

[19]中华人民共和国专利局

[51]Int.CI⁶

H02H 7/122

H02H 3/05

H02J 9/00



[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 93109448.8

[45]授权公告日 1997 年 10 月 1 日

[11] 授权公告号 CN 1036036C

[22]申请日 93.6.24 [24]颁证日 97.6.21

[21]申请号 93109448.8

[30]优先权

[32]92.6.24 [33]JP[31]165997/92

[32]93.2.12 [33]JP[31]23894/93

[32]93.4.22 [33]JP[31]96199/93

[32]93.5.7 [33]JP[31]106308/93

[73]专利权人 株式会社东芝

地址 日本神奈川县

共同专利权人 东芝工厂自动化系统工程株式会社

[72]发明人 冈土千寻

[74]专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

代理人 马铁良 肖掬昌

[56]参考文献

EP0227849

US3,448,367

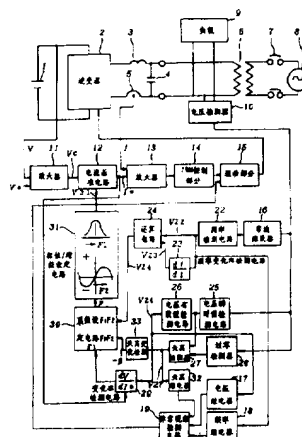
审查员 李沛昌

权利要求书 3 页 说明书 32 页 附图页数 22 页

[54]发明名称 逆变器保护装置

[57]摘要

一种逆变器保护装置,包括第一检测电路,用于根据输出电压的电特征参量,检查交流输出端是否从交流电力系统断开,根据检测结果,产生检测信号,和一个校正电路,接收检测信号,产生校正信号去破坏输出功率和负载间的功率平衡。控制电路以校正信号校正电流基准,进而控制逆变器,破坏功率平衡。保护装置还包括第二检测电路,检查功率平衡是否被破坏,根据检测结果产生异常现象信号去停止逆变器。



权 利 要 求 书

1.一个逆变器保护装置, 包括:

第一检测装置, 包括电压检测装置(10), 它连接到所述逆变器的一个输出端, 用于检测逆变器输出电压的相位和频率;

第二检测装置, 包括异常现象检测电路(19), 它与第一检测装置相连, 用于根据所述输出电压检测是否发生异常状态, 并且根据一个检测结果产生异常信号,

控制装置, 包括, 一个放大器(11), 一个电流基准电路(12), 一个放大器(13), 一个 PWM 控制部分(14)和驱动部分(15), 其中, 放大器(11)的输入端和逆变器的一个输入端相连, 放大器(11)的输出连接到电流基准电路(12)的输入端, 电流基准电路(12)的输出端和放大器(13)的输入端相连, 放大器(13)的输出端连接到 PWM 控制部分(14)的输入端, PWM 控制部分(14)的输出端和驱动部分(15)的输入端相连, 并且驱动部分(15)的输出和所述逆变器相连,

其特征在于:

所述保护装置还进一步包括校正装置, 所述校正装置的输入端与第一检测装置的输出端相连, 用于接收所述检测信号, 该校正装置的输出端与所述控制装置的输入端相连, 用于向控制装置提供校正信号。

2.根据权利要求 1 所述的逆变器保护装置其特征在于: 所述第一检测装置包括: 分别和电压检测器(10)相连的一个频率检测电路(22), 电压瞬时值检测电路(25)和过零检测器(28)。

3.根据权利要求 2 所述的逆变器保护装置, 其特征在于: 所述第一检测装置包括与所述频率检测电路(22)相连的频率变化率检测电路

(23), 与所述电压瞬时值检测电路(25)相连的电压有效值检测电路(26)以及与所述过零检测器(28)和所述电压瞬时值检测电路(25)相连的失真检测器(27)。

4.根据权利要求3所述的逆变器保护装置, 其特征在于: 所述第一检测装置还包括和失真检测器(27)相连的失真继电器(32), 和所述电压有效值检测电路(26)相连的电压继电器(17)以及和所述频率检测电路(22)相连的频率继电器(18), 然后, 所述失真继电器(32), 所述电压继电器(17)和所述频率继电器(18)分别与异常现象检测电路(19)相连。

5.根据权利要求4所述的逆变器保护装置, 其特征在于所述校正装置包括系数设定电路(30), 其输入端分别与运算电路(24), 失真变化检测器(33)和变化率检测电路(29)连接, 其中, 运算电路(24)分别与频率检测电路(22)的输出端和频率变化检测电路(23)的输出端相连, 所述失真变化检测器(33)的输入端和失真检测器(27)的输出端相连, 所述变化率检测电路(29)的输入端连接到电压有效值检测电路(26)的输出端, 并且所述系数设定电路(30)的输出端和相位增益设定电路(31)相连, 相位/增益设定电路(31)的输入端与系数设定电路(30)相连, 设定电路(31)的输出端和电流基准电路(12)相连。(图1)

6.根据权利要求1所述的逆变器保护装置, 其特征在于: 所述校正装置包括一个锁相环电路(42), 一个相移电路(43), 函数发生器(44)和频率检测电路(45), 其中锁相环电路(42)的输入端和电压检测器(10)的输出端相连, 锁相环电路(42)的输出端连接到相移电路(43)的输入端和频率检测电路(45)的输入端, 频率检测电路(45)的输出端通过函数发生器(44)和相移电路(43)的输入端相连。(图7)

7.根据权利要求1所述的逆变器保护装置, 其特征在于: 所述控制装置进一步包括一个乘法器(56), 它连接在放大器(11)和电流基准电路(12)之间, 所述的校正装置包括一个过零检测单元(53), 一个微分电

路(52)和一个比较和判定电路(54)以及函数发生器(55), 其中比较和判定电路(54)的输入端分别和微分电路(52)、过零检测单元(53)以及电压检测器(10)的输出端相连, 所述过零检测单元(53)的输入端通过带通滤波器(16)和电压检测器(10)相连, 微分电路(52)的输入端和电压检测器(10)相连, 比较和判定电路(54)的输出端通过函数发生器(55)和乘法器(56)相连接(图 14)

8.根据权利要求 1 所述的逆变器保护装置, 其特征在于: 所述控制装置包括乘法器电路(85), 它连接到放大器(11)和电流基准电路(12)之间, 所述校正装置包括差电压检测电路(82), 电平检测器(83)和时间函数发生器(84), 其中差电压检测电路(82)的输入端和一个负载相连, 差电压检测电路(82)的输出端通过电平检测器(83)和时间函数发生器(84)与所述乘法电路(85)相连(图 20)

说明书

逆变器保护装置

本发明涉及一个逆变器保护装置，该逆变器把直流电变成交流电，然后把交流电加到负载上，逆变器是通过接入交流电力系统有效工作的。

典型的常规逆变器保护装置的例子示于图 2 4 中，并在下面进行描述。

一个太阳能电池或一个燃料电池等形成的直流电流 1 的直流电，通过 PWM（脉冲宽度调制）控制型的逆变器 2 被转变成交流电。用一个由电抗器 3 和电容器 4 构成的滤波器，消除交流电中由 PWM 控制器产生的高频分量，然后将此交流电加到负载 9 上。

普通民用交流电也提供到负载 9 上，即经断路器 7 和柱上变压器 6，将交流电力系统 8 的功率馈给负载，负载通过和交流电系统 8 相连的逆变器 2 的交流电而实现操作。负载 9 上的交流电压由电压检测器 10 检测，正弦波信号 V_s 经带通滤波器 16 输入到电流基准电路 12 中。电流基准电路 12，把正弦波信号 V_s 和放大器 11 输出的控制信号 V_c 相乘，并输出一个电流基准 I^* 。基准电流 I^* 和一个被电流检测器 5 检测的逆变器 2 的输出电流 I 同时输入到放大器 13 中，通过一个 PWM 控制部分 14 和一个驱动部分 15，可以实现逆变器的使电流偏差为零的 PWM 控制。

基准电流 I^* 的相位，和负载 9 上交流电压的相位基本相同，高

功率因数的交流电是由逆变器 2 提供。

当一个太阳能电池被用作直流电源 1 时，一个电压基准值 $V \times$ 被设定，以便获得最大功率。放大器 1 1 产生一个对电流基准电路 1 2 的控制信号 V_c ，以便使直流电源 1 的输出电压 V 和电压基准 $V \times$ 重合。

但是这方面的详细描述被省略，因为它和本发明不直接有关。

在上述配电系统中，包括柱上变压器 6 在内的负载侧的维修和检查，是通过打开线路断路器 7，使负载侧与交流电力系统 8 分开而进行的。在这种情况下，负载侧的状态通过电压继电器 1 7 和一个频率继电器 1 8 被监视，则当负载与交流电力系统 8 实现分离的时候，就被异常状态检测电路 1 9 检测到，驱动部分 1 5 的运行被停止，从而就停止了逆变器 2 的工作。不过，存在这种情况，如果在断开断路器 7 使负载从交流电力系统 8 脱离的时刻，逆变器 2 所提供的功率和负载 9 的功率是平衡的，则异常现象检测电路 1 9 就不能检出异常状态，逆变器 2 继续运行。这种状态被称做岛状态或者反向充电状态，在维修和检查工作期间，这是一种危险状态。

特别是，当一个感应电动机被接为负载 9，交流电力系统 8 的电压和频率，易于被该电动机的反电动势保持，结果就难于检测出岛状态。

下面提到的一个频率脉动系统，一个带通滤波器系统，一个功率脉动系统和一个高次谐波电压监视系统被建议用于防止岛状态，现在描述这些系统。

< 频率脉动系统 >

一个固定低频的相移，通过一个脉动电路 2 1，被应用于输入电

流基准电路 1 2 的系统基准电压的该相位上。当断路器 7 被断开时，逆变器输出频率发生脉动，由此岛状态被检出。不过，关于本系统，如果逆变器功率（包括无功功率）和负载功率是很好匹配的，频率和电压将不会变化，结果，岛状态的检测将不会成功。

《带通滤波器系统》

鉴于带通滤波器 1 6 的特性，图 2 4 的基准电流 I^* 的幅值和相位，被示于图 2 5 中。在岛状态存在的时候，如果逆变器 2 提供的无功功率和负载 9 所需要的无功功率不相等，供给负载 9 的交流电压的频率就偏离额定频率 f_0 ，电流值下降，现有的功率平衡被破坏，交流电压下降，电压继电器 1 7 检出一个异常状态，逆变器 2 被停止工作。

现在考虑下述情况，负载阻抗如图 2 6 (a) 中所示，由一个电阻 R 和一个电抗器 L 组成，并且具有一个如图 2 6 (b) 中所示的滞后的功率因数角 ϕ 。在逆变器 2 被连于一个大功率容量的交流电力系统的情况中，它以额定频率 f_0 工作，从而，由于图 2 5 的带通滤波器的特性，逆变器 2 输出一个功率因数为 1 的功率。

当断路器 7 被断开，以便逆变器 2 的输出功率和负载 9 所需要的功率平衡时，由于负载 9 具有滞后的功率因数 ϕ ，逆变器 2 的输出电压的频率升高。当频度升高到频率 f_1 时，由于带通滤波器 1 6 的特性，逆变器 2 就提供一个滞后功率因数角为 ϕ 的相位滞后功率。即，逆变器 2 起着降低其输出频率的作用。既然是这样，电流值仅仅从 I_0 稍微降低到 I_1 ，电压的波动也不大。这个电压波动，可由所提供的有功功率和负载 9 吸收的有功功率确定。

不过，如果带通滤波器 1 6 不存在，由于逆变器 2 运行方式中，

总有一个功率因数为 1 的电流流动，在图 2 6 (a) 情况中所建立的平衡点上，频率将是无限大。（实际上频率没有变得无限大，因为有控制延迟等，但是它可以变成一个极高频率）。

因此，带通滤波器 1 6 的作用是抑制在岛状态时刻的系统频率的波动。在超前功率因数负载情况中，逆变器 2 的作用是提高它的输出频率，带通滤波器 1 6 的作用是抑制频率的下降。由于在岛状态时刻，带通滤波器 1 6 的作用是趋向于增加电压波动，而不是趋向于抑制频率波动，依据不同情况，岛状态的检测可能被延迟。

<功率脉动系统>

在图 2 4 中的脉动电路 2 1，使电流基准电路 1 2 输出的基准电流 I^* ，在一个预定的低频范围内波动。当断路器 7 被断开，逆变器 2 输出的功率（无功功率和有功功率）和负载功率之间的平衡被破坏，因此，电压和频率出现起伏，岛状态被检出。不过，即使对这个系统，如果许多逆变器 2 被并联连接，就出现各个逆变器 2 的功率波动的相位彼此不同的情况，因此，这是一个整体上没有功率波动的状态，检测是不可能的。

<高次谐波电压监视系统>

负载侧的电压谐波可通过一个高次谐波检测电路 2 0 监测，当断路器 7 被断开，岛状态就通过高次谐波（第 3 次，5 次和 7 次谐波）增加的事实而被检出。不过，对于这个系统，如果多个负载 9 被使用，这些负载 9 又具有如在逆变器空调或电视设备等中使用的电容器输入型整流电路，则检测的可靠性就会大大下降，因为在正常情况下，第 3 次，5 次和 7 次谐波也增加。

因此，本发明的一个目的，是提供一个逆变器保护装置，它能检

测岛状态并具有高可靠性。

本发明的这个目的和其它目的可以通过提供一个逆变器保护装置而达到，该逆变器被连到一个交流电力系统，把直流电转换成交流电，然后把交流电供给负载，包括一个控制电路，用于检测一个输出电压的相位和频率，产生一个和输出电压同步的基准电流，控制逆变器，使输出电流和电流基准值重合。这个保护装置包括，一个第一检测电路，用于根据输出电压的电气参量，检测交流输出端是否从交流电力系统断开，还用于根据检测结果产生一个检测信号，及一个与接收检测信号有关的校正电路，用于产生一个校正信号，去破坏输出功率和负载吸收功率之间的功率平衡。该控制电路通过校正信号校正电流基准值，并根据如此校正的电流基准去控制逆变器，由此而破坏功率平衡。该保护装置还包括一个第二检测电路，用于检测功率平衡是否被破坏，并根据检测结果产生一个异常状态信号去停止逆变器的操作。

参考下面详细说明并结合附图对本发明更好理解以后，就易于更全面了解本发明及其附带的许多优点。

图1是一个本发明逆变器保护装置实施例的方框图；

图2是图1中相位/增益设定电路31的特性曲线图；

图3是图1中逆变器保护装置的工作波形图；

图4是图1中相位/增益设定电路31的另一特性曲线图；

图5是本发明的另一实施例图；

图6是本发明另一实施例图；

图7是本发明另一逆变器保护装置实施例的方框图；

图8是图7的一个函数发生器44的特性曲线图；

图9是为说明图7实施例的操作所给出的负载状态图；

图 1 0 是本发明另一逆变器保护装置实施例的方框图；

图 1 1 是本发明另一实施例图；

图 1 2 是本发明另一实施例的方块图；

图 1 3 是本发明另一实施例的方块图；

图 1 4 是本发明另一逆变器保护装置实施例的方块图；

图 1 5 是图 1 4 的变压器 6 的工作波形图；

图 1 6 是图 1 4 实施例的工作图；

图 1 7 是图 1 4 实施例的工作波形图；

图 1 8 是本发明另一实施例的方块图；

图 1 9 是图 1 4 实施例的工作波形图；

图 2 0 是本发明另一逆变器保护装置实施例的方块图；

图 2 1 是图 2 0 实施例的工作图；

图 2 2 是图 2 0 实施例的工作图；

图 2 3 是本发明进一步实施例的方块图；

图 2 4 是一例常规逆变器保护装置的方块图；

图 2 5 是图 2 4 的逆变器保护装置的工作波形图；

图 2 6 是为说明本发明而给出的负载状态图。

现在参见附图，其中在各视图中，相同的数码标志相同或相应的部分，本发明的实施例将在下面描述。

图 1 是本发明一个实施例的逆变器保护装置的方块图。图 1 中，电压检测电路 1 0 检出的交流电压经带通滤波器 1 6 被输入到一个频率检测电路 2 2 中，在此处，频率被检出，检出的频率 V_{22} 被输入到一个频率变化率 (df/dt) 检测电路 2 3 和一个运算电路 2 4 中。在该频率变化率检测电路 23 中检出的频率变化率 (df/dt) V_{23}

输入到运算电路 2 4 中频率 V_{22} 和频率变化率 V_{23} 被包含在运算电路 2 4 的给定比之中，一个输出 $V_{24} (f + a (df / dt))$ ； a 是一个系数) 被输入到一个系数设定电路 3 0 中。

电压检测电路 1 0 检出的交流电压通过一个电压瞬时值检测电路 2 5 也被送到一个电压有效值计算电路 2 6 中。在电压有效值计算电路 2 6 中，有效值 V_{26} 被确定，并被输入到电压继电器 1 7 中。在此处，有效值 V_{26} 和一个给定电压值进行比较，交流电压异常现象被检出，并输入到异常现象检测电路 1 9 中。

频率检测电路 2 2 检出的交流电压的频率 V_{22} ，也被输入到频率继电器 1 8 中。频率 V_{22} 和一个给定频率进行比较，在此处，一个频率异常现象被检出，并被输入到异常现象检测电路 1 9 中。

还有，电压检测器 1 0 检出的交流电压，被输入给一个零跨越检测器 2 8，在此处，电压零跨越被检出，并且检出的值被输入一个失真检测器 2 7。电压瞬时值检测电路 2 5 检出的电压瞬时值，也被送给失真检测器 2 7。失真检测器 2 7 检测在交流电压零跨越附近的失真值 V_{27} ，并把检测值 V_{27} 送入一个失真继电器 3 2。失真继电器 3 2 检出检测值 V_{27} 大于给定值的情况，并送入异常现象检测电路 1 9。当电压继电器 1 7，频率继电器 1 8 和失真继电器 3 2 中至少一个的输出信号被输入到异常状态检测电路 1 9 中的时候，停止指令就从异常状态检测电路 1 9 供给驱动部分 1 5。

失真检测器 2 7 有检测值 V_{27} ，被输送到检测失真变化的失真变化检测器 3 3，该检测值的相反值 $(-B)$ ，被提供给系数设定电路 3 0。来自电流基准电路 1 2 的电流基准值 I^* ，和由电压有效值计算电路 2 6 所计算的有效值 V_{26} ，被输入变化率检测电路 2 9，该电

路 29 检测变化率 $d v / d i^*$ ，并把它输入系数设定电路 30。在系数设定电路 30 中，根据电压有效值 V 的变化率和电流基准 I^* 的变化率 $d v / d i^*$ ，判断是否因为逆变器输出电流的改变，而使电压变化了，即，是否断路器 7 被断开了。

通过对输入值 V_{24} ， $-\beta$ 和 $d v / d i^*$ 加权，系数设定电路 30 输出系数 F_1 和 F_2 。系数设定电路 30 的详细情况将在以后叙述。

系数设定电路 30 的输出 F_1 和 F_2 被输入到相位/增益设定电路 31，该电路有一结构，可以改变电流基准 I^* 的相位和增益。

相位/增益设定电路 31 的详细情况将在以后描述。由相位/增益设定电路 31 中设定的相位和增益所确定的一个正弦波信号 V_{31} ，被输入到电流基准电路 12。电流基准电路 12 把正弦波信号 V_{31} 和放大器 11 输出的控制信号 V_c 相乘，并根据放大的结果输出基准电流 I^* 。

下面将描述按这种方式构成的本发明实施设备的运行。

图 2 给出根据系数设定电路 30 输出的系数 F_1 和 F_2 ，由相位/增益设定电路 31 设定的相位和增益的特性曲线的一例。当逆变器被连于交流电力系统，电路断路器 7 闭合，由于系统的频率被保持在额定频率 f_0 (50 Hz 或 60 Hz) 左右，逆变器输出的电流相位 (功率因数为 1) 和交流电力系统 8 的相位相同，电流基准 I^* 就变成增益为 1 的一个输出 (即，一个太阳能电池的最大功率点)。

下面，当断路器 7 断开，在岛状态时刻的工作将分三种情况 1-1，1-2 和 1-3，进行描述。

1-1 ($\Delta Q = 0$)

实现控制的方式是，当存在不平衡，即，在逆变器 2 输出的无功功率和负载无功功率之间存在差值 ΔQ ($\Delta q \neq 0$) 的时候，逆变器 2 产生一个功率因数 = 1 的输出，即不产生无功功率。特别是频率是 f_0 ，滤波器电容器 4 被认为是负载的情况。

频率 V_{22} 和频率变化量 V_{23} 被检测，运算电路 24 根据输入值 V_{22} 和 V_{23} 确定值 V_{24} ，即， $f + a (df/dt)$ (a 是系数)。通过取值 V_{24} 作为加权，系数设定电路 30 设定了系数值 F_1 和 F_2 。根据图 2 中所示输入系数值 F_2 和 F_1 ，相位/增益设定电路 31 确定了正弦波信号 V_{31} 的相位和增益。然后根据正弦波信号 V_{31} ，电流基准 I^* 的相位和幅值被改变，从而改变了逆变器电流的相位和幅值。

下面，对只有电流相位被改变情况的操作，将通过设定 $F_2 = V_{24}$ 进行描述。在这种情况下，如果负载具有一个如图 2 6 (e) 中的滞后的功率因数，用于平衡逆变器电流 i_{in} 和负载电流 i_e 的交流电压的频率略微升高，通过增加电容电流和减少电抗电流，负载功率因数变得趋于 1。在图 2 6 (e) 情况中， $f + a (df/dt) > f_0$ ，从而系数设定电路 30 输出一个大于额定值 f_0 的系数值 F_2 。当系数值 F_2 所确定的相位是超前的，逆变电流的相位通过这个控制而提前，结果，由于负载电流的相位和逆变器电流相位不匹配，交流电压的频率进一步上升。因为这个操作形成正反馈，频率进一步升高到无限大。但是如果特性曲线的安排如图 2 中所示，当系数值 F_2 超出一定范围时电流相位滞后，负载功率因数和逆变器功率因数就匹配，平衡建立在点 F_a 上，在此点，表示相位特性的线 L_0 和表示负载 g 的滞后相位角的线 L_1 相交。

在这种情况下，如果负载有一个如图 2 6 (d) 所示的超前功率

因数，在岛状态时刻，为了使逆变器功率因数和负载功率因数匹配，结果就通过降低电压频率，降低电容电流和增加电抗电流的操作，使无功功率趋于平衡。由于频率下降和 $f + a (df/dt) < f_0$ ，系数设定电路 30 输出一个小于额定值 f_0 的系数值 F_z 。系数 F_z 所确定的相位是滞后的，如图 2 (b) 中所示。因此，采用使逆变器电流滞后等控制手段，从而交流电压的频率进一步下降。

通过一个正反馈作用，交流电压的频率进一步下降到零左右。但是，如果特性曲线的安排如图 2 中所示，当系数值 F_z 低于某一定值时，电流超前，负载的功率因数和逆变器的功率因数匹配，一个平衡例如建立在点 F_b ，在此点，表示相位特性的线 L_0 和表示负载 θ 的超前相位角的线 L_z 相交。

如上所述，由于平衡是建立在点 F_z 和 F_b ，如果频率继电器 18 被整定在点 F_x 或 F_y ，岛状态便容易被检出，并且当差值 ΔQ 不是零时，逆变器 2 停止工作。

这时，因为频率发生偏离（当频率升高的时候，电流相位提前），负载电压出现不需要的升高。系数设定电路 30 输出系数值 F_1 ($= V_{z1}$)，并且相位增益设定电路 31 给出如图 2 (a) 所示的增益曲线。通过这样设置，能够降低逆变器电流和降低交流电压，从而当频率偏差变大时，激励电压继电器 17 动作，结果就获得一个较好的控制。

1 - 2 ($\Delta Q = 0$, $\Delta P \neq 0$)

下面，将考虑差值 ΔQ 是零并且存在不平衡，即负载有功功率和逆变器有功功率之间的差值 ΔP 不是零的情况。这时，假设负载的等效电路如图 26 (c) 中所示。

在图 2 6 (c) 中, 有功功率只被电阻吸收, 这是因为电容器 C 和电抗线圈 L 不吸收有功功率。如果加到负载 9 上的电压被表示成 $(V + \Delta V)$ (V 是额定电压), 电阻 R 吸收的功率就是 $(V + \Delta V)^2 / R$ 。 ΔV 是在岛状态中的电压变化量。

因此, $\Delta P = [(V + \Delta V)^2 / R] - [V^2 / R]$, 并且如果差值 ΔP 大于整定值, 电压 $(V + \Delta V)$ 就大于一个整定值, 并大于整定电压, 该电压被电压继电器 1 7 检出, 逆变器 2 可停止工作。

1 - 3 ($\Delta Q = 0$, $\Delta P = 0$)

下面, 将考虑差值 ΔQ 完全等于零而差值 ΔP 近似等于零的最难检测的情况。

图 3 (a) 示出了交流电压 V_{AC} 和柱上变压器 6 的励磁电流 i_{ex} 之间的关系。由于铁心的磁饱和特性, 励磁电流 i_{ex} 不是正弦波, 它在交流电压过零处附近有一个尖峰电流。当断路器 7 闭合时, 励磁电流 i_{ex} 由交流电力系统 8 提供, 具有小电压失真的正弦电压 V_{AC} 得以保持。

不过, 如果当差值 ΔQ 是零, 差值 ΔP 近似等于零时, 断路器 7 若断开, 柱上变压器 6 的励磁电流 i_{ex} 就从逆变器 2 和负载 9 获得。由于差值 ΔQ 是零, 当功率因数是 1 的时候, 功率平衡, 所以差 ΔP 恰好是如图 3 (b) 所示的细长正弦分量, 在电压过零处附近, 不会产生满意的波峰电流供给。结果, 电压就下降, 在电压过零处附近的失真加重, 如图 3 (b) 中虚线表示的电压 V_{AC} 的情况。

这个失真被失真检测电路 2 7 和失真变化检测电路 3 3 检出, 以便检测岛状态存在的可能性。即, 失真变化检测器 3 3, 把失真变化的检测值的相反值 $(-\beta)$, 加到系数设定电路 3 0, 电路 3 0 根据

相反值 ($-\beta$)，设定系数值 F_1 和 F_2 。相位—增益设定电路 31 输出信号 V_{31} ，该信号的相位和增益是基于图 2 所示曲线的系数值 F_1 和 F_2 确定的。

这里，图 2 中增益曲线的水平轴 F_1 和相位曲线的水平轴 F_2 向负方向波动，功率平衡被破坏，频率和电压发生波动逆变器 2 由于电压继电器 17 和频率继电器 18 的动作而停止工作。

使水平轴 F_2 和 $f + a (df/dt)$ 的方向一致是较好的，但在 $f + a (df/dt) = f_0$ 的情况下，通过测定 $F_2 = -\beta$ ，把频率移到下限，能使相应于电动机负载的岛状态中的平衡更快地被破坏。

当失真检测电路 27 的输出 V_{27} 变得大于某设定值的时候，失真继电器 32 直接经过异常现象检测电路 19，而不经过程数设定电路 30 和相位/增益设定电路 31，也可以去停止逆变器的工作。

当失真加重且被失真变化检测电路 33 检出的时候，水平轴 F_1 产生移动，电流基准值 I^* 改变。变化率 dV/dI^* 可由电压变化率 (dV/dI^*) 电路 29 检出。当变化率 dV/dI^* 超过岛状态中的一个设定值时，还可能增加一个通过产生相对于水平轴的正反馈去破坏平衡的电路。在相位改变的时候，最好检测关于有功电流 $dV/dI^* \cos \Phi$ ($\cos \Phi =$ 功率因数) 的电压波动情况。虽然在图 1 电路中未示出，用检测电流 I 代替检测电流基准 I^* ，可以预期能得到相同的结果。

在上述实施例中，当逆变器 2 和所述的交流电力系统 8 工作期间，逆变器 2 从交流电力系统 8 被切除，如果在逆变器输出的无功功率和负载的无功功率之间存在不平衡，即使有稍微一点不平衡，频率也会轻微上升或下降。这个频率偏移被检出，并实行如下的控制，如果频

率已上升，逆变器电流相位就被提前，以便使频率进一步上升而如果频率已下降，电流的相位就被滞后，在降低频率的方向上就出现反常剧升。

当频率进一步偏离额定值，通过降低逆变器电流值，减少有功功率供给，电压下降也就被加速。

当各功率的有功分量和无功分量分别很好平衡的时候，电压既不变化，频率也不变化，通过改变电流相位和幅值实现了从一个平衡状态到偏差操作的转移。在本实施例中，岛状态可以被更可靠地防止。

下面，将描述系数设定电路 30 的详细情况。系数设定电路 30，通过加权输入值 V_{24} ， $-\beta$ ，和 dV/dI^* ，输出系数值 F_1 和 F_2 。 $F_1 = V_{24}$ 和 $F_2 = V_{24}$ 的情况，和 $F_1 = -\beta$ 和 $F_2 = -\beta$ 的情况前面已有描述。

通常，输入值的加权是按照下述先后次序进行的。

- (1) 一个频率 f (一个输出 V_{24} ，当 $a = 0$)
- (2) 一个频率变化率 (当 $a \neq 0$ 时，一个输出 V_{24})
- (3) 一个失真变化率的一个相反值 ($-\beta$)
- (4) 一个变化率 dV/dI^*

首先，设 $F_1 = f$ ， $F_2 = f$ ，逆变器 2 根据这样的设定值而被控制。在这种情况下，证实了在断路器 7 被打开后的一个预定时间内，一个异常现象能否检出。如果异常状态在该预定时间内被检出，设定值 $F_1 = f$ 和 $F_2 = f$ 就被选定。

如果在预定时间内异常现象未被检出，下一步就要试。特别是，设 $F_1 = V_{24} (f + a d f / d I)$ 和 $F_2 = V_{24} (f + a d f / d I)$ ，还需要做与上述相同的证明。如果异常现象在预定时间内还

未被检出，再下一步再试，其中系数值 F_1 和 F_2 ，分别通过把具有加权的相反值 $(-\beta)$ 加到预先设定的系数值 F_1 和 F_2 上而被设定。然后做相同的证实。

如果异常现象在预定的时间内也被检出，就只有系数值 F_1 ，是通过把具有加权的速率 dv/dI^* 加到预先设定的系数值 F_1 上而被设定。在此之后，做相同的证明。

特别是，系数值 F_1 和 F_2 在几个加权被选择的条件下被设置是足够的，并证实了是否在预定的时间内，在这种公知模拟方法的条件下，异常现象可以被检出。

通过选择做为特殊值的加权值，完全可能设定 $F_1 = -\beta$ ，和 $F_2 = -\beta$ 。还可以不通过输入值 f ， df/dt ， $-\beta$ 和 dv/dI^* 的结合，而是通过多个输入值的一个单独的值来设定系数值 F_1 和 F_2 。

设定系数值 F_1 和 F_2 的时间上的先后次序已如上述。根据同时采用模糊控制的多个输入值，进一步能够确定系数值 F_1 和 F_2 。

系数设定电路 30 的功能已如上述，熟悉本技术的人，通过微计算机或熟知的硬件部件组合，很容易实现它的功能。因此，这里省略对系数设定电路 30 的结构详细描述。

下面，详细描述相位/增益设定电路 31。

相位/增益设定电路 31，根据系数设定电路 30 设定的系数值 F_1 和 F_2 ，设定电流基准 I^* 的增益和相位，并根据设定结果输出正弦波信号 V_{31} 。如图 2 所示的相位和增益被设定情况已经被描述。

一般，设置相位，是根据输入系数值 F_2 ，在不同频率方向上移相。

特别，在系数值 F_2 被设定成一个频率 f 的情况下，根据频率的上升或下降，相位被设置成提前或滞后。

在系数值 F_2 包括频率变化率 df/dt 的情况下，根据频率变化率 df/dt 的增加或减少，相位被设置成超前或滞后。

下面描述，系数值 F_2 包括失真变化率的相反值 $(-\beta)$ 的情况。当频率变化率是零，并且在频率增加的方向上有失真变化的时候，相位被设置成滞后，由此根据系数值 F_2 去减少频率。但是当频率增加或频率变化率是正的，相位就被设置成超前，由此去增加频率。

至于增益，是根据系数值 F_1 ，而被设定。设定增益的例子示于图 2 (a) 和图 4 (b) 中。

一般，设定增益而使其降低是可取的，由此当频率偏移变大的时候，去降低逆变器电流。

本发明不限于上述实施例，它可以实行下面的改进。

(1) 虽然水平轴 F_1 和 F_2 在上述实施例中是通过相位/增益设定电路 31 中的输出电压 $V_{24}f + a(df/dt)$ 被移动，它同样也能够通过一个值 $(A(f - f_0) + f_0 + a(df/dt))$ (A 是一个系数) 移动轴 F_1 和 F_2 。如果设 $A = 0$ ，就只有当频率变化时才产生移相，在正常情况下，有可能在功率因数为 1 时工作，而不考虑频率。也可以进行校正，例如，通过一个与交流电力系统 8 的响应时间相匹配的时间系数来增加频率变化率的反馈等。

(2) 无需解释，涉及相位特性可能具有许多不同情况，例如，通过使在正常系统频率工作范围 $F_3 - f_0 - f_4$ 内的相角 θ 的变化率变小 (或变到零)，和使相位角 θ 的变化率增大超出这个范围，如图 4 (a) 所示，可以改进正常工作时的功率因数。

还可能，通过使相角 θ 在额定频率附近变大，和在上述这个变化上强加一个限制，如图 4 (c) 所示，去防止功率因数降低。

(3) 还可能在相位/增益设定电路 31 中增益特性的设定有不同变化，其中如图 4 (b) 所示，有 x 、 y 、 z 三条曲线，从曲线 x 到曲线 z 的移动，是根据值 $dV/dI \cdot \cos \Phi$ ，或根据一个时间函数变化的。

(4) 图 1 中的控制电路，可以通过使用一个微处理机和一个记忆电路容易地被实现。特别是，由相位/增益设定电路 31 所设定的，在增益方面类似于带通滤波器 16 的特性，但相位特性完全相反的特性，可以被自由地存储在一个记忆电路中。在一个模拟电路中，这可通过分开使用带通滤波器特性和阶式滤波器相位特性而达到。

(5) 在图 1 中，频率，频率变化率，值 dV/dI 和失真变化等，被输入到系数设定电路 30，但是没有必要去解释，它们可以以任一种方式结合，它们的失真变化可以通过高次谐波变化率被检测。

(6) 在包括使电压稳定的逆变器功率因数控制的情况中，通过把图 2 中相位特性加到功率因数控制角中，可实现控制。

在这种情况下，当失真率增加或值 $dV/dI \cdot \cos \Phi$ 超过一个设定值时，最好保持对功率因数的控制。

(7) 图 1 的相位/增益设定电路 31，当然可以通过使用具有图 5 和图 6 中特性的滤波器来实现。在这种情况下，系数设定值电路 30 输出作为系数值 F_1 和 F_2 的频率 f 到相位/增益设定电路 31 中去。

图 5 和图 6 中的特性，可容易地通过使用模拟滤波器技术（特别是切换电容滤波器）实现。例如，通过使用 Linear Technology

Company 的单 LTC 10601C 去连接，带通滤波器 16a 和阶式滤波器 16b，它们分别具有图 5 (b) 中增益特性 16a 和 16b，在图 5 (a) 中是串联的，在这种情况下，相位/增益设定电路 31，通过输出 V_{16a} 的增益特性设定增益，并通过输出 V_{16b} 的相位特性设定相位，并根据这样设定的增益和相位产生信号 V_{31} 。

同样，无需解释，通过连接分别具有 6 (b) 中所示增益特性 16c 和 16d 且具有稍稍不同的中心频率 (f_1 和 f_2) 的在图 6 (a) 中串联的带通滤波器 16c 和 16d，就能够获得图 6 (b) 中所示的特性。带通滤波器 16a 具有中心频率 f_0 。在这种情况下，相位/增益设定电路 31，分别通过 V_{16a} 输出的和 V_{16d} 输出的增益和相位特性设定增益和相位，并且根据这样设定的相位和增益产生信号 V_{31} 。

也可以通过增加带通滤波器 16c 和 16d 的输出去获得相位和增益特性，并利用这些特性，在相位/增益设定电路 31 中去设定相位和增益。还能够把相位/增益设定电路 31 的特性加到带通滤波器 16 的特性中去。

(8) 无需解释，即使图 1 的相位/增益设定电路 31 的增益设定是常数，基本操作不会改变。

上述本发明的该实施例，能够提供一个具有可靠防止岛状态的逆变器保护装置。

本发明的另一实施例，参考附图叙述于后。本实施例与图 1 中所示实施例对应，其中通过频率检测电路 22 检出的频率 $V_{22}(f)$ ，经运算电路 24，被输入到系数设定电路 30，系数设定电路 30 输出系数值 $F_2 (= f)$ 并且相位/增益电路 31 根据增益保持为 1 的

系数值 F_2 只设定相位。

本发明逆变器保护装置的另一实施例，将参照图 7 进行描述。

图 7 中，供给负载 9 的交流电压 V_1 ，由电压检测器 10 检出，并且一个与交流电压 V_1 同步的信号 s_y ，通过一个 PLL（锁相环）电路 42 被获得。

频率检测电路 45 检测来自信号 s_y 的交流电压 V_1 的频率，函数发生器 44 产生一个与频率 f 对应的信号 θ 。函数发生器 44 的详细情况将叙述于后。移相电路 43 输出一个同步信号 s_{yx} ，其相位依靠信号 θ 改变。在这种情况下，如果交流电压 V_1 具有额定频率，功率因数实际上是 1 的相位的同步信号 s_{yx} 被输出。

和交流电压 V_1 同步的正弦波，由正弦波电路 46 通过移相电路 43 从这个信号 s_y 中获得，并被加到电流基准电路 12 中去。因此，一个具有和放大器 11 的输出 V_c 成正比，并和交流电压 V_1 同步的正弦波电流基准 I^* 从电流基准电路 12 输出。

函数发生器 44 的一例示于图 8 中。

(a) 的情况是，相位的提前或滞后，分别与关于额定频率 f_0 的频率上升和下降成正比，并且相位限于一固定范围。

但是，当电流频率偏离额定频率 f_0 ，功率因数偏离 1，如果交流电力系统 8 被连到逆变器 2 上，频率变化就很小，因此功率因数实际保持为 1。

(b) 示出一个方法，其中，在额定频率 f_0 附近相位不变化，从而功率因数是 1，但是，当频率从额定频率 f_0 偏离且大于一个固定值时，就进行移相。

(c) 示出一个方法，其中，在额定频率 f_0 附近的相位变化是很

小的，但是，当频率偏离额定频率 f_0 更多，就要增加移相。

(d) 示出一个方法，其中，在额定频率 f_0 附近，相位不改变，从而，逆变器输出了一个功率因数为 1 的电流。但当频率偏离额定频率 f_0 大于一个固定值时。就施加一个固定的相移。

其它各种不同的方法也可以被采用。

电压检测器 10 (通常是一个变压器) 的输出，被加到电压继电器 17，频率继电器 18 和一个检测频率变化量的频率变化率继电器 47 上，继电器 17，18 和 47 的输出，被加到异常现象检测电路 19 上，该电路 19 检测异常现象，并通过关闭驱动部件 15 而停止逆变器 2 的工作。

在上述情况中，让我们来考虑，线路断路器 7，在具有负载 9 电流的条件下被打开，逆变器实际输出平衡电流的情况。

逆变器的输出电流，基本上如图 9 (c) 所示，具有一个近似为 1 的功率因数，即它受到控制，使电压 V 和逆变器电流 I_{INV} 实际上同相。

在负载 9 具有一个滞后功率因数的，并具有一个如图 9 (a) 所示的电感 L 的情况下，升高频率是为了控制逆变器输出电流和负载电流平衡。当在交流电压的频率上升的方向上实现控制，就减小了流经电感 L 的电流。在这个过程中，频率检测电路 45 检出频率上升，并稍稍提前逆变器电流的相位。当出现这种情况，就有一个强制动作，进一步提高交流电源的频率，去产生在负载电流和逆变器电流之间的平衡状态。频率继电器 18 和频率变化率继电器 47 检测交流电源频率的快速增加。然后，逆变器 2 通过异常现象检测电路 19 而被关断。特别是，在滞后功率因数负载的情况下，装置可靠地动作，通过提供

一个超前电流去破坏平衡。

下面，是超前功率因数的情况，这里，负载 9 具有一个如图 9 (b) 中所示的电容 c ，频率降低以使逆变器输出电流和要控制的负载电流平衡，并且产生相移，减少流经电容器 c 的电流，以便使负载功率因数为 1。

当频率检测电路 4 5 检出频率下降时，相移电路 4 3 就被驱动去延迟逆变器电流相位。随后，频率进一步下降，电容 c 的电压的相位被滞后。即进行强制操作去降低频率，由此使交流电源的频率快速下降。换言之，通过对一个超前的功率因数负载提供一个滞后电流使平衡迅速消失。

通过频率继电器 1 8 和频率变化率继电器 2 7 检出此现象，使异常现象检出电路 1 9 去关断逆变器 2。

应该指出，在功率因数为 1 的负载情况下，如果逆变器输出电流和负载电流不平衡，电压就变得不正常，这个现象通过电压继电器 17 被检出，造成异常现象检测电路 1 9 去关断逆变器 2。

下面，我们来考虑图 9 (d) 的情况，其中连接一个感应电动机 1 M 作为负载 9，对于这种情况，预先考虑岛状态检测是最难的。在这种情况下，通过一个励磁电感 l_0 和一个被“转差率” S 除的该感应电动机 1 M 的次级线圈电阻 r_2 的并联电路，形成近似等效电路。其电压和电流矢量示于图 9 (e) 中。电流 i_z 是转矩部分的电流，电流 i_0 是磁通部分的电流。

感应电动机 1 M 的反电动势的频率，和频率 $(f - f_s)$ 成比例（此处 f_s 是“转差率”频率），即它和感应电动机 1 M 的转速成比例。（ f 是电源频率）。因此，当断路器 7 切断电流的时候，交流电

源的频率就是 $(f - f_s)$ 。

当这个频率被检出，它是低于电源频率的，从而，一个滞后电流就通过相移电路 4 3 从逆变器 2 输出。因此，来自图 9 (e) 的滞后电流 i 就流过感应电动机 1 M，结果，转矩部分电流 i_2 就减小，或变负值，从而电动机 1 M 就减速。这是一个正反馈，交流电源频率从空转频率迅速下降，激励频率继电器 1 8 驱动异常现象检测电路 1 9 去关断逆变器 2。

如上所述，对于本发明的实施例，是通过在促进岛状态频率变化的方向上，对逆变器 2 的电流移相，而增益频率的变化。这个变化被频率继电器或频率变化率继电器 4 7 检出，逆变器 2 由此被关断。由此可以获得一个能迅速抑制岛状态的逆变器保护装置。

本发明的另一实施例参见图 1 0 中的说明。一个滤波器电路 1 6 被安插在图 7 中 PLL 电路 4 2 的前头，一个滤波器相位校正电路 4 8 被提供，它用于在所需频率范围内，校正通过滤波器电路 1 6 产生的相移量。

还有一个加法器电路 4 6，它把滤波器相位校正电路 4 8 的输出和函数发生器 4 4 的输出相加。在这种情况下，恰好可以通过频率检测电路 4 5 检测频率而执行的图 7 中相同的操作，并根据加法电路 2 9 的输出由相移电路 4 3 进行移相。

如通过零跨越方法进行检测情况相同的操作，当然可以被实行，而无需利用图 1 0 中的 PLL 电路 4 2。如果在使用范围内，滤波器的相位滞后很小，则滤波器校正电路 4 8 当然可以被省去。

还有，通过增加一个失真率检测电路作为异常现象检测继电器 19 的输入，可以增加岛状态的检测精度。

当频率上升或下降时用于提前相位或滞后相位的电路可被做成一个具有图 1 1 所示特性的阶式滤波器。这可被用作函数发生器 4 4。在实际运用中，频率继电器 1 8 可用于识别在额定频率 $\pm 1 \text{ Hz}$ 左右的岛状态。因此就能够在此范围内充分提前相位或滞后相位。

图 7 中，交流电压 V_1 的相位通过 PLL 电路 4 2 被检出。输出信号 s_y 被加到相移电路 4 3 和频率检测电路 4 5。本发明不局限于这个实施例。相移操作也可以在图 1 2 中所示 PLL 电路 4 2 A 中进行。

通常 PLL 电路 4 2 A 结构如下。一个相位差检测电路 4 2 a 检测交流电压 V_1 和 $1/N$ 计数器 4 2 d 的输出信号 s_{yx} 之间的相位差。一个积分器 4 2 b 在正或负极性上，根据超前或滞后相位差对相位差求积分，并产生一个信号 S_{42b} 。电压—频率变换器 4 2 c，产生一个和信号 S_{42b} 成正比例的一个频率 S_{42c} ， $1/N$ 计数器 4 2 d 对频率 S_{42c} 递减计数去产生信号 s_{yx} 。因此，PLL 电路形成了一个锁相环，其中信号 V_1 的相位和信号 s_{yx} 的相位相同。

在图 1 2 中所示的本发明的一个实施例中，频率检测电路 4 5 被直接连到电压控制器 1 0 上，并检测交流电压 V_1 的频率 f 。函数发生器 4 4 产生与图 7 实施例中的频率 f 对应的信号 θ 。信号 θ 被输入到 PLL 电路 4 2 A 中的积分器 4 2 b。积分器 4 2 b 把信号 θ 和相位差检测电路 4 2 a 所用的相位差相加，并根据所加结果，进行上述积分。

然后，PLL 电路 4 2 A 的输出信号 s_{yx} 就被加到正弦波电路 4 6，去改变输出信号的相位。

图 1 2 的实施例可以被改变成图 1 3 中所示实施例。在图 1 3 中，

积分器 4 2 e 被提供在函数发生器 4 4 和 P L L 电路 4 2 B 之间。积分器 4 2 e 的输出信号 S 4 2 e 被输入到电压—频率转换器 4 2 c 中，转换器 4 2 c 产生和信号 S_{42b} 和信号 S_{42e} 的相加值成比例的频率 S 4 2 C。容易理解，和图 1 2 中相同的操作可以在图 1 3 中的实施例中执行。

在上述实施例中，P L L 电路 4 2，相移电路 4 3，频率检测电路 4 5，正弦波电路 4 6，和频率变化率继电器 4 7 等等，是熟悉本技术的人所熟知的。所以，它们的结构的详细描述可以被省略。

还有，对于那些熟悉本技术的人来说，根据图 8 所述，构成函数发生器 4 4 是容易的，因此关于其结构的详细描述也被省略。

对于本发明的实施例，如果交流电源的频率升到额定值以上，提前逆变器的电流相位的操作就被执行，以便进一步升高频率；如果频率降到额定值以下，使逆变器的电流相位滞后的操作就被执行，以便进一步降低频率；由此去破坏功率平衡。结果，逆变器 2 响应于频率或电压的异常现象而被关断，并由此一个逆变器保护装置被提供，其中保护可以通过快速和可靠地检测岛状态而实现。

本发明还有一个实施例将结合附图叙述于后。本实施例示出了失真检测器 2 7 和失真变化检测器 3 3 的详细情况和根据本发明的逆变器保护装置的另一实施例。

本发明逆变器保护装置的另一实施例被示于图 1 4 中。

一个微分电路 5 2 检测负载侧的由电压检测器 1 0 检测的交流电压的电压变化率。一个零跨越检测单元 5 3，从滤波器 1 6 的输出端，检测负载交流电压的过零时间点。一个比较和判定单元 5 4，在过零时间点前后的预定时间内检测负载侧来自交流电压的岛状态和交流电

压的变化率。一个函数发生器 5 5，响应来自比较和判定单元 54 的指令，输出一个时间函数信号 V_f ，去改变逆变器 2 的输出功率。一个乘法器 5 6 把放大器 1 1 的输出功率信号 V_c 和函数发生器 5 5 的输出信号 V_f 相乘并输出其结果。电流基准电路 1 2 输出用正弦波信号 V_s 与乘法器 5 6 的输出相乘所获得的电流基准 I^* ， V_s 是滤波器 1 6 的输出。

让我们来考虑，当负载 9 上的逆变输出电流是平衡的时候，在上述结构中，电路断路器 7 被断开的情况。

逆变器输出电流受到一个具有高功率因数（功率因数 = 1）的电流控制，从而它输送一个与交流电压同相的正弦波电流。所以，对于功率因数为 1 的负载，当负载电流和逆变器输出电流是平衡的时候，即使线路断路器 7 当时被打开，交流电压的电压或频率也几乎没有任何变化。

在变压器 6（特别是，一个柱上变压器）的铁心特性曲线中，如图 1 5（a）中所示，磁通 Φ 和励磁电流是非线性关系。特别是，使用一个具有相当高磁通密度的柱上变压器。所以，如图 1 5（b）中所示，出现一个具有不同于正弦波的高峰值的励磁电流，以便产生一个正弦波磁通。

因此，当一个正弦波电压被加到柱上变压器 6 的时候，柱上变压器电压和励磁电流之间的关系，就如图 1 5（c）中所示。特别是，一个大的励磁电流，在电压过零附近流过。

当线路断路器 7 已断开，或许可以认为，变压器 6 的励磁电流会从逆变器 2 所提供的功率因数为 1 的正弦波电流中分出。

不过，当负载功率和逆变器输出功率是平衡的，如图 1 6（a）

中所示，一个功率因数为1的正弦波电流就被提供，所以，在过零点附近就不能获得如图15(c)中所示的足够大的励磁电流。这就得导致电压波形的失真。特别是，在过零点附近，电压低于正弦波电压。比较和判定电路54用于从这个过零点附近电压波形的失真识别岛状态。

图17示出了过零点附近电压变化的电压变化率。虚线示出了断路器7关闭时正弦波的情况，实线示出了当断路器7断开时的岛状态情况。

当断路器7闭合时，正弦波电压 V_{AC} ，由交流电力系统8提供，图15(c)中所示的励磁电流流过变压器6。

当断路器7打开，岛状态产生的时候，在过零点附近，由逆变器2提供的励磁电流就不足，依赖于它的绝对值的用电压 V_{AC2} 表示的电压就变得低于正弦波电压 V_{AC1} 。特别是，电压的微分值，即电压变化率的值，与正弦波大不相同，因此，岛状态可以被容易地检出。特别是，通过监视在过零点处电压变化率($dV_{AC2}/dt = DV_2$)，岛状态条件可以如下识别，即正弦波情况下过零点处的差($DV_2 - DV_1$)或电压变化($dV_{AC1}/dt = DV_1$)的变化率的比率(DV_2 / DV_1)超过一个预定值的时候加以识别。

图18示出了比较判定单元54的一个特殊实施例。在这个实施例中，谐波电压，例如是三次，五次和七次谐波电压，通过三次，五次和七次带通滤波器71，72和73，从交流电压 V_{AC} 或其微分值 dV_{AC}/dt 中被检出，在判定电路75中，通过驱动继电器74从过零检测单元53检测的过零点附近的这些谐波电压中将岛状态检测出来。

当检出岛状态的时候，比较和判定电路 5 4，就输出一个起动指令给函数发生器 5 5。当函数发生器 5 5 接收到这个指令，它就改变通常是一个固定值的信号 V_f 为一个按时间变化的信号（例如是一个随时间推移而变小的信号，或一个缓慢振荡的信号），并被输出。这个信号 V_f 被输入到乘法器 5 6，引起电流基准电路 1 2 的电流基准 I^* 改变，从而就改变了逆变器 2 的输出电流。结果，负载功率和逆变器输出功率之间的平衡条件被破坏，改变了电压或频率。这个变化被电压继电器 1 7 或频率继电器 1 8 检出，起动异常现象检测电路 19，停止逆变器 2 的操作。

根据上面所述，熟悉本技术的人，可以容易地做成函数发生器 55。因此，关于函数发生器 5 5 结构的详细描述被省略。

对于这个实施例，即使在电容输入型负载，例如逆变器空调机或电视机的情况下，岛状态也可以被可靠地检出。图 1 4 (b) 示出了一个典型的电容输入整流负载的电路结构。在图中，通过一个用于改善功率因数的电容器，将交流电从交流电源 6 1 提供给一个二极管桥式电路 6 3。二极管桥路 6 3 对交流功率进行整流。被整流的功率经电容器 6 4 滤波，被加到负载 6 5 上。在这样一个电容输入型负载中流过一个在交流电压的最大值附近具有峰值的电流 I_{AC} ，由于交流电源 6 1 中存在阻抗，就产生了图 1 6 (a') 中实线所示如 V_{AC} 处的波形失真，一个包含大量谐波的电压波形也就产生了。由于在正常时刻电压波形包含大量谐波，只通过检测电压的谐波，就很难检出一——岛状态的存在。不过，这在过零附近没有影响，所以，对于检测过零点附近波形的实施例，岛状态可以被高可靠性地检出。

同时，对于这个实施例，由于，即使在比较和判定单元 5 4 在一

个很短的时间内误检岛状态的情况下，逆变器将不会被立即关断，检测岛状态的灵敏度可以被调得很高。

应该指出，用比较和判定单元 5 4 识别岛状态，可以通过在过零点左右的（即 $\pm 30^\circ$ 的一个范围）的一个预定电角范围，求电压 V_{AC2} 和正弦波电压 V_{AC1} 之间的电压差的绝对值的积分值而实现，当这个积分值超过一个预定值，岛状态就被检测出来。当在过零点附近电压变化率（ dV_{AC2}/dt ）未被监视时，也能够识别正在发生的岛状态。

在图 1 4 的实施例中，当检测岛状态时，通过函数发生器 5 5 的输出信号，使逆变器 2 的输出功率波动。

不过，也能够使输入到电流基准电路 1 2 中的正弦波信号发生相位波动或频率波动，并且当岛状态被检出的时候，响应这些波动去关断逆变器。

在本实施例中，有一个电流控制系统，它输出一个高功率因数的正弦波电流，并且如图 1 9 所示，它实现了一个输出交流电压 V_{AC} 和与之同相位的交流电流 I_{AC} 的控制。可以实行电流控制，以便在这个交流电流过零附近，使电流强迫置零，如在图 1 9 中 I_{AC} 所示。当一个岛状态由此而产生，在过零附近的电压波形被强迫失真，从而岛状态可以被可靠地检出。如果岛状态的检测是可靠的，则可以采用使逆变器的操作通过比较和判定单元 5 4 的输出直接关断的结构。

在上述描述中，介绍了这样一个实施例，其中变压器 6 被连在逆变器 2 的交流输出侧，由于变压器 6 的励磁电流的作用，在过零点附近的电压波形产生了失真。不过，如果在变压器 6 的附近有一个断路器，通过打开这个断路器而产生一个岛状态，如果负载 9 包含多个非

线性电阻负载（电容器输入型整流电路负载和/或电动机的铁心励磁绕组负载等），也能够通过与上述相同的方法识别岛状态，即检测由在负载中消耗的电流和逆变器2提供的正弦波电流之间且在过零附近的不平衡所引起的正弦波电压的畸变。

按照这个实施例，当岛状态发生的时候，通过记录交流电压过零附近正弦波形的偏移，检测岛状态。岛状态的检测因此可以具有极高的可靠性，而不受交流电压最大值附近波形失真的影响。同时，一个高可靠性的逆变器保护装置可被提供，因为逆变器2可以在即使是多个逆变器并联运行的情况下，靠可靠检测岛状态而被关断。

在本实施例中，描述了这样一个情况，比较和判定单元54当它检出岛状态时，就输出起动指令给函数发生器55。但是本发明不限于这个实施例。在图1所示实施例中，比较和判定单元54可被使用，以代替失真检测器27和失真变化检测器33。当比较和判定单元54检出岛状态，通过系数设定电路30和相位/增益设定电路31，就使功率平衡被破坏。

因此，引起频率和电压波动，并通过操作电压继电器17和频率继电器18停止逆变器2的工作。

本发明的逆变器保护装置的更进一步的实施例，现结合附图予以描述。

本发明实施例的方案，在图20中加以描述。

在图20中，交流电力系统8的交流电，通过柱上变压器6被降压，并通过断路器7送到普通民用负载9a，9b和9c。在这种情况下，通常交流200V电压（相应的中点是100V），通过一单相三线系统，加到负载9a，9b和9c上。现在最多的负载是100

V 负载，但是 200 V 的负载正越来越普及。负载 9 a 连在线 L_1 和 L_2 之间（通常是 200 V）。负载 9 b 被连在线 L_2 和中点（地）之间。负载 9 c 连在线 L_1 和中点（地）之间。

一个差电压检测电路 8 2 检测出线 L_1 和中点间电压和线 L_2 和中点电压之间的电压差。

一个电平检测器 8 3 执行电平检测，如果所检测的电压差超过设定值，它就指示这个异常现象，并使时间函数电路 8 4 产生一个输出 V_{84} 。一个乘法电路 8 5，把控制信号 V_c 和输出 V_{24} 相乘去产生一个值 V_{85} 。电流基准电路 1 2 输出电流基准 I^* ，它是用从滤波器 1 6 输出的正弦波信号 V_m 乘以乘法器电路 8 5 的输出 V_{85} 所获得的。

让我们考虑负载 9 a、9 b 和 9 c 的合成负载和逆变器输出是平衡的时候，断开断路器 7 的情况。这种情况的等效电路示于图 2 1 中。

电流控制的逆变器 2 的逆变器输出电流 i_{INV} 受控而提供一个与交流电压同相位的正弦波（功率因数为 1），逆变器 2 在使用太阳能电池的系统中用作系统交连装置。

虽然是少见的，但仍可能出现这样的情况，即当负载功率因数是 1 并且负载与逆变器输出平衡的时候，如果断开断路器 7，交流电源的电压和频率（指负载的电压）可能实际上是不变的。因此，在一个延长期内可以连续运行。这就是所谓的岛状态。

在图 2 1 中，从 A、B 两端看过去的负载电流和逆变器输出电流较好的平衡的概率是很小的。现假定这个概率是 10^{-4} 。

在这种情况下，假设端点 A 和中点 O（负载 9 b 的电压）之间的电压是 V_1 ，端点 B 和中点 O 之间的电压是 V_2 。当断路器 7 闭合的时候，由于变压器 6 的作用， $V_1 = V_2$ 但在断路器 7 被打开以后，

电压 V_1 和 V_2 ，就由负载 $9b$ 和负载 $9c$ 的阻抗分别确定。

因此，即使在岛状态时，电压 $(V_1 + V_2)$ 的正常值被保持的情况下，电压 $(V_1 - V_2) = 0$ 的概率必须包括负载 $9b$ 和 $9c$ 是平衡的情况，包括无功功率，所以这个概率是很低的。

再者，为使 $V_1 - V_2 = 0$ ，包含谐波的负载阻抗必须重合。所以，满足这些条件的概率可以被认为和建立岛状态的概率同等级或更好。

这种情况示于图 2.2 中。它表示：

(a) 包括谐波和功率因数的负载阻抗重合的情况。

(b) 仅负载功率因数不同的情况。

(c) 只有负载有功功率不同的情况。

(d) 只有谐波分量不同的情况（仅是负载的电流波形不同）

除 (a) 情况以外，异常情况在 $V_1 - V_2 = 0$ 时可以检出。

如果用这个检测方法，岛状态 $V_1 - V_2 = 0$ 时的概率就是：

$10^{-4} \times 10^{-4} = 10^{-8}$ 数量级，这是一个对于实际应用不必考虑的概率。

在图 2.0 中，运用这个原则，电压差 $(V_1 - V_2)$ 就通过电压差检测电路 8.2 得到。如果这个值大于电平检测器 8.3 设定的电平，时间函数发生器电路 8.4，就产生一个随时间变化的信号 V_{84} （例如，它随时间推移而下降或产生慢振荡）。乘法器电路 8.5 将控制信号 V_c 和信号 V_{84} 相乘。因此，通过改变电流基准 I^* 就使逆变器输出改变，它与负载的平衡由此失去。这在配电线路的电压和频率中产生了快速变化。结果，电压继电器 1.7 和 / 或频率继电器 1.8 就检出异常现象，通过异常检测电路 1.9 关断逆变器 2。

对于这个实施例，岛状态检测可以被可靠实现。这个方法非常容易和经济，并且非常有效，其中岛状态检测概率对于实际应用可认为是 1。

在图 20 中，在电平检测器 83 检出异常现象以后，通过时间函数发生电路 84，将一个时间状态变化加到逆变器输出电流上。除了逐步变化或梯度变化，这个变化可能是，包含引进波动的变化。如果同一个控制系统用于多个逆变器，它们的起始波动时间将是相同的，所以所有这些逆变器将是同步的，避免了它们的效果互相抵消的可能性。

还能够通过电平检测器 83 的输出，瞬时关断逆变器 2，而使逆变器从系统断开。

图 20 中的差电压检测电路 82，电平检测器 83，时间函数发生电路 84 和乘法电路 85，当然可以通过微计算机比较容易地实现。组合电压 V_1 和 V_2 之间的电压差，它们的相位差，它们的谐波分量也可以分开检测和比较。微计算机能够很容易地检测差电压特性（幅值，谐波分量，和相位）的变化。

如图 23 中所示，特别是，对于一个 100 V 的线路，如果逆变器被连在了一根导线和地之间， K 值 ($= V_1 - 2 V_2$) 可以采用跨接在其它两根导线上求得，在这两根线上连有电压继电器 17 和/或频率继电器 18。当 K 值超过一个固定值时，当然能够识别一个正在发生的异常现象。如果变压器的匝数比不同，当然可以通过计算这个系数并使用同样的方法。

如上所述，对于本实施例，一个逆变器保护装置可以被提供，其中检出岛状态的概率，通过增加一个检测除接有逆变器的导线以外的

导线间的电压差，电压的相位差和电压谐波差，而被大大改进。因此，当岛状态发生的时候，逆变器可以高可靠性地从配电系统被断开，在实际中不会产生任何问题。

如上所述，本发明可以提供一个用于逆变器的保护装置，它可以相当可靠地检测岛状态。

显然，在上述技术的启发下，对本发明做大量修改和变化是可能的，因此可以理解，在权利要求范围内，本发明除在此专门说明的那些以外，还能够有不同的实施方式。

说明书附图

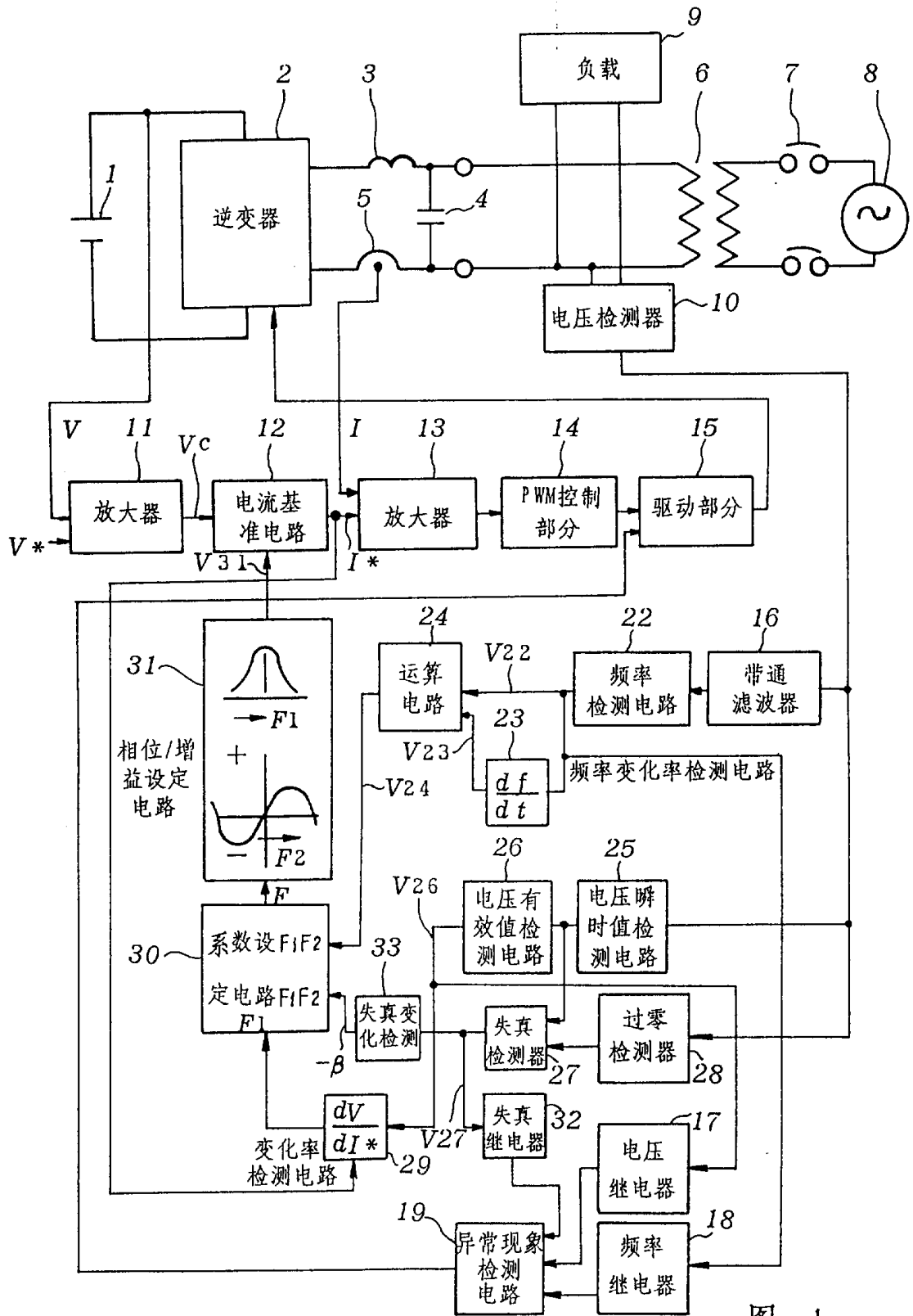


图 1

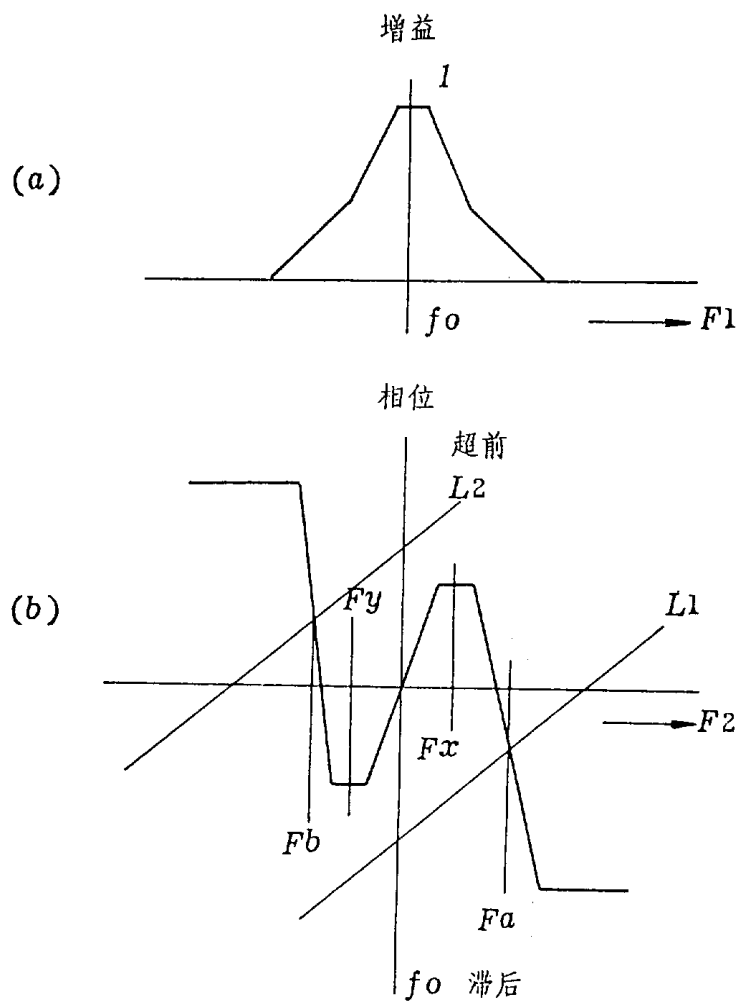


图 2

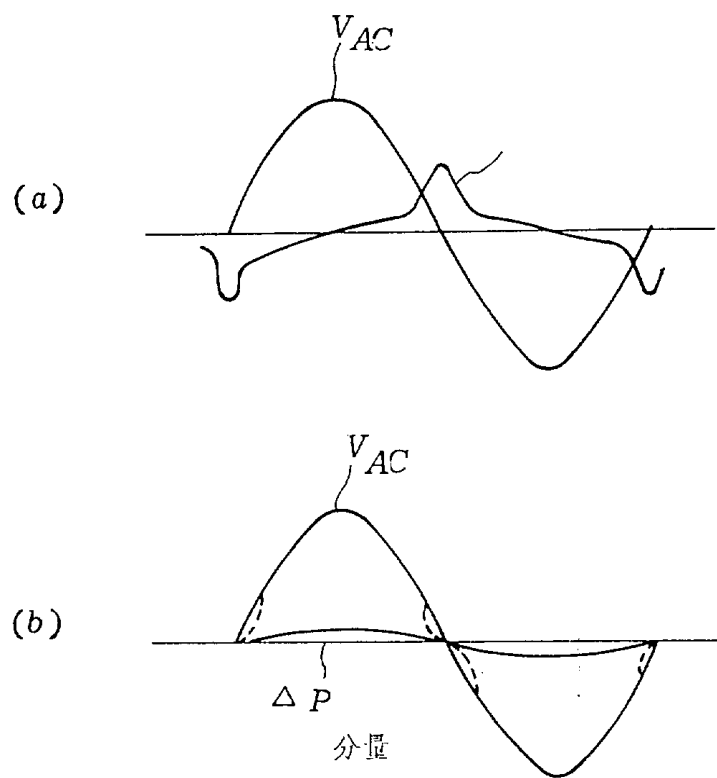


图 3

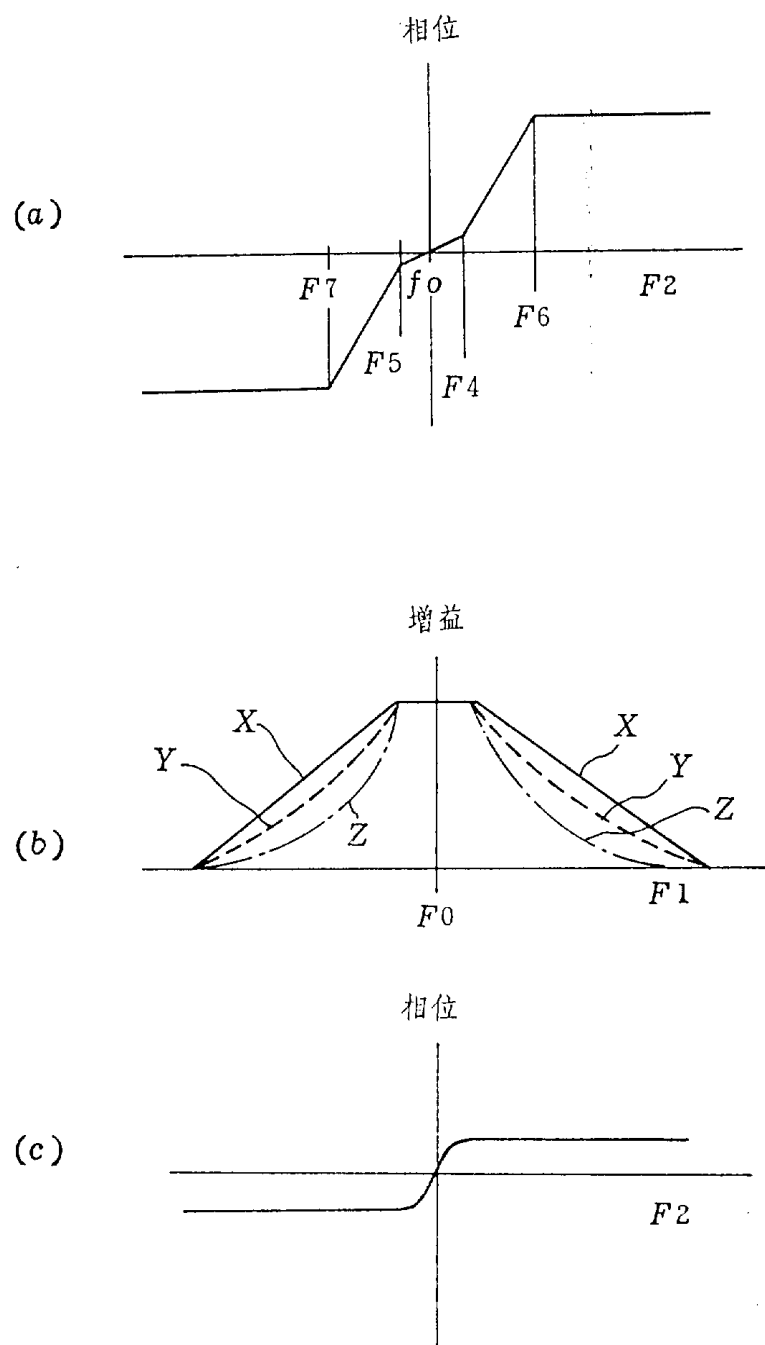


图 4

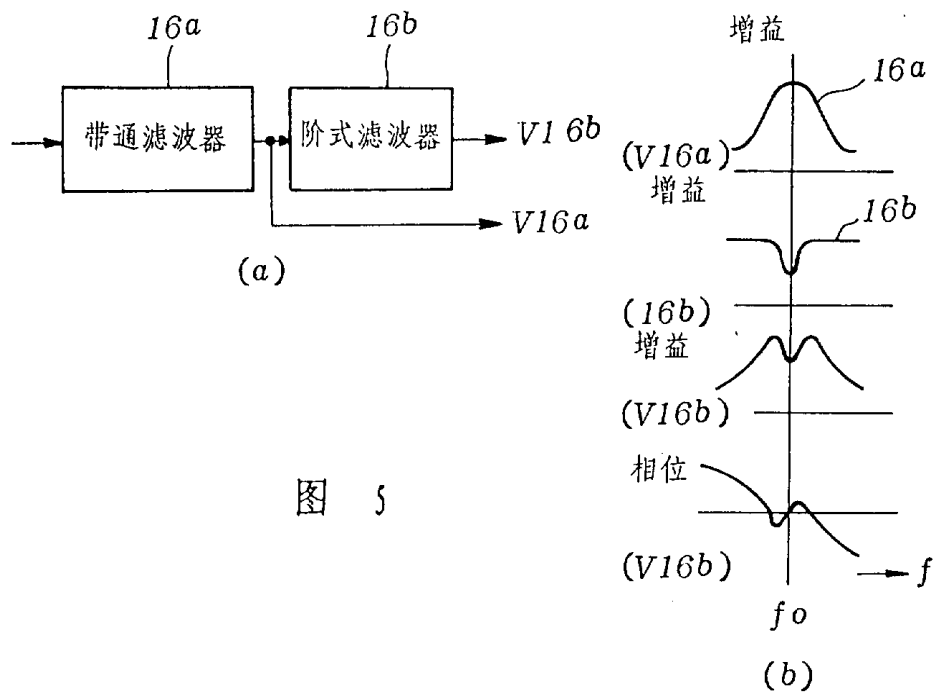


图 5

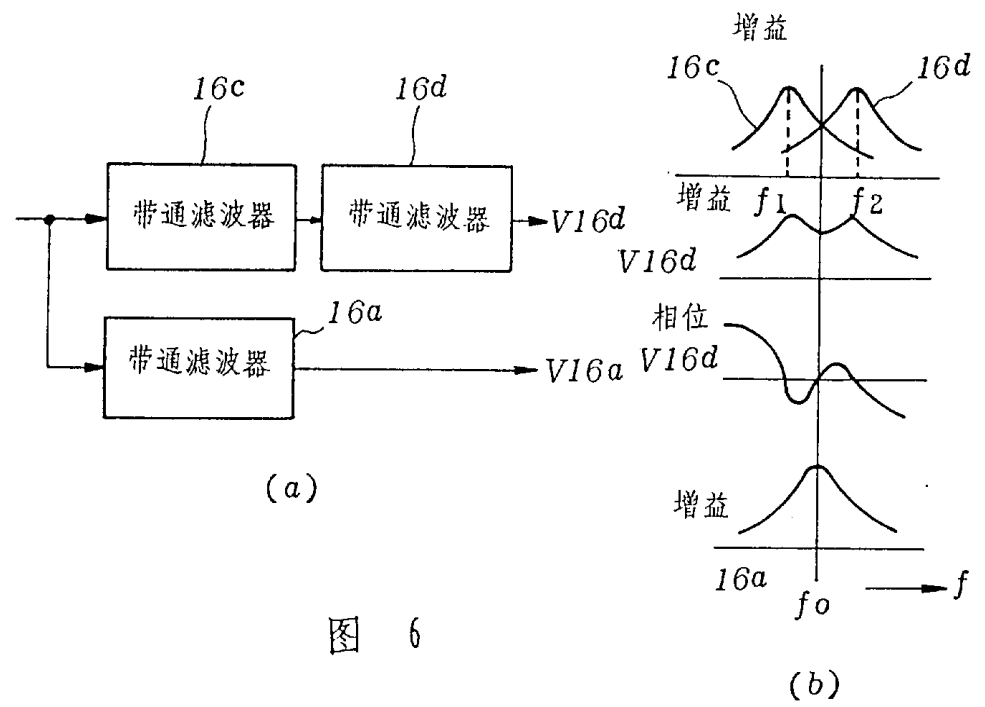


图 6

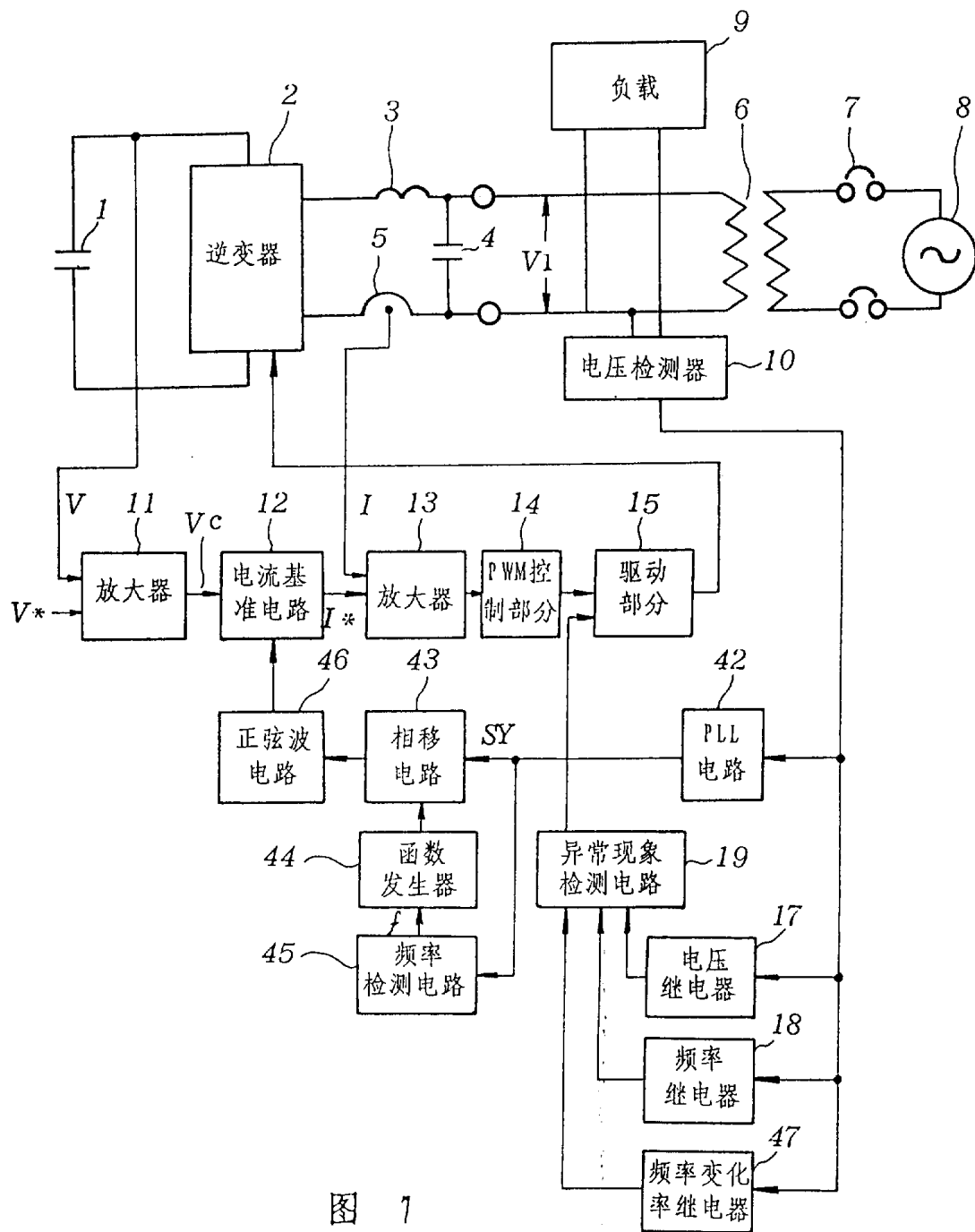


图 7

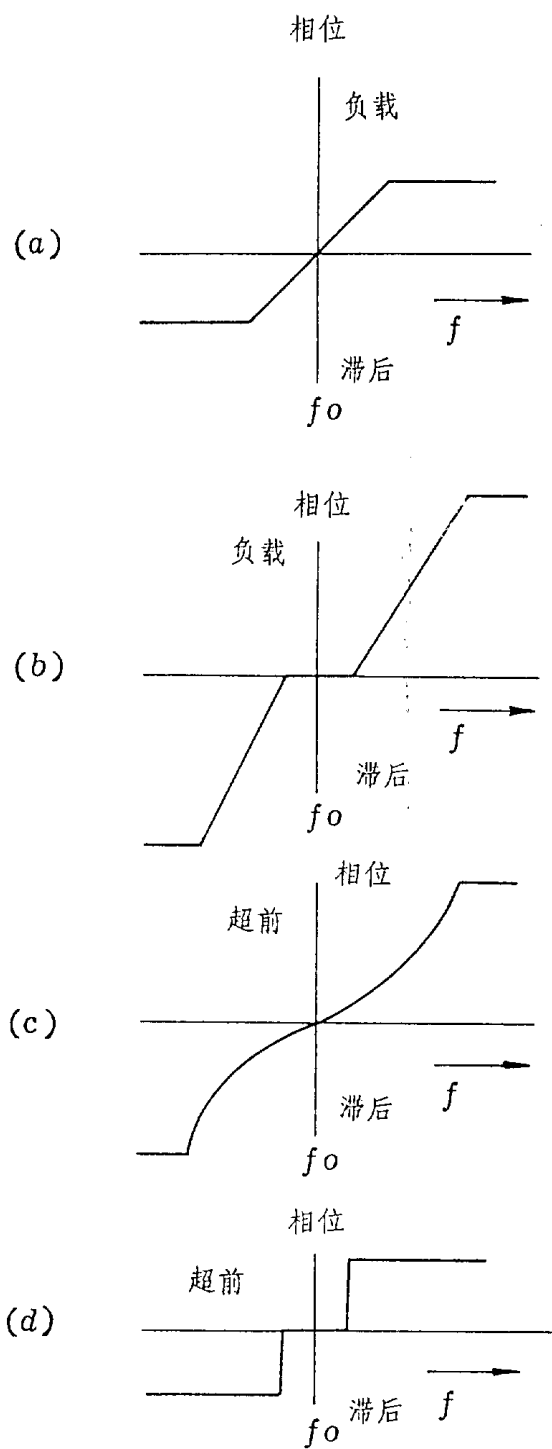


图 8

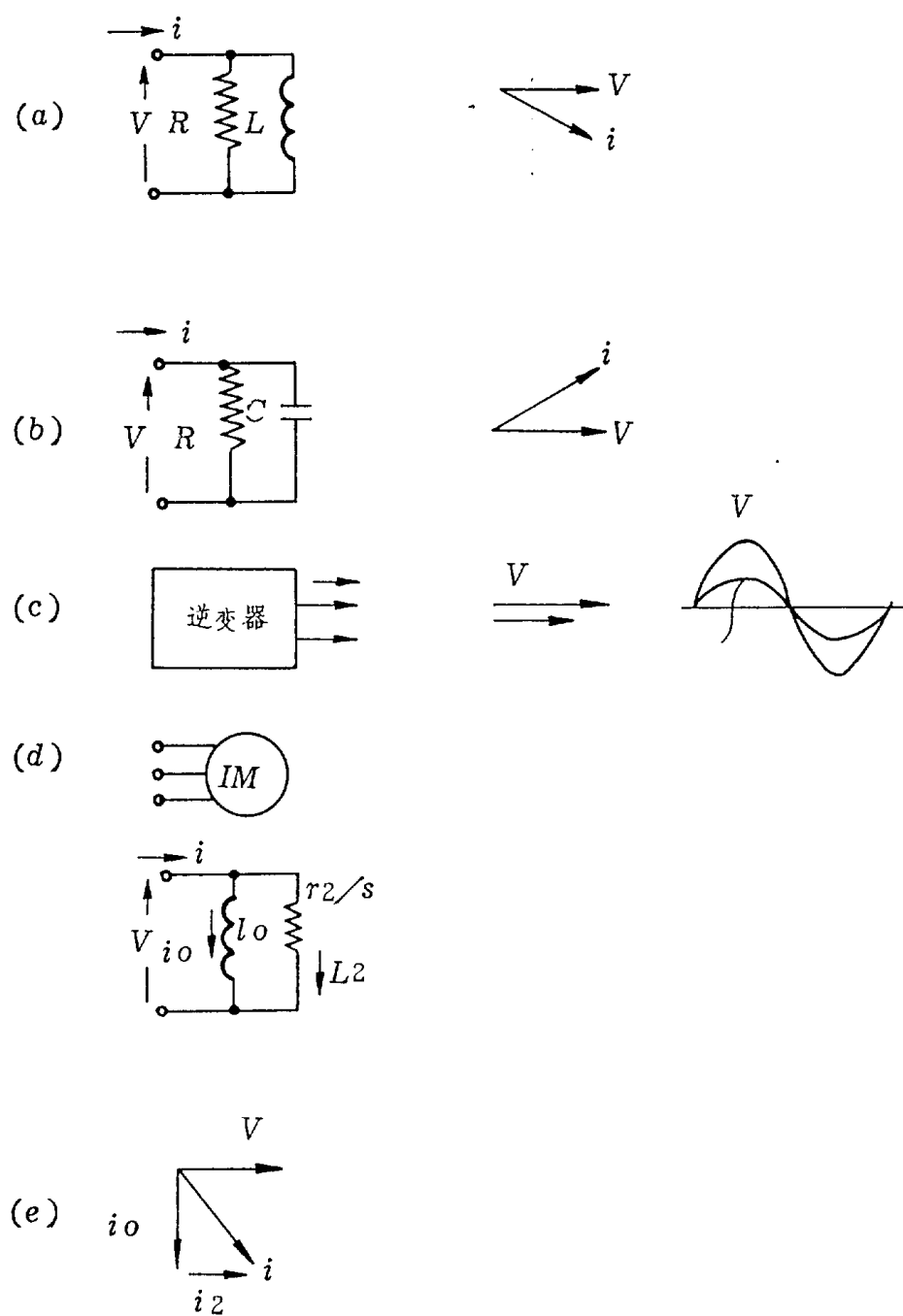


图 9

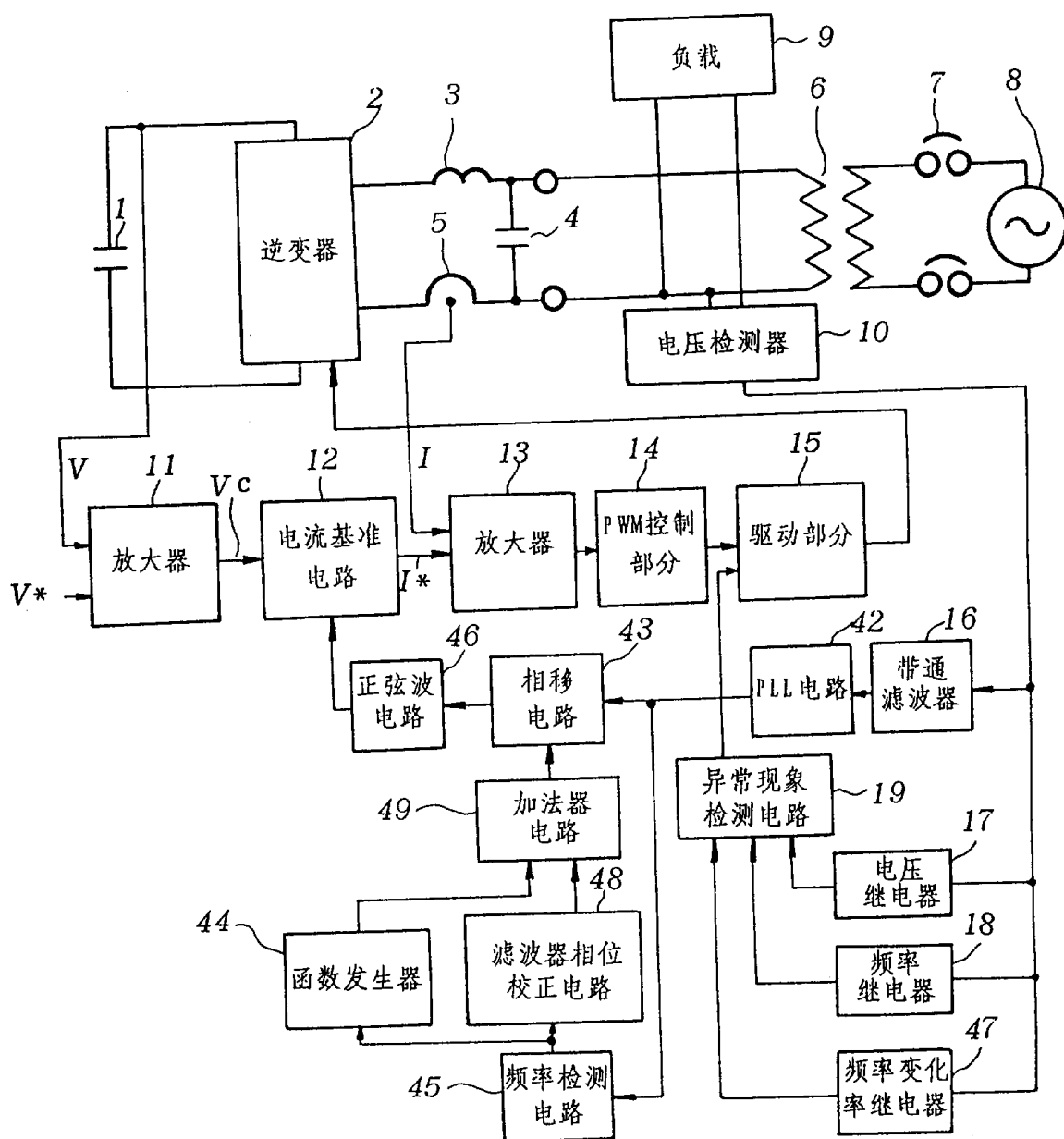
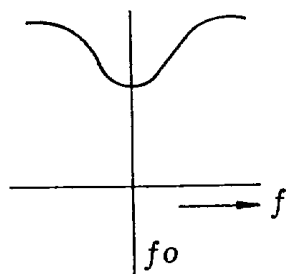


图 10

阶式滤波的增益



阶式滤波的相位

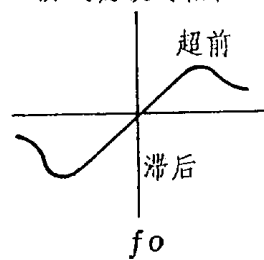


图 11

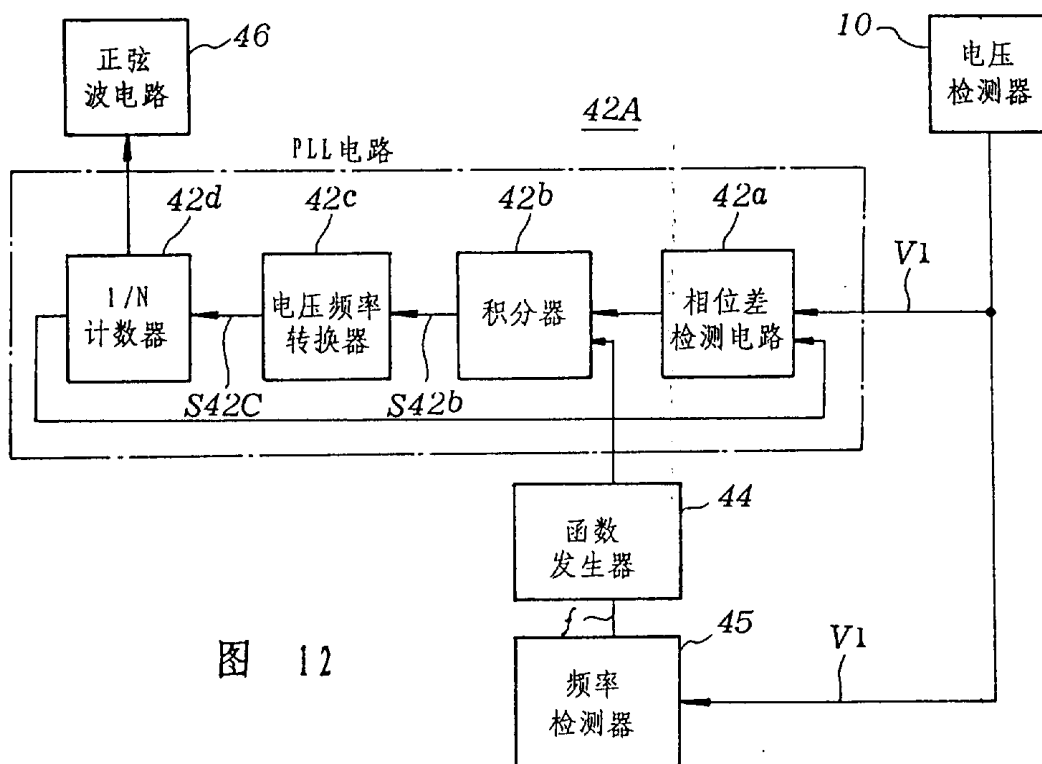


图 12

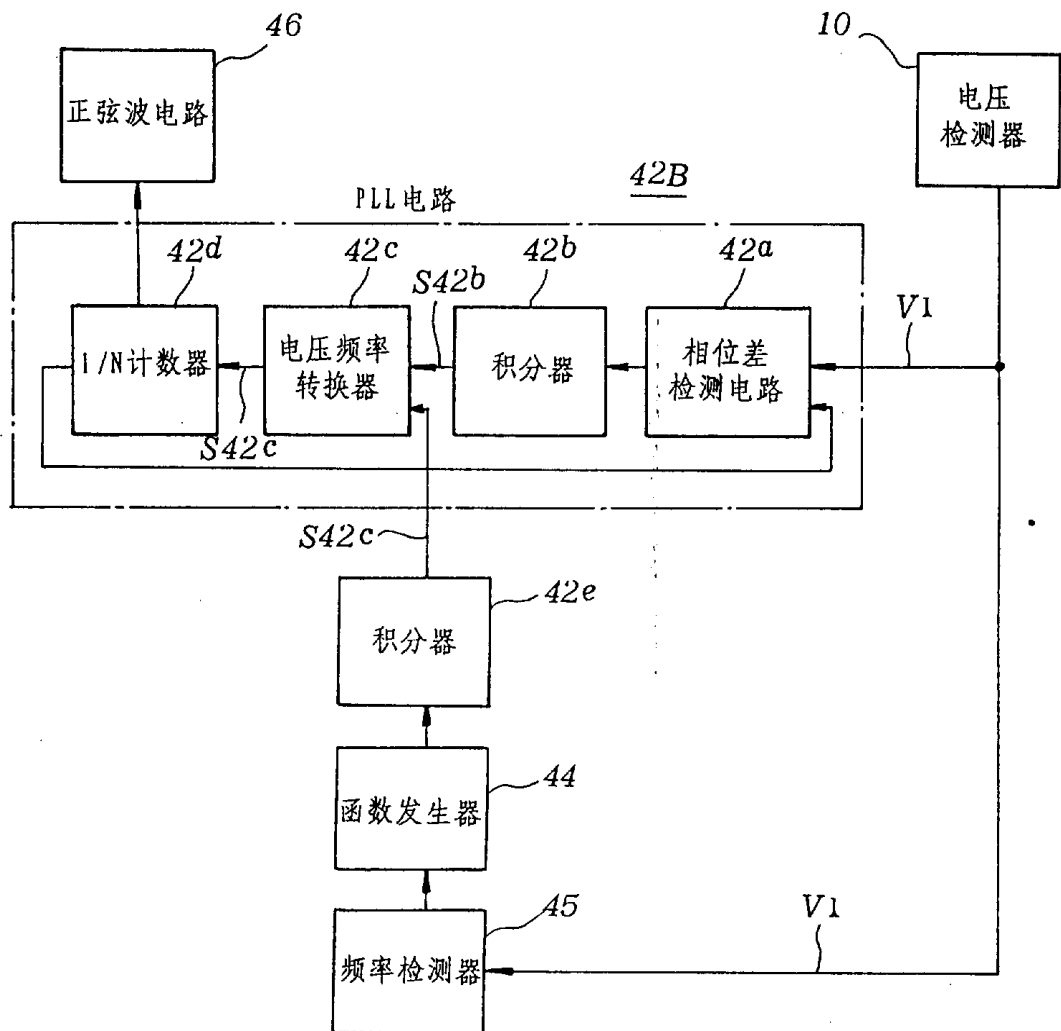


图 13

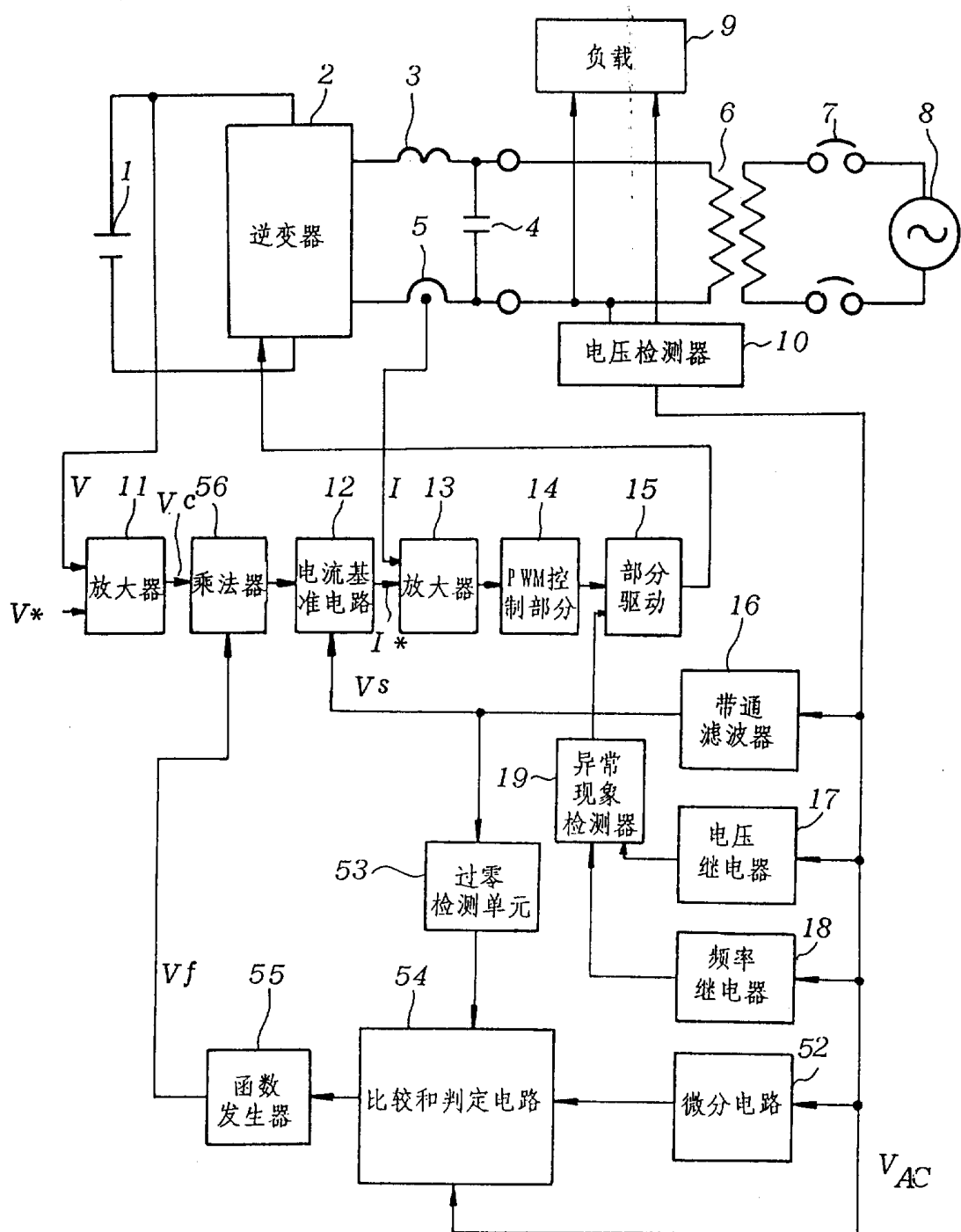


图 14

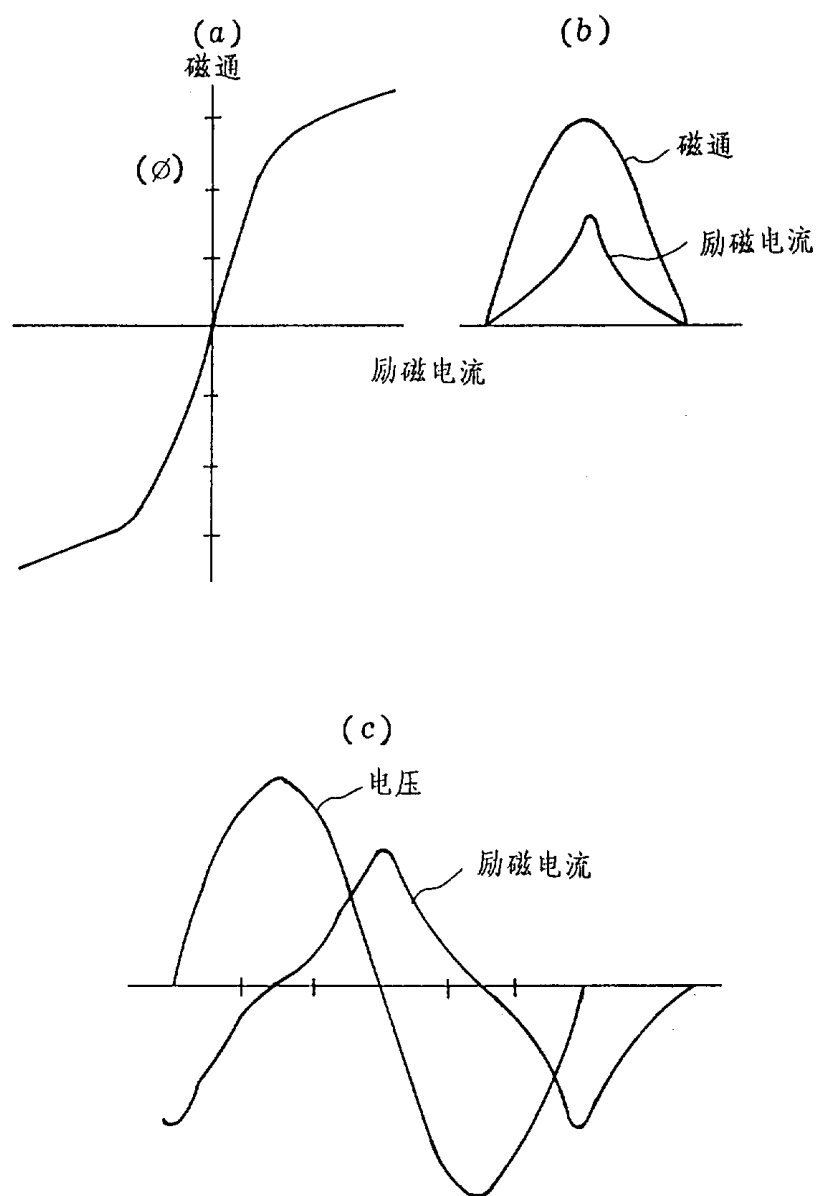


图 15

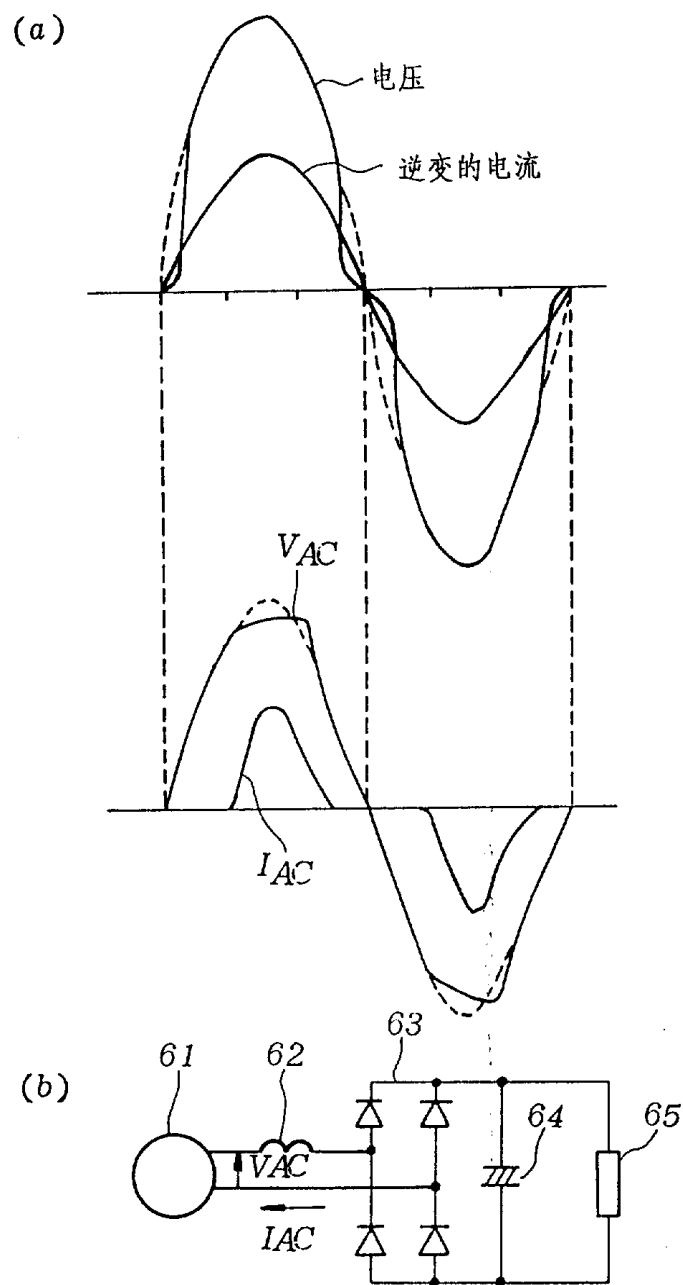


图 16

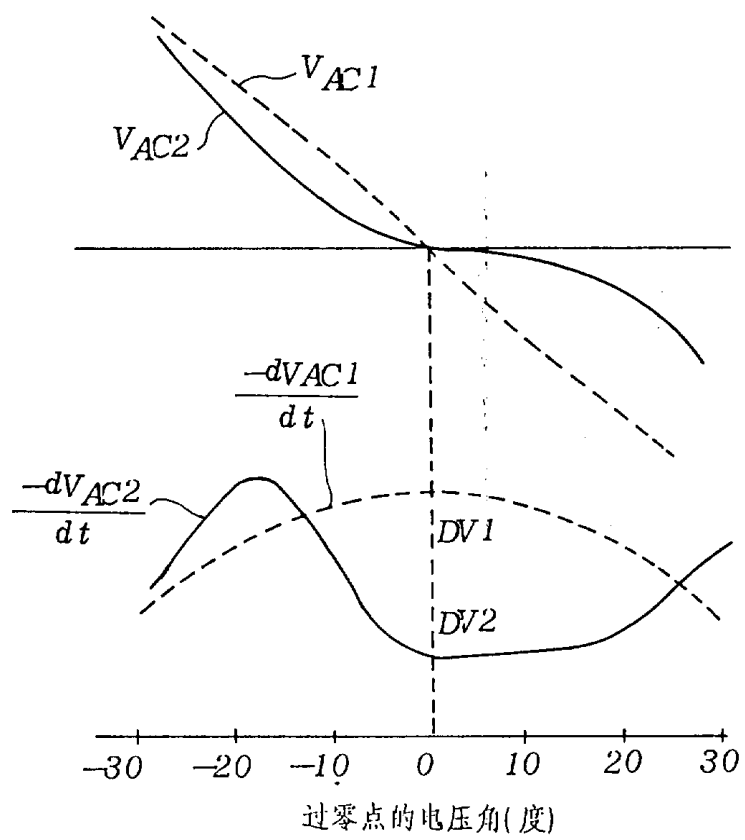


图 17

54

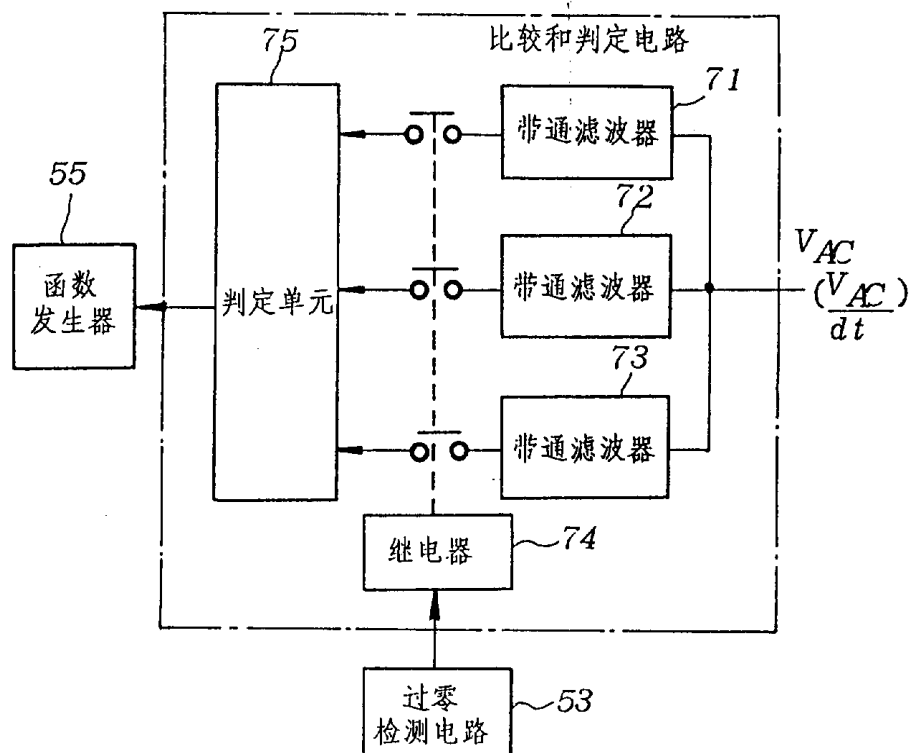


图 18

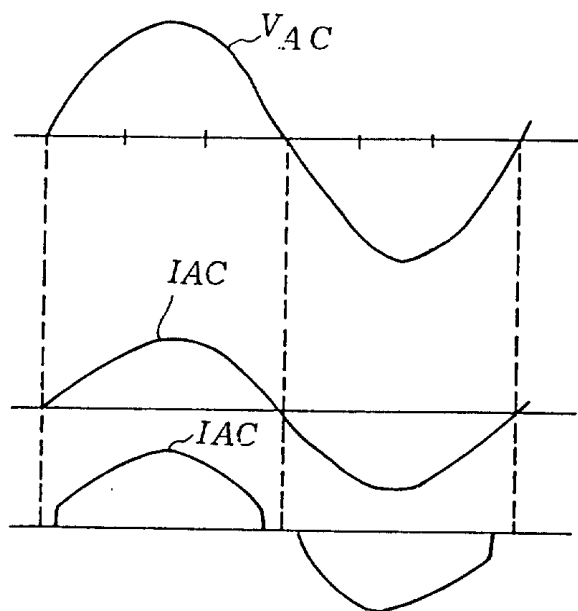


图 19

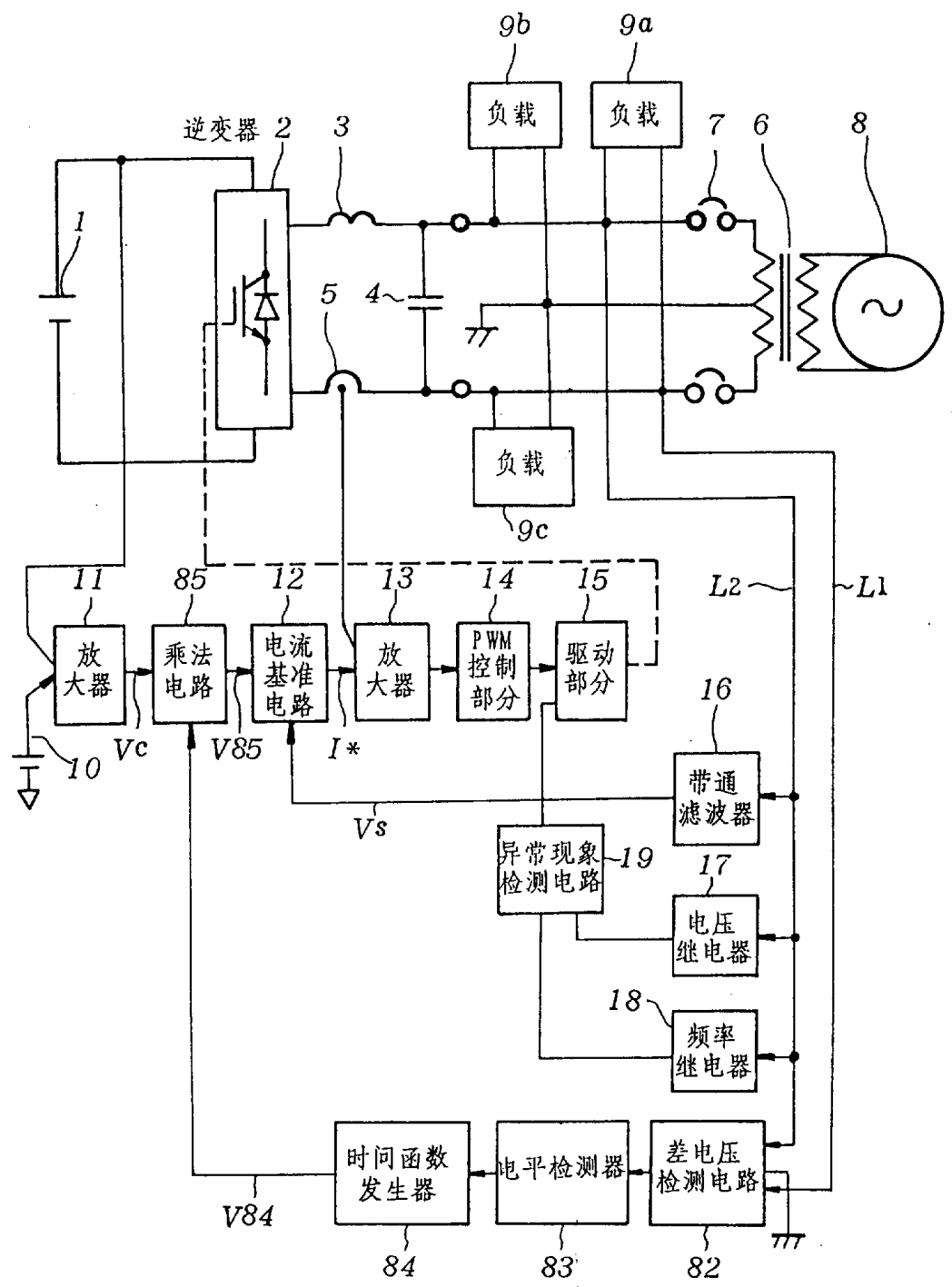


图 20

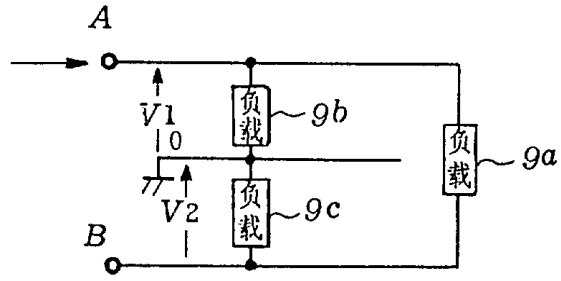


图 21

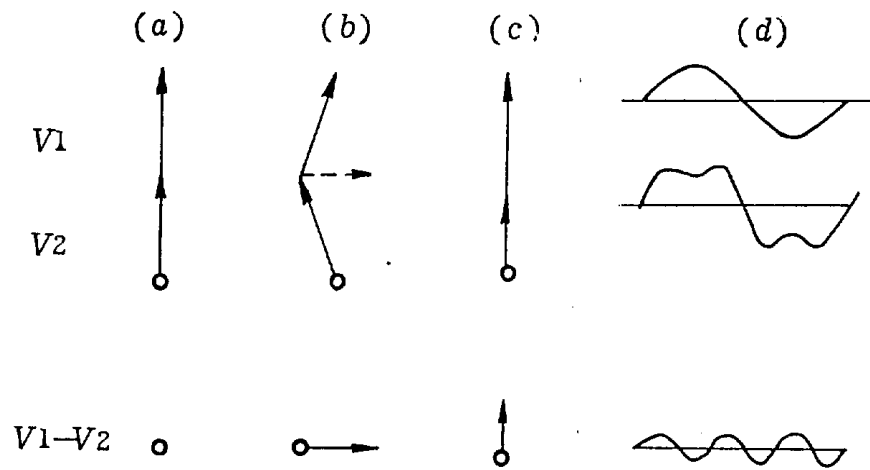
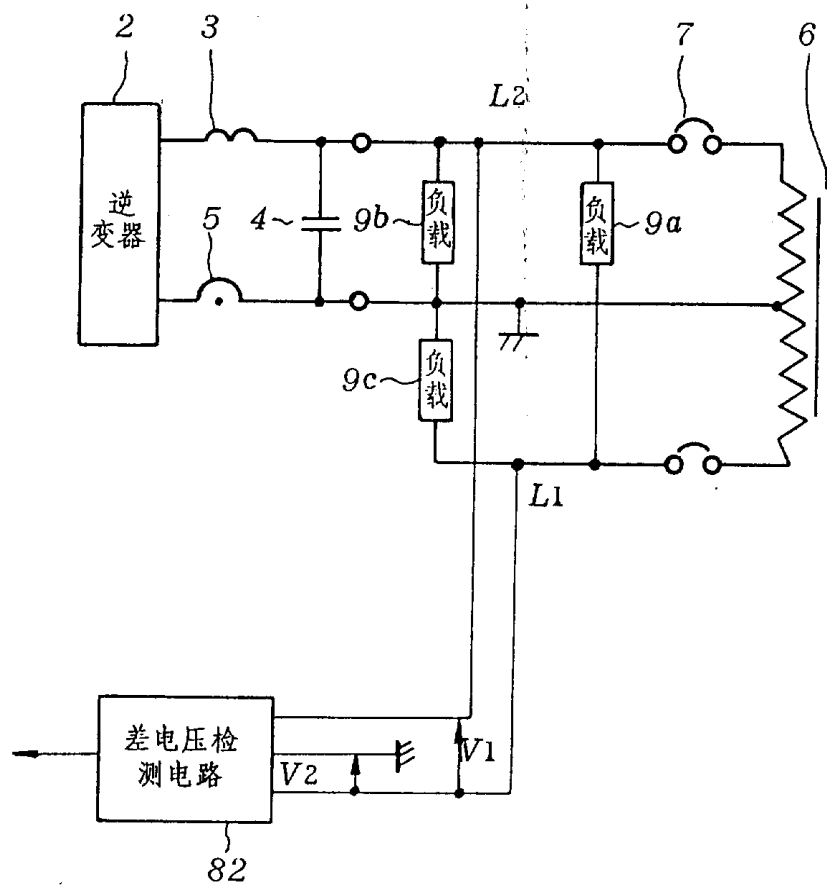


图 22



$$V_1 - 2V_2 = k$$

图 23

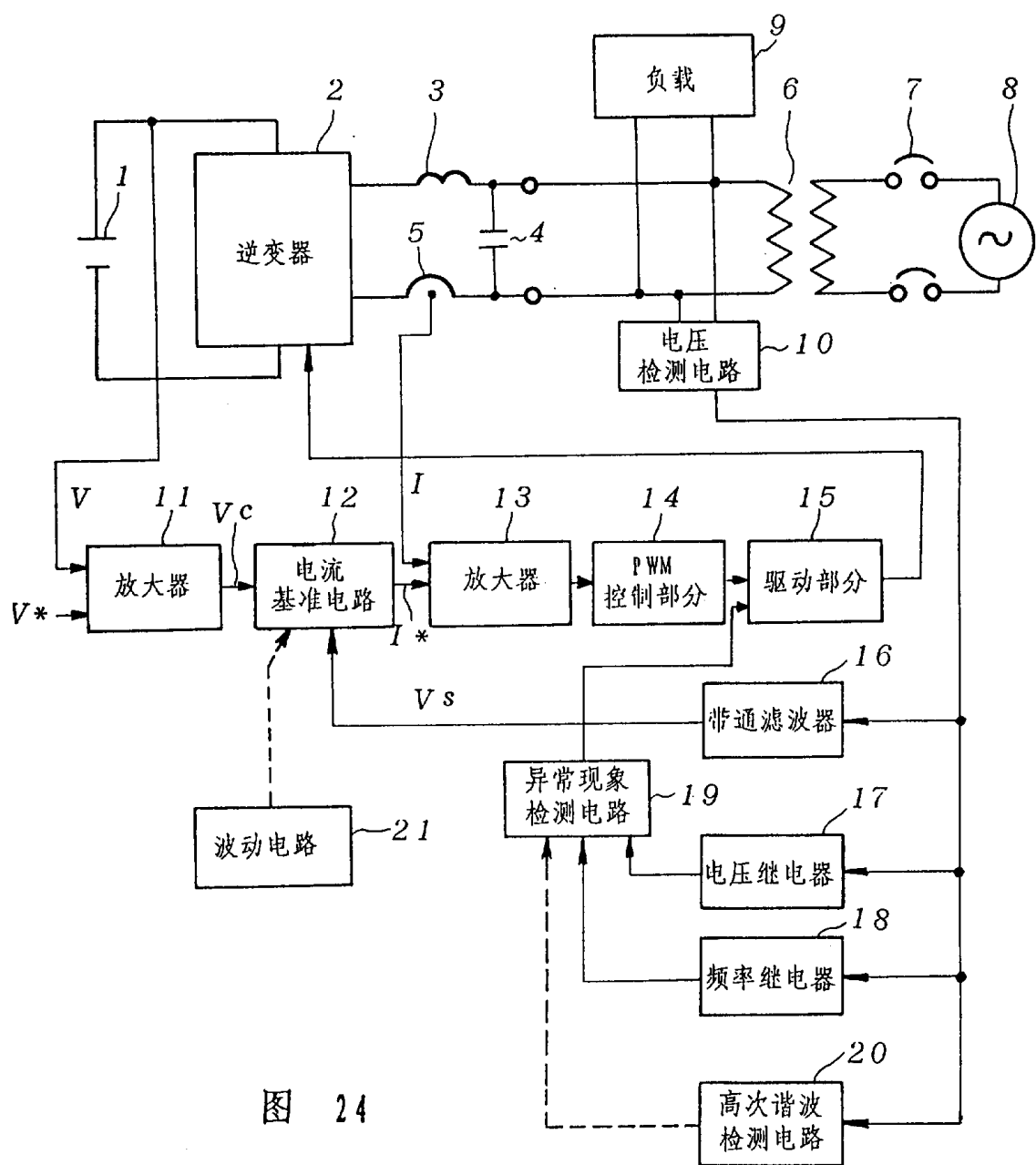
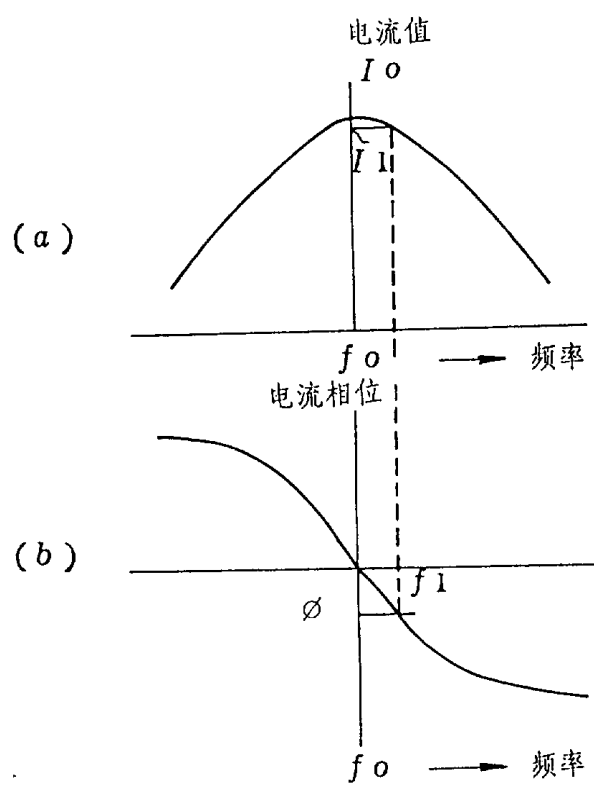
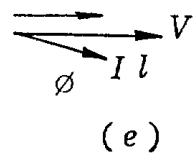
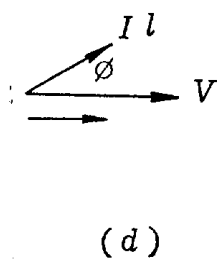
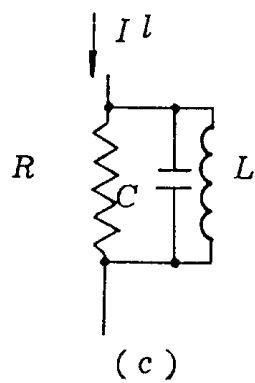
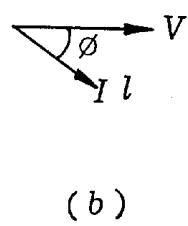
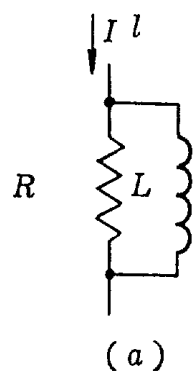


图 24



现有技术

图 25



现有技术
图 26