



[12] 发明专利申请公开说明书

[21]申请号 93107633.1

[51]Int.Cl⁵

G05F 1/12

[43]公开日 1994年3月16日

[22]申请日 93.6.25

[30]优先权

[32]92.6.26 [33]US[31]07 / 905,288

[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

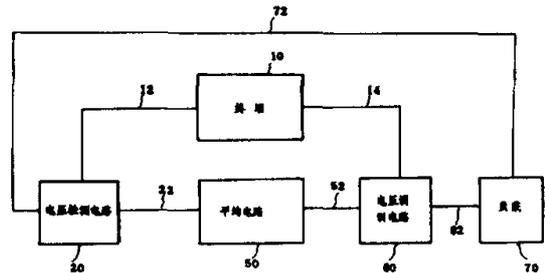
说明书页数:

附图页数:

[54]发明名称 理想的电压控制器

[57]摘要

一种用于控制施加于负载电压的方法和设备。该方法包括接收交流线电压、产生交流工作电压、产生一被测信号，它是交流工作电压幅值的函数；然后平均被测信号，根据平均信号变化重新调正交流工作电压。设备包括：接收交流线电压的终端装置；用于从交流线电压产生工作电压的装置；把工作电压加于负载的连接装置；电压检测装置，以及根据平均信号调节交流工作电压的交流电压调制装置。



权 利 要 求 书

1. 用于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;由该 AC 线电压产生交流工作电压;把所述工作电压加于负载上;产生被测信号,它是所述交流工作电压幅值的函数;产生代表所述被测信号平均值的平均信号;根据所述平均信号修改所述交流工作电压。

2. 根据权利要求 1 所述的方法,其中所述修改交流工作电压步骤包括在电压每个周期的一部分内将所述交流工作电压的幅值降到线电压以下,所述部分的长度由所述平均信号确定。

3. 根据权利要求 2 所述的方法,其中降低所述负载电压的所述步骤包括把所述平均信号输入到相位控制集成电路装置中,所述相位控制集成电路装置产生用于在所述每一周期的所述部分内切断线电压对负载的传输的控制信号。

4. 根据权利要求 1 所述的方法,其中产生所述平均信号步骤包括把所述被测信号输入到整流电路并对所述被测信号进行整流,并包括把所述整流电路的输出送到一积分电路从而将所述被测信号积分以产生所述平均信号。

5. 用于控制加于负载的电压的方法,包括如下步骤:接收交流线电压;通过在每一周期的一部分内切断施加到负载上的交流线

电压而使得交流工作电压的均方根值低于该线电压的均方根值，由交流线电压产生交流工作电压；将工作电压加到负载上；产生一被测信号，它是加在负载上的所述工作电压的瞬时幅值的函数；积分所述被测信号以产生平均信号；通过根据代表所述合成信号平均值的所述平均信号在切断外加电压期间改变交流线电压周期的该部分，修改工作交流电压。

6. 一种用于控制负载外加电压的装置，包括：用于接收交流线电压的终端装置；用于从交流电压产生交流工作电压的装置；用于把所述工作电压加于负载上的连接装置；用于产生被测信号的电压检测装置，该被测信号是所述交流工作电压幅值的函数；用于产生平均信号的信号平均装置，该平均信号代表着所述被测信号的平均值；用来根据所述平均信号的变化调节交流工作电压的交流电压调制装置。

7. 根据权利要求 6 所述的装置，其中所述交流电压调制装置包括用来在每一周期的一部分内断开线电压的电压降低装置，所述部分由所述平均信号确定。

8. 根据权利要求 7 所述的装置，其中所述电压降低装置包括相位控制集成电路器件，后者响应于所述平均信号以产生在每一周期的所述部分内切断至电机的线电压传输的控制信号。

9. 根据权利要求 8 所述的装置，其中所述信号平均装置包括连到所述电压检测装置的整流电路和连到所述整流电路及所述交

流电压调制装置的积分器电路。

10. 一种用于制负载外加电压的装置,包括:接收交流线电压的装置;从交流线电压通过在每一周期的一部分内降低加于负载的交流线电压而产生交流工作电压的装置;将所述工作电压加于负载的装置;用于产生被测信号的电压检测装置,该被测信号是所述交流工作电压的幅值的函数;用来产生代表被测信号平均值的平均信号的信号平均装置;交流电压调制装置,用于通过响应于所述平均信号来改变周期中外加电压被降低的所述部分,来修正所述工作交流电压的产生。

说 明 书

理想的电压控制器

本发明一般地涉及控制负载的外加电压,特别适于用来保存工作中的电感性和电阻性负载中的能量。

节省能量已日益成为人们在设计电路和系统时所重视的问题。节约能量对于终端用户和整个社会都有好处。例如,若系统耗能减少,则工作费用也随之减少;另一方面,能量需求的降低,减少了对环境的有害影响(诸如污染、资源损耗等)。关于降低能耗的问题,可以交流电动机工作为例。这样的电动机的应用非常普遍,工厂、商业设施乃至居民住宅安装的大量电器和设备中,都使用了这样的电动机。这些电动机通常接到当地公用事业公司提供的输电线上,而这些公共事业公司的电压随时随地会有很大差别。电机一般以恒定的速度运转,该速度在一定工作电压范围内与加到电机上的交流电压无关。

在预先规定的时间内,电路中任何负载元件(例如电机)所消耗的电能是由施加于负载两端的瞬时交流电压与流过负载瞬时交流电流的乘积在这段时间内的积分来确定的。典型的交流电压是正弦波形,众所周知,给一个电感性负载提供一个正弦输入,将导致具有同样的正弦波形的交流电流和交流电压,只是二者在时间上产生偏移,这一偏移称为相位移或相位差,用角度来表示。对恒定电压以及因而

相应的恒定电流，负载消耗的功率可表示为 $VI\cos\phi$ ，式中 V 是负载两端的外加交流电压的平均值， I 是流过负载电流的平均值， ϕ 是电压和电流之间的相位差。 $\cos\phi$ 称为“功率因数”，因此功耗与相位差有关。相位差取决于电机负载状况，因此，功耗取决于电机负载状况和施加于电机的线电压。

在线电压规定的波动范围内，大多数电机都能正常工作。通常电机的设计者要考虑到电机有可能在通常遇到的最低的线电压下运行。这一电压较大多数地方和时间遇到的电压要低得多。例如，电冰箱的负载必须能够提供足够的电能，既使在全负荷和节电的情况下也如此。有时公共事业公司为满足大量用电需要，常常在整个电网或其一部分降低供电电压。线路电压的改变将影响负载性能和能耗。尽管线电压如此大范围的变化是人们所不希望的，但大多数的负载设计者和用户面对此情况感到束手无策。应该指出，通常情况下的线电压波动不会改变电压与电流间的相位差。早先的节能系统仅对相位变化敏感，对线电压的波动不敏感。

因此，需要一种节能系统，用于控制施加于负载的电压。该系统既要简单又能响应线电压的变化；从而调节这样的变化。

由此，本发明的宗旨是为节约能量提供一种改进了的负载控制系统。

本发明的另一目的是提供一个节能系统供各种负载使用，该系统在设计上比起早先的系统来要简单。

通过以下结合附图所作的描述,本领域的人员将更加明白本发明的这些及其他目的。

本发明包括控制负载外加电压的方法和装置,该方法包括接收交流线电压,交流工作电压由交流线电压产生并加到负载两端。产生一被测信号,它是交流工作电压幅度的函数。然后将被测信号平均,以产生代表被测信号的平均值的平均信号。根据平均信号的变化,要持续地重新调正交流工作电压。

还给出了将上述方法付诸实施的设备。它包括:用来接收交流线电压的终端装置;由交流线电压产生交流工作电压的装置;把工作电压加于负载端的连接装置;产生被测信号的电压检测装置,该被测信号是该工作电压幅度的函数;还提供了信号平均装置,用于产生表示测量信号平均值的平均信号;最后,该设备还包括交流电压调制器,用来根据平均信号来调节交流工作电压。

在本发明装置的最佳实施例中,交流电压调制器包含有电压降低装置,用于在每个周期的一部分时间内节断线电压,断开的时间内由被测信号的平均值来确定。交流电压调制器还包括相位控制集成电路器件,用来控制三端双向可控硅开关。相位控制集成电路器件响应于平均信号,以产生控制信号使可控硅开关在线电压每个周期的部分时间内切断线电压向负载的施加。

图1是方块图,示出了本发明主要构成部分;

图2显示了图1的交流电压调制装置60;

图 3 显示了图 1 的电压检测电路 20 的最佳实施例；

图 4 显示了图 1 的平均电路 50 的最佳实施例，它采用了全波电容耦合反馈；

图 5 显示了图 1 的平均电路 50 的一种替代实施例，它采用了均方反馈。

图 6 显示了图 1 的平均电路 50 的另一实施例，它采用了均方根反馈。

已经知道调节负载的外加电压可达到节能的目的，为使这一方法切实可行，电压调节装置必须快速响应电压变化。现有技术不能满足这种快速要求，阻碍了这种方法推广普及。因此，需要有一种较简单的、价廉的、十分安全又可靠的节能装置。本发明采用一种新颖手段来敏感线电压的变化，以实现 AC 线电压的快速调节，达到节能之目的。

根据本发明的电压控制器包括若干分支电路，它们在图 1 中以方块图形式示出。整个电路包含反馈环路。在此环路中，跨接在负载 70 的交流工作电压由电压检测电路 20 检测，后者产生被测电压信号，它表示加于负载的瞬间电压幅度。在平均电路 50 中，被测电压信号被时间均分，以产生代表着至少在一具完整的周期内的被测信号值的电压信号。这一平均信号控制着电压调制器电路 60，后者切断交流线电压对负载 70 的施加，这样就控制了加于负载 70 的交流工作电压的平均幅度。电压调制电路 60 的电压反馈响应于工作电压

和线电压的变化。

特别地，设置了终端 10，用于直接从交流电源系统(未画出)，例如一个普通交流电源插座，接收交流线电压。电压调制电路 60 从终端(10)经由交流电压连接器 14 接收交流线电压。电压调制电路 60 调制交流线电压以产生加于负载的交流工作电压。交流线电压被调制以使得经调制电压连接器 62 传送到负载 70 的功率根据电压调制电路 60 从平均信号连接器 52 接收的控制信号而变化。“平均”信号产生的方法将在下面予以详述。必须注意，根据本发明的电路是和与电压控制器分开的分立器件的负载 70 连用的。它被包括在附图及这里的描述中，以澄清电压控制电路和要被控制的负载 70 间的关系。

被测信号是从加在负载 70 上的电压，通过把加在交流电压连接器 72 上的工作交流电压传送到电压检测电路 20 上而产生的。电压检测电路(20)产生被测信号，该信号是交流工作电压幅度的函数。在本发明的优选实施例中，这一表示为交流线电压和工作电压之间的差信号。因此，经交流线电压连接器 12 接收的交流线电压与经交流工作电压连接器 72 接收的工作电压之间的差信号便被产生并且得到整流。本领域的熟练从员将能认识到，还可以产生各种也是交流工作电压之函数的其它替代的输出信号。

然后被测信号经由被测信号连接器 22 传送到平均电路 50，电路 50 将被测信号的瞬时值在至少一个周期上进行平均，以产生一个

代表交流电压的时间平均的电压。

优选实施例包括一积分器电路,它设置在平均电路 50 内,以便从被测信号中获得平均信号。由此产生的平均信号是代表着被测信号方均根值的信号,该信号与负载上的电压幅度有关。

图 1 的根据本发明的交流电压调制电路 60 的一最佳实施例示于图 2。图 1 中的各单元电路在出现于图 2—图 5 中时,被标上相同的记号。在此子电路中,相位控制芯片 110 响应于来自平均信号连接器 52 的信号,从而控制先导的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。主三端双向可控硅开关 114 起切断交流线电压对负载 70 的施加的作用,从而产生交流工作电压。

交流电压调制电路 60 经由未调制的交流电压连接器线路 14 而收到交流线电压,线路 14 包括交流电压传输线(“交流热线”)和交流中性线。

采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 实现本发明的最佳实施例的对交流工作电压的调制。可控硅开关是大家熟悉的器件,在其控制极上加一小电流信号就能控制高压下的大电流。控制极上加入脉冲就可触发可控硅开关进入导通状态。在本电路中,来自相位控制芯片 110 的信号加到先导可控硅开关 112 的控制极,使电流流过先导可控硅开关 112,此电流信号加到主可控硅开关 114 的控制极。虽然采用单极三端双向可控硅开关是可能的,但采用二级三端双向可控硅开关,可用只能提供有限控制极电

流的相位控制芯片,来控制供给大功率负载的相对大电流。因此,双级可控硅开关还可使相位控制芯片 110 的输出通过调制交流电压连接器 62 去控制加到负载 70 上的交流电压。

施加于负载的电压由在先导三端双向可控硅开关 112 的控制极从相位控制芯片 110 接收到的控制信号脉冲来控制。在本发明的一个实施例中,芯片 110 是用 *Plessey Semiconductor* 制造的 *TDA2088* 相位控制器芯片。*TDA2088* 芯片可与用于电流反馈、也常常用于小型通用电动机的速度控制的可控硅开关一起使用。

相位控制芯片 110 要求在 $-12V$ 电压输入管脚 132 提供一个电压,且在 $0V$ 基准管脚 142 提供一个 $0V$ 基准电压。这些电压用来给芯片供电并在 $-5V$ 基准管脚 124 处产生 $-5V$ 基准电压,该电压通过电源分支电路从交流线电压获得,后者的工作如下所述。电阻 164 和电容 162 串联起来接到交流线电压的热线 14 的交流线电压上,以给二极管 160 和 158 提供一个被滤波的电压,这些二极管只允许交流线电压的负半周通过。电容 178 是使电压输入管脚 132 处生成的电压平滑,而齐纳二极管 180 则把该管脚 132 处的电压锁定在 $-12V$ 。

相位控制芯片 110 输出控制脉冲到可控硅控制极输出管脚 134。相位控制芯片 110 有一内部斜波发生器,其值与加到程序输入管脚 122 的电压值进行比较。若两电压值相等,则起动一输出脉冲。该斜波发生器有两条输入连接线。首先,通过脉冲定时电阻器 152

将脉冲定时电阻输入管脚 126 与 $-5V$ 基准电压相连。其次,通过脉冲定时电容 148 将脉冲定时电容输入管脚 144 接地。斜波信号的斜率是通过选择脉冲定时电阻 152 和脉冲定时电容 148 的值而确定的。

除上述相位控制芯片 110 的支持电路之外,交流电压调制电路 60 还装有热控开关 150,热控开关 150 连于地和平均信号连接器 52 之间,连接器 52 将来自平均电路 50 的平均信号加到相位控制芯片 110 的程序输入管脚 122。如果系统过热,热控开关 150 使程序输入管脚 122 接地。这是一项安全措施,在电路过热的意外情况下,将负载切断。

另外,还设有电阻 174 和电容 176,以起“缓冲”网络的作用,它加强了主三端双向可控硅开关 114 与电感性负载共同运行的稳定性。在没有这类缓冲网络的情况下,在外加电压快速变化时,可控硅开关会发生误启动。缓冲网络延迟了主三端双向可控硅开关 114 处的电压的上升,从而确保可控硅开关导通状况的平稳和正确的改变。

图 3 中示出了图 1 的检波电路 20 的较佳实施例。在该实施例中,从交流线电压减去加于负载 70 的交流工作电压,从而产生一个差信号,因此,该差信号代表了交流工作电压和交流线电压。

特别地,交流线电压在交流线电压连接器线 12 被接收并经电阻 202 被传送到运算放大器 210 的非倒相输入端。类似地,交流工作电压在外接的交流电压连接器线 72 被接收并经电阻 204 被传送到运

算放大器 210 的倒相输入端。电阻 206 连到 $-5V$ 电压,而电阻 208 则接到运算放大器 210 的输出端。运算放大器 210 被设计为一个差动放大器,故选择电阻 202 与电阻 204 的阻值相同、也选择电阻 206 与电阻 208 的阻值相等。

图 4 示出了图 1 的平均电路 50 的一个较佳实施例。被测信号经由被测信号连接器 22 发送到平均电路 50。如上所述,平均电路 50 提供了被测信号的时间平均。该被测信号是一瞬时交流电压信号,且该平均信号是表示被测信号在交流信号一个周期上的时间平均的电压。因此,平均信号的变化比被测信号要慢,仅当负载或交流电压的均方根值变化时,平均信号才变化。本实施例采用了称为全波电容耦合反馈的技术,因为被测信号是通过电容器耦合到全波整流器的,如下面将谈及的。

相移电容 220 设置在图 3 的运算放大器 210 的输出端和图 1 的平均电路 50 中的电压信号整流器 250 之间,该电容对运算放大器 210 的输出信号进行调制,以产生一个更均匀的交流均方根类的值,输入到电压信号整流器 250 中。

电压信号整流器 250 如下述地完成被测信号全波整流。电压信号整流器 250 包含一个反相运算放大器 230,选择等值电阻 224 和电阻 222 对其进行设置,使放大器 230 有一致的增益。对从移相电容器 220 传送来的交流信号的负部分,信号被加到倒相运算放大器 230 的倒相端,因此倒相运算放大器的该输出与来自运算放大器

210 的移相交流信号的倒相信号。反馈由电阻 224 提供。此倒相信号流过二极管 228 和电阻 232 并进入运算放大器 240 的倒相输入端。对从移相电容器 220 传送来的交流信号的正部分,二极管 228 阻断了来自倒相运算放大器 230 的输出信号的传送,信号正部分直接通过电阻 234 传输。因此,加到运算放大器 240 的倒相端的信号是来自移相电容器 220 的信号输入的整流形式。运算放大器 240 放大这一整流信号,其增益由电阻 242 与电阻 232 的阻值之比确定,被放大的整流信号然后加到积分器(260)。

平均信号的产生过程如下。电压信号整流器 250 与积分运算放大器 270 倒相输入端相连。电阻 268 和可变电阻(电位器)266 被设置在运算放大器 270 的倒相输入端与地之间,以起到电压分压器作用,从而把运算放大器 270 的输入调到所希望的输入范围内。同时,这些电阻一同起到可变设定点电阻的作用。积分运算放大器 270 的非倒相输入端连到 $-5V$ 基准电压。积分运算放大器 270 的反馈网络还包括一个电容 272,该电容设置在积分运算放大器 270 的反相输入端与输出端之间。选择电容器 272 和电阻 264、266 和 268 的特定值,以提供被测信号的适当放大量和与负载的预期环路动态特性相适应的时间常数。该时间常数确定了电压控制器电路对负载变化的响应度,因此被选择为能实现对交流电压变化的快速响应并同时能提供被测交流信号的一个平滑平均。因此,用户可通过调节电阻 266 来改变系统的响应度。

在平均电路 50 中包括了一些附加元件,以改善其性能并满足图 2 的相位控制芯片 110 的输入要求。电阻 274 确保了来自运算放大器 270 输出端的结果平均信号落在所希望的电压范围内。电阻 276 和电容 278 在平均信号插入平均信号连接器 52 之前对其滤波。

图 5 示出图 1 的平均电路 50 中的另一种实施例,它采用了均方反馈技术,对此以下将进行讨论。图 5 与图 4 中共同的电路构成部分有相同的标号号码。

该实施例的电压信号整流器 250 的第一整流级,包括倒相运算放大器 230,起着与图 4 的对应级一样的作用。电压信号整流器 250 的第二级在这两个实施例中差别很大。在图 5 的实施例中,运算放大器 240 是一个具对数放大器,而运算放大器 270 是一个反对数积分放大器,这些操作对积分器 260 的积分输出的作用是抵消的。

电压信号整流器 250 的这一级以及积分器 260 的工作由它们的反馈系统及晶体管 246 的偏置电路的组合所确定。对数放大器 240 有晶体管 242 和 244,它们设在放大器 240 的倒相输入端和输出端之间,而反对数放大器 270 有一被晶体管 246 控制的倒相输入。晶体管放大器 270 由对数放大器 252 的工作提供偏压,后者有一作为其反馈网络的一部分的晶体管 248。由于运算放大器的输入电流理想地为零,流经该电路的电流主要流过晶体管。如果晶体管是匹配的,则晶体管 246 的 V_{be} 等于晶体管 242 和 244 的 V_{be} 之和减去晶体管 248 的 V_{be} 。现在这些晶体管的 V_{be} 与其集电极电流是对数比例关

系,因此,晶体管 246 的 i_c 等于晶体管 242 和 244 的 i_c 之乘积除以晶体管 248 的 i_c 。但晶体管 242 和 244 的集电极电流 i_c 相等,且与晶体管 242 的输入电流成比例。结果,这些晶体管产生流经晶体管 246 并与输入电流的平方成比例的电流。

这一信号接着被输入到积分器 260,其主要包括积分反对数运算放大器 270。电容 272 构成积分反对数运算放大器 270 的反馈网络,并且控制积分。

应指出,积分反对数放大器 270 的信号输入与晶体管 248 的 i_c 成反比。该电流取决于电阻 256 和电位器 254 的阻值。提供电位器 254,是为了使用户能改变输入积分反对数放大器 270 的信号的标度,从而改变平均信号连接器 52 上的平均信号。

与图 4 情况一样,在图 5 的平均电路中包括了一些附加元件,以改善性能和满足图 2 中相位控制芯片 110 的输入要求。因为晶体管 242 和 244 沿反向充当二极管,二极管 236 设置在对数放大器 240 的反相输入端和输出端之间,从而在交流周期的两个半周提供通路。电阻 274 确保运算放大器 270 输出端的结果平均信号落在所期望的电压范围之内。电阻 276 和电容 278 在平均信号被插入平均信号连接器 52 之前对其滤波。二极管 282 对输出电压进行箝位,从而限制输出电压不得低于 $-5V$ 。另外,电容 238 和 258 分别设在运算放大器 240 和 252 的反相输入端和输出端之间,以防止放大器产生振荡。电阻 262 协助电容 258 的工作。

图 6 示出了图 1 的平均电路 50 的另一种可供选择的实施例,它采用了均方根反馈技术。该实施例使用了专门的均方根变换器集成电路器件。例如,由 *Analog Device* 制造的 *AD736JN RMS-DC* 变换器芯片就能实现上述功能,并作为均方根(rms)变换器(330)示于图 6 中。

均方根转换器芯片 330 有 8 个连接管脚。 $+V_s$ 管脚 344 接地, $-V_s$ 管脚 338 接 $-12V$ 。 C_c 管脚 332 和 COM 管脚 243 各与 $-5V$ 相连。 C_{AV} 管脚 248 连到平均电容器 340 上,该电容的与 $-15V$ 相连。平均电容 340 对于 *AD736JN* 芯片 330 的工作是不可缺少的。均方根变换器芯片的输入从被测信号连接器 22 被接收。由 rms 输出管脚 346 经由电阻 232 将 rms 输出信号传送到倒相运算放大器 240。运算放大器 240 的增益由电阻 242 和电阻 232 的阻值之比来确定,经过倒相和放大的信号然后被输入到积分器 360,后者在功能方面与图 4 的积分器 260 相同,不同的是电阻 274 换成了运算放大器 380 和二极管 382,后二者结合起来构成一理想的二极管,它将送往平均信号连接器 52 的信号箝位在 $-5V$ 的最小值上;对驱动图 6 中的积分运算放大器 270 的高阻抗输出来说,最好采用此理想二极管。

通过上面的描述,对根据本发明的电压控制器电路的工作原理可有充分的了解。如果交流线电压突然增加,由电压检测电路 20 检测的电压会增加,导致在测量信号连接器 22 的被测信号的增大及来

自平均电路 50 的平均信号的增大。该平均信号是经程序管脚 122 到相位控制芯片 110 的输入。程序输入管脚 122 上的信号控制相位控制芯片 110 的输出及三端双向可控硅开关控制极输出管脚 134 的输出。因此快速增加的交流电压使三端双向可控硅开关管脚 134 及先导可控硅开关 112 推迟启动。先导可控硅开关 112 控制主可控硅开关 114, 后者决定了加在负载 70 的电压。由于可控硅开关推迟启动, 加于负载 70 的交流线电压百分比就减小。因此交流线电压的增大不会造成施加于负载 70 的电压的较大变化。类似地, 交流线电压的突然下降将导致可控硅开关提前启动, 因此, 较大部分的交流线电压被加于负载 70。这样, 电压控制器就起到了稳定加于负载 70 的交流电压的作用。在一实施例中, 通过基准电压值及各个电阻和电容值的选择, 可使负载的外加电压大致稳定在 107 伏。

图 4—6 显示的三种平均电路的性能是不同的。在图 5 和图 6 的实施例中, 交流工作电压将保持在电位计确定的设定点电压值, 只要它低于交流线电压, 而不必考虑交流线电压或负载情况的小变动。图 4 的实施例随线电压和负载的变化而变化。因此, 图 5 和图 6 的实施例给负载 70 提供一个绝对恒定的交流电平, 而图 4 的电路为负载 70 提供一恒定比率交流电平。因此, 在不同的应用场合的电压调节可通过正确选择平均电路来确定。

虽然上面结合图形将本发明各部分的优选实施例作了说明, 但本领域的人员通过阅读上述描述及附图后可容易地对本发明作出各

种改动。这种改动应属于所附权利要求书的范围。例如,其他适用的相位控制芯片可用来代替本文所述的 *Plessey* 芯片;又如可采用 *Plessey TDA2086* 芯片。同样,可用“定制”的集成电路块来包括本发明的大部分电路。因而本发明只受所附权利要求书的范围的限定。

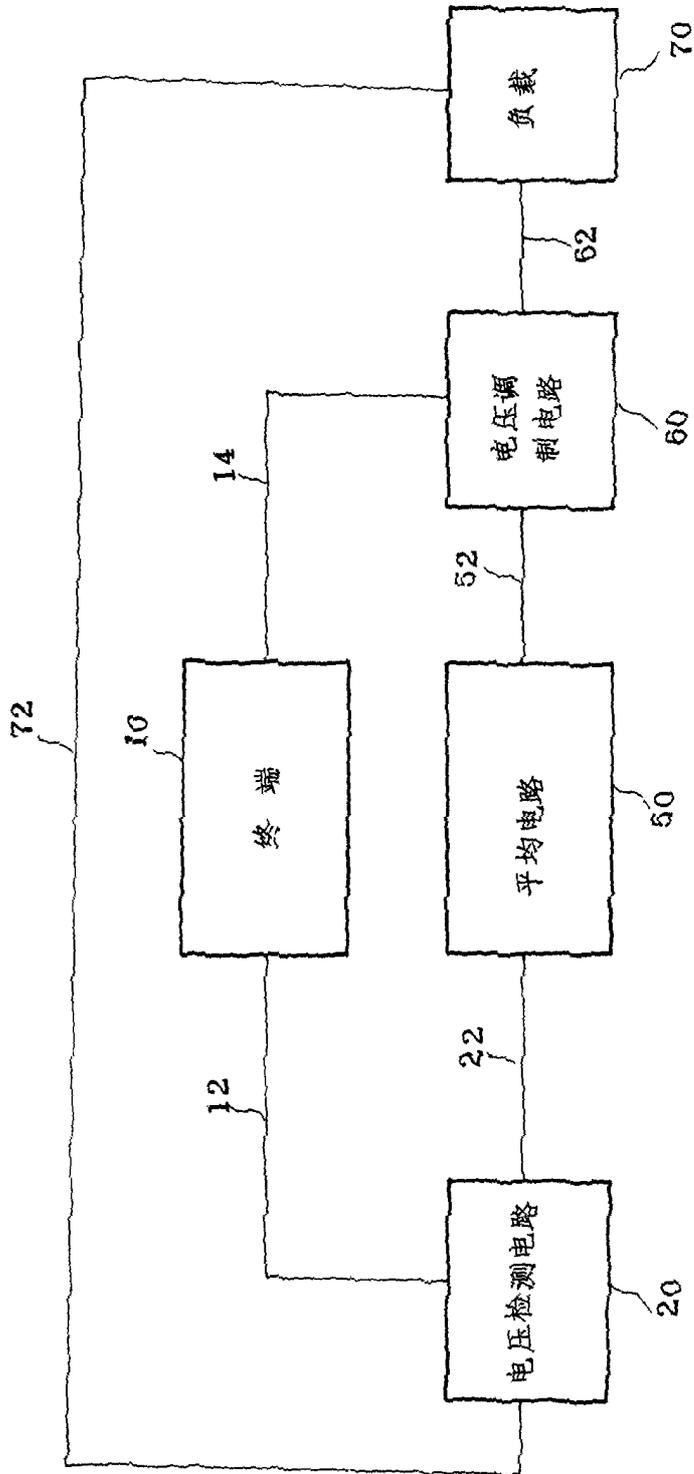


图 1

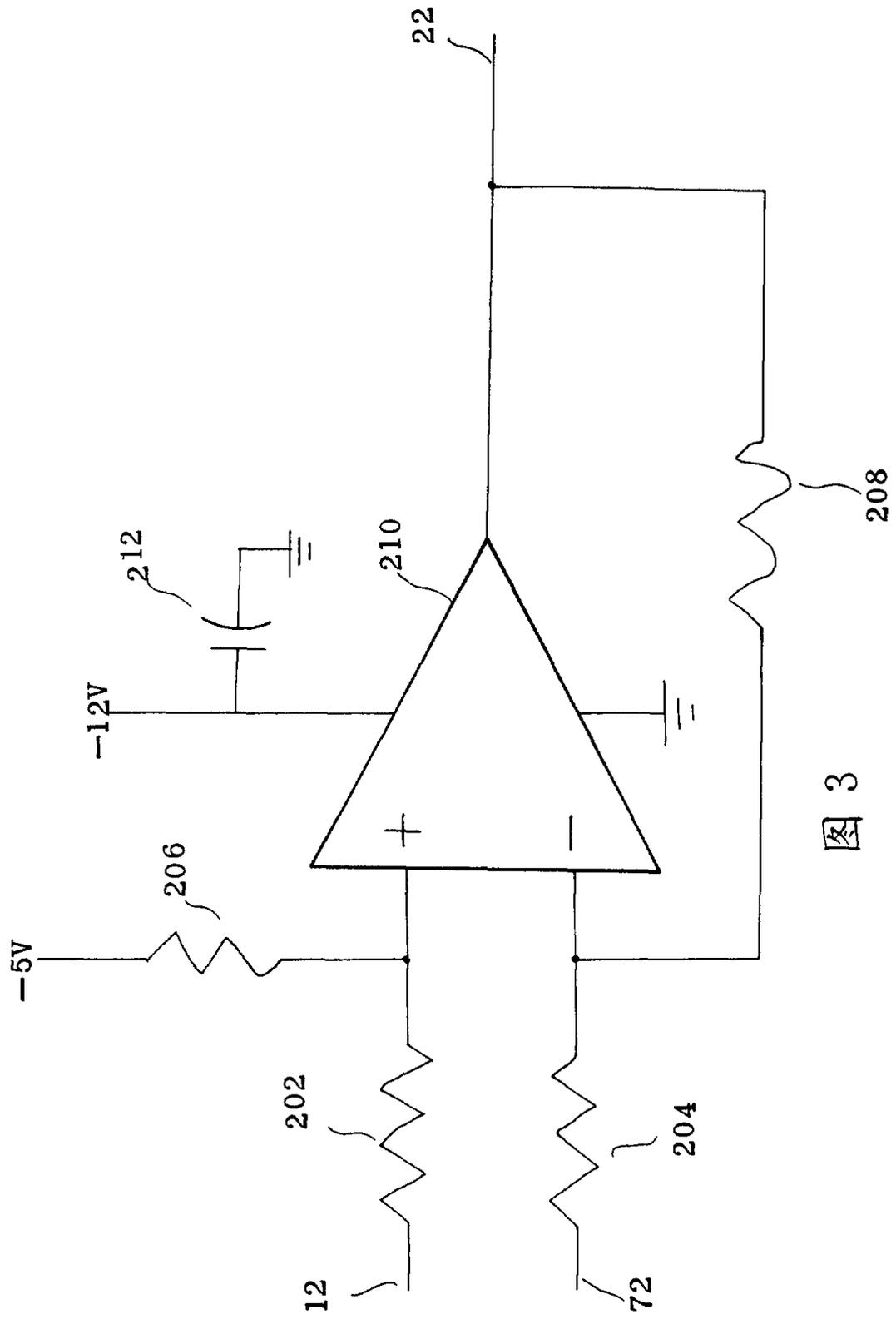


图 3

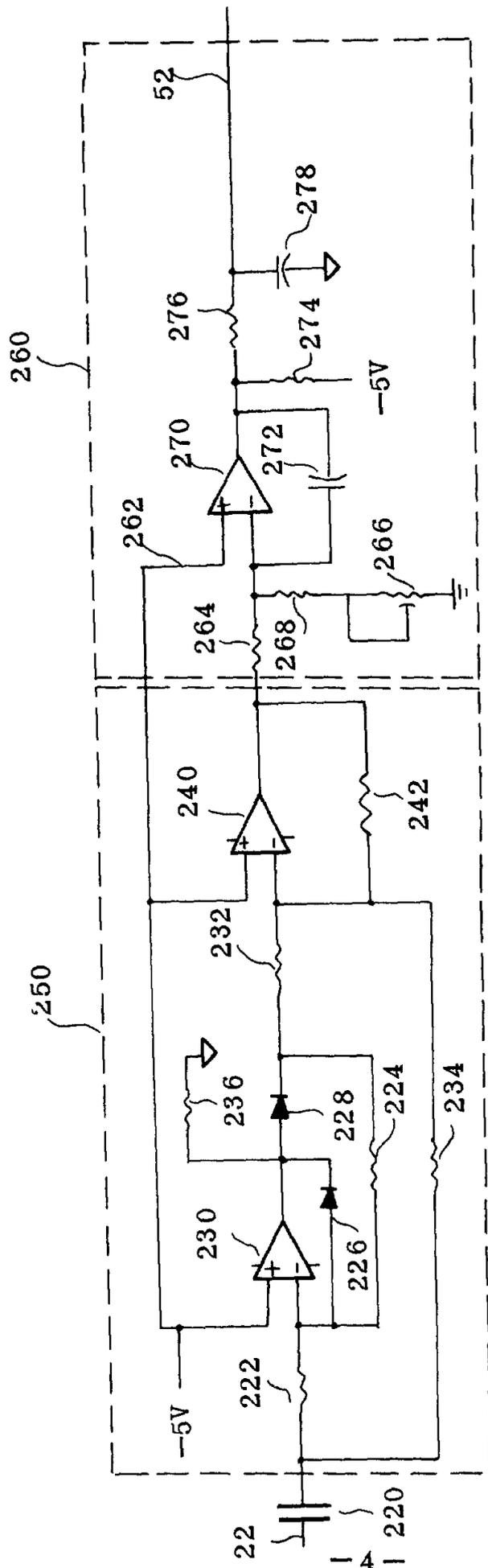


图 4

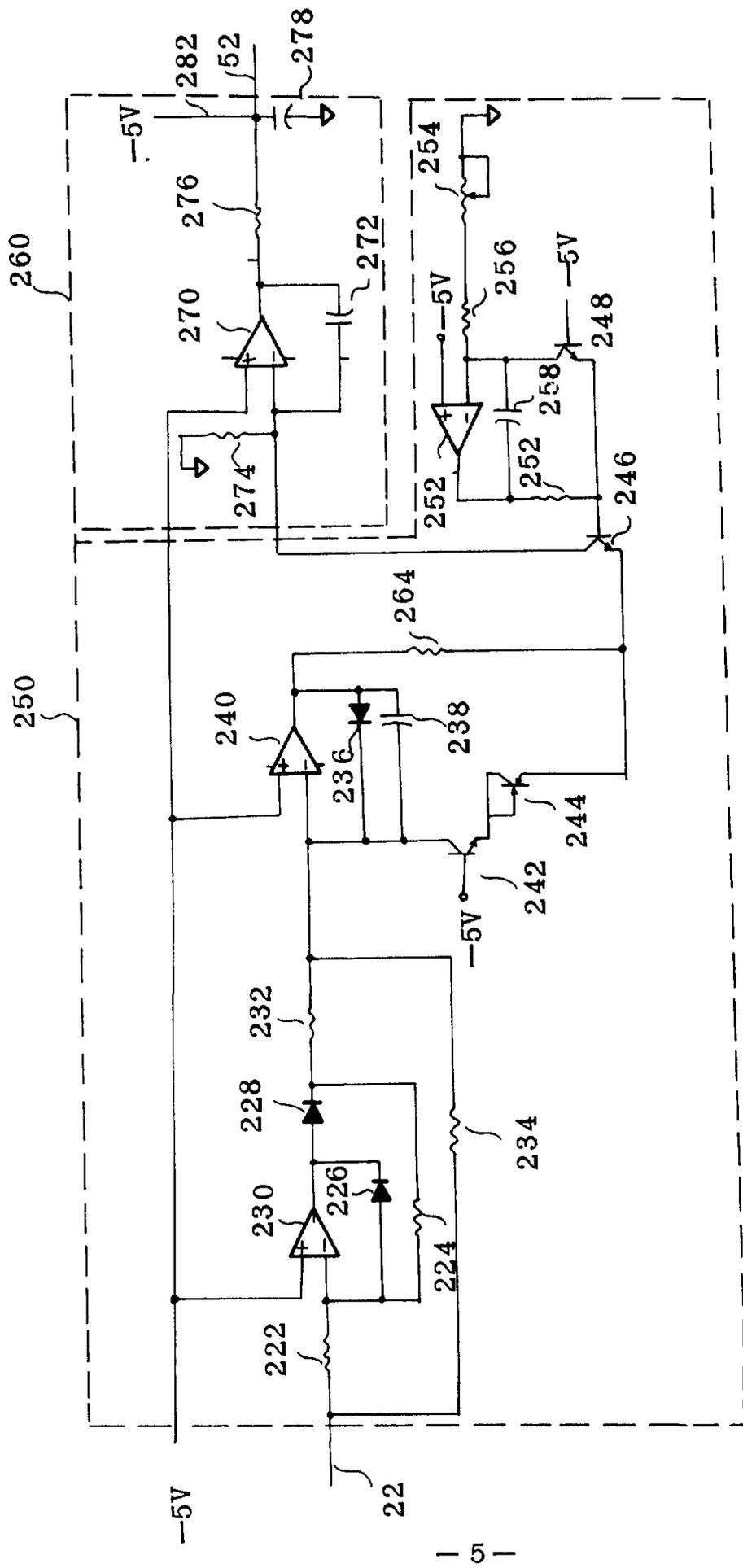


图 5

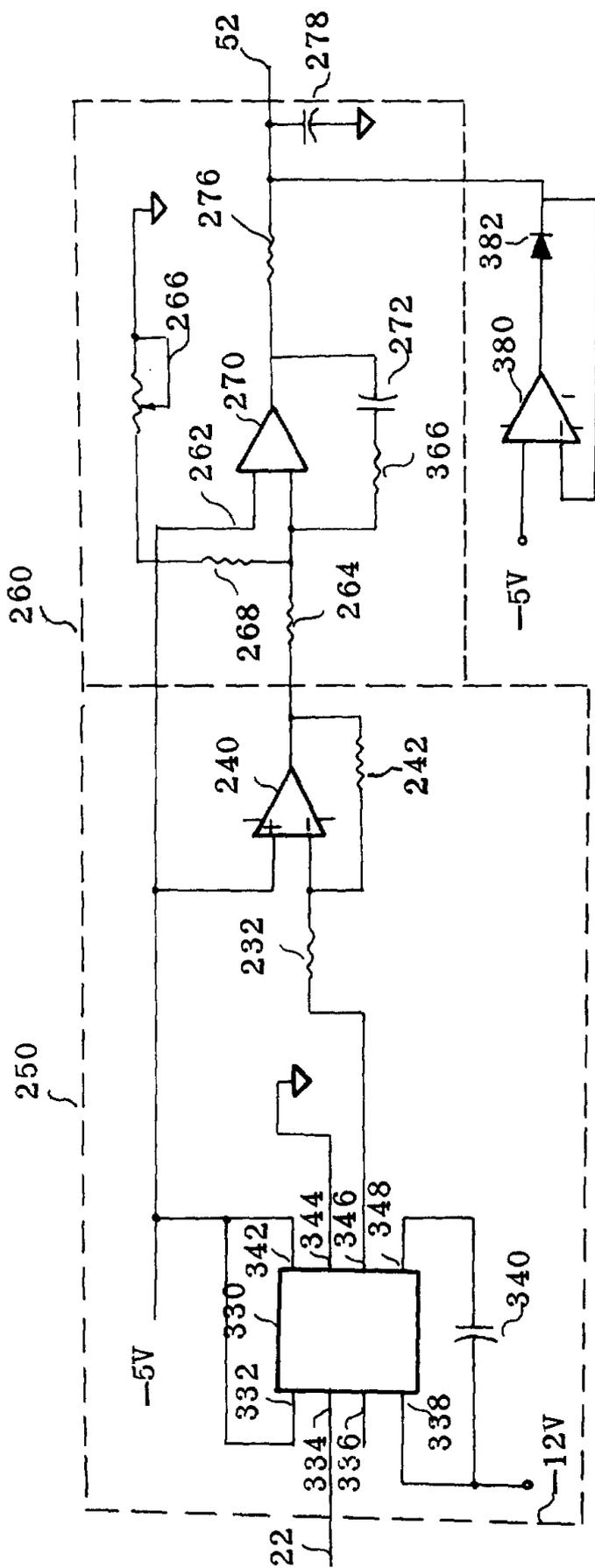


图 6