[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.
H02P 8/00 (2006.01)

[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200480022716.6

[45] 授权公告日 2008 年 11 月 26 日

[11] 授权公告号 CN 100438314C

[22] 申请日 2004.9.7
[21] 申请号 200480022716.6
[30] 优先权
[32] 2003. 9. 5 [33] US [31] 10/656,517
[86] 国际申请 PCT/US2004/029545 2004.9.7
[87] 国际公布 WO2005/025048 英 2005.3.17
[85] 进入国家阶段日期 2006.2.7
[73] 专利权人 电子影剧院控制公司
地址 美国威斯康星
[72] 发明人 埃里克·W.·索米
托马斯·M.·斯坦基
[56] 参考文献
US6580244B2 2003.6.17
US5450521A 1995.9.12
US5936371A 1999.8.10
US5459432A 1995.10.17
审查员 高时芳
[74] 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利商标事务所
代理人 王 萍

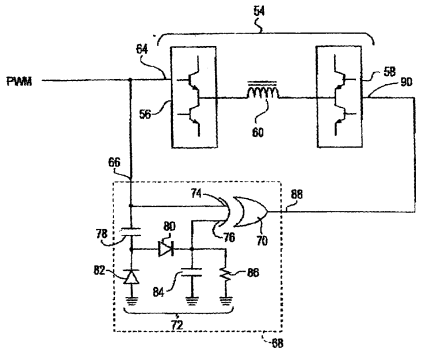
权利要求书 3 页 说明书 10 页 附图 4 页

[54] 发明名称

驱动步进电机的电路以及控制步进电机驱动器的方法

[57] 摘要

一种为利用输出 PWM 信号的处理器(52)的步进电机(52)提供的驱动器电路(54)。该驱动器电路(54)包括具有第一和第二输入(64、90)的 H 型桥电路，以及具有输入(66)和输出(88)的切换电路(68)。H 型桥第一输入(64)和切换输入(66)与从处理器(62)输出的 PWM 信号连接，而切换输出(88)与 H 型桥第二输入(90)连接。当 PWM 信号存在时该切换电路(68)完成 PWM 信号的占空度的反相，而当不存在 PWM 信号时不进行占空度的反相。



1. 一种驱动器电路，用于步进电机连同用于输出 PWM 信号的处理器，该驱动器电路包括：

具有第一和第二输入的 H 型桥电路，所述 H 型桥第一输入和来自该处理器的 PWM 信号输出连接；以及

具有输入和输出的切换电路，所述切换电路的输入和来自该处理器的 PWM 信号输出连接，并且所述切换电路的输出和所述 H 型桥第二输入连接，

其中所述切换电路在存在 PWM 信号时进行该 PWM 信号的占空度的反相，而当不存在 PWM 信号时不对所述占空度反相，并且其中所述切换电路包括电荷泵。

2. 权利要求 1 所述的驱动器电路，其中该驱动器电路配置成是开环的。

3. 权利要求 1 所述的驱动器电路，其中所述切换电路包括“异或”门。

4. 权利要求 1 所述的驱动器电路，其中当不存在 PWM 信号时关掉所述电荷泵。

5. 一种步进电机系统，包括：

步进电机；

驱动所述步进电机的电机驱动器电路，所述电机驱动器电路具有第一驱动器输入和第二驱动器输入；

具有切换输入和切换输出的切换电路，所述切换电路的输入和所述第一驱动器输入连接，所述切换电路的输出和所述第二驱动器输入连接；

向所述第一驱动器的输入以及所述切换电路的输入输出 PWM 信号的处理器；以及

所述切换电路当存在所述 PWM 信号时充当反相电路，而当不存在所述 PWM 信号时充当所述电机驱动器电路的缓冲电路，并且其中

所述切换电路包括电荷泵。

6. 权利要求 5 所述的步进电机系统，其中该系统充当开环系统。

7. 权利要求 6 所述的步进电机系统，其中在所述步进电机的轴低速时所述处理器动态地校正所述 PWM 信号。

8. 权利要求 7 所述的步进电机系统，其中在系统初始化或起动时校准所述电机轴的转动位置。

9. 权利要求 5 所述的步进电机系统，其中所述电机驱动器电路包括 H 型桥。

10. 权利要求 5 所述的步进电机系统，其中所述切换电路包括“异或”门。

11. 权利要求 5 所述的步进电机系统，还包括:

由所述处理器访问的程序存储器；以及

由所述处理器访问的正弦表。

12. 权利要求 11 所述的步进电机系统，其中所述正弦表存储近似的纯正弦波。

13. 权利要求 5 所述的步进电机系统，其中所述缓冲电路当不存在所述 PWM 信号时实质上防止电流流过所述电机驱动器电路以及所述步进电机的绕组。

14. 权利要求 5 所述的步进电机系统，

其中所述 PWM 信号包括占空度，

其中 50%的所述占空度代表所述步进电机的绕组二端的电压为零，

其中 0%的所述占空度代表最大电流按第一方向流过所述绕组，以及

其中 100%的所述占空度代表最大电流按和所述第一方向相反的第二方向流过所述绕组。

15. 权利要求 14 所述的步进电机系统，其中按大致 19.5 千赫的速率切换第一和第二电流方向。

16. 权利要求 5 所述的步进电机系统，其中所述电机驱动器电路

是直流电压驱动电路。

17. 权利要求 5 所述的步进电机系统，还包括从稳定的石英振荡器得到的 PWM 主时钟。

18. 权利要求 5 所述的步进电机系统，其中所述步进电机的一个步进等于正弦波的一个周期，并且每个步进包括 1024 个微步进。

驱动步进电机的电路以及控制步进电机驱动器的方法

技术领域

本发明总地涉及步进电机系统，并且更具体涉及一种驱动步进电机的改进电路以及一种控制该电路和驱动器的方法。

背景技术

现有技术中已知步进电机系统和驱动器。常规步进电机系统包括步进电机和驱动该电机的驱动器，该电机驱动器典型地包括 H 型桥电路。图 1 示出驱动步进电机的常规电路 10。

模拟电压信号馈入到通过振荡器 14 提供时钟的电压-占空度转换器 12。接着转换器 12 的输出馈入第一“与”门 20 的第一输入 18 以及第二“与”门 24 的第一输入 22。相位信号馈入第一和第二“与”门 20、24 各自的第二输入 26、28。进入第二输入 26 的相位信号先通过反相器 30。接着第一“与”20 的输出馈入 H 型桥第一半部 34 的输入 32，而第二“与”门 24 的输出馈入 H 型桥第二半部 38 的输入 36。H 型桥二个半部 34、38 各自的输出驱动电机绕组 40。

常规电路 10 的作用是，通过按正弦方式一个接一个地主动地选择相继的线圈电流来改变电机绕组 40 中的电流，从而用一系列离散的微步进来驱动电机。在任何给定时刻，通过一个独立的积分电路（未示出）主动地控制选定的线圈电流。该积分电路通过利用闭环控制以及电机线圈电流的反馈动态地达到所需的线圈电流。从而相对于它们对步进电机的连接常规步进电机驱动电路通常是一个闭环系统。这种常规电路操作上存在几个缺点。

常规电路 10 存在的一个缺点是噪声。在某些微步进值下，脉宽调制（“PWM”）生成的采样本质产生振荡器 14 的可听见的子谐波。对振荡器的不精确频率控制造成不希望有的可听到的频率跳动或“嘶嘶

声”。此外，和步进电机绕组连接的反馈网络中的长导线产生不希望有的电振铃噪声，它也可以可听到地出现。

在切换相位控制时出现电路 10 经受的另一个缺点。理想地，应在通过电机绕组 40 的电流为零时切换相位。但是，在电机的典型操作速度下，由于绕组的电感性质，总是至少存在流过绕组 40 的有限的电流量。当电流实际上不为零时切换电流极性造成电机的轴（未示出）以不均匀的方式转动。这种不均匀转动造成电机振动的增加，这进一步增加感受到的可听见的噪声。

电路 10 的再一个缺点是由于当驱动电机绕组 40 的电压越过零时 H 型桥经历“死区”而产生的。低轴转速下死区造成电机运动明显的和不希望有的停止。这种停止造成电机轴的不平稳转动，这使得在死区位置精确定位电机轴是困难的或者是不可能的。穿越死区还进一步增加电机产生的噪声。

在授予 Peeters 的美国 5,440,214 号专利中说明了降低步进电机噪声的方法的一个例子。Peeters 说明一种电压 PWM 驱动，其利用 PWM 计时产生正弦驱动信号，该信号接近采用离散电平的正弦波。在中央处理器（“CPU”）中实现每个 PWM 计时步长的直线编码，以产生与期望的正弦波形对应的近似 PWM 脉冲。为了实现静操作，Peeters 采用单驱动速度并且利用闭环反馈系统动态测量和控制步进电机。

尽管对于平衡PWM信号的占空度是有用的，Peeters说明的离散、单速操作方法不能补偿不同的或可变的操作驱动速度。该方法也不能补偿驱动步长内的死区异常，并且因此不能在较低的驱动速度下准确地定位（在低驱动速度下系统的惯性较弱），从而不能掩蔽死区异常。

在授于 Labrioba 的美国 5,977,737 号专利中说明了一种不同的步进电机驱动器电路。Labriola 采用 H 型桥驱动电路并且利用闭环反馈系统控制该电路，该反馈系统使用预测的电机电流值。根据电机自身的经验导出特性以及对电机角速度和物理角的测量值，计算该预测的电机电流。但类似于 Peeters，Labriola 也需要利用可能产生不希望有的噪声的闭环反馈系统动态测量某些变量。

从而，希望建立一种用于步进电机系统的驱动器电路，其减小电机的操作噪声同时还避免和闭环反馈、死区异常及切换限流波形关联的问题。该期望的电路应在电机轴的连续转速范围内是可工作的。

发明内容

通过本发明的用于步进电机系统的驱动器电路满足或者超越上面列出的目的。该电路的主要优点包括开环系统以及切换电路，通过该电路自身的硬件能提供 PWM 相位转换和防止 PWM 损耗。该电机的驱动方法还校正常规电机系统经受的明显异常。

更具体地，本发明提供一种用于步进电机的驱动器电路，该步进电机使用一个输出 PWM 信号的处理器。该驱动器电路包括具有第一和第二输入的 H 型桥电路，以及具有输入端和输出端的切换电路。H 型桥的第一输入以及切换输入和从该处理器输出的 PWM 信号连接，并且切换输出和 H 型桥的第二输入连接。该切换电路在存在 PWM 信号时进行 PWM 信号的占空度的反相，而当不存在 PWM 信号时不进行占空度的反相。

在另一实施例中，提供一种步进电机系统，其包括：步进电机，驱动步进电机的电机驱动器电路，切换电路和处理器。该电机驱动器电路具有第一和第二驱动器输入，并且该切换电路具有切换输入和切换输出。切换输入和第一驱动器输入连接，而切换输出和第二驱动器输入连接。该处理器对第一驱动器输入和切换输入输出 PWM 信号，该切换电路在存在 PWM 信号时充当反相电路，在不存在 PWM 信号时充当电机驱动器电路的缓冲电路。

在又一实施例中，提供一种驱动具有电机驱动电路的步进电机的方法。该方法预测该电机的可转动轴的转动加速度，并且基于该预测的轴加速度计算轴的转动位置。接着根据该算出的轴位置预测该算出的轴位置的当前偏差值。还根据预测的轴加速度计算电机轴的转速，并且接着根据该算出的轴速调整该预测的当前偏差值。对该调整后的偏差值校正过零异常，然后输出到电机驱动电路。

在正常电机负载和标准驱动速度下，本发明对于消除来自电机的运行噪声是特别有效的，同时还允许电机在连续的操作速度范围内平稳操作。

附图说明

图 1 是常规驱动器电路的示意图；

图 2 是依据本发明的一实施例的步进电机系统的方块图；

图 3 是图 2 中示出的切换电路的示意图；以及

图 4 是依据本发明的另一实施例的计算 PWM 值的方法的流程图。

具体实施方式

现参照图 2 和 3，适于在本发明中使用的步进电机系统类型总体地用 50 表示，并且包括步进电机 52 和用来驱动该步进电机的电机驱动器 54。如现有技术中已知那样，步进电机 52 最好是双相电机，并且电机驱动器 54 最好是 H 型桥电路。电机驱动器 54 包括用于分别驱动双相电机 52 的电机绕组 60 的二个对应端的分立的第一和第二驱动器 56 和 58。如从图 3 中最佳地看出那样，从驱动控制 CPU 62 直接对电机驱动器 54 的第一驱动器 56 的输入 64 施加 PWM 电压控制信号。

还从 CPU 26 对切换电路 68 的输入 66 直接输入相同的 PWM 信号。切换电路 68 最好包括作为它的主要部分的“异或”门 70 和电荷泵 72。“异或”门 70 的第一输入直接和切换电路输入 66 连接，从而也和施加的 PWM 信号直接连接。通过都作为电荷泵 72 的一部分的串联相联的输入电容器和第一导引二极管 80，“异或”门 70 的第一输入 74 和该“异或”门的第二输入 76 连接。电荷泵 72 的其余部分最好包括连接在地和第一输入电容器 78 对第一导引二极管 80 的接点之间的第二导引二极管 82，以及并联连接在“异或”门第二输入 76 和地之间的输出电容器 84 和泄流电阻器 86。该“异或”门的输出 88 最好接着和第二驱动器 58 的输入 90 直接连接。

通过 CPU 62 从程序存储器 92 执行操作电机驱动器 54 和切换电

路 68 的驱动控制软件。用于电机驱动器 54 的正弦波形存储在正弦表 94 中，后者可以是程序存储器 92 的一部分或者是 CPU 62 可访问的分立存储器部件（图 2）。下面根据图 4 进一步说明驱动控制软件以及 CPU 62 和存储器部件的操作。

切换电路 68 有益地可以为电机驱动器 54 执行几个功能。依据该优选的电路配置，切换电路 68 为第一和第二驱动器 56、58 中的每一个充当 PWM 倒相电路，当存在 PWM 信号时按对另一端不同相地驱动电机绕组 60 的每一端。当其以周期速率提供切换并且具有关联的占空度时，认为 PWM 信号是存在的。切换电路 68 还充当 PWM 丢失防止电路，当不存在 PWM 信号时该电路中止电机驱动器 54。通过中止电机驱动器 54，可以防止大的过电流流过电机驱动器和步进电机 52。

代替按常规方式正弦波每半个周期切换 H 型桥的方向（即，电流流入和 H 型桥连接的电机绕组的方向），本发明操作成以高得多的频率，最好 19.5 千赫，切换 H 型桥的方向。19.5 千赫的频率对于允许以最大数量的步进逼近纯正弦波形足够低，但对于超出人的可听范围仍是足够高的。从而 19.5 千赫切换波形的占空度用于控制电机绕组中电流的方向以及幅度二者。接着该 19.5 千赫方向控制波形的 50%的占空度最好对应于为零的线圈电流。类似地，等于零的占空度则应对应于一个方向上的最大绕组电流，而 100%的占空度则应对应于另一个方向上的最大绕组电流。

通过以正弦方式改变 19.5 千赫 H 型桥切换波形的占空度，本发明在步进电机绕组 60 中产生正弦电流，其中 50%的占空度还代表绕组上的零电压。而相对 50%的占空度正弦偏差量（“摆动”）则对应于正弦波形的振幅。另一方面，占空度上正弦偏差的频率则对应于步进电机驱动轴的转速，其中一个正弦波周期对应于一次步进。H 型桥控制波形的正弦变化的频率越高，电机轴的转速则会越高。这种配置允许电机驱动器 54 和切换电路 68 的直接电压驱动，这进而允许本发明对于电机的任何速度有效地工作。

通过彼此不同相地驱动步进电机绕组 60 的每一端，并且把施加

50%占空度的 PWM 信号作为零电压驱动条件，实现直流、双极性电压驱动。比 50%占空度大会造成正电流流过绕组 60，而比 50%占空度小会造成负电流流过。通过这种配置，不再需要切换绕组电流的相位。当存在 PWM 时，绕组 60 的一侧通过 PWM 信号直接驱动（经第一驱动器 56），同时另一侧通过来自切换电路 68 的反相 PWM 信号驱动（经第二驱动器 58）。此配置允许本发明通过简化的硬件电路实现反相，而在常规方法中这典型地需要 CPU 软件编码。

当依据本发明进行直流电压驱动时，当存在 PWM 时在电机绕组 60 上产生电压，并且绕组的二端是反相的。但当不存在 PWM（断掉）时，切换电路 68 的有益配置还实现 PWM 丢失保护电路。

当 CPU 初始化并且瞬时电流非常高时，或者简单地当出于任何原因电机驱动器软件停止时，PWM 可能断掉。在这种情况下特别重要的是防止步进电机 52 和电机驱动器 54 产生高电流。切换电路 68 和供给泵 72 的优选配置则在不存在 PWM 时使电荷泵不起作用。在此情况下，“异或”门的第二输入 76 会达到“低电平”，并且电路 68 会充当一个直接缓冲器（straight buffer）。相应地，对绕组 60 各端施加的电压（高或低）会是相同的，因此没有电流流过绕组，从而尤其防止过电流伤害电机 52。

直流电压驱动还允许从稳定的石英振荡器得到 PWM 主时钟（未示出），而按照常规方法通常不能采用这种方式。由此，依据本发明可进一步减少不希望的噪声，并且如后面讨论的，尤其当驱动电压更接近纯正弦波时。本发明的开环配置还意味着不需要从电机 52 到 CPU 62 或者从电机到电机驱动器 54 的反馈。

直流电压、开环驱动还使本发明避免与采用带有电流反馈的闭环系统关联的问题。避免了反馈所需的额外布线。通过预失真占空度中的正弦偏差从而在低轴速下更快地出现越过 50%占空度（零）点的过渡，从而在 CPU 62 中校正死区异常。当电机轴速增加时，减小并且最终去掉该作用，因为它变成不需要。当电机运行时这种预失真实时出现并且是电机轴速的函数。应注意，这种实时作用不构成闭环或反

馈控制，因为电机轴速是通过步进电机驱动软件预测的，而不是从物理电机实际测量的。

预测的轴速对于补偿本发明人确定的步进电机驱动器的其它问题是有用的。一个这样的问题是，必须随着驱动频率而增大有效正弦波驱动振幅以克服绕组 60 的电感特性造成的绕组阻抗的增加。随着频率的增加，绕组阻抗也增加。如果不随频率而加大驱动振幅，轴速的增加会造成电机 52 的扭矩的减小，这是不希望的。本发明通过利用预测的电机轴速自动调整电机驱动器 54（H 型桥）的占空度摆动来自动地和有益地补偿该扭矩损失。

参照图 4，图中示出对施加到电机驱动器 54（以及切换电路 68）的 PWM 信号的调整的计算，该计算最好通过 CPU 62、程序存储器 92 和/或正弦表 94 的软件编码执行。该 PWM 电压控制信号最好允许步进电机 52 每次完整的电机步进中带有 1024 个离散的微步进，以便平滑地逼近纯正弦波。

在步骤 S1，预测电机 52 的电机轴（未示出）的转动加速度（Alpha）。通过分析期望轴角度对位置控制器的预测偏差轴角度曲线或者通过分析期望轴速度对速度控制器的预测偏差轴速度，从而确定 Aepha 的预测值。这些预测偏差值根据电机 52 自身的已知期望特性用经验方式预先确定，并且最好由 CPU 62 从程序存储器 92 或正弦表 94 访问。

这些期望值（位置或速度）代表步进电机系统 50 操作上应达到的理想值。另一方面，这些预测值代表从这些类型的电机系统看到的预期偏差。本发明人已经充分地发现这些预测值并且用它们准确地替代这种步进电机系统在额定的驱动速度和驱动负载下实际上动态测量的转动位置和/或速度值。尽管本发明不需要在这种部件的操作期间进行任何实际的动态测量，但最好在该部件的初始化或启动期间进行一次实际校正测量，以在额定操作前物理感测并校准该部件。

在步骤 S2，计算轴转动角或位置（Theta）。该轴位置计算以当前转动速度（Omega）、先前转动位置（$Theta_{last}$）和期望加速度 Alpha 为基础。下面的计算公式对应于计算新位置的基本动态方程：

$Theta=Theta_{last}+Omega\times t+1/2Alpha\times t^2$

在步骤 S3，从计算出的新的轴位置 Theta 得出步进正弦表查找索引。在一优选实施例中，电机轴位置 Theta 的内部变量实际上按 2^{12}（或 4096）倍缩放。Theta 的单位最好还为微步长而不是按角度。依据该实施例，可以简单地通过用 4096 除 Theta（或者 4 乘以每次步进中的微步进数）直接把 Theta 转换成正弦表 94 中的索引。

在步骤 S4，预测轴位置的目前偏差。从正弦表 94 访问电机线圈的期望电压（对电机绕组 60 的二个相）。用一个称为 Amplitude 的数字代表该访问到的电压。Amplitude 是一个带符号（正或负）的八比特数字，其对应前面讨论的占空度的摆动。换言之，在下面的边界内确定 Amplitude:

$-255<Amplitude<255$

从而 Amplitude 相对轴位置 Theta 的变化代表纯（近似）正弦波。这样正弦表 94 中步进电机 52 的每次完整的步进存在 1024 个项。换言之，步进电机 52 按每个完整步长带有 1024 个微步长地进行微步进。

在步骤 S5，根据预测的轴加速度 Alpha 计算当前轴转速 Omega，并且根据算出的速度 Omega 调整轴位置的预测偏差（PWM 值）。首先，通过从正弦表 94 得到的 Amplitude 和算出的 Scale Factor（标量因子）相乘来确定 PWM 频率调整。该 Scale Factor 基于计算出的轴速 Omega，并且作为轴速的函数根据下式动态改变:

Scale Factor=Base Level+（Slope×Omega）

Scale Factor 补偿前面说明的扭矩损失，以便当速度变化时保持电机扭矩大致恒定。Base Level 和 Slope 都是步进电机 52 自身的通过经验确定的特性。Base Level 确定轴速为零下的电机电流。Slope 是对绕组 60 的阻抗的电感分量进行补偿的因子。该阻抗随驱动频率增加而增加，并且是绕组电感的线性函数。从而 Slope 的作用是，当速度改变时保持线圈电流相对恒定。这样，算出的 Scale Factor 是电机轴转速的线性函数，为阻抗感性进行调整并且为恒定的电机扭矩进行扩缩。

重要的是要注意实际的线圈电流最大值取决于电源电压和轴速

Omega。此种类型的驱动器的电子电路的特性是，在特定电源电压下，由于电机绕组的感性分量，电机线圈中的电流典型地随轴速减小而增大。另一方面，本文示出的软件计算通过调整作为轴速 Omega 的函数的 Scale Factor 自动地在线（on the fly）校正该电流效应。Scale Factor 从最小值 Base Level 开始，接着作为轴速的函数增大。

接着可以根据下式计算 PWM 频率调整:

PWM 频率调整=Amplitude×Scale Factor

然后从 PWM 频率调整按如下方便地确定 PWM 调整值:

PWM 调整值=PWM 中点+PWM 频率调整

PWM 中点是前面说明的 50%占空度（零摆动）下的 PWM 值。从而，PWM 频率调整是一个代表相对 50%占空度中点的摆动量的正数或负数。

在步骤 S6，为过零异常校正该 PWM 调整值。该校正考虑前面说明的当步进电机的电压波形越过零点或者 50%占空度时出现的死区异常。过零校正（Z-Fix）是一个有意的失真系数，在把 PWM 调整值输出到电机驱动器 54（以及切换电路 68）之前把该系数动态地“在线”施加到 PWM 调整值上。Z-Fix 校正因子补偿电机轴在较低的转速下越过零点（占空度倒相）时所经受的明显停止。

首先根据下式确定 Zero Scale Factor:

Zero Scale Factor=Zero Base Level-（Zero Slope×Omega）

类似于步骤 S5 中的 Base Level 和 Slope，Zero Base Level 和 Zero Slope 特性是对电机 52 自身通过经验方法确定的。但 Zero Scale Factor 永远不会是负数。只要 Omega 和 Zero Slope 的乘积等于或者超过 Zero Base Level Factor，Zero Scale Factor 将总是等于零。换言之，在高轴转速（大 Omega）下 Zero Scale Factor 消失。

接着可以作为 Amplitude 和 Zero Scale Factor 的函数计算实际过零校正因子 Z-Fix:

Z-Fix=Zero Scale Factor-（（Zero Scale Factor/255）×Amplitade）

如该式中示出那样，在和 Amplitude 相乘之前 Zero Scale Factor

先除以 255（255 是正弦表 94 的最大值）。从而，Z-Fix 是来自正弦表 94 的查找值以及轴速 Omega 二者的函数，但是，如前面指出那样，Z-Fix 随该速度的增加而减小，并且在非常高的轴转速下为零。

接着 Z-Fix 和 PWM 调整值相加以得到 PWM 校正值：

PWM 校正值=PWM 调整值+Z-Fix

这样，在高转速下，PWM 校正值简单地等于 PWM 调整值。这里输出软件通过在过零点附近预失真波形来校正低速过零效应。由于只在低速下需要该校正，当电机轴速增加时最终去掉该预失真。

在步骤 S7，PWM 校正值作为当前 PWM 信号输出到电机驱动器 54（以及切换电路 68）。

如上面说明那样，本发明的该实施例有益地校正这些类型的电机和驱动器典型地遇到的几种异常。通过 CPU 62 中的软件控制，本发明通过对轴速保持绕组电流相对恒定，能有效地补偿增大的绕组电流。本发明还有效地补偿过零死区异常，电机在低运行速度下这种异常特别明显。本文所说明的校正特性还校正这种部件在产生自然谐振的速度下出现的明显效应。

依据本发明的这些特性，可以在连续的操作速度范围内安静平稳地驱动步进电机。操作员不受其它常规部件预先确定的单个或离散的操作速度或频率的限制。

尽管本文示出并说明了本发明的驱动电路和方法的各特定实施例，本领域技术人员理解，在不背离附后的权利要求书阐述的更广阔方面上，本发明下可以做出改变和修改。

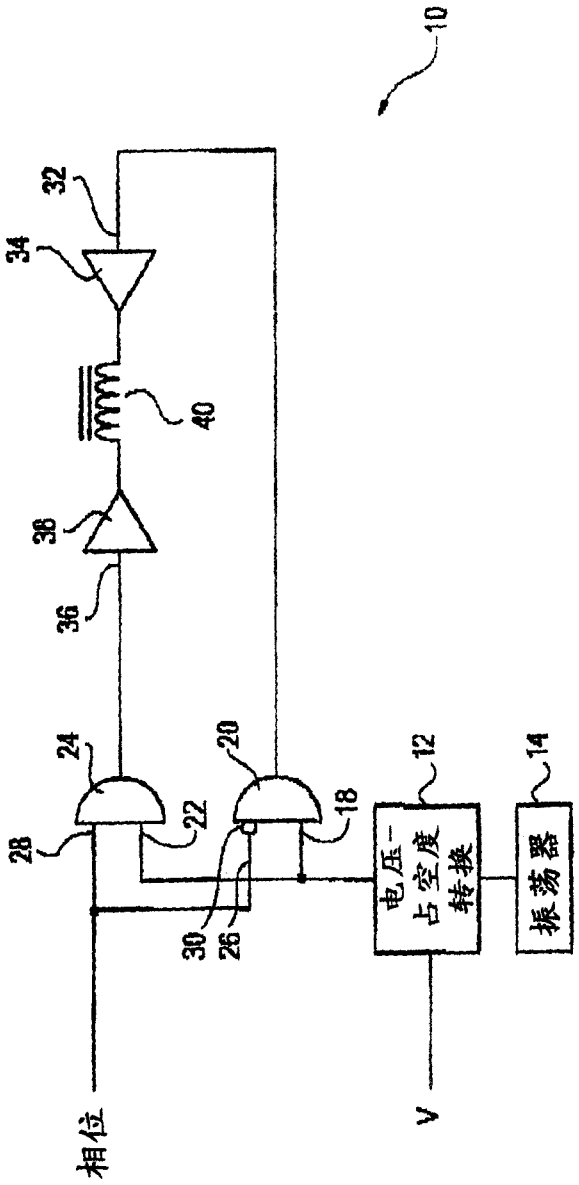


图1
现有技术

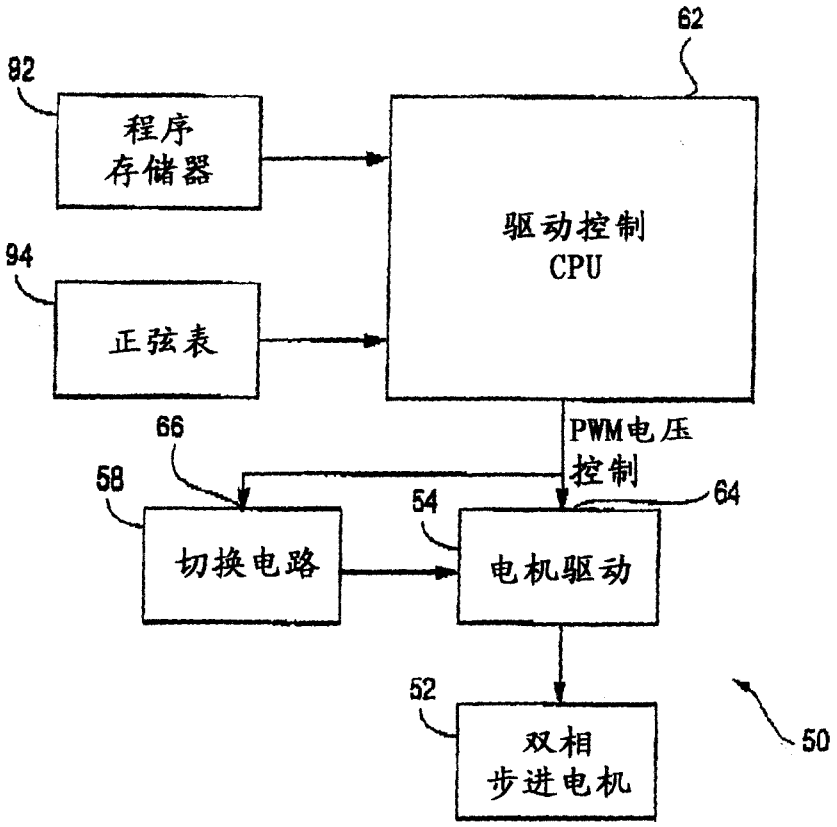

62
92
程序
存储器
驱动控制
CPU
94
正弦表
PWM电压
控制
66
58
54
64
切换电路
电机驱动
52
双相
步进电机
50

图2

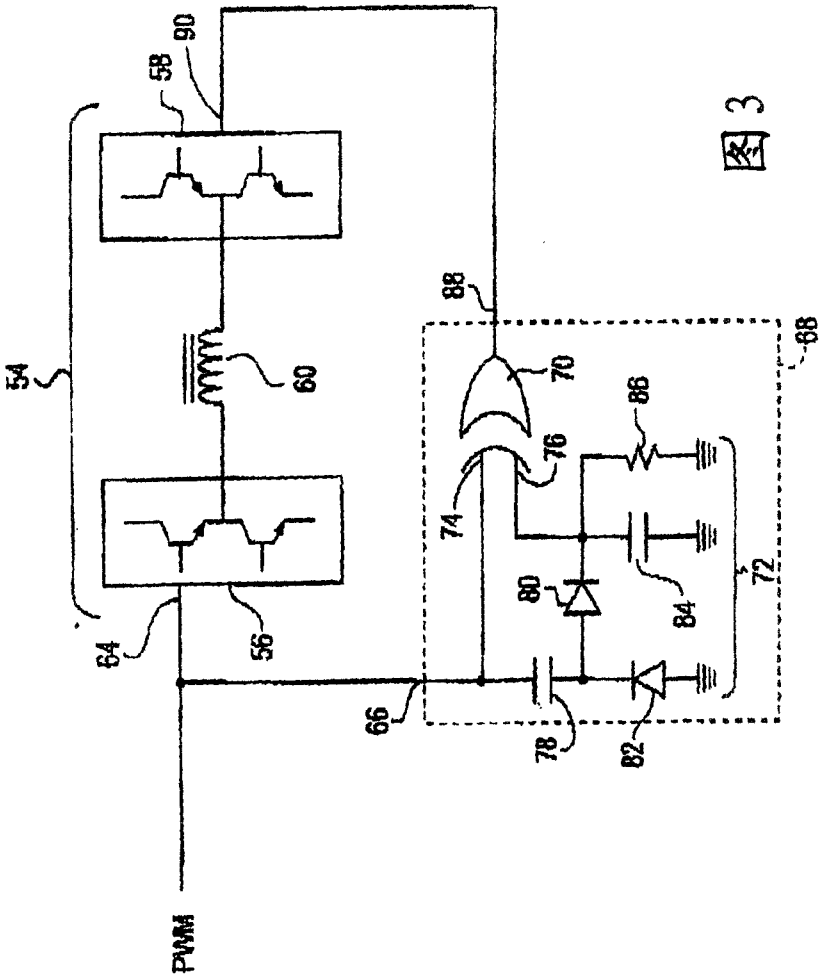


图 3

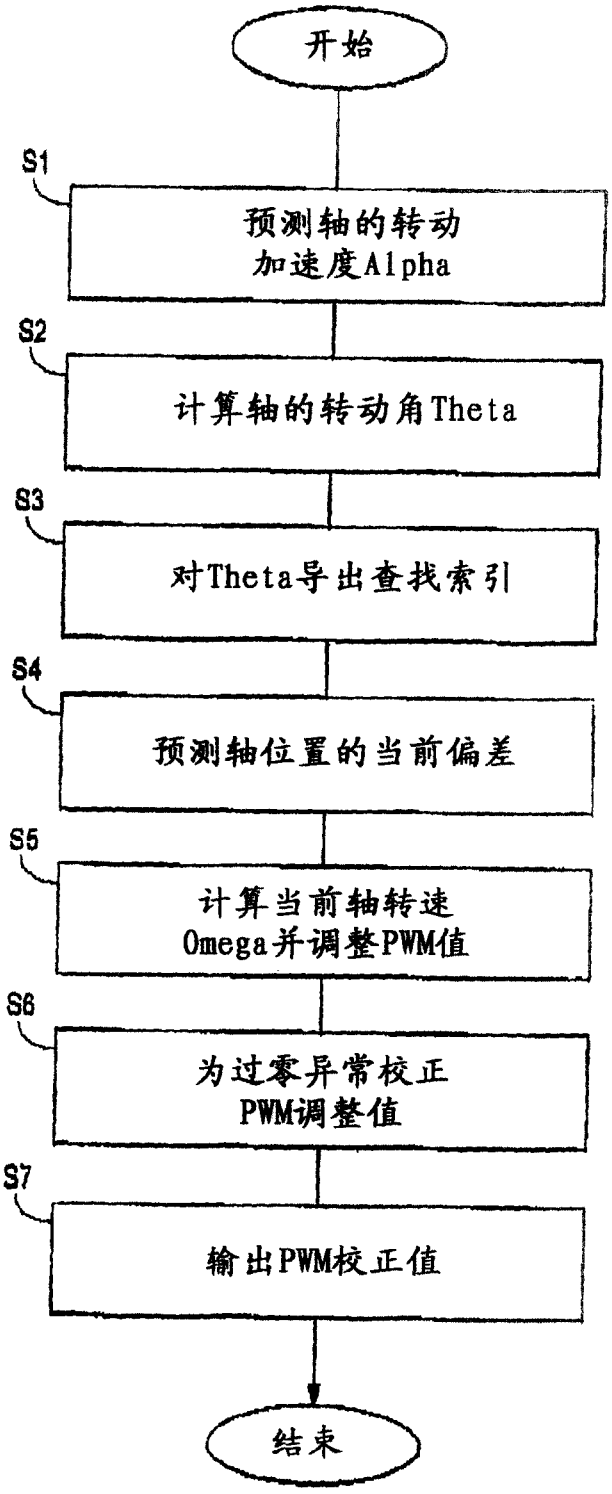

开始
S1
预测轴的转动
加速度Alpha
S2
计算轴的转动角Theta
S3
对Theta导出查找索引
S4
预测轴位置的当前偏差
S5
计算当前轴转速
Omega并调整PWM值
S6
为过零异常校正
PWM调整值
S7
输出PWM校正值
结束

图4