



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102195552 B

(45) 授权公告日 2014. 01. 29

(21) 申请号 201110059553. 0

(22) 申请日 2011. 03. 09

(30) 优先权数据

12/720, 393 2010. 03. 09 US

(73) 专利权人 通用汽车环球科技运作有限责任公司

地址 美国密执安州

(72) 发明人 R·M·兰索姆

G·加勒戈斯-罗佩斯

M·H·基诺施塔

(74) 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司 72001

代理人 张群峰

(51) Int. Cl.

H02P 21/14 (2006. 01)

审查员 樊春燕

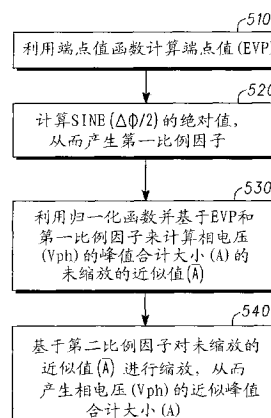
权利要求书4页 说明书21页 附图4页

(54) 发明名称

近似多相电机中基波与三次谐波峰值合计电压的方法、系统和装置

(57) 摘要

本发明涉及近似多相电机中基波与三次谐波峰值合计电压的方法、系统和装置。具体提供了一种对执行三次谐波注入的多相系统中的相电压(V_{ph})波形的峰值合计大小(A)进行快速近似的方法、系统和装置。



1. 一种用于对多相系统中的相电压波形的峰值合计大小进行近似的方法,其中所述相电压波形包括电压矢量,所述电压矢量包括基波电压矢量和三次谐波电压矢量,所述方法包括:

基于基波电压矢量的大小和三次谐波电压矢量的大小计算端点值,其中,对于所述基波电压矢量的大小与所述三次谐波电压矢量的大小的特定比率,所述端点值是所述峰值合计大小的最低值;

基于所述基波电压矢量的角度与所述三次谐波电压矢量的角度之间的电压角度差,而产生第一比例因子;

基于所述端点值和所述第一比例因子,来确定所述相电压波形的峰值合计大小的未缩放的近似值;以及

基于第二比例因子对所述未缩放的近似值进行缩放,从而产生所述相电压波形的近似峰值合计大小,所述近似峰值合计大小对应于所述相电压波形的峰值合计大小。

2. 如权利要求 1 所述的方法,其中,基于所述端点值和所述第一比例因子来确定所述相电压波形的峰值合计大小的未缩放的近似值的步骤还包括:

将归一化函数应用于所述端点值和所述第一比例因子,从而确定所述基波电压矢量与所述三次谐波电压矢量的峰值合计大小的未缩放的近似值。

3. 如权利要求 1 所述的方法,其中,对所述未缩放的近似值进行缩放的步骤还包括:

基于所述第二比例因子对所述未缩放的近似值进行缩放,使得所述未缩放的近似值具有与所述基波电压矢量和所述三次谐波电压矢量相同的大小,从而产生所述相电压波形的近似峰值合计大小,所述近似峰值合计大小对应于所述相电压波形的峰值合计大小。

4. 如权利要求 3 所述的方法,其中,所述第二比例因子代表所述相电压波形的最大的可能值,并且被定义为所述基波电压矢量的大小与所述三次谐波电压矢量的大小的总和,并且其中,对所述未缩放的近似值进行缩放的步骤还包括:

将所述未缩放的近似值乘以所述第二比例因子,使得所述未缩放的近似值具有与所述基波电压矢量和所述三次谐波电压矢量相同的大小,从而产生所述相电压波形的近似峰值合计大小,所述近似峰值合计大小对应于所述相电压波形的峰值合计大小。

5. 如权利要求 1 所述的方法,其中,所述相电压波形是驱动五相电机的任一相的正弦波形,并且其中,基于所述基波电压矢量与所述三次谐波电压矢量的总和来确定所述相电压波形的峰值合计大小,其中,基于所述基波电压矢量的大小、所述三次谐波电压矢量的大小、电角度位置、和所述电压角度差来限定所述相电压波形,其中所述电角度位置是转子位置的函数。

6. 如权利要求 1 所述的方法,其中,产生第一比例因子的步骤包括:

通过以下方法来产生第一比例因子:

当所述电压角度差在 0 度和 180 度之间时,确定第一函数的值,所述第一函数的值取决于所述基波电压矢量的角度与所述三次谐波电压矢量的角度之间的电压角度差;以及

当所述电压角度差在 180 度和 360 度之间时,确定第二函数的值,所述第二函数的值取决于 360 度减去所述电压角度差。

7. 如权利要求 1 所述的方法,其中,产生第一比例因子的步骤包括:

通过确定函数的绝对值来产生第一比例因子,所述函数的绝对值取决于所述基波电压

矢量的角度与所述三次谐波电压矢量的角度之间的电压角度差。

8. 如权利要求 7 所述的方法,其中,产生第一比例因子的步骤包括:

通过确定余弦函数或正弦函数的绝对值来产生第一比例因子,所述余弦函数或正弦函数的绝对值取决于所述电压角度差。

9. 一种能由多相系统中的近似模块执行的方法,所述方法包括:

在所述近似模块中对相电压波形的峰值合计大小进行近似,从而产生所述相电压波形的近似峰值合计大小,所述近似峰值合计大小对应于所述相电压波形的峰值合计大小,其中,所述相电压波形包括基波电压矢量和三次谐波电压矢量;

还包括:

在所述近似模块中,基于基波电压矢量的大小和三次谐波电压矢量的大小来确定端点值,其中,对于所述基波电压矢量的大小与所述三次谐波电压矢量的大小的特定比率,所述端点值是所述峰值合计大小的最低值;

在所述近似模块中,基于所述基波电压矢量的角度与所述三次谐波电压矢量的角度之间的电压角度差,而产生第一比例因子;

在所述近似模块中,基于所述端点值和所述第一比例因子来确定所述相电压波形的峰值合计大小的未缩放的近似值;以及

在所述近似模块中,基于所述未缩放的近似值而产生所述相电压波形的近似峰值合计大小,所述近似峰值合计大小对应于所述相电压波形的峰值合计大小;

其中,在所述近似模块中基于所述未缩放的近似值(\hat{A})来产生对应于所述相电压波形的峰值合计大小的所述相电压波形的近似峰值合计大小的步骤包括:

在所述近似模块中,基于第二比例因子对所述未缩放的近似值进行缩放,使得所述未缩放的近似值具有与所述基波电压矢量和所述三次谐波电压矢量相同的大小,从而产生所述相电压波形的近似峰值合计大小,所述近似峰值合计大小对应于所述相电压波形的峰值合计大小。

10. 如权利要求 9 所述的方法,其中,在所述近似模块中基于所述端点值和所述第一比例因子来确定所述相电压波形的峰值合计大小的未缩放的近似值的步骤包括:

在所述近似模块中,借助于归一化函数对所述端点值进行归一化,所述函数基于所述端点值和所述第一比例因子而计算所述未缩放的近似值。

11. 如权利要求 9 所述的方法,其中,所述第二比例因子代表所述相电压波形的最大的可能值,并且被定义成所述基波电压矢量的大小与所述三次谐波电压矢量的大小的总和,并且其中,所述缩放步骤包括:

通过将所述未缩放的近似值乘以所述第二比例因子而对所述未缩放的近似值进行缩放,使得所述未缩放的近似值具有与所述基波电压矢量和所述三次谐波电压矢量相同的大小,从而产生所述相电压波形的近似峰值合计大小,所述近似峰值合计大小对应于所述相电压波形的峰值合计大小。

12. 如权利要求 9 所述的方法,其中,所述相电压波形是驱动五相电机的任一相的正弦波形,其中,基于所述基波电压矢量与所述三次谐波电压矢量的总和来确定所述相电压波形的峰值合计大小,其中,基于所述基波电压矢量的大小、所述三次谐波电压矢量的大小、电角度位置(θ)、和所述电压角度差($\Delta\phi$)来限定所述相电压波形,其中所述电角度位置

(θ) 是转子位置的函数。

13. 如权利要求 9 所述的方法,其中,在所述近似模块中产生第一比例因子包括:

通过确定函数的绝对值来产生第一比例因子,所述函数的绝对值取决于所述基波电压矢量的角度与所述三次谐波电压矢量的角度之间的电压角度差。

14. 如权利要求 13 所述的方法,还包括:

在所述近似模块中,通过确定余弦函数或正弦函数的绝对值而产生所述第一比例因子,所述余弦函数或正弦函数的绝对值取决于所述电压角度差。

15. 如权利要求 9 所述的方法,其中,在所述近似模块中产生第一比例因子包括:

通过以下方式产生第一比例因子:

当所述电压角度差在 0 度与 180 度之间时,确定第一函数的值,所述第一函数的值取决于所述基波电压矢量的角度与所述三次谐波电压矢量的角度之间的电压角度差;以及

当所述电压角度差在 180 度与 360 度之间时,确定第二函数的值,所述第二函数的值取决于 360 度减去所述电压角度差。

16. 一种多相系统,包括:

基波电压矢量计算模块,其基于基波 d- 轴电压指令信号和基波 q- 轴电压指令信号而产生基波电压矢量;

三次谐波电压矢量计算模块,其基于三次谐波 d- 轴电压指令信号和三次谐波 q- 轴电压指令信号而产生三次谐波电压矢量,其中,基于基波电压矢量的大小、三次谐波电压矢量的大小、电角度位置、和基波电压矢量的角度与三次谐波电压矢量的角度之间的电压角度差来限定相电压波形,所述电角度位置是转子位置的函数;以及

近似模块,其被设计成对相电压波形的峰值合计大小进行近似,并且产生所述相电压波形的近似峰值合计大小,所述近似峰值合计大小对应于所述相电压波形的峰值合计大小;

其中,所述近似模块被设计成:

基于基波电压矢量的大小和三次谐波电压矢量的大小来确定端点值,其中,对于所述基波电压矢量的大小与所述三次谐波电压矢量的大小的特定比率,所述端点值是所述峰值合计大小的最低值;

确定所述基波电压矢量的角度与所述三次谐波电压矢量的角度之间的电压角度差,并且确定当把所述电压角度差的一半应用到正弦函数中时所述正弦函数的绝对值,从而产生第一比例因子;

通过把所述端点值和所述第一比例因子应用到归一化函数中,而计算所述相电压波形的峰值的未缩放的近似值,其中所述峰值等于所述基波电压矢量与所述三次谐波电压矢量的峰值合计大小,所述归一化函数基于所述端点值和所述第一比例因子计算所述未缩放的近似值;并且

基于第二比例因子对所述未缩放的近似值进行缩放,从而产生所述相电压波形的近似峰值合计大小,所述近似峰值合计大小对应于所述相电压波形的峰值合计大小,其中,所述第二比例因子代表所述相电压波形的最大的可能值,所述第二比例因子是所述基波电压矢量的大小与所述三次谐波电压矢量的大小的总和。

17. 如权利要求 16 所述的多相系统,还包括:

比较器模块,其被设计成确定所述相电压波形的近似峰值合计大小是否大于或等于所述相电压的最大可得值。

近似多相电机中基波与三次谐波峰值合计电压的方法、系统和装置

[0001] 关于联邦政府资助的研究或开发的声明

[0002] 本发明是在由美国能源部批予的合同 DE-FC26-07NT43123 下在政府的支持下完成的。政府对本发明具有某些权利。

技术领域

[0003] 本发明的实施例总体上涉及多相系统,更具体地,涉及对执行三次谐波电流注入(third harmonic current injection)的多相电机中的基波与三次谐波峰值合计电压进行近似的技术。

背景技术

[0004] 电机被应用于许多种用途。例如,混合动力/电动汽车(HEV)通常包括包含交流(AC)电动机的电力牵引驱动系统,所述交流电动机是由带有直流(DC)电源(如蓄电池)的功率转换器所驱动。交流电动机的电动机绕组可以联接到功率逆变器模块(PIM)的逆变器子模块。每个逆变器子模块包括一对开关;这对开关以互补的方式切换而执行快速切换功能,从而将直流电转换为交流电。这个交流电驱动交流电动机,该交流电动机则转而驱动 HEV 传动系的轴。传统的 HEV 应用三相脉冲宽度调制(PWM)的逆变器模块,该模块则驱动三相交流电机(例如,交流电动机)。

[0005] 许多现代的高性能交流电动机驱动,利用磁场定向控制(FOC)或称“矢量”控制的原理来控制交流电动机的运行。特别地,矢量控制常用于变频驱动,从而通过控制供给到交流电动机的电流来控制施加在交流电动机轴上的转矩(因此最终控制交流电动机的转速)。简而言之,对定子相电流进行测量,并将其转换成对应的复空间矢量。然后,此电流矢量可以变换到与交流电动机转子一同旋转的坐标系中。

[0006] 近来,研究人员已探究了将多相电机应用于各种用途(包括混合动力/电动车辆)的可能性。高阶多相系统的特征在于:与常规三相电机相比,有附加的自由度和更好的可靠性,以及它们的转矩产生能力增加。

[0007] 本文中使用的术语“多相”是指多于三相,并且可以用于指代具有五相或更多相的交流电机。多相系统的一个实例是五相系统,该五相系统包括驱动一个或多个五相交流电机的五相 PWM 逆变器模块。虽然正在探索将五相系统用于 HEV 的可能性,但在可以将这些逆变器和电动机配置实际实施之前仍然有许多工作要做,尤其在关于与这种五相系统结合使用的矢量控制技术方面。

[0008] 为了改善多相电机的动态性能,期望的是提高或增加由多相电机产生并输出的可利用的机械转矩/功率。提高输出转矩(因此提高电机效率)的一个方法,是改善提供给多相电机的“相”电压或逆变器输出的利用。

[0009] 众所周知,将适当振幅的奇次谐波加入到基波中,可以提高多相系统的性能。例如,一项用于提高多相电机性能并提升其转矩产生能力和功率输出的众所周知的技术,通

常被称为“三次谐波电流注入”。在三次谐波电流注入中，基波电流指令及其三次谐波被用于产生提供给多相电机的电压指令。除别的之外，三次谐波电流注入还可以用于增加逆变器输出电压（或者相电压）并增加多相电机的每个极的磁通量。

[0010] 当交流电机在弱磁区域中运行（中速和高速）时，它是在电压约束下运行。为了控制交流电机，必须确定峰值相电压大小（本文中也称为“峰值电压”），以确保它不超过可用于交流电机的最大相电压。期望的是在每个 PWM 期之前（在任何电位置）以合理的精度了解相电压（V_{ph}）的峰值是多少，以便可以预先做出任何必需的校正。因为相电压（V_{ph}）是正弦波形，所以在大部分时间相电压（V_{ph}）不是在其峰值处，但最终合计的大小（A）将在时域内达到其峰值。注意到，当被归一化（normalized）时，该峰值电压通常被称为调制指数。

[0011] 当仅仅要对基波电压进行控制时，可以容易地计算出峰值相电压大小。然而，在执行三次谐波电流注入的多相电机中，峰值相电压大小的计算变得复杂得多，因为相电压包含基波分量和三次谐波分量这两者。在三次谐波电流注入期间，利用以下方程式（1）来确定基波电压矢量（V₁, φ₁）与三次谐波电压矢量（V₃, φ₃）的峰值合计大小（A）：

[0012]

$$A = V_1 \cdot \cos \theta_e - V_3 \cos(3\theta_e + \Delta \varphi)$$

[0013] 其中，V₁ 为基波电压矢量的大小（V₁），V₃ 为三次谐波电压矢量的大小（V₃），θ_e 为电角度位置（θ_e），Δφ 是基波电压矢量的角度（φ₁）与三次谐波电压矢量的角度（φ₃）之间的电压角度差（Δφ）（即 φ₁-φ₃）。电角度位置（θ_e）是转子位置的函数，其不必是转子位置（θ_r）。相反，电角度位置（θ）等于转子位置乘以一个因子，该因子是电机极对的数量（即，对于 PM 电机来说，θ 等于 P*θ_r，或者对于感应电机来说，θ 等于 P*(θ_r+ 滑动位置)）。基波电压矢量（V₁, φ₁）与三次谐波电压矢量（V₃, φ₃）的峰值合计大小（A）的计算要求利用以 2 度或小于 2 度的步长最少迭代 90 次的计算循环，来对方程式（1）中的函数进行至少 180 度的迭代扫描。利用 90 次或更多次迭代计算来计算峰值电压是费时的。在许多情况下，计算所需的时间会超过运行控制回路可用的时间，这转而迫使 PWM 开关频率降低。

[0014] 因此，期望的是提供一些技术来缩短确定基波电压矢量与三次谐波电压矢量的峰值合计大小所需的时间，以及消除对包括计算的迭代方式在内的这种复杂计算的需要。期望的是缩短控制回路的总执行时间，因而允许增加 PWM 开关频率。在这方面，期望的是提供用于快速确定执行三次谐波电流注入的多相系统中基波电压矢量与三次谐波电压矢量的峰值合计大小的方法、系统和装置。此外，从随后的详细描述和所附权利要求中，并结合附图以及上述技术领域和背景技术，本发明的其它期望特点和特征将变得显而易见。

发明内容

[0015] 本发明的实施例涉及用于对执行三次谐波注入的多相系统中相电压（V_{ph}）波形的峰值合计大小（A）进行近似的方法、系统和装置。在一个实施例中，可以将公开的实施例应用于五相矢量控制系统，该系统利用三次谐波电流注入来增加五相电机的转矩和功率输出。在这种实施例中，相电压（V_{ph}）波形是驱动五相电机的任意一相的正弦波形。相电压（V_{ph}）波形包括包含基波电压矢量与三次谐波电压矢量的电压矢量，并且可以基于基波电

压矢量的大小 (V1)、三次谐波电压矢量的大小 (V3)、电角度位置 (θ) 和基波电压矢量的角度(φ_1)与三次谐波电压矢量的角度(φ_3)之间的电压角度差($\Delta\varphi$)来限定所述相电压 (Vph) 波形;其中电角度位置 (θ) 是转子位置的函数。

[0016] 根据已公开实施例中的一些实施例,提供了用于对多相系统中的相电压 (Vph) 波形的峰值合计大小 (A) 进行近似的方法。相电压 (Vph) 波形的峰值合计大小 (A),是由基波电压矢量与三次谐波电压矢量的总和所决定的。

[0017] 基于基波电压矢量的大小 (V1) 和三次谐波电压矢量的大小 (V3) 来计算端点值 (epv)。对于基波电压矢量的大小 (V1) 与三次谐波电压矢量的大小 (V3) 的特定比率,端点值 (epv) 是峰值合计大小 (A) 的最低值。

[0018] 确定取决于电压角度差($\Delta\varphi$)的函数的绝对值,从而产生第一比例因子 (SF1)。例如,在一些实施例中,可以通过确定正弦函数的绝对值(其取决于电压角度差($\Delta\varphi$))而产生第一比例因子 (SF1),而在其它实施例中,可以通过确定余弦函数的绝对值(其取决于电压角度差($\Delta\varphi$))来产生第一比例因子 (SF1)。

[0019] 然后,基于端点值 (epv) 和第一比例因子 (SF1),来确定相电压 (Vph) 波形的峰值合计大小 (A) 的未缩放的近似值(\tilde{A})。例如,在一个实施例中,可以将归一化函数 (NF) 应用于端点值 (epv) 和第一比例因子 (SF1),以确定基波电压矢量与三次谐波电压矢量的峰值合计大小 (A) 的未缩放的近似值(\tilde{A})。

[0020] 然后,基于第二比例因子 (SF2) 来对此未缩放的近似值(\tilde{A})进行缩放,以产生相电压 (Vph) 波形的近似峰值合计大小 (A),该近似峰值合计大小 (A) 大致对应于相电压 (Vph) 波形的峰值合计大小 (A)。第二比例因子 (SF2) 代表相电压 (Vph) 波形的最大的可能值,并且被定义成基波电压矢量的大小 (V1) 与三次谐波电压矢量的大小 (V3) 的总和。例如,在一个实施例中,可以将未缩放的近似值(\tilde{A})乘以第二比例因子 (SF2),使得未缩放的近似值(\tilde{A})具有与基波电压矢量和三次谐波电压矢量相同的大小。这样,未缩放的近似值(\tilde{A})具有与基波电压矢量和三次谐波电压矢量相同的大小。

[0021] 本发明还涉及以下技术方案。

[0022] 方案 1. 一种用于对多相系统中的相电压波形的峰值合计大小进行近似的方法,其中所述相电压波形包括电压矢量,所述电压矢量包括基波电压矢量和三次谐波电压矢量,所述方法包括:

[0023] 基于基波电压矢量的大小和三次谐波电压矢量的大小计算端点值,其中,对于所述基波电压矢量的大小与所述三次谐波电压矢量的大小的特定比率,所述端点值是所述峰值合计大小的最低值;

[0024] 基于所述基波电压矢量的角度与所述三次谐波电压矢量的角度之间的电压角度差,而产生第一比例因子;

[0025] 基于所述端点值和所述第一比例因子,来确定所述相电压波形的峰值合计大小的未缩放的近似值;以及

[0026] 基于第二比例因子对所述未缩放的近似值进行缩放,从而产生所述相电压波形的近似峰值合计大小,所述近似峰值合计大小大致对应于所述相电压波形的峰值合计大小。

[0027] 方案 2. 如方案 1 所述的方法,其中,基于所述端点值和所述第一比例因子来确定

所述相电压波形的峰值合计大小的未缩放的近似值的步骤还包括：

[0028] 将归一化函数应用于所述端点值和所述第一比例因子，从而确定所述基波电压矢量与所述三次谐波电压矢量的峰值合计大小的未缩放的近似值。

[0029] 方案 3. 如方案 1 所述的方法，其中，对所述未缩放的近似值进行缩放的步骤还包括：

[0030] 基于所述第二比例因子对所述未缩放的近似值进行缩放，使得所述未缩放的近似值具有与所述基波电压矢量和所述三次谐波电压矢量相同的大小，从而产生所述相电压波形的近似峰值合计大小，所述近似峰值合计大小大致对应于所述相电压波形的峰值合计大小。

[0031] 方案 4. 如方案 3 所述的方法，其中，所述第二比例因子代表所述相电压波形的最大可能值，并且被定义为所述基波电压矢量的大小与所述三次谐波电压矢量的大小的总和，并且其中，对所述未缩放的近似值进行缩放的步骤还包括：

[0032] 将所述未缩放的近似值乘以所述第二比例因子，使得所述未缩放的近似值具有与所述基波电压矢量和所述三次谐波电压矢量相同的大小，从而产生所述相电压波形的近似峰值合计大小，所述近似峰值合计大小大致对应于所述相电压波形的峰值合计大小。

[0033] 方案 5. 如方案 1 所述的方法，其中，所述相电压波形是驱动五相电机的任一相的正弦波形，并且其中，基于所述基波电压矢量与所述三次谐波电压矢量的总和来确定所述相电压波形的峰值合计大小，其中，基于所述基波电压矢量的大小、所述三次谐波电压矢量的大小、电角度位置、和所述电压角度差来限定所述相电压波形，其中所述电角度位置是转子位置的函数。

[0034] 方案 6. 如方案 1 所述的方法，其中，产生第一比例因子的步骤包括：

[0035] 通过以下方法来产生第一比例因子：

[0036] 当所述电压角度差在 0 度和 180 度之间时，确定第一函数的值，所述第一函数的值取决于所述基波电压矢量的角度与所述三次谐波电压矢量的角度之间的电压角度差；以及

[0037] 当所述电压角度差在 180 度和 360 度之间时，确定第二函数的值，所述第二函数的值取决于 360 度减去所述电压角度差。

[0038] 方案 7. 如方案 1 所述的方法，其中，产生第一比例因子的步骤包括：

[0039] 通过确定函数的绝对值来产生第一比例因子，所述函数的绝对值取决于所述基波电压矢量的角度与所述三次谐波电压矢量的角度之间的电压角度差。

[0040] 方案 8. 如方案 7 所述的方法，其中，产生第一比例因子的步骤包括：

[0041] 通过确定余弦函数或正弦函数的绝对值来产生第一比例因子，所述余弦函数或正弦函数的绝对值取决于所述电压角度差。

[0042] 方案 9. 一种能由多相系统中的近似模块执行的方法，所述方法包括：

[0043] 在所述近似模块中对相电压波形的峰值合计大小进行近似，从而产生所述相电压波形的近似峰值合计大小，所述近似峰值合计大小大致对应于所述相电压波形的峰值合计大小，其中，所述相电压波形包括基波电压矢量和三次谐波电压矢量。

[0044] 方案 10. 如方案 9 所述的方法，还包括：

[0045] 在所述近似模块中，基于基波电压矢量的大小和三次谐波电压矢量的大小来确定端点值，其中，对于所述基波电压矢量的大小与所述三次谐波电压矢量的大小的特定比率，

所述端点值是所述峰值合计大小的最低值；

[0046] 在所述近似模块中，基于所述基波电压矢量的角度与所述三次谐波电压矢量的角度之间的电压角度差，而产生第一比例因子；

[0047] 在所述近似模块中，基于所述端点值和所述第一比例因子来确定所述相电压波形的峰值合计大小的未缩放的近似值；以及

[0048] 在所述近似模块中，基于所述未缩放的近似值而产生所述相电压波形的近似峰值合计大小，所述近似峰值合计大小大致对应于所述相电压波形的峰值合计大小。

[0049] 方案 11. 如方案 10 所述的方法，其中，在所述近似模块中基于所述端点值和所述第一比例因子来确定所述相电压波形的峰值合计大小的未缩放的近似值的步骤包括：

[0050] 在所述近似模块中，借助于归一化函数对所述端点值进行归一化，所述函数基于所述端点值和所述第一比例因子而计算所述未缩放的近似值。

[0051] 方案 12. 如方案 10 所述的方法，其中，在所述近似模块中基于所述未缩放的近似值(\tilde{A})来产生大致对应于所述相电压波形的峰值合计大小的所述相电压波形的近似峰值合计大小的步骤包括：

[0052] 在所述近似模块中，基于第二比例因子对所述未缩放的近似值进行缩放，使得所述未缩放的近似值具有与所述基波电压矢量和所述三次谐波电压矢量相同的大小，从而产生所述相电压波形的近似峰值合计大小，所述近似峰值合计大小大致对应于所述相电压波形的峰值合计大小。

[0053] 方案 13. 如方案 12 所述的方法，其中，所述第二比例因子代表所述相电压波形的最大的可能值，并且被定义成所述基波电压矢量的大小与所述三次谐波电压矢量的大小的总和，并且其中，所述缩放步骤包括：

[0054] 通过将所述未缩放的近似值乘以所述第二比例因子而对所述未缩放的近似值进行缩放，使得所述未缩放的近似值具有与所述基波电压矢量和所述三次谐波电压矢量相同的大小，从而产生所述相电压波形的近似峰值合计大小，所述近似峰值合计大小大致对应于所述相电压波形的峰值合计大小。

[0055] 方案 14. 如方案 9 所述的方法，其中，所述相电压波形是驱动五相电机的任一相的正弦波形，其中，基于所述基波电压矢量与所述三次谐波电压矢量的总和来确定所述相电压波形的峰值合计大小，其中，基于所述基波电压矢量的大小、所述三次谐波电压矢量的大小、电角度位置(θ)、和所述电压角度差($\Delta\phi$)来限定所述相电压波形，其中所述电角度位置(θ)是转子位置的函数。

[0056] 方案 15. 如方案 9 所述的方法，其中，在所述近似模块中产生第一比例因子包括：

[0057] 通过确定函数的绝对值来产生第一比例因子，所述函数的绝对值取决于所述基波电压矢量的角度与所述三次谐波电压矢量的角度之间的电压角度差。

[0058] 方案 16. 如方案 15 所述的方法，还包括：

[0059] 在所述近似模块中，通过确定余弦函数或正弦函数的绝对值而产生所述第一比例因子，所述余弦函数或正弦函数的绝对值取决于所述电压角度差。

[0060] 方案 17. 如方案 9 所述的方法，其中，在所述近似模块中产生第一比例因子包括：

[0061] 通过以下方式产生第一比例因子：

[0062] 当所述电压角度差在 0 度与 180 度之间时，确定第一函数的值，所述第一函数的值

取决于所述基波电压矢量的角度与所述三次谐波电压矢量的角度之间的电压角度差；以及

[0063] 当所述电压角度差在 180 度与 360 度之间时，确定第二函数的值，所述第二函数的值取决于 360 度减去所述电压角度差。

[0064] 方案 18. 一种多相系统，包括：

[0065] 基波电压矢量计算模块，其基于基波 d- 轴电压指令信号和基波 q- 轴电压指令信号而产生基波电压矢量；

[0066] 三次谐波电压矢量计算模块，其基于三次谐波 d- 轴电压指令信号和三次谐波 q- 轴电压指令信号而产生三次谐波电压矢量，其中，基于基波电压矢量的大小、三次谐波电压矢量的大小、电角度位置、和基波电压矢量的角度与三次谐波电压矢量的角度之间的电压角度差来限定相电压波形，所述电角度位置是转子位置的函数；以及

[0067] 近似模块，其被设计成对相电压波形的峰值合计大小进行近似，并且产生所述相电压波形的近似峰值合计大小，所述近似峰值合计大小近似地对应于所述相电压波形的峰值合计大小。

[0068] 方案 19. 如方案 18 所述的多相系统，其中，所述近似模块被设计成：

[0069] 基于基波电压矢量的大小和三次谐波电压矢量的大小来确定端点值，其中，对于所述基波电压矢量的大小与所述三次谐波电压矢量的大小的特定比率，所述端点值是所述峰值合计大小的最低值；

[0070] 确定所述基波电压矢量的角度与所述三次谐波电压矢量的角度之间的电压角度差，并且确定当把所述电压角度差的一半应用到正弦函数中时所述正弦函数的绝对值，从而产生第一比例因子；

[0071] 通过把所述端点值和所述第一比例因子应用到归一化函数中，而计算所述相电压波形的峰值的未缩放的近似值，其中所述峰值等于所述基波电压矢量与所述三次谐波电压矢量的峰值合计大小，所述归一化函数基于所述端点值和所述第一比例因子计算所述未缩放的近似值；并且

[0072] 基于第二比例因子对所述未缩放的近似值进行缩放，从而产生所述相电压波形的近似峰值合计大小，所述近似峰值合计大小大致对应于所述相电压波形的峰值合计大小，其中，所述第二比例因子代表所述相电压波形的最大的可能值，所述第二比例因子是所述基波电压矢量的大小与所述三次谐波电压矢量的大小的总和。

[0073] 方案 20. 如方案 18 所述的多相系统，还包括：

[0074] 比较器模块，其被设计成确定所述相电压波形的近似峰值合计大小是否大于或等于所述相电压的最大可得值。

附图说明

[0075] 在下文中将结合以下附图对本发明的各实施例进行描述，其中类似的附图标记表示类似的元件。

[0076] 图 1 是根据本发明一些实施例的矢量控制电动机驱动系统的方框图。

[0077] 图 2 是图 1 的电动机驱动系统的一部分的方框图，该部分包括连接到五相交流电动机的五相电压源逆变器。

[0078] 图 3 是显示标绘出基波电压矢量与三次谐波电压矢量的峰值合计大小 (A) 的一组

曲线的图,其中峰值合计大小(A)是基波电压矢量的角度(φ_1)与三次谐波电压矢量的角度(φ_3)之间的电压角度差($\Delta\varphi$)的函数。

[0079] 图4是显示标绘出端点值的曲线的图,该端点值是基波电压矢量与三次谐波电压矢量的大小之比(V_1/V_3)的函数。

[0080] 图5是说明根据一个示例性实施例的用于近似基波电压矢量与三次谐波电压矢量的峰值合计大小(A)的方法的流程图。

[0081] 图6是说明根据另一个示例性实施例的用于近似基波电压矢量与三次谐波电压矢量的峰值合计大小(A)的另一个方法的流程图。

[0082] 图7是根据另一个示例性实施例的相电压监测系统的方框图。

具体实施方式

[0083] 本文中使用的词“示例性”表示“起实例、例证、例释的作用”。以下的详细描述在本质上仅仅是示例性,而不是意图限制本发明或者本发明的应用和用途。本文中被描述为“示例性”的任何实施例不一定被解释成相对于其它实施例而言是优选的或有利的。在此具体实施方式部分中所述的所有实施例均是示例性的实施例,提供这些实施例是使得本领域技术人员能够制造或使用本发明,而不是限制由权利要求所限定的本发明的范围。此外,没有意图要受到在前面的技术领域、背景技术、发明内容或者下面的详细描述中介绍的任何明示或暗示理论的约束。

[0084] 本发明的实施例涉及用于在执行三次谐波注入的多相系统中近似相电压(V_{ph})波形的峰值合计大小(A)的方法、系统和装置。所公开的实施例可以应用于执行三次谐波电流/电压注入的多相系统,从而快速地近似基波电压矢量与三次谐波电压矢量的任意组合的相电压峰值。因为该近似方法是非常快的(与实际计算相反),所以可以在分配给各PWM周期的时间内确定相电压(V_{ph})波形的近似峰值合计大小(A)。换句话说,因为控制回路的执行时间被缩短,因而这允许PWM开关频率提高或者增加到这样的PWM开关频率,即该PWM开关频率比在对峰值电压进行迭代计算的其它实施例中的要快。正如下面将更详细地描述,因为公开的实施例可以用于在每个PWM周期内计算相电压(V_{ph})波形的近似峰值合计大小(A),所以这也允许在不超过执行控制计算的可用时间的情况下实时地执行控制算法。

[0085] 在一个实施例中,公开的实施例可以应用于五相矢量控制系统,该控制系统利用三次谐波电流注入来增加五相电机的转矩和功率输出,所述电流注入可以在运行环境(如混合动力/电动车辆(HEV))中执行。在详细描述这些实施例之前,将参考图1和图2来描述可以在其中实施它们的系统。然而,本领域技术人员将会理解,相同或相似的工艺和技术可以在其它期望控制多相系统之运行的系统的背景下应用。

[0086] 图1是矢量控制的电动机驱动系统100的一个实例的方框图。系统100通过联接到五相交流电机120的五相PWM逆变器模块110来控制五相交流电机120,因而五相交流电机120可以通过调整控制五相交流电机120的电流指令,来有效地利用提供给五相PWM逆变器模块110的直流输入电压(V_{dc})。在一个具体实施例中,可以利用矢量控制的电动机驱动系统100来控制HEV中的转矩。

[0087] 本文中所使用的术语“交流(AC)电机”泛指“将电能转化为机械能或者将机械能

转化为电能的设备或装置”。在交流电机为五相永磁同步交流电动机的实施例中,这应该被理解为涵盖了内置式永磁同步电动机(IPMSM)、表面安装式永磁同步电动机(SMPMSM)和磁阻电动机。在对一个具体的非限制性实施例的以下描述中,五相交流电机120被描述成五相交流电动机120,尤其是五相内置式永磁同步交流电动机(或者更广义地被描述成电动机120);然而,应当理解的是,所图示的实施例仅为所公开实施例可以应用于的交流电机类型中的一个非限制性实例,而且所公开的实施例可以应用于包括五相或更多相的任何类型多相交流电机。因此,尽管将参照五相系统描述图1中的实施例,但是本领域技术人员将会理解,该创造性构思可以应用于其它多相系统(例如,六相系统)。因此,公开的实施例不应当被解释成局限于五相系统,而应当被解释成适用于具有五相或更多相的多相系统。

[0088] 五相交流电动机120经由五个逆变器极而联接到五相PWM逆变器模块110,并且基于从PWM逆变器模块110所接收的五相正弦电压信号而产生机械功率(转矩 \times 速度)。在一些实施例中,利用位置传感器(未图示)来测量第一五相交流电动机120的转子的角度位置(θ_r)或者“轴位置”;在其它实施例中,可以不利用位置传感器而是利用无传感器位置估计技术来估计第一五相交流电动机120的转子的角度位置(θ_r)。

[0089] 在描述系统100的运行细节之前,将参照图2对五相电压源逆变器110的一个示范性实施例进行更详细描述(包括它是如何连接到五相交流电动机120的)。图2是电动机驱动系统的一部分的方框图,所述部分包括连接到五相交流电动机120的五相电压源逆变器110。应当注意的是,图1中的五相电压源逆变器110和五相电动机120并不局限于此实施例;相反,图2仅仅是图1中的五相电压源逆变器110和五相电动机120在一个具体实施例中如何实施的一个实例。

[0090] 如图2中所示,五相交流电动机120具有五个定子或者电动机绕组120a、120b、120c、120d、120e,它们连接到电动机端子A、B、C、D、E;五相PWM逆变器模块110包括电容器180和五个逆变器子模块115~119。在此实施例中,在A相中逆变器子模块115联接到电动机绕组120a,在B相中逆变器子模块116联接到电动机绕组120b,在C相中逆变器子模块117联接到电动机绕组120c,在D相中逆变器子模块118联接到电动机绕组120d,并且在E相中逆变器子模块119联接到电动机绕组120e。电动机绕组A、B、C、D、E(120a、120b、120c、120d、120e)在中性点(N)被联接到一起。流入电动机绕组A 120a的电流流出电动机绕组B-E 120b~120e,流入电动机绕组B 120b的电流流出电动机绕组A、C、D、E 120a和120c~e,流入电动机绕组C 120c的电流流出电动机绕组A、B、D、E 120a、120b、120d、120e,流入电动机绕组D 120d的电流流出电动机绕组A、B、C、E 120a~c和120e,流入电动机绕组E 120e的电流流出电动机绕组A~D 120a~d。

[0091] 合成的相或定子电流($I_a \sim I_e$)122、123、124、125、126流经相应的定子绕组120a~e。将各定子绕组120a~120e两端的“相到中性点电压”分别称为 V_{an} 、 V_{bn} 、 V_{cn} 、 V_{dn} 、 V_{en} ,同时将在各定子绕组120a~120e中所产生的反电动势(EMF)电压分别显示为由理想电压源所产生的电压 E_a 、 E_b 、 E_c 、 E_d 、 E_e ,图中显示各反电动势电压分别与定子绕组120a~120e串联。正如众所周知的,这些反EMF电压 E_a 、 E_b 、 E_c 、 E_d 、 E_e 是由于转子的旋转而在相应的定子绕组120a~120e中感应出的电压。尽管未图示,但是电动机120联接到驱动轴。

[0092] 逆变器110包括:电容器180;包含双开关182/183、184/185的第一逆变器子模块115;包含双开关186/187、188/189的第二逆变器子模块116;包含双开关190/191、

192/193 的第三逆变器子模块 117 ; 包含双开关 194/195、196/197 的第四逆变器子模块 118 ; 和包含双开关 198/199、200/201 的第五逆变器子模块 119。这样, 逆变器模块 110 具有十个固态控制的开关装置 182、184、186、188、190、192、194、196、198、200 以及十个二极管 183、185、187、189、191、193、195、197、199、201, 用于适当地切换复合电压 (V_{IN}) 并且为五相交流电动机 120 的定子绕组 120a、120b、120c、120d、120e 提供五相激励。

[0093] 尽管在图 2 中未示出, 但是开关信号控制逆变器子模块 115 ~ 119 内的固态控制开关装置 182、184、186、188、190、192、194、196、198、200 的开关。通过给单独的逆变器子模块 115 ~ 119 提供适当的开关信号, 可以控制逆变器子模块 115 ~ 119 内的固态控制开关装置 182、184、186、188、190、192、194、196、198、200 的开关, 从而分别控制提供给电动机绕组 120a ~ 120e 的逆变器子模块 115 ~ 119 的输出。五相逆变器模块 110 的逆变器子模块 115 ~ 119 所产生的合成五相定子电流 ($I_a \dots I_e$) 122 ~ 126 被提供给电动机绕组 120a、120b、120c、120d、120e。如 V_{an} 、 V_{bn} 、 V_{cn} 、 V_{dn} 、 V_{en} 、 E_a 、 E_b 、 E_c 、 E_d 、 E_e 的电压和在节点 N 处的电压, 会随时间的推移而发生波动, 这取决于逆变器模块 110 的逆变器子模块 115 ~ 119 中的受控开关 182、184、186、188、190、192、194、196、198、200 的开 / 关状态, 如将在下面所描述的。

[0094] 再次参照图 1, 矢量控制电动机驱动系统 100 包括转矩 - 电流映射模块 140、同步 (SYNC.) 坐标系电流调节器模块 170、同步 - 静止 (SYNC-STAT.) 转换模块 102、 $\alpha \beta$ 相 - 五相转换模块 106、空间矢量 (SV) PWM 模块 108、五相 PWM 逆变器 110、五相 - $\alpha \beta$ 相转换模块 127、和静止 - 同步 (STAT-TO-SYNC.) 转换模块 130。本文中所使用的术语“模块”是指用于执行任务的装置、电路、电气元件、和 / 或基于软件的元件。

[0095] 转矩 - 电流映射模块 140 接收转矩指令 (T_e^*) 136、轴的旋转角速度 (ω_r) 138、和直流输入 (或者“链”) 电压 (V_{dc}) 139 作为输入。在一个实施例中, 可以基于转子 / 轴位置输出 (θ_r) 121 的导数而产生轴的旋转角速度 (ω_r) 138。取决于实施例, 转矩 - 电流映射模块 140 也可接收多种其它系统参数。转矩 - 电流映射模块 140 利用所述输入而将转矩指令 (T_e^*) 136 映射为基波 d- 轴电流指令信号 (I_{d1}^*) 142、三次谐波 d- 轴电流指令信号 (I_{d3}^*) 143、基波 q- 轴电流指令信号 (I_{q1}^*) 144、三次谐波 q- 轴电流指令信号 (I_{q3}^*) 145、和零序电流指令信号 (I_0^*) 146。这些电流指令信号将导致电动机 120 在转速 (ω_r) 138 下产生指令转矩 (T_e^*)。同步参考坐标系电流指令信号 142 ~ 146 是直流指令, 其具有作为时间的函数的恒定值。因为在同步参考坐标系中电流指令是直流信号, 所以更易于调节电流指令。

[0096] 五相 - $\alpha \beta$ 相转换模块 127 接收测量的五相静止参考坐标系定子电流 ($I_a \dots I_e$) 122 ~ 126, 这些电流是从电动机 120 中反馈来的。五相 - $\alpha \beta$ 相转换模块 127 利用这些五相静止参考坐标系反馈定子电流 122 ~ 126 并且执行 abcde 参考坐标系 - $\alpha \beta$ 参考坐标系转换, 从而将五相静止参考坐标系反馈定子电流 122 ~ 126 转换成 $\alpha \beta$ 静止参考坐标系定子电流 ($I_{\alpha 1}$ 、 $I_{\alpha 3}$ 、 $I_{\beta 1}$ 、 $I_{\beta 3}$ 、 I_0) 128-1、128-2、129-1、129-2、129-3。可以利用以下方程式 (1) 中所定义的矩阵来执行五 - 二相转换 :

$$[0097] \quad \begin{bmatrix} I_{\alpha 1} \\ I_{\beta 1} \\ I_{\alpha 3} \\ I_{\beta 3} \\ I_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & -\sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & -\sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) \\ 1 & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ 0 & -\sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & -\sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \\ I_d \\ I_e \end{bmatrix} \quad (1)$$

[0098] 在方程式 (1) 中, 将代表五相静止参考坐标系反馈定子电流 122 ~ 126 的列矢量乘以变换矩阵和比例因子, 从而产生代表 $\alpha\beta$ 静止参考坐标系定子电流 ($I_{\alpha 1}$ 、 $I_{\alpha 3}$ 、 $I_{\beta 1}$ 、 $I_{\beta 3}$ 、 I_0) 128-1、128-2、129-1、129-2、129-3 的列矢量。

[0099] 静止-同步转换模块 130 接收 $\alpha\beta$ 静止参考坐标系定子电流 ($I_{\alpha 1}$ 、 $I_{\alpha 3}$ 、 $I_{\beta 1}$ 、 $I_{\beta 3}$ 、 I_0) 128-1、128-2、129-1、129-2、129-3 和转子角度位置 (θ_r) 121, 并将它们转换成基波同步参考坐标系 d-轴电流信号 (I_{d1}) 132、三次谐波同步参考坐标系 d-轴电流信号 (I_{d3}) 133、基波同步参考坐标系 q-轴电流信号 (I_{q1}) 134、三次谐波同步参考坐标系 q-轴电流信号 (I_{q3}) 135 和同步参考坐标系零序电流信号 (I_0) 136。d1q1 参考坐标系以同步速度旋转, 而 d3q3 参考坐标系则以三倍的同步速度旋转。静止-同步转换过程是本技术领域众所周知的, 为了简洁起见将不做详细描述。在一个实施例中, 可以利用以下方程式 (2) 来完成静止-同步转换:

$$[0100] \quad \begin{bmatrix} I_{d1} \\ I_{q1} \\ I_{d3} \\ I_{q3} \\ I_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M(\theta_e) & 0 & 0 \\ 0 & M(3\theta_e) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_{\alpha 1} \\ I_{\beta 1} \\ I_{\alpha 3} \\ I_{\beta 3} \\ I_0 \end{bmatrix},$$

$$[0101] \quad \text{其中, } M(\theta_e) = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \sin\theta_e \\ -\sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix} \text{ 并且 } M(3\theta_e) = \begin{bmatrix} \cos 3\theta_e & \sin 3\theta_e \\ -\sin 3\theta_e & \cos 3\theta_e \end{bmatrix} \quad (2)$$

[0102] $M(\theta_e)$ 是矩阵, 其是电角度位置 θ_e 的函数, $M(3\theta_e)$ 代表了电角度位置 θ_e 乘以 3, 来表示三次谐波函数。电角度位置 θ_e 代表电位置, 该电位置是极对数量与转子角度位置 (θ_r) 的乘积。同步坐标系电流调节器模块 170 接收基波同步参考坐标系 d-轴电流信号 (I_{d1}) 132、三次谐波同步参考坐标系 d-轴电流信号 (I_{d3}) 133、基波同步参考坐标系 q-轴电流信号 (I_{q1}) 134、三次谐波同步参考坐标系 q-轴电流信号 (I_{q3}) 135、同步参考坐标系零序电流信号 (I_0) 136、基波 d-轴电流指令信号 (I_{d1}^*) 142、三次谐波 d-轴电流指令信号 (I_{d3}^*) 143、基波 q-轴电流指令信号 (I_{q1}^*) 144、三次谐波 q-轴电流指令信号 (I_{q3}^*) 145、零序电流指令信号 (I_0^*) 146, 并利用这些信号来产生基波 d-轴电压指令信号 (V_{d1}^*) 172、三次谐波 d-轴电压指令信号 (V_{d3}^*) 173、基波 q-轴电压指令信号 (V_{q1}^*) 174、三次谐波 q-轴电压指令信号 (V_{q3}^*) 175、和零序电压指令信号 (V_0^*) 176。为了这样做, 同步坐标系电流调节器模块 170 包括同步电流调节器模块 (未图示), 该模块用于将相应的电流指令信号 142 ~ 145 转换成电压指令信号 172 ~ 175。电压指令信号 172 ~ 176 也是同步参考坐标

系信号,因而是直流指令,其具有作为时间的函数的恒定值。电流-电压转换过程可以实施为比例-积分 (PI) 控制器,这是在本技术领域众所周知的,为了简洁起见,本文将不做详细描述。在一个实施例中,各电流调节器模块应用比例-积分 (PI) 控制器,该控制器包括求和点和比例-积分 (PI) 控制器模块,其用于将输入电流转换成电压。各求和点从对应的电流指令信号中减去反馈的同步参考坐标系电流信号,以产生电流误差信号,然后将该电流误差信号提供给 PI 控制器模块。基于电流误差信号,各 PI 控制器模块产生电压指令信号 172 ~ 175 中的一个。

[0103] 同步-静止转换模块 102 接收来自同步坐标系电流调节器模块 170 的同步参考坐标系电压指令信号 172 ~ 176 和转子位置输出 (θ_r) 121 作为其输入。响应于这些输入,同步-静止转换模块 102 基于这些信号来执行 dq- $\alpha\beta$ 转换,从而产生基波 α -轴静止参考坐标系电压指令信号 ($V_{\alpha 1}^*$) 104-1、基波 β -轴静止参考坐标系电压指令信号 ($V_{\beta 1}^*$) 105-1、三次谐波 α -轴静止参考坐标系电压指令信号 ($V_{\alpha 3}^*$) 104-2、三次谐波 β -轴静止参考坐标系电压指令信号 ($V_{\beta 3}^*$) 105-2、和零序电压指令信号 (V_0^*) 103。这些电压指令信号是在静止参考坐标系中的,因而具有作为时间的函数如正弦波那样变化的值。同步-静止转换过程在本技术领域是众所周知的,为了简洁起见将不详细描述。在一个实施例中,可以利用以下方程式 (3) 来完成同步-静止转换:

$$[0104] \begin{bmatrix} V_{\alpha 1}^* \\ V_{\beta 1}^* \\ V_{\alpha 3}^* \\ V_{\beta 3}^* \\ V_0^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M(\theta_e) & 0 & 0 \\ 0 & M(3\theta_e) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \times \begin{bmatrix} V_{d1}^* \\ V_{q1}^* \\ V_{d3}^* \\ V_{q3}^* \\ V_0^* \end{bmatrix} \quad (3)$$

[0105] $\alpha\beta$ -五相转换模块 106 接收由同步-静止转换模块 102 所产生的静止参考坐标系电压指令信号 ($V_{\alpha 1}^*$ 、 $V_{\beta 1}^*$ 、 $V_{\alpha 3}^*$ 、 $V_{\beta 3}^*$ 、 V_0^*) 103 ~ 105,并基于这些信号产生五相静止参考坐标系电压指令信号 (V_{as}^* ... V_{es}^*) 107,所述五相静止参考坐标系电压指令信号被发送到空间矢量脉冲宽度调制 (SVPWM) 模块 200。可以利用以下方程式 (4) 中所定义的矩阵来执行五-五相转换:

[0106]

$$\begin{bmatrix} V_{as}^* \\ V_{bs}^* \\ V_{cs}^* \\ V_{ds}^* \\ V_{es}^* \end{bmatrix} = \frac{5}{2} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & -\sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & -\sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) \\ 1 & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ 0 & -\sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & -\sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}^{-1} \times \begin{bmatrix} V_{\alpha 1}^* \\ V_{\beta 1}^* \\ V_{\alpha 3}^* \\ V_{\beta 3}^* \\ V_0^* \end{bmatrix}$$

(4)

[0107] 在方程式 (4) 中,将代表静止参考坐标系电压指令信号 ($V_{\alpha 1}^*$ 、 $V_{\beta 1}^*$ 、 $V_{\alpha 3}^*$ 、

$V_{\beta 3^*}$ 、 V_{0^*}) 103 ~ 105 的列矢量乘以变换矩阵和比例因子,从而产生代表五相静止参考坐标系电压指令信号 ($V_{as^*} \dots V_{es^*}$) 107 的列矢量。

[0108] SVPWM 模块 108 用于控制脉冲宽度调制 (PWM)。五相 PWM 逆变器模块 110 联接到 SVPWM 模块 108。SVPWM 模块 108 接收五相静止参考坐标系电压指令信号 ($V_{as^*} \dots V_{es^*}$) 107 作为输入,脉冲宽度调制 (PWM) 这些信号从而产生开关矢量信号 ($S_a \dots S_e$) 109,这些开关矢量信号被提供至五相 PWM 逆变器模块 110。在 SVPWM 模块 108 中执行的特定 SV 调制算法可以为任何已知的 SV 调制算法。开关矢量信号 ($S_a \dots S_e$) 109 控制 PWM 逆变器 110 中开关的开关状态,从而产生五相电压指令。更具体地,五相 PWM 逆变器模块 110 接收直流输入电压 (V_{dc}) 和开关矢量信号 ($S_a \dots S_e$) 109,并利用它们在逆变器极处产生五相交流 (AC) 电压信号波形,该五相交流电压信号波形以变化的速度驱动五相交流电机 / 电动机 120。

[0109] 五相永磁同步电动机 120 接收由 PWM 逆变器 110 所产生的五相电压信号,并且以指令转矩 T_e^* 136 产生电动机输出。在此具体实施例中,电动机 120 包括五相内置式永磁同步电动机 (PMSM) 120。对测量的反馈定子电流 ($I_a \sim I_e$) 进行感测、采样并提供至五相 $\alpha \beta$ 相转变模块 127,如上所述。

[0110] 尽管在图 1 中未示出,但系统 100 也可以包括齿轮,该齿轮联接到五相交流电机 120 的轴并且被其所驱动。

[0111] 如上所述,三次谐波电流注入技术可以用于提高多相电机的转矩和输出功率。在描述公开的实施例之前,将首先参考方程式 (5) 至 (23) 来描述基波和三次谐波的各种电流和电压之间的关系。

[0112] 基波电流和三次谐波电流均可以表示成具有大小和角度 (β) 的矢量。特别地,在矢量表示法中可以将基波电流表示为 (I_1, β_1),其中 I_1 是基波峰值电流, β_1 是基波电流角。可以根据以下方程式 (5) 和 (6) 计算出基波峰值电流 (I_1) 和基波电流角 (β_1),其中方程式 (5) 也表示了基波 RMS 电流 (I_{1rms}^*) 之间的关系:

$$[0113] \quad I_1 = \sqrt{I_{d1}^{*2} + I_{q1}^{*2}} = \sqrt{2} \cdot I_{1rms}^* \quad (5)$$

$$[0114] \quad \beta_1 = \arctan\left(\frac{-I_{d1}^*}{I_{q1}^*}\right) \quad (6)$$

[0115] 考虑到这些关系,基波同步参考坐标系 d-轴电流信号 (I_{d1}^*) 142 和基波同步参考坐标系 q-轴电流信号 (I_{q1}^*) 144 可以表示成如以下方程式 (7) 和 (8) 中所示:

$$[0116] \quad I_{d1}^* = -\sqrt{2} \cdot I_{1rms}^* \sin(\beta_1) \quad (7)$$

$$[0117] \quad I_{q1}^* = \sqrt{2} \cdot I_{1rms}^* \cos(\beta_1) \quad (8)$$

[0118] 基波 RMS 电流 (I_{1rms}^*) 与总 RMS 相电流 ($I_{rms\ total}^*$) 之间的关系,可以表示成如下的方程式 (9):

$$[0119] \quad I_{1rms}^* = I_{rms\ total}^* \cdot \frac{1}{\sqrt{1+k_3^2}} \quad (9)$$

[0120] 其中, k_3 为三次谐波电流注入因子 (k_3),该因子是建立基波 RMS 电流 (I_{1rms}^*) 与三次谐波 RMS 电流 (I_{3rms}^*) 之间比率的比例因子,如将在下面所描述的。

[0121] 此外,可以根据以下方程式 (10) 和 (11) 计算基波峰值电压 (V_1) 和基波电压角 (φ_1),其中 V_{d1}^* 是基波 d-轴电压指令信号 (V_{d1}^*) 172, V_{q1}^* 是基波 q-轴电压指令信号

(Vq1*) 174 :

$$[0122] \quad V1 = \sqrt{V_{d1}^{*2} + V_{q1}^{*2}} \quad (10)$$

[0123]

$$\varphi_1 = \arctan\left(\frac{-V_{d1}^*}{V_{q1}^*}\right) \quad (11)$$

[0124] 类似地,在矢量表示法中可以将三次谐波电流表示为 (I3, β3),其中 I3 为三次谐波峰值电流,β3 为三次谐波电流角。可以根据以下方程式 (12) 和 (13) 计算出三次谐波峰值电流 (I3)、和三次谐波电流角 (β3),其中方程式 (12) 也表示了三次谐波 RMS 电流 (I3rms*) 与三次谐波峰值电流 (I3) 之间的关系 :

$$[0125] \quad I3 = \sqrt{I_{d3}^{*2} + I_{q3}^{*2}} = \sqrt{2} \cdot I3_{rms}^* \quad (12)$$

$$[0126] \quad \beta_3 = \arctan\left(\frac{-I_{d3}^*}{I_{q3}^*}\right) \quad (13)$$

[0127] 考虑到这些关系,三次谐波同步参考坐标系 d-轴电流信号 (Iq3*) 143、和三次谐波同步参考坐标系 q-轴电流信号 (Id3*) 145 可以表示成如以下方程式 (14) 和 (15) 中所示 :

$$[0128] \quad Id3^* = -\sqrt{2} \cdot I3_{rms}^* \sin(\beta_3) \quad (14)$$

$$[0129] \quad Iq3^* = \sqrt{2} \cdot I3_{rms}^* \cos(\beta_3) \quad (15)$$

[0130] 可以在如下方程式 (16) 中表示三次谐波 RMS 电流 (I3rms*) 与总 RMS 相电流 (Irmstotal*) 之间的关系 :

$$[0131] \quad I3_{rms}^* = I_{rmstotal}^* \cdot \frac{k_3}{\sqrt{1+k_3^2}} \quad (16)$$

[0132] 此外,可以根据以下的方程式 (17) 和 (18) 计算出三次谐波峰值电压 (V3) 和三次谐波电压角(φ3),其中 Vd3* 为三次谐波 d-轴电压指令信号 (Vd3*) 173, Vq3* 为三次谐波 q-轴电压指令信号 (Vq3*) 175 :

$$[0133] \quad V3 = \sqrt{V_{d3}^{*2} + V_{q3}^{*2}} \quad (17)$$

[0134]

$$\varphi_3 = \arctan\left(\frac{-V_{d3}^*}{V_{q3}^*}\right) \quad (18)$$

[0135] 此外,可以基于以下方程式 (19) 计算出转矩 :

[0136] Torque = T1+T2-T3, 其中

$$[0137] \quad T1 = \frac{5}{2} [\Psi_{f1} I_{q1}^* + (L_{d1} - L_{q1}) I_{d1}^* I_{q1}^*]$$

$$[0138] \quad T2 = \frac{15}{2} [\Psi_{f3} I_{q3}^* + (L_{d3} - L_{q3}) I_{d3}^* I_{q3}^*]$$

$$[0139] \quad T3 = 5L_{13} (I_{d3}^* I_{q1}^* - I_{q3}^* I_{d1}^*) \quad (19)$$

[0140] 其中, Ld1、Lq1、Ld3、Lq3、L13 为基波 d-轴电感 (Ld1)、基波 q-轴电感 (Lq1)、三次谐波 d-轴电感 (Ld3)、三次谐波 q-轴电感 (Lq3)、互感 (L13),其中 Ψf1、Ψf3 是基波磁链常数 (Ψf1) 和三次谐波磁链常数 (Ψf3)。

[0141] 可以分别利用如下的方程式 (20) 至 (23) 计算出电压 (V_{d1}^* 、 V_{q1}^* 、 V_{d3}^* 、 V_{q3}^*) 172、174、173、175 :

$$[0142] \quad V_{d1}^* = -\omega_r \Psi_{sq1} = -\omega_r (L_{q1} I_{q1}^* + L_{13} I_{q3}^*) \quad (20)$$

$$[0143] \quad V_{q1}^* = \omega_r \Psi_{sd1} = \omega_r (L_{d1} I_{d1}^* + L_{13} I_{d3}^* + \Psi_{f1}) \quad (21)$$

$$[0144] \quad V_{d3}^* = -3 \omega_r \Psi_{qs3} = -3 \omega_r (L_{q3} I_{q3}^* + L_{31} I_{q1}^*) \quad (22)$$

$$[0145] \quad V_{q3}^* = 3 \omega_r \Psi_{ds3} = 3 \omega_r (L_{d3} I_{d3}^* + L_{31} I_{d1}^* + \Psi_{f3}) \quad (23)$$

[0146] 其中, Ψ_{sq1} 、 Ψ_{sd3} 、 Ψ_{qs3} 、 Ψ_{ds3} 分别是基波 q- 轴磁链 (Ψ_{sq1})、三次谐波 d- 轴磁链 (Ψ_{sd3})、三次谐波 q- 轴磁链 (Ψ_{qs3})、三次谐波 d- 轴磁链 (Ψ_{ds3})。

[0147] 如上所述,期望的是提供用于在分配给各 PWM 周期的时间内确定执行三次谐波电流/电压注入的多相系统中的最大相电压的技术。根据公开的实施例,提供了用于在各 PWM 周期内以实时方式近似基波电压矢量与三次谐波电压矢量的任意组合的峰值相电压的方法、系统和装置。在一个实施例中,提供了一种用于近似基波电压矢量与三次谐波电压矢量的峰值合计大小的方法。公开的实施例可以用于获得允许在各 PWM 周期中可用的时间内快速近似多相系统中基波与三次谐波的峰值合计电压(即,基波矢量电压与三次谐波矢量电压的最大总和的近似值)的信息。现在将参照图 3 ~ 图 7 来描述各实施例。

[0148] 图 3 是显示标绘出基波电压矢量与三次谐波电压矢量的峰值合计大小 (A) 的一组曲线 310 ~ 350 的图,其中峰值合计大小 (A) 是基波电压矢量的角度(φ_1)与三次谐波电压矢量的角度(φ_3)之间的电压角度差($\Delta \varphi$)的函数。换句话说,在图 3 中, x- 轴代表基波电压矢量的角度(φ_1)与三次谐波电压矢量的角度(φ_3)之间的电压角度差($\Delta \varphi$), y- 轴代表归一化值下的峰值相电压(即,基波电压矢量与三次谐波电压矢量的峰值合计大小 (A))。

[0149] 图中描述了五条曲线 310 ~ 350,每条曲线代表在 V_1/V_3 的单个值下针对所有 $\Delta \varphi$ 值的峰值合计大小 (A) 的输出值。各曲线 310 ~ 350 的每个点是峰值合计大小 (A)。该峰值合计大小 (A) 取决于电压角度差($\Delta \varphi$)的值。尽管示出了五条曲线,但是有可能存在无限数量的其它曲线(未图示),这些曲线对应于 V_1/V_3 的无限数量的可能值。这样,各曲线 310 ~ 350 代表基波电压矢量的大小 (V_1) 与三次谐波电压矢量的大小 (V_3) 间的不同比率。例如,曲线 310 代表基波电压矢量的大小 (V_1) 与三次谐波电压矢量的大小 (V_3) 之间 1 : 1 的比率,曲线 320 代表基波电压矢量的大小 (V_1) 与三次谐波电压矢量的大小 (V_3) 之间 0.2 : 1 的比率,曲线 330 代表基波电压矢量的大小 (V_1) 与三次谐波电压矢量的大小 (V_3) 之间 0.33 : 1 的比率,曲线 340 代表基波电压矢量的大小 (V_3) 与三次谐波电压矢量的大小 (V_3) 之间 5 : 1 的比率,曲线 350 代表基波电压矢量的大小 (V_1) 与三次谐波电压矢量的大小 (V_3) 之间 3 : 1 的比率。对于各曲线 310 ~ 350 来说,电压角度差($\Delta \varphi$)在 0 度到 360 度的范围内变化。

[0150] 本文中使用的各曲线 310 ~ 350 的“端点值”是指那条曲线的峰值合计大小 (A) 的最低值。如图 3 中所示,特定曲线的端点值(即,最低的峰值合计大小 (A))始终出现在 $\Delta \varphi = 180$ 度时。换句话说,对于各曲线来说,在 $\Delta \varphi = 180$ 度时 A 的值总是最小值。此外,与大于 180 度的电压角度差($\Delta \varphi$)的值相对应的峰值合计大小 (A) 的值是小于 180 度的电压角度差($\Delta \varphi$)的值的镜像。亦即,各曲线 310 ~ 350 的电压角度差($\Delta \varphi$)大于 180 度的那部分是各曲线 310 ~ 350 的电压角度差($\Delta \varphi$)小于 180 度的那部分的镜像。

[0151] 此外,各曲线 310 ~ 350 从 0 度到 360 度的形状用 $\text{abs}(\cos(x/2))$ 进行非常贴切的近似,其中 $0 \leq x \leq 360$ 度。可替代地,当 $0 \leq x \leq 180$ 时,曲线 310 ~ 350 也可以用 $\cos(x/2)$ 来近似,当 x 在 180 度与 360 度之间时,可以用 $\cos(\pi - x/2)$ 来近似。这样,这些曲线 310 ~ 350 中的每条曲线均可以用函数 $\text{abs}(\cos(\Delta\phi/2))$ (或者用函数 $\cos(\Delta\phi/2)$, 和 $\cos(\pi - (\Delta\phi/2))$) 来近似,然后进行缩放,使得在 $\Delta\phi = 0$ 度时的值是基波电压矢量与三次谐波电压矢量 (V_1+V_3) 的最大归一化峰值合计大小 (A), 在 $\Delta\phi = 180$ 度时的值是其最小归一化峰值合计大小 (A), 并且当 $\Delta\phi$ 在 0 到 180 度之间时的值处在最小与最大归一化峰值合计大小 (A) 之间。

[0152] 如将在下面所描述的,可以通过获得这样的函数来对峰值合计大小 (A) 进行近似,即,对于任何基波电压矢量与三次谐波电压矢量的大小之比 (V_1/V_3), 该函数均产生在电压角度差 ($\Delta\phi$) 为 180 度时的端点值 (epv)。

[0153] 图 4 是显示标绘出端点值 (在 $\Delta\phi = 180$ 度时) 的曲线 410 的图,所述端点值是基波电压矢量与三次谐波电压矢量的大小之比 (V_1/V_3) 的函数。y-轴代表针对显示于 x-轴上的 V_1/V_3 比值的端点值。如以下将要描述的,可以借助于任何众所周知的曲线拟合、插值和 / 或平滑技术来对曲线 410 进行近似,以产生端点值函数 (EVF), 该函数是 V_1/V_3 的函数并近似曲线 410。

[0154] 图 5 是根据一个示例性实施例的、说明用于近似基波电压矢量与三次谐波电压矢量的峰值合计大小 (A) 的方法 500 的流程图。方法 500 用于在 θ_e 的所有可能值下,对相电压 (V_{ph}) 的峰值合计大小 (A) (例如,正弦相电压波形 (V_{ph}) 的电压峰值) 进行近似,其中峰值合计大小 (A) 是基波电压矢量与三次谐波电压矢量的总和。相电压 (V_{ph}) 可对应于图 1 和图 2 中电动机相 A...E 中的任一相的电压。总的相电压 (V_{ph}) 具有正弦波形,并且是基波电压矢量与三次谐波电压矢量的总和。因为这些矢量可以均为正值或者负值并且 V_{ph} 以之出现的角度是不相关的,可以将三次谐波电压加到基波电压上或者将三次谐波电压从基波电压中减去,因此当考虑全范围的输入值时不管它们是彼此相加还是相减均没有差异。在此实施例中,当执行三次谐波注入时,相电压 (V_{ph}) (对于任意相 a、b、c、d、e) 可以表示成如以下方程式 (24) 中所示。这涵盖了矢量相加的情况:

[0155]

$$V_{ph} = V_1 \cdot \cos(\theta_e) - V_3 \cdot \cos(3\theta_e + \Delta\phi) \quad (24)$$

[0156] 其中, V_{ph} 代表正弦相电压波形, V_1 是基波电压矢量的大小, V_3 是三次谐波电压矢量的大小, θ_e 是电角度位置 (θ_e), $\Delta\phi$ 是基波电压矢量的角度 (ϕ_1) 与三次谐波电压矢量的角度 (ϕ_3) 之间的电压角度差 ($\Delta\phi$) (即 $\phi_1 - \phi_3$)。电角度位置 (θ_e) 是转子位置的函数,其不一定是转子位置 (θ_r)。相反,电角度位置 (θ_e) 等于转子位置乘以一个因子,该因子是电机极对的数量 (P) (即,对于永磁电机来说, θ_e 等于 $P * \theta_r$, 或者对于感应电机来说, θ_e 等于 $P * (\theta_r + \text{滑动位置})$)。可以根据以上方程式 (10) 和 (11) 计算出基波电压矢量的大小 (V_1) 和基波电压角度 (ϕ_1), 并且根据以上方程式 (17) 和 (18) 计算出三次谐波电压矢量的大小 (V_3) 和三次谐波电压角度 (ϕ_3)。

[0157] 本文中所使用的术语“大小 (magnitude)”是与矢量表示 (vector representation) 结合使用的,而术语“峰值 (peak)”是与时域表示 (time domain

representation) 结合使用的术语。将相电压 (V_{ph}) 的大小以峰值 (与 RMS 值相反) 表示, 因此相电压 (V_{ph}) 的大小与相电压 (V_{ph}) 的峰值是相同的。V₁ 和 V₃ 分别是基波电压矢量和三次谐波电压矢量的大小。

[0158] 如上所述, 在一个常规计算中, 必须在一个电周期 (即, 其中 θ_r 的范围在 360 度内) 中对上述方程式 (24) 进行求值。这种求值是耗时且低效率的, 并且消耗大量的计算资源 (例如, DSP 处理量)。因此, 特别期望有一种更快且更有效率的近似相电压峰值 (A) 的替代方法。

[0159] 根据公开的实施例, 相电压 (V_{ph}) 的峰值可以被近似, 而不是被迭代地计算或运算出。在一个实施例中, 方法 500 可以用于近似相电压 (V_{ph}) 的峰值合计大小 (A)。

[0160] 方法 500 在步骤 510 开始, 在该步骤中, 根据基波电压矢量的大小 (V₁) 和三次谐波电压矢量的大小 (V₃) 计算出端点值 (epv)。在一个实施例中, 将基波电压矢量的大小 (V₁) 和三次谐波电压矢量的大小 (V₃) 输入至端点值函数 (EVF) (如上所述那样创建) 中, 以计算端点值 (epv)。端点值函数 (EVF) 是基波电压矢量与三次谐波电压矢量的大小之比 (V₁/V₃) 的函数。在一个非限制性的示例性实施例中, 利用如下方程式 (25) 来对 EVF 进行近似:

$$[0161] \quad EVF(x) = (a+x*(c+x*e))/(1.0+x*(b+x*d)) \quad (25)$$

[0162] 其中: $x = V_1/V_3$, 并且 a、b、c、d、e 的值是由曲线拟合程序所确定的系数。给定任何 V₁、V₃, 由 EVF 可以计算出端点值 (epv)。如将在下面所描述的, 一旦由 V₁/V₃ 获知端点值并且 $\Delta\phi$ 的值是已知的, 那么对于任何电角度 (θ) 的值来说均可以接近地对峰值合计大小 (A) 的值进行近似。以上的 EVF 仅仅是一个非限制性的实施例, 可以根据实施例及用于产生 EVF 的曲线拟合程序而使用许多其它的 EVF。以上所示的示例性 EVF, 在速度与精度之间提供了良好的折中。

[0163] 在步骤 520, 基于基波电压矢量的角度与三次谐波电压矢量的角度之间的电压角度差产生第一比例因子 (SF1)。在一个实施例中, 计算函数 $\sin(\Delta\phi/2)$ 的绝对值从而产生第一比例因子 (SF1), 其中 $\Delta\phi$ 是基波电压矢量的角度 (ϕ_1) 与三次谐波电压矢量的角度 (ϕ_3) 之间的电压角度差 ($\Delta\phi$)。因为第一个 180 度与最后一个 180 度彼此互为镜像, 所以函数 $\sin(\Delta\phi/2)$ 的绝对值被用于计算 SF1, 从而在计算 $\sin(\Delta\phi/2)$ 后将角度 $\Delta\phi$ “折回 (fold back)” 或限制在 0° 至 180° 的范围内 (即, 排除 180° 至 360° 的区间)。必须将上半部分折回到下半部分, 以便可以将相同方法用于所有角度。在示例性的实施例中, 这是通过采用绝对值而完成的。在步骤 520, 按如下方式计算出 SF1:

[0164]

$$SF1 = \left| \sin\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right) \right| \quad (26A)$$

[0165] 在一个替代的实施例 (图 5 中未示出) 中, 当电压角度差 ($\Delta\phi$) 在 0 至 180 度之间时, 可以通过确定第一正弦函数 (26B) 的值而产生第一比例因子, 其中第一正弦函数 (26B) 的值取决于电压角度差 ($\Delta\phi$); 当电压角度差 ($\Delta\phi$) 在 180 度和 360 度之间时, 可以通过确定第二正弦函数 (26C) 的值而产生第一比例因子, 其中第二正弦函数 (26C) 的值取决于 2π (360 度) 减去电压角度差 ($\Delta\phi$):

$$[0166] \quad SF1 = \sin\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right), \text{当 } 0 \leq \Delta\varphi \leq 180 \text{ 时} \quad (26B)$$

$$[0167] \quad SF1 = \sin\left(\frac{2\pi - \Delta\varphi}{2}\right), \text{当 } 180 < \Delta\varphi \leq 360 \text{ 时} \quad (26C)$$

[0168] 在步骤 530, 基于端点值 (epv) (来自步骤 510) 和第一比例因子 (SF1) (来自步骤 520) 来确定峰值电压的未缩放的近似值(\tilde{A})。在一个示例性实施例中, 将在步骤 510 所确定的端点值 (epv)、在步骤 520 所确定的第一比例因子 (SF1) 用在如以下方程式 (27) 所示的归一化函数 (NF) 中, 计算出峰值合计大小 (A) 的未缩放的近似值(\tilde{A}):

$$[0169] \quad \tilde{A} = (1 - \text{epv}) \cdot SF1 + \text{epv} \quad (27)$$

[0170] 在此实施例中, 步骤 530 在端点至 1.0 的范围内将 epv “归一化”为 1。具体地, SF1 乘以 (1-epv) 将 SF1 缩放到 1-epv 的范围, 而将 epv 加到该结果中则使其偏移至 epv 到 1 的范围。

[0171] 在步骤 540, 进一步基于第二比例因子 (SF2) 对未缩放的近似值(\tilde{A})进行缩放, 从而产生相电压 (Vph) 的近似峰值合计大小 (A)。进一步对未缩放的近似值(\tilde{A})进行缩放, 使得它具有与电压矢量相同的大小并且因此对应于正弦相电压波形 (Vph) 的峰值大小或者说“最大可能”值)。换句话说, 通过执行缩放, 而使近似的峰值合计大小 (A) 具有与电压矢量相同的大小。因此, 将未缩放的近似值(\tilde{A})乘以电压大小的最大可能值, 最大可能值是被定义成基波电压矢量的大小 (V1) 与三次谐波电压矢量的大小 (V3) 的总和的第二比例因子 (SF2)。在步骤 540 所执行的处理可以表示在如下的方程式 (28) 中:

$$[0172] \quad A = (V1 + V3) \cdot \tilde{A} \quad (28)$$

[0173] 其中, V1+V3 是第二比例因子 (SF2)。

[0174] 正如现在将在一个实例中所说明的, 这个近似的峰值合计大小 (A) 非常接近地近似于基波电压矢量 (V1, $\varphi1$) 与三次谐波电压矢量 (V3, $\varphi3$) 的峰值合计大小 (A)。

[0175] 示例性实施例

[0176] 在一个现在将描述的具体实施例中, EVF 中所使用的值为: a = 1.000651949078879、b = 1.054570818039014、c = 0.5501079806417199、d = 0.02689414501158193、以及 e = 0.0515812426870589。指定了 EVF 之后, 可以执行用于近似峰值合计大小 (A) 的方法 500, 现在将参照图 3 和图 4 进行描述。在此实例中, 将假设 V1 为 1.5, V3 为 0.5, $\Delta\varphi$ 为 90 度; 在此情况下, 图 3 显示相电压 (Vph) 的峰值合计大小 (A) 约为 0.92。

[0177] 将方法 500 应用于这些给定值, 基波电压矢量与三次谐波电压矢量的大小之比 (V1/V3) (x) 将为 3.0, 计算出的端点值 (epv) 为 0.70709, 该值与图 3 的曲线 350 的 epv 是一致的。将第一比例因子 (SF1) 计算为函数 $\text{sine}(\Delta\varphi/2)$ 的绝对值, 在此实例中该函数是 $\text{sine}(45^\circ)$, 即 0.7071068。然后, 将端点归一化函数 (ENF) 应用于端点值 (epv) (0.70709) 和第一比例因子 (0.7071068), 从而产生峰值电压的未缩放的近似值(\tilde{A}), 该近似值在本实例中为 0.9142 (即, $0.7071068 \times (1.0 - 0.70709) + 0.70709$)。

[0178] 利用方法 500 计算出的这个基波电压矢量与三次谐波电压矢量的峰值合计大小 (A) 的未缩放的近似值(\tilde{A}) (0.9142) 非常接近于 0.92 (由图 3 中的曲线近似得到的) 的近

似峰值合计大小 (A)。0.92 是被归一化到 1 的值,但是它还未被缩放。接着,进一步对该未缩放的近似值(\tilde{A})进行缩放,从而产生相电压 (Vph) 的近似峰值合计大小 (A)。在此实例中,可以将峰值电压的未缩放的近似值(\tilde{A}) (0.9142) 乘以第二比例因子 (SF2) (2.0)。这样得到 1.8284 的近似峰值合计大小 (A),其接近于对于 θ_e 的所有值的得自上述方程式的相电压 (Vph) 最大值。

[0179] 图 6 是说明根据另一个示例性实施例的、用于近似基波电压矢量与三次谐波电压矢量的峰值合计大小 (A) 的另一个方法 600 的流程图。除了在此示例性实施例中将相电压 (Vph) 表示成如方程式 (29) 中所示以外,方法 600 类似于方法 500。如上所述,因为基波电压 (V1) 矢量和三次谐波电压 (V3) 矢量可以均为正值或负值,三次谐波电压 (V3) 可以加到基波电压 (v1) 上或者从基波电压 (v1) 中减去,因此当考虑全范围的输入值时不管它们是彼此相加还是相减均没有差异。在此实施例中,可以将相电压 (Vph) (对于任何相 a、b、c、d、e) 表示为如以下方程式 (29) 中所示,其涵盖了矢量相加的情况:

[0180]

$$V_{ph} = V1 \cdot \cos(\theta_e) + V3 \cdot \cos(3\theta_e + \Delta\varphi) \quad (29)$$

[0181] 这里,相电压 (Vph) 是基波电压矢量与三次谐波电压矢量的总和,而不是如图 5 的方程式 (24) 所示它们之间的差。

[0182] 根据此实施例,方法 500 中的步骤 510、530 和 540 与方法 600 的步骤 610、620 和 640 相同。然而,在方法 600 中,可以利用不同的方程式来产生 / 计算第一比例因子。例如,在一个实施例中,在步骤 620 计算出函数 $\cos(\Delta\varphi/2)$ 的绝对值,从而产生第一比例因子 (SF1)。函数 $\cos(\Delta\varphi/2)$ 的绝对值用于计算 SF1,从而在计算 $\cos(\Delta\varphi/2)$ 之后将角度 φ “折回”或限制于 0° 到 180° 的范围内(即,排除 180° 至 360° 的区间)。在步骤 620,可以按以下方程式 (30A) 中所示计算出 SF1:

[0183]

$$SF1 = \left| \cos\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right) \right| \quad (30A)$$

[0184] 在一个替代的实施例(图 6 中未示出)中,当电压角度差($\Delta\varphi$)在 0 度和 180 度之间时,可以通过确定第一余弦函数 (30B) 的值而产生第一比例因子,其中第一余弦函数 (30B) 的值取决于电压角度差($\Delta\varphi$);当电压角度差($\Delta\varphi$)在 180 度和 360 度之间时,通过确定第二余弦函数 (30C) 的值而产生第一比例因子,其中第二余弦函数 (30C) 的值取决于 2π (360 度) 减去电压角度差($\Delta\varphi$):

$$[0185] \quad SF1 = \cos\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right), \text{当 } 0 \leq \Delta\varphi \leq 180 \text{ 时} \quad (30B)$$

$$[0186] \quad SF1 = \cos\left(\frac{2\pi - \Delta\varphi}{2}\right), \text{当 } 180 < \Delta\varphi \leq 360 \text{ 时} \quad (30C)$$

[0187] 一旦相电压 (Vph) 的近似峰值合计大小 (A) 已被确定,那么它可以用于许多不同的目的,现在将参照图 7 来描述这些目的中的一些,它是根据公开实施例之一的相电压监测系统 700 的方框图。可以与多相系统(如图 1 中所示的系统 100)相结合来实施相电压监测系统 700。

[0188] 相电压监测系统 700 包括基波电压矢量计算模块 710、三次谐波电压矢量计算模块 720、近似模块 730、和比较器模块 740。

[0189] 基波电压矢量计算模块 710 基于由图 1 的同步坐标系电流调节器所产生的基波 d- 轴电压指令信号 (V_{d1}^*) 172 和基波 q- 轴电压指令信号 (V_{q1}^*) 174 而产生基波电压矢量。如上所述,基波电压矢量具有大小 (V_1) 722、和角度(ϕ_1) 724。类似地,三次谐波电压矢量计算模块 720 基于三次谐波 d- 轴电压指令信号 (V_{d3}^*) 173、和三次谐波 q- 轴电压指令信号 (V_{q3}^*) 175 而产生三次谐波电压矢量。三次谐波电压矢量具有大小 (V_3) 726、和角度(ϕ_3) 728。如上所述,基于基波电压矢量的大小 (V_1)、三次谐波电压矢量的大小 (V_3)、电角度位置 (θ) 732、以及电压角度差 ($\Delta\phi$) 来限定相电压 (V_{ph}) 波形;其中电角度位置 (θ) 732 是转子位置 (θ_r) 的函数,电压角度差($\Delta\phi$)是基波电压矢量的角度(ϕ_1) 724 与三次谐波电压矢量的角度(ϕ_3) 728 之间的电压角度差。

[0190] 近似模块 730 接收有关矢量的信息,并且对相电压 (V_{ph}) 波形的峰值合计大小 (A) 进行近似。具体地,近似模块 730 产生相电压 (V_{ph}) 波形的近似峰值合计大小 (A) 735,该近似峰值合计大小 (A) 大致对应于相电压 (V_{ph}) 波形的峰值合计大小 (A)。

[0191] 为了产生近似的峰值合计大小 (A) 735,近似模块 730 可以执行如以上参照图 5 或图 6 中所描述的步骤。这样,近似模块 730 可以根据基波电压矢量的大小 (V_1) 和三次谐波电压矢量的大小 (V_3) 计算出端点值 (epv)。近似模块 730 可以确定基波电压矢量的角度 (ϕ_1) 724 与三次谐波电压矢量的角度(ϕ_3) 728 之间的电压角度差($\Delta\phi$),然后确定把该电压角度差的一半应用到正弦或余弦函数时该正弦或余弦函数的绝对值,从而产生第一比例因子 (SF1)。近似模块 730 可以把端点值 (epv) 和第一比例因子 (SF1) 应用到归一化函数 (NF),该归一化函数 (NF) 计算相电压 (V_{ph}) 波形的峰值的未缩放近似值(\tilde{A})。然后,基于第二比例因子 (SF2) 对这个未缩放的近似值(\tilde{A})进行缩放,其中第二比例因子 (SF2) 代表相电压 (V_{ph}) 波形的最大的最大可能值,从而产生相电压 (V_{ph}) 波形的近似峰值合计大小 (A),该近似峰值合计大小 (A) 大致对应于相电压 (V_{ph}) 波形的峰值合计大小 (A)。

[0192] 比较器模块 740 确定相电压 (V_{ph}) 波形的近似峰值合计大小 (A) 735 是否大于或等于可由逆变器模块 110 得到的相电压的最大可得值 (V_{phmax}) 737,该最大可得值是直流链电压 (V_{dc}) 中的电压和电机转速 (ω_r) 的函数。例如,可监测相电压的峰值 (A) 以确定何时电流调节器输出达到最大相电压 (V_{phmax}) 的值 737,从而确保相电压不超过可用最大电压 (V_{phmax}) 的值 737。

[0193] 例如,相电压 (V_{ph}) 的峰值合计大小 (A) 代表了可用于调节相电流 ($I_a \dots I_e$) 122 ~ 126 的最大峰值电压。在一个实施例中,在将以下信号提供至同步电流调节器模块 170 之前,弱磁算法 (图 1 中未示出) 可以利用该峰值合计大小 (A) 来修改由转矩-电流映射模块 140 所产生的基波 d- 轴电流指令信号 (I_{d1}^*) 142、三次谐波 d- 轴电流指令信号 (I_{q3}^*) 143、基波 q- 轴电流指令信号 (I_{q1}^*) 144、和三次谐波 q- 轴电流指令信号 (I_{q3}^*) 145,以确保同步电流调节器模块 170 不超过可用的最大相电压 (V_{phmax}) 的值 737。例如,当确定达到了可用最大相电压 (V_{phmax}) 的值 737 时,可以对电流调节器模块 (在同步电流调节器 170 中) 进行箝制 (clamp)、和 / 或改变电流指令以使它不被超过。当电压峰值 (A) 接近可用的最大相电压 (V_{phmax}) 的值 737 时,可以调整电流指令 142 ~ 146 以防

止电压峰值 (A) 超过可用的最大相电压 (V_{phmax}) 的值 737。在其它实施例中,当电压峰值 (A) 接近可用的最大相电压 (V_{phmax}) 的值 737 时,可以对电流调节器模块进行箝制,使得来自电流调节器模块的输出指令电压保持恒定,从而防止电压峰值 (A) 超过可用的最大相电压 (V_{phmax}) 的值 737。在又一实施例中,可以执行这两种方法的组合。

[0194] 这样,公开的实施例可以应用于执行三次谐波电流 / 电压注入的多相系统,从而快速地近似出基波电压矢量与三次谐波电压矢量的任意组合的相电压峰值。因为该近似方法是非常快的 (与实际计算相反),所以可以在分配给各 PWM 周期的时间内确定相电压 (V_{ph}) 波形的近似峰值合计大小 (A)。换句话说,因为缩短了控制回路的执行时间,所以这允许 PWM 开关频率提高或者增加到这样的 PWM 开关频率,即该 PWM 开关频率比在迭代计算峰值电压的其它实施例中的要快。例如,与迭代计算相比,一些实施例可以把控制回路的执行时间缩短至少 25%。这也便于使用更高的开关频率,而不超过执行三次谐波注入的多相电机所需的执行控制计算的可用时间。

[0195] 例如,因为公开的技术可以用于在各 PWM 周期期间计算相电压 (V_{ph}) 波形的近似峰值合计大小 (A),这也允许当多相电机在其弱磁区域中以中到高速运行时实时地执行弱磁控制算法,而不超过执行控制计算的可用时间。当电机在弱磁区域中运行时这是尤其重要的,因为重要的是控制该电机以使电机功率和效率最大化,以便在任何可能的时候使用最大相电压 (V_{phmax}) 但却不超过该最大相电压。这样,相电压 (V_{ph}) 的峰值合计大小 (A) 可以用于执行弱磁算法,并且有助于确保相电压不超过可用的最大相电压 (V_{phmax})。

[0196] 应当观察到,公开的实施例主要存在于与近似多相系统中相电压 (V_{ph}) 波形的峰值合计大小 (A) 相关的方法步骤与装置元件的组合中。上文从功能性和 / 或逻辑块元件 (或者模块) 以及各种处理步骤方面,对一些实施例和应用例进行了描述。本领域技术人员将会理解,结合这些实施例所描述的各种说明性的逻辑块、模块和步骤可以实施为电子硬件、计算机软件、固件或者其组合。

[0197] 为了清楚地说明硬件和软件的这种互换性,已经在上文从它们的功能方面对各种元件、逻辑块、模块和步骤进行了总体描述。上述功能是被实施为硬件还是软件,这取决于具体用途和加在总系统上的设计约束。虽然存在可能相当大的努力和因例如可用时间、目前技术及经济上的考虑而导致的许多设计选择,但是本领域普通技术人员当被本文所公开的概念和原理所指导时将容易地能够用最少的实验而产生软件指令和程序以及 IC。对于每个特定用途,本领域技术人员可用不同的方法来实施所述功能,但是这样的实施决定不应被解释成导致脱离本发明的范围。

[0198] 将可理解的是,可以利用一个或多个常规处理器以及控制该一个或多个处理器的唯一存储的程序指令,与某些非处理器电路相结合,执行如本文中所描述的用于近似多相系统中的相电压 (V_{ph}) 波形的峰值合计大小 (A) 的功能中的一些、大部分或者全部,来实施本文中所描述的本发明实施例。这样,这些功能可被解释为用于近似多相系统中相电压 (V_{ph}) 波形的峰值合计大小 (A) 的方法的步骤。

[0199] 本文所述的各种说明性的逻辑块、模块和步骤,也可以利用被设计用来执行本文所述功能的通用处理器、数字信号处理器 (DSP)、专用集成电路 (ASIC)、现场可编程门阵列 (FPGA) 或者其它可编程逻辑器件、离散门或晶体管逻辑、离散硬件元件、或者其任意组合而实施或执行。通用处理器可以是微处理器,但是可替代地,该处理器可以是任何常规的处理

器、控制器或微控制器。处理器也可以被实施为计算装置的组合,例如 DSP 与微处理器的组合、多个微处理器、与 DSP 芯相结合的一个或多个微处理器、或者任何其它这样的配置。可替代地,部分或所有功能可以由没有存储的程序指令的状态机来执行,其中各功能或者某些功能的一些组合被实施为定制逻辑 (custom logic)。当然,可以采用这些方法的组合。在一些实施例中,当执行本文所述各种元件、模块、步骤和其它逻辑中的部分或全部时,可以利用模拟和 / 或数字电路、离散或集成的模拟或数字电子电路或者其组合、一个或多个专用集成电路 (ASIC)、一个或多个微处理器、和 / 或一个或多个基于数字信号处理器 (DSP) 的电路。

[0200] 结合本文所公开实施例而描述的算法或方法的步骤,可以实施于由处理器所执行的软件模块中。软件模块可存在于 RAM 存储器、闪速存储器、ROM 存储器、EPROM 存储器、EEPROM 存储器、寄存器、硬盘、可拆卸盘、CD-ROM、或者本技术领域中所知的任何其它形式的存储介质。示例性的存储介质联接到处理器,使得处理器可以从存储介质中读出信息以及将信息写入存储介质。可替代地,存储介质可以与处理器成为一个整体。

[0201] 在此文件中,关系术语 (如第一和第二等) 可仅仅用于将一个实体或行为区别于另一个实体或行为,而不必要求或暗示在这种实体或行为之间任何实际的这种关系或者顺序。序数词 (如“第一”、“第二”、“第三”等) 仅仅表示多个中的不同的个体,并不暗示任何顺序或次序,除非由权利要求语言具体限定。任何权利要求中记述内容的顺序并不暗示处理步骤必须按照根据这种顺序的时间次序或逻辑次序来执行,除非由权利要求的语言具体限定。在不脱离本发明范围的情况下,处理步骤可以按任意顺序进行互换,只要该互换不与权利要求的语言相矛盾或者不在逻辑上无意义。

[0202] 此外,取决于上下文,在描述不同元件之间的关系时所使用的词语如“连接”或者“联接到”并不暗示在这些元件之间必须形成直接的物理连接。例如,两个元件可以通过一个或多个额外的元件而以物理、电子、逻辑的方式或者以任何其它方式彼此连接。

[0203] 虽然已在上述详细描述中给出了至少一个示例性实施例,但是应当理解的是还存在大量的变型。也应当理解的是,示例性实施例仅仅是实例,而不是意图以任何方式来限制本发明的范围、应用或配置。相反,上面的详细描述将为本领域技术人员提供一个用于实施示例性实施例的方便的路线图。应当理解的是,在不脱离所附权利要求及其法律等同物中所陈述的本发明范围的情况下,可以在元件的功能和布置上作出各种变化。

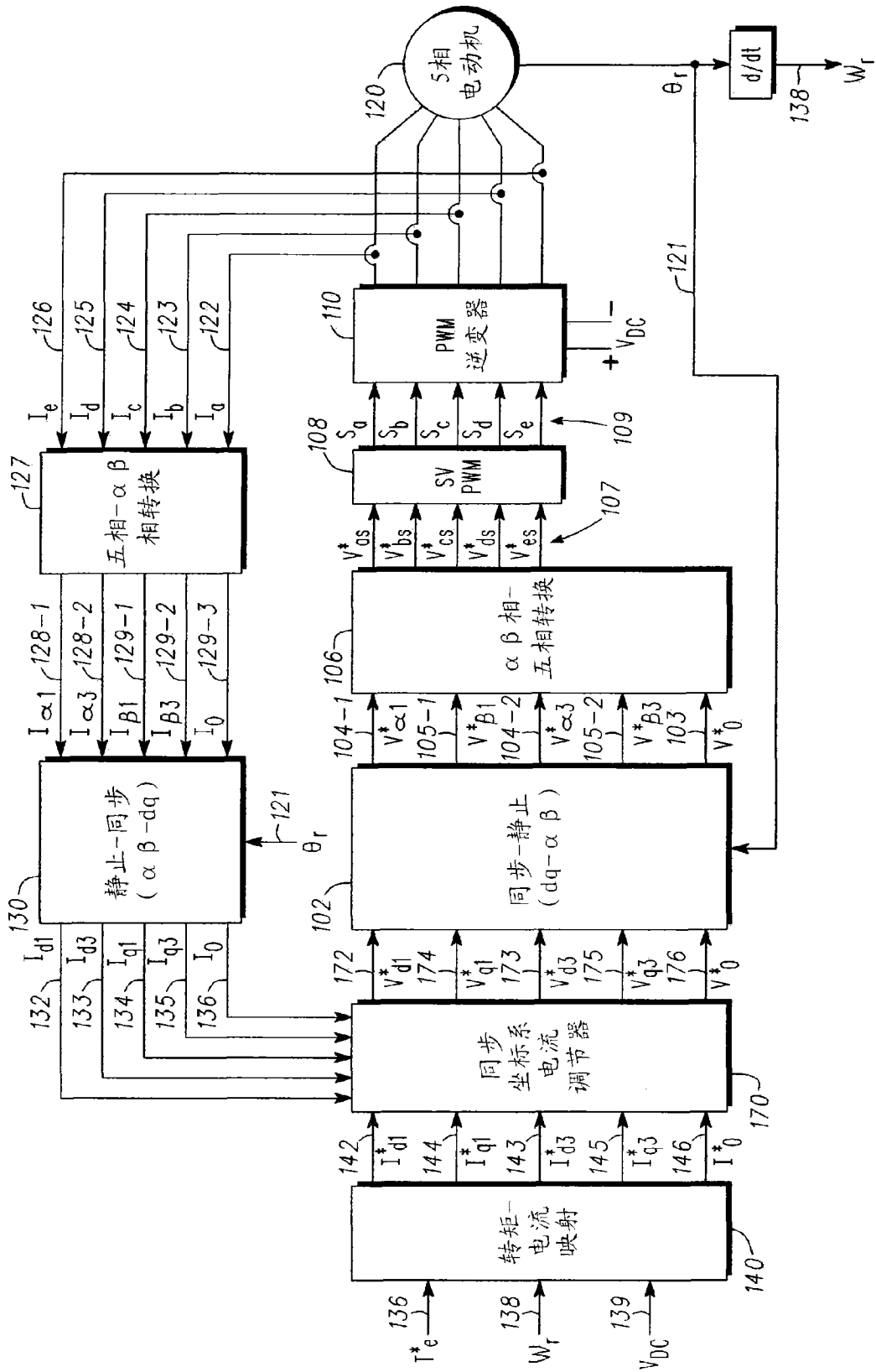


图 1

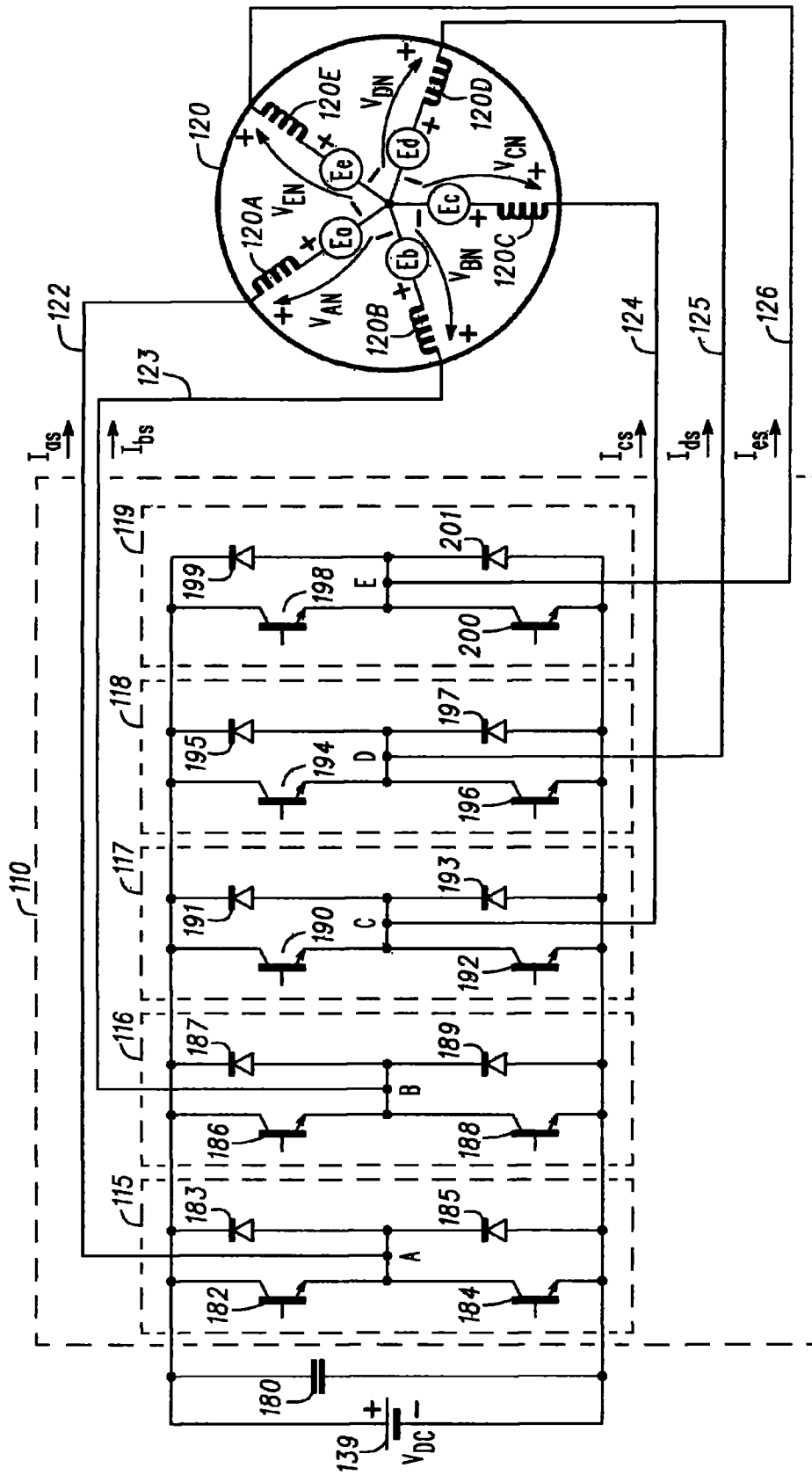


图 2

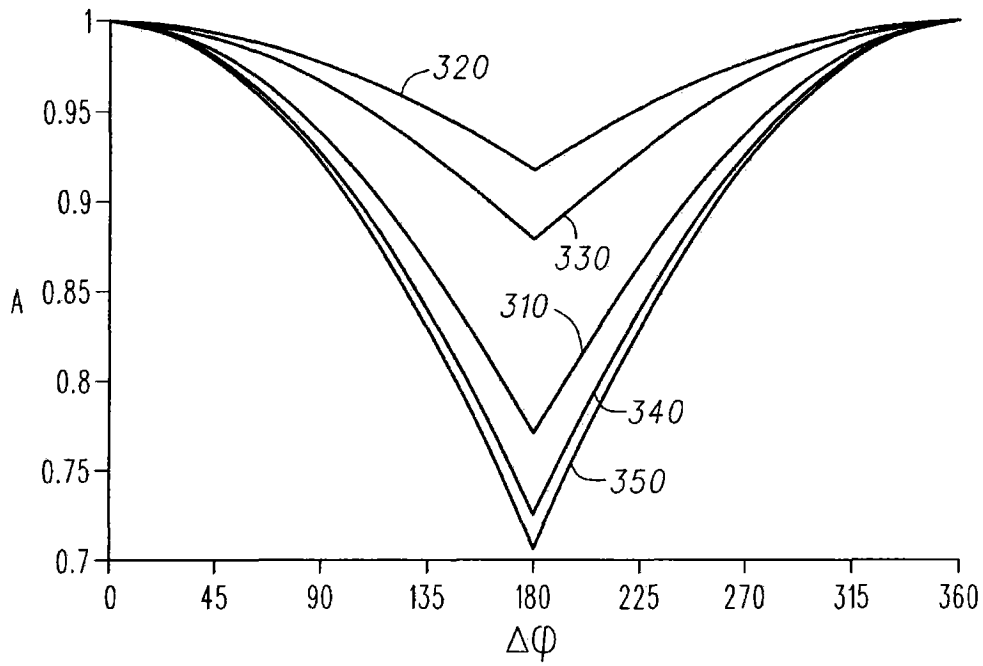
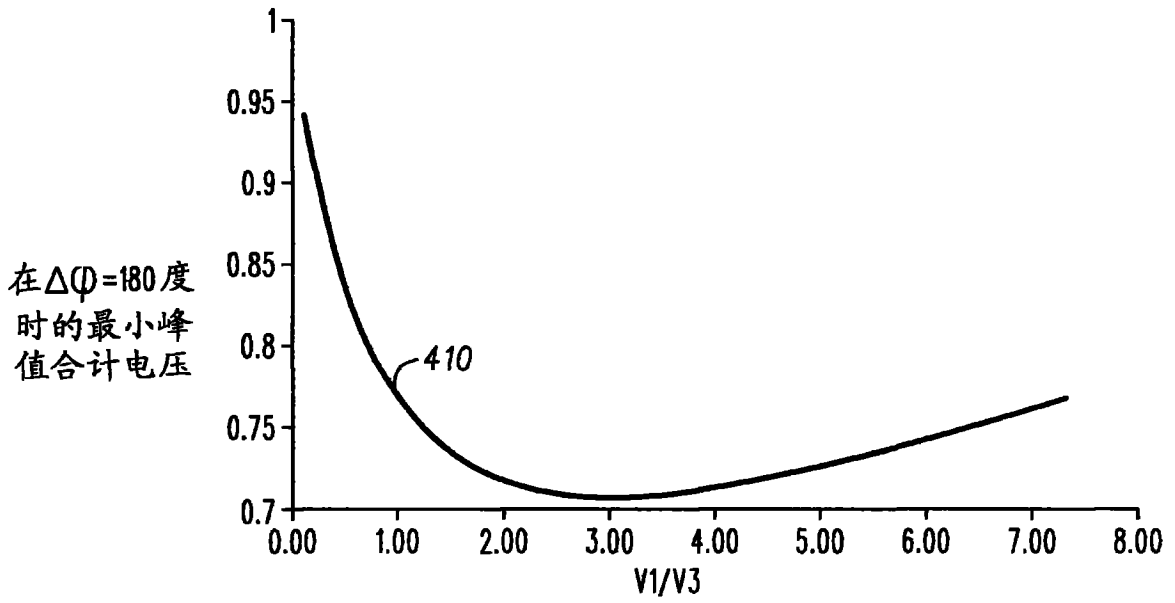


图 3



在 $\Delta\phi=180$ 度时的最小峰值合计电压

图 4

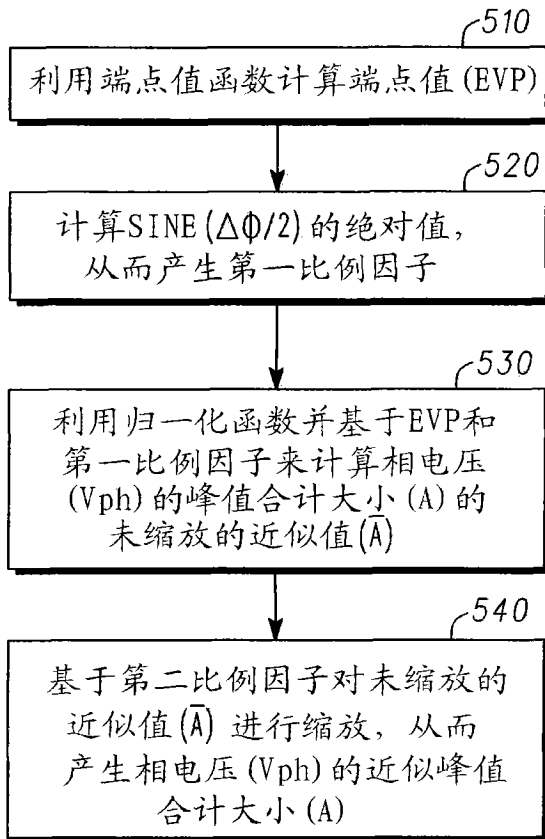


图 5

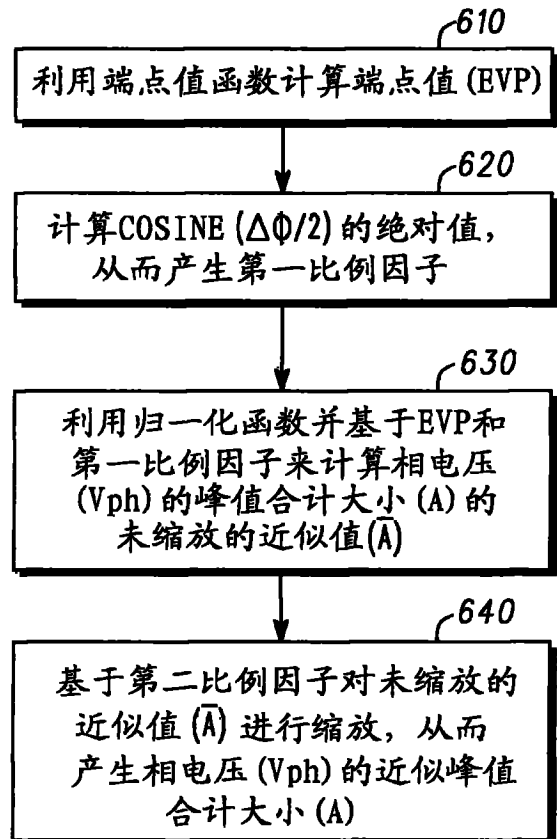


图 6

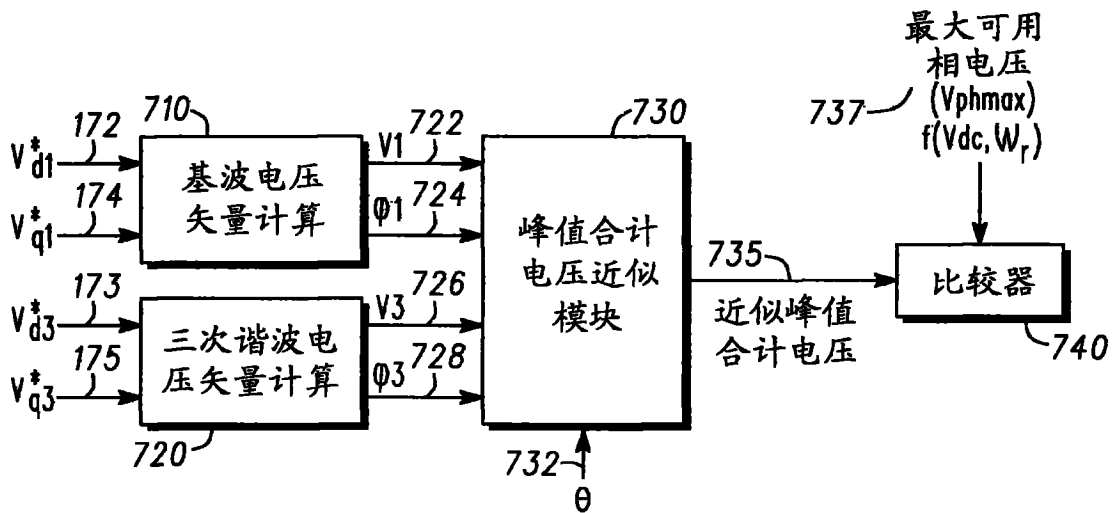


图 7