

(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101286639 B

(45) 授权公告日 2010.05.26

(21) 申请号 200710091770.1

(22) 申请日 2007.04.09

(73) 专利权人 香港理工大学

地址 中国香港九龙红磡

(72) 发明人 曾启明 陈伟乐

(74) 专利代理机构 隆天国际知识产权代理有限公司

公司 72003

代理人 郭晓东

(51) Int. Cl.

H02J 3/18(2006.01)

G05F 1/70(2006.01)

(56) 对比文件

CN 1893215 A, 2007.01.10, 说明书全文.

JP 特开平 6-233464 A, 1994.08.19, 说明书全文.

US 4017800, 1977.04.12, 说明书全文.

孟庆波, 王奔, 王志国, 华晓萍, 兰金茹. 电铁供电系统的有源电力滤波器. 电气开关

2. 2006, (2), 49-51.

王江, 曾启明. 非线性无源控制原理及在电力电子变换器中的应用. 控制理论与应用 21

4. 2004, 21(4), 574-578.

谭光慧, 纪延超. 并联型有源电力滤波器谐波电流零逼近控制策略. 继电器 33

14. 2005, 33(14), 61-64.

栗时平, 刘桂英. 并联有源电力滤波器电流滞环比较控制方法研究. 郑州大学学报 26

2. 2005, 26(2), 32-35.

审查员 李航

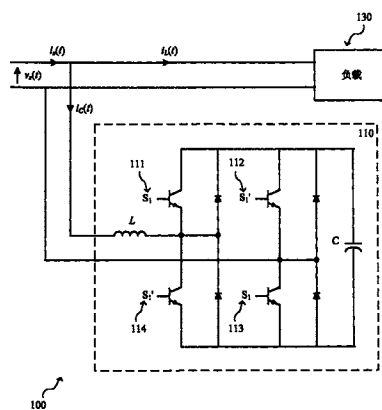
权利要求书 2 页 说明书 7 页 附图 4 页

(54) 发明名称

低成本且连续可调的无功功率补偿器

(57) 摘要

为了解决配电系统的弱功率因数问题, 本发明公开了一种无功功率补偿器, 包括有: 直流电容器, 用来仿效交流电容器或电抗器产生无功功率补偿电流; 固态开关及高频电感器, 串接在所述直流电容器与所述配电系统的供电电压输出端之间, 用来调节所述无功功率补偿电流的产生; 参考信号产生电路, 用于根据所述供电电压产生一个滞后或领先 90 度的参考信号; 以及迟滞控制电路, 用于根据预定的迟滞宽度、所述无功功率补偿电流、及所述参考信号来控制所述固态开关的状态。通过采用价格便宜的直流电容器和固态开关, 再辅以相应的补偿控制电路(包括所述参考信号产生电路和迟滞控制电路), 本发明实现了低成本且连续可调的无功功率补偿器。



1. 一种无功功率补偿器,用于提高配电系统的功率因数;其特征在于,包括有变压器、参考信号产生电路、迟滞控制电路、固态开关、高频电感器、及直流电容器,其中:

所述变压器,其输入端用于与所述配电系统的供电电压输出端相连,以对所述供电电压进行变压得到一个参考电压,并从其输出端输出所述参考电压;

所述参考信号产生电路,其输入端与所述变压器的输出端相连,用于根据所述参考电压产生一个领先或滞后所述供电电压 90 度的参考信号,并从其输出端输出所述参考信号;

所述迟滞控制电路,其输入端与所述参考信号产生电路的输出端相连,用于根据预定的迟滞宽度、所述参考信号、以及所述无功功率补偿器输出的无功功率补偿电流来确定一个用来控制所述固态开关状态的控制信号,并从其输出端输出所述控制信号;

所述固态开关,用于根据所述控制信号改变所述直流电容器与所述供电电压输出端的连接状态,所述固态开关至少有四个,其中:

第一固态开关串接在所述直流电容器的第二连接端与所述高频电感器的第一连接端之间;

第二固态开关串接在所述直流电容器的第二连接端与所述供电电压的第一输出端之间;

第三固态开关串接在所述直流电容器的第一连接端与所述供电电压的第一输出端之间;

第四固态开关串接在所述直流电容器的第一连接端与所述高频电感器的第一连接端之间;

所述高频电感器,串接在所述供电电压的第二输出端和所述固态开关之间,用于平滑所述无功功率补偿电流中由所述固态开关状态改变引起的波纹噪声;

所述直流电容器,串接在所述固态开关之间,用于跟随所述固态开关的状态产生相应的无功功率补偿电流,以对所述配电系统的供电电流进行补偿。

2. 如权利要求 1 所述的无功功率补偿器,其特征在于,所述参考信号产生电路进一步包括有增益调节器、低通滤波器、反相器、以及选择固态开关,其中:

所述增益调节器,其输入端与所述变压器的输出端相连,对所述参考电压进行相应的增益调节后,从其输出端输出所述经增益调节的参考电压;

所述低通滤波器,其输入端与所述增益调节器的输出端相连,滤除所述经增益调节的参考电压中的高次谐波,产生一个滞后所述供电电压 90 度的参考信号后从其输出端输出;

所述反相器,其输入端与所述低通滤波器的输出端相连,反相所述滞后所述供电电压 90 度的参考信号,产生一个领先所述供电电压 90 度的参考信号后从其输出端输出;

所述选择固态开关,其两个选择位分别与所述低通滤波器和所述反相器的输出端相连,用于根据所述供电电压决定所述参考信号产生电路的输出为领先所述供电电压 90 度的参考信号,或者为滞后所述供电电压 90 度的参考信号。

3. 如权利要求 1 所述的无功功率补偿器,其特征在于,所述迟滞控制电路进一步包括有比较器、迟滞控制器、及逆变器,其中:

所述比较器,其两个输入端分别输入所述无功功率补偿电流和所述参考信号,将两者进行比较之后从其输出端输出相应的比较结果;

所述迟滞控制器,其输入端连接至所述比较器的输出端,用于根据所述迟滞宽度和所

述比较结果来确定所述固态开关状态；

所述逆变器,其输入端连接至所述迟滞控制器的输出端,用于根据所述迟滞控制器确定的固态开关状态来改变所述直流电容器的电流方向。

4. 如权利要求 2 所述的无功功率补偿器,其特征在于,所述低通滤波器为 n 阶低通滤波器,其中 n 为大于或等于 2 的整数。

5. 如权利要求 3 所述的无功功率补偿器,其特征在于,所述逆变器为单相逆变器。

6. 如权利要求 1 所述的无功功率补偿器,其特征在于,所述迟滞宽度为所述无功功率补偿电流额定电流率的正负 5% 到 10%。

低成本且连续可调的无功功率补偿器

技术领域

[0001] 本发明涉及配电系统,尤其涉及配电系统中的无功功率补偿;更具体地说,本发明涉及一种低成本且连续可调的无功功率补偿器。

背景技术

[0002] 配电系统中的大多数负载都具有电感特性,并因此导致弱功率因数。为了解决弱功率因数问题,变电站和用电终端一般都安装有与配电系统平行相连的无功功率补偿器,用来提高电网的功率因数、降低供电变压器及输送线路的损耗、提高供电效率等。

[0003] 目前广泛应用的无功功率补偿器,如公告号为 CN1042879C、CN1133257C 等的中国专利所揭露,大多采用价格昂贵的交流电容器组和电抗器。这种通过交流电容器组来提高功率因数的补偿方法,存在投切电容时不可避免地会产生巨大的涌流和半生电压波动、暂态过渡谐波、以及操作过电压等棘手的技术问题。

[0004] 因此,为解决这些问题不得不采取相应的技术措施,还要增加一些必要的设备;并且,由于投切电容器是一组一组的,造成了功率因数控制的不连续性,也即没能实现连续可调补偿。

发明内容

[0005] 有鉴于此,本发明目的在于提供一种无功功率补偿器,其能有效实现连续可调的无功功率补偿,且其结构简单而易于实现。

[0006] 为达到上述目的,本发明公开了一种无功功率补偿器,其装配于配电系统中可有效提高所述配电系统的功率因数。并且,所述无功功率补偿器包括有变压器、参考信号产生电路、迟滞控制电路、固态开关、高频电感器、及直流电容器,其中:

[0007] 所述变压器,其输入端用于与所述配电系统的供电电压输出端相连,以对所述供电电压进行变压得到一个参考电压,并从其输出端输出所述参考电压;

[0008] 所述参考信号产生电路,其输入端与所述变压器的输出端相连,用于根据所述参考电压产生一个领先或滞后所述供电电压 90 度的参考信号,并从其输出端输出所述参考信号;

[0009] 所述迟滞控制电路,其输入端与所述参考信号产生电路的输出端相连,用于根据预定的迟滞宽度、所述参考信号、以及所述无功功率补偿器输出的无功功率补偿电流来确定一个用来控制所述固态开关状态的控制信号,并从其输出端输出所述控制信号;

[0010] 所述固态开关,用于根据所述控制信号改变所述直流电容器与所述供电电压输出端的连接状态,其至少有四个,其中:第一固态开关串接所述直流电容器的第二连接端与所述高频电感器的第一连接端之间;第二固态开关串接在所述直流电容器的第二连接端与所述供电电压的第一输出端之间;第三固态开关串接在所述直流电容器的第一连接端与所述供电电压的第一输出端之间;第四固态开关串接在所述直流电容器的第一连接端与所述高频电感器的第一连接端之间。

[0011] 所述高频电感器,其第一连接端与所述固态开关相连,其第二连接端与所述供电电压的第二输出端相连,用于平滑所述无功功率补偿电流中由所述固态开关状态改变引起的波纹噪声;

[0012] 所述直流电容器,串接在所述固态开关之间,用于跟随所述固态开关的状态产生相应的无功功率补偿电流,以对所述配电系统的供电电流进行补偿。

[0013] 对于上述无功功率补偿器,优选地,所述参考信号产生电路进一步包括有增益调节器、低通滤波器、反相器、及选择固态开关,其中:

[0014] 所述增益调节器,其输入端与所述变压器的输出端相连,对所述参考电压进行相应的增益调节后,从其输出端输出所述经增益调节的参考电压;

[0015] 所述低通滤波器,其输入端与所述增益调节器的输出端相连,滤除所述经增益调节的参考电压中的高次谐波,产生一个滞后所述供电电压 90 度的参考信号后从其输出端输出;

[0016] 所述反相器,其输入端与所述低通滤波器的输出端相连,反相所述滞后所述供电电压 90 度的参考信号,产生一个领先所述供电电压 90 度的参考信号后从其输出端输出;

[0017] 所述选择固态开关,其两个选择位分别与所述低通滤波器和所述反相器的输出端相连,用于根据所述供电电压决定所述参考信号产生电路的输出为领先所述供电电压 90 度的参考信号,或者为滞后所述供电电压 90 度的参考信号。

[0018] 对于上述无功功率补偿器,进一步优选地,所述低通滤波器为 n 阶低通滤波器,其中 n 为大于或等于 2 的整数。

[0019] 对于上述无功功率补偿器,优选地,所述迟滞控制电路进一步包括有比较器、迟滞控制器、及逆变器,其中:

[0020] 所述比较器,其两个输入端分别输入所述无功功率补偿电流和所述参考信号,将两者进行比较之后从其输出端输出相应的比较结果;

[0021] 所述迟滞控制器,其输入端连接至所述比较器的输出端,用于根据所述迟滞宽度和所述比较结果来确定所述固态开关状态;

[0022] 所述逆变器,其输入端连接至所述迟滞控制器的输出端,用于根据所述迟滞控制器确定的固态开关状态来改变所述直流电容器的电流方向。

[0023] 对于上述无功功率补偿器,进一步优选地,所述逆变器为单相逆变器。

[0024] 对于上述无功功率补偿器,优选地,所述迟滞宽度为所述无功功率补偿电流额定电流率的正负 5% 到 10%。

[0025] 通过上述介绍可知,通过采用价格便宜的直流电容器和固态开关来仿效昂贵的交流电容器和电抗器,再辅以相应的参考信号产生电路和迟滞控制电路来控制所述直流电容器和固态开关的工作状态,使得本发明所提供无功功率补偿器既能产生连续可调的正向无功功率,又能产生连续可调的逆向无功功率。

[0026] 也就是说,本发明实现了一种连续可调的无功功率补偿器,且由于其结构简单及组件成本低廉而易于实现。将所述无功功率补偿器取代现有补偿系统安装在诸如房屋、工厂、商业大楼、及居民住宅等负载上时,能对相应配电系统的功率因数进行有效持续调节。

[0027] 并且,本发明技术方案的上述及更多特征和优点可通过阅读下述具体实施方式、所附权利要求书、及说明书附图得到更好地理解。

附图说明

- [0028] 图 1 为装配有本发明无功功率补偿器第一实施例的配电系统示意图；
- [0029] 图 2 为图 1 所示参考信号 $i_r(t)$ 及无功功率补偿电流 $i_c(t)$ 的波形图示例；
- [0030] 图 3 为图 1 所示迟滞控制电路的框图示意；
- [0031] 图 4 为图 1 所示参考信号产生电路的框图示意；
- [0032] 图 5 为图 3 及图 4 所示框图的电路图示例；
- [0033] 图 6A 为图 1 所示供电电压 $v_s(t)$ 波形图的第一示例；
- [0034] 图 6B 为图 1 所示无功功率补偿电流 $i_c(t)$ 波形图的第一示例；
- [0035] 图 6C 为对应图 6A 所示供电电压 $v_s(t)$ 和图 6B 所示无功功率补偿电流 $i_c(t)$ 的无功功率和功率因数的结果示意；
- [0036] 图 7A 为图 1 所示供电电压 $v_s(t)$ 波形图的第二示例；
- [0037] 图 7B 为图 1 所示无功功率补偿电流 $i_c(t)$ 波形图的第二示例；
- [0038] 图 7C 为对应图 7A 所示供电电压 $v_s(t)$ 和图 7B 所示无功功率补偿电流 $i_c(t)$ 的无功功率和功率因数的结果示意。

具体实施方式

[0039] 下面介绍及其中所涉及实施例仅作本发明原理的示范性解释用，而并无任何限定本发明保护范围及应用的意图。对于下面介绍全文，其中“功率因数”为系统实际功率与表现功率的比值，且其取值为 0 ~ 1 间的任意数；“额定电流率”为区域中政府机构设定的电流比率。

[0040] 图 1 示出了装配有本发明无功功率补偿器的配电系统 100，其中，供电电压 $v_s(t)$ 输出供电电流 $i_s(t)$ ，由无功功率补偿器 110 产生的无功功率补偿电流 $i_c(t)$ 加入供电电流 $i_s(t)$ 后得到负载电流 $i_L(t)$ ，而负载电流 $i_L(t)$ 最终输入负载 130（例如房屋、厂房、商业大楼等）。

[0041] 如图 1 所示，无功功率补偿器 110 进一步包括有高频电感器 L，直流电容器 C、固态开关 S_1 (111、113) 和 S_1' (112、114)、变压器（图中未示出）、参考信号产生电路（图中未示出）、以及迟滞控制电路（图中未示出）。

[0042] 其中，参考信号产生电路用于产生一个领先或滞后供电电压 $v_s(t)$ 90 度的参考信号；迟滞控制电路用于根据预定的迟滞宽度、参考信号产生电路输出的参考信号、以及无功功率补偿电流 $i_c(t)$ 来确定一个控制信号，以控制固态开关 S_1 (111、113) 和 S_1' (112、114) 的开 / 闭状态；直流电容器 C 用于仿效现有补偿系统中的交流电容器或电抗器来产生无功功率补偿电流 $i_c(t)$ ，以对供电电流 $i_s(t)$ 进行补偿；固态开关 S_1 (111、113) 和 S_1' (112、114) 用于根据迟滞控制电路输出的控制信号来改变直流电容器与供电电压 $v_s(t)$ 输出端的连接状态，从而能够调节无功功率补偿电流 $i_c(t)$ 的产生，以达到根据实际补偿需求进行正确补偿的目的；而高频电感器 L 串接则主要用来平滑无功功率补偿电流 $i_c(t)$ 中由固态开关 S_1 (111、113) 和 S_1' (112、114) 的状态改变而引起的波纹噪声。

[0043] 并且，如图 1 所示，直流电容器 C、固态开关 S_1 (111、113) 和 S_1' (112、114)、高频电感器 L、及供电电压 $v_s(t)$ 的两个输出端相互之间的连接关系为：第一固态开关 S_1 (111) 串

接在直流电容器 C 的第二连接端与高频电感器 L 的第一连接端之间,且高频电感器 L 的第二连接端与供电电压 $v_s(t)$ 的第二输出端相连;第二固态开关 S_1' (112) 串接在直流电容器 C 的第二连接端与供电电压 $v_s(t)$ 的第一输出端之间;第三固态开关 S_1 (113) 串接在直流电容器 C 的第一连接端与供电电压 $v_s(t)$ 的第一输出端之间;第四固态开关 S_1' (114) 串接在直流电容器 C 的第一连接端与高频电感器 L 的第一连接端之间。此外,直流电容器 C、固态开关 S_1 (111、113) 和 S_1' (112、114)、以及高频电感器 L 均可采用现有技术中任一种公知组件。

[0044] 这样,根据无功功率补偿器 110 的具体设置,以及配电系统 100 是否需要抵消负载 130 的电感或电容影响,负载电流 $i_L(t)$ 将显示为正向无功功率或逆向无功功率。

[0045] 并且,无功功率补偿器 110 的设置主要取决于其中固态开关 S_1 (111、113) 和 S_1' (112、114) 的状态:

[0046] 如果参考信号 $i_R(t)$ 大于无功功率补偿电流 $i_C(t)$, 固态开关 S_1 (111、113) 将断开、而固态开关 S_1' (112、114) 则将闭合;

[0047] 如果参考信号 $i_R(t)$ 小于无功功率补偿电流 $i_C(t)$, 固态开关 S_1 (111、113) 将闭合、而固态开关 S_1' (112、114) 则将断开。

[0048] 因此,无功功率补偿器 110 的设置逻辑显示如下:

[0049] $S_1' = \text{断开} \text{ 及 } S_1 = \text{闭合} \text{ 时} : L \frac{di_C(t)}{dt} = v_s(t) - v_c(t)$;

[0050] $C \frac{dv_c(t)}{dt} = i_C(t)$

[0051] $S_1' = \text{闭合} \text{ 及 } S_1 = \text{断开} \text{ 时} : L \frac{di_C(t)}{dt} = v_s(t) + v_c(t)$ 。

[0052] $C \frac{dv_c(t)}{dt} = -i_C(t)$

[0053] 一般来说,无功功率补偿电流 $i_C(t)$ 通常给定有一个允许的偏差范围(例如,将无功功率补偿电流 $i_C(t)$ 允许的偏差范围设定为其额定电流率的 5%~10%)。这样,当无功功率补偿电流 $i_C(t)$ 位于其允许偏差范围之内时,无功功率补偿器 110 无需做任何操作;而当其位于允许偏差范围之外时,无功功率补偿器 110 则需要进行相应的补偿操作。

[0054] 为了让无功功率补偿器 110 总是能满足负载 130 的无功功率补偿需求,可通过持续调节无功功率补偿器 110 输出的无功功率补偿电流 $i_C(t)$ 来输出正确的正向无功功率或逆向无功功率至负载 130,且该持续调节将以参考信号 $i_R(t)$ 为基础。

[0055] 下面将首先参照图 2 详细介绍图 1 中所示参考信号 $i_R(t)$ 和图 1 中所示无功功率补偿电流 $i_C(t)$ 之间的相互关系。

[0056] 如图 2 所示,应用于图 1 所示配电系统 100 中的迟滞控制电路通常预设有一个迟滞宽度(参阅前述允许偏差范围),用来确定无功功率补偿电流 $i_C(t)$ 相比参考信号 $i_R(t)$ 的波动范围。如果无功功率补偿电流 $i_C(t)$ 相比参考信号 $i_R(t)$ 的波动位于迟滞宽度之外,则将触发图 1 中所示固态开关 S_1 (111、113) 和 S_1' (112、114) 的闭合或断开,使得图 1 中直流电容 C 能够发生与无功功率补偿电流 $i_C(t)$ 极性对应的充放电,从而能够对图 1 中所示供电电流 $i_s(t)$ 进行相应补偿。

[0057] 下面将继续参照图 3 详细介绍本发明无功功率补偿器 110 中的迟滞控制电路 300, 且迟滞控制电路 300 主要用来基于参考信号 $i_R(t)$ 控制无功功率补偿电流 $i_C(t)$ 的补偿调节。

[0058] 如图 3 所示, 迟滞控制电路 300 包括有比较器 301, 迟滞控制器 303, 和逆变器 305。参考信号 $i_R(t)$ 输入比较器 301, 与当前输入图 1 中所示负载 130 的无功功率补偿电流 $i_C(t)$ 进行比较 (比如通过减法器) 得到相应的比较结果 $i_{Compare}(t)$ 之后, 将比较结果 $i_{Compare}(t)$ 输出至迟滞控制器 303。

[0059] 如图 3 所示, 迟滞控制器 303 预设有一个迟滞宽度, 用来界定比较结果 $i_{Compare}(t)$ 的允许偏差范围。

[0060] 在实际应用过程中, 比较结果 $i_{Compare}(t)$ 可能滞后于迟滞宽度 W , 也可能领先于迟滞宽度 W , 还可能位于迟滞宽度 W 的范围之内。针对这三种可能, 迟滞控制器 303 分别进行如下控制:

[0061] 当比较结果 $i_{Compare}(t)$ 滞后于迟滞宽度 W 时, 图 1 中所示无功功率补偿器 110 内的固态开关 $S_1(111, 113)$ 或 $S_1'(112, 114)$ 的开闭状态将被改变, 且所述改变具体表现为闭合 $S_1(111, 113)$ 及断开 $S_1'(112, 114)$;

[0062] 反之, 当比较结果 $i_{Compare}(t)$ 领先于迟滞宽度 W 时, 固态开关 $S_1(111, 113)$ 或 $S_1'(112, 114)$ 的开闭状态将被改变, 且所述改变具体表现为闭合 $S_1'(112, 114)$ 及断开 $S_1(111, 113)$;

[0063] 然而, 当比较结果 $i_{Compare}(t)$ 位于迟滞宽度 W 范围之内时, 固态开关 $S_1(111, 113)$ 和 $S_1'(112, 114)$ 的开闭状态都将不变。

[0064] 随后, 如图 3 所示, 经迟滞控制器 303 确定需要接受无功功率补偿器 110 调节的比较结果 $i_{Compare}(t)$ 将输入逆变器 305, 以通过逆变产生适当的无功功率补偿电流 $i_C(t)$ 。接着, 无功功率补偿电流 $i_C(t)$ 输入图 1 中所示负载 130, 达到改进配电系统 100 的功率因数的目的。

[0065] 下面将接着参照图 4 详细介绍本发明无功功率补偿器 110 中参考信号产生电路 400, 且参考信号产生电路 400 主要用来产生一个可作为控制无功功率补偿电流 $i_C(t)$ 调节基准的参考信号 $i_R(t)$ 。

[0066] 如图 4 所示, 参考信号产生电路 400 包括有: 增益调节器 401, 低通滤波器 403, 反相器 407, 及选择开关 405。

[0067] 应用参考信号产生电路 400 产生参考信号 $i_R(t)$ 的第一步为, 将图 1 中所示供电电压 $v_S(t)$ 经变压后获得的参考电压 $v_R(t)$ 输入增益调节器 401, 以对参考电压 $v_R(t)$ 进行增益调节。

[0068] 本领域技术人员应能理解, 增益调节器 401 可采用现有公知的任一种, 比如: 增益调节器 401 可以是自动型的, 即能够对其输入信号进行自动增益调节; 也可以是手动型的, 即通过诸如拨动旋钮之类手工操作来进行增益调节。

[0069] 随后, 经过增益调节器 401 进行增益调节后输出的参考电压 $v_R(t)'$ 将输入至低通滤波器 403。由于低通滤波器 403 只允许其输入信号中的低频部分通过, 并因此产生一个滞后于供电电压 $v_S(t)$ 90 度的参考信号 $i_R(t)'$ 。

[0070] 一般来说, 低通滤波器 403 的阶数为 n ($n \geq 2$)。同时, 低通滤波器 403 的截止频率

等于供电电压 $v_s(t)$ 的频率,且通常由图 1 所示配电系统 100 决定为 50Hz 或 60Hz。

[0071] 此外,本领域技术人员应能理解,低通滤波器 403 可采用现有技术中的任一种,比如,巴特沃兹型滤波器、契比雪夫型滤波器、卡弗型滤波器、及贝赛尔型滤波器。在本发明的一个优选实施例中,滤波器 403 为 2 阶巴特沃兹滤波器。

[0072] 继续,经过低通滤波器 403 的滤波处理获得滞后于供电电压 $v_s(t)$ 90 度的参考信号 $i_r(t)'$ 之后,还需要根据图 1 所示配电系统 100 实际的正向或逆向无功功率补偿需求,对参考信号 $i_r(t)'$ 进行相应的调整。

[0073] 参照图 4 具体而言,当配电系统 100 需要正向无功功率补偿时,通过图 4 中所示反相器 407 对滞后于供电电压 $v_s(t)$ 90 度的参考信号 $i_r(t)'$ 进行反相,得到相应的领先于供电电压 $v_s(t)$ 90 度的参考信号 $i_r(t)$,使得参考信号 $i_r(t)$ 输入前述迟滞控制电路 300 后能够产生正向无功功率;或者,当配电系统 100 需要逆向无功功率补偿时,通过直接输出滞后于供电电压 $v_s(t)$ 90 度的参考信号 $i_r(t)'$,得到相应的滞后于供电电压 $v_s(t)$ 90 度的参考信号 $i_r(t)$,使得参考信号 $i_r(t)$ 输入前述迟滞控制电路 300 后能够产生逆向无功功率。

[0074] 总之,图 4 所示参考信号产生电路 400 输出的参考信号是领先供电电压 $v_s(t)$ 90 度,还是滞后供电电压 $v_s(t)$ 90 度,主要通过控制操作选择开关 405 的选择位来确定。并且,选择开关 405 优选为手动控制的拨动开关,由用户根据实际补偿需求在所述领先和滞后两个控制位之间进行切换。

[0075] 综上所述,通过采用价格便宜的直流电容器 C 和固态开关 S_1 (111、113) 及 S_1' (112、114) 来仿效现有补偿系统中昂贵的交流电容器组和电抗器,本发明实现了一种持续可调的低成本无功功率补偿器。并且,本发明无功功率补偿器的电路实施例(参见图 5)及相关实验结果(参见图 6 及图 7)已证明了本发明技术方案的有效性。

[0076] 在图 5 所示实施例中,供电电压 $v_s(t)$ 经由变压器 501 后再输入增益调节器 401;低通滤波器 403 具体实施为 2 阶巴特沃兹滤波器;高频电感设定为 3.54mH,直流电容器为 75uF;额定供电电压为 100Vrms,且供电电压的频率为 50Hz;而迟滞控制电路 300 的迟滞宽度 W 设定为 0.6A,且迟滞控制电路 300 的输出端连接至逆变器驱动 502 的输入端,从而使得迟滞控制电路 300 能够根据其迟滞宽度 W 和参考信号 $i_r(t)$ 与补偿信号 $i_c(t)$ 比较结果控制逆变器驱动 502 的固态开关状态选择。其中:

[0077] 增益调节器 401 具体实施为由 1 个 TL074 运算放大器组成,变压器 501 的输出经 1 个 100K 的可调电阻分压后输入该 TL074 的正向输入端、且该 TL074 反向输入端与其输出端相连。

[0078] 2 阶巴特沃兹滤波器 403 具体实施为由 1 个 TL074 运算放大器、1 个 250K 的可调电阻、1 个 200K 电阻、2 个 16nF 电容、1 个 30K 电阻、及 1 个 50K 电阻组成。且上述各组件的连接关系为:增益调节器 401 的输出经 250K 可调电阻和 200K 电阻后输入该 TL074 正向输入端,1 个 16nF 电容跨接在该 TL074 正向输入端与地线之间,1 个 16nF 电容跨接在该 TL074 输出端与 200K 电阻和 250K 可调电阻的连接点之间,30K 电阻跨接在该 TL074 反向输入端与该 TL074 输出端之间,50K 电阻跨接在该 TL074 反向输入端与地线之间。

[0079] 2 阶巴特沃兹滤波器 403 的输出经选择开关 405 控制,或者直接输出滞后于供电电压 $v_s(t)$ 90 度的参考信号 $i_r(t)$,或者通过反相器 407 后输出领先于供电电压 $v_s(t)$ 90 度的参考信号 $i_r(t)$ 。反相器 407 具体实施为由 2 个 200K 电阻和 1 个 TL074 运算放大器组成,

2 阶巴特沃兹滤波器 403 的输出经 1 个 200K 电阻后输入该 TL074 的反向输入端,1 个 200K 电阻跨接在该 TL074 的反向输入端和输出端之间,且该 TL074 的正向输入端接地线。

[0080] 迟滞控制电路 300 具体实施为由 1 个 TL074 运算放大器、1 个 LM393 双电压比较器、1 个 MC14069 反相器、1 个 10K 电阻、4 个 39K 电阻、1 个 50K 的电阻、1 个 100K 的可调电阻、1 个 1M 电阻、及 1 个 1N4148 开关二极管组成。且上述各组件的连接关系为:选择开关 405 选定并输出的参考信号 $i_r(t)$ 通过 1 个 39K 电阻后输入该 TL074 的反向输入端,补偿电流 $i_c(t)$ 也通过 1 个 39K 电阻后输入该 TL074 的正向输入端,1 个 39K 电阻跨接在该 TL074 的反向输入端和输出端之间,1 个 39K 电阻跨接在该 TL074 的正向输入端和地线之间;该 LM393 的反向输入端接该 TL074 的输出、其正向输入端经 1 个 100K 可调电阻接地线,且 1 个 1M 电阻跨接在该 LM393 的输出端和其正向输入端之间、1 个 10K 电阻跨接在该 LM393 的输出端和 +12V 的电源之间;该 LM393 的输出通过 1 个 1N4148 开关二极管后输入该 MC14069 的输入端,且 1 个 50K 电阻跨接在该 MC14069 的输入端和地线之间。

[0081] 为验证图 5 所示无功功率补偿器的性能,同时测定正向无功功率的产生,图 6A ~ 6C 分别示出了其供电电压 $v_s(t)$ 的波形、无功功率补偿电流 $i_c(t)$ 的波形、以及参考信号 $i_r(t)$ 设定为领先供电电压 $v_s(t)$ 90 度时产生的无功功率。很明显,图 6B 所示无功功率补偿电流 $i_c(t)$ 领先于图 6A 所示供电电压 $v_s(t)$ 90 度,并因此产生了图 6C 所示的正向无功功率。

[0082] 类似地,为验证图 5 所示无功功率补偿器的性能,同时测定逆向无功功率的产生,图 7A ~ 7C 分别示出了其供电电压 $v_s(t)$ 的波形、无功功率补偿电流 $i_c(t)$ 的波形、以及参考信号 $i_r(t)$ 设定为滞后供电电压 $v_s(t)$ 90 度时产生的无功功率。很明显,图 7B 所示无功功率补偿电流 $i_c(t)$ 滞后于图 7A 所示供电电压 $v_s(t)$ 90 度,并因此产生了图 7C 所示的逆向无功功率。

[0083] 总之,图 6 及图 7 所示实验结果表明,本发明所提供无功功率补偿器既能产生正向无功功率,也能产生逆向无功功率。

[0084] 需要声明的是,上述发明内容及具体实施方式意在证明本发明所提供技术方案的实际应用,不应解释为对本发明保护范围的限定。本领域技术人员在本发明的精神和原理内,当可作各种修改、等同替换、或改进。本发明的保护范围以所附权利要求书为准。

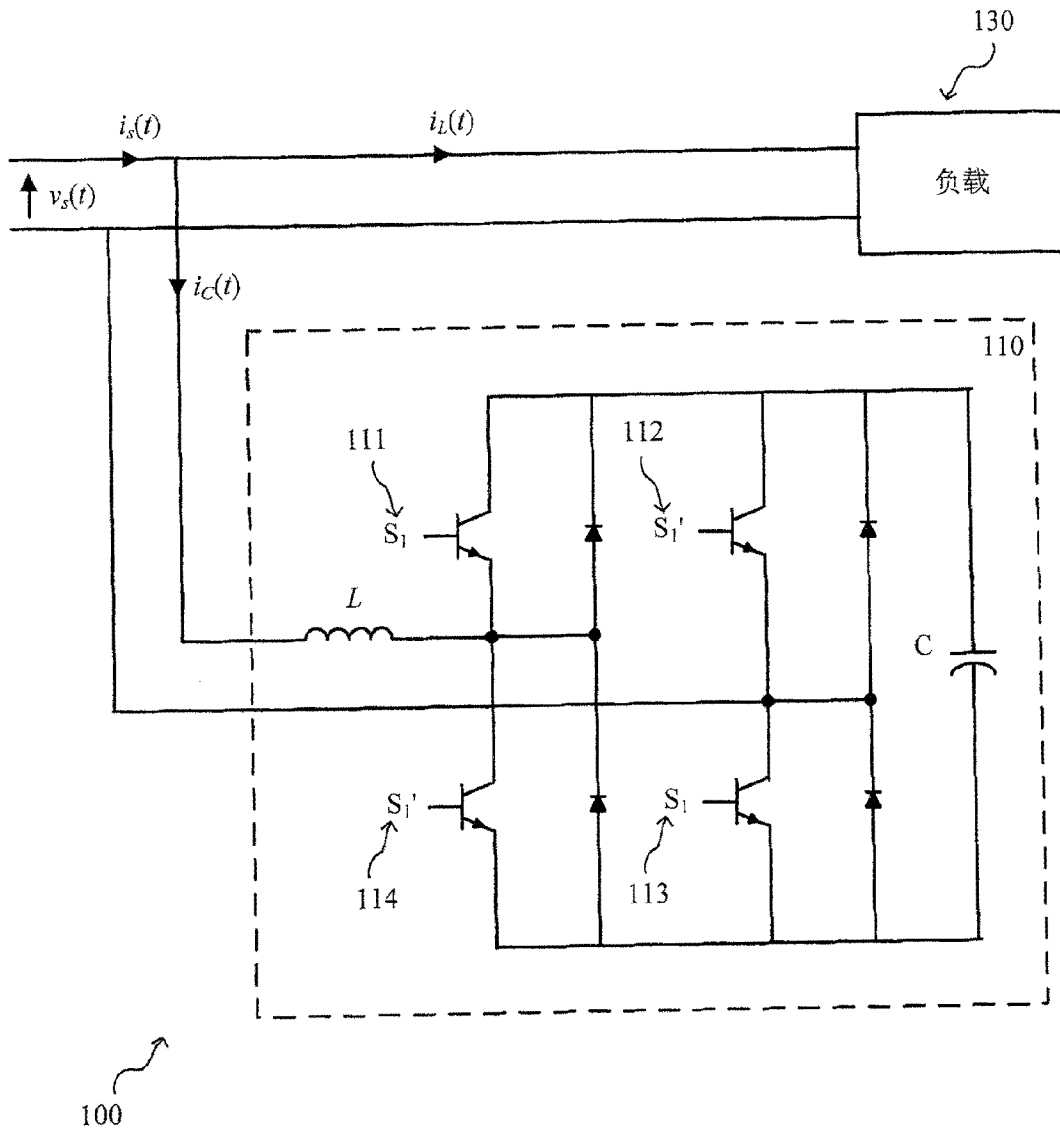


图 1

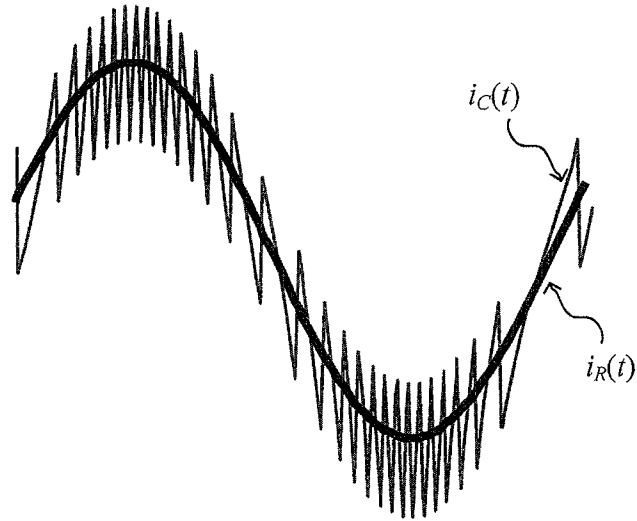


图 2

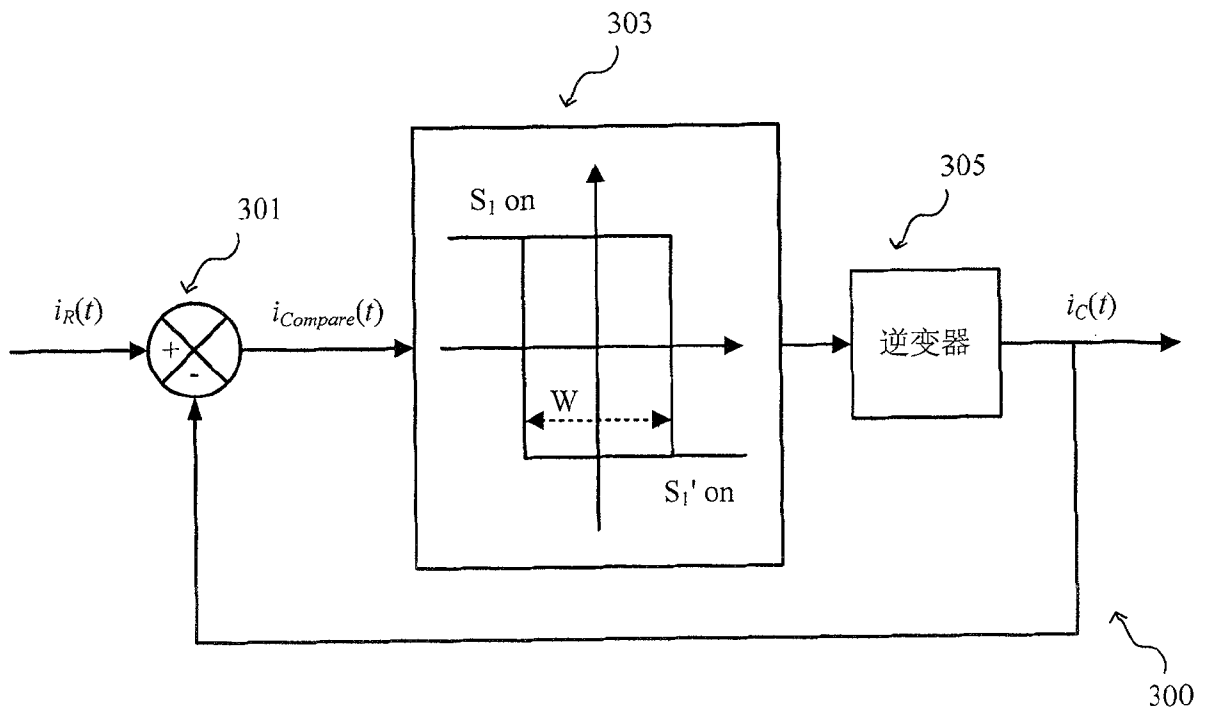


图 3

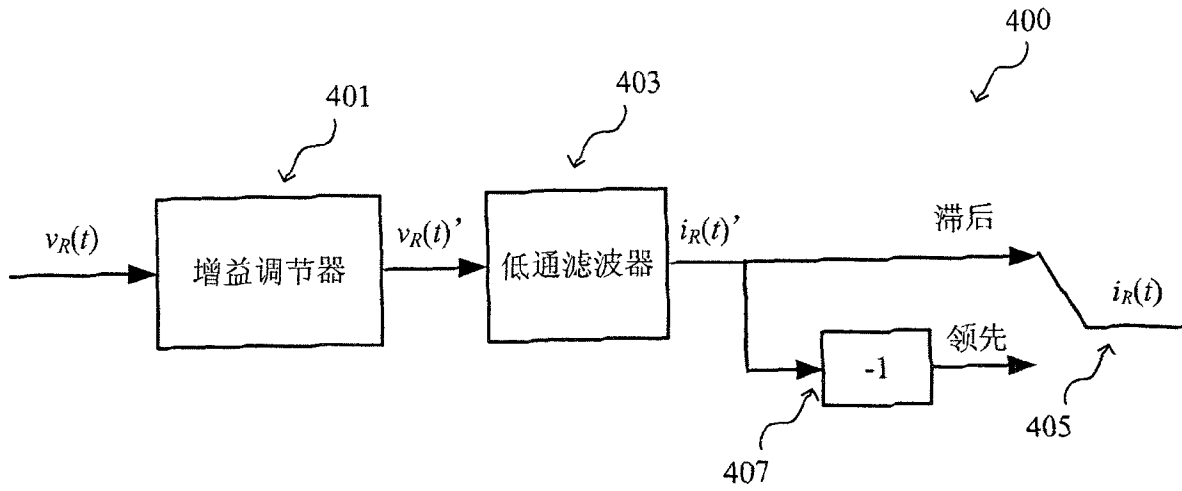


图 4

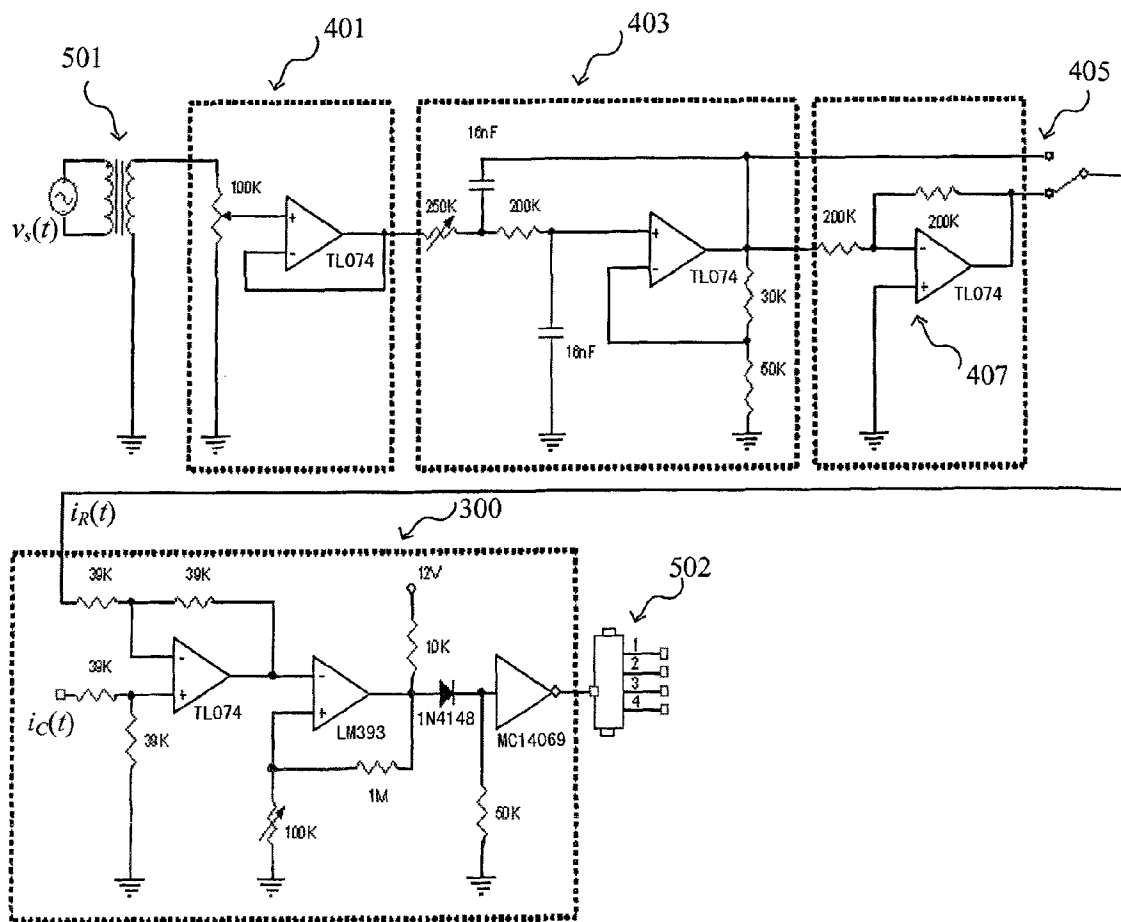


图 5

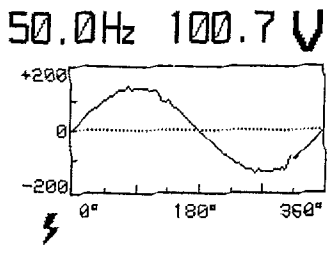


图 6A

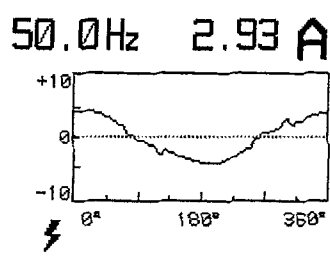


图 6B

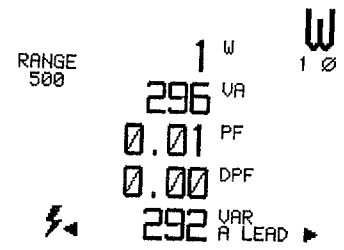


图 6C

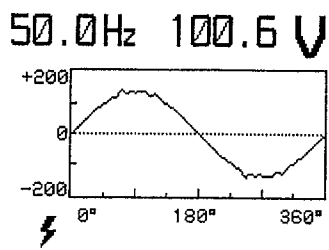


图 7A

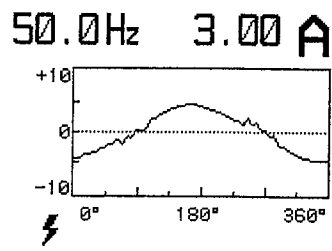


图 7B

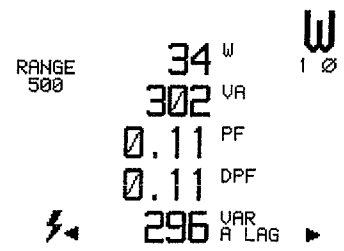


图 7C