(19)中华人民共和国国家知识产权局

(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 102823123 A
(43)申请公布日 2012.12.12

(21)申请号 201180015738.X

(22)申请日 2011.01.25

(30)优先权数据
61/298,127 2010.01.25 US
61/298,112 2010.01.25 US
12/694,153 2010.01.26 US
12/694,171 2010.01.26 US
61/434,250 2011.01.19 US
61/435,658 2011.01.24 US
61/435,921 2011.01.25 US
13/013,737 2011.01.25 US
13/013,764 2011.01.25 US

(85)PCT申请进入国家阶段日
2012.09.24

(86)PCT申请的申请数据
PCT/US2011/022471 2011.01.25

(87)PCT申请的公布数据
WO2011/091441 EN 2011.07.28

(71)申请人 吉尼瓦洁净技术公司
地址 美国加利福尼亚州

(72)发明人 P·A·拉达 J·H·玛格纳斯科

(74)专利代理机构 北京市金杜律师事务所 11256
代理人 王茂华 辛鸣

(51)Int.Cl.
H02M 1/12(2006.01)

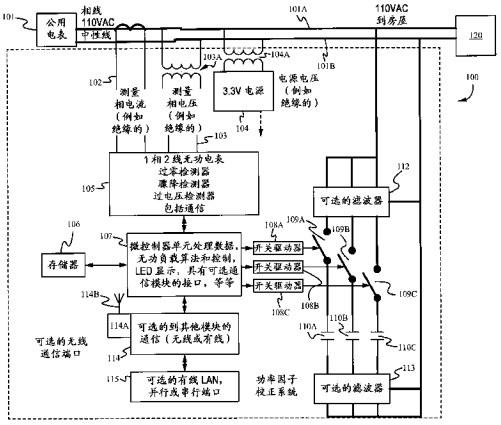
权利要求书 4 页 说明书 26 页 附图 24 页

(54)发明名称

用于功率因子校正和减少电力传输网络中的失真和噪声的方法和设备

(57)摘要

用于功率因子校正的方法和设备包括有选择地将比特无功负载与具有动态无功属性的负载耦合以动态校正功率因子。用于减少电力传输系统中的失真的方法和设备包括用于确定电力线中的失真的装置，根据失真形成校正信号，以及根据校正信号有选择地向电力线拉和灌电流。而且，太阳能系统的功率经由相同设备被注入负载。



CN 102823123 A

1. 一种用于减少具有失真的电信号中的失真的系统，包括：

a. 电路，用于将电力线中具有失真的电信号的至少一部分与所需的参考信号相比较，从而形成校正信号；以及

b. 电路，用于根据所述校正信号有选择地从 DC 整流器和太阳能板之一向具有失真的电信号拉和灌电流以校正失真；以及有选择地从太阳能板将附加电流注入负载或电网中的至少一个。

2. 根据权利要求 1 所述的系统，还包括用于确定太阳能何时产生电流的处理器。

3. 根据权利要求 1 所述的系统，还包括用于在 DC 整流器和太阳能板之间切换以用于拉和灌电流的处理器。

4. 根据权利要求 1 所述的系统，还包括变压器，所述变压器具有初级绕组和次级绕组，用于电隔离用于有选择地从电力线拉和灌的电路。

5. 根据权利要求 4 所述的系统，其中所述次级绕组并联耦合到负载。

6. 根据权利要求 4 所述的系统，其中所述次级绕组串联耦合到负载。

7. 根据权利要求 1 所述的系统，其中失真包括谐波失真、噪声、升高的谱噪声和幅度调制中的任一个。

8. 根据权利要求 1 所述的系统，还包括功率因子校正模块，用于使具有噪声的电信号的功率因子基本为 1。

9. 根据权利要求 8 所述的系统，其中所述功率因子校正模块包括：

a. 传感器，用于测量耦合到电力线的第一负载的无功功率；以及

b. 多个比特无功负载，用于与第一负载耦合以抵消第一负载的无功分量。

10. 根据权利要求 1 所述的系统，其中所述用于有选择地拉或灌电流的电路将所述校正信号应用于至少一个被控电流源，其中所述被控电流源根据所述校正信号将 DC 整流器和太阳能板中之一与所述电力线耦合。

11. 根据权利要求 1 所述的系统，其中用于有选择地拉或灌电流的电路包括：

a. 调制器，用于调制校正信号且将被调制的校正信号应用于至少一个开关，其中所述开关将由 DC 整流器和太阳能板中之一提供的电流与所述电力线耦合；以及

b. 滤波器，用于滤波调制信号。

12. 根据权利要求 11 所述的系统，其中所述调制器包括脉冲宽度调制器、delta-sigma 调制器、脉冲编码调制器、脉冲密度调制器或脉冲位置调制器中的任一个。

13. 根据权利要求 1 所述的系统，其中用于有选择地拉或灌电流的电路包括：

a. 正 DC 电源，有选择地耦合到 DC 整流器和太阳能板中之一以用于提供正 DC 电流；

b. 负 DC 电源，有选择地耦合到 DC 整流器和太阳能板之一以用于提供负 DC 电流；

c. 处理器，用于响应于负失真有选择地从正 DC 电源之一向电力线灌电流；或响应于正失真从电力线向负 DC 电源拉电流。

14. 一种用于减少电力线中谐波失真的设备，所述系统包括：

a. 相线和中性线，耦合在公用电表和等效房屋负载之间；

b. 整流器，耦合到相线和中性线以用于将 AC 电流整流为 DC 电流；

c. 太阳能系统，用于产生 DC 电流；

d. 两个位置开关，用于有选择地耦合整流器和太阳能系统之一；

e. 处理系统，确定相线中的谐波失真，产生校正信号，调制校正信号，以及控制所述两个位置开关；

f. 第一晶体管，耦合在所述两个位置开关和负载之间以用于根据校正信号有选择地将正电流耦合到负载以校正负失真；

g. 负电源，耦合到所述两个位置开关以用于将 DC 功率反向为负 DC 电流；

h. 第二晶体管，耦合在所述负 DC 电源和负载之间以用于根据校正信号有选择地将负电流耦合到负载以校正正失真；

i. 变压器，包括初级绕组和次级绕组，用于将负载与所述第一晶体管和所述第二晶体管电隔离。

15. 根据权利要求 14 所述的设备，其中所述变压器的次级绕组并联耦合到负载。

16. 根据权利要求 14 所述的设备，其中所述变压器的次级绕组串联耦合到负载。

17. 一种用于校正电力线中谐波失真的方法，包括：

a. 测量电力线中的电流分量；

b. 产生参考信号；

c. 将所述参考信号与所述电流分量相比较以产生校正信号；

d. 从整流器和太阳能系统之一产生正 DC 电流；

e. 通过反向正 DC 电流产生负 DC 电流；

f. 根据所述校正信号有选择地向负载灌正 DC 电流以校正负失真；

g. 根据所述校正信号有选择地向负载灌负 DC 电流以校正正失真；以及

h. 从所述太阳能系统将附加的可用功率注入到负载和电力线中的至少一个，从而增加总电流。

18. 根据权利要求 17 所述的方法，还包括使负载与正 DC 电源和负 DC 电源电隔离。

19. 根据权利要求 17 所述的方法，其中使负载与正 DC 电源和负 DC 电源电隔离将电绝缘体与负载并联耦合。

20. 根据权利要求 17 所述的方法，其中使负载与正 DC 电源和负 DC 电源电隔离将电绝缘体与负载串联耦合。

21. 根据权利要求 17 所述的方法，其中产生校正信号包括将所述校正信号与调制信号混合。

22. 根据权利要求 17 所述的方法，其中有选择地灌正 DC 电流包括滤波调制信号。

23. 根据权利要求 17 所述的方法，其中有选择地灌负 DC 电流包括滤波调制信号。

24. 根据权利要求 17 所述的方法，其中从整流器和太阳能系统之一产生正 DC 电流包括：

a. 确定太阳能系统是否正在产生电流；以及

b. 如果太阳能系统正在产生电流，则从太阳能系统灌电流，或者如果太阳能系统不是正在产生电流，则从整流器灌电流。

25. 一种用于校正谐波失真的系统，包括：

a. 用于确定电力线中谐波能量的装置；

b. 用于存储谐波能量的装置；以及

c. 用于有选择地释放谐波能量以抵消相反量值的谐波能量的装置。

26. 根据权利要求 25 所述的系统，其中用于确定电力线中谐波能量的装置包括：

a. 传感器，用于测量电力线中的电流分量；

b. 振荡器，用于产生参考信号；以及

c. 比较器，用于将电流分量与参考信号比较从而产生校正信号，其中所述校正信号代表电力线中的谐波能量。

27. 根据权利要求 25 所述的系统，其中用于存储能量的装置包括至少一个电容器。

28. 根据权利要求 25 所述的系统，其中用于有选择地释放谐波能量的装置包括开关。

29. 根据权利要求 28 所述的系统，其中所述开关有选择地将用于存储谐波能量的装置耦合在正电源、负电源中的任一个与负载之间。

30. 根据权利要求 25 所述的系统，还包括调制器，调制校正信号以驱动晶体管有选择地为用于存储能量的装置充电。

31. 一种校正具有谐波失真的信号中的谐波失真的方法，包括：

a. 确定电力线中的谐波能量；

b. 存储谐波能量；以及

c. 有选择地释放谐波能量以抵消相反量值的谐波能量。

32. 根据权利要求 31 所述的方法，其中确定电力线中的谐波能量包括：

a. 测量电力线中的电流分量；

b. 产生参考信号；以及

c. 将电流分量与参考信号比较从而产生校正信号，其中所述校正信号代表电力线中的谐波能量。

33. 根据权利要求 31 所述的方法，其中存储能量包括为至少一个电容器充电。

34. 根据权利要求 31 所述的方法，其中有选择地释放谐波能量包括激活开关。

35. 根据权利要求 34 所述的方法，其中激活开关有选择地将用于存储谐波能量的装置耦合在正电源、负电源中的任一个与负载之间。

36. 根据权利要求 31 所述的方法，还包括调制校正信号以驱动晶体管有选择地为用于存储能量的装置充电。

37. 一种用于减少具有失真的电信号中的失真的系统，包括：

a. 用于将电力线中具有失真的电信号的至少一部分与所需的参考信号相比较，从而形成校正信号的装置；

b. 用于分别从负电源和正电源有选择地向具有失真的电信号拉和灌电流的装置；

c. 用于根据校正信号调制正电源的装置；以及

d. 用于根据校正信号调制负电源的装置。

38. 根据权利要求 37 所述的系统，其中用于比较的装置包括：

a. 传感器，用于感测具有失真的信号；

b. 振荡器，用于产生参考信号；以及

c. 比较器，用于将具有失真的信号与参考信号比较从而产生校正信号。

39. 根据权利要求 37 所述的系统，其中用于有选择的拉和灌电流的装置包括耦合到正电源的第一晶体管，用于根据校正信号灌电流以校正负谐波，以及耦合到负电源的第二晶体管，用于根据校正信号拉电流以校正正谐波。

40. 根据权利要求 37 所述的系统，其中用于有选择的拉和灌电流的装置还包括用于调制校正信号的调制器。

41. 根据权利要求 37 所述的系统，其中用于调制正电源的装置包括：

a. 用于接收校正信号的第一晶体管；以及

b. 用于取得校正信号的正平均的 LC 续流网络。

42. 根据权利要求 37 所述的系统，其中用于调制负电源的装置包括：

a. 用于接收校正信号的第二晶体管；以及

b. 用于取得校正信号的负平均的 LC 续流网络。

43. 一种用于减少具有失真的电信号中的失真的方法，包括：

a. 将电力线中具有失真的电信号的至少一部分与所需的参考信号相比较，从而形成校正信号；

b. 分别从负电源和正电源有选择地向具有失真的电信号拉和灌电流；

c. 根据校正信号调制正电源；以及

d. 根据校正信号调制负电源。

44. 根据权利要求 43 所述的方法，其中比较包括：

a. 感测具有失真的信号；

b. 产生参考信号；以及

c. 将具有失真的信号与参考信号比较从而产生校正信号。

45. 根据权利要求 43 所述的方法，其中有选择的拉和灌电流包括：

a. 控制耦合为从正电源灌电流的第一晶体管的栅极，以根据校正信号校正负谐波，以及

b. 控制耦合为拉电流到负电源的第一晶体管的栅极，以根据校正信号校正正谐波。

46. 根据权利要求 43 所述的方法，其中有选择的拉和灌电流还包括调制校正信号。

47. 根据权利要求 43 所述的方法，其中调制正电源包括：

a. 调制校正信号；

b. 接收校正信号；以及

c. 获得校正信号的正平均。

48. 根据权利要求 43 所述的方法，其中调制负电源包括：

a. 调制校正信号；

b. 接收校正信号；以及

c. 获得校正信号的负平均。

用于功率因子校正和减少电力传输网络中的失真和噪声的方法和设备

[0001] 对相关申请的交叉引用

[0002] 本申请要求2010年1月25日提交的序号为61/298,122且标题为“METHODS AND APPARATUS FOR POWER FACTOR CORRECTION AND REDUCTION OF DISTORTION IN AND NOISE IN A POWER SUPPLY DELIVERY NETWORK”,和2011年1月19日提交的序号为61/434,250且标题为“POWER FACTOR AND HARMONIC CORRECTION METHODS”以及2011年1月25日提交的序号为61/435,921且标题为“POWER FACTOR AND HARMONIC CORRECTION METHODS”,以及2011年1月24日提交的序号为61/435,658且标题为“AUTOMATIC DETECTION OF APPLIANCES”,以及2010年1月25日提交的序号为61/298,127且标题为“AUTOMATIC DETECTION OF APPLIANCES”的美国临时专利申请的权利,在35U.S.C.§119(e)下,并且是2010年1月26日提交的序列号为12/694,153且标题为“POWER FACTOR AND HARMONIC CORRECTION METHODS”的共同未决美国专利申请的部分继续申请,其要求2009年1月26日提交的序列号为61/206,051且标题为“POWER FACTOR AND HARMONIC CORRECTION METHODS”的美国临时专利申请的优先权,并且是2010年1月26日提交的序列号为12/694,171且标题为“ENERGY USAGE MONITORING WITH REMOTE DISPLAY AND AUTOMATIC DETECTION OF APPLIANCE INCLUDING GRAPHICAL USER INTERFACE”的共同未决美国专利申请的部分继续申请,其要求2009年1月25日提交的序列号为61/206,072且标题为“ENERGY USAGE MONITORING WITH REMOTE DISPLAY AND AUTOMATIC DETECTION OF APPLIANCEI NCLUDING GRAPHICAL USER INTERFACE”的美国临时专利申请的优先权,以及2011年1月25日提交的美国专利申请No.12/XXX,XXX代理人案号RADA-00401,为了各种用途其全部通过整体引用结合于此。

技术领域

[0003] 本发明涉及电力电子领域。更具体地,本发明涉及减少向负载传递或由负载产生的失真和噪声以及提高功率因子。

背景技术

[0004] 功率因子校正是提高现代电力传输系统效率的重要成分。由于负载中消耗电力的无功组件比如包括电动机的装置,在功率信号的电流和电压组件之间形成相移。AC电力系统的功率因子被定义为流向负载的实际功率对视在功率的比率并且为在0和1之间的数(一般表示为百分比,例如0.5pf＝50％pf)。实际功率(P)是电路在特定时间执行工作的能力。视在功率(S)是电路的电流和电压的乘积。无功功率(Q)被定义为S的平方和P的平方之差的平方根。当有无功负载时,比如带有电容器或电感器,负载中的能量存储导致电流和电压波形之间的时间差。在AC电压的每一周期期间,额外能量,除了负载中消耗的任何能量之外,暂时存储在负载中在电场或磁场中,并且然后在周期的后一秒的片段返回电网。这个非生产性功率的“涨落”增加了线路中的电流。因此,具有低功率因子的电路将比

具有高功率因子的电路使用更高电流传送给定量的实际功率。线性负载不改变电流波形的形状，但是可以改变电流和电压之间的相对定时（相位）。一般，校正功率因子的方法和设备涉及将具有已知无功值的固定校正负载耦合到电力线。固定的电容性无功负载抵消电感性负载的无功效应，反之亦然，提高了线路的功率因子。但是，固定无功负载仅能将电力线的功率因子校正固定的量到某个程度，因为功率因子可以是动态的，由于耦合和解耦合到电力线的负载的变化特征。因此，为了校正功率因子，后面的进展包括有选择地耦合到电力线的几个固定的无功负载。但是，这种系统需要操作员来监视，他必须持续地监视功率因子以耦合和解耦合固定的无功负载以便抵消电力线的不断变化的功率因子。

[0005] 变化的电子器件的状况已在电力传输中引入了其他低效率。个人电子装置的使用增加使得安装在壁上的 AC-DC 转换器的使用增加以向设备供电以及为日常物品的电池充电，比如笔记本电脑、蜂窝电话、照相机等等。这些物品的普遍存在使得用户有几个这种称为“壁式电源”的转换器耦合到电力系统中。最普通的 2 个 AC-DC 转换器已知为线性转换器和切换模式转换器。线性转换器利用降压变压器将美国住宅可用的标准的 120V 电力降低为所需的 AC 电压。桥整流器调整该电压。桥整流器一般耦合到电容器。一般，这个电容器是高值的。电容器形成反电动势。当被充电和放电时，电容器形成近 DC 电压。但是，当它被充电时，电容器通过非线性桥整流器仅在周期的一部分拉电流。于是，电流波形与电压不匹配并且包含重谐波失真分量。总谐波失真 (THD) 是所有谐波分量的功率对基本频率的功率的和。这个谐波失真可以被反射回电力网络。

[0006] 切换电源按照不同的原理工作而且将谐波注入电力传输网络。总之，通过调整美国住宅可用的 120V 电压，切换模式电源运行。针对反电动势的调整，比如大储存电容器，再加上谐波和失真。而且，各种类型的线性或切换模式集成电路的广泛适配使系统产生电噪声。而且，交流网络中的无功分量降低了功率因子，并且集成电路使谐波和噪声反映到电力线中。这些谐波表现为功率信号的电流分量中的谐波失真。因为电力网络具有非零阻抗，伴随着电流分量的失真也可以转化为幅度失真。幅度失真是当在指定条件下输出幅度不是输入幅度的线性函数时发生在系统、子系统或设备中的失真。还形成其他不良的效果，比如功率因子失真和能量传送的总体减少。这些效果降低了效率且降低了电力传输的质量。为此，需要不仅能校正电力传输网络中的功率因子而且能减少或消除电力线中的失真的方法和设备，因此使得电力传输的效率和质量最大化。因此，可以减少总体能耗。

发明内容

[0007] 这里提供的发明使得通过电力网络向负载传输电力的效率和质量提高。受益于本公开的普通技术人员将理解这里讨论的方法和设备可应用于具有无功和非线性分量的多种负载，导致小于理想功率因子且导致失真和噪声等等被注回到电力网络中。在一些应用中，负载是家庭住宅。负载是住宅中抽拉功率的所有装置的并联组合。对于电网，通过功率表，当住宅中的用户激活或关闭装置时，住宅象一个具有变化的无功和非线性属性的动态负载。有利地，这里提供的发明克服了现有技术解决方案的固有缺点比如过高的成本、在多个位置的复杂的安装、可能过度或不够补偿且减少 PF 的固定 PF 补偿，以及性能差。这里提供的发明能通过动态测量负载的无功功率分量以及耦合至少一个校正无功负载对负载校正功率因子。由于无功功率改变，比如当洗衣机被启动时，本发明能识别负载的特征已经改

变，且能将其他校正无功负载耦合或解耦合到导致功率因子差的负载。而且，这里提供的发明能校正由网络向负载传输的电力中的失真、噪声等，因此提高了电力的质量。提供本发明用于将具有失真、噪声的电信号等和参考信号相比较。电信号可以是通过网络向负载传输的功率的电流分量。参考信号可以从向负载传输的功率的电压分量获得，或者被单独合成但是与电压波形同步。校正信号通过比较参考信号或具有失真的信号或者从具有失真的信号减去参考信号而获得。校正信号包括失真。根据校正信号，电流被从具有失真的信号拉或灌 (sinking or sourcing)，导致失真减少。有利地，本发明能校正住宅中在一个点由所有非线性负载引起的失真。本发明能耦合在电表和住宅之间。因此，本发明不可知住宅中装置的数目、它们的位置或任何其他参数。而且，本发明能效高，因为它按需要改善了失真和 PF 而不增加 PF 或失真且不在财产网络中增加任何其他电负载。

[0008] 在本发明的一个方面，一种减少具有失真的电信号中的失真的方法，包括感测具有失真的电信号中的失真以及组合失真的因子与具有失真的电信号。在一些实施方式中，所述感测步骤包括将具有失真的电信号与参考信号相比较以获得差信号并缩放该差信号以形成失真因子。所述组合步骤包括如果失真因子为正，从具有失真的电信号减去失真因子，以及如果失真因子为负，将失真因子与具有失真的电信号相加。在一些实施方式中，所述减步骤包括将失真因子应用于耦合到具有失真的电信号的第一被控电流源以及所述加步骤包括将失真因子应用于耦合到具有失真的电信号的第二被控电流源。将失真因子应用于第一被控电流源还包括将功率因子校正的正功率信号应用于第一被控电流源，以及将失真因子应用于第二被控电流源还包括将功率因子校正的负功率信号应用于第二被控电流源。

[0009] 在一些实施方式中，所述组合步骤包括调制失真因子。如果失真因子为负，失真因子则被加上具有失真的电信号，如果失真因子为正，从具有失真的电信号减去失真因子。通过将失真因子应用于耦合到具有失真的电信号的第一开关以及将失真因子应用于耦合到具有失真的电信号的第二开关，能实现所述加和减步骤。调制失真因子可包括脉冲宽度调制、delta-sigma 调制、脉冲编码调制、脉冲密度调制或脉冲位置调制。将失真因子应用于第一开关包括将功率因子校正的正功率信号应用于第一开关，以及将失真因子应用于第二开关包括将功率因子校正的负功率信号应用于第二开关。有利地，使用调制技术能高效地控制开关。在一些实施方式中，可以包括模拟或数字滤波器用于滤波调制信号。

[0010] 在一些应用中，电力网络的阻抗可以远低于电力网络向其传输电力的负载的阻抗。在这种情况下，受益于本公开的人将理解灌或拉电流的方向可能需要反向。通过举例，负失真通常通过向电力线注入或灌电流来校正。但是，如果负载的阻抗大于网络的阻抗，电流将被注入网络而不是负载。因此，可以完成相反的功能。这导致从电网抽取的总电流波形的充分的失真校正。

[0011] 在本发明的另一方面，一种用于减少电力线中的失真的方法包括校正电力线中的功率因子使得功率因子基本是 1，将电力线的电流部分与所需的参考信号相比较，从而形成校正信号，以及根据校正信号有选择地拉和向电力线灌电流。校正功率因子包括任何已知的功率因子校正方法或这里所述的任何方法。在一些实施方式中，有选择地拉或灌电流包括将校正信号应用于至少一个被控电流源，其中被控电流源根据校正信号将电流供应与电力线耦合。可替换地，有选择地拉或灌电流包括调制校正信号且将被调制的校正信号应用

于至少一个开关，其中该开关将电流供应与电力线耦合并滤波调制噪声。调制校正信号包括脉冲宽度调制、delta-sigma 调制、脉冲编码调制、脉冲密度调制或脉冲位置调制。

[0012] 在一些应用中，电力网络的阻抗可以远低于电力网络向其传输电力的负载的阻抗。在这种情况下，受益于本公开的人将理解灌或拉电流的方向可能需要反向。通过举例，负失真通常通过向电力线注入或灌电流来校正。但是，如果负载的阻抗大于网络的阻抗，电流将被注入网络而不是负载。因此，可以完成相反的功能。这导致从电网抽取的总电流波形的充分的失真校正。

[0013] 在运行中，电信号中的失真，比如被向住宅传送的功率减少。失真可以是谐波失真、幅度失真、噪声、升高的谱噪声等等。向住宅传输的功率包括电压和电流。一般，由于负载中的非线性，向负载传送的功率的电流分量将显示失真。通过将电流与完美的正弦波比较，比如功率的电压分量，能确定失真。这个完美的正弦波能用作参考信号。在电压正弦波小于完美的情况下，比如当幅度失真使电压正弦波变形时，通过与电压正弦波同步，可以局部创建近似完美的正弦波。例如，可利用过零转变作为标志以形成近似完美的正弦波。通过从具有失真的信号减去参考信号，形成校正信号。校正信号包括失真因子。失真的正部分被应用于耦合到向住宅传输电力的线路的拉电流。拉电流根据失真从线路中拉电流。类似地，失真的负部分被应用于也耦合到向住宅传输电力的线路的电流源。当失真为负时，电流源根据失真向线路中灌电流。因此，失真被从电网抽取的电流中去除。

[0014] 在一些实施方式中，可以调制校正信号以提高效率。方法比如脉冲宽度调制、delta-sigma 调制、脉冲编码调制、脉冲密度调制或脉冲位置调制。被调制的校正信号被应用于激活的开关，比如 MOSFET，根据失真将电流导入或导出向房屋供电的线路。

[0015] 在一些实施方式中，减少失真的方法还包括校正功率因子。动态功率因子校正的方法包括确定第一负载的无功功率，确定由该无功功率引起的功率因子，确定耦合到第一负载以使该比率基本为 1 的最佳校正无功负载，以及将最佳校正无功负载耦合到第一负载。

[0016] 在一些实施方式中，将最佳无功负载耦合到第一负载包括为所需的精确度选择量化水平，该量化水平具有最高有效位 (MSB) 和最低有效位 (LSB)，确定 MSB 无功负载，确定 LSB 无功负载，以及关闭与获得所需精确度需要的任一比特相关的开关，其中开关将 MSB 无功负载和 LSB 无功负载中的任一个电耦合到第一负载。一般，所需精确度包括确定比率的可接受的值。量化水平还能包括在 MSB 和 LSB 之间的至少一个比特。确定 LSB 无功负载、MSB 无功负载以及至少一个比特的比特无功负载的值包括确定第一负载的最大无功分量。MSB 无功负载、LSB 无功负载以及至少一个比特的比特无功负载通常是电容器，且可通过任何开关、激活的开关、MOSFET、IGBT 晶体管、一对 MOSFET、一对 IGBT 晶体管、TRIAC、继电器、晶闸管以及一对晶闸管耦合到无功负载。在一些实施方式中，无功功率被持续地监视以及耦合到第一负载以使无功功率基本为 0 且功率因子基本为 1 的新的最佳校正无功负载被动态确定。

[0017] 在本发明的另一方面，用于减少具有失真的电信号中的失真的系统包括用于使具有失真的信号中的功率因子基本为 1 的功率因子校正模块，用于将电力线的电流部分与所需的参考信号相比较的减法器，从而形成校正信号，以及用于根据校正信号有选择地拉和向电力线灌电流的电路。所述功率因子校正模块包括传感器，用于测量耦合到电力线的第

一负载的无功功率以及用于与第一负载耦合以抵消第一负载的无功分量的多个比特无功负载。在一些实施方式中，用于有选择地拉或灌电流的电路被配置用于将校正信号应用于至少一个被控电流源，其中被控电流源根据校正信号将电流供应与电力线耦合。可替换地，用于有选择地拉或灌电流的电路包括调制器，用于调制校正信号且将被调制的校正信号应用于至少一个开关，其中该开关将电流供应与电力线耦合，以及滤波器，用于滤波调制噪声。调制器包括脉冲宽度调制器、delta-sigma 调制器、脉冲编码调制器、脉冲密度调制器或脉冲位置调制器。

[0018] 在运行中，用于减少具有失真的电流信号中的失真的电路包括用于接收具有失真的电流信号的第一输入，用于接收参考信号的第二输入，耦合到第一输入和第二输入的减法器，用于从参考信号减去具有失真的电流信号因此形成第一校正信号，以及电路，用于有选择地将第一校正信号的正部分和第一校正信号的负部分与具有失真的电流信号组合。减法器可以是模拟电路，比如配置用于从一个输入减去另一个输入的运算放大器。可替换地，减法器可以是数字系统，比如能从一个转换的比特流输入数字地减去另一个的 A/D 转换器，以及用于将结果转化为包括校正信号的模拟信号的 D/A 转换器。

[0019] 在一些实施方式中，用于有选择地组合的电路可以是耦合到减法器的输出用于确定校正信号的正部分的正整流器和第一被控电流源，以及耦合到减法器的输出用于确定校正信号的负部分的负整流器和第二被控电流源。两个被控电流源分别耦合到正电源和负电源以有选择地从主电力线拉或向主电力线灌电流以便校正失真。在运行中，当失真为负时，电流根据负失真被提供给电力线以补偿。同样，当失真为正时，电流根据正失真被拉，从而补偿。

[0020] 可替换地，用于有选择地组合的电路可以是耦合到减法器的输出用于确定校正信号的正部分的正触发比较器，耦合到减法器的输出用于确定校正信号的负部分的负触发比较器，以及调制器。调制器可以是任何有用类型的调制器，包括脉冲宽度调制器、delta-sigma 调制器、脉冲编码调制器、脉冲密度调制器或脉冲位置调制器。调制器能耦合到正触发比较器的输出和负触发比较器的输出用于调制校正信号的正部分和校正信号的负部分。在一些实施方式中，第一开关耦合到正触发比较器。第一开关能有选择地根据校正信号的正部分耦合来自负 DC 电源的电流，从而减少失真。同样，第二开关能有选择地根据校正信号的正部分耦合来自正 DC 电源的电流，从而减少失真。

[0021] 在一些应用中，电力网络的阻抗可以远低于电力网络向其传输电力的负载的阻抗。在这种情况下，受益于本公开的人将理解灌或拉电流的方向可能需要反向。通过举例，负失真通常通过向电力线注入或灌电流来校正。但是，如果负载的阻抗大于网络的阻抗，电流将被注入网络而不是负载。因此，可以完成相反的功能。通过从电力线拉电流，电流被注入相反的方向。

[0022] 在一些实施方式中，用于减少失真的电路还包括用于使被传输的电流和电压之间的功率因子基本统一的功率因子校正电路，。用于功率因子校正的系统包括用于确定负载的无功功率的装置，用于确定耦合到第一负载使功率因子基本为 1 且无功功率基本为 0 的最佳校正无功负载的装置，以及用于将最佳无功负载耦合到第一负载的装置。在一些实施方式中，用于将最佳无功负载耦合到第一负载的装置包括用于为所需的精确度选择量化水平的装置，该量化水平具有最高有效位 (MSB) 和最低有效位 (LSB)，用于确定 MSB 无功负载

的装置，用于确定 LSB 无功负载的装置，以及用于关闭与获得所需精确度需要的任一比特相关的开关的装置，其中开关将 MSB 无功负载和 LSB 无功负载中的任一个电耦合到第一负载。量化水平还包括在 MSB 和 LSB 之间的至少一个比特。MSB 和 LSB 之间的更多比特将导致功率因子校正的精确度更高，或功率因子更接近 1。比特无功负载通常是电容器，且可通过开关、激活的开关、MOSFET、IGBT 晶体管、一对 MOSFET、一对 IGBT 晶体管、TRIAC、继电器、晶闸管以及一对晶闸管耦合到无功负载。

[0023] 在本发明的另一实施方式中，一种用于减少具有失真的电信号中的失真的系统包括用于将电力线中具有失真的电信号的至少一部分与所需的参考信号相比较，从而形成校正信号的电路，以及用于根据校正信号有选择地从 DC 整流器和太阳能板之一向具有失真的电信号拉和灌电流以校正失真的电路；以及有选择地从太阳能板将附加电流注入负载或电网中的至少一个。优选地，所述系统还包括用于确定太阳能何时产生电流的处理器，以及用于在 DC 整流器和太阳能板之间切换用于拉和灌电流的处理器，其可以是同一处理单元。而且，所述系统包括变压器，所述变压器具有初级绕组和次级绕组，用于电隔离用于有选择地从电力线拉和灌的电路，其中次级绕组可以串联或并联耦合。优选地，用于有选择地拉和灌电流的电路包括有选择地耦合到 DC 整流器和太阳能板中之一或提供正 DC 电流的正 DC 电源，有选择地耦合到 DC 整流器和太阳能板之一用于提供负 DC 电流的负 DC 电源，处理器用于响应于负失真有选择地从正 DC 电源之一向电力线灌电流，或响应于正失真从电力线向负 DC 电源拉电流，其也可以是上述的同一处理器。

[0024] 类似地，一种用于校正电力线中谐波失真的方法包括：产生上述校正信号，从整流器和太阳能系统之一产生正 DC 电流，通过反向正 DC 电流产生负 DC 电流，根据校正信号有选择地向负载灌正 DC 电流以校正负失真，根据校正信号有选择地向负载灌负 DC 电流以校正正失真，以及从太阳能系统将附加的可用功率注入到负载和电力线中的至少一个，从而增加了总电流。优选地，所述方法还包括使负载与正 DC 电源和负 DC 电源电隔离。在一些实施方式中，从整流器和太阳能系统之一产生正 DC 电流包括确定太阳能系统是否正在产生电流，以及如果太阳能系统正在产生电流，从太阳能系统灌电流，或者如果太阳能系统不是正在产生电流，从整流器灌电流。有利地，所述方法和设备使得从太阳能系统注入电流而不使用价格高且低效的逆变器，下面将详细说明。

[0025] 在本发明的另一方面，一种用于校正谐波失真的系统包括用于确定电力线中谐波能量的装置，用于存储该谐波能量的装置，以及用于有选择地释放谐波能量以抵消相反量值的谐波能量的装置。优选地，用于确定电力线中谐波能量的装置如上所述，包括用于测量电力线中电流分量的传感器，用于产生参考信号的振荡器，以及用于将电流分量与参考信号比较从而产生校正信号的比较器，其中校正信号代表电力线中的谐波能量。用于存储能量的装置可以是电容器或电感器。能量被开关释放，其有选择地在正电源、负电源和负载之间耦合用于存储能量的装置。优选地，所述系统还包括调制校正信号的调制器以驱动晶体管有选择地为存储能量的装置充电。

[0026] 同样，一种用于校正具有谐波失真的信号中的谐波失真的方法包括：确定电力线中的谐波能量，存储谐波能量，以及有选择地释放谐波能量以抵消相反量值的谐波能量。如上所述，产生校正信号，以及如上所述，能量被存储和释放。可以理解，使用谐波能量校正未来的谐波误差可以避免使用外部功率源校正能量，或从电力线抽取更大的电流。

[0027] 在另一实施方式中，考虑电源的调制。这种实施方式包括用于将电力线中具有失真的电信号的至少一部分与所需的参考信号相比较从而形成校正信号的装置，以及用于分别从负电源和正电源有选择地向电力线拉和灌电流的装置，用于根据校正信号调制正电源的装置，以及用于根据校正信号调制负电源的装置。在模拟电子设备中，这种电源称为H类放大器。H类放大器享有更高的效率，因为电源紧密跟踪放大器的电流级。在这个实现方式中，电源跟踪校正信号。优选地，用于比较的装置包括用于感测具有失真的信号的传感器，用于产生参考信号的振荡器，以及用于将具有失真的信号与参考信号比较从而产生校正信号的比较器。用于有选择的拉和灌电流的装置包括耦合到正电源的第一晶体管，用于根据校正信号灌电流以校正负谐波，以及耦合到负电源的第二晶体管，用于根据校正信号拉电流以校正正谐波。用于调制电源的装置包括用于接收校正信号的第一晶体管以及用于分别取得校正信号的正和负平均的LC续流网络(LC-flywheel network)。

[0028] 用于以上实施方式的对应方法包括如上所述形成校正信号，分别从负电源和正电源有选择地向具有失真的电信号拉和灌电流，以及根据校正信号调制电源。

[0029] 有利地，以上概括的实施方式可以实现在家庭住宅的规模。以上概括的系统和电路可以被不昂贵地生产，允许普通的房主接入这种设备。现有技术解决方案一般包括目标为工业应用的设备，以及因此被配置用于校正大得多的电流承载能力的网络中的功率因子。因此，它们非常大且花费成千上万美元并且不是住宅应用可接受的。其他解决方案仅校正功率因子且必须应用于家庭中的单个设备。而且，它们一般是不能充分校正功率因子的固定的电容器功率因子校正单元，并且在一些实例中可以降低功率因子。此外，其他解决方案是系统，其中中央控制单元驱动功率因子以及必须耦合到单个器件的谐波校正单元，其中每个耦合是安装步骤。这种系统还试图通过抽取和驱散纯阻性负载比如单个器件中的电流校正电流波形。相反地，其中实现的系统和电路和方法一般耦合在主电表和住宅之间，能够简单地一步安装。

附图说明

[0030] 图1是根据本发明一个实施方式的功率因子校正电路的示意框图。

[0031] 图2是根据本发明一个实施方式的功率因子校正电路的示意框图。

[0032] 图3A是功率因子校正的具有失真的功率信号的时间对幅度的图。

[0033] 图3B是功率因子校正的具有失真的功率信号的时间对幅度的图。

[0034] 图3C是功率因子校正的具有失真的功率信号的时间对幅度的图。

[0035] 图3D是具有差的功率因子的功率信号的时间对幅度的图、失真和校正失真的方法。

[0036] 图4是根据本发明一个实施方式的失真减少电路的示意框图。

[0037] 图5是根据本发明一个实施方式的具有调制的失真减少电路的示意框图。

[0038] 图6是根据本发明一个实施方式的具有调制的失真减少电路的示意框图。

[0039] 图7是根据本发明一个实施方式的具有调制和增强滤波的失真减少电路的示意框图。

[0040] 图8是根据本发明一个实施方式的具有调制和增强滤波的失真减少电路的示意框图。

[0041] 图 9 是根据本发明一个实施方式的具有调制和增强滤波的失真减少电路的替代示意框图。

[0042] 图 10 是根据本发明一个实施方式的具有调制和增强滤波以及电隔离的失真减少电路的示意框图。

[0043] 图 11 是根据本发明一个实施方式的具有调制和增强滤波以及与负载串联耦合的电隔离的失真减少电路的示意框图。

[0044] 图 12A 是 G 类电源波形的示例。

[0045] 图 12B 是 H 类电源波形的示例。

[0046] 图 12C 是具有 H 类电源的失真减少电路的示意框图。

[0047] 图 12D 是具有 H 类电源的失真减少电路的增强的示意框图。

[0048] 图 13A 是具有太阳能系统的失真减少电路的示意框图。

[0049] 图 13B 是现有技术太阳能系统的示意框图。

[0050] 图 13C 是由太阳能系统产生、注入到房屋负载或 AC 电网的电流的图形表示。

[0051] 图 14A 是具有回收谐波能量并用它校正后来的谐波失真的能力的失真减少电路的示意框图。

[0052] 图 14B 是可被回收用于以后校正谐波失真的失真的电流信号中的能量的图形表示。

[0053] 图 14C 是具有回收谐波能量并用它校正后来的谐波失真的能力的失真减少电路的示意框图。

[0054] 图 14D 是具有回收谐波能量并用它校正后来的谐波失真的能力的失真减少电路的示意框图。

具体实施方式

[0055] 在下列说明中，为了解释，提出各种细节和替代。但是，受益于本公开的本领域普通技术人员将理解可以实现本发明而不使用这些具体细节。在其他实例中，为了不用不必要的细节模糊本发明的说明，公知的结构和设备显示为框图形式。

[0056] 功率因子校正方法和设备

[0057] 图 1 是根据本发明一个方面的功率因子校正电路 (PFC)100 的示意框图。功率因子 (PF) 定义为流向负载的实际功率对视在功率的比率，并且是在 0 和 1 之间的数。它可表示为百分比，即 0.5pf 是 50％。实际功率是电路在特定时间执行工作的能力。视在功率是电路的电流和电压的成乘积。对于相同量的传送的有用功率，PF 基本接近 0 的负载比 PF 接近 1 的负载抽取更多电流。一般理解，PF 接近 0 被视为低 PF 以及 PF 接近 1 被视为高 PF。非常需要优化 PF 并使它接近 1 尤其是当且如果公用事业能量表仅记录按时间消耗的视在功率而不是有功功率。一般，公用事业公司希望在电力网络中具有好的功率因子，以便优化基础设施且使它可向其消费者传输的有功能量最大。差的功率因子比如 0.9 和更低，将在线路中产生过多的视在电流损失且因较高的电流使电网紧张。

[0058] 在图 1 的示例中，PFC100 被配置用于校正向由负载 120 表示的住宅或家庭传输的功率的功率因子。PFC100 一般耦合到 110VAC 线路 101A 和中性线 101B。PFC100 耦合在标准电表 101 和负载 120 之间。大多数家庭具有都代表消耗功率的负载的几个电器。通常，每

个负载具有无功分量。这个无功分量一般是家庭中发现的大多数普通负载的电感属性的结果，比如洗衣机的电动机、烘干机 HVAC 单元或洗碗机等。所有这些负载的组合显现为公用电表 101 的单个负载 120。但是，随着不同器件被激活和关闭，电表 101 所见的负载 120 的无功和实际分量动态改变。为此，动态 PFC100 能动态地校正负载 120 的 PF。在一些实施方式中，无功功率测量模块 105 通过第一绝缘导线组 102 和第二导线组 103 电耦合到 110VAC 电力线（也称为相线）101A 和中性线 101B。所示示例，第一绝缘导线组 102 可以是耦合到 110VAC 电力线 101A 的电线。第一触点组 102 测量向负载传输的功率的相电流分量。第二触点组 103 跨 110VAC 电力线 101A 和中性线 101B 耦合以测量相电压。可包括降压变压器 103A 以降低电压的幅度，使 PFC100 更简化，因为较低的电压电子设备成本效率更高且使设计更容易。无功功率测量模块 105 能通过导线 102 和 103 确定负载的无功功率。通过示例，无功功率测量模块 105 可包括处理器单元，比如模拟设备 ADE7878。测量模块 105 还可与外部处理器 107 通信。

[0059] 在一些实施方式中，控制器 107 可以有选择地耦合具有不同值的若干无功负载，例如电容器 110A-110C 与负载 120 并联以便补偿负载 120 的无功分量。使用二元实现将负载 110A-110C 与负载 120 耦合。为了确定负载 110A-110C 的值，最好首先确定最小和最大无功功率补偿范围。在二元实现中，可以显示 PFC100 的精确度可以精确为负载 110A-110C 中最小值的无功功率的值的一半，其中每个负载对应一个比特或量化水平。负载 110A-110C 中最小值是最小比特无功负载和所需量化的最小分量。PFC100 的示例性实现显示量化水平为 3。换句话说，有 3 个比特无功负载，最低的是 LSB，或最低有效位无功负载，且最高的是 MSB，或最高有效位无功负载。PFC100 的精确度可以表示为：

[0060] $Err_{MAX} = LSB/2$

[0061] 其中 LSB 由等式最优地选择：

[0062] $LSB = VAR_{MAX}/(2^{N}-.5)$

[0063] 其中 VAR_{MAX} 是要补偿的负载 120 的最大无功值以及 N 是量化水平。可以理解量化水平与负载 120 的无功部分的补偿的精确度直接成比例。所需的量化水平可以确定为所需的精确度对成本和复杂度的平衡。要校正的负载 120 的最小和最大无功功率的大约 50 个样本的模拟示出在表 1 中：

[0064] 表 1：

[0065]

	N = 1	N-2	N = 3	N = 4
精确度对 1LSB	49.1% LSB	47.9% LSB	45.5% LSB	46.8% LSB
不精确度对 VAR_{MAX}	32.7%	13.7%	6.1%	3.0%

[0066] 校正无功功率值 Q_{CORR} 由以下算法确定：

[0067] $IF(round(Q/LSB)) > (2^{N}-1)$

[0068] Then $Q_{CORR} = LSB*(2^{N}-1)$

[0069] Else $Q_{CORR} = LSB*Round(Q/LSB)$，所有的值为 VAR

[0070] 其中 Q 是要补偿的负载 120 的无功值。如上所述，当家用电器被激活和关闭时负

载 120 的无功值正在动态改变，并且它们各自的无功负载被耦合到负载 120 中。为此，无功功率测量模块 105 最好被配置用于负载 120 的无功功率并且向控制器 107 传送无功功率。可替换地，控制器 107 可直接耦合到负载 120 以便立即确定无功功率。如果 Q 为 0 或正，负载 120 的无功部分是电感性的。较少地，负的 Q 表明负载 120 的无功部分是电容性的。表 2 示出量化对 PFC100 精确度的影响的示例。

[0071] 表 2

[0072]

	N = 1	N=2	N=3	N=4
具有 max. error, MAEFS 的最大可校正无功功率带	2000 VAR	2000 VAR	2000 VAR	2000 VAR
1/2 LSB 的无功功率	666.7 VAR	285.7 VAR	133.3 VAR	64.5 VAR
bit 1 = LSB 的无功功率	1333.3 VAR	571.4 VAR	266.7 VAR	129.0 VAR
bit 2 的无功功率	NA	1142.9 VAR	533.3 VAR	258.1 VAR
bit 3 的无功功率	NA	NA	1066.7 VAR	516.1 VAR
bit 4 的无功功率	NA	NA	NA	1032.3 VAR
总有功负载功率 P	10-3000 W	10-3000 W	10 - 3000 W	10-3000 W

[0073]

总无功负载功率 Q	8 - 2000 VAR	8 - 2000 VAR	8 - 2000 VAR	8 - 2000 VAR
针对 QMIN 到 QMAX 的 MAEFS，最大模拟绝对误差	655 VAR	274 VAR	121 VAR	60 VAR
功率因子	0.667	0.667	0.667	0.667
补偿之后的最小模拟功率因子	0.782	0.909	0.96	0.98
补偿之后的平均模拟功率因子	0.89	0.953	0.978	0.989

[0074] 通过示例，假设消耗的有功功率在 10 和 3000 瓦之间，以及假设负载 120 的无功功率在单个相、2 线网络配置中在 8 和 2000VAR 之间。在这个示例中，为了说明，PF 固定在 0.67。可以从表 2 看出，2 个或 3 个比特的实现（即 N = 2 或 N = 3）一般优化功率因子基本以接近于 1，同时使成本和复杂度最小。对于 110V 系统中的实例，比如在 US，以及其中 N = 3，并且对于表 2 中提出的示例，2 个无功比特 Q_{LSB} 和 Q_{MSB} 以及中间比特 Q 的电抗计算如下：

[0075] $ZQ_{LSB} = U^2/Q_{LSB} = 110V^2/266.7VAR = 45.370hm$（纯电容性）

[0076] $ZQ = U^2/Q = 110V^2/533.3VAR = 22.680hm$（纯电容性）

[0077] $ZQ_{MSB} = U^2/Q = 110V^2/1066.7VAR = 11.340hm$（纯电容性）

[0078] 参考回到图 1，电容器 110A-110C，其中 110A 是 LSB 比特无功负载以及 110C 是 MSB 比特无功负载，电容器值计算如下：

[0079] $C_{LSB} = 1/(2\pi FZQ_{LSB}) = 1/(2\pi *60Hz*45.370hm) = 58uF$

[0080] $C = 1/(2\pi FZQ) = 1/(2\pi*60Hz*22.68Ohm) = 117uF$

[0081] $C_{MSB} = 1/(2\pi FZQ_{MSB}) = 1/(2\pi*60Hz*11.34Ohm) = 234uF$

[0082] 因此，在这个示例中，LSB 比特无功负载 110A 是 58uF，比特无功负载 110B 是 117uF，且 MSB 比特无功负载 110C 是 234uF。每个比特无功负载 110A-110C 通过开关 109A-109C 并联耦合到负载 120。每个开关被开关驱动器 108A-108C 使能。每个开关驱动器则被控制器 107 控制。如上所述，控制器 107 既可以测量要补偿的负载 120 的无功功率也可以具有由无功功率测量模块 105 传送给它的信息。控制器可耦合到存储器 106。可替换地，存储器 106 可以是控制器 107 的一部分。存储器 106 可存储要补偿的负载 120 的最大无功功率值以及负载 110A-110C 的比特无功值。此外，存储器 206 可存储功率因子校正记录以便给用户，比如房主，关于住宅的功耗特征的有用数据。因此，控制器 107 可以有选择地激活开关驱动器 108A-108C 以使能或禁止开关 109A-109C，从而有选择地将比特无功负载 110A-110C 并联耦合到负载 120，从而动态补偿负载 120 的无功功率。

[0083] 在一些实施方式中，控制器 107 耦合到通信模块 114。通信模块 114 可与其他 PFC 单元 100 通信。而且，通信模块 114 可与用户装置比如笔记本电脑或蜂窝电话通信以便通知用户，比如房主，PFC100 的状态和 PFC100 正在做的校正的量。通信模块 114 可以通过无线模块 114A 无线通信。无线模块包括天线 114B，使用本地 WiFi 网络比如 IEEE802.11。在一些实施方式中，无线模块 114A 可以通过标准技术比如 CDMA 或 GSM 与蜂窝电话网络通信。用户，比如住宅的主人，可以跟踪其家庭的动态功耗以便做出关于能量使用的英明决定。可替换地，通信模块 114 可以经由有线网络通过端口 115 通信，可以经由 LAN、串联、并联、IEEE1394Firewire 或任何其他已知或专用有线通信标准连接。PFC100 还包括 DC 电源 104，经由降压变压器 104A 耦合到 110VAC 电力线 101A 和中性线 101B。DC 电源可将来自电力线 101A 的功率转换为所需的 DC 电压以向电子设备比如无功功率测量模块 105、控制器 106 和 PFC100 中的其余模块提供功率。

[0084] 在一些实施方式中，开关 109A-109C 可以是一个或多个晶体管。晶体管可包括双极晶体管、MOS 晶体管、IGBT 晶体管、FET 晶体管、BJT 晶体管、JFET 晶体管、IGFET 晶体管、MOSFET 晶体管以及任何其他类型或晶体管的子集的任何组合。对于双极和 IGBT 晶体管，对于选择双极或 IGBT 晶体管的一些考虑是晶体管在 ON 状态的弱 0 集电极 - 发射极电压和驱动需求。而且，晶体管一般是单向的，意味着电流一般从漏极流向源极或从集电极流向发射极。为此，最好布置 2 个晶体管，每个用于一个电流流动方向，每个将其自己的比特无功负载耦合到 120。当使用晶体管作为开关 109A-109C 时另一实现考虑是晶体管一般需要附加保护二极管对抗反向电压。例如，如果晶体管额定用于多于 110 或 220VAC，最大的发射极对基极电压是大约 5-10V。因此，最好是实现保护二极管与发射极串联以在反向半正弦波电压期间保护晶体管。由于随着热散失的能量损失，晶体管可能需要一个或多个散热器。晶体管对于半正弦波在导通状态散失的功率近似为：

[0085] $Power = U_{CE}*I_{CE}/2 = U_{CE}*(U_{AC}-U_{CE})/(2*Z)$

[0086] 假设 $U_{CESAT} = 2Volts$ 在 10A，比如 ON 半导体 2N3773，对于普通的美国住宅电力线 $U_{AC} = 110Volts$，$Z = 10.59ohm$，每个晶体管作为热散失的功率可近似为

[0087] $Power = 2V*(110VAC-2V)/(2*10.59) = 10.2W$ 每晶体管

[0088] 2 比特无功功率校正系统将需要 4 个晶体管、4 个电容器和 4 个功率二极管。开关

109A-109C 中散失为热的总功率可以近似为 :

[0089] Power = 2*10.2W(bit 2)+2*5.1W(bit 2 = LSB) = 30.6W

[0090] 因此,最好将开关 109A-109C 耦合到散热器,对 PFC100 增加了成本和复杂度。

[0091] MOS 和 MOSFET 晶体管一般是较低的功率散失器件。但是,MOS 和 MOSFET 器件也是单向的并且需要保护以避免过多的反 V_{GS} 电压。MOS 或 MOSFET 开关在导通状态为半正弦波电压散失的功率可以近似为 :

[0092] $Power = R_{DS\_ON} * I_{DS}/2 = (R_{DS\_ON}/2) * (U_{AC}/Z)2$

[0093] 假设 R_{DS_ON} = 0.13ohm 在 10A,比如 ST 微电子设备 STF20N20,对于普通的美国住宅电力线 U_{AC} = 110Volts,Z = 10.59ohm,开关中作为热散失的功率可近似为

[0094] Power = 0.13ohm/2*(110VAC/10.59ohm)2 = 7.01W

[0095] 2 比特无功功率校正系统将需要 4 个晶体管、4 个电容器和 4 个功率二极管。开关中散失的总功率可以近似为

[0096] Power = 2*7.01W(bit 2)+2*3.5W(bit 2 = LSB) = 21.0W

[0097] 虽然在开关 109A-109C 中使用 MOS 或 MOSFET 减少散失为热的功率约三分之一,仍需要散热器散失废热。虽然具有很低的 R_{DS_ON} 的 MOS 或 MOSFET 器件是市场有售的,它们一般承担较高的成本。

[0098] 图 2 所示为根据本发明一个实施方式的 PFC200。类似于图 1 的 PFC100,PFC200 被配置用于校正向由负载 220 表示的住宅或家庭传输的功率的功率因子。PFC200 通常耦合到 110VAC 线路 201A 以及中性线 201B。PFC200 耦合在标准电表 201 和负载 220 之间。在一些实施方式中,无功功率测量模块 205 通过第一绝缘触点组 202 和第二触点组 203 电耦合到 110VAC 电力线 201A 和中性线 201B。示例示出,第一触点组 202 可以是耦合到 110VAC 电力线 201A 的电线。第一触点组 202 测量向负载传输的功率的相电流分量。第二触点组 203 跨 110VAC 电力线 201A 和中性线 201B 耦合以测量相电压。可包括降压变压器 103A 以降低电压的幅度使得 PFC200 更简化,因为较低电压的电子设备成本效率更高且更容易设计。通过示例,无功功率测量模块 105 可包括处理器单元,比如模拟设备 ADE7753。在一些实施方式中,模块 205 可以将骤降或过电压条件向微控制器 207 传递。

[0099] 控制器 207 耦合到无功功率测量模块 205。控制器 207 耦合到多个 TRIAC 驱动器 208A 和 208B。双向晶闸管驱动器 208A 和 208B 则被配置用于有选择地激活和关闭多个 TRIAC 209A 和 209B。在所示示例中,使用 10mA 驱动 TRIAC。但是,可依据其说明书使用其他驱动信号驱动 TRIAC。用于交流的 TRIAC 或三极管,是近似等效于反向并联配置耦合、其栅极电耦合在一起的 2 个硅控整流器的电子组件。这导致电子开关可以双向导通电流且因此没有任何极性。它可以通过施加于栅电极的正或负电压而被激活。一旦被激活,设备继续导通直到通过它的电流下降到低于已知为保持电流的某个阈值。因此,TRIAC 是对 AC 电路非常方便的开关,使非常大功率的控制随毫安级控制电流一起流动。一般理解 TRIAC 属于称为晶闸管的更大的组件类。晶闸管包括但不限于 :硅控整流器 (SCR)、可关断晶闸管 (GTO)、静电感应晶闸管 (SIT)、MOS 控制晶闸管 (MCT)、分布缓冲 - 可关断晶闸管 (DB-GTO)、集成栅极换流晶闸管 (IGCT)、MOS 合成静电感应晶闸管 (CSMT)、逆导晶闸管 (RCT)、不对称 SCR(ASCR)、光激活 SCR(LASCR)、光触发晶闸管 (LTT)、击穿二极管 (BOD)、改性阳极可关断晶闸管 (MA-GTO)、分布缓冲可关断晶闸管 (DB-GTO)、基极电阻控制晶闸管 (BRT)、场控晶

闸管 (MCTh)、以及光激活半导开关 (LASS)。受益于本公开的普通技术人员将理解图 2 的 PFC200 的实施方式可以易于修改以使用任何已知的或专用的晶闸管以实现特定设计或应用需求以实现 PFC200。

[0100] 控制器 207 可实现以上如图 1 所述的算法以通过 TRIAC 驱动器 208A 和 208B 使能或禁止 TRIAC 209A 和 209B。有利地，TRIAC 喜欢较低的逻辑阈值来使能它们。因此，可使用更小和更多成本效率高的组件作为驱动器 208A 和 208B。当被使能时，TRIAC 209A 和 209B 将比特无功负载 210A 和 210B 与负载 220 并联耦合以便补偿差的功率因子。可选地，可以实现滤波器 212 和 213 以减少切换噪声或由 TRIAC 引入的杂音。

[0101] 在一些实施方式中，控制器 207 耦合到通信模块 214。通信模块 214 可与 PFC 单元 200 中任何一个通信。而且，通信模块 214 可与用户装置比如笔记本电脑或蜂窝电话通信以便通知用户，比如房主，PFC200 的状态和 PFC200 正在做的校正的量。通信模块 214 可以通过具有天线 214B 的无线模块 214A 使用本地 WiFi 网络比如 IEEE802.11 无线通信。而且，无线模块 214A 可以与蜂窝网络比如 CDMA 或 GSM 通信，于是用户可使用蜂窝电话以跟踪并做出有关其家庭功耗的英明决定。可替换地，通信模块 214 可以经由有线网络通过端口 215 通信，可以经由 LAN、串联、并联、IEEE1394 Firewire 或任何其他已知有线通信标准连接。存储器模块 206 耦合到控制器 207。存储器模块 206 可以存储信息比如可从负载 120 期望的最大期望无功分量，PFC200 的校正动作历史，或可由 PFC200 收集或使用的任何其他有用的数据。PFC200 还包括经由降压变压器 204A 耦合到 110VAC 电力线 201A 和中性线 201B 的 DC 电源 204。DC 电源可以将来自电力线 201A 的功率转换到所需 DC 电压以向电子设备提供功率，比如无功功率测量模块 205、控制器 207 和 PFC200 中的其余模块。

[0102] 受益于本公开的普通技术人员将理解分别在图 1 和图 2 中的 PFC100 和 PFC200 示出 2 线、2 相系统。PFC100 或 PFC200 对 3 相 3 线或 4 线网络配置的实现遵循图 1 和 2 的实现，除了比特无功负载 110A-110C 和 210A-210B、开关 109A-109C、TRIAC 209A 和 209B，滤波器 112、113、212、213 和相关的驱动器电路增至 3 倍并且从相 1 到 2，从相 2 到 3 以及从相 3 到 1 连接。如果中性线可用，可以实现星形连接；即从相 1 到中性线，从相 2 到中性线以及从相 3 到中性线连接。PFC100 和 PFC200 将可以对任何无功负载独立补偿直到总最大可校正值。通过示例，带有连接在 3 相之间 300-600VAR 的空调单元、连接在相 2 和中性线之间 100-400VAR 的洗衣机、以及连接在相 3 和中性线之间 100-250VAR 的烘干机的房屋将能被完全校正直到最大可校正无功值。

[0103] 失真校正方法和设备

[0104] 小于理想的功率因子是电力网络中要校正的最普通的弱点。另一且更普通的弱点和问题源是由于非线性负载和带有可承受但小于理想的功率适配器的电子设备的不断增加而带来的电力线中的失真。一般，当在功率适配器中没有提供特殊设计时，AC 功率信号一般首先在两个正弦周期被完全整流并且然后被大电容器大致滤波，之后是隔离的 DC-DC 电源电子设备，比如集成电路。这个可承受且非能量星形解决方案产生反馈回网络的电流谐波。结果是电流波形接近截顶抛物线形而不是正弦波。失真可以包括负载吸收和反射功率的各种特征引起的谐波失真、噪声或任何其他形式的失真。

[0105] 图 3A 是功率因子校正的具有失真的功率信号的时间对幅度的图 300。第一轴 320 以毫秒表示时间且第二轴 310 是一般幅度比例尺以显示电流和电压的幅度。电压 U(t) 330

显现为理想 60Hz 正弦波。但是，电流 $i_{TOT}(t)$ 严重失真到不再象对应的正弦波的程度。图 3B 示出具有时间轴 420 和幅度轴 410 的类似的图 400。电压波形 430 紧密跟踪理想正弦波。但是，电流波形 440 严重失真。在住宅中，与标准电阻负载一起大量使用无处不在的和低质量的功率适配器可引起电流波形 440 显示这种失真：一些象正弦波但是仍严重失真。图 3C 示出具有时间轴 520 和幅度轴 510 的类似的图 500。这里，由于引入一个或多个重无功负载比如空调和烘干机单元，电流波形 530 对于电压波形 540 甚至更严重地失真。最后，图 3D 是普通电流波形 630 对电压波形 640 的图 600。不仅是重无功负载、电阻负载和 AC-DC 功率适配器导致电流 630 中的显著失真，而且还有在电流 630 和电压 640 之间的相移 670。在这个示例中，失真示出为失真的电流信号 630 中的峰 660。在这个示例中，相移约 30 度，对应于 PF 0.67。为了校正失真，最好首先校正 PF。可以通过图 1 和图 2 中的上述方法或装置或任何其他方便的方法获得 PF 校正。通过将失真的电流波形 630 与接近理想正弦波近似电压波形（未示出）相比较而得到校正信号 650。校正信号 650 包括电流波形 630 中的失真因子。所述因子可以是 1，但是所述因子可以是任何必需的被乘数以获得电流波形的所需幅度比率。通过示例，被乘数可以是将电压转换成电流或将电流转换成电压的因子。当校正信号 650 有选择地耦合到电流信号 630 时，结果是具有显著减少或消除失真的校正的电流信号 640。

[0106] 图 4 示出了用于抑制或消除图 3D 中所述失真的电路 800 的示意框图。电路 800 耦合在公用电表 801 和负载 840 之间。负载 840 可以是任何负载，但是在此申请和示例中它是住所。负载 840 包括一起表现为到公用电表 801 的一个负载 840 的住所中所有电设备。因为住宅中器件被激活和关闭从而耦合和解耦合其各自的负载到负载 840，负载 840 的特征动态改变。PFC875 可以将电力线 833 中的功率因子校正到基本为 1。处理器 810 可以通过感测电力线 833 检测电流。在这个示例性实施方式中，处理器 810 是模拟设备。但是，受益于本公开的普通技术人员将理解数字处理可被代替。处理器 810 还可以通过感测电力线 833 和中性线 834 检测电压。电力线 833 也称为相线。在这个示例性实现方式中，处理器 810 包括 2 个差分输入。每个输入耦合到乘法器 G1 812 和 G2 813。乘法器 812 和 813 可以用任何所需的或电路 800 的特定应用或实现需要的因子缩放电流或电压。G1 被配置用于从电力线 833 接收电流。在这个实施方式中，乘法器 G2 可以将感测的电压转换成电流信号。电压和电流通过其相应的 RMS 值被缩放。乘法器 812 和 813 可以是标准模拟运算放大器或任何其他有用的电路。乘法器 812 和 813 的输出耦合到减法器 814。在一些实施方式中，减法器 814 被配置用于比较 G1 812 和 G2 813 的缩放的输出，从而得到校正信号，比如图 3D 的信号 650。有利地，将两个输入转换为电流允许使用简单减法器 814。但是，两个输入也可以被转换为电压信号。在一些实施方式中，最好可以包括块环路增益和环路滤波器 821 以控制过程并优化系统控制比如动态行为、稳定性、增益边界、相边界等等。应注意，减法器 814 可以被配置用于通过从参考信号减去具有失真的总电流，或从具有失真的总电流减去参考信号，将总电流与参考信号相比较。可以使配置适合特定实现或应用需求。因此，校正信号可以与总电流中的失真成正比或反比。

[0107] 校正信号与电流组合以形成具有显著减少或消除失真的校正的电流信号，比如图 3D 中的信号 640。在图 4 所示实施方式中，环路滤波器 821 的输出耦合到负整流器 815 和正整流器 822。负整流器 815 则耦合到第一被控电流源 831 并且负整流器耦合到第二被控

电流源 832。在某些应用中，比如图 4 的示例，来自电表 801 的网络下行阻抗可具有与负载 840 相比非常小的阻抗。因此，当电流被注入以校正负失真时，电流将向电网而不是负载 840 灌。因此，失真将被放大。为此，图 4 的实施方式响应于负失真从电力线 833 拉电流，以及响应于正失真灌电流。由于电网和负载 840 的阻抗不平衡，有选择地灌和拉的电流将校正失真。当校正信号为负时，意味着失真分量是对总电流是减，正整流器 822 使能第二被控电流源 832。第二被控电流源 832 耦合到负 DC 电源 852。当第二被控电流源 832 被使能时，从电力线 833 拉电流。在一个实施方式中，其中电网阻抗小于负载 840 的阻抗，从电网而不是负载拉电流，导致对负载 840 的添加效应。当校正信号为正时，意味着失真分量是对总电流是加，负整流器 815 使能第一被控电流源 831。第一被控电流源 831 耦合到正 DC 电源 851。当第一被控电流源 831 被使能时，电流从正 DC 电源 851 灌到电力线 833。而且，在电网阻抗小于负载 840 的应用中，电流将灌到电网而不是负载，导致对负载 840 的减效应。在运行中，通过根据校正信号有选择地拉或灌电流到电力线中，校正信号比如信号 650 与具有失真的电流信号比如图 3C 的波形 630 组合。校正信号的正部分和校正信号的负部分之一有选择地耦合到被控电流源 831 和 832 之一。这可以动态完成当电力线 833 的失真分量随着负载 840 中的改变而改变时因为处理器 810 持续比较电压和电流并持续得到校正信号。可替换地，处理器 810 可以产生其自己的参考信号以与失真的电流信号相比较。例如，美国的电力以 60Hz 传输。因此，处理器 810 中的 60Hz 函数发生器将可以产生理想正弦波以与失真的电流信号相比较以及因此得到校正信号。可替换地，可以实现锁相环以锁定电压的过零时间以便得到近似理想的参考信号。如上所述，减法器 814 可被配置用于形成与总电流中的失真成正比或反比的校正信号。如果减法器 814 被配置用于形成与失真成正比或反比的校正信号，则失真的正部分将相应地导致从电力线 833 拉电流。同样，失真的负部分将相应地导致电流灌到电力线中。反之亦然。在校正信号与总电流中的失真成反比的实施方式中，校正信号的负部分将导致从电力线 833 拉电流。同样，校正信号的正部分将导致电流灌到电力线 833 中。

[0108] 虽然图 4 所示的实施方式使用广泛可用且成本效率高的组件，但是可以理解被控电流源 831 和 832 能效不是很高。假设正 DC 电源 851 是 250V，电力线 833 中的瞬时电压是 150V，并且校正电流信号是 10A，散失的以及丢失成废热的功率可以是几百瓦。

[0109] 为此，图 5 示出具有调制器 920 的失真减少电路 900。类似于图 4 的电路 800，电路 900 耦合到公用电表 901 和负载 940 之间。负载 940 可以是任何负载，但是在这个应用和示例中，它是住所。负载 940 包括一起表现为公用电表 901 的一个负载 940 的住所中所有电设备。PFC975 可以使电力线 933 的功率因子基本为 1。PFC975 可以是根据图 1 或 2 或任何其他方便的 PFC。如上所述，负载 940 的特征动态改变。处理器 910 可以通过感测电力线 933 检测电流。在这个示例性实施方式中，处理器 910 是模拟设备。但是，受益于本公开的普通技术人员将理解有很多商业可用数字处理器能执行下述功能。处理器 910 也可以通过感测电力线 833 和中性线 934 检测电压。在这个示例性实施方式中，处理器 910 包括 2 个差分输入。每个输入耦合到乘法器 G1 912 和 G2 913。G2 913 可以用与图 4 的 G2 813 类似的方式将电压转换为电流信号并且示出为简化的方式。乘法器 912 和 913 可以是标准模拟运算放大器或任何其他有用的电路。乘法器 912 和 913 的输出耦合到减法器 914。在一些实施方式中，减法器 914 被配置用于从 G2 913 的输出减去 G1 912 的输出，从而得到校

正信号，比如图 3D 的信号 650。在一些实施方式中，最好用缩放因子乘以这个校正信号。通过示例，环路增益滤波器被包括以与图 4 所示类似方式控制过程以及在一些实施方式中通过电流 811 的 RMS 值组合校正信号。

[0110] 环路滤波器的输出耦合到调制器 920。在这个示例性实施方式中，调制器 920 是脉宽调制器 (PWM)。但是，调制的任何方法或方案可实现为具体应用，以及设计限制需要，包括但不限于 PWM、delta-sigma 调制、脉冲编码调制、脉冲密度调制、脉冲位置调制或任何其他已知或专用调制方案。调制器 920 包括正触发比较器 822 和负触发比较器 823，当从乘法器 915 发射的校正信号为正时发出高逻辑电平以及当校正信号为负时发出低逻辑电平。在一些实施方式中，低逻辑电平可以是负值。脉冲发生器 921 产生三角波，其通过组合逻辑 925 与从负触发比较器 922 发射的校正信号的正部分以及从正触发比较器 923 发射的校正信号的负部分组合。因此，形成了在正和负部分之间分开的 PWM 校正信号。组合逻辑 925 被配置用于有选择地将 PWM 校正信号的正部分与第一被控开关 932 耦合。第一被控开关 932 耦合到负 DC 电源 952。组合逻辑 925 也被配置用于有选择地耦合 PWM 校正信号的负部分与第二被控开关 931。第二被控开关耦合到正 DC 电源 952。

[0111] 在运行中，开关 931 和 932 根据 PWM 校正信号是正还是负被 PWM 校正信号有选择地控制。在一些实施方式中，正 PWM 校正信号意味着电力线 933 中要校正的失真为负，反之亦然。为了校正电力线 933 中的负失真，根据 PWM 校正信号的负部分第二被控开关 831 被使能。第二被控开关，当被使能时，根据 PWM 校正信号，耦合来自正 DC 电源 951 的源与电力线 933。

[0112] 在图 5 的实施方式中，示出了一个实施方式，其中公用电表 901 的阻抗（以及下行的电网）具有比负载 940 小的阻抗。因此，如果试图用负 PWM 校正信号校正正失真，从电力线 933 拉的电流将从电网而不是负载 940 拉。因此，失真将被放大。为此，在负载 940 的阻抗大于从电表 901 下行的电网的阻抗的应用中，使用正 PWM 校正信号校正正失真以及用负 PWM 校正信号校正负失真。

[0113] 在一些实施方式中，最好滤波校正信号。为此，包括了滤波器 933。类似，为了校正电力线 933 中的正失真，根据 PWM 校正信号的负部分第一被控开关 832 被使能。第一被控开关，当被使能时，根据 PWM 校正信号从电力线 933 拉电流到负 DC 功率源 952。因此，从电力线 933 的电流中基本减少了失真。而且，最好用第二滤波器 934 滤波来自电力线 933 的 PWM 噪声。正 DC 功率源 951 和负 DC 功率源 952 的每一个包括电流限制和感测模块 935 和 936 用于向处理器 910 传送任何过电流或欠电流条件。

[0114] 图 6 示出失真校正电路 1000 的另一实施方式。此外，电路 1000 耦合到电力线 1032 和中性线 1034，在公用电表 1001 和负载 1040 之间的 2 线 1 相电力系统中。负载 1040 包括表现为具有无功属性的一个负载 1040 的住宅中的所有器件和其他电子设备。在这个实施方式中，电流被处理器单元 1200 测量。PFC1275 可以如上所述校正电力线 1032 中的功率因子。处理器单元 1200 包括电流和电压测量模块 1202。模块 1202 也可被配置用于做 RMS 和失真计算。模块 1202 可以是数字处理模块。在一些实施方式中，模块 1202 包括一个或多个模数转换器用于将数据比如幅度、相位和失真转换为数字比特流，可以对其数字地进行数学运算。处理器 1200 还可以具有存储器模块 1201。存储器模块 1201 可以存储有关动态谐波校正的信息，比如在一天的什么时间中校正最活跃。存储器 1201 可被移除并

被插入设备比如计算机中，使得用户可以做出有关能量使用的明智决定。可替换地，处理器1200包括通信模块（未示出）。通信模块可以通过线比如LAN线缆或通过合适的标准比如IEEE802.11或蓝牙无线地连接到因特网。而且，通信模块可通过蜂窝标准比如GSM或CDMA通信。合并到处理器1200的保护模块1203可以在任何定义的故障条件使电路1000断电，比如过电压、过电流和过温。这种故障条件可以被存储在存储器1201中。

[0115] 处理器1200可以计算电力线1032中具有失真的总电流并产生参考信号。数模转换器可以将代表总电流的数字比特流和参考信号转换成模拟波形。类似于图4和5的实施方式，总电流信号可以被减法器从参考信号中减去。可替换地，处理器1200可以从参考信号数字地减去总电流，从而形成数字校正信号。处理器1200还可以通过任何合适的已知的或专用的调制装置调制数字校正信号。被调制的校正信号然后可以根据电流是否必须被拉或灌到线1032中被有选择地与第一晶体管1031或第二晶体管1030耦合，以校正总电流中的失真。第一和第二晶体管1031和1030用作开关，当被调制的校正信号使能时，向来自正DC源1051或负DC源1052的线1032灌电流或从其拉电流。在一些实施方式中，最好包括第一滤波器1033和第二滤波器1034以分别滤波来自第一晶体管1031和第二晶体管1030的PWM噪声。

[0116] 图7示出图4、5和6的发明的更详细的实施方式。功率因子和失真校正模块1300耦合在公用电表1302和等效房屋负载1340之间。负载1340是随着住宅中的器件被激活和关闭而改变的动态负载的表示。正DC功率源1351包括可选的低通滤波器1303用于滤波可跨相线1333和中性线1334出现的任何噪声和谐波。来自电网1301的AC功率被桥整流器1304整流并通过存储电容器1305。提供PFC模块1306用于校正小于理想的功率因子。PFC模块1306可以使用图1和图2和所附说明中所述的任何方法或设备。第一切换电流1331包括耦合到处理单元1310的第一晶体管1308A。处理单元1310用调制的信号驱动晶体管1308A。响应于如图5和6中的以上实施方式所述的校正信号，晶体管1308A将来自正DC功率源1351的电流耦合到相线1333。提供可选的低通滤波器1309A用于滤波调制信号。电流限制和传感器1310A可以向处理器1310传送过电流条件。传感器1310A由电阻器表示，但是可以是用于感测过电流条件的任何有用的感测模块。正DC功率源还通过反向电源电容器1307耦合到负PFC模块1352。反向存储电容器1307提供与由DC功率源1351供应的功率成比例的负DC功率。根据图1和2中所述的方法和设备，负PFC模块1352可以校正相线1333上的功率因子。负PFC模块1352耦合到第二切换电路1332。第二切换电路1332包括也用于从处理单元1310接收调制的校正信号的第二切换晶体管1308B，如图5和6的实施方式所述。处理单元1310包括缩放乘法器G1和G2。在这个实施方式中，G2耦合到电压电流转换器。减法器可以将一个电压信号与另一个相比较以得到校正信号，如以上实施方式所述。调制器耦合到减法器的输出用于调制校正信号。在这个实施方式中，示出了PWM。但是，可以使用任何已知的或专用的调制方案。在一些实施方式中，环路滤波器耦合在减法器和调制器之间，用于控制过程和优化系统控制比如动态行为、稳定性、增益边界、相边界等。此外，外部处理可用于电流测量、电压测量、RMS和失真计算并包括存储器比如RAM或ROM。

[0117] 图8示出另一实施方式，其中灌和拉电流路径包括电感1360和1361，每个用于平滑和滤波可产生电压和电流尖峰的调制。第一和第二切换晶体管1308A和1308B可在准线

性上升中以及当晶体管 1308A 或 1308B 被禁止时分别为电感器 1360 和 1361 充电，并且使电流充电以准线性方式减少到 0。需要续流二极管 1363 用于避免电流迅速切断以避免由于电感引起的破坏性的高电压尖峰。第二续流二极管 1364 并联耦合到第二电感器 1362。形成的电流波形类似于跷跷板形并且使滤波器 1309A 和 1309B 更简单。在一些实施方式中，电感器 1361 和 1362 集成到滤波器 1309A 和 1309B 中。有利地，拉和灌电流的路径中的损失被减小。在一些实施方式中，可以包括并联电容器由续流二极管 1363 和 1364 回收任何丢失的能量。在图 8 的实施方式中，电感器 1361 和 1362 分别耦合在切换晶体管 1308A 和 1308B 以及低通滤波器 1309A 和 1309B 之间。

[0118] 在一些应用中，最好是电感器 1361 和 1362 耦合在 PFC 模块 1351 和 1352 以及晶体管 1308A 和 1308B 之间，使得电感不直接与负载 1340 耦合，并且从电网 1301 测量的阻抗被改进。图 9 示出这种实现。图 9 示出耦合在正 PFC 模块 1351 和第一晶体管 1308A 之间的第一电流充电电感器 1363A。而且，提供了耦合在负 PFC 模块 1362 和第二晶体管 1308B 之间的第二充电电感器 1363B。有利地，当用电网等效阻抗 1302 测量时，第一和第二充电电感器 1363A 和 1363B 不形成对等效房屋负载 1340 的附加电感或电抗，从而减轻任何功率因子校正需求。类似于图 8，第一和第二充电电感器 1363A 和 1363B 每个并联耦合到续流二极管 1364A 和 1364B。如上所述，续流二极管是保护晶体管、开关、继电器触点等的二极管，当切换 DC 供电的电感负载（继电器、电动机等）时，称为续流（或回扫）二极管。续流二极管通常是理想的因为有当通过电感负载的电流突然中断的实例。在这种实例中，反电势 (EMF) 将随着磁场减弱而建立，并且如果没有用于电流的路径，高电压建立。高电压可以损坏晶体管或导致击穿晶体管。续流二极管跨电感负载反向连接，并且提供用于电流的路径，于是磁场和电流可以安全地减少。

[0119] 图 10 示出用于电力线中失真校正的电路的另一替换实施方式。最好，并且在一些需要的地方，将电子设备与电力线电隔离。电隔离是电气系统的隔离功能部分的原则，防止电流从一部分向另一部分直接传导。能量和 / 或信息仍然可以在部分之间通过其他方式交换，例如电容、电感、电磁波、光、声或机械方法。电隔离用在下列情况中 :其中两个或多个电路或一个系统的两个部分必须传送或转移能量，但是它们的地可能在不同的电势，或者一个部分比另一部分更易受电流尖峰影响，或由于很多保护的原因。通过阻止不想要的电流在共享接地导体两个单元之间流动断开接地环路是有效的方法。电隔离还用于安全考虑，阻止意外电流通过人体到达地（建筑物地板）。

[0120] 图 10 示出谐波失真校正系统 1300，其中电子设备在输出侧与等效房屋负载 1340 电隔离。在图 10 中，第一切换晶体管 1308A 和第二晶体管 1308B 的输出耦合到变压器 1370 的第一绕组 1371。优选地，变压器 1370 是高频高功率变压器。变压器 1370 的次级 1372 并联耦合到等效房屋负载 1340。可选地，低通滤波器 1375 可布置在次级 1372 和等效房屋负载 1340 之间用于滤波来自切换的任何人工因素残余。当电路 1300 在校正负谐波时，意味着电流灌到等效房屋负载 1340 中，根据处理单元 1310 向晶体管 1308A 提供的切换信号，电流从中心抽头 1374（耦合到地）灌。于是，初级 1371 上产生的电压被反射到次级 1372 并且对应的电流灌到等效房屋负载 1340 中。类似地，当要校正正谐波时，意味着要从等效房屋负载 1340 拉电流，从处理单元 1310 向晶体管 1308B 提供切换信号。负电压在初级 1371 上形成，其向次级 1372 反射。有利地，没有电子设备比如处理单元 1310、电流和电压测量模

块和处理器和存储器 1305、PFC 模块 1351 和 1352，与等效房屋负载 1340 直接耦合。可选地，通过在可选低通滤波器 1303 和整流器 1304 之间插入隔离变压器可获得系统 1300 完全的电隔离，以及添加用于相电压测量的变压器馈送计算单元 1311。但是，可以理解，灌或拉的电流将沿着最少电阻的路径。因此，分别校负的或正的谐波的向等效房屋负载 1340 灌的或从等效房屋负载拉的电流将不必施加于等效房屋负载。节点 1380A 和 1380B 在等效房屋负载和电网等效阻抗 1302 之间形成分流器。一般，电网等效阻抗可以非常低，与等效房屋负载 1340 级别相同或更低。自然地，向等效房屋负载 1340 灌的电流将替代地灌向电网等效阻抗 1302，以及通常回到电网。类似地，想要从等效房屋负载 1340 拉的电流将替代地从电网等效阻抗 1302 抽取。这将导致不完全的校正电力线中的谐波失真。

[0121] 为此，图 11 示出了总谐波失真校正系统 1500，其中电流以串联配置有选择地被拉或灌向等效房屋负载 1540，从而消除在图 10 的节点 1380A 和 1380B 形成的分流器。如图 10 中，晶体管 1508A 和 1508B 的输出耦合到具有到地的中心抽头 1574 的变压器 1570 的初级。但是，在图 11 的配置中，次级 1573 与等效房屋负载 1540 串联耦合。可选低通滤波器 1572 和 1575 耦合在次级 1573 与电网等效阻抗 1502 之间，并且次级和等效房屋负载 1540 分别用于滤波切换的任何人工因素或来自电网 1501 的任何其他高频人工因素。在这个示例性实现中，为了校正正谐波，处理单元向耦合到负 PFC 模块 1535 的晶体管 1508B 发送 PWM 信号。当对应的电压信号在初级 1571 上形成时，它被反射到次级 1573。因为次级 1573 与等效房屋负载 1540 串联，电流只能从等效房屋负载 1540 拉，因为没有分流器提供较少电阻的路径。类似地，当要校正负谐波时，意味着电流要灌入等效房屋负载 1540 中，电流具有仅一个流动方向。这导致更完全的谐波校正。

[0122] 在一些应用中，由切换输出（比如晶体管 1508A 和 1508B）引起的 EMI 是不理想的或不可接受的。为此，提供拉和灌电流的正和负电源可被调制或被更仔细地操作以避免调制的需要。为此，G 类和 H 类电源可以合并在图 6-11 所述的系统中。G 类电源使用“轨道切换”以减少功耗并提高效率。有若干功率轨道可用，以及根据瞬时功耗需求使用不同的轨道。因此，在要驱动的信号和功率轨道之间有较小的区域。于是，放大器通过减少在输出晶体管浪费的功率而提高效率。G 类电源比 AB 类更高效，但是当与切换解决方案相比没有切换的负 EMI 效应时效率较低。图 12A 示出带有电压轴 1201 和时间轴 1202 的输出图 1200，表示调制的信号 1203 和多个电压轨道 1204A-1204F。从时间 t = 0 到 t = 1，被调制的信号 1203 的幅度小于 V1。因此，G 类电源同步到电压轨道 V1 1204C。当切换晶体管被接通由此导致看到的上升斜坡开始于接近 t = 1 时，驱动器（例如，图 4 的电流源 831 和 832）散失功率为热且因此降低效率。因为在时间 t = 1 时轨道 V1 1204C 与被调制的信号 1203 相比量值低，总的低效率显著减少。因为在时间 t = 1 和 t = 2 之间被调制的信号 1203 的幅度增加，需要较大量值的电压轨道以驱动被调制的信号。为此，切换到轨道 V21204B。类似地，因为被调制的信号 1203 的幅度已再次增加，在时间 t = 3 之后使用 V3 1204A。类似地，在负周期中，负轨道 1204D-1204F 被切换为如从时间 t = 4 到 t = 6 被调制的信号 1203 的负幅度增加的顺序。

[0123] 图 12B 示出 H 类电源的输出 1250。H 类放大器调制电源轨道类似于 G 类电源的情况，但是通过持续调制供应轨道以形成无穷变量供应轨道更进一步。这通过调制供应轨道而完成，于是在任何给定的时间，轨道仅是绝对值相对轻微地比输出信号大。因此，输出

级随时以其最大效率运行。图 1250 具有电压轴 1251 和时间轴 1252。为了简化，使用如图 12A 所示的相同的被调制的信号 1253。在 H 类放大器中，电源轨道电压 1254 密切跟踪被调制的信号 1253。因此，被调制的信号 1253 和轨道电压 1254 之间的差值被持续地减少。因此，驱动设备（例如，图 4 的电流源 831 和 832）被高效地驱动。

[0124] 图 12C 示出谐波失真减少系统 1600 中的 H 类电源的实现。H 类电源包括向正切换电源 1620 和负切换电源 1630 提供 DC 电压的整流器 1610。整流器 1610 电耦合到相线 1603 和中性线 1604 并从其接收 AC 功率源。可选低通滤波器 1611 可以滤波任何不想要的噪声或 AC 功率中的人工因素。整流器 1612 将滤波的 AC 功率整流到 DC 功率。任何已知的、方便的或专用的整流电路将满足，比如桥整流器。在一些实施方式中，提供 PFC 模块 1615 以使提供的功率的功率因子基本为 1。通过示例，可以使用如图 1 和 2 以及对应的文本所述的功率因子校正电路。正切换供应 1610 包括切换晶体管 1611。切换晶体管 1611 从如图 6-11 所述操作的处理单元 1650 接收控制信号以通过从参考信号减去相线 1603 的样本形成校正信号。根据控制信号，切换晶体管 1611 形成 PWM 信号，其经过取 PWM 信号的正平均的 LC 续流网络 1622。任何人工因素或噪声被可选低通滤波器 1623 滤波。提供过电流传感器 1624 用于控制或限制电流浪涌的情形。类似地，负切换供应 1630 包括切换晶体管 1631。而且，切换晶体管 1631 从处理单元 1650 接收控制信号。在负切换电源 1630 的情况下，如果有正谐波要校正，处理单元 1650 仅发送控制信号，如上面的几个图和对应的文本所述。根据控制信号，切换晶体管 1631 形成 PWM 信号，其经过取 PWM 信号的负平均的另一个 LC 续流网络 1632。任何人工因素或噪声被可选低通滤波器 1633 滤波。提供过电流传感器 1634 用于控制或限制电流浪涌的情形。

[0125] 图 12D 示出具有 H 类电源的谐波失真减少系统 1700 的另一实施方式。类似于图 16 的实施方式，整流器 1710 电耦合到相线 1703 和中性线 1704 并从其接收 AC 功率源。低通滤波器 1711 可以滤波 AC 功率中的任何不想要的人工因素。桥整流器 1712 将滤波的 AC 功率整流到 DC 功率。虽然提及桥整流器，任何已知的、方便的或专用的整流电路将满足，比如桥整流器。在一些实施方式中，提供 PFC 模块 1715 以使提供的功率的功率因子基本为 1。通过示例，可以使用如图 1 和 2 以及对应的文本所述的功率因子校正电路。正切换供应 1710 包括切换晶体管 1721。切换晶体管 1721 从如图 6-11 所述操作的处理单元 1750 接收控制信号以通过从参考信号减去相线 1703 的样本形成校正信号。根据控制信号，切换晶体管 1721 形成 PWM 信号，其经过取 PWM 信号的正平均的 LC 续流网络 1722。任何人工因素或噪声被可选低通滤波器 1723 滤波。提供过电流传感器 1724 用于控制或限制电流浪涌的情形。正切换电源 1710 提供的调制的正功率馈送第二正切换晶体管 1725。第二正切换晶体管 1725 也被处理单元 1750 控制。有利地，正切换电源 1710 提供的调制的功率紧密跟踪第二正切换晶体管 1725 接收的 PWM 信号。因此，在电源和功率需求之间存在很小的余量，如图 12B 的输出图所示。负切换晶体管 1731 也从处理单元 1750 接收控制信号。负切换晶体管 1731 仅当检测到正谐波时被处理单元 1750 激活，意味着必须从等效房屋负载 1740 拉电流。根据控制信号，负切换晶体管 1731 形成 PWM 信号，其经过 LC 续流网络 1732，从而形成 PWM 信号的负平均。可选低通滤波器 1723 滤波任何人工因素或噪声。提供过电流传感器 1734 用于控制或限制电流浪涌的情形。负切换电源 1730 提供的调制的正功率馈送第二负切换晶体管 1735。第二负切换晶体管 1735 也被处理单元 1750 控制。有利地，负切换电源

1720 提供的调制的功率紧密跟踪第二正切换晶体管 1725 接收的 PWM 信号。因此，在电源和功率需求之间存在很小的余量，如图 12B 的输出图所示。

[0126] 图 13A 示出通过选择器 1870 包含太阳能系统（未示出）的谐波失真减少系统 1800 的另一实现。在讨论图 13A 所示系统的优点和价值之前，理解现有技术的太阳能传输系统是有用的。图 13B 示出标准的现有技术的太阳能传输系统 1890。安装太阳能板 1891 使它们接收最多的阳光。太阳能板 1891 经由二极管 1892 电耦合到调节器 1893，保护太阳能板 1891 不受逆电流影响。调节器 1892 从太阳能板 1891 分离可用电流同时保持 12VDC（或任何其他所需电压）到电池 1894 和逆变器 1895。如果因为缺少阳光太阳能板 1891 要停止产生电流，电池 1894 用作缓冲以保持流向逆变器 1895 的电流。因为太阳能板 1891 仅产生 DC 电流，逆变器必须也将 DC 电流转换为 AC 电流，所以功率可以与住宅等效负载兼容。逆变器耦合到线（或相）和中性线比如图 12C 的 1603 和 1604。逆变器 1895 也被耦合在逆变器 1895 和调节器 1893 之间的保险丝 1897 保护。调节器 1893、逆变器 1895 和电池 1894 还全部通过接地柱 1896 耦合到地，接地柱一般是插入安装系统 1890 的住宅下面的地中的长金属棒。但是众所周知 DC-AC 逆变器是低效的。最高效的设计达到约 85％的效率，意味着太阳能板 1891 产生的 15％能量被浪费成热或机械振动。

[0127] 为此，图 13A 示出具有将太阳能注入等效房屋负载 1850 或回到电网 1801 中的能力而不使用低效且笨重的逆变器的谐波失真减少系统 1800。谐波失真减少系统 1800 包括 DC 功率源 1810。DC 功率源 1810 耦合到相线 1803 和中性线 1804 以从其接收 AC 功率。可选低通滤波器 1811 滤波相线 1803 中任何谐波或人工因素。优选地，提供绝缘变压器 1812 以将相线和中性线 1803 和 1804 与太阳能系统电隔离（后面说明）。然后，桥整流器 1813 将 AC 功率整流到 DC 功率。虽然示出桥整流器 1813，可以使用任何整流电路或装置。可选地，PFC 模块 1814 和 1815 可校正电源 1814 和 1815 中的电流失真并且使电流谐波失真基本为 0。DC 功率源 1810 耦合到开关 1870。开关 1870 有选择地耦合 DC 功率源 1810 或太阳能系统（未示出）作为外部 DC 功率源。开关 1870 被测量、处理和存储器单元 1820 控制。单元 1820 可基于一天中的时间和预编程的日出和日落时间表被编程以自动在 DC 功率源 1810 和太阳能系统之间切换。可替换地，单元 1820 可依据太阳能系统的瞬时电流产生能力命令切换到 DC 功率源 1810 或太阳能系统。如果太阳能系统正在产生足够的功率以校正测量的谐波错误，则太阳能系统可被切换到系统 1800 中。太阳能系统提供的任何过量的功率可以被等效房屋负载 1850 使用，开关 1870 耦合到正切换电路 1830 和负电源 1815，其将 DC 功率源 1810 或太阳能系统供应的正 DC 功率反转。负切换电路 1840 调制由负电源 1815 提供的负 DC 功率。正切换电路 1830 和负切换电路 1840 被处理单元 1825 控制，如以上几个实施方式所述；产生正 PWM 信号以校正负谐波错误，反之亦然。优选地，高频变压器 1880 提供电隔离。高频变压器使等效房屋负载 1850 和电网 1801 与由太阳能系统引起的电流中的电势尖峰隔离。实际上，太阳能系统中的调节可能需要这种隔离。提供可选的低通滤波器 1881 以滤波任何人工因素或噪声。有利地，图 13B 所示的太阳能系统 1890，不考虑逆变器 1895，可以用具有极高效率的谐波失真减少系统 1800 实现。此外，示出次级 1882HF 变压器 1880 与等效房屋负载 1850 并联耦合。普通技术人员将受益于本公开。

[0128] 图 13A 中所述系统的一个优点图示在图 13C 中。图 13C 示出具有电流轴 I 和时间轴 t 的图 1875。第一输出曲线 1876 表示严重失真的电流波形。通过几个图和对应的文本

中所述的装置和方法，已示出由单阴影区域表示的谐波失真 1872，可以通过有选择地拉和灌电流而被校正以分别校正正和负谐波错误。这就形成了校正的电流波形 1877。但是，利用图 13C 的系统 1800 的实现，从太阳能系统注入附加能量成为可能。因此，通过由双交叉阴影区域表示的附加注入电流 1873 形成新电流波形 1878。如上所述，PWM 调制是控制电流源的高效的方法，比如图 8 的晶体管 1308A 和 1308B。在运行中，太阳能系统产生的 DC 电流被转换为被等效房屋负载使用的 AC 功率，而没有因现有技术的太阳能系统中发现的逆变器引起的损失。

[0129] 图 13A 是用于 2 线或 3 线 1 相功率网络配置的太阳自发生和谐波校正失真的优选实现。在其他实施方式中，太阳自发生和谐波校正失真可以为 3 线或 4 线分相功率网络配置（相、分相、中性和可选的地）的情况而实现。在这种情况下，变压器 1890 被具有在输入和输出的相同双绕组的变压器代替。输入配置与图 13A 相同。2 个输出绕组连接在中性线路的中点，同时互相接入连接到相和对应于分相的绕组。可以使用类似 1891 的 2 个可选的低通滤波器以滤波对附接于相的线以及到附接于分相的线路的 PWM 调制。

[0130] 又是可替换地，用于 4 线或 5 线 3 相功率网络配置（3 相、中性和可选的地）的太阳自发生和谐波校正失真的优选配置。在这个情况下，变压器 1890 被具有在输入的相同双绕组但是在输出的 3 绕组的变压器代替。输入配置与图 13A 相同。输出绕组的配置可以是三角或星形配置。在星形配置中，共同的节点连接在中性线路的中点，同时互相接入连接到 3 相中每一个的绕组。可以使用类似 1891 的 3 个可选的低通滤波器以滤波对附接于每一相的线路的 PWM 调制，同时共同输出节点连接到中性线。有关多相 / 多线系统和电路的几个附加细节和示意图列出在 2011 年 1 月 25 日提交的美国临时申请 No. 61/435, 921 中并被整体结合于此。

[0131] 图 14A 示出谐波失真校正系统 1900 的另一示例。在这个实施方式中，谐波失真校正系统 1900 可以捕获并使用谐波失真中的能量以校正后面的失真。因为失真不是消耗的过程，即失真中的能量不散失为热，当功率网络具有基本为 0 的平均值或 DC 值时，它可以用其自己的失真能量改变电流波形的形状。一般，系统 1900 将失真能量存储在无功组件中，并在稍后的时间释放它以校正相似或较小的能量值但量值相反的失真。无功组件可以是电容器或电感器。虽然这里说明的是电容器，受益于本公开的普通技术人员将易于理解可以实现用电感器代替电容器的相似实现。首先为要获取和回收以校正后面周期中的失真的能量的图像表示观看失真的电流波形是有帮助的。为此。图 14B 示出电流对时间的输出图 1980。图 1980 具有电流幅度轴 1981 和时间轴 1982。描绘了 3 个波形 :具有谐波失真 1986 的电流波形、参考电流 1987 和差信号 1988。差信号 1988 的曲线下面的 3 个区域是特定的兴趣，它们表示可获取、存储以及以后使用以校正相反幅度的相同或较少失真的失真能量。第一区域 E1 1983 是负的失真能量总和，第二区域 E2 1984 是正的失真能量总和，以及第三区域 E3 1985 是负的失真能量总和。因为这部分波形表示半个校正周期 T，相同和相反谐波能量出现在第二个半个校正周期 T。因此，E4 1983′ 、E5 1984′ 和 E6 1985′ 分别为与 E1 1983、E2 1984 和 E3 1985 相等且相反量值误差，以及可通过注入存储的 E1 1983、E2 1984 和 E3 1985 的能量而被校正。

[0132] 再参考图 14A，提供存储元件 C1 1910、C2 1915 和 C3 1920 以存储和释放谐波能量。如以上实施方式中，系统 1900 耦合在等效房屋负载 1940 和公用电表 1901 之间。处理

单元 1920 根据何时要获取正或负谐波能量控制电容器 C1 1910、C2 1915 和 C3 1920 是否耦合在系统 1900 中。处理单元 1920 包括平均和减部分 1921，其与上面详细讨论的几个实施方式基本类似；即，平均和减部分 1921 将相线 1902 中的电流与参考信号相比较并相应地产生校正信号。提供附加处理电路 1922 以当它们充或放能量以及从下一个半周期同时充或放对应的反能量时激活 C2 1915 或 C3 1920。每个电容器被开关 1912、1917 和 1922 充电或放电。开关 1912、1917 和 1922 被处理单元 1920 控制，其根据图 14B 的误差信号 1986 产生 PWM 信号。电容器 C1 1910 和 C2 1915 可以有选择地通过开关 1913 和 1918 分别耦合在承载正 DC 电源 1905 产生的 DC 电流的正电压线 V+1907 与相线 1902 之间，或在相线 1902 与中性线 1903 之间。电容器 C2 仍然与等效房屋负载 1940 并联耦合。表 3 示出对于图 14B 的误差 1986 用于电容器 C1 1910、C2 1915 和 C3 1920 充电和放电的示例性耦合方案。表 3 显示了事件顺序，哪个电容器被充电或放电，电容器耦合到何处，它的状态，充电的能量，以及放电的结果。而且必须记住另一个原则：电容器只能通过电势差充电，因此在半个正周期期间对电容器充电，它应连接在正高 DC 电压比如 V+1907 用于一个电极，并且中性线 N1903、相 P 或高负 DC 电压 V- 用于另一电极之间。相同原则适用于负充电：电容器应连接在一个电极是 V-，另一电极是 N、P 或 V+。在图 14A 的示例中，为了明晰，未示出负电源。但是，受益于本公开的普通技术人员将理解可如例如图 4-12D 和对应文本所述产生负 DC 电压。

[0133] 表 3：

[0134]

顺序	电容器	耦合	状态	能量	结果
1	C1	P 和 V-	由 V- 充电	E1	消除失真 E1 以及 存储能量用于消除 E4
2	C2	P 和 N	由 P 充电	E2	消除失真 E2 以及 存储能量用于消除 E5
3	C3	P 和 V-	由 V- 充电	E3	消除失真 E3 以及 存储能量用于消除 E6
4	C1	P 和 N 或 P 和 V+	放电到 N 或 放电到 P	E4	E1 能量消除失真 E4 以及 电容器 减少其能量到 0.
5	C2	P 和 N	放电到 N	E5	E2 能量消除失真 E45 以及 电容器 减少其能量到 0.
6	C3	P 和 N 或 P 和 V+	放电到 N 或 放电到 P	E6	E3 能量消除失真 E6 以及 电容器 减少其能量到 0.

[0135] 流过 C1 1910、C2 1915 和 C3 1920 的电流可沿任何方向流动。各个 PWM 控制开关 1912、1917 和 1922 优选地是双向开关，例如，用并联且反向（即，漏极到源极，以及反之亦然）耦合的 2 个晶体管实现。可使用任何晶体管，包括但不限于双极、MOS、IGBT 或 JFET。可选地，每个电容器 C1 1910、C2 1915 和 C3 1920 分别耦合到 PWM 滤波器 1911、1916 和 1921

以滤波处理单元 1920 产生的调制信号。

[0136] 在一些应用中，最好具有较简单的拓扑而同时具有使用谐波能量校正未来的谐波内容的能力。为此，图 14C 示出简化的谐波失真校正系统 1990。谐波失真校正系统 1990 校正电力线中所有失真的一部分。在所示实施方式中，在产生误差 E2 1984 和 E5 1984′ 的时间段中失真校正是高效的。换句话说，当电力线中的电流绝对值大于参考电流时。在一些应用中，其中失真是因为，例如图 4-13 的系统，更简单的实施方式比如图 14C 的实施方式将足够。系统 1990 还是耦合在公用电表 1901 和等效房屋负载 1940 之间到相线 1902 和中性线 1903。一个电容器 1991 有选择地通过开关 1992 与等效房屋负载 1940 并联耦合。开关 1992 被处理单元 1995 控制。在半个正周期中（例如当形成图 14B 的误差 E2 1984 时）当相线 1902 中的电流失真且大于参考信号时，电容器 1991 充电并存储作为失真内容的过量的能量。在半个负周期中，发生相同的事但是具有逆电流符号且电容器 1991 放电且用作抵消负谐波能量的正供应。有利地，电容器 1991 耦合在相线 1902 和中性线 1903 之间，并且没有其他电流流向任何其他电势或节点，从而提高了效率。虽然图 14A 和 14C 的实施方式中一般提到单独的电容器，应理解可以使用电容器组。

[0137] 图 14D 示出具有回收谐波能量以校正后面的谐波失真的能力的谐波失真减少系统 2000 的另一实施方式。系统 2000 耦合在公用电表 2001 和等效房屋负载之间。系统 2000 包括负 DC 电源 2015 和正 DC 电源 2010，其中每一个耦合到相线 2002 和中性线 2003。第一电容器 2030 通过 3 个位置开关 2032 有选择地耦合到正 DC 电源 2010、负 DC 电源 2015 或中性线 2003。第一电容器 2030 还耦合到相线 2002。第一电容器 2030 的充电和放电被开关 2033 控制，开关 2033 则被处理单元 2020 产生的 PWM 信号控制。可选地，PWM 滤波器 2031 滤波处理单元 2020 产生的 PWM 调制信号。第二电容器 2040 有选择地与等效房屋负载 2040 并联耦合。类似地，第二电容器 2040 的充电和放电被开关 2043 控制，开关 2043 则被处理单元 2020 产生的 PWM 信号控制。虽然这里说明了 PWM 控制信号，因为它们是众所周知的且被认为是高效的，可以使用控制开关 2033 和 2043 的任何方法和设备。PWM 滤波器 2041 滤波处理单元 2020 提供的 PWM 调制信号。有利地，系统 2000 提供一个路径，来自至少一个能量存储元件，在这个示例中是第一电容器 2030，到中性线 2003，使得元件可放电到中性线 2003 中，实现更高的效率，因为存储元件不耦合到正 DC 电源 2010 或负 DC 电源 2020 而放电到中性线 2002。谐波失真校正系统和电路的附加实施方式和示例列出在 2011 年 1 月 19 日提交的美国临时申请 No.61/435,658 中并被整体结合于此。

[0138] 替换的处理方法

[0139] 在以上几个实施方式中，一般已讨论了模拟处理以获得校正信号。换句话说，在所有实施方式中，模拟组件比较、减和调制以获得校正信号，其控制开关用于有选择地拉或灌电流或控制电容器充电用于存储和使用谐波能量。但是，使用傅里叶变换，处理也可在数字域完成。模拟信号比如电流、电压、有功功率、无功功率、相（电流到电压）、过零事件、有功功率 THD、无功功率 THD、电压 THD、电流 THD、I_RMS，U_RMS、功率因子或任何其他有用的信号组件，被一个或多个模数转换器 (ADC) 数字化。受益于本公开的普通技术人员将易于理解数字处理的实现可用 DSP 处理器或 ASIC 或 FPGA 和存储器完成。来自 Xilinx、模拟设备和其他提供商的几个商业可用的处理器或阵列是可用的。有利地，这种处理器是灵活的并且允许部分数字和部分模拟处理用于使效率最高。然后，通过一个或多个数模转换器 (DAC)

产生或从数字或伪数字信号比如 PWM 或调制的模拟信号内部地获得输出模拟信号。这种实现也可包括针对过电压、过电流、过功率、过温和其他有关的输入 / 输出参数值的保护电路。众所周知，模拟信号可被数字化为数字信号且被数字地操作。

[0140] 在一个示例性方法中，具有 PF 和 THD 损害的相线中的总电流被测量用于若干周期、定量和用 FFT 或其他变换比如 DFT 在频域中转换。FFT 可以在沿着测量的总电流若干点上每信号周期处理一次（例如 1/60Hz），或在周期中一个时间片段多次。可以获得实的和虚的向量结果。可使用开窗来减少由于非周期 FFT 采样在 FFT 中产生的人工因素。可使用任何已知的窗，比如 Hann，Hamming，Blackman，Cosine，Rectangle 等。优选地，FFT 中输入的采样值的数量与电流信号周期的整数倍匹配。这样做减少和抑制了 FFT 中建立的人工因素且减少了开窗的需要，如果有的话，这有利于更简单的处理和更高的 FFT 频率或幅度辨别力。可替换地，采样值的数量等于电流输入信号的周期数，例如 2-50。理想的电流频率响应 Iref(f) 可被使用以及用输入电流的 RMS 值重新缩放。尺寸 n Iref(f) 和 Itot(f) 的复向量为每个索引 (j ＝ 1，…，n) 被比较，从而产生表示为 Corr_I(f) ＝ Real{Corr_I(f)}+Im{Corr_I(f)} 的复误差向量。其后可应用增益、环路滤波器和其他处理。误差向量信号 Corr_I(f) 然后可被转换回时域，并被低通滤波以避免混淆。滤波的误差信号可被用作调制信号以调制校正信号。同时，误差信号的正值允许调制的误差信号以将拉 / 灌功率晶体管切换为 ON。类似地，误差信号的负值允许调制的误差信号以将灌 / 拉功率晶体管切换为 ON。来自灌和拉晶体管（相反的符号）的电流被添加到求和网络功率节点以消除电力线中的失真并且比理想 PF 小。

[0141] 基于数字处理的另一方法使用这个事实：输入信号、总电流称为 Itot(t)，实质是周期的以及足够确定的以便将它作为周期的、确定的信号来处理。我们可以区分 3 种情况：第一，当功率网络状态是静态时，没有器件在改变状态：电流（和电压）可包括由无功负载 PF 或 THD 导致的相位延迟。电流误差信号是周期的。第二，当功率网络状态是缓慢改变时（改变速度比 AC 功率网络频率慢得多）：一个或多个器件可以缓慢改变其状态比如电动机在 5 秒内建立全速。在这个情况下，对过零周期而言并且对从周期到周期波形幅度几乎恒定的而言，信号是周期的。第三，功率网络状态以中速或高速改变（改变的速度比 AC 功率网络频率快）：在这个情况下，一个或多个器件可改变其状态比如切换为 ON 或 OFF，并且对过零周期而言信号是周期的，但是对在转变的持续期间的波形形状和幅度而言不是周期的。

[0142] 最好校正属于前两类的任何效果。第三类导致的效果可被校正到反馈环反应时间的程度。通过示例，如果反馈环反应时间 RT 是 0.2 秒，小于 RT 秒的任何事件将属于第二类且被校正。但是如果比 RT 快，对小于 RT 的时段，事件不能被校正。从在理想电流波与可以被相移和 / 或包括各种谐波失真的小于理想的测量电流波形之间的比较获得电流误差信号。其实，如果输入信号或误差输入信号随时改变，既不是静止也不是收敛的，标准比例 - 积分 - 微分 PID 控制器将不能控制环路。为此，实现 PLL 或其他过零检测器以使过程与输入电流频率 / 相位同步，例如 60Hz 以及同相。而且，电流信号被量化为 n 比特。然后，建立误差信号，其是输入电流和电流参考信号之间的差。电流参考必须与输入电流信号同步并且用其 RMS 值归一化。电流参考信号（纯正弦波）可以从电压输入波形产生以及被重新缩放或用输入电压波形锁定的 PLL 内部地建立。误差输入值被逐行存储在存储器中，以便一行精确等于输入电流的一个周期。在每个过零事件时可以产生逻辑同步信号以复位存

储器写到列 0。同步逻辑信号可以被 PLL 或被过零检测器产生。为了捕获完整的周期，仅使用负到正转变（或正到负）。

[0143] 实际采样速率范围在比电流输入频率快 10 到 50000，于是对于 60Hz 周期，值在 0.6K 样本 / 秒到 3M 样本 / 秒之间。优选的值是满足下列公式的值，N*1/fs = T_i(t)，其中 N =一个周期 T_i(t) 中样本的数量，fs =采样频率，以及 T_i(t) =输入信号 i(t) 的周期。作为示例，其中 T_i(t) = 1/60Hz，且 N = 100，采样频率变成 fs = 6.0K 样本 / 秒。这个方法中的关键是可以使用逐列地读取存储器比如控制环反馈机制（控制器）以逐点地对每一列控制信号。该过程被数字地实现，可使用每列一个控制器或者反馈控制的先进方法（多控制器）或甚至在一列上的主控制器与用于其他列数据的 n-1 个从控制器一起使用。控制器的形式可以包括 PID 或它的任何变种 (P、I、D、PD、PI)、线性控制、Kalman 滤波器、模糊逻辑、神经元、基因算法、自适应控制、AI、机器学习、最优控制、MPC、LQG、鲁棒控制、H- 无限环路成形，以及随机控制。输出值随后被逐行读取，被控制器处理，存储在临时寄存器中以及逐样本输出以及转换回模拟值。随后是抗混淆滤波器。一旦产生了校正信号，可如上所述用它拉或灌电流。使用 FFT 或 DFT 等实现信号的数字处理的几个附加细节和示意图在 2011 年 1 月 19 日提交的美国临时申请 No.61/435,658 中可用并被整体结合于此。

[0144] 已结合具体实施方式和细节说明了本发明以帮助理解本发明的构造和操作的原理。这里对具体实施方式和细节的这种引用不是要限制所附权利要求的范围。本领域技术人员将易于理解可以在所选用于说明的实施方式中做出其他各种修改而不脱离权利要求所限定的本发明的精神和范围。

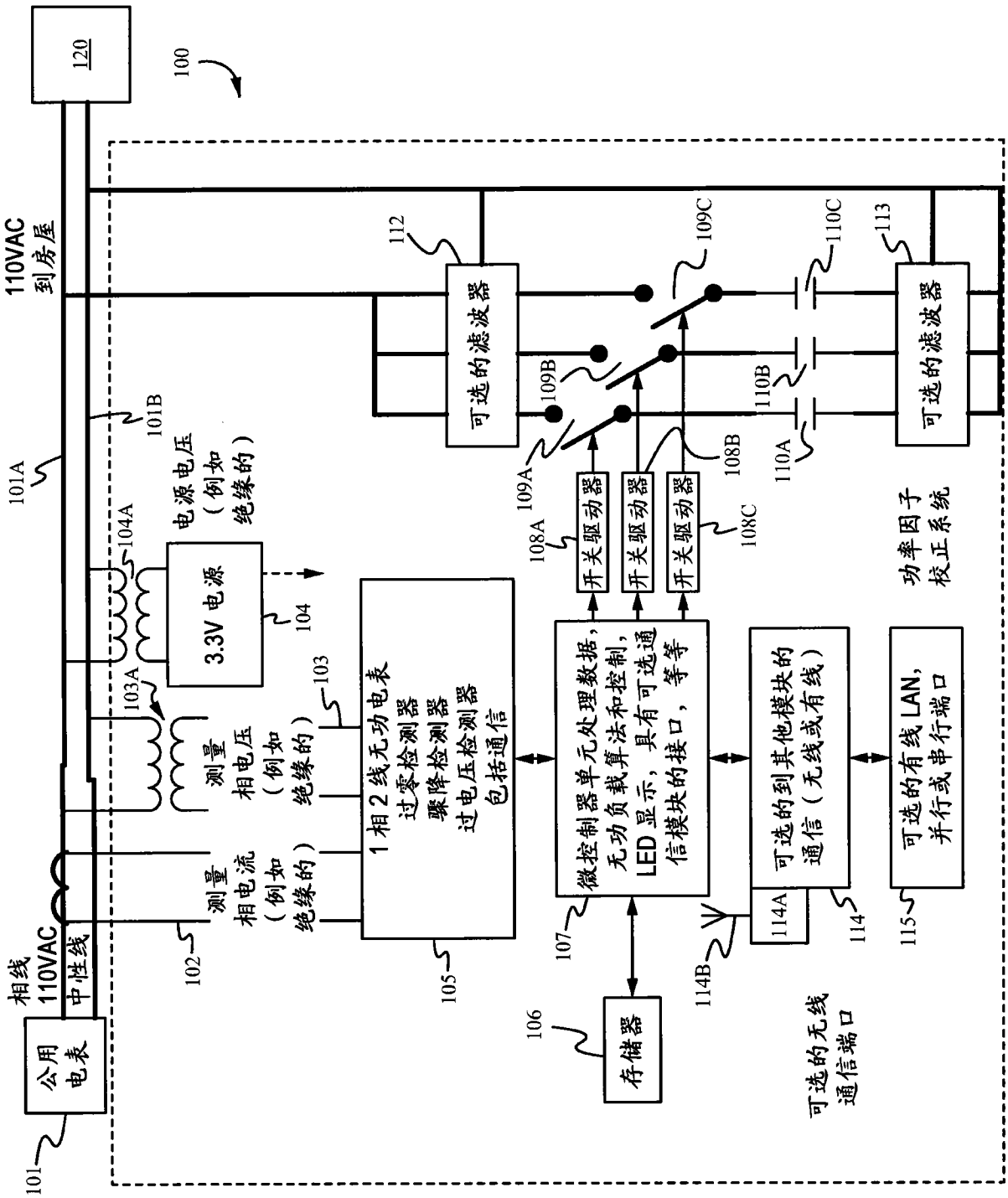

120
100
110VAC
到房屋
101A
101B
电源电压
（例如
绝缘的）
104A
3.3V 电源
104
103A
103
测量
相电压
（例如
绝缘的）
测量
相电流
（例如
绝缘的）
102
相线
110VAC
中性线
公用
电表
101
1 相 2 线无功电表
过零检测器
骤降检测器
过电压检测器
包括通信
105
112
可选的滤波器
109A
109B
109C
108A
108B
108C
开关驱动器
开关驱动器
开关驱动器
110A
110B
110C
113
可选的滤波器
功率因子
校正系统
微控制器单元处理数据，
无功负载算法和控制，
LED 显示，具有可选通
信模块的接口，等等
107
存储器
106
可选的到其他模块的
通信（无线或有线）
114A
114B
114
可选的无线
通信端口
可选的有线 LAN，
并行或串行端口
115

图 1

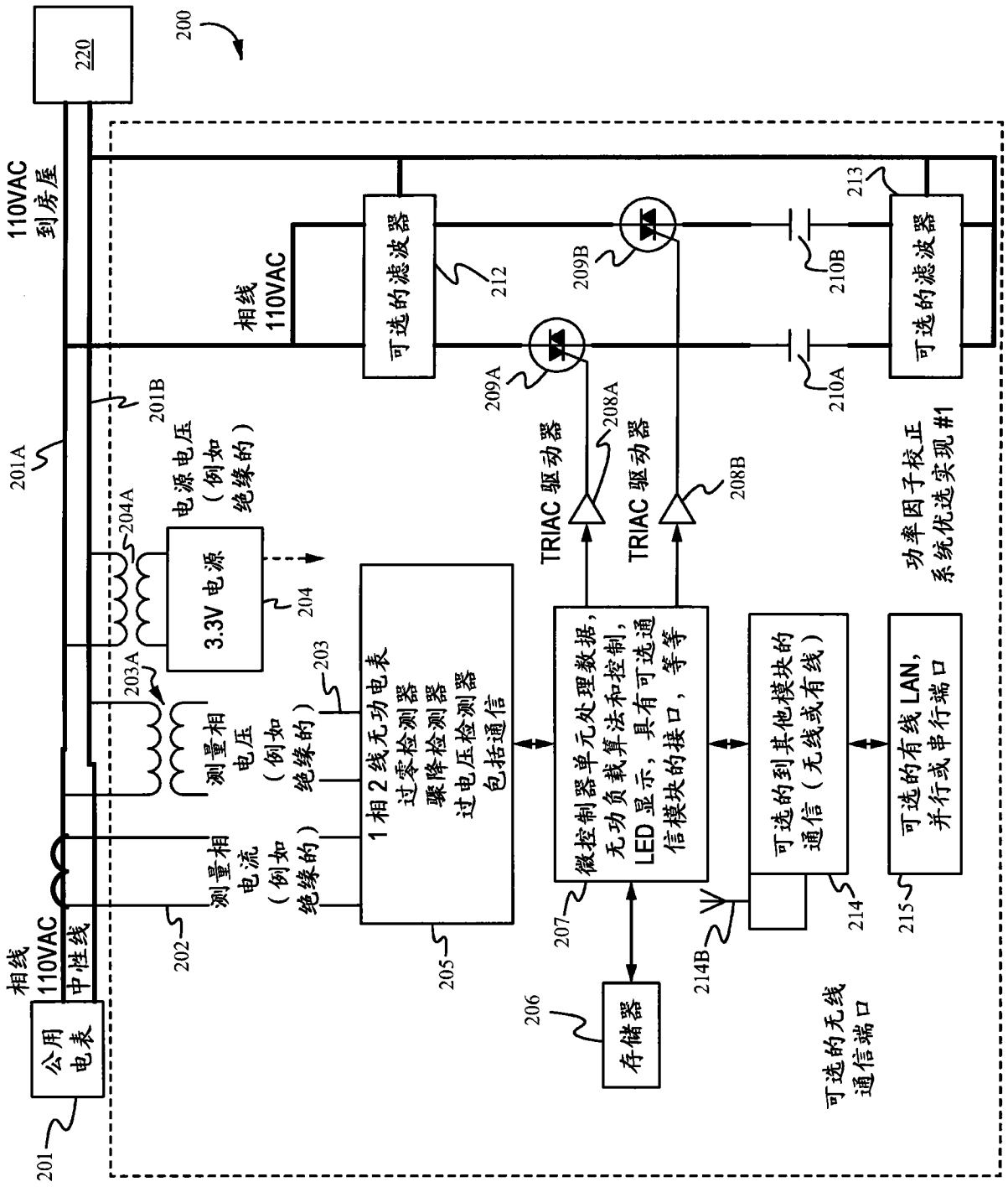

200
220
110VAC
到房屋
相线
110VAC
中性线
公用
电表
201
201A
201B
202
203
203A
204
204A
205
206
207
208A
208B
209A
209B
210A
210B
212
213
214
214B
215
测量相
电流
（例如
绝缘的）
测量相
电压
（例如
绝缘的）
电源电压
（例如
绝缘的）
3.3V 电源
1 相 2 线无功电表
过零检测器
骤降检测器
过电压检测器
包括通信
存储器
微控制器单元处理数据，
无功负载算法和控制，
LED 显示，具有可选通
信模块的接口，等等
TRIAC 驱动器
TRIAC 驱动器
可选的滤波器
可选的滤波器
功率因子校正
系统优选实现 #1
可选的到其他模块的
通信（无线或有线）
可选的有线 LAN，
并行或串行端口
可选的无线
通信端口

图 2

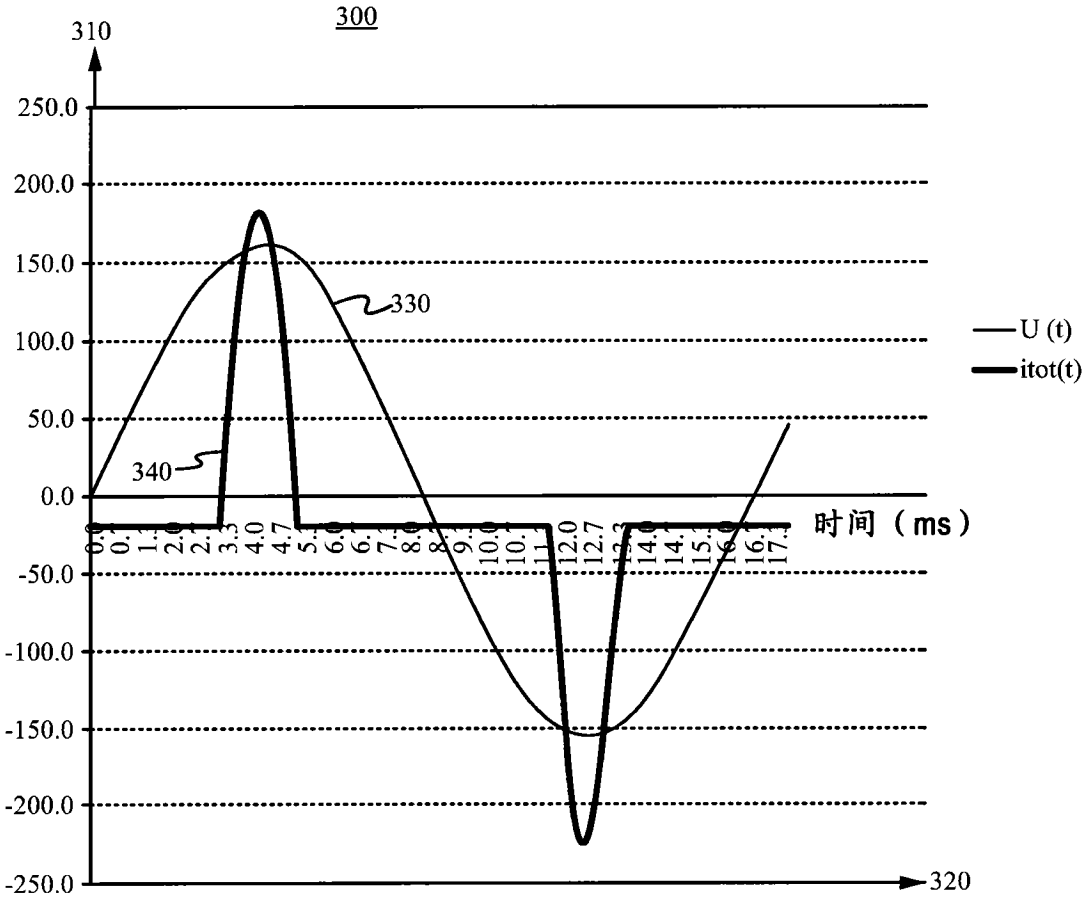

300
310
250.0
200.0
150.0
100.0
50.0
0.0
-50.0
-100.0
-150.0
-200.0
-250.0
330
340
U (t)
itot(t)
时间（ms）
320

图 3A

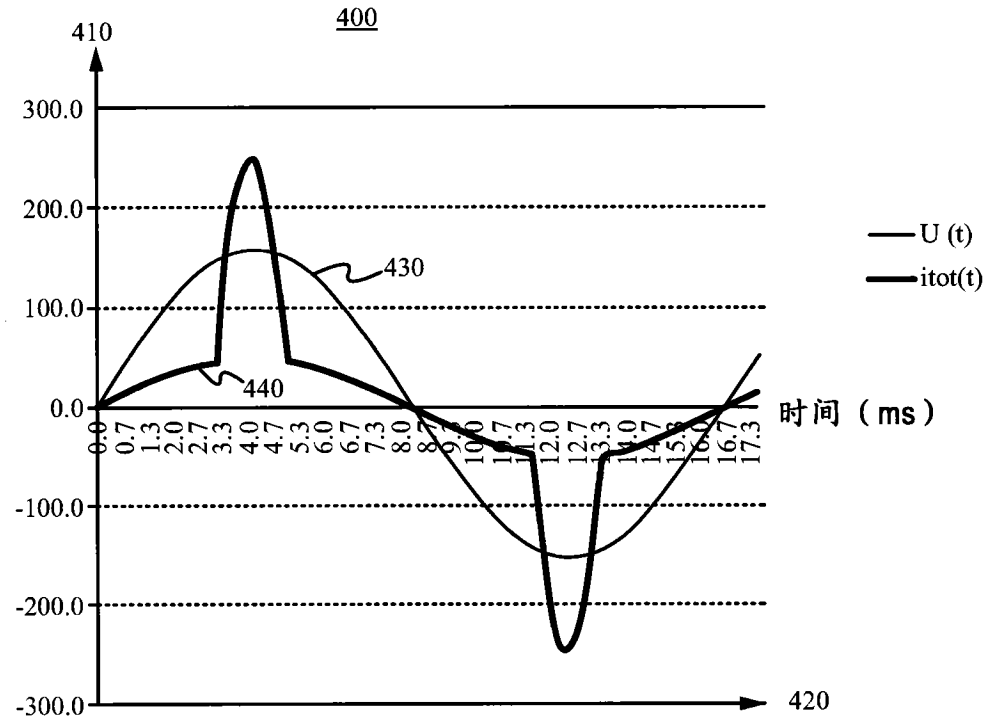

400
410
300.0
200.0
100.0
0.0
-100.0
-200.0
-300.0
430
440
U (t)
itot(t)
时间（ms）
420

图 3B

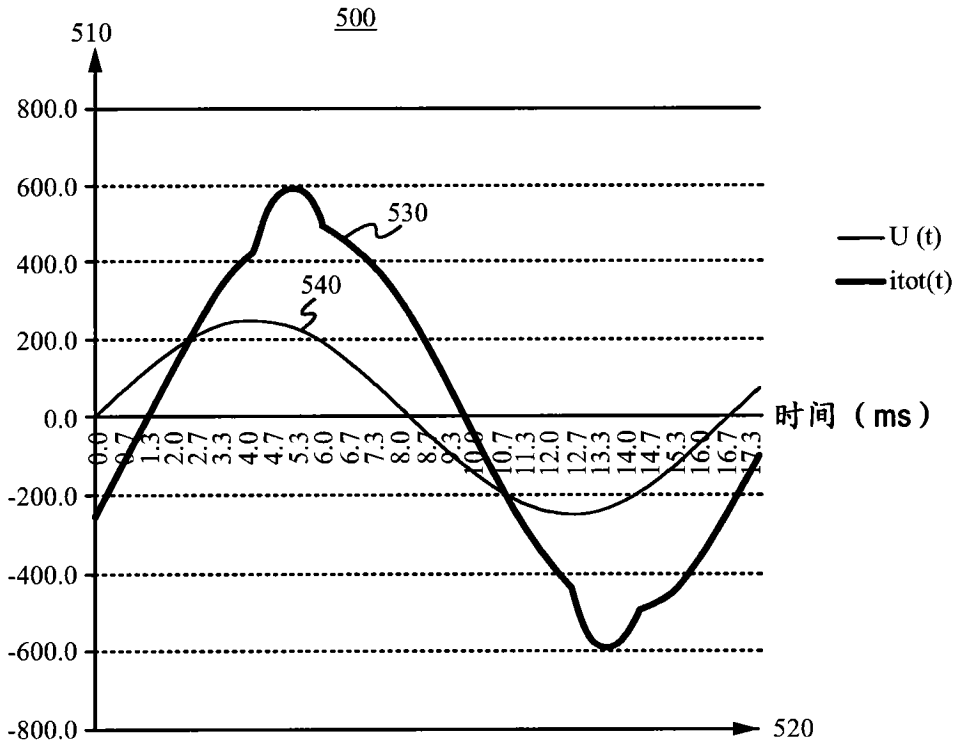

500
510
800.0
600.0
400.0
200.0
0.0
-200.0
-400.0
-600.0
-800.0
530
540
U (t)
itot(t)
时间（ms）
520

图 3C

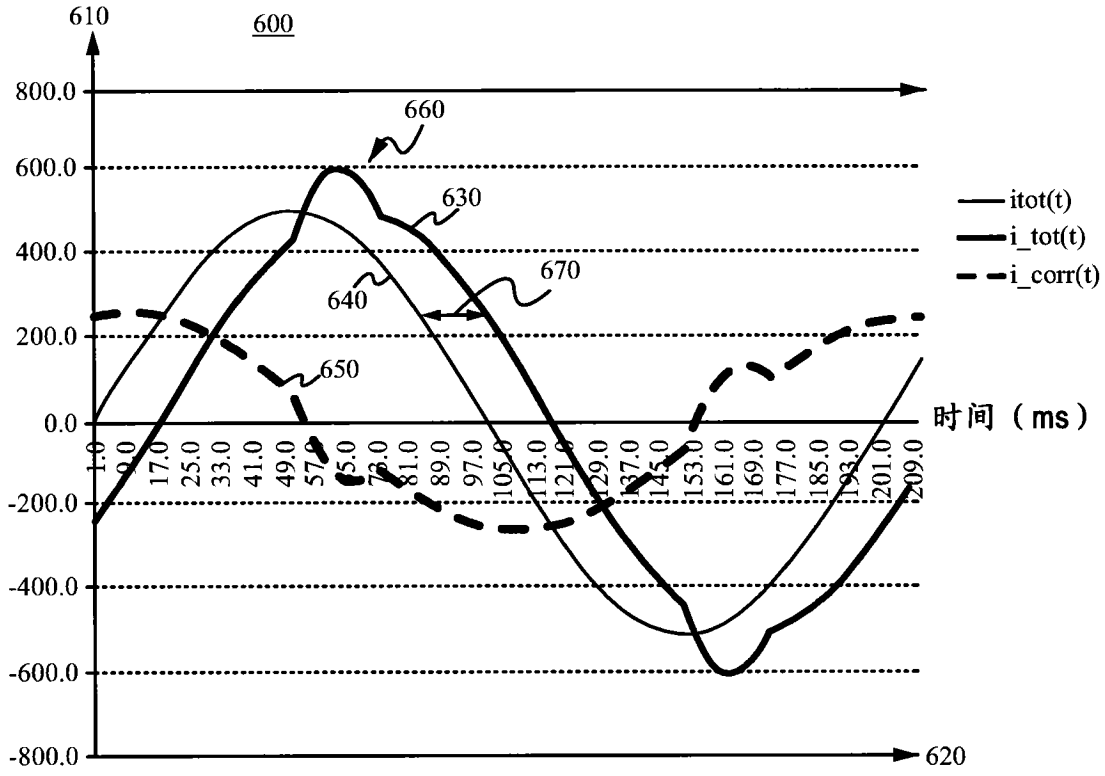

610
600
800.0
600.0
400.0
200.0
0.0
-200.0
-400.0
-600.0
-800.0
660
630
640
670
650
620
时间（ms）
itot(t)
i_tot(t)
i_corr(t)
1.0
9.0
17.0
25.0
33.0
41.0
49.0
57.0
65.0
73.0
81.0
89.0
97.0
105.0
113.0
121.0
129.0
137.0
145.0
153.0
161.0
169.0
177.0
185.0
193.0
201.0
209.0

图 3D

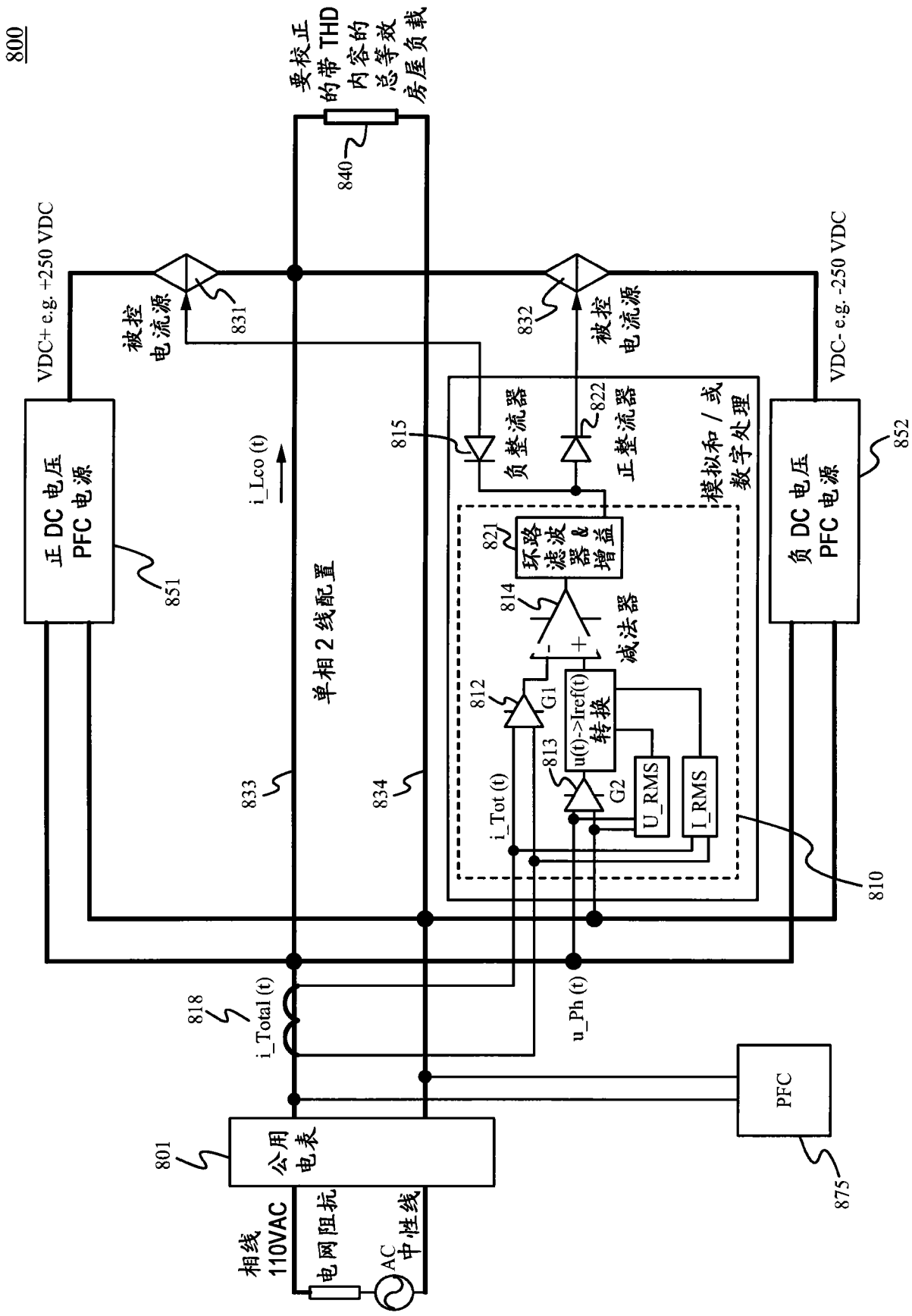

800
要校正的带 THD 内容的总等效房屋负载
840
VDC+ e.g. +250 VDC
VDC- e.g. -250 VDC
被控电流源
831
832
被控电流源
正 DC 电压 PFC 电源
851
负 DC 电压 PFC 电源
852
i_Lco (t)
单相 2 线配置
815
负整流器
822
正整流器
模拟和 / 或数字处理
821
环路滤波器 & 增益
814
减法器
812
G1
u(t)->Iref(t) 转换
813
G2
U_RMS
I_RMS
i_Tot (t)
833
834
810
818
i_Total (t)
u_Ph (t)
801
公用电表
相线 110VAC
电网阻抗
AC 中性线
PFC
875

图 4

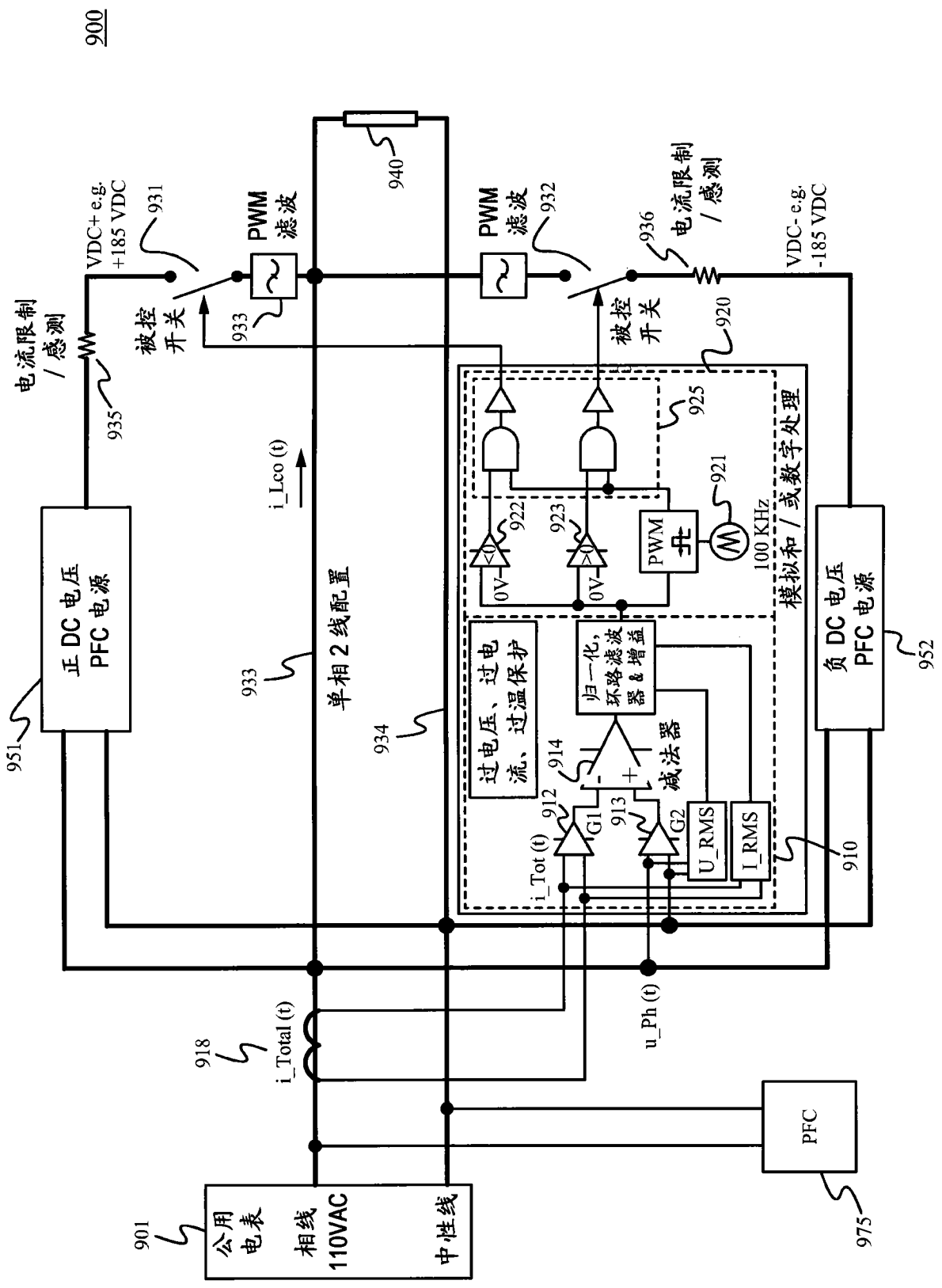

900
VDC+ e.g. +185 VDC
931
PWM 滤波
940
PWM 滤波
932
936
电流限制 / 感测
VDC- e.g. -185 VDC
电流限制 / 感测
935
被控 开关
933
被控 开关
920
925
921
922
923
0V
0V
PWM
100 KHz
模拟和 / 或数字处理
i_Lco (t)
正 DC 电压 PFC 电源
951
933
单相 2 线配置
934
过电压、过电流、过温保护
归一化，环路滤波器 & 增益
914
减法器
912
913
G1
G2
U_RMS
I_RMS
i_Tot (t)
910
负 DC 电压 PFC 电源
952
918
i_Total (t)
u_Ph (t)
PFC
975
901
公用电表
相线 110VAC
中性线

图 5

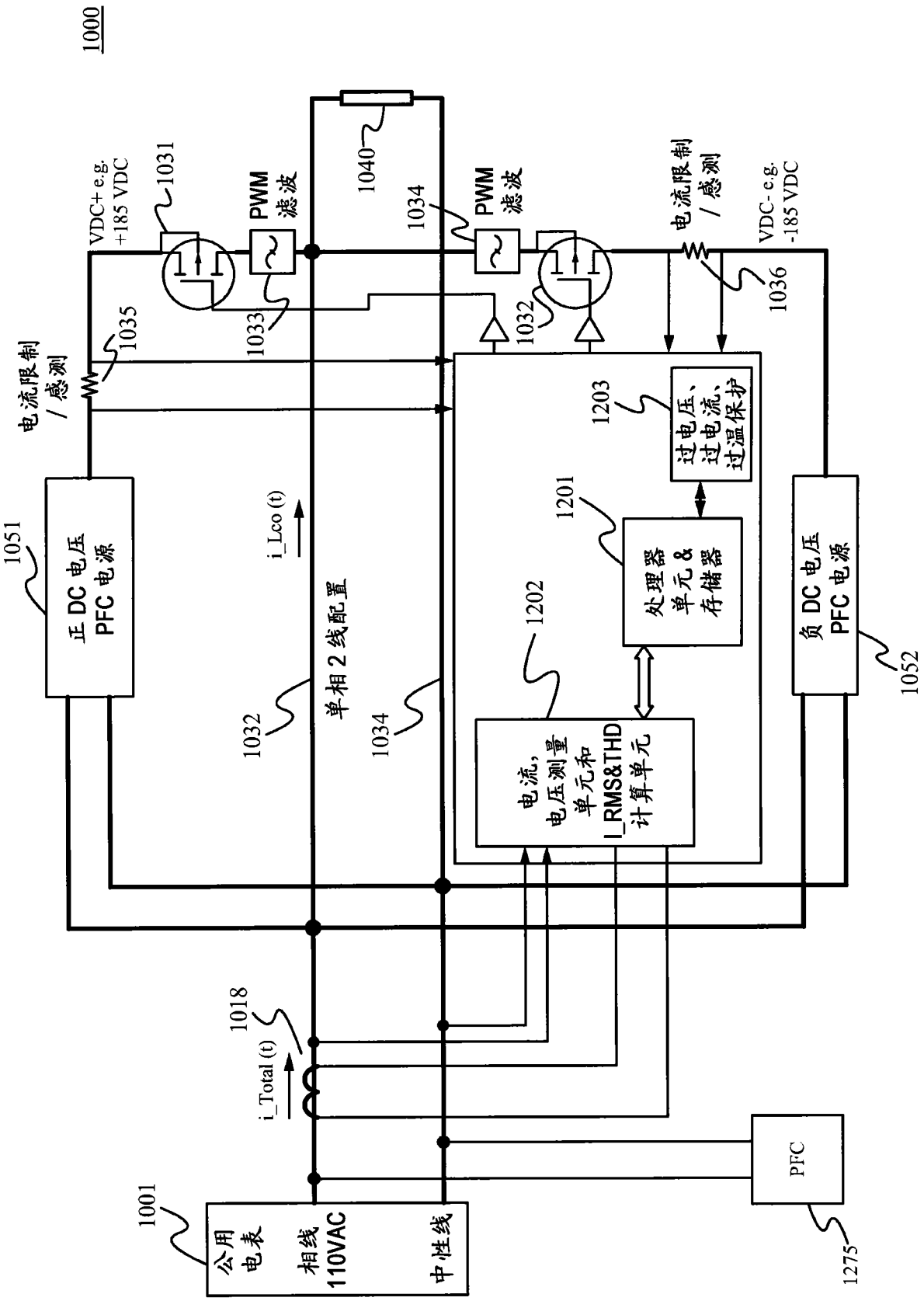

1000
VDC+ e.g. +185 VDC
1031
PWM 滤波
1040
1034
PWM 滤波
电流限制 / 感测
VDC- e.g. -185 VDC
1036
1035
1033
1032
电流限制 / 感测
1203
过电压、过电流、过温保护
1201
处理器单元 & 存储器
1202
电流，电压测量单元和 I_RMS&THD 计算单元
1051
正 DC 电压 PFC 电源
i_Lco (t)
单相 2 线配置
1032
1034
负 DC 电压 PFC 电源
1052
1018
i_Total (t)
PFC
1001
公用电表
相线 110VAC
中性线
1275

图 6

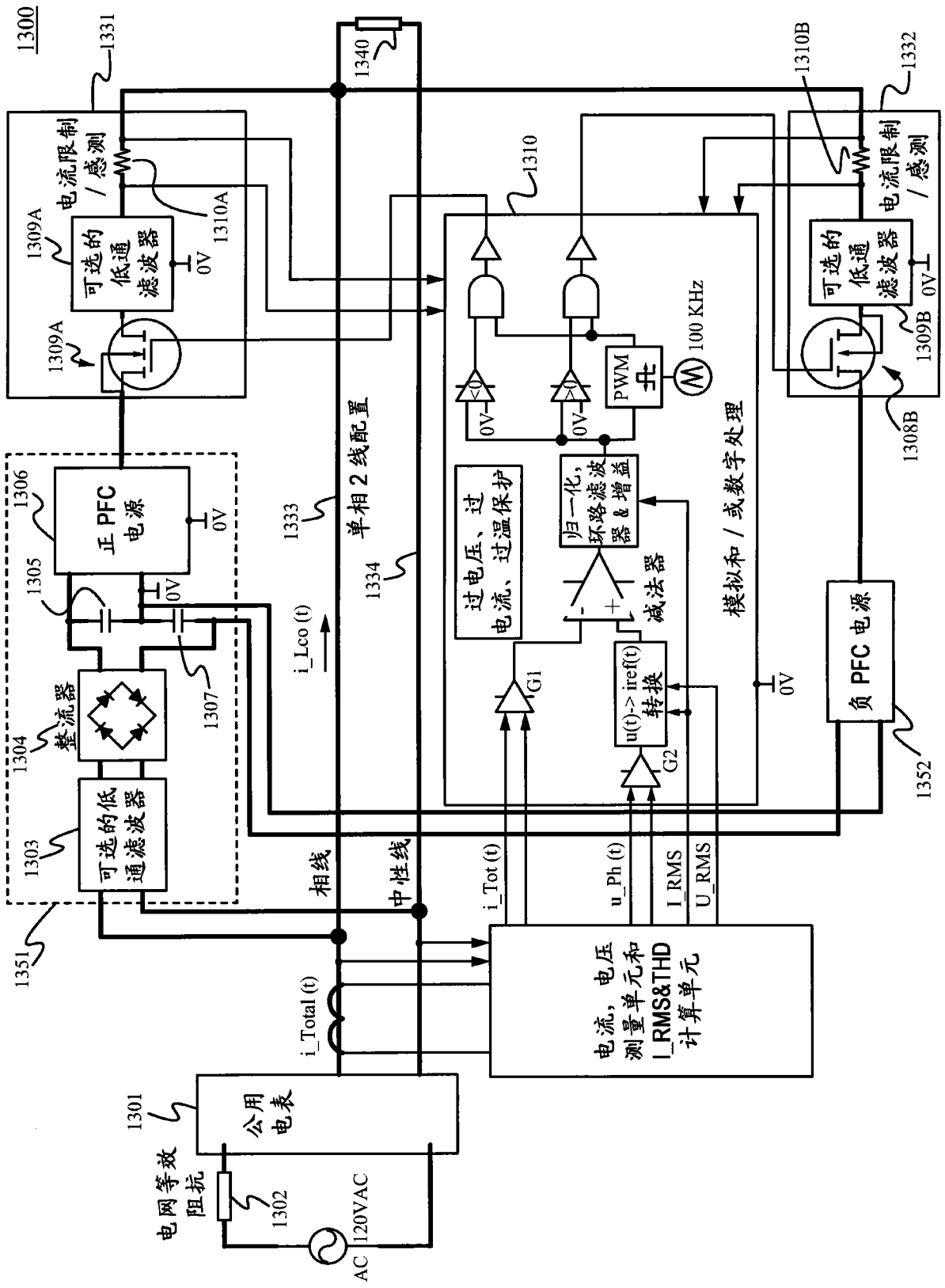

1300
1331
1340
1310B
1332
电流限制/感测
1310A
1309A
可选的低通滤波器
0V
1310
1309B
1308B
PWM
100 KHz
1306
正 PFC 电源
1305
1307
1304
整流器
1303
可选的低通滤波器
1351
1333
单相 2 线配置
1334
i_Lco (t)
过电压、过电流、过温保护
归一化，环路滤波器 & 增益
减法器
G1
u(t)-> iref(t) 转换
G2
模拟和/或数字处理
负 PFC 电源
1352
相线
中性线
i_Tot (t)
u_Ph (t)
I_RMS
U_RMS
i_Total (t)
电流，电压测量单元和 I_RMS&THD 计算单元
1301
公用电表
电网等效阻抗
1302
AC 120VAC

图 7

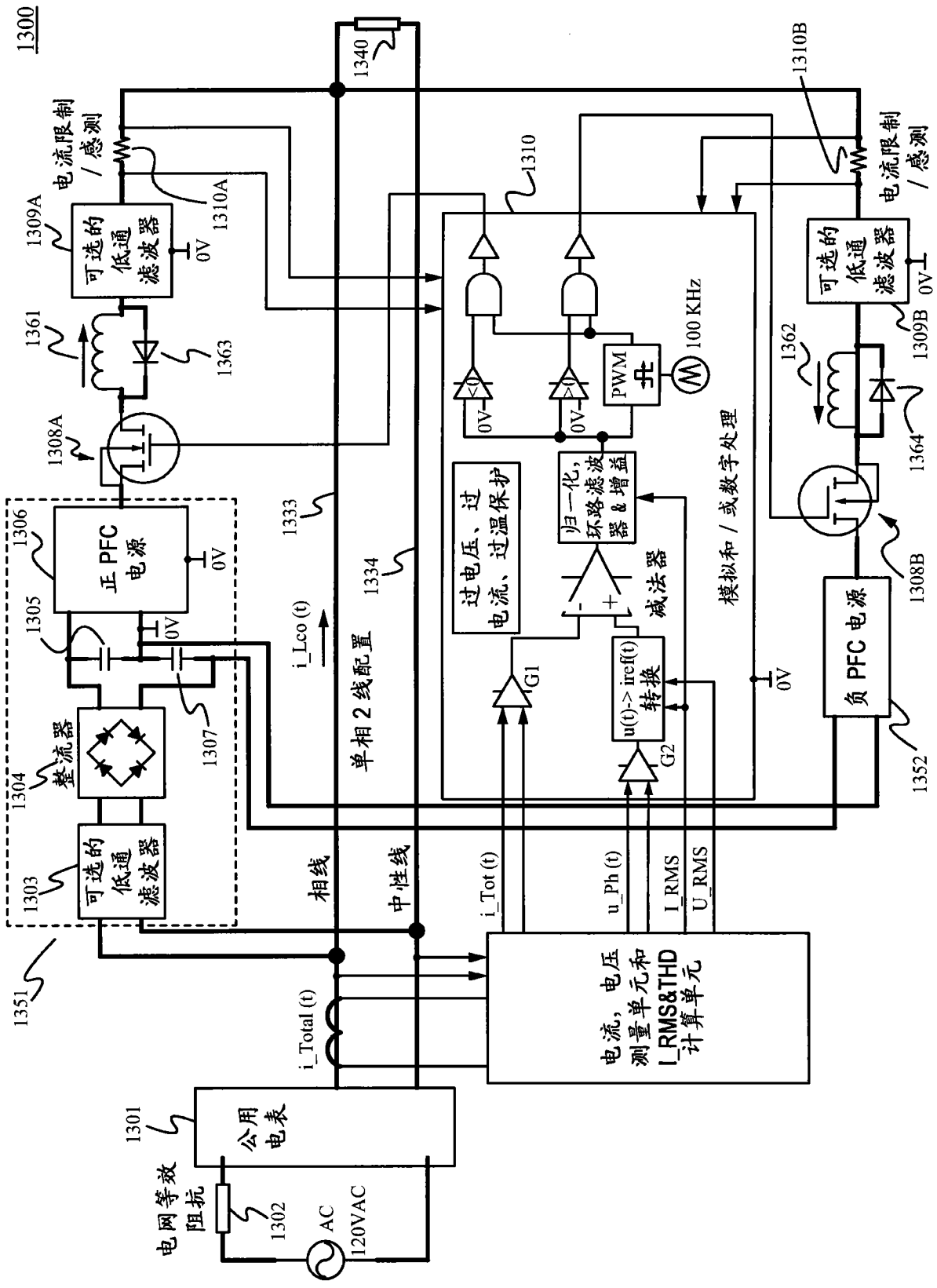

1300
1340
1310B
电流限制/感测
1310A
1309A
可选的低通滤波器
0V
1310
1361
1363
1308A
1306
正 PFC 电源
1305
1307
1304
整流器
1303
可选的低通滤波器
1351
1333
1334
i_Lco (t)
单相 2 线配置
过电压、过电流、过温保护
归一化，环路滤波器 & 增益
减法器
PWM
100 KHz
G1
G2
u(t)-> iref(t) 转换
模拟和/或数字处理
1362
1364
1309B
1308B
负 PFC 电源
1352
相线
中性线
i_Tot (t)
u_Ph (t)
I_RMS
U_RMS
电流，电压测量单元和 I_RMS&THD 计算单元
i_Total (t)
1301
公用电表
电网等效阻抗
1302
AC 120VAC

图 8

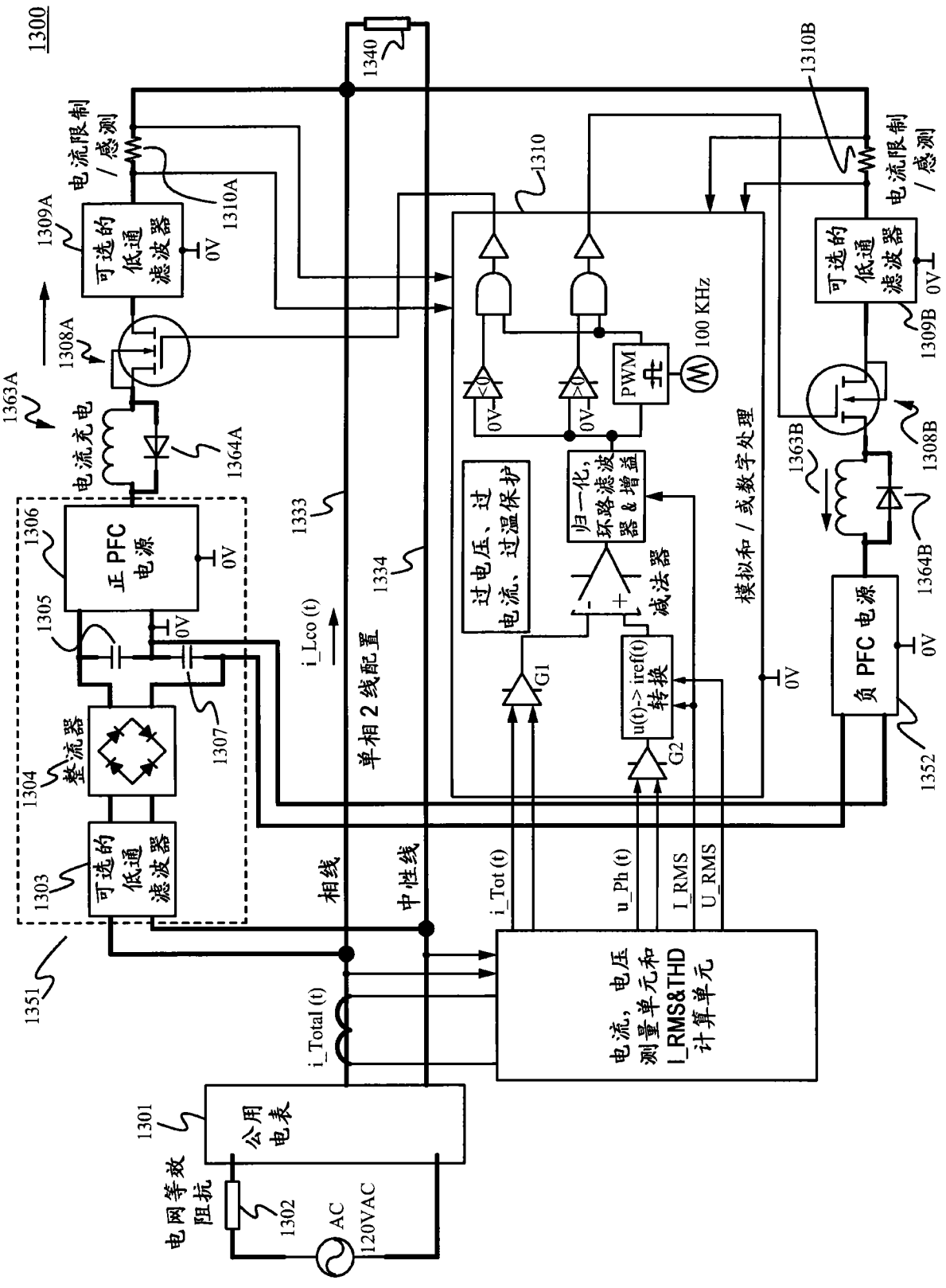

1300
1340
1310B
电流限制 / 感测
1309A
可选的低通滤波器
0V
1310A
1310
1308A
1363A
电流充电
1364A
PWM
100 KHz
可选的低通滤波器
1309B
1363B
1308B
1306
正 PFC 电源
1333
1334
过电压、过电流、过温保护
归一化，环路滤波器 & 增益
模拟和 / 或数字处理
1305
i_Lco (t)
单相 2 线配置
减法器
1364B
负 PFC 电源
1304
整流器
1307
G1
u(t)-> iref(t) 转换
G2
1352
1303
可选的低通滤波器
相线
中性线
i_Tot (t)
u_Ph (t)
I_RMS
U_RMS
1351
i_Total (t)
电流，电压测量单元和 I_RMS&THD 计算单元
1301
公用电表
电网等效阻抗
1302
AC
120VAC

图 9

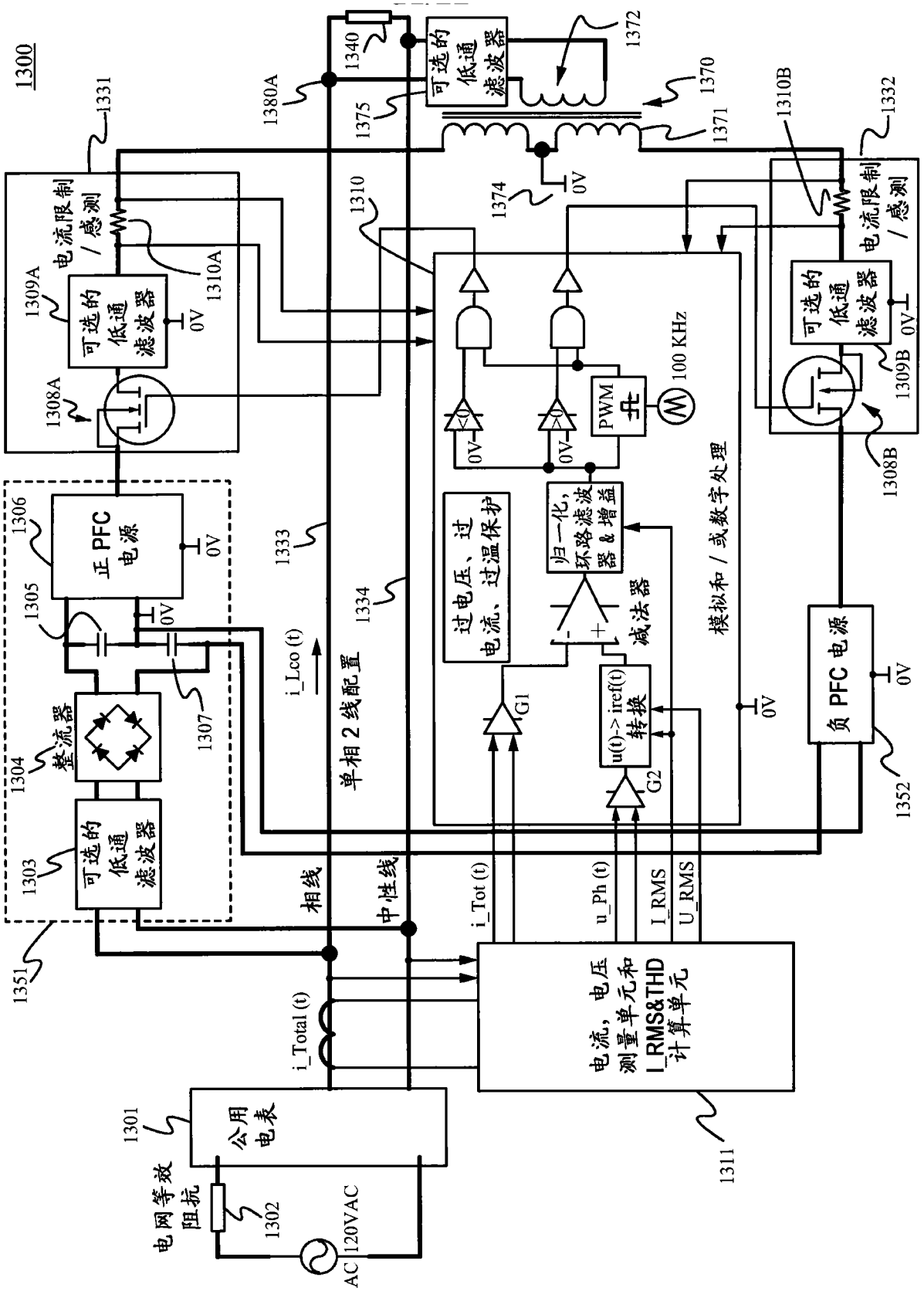

1300
1331
电流限制/感测
1309A
可选的低通滤波器
1310A
0V
1308A
1306
正 PFC 电源
1305
1307
1304
整流器
1303
可选的低通滤波器
1351
1333
1334
i_Lco (t)
单相 2 线配置
相线
中性线
1380A
1340
1375
可选的低通滤波器
1372
1370
1371
1374
1310
1310B
1332
电流限制/感测
可选的低通滤波器
1309B
1308B
PWM
100 KHz
过电压、过电流、过温保护
归一化，环路滤波器 & 增益
减法器
G1
u(t)-> iref(t) 转换
G2
模拟和/或数字处理
负 PFC 电源
1352
i_Tot (t)
u_Ph (t)
I_RMS
U_RMS
电流，电压测量单元和 I_RMS&THD 计算单元
1311
i_Total (t)
1301
公用电表
电网等效阻抗
1302
AC 120VAC

图 10

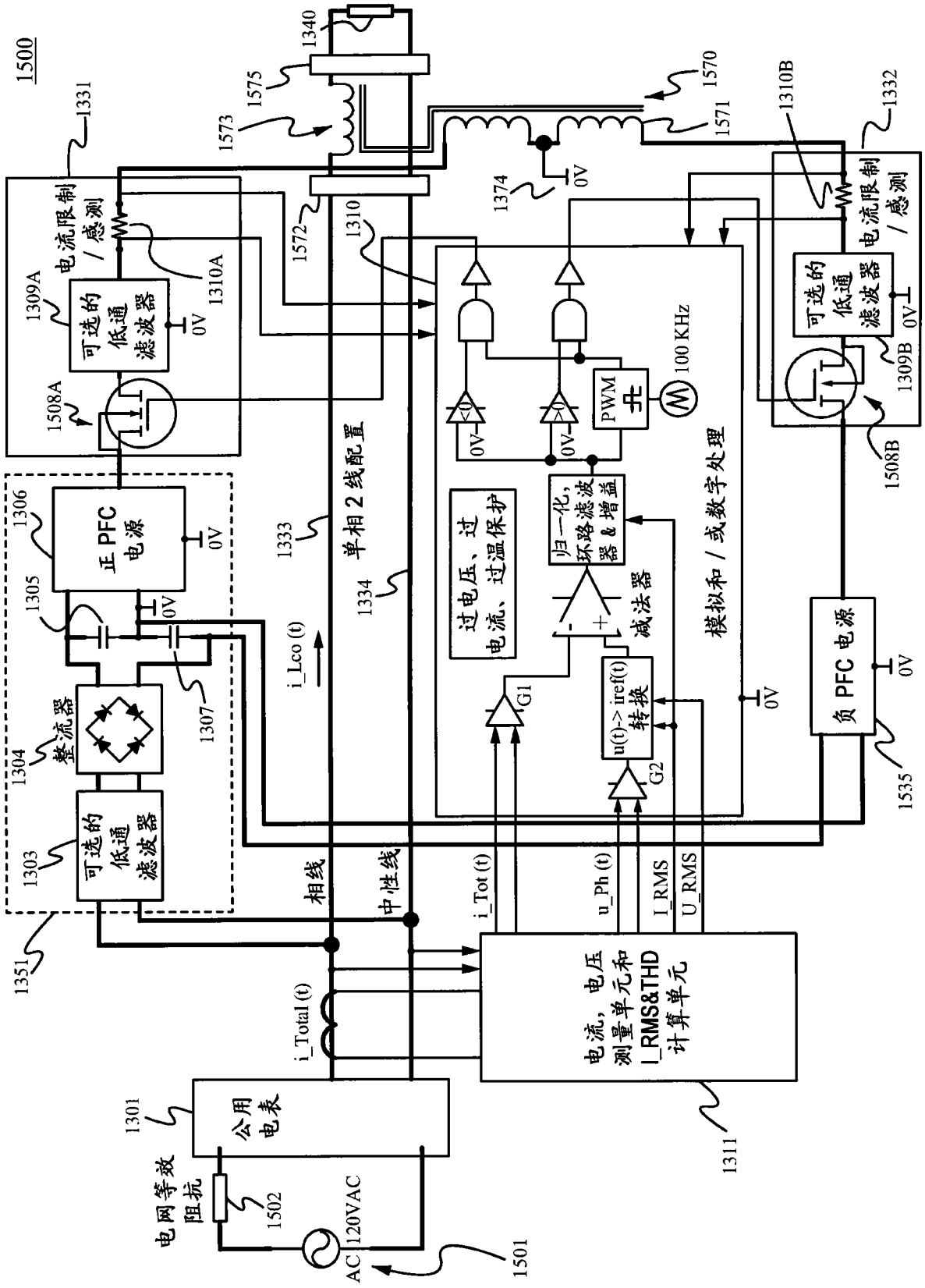

1500
1331
电流限制/感测
1309A
可选的低通滤波器
1310A
0V
1508A
1306
正 PFC 电源
1305
1304
整流器
1303
可选的低通滤波器
1351
1307
1333
单相 2 线配置
1334
i_Lco (t)
相线
中性线
i_Total (t)
1301
公用电表
电网等效阻抗
1502
120VAC
AC
1501
1340
1575
1573
1572
1310
1374
1570
1571
1310B
1332
电流限制/感测
可选的低通滤波器
1309B
1508B
100 KHz
PWM
过电压、过电流、过温保护
归一化，环路滤波器 & 增益
减法器
G1
G2
u(t)-> iref(t) 转换
模拟和 / 或数字处理
负 PFC 电源
1535
i_Tot (t)
u_Ph (t)
I_RMS
U_RMS
电流，电压测量单元和 I_RMS&THD 计算单元
1311

图 11

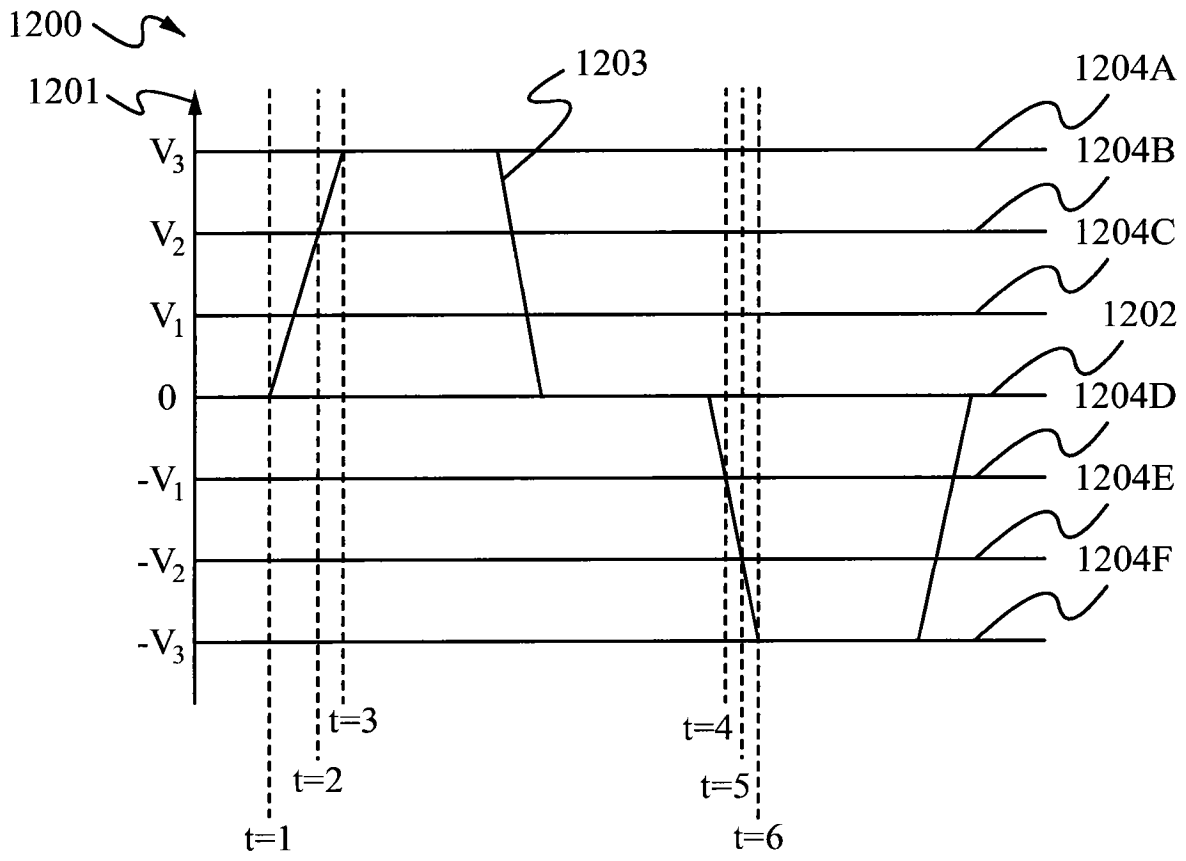

1200
1201
1203
1204A
1204B
1204C
1202
1204D
1204E
1204F
V_3
V_2
V_1
0
$-V_1$
$-V_2$
$-V_3$
t=1
t=2
t=3
t=4
t=5
t=6

图 12A

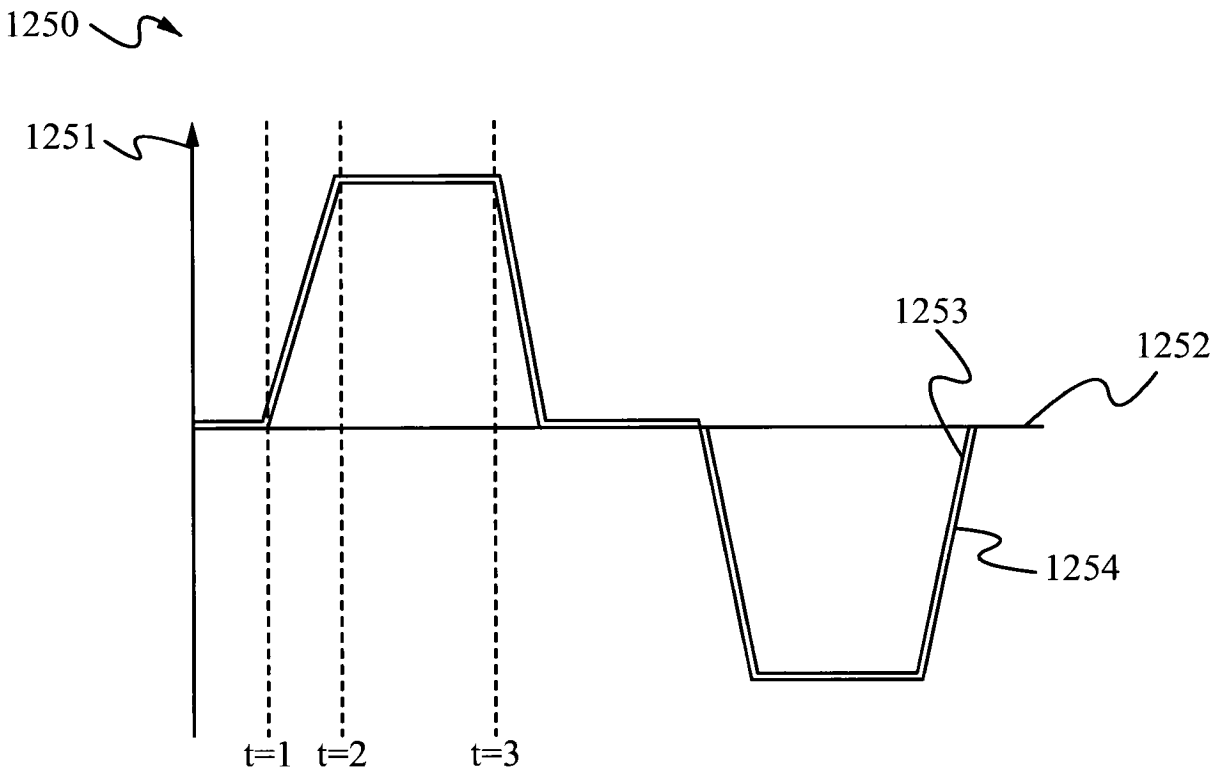


图 12B

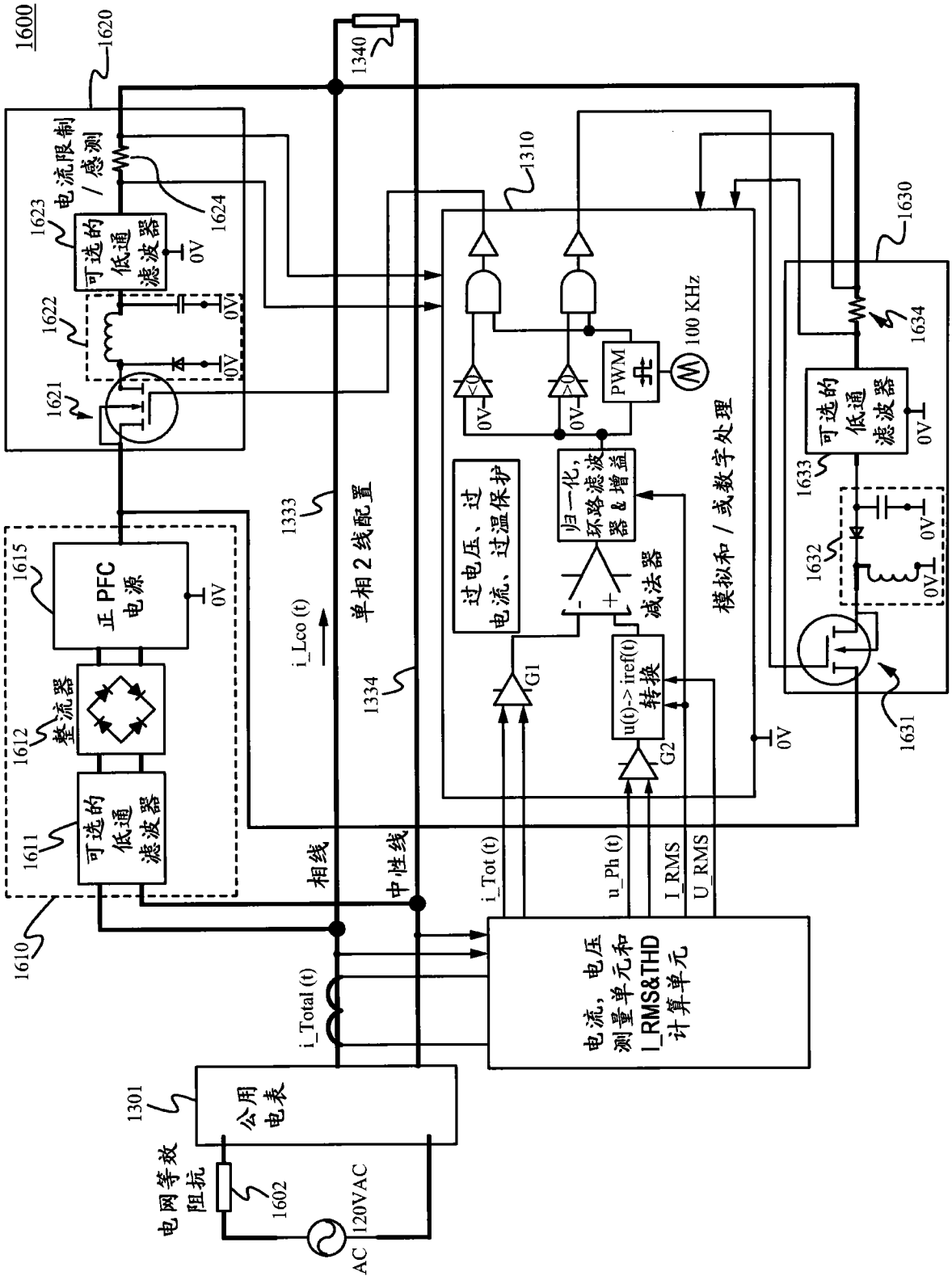

1600
1620
1340
电流限制/感测
1623
可选的低通滤波器
1624
0V
1622
1621
1310
1630
1634
PWM
100 KHz
过电压、过电流、过温保护
归一化，环路滤波器&增益
减法器
模拟和/或数字处理
1633
可选的低通滤波器
1632
1631
1615
正 PFC 电源
1333
单相2线配置
i_Lco (t)
1334
G1
u(t)-> iref(t) 转换
G2
1612
整流器
1611
可选的低通滤波器
1610
相线
中性线
i_Tot (t)
u_Ph (t)
I_RMS
U_RMS
电流，电压测量单元和I_RMS&THD计算单元
i_Total (t)
1301
公用电表
电网等效阻抗
1602
AC
120VAC

图 12C

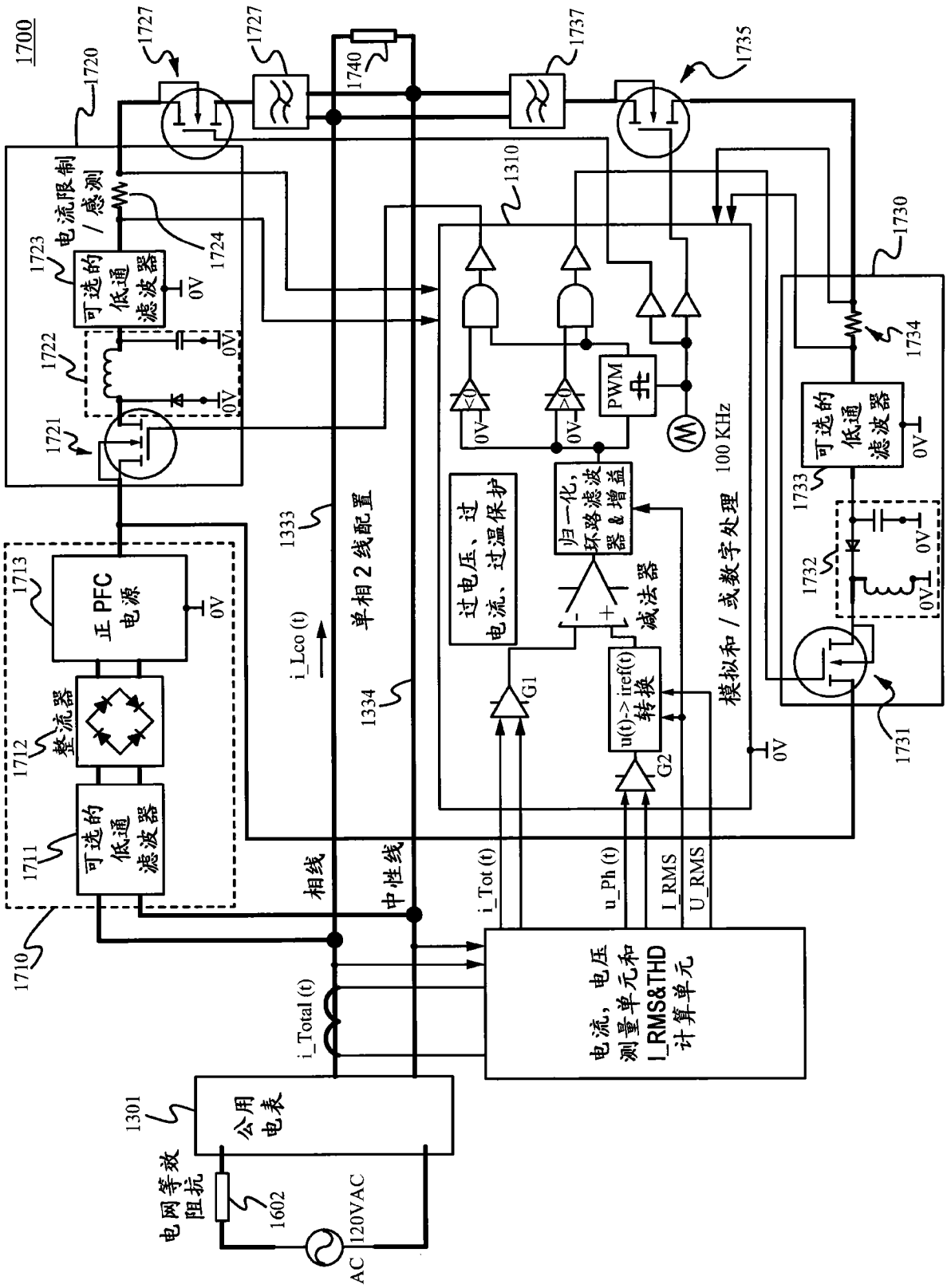

1700
1720
1727
1727
1740
1737
1735
1730
1310
电流限制 / 感测
1723
可选的 低通 滤波器
1724
0V
1722
1721
1713
正 PFC 电源
0V
1712
整流器
1711
可选的 低通 滤波器
1710
1333
单相 2 线配置
i_Lco (t)
1334
相线
中性线
i_Total (t)
过电压、过 电流、过温保护
G1
归一化, 环路滤波 器 & 增益
减法器
u(t)-> iref(t) 转换
G2
PWM
100 KHz
模拟和 / 或数字处理
0V
1734
可选的 低通 滤波器
1733
1732
1731
i_Tot (t)
u_Ph (t)
I_RMS
U_RMS
电流, 电压 测量单元和 I_RMS&THD 计算单元
1301
公用 电表
电网等效 阻抗
1602
120VAC
AC

图 12D

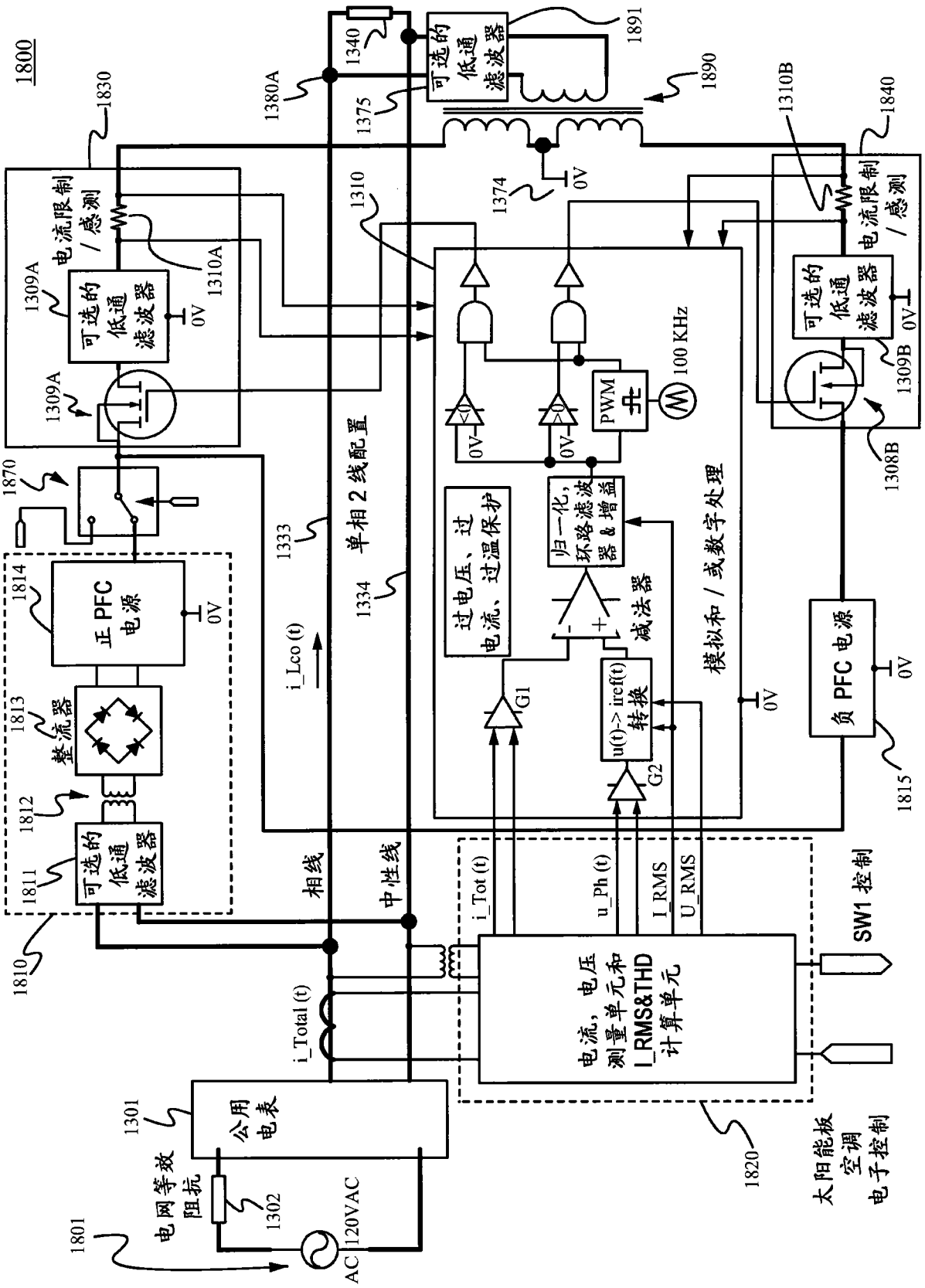

1800
1830
电流限制 / 感测
1309A
可选的低通滤波器
1310A
0V
1309A
1870
1814
正 PFC 电源
0V
1813
整流器
1812
1811
可选的低通滤波器
1810
1801
电网等效阻抗
1302
AC 120VAC
1301
公用电表
i_Total (t)
相线
中性线
1333
单相 2 线配置
1334
i_Lco (t)
1380A
1340
1375
可选的低通滤波器
1891
1890
1374
0V
1310
过电压、过电流、过温保护
G1
G2
u(t)-> iref(t) 转换
归一化，环路滤波器 & 增益
减法器
模拟和 / 或数字处理
PWM
100 KHz
0V
0V
1310B
1840
电流限制 / 感测
可选的低通滤波器
1309B
0V
1308B
负 PFC 电源
0V
1815
i_Tot (t)
u_Ph (t)
I_RMS
U_RMS
电流，电压测量单元和 I_RMS&THD 计算单元
1820
SW1 控制
太阳能板空调电子控制

图 13A

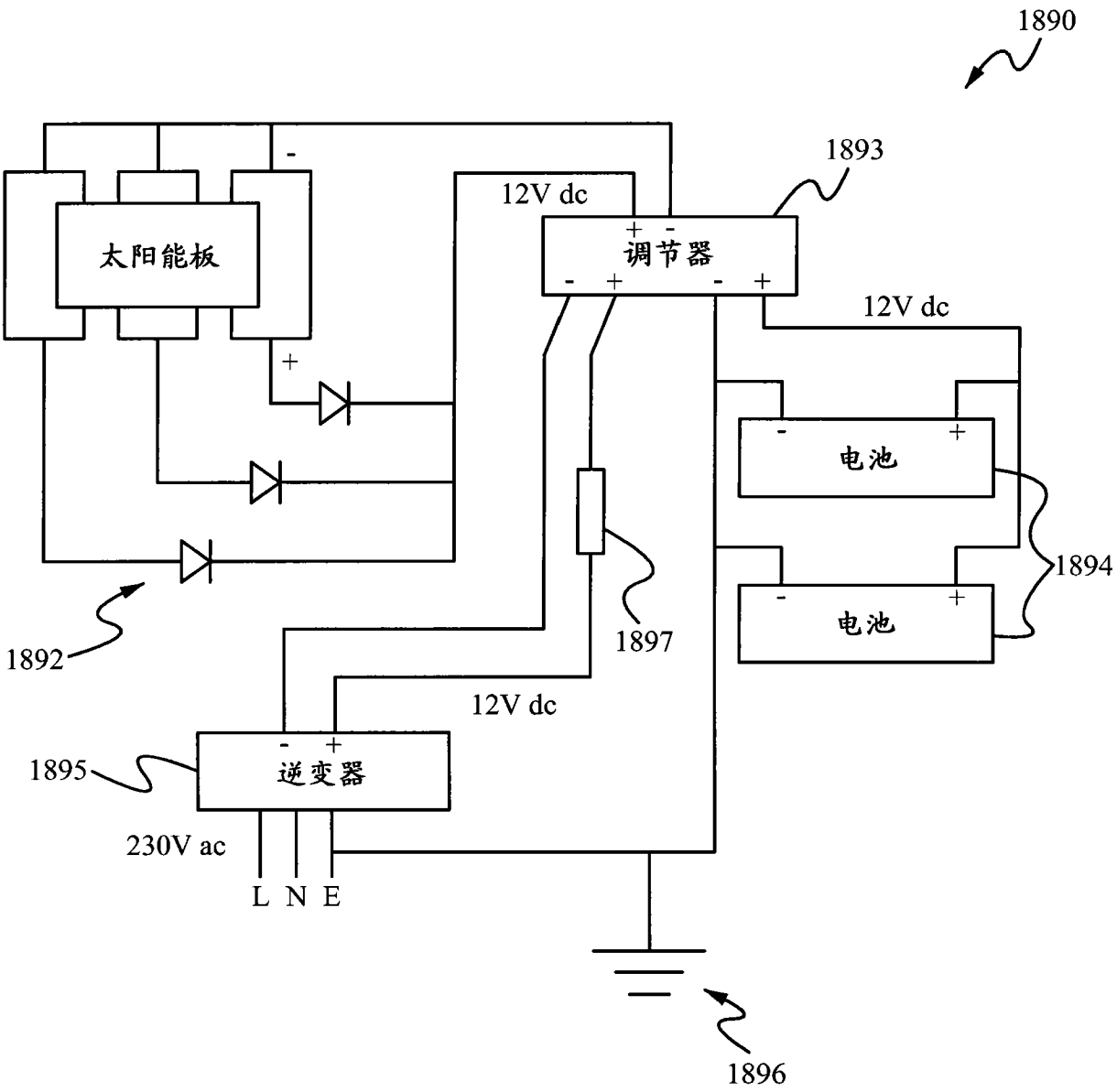

1890
1893
12V dc
太阳能板
调节器
12V dc
电池
1894
电池
1897
1892
12V dc
1895
逆变器
230V ac
L N E
1896

图 13B

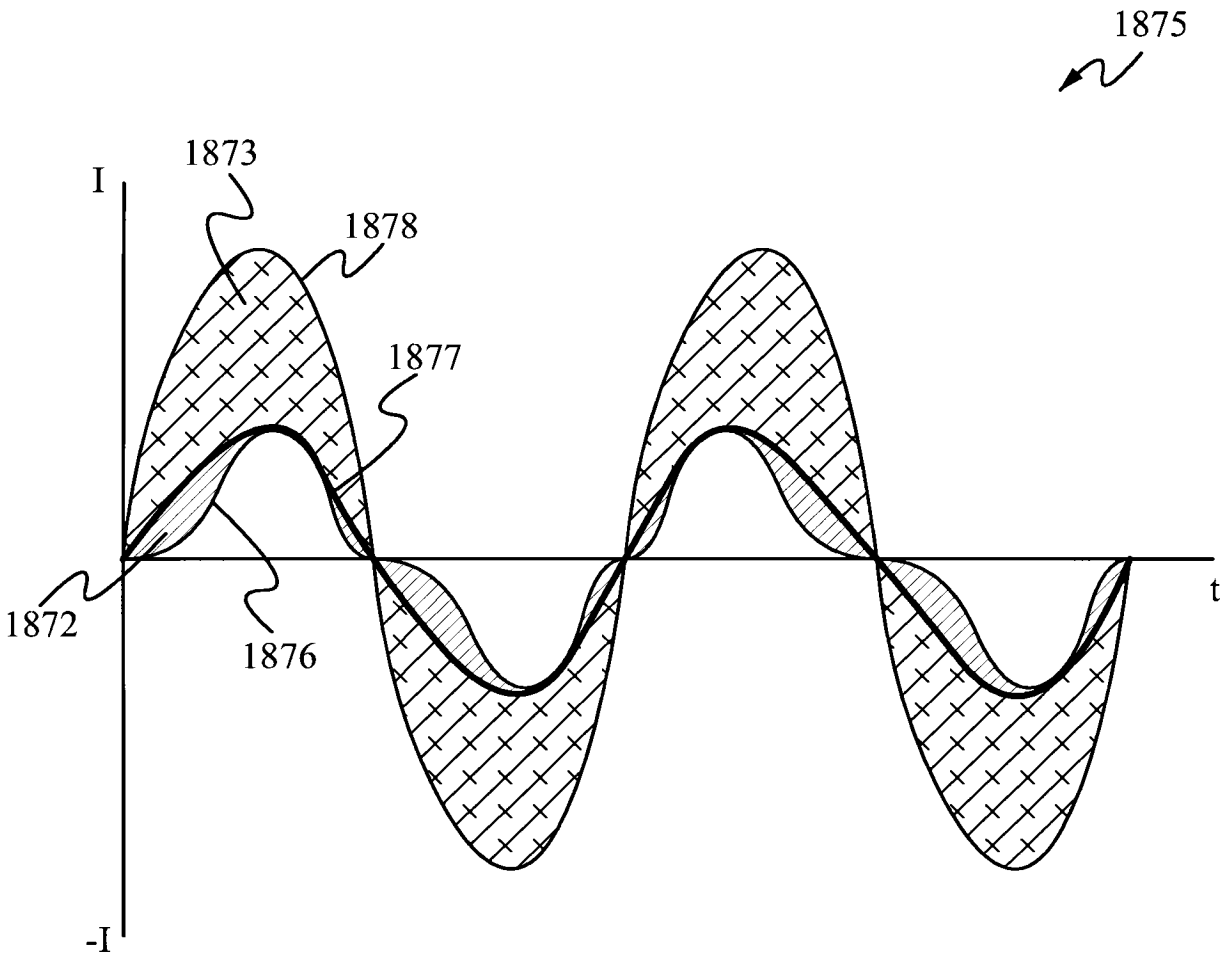


图 13C

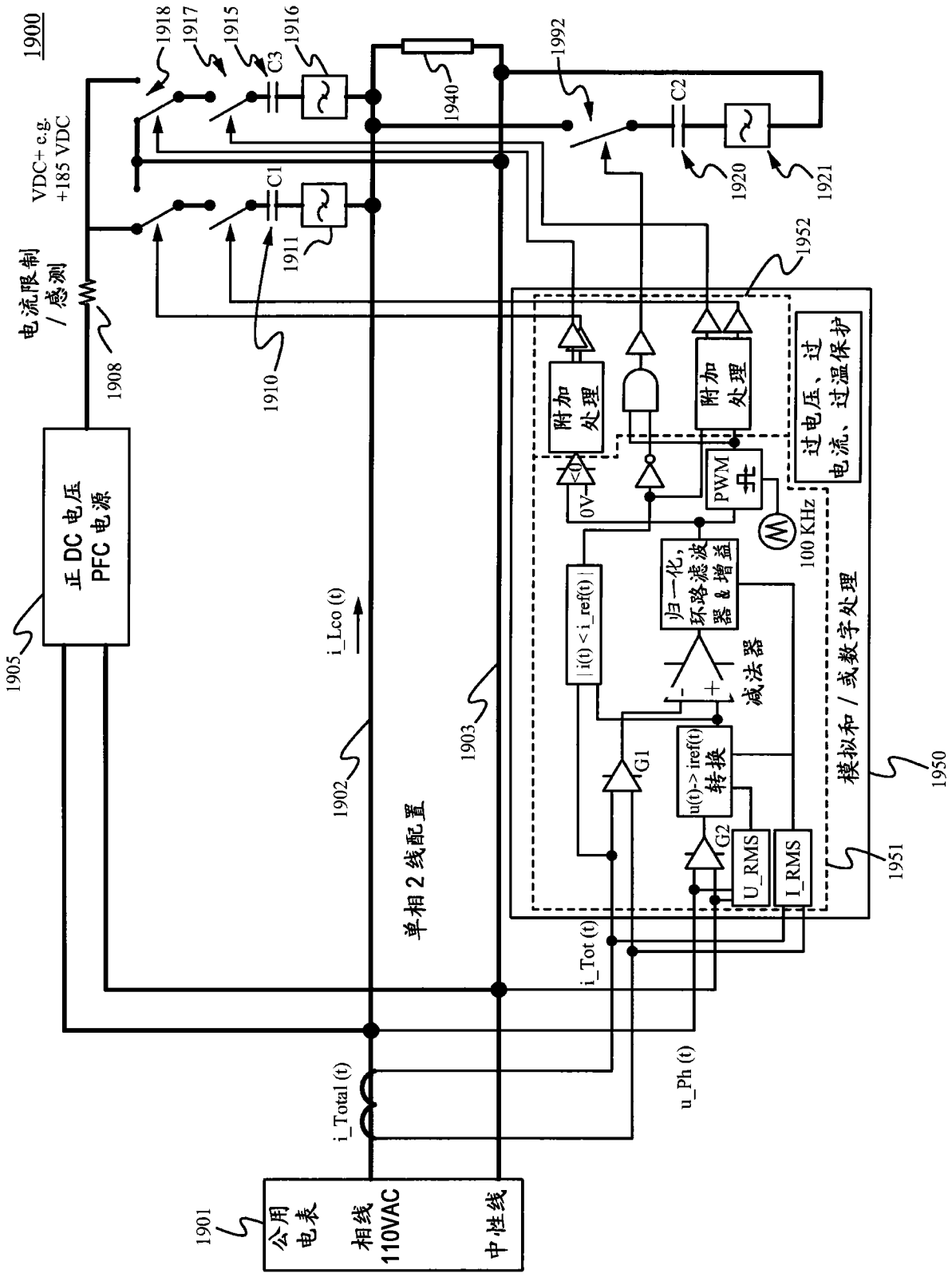

1900
1918
1917
1915
C3
1916
1940
1992
C2
1920
1921
VDC+ c.g.
+185 VDC
C1
1911
1952
电流限制
/感测
1908
1910
附加
处理
附加
处理
过电压、过
电流、过温保护
PWM
0V
100 KHz
正 DC 电压
PFC 电源
1905
i_Lco (t)
归一化,
环路滤波
器 & 增益
减法器
i(t) < i_ref(t)
1903
1902
G1
u(t)-> iref(t)
转换
G2
U_RMS
I_RMS
模拟和 / 或数字处理
1950
1951
单相 2 线配置
i_Tot (t)
u_Ph (t)
i_Total (t)
1901
公用
电表
相线
110VAC
中性线

图 14A

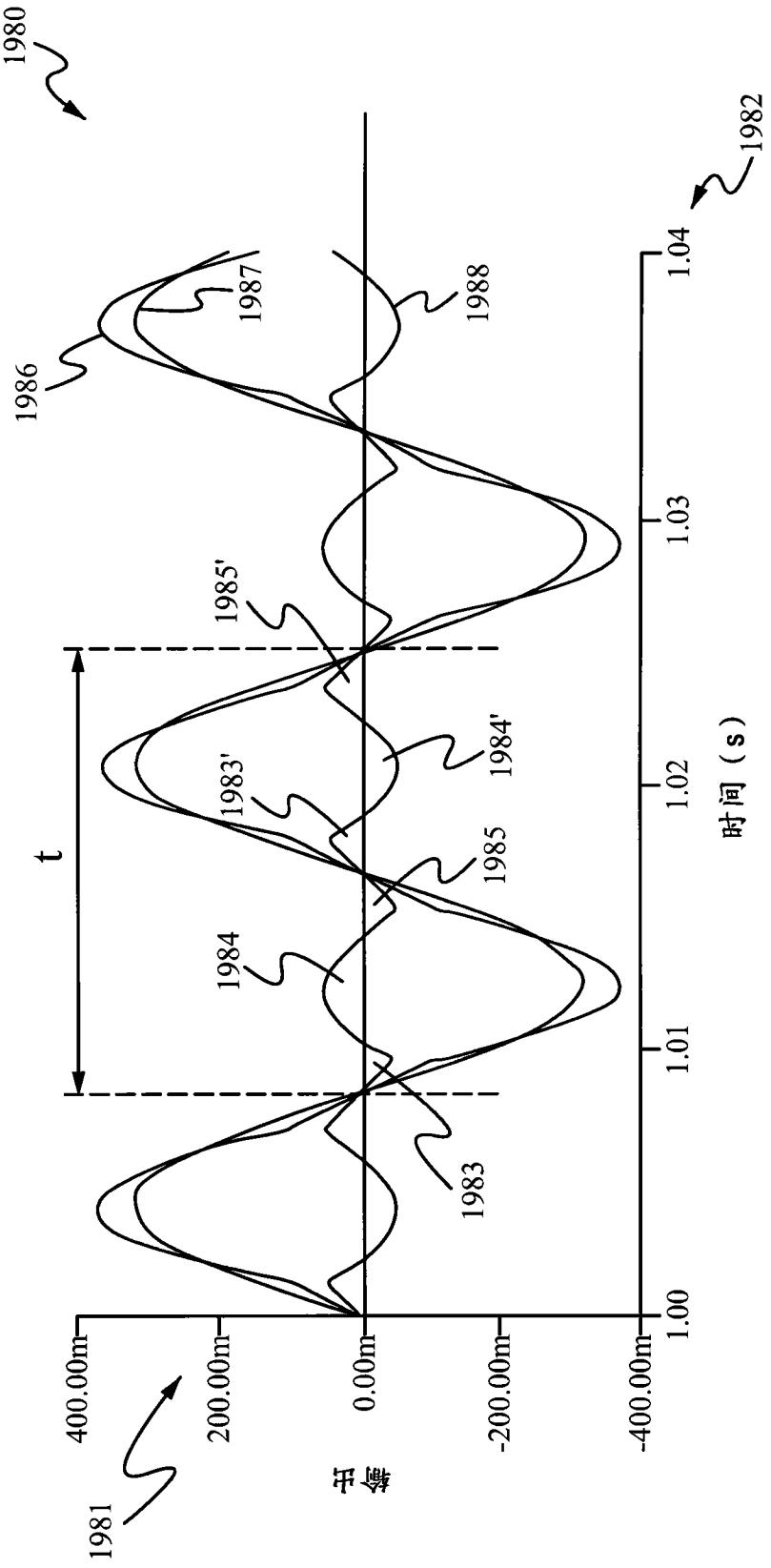

1980
1982
1986
1987
1988
1985'
1983'
1984'
1985
1984
1983
t
1981
400.00m
200.00m
0.00m
-200.00m
-400.00m
输出
1.00
1.01
1.02
1.03
1.04
时间（s）

图 14B

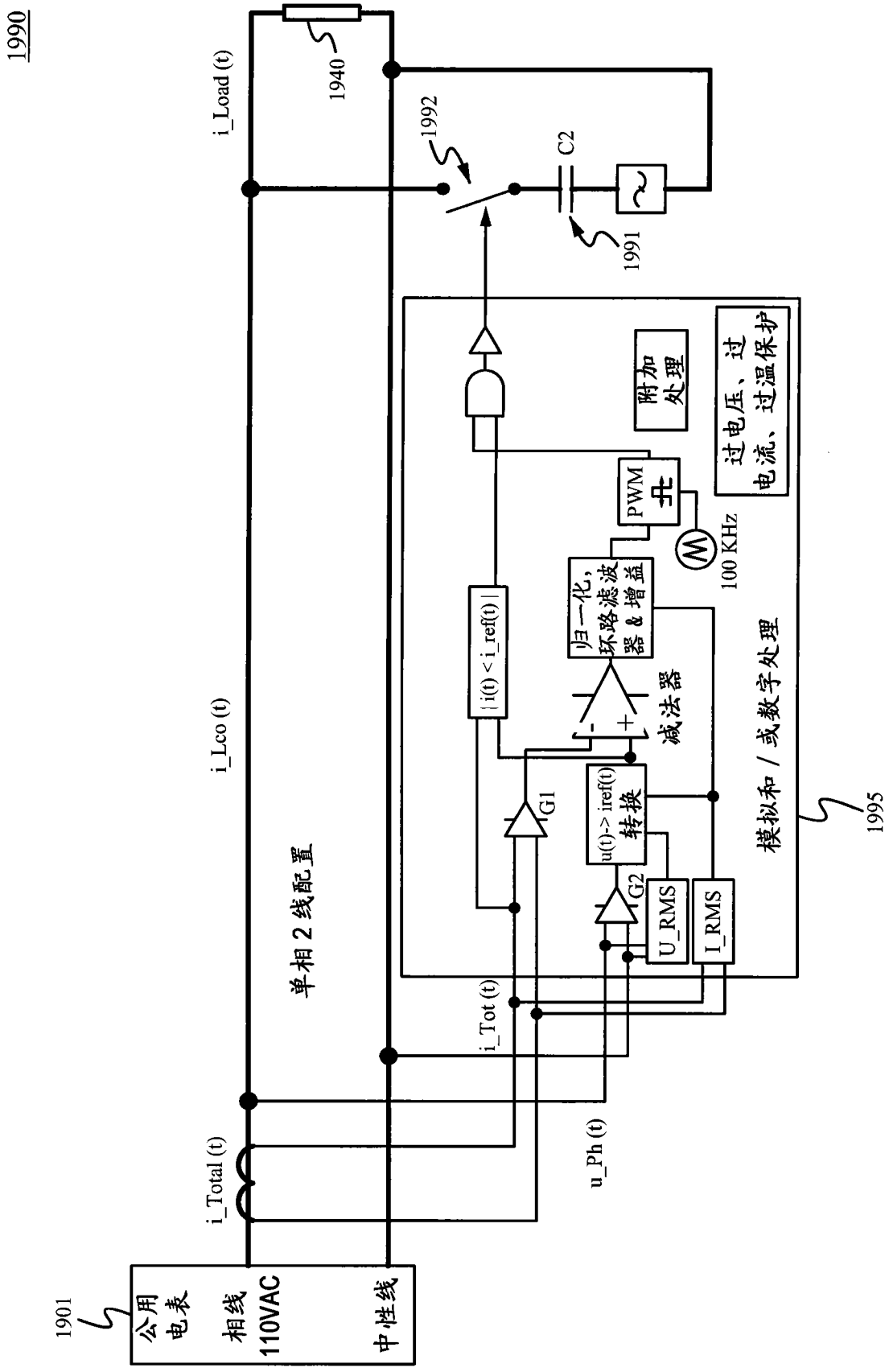

1990
i_Load (t)
1940
1992
C2
1991
附加处理
过电压、过电流、过温保护
PWM
100 KHz
归一化，环路滤波器 & 增益
减法器
| i(t) < i_ref(t) |
G1
u(t)-> iref(t) 转换
G2
U_RMS
I_RMS
模拟和 / 或数字处理
1995
i_Lco (t)
单相 2 线配置
i_Tot (t)
u_Ph (t)
i_Total (t)
1901
公用电表
相线 110VAC
中性线

图 14C

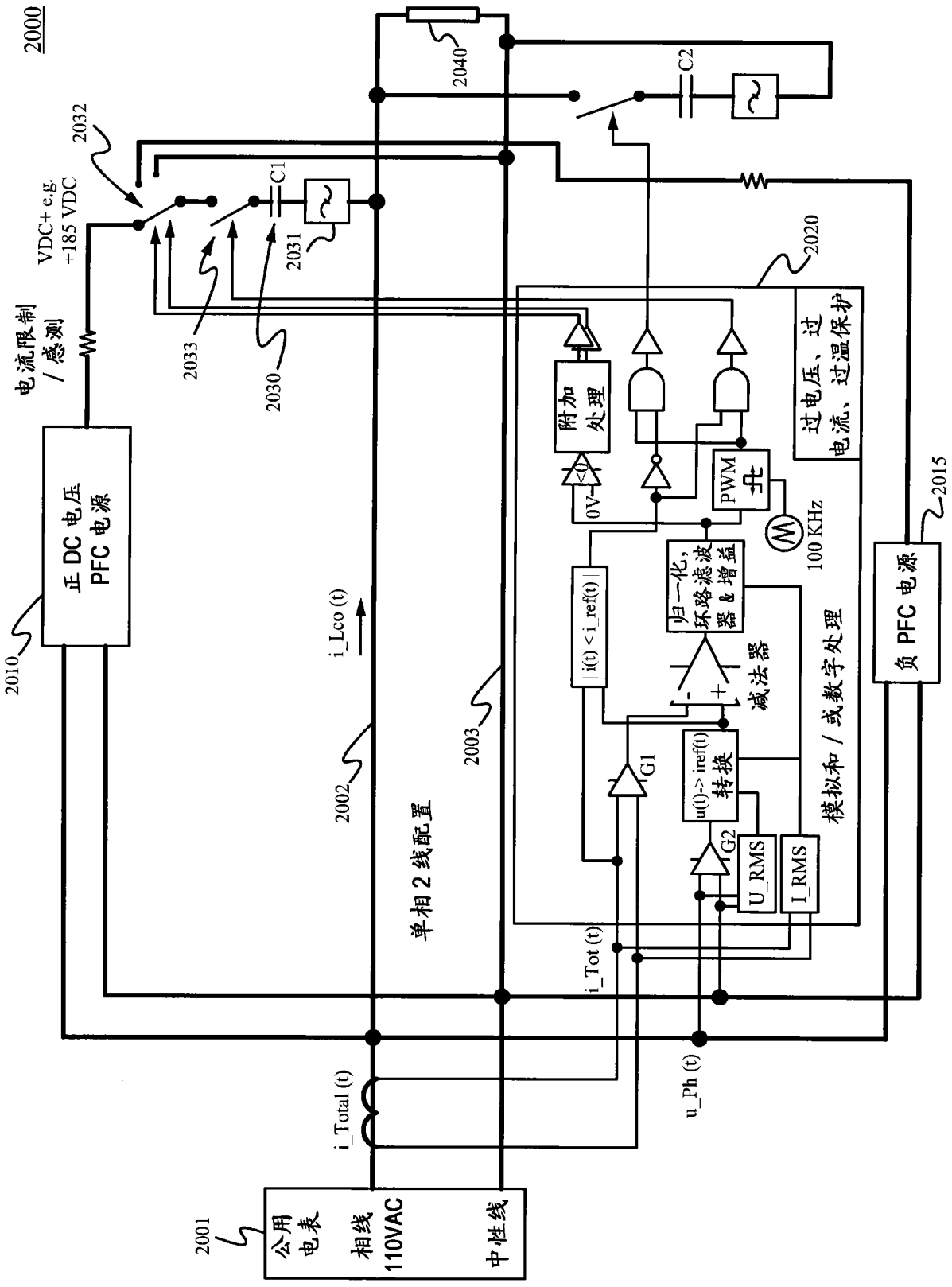

2000
2040
C2
2032
VDC+ e.g.
+185 VDC
C1
2031
2020
电流限制
/感测
2033
2030
过电压、过
电流、过温保护
附加
处理
PWM
0V
100 KHz
正 DC 电压
PFC 电源
2010
i_Lco (t)
|i(t) < i_ref(t)|
归一化，
环路滤波
器 & 增益
减法器
2015
负 PFC 电源
2003
2002
G1
u(t)-> iref(t)
转换
G2
U_RMS
I_RMS
模拟和 / 或数字处理
单相 2 线配置
i_Tot (t)
u_Ph (t)
i_Total (t)
2001
公用
电表
相线
110VAC
中性线

图 14D