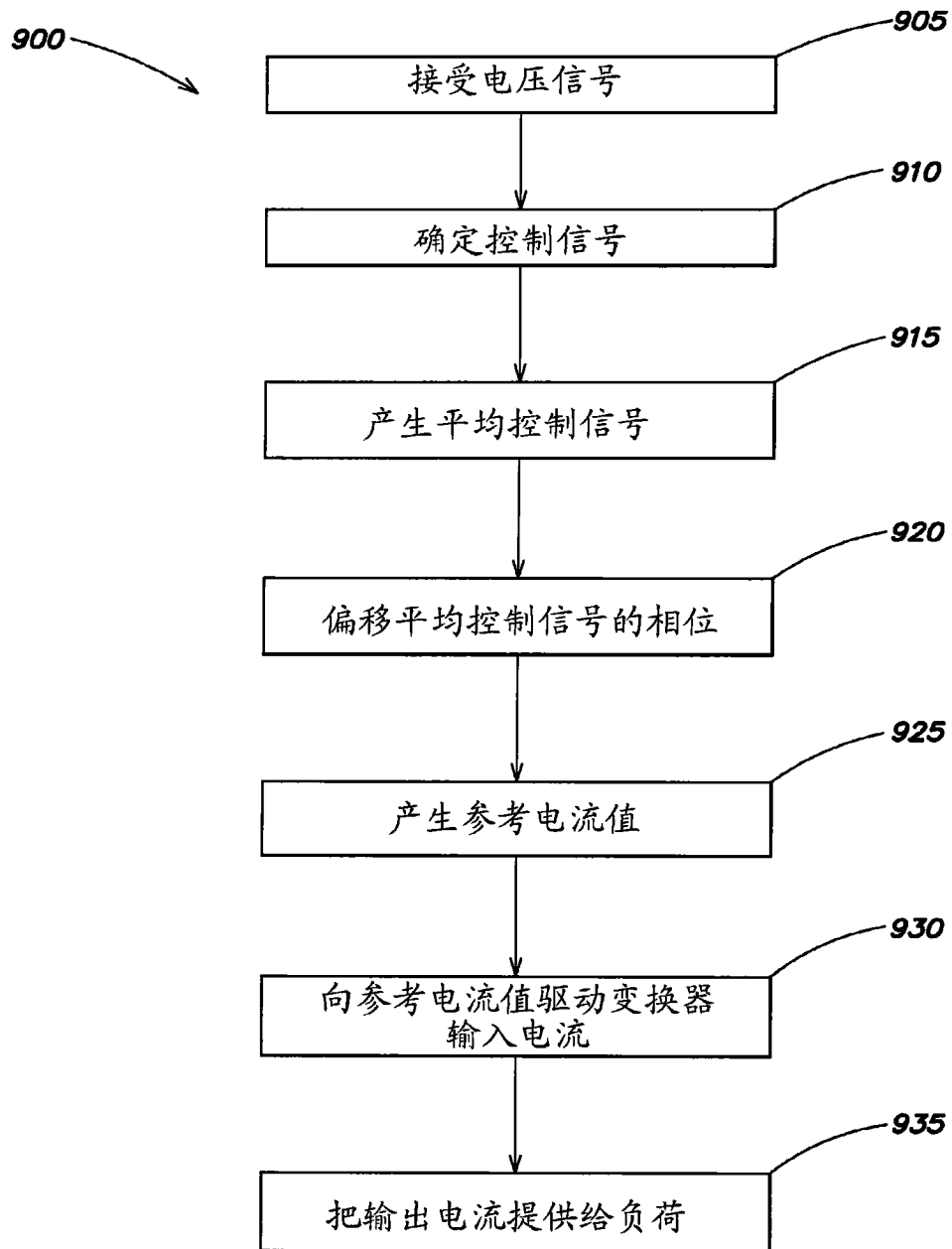


图9