



(12) 实用新型专利

(10) 授权公告号 CN 202050244 U

(45) 授权公告日 2011.11.23

(21) 申请号 201120162880.4

(22) 申请日 2011.05.20

(73) 专利权人 江西中能电气科技有限公司

地址 338000 江西省新余市孔目江生态经济
区科技城 8 号

(72) 发明人 董密 杨建 粟梅 孙尧 于晶荣
王辉 敖杰 肖亮

(74) 专利代理机构 北京律宏知识产权代理有限
公司 11372

代理人 吴大建 钟日红

(51) Int. Cl.

H02J 3/01 (2006.01)

H02J 3/26 (2006.01)

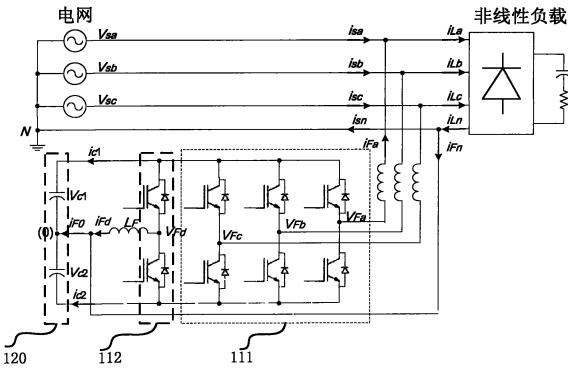
权利要求书 1 页 说明书 7 页 附图 5 页

(54) 实用新型名称

一种并联型有源电力滤波器

(57) 摘要

本实用新型公开了一种适用于三相四线电网系统的并联型有源电力滤波器，其主要由三相全桥逆变电路、半桥斩波电路、双电容以及控制单元组成，所述三相全桥逆变电路与三相四线电网系统电连接并且与半桥斩波电路相并联；所述半桥斩波电路另一侧通过电感与所述直流侧双电容的中点电连接，其用于控制并联型有源电力滤波器的直流侧电压；所述控制单元采用了双闭环控制的控制结构。本实用新型的并联型有源电力滤波器的双闭环控制结构相比现有技术能够更好地补偿电网谐波电流，有效抑制三相不平衡。



1. 一种并联型有源电力滤波器，其特征在于，包括：

三相全桥逆变电路，其与所述三相四线电网系统电连接；

半桥斩波电路，其与所述三相全桥逆变电路相并联，用于控制所述并联型有源电力滤波器的直流侧电压；

双电容，所述半桥斩波电路通过电感与所述直流侧双电容(120)的中点电连接，以及双电容的中点接地；以及

控制单元，其采用双闭环控制，内环为用于维持所述并联型有源电力滤波器直流侧电压稳定的电压环子模块、以及外环为用于控制所述并联型有源电力滤波器的输出电流的电流环子模块，其中，

所述半桥斩波电路由两个串联的功率开关管构成，所述功率开关管由功率管和反并联二极管构成。

2. 根据权利要求1所述的并联型有源电力滤波器，其特征在于，

所述三相全桥逆变电路由相互并联的三组桥臂构成，所述桥臂由两个串联的功率开关管构成，所述功率开关管由功率管和反并联二极管构成，以及

所述三相全桥逆变电路经由三相电感与所述三相四线电网系统电连接。

3. 根据权利要求1所述的并联型有源电力滤波器，其特征在于，还包括控制单元单元，所述控制单元其采用双闭环控制，内环为用于维持所述并联型有源电力滤波器直流侧电压稳定的电压环子模块、以及外环为用于控制所述并联型有源电力滤波器的输出电流的电流环子模块。

4. 根据权利要求3所述的并联型有源电力滤波器，其特征在于，

所述电压环子模块与所述双电容的两端直接或间接电连接。

5. 根据权利要求4所述的并联型有源电力滤波器，其特征在于，

所述电压环子模块根据并联型有源电力滤波器的直流侧能量的变化来得到作为逆变器瞬时谐波补偿参考值的参考电流。

6. 根据权利要求5所述的并联型有源电力滤波器，其特征在于，

所述电流环子模块根据所述参考电流来对所述并联型有源电力滤波器中三相全桥逆变电路的输出电流进行控制。

一种并联型有源电力滤波器

技术领域

[0001] 本新型涉及一种适用于电网系统的并联型有源电力滤波器，尤其涉及一种适用于三相四线电网系统的并联型有源电力滤波器。

背景技术

[0002] 随着电力电子技术的不断发展，越来越多的电力电子装置被广泛应用于各种领域，同时也将大量的谐波注入电网。电网中谐波的危害极大，它会使电网供电电压波形发生畸变而使供电质量下降，电力系统的能量损耗增加、供用电设备寿命缩短，还会对其它电子设备造成电磁干扰。

[0003] 由于电网谐波引起的电能质量问题日益受到重视，有源电力滤波器 (Active Power Filter, 简称 APF) 作为一种动态抑制谐波和补偿无功电流的新型电力电子装置，已经成为解决日益严重的电力谐波污染问题最有效和最有前途的补偿方式。

[0004] 目前，三相三线制 APF 已经得到了广泛的研究，并有许多研究成果，已在实际系统中得到应用。而由于三相四线制供电方式在低压配电系统中是最主要的供电方式，并在工业、办公及民用建筑、城市供电、工厂供电等电力系统中广为应用，其谐波和三相不平衡所产生的问题越来越引起人们的重视，所占的谐波比重也逐年增加。

[0005] 综上，对三相四线制系统中存在的谐波和三相不平衡进行补偿有着重要意义。如何使得有源电力滤波器既能抵制三相四线制 APF 三相电流中的正序和负序谐波分量，又能补偿系统的零序谐波电流，是一个非常重要的技术问题，成为了当前的研究难点。

实用新型内容

[0007] 为了解决上述技术问题，本新型提供了一种适用于三相四线电网系统的并联型有源电力滤波器。

[0008] 根据本新型的一方面，提供了一种并联型有源电力滤波器。该并联型有源电力滤波器包括：

[0009] 三相全桥逆变电路，其与所述三相四线电网系统电连接；

[0010] 半桥斩波电路，其与所述三相全桥逆变电路相并联，用于控制所述并联型有源电力滤波器的直流侧电压；

[0011] 双电容，所述半桥斩波电路通过电感与所述直流侧双电容 (120) 的中点电连接，以及双电容的中点接地；以及

[0012] 所述控制单元单元，其采用双闭环控制，内环为用于维持所述并联型有源电力滤波器直流侧电压稳定的电压环子模块、以及外环为用于控制所述并联型有源电力滤波器的输出电流的电流环子模块，其中，

[0013] 所述半桥斩波电路由两个串联的功率开关管构成，所述功率开关管由功率管和反并联二极管构成。

[0014] 其中，所述三相全桥逆变电路由相互并联的三组桥臂构成，所述桥臂由两个串联的功率开关管构成，所述功率开关管由功率管和反并联二极管构成，以及所述三相全桥逆

变电路经由三相电感与所述三相四线电网系统电连接。

[0015] 根据本新型另一方面提供的并联型有源电力滤波器，还包括控制单元单元，所述控制单元其采用双闭环控制，内环为用于维持所述并联型有源电力滤波器直流侧电压稳定的电压环子模块、以及外环为用于控制所述并联型有源电力滤波器的输出电流的电流环子模块。

[0016] 其中，所述电压环子模块与所述双电容的两端直接或间接电连接。

[0017] 与现有技术相比，本新型具有以下优点：

[0018] 相比传统并联型有源电力滤波器，本新型的并联型有源电力滤波器改变了传统的并联型有源电力滤波器的结构，例如，新增了半桥斩波电路 112 并采用了电感连接中性点钳位电路，使得根据本新型的并联型有源电力滤波器既能抵制三相四线制 APF 三相电流中的正序和负序谐波分量，又能补偿系统的零序谐波电流。更具体地，三相全桥逆变电路控制 111 用于输出电流，半桥斩波电路 112 用于消除因零序电流引起的直流端电压波动，因此可以很好地实现直流端电压与电流控制的耦合，在三相四线有源电力滤波系统中具有实际应用价值。

[0019] 此外，根据本新型的适用于三相四线电网系统的并联型有源电力滤波器还采用了双闭环控制的控制模式，其中，内环为电压环，其提供能量前馈控制直流端电压稳定，抑制零序电流扰动；外环为电流环，电流环采用 PWM（脉冲宽度调制 Pulse Width Modulation）控制，这样的双闭环控制结构相比现有技术，能够更好地补偿电网谐波电流，抑制系统三相不平衡。此外，在根据本新型的并联型有源电力滤波器中所采用的能量前馈计算参考电流的方法、从能量的方面考虑系统谐波、无功的补充，三相不平衡的补偿，进一步提高了并联型有源电力滤波器的性能，对负载突变具有强鲁棒性，保证了系统稳定性。

[0020] 本新型的其它特征和优点将在随后的说明书中阐述，并且，部分地从说明书中变得显而易见，或者通过实施本新型而了解。本新型的目的和其他优点可通过在说明书、权利要求书以及附图中所特别指出的结构来实现和获得。

附图说明

[0021] 附图用来提供对本新型的进一步理解，并且构成说明书的一部分，与本新型的实施例一起用于解释本新型，并不构成对本新型的限制。在附图中：

[0022] 图 1 是根据本新型第一实施例的适用于三相四线电网系统的并联型有源电力滤波器的结构示意图；

[0023] 图 2 是根据本新型第一实施例的并联型有源电力滤波器中一个开关脚的等效单级、双刀开关示意图；

[0024] 图 3 是根据本新型第二实施例的适用于三相四线电网系统的并联型有源电力滤波器的结构示意图；

[0025] 图 4 是根据本新型第二实施例的适用于三相四线电网系统的并联型有源电力滤波器的能量关系示意图；

[0026] 图 5 是根据本新型第二实施例的电压环能量前馈控制的示意图；

[0027] 图 6 是未采用根据本新型滤波器进行谐波补偿时、电网相电流、相电压及中线电流波形示意图；

[0028] 图 7 是采用了根据本新型滤波器进行谐波补偿时、电网相电流、相电压及中线电流波形示意图。

具体实施方式

[0029] 以下将结合附图及实施例来详细说明本新型的实施方式，借此对本新型如何应用技术手段来解决技术问题，并达成技术效果的实现过程能充分理解并据以实施。需要说明的是，只要不构成冲突，本新型中的各个实施例以及各实施例中的各个特征可以相互结合，所形成的技术方案均在本新型的保护范围之内。

[0030] 第一实施例

[0031] 下面参考图 1 来说明本新型的第一实施例。

[0032] 图 1 是根据本新型第一实施例的适用于三相四线电网系统的并联型有源电力滤波器（下文中，也简称为有源电力滤波器）的结构示意图。

[0033] 如图 1 所示，有源电力滤波器，根据本实施例的适用于三相四线电网系统的有源电力滤波器包括三相全桥逆变电路 111，其经由三相电感与三相四线电网系统电连接，以并网至三相四线电网系统。其中，三相全桥逆变电路 111 由相互并联的三组桥臂构成，每组桥臂均由两个串联的功率开关管构成，功率开关管由功率管和反并联二极管构成，每组单相桥逆变电路的中点分别 电连接至交流电网中三条母线之一。

[0034] 根据本实施例的适用于三相四线电网系统的有源电力滤波器还包括与三相全桥逆变电路 111 相并联的半桥斩波电路 112。该半桥斩波电路 112 用于控制有源电力滤波器的直流侧电压。优选地，该半桥斩波电路 112 与三相全桥逆变电路 111 不通过其它器件直接并联。该半桥斩波电路 112 可由两个串联的功率开关管构成，功率开关管由功率管和反并联二极管构成。此外，根据本实施例的有源电力滤波器还包括直流端双电容 120。半桥斩波电路 112 通过电感与该直流端双电容 120 的中点连接，以钳位控制电容中点电压，使零序电流不流过双电容，从而能够使直流侧电压稳定。

[0035] 为了便于理解，发明人进一步通过图 2 示出了根据本新型第一实施例的有源电力滤波器中一个开关脚的等效单级、双刀开关示意图。

[0036] 每个开关的状态可以表示为如式 (1) 所示的两种状态。更具体地，以 S 表示每个电子开关器件，参见图 3，每个桥臂可以表示为一个单级双刀开关，根据本实施例的有源电力滤波器通过逆变器中的开关控制来进行控制。则每个桥臂的状态满足式 (2)。

[0037]

$$S = \begin{cases} S_1, & \text{上桥臂接通} \\ S_2, & \text{下桥臂接通} \end{cases} \dots \dots \dots \dots \dots \quad (1)$$

[0038] $S_1 + S_2 = 1, S_1 \cdot S_2 = 0 \dots \dots \dots \dots \dots \quad (2)$

[0039] 其中， S_1 和 S_2 分别表示上桥臂接通和下桥臂接通。

[0040] 令直流双电容端的两个电容 $C_1 = C_2 = C$ ，则每个桥臂的状态空间模型为

$$\dot{I}_F = \frac{1}{L_F} (DV_C - V_S), \quad \dot{V}_C = -\frac{1}{C} D^T I_F \dots \dots \dots \dots \dots \quad (3)$$

[0042] 其中，

[0043] \dot{I}_F 表示直流侧流过的电流；

[0044] \dot{V}_C 表示直流侧电压；

[0045] L_F 表示直流侧电感值；

[0046] 其中，

[0047] $I_F = [i_{Fa} \ i_{Fb} \ i_{Fc} \ i_{Fd}]^T, V_C = [v_{c1} \ v_{c2}]^T, V_S = [V_{Sa} \ V_{Sb} \ V_{Sc} \ 0]^T,$

$$[0048] D = \begin{bmatrix} d_a & (1-d_a) \\ d_b & (1-d_b) \\ d_c & (1-d_c) \\ d_d & (1-d_d) \end{bmatrix}$$

[0049] $i_{Fa}, i_{Fb}, i_{Fc}, i_{Fd}$ 表示有源电力滤波器的实际输出电流值；

[0050] V_{Sa}, V_{Sb}, V_{Sc} 表示三相网侧电压值；

[0051] v_{c1}, v_{c2} 表示直流侧双电容电压值；

[0052] D 表示四个功率开关管开关状态；

[0053] 这里 d 为每个开关的导通率, 导通率取值为 $0 \leq d \leq 1$ 等。

第二实施例

[0055] 本实施例是对第一实施例的进一步改进。为了便于说明, 不再对与前述实施例相同的结构进行详细展开, 而仅重点说明与前述实施例的不同之处。

[0056] 图 3 是根据本新型第二实施例的适用于三相四线电网系统的有源电力滤波器的结构示意图。

[0057] 参考图 1 及图 3, 逆变及斩波电路 110 与该直流端双电容 120 电连接, 其中, 逆变及斩波电路 110 由相互并联的三相全桥逆变电路 111 和半桥斩波电路 112 构成。

[0058] 特别地, 本实施例的有源电力滤波器还包括控制单元。该控制单元采用了包括相互电连接的电压环子模块和电流环子模块的双闭环控制策略。其中, 内环为作为电压环的电压环子模块, 其采用能量前馈控制, 以维持有源电力滤波器直流端电压稳定, 抑制零序电流扰动; 外环为作为电流环的电流环子模块, 用于补偿电网谐波电流。

[0059] 电压环子模块与双电容 (120) 直接或间接地电连接。由于三相四线零电流的存在, 流过直流电压产生直流电压的波动, 其与参考值的差值为零电流产生的能量。因此, 电压环子模块根据直流侧能量的变化, 可以得到作为逆变器瞬时谐波补偿参考值的参考电流 i_F^* 。

[0060] 然后, 作为电流环的电流环子模块可根据有源电力滤波器的参考电流 i_F^* 来对并联型有源电力滤波器的输出电流进行控制。例如, 电流环子模块可以采用 PWM 控制逆变器输出电流, 从而可以有效地补偿电网谐波电流。

[0061] 更具体地, 参考图 4、图 5 详细说明了一种优选的能量前馈计算参考电流 i_F^* 的方法。

$$[0062] \Delta w_{dc} = \frac{1}{4} C(v_{dc}^2 - v_{dc}^{*2}) \quad \dots \dots \dots \dots \dots \dots \quad (4)$$

[0063] 其中,

[0064] v_{dc}^* 表示直流侧电容设定的参考电压值;

[0065] v_{dc} 表示直流侧电容实际电压值；

[0066] Δw_{dc} 表示零电流产生的能量值；

[0067] 从能量的角度，直流侧能量的波动还

$$[0068] \quad \Delta w_{dc} = w_{dc} - w_{dc}(0) = \int_0^t (v_{c1} i_{c1} + v_{c2} i_{c2}) dt$$

$$[0069] \quad = - \int_0^t (p_F + L_F \sum_{i=a,b,c,d} i_{F_i} \dot{i}_{F_i}) dt \quad \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \quad (5)$$

$$[0070] = - \int_0^t (p_{F'} + p_{L'}) dt$$

[0071] 其中，

〔0072〕 n_e 表示

[0073] p_t 表示连接由感上的瞬时有功功率

[0074] 由公式(5)可知,直流传能的能量变化为

[337] 由公式(8)可知, 直流端能量的变化仅与滤波器的瞬时用功功率 p_F 以及下桥臂滤波电流与直流端连接电感上的瞬时有功功率 p_{L_F} 相关。然而在实际系统中, 由于 IGBT 导通和开关损耗, 需要考虑用功损耗 p_{loss} 。所以直流端能量的变化由下式决定。

$$[0075] \quad \Delta w_{dc} = - \int_0^t (p_F + p_{loss} + p_{L_p}) dt \quad \dots \dots \dots \dots \dots \quad (6)$$

[0076] 由公式(6)可知,直流侧能量的变化与有功功率之间存在线性关系。因而从能量的角度,APF能量关系表示如图4所示,其中 p_{int} 为半桥斩波电路产生的有功功率,可由下式表示,

$$[0077] \quad p_{\text{int}} = p_{\text{loss}} + p_{L_F} \quad \dots \quad \dots \quad \dots \quad \dots \quad \dots \quad (7)$$

[0078] 根据传统的 APF 控制器, 负载消耗的瞬时有功功率的最小振荡频率为 $2\omega_s$, 其中 ω_s 为电网基波频率。因此低通滤波器、高通滤波器和陷波滤波器的传统函数分别为

$$[0079] \quad LPF(s) = \frac{\omega_f^2}{(s + \omega_f)^2} \quad \dots \dots \dots \dots \quad (8)$$

$$[0080] \quad HPF(s) = (1 - LPF(s)) = \frac{s(s + 2\omega_f)}{(s + \omega_f)^2} \dots \dots \dots \dots \quad (9)$$

$$[0081] \quad H(s) = \frac{\omega_h^2(s^2 + \omega_h^2)}{(s^2 + 2\xi_h\omega_h s + \omega_h^2)^2}; \quad \dots \dots \dots \dots \dots \quad (10)$$

〔0082〕 其中，

$$[0083] \quad \omega_f = \frac{2\omega_s}{10}, \quad \omega_h = 2\omega_s, \quad \xi_h = 1.$$

[0084] 由瞬时功率平衡可得：

$$[0085] \quad \bar{p}_i = \bar{p}_i + \bar{p}_{i+1} \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \quad (11)$$

$$[0086] \quad p_k = \tilde{p}_l - \tilde{p}_r - \bar{p}_{\text{int}} \quad \dots \dots \dots \dots \dots \dots \quad (12)$$

$$[0087] \quad a_{\pm} \equiv \bar{a}_{+} + \tilde{a}_{\mp} - \tilde{a}_{\pm} \quad \dots \dots \dots \dots \dots \dots \quad (13)$$

〔0088〕 其由

[0089] \bar{P} 表示电网有功能量的平均值。

[0080] \bar{P}_s 表示电网有功能量的平均值，
[0080] \tilde{P} 表示电网有功能量的波动值。

[0091] \bar{p}_L 表示负载侧有功能量的平均值；

[0092] \tilde{p}_L 表示负载侧有功能量的波动值；

[0093] \bar{p}_{int} 表示半桥斩波电路产生有功功率平均值；

[0094] p_F 表示有源电力滤波器的瞬时有功功率值；

[0095] q_F 表示有源电力滤波器的瞬时无功功率值；

[0096] \bar{q}_L 表示负载侧无功能量平均值；

[0097] \tilde{q}_L 表示负载侧无功能量波动值；

[0098] \tilde{q}_s 表示电网无功能量波动值；

[0099] 其中 \bar{p}_s 、 \tilde{p}_s 、 \bar{p}_L 和 \tilde{p}_L 可分别由下式得到，

$$[0100] i_s^* \cdot v_L = \bar{p}_s^* + \tilde{p}_s^* = \bar{p}_L^* + \tilde{p}_L^* \quad \dots \dots \dots \dots \dots \dots \quad (14)$$

$$[0101] i_L \cdot v_L = \bar{p}_L + \tilde{p}_L \quad \dots \dots \dots \dots \dots \dots \quad (15)$$

$$[0102] i_F^* \cdot v_L = p_F^* \quad \dots \dots \dots \dots \dots \dots \quad (16)$$

[0103] 其中，

[0104] i_s^* 表示电网的参考电流值；

[0105] v_L 表示非线性负载端的电压值；

[0106] i_L 表示非线性负载端的电流值；

[0107] \bar{p}_s^* 表示电网有功能量平均值的参考值；

[0108] \tilde{p}_s^* 表示电网有功能量波动值的参考值；

[0109] \bar{p}_L^* 表示非线性负载端的有功能量平均值的参考值；

[0110] i_F^* 表示有源电力滤波器提供的电流参考值；

[0111] p_F^* 表示有源电力滤波器的瞬时有功功率参考值；

[0112] 由公式 (4)、(11)–(16) 可以得到传递函数 (17)。

$$[0113] \frac{\bar{P}_L^*(s)}{\Delta W_{dc}(s)} = -\frac{H(s)C(s) + D(s)LPF(s)}{1 - LPF(s)} = -[H(s)C(s)F_1(s) + F_2(s)] \quad \dots \dots \dots \quad (17)$$

[0114] 其中 $F_1(s)$ 和 $F_2(s)$ 分别定义为

$$[0115] F_1(s) = \frac{1}{1 - LPF(s)}, \quad F_2(s) = D(s) \frac{LPF(s)}{1 - LPF(s)} \quad \dots \dots \dots \dots \quad (18)$$

[0116] 其中，

[0117] $LPF(s)$ 表示低通滤波器的传递函数值；

[0118] $C(s)$ 表示比例控制器的传递函数值，它正比于 k ，可以定义 $k = \omega_f$ ；

[0119] $H(s)$ 表示陷波滤波器的传递函数值；

[0120] $D(s)$ 表示微分器的传递函数值。

[0121] 因此，非线性负载所需的有功能量全部由电网提供，则可得到电网所需的参考电流值 i_s^* ， i_s^* 与实际负载所需的电流值 i_L 的差，即为并联有源电力滤波器提供的参考电流 i_F^* ，如图 5。这样可以同时保证电网谐波的滤除，同时直流端电压的稳定，以及三相不平衡的补偿。

[0122] 仿真实验效果

[0123] 为了验证所提方法的有效性,对一具体应用进行了实验研究。采用一相与中线相连的单相全桥不可控整流器作为负载。全桥逆变器和半桥斩波电路中各功率开关器件采用绝缘栅双极型晶体管(IGBT)。控制算法在TMS320VC33的DSP和XC3S500E的FPGA中实现。采样时间为 $30\mu s$,实际代码执行时间为 $19.4\mu s$ 。DSP的指令周期为 $13.3ns$ 。FPGA中PWM的时钟频率为 $5kHz$ 。 $L_F = 10mH$,直流端参考电压为 $300V$ 。图6为未采用根据本新型的滤波器进行谐波补偿时电网相电压、相电流,以及中线的电流示意图。图7为根据本新型的滤波器进行了补偿后、电网相电压、相电流,以及中线的电流示意图。可以看出,补偿后,各相电流谐波减小,电流畸变率明显降低,并且电网电流基本保持与电网电压同步,消除了中线电流。

[0124] 虽然本新型所揭露的实施方式如上,但所述的内容只是为了便于理解本新型而采用的实施方式,并非用以限定本新型。任何本新型所属技术领域内的技术人员,在不脱离本新型所揭露的精神和范围的前提下,可以在实施的形式上及细节上作任何的修改与变化,但本新型的专利保护范围,仍须以所附的权利要求书所界定的范围为准。

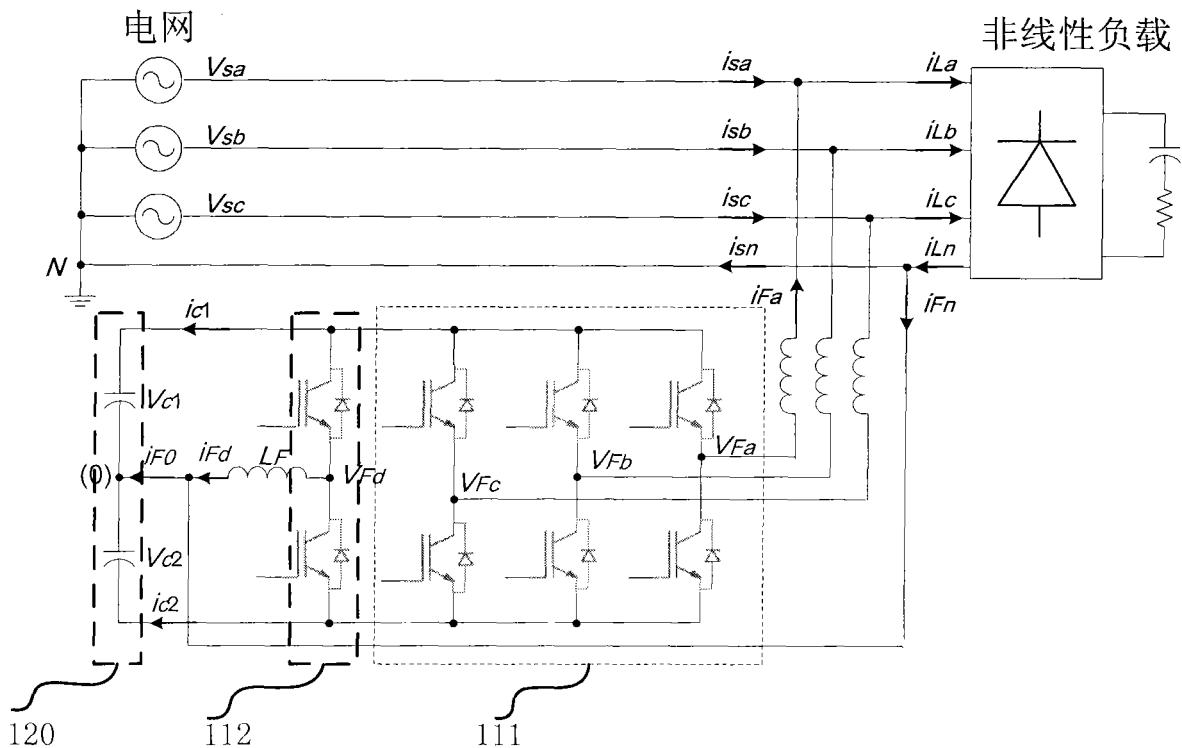


图 1

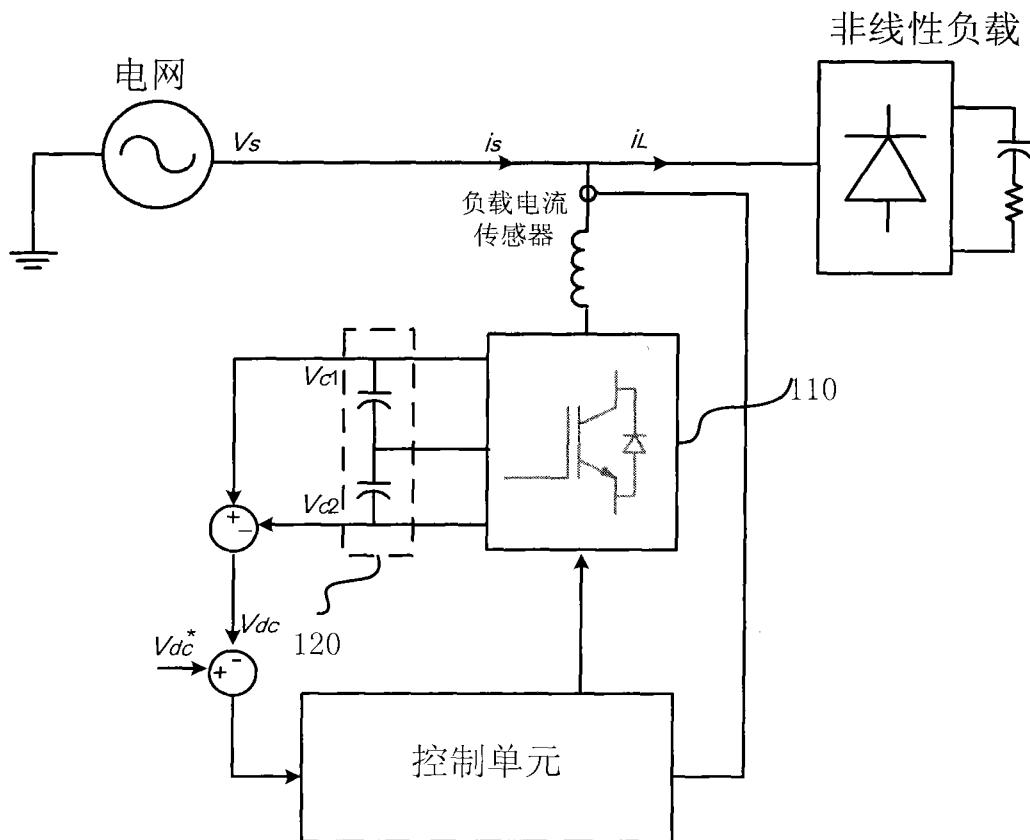


图 2

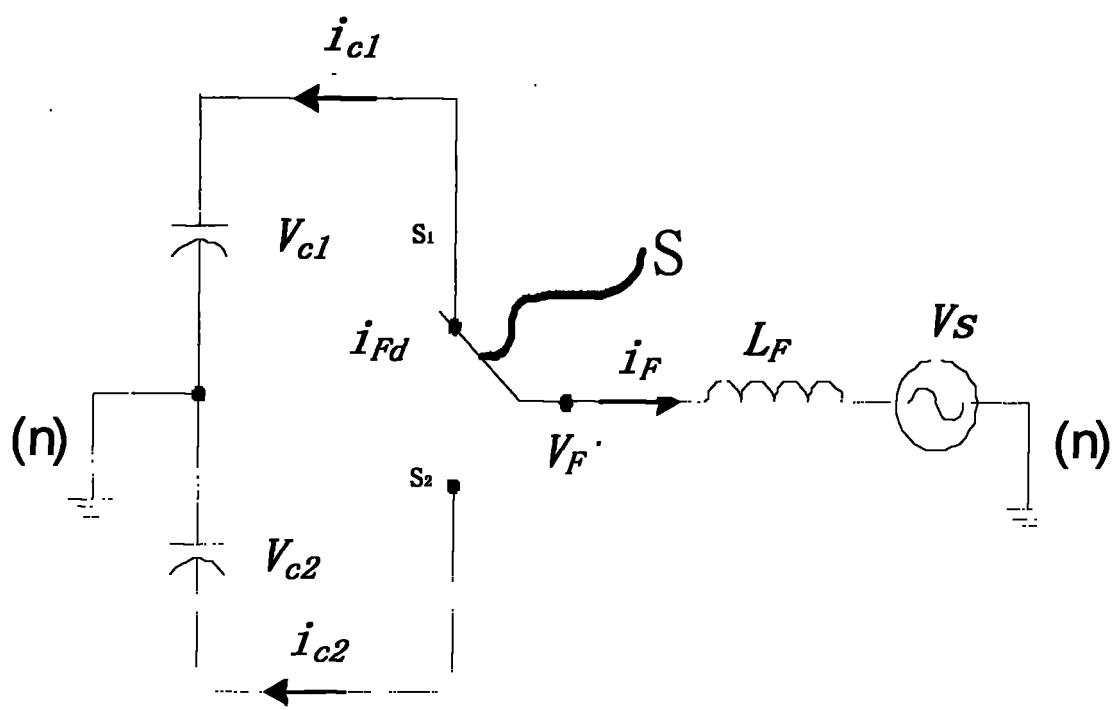


图 3

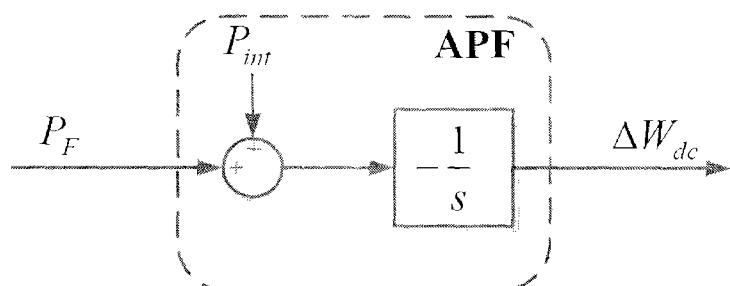


图 4

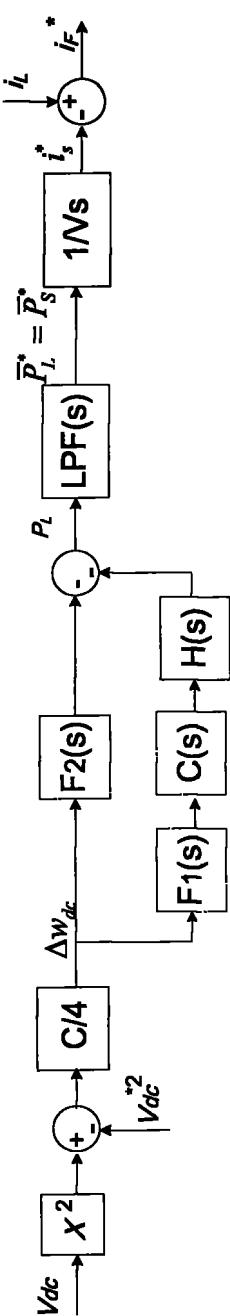


图 5

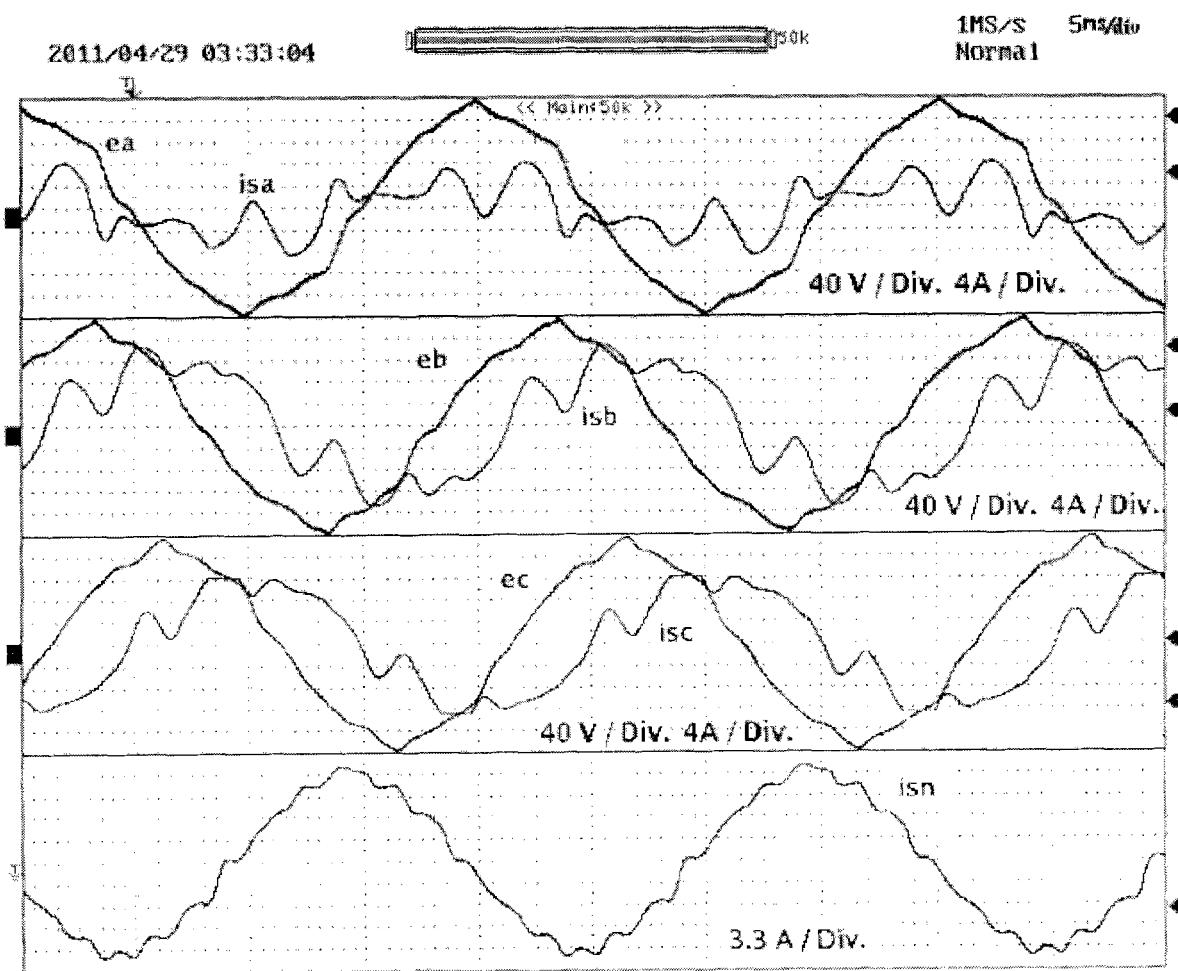


图 6

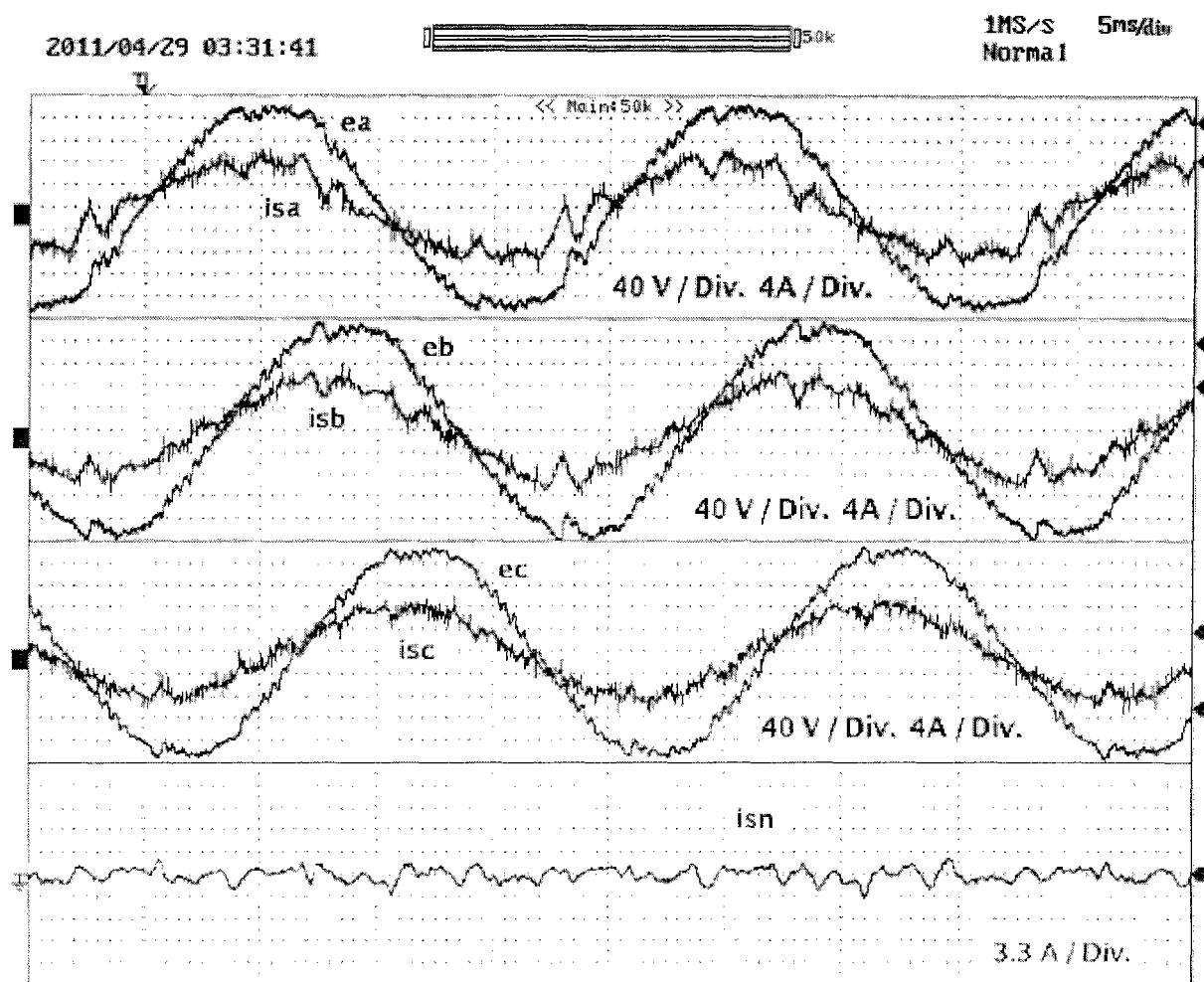


图 7