



[12] 发明专利申请公开说明书

[21]申请号 93107645.5

[51]Int.Cl⁵

H02P 5/28

[43]公开日 1994年2月2日

[22]申请日 93.6.25

[30]优先权

[32]92.6.26 [33]US[31]07/905,281

[71]申请人 格林技术公司

地址 美国克罗拉多州

[72]发明人 克里斯·A·里吉奥

[74]专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利代理部

代理人 姜 华

H02P 5/40

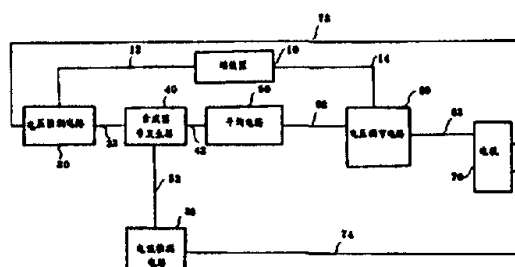
说明书页数:

附图页数:

[54]发明名称 负载敏感可变电压电动机控制器

[57]摘要

本发明提供了一种控制施加于感应电动机的电压的装置和方法。通过检测流经电机的电流并将该信号与从交流线电压和电机电压产生的信号合成来检测负载。将合成信号平均,用产生的平均信号控制调节施加于电机的电压的装置,例如相位控制积分电路装置。



(BJ)第 1456 号

权 利 要 求 书

1. 一种用来控制施加于负载的电压的方法,包括以下步骤;接收交流线电压;从交流线电压产生工作交流电压;将所述工作交流电压加到负载;产生一个是所述工作交流电压幅度的函数的第一信号;产生一个代表通过负载的交流电流的幅度的第二信号;产生一个代表所述第一和第二信号相合成的合成信号;产生一个代表所述合成信号的平均值的平均信号,调整所述工作交流电压以响应所述平均信号的变化。

2. 权利要求 1 的方法,其中所述调节所述工作交流电压的步骤包括在每个周期的一部分将所述工作交流电压的幅度低小到线电压以下,所述部分的长度是由所述平均信号决定的。

3. 权利要求 2 的方法,其中所述减小所述负载电压的步骤包括把所述平均信号输送到一个相位控制积分电路装置,所述相位控制积分电路装置产生一个控制信号,用以在每个周期的所述部分中断线电压向负载的传输。

4. 权利要求 1 的方法,其中产生所述平均信号的步骤包括将所述合成信号输入到一个整流电路并对所述合成信号进行整流,并进一步包括将所述整流电路的输出输入到一个积分电路,因而对所述合成信号进行积分以产生所述平均信号。

5. 用以控制施加于负载的电压的方法,包括以下步骤:接收交流线电压;通过在每个周期的一部分内切断施加于负载的交流线电压来从交流线电压中产生工作交流电压,从而工作交流电压的均方根值低于线电压的均方根值;将工作交流电压施加于负载;产生第一信号,它是施加于负载的所述工作交流电压的瞬时幅度的函数;产生第二信号,它代表流过负载的交流电流的瞬时幅度;产生一个代表所述第一和第二信号相合成的合成信号;将所述合成信号积分,产生一个平均信号;响应代表所述合成信号的平均值的所述平均信号,通过改变交流线电压周期的部分来调节工作交流电压,在该部分内施加的电压被切断。

6. 用于控制施加于负载的电压的装置,包括:用于接收交流电压的端装置;用以从交流电压产生工作交流电压的装置;用来将所述工作交流电压施加于负载的连接装置;电压检测装置,用以产生是所述工作交流电压的幅度的函数的第一信号;电流检测装置,用以产生代表流经负载的交流电流的幅度的第二信号;信号合成装置,用以产生代表所述第一和所述第二信号相合成的合成信号;信号平均装置,用以产生代表所述合成信号的平均值的平均信号;交流电压调节装置,用以调节工作交流电压以响应所述平均信号。

7. 权利要求 6 的装置,其中所述交流电压调节装置包括电压减小装置,它在每个周期的一部分切断线电压,该部分由所述平均

信号决定。

8. 权利要求 7 的装置,其中电压减小装置包括一个相位控制积分电路装置,所述相位控制积分电路装置响应于所述平均信号以产生一个控制信号,该控制信号用以在每个周期的所述部分切断线电压向负载的传送。

9. 权利要求 8 的装置,其中所述信号平均装置包括一个与所述信号合成装置相连接的整流电路以及一个与所述整流电路相连的进而和交流电压调节装置相连的积分电路。

10. 一种控制施加于负载的电压的装置,包括:接收交流线电压的装置;通过在每个周期的一部分减小施加于负载的交流线电压来从交流线电压中产生工作交流电压的装置;把所述工作交流电压施加于负载的装置;电压检测装置,用以产生一个是所述工作交流电压幅度的函数的第一信号;电流检测装置,用以产生代表流经负载的交流电流幅度的第二信号;信号合成装置,用以产生一个代表所述第一和所述第二信号相合成的合成信号;信号平均装置,用以产生一个代表所述合成信号的平均值的平均信号;交流电压调节装置,它通过改变周期的所述部分调节所述工作交流电压的产生,在所述部分中,减小施加的电压以响应所述平均信号。

说明书

负载敏感可变电压电动机控制器

本发明一般涉及控制感应电动机的领域,尤其涉及一种用于节省感应电动机运行时的能量的装置。

交流感应电动机使用已变得普及了。许多常用的设备和许多住宅及工商业的装置使用的设备都采用了这种电动机。电动机通常和当地电力公司提供的输电线连接,输电线的电压随时间和地点有很大的变化。感应电动机一般以一个相对恒定的速度运行,在一定的工作电压范围内,此速度不受加到电动机上的交流电压的影响。

不幸的是,当感应电动机空载运行时,使用很大的功率。须特别指出,电动机电流通常是恒定的,并且取决于施加到电动机上的电压。因此,当电动机空载时,希望减小加在电机上的电压,从而减少电机消耗的能量。然而,大多数电机是在电力线电压下运行的,使用者不能调节该电压。即使在电压可调的地方,也很难随着负载的变化,迅速地进行必要的调整。

感应电机的能量消耗由给定时间内加在电机端子上的瞬时交流电压与流经电机的瞬时交流电流乘积的积分来确定。一般的交流线电压是正弦的。人们知道,对感应电机施加正弦输入会产生交流电压

和交流电流,它们具有相同的正弦波形,但时间上有偏移。在电压和电流之间的时间偏移叫做相移或相差,并且一般用一个角度来表示。因此,对于一个恒定的电压和相对恒定的电流,感应电机的功率消耗用 $VI\cos\phi$ 来表示。其中, V 是加在电机上的交流电压的平均值, I 是流经电机的交流电流的平均值, ϕ 是电流和电压之间的相差。 $\cos\phi$ 有时被称为“功率因素”。因此,功率消耗与加于电机的交流电压和流经电机的交流电流之间的相差有关。众所周知,在感应电机的电流和电压之间的相差以及功率消耗随着施加于电机的负载的变化而变化。然而,当电机空载时,功率因素仍很大,从而造成由于相当大的电流流经电机而产生的较大的能量浪费。尽管从理论上讲,具有恒定负载的感应电机可具有最大效率,但是,在应用中,即使不是绝大多数,也是许多电机含有随时间变化的负载。

在现有技术中,一种用于减少感应电机的能量消耗的方法被称为功率因素控制或 *PFC*。通过测量电压与电流之间相差的变化,可测量出功率消耗的变化进而测量出外加负载的变化。现有技术中的这种 *PFC* 方法包括测量出电流和电压之间的相差和使用这一测得的信息在每个交流周期的某个部分中断施加于电机的线电压。通过响应电流和电压之间相移变化而改变交流电压中断时间,有可能调整外加电压的 *RMS* 值。因此,当电机负载轻时,即 ϕ 大时,*RMS* 电压就会减小。另一方面,当电机满载时,即 ϕ 小,*RMS* 电压就增大,即外加到电机上的线电压中断将减到最小或消除。

使用这种 *PFC* 方法的装置的实例已由 *Nola* 在美国专利 No. 4,052,648 中公开。*Nola* 指出,测量出电压和电流的相差并用所测得的信息利用三端双向可控硅(*TRIAC*)来控制电压加于感应电机的时间。众所周知,三端双向可控硅是用一个控制极来控制的能中断外加于电机的电压的装置。*Nola* 采用一个有中心抽头的变压器来测量外加于电机上的电压,该变压器的初级线圈与电机并联。中心抽头变压器(*center tap transformer*)从它的次级端点输出两个反相位的电压信号。这两个电压信号接着通过一个方波整形器,当交流电压为正值时均为高值,交流电压为负值时均为低值。这种波形排除了所有幅度的信息而只保留极性信息。

同时,用第二个变压器测量电流,它的输出也通过一方波整形器。接着,将方波输出微分,产生一系列的脉冲,它表明在零点处电流转换方向的时刻。这些点被称为零点交叉点。将这些脉冲送入单冲击电路(*one-shot circuit*),它产生一个方波输出。接着,将电压方波和电流方波相乘。产生的矩形波由脉冲组成,脉冲的宽度与电流和电压方波之间的相差有关。然后将该信号积分,监测其输出。如果负载减少,电流电压的相差就会变化,脉冲宽度也会变化。这种变化引起控制极控制电路在每个交流周期的较长的部分里关断三端双向可控硅,从而减小了施加于电机上的 *RMS* 电压和能量消耗。

可以相信所描述的这种装置在实际中没有能很好地运行。在商业上也没有成功。这个问题可能的解释是装置的复杂性。尽管作出

很多的努力去减少这种复杂性,但据发明人所知现有技术的功率因素控制系统还没有克服这些难题。

Nola 在美国专利 No. 4,266,177 中提出了试图解决专利'648 中描述的装置的复杂性的一个例子。在第二种专利 No. 4,266,177 中,*Nola* 提出了一种依赖于使用不同的电路来监测电流和电压之间相差的系统。*Nola* 的第二种方法包括分别从外加于电机端子的交流工作电压中和通过电机的电流中产生第一和第二方波信号。接着将这些方波信号相加并积分产生一个信号,把该信号传送到一个运算放大器的正向输入端。信号的边沿被检测并用以同步一斜波发生器。将斜波发生器的输出传送到该同一运算放大器的反向输入端。运算放大器的输出是相加的信号的平均值和斜波发生器产生的值的差值。电流和电压间的相差用相加信号的宽度测量。较宽的脉冲产生较大的积分输出,它被传送到运算放大器中。因此,相差的增加会使运算放大器产生较大的差值信号。这个差值信号用于控制一个控制加到电机的交流电压的三端双向可控硅。

该装置仍依赖于从测得的电压和电流信号中去除幅度信息,并需要用复杂的电路完成对外加于电机电压的控制。而且,可相信在专利'177 中描述的设备还没有获得商业上的成功。

大多数感应电机的设计是使它在预定的线电压下充分地运行。通常电机设计者必须假设电机将在常遇到的最低的线电压下运行。这个电压可能远远低于在大多数场合和时间所能获得的正常的线电

压。例如,电冰箱使用的电机必须能在满载时,并在“降低电压”的情况下,仍能输送足够的功率。“降低电压”情况即指供电部门在不同寻常的高用电量时,在电网的全部(或其部分)减小线电压值。线电压的变化会影响电动的运行和能量消耗。线电压的大范围变化是不期望的。不幸的是,大多数电机设计者和使用者都不能控制这些变化。人们注意到正常的线电压的波动不会导致电流和电压相位的变化。因此,现有技术 *PFC* 系统不会反映线电压的波动。

因此,需要用一种能量节省系统来控制施加于感应电机的电压,该系统结构简单,能响应于线电压的变化并为此而调整,并能响应电机负载的变化并为此而调整。

相应地,本发明的一个目的是提供一个能节约能量的改进了的感应电机控制系统。

本发明的另一个目的是提供一个用于感应电机的能量节约系统,它比现有技术更加简单。

本领域的技术人员从以下的说明书和所附的权利要求书及附图中,可以明显地看出本发明的这些目的和其它的目的。

本发明包括用于控制外加于感应电机的电压的装置和方法。此方法包括接收交流线电压。工作交流电压产生于交流线电压,该工作交流电压外加于电机上。产生一个第一信号,第一信号是工作交流电压幅度的函数;还产生一个第二信号,第二信号代表通过电机交流电流的幅度。接着,产生一种代表第一信号和第二信号的结合的合成信

号。平均此合成信号以产生一个代表该合成信号平均值的平均信号。响应于该平均信号的变化对工作交流电压进行连续调整。

本发明也提出了一种实现本发明的方法的装置。这种装置包括接收交流线电压的端装置,从交流线电压中产生工作交流电压的装置,把工作交流电压施加于电机的连接装置,产生第一信号的电压检测装置,其中第一信号是上述工作交流电压幅度的函数,用于产生第二信号的电流检测装置,其中第二信号代表流经电机的交流电流的幅度,信号合成装置,用以产生代表第一和第二信号结合的合成信号,以及信号平均装置,用以产生表示该合成信号的平均值的平均信号,最后,该装置包括用于响应该平均信号调节工作交流电压的交流电压调节装置。

在本发明的最佳实施例的装置中,交流电压调节装置包括电压减小装置,用于在每个周期的一部分切断线电压,该部分的长度由复合信号的平均值决定。电压调节装置可以包括一个相位控制积分电路装置,用于控制三端双向可控硅。该相位控制积分电路装置响应于平均信号,以产生一个控制信号,用于控制三端双向可控硅在每个周期的一部分切断向电机传送线电压。

图 1 是表示构成本发明的主要功能部件的方框图。

图 2 表示图 1 的交流电压调节装置 60。

图 3 表示图 1 的电压检测电路 20 的最佳实现。

图 4 表示图 1 的电流检测电路 30 的最佳实现。

图 5 表示图 1 的合成信号发生器 40 和平均电路 50 的最佳实现。

人们知道,根据负载的大小,调整施加于感应电动机的电压可被用来节能,为了能在大多数情况下得以应用,电压调节装置必须能迅速响应电机负载的变化。现有的检测这种变化的技术在许多场合都被证明是不可行的。因此,需要有一种结构相对简单,价格便宜,安全可靠的能量节省装置。

本发明采用新颖的装置来检测交流感应电机负载的变化,从而可调节施加于电机的电压以节省能量。以前用以检测交流感应电机负载变化的方法集中注意于测量电机电压和电机电流之间的相位差。测量这一相位差需要复杂的电路。此任务是复杂的,因为在每个周期的一部分要中断施加于电机上的电压(和电流)。本发明的装置并不依赖于测量相差。相反,负载检测是通过监测流经电机的电流、测量从此电流和施加于电机的电压得到的合成信号来实现的。这种方法传统的知识有些矛盾,即,对一给定的电压来说,流经感应电机的电流幅度被认为是不会变化的,只是相差有所变化。因此,传统的方法指出,电流和电压幅度信息是不重要的,只是相位定时信息在决定电机负载的状况时是有用的。相反,本发明则利用在现有技术中不加以考虑的幅度信息,决定电机负载状态的变化。

在本发明的另一方面中,施加于电机的电压(称为“工作电压”)是保持稳定的(对一给定负载)经不起线电压的波动。

根据本发明的电机控制器电路包括在图 1 中的方框图中表示的分电路。总图含有两个反馈环路。在第一环路中,电机 70 两端的工作交流电压由电压检测电路 20 来检测,电路 20 产生一个代表施加于电机的电压瞬时幅度的第一电压信号。在第二反馈环路中,流经电机 70 的电流由电流检测电路 30 来检测,电路 30 产生一个代表流经电机 70 的电流瞬时幅度的第二电压信号。第一和第二瞬时电压信号然后在合成信号发生器 40 处结合,产生一个合成瞬时信号,它在平均电路 50 中进行时间平均,产生一个至少在一个完整的周期内代表合成信号值的电压信号。这个平均信号控制用以中断施加于电机 70 的交流线电压从而控制施加于电机 70 上工作交流电压的幅度的电压调节电路 60。反馈到电压调节电路 60 的电压不仅响应负载的变化,也响应工作和线电压的变化。

更具体地讲,端装置 10 是用来直接接收从交流电源系统(没有表示出来),例如为一个普通的交流插座来的交流线电压。电压调节电路 60 通过交流电压连接器 14 接收从端装置 10 来的交流线电压。电压调节电路 60 调节交流线电压以产生施加于电机的工作交流电压。交流线电压被调节以使通过被调交流电压连接器 62 传送到电机 70 的功率响应于来自平均信号连接器 52、由电压调节电路 60 接收到的控制信号而变化。这种“平均”信号产生的方法在下面将详细讨论。必须注意到根据本发明的电路是结合感应电机 70 一起使用的,而感应电机 70 是脱离电机控制装置之外的单元一装置。从图中和在

此的讨论中可以看出电机控制电路和被控制的电机之间的关系。

用以控制电压调节电路 60 的平均信号是通过对两个信号的合成而产生的。通过交流电压连接器 72, 将工作交流电压传送到电压检测电路 20, 从施加于电机 70 的电压中产生第一信号。电压检测电路 20 产生第一信号, 它是工作交流电压幅度的函数。在本发明的最佳实施例中, 它代表交流线电压和工作交流电压之间的差值信号。由此, 通过交流线电压连接器 12 而接收的交流线电压和通过工作交流电压连接器 72 而接收的工作电压的之间的信号差就产生了并被整流。本领域的技术人员可认识到可产生不同的替代输出信号, 它们也是工作电压的函数。

代表流过电机的电流的幅度的第二信号的产生如下。利用电流检测电路 30, 通过电流信号连接器 74 可测量流过电机 70 的电流。通过检测流经电机的电流产生一个代表流经电机电流幅度的电压信号, 电流检测电路就产生了一个第二信号。在本发明的最佳实施例中, 由电流检测装置检测到的电机电流由电流检测电路 30 进行整流。很显然, 本领域的技术人员可认识到, 可以产生不同的输出信号, 它们也代表流经电机 70 的电流。

利用合成信号发生器 40, 从第一信号和第二信号中得到合成信号, 其中第一信号从第一信号连接器 22 得到, 第二信号从第二信号连接器 32 得到。产生的合成信号接着通过合成信号连接器 42 传送到平均电路 50, 平均电路 50 在至少一个周期内将合成信号的瞬时

值进行平均,产生一个代表该交流电压的时间平均的电压。

在本发明的最佳实施例中,通过位于合成信号发生器 40 内的电阻分压电路将这两个电压信号相合成,从而获得合成信号。最佳实施例也包含一个位于平均电路 50 内的积分电路,用以从合成信号中获得平均信号。这样产生的平均信号因此是一个代表第一和第二信号相加后的均方根值的信号,第一和第二信号分别与加到电机的电压幅度和流经电机的电流幅度有关。

根据本发明图 1 中的交流电压调节电路 60 的最佳实施例在图 2 中表示。图 2—5 出现的图 1 示出的部件的标号不变。在此分电路中,一个相位控制芯片 110 响应从平均信号连接器 52 来的信号以控制先导三端双向可控硅开关 112,进而控制主三端双向可控硅开关 114。该主三端双向可控硅 114 用来中断加于电机 70 的交流线电压,因而产生工作交流电压。

交流线电压通过未调节交流电压连接器 14 在交流电压调节电路 60 处接收,连接器 14 包括一个交流线电压导线(“交流火线”)和一个交流中线。

本发明最佳实施例的交流工作电压的调节是通过使用先导三端双向可控硅开关 112 和主三端双向可控硅开关 114 来完成的。三端双向可控硅开关是一个公知的装置,其中,施加于其控制极的小电流信号可控制在很大电压下流动的很大的电流。其控制极的脉冲能触发三端双向可控硅开关导通。在本电路中,来自相位控制芯片 110 的

施加于先导三端双向可控硅开关的控制极的信号允许电流流过先导三端双向可控硅开关 112, 该电流施加到主三端双向可控硅开关 114 的控制极上。尽管可使用一个单级三端双向可控硅开关, 但对一传送控制极控制电流能力有限的相位控制芯片来说, 使用双级三端双向可控硅开关能允许控制相对大的电流流过高功率电机。因此, 这种多级三端双向可控硅开关的配置可允许用相位控制芯片 110 的输出, 经过已调交流电压连接器 62 来控制加于电机 70 的交流电压。

从相位控制芯片 110 中产生、在先导三端双向可控硅开关的控制极上接收的控制信号脉冲控制施加到电机上的电压。在本发明的一个实施例中, *Plessey Semiconductors* 的 *TDA2088* 相位控制芯片被用作相位控制芯片 110。 *TDA2088* 芯片被设计用于在电流反馈应用中使用的三端双向可控硅开关, 也常用于小型通用电机的速度控制。

相位控制芯片 110 要求在电压输入管脚 132 外加 $-12V$ 的电压, 在 $0V$ 参考管脚 142 加 $0V$ 参考电压。这些电压用以给芯片供电, 并在 $-5V$ 参考管脚 124 处产生 $-5V$ 参考电压。这个电压用电源分电路从交流线电压中获得, 它的产生如下。电阻 164 和电容 162 串联连接到交流火线 14 的交流线电压上, 以把经滤波的电压提供到二极管 160 和 158, 它们只允许交流线电压的负半波通过。电容 178 用以平滑电压输入管脚 132 的电压, 齐纳二极管 180 将该管脚的电压箝制为 $-12V$ 的值。

相位控制芯片 110 在输出管脚 134 处提供一信号脉冲施加于三端双向可控硅开关的控制极。相位控制芯片 110 具有一个内部斜波发生器,将其值和施加到程序输入管脚 122 处的电压相比较。当二者相等时,就触发一个输出脉冲。斜波发生器有两个输入接线。首先,脉冲定时电阻输入管脚 126 通过脉冲定时电阻 152 接到-5V 参考电压上。接着,脉冲定时电容输入管脚 144 通过脉冲定时电容 148 接地。选择脉冲定时电阻 152 和脉冲定时电容 148 的值以确定斜波信号的坡度。

除了上述描述的相位控制芯片 110 的支持电路以外,还含有一个热敏开关 150。热敏开关 150 连接在地和平均信号连接器 52 之间,连接器 52 把来自平均电路 50 的平均信号传送到相位控制芯片 110 的程序输入管脚 122 中。当系统过热时,热敏开关 150 就使外部程序输入管脚 122 接地。在电路过热的情况下,这样就关闭了电机以保证安全。

此外,电阻 174 和电容 176 用作“缓冲器”(snubber)网络,它提高了主三端双向可控硅开关与感性负载工作的能力。如果没有这样的缓冲器网络,由于所加压的迅速变化会引起三端双向可控硅开关的误动作。缓冲器网络抑制主三端双向可控硅开关 114 的电压增加,以保证可控硅的导通平稳和正确。

图 3 图示了图 1 中的电压检测电路 20 的最佳实现。在此最佳实现中,用交流线电压减去加于电机 70 的工作交流电压,就产生了差

值信号。接着用移相电容 220 将差值信号滤波并用电压信号整流器 250 整流就产生了第一信号,它代表着工作交流电压和交流线电压。

详细地说,交流线电压在交流线电压连接器 12 处接收,并通过电阻 202 传送到运算放大器 210 的非反向输入端。同样地,工作交流电压在外加交流电压连接器 72 处接收,并通过电阻 204 传送到运算放大器的反向输入端。电阻 206 与 $-5V$ 的电压相接,电阻 208 接到运算放大器 210 的输出端。运算放大器 210 构成一个差分放大器。因此,选取电阻 202 和电阻 204 的阻值相同,选取电阻 206 和电阻 208 的阻值也相同。

移相电容 220 位于运算放大器 210 的输出端和电压信号整流器 250 之间。该电容调节运算放大器的输出信号,以便向电压信号整流器提供一个更均匀的似均方根 (*homogenous rms-like*) 交流值。

电压信号整流器 250 含有一个反向运算放大器 230,通过使用具有相同阻值的电阻 224 和电阻 222,它具有单倍的增益。对于来自相移电容 220 的交流信号的负值部分,此信号输入到运算放大器 230 的反向端,反向运放的输出因此是来自运放 210 的被移相交流信号的一个反转量。电阻 224 提供反馈。该反转的信号通过二极管 228 和电阻 232 并进入运放 240 的反向输入端。对于从移相电容 220 传送来的交流信号的正值部分,二极管 228 阻断反向运放 230 的输出信号的传送,正值部分直接通过电阻 234 进行传送。因此,施加于运放 240 的反向输入端的信号是来自移相电容 220 信号输入的整流

形式。运放 240 放大该被整流的信号,其增益为电阻 242 和电阻 232 的比值。接着,将此放大的整流信号传送到第一信号连接器 22。

图 4 表示了图 1 中的电流检测电路的最佳实现。利用电流检测电阻 310 可检测出流经电机 70 的电流,它能产生一个响应瞬时电流幅度的瞬时电压信号。然后用电流信号整流器 350 将产生的电压信号整流以产生第二信号,此信号因此而表示流经电机 70 的电流。

电流检测电阻 310 具有一个与电流信号连接器 74 相接的第一输入端 302 和一个与交流中线相连的第二输入端 304。电流检测电阻器 310 具有一个通过电阻 312 与差分运放 320 的非反向输入端相接的一个第一输出端 306 和一个通过电阻 314 与差分运放 320 的反向输入相连接的一个第二输出端 308。此外,电阻 316 和 318 分别和差分运放 320 的非反向输入和反向输入端相连接。电阻 312,314,316 和 318 选择为相同的阻值,以便相等地分流检测的电流。选择反馈电阻 324 的阻值以使电阻 324 与电阻 314 的比值能产生所需的增益。

差分运算放大器 320 的输出端通过电阻 334 与积分运算放大器 330 的反向输入端连接。通过在其反馈环中使用电容 326,积分运放被构成一个积分器。积分运放 330 的非反向输入端接到 $-5V$ 上。积分运放 330 的输出与差分运放 320 的非反向输入端相连接。积分运放 330 的输出用以补偿施加于差分运放 320 的输入端的输入信号的共模直流漂移。由于输入信号的交流成分非常小,这种漂移很难处

理,因此,差分运放 320 可放大直流部分的波动。积分运放 330 的输出对这种波动进行补偿,因此防止了这些波动被放大。

差分运算放大器 320 的输出端还与电阻 336 相连。电阻 336 将差分运算放大器 320 的输出与地相连,以抑制信号极性转变产生的交叉噪声。

电流信号整流器 350 含有一个反向运算放大器 340,通过选择相同电阻值的电阻 338 和电阻 348,可获得单倍的增益。对于从差分运放 320 传送的交流信号的负值部分,该信号被加到反向运算放大器 340 的反向输入端。反向运放的输出是来自差分放大器 320 的信号负值部分的反向,因而是正的形式。反馈使用电阻 354。经过反向的信号经过二极管 334 和电阻 346 并进入反向运放 360 的反向输入端。

对于从差分运放 320 送来的交流信号的正值部分,二极管 344 阻断对来自反向运放 360 的输出信号的传送,同时,正值部分直接通过电阻 354 进行传送。因此,施加于反向放大器 360 的反向输入端的信号是从差分放大器 320 产生的信号的整流形式。

从开关 370 中选择电阻 372,374,376 和 378 中的一个,可衰减产生的信号。这些电阻具有不同的阻值,开关 370 的设置是让使用者来选择最适合所使用的电机 70 的电机功率特性的阻值,大电阻适合低功率的电机。如果电阻设置过高,则电机控制器就会对电机负载的变化反应过度。同样,如果电阻过低,电机控制器就不会快速响应

电机负载的变化,因此,就不会最优地节省能量。另外,根据本发明的装置可使用一系列电阻,在预定的马力范围内操作感应电机。

如上所述,反向运算放大器 360 的反向输入端接收来自差分放大器 320 的整流信号。反向运放 360 的非反向输入端连接到 $-5V$ 参考电压。反向运算放大器 360 放大整流信号。放大增益由电阻 376 和 346 阻值的比值决定。然后,经放大的整流信号通过二极管 374 和电阻 378 传送到第二信号连接器 32 上。二极管 382 用于将第二信号箝位于所希望的范围内。必须防止大电压经过第二信号连接器 32 和合成信号发生器 40 而进入平均电路 50,因为大电压会对以下将讨论的平均电路 50 的实施例中的积分电容过量充电。这种大电压可能发生在由电路控制的启动负载的过程中。

图 5 表示了图 1 中的合成信号发生器 40 的最佳实现和平均电路 50 的最佳实现。合成信号发生器 40 包含一个由电阻 410,420 和 430 及节点 432 组成的电阻分压网络。合成信号发生器 40 通过第一信号连接器 22 接收第一信号,通过第二信号连接器 32 接收第二信号。第一信号连接器 22 通过电阻 410 与节点 432 相连,第二信号连接器 32 通过电阻 420 与节点 432 相连。在连接节点 432 处产生的合成信号的值由电阻 410 和电阻 420 的值以及第一和第二信号的值决定。通过选择相同阻值的电阻 410 和电阻 420,在节点 432 处的合成信号就变为第一信号和第二信号的瞬时平均值,值为两者和的一半。使用电阻 410 和电阻 420 其它的阻值,可改变在产生的合成信号中

第一信号和第二信号的相对加权值。设定值电阻 430 用以影响合成信号的平均值以使其和平均电路 50 所希望的工作范围相匹配。

产生的合成信号接着通过混合信号连接器 42 传送到平均电路 50。如上所述,平均电路提供合成信号的时间平均。合成信号是一个瞬时交流电压信号,而平均信号是一个代表在与交流信号的周期相应的周期内,合成信号的时间平均的电压。因此,平均信号比合成信号变化得更慢,它只随着负载或交流线电压的均方根值而变化。

平均信号的产生过程如下。把合成信号连接器 42 接到积分运算放大器 440 的反向输入端 444。积分运放 440 的非反向输入端 442 接到 $-5V$ 的电压。积分运放 440 的反馈网络包括与设置在积分运放 440 的反向输入端 444 和输出端 446 之间的串联连接的电阻 460 和电容 452 并联的电容 448。选择电容 448 和 452 以及电阻 460 的具体数值以提供对合成信号的正确放大以及提供适合预期的负载环路动态特性的时间常数。这个时间常数决定了电机控制电路对负载变化的响应,因此,被选择得能提供对负载变化的快速响应,同时提供对合成信号交流值的平滑平均。

平均电路 50 还包含一些附加的元件用以改进其工作性能并使其符合图 2 中的相位控制芯片 110 的输入要求。电阻 472 和二极管 480 与运算放大器 482 的完美二极管组合能保证来自积分运算放大器 440 的输出端 446 的结果平均信号处于期望的电压范围内。该包含有运算放大器 380 和二极管 382 的完美的二极管电路,把传送到

平均信号连接器 52 的信号箝位于最小值 $-5V$,并适合于驱动积分运算放大器 440 的高阻抗输出。电阻 474 和电容 484 用于在平均信号进入平均信号连接器 52 之前将它进行滤波。

根据以上的描述,可以理解根据本发明的电机控制器电路的工作原理。如果电机 70 上没有加载,可以期望一个给定马力的电机能按与施加电压的预定关系产生电流。在电流信号整流器中的开关 370 因此而选择出合适的阻值以适合于使用的特定电机 70。可选择其它各种的电阻、电容和参考信号电压以保证没有加载的系统在对电机 70 施加约 60 伏的电压下能稳定地运行。

给电机 70 加载时,所加于电机上的电压仍保持在未加载时的值。因此,通过电压检测电路 20 测量的电压仍保持不变,这就导致在第一信号连接器 22 上的第一信号不会变化。但是,电机 70 电流则发生变化。因此,电流检测电路 30 将相应地改变在第二信号连接器 32 处的第二信号。接着这些信号通过合成信号发生器合成起来并被平均电路 50 平均。通过将第一和第二信号的和进行积分可获得平均值。这一平均信号的值随负载的增加而增加。该平均信号通过程序输入管脚 122 而成为相位控制芯片 110 的输入。在程序输入管脚 122 处的信号控制着相位控制芯片 110 在三端双向可控硅开关控制极输出管脚 134 上的输出。负载的增加会导致三端双向可控硅开关控制极输出管脚 134 提前触发,从而导致先导三端可控硅开关 112 的提前触发。先导三端可控硅开关 112 控制着决定施加于电机 70 的

电压的主三端可控硅开关 114。当施加于电机 70 的电压增大时,合成信号的平均值稳定,因而电机控制电路就稳定在一个新的平衡状态,并使电机 70 有效地运行。

相反,交流电压的变化导致从电压检测电路 20 产生的输出信号成比例的改变。这种变化导致由合成信号发生器 40 产生的合成信号的成比例变化,进而导致平均电路 50 产生的平均信号的成比例变化。这种变化不论是由电压差引起的,即由第一信号引起的,还是由电流变化引起的,即由第二信号引起的,电压调节电路 60 对这些变化的响应显然都是相同的。因此,前面段落的讨论适用于对线电压变化的响应。

本发明的部件的特定最佳实施例已在上面进行了阐述,从以上的说明和附图中,本领域的技术人员显然可发现,除了上面所描述和所图示的内容之外,本发明可做不同的修改。这些修改会落入附加的权利要求书限定的范围。例如,可使用别的相位控制芯片来代替在此所述的 *Plessey* 芯片。比如可使用 *Plessey TDA2086* 芯片。同样,一个“定做”的集成电路芯片也可以包含在此公开的大多数整体电路。除此之外,虽然本发明在此阐述使用感应电机,本领域的技术人员可看出能够使用其它不同种的负载,例如电阻负载。相应地说,本发明仅限于以下权利要求书的范围之内。

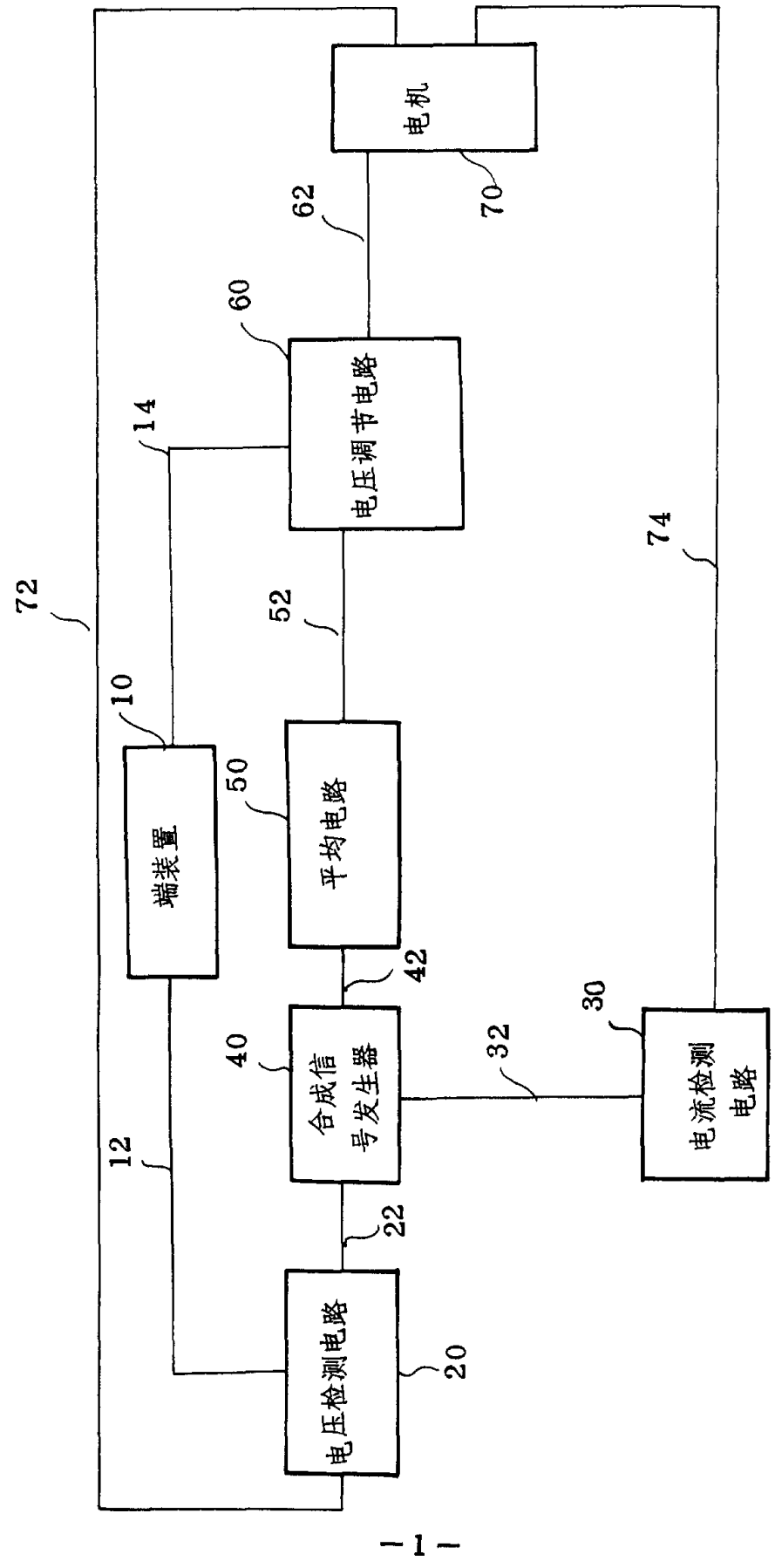


图 1

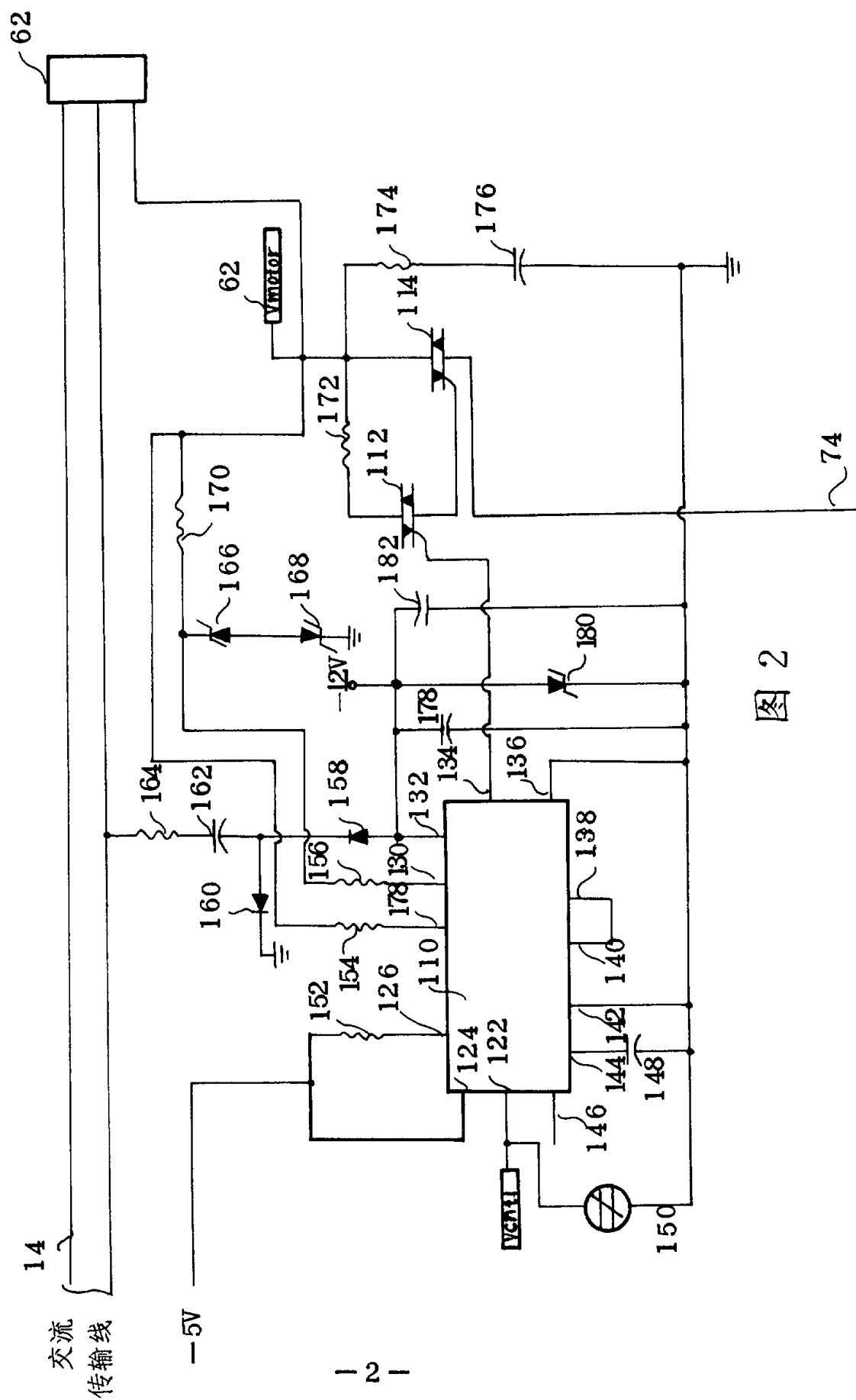


图 2

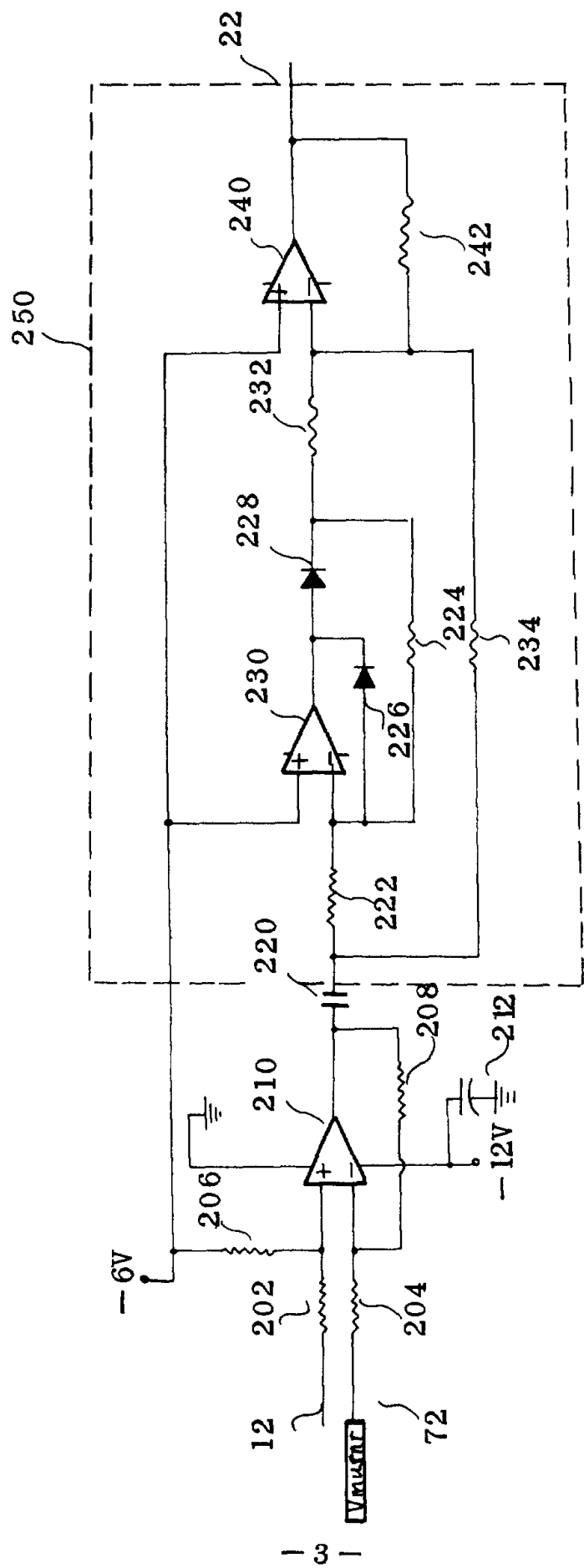


图 3

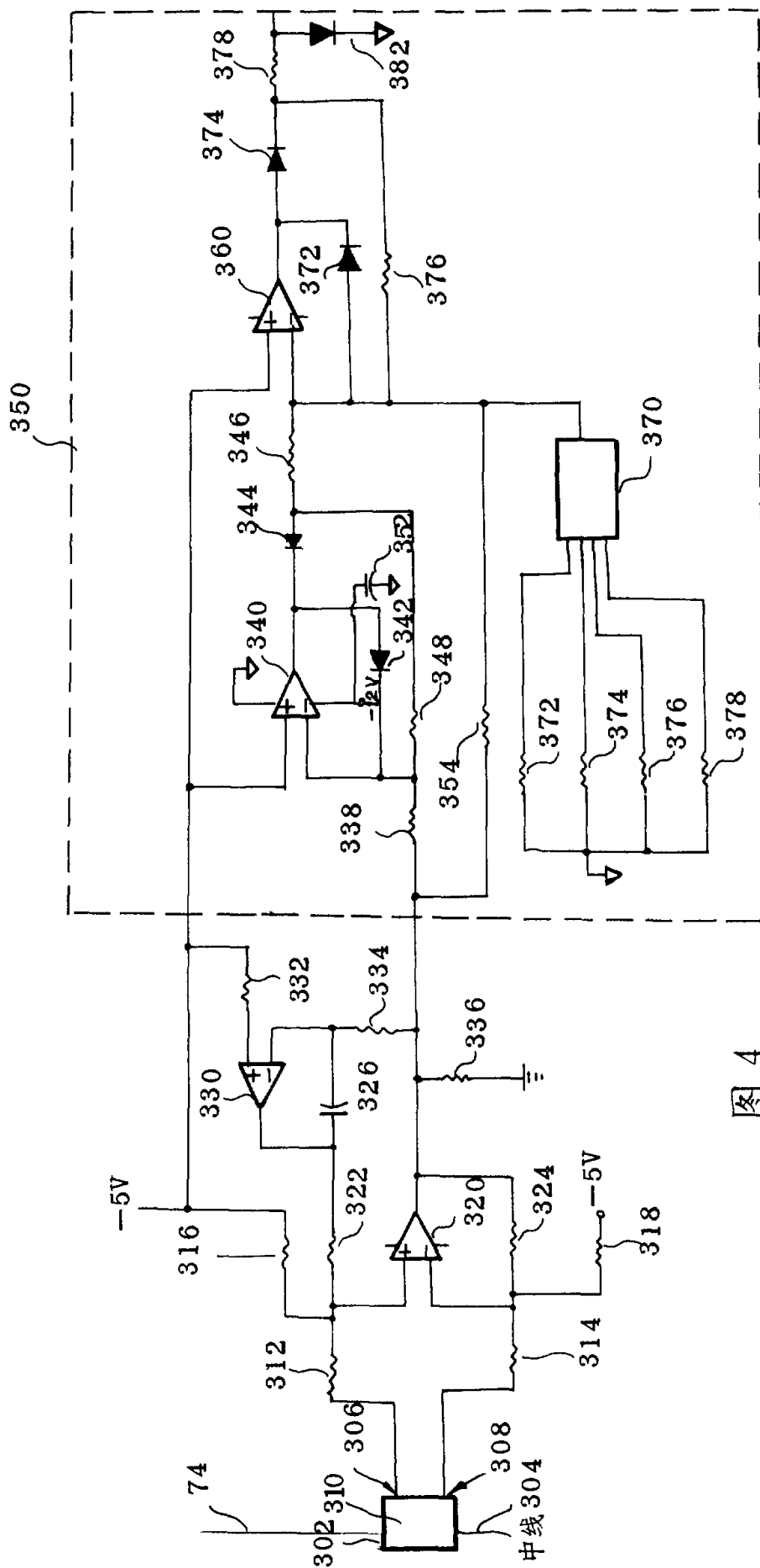


图 4

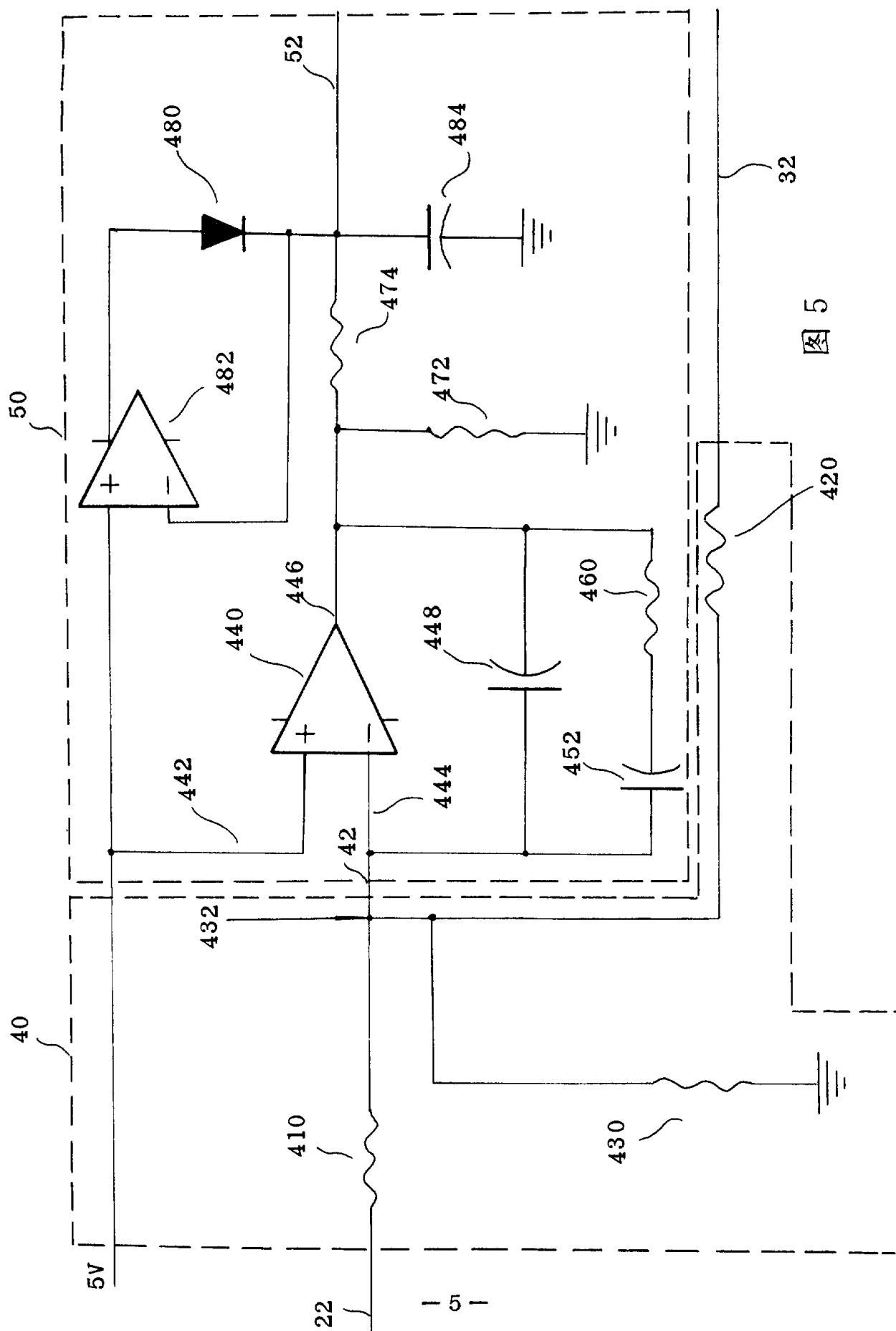


图 5