



## (12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 109845084 B

(45) 授权公告日 2022.11.25

(21) 申请号 201780064171.2

(22) 申请日 2017.10.17

(65) 同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 109845084 A

(43) 申请公布日 2019.06.04

(30) 优先权数据

15/296,031 2016.10.17 US

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

2019.04.17

(86) PCT国际申请的申请数据

PCT/US2017/057009 2017.10.17

(87) PCT国际申请的公布数据

W02018/075539 EN 2018.04.26

(73) 专利权人 德州仪器公司

地址 美国德克萨斯州

(72) 发明人 S·索 A·贾因 J·奥克叶雷  
W·C·曲(74) 专利代理机构 北京律盟知识产权代理有限公司  
责任公司 11287

专利代理人 林斯凯

(54) 发明名称

微步进控制电路、控制方法及步进电机系统

(57) 摘要

在所描述的实例中,在用于脉冲宽度调制 PWM (232) 线圈电流的每个循环期间第一电源开关和第二电源开关 (214、218) 相应地给步进式电动机 (204) 的线圈 (202) 供能和解除供能。在包含过零微步进的循环期间,当所述第二电源开关 (218) 停止所述线圈 (202) 的解除供能时校准器 (234) 检测发生在所述第二电源开关 (218) 中的体二极管 (218a) 效应的类型。响应于所述第二电源开关 (218) 的所述体二极管 (218a) 效应的检测的所述类型调节所选择的偏移。通过调节所述所选择的偏移,控制比较器 (230) 比较偏移参考电压与响应于所述线圈电流产生的电动机电压

(51) Int.CI.

H02P 8/02 (2006.01)

H02P 8/06 (2006.01)

H02P 8/34 (2006.01)

(56) 对比文件

CN 101667776 A, 2010.03.10

CN 201490954 U, 2010.05.26

TW 200530594 A, 2005.09.16

CN 1512658 A, 2004.07.14

CN 101051805 A, 2007.10.10

JP 2007336747 A, 2007.12.27

EP 1760875 A1, 2007.03.07

US 2015311894 A1, 2015.10.29

US 2007210783 A1, 2007.09.13

US 2008061725 A1, 2008.03.13

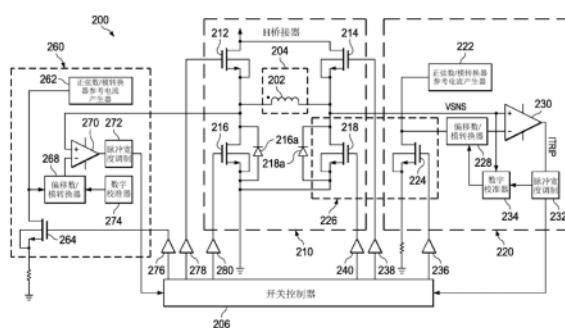
郭艾华. 用于电机驱动芯片的高压电荷泵电路设计.《电子器件》.2014, 第37卷(第4期), 第645-649页.

(续)

审查员 陈未敏

权利要求书2页 说明书14页 附图12页

VSNs的触发时间。通过渐进地调节在连续循环所述所选择的偏移,补偿所述PWM控制环路中的组件的延迟并且减少误差。



[接上页]

(56) 对比文件

W. Kim et al..Observer-based variable structure control in microstepping for permanent magnet stepper motors.《2010

IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics》.2011, 第1053-1057页.

1. 一种微步进控制电路, 其包括:

(a) 感应电压输入;

(b) 电流产生器, 其具有电流输出;

(c) 晶体管, 其具有耦合在所述电流输出与接地端子之间的源极和漏极且经配置以提供所述电流输出与所述接地端子之间的电压;

(d) 数字校准器, 其具有输入及经确定偏置代码输出, 所述输入耦合至所述感应电压输入;

(e) 偏置数字模拟转换器, 其具有偏置电压输出, 耦合到所述电流输出的输入, 及耦合到所述经确定偏置代码输出的输入;

(f) 比较器电路, 其具有输出、耦合到所述感应电压输入的第一输入, 及耦合到所述偏置电压输出的第二输入; 以及 (g) 脉冲宽度调制电路, 其具有耦合到所述比较器电路的输出的输入与耦合到所述晶体管的栅极的输出。

2. 根据权利要求1所述的微步进控制电路, 其中所述电流产生器是正弦数字模拟转换器电流产生器。

3. 根据权利要求1所述的微步进控制电路, 其中所述电流产生器是可编程的。

4. 根据权利要求1所述的微步进控制电路, 其中所述偏置数字模拟转换器经配置以响应于在所述经确定偏置代码输出处的偏置代码偏置所述电压。

5. 根据权利要求1所述的微步进控制电路, 其中所述数字校准器包含耦合到所述脉冲宽度调制电路的输入。

6. 根据权利要求1所述的微步进控制电路, 其中所述晶体管的所述漏极耦合到所述电流输出且所述源极通过电阻耦合到所述接地端子。

7. 根据权利要求1所述的微步进控制电路, 其中所述比较器电路的所述第一输入是非反相输入且所述比较器电路的所述第二输入是反相输入。

8. 一种微步进控制方法, 其包括:

(a) 产生第一控制信号以开启和关闭第一晶体管以给步进电机线圈供能;

(b) 在所述第一控制信号关闭所述第一晶体管之后产生第二控制信号以开启和关闭第二晶体管以对所述步进电机线圈断电;

(c) 当所述第二控制信号关闭时, 检测所述第二晶体管的第一体二极管电压的极性;

(d) 响应于所述第二晶体管的所述第一体二极管的经检测极性偏置来自第三晶体管的第一电压以产生第一偏置电压;

(e) 比较所述第一偏置电压与所述第一体二极管电压; 以及

(f) 响应于所述比较而调整所述第二控制信号的关闭时间。

9. 根据权利要求8所述的微步进控制方法, 其包含:

(a) 产生第三控制信号以开启和关闭第四晶体管以给所述步进电机线圈供能;

(b) 在所述第三控制信号关闭所述第四晶体管之后产生第四控制信号以开启和关闭第五晶体管以对所述步进电机线圈断电;

(c) 当所述第四控制信号关闭时, 检测所述第五晶体管处的第二体二极管电压的极性;

(d) 响应于所述第五晶体管的所述第二体二极管的所述经检测极性偏置来自第六晶体管的第二电压以产生第二偏置电压;

- (e) 比较所述第二偏置电压与所述第二体二极管电压；以及
- (f) 响应于所述比较而调整所述第四控制信号的关闭时间。

10. 根据权利要求8所述的微步进控制方法，其包含设置第一电流产生器以提供所述第一电压。

11. 一种步进电机系统，其包括：

- (a) 具有电机线圈的步进电机；
- (b) 耦合到所述电机线圈的H桥，所述H桥包含耦合到所述电机线圈的第一晶体管，及耦合到所述电机线圈的第二晶体管；
- (c) 耦合到所述第二晶体管的感应电压输入；
- (d) 具有电流输出的电流产生器；
- (e) 第三晶体管，其具有耦合在所述电流输出与接地端子之间的源极和漏极且经配置以提供所述电流输出与所述接地端子之间的电压；
- (f) 数字校准器，其具有输入及经确定偏置代码输出，所述输入耦合到所述感应电压输入；
- (g) 偏置数字模拟转换器，其具有偏置电压输出、耦合到所述电流输出的输入，及耦合到经确定偏置代码输出的输入；
- (h) 比较器电路，其具有输出、耦合到所述感应电压输入的第一输入，及耦合到所述偏置电压输出的第二输入；以及
- (i) 脉冲宽度调制电路，其具有耦合到所述比较器电路的输出的输入及耦合到所述第三晶体管的栅极的输出。

12. 根据权利要求11所述的步进电机系统，其中所述电流产生器是正弦数字模拟转换器电流产生器。

13. 根据权利要求11所述的步进电机系统，其中所述电流产生器是可编程的。

14. 根据权利要求11所述的步进电机系统，其中所述偏置数字模拟转换器经配置以响应于在所述经确定偏置代码输出处的偏置代码信号偏置所述电压。

15. 根据权利要求11所述的步进电机系统，其中所述数字校准器包含耦合到所述脉冲宽度调制电路的输入。

16. 根据权利要求11所述的步进电机系统，其中所述第三晶体管的所述漏极耦合到所述电流输出且所述源极通过电阻耦合到所述接地端子。

17. 根据权利要求11所述的步进电机系统，其中所述比较器电路的所述第一输入是非反相输入且所述比较器电路的所述第二输入是反相输入。

18. 根据权利要求11所述的步进电机系统，其包含耦合到所述第一晶体管、所述第二晶体管，以及所述第三晶体管的开关控制器。

## 微步进控制电路、控制方法及步进电机系统

### 背景技术

[0001] 控制器(包含处理器)越来越多地用于控制例如电动机和机器人的物理装置的移动。控制器控制此类物理装置的移动,例如,通过控制步进式电动机。步进式电动机的各种应用越来越多地需要步进式电动机的更大的精确度和控制。步进式电动机受到调节应用到步进式电动机的电流的量的控制。然而,存在电流调节不精确性的许多来源,而且并非全部的这些来源可以在制造用于控制步进式电动机的控制电路时得到补偿。

### 发明内容

[0002] 在所描述的实例中,步进式电动机误差减少控制系统包含在用于脉冲宽度调制(PWM)线圈电流的每个循环期间相应地为步进式电动机线圈供能和解除供能的第一和第二电源开关。在包含过零微步进的循环期间,校准器检测当第二开关停止线圈的解除供能时发生在第二电源开关中的体二极管效应的类型。响应于第二电源开关的体二极管效应的检测的类型调节所选择的偏置。通过调节所选择的偏置,控制用于比较偏置参考电压与响应于线圈电流产生的电动机电压的触发时间。通过在连续循环上渐进地调节所选择的偏置(其调节偏置参考电压的电压),补偿PWM控制环路中的组件的延迟和减少的误差,例如,由过程、电压和温度变化引起的误差。

### 附图说明

- [0003] 图1示出了根据实例实施例的说明性计算装置100。
- [0004] 图2是根据实例实施例在步进式电动机误差减少中用于峰值电流调节的电路的示意图。
- [0005] 图3是根据实例实施例用于步进式电动机误差减少的步进式电动机控制电流的波形图。
- [0006] 图4是说明常规的步进式电动机控制器中的每个峰值电流的峰值电流误差百分比的波形图400。
- [0007] 图5是根据实例实施例用于步进式电动机误差减少的相对较高步进式电动机控制电流的单个周期的波形图500。
- [0008] 图6是根据实例实施例用于步进式电动机误差减少的相对较低步进式电动机控制电流的单个周期的波形图600。
- [0009] 图7是根据实例实施例说明步进式电动机电感和输出电压变量对用于步进式电动机误差减少的电动机控制电流的转换速率的影响的波形图700。
- [0010] 图8是根据实例实施例说明用于步进式电动机误差减少的环路延迟计时信息提取的波形图800。
- [0011] 图9是根据实例实施例说明过冲条件的环路延迟计时信息的波形图900。
- [0012] 图10是根据实例实施例说明下冲条件的环路延迟计时信息的波形图1000。
- [0013] 图11是根据实例实施例说明用于步进式电动机误差减少的环路延迟计时信息提

取的波形图1100。

[0014] 图12是根据实例实施例说明在用于步进式电动机误差减少的过零校准例程期间误差的减少的波形图1200。

[0015] 图13是根据实例实施例说明没有校准的步进式电动机的模拟与使用步进式电动机误差减少的步进式电动机的模拟之间的电流误差的程度的比较的波形图1300。

[0016] 图14是说明步进式电动机的模拟中的电压误差的相对程度而没有线圈电感上的各种电平处的校准的波形图1400。

[0017] 图15是根据实例实施例说明在不同线圈电感上并且使用步进式电动机误差减少的步进式电动机的模拟的电流误差的程度的比较的波形图1500。

## 具体实施方式

[0018] 在本说明书中,系统可以是另一系统的子系统。并且,术语“耦合到”和“与……耦合”(以及类似术语)描述间接或直接电连接。因此,如果第一装置耦合到第二装置,那么该连接可以通过直接电气连接,或者通过经由其它装置和连接的间接电气连接。术语“部分”可以意味着整个部分或于整个部分的部分。

[0019] 图1示出了根据实例实施例的说明性计算装置100。举例来说,计算装置100是电子系统129或并入到电子系统129中,所述电子系统例如计算机、电子元件控制“盒”或模块、机器人装备(包含固定的或移动的)、汽车或其中计算机控制物理装置的任何其它类型的系统。

[0020] 在一些实施例中,计算装置100包括巨型单元或芯片上系统(SoC),其包含例如CPU 112(中央处理单元)的逻辑控制组件、存储装置114(例如,随机存取存储器(RAM))和电源110。举例来说,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包含功能性,所述功能性通过离散逻辑组件提供和/或经布置以执行应用程序特定的指令(例如,软件或固件),所述指令在由CPU 112执行时,将CPU 112变换为专用机。硬件与软件之间的“划分”的假想线是取决于包含成本、功率耗散、可靠性、上市时间及类似者的各种权衡(例如,选择性地)变化的设计选项。相应地,用于控制计算系统100的一或多个CPU 112的任何软件的功能性可以完全实施为硬件(例如,当给定足够时间和资源用于设计和生产时)。

[0021] CPU 112包括存储从存储装置114频繁存取(例如,写入到所述存储装置和/或从所述存储装置读取)的信息的存储器和逻辑。计算装置100通常是使用UI(用户接口)116受用户控制的,所述用户接口在软件应用程序130的执行期间提供输出到用户并且从用户接收输入。使用显示器118提供输出,所述显示器包含警示器(例如,指示灯、扬声器、振动器及类似者)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/或机械装置(例如,小键盘、开关、接近度检测器、陀螺仪、加速计、解析器及类似者)接收输入。

[0022] CPU 112耦合到I/O(输入-输出)端口128,其提供经配置以从网络连接装置131接收输入(和/或提供输出到所述网络连接装置)的接口。网络连接装置131可包含能够与计算装置100点到点和/或网络连接通信的任何装置(包含与计算装置100电子地配对的“蓝牙”单元)。计算装置100任选地耦合到外围装置和/或计算装置,包含有形的非暂时性媒体(例如,快闪存储器)和/或电缆或无线媒体。这些和其它输入和输出装置使用无线或电缆连接

通过外部装置选择性地耦合到计算装置100。存储装置114可例如通过网络连接装置131存取。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、电容器,及类似者)。

[0023] 存储装置114(其可以是存储器,例如,处理器上高速缓冲存储器、处理器外高速缓冲存储器、RAM、快闪存储器、数据寄存器、正反器、磁盘存储装置,及类似者)存储一或多个软件应用程序130(例如,嵌入式应用程序),所述软件应用程序在由CPU 112执行时,将计算装置100变换为适合于执行例如步进式电动机误差校正的一或多个目标功能的专用机。

[0024] 计算系统100包含经布置以控制步进式电动机(例如下文中所描述的电动机204)的微步进控制器(微步进器)138。根据步进式电动机的各种应用越来越多地需要步进式电动机的更大的精确度和控制,微步进器138经布置以控制步进式电动机,需要更精细且更确切的电动机移动。控制更精细且更确切的电动机移动引起较高电平的微步进,其中微步进(例如,微步进之间的偏置)越小,步进器定位的分辨率越高。如本文中所描述,过零校准器140经布置以在所选择的时间校准微步进器138的部分,例如,使得微步进器138获得具有较高精确度的电流调节和真实空间中的电动机的定位的较小微步进。

[0025] 步进式电动机驱动电路通常执行用于驱动和/或控制步进式电动机的电流的峰值电流调节。然而,用于执行峰值电流调节的驱动电路通常制造的具有电路装置差异,其中差异通常引起控制步进式电动机的减小的精确度(例如,误差)。执行峰值电流中的误差的工厂“微调”来源包含参考电压和用于比较驱动FET与感测FET之间的参考电压、FET(场效应晶体管)变化(例如,错配)的比较器中的偏置误差,以及用于产生参考电压和参考电流的电路中的误差。

[0026] 然而,峰值电流调节误差也源自终端用户供应的和/或顾客所选择的组件(统称为用户供应的组件)的电特性中的差异。用户供应组件通常具有电动机电感中的变化和电动机电压输出的电压的变化(其通常是制造电动机驱动电路的工厂未知的),并且相应地通常并不是工厂调整的。电动机电感和电压输出的变化影响驱动电流的精确度(例如,下文中参考等式(2)所描述)。

[0027] 峰值电流调节电路通常布置为反馈回路。相应地,在终端用户系统中由电动机相关差异(例如,在电动机电感和电动机电压供应中)引起的误差基本上有助于调节误差,因为电动机所消耗的峰值电流用于在反馈回路中控制电动机自身。反馈回路中的延迟减慢了可以校正(和/或调节)控制误差的速度。控制环路延迟包含电流感测电压放大器和比较器偏置延迟,抗尖峰脉冲周期(例如,用于帮助允许电压瞬变安定的允许时间)、数字控制逻辑时延和FET功率驱动器的切换周期。

[0028] 图2是根据实例实施例在步进式电动机误差减少中用于峰值电流调节的电路的示意图。过零校准微步进器200是例如上文所描述的微步进器138的微步进器。过零校准微步进器200包含“H桥接器”(例如,它是根据其通常描绘的示意性形状如此命名的)210、第一方向(例如,正向)微步进器控制电路220和第二方向(例如,反向)微步进器控制电路260。H桥接器210是在开关控制器206的控制下选择性地驱动的(所述开关控制器继而响应于微步进器控制电路220和260受到控制)。

[0029] 在操作中,过零校准微步进器200经布置以经由“H桥接器”210可控制地驱动(例如,步进)线圈202。微步进器控制电路220经布置以在第一方向上通过交替地驱动第一对

NMOS (N型金属氧化物半导体) FET (场效应晶体管) 214和218可控制地驱动线圈202 (并且继而驱动电动机204)。上部FET 214的源极耦合到下部FET 218的漏极并且耦合到 (例如, 电动机) 线圈202的第一端子, 其中线圈202的第二端子通过相对的 (例如, H桥接器210的相对侧) 下部FET 216可切换地耦合到接地。当在第一方向上驱动电动机204时, 驱动相对的下部FET 216 (例如, 以可切换地关闭相对的下部FET 216) 以将线圈202的第二端子耦合到接地。线圈202通过在第一所选择的时间关闭上部FET 214被选择性地供能 (其中所选择的时间是根据线圈202的电感、跨越线圈202产生的电压和电动机204的规定的程度的旋转选择的)。在第一所选择的时间末尾, 上部FET 214打开 (例如, 通过降低上部214的栅极电压) 并且下部FET 218选择性地关闭 (例如, 其使线圈202解除供能使得电动机204不再是电感驱动的)。响应于通过微步进器控制电路220产生的第一PWM (脉冲宽度调制) 信号, 下部FET 218选择性地关闭。

[0030] 相应地, 响应于确证第一控制信号, 第一电源开关214用于选择性地耦合线圈电流以向步进式电动机线圈202供能, 并且响应于确证第二控制信号, 第二电源开关218用于选择性地耦合线圈电流以对步进式电动机线圈202解除供能, 其中第二控制信号是响应于比较偏置参考电压与电动机电压的确证和解除确证中的一个。

[0031] 以类似方式, 微步进器控制电路260经布置以可控制地在第二方向 (与第一方向相反) 上驱动线圈202, 方法是交替地驱动第二对FET 212和218。上部FET 212的源极耦合到下部FET 216的漏极并且耦合到 (例如, 电动机) 线圈202的第二端子, 其中线圈202的第一端子通过相对的 (例如, H桥接器210的相对侧) 下部FET 218可切换地耦合到接地。当在第二方向上驱动电动机204时, 相对的下部FET 216关闭以将线圈202的第一端子耦合到接地。通过在所选择的时间关闭上部FET 212, 线圈202被选择性地供能。在所选择的时间末尾, 上部FET 212打开并且下部FET 216选择性地关闭 (例如, 使线圈202解除供能使得电动机204不再是电感驱动的)。响应于通过微步进器控制电路260产生的第二PWM信号, 选择性地关闭下部FET 216。

[0032] 开关控制器206经布置以选择性地驱动 (例如, 逻辑电平到驱动电平) H桥接器的缓冲器, 使得电流在所选择的方向上流动穿过线圈202。举例来说, 响应于第一PWM信号 (例如, 用于驱动FET 218的栅极), 微步进器控制电路220在第一方向上驱动线圈202, 方法是驱动缓冲器278 (例如, 以使线圈202的第二端子接地)、驱动缓冲器240 (例如, 以向线圈202供能) 并且选择性地驱动缓冲器238 (例如, 以使线圈解除供能)。以类似方式, 响应于第二PWM信号 (例如, 用于驱动FET 216的栅极), 微步进器控制电路260在第二方向 (例如, 与第一方向相反) 上驱动线圈202, 方法是驱动缓冲器238 (例如, 以使线圈202的第二端子接地)、驱动缓冲器280 (例如, 以向线圈202供能) 并且选择性地驱动缓冲器278 (例如, 以使线圈解除供能)。

[0033] 微步进器控制电路220可控制地在第一方向上驱动线圈202, 方法是产生和确证第一PWM信号 (例如, 应用到缓冲器238)。第一PWM信号是反馈回路的反馈控制信号, 使得微步进器控制电路220测量电动机204的输出 (例如, 来自转换产生跨越仿真FET 224的漏极到源极电压的电压的线圈202的电流) 以产生第一PWM信号以用于控制电动机204。

[0034] 比较器230经布置以产生第一PWM信号, 例如, 响应于比较线圈202输出电压 (例如, 感测电压VSNS) 与第一所选择的仿真电压。举例来说, 感测电压VSNS信号是响应于线圈202控制电流流动穿过FET 218在FET 218的漏极产生的漏极到源极电压。产生第一所选择的仿

真电压,例如,通过编程(例如,响应于处理器,例如,CPU 112,其经布置以控制过零校准的微步进器200的可编程组件)正弦DAC(数/模转换器)电流产生器222以产生以可编程的方式所选择的输出电流。以可编程的方式所选择的输出电流与微步进位置相关联,例如在下文中相对于图8所描述。以可编程的方式所选择的输出电流被转换成第一所选择的仿真电压,方法是响应于以可编程的方式所选择的输出电流跨越仿真FET 224产生漏极到源极电压(VDS)。

[0035] 相应地,第一所选择的参考电流被应用到参考晶体管224的漏极,使得当驱动缓冲器236(例如,响应于第一PWM信号受到控制)时在FET 224的漏极产生第一仿真电压。FET 224以在结构上和化学上与FET 218(其形成仿真电路226)类似的方式形成,使得FET 224的PVT变化类似于FET 218的PVT变化(使得由PVT引起的可操作波动通过比较器230的共模减除的操作被移除),并且仿真FET 218的功能性(例如,无需影响FET 218自身执行测量的操作)。

[0036] 偏置DAC 228经布置以响应于从数字校准器(DIG CAL)234接收的代码(例如,指示偏置的量)使第一仿真电压选择性地偏置。如本文中所描述,数字校准器234通过确定是否发生过冲和/或下冲确定第一仿真电压的优化偏置,例如响应于一连串选择性地调节的偏置仿真电压。举例来说,通过渐进地和选择性地调节控制环路延迟执行用于确定线圈202控制电流过零的搜索(例如,线性或二元)(例如,通过以编程方式调节第一仿真电压的偏置的量)以用于连续线圈202循环使得确定其中发生线圈202控制电流过零的越来越窄的时间窗口。引起过冲条件而并非(例如,最接近于)下冲条件的特定偏置的使用最小化在电动机204的连续循环和/或步进(例如,微步进)中发生下冲或过冲的时间长度。

[0037] 数字校准器234经布置以确定过冲或下冲是否在特定循环(例如,在搜索过零点周围的狭窄窗口期间)发生,方法是检查下部FET 218的体二极管效应。如下文中参考图9和图10所描述,在线圈202控制电流过冲的情况下感测电压信号实现正体二极管(218a或216a)或在线圈202控制电流的下冲的情况下(例如,其中线圈202控制在过零处的电流改变方向)感测电压信号实现负体二极管。

[0038] 响应于确定是否已经发生过冲或下冲(例如,在用于寻找优化偏置的校准例程期间),数字校准器234产生用于指示补偿控制环路的控制环路延迟以用于产生第一PWM信号的电压偏置的代码。数字校准器234响应于控制电路(例如,处理器和/或过零校准的微步进器200的其它可编程组件)操作。举例来说,在此类控制之下,数字校准器234可用于有效地测量比较器230的结果的计时(如下文中所描述),方法是响应于下冲/过冲确定连续地调节所选择的偏置。响应于下冲/过冲确定,偏置DAC 228产生(例如,选择性地调节的)偏置仿真电压,其调节第一PWM信号的计时以补偿控制环路延迟。相应地,校准器234用于检测响应于解除确证第二电源开关218发生的第二电源开关218的体二极管(例如,218a)效应并且响应于第二电源开关218的体二极管效应的检测调节所选择的偏置(例如,图12的1202)。

[0039] 比较器230经布置以比较第一偏置仿真(例如,参考)电压与响应于线圈电流产生的电动机电压VSNS(例如,响应于线圈202电流输出产生的FET 218VDS)以产生“ITRIP”电流控制信号以用于控制PWM产生器232。如本文中所描述,第一偏置仿真电压的偏置的改变确定ITRIP信号的确证的计时(例如,较早或稍后)中的对应的改变。数字校准器234经布置以测量(例如,经由比较器230)相对于响应于过零产生的峰值电流的量的线圈202输出电流的

行为。响应于测量到的行为,数字校准器234经布置以确定用于改变ITRIP触发电平的计时的偏置代码。举例来说,确定偏置代码以选择性地控制环路延迟(其通常引起造成电动机定位误差的电流的过冲),以便有助于最小化线圈202输出电流的下冲和过冲的程度和出现,下冲和过冲通常引起受到控制的(例如,步进)线圈202的不精确性。

[0040] 以类似于微步进器控制电路220的方式,微步进器控制电路260在第二方向(例如,与第一方向相反)上可控制地驱动线圈202。相应地,微步进器控制电路260经布置以产生和确证第二PWM信号(例如,应用到缓冲器278)。第二PWM信号是例如响应于比较FET 216的VDS(响应于线圈202输出电流产生)与第二偏置仿真电压产生的。第二偏置仿真电压是例如通过编程正弦DAC参考电流产生器以用于输出第二所选择的参考电流产生的。将第二所选择的参考电流应用到参考晶体管264的漏极,使得当驱动缓冲器276(例如,受到第二PWM信号的控制)时在FET 264的漏极处产生第二仿真电压。FET 264以在结构上和化学上与FET 216类似的方式形成(例如,使得FET 264的PVT变化类似于FET 216的PVT变化),并且使得仿真FET 216的功能性。

[0041] 第二仿真电压被应用到偏置DAC 268的输入,使得第二偏置仿真电压是响应于第二仿真电压和所选择的(例如,以可编程的方式可调节的)偏置产生的。第二偏置仿真电压是选择性地偏置,例如,响应于所选择的微步进和线圈202输出电流的测量到的行为。

[0042] 第二偏置仿真电压与FET 216的VDS(响应于线圈202输出电流产生)进行比较以产生“*Itrip*”电流控制信号以用于控制PWM产生器272。数字校准器274经布置以测量(例如,经由比较器270)线圈202输出电流的行为(例如,响应于过零产生的峰值电流的量)。响应于测量到的行为,数字校准器274经布置以确定改变*Itrip*电平的计时的偏置(例如,补偿触发点)。通过控制补偿触发点的电压(和计时),它控制(例如,微步进器控制电路260的)环路延迟以帮助避免线圈202输出电流的下冲和过冲。

[0043] 图3是根据实例实施例用于步进式电动机误差减少的步进式电动机控制电流的波形图。电流波形300示出为具有上升步进式电动机控制电流(例如,流动穿过线圈202)的波形部分310和312。随着波形部分312上升(并且线圈202的线圈通过第一极性供能),步进式电动机控制电流的电平上升到目标阈值322(例如,与所选择的微步进电平相关联的电流的所选择的峰值电平)上方。理想地,当波形部分312达到目标阈值322(例如,使得正向步进式电动机控制电流减小)时FET驱动器晶体管(例如,下部FET 218)将即刻开启(例如,切换到导电状态)。

[0044] 然而,由下部FET(例如,FET 218)之前的控制环路的时延产生的控制环路的延迟周期326(例如,上文中所描述)被激活。举例来说,在延迟周期326期间,步进式电动机控制电流继续增大,如通过波部分310所指示。在延迟周期326(例如,在此期间比较的结果已传播穿过用于控制下部FET的电路)之后,下部FET在点324(例如,其表示峰值电流)开启。当下部FET开启时,响应于线圈202的线圈的解除供能,步进式电动机控制电流开始减小(例如,下降),如通过波形部分314所说明。高于目标阈值322的步进式电动机控制电流的峰值电流过冲被视为说明为误差338的具有幅值的误差(例如,因为过冲引起定位线圈202的不精确性)。

[0045] 当波形部分314低于下限阈值(例如,零参考电平,例如下文中参考图5和图8所描述)时,比较器检测穿过并且关闭下部FET晶体管。响应于下部FET晶体管被关闭,波形部分

316(例如,流动穿过线圈202的步进式电动机控制电流)上升,步进式电动机控制电流的电平上升到高于目标阈值322。波形部分316根据下式具有斜率328(例如,瞬时速率、转换速率、一阶导数,及类似者):

$$[0046] \quad \frac{di}{dt} = \frac{V}{L} \quad (1)$$

[0047] 其中i是步进式电动机控制电流,t是时间,V是步进式电动机控制电压,并且L是步进式电动机的电感。相应地,斜率328是响应于顾客所选择的电动机的电感和所得电压确定的。

[0048] 控制环路的延迟周期326也贡献了电动机控制电流的过冲。如本文中所描述,延迟326可以根据等式(1)缩短。举例来说,通过在比较器(例如,比较器230)的反相输入将(例如,电压)偏置(经由偏置DAC 228)添加到比较电压,比较器被迫使在与以其它方式相比较早的时间切换(例如,引起下降分段318)。如下文中参考图9所描述,通过电动机控制电流产生的电压成反比地与电动机控制电流相关,例如,在波形部分312、310和316期间,使得较高偏置补偿环路延迟(例如,引起环路延迟的减少)。缩短的环路延迟引起较小过冲,如通过误差336(其小于误差338)所说明。从等式(1)中,可根据下式确定步进式电动机控制电流的峰值电流过冲( $I_{err}$ ):

$$[0049] \quad I_{err} = (\text{环路延迟}) \left( \frac{V_{\text{电动机}}}{L_{\text{电动机}}} \right) \quad (2)$$

[0050] 相应地,减少环路延迟也减少了电流误差(例如,峰值电流过冲)。

[0051] 图4是说明常规的步进式电动机控制器中的每个峰值电流的峰值电流误差百分比的波形图400。举例来说,大约一安培的峰值电流具有大约2%的相关联的峰值电流误差。类似地,大约400毫安的峰值电流具有大约5%的相关联的峰值电流误差。然而,大约150毫安的峰值电流具有高于13%的相关联的峰值电流误差。相应地,随着电动机倾向于被制造的越来越小并且使用越来越小的驱动和/或控制电流,常规的电路中所得的峰值电流误差在甚至越来越高的速率下调配。

[0052] 图5是根据实例实施例用于步进式电动机误差减少的相对较高步进式电动机控制电流的单个周期的波形图500。波形图500包含电流510,例如其从零参考电平502上升到峰值电平514(此时电流510达到峰值电流电平)。

[0053] 响应于低侧FET栅极电压540的上升(其被说明为确证基本上与峰值电平分段514同期),电流510从峰值电平514下降。例如,响应于比较器比较偏置仿真电压与在电压低侧FET的漏极处产生的电压(例如,上文相对于FET 216和比较器230所描述),确证低侧FET栅极电压540。举例来说,电流510从峰值电平514下降并且穿过零参考电平502,使得区域516表示正调节电流的误差的总和。

[0054] 当电流510低于零参考电平502(并且在点520变为负电流)时,比较器检测穿过并且否定确证(例如,解除确证)低侧FET栅极电压540,其在点522关闭下部FET晶体管。然而,比较器和预先驱动器(例如,PWM 232和缓冲器238)中的延迟以延迟524延迟了低侧FET栅极电压540的解除确证(例如,下降边缘)。相应地,延迟造成了过零的计时中误差。

[0055] 当下部FET晶体管关闭时,电流510开始从负峰值电平522上升到零参考502电平,

使得区域526表示负调节电流的误差的总和。当(例如,负)电流510再一次达到零参考502电平时,电流510振荡(例如,响应于上部和下部FET两者关闭的振铃)。

[0056] 图6是根据实例实施例用于步进式电动机误差减少的相对较低步进式电动机控制电流的单个周期的波形图600。波形图600包含电流610,例如其从零参考电平602上升到峰值电平614(此时电流610达到峰值电流电平)。与电流510相比,电流610具有相对低峰值电流,其引起基本上更大的误差。

[0057] 响应于低侧FET栅极电压的上升,电流610从峰值电平614下降。电流610从峰值电平614下降并且穿过零参考电平602,使得区域616表示正调节电流的误差的总和。举例来说,由于较低的峰值电流,区域616基本上小于区域516。

[0058] 当电流610低于零参考电平602(并且在点620变为负电流)时,比较器检测穿过并且否定确证(例如,解除确证)低侧FET栅极电压,其在点622关闭下部FET晶体管。当下部FET晶体管关闭时,电流610开始从负峰值电平622上升到零参考602电平,使得区域626表示负调节电流的误差的总和。因为电流610的负偏置(例如,在点620到点622之上)基本上完全由于调节环路,所以区域626成比例地较大(例如,相对于区域616)。相应地,在低电流电平,过零检测不精确性可以引起实现零平均电流或甚至负平均电流。当(例如,负)电流610再一次达到零参考602电平时,电流610振荡(例如,振铃)。

[0059] 图7是根据实例实施例说明步进式电动机电感和输出电压变量对用于步进式电动机误差减少的电动机控制电流的转换速率的影响的波形图700。波形图700包含(例如,电动机线圈的)第一电感器电流720和第二电感器电流730。第一电感器电流720和第二电感器电流730被说明为具有正斜率,使得第一电感器电流720和第二电感器电流730是相对于在第一电感器电流720和第二电感器电流730穿过(例如,过零)参考点时叠加的。

[0060] 举例来说,第一电感器电流720是通过具有相对高的电动机输出电压( $V_m$ )和相对低的电动机电感的电动机产生的,但是第二电感器电流730是通过具有相对低的电动机输出电压和相对高的电动机电感的电动机产生的。步进式电动机电感和输出电压变量对第一和第二电感器电流的转换速率的影响包含第一和第二电感器电流在不同时间达到峰值电流阈值 $I_{trip}$ 电平714。

[0061] 举例来说,第一电感器电流720在点724达到 $I_{trip}$ 电平714,然而第二电感器电流730在点734达到 $I_{trip}$ 电平714。根据实例实施例,不同电动机电压和电动机电感器需要不同的触发点补偿。触发点补偿经布置以控制在与 $I_{trip}$ 电平相比较早(并且较低)的时间(和电压)在点(例如,补偿触发点)的FET的关机的计时,使得FET在(例如,任意)电感器电流达到 $I_{trip}$ 电平时理想地关闭。相应地,第一电感器电流720与第一补偿触发点722相关联,所述第一补偿触发点不同于与第二电感器电流724相关联的第二补偿触发点732。补偿触发点根据PVT变化而不同并且是根据如本文所描述的(例如,运行时间校准例程)过零计时测量确定的。

[0062] 图8是根据实例实施例说明用于步进式电动机误差减少的环路延迟计时信息提取的波形图800。波形图800包含(例如,概念)正弦波802以用于指示用于通过完整旋转驱动(例如,理想)步进式电动机的理想电流。完整旋转被划分成各种微步进,各自具有相关联的时间德耳塔812和电流德耳塔814。随着步进式电动机“步进”通过完整旋转,根据旋转的当前规定的程度选择用于每个此类微步进的目标峰值电流( $I_{peak}$ )电平。相应地,目标 $I_{peak}$

电平波形810包含根据(例如,大体上包封)正弦波802确定的离散步进。所描述的减小误差微步进器(例如,微步进器138)控制步进式电动机电流到实际调节电平820,所述电平是相对于邻近步进之间的不同电流电平调节的。

[0063] 根据实例实施例所描述的减小误差微步进器是通过过零校准器140在过零校准的并且校准用于调节(例如,“微调”)用于连续步进(包含微步进)的补偿触发点。相应地,微步进器138实现在真实空间中具有电流调节和电动机的定位的较高精确度的较小微步进。

[0064] 举例来说,线圈控制电流的实际调节电平820获得超过与步进相关联的Ipeak电流电平830的(例如,错误地高)电平824,所述步进与电流的过零电平(0毫安)相关联。当实际调节电平820超过Ipeak电流电平830时,比较的结果传播到(例如,下部)FET大约在时间824处驱动实际调节电平820。响应于FET驱动器的关闭,在大约时间周期804处实际调节电平820低于过零电平。

[0065] 如本文中所描述,在FET驱动器在过零点关闭之后可以基于切换节点电压行为提取环路延迟计时信息(例如下文中参考图9和图10所描述)。根据上文所描述的等式(2)补偿触发点是响应于测量到的环路延迟计时选择的并且平移到DAC电压中(例如,用于使比较电压偏置)。DAC电压用于使参考电压偏置(以产生补偿触发点电压)在每个后续步进针对参考电压比较电动机电压(例如,使得在后续IPEAK检测电平的环路延迟误差的影响最小化)。

[0066] 举例来说,实际调节电平820(响应于FET驱动器的开启)在大约时间周期804从过零电平上升到电平834。电平834低于电平824,因为环路延迟通过补偿触发点引起比较器较早切换(例如,与从Itrip电平和电动机输出电平Vm的未经补偿的比较切换相比较早)而有效地缩短。

[0067] 图9是根据实例实施例说明过冲条件的环路延迟计时信息的波形图900。波形图900包含线圈电流(I\_coil)910、低侧栅极电压940和感测电压(VSNS)信号950。举例来说,响应于上部FET(例如,214)开启,线圈电流910从零参考电平902上升到峰值电平914。相应地,电压950(其是响应于线圈电流910产生的)在时间周期952上降低。

[0068] 在时间周期952期间执行第一比较以确定何时关闭上部FET以及何时开启下部FET(例如,218)。针对第一所选择的偏置仿真电压(例如,通过偏置DAC 228产生,其中第一所选择的供能偏置用于补偿随着线圈电流910上升的控制环路的环路延迟)比较电压950。如上文参考图8所描述,在校准搜索例程中确定第一所选择的偏置仿真电压。在校准搜索例程的实施例中,所选择的偏置在连续循环(例如,其包含线圈电流过零)之上逐渐增大以确定引起过冲条件(并非下冲条件)的最接近的(例如,最后的)供能偏置。通过递增先前所选择的偏置调节所选择的偏置以补偿由调制器、第二开关和比较器电路中的至少一个所引起的控制环路中的时延。

[0069] 当电压950低于所选择的仿真电压的电平时,响应于低侧FET栅极电压940上部FET关闭并且下部FET开启。相应地,线圈电流910开始从峰值电平914和电压950下降(例如,快速地)切换到负电压并且在时间周期954开始上升(例如,逐渐地)。

[0070] 在时间周期954执行第二比较以确定何时关闭下部FET(例如,218)。针对第二所选择的偏置仿真电压(例如,通过偏置DAC 228产生,其中第二所选择的偏置用于补偿随着线圈电流910下降的控制环路的环路延迟)比较电压950。响应于通过(例如,用于线圈供能/解除供能的相同循环的)校准搜索例程所确定的第一所选择的偏置仿真电压的供能偏置,确

定第二所选择的偏置仿真电压的解除供能偏置。在一个实施例中,响应于与第一所选择的偏置仿真电压的供能偏置相关联的时间周期(用于使环路延迟偏置)并且响应于在时间周期954的线圈电流910(和/或电压950)的所估计的斜率确定第二所选择的偏置仿真电压的解除供能偏置。在一个实施例中,单个比较器(例如,230)和偏置DAC(例如,228)用于执行第一和第二比较,其中比较器的输出是门控的使得(例如,仅)在时间周期952和954的有效的部分期间执行比较并且适当的偏置(例如,供能/解除供能中的一个)已经被编程到偏置DAC中以用于产生相应的第一和第二所选择的偏置仿真电压。

[0071] 随着电压950上升到高于第二所选择的偏置仿真电压的电平,低侧栅极电压940被驱动的较低(例如,解除确证)使得下部FET关闭。当下部FET关闭时,响应于第二控制信号的解除确证(当用于上部FET的第一控制信号处于解除确证状态时)线圈电流被阻断。相应地,线圈电流910开始从负电平922上升使得在线圈电流910上升到高于零参考902电平之后,电流线圈910振荡如同振铃932。同样当下部FET关闭(并且上部FET保持关闭)时,反向恢复电荷流动穿过下部FET的体二极管(例如,218a),引起电压950急剧地上升并且在过冲峰值电压电平956达到峰值。过冲峰值电压电平956“夹持”在(例如,限于)V<sub>d</sub>(体二极管的击穿电压)电平高于先前通过VSNS信号的波形部分952达到的最高电压。相应地,体二极管效应发生在其中第二控制信号解除确证的线圈电流循环的一部分期间,第一控制信号处于(例如,保持)解除确证状态,并且线圈电流的过零响应于用于控制步进式电动机线圈的电动机的旋转的程度的所选择的微步进发生。

[0072] 数字校准器234相对快速地检测过冲和/或下冲的条件,例如通过使用快速的低增益比较器、极性检测器、二极管桥接器及类似者以当下部FET的体二极管传导时(例如,在低侧栅极电压940的下降之后不久和/或响应于低侧栅极电压940的下降)确定VSNS信号的极性。举例来说,在过冲条件中VSNS信号是正的(例如,达到正过冲峰值电压电平956,高于最大VSNS的正向击穿电压而没有体二极管效应)。当VSNS信号是负的时,VSNS信号减小到-V<sub>d</sub>(低于最小VSNS的负正向体二极管电压而没有体二极管效应),其中在如下文中参考图10所描述的下冲条件期间达到负电压下冲峰值电压电平1056。相应地,数字校准器234是可操作的以确定响应于所选择的偏置(和/或所确定的时间延迟)是否已经发生过冲或下冲条件。

[0073] 在执行线性搜索的实施例中(例如,通过渐进地使得偏置较大和/或相关联的时间周期较长),如果并未检测到下冲,那么用于第一所选择的偏置仿真电压的下一个(例如,测试)循环的偏置(供能和解除供能)在最近(例如,先前测试的)循环上递增地增大。相应地,时间周期924连续地变为越来越少的,并且过冲的程度在每个测试循环减小。连续循环(涉及过零)是连续地测试的直至检测到的下冲。当检测到下冲时,用于连续(例如,非过零)微步进的非临时供能和解除供能偏置是响应于其中检测到下冲条件的最接近的(例如,最后的)供能和解除供能偏置(和/或与其相关联的时间延迟)选择的(和/或确定的)。

[0074] 图10是根据实例实施例说明下冲条件的环路延迟计时信息的波形图1000。波形图1000包含线圈电流(I\_coil)1010、低侧栅极电压1040和感测电压(VSNS)信号1050。举例来说,响应于上部FET(例如,214)开启,线圈电流1010从零参考电平1002上升到峰值电平1014。相应地,电压1050(其是响应于线圈电流1010产生的)在时间周期1052上降低。

[0075] 在时间周期1052期间执行第一比较以确定何时关闭上部FET以及何时开启下部FET(例如,218)。针对第一所选择的偏置仿真电压(例如,通过偏置DAC 228产生,其中第一

所选择的供能偏置用于补偿随着线圈电流1010上升的控制环路的环路延迟)比较电压1010。

[0076] 当电压1010低于所选择的仿真电压的电平时,响应于低侧FET栅极电压1040上部FET关闭并且下部FET开启。相应地,线圈电流1010开始从峰值电平1014和电压1010下降(例如,快速地)切换到负电压并且在时间周期1054开始上升(例如,逐渐地)。

[0077] 在时间周期1054执行第二比较以确定何时关闭下部FET(例如,218)。针对第二所选择的偏置仿真电压比较电压1010。响应于通过(例如,用于线圈供能/解除供能的相同循环的)校准搜索例程所确定的第一所选择的偏置仿真电压的供能偏置,确定第二所选择的偏置仿真电压的解除供能偏置。在一个实施例中,响应于与第一所选择的偏置仿真电压的供能偏置相关联的时间周期(用于使环路延迟偏置)并且响应于在时间周期1054的线圈电流1010(和/或电压1050)的所估计的斜率确定第二所选择的偏置仿真电压的解除供能偏置。

[0078] 随着电压1050上升到高于第二所选择的偏置仿真电压的电平,低侧栅极电压1040被驱动的较低(例如,解除确证)使得下部FET关闭。当下部FET关闭时,线圈电流1010开始从负电平1022上升使得在线圈电流1010上升到高于零参考1002电平之后,电流线圈1010振荡如同振铃1032。同样当下部FET关闭时,过冲条件中的VSNS信号是负的(例如,达到负电压下冲峰值电压电平1054)。在下冲条件期间,VSNS信号减小到-Vd(负正向体二极管电压)电压,其中在下冲条件期间达到负电压下冲峰值电压电平1056。

[0079] 图11是根据实例实施例说明用于步进式电动机误差减少的环路延迟计时信息提取的波形图1100。波形图1100包含理想(例如,概念)正弦波1102以用于指示用于通过完整旋转驱动(例如,理想)步进式电动机的理想电流。完整旋转被划分成各种微步进,例如,微步进1120。对于每个微步进,在一时间周期(例如,1120)上调节用于驱动(和/或控制)步进式电动机的电流。在每个此类时间周期,调节电流具有锯齿外观,其中调节电流根据在步进式电动机的定位中如通过用于调节步进式电动机驱动电流的控制环路所确定的相关联的微步进和误差上升和下降。

[0080] 正弦波1102具有正相位和负相位,使得正弦波1102在邻近正相位和负相位之间穿过零电流电平(例如,过零)。相应地,过零窗口1130、1132、1134、1136和1138是时间窗口,其中至少步进可以经编程使得多个循环中的每一个(例如其中一个循环在图8中被说明为单个“锯齿”)已经穿过零电流电平(例如,具有过零)。在任何(包含全部)此类过零窗口期间可以执行校准(例如,非临时偏置的选择)使得所选择的偏置可以用于后续(例如,连续)微步进。举例来说,在时间窗口1134期间在校准发生期间选择的所选择的偏置(例如,供能/解除供能偏置)用于使调节1141、1142、1143、1144、1145和1146微步进中的每一个的电流驱动电平的相关联的控制环路的环路延迟偏置。相应地,当在每半个波(例如,在正弦波1102的每个过零)执行校准时获得较高精确度的电流调节。

[0081] 图12是根据实例实施例说明在用于步进式电动机误差减少的过零校准例程期间误差的减少的波形图1200。波形图1200包含DAC(例如,228)输出电压1202和步进式电动机控制电流1204。

[0082] DAC输出电压1202是偏置DAC的输出电压,例如,偏置DAC 228。DAC输出电压1202是响应于所选择的供能偏置产生的输出电压。未示出响应于所选择的解除供能偏置产生的输出电压。

出电压,然而响应于所选择的解除供能偏置产生的输出电压类似于(即使具有不同极性)所说明的DAC输出电压1202。在校准搜索例程期间,所选择的偏置在连续循环(例如,其包含线圈电流过零)上逐渐增大以确定引起过冲条件的最接近的(例如,最后的)供能偏置。相应地,DAC输出电压1202(除了在切换时间期间之外)切换到在切换时间1211、1212、1213、1214、1215、1216和1217中的每一个处调节。

[0083] 步进式电动机控制电流1204是响应于控制环路产生的线圈电流,使得微步进器的控制环路控制过零校准的微步进器200的电路220。每个循环包含正电流峰值(例如,相应地,1221、1222、1223、1224、1225、1226和1227)和负电流峰值(例如,相应地,1231、1232、1234、1235、1236和1237)。从正电流峰值到随后的电流峰值的偏置的程度是由用于调节线圈电流的控制环路的环路延迟引起的误差(相应地,误差1241、1242、1243、1244、1245、1246和1247)的指示。

[0084] 随着执行校准搜索例程中的每个连续迭代,与环路延迟相关联的误差渐进地降低,如通过校准搜索例程的模拟的线圈电流的所说明的放大(以相同比例)部分所展示。举例来说,在切换时间1211之前的DAC偏置值引起与正电流峰值1221和负电流峰值1231相关联的循环的过冲条件。在切换时间1211没有检测到过冲,因此DAC偏置是向上调节的(例如,以提供更大的补偿以帮助抵消环路延迟)。DAC偏置的增加值改变下一循环的触发点使得误差1242(与正电流峰值1222和负电流峰值1232相关联)小于误差1241(与正电流峰值1221和负电流峰值1231相关联)。

[0085] DAC偏置针对随后循环中的每一个增大直至检测到由在切换时间1226编程的DAC偏置引起的下冲条件(于是DAC偏置在切换时间1227通过并不引起针对循环检测到的下冲条件的最后一个DAC偏置值编程)。在一个实施例中,校准例程继续直至使用不包含过零的微步进值(例如,使得体二极管效应并不反映下冲或过冲条件)。

[0086] 在一个实施例中,确定环路延迟的长度,例如,通过调节每个循环的环路延迟的补偿(例如,以抵消)的量,并且确定针对相应的循环是否获得下冲条件。是否针对相应的循环获得下冲条件的确定是在实施例中通过确定下部FET体二极管在响应于在线圈至少部分地解除供能之后线圈电流随着(例如,在其期间和不久之后)下部FET断开所产生的电压上的效应进行的。

[0087] 图13是根据实例实施例说明没有校准的步进式电动机的模拟与使用步进式电动机误差减少的步进式电动机的模拟之间的电流误差的程度的比较的波形图1300。波形图1300包含未经补偿的Itrip电流误差1302(以mA计)、经补偿的Itrip电流误差1304(以mA计)、经补偿的过零误差1306(例如,在线圈解除供能时当线圈电流变成为负的时以mA计的电流误差),以及未经补偿的过零误差1308(以mA计)。

[0088] 波形1302说明用于在25°C下操作的电路的248.9mA的目标Itrip电平、具有0.5mH的电感的线圈和40伏特的(例如,标称)电动机输出电压的模拟的(未经补偿的)Itrip电流误差。如所指示,用于模拟的Itrip电流误差在模拟周期是大约35mA。

[0089] 波形1304说明用于在25°C下操作的电路的248.9mA的目标Itrip电平、具有0.5mH的电感的线圈和40伏特的(例如,标称)电动机输出电压的模拟的经补偿的(例如,自身经过校准的,如本文中所描述的)Itrip电流误差。如所指示,用于模拟的经补偿的Itrip电流误差汇聚(例如,在步骤1340)到大约0mA的值。举例来说,在步骤1342,未检测到下冲并且补偿

(例如,供能偏置)增大使得在供能电流达到Itrip电平之前(这在步骤1342中引起约负6mA误差)下部FET开启。在步骤1344,检测到下冲并且补偿减小使得在大约供能电流达到Itrip电平的时间(这在步骤1344中引起约0mA误差)下部FET开启。校准步骤重复(例如,直至选择非过零微步进)使得在校准例程汇聚到基本上表示控制环路延迟的偏置附近之后两个值之间的剩余的误差平均值交替。

[0090] 波形1306说明用于在25°C下操作的电路、具有0.5mH的电感的线圈和40伏特的(例如,标称)电动机输出电压的模拟的经补偿的(例如,自身经过校准的,如本文中所描述的)过零电流误差。如所指示,用于模拟的经补偿的过零电流误差汇聚(例如,在步骤1360)到大约0mA的值。举例来说,在步骤1362,未检测到下冲并且补偿(例如,解除供能偏置)增大使得在解除供能电流穿过0mA之后(例如,改变方向,这在步骤1362中引起约正6mA误差)下部FET关闭。在步骤1364,检测到下冲并且补偿减小使得在大约解除供能电流达到过零的时间(这在步骤1344中引起约0mA误差)下部FET关闭。校准步骤重复(例如,直至选择非过零微步进)使得在校准例程汇聚之后两个值之间的剩余的误差平均值交替。

[0091] 波形1308说明在25°C下操作的电路、具有0.5mH的电感的线圈和40伏特的(例如,标称)电动机输出电压的(未经补偿的)过零误差。如所指示,用于模拟的过零电流误差在模拟周期是大约负34mA。

[0092] 图14是说明步进式电动机的模拟中的电压误差的相对程度而没有线圈电感上的各种电平处的校准的波形图1400。波形图1400包含未经补偿的Itrip电压误差1402(以mV计)、未经补偿的Itrip电压误差1404(以mV计)、未经补偿的Itrip电压误差1406(以mV计)、未经补偿的过零误差1408(以mA计)、未经补偿的过零误差1410(以mA计),以及未经补偿的过零误差1412(以mA计)。

[0093] 波形1402、1404和1406说明用于在25°C下操作的电路的166.5mA的目标Itrip电平的模拟的(未经补偿的)Itrip电压误差的非线性的增大,其中电压误差在线圈电感的较低电平处渐进地增大。举例来说,具有0.5mH的电感的线圈引起大约36mV的Itrip误差(每个波形1402),具有1.0mH的电感的线圈引起大约21mV的Itrip误差(每个波形1404),并且具有1.5mH的电感的线圈引起大约15mV的Itrip误差(每个波形1406)。

[0094] 波形1408、1410和1412说明用于在25°C下操作的电路的166.5mA的目标Itrip电平的模拟的(未经补偿的)过零(ZC)电流误差的非线性的增大,其中电流误差在线圈电感的较低电平处渐进地增大。举例来说,具有1.5mH的电感的线圈引起大约负16mA的过零误差(每个波形1408),具有1.0mH的电感的线圈引起大约负22mA的过零误差(每个波形1410),并且具有0.5mH的电感的线圈引起大约负34mA的过零误差(每个波形1412)。相应地,当驱动具有越来越小的电感的线圈的不断变小的电动机时调节的精确度变为渐进地(如果不是以指数方式)增大。

[0095] 图15是根据实例实施例说明在不同线圈电感上并且使用步进式电动机误差减少的步进式电动机的模拟的电流误差的程度的比较的波形图1500。波形图1500包含经补偿的Itrip电流误差波形1502(以mA计)、经补偿的Itrip电流误差波形1504(以mA计)、经补偿的Itrip电流误差波形1506、经补偿的过零误差波形1508(以mA计)、经补偿的过零误差波形1510(以mA计),以及经补偿的过零误差波形1512(以mA计)。

[0096] 波形1502、1504和1506说明用于在25°C下操作的电路的166.5mA的目标Itrip电平

的使用所描述的误差减少的用于模拟的电流误差的非线性的减少。模拟波形指示由下部线圈电感引起的渐进地增大的电流误差有效地减小到基本上大约由较高线圈电感引起的电流误差的电平。

[0097] 举例来说,波形1502展示用于具有1.5mH的电感和平均大约3mA的(例如,汇聚)I<sub>trip</sub>误差的线圈的所描述的误差减少(其中模拟按比例缩放示出了所描述的误差减少已经汇聚在最佳偏置上)。波形1504展示用于具有1.0mH的电感的线圈的所描述的误差减少,其中大约负8mA的较早I<sub>trip</sub>误差减小为所描述的误差减少汇聚到产生大约0mA的平均I<sub>trip</sub>误差的最佳偏置。波形1506展示用于具有0.5mH的电感的线圈的所描述的误差减少,其中大约负26mA的较早I<sub>trip</sub>误差减小为所描述的误差减少汇聚到产生大约1mA的平均I<sub>trip</sub>误差的最佳偏置。

[0098] 波形1508、1510和1512说明用于在25°C下操作的电路的166.5mA的目标I<sub>trip</sub>电平的模拟的(未经补偿的)过零(ZC)电流误差的非线性的增大,其中电流误差在线圈电感的较低电平处渐进地增大。举例来说,波形1508展示用于具有0.5mH的电感的线圈的所描述的误差减少,其中大约负27mA的较早过零误差减小为所描述的误差减少汇聚到产生大约负2mA的平均过零误差的最佳偏置。波形1510展示用于具有1.0mH的电感的线圈的所描述的误差减少,其中大约9mA的较早过零误差减小为所描述的误差减少汇聚到产生大约负1mA的平均过零误差的最佳偏置。波形1512展示用于具有1.5mH的电感和平均大约负3mA的过零的线圈的所描述的误差减少(其中模拟按比例缩放示出了所描述的误差减少已经汇聚在最佳偏置上)。根据此说明,步进式电动机按比例缩放到不断减小的线圈电感(和较高电压)不必受到误差的非线性的增大的限制。

[0099] 在权利要求书的范围内,对所描述实施例的修改是可能的,并且其它实施例是可能的。

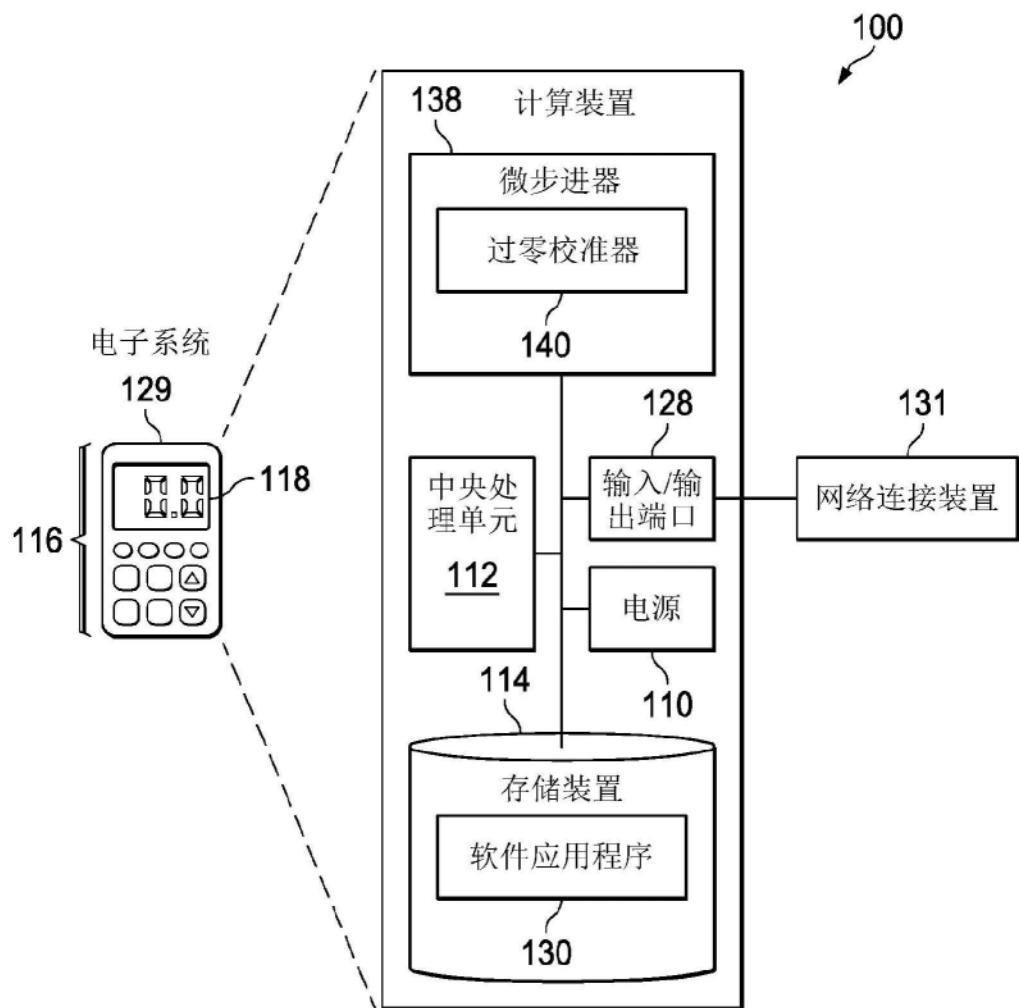


图1

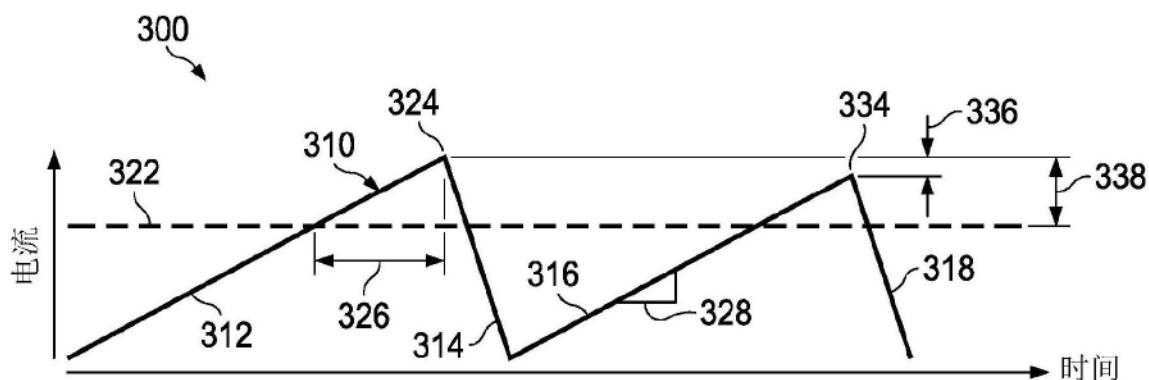


图3

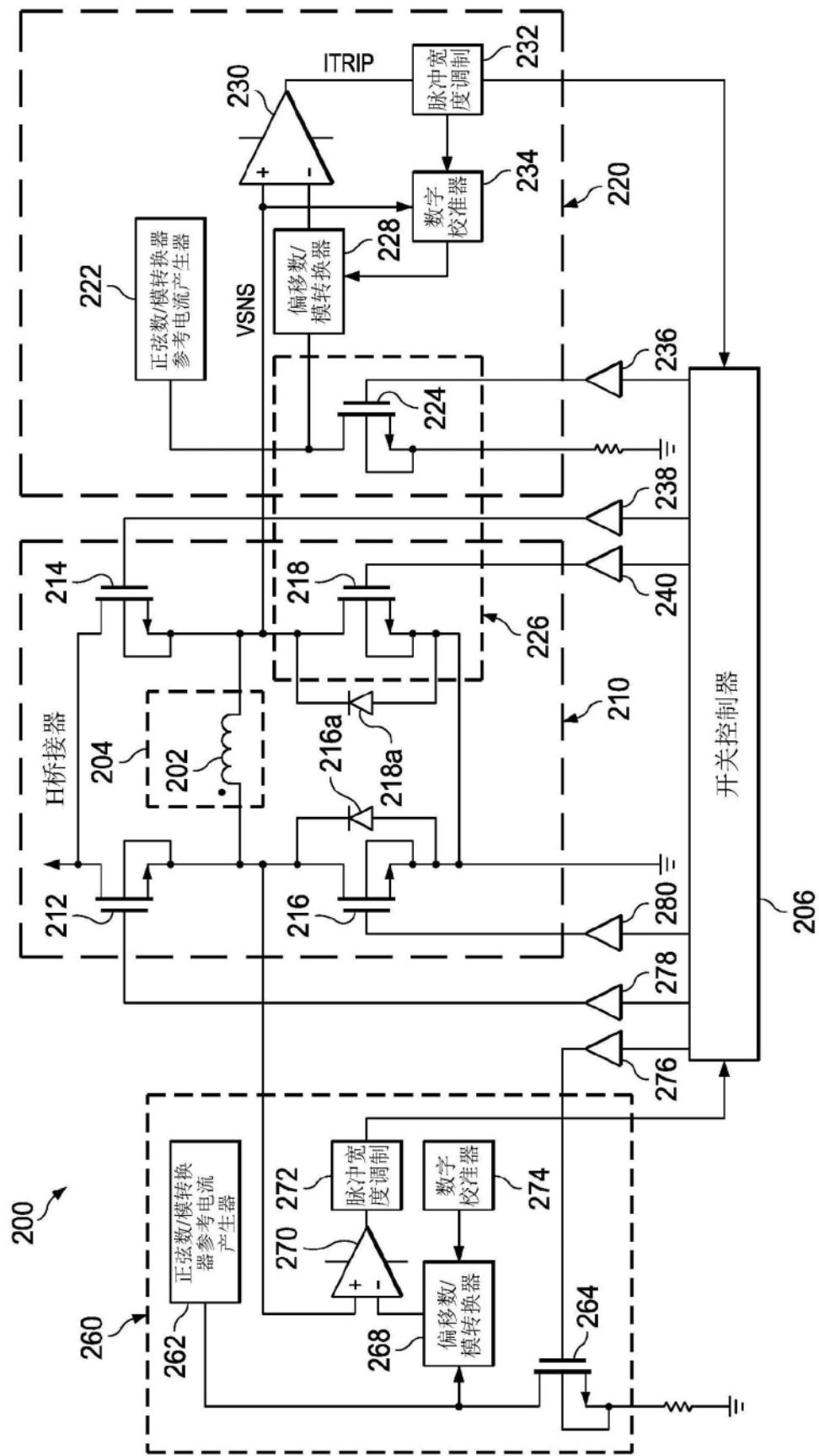


图2

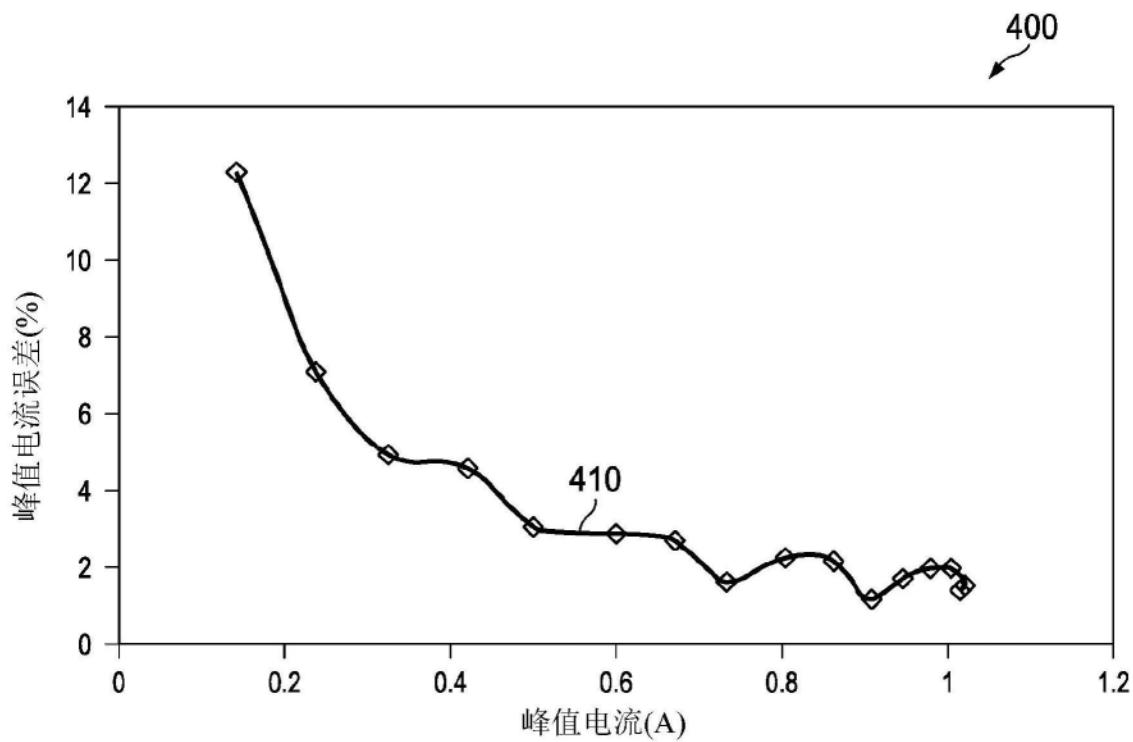


图4 (现有技术)

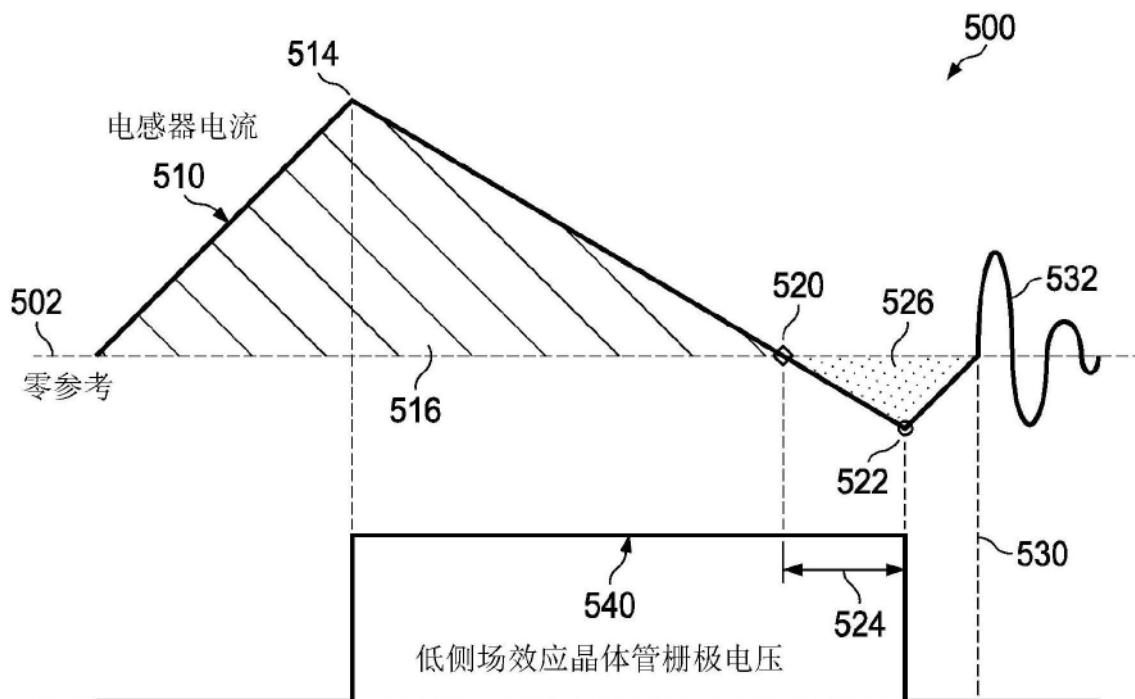


图5 (现有技术)

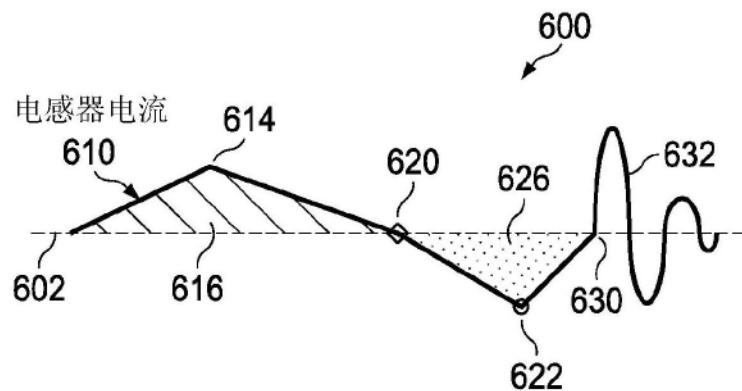


图6

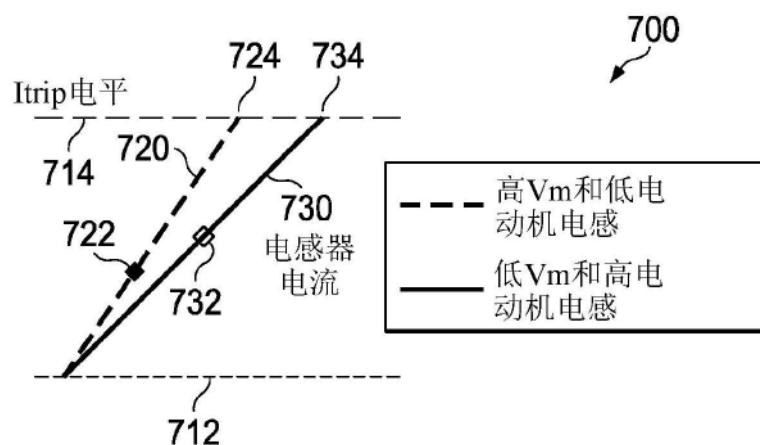


图7

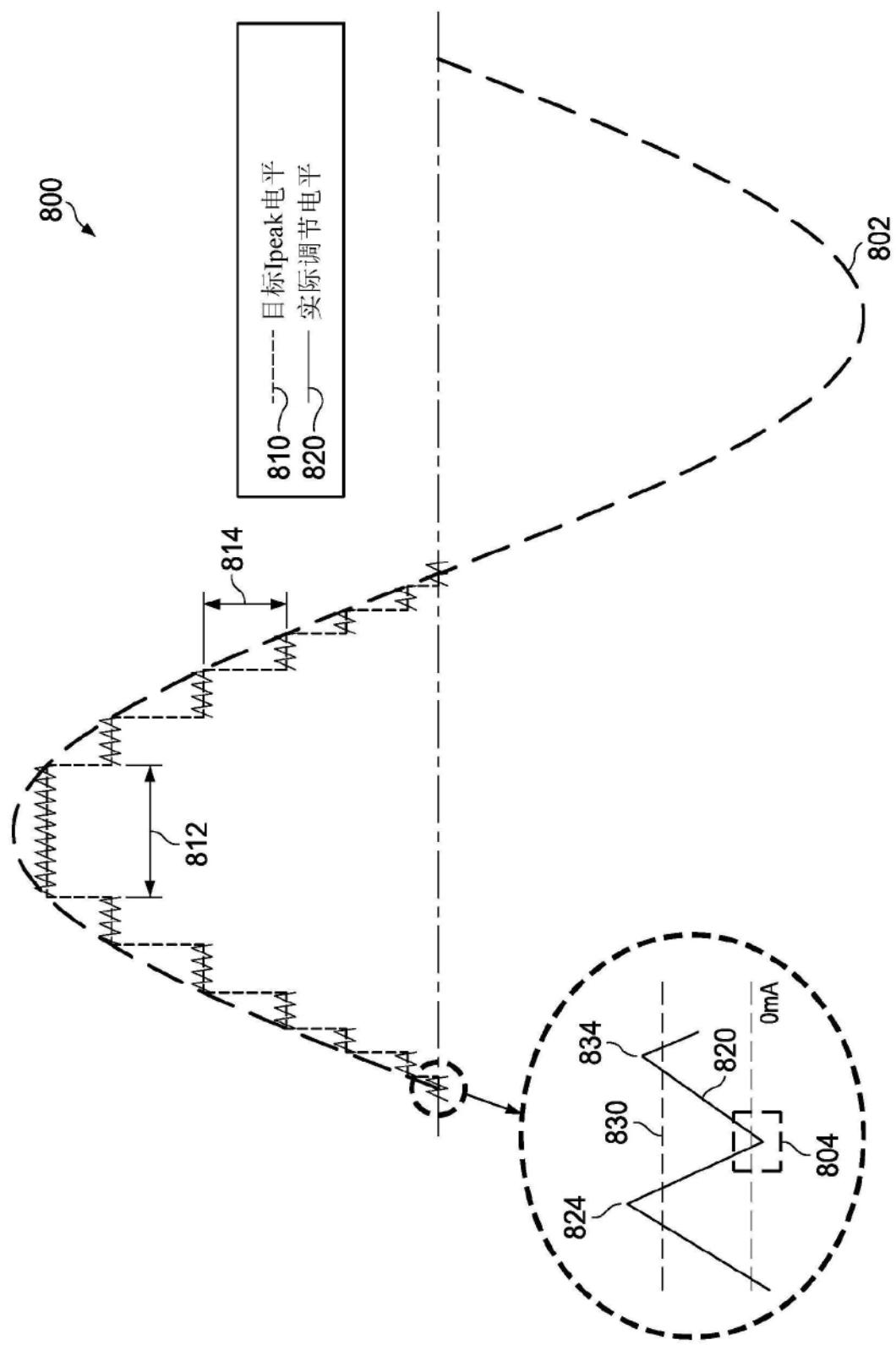


图8

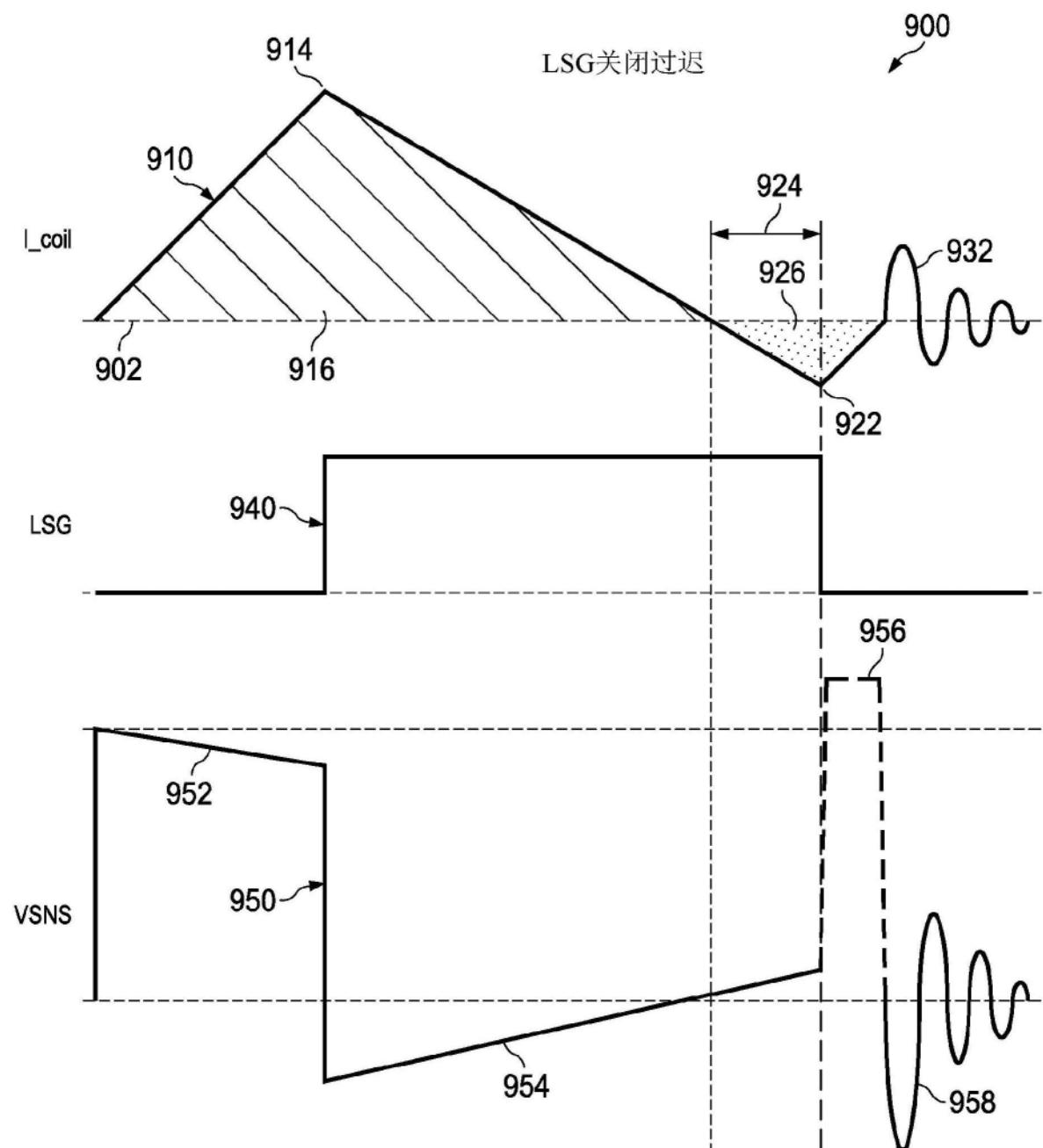


图9

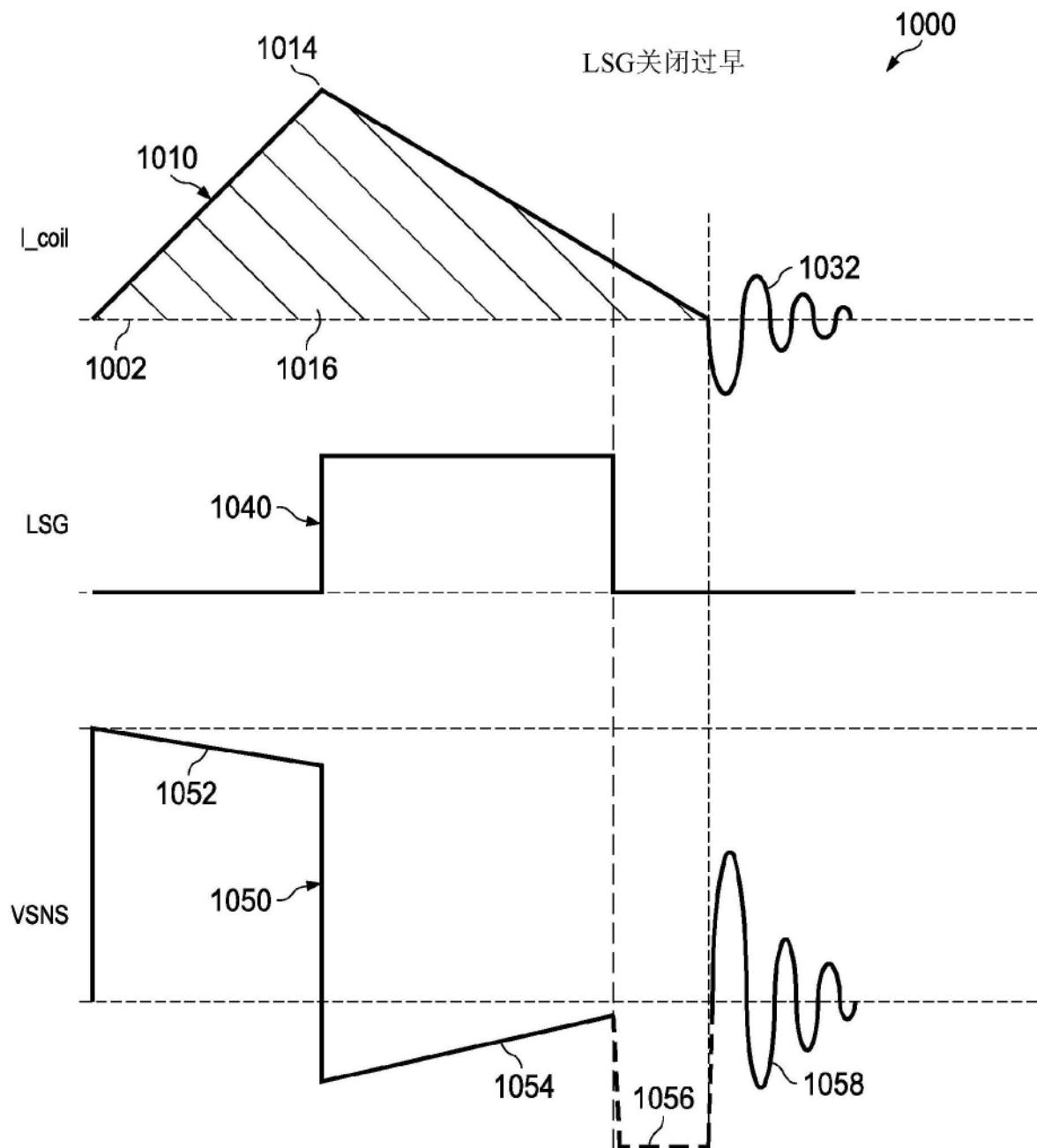


图10

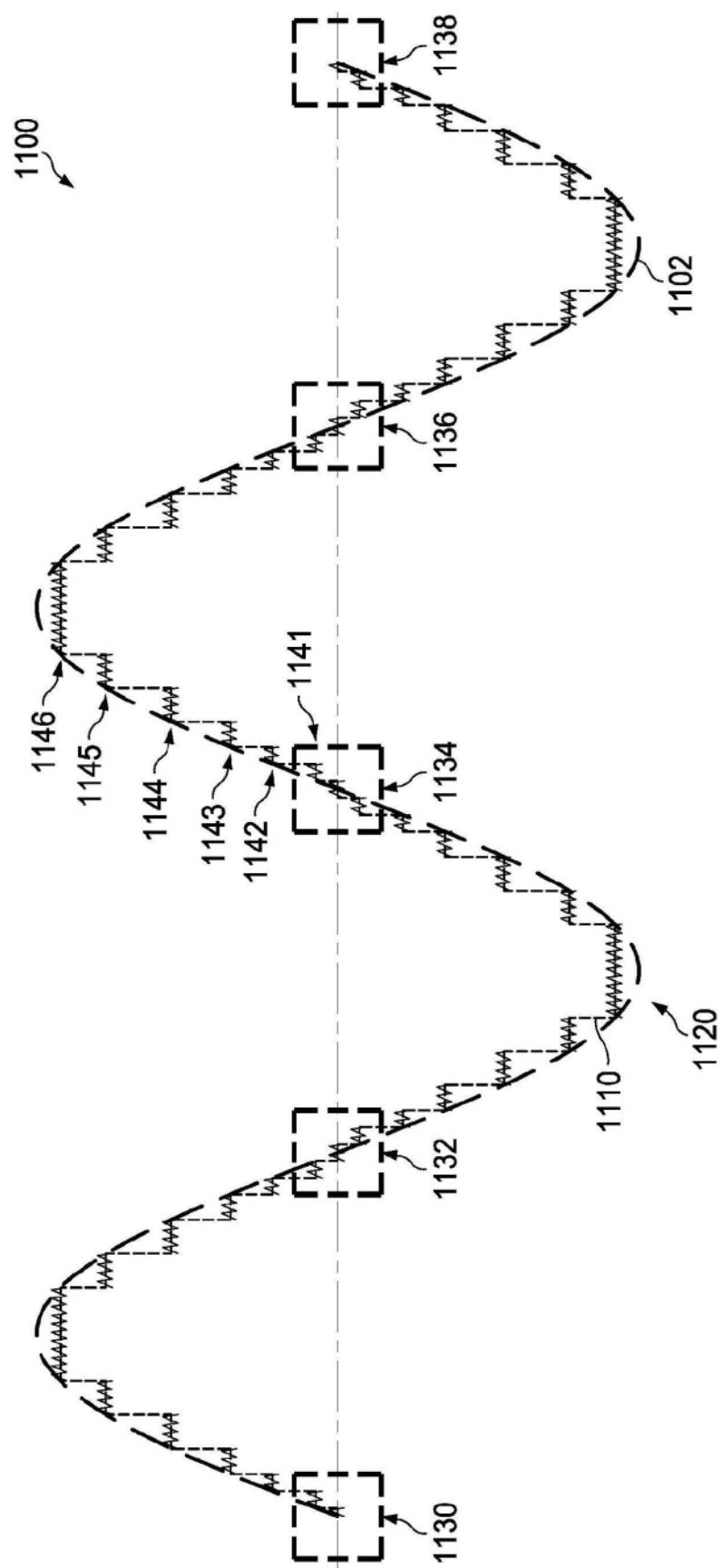


图11

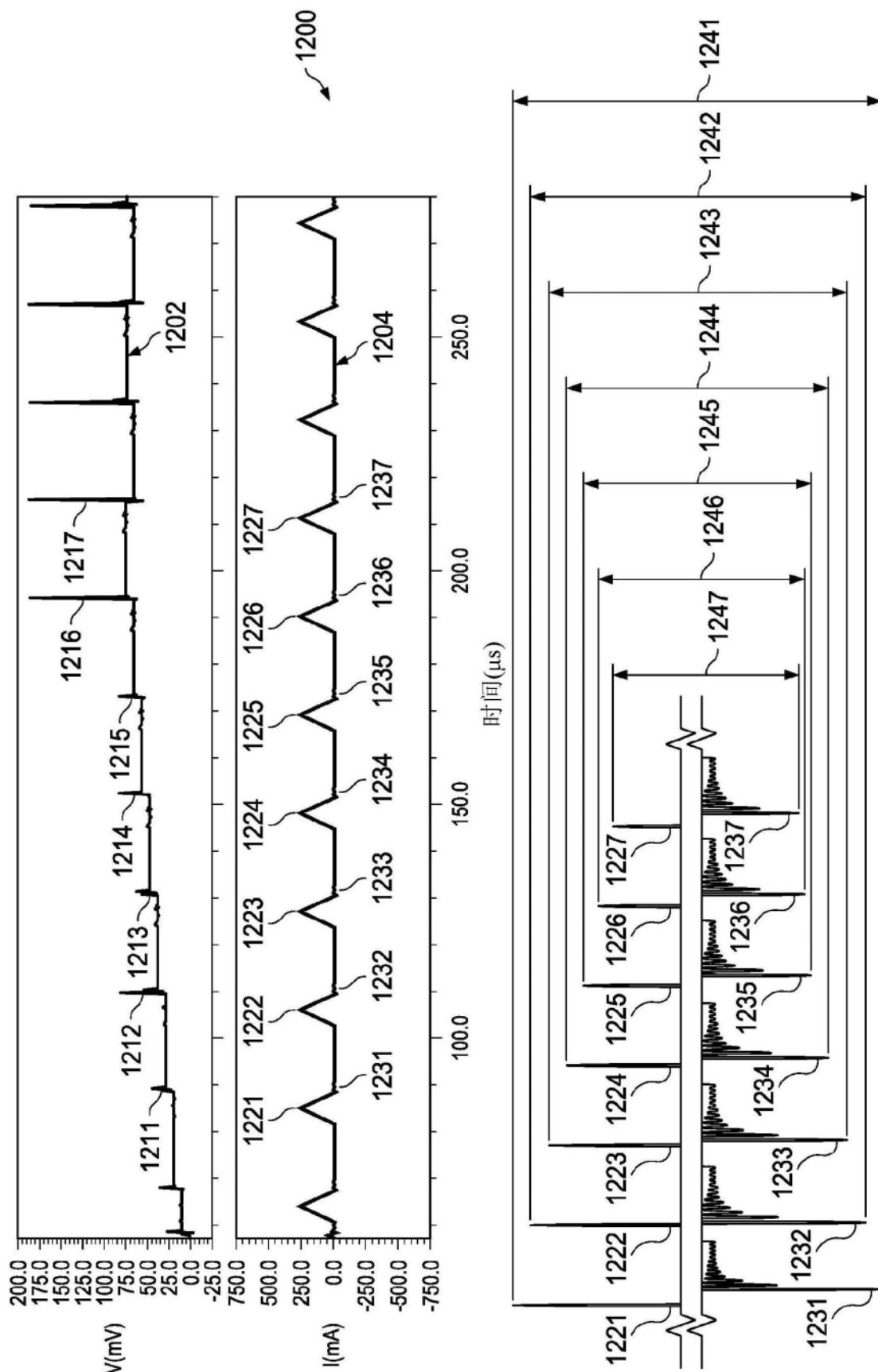


图12

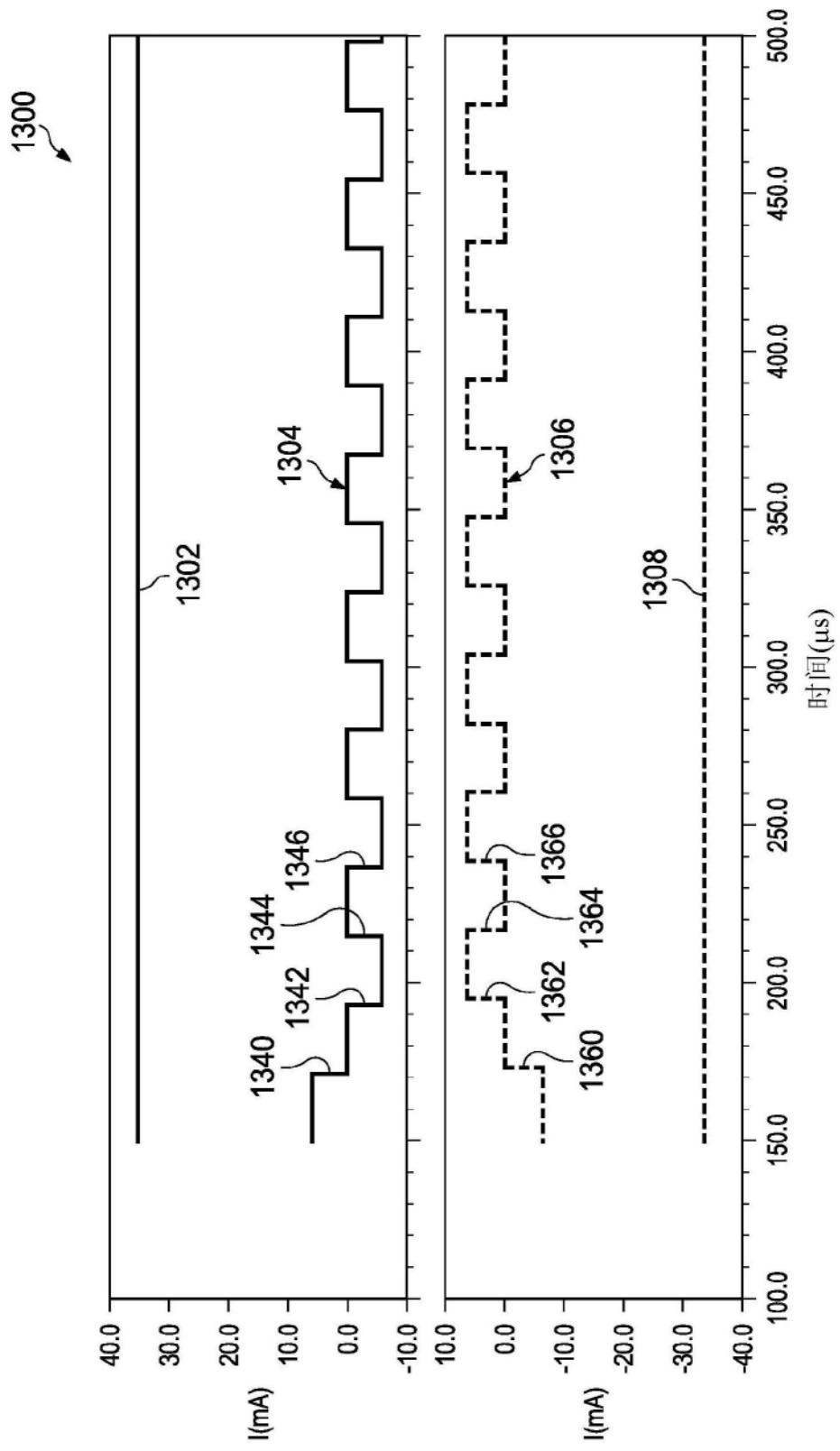


图13

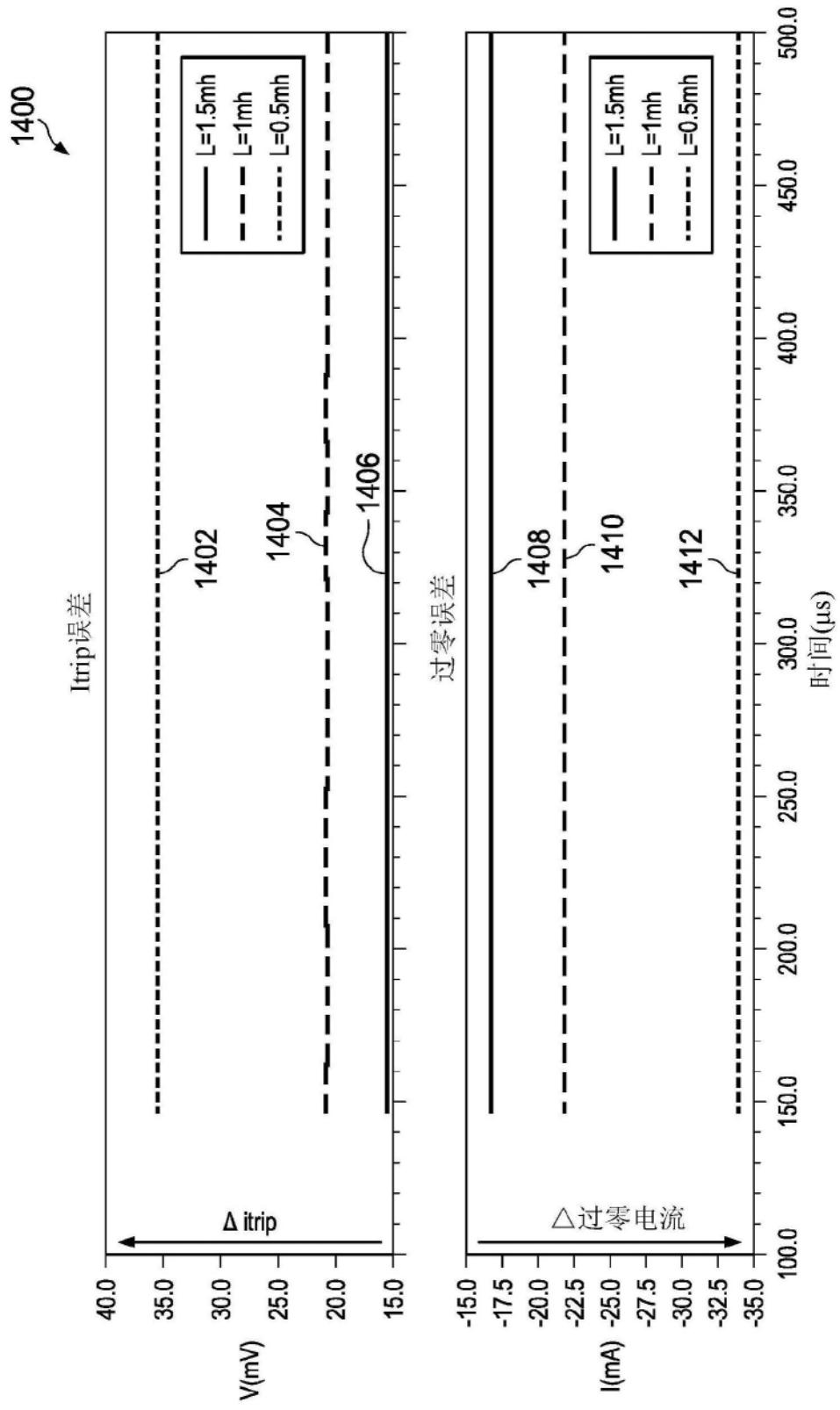


图14(现有技术)

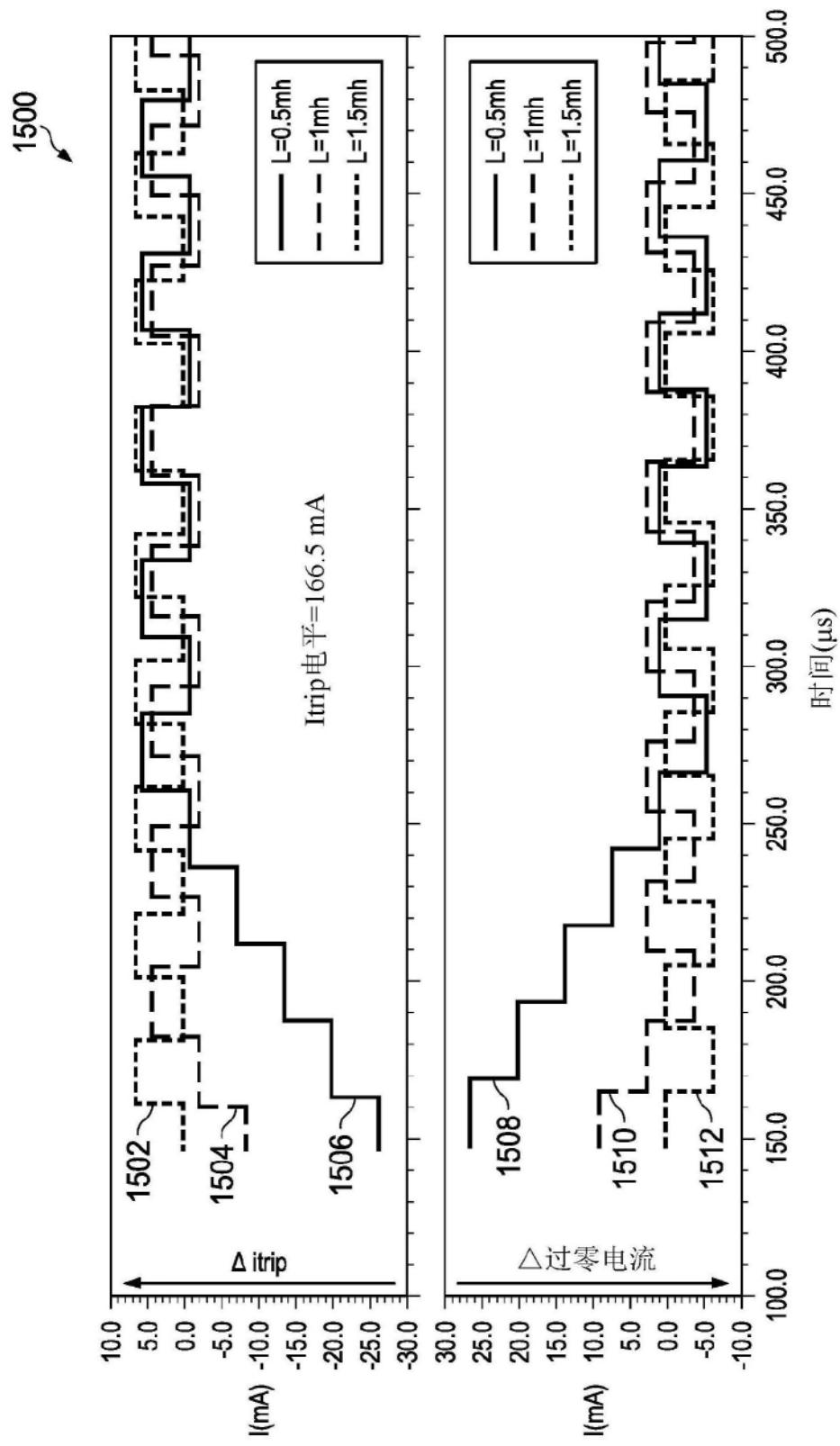


图15