



(21) 申请号 201780053986.0

(22) 申请日 2017.09.12

(65) 同一申请的已公布的文献号  
申请公布号 CN 109789554 A

(43) 申请公布日 2019.05.21

(30) 优先权数据  
15/263,114 2016.09.12 US

(85) PCT国际申请进入国家阶段日  
2019.03.04

(86) PCT国际申请的申请数据  
PCT/US2017/051184 2017.09.12

(87) PCT国际申请的公布数据  
W02018/049403 EN 2018.03.15

(73) 专利权人 德克萨斯仪器股份有限公司  
地址 美国德克萨斯州

(72) 发明人 S·切拉穆图 Q·李  
S·N·伊斯瓦兰

(74) 专利代理机构 北京纪凯知识产权代理有限公司 11245  
专利代理师 赵志刚 赵蓉民

(51) Int.Cl.

B25J 13/00 (2006.01)

G01P 3/44 (2006.01)

G08C 19/46 (2006.01)

H03M 1/10 (2006.01)

(56) 对比文件

US 6205009 B1, 2001.03.20

US 6205009 B1, 2001.03.20

JP 2006138778 A, 2006.06.01

US 2013249452 A1, 2013.09.26

US 5691611 A, 1997.11.25

US 2012143520 A1, 2012.06.07

US 2007291424 A1, 2007.12.20

CN 103256946 A, 2013.08.21

CN 103715958 A, 2014.04.09

CN 102954755 A, 2013.03.06

CN 104459428 A, 2015.03.25

CN 103253304 A, 2013.08.21

审查员 杨文健

权利要求书3页 说明书17页 附图17页

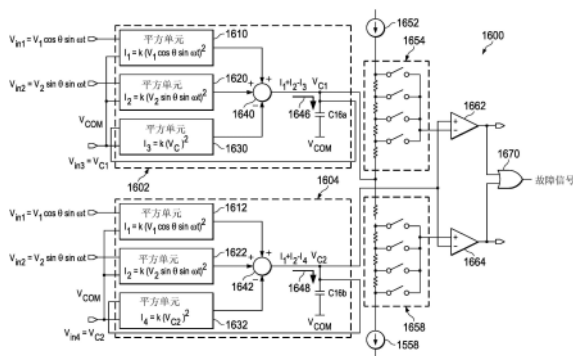
(54) 发明名称

角度旋转变压器不平衡检测

(57) 摘要

在所描述的示例中,角度旋转变压器系统包括用于检测劣化的旋转变压器输出信号的不平衡检测器(1600)。不平衡检测器(1600)包括第一功率平均电路(1602)和第二功率平均电路(1604)和比较器电路(1662、1664、1670)。第一功率平均电路(1602)包括第一积分器(1646),用于响应于旋转变压器传感器输出信号在第一时间窗口上生成第一平均功率信号(Vc1)。第二功率平均电路(1604)包括第二积分器(1648),用于响应于旋转变压器传感器输出信号在第二时间窗口上生成第二平均功率信号(Vc2),其中第一时间窗口长于第二时间窗口。比较器电路(1662、

1664、1670)比较第一平均功率信号和第二平均功率信号,并在第一平均功率信号和第二平均功率信号相差所选择的电压阈值(1654、1658)时生成故障信号(1670)。



1. 一种检测电路,其包括:

第一功率平均电路,其具有第一旋转变压器传感器信号输入以及第一平均功率信号输出,所述第一功率平均电路包括耦合到所述第一平均功率信号输出并且具有第一电容的第一电容器;

第二功率平均电路,其具有耦合到所述第一旋转变压器传感器信号输入的第二旋转变压器传感器信号输入并且具有第二平均功率信号输出,所述第二功率平均电路包括耦合到所述第二平均功率信号输出并且具有不同于所述第一电容的第二电容的第二电容器;以及比较器电路,其包括:

可编程分压器,所述可编程分压器具有耦合到所述第一平均功率信号输出的输入,第一输出以及第二输出;

第一比较器,其具有耦合到所述可编程分压器的第一输出的输入,具有耦合到所述第二平均功率信号输出的另一个输入并且具有第一比较器输出;

第二比较器,其具有耦合到所述可编程分压器的第二输出的输入,具有耦合到所述第二平均功率信号输出的另一个输入并且具有第二比较器输出;以及

逻辑门,其具有耦合到所述第一比较器输出的输入,具有耦合到所述第二比较器输出的另一个输入并且具有故障信号输出。

2. 根据权利要求1所述的检测电路,其中:

所述第一功率平均电路包括:

具有耦合到所述第一旋转变压器传感器信号输入之一的输入和第一平方单元输出的第一平方单元电路,

具有耦合到所述第一旋转变压器传感器信号输入中另一个的另一个输入和第二平方单元输出的第二平方单元电路,

第一求和器,其具有耦合到所述第一平方单元输出和所述第二平方单元输出的输入并且具有耦合到所述第一电容器的输出;以及

所述第二功率平均电路包括:

具有耦合到所述第二旋转变压器传感器信号输入之一的输入和第三平方单元输出的第三平方单元电路,

具有耦合到所述第二旋转变压器传感器信号输入中另一个的另一个输入和第四平方单元输出的第四平方单元电路,

第二求和器,其具有耦合到所述第三平方单元输出和所述第四平方单元输出的输入并且具有耦合到所述第二电容器的输出。

3. 根据权利要求2所述的检测电路,其中,所述第一功率平均电路包括第五平方单元电路,其具有耦合到所述第一电容器的输入和耦合到所述第一求和器的输入的第五平方单元输出。

4. 根据权利要求3所述的检测电路,其中所述第二功率平均电路包括第六平方单元电路,其具有耦合到所述第二电容器的输入和耦合到所述第二求和器的输入的第六平方单元输出。

5. 根据权利要求1所述的检测电路,其中所述第一功率平均电路、所述第二功率平均电路以及所述比较器电路是模拟电路。

6. 一种检测电路,其包括:

旋转变压器传感器,其适于耦合到可旋转轴并且提供第一和第二旋转变压器传感器输出;

第一功率平均电路,其具有耦合到所述第一和第二旋转变压器传感器输出的输入并且具有第一平均功率信号输出,所述第一功率平均电路包括:

耦合到所述第一功率平均电路的输入并且具有相应的第一和第二平方输出的第一和第二平方电路;

第一求和器,其具有耦合到所述第一和第二平方输出的输入并且具有输出;以及

具有第一电容的第一电容器,其耦合到所述第一求和器的输出和所述第一平均功率信号输出;

第二功率平均电路,其具有耦合到所述第一和第二旋转变压器传感器输出的输入并且具有第二平均功率信号输出,所述第二功率平均电路包括:

耦合到所述第二功率平均电路的输入并且具有相应的第三和第四平方输出的第三和第四平方电路;

具有耦合到所述第三和第四平方输出的输入并且具有输出的第二求和器;以及

具有不同于所述第一电容的第二电容的第二电容器,其耦合到所述第二求和器的输出和所述第二平均功率信号输出;以及

比较器电路,其具有耦合到所述第一求和器的输出以及所述第二求和器的输出的输入,并具有故障输出。

7. 根据权利要求6所述的检测电路,其中所述第一功率平均电路、所述第二功率平均电路以及所述比较器电路是模拟电路。

8. 根据权利要求6所述的检测电路,其中所述比较器电路包括:

可编程分压器,其具有耦合到所述第一求和器的输出的比较器电路输入,第一输出以及第二输出;

第一比较器,其具有耦合到所述可编程分压器的第一输出的一个输入,耦合到所述第二求和器的输出的比较器输入以及第一比较器输出;

第二比较器,其具有耦合到所述可编程分压器的第二输出的一个输入,耦合到所述第二求和器的输出的所述比较器输入以及第二比较器输出;以及

逻辑门,其具有耦合到所述第一比较器输出的输入,耦合到所述第二比较器输出的另一个输入以及耦合到所述故障输出的输出。

9. 根据权利要求8所述的检测电路,其中所述可编程分压器包括:

第一组电阻器和开关,其耦合到所述第一求和器的输出并且具有所述第一输出;

第二组电阻器和开关,其耦合到所述第一组电阻器和开关并且具有所述第二输出。

10. 根据权利要求9所述的检测电路,包括耦合到所述第一组和第二组的开关的处理器。

11. 一种检测方法,其包括以下步骤:

通过在第一时间窗口上对第一旋转变压器传感器输入信号和第二旋转变压器传感器输入信号求平均来生成第一功率平均电路中的第一平均功率信号,所述第一功率平均电路具有第一电容器,所述第一电容器具有第一电容;

通过在比所述第一时间窗口长的第二时间窗口上对所述第一旋转变压器传感器输入信号和所述第二旋转变压器传感器输入信号求平均来生成第二功率平均电路中的第二平均功率信号,所述第二功率平均电路具有第二电容器,其具有不同于所述第一电容的第二电容;

将所述第一平均功率信号输入可编程分压器;

比较所述第二平均功率信号与所述可编程分压器的第一输出信号,并且输出第一比较信号;

比较所述第二平均功率信号和所述可编程分压器的第二输出信号,并且输出第二比较信号;以及

当所述第一平均功率信号和所述第二平均功率信号之间相差阈值电压时,生成故障信号。

12. 根据权利要求11所述的检测方法,其包括:

利用电阻器和开关设置第一阈值电压;

利用电阻器和开关设置第二阈值电压。

13. 根据权利要求12所述的检测方法,其包括响应于来自处理器的控制打开和闭合开关。

14. 根据权利要求11所述的检测方法,包括仅仅利用模拟电路执行所述步骤。

## 角度旋转变压器不平衡检测

### 背景技术

[0001] 计算机(包括处理器)越来越多地用于控制诸如电动机和机器人的物理设备的移动。计算机响应于从传感器接收的定位(包括速率)信息来控制这些物理设备的移动。来自传感器的信息通常作为一个或多个电信号来传送。然而,传感器通常位于电噪声环境(例如汽油发动机舱)中,其中诸如开关和线圈的部件生成大量的电磁干扰,这通常会降低所传送的电信号的质量和分辨率。劣化的电信号限制受控物理设备的受控属性(例如电动机速度和角度位移)的速度和/或精度,这通常限制了计算机可以控制物理设备的程度。

### 发明内容

[0002] 在用于执行角度旋转变压器(angular resolver)不平衡检测的感测系统和方法的所描述的示例中,角度旋转变压器诊断系统包括用于检测劣化的旋转变压器输出信号的不平衡检测器。不平衡检测器包括第一功率平均电路和第二功率平均电路和比较器电路。第一功率平均电路包括第一积分器,用于响应于旋转变压器传感器输出信号在第一时间窗口上生成第一平均功率信号。第二功率平均电路包括第二积分器,用于响应于旋转变压器传感器输出信号在第二时间窗口上生成第二平均功率信号,其中第二时间窗口短于第一时间窗口。比较器电路比较第一平均功率信号和第二平均功率信号,并在第一平均功率信号和第二平均功率信号相差所选择的电压阈值时生成故障信号。

### 附图说明

[0003] 图1示出了根据示例实施例的说明性电子设备。

[0004] 图2是旋转变压器传感器的示意图。

[0005] 图3是励磁机参考信号以及从旋转变压器传感器接收的第一输出信号和第二输出信号的波形图300。

[0006] 图4是数字反馈环路跟踪旋转变压器的架构的高级图。

[0007] 图5是根据示例实施例的从旋转变压器传感器接收的理想第一输出信号和第二输出信号的波形图500。

[0008] 图6是根据示例实施例的从旋转变压器传感器接收的理想第一输出信号和第二输出信号的较精细细节的波形图600。

[0009] 图7是根据示例实施例的从旋转变压器传感器接收的理想第一输出信号和第二输出信号的更精细细节的波形图700。

[0010] 图8是根据示例实施例的在不同时间从旋转变压器传感器接收的理想第一输出信号和第二输出信号的精细细节的波形图800。

[0011] 图9是根据示例实施例的从旋转变压器传感器接收的不平衡的第一输出信号和第二输出信号的波形图900。

[0012] 图10是根据示例实施例的从旋转变压器传感器接收的不平衡的第一输出信号和第二输出信号的较精细细节的波形图1000。

[0013] 图11是根据示例实施例的从旋转变压器传感器接收的多个不平衡的第一输出信号和第二输出信号的波形图1100。

[0014] 图12是根据示例实施例的从旋转变压器传感器接收的不平衡的第一输出信号和第二输出信号的精细细节的波形图1200。

[0015] 图13是根据示例实施例的从静态电动机的旋转变压器传感器接收的不平衡的第一输出信号和第二输出信号的波形图1300。

[0016] 图14是根据示例实施例的从静态电动机的旋转变压器传感器接收的后续不平衡的第一输出信号和第二输出信号的波形图1400。

[0017] 图15是根据示例实施例的旋转变压器传感器输出信号功率平均电路1500的示意图。

[0018] 图16是根据示例实施例的旋转变压器传感器输出信号功率不平衡检测器1600的示意图。

[0019] 图17是平方单元的示意图。

### 具体实施方式

[0020] 在本说明书中,一个系统可以是另一系统的子系统。此外,在本说明书中,术语“耦合到”或“与……耦合”(等)描述间接或直接电连接。因此,如果第一设备耦合到第二设备,则该连接可以通过直接电连接,或通过经由其它设备和连接的间接电连接来实现。此外,在本说明书中,术语“部分”可以意为整个部分或小于整个部分的部分。

[0021] 图1示出了根据示例实施例的说明性计算设备100。例如,计算设备100是或结合到电子系统129中,例如计算机、电子装置控制“盒子”或模块、机器人仪器(包括固定的或移动的)、汽车或任何其它类型的系统,其中计算机控制物理设备。

[0022] 在一些实施例中,计算设备100包括兆单元或片上系统(SoC),其包括诸如CPU 112(中央处理单元)的控制逻辑组件、存储装置114(例如,随机存取存储器(RAM)和电源110。例如,CPU 112可以是CISC型(复杂指令集计算机)CPU、RISC型CPU(精简指令集计算机)、MCU型(微控制器单元)或数字信号处理器(DSP)。CPU 112包括由离散逻辑组件提供的功能和/或被布置为执行特定于应用的指令(例如,软件或固件),当由CPU 112执行指令时,将CPU 112转换为专用机器。硬件和软件之间的“划分”的概念线是一种设计选择,它根据各种权衡(包括成本、功耗、可靠性和上市时间)而(例如,选择性地)变化。相应地,用于控制计算系统100的一个或更多个CPU 112的任何软件的功能可以完全体现为硬件(例如,当给予足够的时间和资源用于设计和制造时)。

[0023] 存储装置114(其可以是存储器,诸如处理器内高速缓存、处理器外高速缓存、RAM、闪存、数据寄存器、触发器和磁盘存储装置)存储一个或更多个软件应用130(例如,嵌入式应用),当由CPU 112执行该一个或更多个软件应用130时,将计算设备100转换成适合于执行诸如角度旋转变压器不平衡检测的目标功能的专用机器。

[0024] CPU 112包括存储器和逻辑,其存储从存储装置114频繁访问(例如,写入和/或读取)的信息。计算设备100通常由用户使用UI(用户界面)116控制,该UI 116在软件应用130的执行期间向用户提供输出并从用户接收输入。使用显示器118提供输出,显示器118包括信号器(例如指示灯、扬声器和振动器)和控制器。使用音频和/或视频输入(例如使用语音

或图像识别)以及电气和/或机械设备(例如键盘、开关、近程检测器、陀螺仪、加速度计和旋转变压器)接收输入。

[0025] CPU 112耦合到I/O(输入-输出)端口128,其提供被配置为从联网设备131接收输入(和/或向其提供输出)的接口。联网设备131可包括能够与计算设备100进行点对点 and/或联网通信的任何设备(包括与计算设备100电子配对的“蓝牙”单元)。计算设备100可选地耦合到外围设备和/或计算设备,包括有形的、非暂时性介质(如闪存)和/或有线或无线媒体。这些和其它输入和输出设备通过使用无线或有线连接的外部设备选择性地耦合到计算设备100。存储装置114是例如由联网设备131可访问的。CPU 112、存储装置114和电源110可以耦合到外部电源(未示出)或耦合到本地电源(例如电池、太阳能电池、交流发电机、感应场、燃料电池和电容器)。

[0026] 计算系统100包括旋转变压器138,旋转变压器138被布置成从旋转变压器传感器140接收并评估电信号(例如,传送信息的电信号)。如下所述,旋转变压器传感器140被布置成生成并输出(至少)第一旋转变压器传感器输出信号和第二旋转变压器传感器输出信号,用于指示轴的旋转程度。第一旋转变压器传感器输出信号和第二旋转变压器传感器输出信号是调制信号,例如对应于旋转轴(例如电动机的轴)的角度位移或速度的调制信号。调制信号理想地具有所选择的峰值电压并且偏移了恒定的相位角。相位角在基于(基于二个次级线圈的)旋转变压器的系统中理想地为大约90度,并且在基于(基于三个次级线圈的)旋转变压器的系统中理想地为大约120度。根据本说明书和电动机和电磁学的原理,单相和其它多相系统在本文中是可能的。

[0027] 如下所述,选择的相位角由旋转变压器传感器次级线圈的数量和旋转变压器传感器次级线圈之间的相位角差确定。所选择的相位角通常由旋转变压器传感器相位线圈的数量确定,这允许应用几何原理,使得可以基本去除(例如,解耦)从旋转变压器传感器140接收的调制信号中的励磁机参考信号的频率。基本去除包括将调制信号减少大约70%,这对应于45度的相位角误差,使得在两相系统中大约45度或更大的相位角可以用于检测功率不平衡。然而,使用足够高的阈值水平(如下文参考图16所述)来补偿(响应于从旋转变压器传感器140接收的调制信号所生成的)平均功率信号内的励磁机参考信号(例如,振荡)的剩余存在(例如,纹波)。

[0028] 旋转变压器138评估从旋转变压器传感器140接收的调制信号,以确定电动机轴的角度和/或速度。旋转变压器138还包括诊断电路,以确定接收的调制信号是否是平衡的(例如,不受电噪声和/或绕组缺陷的影响)。例如,当接收的调制信号具有根据所选择的峰值电压的峰值电压和/或分开了恒定的相位角时,接收的调制信号是平衡的,使得轴(例如,其包含用于感应地传输励磁机参考信号的线圈)的旋转角度可以被解析/分辨(例如,确定)。

[0029] 当接收的调制信号不平衡时,在解析轴的旋转角度时可能发生错误。为了帮助最小化响应于错误信息而生成控制信号的可能性(并且例如,提高旋转变压器信号处理的速度和分辨率),旋转变压器138被布置为生成指示所接收的调制信号不平衡的故障信号。故障信号通常耦合到处理器,例如CPU 112,使得处理器可以采取提供对接收的调制信号的特殊处理(包括忽略)。

[0030] 在一个实施例中,旋转变压器138接收正弦/余弦调制信号 $V_{in1}$ 和 $V_{in2}$ (其中 $V_{in1}=V1*\cos(\theta)\sin(\omega t)$ 和 $V_{in2}=V2*\sin(\theta)\sin(\omega t)$ )。调制信号通常小于大约15kHz,但是

根据本文的描述,因为所描述的调制频率的解耦,所以调制信号Vin1和Vin2不限于小于大约15kHz的频率。旋转变压器138被布置成将Vin1和Vin2的分辨角 $\theta$ 解析并转换为表示电动机角度和/或速度的数字字(digital word)(例如,10位或12位字)(例如,使得可以传送轴的速率和/或瞬时位置)。在该实施例中,Vin1和Vin2的两个输入(例如,包络)峰值电压理想地应该是相同的。输入Vin1和Vin2信号之间的任何偏差和/或不平衡(例如,超过偏移的相应容差、偏移漂移、失真、毛刺和噪声)被认为引起分辨角 $\theta$ 中的误差,并且相应地(例如,经由误差信号)被报告为故障。

[0031] 然而,比较Vin1和Vin2信号之间的峰值和/或谷值电压不一定是直截了当的,因为Vin1和Vin2信号中的每个的峰值和谷值电压在不同时间发生并且取决于电动机转速和位置。在第一个示例中,根据通常的旋转变压器传感器操作,标称输入信号幅度V1和V2(分别为Vin1和Vin2)以及偏移漂移、失真和噪声都由 $\sin(\omega t)$ 项进行幅度调制。当旋转变压器电动机的轴旋转非常缓慢或甚至停止时,可能会生成故障。当轴(例如,以诸如0度的角度 $\theta$ )停止时,一个通道(例如,Vin1)是满量程(例如,峰值电压)而另一个通道(例如,Vin2)是零,使得传统的解决方案(例如,峰值检测器)通常不能有效地检测任何波形偏差和/或偏转。相反,所描述的旋转变压器138被布置成在轴相对缓慢地旋转或不旋转(例如,停止)时适当地检测并报告错误(例如,输入信号幅度V1和V2中的功率不平衡)。

[0032] 在第二个示例中,从旋转变压器传感器140接收的Vin1和Vin2信号可能是有噪声的、损坏的和/或失真的(统称为“劣化”)。Vin1和Vin2信号在被旋转变压器138接收之前可能变得劣化,因为旋转变压器传感器140通常被放置在旋转变压器138外部(例如,与其分离)的位置,使得Vin1和Vin2信号在被连接到旋转变压器138(例如它的被屏蔽的集成电路)之前受到电磁干扰(EMI)的影响。

[0033] 由于EMI感应的劣化,所接收的Vin1和Vin2信号通常被适当地信号调节(例如,调整增益和/或衰减)并被滤波。然而,EMI还会劣化用于比较的任何参考信号,使得可以校正对接收的Vin1和Vin2信号的感应劣化(例如,使得由于EMI,没有基本上理想的参考信号可容易地用于比较)。此外,客户(例如,部署后系统的用户)可以自适应地调整输入信号电平以获得更好的动态范围,但是这通常会进一步增加生成基本上理想的参考信号的复杂性。

[0034] 所描述的旋转变压器138被布置成执行接收的 $\sin(\omega t)$ 或 $\cos(\omega t)$ 调制的传感器信号的角度旋转变压器不平衡检测和故障报告,而不管EMI感应的噪声劣化、信号增益、接收的传感器信号的余弦信号和正弦信号之间的任何幅度不平衡。

[0035] 图2是旋转变压器传感器的示意图。旋转变压器传感器200是诸如旋转变压器传感器140的旋转变压器传感器,并且通常与电动机210集成。旋转变压器传感器200包括励磁机参考(输入)端子R1和R2,正弦(输出)端子S2和S4,以及余弦(输出)端子S1和S3。通常,旋转变压器传感器200被布置成响应于励磁机参考信号(例如,经由端子R1和R2),生成第一输出信号(例如,经由S2和S4)和第二输出信号(例如,经由S1和S3)。生成的第一输出信号和第二输出信号是模拟输出信号,用于传送旋转信息,以确定电动机210的电动机轴220的旋转(包括位置和/或转速)。

[0036] 旋转变压器传感器200是角度位置传感器,其通常在严峻、恶劣的环境中使用。全电动车辆(EV)或工业机器人通常使用一个或多个旋转变压器传感器200用于执行旋转和/或角运动的各种控制系统。在采用数字信号处理的实施例中,旋转变压器到数字转换器



(RDC) 接口处理由旋转变压器传感器200输出的模拟输出信号,并将模拟输出信号的旋转信息转换为数字格式。数字格式化的旋转信息被传送到诸如EV中的发动机控制单元(ECU)或传送到某些工业机器人控制系统中的其它微控制器/微处理器,其中确定电动机轴220的角度位置和/或速度是用于正常处理所需要的。

[0037] 通常,旋转变压器传感器200被机械地固定在电动机210的电动机轴220上,为此电动机轴220的相对角度位置和绝对角度位置两者将被连续地确定。如图所示,旋转变压器传感器200体现为具有一个转子绕组(例如,线圈230)的旋转的自耦变压器,其经由端子R1和R2由励磁机正弦波驱动。转子绕组230围绕电动机轴220布置,电动机轴220随着电动机210运行(例如,“转动(spin)”)而相应地旋转。旋转变压器传感器200还包括两个次级绕组(线圈240和250),它们机械地分开90度放置(其它相位角放置是可能的,例如对于3相旋转变压器传感器为120度)。次级线圈240和250分别耦合到正弦(S2和S4)和余弦(S1和S3)端子。施加到初级线圈的励磁机信号被AC耦合(例如,感应地耦合)到两个定子绕组。当转子转动(例如,旋转)时,转子位置角( $\theta$ )相对于定子绕组变化。例如,转子和定子绕组的匝数比约为30%。在图3中(下文描述的)所示的得到的幅度调制信号是通常的旋转变压器传感器200输出信号。旋转变压器传感器200输出信号通常被执行“增益”(例如,选择性地放大)、解调和后处理,以提取与电动机轴220相关的角度和速度信息。

[0038] 图3是励磁机参考信号和从旋转变压器传感器200接收的第一输出信号和第二输出信号的波形图300。励磁机参考信号330是由旋转变压器生成的应用于旋转变压器传感器200的双端(例如,差分)信号。励磁机参考信号330由旋转变压器138波形生成电路生成并施加在旋转变压器传感器200的R1和R2端子上。励磁机参考信号330具有符合公式 $\sin(2\pi \times f_c \times t) + a$ 的波形,其中 $f_c$ 是励磁频率, $a$ 是共模幅度(它是常数),以及 $t$ 是时间。

[0039] 第一(例如,余弦)输出信号310是由旋转变压器传感器响应于励磁机参考信号330从(转子)线圈230到第二(定子)线圈250的感应耦合而生成的双端信号。生成的第一输出信号310耦合在旋转变压器传感器200的S1和S3端子上。旋转变压器传感器200生成具有根据公式 $\sin(2\pi \times P \times N/60 \times t)$ 的第一正弦包络312的第一(例如,余弦)输出信号310,其中 $P$ 表示旋转变压器传感器200的极数, $N$ 表示rpm(每分钟转数),以及 $t$ 是时间。

[0040] 第二(例如,正弦)输出信号320是由旋转变压器传感器响应于励磁机参考信号330从(转子)线圈230到第一(定子)线圈240的感应耦合而生成的双端信号。生成的第二输出信号320耦合在旋转变压器传感器200的S2和S4端子上。旋转变压器传感器200生成具有根据公式 $\sin(2\pi \times P \times N/60 \times t)$ 的第二正弦包络322的第二(例如,正弦)输出信号320,其中 $P$ 表示旋转变压器传感器200的极数, $N$ 表示rpm(每分钟转数),以及 $t$ 是时间。例如,可以通过对将第一正弦包络322除以瞬时值除以第二正弦包络312的结果的反正切函数求值来确定电动机旋转的角度( $\theta$ )。

[0041] 图4是数字反馈环路跟踪旋转变压器的架构的高级图。数字反馈环路跟踪旋转变压器400包括模拟前端410(其包括差分输入缓冲器420和422、乘法器430和432以及差分比较器440)、数字块(其包括解调器450、“II型”控制环路)460(例如,具有两个“极”——一个在原点——以及一个“零”,其中零位于两个极之间:这样的补偿网络有助于塑造相对于频率的增益分布,同时还提供90°相位提升(boost))和存储器正弦/余弦查找表470,以及数模转换器(DAC)480和482。

[0042] 模拟前端410被布置成将正弦和余弦差分输入信号(例如,经由差分输入缓冲器420和422)转换成分别由公式(1)和(2)给出的相应“单端”信号:

$$[0043] \quad \text{Sine}(S2-S4) = \sin(\Theta) * \sin(\omega * t) \quad (1)$$

$$[0044] \quad \text{Cosine}(S1-S3) = \cos(\Theta) * \sin(\omega * t) \quad (2)$$

[0045] 其中 $\Theta$ 是电动机轴角度并且 $\omega$ 是在R1-R2处施加的励磁频率。

[0046] 公式(1)和(2)的幅度调制旋转变压器输出信号作为输入被馈送到数字反馈环路跟踪旋转变压器400。数字反馈环路跟踪旋转变压器400环路的目的是计算角度( $\Theta$ )和电动机轴的速度。如图3所指示的,定位信息经由输入正弦和余弦信号的包络传送。为了计算传送的角度,将 $\sin \Theta$ 乘以反馈信号(来自DAC 480的 $\cos \Phi$ ),其中 $\Phi$ 是从存储在存储器中的查找表得出的假定角度。类似地, $\cos \Theta$ 乘以反馈信号(来自DAC 482的 $\sin \Phi$ )。因此,乘法器430和320用于生成三角函数( $\sin A * \cos B - \sin B * \cos A$ ),其等于每个三角恒等式的 $\sin(A-B)$ :

$$[0047] \quad a-b = K * \sin(\Theta) * \sin(\omega * t) * \cos(\Phi) - K * \cos(\Theta) * \sin(\omega * t) * \sin(\Phi) \quad (3)$$

$$[0048] \quad = K * \sin(\omega * t) * (\sin(\Theta) * \cos(\Phi) - \cos(\Theta) * \sin(\Phi)) \quad (4)$$

$$[0049] \quad = K * \sin(\omega * t) * \sin(\Theta - \Phi) \quad (5)$$

[0050] 其中 $\Phi$ =电动机轴220的角度的近似值,并且K是常数。

[0051] 差分比较器440的输出是数字的,并且由解调器450解调以去除载波 $\sin(\omega * t)$ 。为了确定载波 $\sin(\omega * t)$ 信息,解调器450响应于励磁机参考信号生成误差信号 $V_{\Phi \text{ERR}}$ 。误差信号 $V_{\Phi \text{ERR}}$ 应用于II型(数字跟踪)控制环路460,以将误差信号 $V_{\Phi \text{ERR}}$ 转换为用于指示角度和速度的输出信号:

$$[0052] \quad V_{\Phi \text{ERR}} = K * \sin(\omega * t) * (\Theta - \Phi) \quad (6)$$

[0053] 在数字反馈环路跟踪旋转变压器架构中采用的控制环路配置的负反馈有助于将 $V_{\Phi \text{ERR}}$ 信号连续地减小到基本上接近零的值。对于相对小的 $(\Theta - \Phi)$ 值, $V_{\Phi \text{ERR}}$ 的值接近零。当 $\sin(A-B) \approx 0$ ,则 $A \approx B$ 。因此,数字反馈环路通过保持误差接近于零而连续自校正,使得假定角度( $\Phi$ )等于轴220的角度( $\Theta$ ),相应地,当数字控制环路跟踪时:

$$[0054] \quad \Theta = \Phi \quad (7) \text{ 从中可以确定(例如,推断)假定的近似角度基本上等于转子轴角度。}$$

[0055] 图5是根据示例实施例的从旋转变压器传感器接收的理想的第一输出信号和理想的第二输出信号的波形图500。波形图500包括从理想旋转变压器传感器接收的理想第一(余弦)输出信号510,从理想旋转变压器传感器接收的理想第二(正弦)输出信号520,应用于理想旋转变压器传感器的理想励磁机参考信号530,第一(例如,较长的窗口)电压RMS(均方根)输出540,第二(例如,较短的窗口)电压RMS输出542,以及故障信号550(例如,用于指示第一RMS输出电压和第二RMS输出电压何时偏离)。例如,故障信号550由所描述的旋转变压器138生成,并且在下文中参考图16描述。

[0056] 理想的第一(余弦)输出信号510的电压峰值到峰值( $V_{pk-pk}$ )502和理想的第二(正弦)输出信号520的 $V_{pk-pk}$ 504的理想情况是,即使每个这样的信号的相应的峰值到峰值电压在不同的时间出现(例如,相位偏移和电动机转速),它们也是相同的。例如,当相位角接近 $0^\circ$ 、 $180^\circ$ 、 $360^\circ$ 等时出现第一(余弦)输出信号510的相应峰值到峰值电压,而当相位角接近 $90^\circ$ 、 $270^\circ$ 等时出现第二(正弦)输出信号520的峰值到峰值电压。峰值到峰值电压通常出现在所选择的相位角附近(而不是精确地出现在其上),因为通常根据电动机轴的瞬时方向

和转速生成峰值到峰值电压。

[0057] 因为理想的第一(余弦)输出信号510和理想的第二(正弦)输出信号520都是理想的,所以第一(例如,较长的窗口)电压RMS(均方根)输出540和第二(例如,较短的窗口)电压RMS输出542也是理想的。例如,第一(例如,较长的窗口)电压RMS输出540和第二(例如,较短的窗口)电压RMS输出542二者都是理想电压峰值到峰值的RMS。因为第一(例如,较长的窗口)电压RMS输出540和第二(例如,较短的窗口)电压RMS输出542是相同的(并且相应地被说明为叠加的),故障信号(例如,用于指示何时第一RMS输出电压和第二RMS输出电压偏离)保持未断言(逻辑零)值。

[0058] 图6是根据示例实施例的从旋转变压器传感器接收的理想第一输出信号和第二输出信号的较精细细节的波形图600。波形图600包括理想的第一(余弦)输出信号610、理想的第二(正弦)输出信号620、理想的励磁机参考信号630、第一(例如,较长的窗口)电压RMS输出640、第二(例如,较短的窗口)电压RMS输出642和故障信号650。

[0059] 如较精细的细节(例如,经放大)所说明的,通常可以感知理想的第一(余弦)输出信号610和理想的第二(正弦)输出信号620的每个单独(例如,正弦波)振荡。在所说明的时间内,理想的第一(余弦)输出信号610的峰值到峰值电压在时间100mS(毫秒)附近(例如,当余弦相位角接近 $0^\circ$ 时)接近最大值。以类似的方式(例如,根据正弦和余弦函数之间的偏移 $90^\circ$ 偏移本身),第二(正弦)输出信号620的峰值到峰值电压在时间100mS附近(例如,当正弦相位角接近 $0^\circ$ 时)接近最小值(例如,零)。

[0060] 图7是根据示例实施例的从旋转变压器传感器接收的理想的第一输出信号和理想的第二输出信号的更精细细节的波形图700。波形图700包括:理想的第一(余弦)输出信号710、理想的第二(正弦)输出信号720、理想的励磁机参考信号730、第一(例如,较长的窗口)电压RMS输出740、第二(例如,较短的窗口)电压RMS输出742和故障信号750。

[0061] 如更精细的细节所说明的,理想的第一(余弦)输出信号710和理想的第二(正弦)输出信号720的每个单独(例如,正弦波)振荡通常是可辨别的。在所说明的时间内,理想的第一(余弦)输出信号710的峰值到峰值电压在时间100mS附近(例如,当余弦相位角接近 $0^\circ$ 时)接近最大值。以类似的方式,第二(正弦)输出信号720的峰值到峰值电压在时间100mS附近(例如,在时间100mS附近具有大致平坦的外观)接近最小值(例如,零)。

[0062] 图8是根据示例实施例的在不同时间从旋转变压器传感器接收的理想的第一输出信号和理想的第二输出信号的精细细节的波形图800。波形图800包括理想的第一(余弦)输出信号810、理想的第二(正弦)输出信号820、理想的励磁机参考信号830、第一(例如,较长的窗口)电压RMS输出840、第二(例如,较短的窗口)电压RMS输出842和故障信号850。

[0063] 如详细所说明的,理想的第一(余弦)输出信号810和理想的第二(正弦)输出信号820的每个单独(例如,正弦)振荡通常是可辨别的。在所说明的时间段内,理想的第一(余弦)输出信号810的峰值到峰值电压在时间124.8mS附近(例如,当相位角接近 $90^\circ$ 时)接近最小值(例如,零)。根据正弦-余弦关系,第二(正弦)输出信号820的峰值到峰值电压在时间124.8mS附近(例如,当相位角接近 $90^\circ$ 时)接近最大值。

[0064] 如图7和图8的波形所说明的,理想的第一(余弦)输出信号和理想的第二(正弦)输出信号的最大峰值以不同的间隔出现。这种间隔的间距取决于由所描述旋转变压器监测的电动机的转速。

[0065] 图9是根据示例实施例的从旋转变压器传感器接收的不平衡的第一输出信号和第二输出信号的波形图900。波形图900包括(例如,劣化的)第一(余弦)输出信号910、第二(正弦)输出信号920、励磁机参考信号930、第一(例如,较长的窗口)电压RMS输出940、第二(例如,较短的窗口)电压RMS输出942和故障信号950。

[0066] 如所说明的,第一(余弦)输出信号910是非理想的,例如噪声在155mS的时间附近被注入旋转变压器传感器造成的。噪声可以由电动机本身(其在许多普通电动车辆中可以消耗大约10-40安培的电流)和/或控制电路(例如,用于选择性地为电动机线圈的动力绕组供电)产生。通常,只要将噪声同样地注入正弦和余弦信号二者中,旋转变压器系统138的共模抑制(例如,其对于差分信号是固有的)就会降低噪声对旋转变压器系统的影响。当噪声不成比例地影响正弦或余弦信号之一时,传统的旋转变压器系统可以做出基本上不正确的角度确定(例如,取决于不成比例的程度和特定应用的容差)。

[0067] 此外,第一(余弦)输出信号910可以是非理想的,例如在旋转变压器传感器生成从旋转变压器传感器接收的输出信号时的缺陷造成的。旋转变压器传感器通常包括多个极和/或绕组。当包括各个匝(turn)的相邻绝缘部分时,具有相邻的受损绝缘的各个匝可以(例如,直接或间接)被短路。当在绕组中发生短路匝时,短路匝导致绕组致使旋转变压器传感器的输出信号的幅度下沉(dip)。幅度下沉902(例如,相对于 $V_{pk-pk}$  904)降低了传统旋转变压器系统的角度精度,并且会打破旋转变压器反馈环路的稳定性(例如,“锁定”)(例如取决于特定的应用程序的容差)。

[0068] 例如,旋转变压器传感器中的噪声或故障绕组或其它机械缺陷的(一个或更多个)影响的不成比例,其造成仅在一个信号中减小幅度,导致不平衡,这可能导致不正确的轴角度读数和/或不稳定的反馈控制环路。在所描述的旋转变压器138中,根据比较和阈值化(例如,参见下文描述的比较器1662和1664)第一(例如,较长的窗口)电压RMS输出940和第二(例如,较短的窗口)电压RMS输出942来检测不平衡。当第一(例如,较长的窗口)电压RMS输出940与第二(例如,较短的窗口)电压RMS输出942之间的差(例如,差的大小)超过可编程选择的阈值时(例如,参见在下文描述的可编程分压器1654和1658),旋转变压器在时间155mS附近断言故障信号950。

[0069] 图10是根据示例实施例的从旋转变压器传感器接收的不平衡的第一输出信号和第二输出信号的较精细细节的波形图1000。波形图1000包括(例如,劣化的)第一(余弦)输出信号1010、第二(正弦)输出信号1020、励磁机参考信号1030、第一(例如,较长的窗口)电压RMS输出1040、第二(例如,较短的窗口)电压RMS输出1042和故障信号1050。

[0070] 例如,在时间155mS附近,噪声和/或绕组故障导致第一(例如,余弦)电压输出信号1010的瞬时峰值到峰值电压中的下降1002。所描述的旋转变压器138响应于在较长的窗口(例如,是较短的窗口的20倍)上积分第一(例如,余弦)电压输出信号1010和第二(例如,正弦)电压输出信号而生成第一(例如,较长的窗口)电压RMS输出1040。同样地,所描述的旋转变压器138响应于在较短的窗口(例如,是较短的窗口的1/20)上积分第一(例如,余弦)电压输出信号1010和第二(例如,正弦)电压输出信号1020而生成第二(例如,较短的窗口)电压RMS输出1042。

[0071] 相应地,响应于第一(例如,余弦)电压输出信号1010的峰值到峰值电压中的下降1002,第二(例如,较短的窗口)电压RMS输出1042的值(比RMS输出1040更快地)下降。第二

(例如,较短的窗口)电压RMS输出1040的降低值在时间155附近是可辨别的,其中第二(例如,较短的窗口)电压RMS输出1042的(例如,功率)值偏离了(例如,变得小于)第一(例如,较长的窗口)电压RMS输出1040的对应值。当第一(例如,较长的窗口)电压RMS输出1040与第二(例如,较短的窗口)电压RMS输出1042之间的差(例如,差的大小)超过可编程选择的阈值,旋转变压器138在时间155mS附近断言(例如,1004)故障信号1050。

[0072] 在时间155mS之后,电动机轴的旋转(和/或例如噪声的停止)导致第一(例如,余弦)电压输出信号1010的瞬时峰值到峰值电压(例如,逐渐地)上升到正常(例如,非错误)值。当第一(例如,较长的窗口)电压RMS输出1040与第二(例如,较短的窗口)电压RMS输出1042之间的差(例如,差的大小)下降到可编程选择的阈值以下时,旋转变压器138在时间161mS附近将故障信号1050取消断言(deassert)。

[0073] 图11是根据示例实施例的从旋转变压器传感器接收的多个不平衡的第一输出信号和第二输出信号的波形图1100。波形图1100包括:(劣化的)第一(余弦)输出信号1110、第二(正弦)输出信号1120、励磁机参考信号1130、第一(例如,较长的窗口)电压RMS输出1140、第二(例如,较短的窗口)电压RMS输出1142和故障信号1150。

[0074] 例如,在时间192mS附近,噪声和/或绕组故障导致第一(例如,余弦)电压输出信号1110的瞬时峰值到峰值电压中的下降1102。所描述的旋转变压器138响应于在较长的窗口(例如,是较短的窗口的20倍)上积分第一(例如,余弦)电压输出信号1110和第二(例如,正弦)电压输出信号而生成第一(例如,较长的窗口)电压RMS输出1140。同样地,所描述的旋转变压器138响应于在较短的窗口(例如,是较短的窗口的1/20)上积分第一(例如,余弦)电压输出信号1110和第二(例如,正弦)电压输出信号1120而生成第二(例如,较短的窗口)电压RMS输出1142。

[0075] 相应地,响应于第一(例如,余弦)电压输出信号1110的峰值到峰值电压中的下降1102,第二(例如,较短的窗口)电压RMS输出1142的值(比RMS输出1140更快地)下降。第二(例如,较短的窗口)电压RMS输出1140的降低值在时间192mS附近是可辨别的,其中第二(例如,较短的窗口)电压RMS输出1142的(例如,功率)值偏离了(例如,变得小于)第一(例如,较长的窗口)电压RMS输出1140的对应值。当第一(例如,较长的窗口)电压RMS输出1140与第二(例如,较短的窗口)电压RMS输出1142之间的差(例如,差的大小)降到可编程选择的阈值以下,旋转变压器138在时间197mS的附近将故障信号1150取消断言。

[0076] 由所描述的旋转变压器138以类似的方式检测和处理附加的不平衡(例如,从在时间155mS处开始的不平衡)。例如,在大约时间192mS、204mS和211mS处检测到故障不平衡,其中故障信号1150分别在每个这样的时间被断言(例如1104),并且故障信号1150分别在大约时间197mS、209mS和214mS被取消断言(其中每个不平衡被降低到阈值容差范围内的水平)。

[0077] 图12是根据示例实施例的从旋转变压器传感器接收的不平衡的第一输出信号和第二输出信号的精细细节的波形图1200。波形图1200包括(非理想的)第一(余弦)输出信号1210、第二(正弦)输出信号1220、励磁机参考信号1230、第一(例如,较长的窗口)电压RMS输出1240、第二(例如,较短的窗口)电压RMS输出1242和故障信号1250。

[0078] 在时间192mS附近,旋转相关(例如,在功能上取决于轴角度的绕组或噪声引起的故障)故障导致第一(例如,余弦)电压输出信号1210的瞬时峰值到峰值电压的下降。所描述的旋转变压器138响应于在较长的窗口(例如,是较短的窗口的20倍)上积分第一(例如,余

弦)电压输出信号1210和第二(例如,正弦)电压输出信号而生成第一(例如,较长的窗口)电压RMS输出1240。同样地,所描述的旋转变压器138响应于在较短的窗口(例如,是较短的窗口的1/20)上积分第一(例如,余弦)电压输出信号1210和第二(例如,正弦)电压输出信号1220而生成第二(例如,较短的窗口)电压RMS输出1242。

[0079] 相应地,响应于第一(例如,余弦)电压输出信号1210的峰值到峰值电压中的下降1202,第二(例如,较短的窗口)电压RMS输出1240的值下降。当第一(例如,较长的窗口)电压RMS输出1240与第二(例如,较短的窗口)电压RMS输出1242之间的差(例如,差的大小)超过可编程选择的阈值,旋转变压器138在192mS的时间附近断言故障信号1250。当第一(例如,较长的窗口)电压RMS输出1240与较短的窗口(例如,正弦)电压RMS输出1242之间的差(例如,差的大小)下降到可编程选择的阈值以下,旋转变压器138在197mS的时间附近对故障信号1250取消断言。

[0080] 图13是根据示例实施例的从静态电动机的旋转变压器传感器接收的不平衡的第一输出信号和第二输出信号的波形图1300。波形图1300包括(例如,劣化的)第一(余弦)输出信号1310、第二(正弦)输出信号1320、励磁机参考信号1330、第一(例如,较长的窗口)电压RMS输出1340、第二(例如,较短的窗口)电压RMS输出1342和故障信号1350。

[0081] 在329mS的时间附近,非旋转相关的故障(例如在轴角度静态时发生的绕组引起的故障或噪声引起的故障)导致第一(例如,“余弦”)电压输出信号1310的电压的上升。相应地,响应于第一(例如,“余弦”)电压输出信号1310的电压的上升,第二(例如,较短的窗口)电压RMS输出1340的值上升。当第一(例如,较长的窗口)电压RMS输出1340与第二(例如,较短的窗口)电压RMS输出1342之间的差(例如,差的大小)超过可编程选择的阈值,旋转变压器138在330mS的时间附近断言(例如,1302)故障信号1350。当第一(例如,较长的窗口)电压RMS输出1340与第二(例如,较短的窗口)电压RMS输出1342之间的差(例如,差的大小)下降到可编程选择的阈值以下时,旋转变压器138在335mS的时间附近对故障信号1350取消断言。

[0082] 图14是根据示例实施例的从静态电动机的旋转变压器传感器接收的后续不平衡的第一输出信号和第二输出信号的波形图1400。波形图1400包括(劣化的)第一(余弦)输出信号1410、第二(正弦)输出信号1420、励磁机参考信号1430、第一(例如,较长的窗口)电压RMS输出1440、第二(例如,较短的窗口)电压RMS输出1442和故障信号140。

[0083] 在时间396mS附近,非旋转相关的故障(例如当轴角度静态时发生的绕组引起的故障或噪声引起的故障)导致第一(例如,“余弦”)电压输出信号1410的电压的上升。相应地,响应于第一(例如,“余弦”)电压输出信号1410的电压的上升,第二(例如,较短的窗口)电压RMS输出1440的值上升。当第一(例如,较长的窗口)电压RMS输出1440与第二(例如,较短的窗口)电压RMS输出1442之间的差(例如,差的大小)超过可编程选择的阈值,旋转变压器148在396mS的时间附近断言(例如,1402)故障信号1450。当第一(例如,较长的窗口)电压RMS输出1440与第二(例如,较短的窗口)电压RMS输出1442之间的差(例如,差的大小)下降到可编程选择的阈值以下时,旋转变压器148在401mS的时间附近对故障信号1450取消断言。

[0084] 图15是根据示例实施例的旋转变压器传感器输出信号功率平均电路1500的示意图。旋转变压器传感器输出信号功率平均电路1500包括“平方”(例如,如在执行数学指数平方函数中)单元1510、1520和1530、电流求和器1540和积分器(例如,电容器)C15。通常,旋转

变压器信号输出信号功率平均电路1500被布置为生成平均功率信号,用于指示旋转变压器传感器输出信号功率的平均值,其中响应于时间窗口确定平均值,该时间窗口是响应于C15的值所确定的。旋转变压器传感器输出信号是诸如第一(例如,余弦)输出信号 $V_{in1}$ 和第二(例如,正弦)输出信号 $V_{in2}$ 的信号。

[0085] 平方单元1510被布置为相对于共模信号 $V_{COM}$ 对第一(例如,余弦)输出信号 $V_{in1}$ 的平均值进行平方,从而生成第一电流以表示第一平方平均值(功率)。平方单元1520被布置成相对于共模信号 $V_{COM}$ 对第二(例如,正弦)输出信号 $V_{in2}$ 的平均值进行平方,从而生成第二电流以表示第二平方平均值(功率)。平方单元1530被布置成对平均功率信号 $V_C$ 和共模信号 $V_{COM}$ 的平均值进行平方,从而生成第三电流以表示第三平方平均值(功率)。

[0086] 所生成的(例如,第一、第二和第三)电流中的每个被电流求和器1540求和(例如,相加或减去)以产生求和电流1546,其根据由平均电容器C(例如,积分器C15)形成的电压生成平均功率信号 $V_C$ 。相应地,平均功率信号 $V_C$ 建立反馈环路(例如,是反馈环路的一部分),其中由平方单元1510和1520相加的电流被由平方单元1530减去的电流(例如,在稳定且锁定的稳态操作条件下)抵消。平均电容器C的充电或放电过程可以通过以下公式描述:

$$V_{C(t)} = V_{C(t_0)} + \frac{1}{C} \int_{t_0}^t (i_{V_1 \cos \theta \sin \omega t} + i_{V_2 \sin \theta \sin \omega t} - I_{V_C}) dt \quad (8)$$

[0087]

$$= V_{C(t_0)} + \frac{k}{C} \int_{t_0}^{t_0+T} [(V_1 \cos \theta \sin \omega t)^2 + (V_2 \sin \theta \sin \omega t)^2 - V_{C(t)}^2] dt \quad (9)$$

[0088] 其中k是常数,并且t是 $t_0$ (初始时间)和T( $t_0$ 后经过的时间)之间的特定时间。

[0089] 在反馈环路达到稳态操作条件之后,其中平均功率信号 $V_C$ 基本恒定(例如,直流),公式(9)的积分项被设置为等于零。例如,公式(9)的积分项被设置为等于零,因为在稳态操作条件期间, $V_C$ 停止充电或放电(稳态条件),并且前两个平方单元电流的和等于第三个单元电流且与第三个单元电流相反:

$$[0090] \quad \int_{t_0}^{t_0+T} [(V_1 \cos \theta \sin \omega t)^2 + (V_2 \sin \theta \sin \omega t)^2 - V_{C(t)}^2] dt = 0 \quad (10)$$

[0091] 相应地,

$$[0092] \quad V_{C(t)}^2 T = \int_{t_0}^{t_0+T} [(V_1 \cos \theta \sin \omega t)^2 + (V_2 \sin \theta \sin \omega t)^2] dt$$

$$\begin{aligned}
 V_{C(t)} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} [(V_1 \cos \theta \sin \omega t)^2 + (V_2 \sin \theta \sin \omega t)^2] dt} \\
 &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} V^2 (\cos^2 \theta + \sin^2 \theta) \sin^2 \omega t dt} \quad (11)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 [0093] \quad &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} V^2 \sin^2 \omega t dt} \\
 &= \sqrt{\frac{V^2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} dt} \quad (12)
 \end{aligned}$$

$$= \sqrt{\frac{V^2}{T} \times \frac{T}{2}} = \frac{V}{\sqrt{2}} = V_{RMS} \quad (13)$$

[0094] 其中根据三角恒等式 $\cos^2 \theta + \sin^2 \theta = 1$ 从公式(11)导出公式(12),使得第一(例如,余弦)和第二(例如,正弦)输出信号的正弦/余弦效应与公式(13)的幂项 $V_{RMS}$ 解耦。

[0095] 相应地,由存储在平均电容器C上的电荷形成的电压 $V_C(t)$ 是调制信号 $V_{in1} = V_1 \cos(\theta) \sin(\omega t)$ 和 $V_{in2} = V_2 \sin(\theta) \sin(\omega t)$ 的总功率的RMS量度。如上所述, $\sin(\omega t)$ 效应通过平方和计算被解耦(使得如本文所述,可以独立于对励磁信号的振荡的参考而在 $V_{in1}$ 和 $V_{in2}$ 信号中检测误差)。此外,公式(13)的幂项 $V_{RMS}$ 独立于公式(9)中的系数 $k/C$ 。然而,系数 $k/C$ 确定在其上确定幂项 $V_{RMS}$ 的时间窗口(例如,稳定时间)。相应地,描述了两个单独的(例如,具有一些可选的共享组件)旋转变压器传感器输出信号功率平均电路1500,每个包括不同值的积分器C15,用于使用较短和较长的时间窗口产生平均功率计算(如下文参考图16所述)。

[0096] 在公式(8)至(13)中,通过假设 $V_1 = V_2 = V$ 来获得RMS测量。当 $V_{in1}$ 和 $V_{in2}$ 信号之一或两者由于偏移漂移、失真、绕组故障、“毛刺”和耦合噪声中的任何一个而劣化时, $V_{RMS}$ 受到影响(例如,被改变),并且 $V_{RMS}$ 中的超过所选择的阈值的这种改变可以通过下面参考图16描述的旋转变压器输出信号功率不平衡检测器来检测。

[0097] 在替代实施例中,平方单元1530可以被省略并且可以由可选的开关S15代替。开关S15被布置成选择性地(例如,在稳态操作条件期间)将积分器C15设置为已知电压(例如,响应于由控制旋转变压器传感器输出信号功率平均电路1500的可编程组件的处理器断言的信号“放电”)。例如,因为 $V_{in1}$ 和 $V_{in2}$ 电流的平方之和用于确定RMS功率并且在积分电容器上确定的时间段内被平均,所以仅仅两个电流的求和就会趋向于最终使平均电容器C15饱和。为了避免平均电容器C15的这种饱和,可以布置平方单元诸如1530以减去求和节点处的电流,和/或可以通过选择性地使用开关S15以使平均电容器C15放电来减去电流。因此,控制在平均电容器C15的高侧处形成的电压,使得形成的电压通常在下文描述的比较器1662和1664的工作电压范围内。

[0098] 如本文所述,生成平均功率信号以检测第一旋转变压器传感器输出信号和第二旋转变压器传感器输出信号之间的功率不平衡。通常由旋转变压器传感器响应于感应地耦合励磁机参考信号来生成第一旋转变压器传感器输出信号和第二旋转变压器传感器输出信号,使得第一旋转变压器传感器信号与第一物理取向相关联,该第一物理取向不同于与第



二旋转变压器传感器信号相关联的第二物理取向。

[0099] 当功率不平衡(例如,可能由引起故障的瞬态条件引起,例如电噪声或绕组缺陷)存在于第一旋转变压器传感器输出信号和第二旋转变压器传感器输出信号之间时,检测到功率不平衡并且生成故障信号。故障信号用于“警告”控制电路,例如警告从第一旋转变压器传感器输出信号和第二旋转变压器传感器输出信号导出的定位(和/或转速)信息劣化,从而可以采取保护措施(包括以其他方式可能采用的控制电路做出的阻塞动作)。

[0100] 图16是根据示例实施例的旋转变压器传感器输出信号功率不平衡检测器1600的示意图。旋转变压器传感器输出信号功率不平衡检测器1600包括旋转变压器输出信号功率平均电路1602和1604、可编程分压器1654和1658、比较器1662和1664以及故障信号发生器1670。

[0101] 通常,旋转变压器输出信号功率平均电路1602和1604被布置为每个响应于第一旋转变压器传感器输出信号和第二旋转变压器传感器输出信号生成平均功率信号。使用不同的时间段(例如,窗口)对所生成的平均功率信号中的每个进行平均,使得施加在第一旋转变压器传感器输出信号和第二旋转变压器传感器输出信号之一上的瞬态(诸如由于噪声或绕组缺陷引起的瞬态的开始)信号不均匀地影响生成的平均功率信号。由于旋转变压器输出信号功率平均电路1602和1604的不同积分速率和/或不同时间窗口,不平衡的第一旋转变压器传感器输出信号和第二旋转变压器传感器输出信号不均匀地影响所生成的平均功率信号。

[0102] 选择第一时间窗口和第二时间窗口的持续时间以具有这样的持续时间,该持续时间使得通过比较第一平均功率信号和第二平均功率信号可以检测由瞬态事件引起的不平衡。第一平均功率信号由旋转变压器输出信号功率平均电路1602生成,第二平均功率信号由旋转变压器输出信号功率平均电路1604生成。相应地,比较(例如,受到不同影响的)平均功率信号确定(例如,在所选择的阈值内)由功率不平衡引起的错误条件以及响应于指示错误条件而生成故障信号。

[0103] 当比较器1662和1664、可编程分压器1654和1658以及(相对非常小的)或门(例如,故障信号发生器1670)也被认为是模拟设备(或使用模拟设备来实施)时,旋转变压器传感器输出信号功率不平衡检测器1600几乎完全在模拟域中操作。例如,基本上在模拟域中操作消除了与传统数字解决方案和数字信号处理相关联的成本。所描述的旋转变压器传感器输出信号功率不平衡检测器1600可以相对紧凑地布局。例如,下面参考图17描述平方单元1700(其代表平方单元的部分,例如1610、1620、1630、1612、1622和1632)(例如,鉴于图16)。平方单元1700包括模拟组件,其可以紧凑地布局并且也紧密复制,使得每个这样的复制平方单元相对于PVT(工艺、电压和温度)变化方面进行基本上类似地执行。

[0104] 旋转变压器输出信号(较长期)功率平均电路1602包括平方单元1610、1620和1630、电流求和器1640和积分器(例如,电容器)C16a。第一平方单元1610是用于生成旋转变压器传感器第一输出功率信号的电路(例如,用于指示旋转变压器传感器第一输出信号的功率)。第二平方单元1620是用于生成旋转变压器传感器第二输出功率信号的电路(例如,用于指示旋转变压器传感器第二输出信号的功率)。第三平方单元1630是用于第三平方电路的可选电路,用于生成旋转变压器传感器输出信号功率的第一(例如,较长期)平均值并将旋转变压器传感器第一输出功率信号耦合到电流求和器1640。电流求和器1640是用于对

旋转变压器传感器第一输出功率信号和第二输出功率信号(以及平方旋转变压器传感器第一输出功率信号,如果存在)求和并将该求和耦合到积分器C16a的电路。通常,旋转变压器输出信号功率平均电路1602被布置为生成第一平均功率信号,用于指示旋转变压器输出信号功率的平均值,其中响应于第一时间窗口确定该平均值,该第一时间窗口是响应于积分器C16a的值被确定的。

[0105] 旋转变压器输出信号(较短期)功率平均电路1604包括平方单元1612、1622和1632、电流求和器1642和积分器(例如,电容器)C16b。第一平方单元1612是用于生成旋转变压器传感器第一输出功率信号的电路(例如,用于指示旋转变压器传感器第一输出信号的功率)。第二平方单元1622是用于生成旋转变压器传感器第二输出功率信号的电路(例如,用于指示旋转变压器传感器第二输出信号的功率)。第三平方单元1632是用于第三平方电路的可选电路,用于生成旋转变压器传感器输出信号功率的第二(例如,接近瞬时项)平均值,并将旋转变压器输出信号功率的第二平均值耦合到电流求和器1642。电流求和器1642是用于对旋转变压器传感器第一输出功率信号和第二输出功率信号求和并将该求和耦合到积分器C16b的电路。通常,旋转变压器输出信号功率平均电路1604被布置为生成第二平均功率信号,用于指示旋转变压器输出信号功率的第二平均值,其中响应于第二时间窗口确定该第二平均值,该第二时间窗口是响应于第二积分器的值被确定的。选择第二时间窗口比第一时间窗口短,使得时间窗口(例如,具有由相应积分器C16的积分速率确定的时间段)在旋转变压器输出信号功率平均电路1602和旋转变压器输出信号功率平均电路1604之间是不同的。

[0106] 平方单元1610耦合到与平方单元1612相同的输入信号,并且平方单元1620耦合到与平方单元1622相同的输入信号。在共享的平方单元实施例中,可以共享具有相同输入的平方单元的组件(并且,例如,可以将电流镜应用于输出,使得输出电流可以由单独的求和器例如1640和1642求和)。平方单元1630和1632不共享公共输入(如下所述),并且通常(当实施时)被布局为单独的平方单元。

[0107] 相应地,旋转变压器传感器输出信号功率不平衡检测器1600可以仅用四个平方单元布局。例如,旋转变压器输出信号功率平均电路1602的第一平方单元和旋转变压器输出信号功率平均电路1604的第一平方单元共享参考电流镜,用于响应于第一组公共输入(例如,第一旋转变压器传感器输出信号和反馈信号)生成单独的输出信号。同样地,旋转变压器输出信号功率平均电路1602的第二平方单元和旋转变压器输出信号功率平均电路1604的第二平方单元共享参考电流镜,用于响应于第二组公共输入生成单独的输出信号。

[0108] 旋转变压器输出信号功率平均电路1602和1604的操作通常类似于上文描述的旋转变压器输出信号功率平均电路1500的操作。然而,(信号功率平均电路1602的)平均电容器C16a是与(信号功率平均电路1604的)平均电容器C16b不同的值。电容器C16a和C16b之间的尺寸差异导致针对节点 $V_{C1}$ 和 $V_{C2}$ 以不同的速率形成电压,使得由平方单元1630和1632形成不同的电流(如上文关于图15所描述的)。相应地,由平方单元1630供应给电流求和器1640的电流不同于由平方单元1632供应给电流求和器1642的电流。

[0109] 例如,在C16a的电容(例如,大得多)大于C16b的电容(例如,20倍)的情况下,节点 $V_{C1}$ 的平均时间(例如,RMS测量窗口)成比例地大于节点 $V_{C2}$ 的平均时间。相应地,节点 $V_{C2}$ 的电压与在较短期(例如,相对瞬时)RMS测量窗口上测量的输入信号功率相关联,与在较长期

RMS测量窗口上测量的输入信号功率相关联。通常,较短期RMS测量窗口被选择为足够短,使得可以在相对短的时间段内(例如,在小于大约两个或更多个振荡的时段内和/或在小于大约较长期RMS测量窗口的一半的时段内)检测到相位不平衡。较短期RMS测量窗口被选择为(例如,略微)低于选择的EMI/噪声时间段,使得较短的窗口排除由EMI、噪声、绕组故障和类似原因(例如,统称为“噪音”)引起的测量的功率中的干扰。相应地,响应于选择的噪声时间段确定较短期RMS测量窗口的长度。可以选择所选择的噪声时间段,例如通过在一个或更多个系统中凭经验测量和/或观察噪声,并选择一个值,通过该值,导致噪声的许多(可能是大多数或所有)事件会被较短的窗口检测到(并且仍然可以使用较长期RMS测量窗口检测到)。

[0110] 当输入信号中的一个突然被破坏时,几乎瞬时功率RMS值 $V_{C2}$ 比较长期平均对应部分 $V_{C1}$ 更快地响应,使得当差超过所选择的(例如,可编程)电压阈值时触发故障。所选择的电压阈值根据闭合第一和第二可编程分压器(1654和1658)中的所选择的开关(例如,在控制旋转变压器传感器输出信号功率不平衡检测器1600的可编程组件的处理器软件控制下致动)、根据通过(例如,带隙电路)电流源来拉(source)电流和灌(sink)电流的量以及根据电阻器网络理论被选择(例如,编程)到电平。

[0111] 例如,(例如,在设计时)选择可编程分压器1654和1658中的每个单个电阻器以(例如,在部署之后)提供可编程电平以针对不同的(以及例如,预期的)电动机应用提供不同的灵敏度级别。可以根据 $I_b \cdot R \cdot N$ 选择可编程电平,其中 $I_b$ 是响应于带隙参考生成的电流, $R$ 是根据所选择的开关配置 $N$ 和由所选择的开关配置选择的电阻器的值来选择的电阻。值 $N$ 可以是十六进制值,其中每个位选择开关的状态,用于选择性地将单个电阻器耦合到所选择的电阻器网络配置。

[0112] 故障信号发生器1670被布置为响应于比较器1662和1664(统称为“比较器电路”)的阈值处理和比较而切换(例如,断言和取消断言)故障信号输出。比较器电路被布置成比较第一平均功率信号和第二平均功率信号,并且当第一平均功率信号和第二平均功率信号相差阈值电压时(经由故障信号发生器1670)生成故障信号。

[0113] 例如,当瞬时(例如,较短期)平均功率大于较长期功率平均功率达到编程电压阈值时,比较器1662切换为高(例如,被设置为逻辑一)。并且,例如,当瞬时(例如,较短期)平均功率小于较长期功率平均功率达到编程电压阈值时,比较器1664切换为高(例如,被设置为逻辑一)。故障信号发生器1670被布置为在比较器1662和1664中的任何一个切换为高时断言故障信号输出,并在比较器1662和1664中的二者都切换为低时对故障信号输出取消断言。

[0114] 在另一个实施例中,电压阈值可以被体现为比较器内的(例如,滞后)偏移,使得阈值(例如,的一部分)被固定并且“内部设计(designed-in)”到比较器。相应地,可以省略可编程分压器1654和1658,或者将其与具有针对电压阈值的内部设计偏移的比较器电路进行组合。

[0115] 图17是平方单元的示意图。平方单元1700是例如在美国专利号7,791,400中所描述的平方单元。平方单元1700包括分压器1710、放大器1720、“头”电流镜1730和“尾”电流镜1740。

[0116] 在操作中,分压器1710被布置为将输入电压(例如, $V_{in1}$ )缩放到适合于偏置放大器1720的输入晶体管MN1的电压。放大器1720被布置为输出具有根据缩放输入电压的平方的

大小的电流。例如,晶体管MN1执行平方计算,其中从MN1到节点N1的任何电流注入升高节点N1的电压,使得N1中的电压上升由节点N2处的晶体管MN0放大,这进而提高了(尾电流镜1740的)晶体管MN2的栅极电压,使得晶体管MN2被布置成将注入电流灌到节点N1。“尾”电流镜1740可以布置有附加的镜像输出晶体管,使得提供“平方”电流的多个重复输出(例如,其中每个镜像输出用于分别控制上文参考图16描述的平均电容器C16a和C16b中的一个的充电和放电)。

[0117] 在各种实施例中,根据本文的描述,可以监测从旋转变压器传感器140接收的多于两个调制信号用于不平衡检测。例如,各种几何(和三角)原理用于解耦具有不同于90度的相位角偏移的(例如,从旋转变压器传感器140接收的)调制信号。相应地,对于任何N多相情况,其中N=2、3、4……,并且,在相位滞后相等(例如,120°)和/或均匀(例如,60°)分布在信号之间的情况下,可以根据平方和操作消除 $\theta$ 效应(例如,正弦励磁机参考激励)。

[0118] 在三相旋转变压器实施例中,三相旋转变压器被布置成根据三个电相操作,每个电相具有与相邻线圈120度的相位偏移。三相旋转变压器次级线圈响应于励磁机参考信号生成电磁场。定位三个定子线圈(例如,相对于轴的纵向轴线与相邻线圈相隔120度。旋转变压器输出信号中的每个根据 $v_1 = V_1 \sin(\theta)$ 、 $v_2 = V_2 \sin(\theta + 120^\circ)$ 以及 $v_3 = V_3 \sin(\theta + 240^\circ)$ 相关。

[0119] 相应地,

$$\begin{aligned}
 V_{C(t)} &= \frac{1}{C} \int_{t_0}^t (I_1 + I_2 + I_3) dt = \frac{1}{C} \int_{t_0}^t [V_1^2 \sin^2 + V_2^2 \sin^2(\theta + 120^\circ) + V_3^2 \sin^2(\theta + 240^\circ)] dt \\
 &= \frac{V^2}{C} \int_{t_0}^t [\sin^2 \theta + (\sin \theta \cos 120^\circ + \cos \theta \sin 120^\circ)^2 + (\sin \theta \cos 240^\circ + \cos \theta \sin 240^\circ)^2] dt \\
 &= \frac{V^2}{C} \int_{t_0}^t \left[ \sin^2 \theta + \left( \sin \theta \cdot \left( -\frac{1}{2} \right) + \cos \theta \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \right)^2 + \left( \sin \theta \cdot \left( -\frac{1}{2} \right) + \cos \theta \cdot \left( \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \right)^2 \right] dt \\
 [0120] \quad &= \frac{V^2}{C} \int_{t_0}^t \left[ \frac{6}{4} \sin^2 \theta + \frac{6}{4} \cos^2 \theta \right] dt \\
 &= \frac{3V^2}{2C} \int_{t_0}^t [\sin^2 \theta + \cos^2 \theta] dt = \frac{3V^2}{2C} (t - t_0) \\
 &= \frac{3V^2 T}{2C}
 \end{aligned} \tag{14}$$

[0121] 如公式(14)所示,第一、第二和第三旋转变压器输出信号的正弦效应与幂项解耦。公式(14)指示的能量比公式(13)的幂项 $V_{\text{RMS}}$ 高50%。在三相旋转变压器实施例中,实例化附加的平方单元(图中未示出)。相应地,为V1、V2和V3中的每个提供三个平方单元,并且如上所述提供两个 $V_{c1}$ 和 $V_{c2}$ 平方单元。然而,附加功率(通常)应用于较长期的第一功率平均电路和较短期的第二功率平均电路两者,使得 $V_{C(t)}$ 项以不同的速率(例如,使用不同的时间窗口)积分。因为故障信号是在比较的基础上生成的,所以在平衡状态下没有检测到故障,因为附加的功率同等地应用于两个功率平均电路。

[0122] 在第一、第二和第三旋转变压器输出信号相隔60度(而不是如上所描述的120度)的实施例中,由于三角恒等式,组合的功率输出也部分地根据公式(14)。相应地,励磁机信

号正弦函数可以使用任何合适的三角函数与功率输出信号解耦(其中解耦的功率输出信号可以在模拟域中使用以确定角度旋转变压器的输出信号中的不平衡)。

[0123] 在三相旋转变压器实施例中,每个定子线圈输出(例如,差分)旋转变压器输出信号。三个旋转变压器输出信号中的每个耦合到第一(较长期)功率平均电路,使得生成表示电压的平方的电流。同样地,三个旋转变压器输出信号中的每个耦合到第二(较短期)功率平均电路,使得生成表示电压的平方的电流(如上所描述的,可以使用电流镜,其中从同样的一组输入生成不同的输出)。比较器电路被布置为比较第一平均功率信号和第二平均功率信号,并且当第一平均功率信号和第二平均功率信号相差电压阈值时生成故障信号。

[0124] 在所描述的实施例,修改是可能的,并且在权利要求的范围内,其它实施例也是可能的。

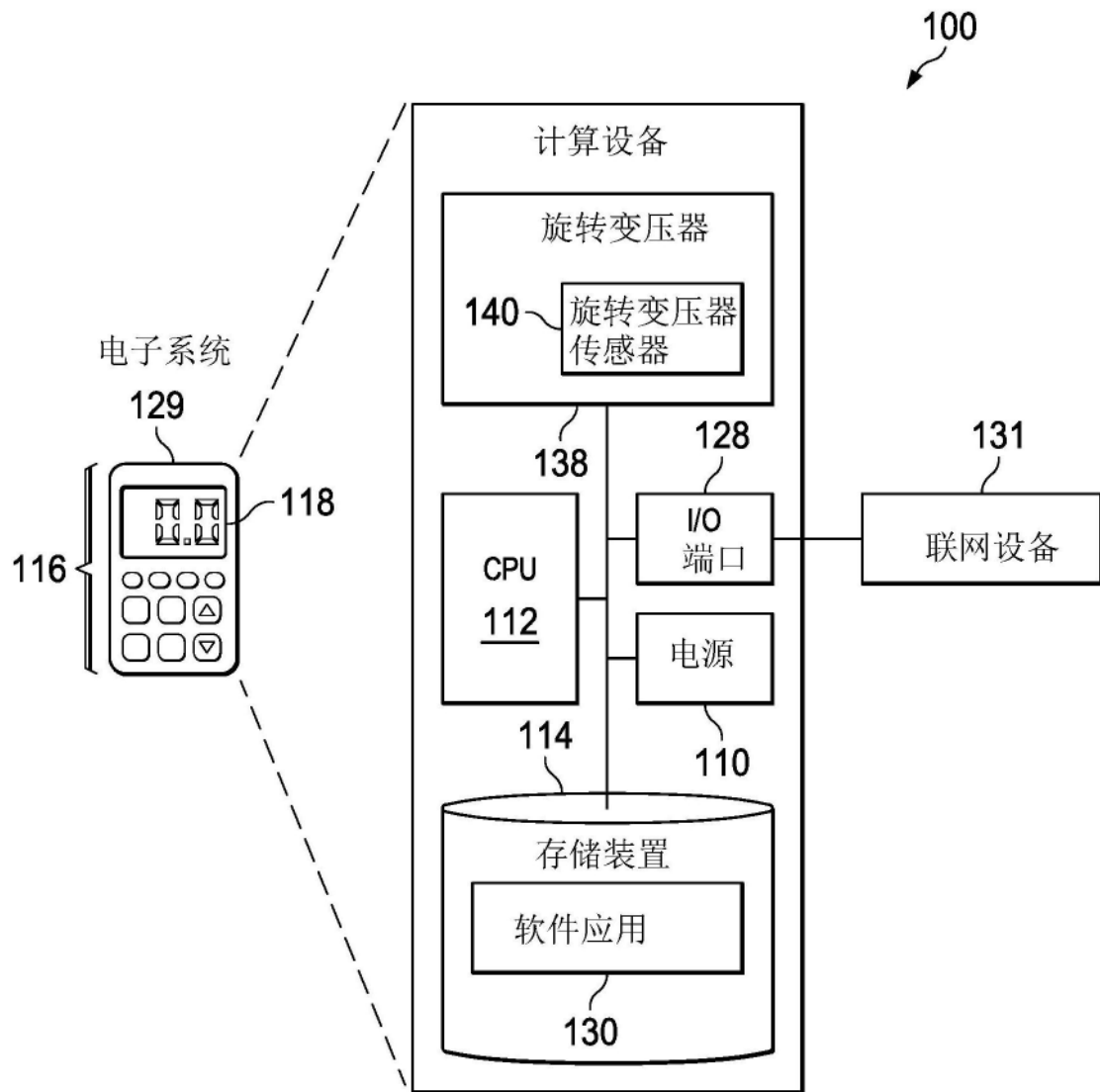


图1

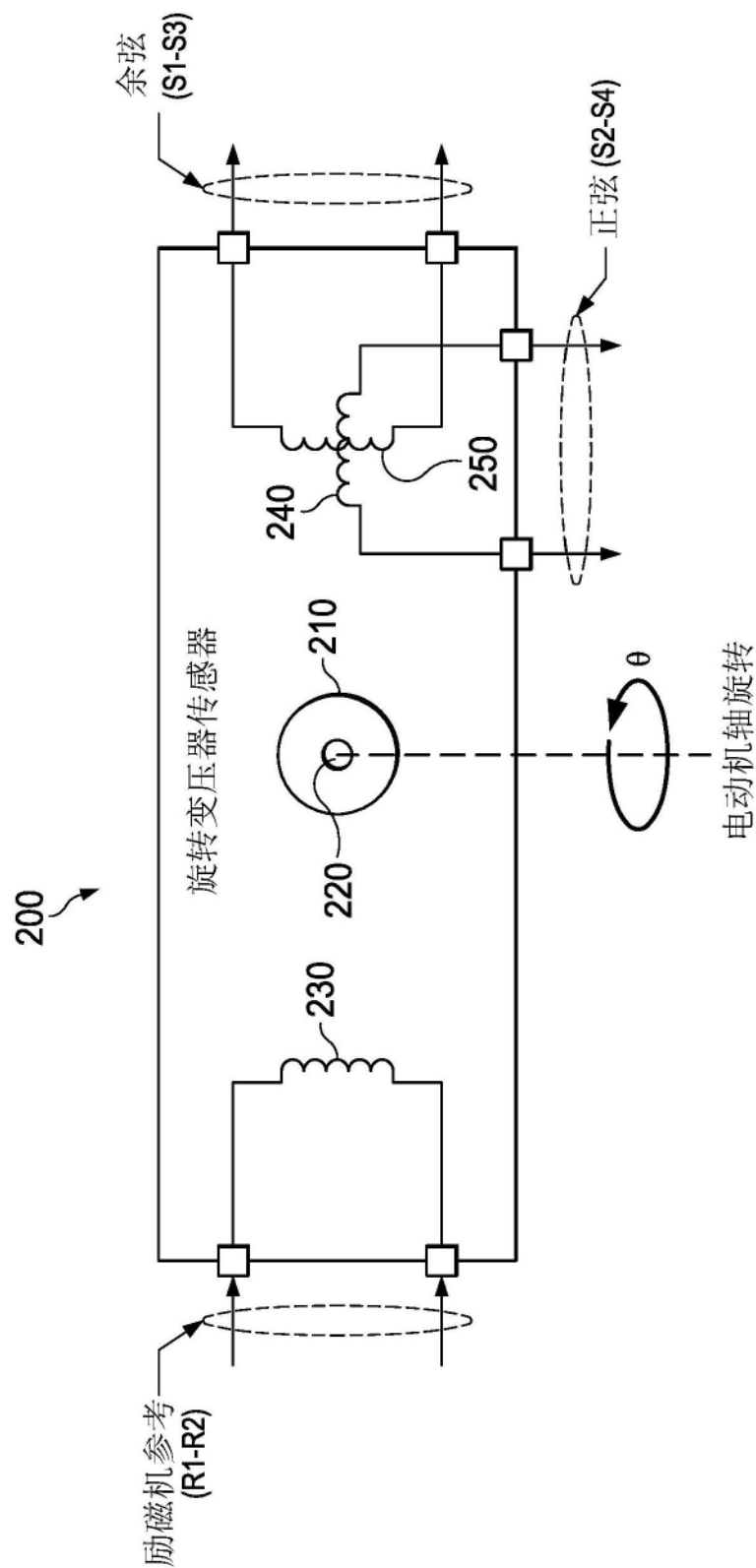


图2 (现有技术)

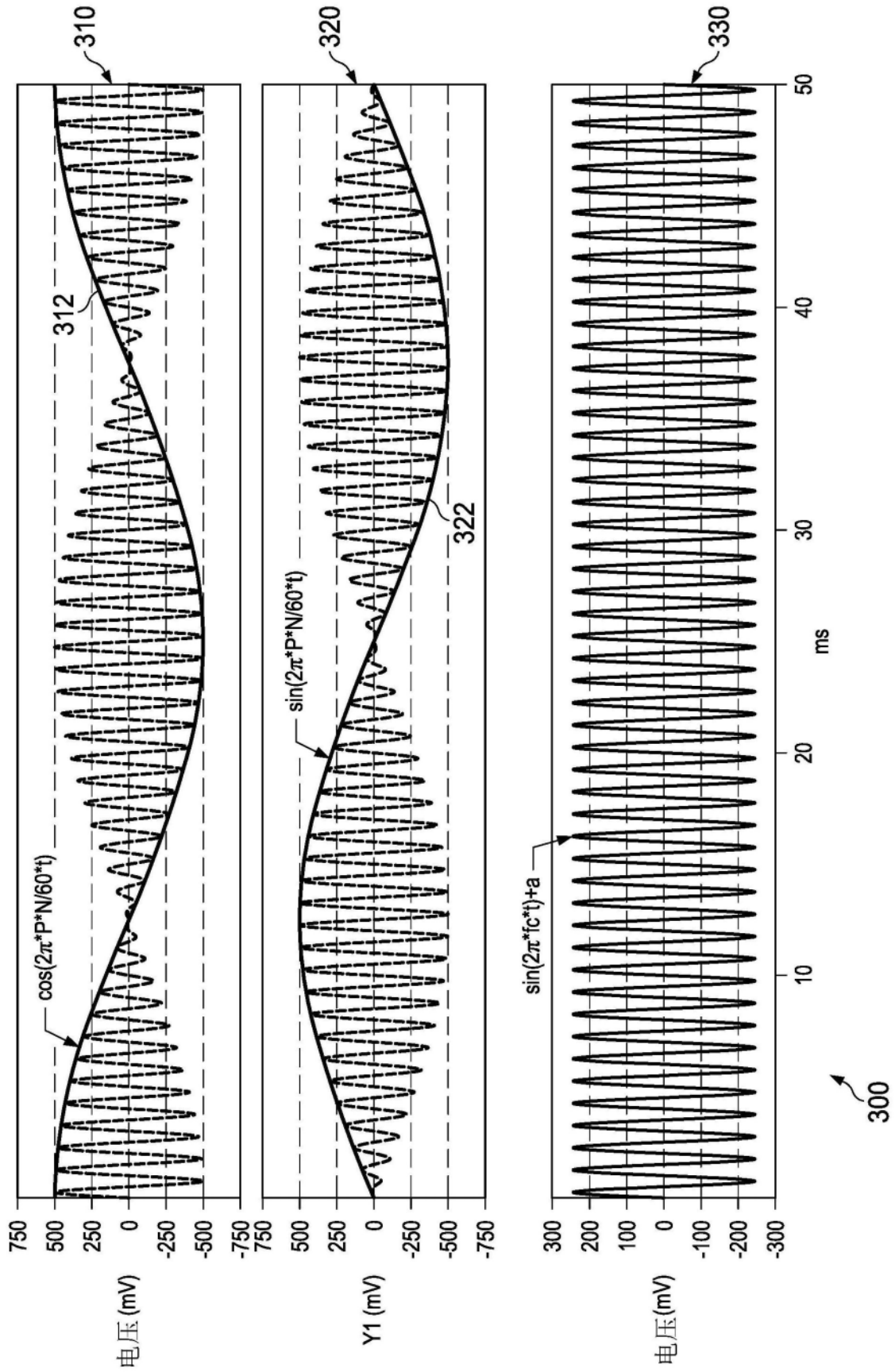


图3(现有技术)



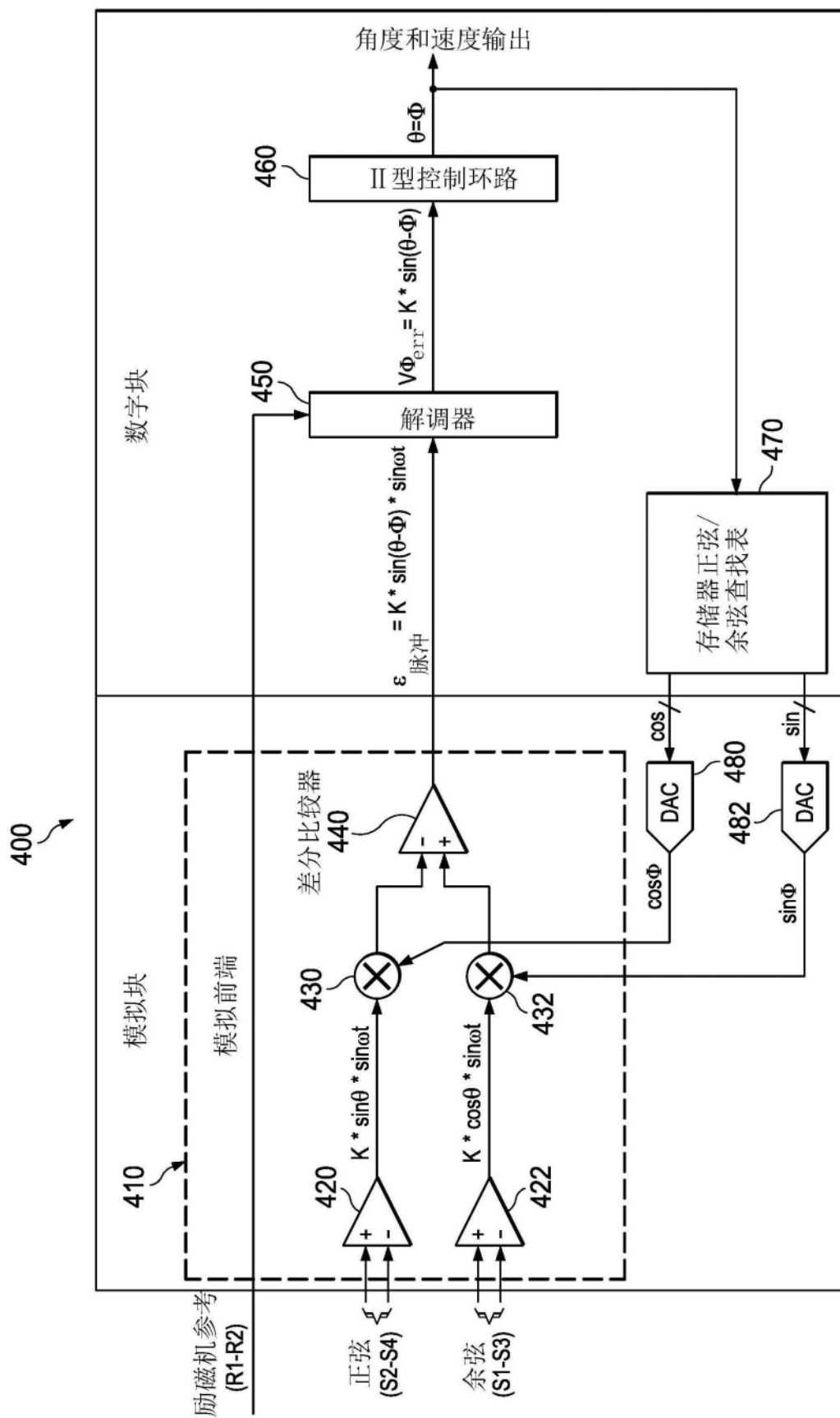


图4(现有技术)

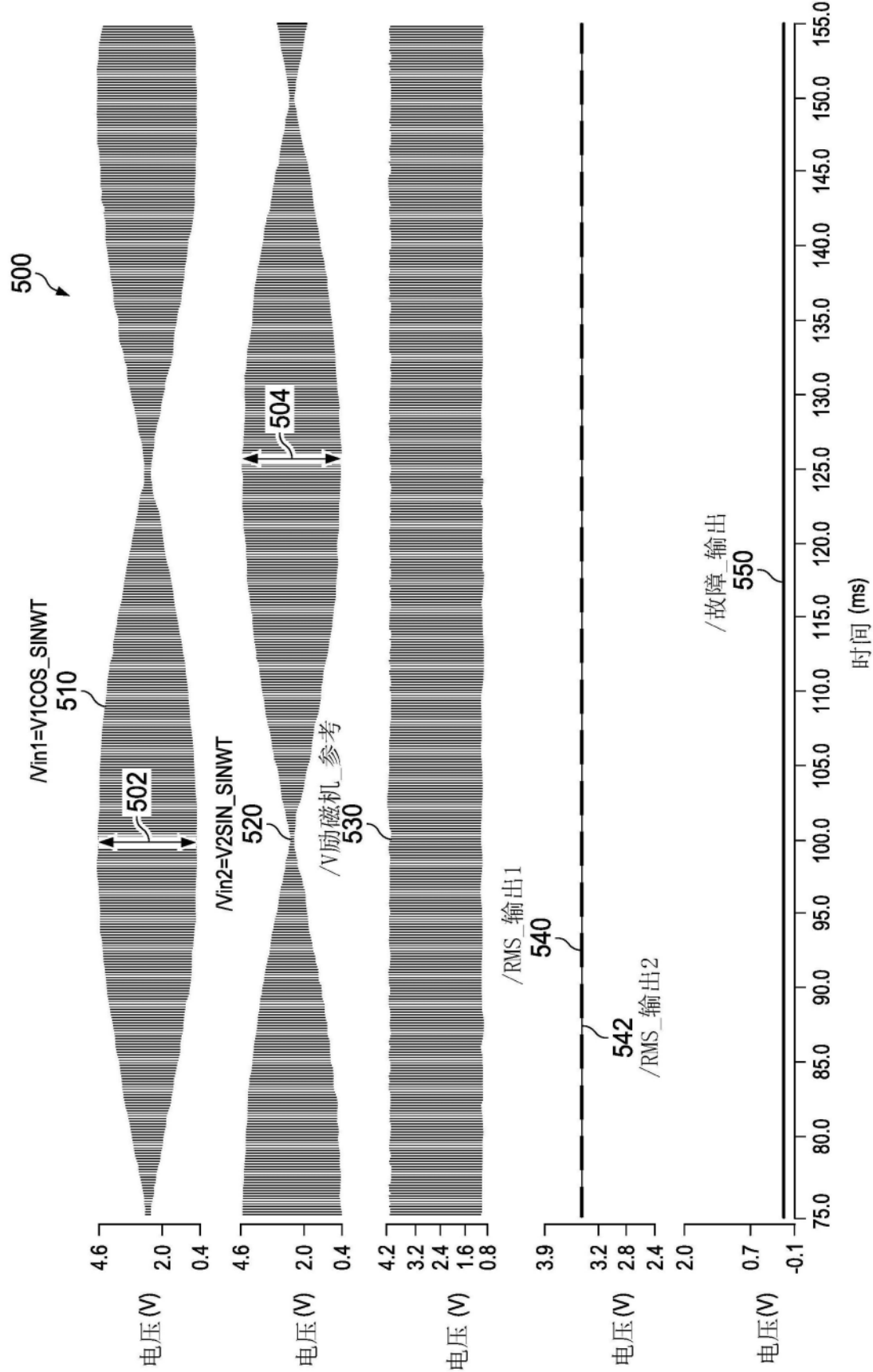


图5

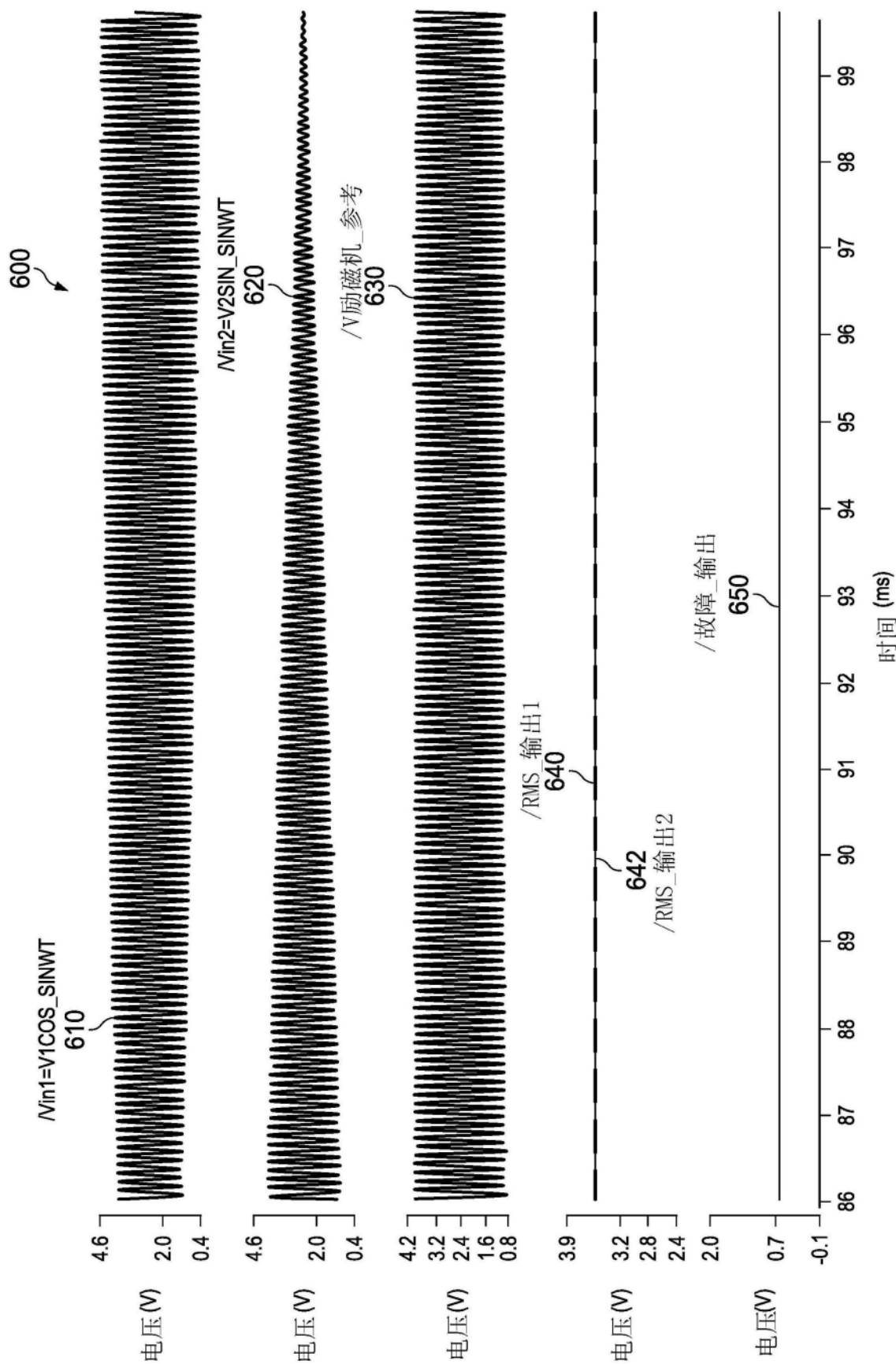


图6

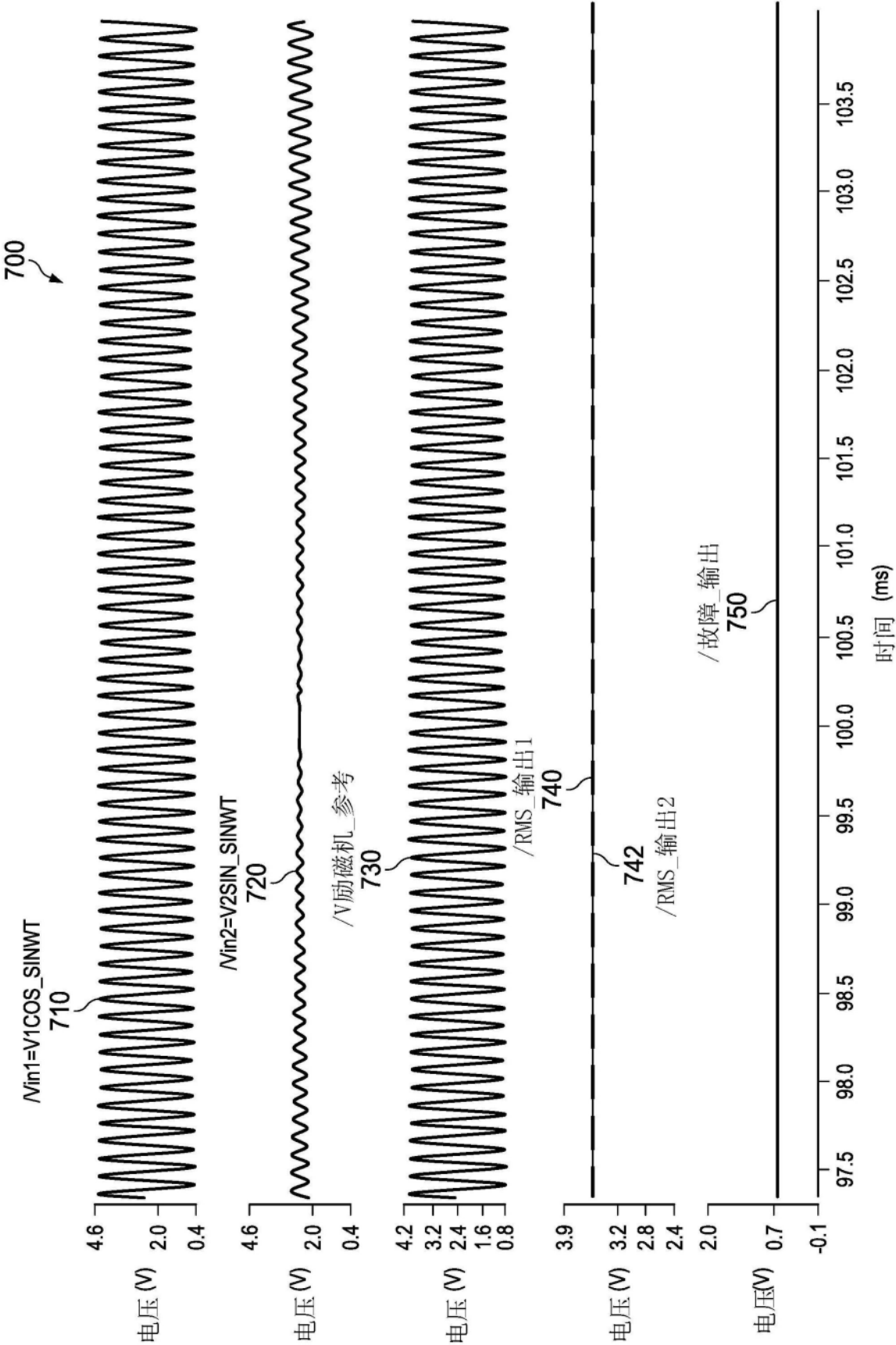


图7

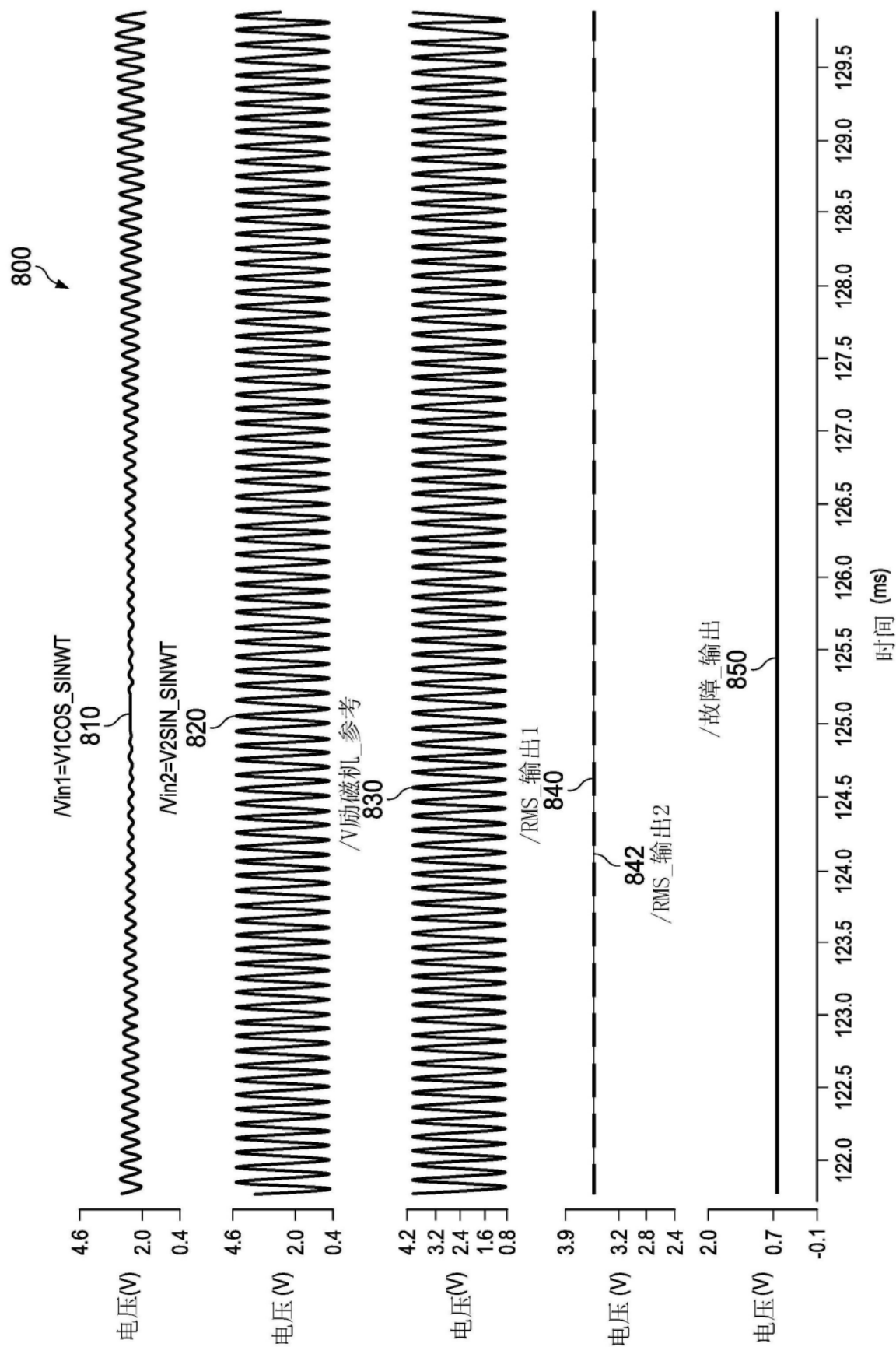


图8

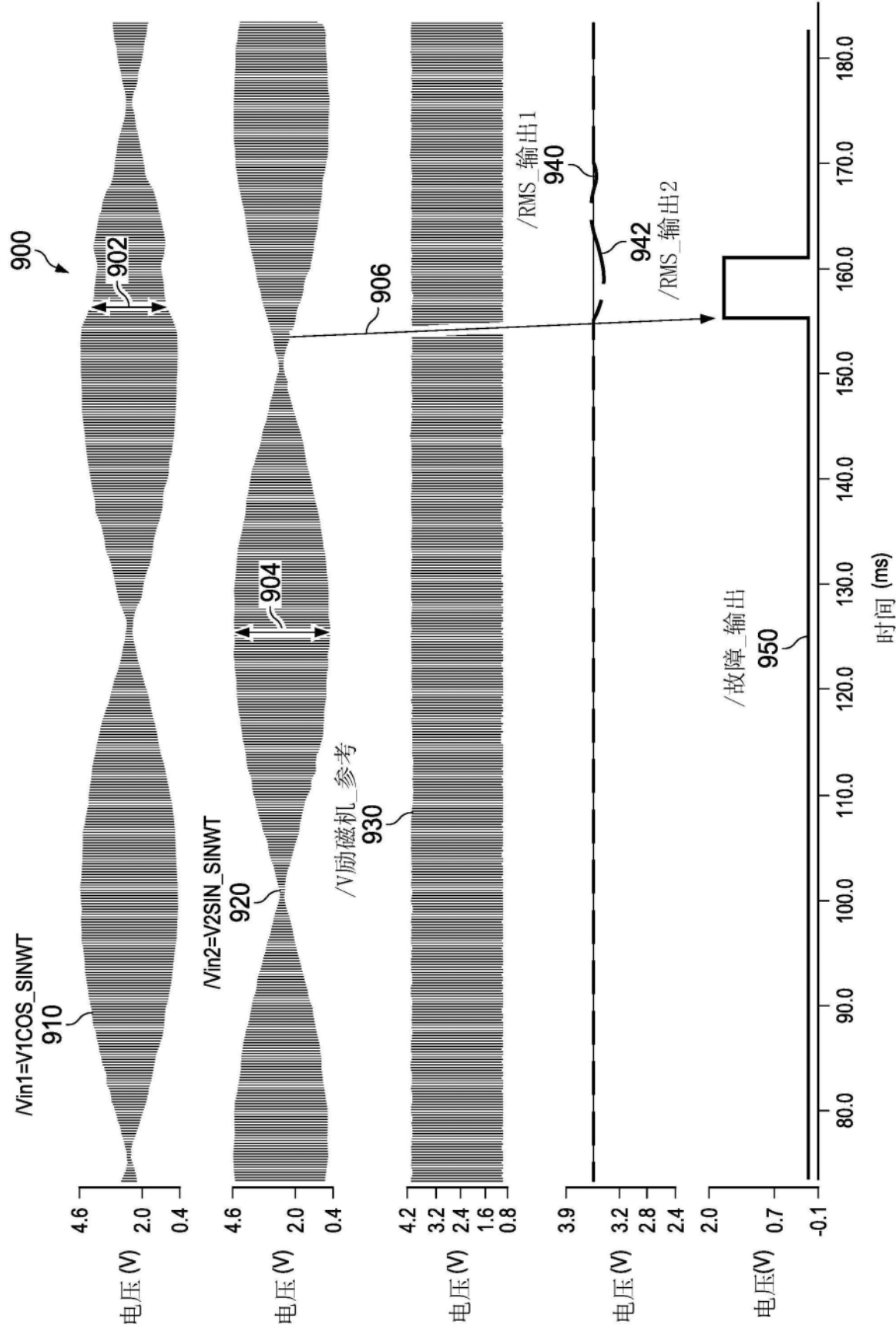


图9

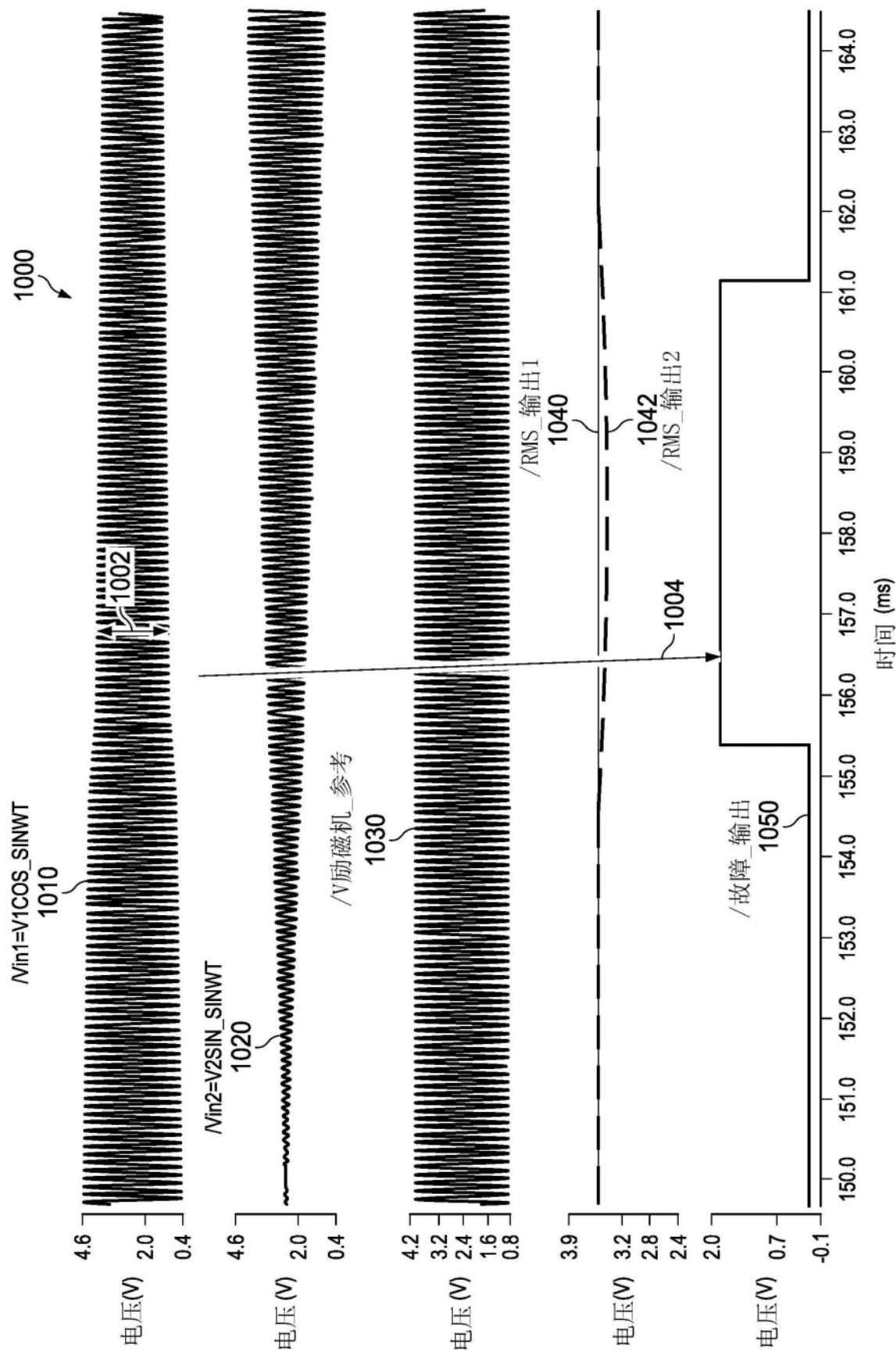


图10

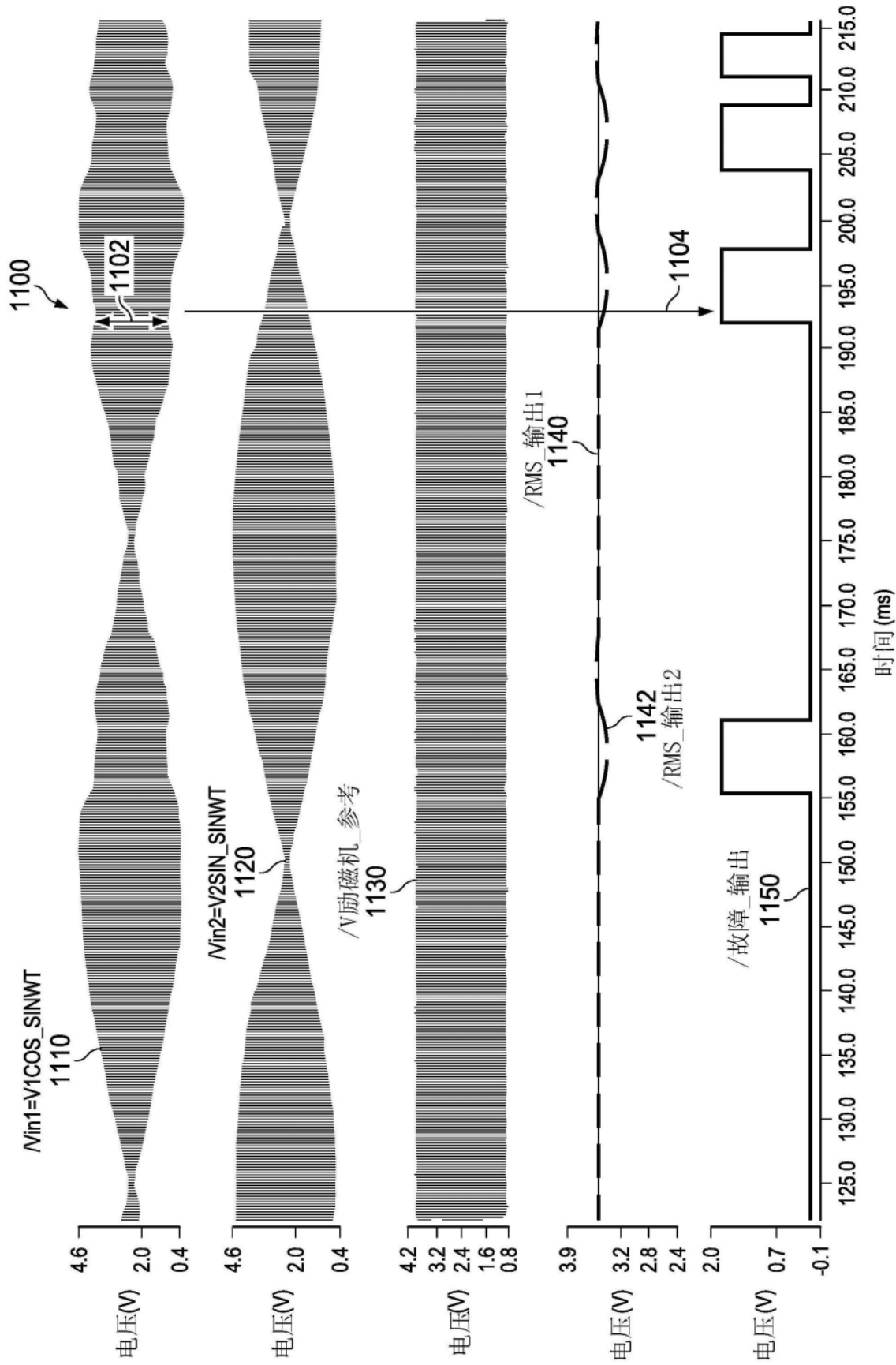


图11



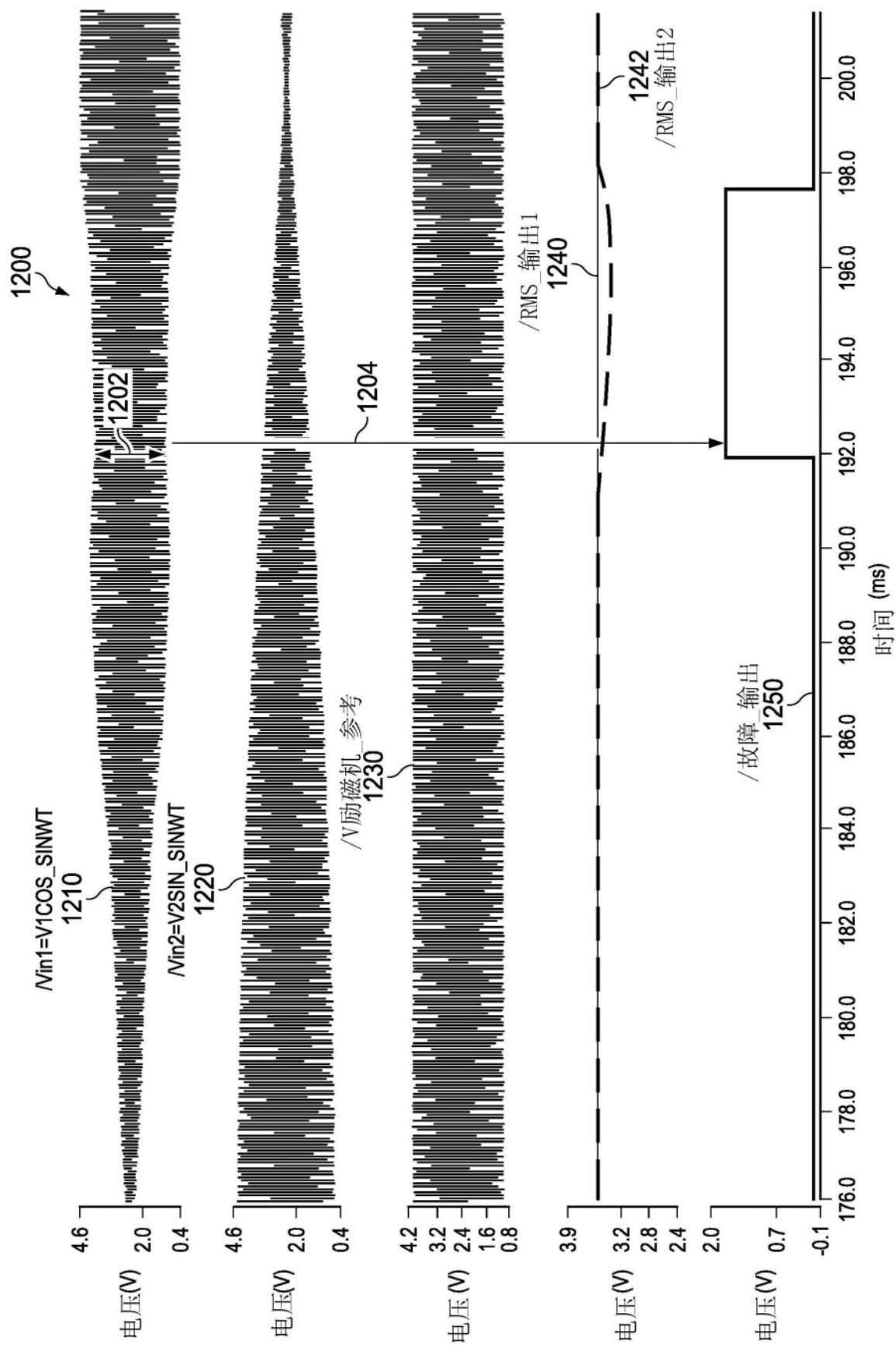


图12

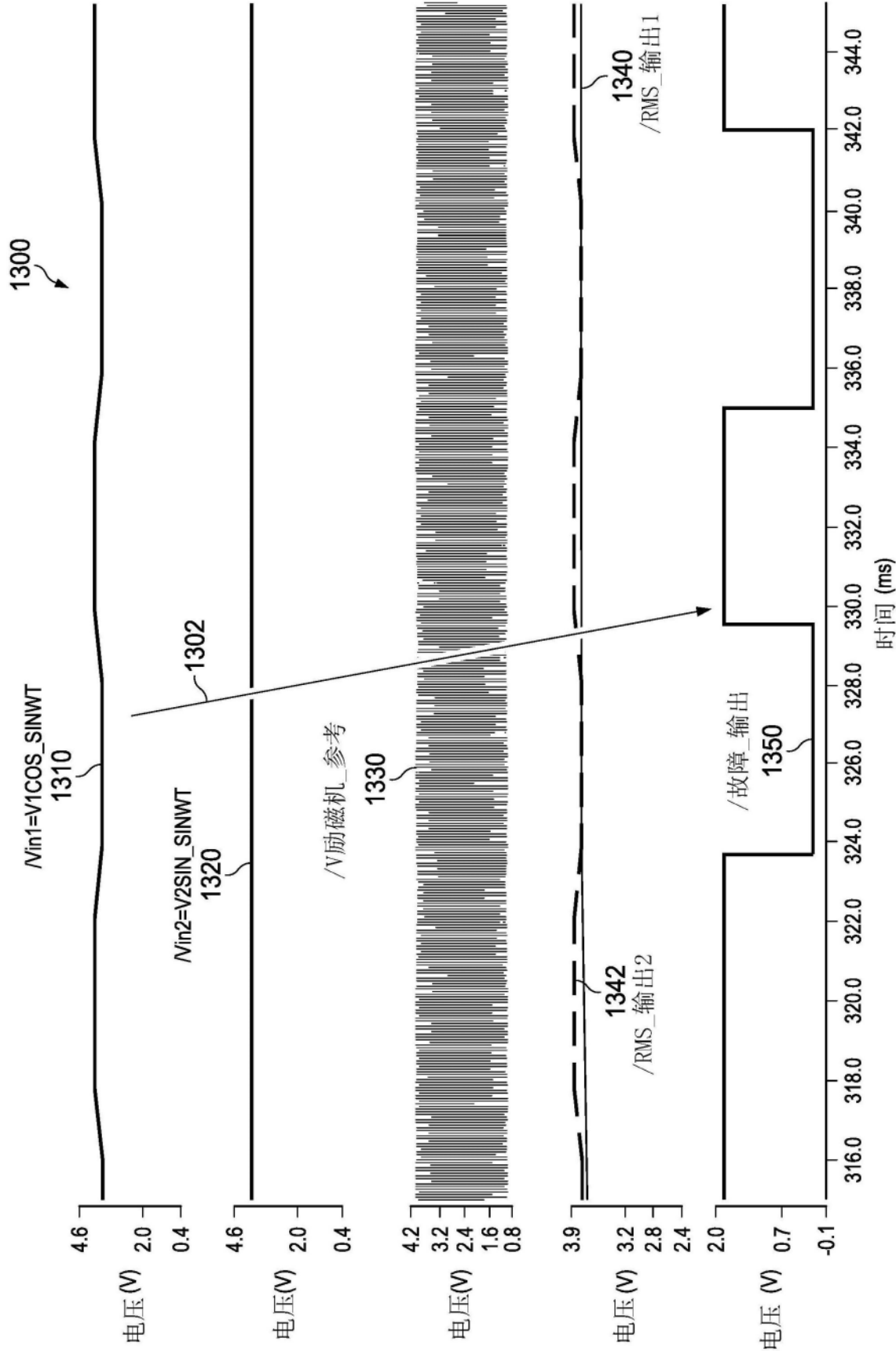


图13

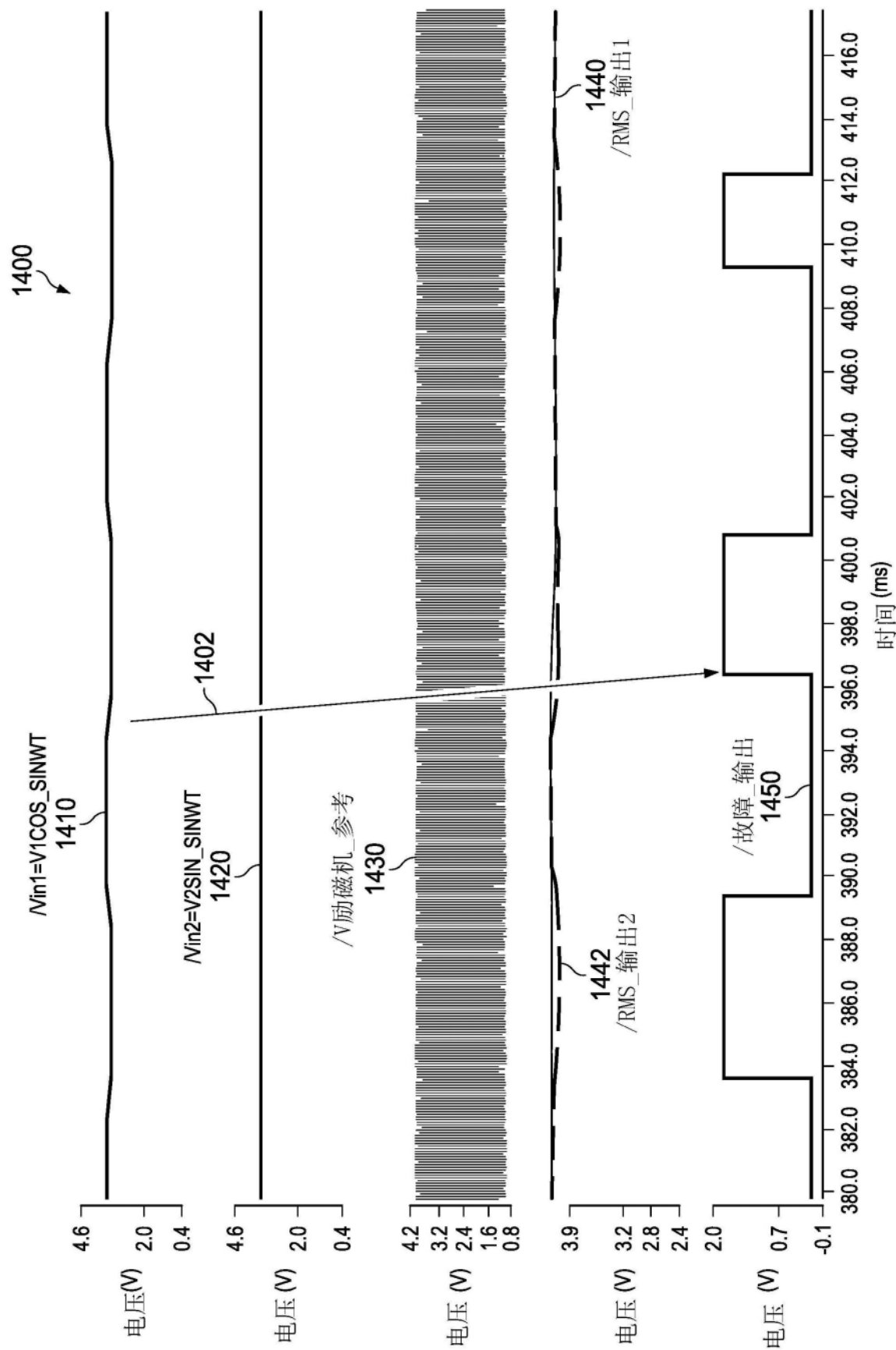


图14

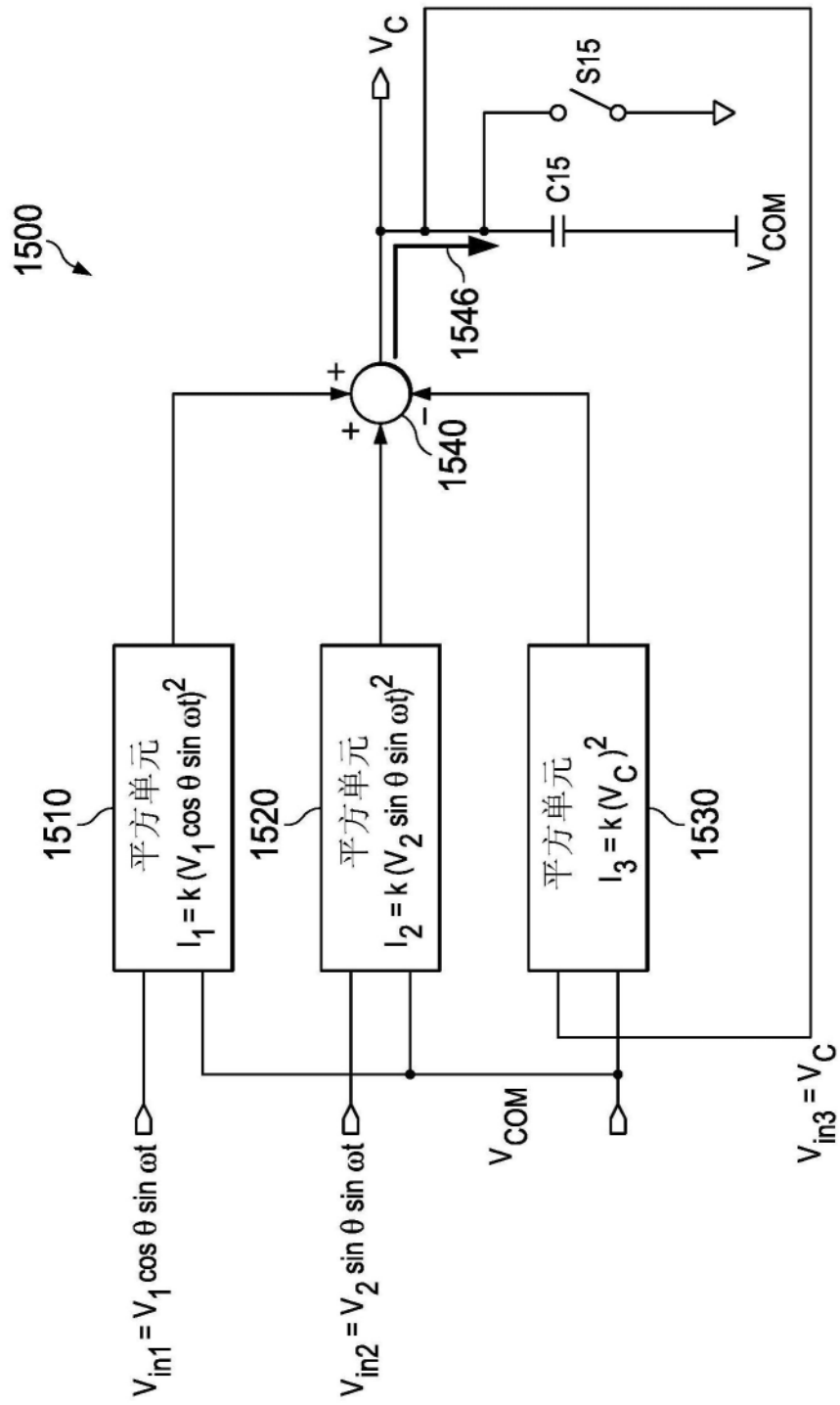


图15

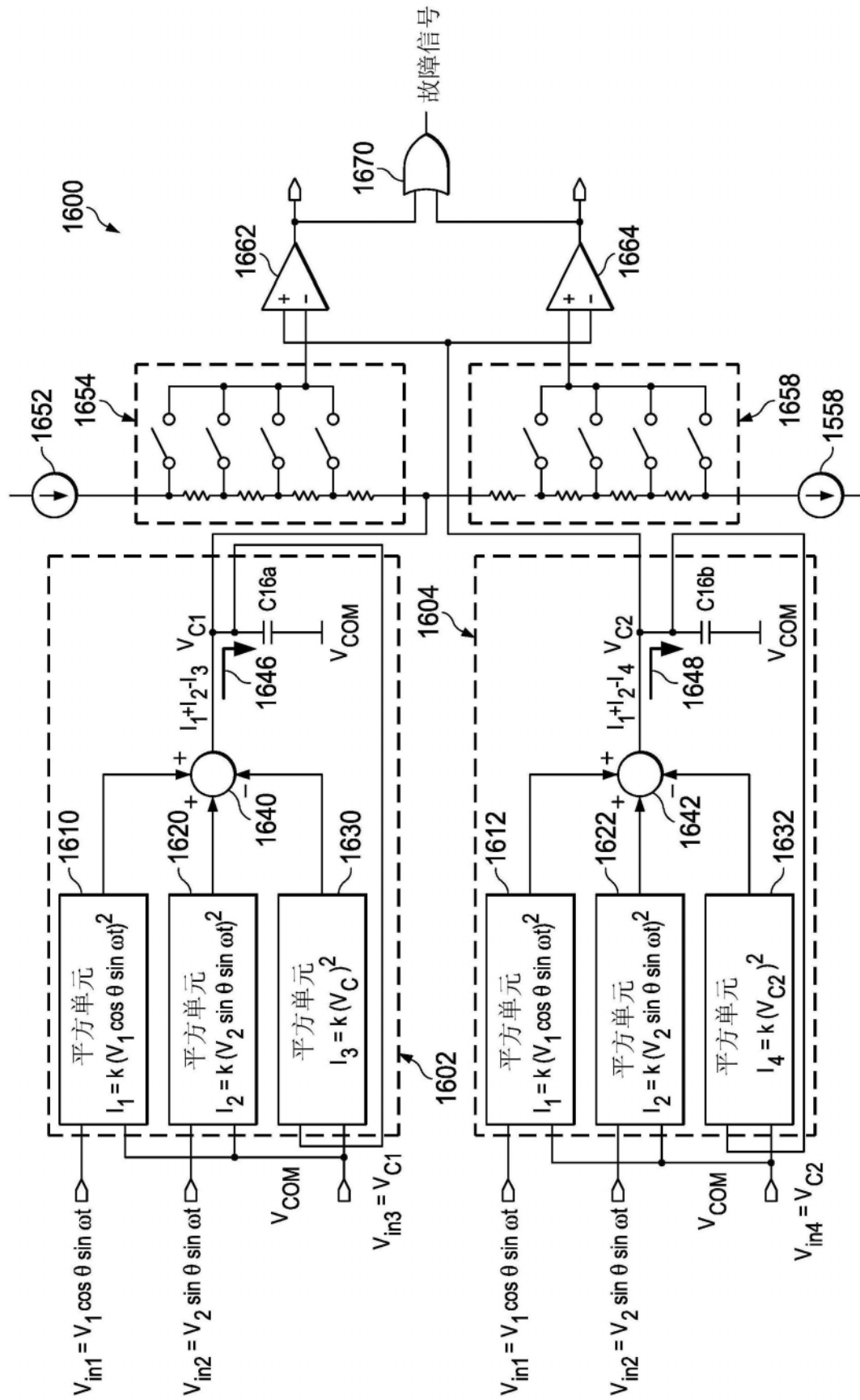


图16

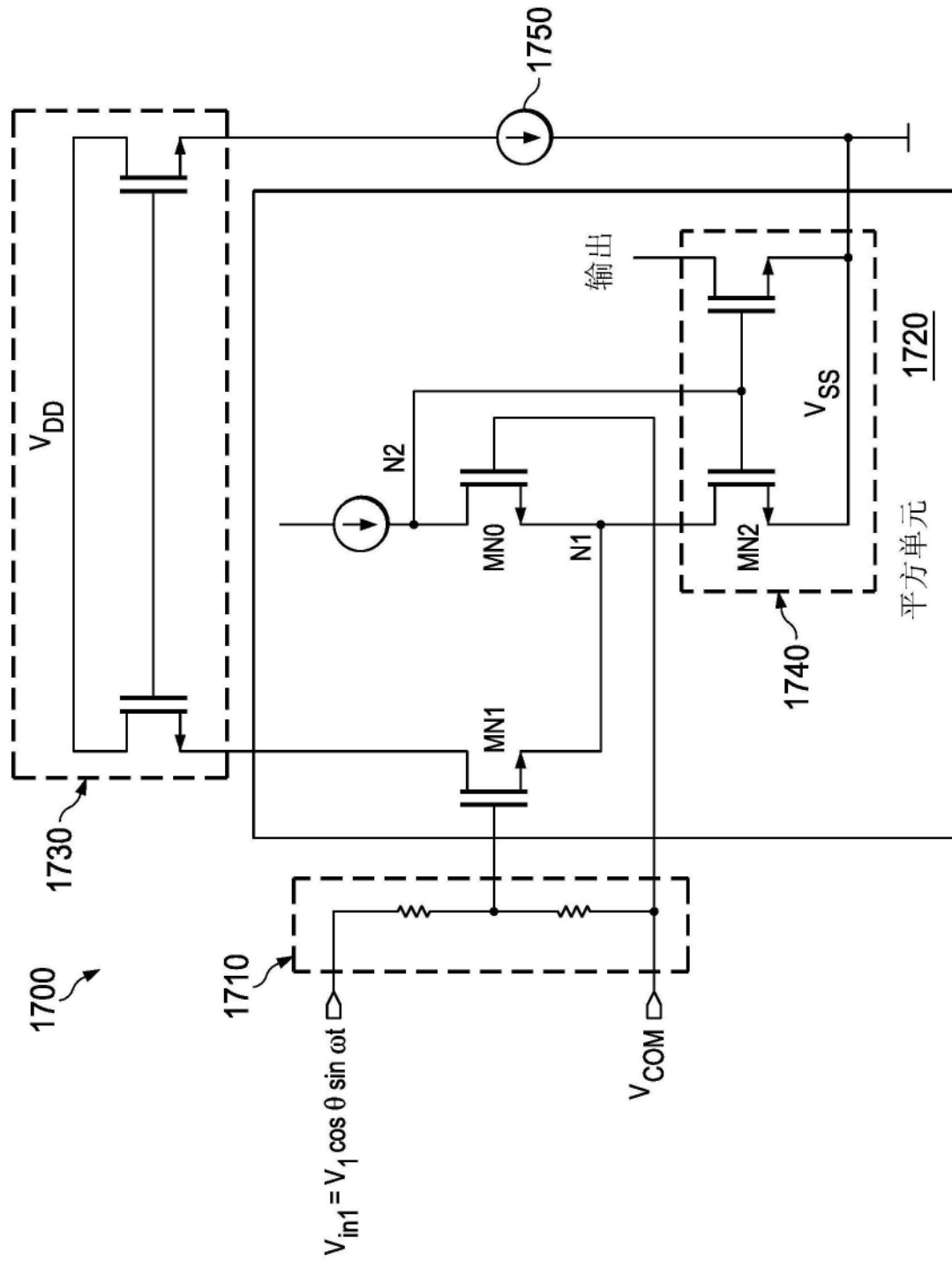


图17 (现有技术)