



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101449052 B

(45) 授权公告日 2011. 10. 05

(21) 申请号 200780010530. 2

(51) Int. Cl.

(22) 申请日 2007. 03. 23

F02N 11/04 (2006. 01)

H02P 9/00 (2006. 01)

(30) 优先权数据

60/785, 363 2006. 03. 24 US

11/452, 236 2006. 06. 14 US

(56) 对比文件

US 5920162 A, 1999. 07. 06,

US 5015941 A, 1991. 05. 14,

US 5546742 A, 1996. 08. 20,

US 4939441 A, 1990. 07. 03,

CN 1653262 A, 2005. 08. 10,

EP 1510691 A, 2005. 03. 02,

(85) PCT申请进入国家阶段日

2008. 09. 24

(86) PCT申请的申请数据

PCT/US2007/007192 2007. 03. 23

(87) PCT申请的公布数据

W02007/111970 EN 2007. 10. 04

审查员 闫周

(73) 专利权人 通用电气航空系统有限责任公司

地址 美国密歇根州

(72) 发明人 黄豪 戴维·卡里皮德斯

穆罕麦德·阿巴斯 戴维·休

(74) 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

11105

代理人 封新琴

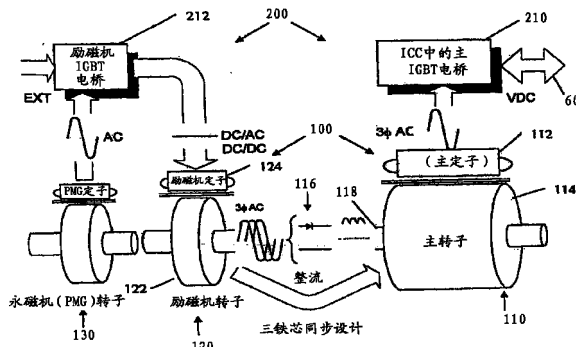
权利要求书 1 页 说明书 10 页 附图 7 页

(54) 发明名称

航空发动机起动器 / 发电机以及控制器

(57) 摘要

一种航空器起动和发电系统包括起动器 / 发电机, 该起动器 / 发电机包括主电机、励磁机以及永磁发电机。所述系统还包括逆变器 / 变流器 / 控制器, 被连接到所述起动器 / 发电机并产生 AC 功率以在起动模式下驱动所述起动器 / 发电机用于起动所述航空器的原动机, 以及把在所述原动机已被起动之后从所述起动器 / 发电机获得的 AC 功率转化为所述起动器 / 发电机的发电模式下的 DC 功率, 所述励磁机包括定子和转子, 其中所述励磁机转子子包括三相 AC 绕组。



1. 一种航空器起动和发电系统,包含:

起动器 / 发电机,包括主电机、励磁机以及永磁发电机 ;和

逆变器 / 变流器 / 控制器,被连接到所述起动器 / 发电机并产生 AC 功率以在起动模式下驱动所述起动器 / 发电机用于起动所述航空器的原动机,以及在所述起动器 / 发电机的发电模式下在所述原动机已被起动之后将从所述起动器 / 发电机获得的 AC 功率转化为 DC 功率,所述逆变器 / 变流器 / 控制器包括接触器,

其中所述励磁机包括定子和转子,其中所述励磁机定子包括绕组,该绕组被配置成和所述接触器结合工作以在所述起动模式下起到 AC 绕组的作用,并且被配置成和所述接触器结合工作以在所述发电模式下起到 DC 绕组的作用。

2. 如权利要求 1 的航空器起动和发电系统,其中,所述逆变器 / 变流器 / 控制器包含:

主绝缘栅双极晶体管电桥,被连接到所述主电机的主定子 ;和

励磁机绝缘栅双极晶体管电桥,被连接到所述励磁机的励磁机定子。

3. 如权利要求 1 的航空器起动和发电系统,其中,所述起动器 / 发电机还包含:

全波或半波整流器 ;和

其中所述全波或半波整流器设置在所述励磁机转子的轴上,并随着所述励磁机转子的轴的旋转而旋转。

4. 如权利要求 2 的航空器起动和发电系统,其特征在于,所述接触器在所述起动模式期间提供励磁机绝缘栅双极晶体管电桥和励磁机定子的连接。

航空发动机起动机 / 发电机以及控制器

[0001] 本申请要求 2006 年 3 月 24 日提交的 Huang 等的美国临时专利申请号 No. 60/785, 363 以及 2006 年 6 月 14 日提交的 Huang 等的美国非临时专利申请号 No. 11/452, 236 的优先权, 这些申请的内容全部由此以参考的方式被并入。

技术领域

[0002] 本发明一般涉及一种在起动机模式下把电能转化为机械能和在发电模式下把机械能转化为电能的双向能量转化无刷电气旋转设备的组合。特别地, 本发明涉及一种高功率密度的航空发动机起动机和发电系统, 该系统包括三个电机机组、起动机 / 发电机 (S/G) 以及在此被称为逆变器 / 变流器 / 控制器 (ICC) 的基于 IGBT 的数字控制设备。而且, 本发明涉及除去基于 S/G 的绕线磁场同步机的转子位置传感器, 结果形成一种无传感器 (sensorless) 控制的 S/G 和 ICC 系统。

背景技术

[0003] 目前存在用于航空器的起动机发电机系统, 这些系统被用来起动机航空发动机以及在发电模式下在航空发动机已被起动机之后利用该航空发动机以因此给所述航空器上的动力系统提供电能。例如, 授予 William Shilling 等的美国专利申请号 No. 4, 743, 777 中描述了具有两个定子励磁绕组的起动机发电机系统, 其包括可变压、可变频的功率变流器, 该功率变流器被交流地连接以驱动作为起动机马达的电动机或者以在发电机运行过程中从所述机械接收电能。授予 Madan Bansal 等的美国专利号 No. 5, 587, 647 中描述了一种双输出、同步感应的起动机 / 发电系统。所述 Bansal 系统包括被相互耦接到轴的同步发电机和感应电动机 / 发电机, 其中所述轴被外部原动机例如航空发动机驱动。所述 Bansal 系统还包括整流器 / 逆变器, 该整流器 / 逆变器允许双向的功率通量以实现发电以及所述航空发动机的电起动机。

[0004] 尽管上述的现有技术起动机航空发动机中以及在一旦所述发动机已被起动机由所述航空发动机发电中是有帮助的, 但是希望产生一种在起动机模式或 / 和发电模式下具有更高功率密度、更高效率以及更高动力性能之一的系统。

发明内容

[0005] 根据本发明的至少一个方面, 存在一种包括起动机 / 发电机 (S/G) 和逆变器 / 变流器 / 控制器 (ICC) 的航空发动机的起动机 / 发电机系统, 其中所述起动机 / 发电机系统与本领域内的传统系统相比在起动机模式或 / 和发电模式下具有更高功率密度、更高效率以及更高动力性能。

[0006] 所述 S/G 包括三个电机: 主电机、励磁机以及永磁发电机 (PMG)。可以是基于 IGBT 的逆变器 / 变流器 / 控制器以及是数字控制的双向电子设备的 ICC 被连接到所述 S/G 的主电机的定子绕组的输入 / 输出端。所述电子设备产生交流电以在起动机模式下驱动所述 S/G 并在发电模式下把所述交流电转化为所述航空器上需要的直流电。

[0007] 第一实施例包括至少 S/G 系统的两个方面,该两个方面使所述整个系统的重量更轻、性能更优越。所述第一方面是双功能的励磁机定子,该励磁机定子含有和位于所述 ICC 中的接触器一起工作的绕组。在起动模式过程中,所述绕组通过所述接触器被配置成交流的三相绕组,在发电过程中,所述绕组通过同样的接触器被配置成单个的直流绕组。不必在所述电机上增加显著的尺寸和重量,所述双交流和直流功能的绕组分别能满足起动和发电模式的需要。所述第二方面是除去在起动模式和发电模式下用于功率电子开关的换向的传统的机械式位置传感器。这显著减小了所述 S/G 的尺寸和重量。

[0008] 第二实施例致力于所述 S/G 系统的起动模式,包括五个方面,与本领域内的传统方法相比,该五个方面在起动模式下起到使所述 S/G 具有更好的力矩密度的作用。所述第一方面是在所述感应电机的制动模式下被配置和控制的励磁机定子的三相交流绕组。实现零速无传感器的方法对应于该实施例的第二相关方面。所述第三方面是自动磁场的衰减机构,该机构被研发成以在起动模式下把所述逆变器很好的保持在脉宽调制 (PWM) 区域内以及在遍及整个的速度范围内保持有效的电流调整。所述第四方面是把自动场衰减和近似统一的功率因数控制策略相结合,以便当所述逆变器电压饱和时实现高速下的更高功率密度。所述第五方面是矢量控制策略与负的 d- 轴电流分布相结合,其中所述负的 d- 轴电流分布反向对准所述主电机的场电流以产生最大的磁阻转矩从而克服由所述磁饱和引起的转矩限制。所述方法与传统方法相比增加了所述 S/G 的转矩密度。

[0009] 第三实施例致力于所述 S/G 系统的发电模式,包括四个方面。所述第一方面是关于由所述励磁变流器数字控制组件 240 和主变流器数字控制组件 230 控制的有源和无源整流可配置性,所述主 IGBT/ 二极管电桥可变为无源整流器或有源整流器,取决于所述应用。所述第二方面致力于所述 IGBT 变流器的控制,该 IGBT 变流器把自动场修改和过调制结合以实现 IGBT 发电模式运行的最佳效率。所述第三方面是在发电模式过程中提供 IGBT 整流方法。所述 IGBT 整流基于电压模式的无传感器,它是用在起动模式下的类似无传感器方法。所述第四方面致力于在吸收进入所述电机的 DC 总线上的过剩能量方面实现再生、同时调整所述总线电压。

附图说明

[0010] 当参照下面的详细描述以及所述附图时,本发明的上述优点和特征将变得很明显,其中:

[0011] 图 1 是本发明的整个 S/G 和 ICC 发动机起动和发电系统的直观图;

[0012] 图 2 是本发明的整个 S/G 和 ICC 发动机起动和发电系统的方框图;

[0013] 图 3 是起动模式下本发明的 S/G 和 ICC 的方框图;

[0014] 图 4 是发电模式下本发明的 S/G 和 ICC 的方框图;

[0015] 图 5 是本发明的 S/G 的剖视图;

[0016] 图 6A 和 6B 是本用于发明的 ICC 的壳体的立体图;

[0017] 图 7 是由高注频的无传感器方法估计的主转子角的图表;

[0018] 图 8 是表示发电和再生模式下由励磁机和主数字控制组件控制的矢量和主电机的关系的矢量图。

具体实施方式

[0019] 下面将参照附图详细描述本发明。本发明涉及双向的能量转化、无刷、电动旋转设备,该设备在起动模式下把电能转化为机械能以及在发电模式下把机械能转化为电能。

[0020] 相对于所述 S/G 和 ICC 发动机起动和发电系统的总结构,接着描述本发明的第一实施例。所述第一实施例包括至少两方面,下面要详细描述。

[0021] 所述第一实施例的 S/G 和 ICC 发动机起动和发电系统 50 包括 S/G100 和 ICC200。如图 1、图 2 和图 5 所示, S/G100 是三个电机的结合,这三个电机是主电机 110、励磁机 120 和永磁电机 130。该布置被成为三电机机组。所述主电机 110 可以是所述第一实施例的一个可能实施中的凸极式同步电机。主电机 110 的定子 112 连接到所述 ICC200 的主 IGBT/ 二极管电桥 210。主电机 110 的转子 114 连接到位于主电机转子 114 的轴 118 内部的全波或半波旋转整流器 116 的输出端。励磁机转子 122 具有连接到所述旋转整流器 116 的输入端的三相绕组,励磁机定子 124 包括直流绕组和通过如图 2 所示的接触器 220 连接到 ICC200 的励磁机 IGBT/ 二极管电桥 212 的三相交流绕组,因此图 2 提供 S/G 和 ICC 系统 50 的方框图,重点放在构成 IGBT/ 二极管电桥 210 和励磁机 IGBT/ 二极管电桥 212 的部件上。

[0022] 如图 2 所示的 ICC200 包括两个 IGBT/ 二极管电桥:主电桥 210 和励磁机电桥 212。主电桥 210 和励磁机电桥 212 也被分别称为主逆变器 / 变流器和励磁机逆变器 / 变流器。每个由数字控制组件控制。控制主 IGBT/ 二极管电桥 210 的组件被称为主数字控制组件 230。另外,在起动模式下还被称为起动机逆变器数字控制组件和在发电模式下还被称为发电机逆变器数字控制组件。控制励磁机 IGBT/ 二极管电桥 212 的组件被称为励磁机数字控制组件 240。另外,在起动模式下还被称为起动机逆变器数字控制组件和在发电模式下还被称为发电机逆变器数字控制组件。主数字控制组件 230 及其嵌入的软件控制主电桥 210,该主电桥 210 在起动模式下产生交流电以驱动所述 S/G 并在发电模式下把所述交流电转化为所述航空器上要求的直流电的电能。此高集成的方法与传统的 S/G 系统相比结果形成重量轻、简单和可靠的系统。

[0023] 图 6A 和 6B 是所述第一实施例的 ICC200 的详细立体图,这样它可以被封装在可被安装在航空器舱上的壳体 600 内。在壳体 600 内的是冷却板 610(用于热散热和 / 或去除)、主 IGBT/ 二极管电桥 210、励磁机 IGBT/ 二极管电桥 212、主和励磁机数字控制组件 230, 240、滤波器帽组件 620、感知组件 630 以及 270VDC 输出端接线盒 640(设置在壳 600 的外表面上,从而给所述航空器内的其他部件提供 270VDC)。

[0024] S/G 和 ICC 发动机起动和发电系统 50 具有两个工作运行模式:起动模式和发电模式。在起动模式下 S/G 和 ICC 系统 50 是由单独的电源 VDC60 供电,因此单独的电源 VDC60 的连接如图 1 和 2 所示。主电机 110 在起动模式下用作三相绕线磁场凸极式同步电机。两种事情必需发生以便在所述同步电机的轴处产生转矩。第一步是把三相交流电流输入到主定子 112 的三相绕组,第二步是给主转子 114 提供励磁电流。主定子 112 的电流频率被提供以便与所述主电机的速度成比例。三相交流电流是由主 IGBT/ 二极管电桥 210 提供的。由所述三相电流产生的旋转磁场与由主转子 114 产生的电磁场相互作用,因此在主转子 114 的轴处产生机械转矩。

[0025] 由于以下原因在传统的发电系统中给主转子 114 提供励磁电流是一个挑战。在起动开始的时候,任何基于同步电机的励磁机不产生功率。在低速下,基于同步电机的励磁机

不能产生足够的功率以给所述主转子提供动力。这是因为对于任何基于同步的励磁机,其 DC 励磁绕组不能把功率变换到所述转子绕组。事实上,对于传统的发电系统,所述功率只能由所述轴上的机械能变换。因此,为了起动所述发动机,产生所述主转子励磁电流的功率必须来自于励磁机定子 124。换句话说,起动模式过程中用于励磁的能量穿过励磁机 120 的气隙。显然地,需要旋转变压器。相反地,在发电模式下,主电机 110 用作三相绕线磁场凸极式同步发电机。为了产生电,会发生一种情况,即给主转子 114 提供励磁电流。传统的同步励磁机可用于该目的。所述不同模式要求用于励磁的不同功率源。一个模式需要 AC 励磁机定子 124 中的三相电流,其他模式需要励磁机定子 124 中的 DC 电流。

[0026] 第一实施例的第一方面是上述问题的解决方案。该解决方案是与位于所述 ICC 中的接触器 220 一起工作的双功能励磁机定子。通过把所述接触器切换到其适当位置,所述励磁机定子中的绕组在起动模式过程中被配置成 AC 三相绕组。在该模式下,具有 AC 三相绕组的励磁机定子 124 和具有另一 AC 三相绕组的励磁机转子 122 形成感应励磁机。通过所述 ICC 中的励磁机数字控制组件 240 控制,所述 AC 三相绕组的相序方向与所述电机轴的方向相反。因此,所述感应励磁机在制动模式下运行。在发电模式下,励磁机定子 124 的绕组被配置成 DC 绕组。具有所述 DC 绕组的励磁机定子 124 和具有 AC 三相绕组的励磁机转子 122 形成同步励磁机。不用增加所述励磁机的尺寸和 / 或重量,所述配置的 AC 和 DC 绕组在起动模式和发电模式期间在励磁机转子 122 和励磁机定子 124 之间的气隙中分别产生需要的旋转磁场。另外,所述 AC 绕组在起动模式期间把所述动力从励磁机定子 124 传递到励磁机转子 122。

[0027] 在起动模式和发电模式下,无论何时主 IGBT/ 二极管电桥 210 的 IGBTs215 整流,主转子 114 的机械位置信息对动力开关整流是需要的。传统地,机械式位置传感器提供所述位置信息。该传感器具有足够的位置精度、机械集成度和热性能以对付所述航空器上的恶劣环境。光学编码器和霍尔传感器不能满足航空器的环境要求。解算器不满足这些要求。然而,解算器传感器及其机械支撑和封装结构一起增加了所述系统的显著重量和尺寸。

[0028] 本发明的第一实施例的第二方面致力于除去机械式位置传感器。如图 2 所示以及图 3 和 4 的详述,无传感器转子位置信号 θ 、 ω_c (转子位置、转子速度) 由主数字控制组件 230 产生。所述转子位置信号由主数字控制组件 230 中的嵌入式软件通过所述 S/G 的电压和电流信号构成。既然用于发电模式的无传感器方法是起动模式的子集,将在该申请的后续部分中有关起动模式的第一实施例中提供详细描述。

[0029] 接着将描述本发明的第二实施例,该实施例对应于运行在起动模式下的 S/G 和 ICC 系统 50。在所述第二实施例中五个方面,下面要详细描述。

[0030] 图 3 表示起动模式下的 S/G 和 ICC 系统 50 的方框图。有三个电机 - 主同步电机 110、感应励磁机 120 和 PMG130。主同步电机 110 和感应励磁机 120 在起动模式下扮演重要角色。主 IGBT/ 二极管电桥 210 从 DC 总线 (例如,270Vdc) 接收 DC 输入功率,并把所述 DC 功率转化为 AC 功率。由所述逆变器产生的三相 AC 电流输入主同步电机 110。要产生所述 AC 电流的选通信号是由起动逆变器数字控制组件 230 控制的。起动逆变器数字控制组件 230 测量 a 相电流、b 相电流以及 DC 总线电压。通过使用经由主数字控制组件 230 中的嵌入式软件实现的克拉克变换,所述 a 相和 b 相的电流被变换到所述同步固定坐标 (frame) 中的 α 和 β 电流。所述 α 轴与位于所述主定子的 a 相绕组的中心处的 α 轴一致,同时所

述 β 轴在空间上比 α 轴提前 90 电度。通过使用同样的嵌入式软件实现的 Clarke 变换, 所述 α 和 β 电流进一步被变换成所述同步固定坐标中的 d 和 q 电流。所述 d 轴与主转子 114 的励磁绕组的轴对准, 同时所述 q 轴在空间上比所述 d 轴提前 90 电度。

[0031] 如图 3 所示, 存在两个电流调节环 -d 和 q 环。所述 d 和 q 的输出端是 d 和 q 电压, 该 d 和 q 电压在被输入空间矢量脉宽调制 (SVPWM) 之前通过使用 Inverse-Park 变换被变换回 α 和 β 电压。为了实现 Park 和 Inverse-Park 变换, 所述主转子位置角得以确定。所述 α 和 β 电压是为所述 IGBT 开关产生所述选通信号的 SVPWM 的输入电压。所述换接频率可设置在 14kHz, 或者某一其他的合适频率。

[0032] 如图 3 所示, 与起动逆变器数字控制组件 230 相似, 所述励磁逆变器数字控制组件 240 还具有 Clarke、Park 以及 Inverse-Park 变换。而且, 所述励磁逆变器数字控制组件 240 具有 d 和 q 电流调节环。所述选通信号是由其相应的 SVPWM 产生的。如前所述, 因为励磁机 IGBT/ 二极管电桥 212 或励磁逆变器的基频被固定在 1250Hz 或者某一其他合适的频率, 励磁机 120 在其转子 122 和定子 124 上没有凸极, 所述转子位置信息可通过使用公式 $2\pi ft$ 人工算出, 其中 $f = 1250\text{Hz}$, t 为时间。这不同于所述主逆变器, 即, 所述实时位置信息在此情况下是不需要的。所述励磁逆变器的 SVPWM 换接频率在一个可能的实施中是 10kHz, 因此可使用其他合适选择的换接频率, 同时仍在本发明的精神和范围内。

[0033] 所述第二实施例的第一方面是所述感应励磁机。在起动模式下, 励磁机 120 被配置为运行在其制动模式下的感应电机, 或另外描述, 励磁机 120 起到三相旋转变压器的作用。励磁机定子 124 的三相绕组产生在励磁机转子 122 中感应出三相电压的旋转磁场。所述旋转磁场的方向被控制成与主电机 110 的旋转方向相反。因此, 在起动模式期间, 励磁机转子 122 中的电压频率随着所述转子速度一起增加。来自外部电源的 DC 功率通过励磁机 IGBT/ 二极管电桥 212 转化为三相 1250Hz 功率 (或者转化为某一其他合适的频率)。所述功率穿过所述气隙并被传送到励磁机转子 122 的绕组。所述三相电压然后被所述主电机的旋转轴内部的旋转整流器 116 整流。整流过的电压把励磁功率供给到主电机 110 的转子 114。一旦所述转子速度达到所述发动机的空转转速, 起动模式停止且发电模式开始。励磁机转子 122 接收来自励磁机定子 124 和转子轴 118 的能量。在零速处, 所有的能量来自励磁机定子 124。来自轴 118 的能量随着所述转子速度的增加而增加。

[0034] 所述第二实施例的第二方面是用于通过与嵌入式软件一起的数字控制组件 230 建立所述主转子位置信息的无传感器的实施。该无传感器的实施包括两部分: a) 高注频的无传感器估计部分, b) 电压模式的无传感器估计部分。所述高注频的无传感器估计部分涵盖从 0rpm 到规定低速例如 80rpm。所述电压模式的无传感器估计部分涵盖从例如 80rpm 到高转速例如 14, 400rpm, 在此所述发动机被牵引到其临界速度。包括以上所述的电压模式的无传感器的大部分其他的无传感器方法会在零和低速处失灵, 因为这些方法基本上依赖于反电动势。所述高注频方法不依赖于所述反电动势。因此, 该方法是可行的以用于从 0 到规定的低速例如 80rpm 的速度。因此, 实现了在主同步电机的 0rpm 和低速处的转子位置估计。下面描述所述无传感器实际实施。

[0035] 如图 3 所示, 当主电机 110 的速度低于 80rpm 或主电机 110 的频率 $f_0 \leq 8\text{Hz}$ 时, 一对 500Hz 的正弦波形的电压 V_{α_i} 、 V_{β_i} 叠加在所述 SVPWM 的输入端上。该 500Hz 的频率被称为载波频率。同时在本发明的精神和范围内可使用其他合适的载波频率。图 3 中, 该载波

频率由符号 ω_c 表示。每相中的电流对这两个叠加电压的响应包含所述转子的位置信息。

[0036] 所述主定子的每相电流具有几个分量。如图 3 所示, a 和 b 相的电流通过 Clarke 变换被变换到 α 和 β 轴。所述 α 和 β 电流包含具有频率 ω_r 的基本分量、具有频率 ω_c 的正序分量和具有频率 $2\omega_r - \omega_c$ 的负序分量。所述正序分量 ω_c 是无用的, 因为它不包含任何转子位置信息。因此, 该分量被完全移除。如图 3 所示, 所述 α 和 β 电流被旋转 $-\omega_c t$ 度。因此, 所述正序分量变为 DC 信号, 该 DC 信号然后通过使用二阶高通滤波器、或其他类型的高通滤波器 (例如第一阶、或第三阶或更高) 消除。其他的分量、基本频率分量和负序分量包含所述转子信息。然而, 所述转子位置是在把所述基本电流施加到零速也可以零和低速下的电机之前被确定的, 其中在零和低速下所述基本分量很小。能可靠地提取所述转子位置信息的唯一分量是所述负序分量。在以前旋转之后, 所述分量的频率变化为 $2\omega_r - 2\omega_c$ 。另一旋转 $2\omega_c t$ 然后由数字控制组件 230 执行。所述旋转的输出经历第六阶的低通滤波器或者某一其他的合适低通滤波器 (例如, 第一阶、第二阶... 或第五阶低通滤波器)。用 $i_{\beta 2\theta}$ 表示 β 电流的剩余信号, 用 $i_{\alpha 2\theta}$ 表示所述 α 电流的剩余信号, 可得到下面的角:

$$[0037] \quad \theta' = 0.5 \tan^{-1} \left(\frac{i_{\beta 2\theta}}{i_{\alpha 2\theta}} \right)$$

[0038] 不巧地是, 上述角的频率具有基本频率两倍频率, 因此它不能被直接用于 Park 和 Inverse-Park 变换。为了把上述角转换为所述转子位置角, 要检测是否 θ' 处于北极到南极区域或者处于南极到北极的区域。如果所述 θ' 处于所述北极到南极的区域, 所述角是:

$$[0039] \quad \theta = \theta'$$

[0040] 如果所述 θ' 处于所述南极到北极的区域, 所述角是:

$$[0041] \quad \theta = \theta' + \pi$$

[0042] 该角, 如图 7 所示, 然后被用于所述 d 和 q 调节环中的 Park 和 Inverse-Park 变换。如图 3 所示, 带阻滤波器 (如图 3 所示的 500Hz 过滤器, 因此在本发明的精神和范围内可以使用其他阻带频率) 被放置在 Clarke 和 Park 变换之间以消除所述 d 和 q 调节环上的载波频率干扰。

[0043] 所述高注频无传感器方法在零或低速下可令人满意地工作。然而, 所述方法在所述转速下的频率接近或高于所述载波频率时也将不能工作。因此, 当所述转速超过某一临界旋转速度例如 80rpm 时使用另一种无传感器方法。该方法是所述电压模式的无传感器方法, 如下所述。

[0044] 所述电压模式的无传感器的实施是通过以下实现的。虽然所述方法已被用在感应电机和 PM 电机中, 但是还没有被应用到凸极式同步电机中, 因为所述定子的自感不是常量, 而是, 所述电感是所述转子位置的函数。被用于通过 β 磁链与 α 轴磁链之比的反正切产生所述转角的同步静止坐标中的传统的 α 和 β 磁链方程用于凸极式绕线磁场同步电机是不实际的, 因为所述电感一直在变化。为了克服这个问题, 在所述第二实施例中, 得出一对人为磁链 λ'_α 和 λ'_β 以及它们的表达式:

$$[0045] \quad \begin{cases} \lambda'_\alpha = \int e'_\alpha dt = \int (v_\alpha - R_s i_\alpha) dt - L_q i_\alpha \\ \lambda'_\beta = \int e'_\beta dt = \int (v_\beta - R_s i_\beta) dt - L_q i_\beta \end{cases}$$

[0046] 其中 R_s 和 L_q 分别是所述主定子电阻和 q 轴的同步电感。所述两个电机参数都是

常数。巧合地是, λ'_α 和 λ'_β 分别与所述 α 和 β 磁链对准, 所述角

$$[0047] \quad \theta = \tan^{-1} \left(\frac{\lambda'_\beta}{\lambda'_\alpha} \right)$$

[0048] 实际上是一旦所述电机速度高于所述阈值旋转速度例如高于 80rpm 时可被用于 Park 和 Inverse-Park 变换的转角。该方程可以在数字控制组件 230 的嵌入式软件中得以实现。当所述电机速度高于某个旋转速度时例如高于 80rpm 时, 该方法提供可靠的转子位置角度估计。

[0049] 根据所述第二实施例的第二方面, 把两个单独的方法、高注频无传感器方法和电压模式的无传感器方法相结合提供了在基于起动器的同步电机的整个速度范围内具有足够精度的转子位置信息。

[0050] 所述第二实施例的第三方面致力于适当处理过的所述主逆变器的电压饱和问题。在起动期间, 由所述主逆变器施加在主电机 110 上的电压与所述转速成正比并与主电机 110 的内阻抗上的压降和反电动势的矢量求和相匹配。所述逆变器的最大合适电压是 DC 总线电压。一旦所述矢量求和等于所述 DC 总线电压, 所述逆变器电压是饱和的。一旦发生饱和, 主电机 110 的速度就不能再高, 所述 d 和 q 电流调节环将失去控制。通常, 所述逆变器将是过电流的并被切断。在所述第二实施例中提供的解决方案是要用自动磁场衰减方法。主数字控制组件 230 测量被传送到励磁机数字控制组件 240 的线-线电压 V_{ab} 和 V_{bc} 。Clarke 变换被应用到这些两线-线电压。所述变换的两输出端的矢量求和被用作自动磁场衰减环的反馈, 如图 3 所示。所述 DC 总线电压乘以某一系数并被作用所述控制环的参考。所述自动磁场衰减控制环防止所述逆变器电压饱和, 因此, 防止所述主逆变器电流调节环失控和断开。

[0051] 所述第二实施例的第四方面把自动磁场衰减和近似统一的功率因数控制方法相结合以当所述逆变器电压饱和时在高速下实现更高的功率密度。通过例子而不是作为限制, 近似统一的功率因数对应于大于或等于 0.9 并小于 1.0 的功率因数。当所述自动磁场衰减维持所述气隙磁场时, 施加了规定的 d 轴的电流分布, 该电流分布促使主电机 110 运行于近似统一的功率因数区域。这可从下面的方程中看出, 因为所述自动磁场衰减, 所以除了项 $\omega L_{md}(i_f+i_d)$ 一直重要外, 项 $\omega L_{mq}i_d i_q$ 也很重要。这显著增加了所述 S/G 的功率密度:

$$[0052] \quad P = \omega L_{md}(i_f+i_d) i_q - \omega L_{mq} i_d i_q$$

[0053] 其中 P 和 ω 分别是机电功率和转子速度, L_{md} 和 L_{mq} 分别是 d 和 q 的磁化电感。

[0054] 第二实施例的第五方面致力于在低于所述基本速度的速度下增加所述转矩密度。如前所述, 在所述第二实施例中, 在主逆变器数字控制组件 230 中有两个电流调节环。一个是所述 d 轴的环, 另一个是 q 轴的环。一般地, 所述 q 环控制转矩的产生, d 环控制气隙中磁场。该方法也被称为矢量控制方法。为了实现高转矩密度, 机械到电磁的饱和区域通过施加足够的转子励磁电流 i_f 和转矩产生电流 i_q 而被驱动。然而, 在所述电流达到某一水平之后, 无论如何增加电流 i_q 、 i_d 和 i_f , 所述转矩保持同前, 因为所述电机电磁饱和了。补救方法是用本发明建立的矢量控制以使所述电机的磁阻转矩最小化。有所述电机产生的机电转矩是:

$$[0055] \quad T = L_{md}(i_f+i_d) i_q - L_{mq} i_d i_q$$

[0056] 其中 L_{md} 和 L_{mq} 分别是 d 和 q 的磁化电感。一旦所述电机电磁饱和了, 项 $L_{md}(i_f+i_d)$

成为一常数。因此,产生磁阻转矩的方法是把负的 i_d 施加到所述电机。已知 $i_d = I \sin \delta$ 和 $I_q = I \cos \delta$, 对以上方程进行最优化,可得到 i_d 电流的最佳分布:

$$[0057] \quad i_d = \frac{\frac{\lambda_i}{L_{mq}} - \sqrt{\left(\frac{\lambda_i}{L_{mq}}\right)^2 + 4i_q^2}}{2}$$

[0058] 其中 λ_i 是所述电机的内部磁链。

[0059] 基于由发明者进行的模拟,大约 38% 的转矩增加可通过把所述 i_d 分布施加在所述矢量控制的输入端来实现。总之,设置矢量控制并获得合适的 i_d 电流分布,所述电机的转矩密度显著增加。

[0060] 下面描述本发明的第三实施例。它是关于所述 ICC 的配置和控制以实现最大效率的发电,因此可应用到所述 S/G 和 ICC 系统 50 的发电模式。

[0061] 在发电模式下,如图 2 所示,主电机 110 是同步发电机,励磁机 120 是同步发电机。PMG130 通过如图所示的整流电桥给所述励磁变流器提供功率。所述励磁变流器包括励磁机 IGBT/ 二极管电桥 212 中的两个有源 IGBT/ 二极管开关,如图 4 所示。在它们的选通电路处具有实线的 IGBT/ 二极管开关是那些用于所述励磁变流器中的 IGBT/ 二极管开关。有 IGBT 开关编号 1 和 IGBT 开关编号 4。在发电模式期间,IGBT1 是处于 PWM 模式,IGBT4 一直是开启的,其他的 IGBTs 关闭。编号 2 二极管用于自由的轮转。IGBT1、IGBT4 和二极管 2 加上所述励磁机定子绕组形成反向变流器,该反向变流器把所述 DC 总线电压例如 270Vdc 减小到产生所述同步励磁机的所需励磁电流的电压。

[0062] 所述第一方面是关于无源和有源整流的可配置性。在励磁变流器数字控制组件 240 和主变流器数字控制组件 230 控制下,主 IGBT/ 二极管电桥可以是无源整流器或有源整流器,这取决于实际应用。对于所述功率通量只有单向的应用,IGBT/ 二极管电桥被主变流器数字控制组件 230 配置成二极管运行电桥。对于所述功率通量具有双向的应用,IGBT/ 二极管电桥被所述同样的数字控制组件配置成 IGBT 和二极管运行电桥。当所述功率流方向是从所述 ICC 到所述载荷,所述 S/G 和 ICC 系统处于发电模式。当所述功率流方向是从所述载荷到所述 ICC,所述系统处于所谓的再生模式,它实际上是一种电动模式 (motoring mode)。在所述无源整流中,只使用主逆变器的 IGBT 开关中的固有二极管,其中所述 IGBT 开关也称为主 IGBT/ 二极管电桥。所述电压调节是通过励磁机数字控制组件 240 中的嵌入式软件实现的,所述发电机逆变器数字控制组件 230 使所述主逆变器中的 IGBTs 保持关闭,如图 4 所示。有控制 POR 电压的三种控制环。最内部的一个是电流调节器。所述测量的励磁电流是反馈,所述 AC 电压调节器的输出是基准。所述电流调节器把所述励磁电流控制在指令水平。下一个环是 AC 电压环。如图 4 所示,所述反馈信号是 $\{|V_{ab}|, |V_{bc}|, |V_{ca}|\}$ 中的最大值。所述基准是所述 DC 电压调节器的输出部分。所述 AC 电压环在卸载瞬间在把所述点调节 (POR) 的 DC 电压保持在所需范围中扮演重要的角色。最后一个控制环是 DC 电压环。在所述 POR 处的测量电压与所述基准电压,270Vdc 相比较。把误差带入所述相应的数字控制器中的补偿调节器。因此,所述 POR 的 DC 电压得以调节。

[0063] 如前所述,对于需要再生的发电应用,所述主 IGBT/ 二极管将被配置成有源整流器。在该配置中,所述电压调节是通过以下实现的。如图 4 所示,励磁机数字控制组件和主数字控制组件中的嵌入式代码被构造成不同于所述无源整流的嵌入式代码。关于所述励磁

机侧部上的控制,所述励磁电流环只是 PI 控制环。所述控制环的基准是通过为 DC 负载电流的函数的查阅表而产生的。所述表以该方法产生即所述主定子中电流接近其最小的可能值。所述主侧部上控制的外控制环是所述 DC 电压环。所述基准是 270VDC ;所述反馈信号是 POR 电压。如图 4 所示,所述控制环是 PI 控制器,该 PI 控制器具有增加到所述 PI 控制器的输出端的 DC 输出功率的向前反馈。所述 DC 输出功率等于所述 DC 输出电流和所述 POR 电压的乘积。前反馈信号和 PI 控制器的输出信号的总和是被用作所述内控制环的基准的功率指令,其中所述内控制环也是 PI 控制器。所述反馈信号是通过使用如图 4 所示的电压和电流计算得到的功率。所述内控制环的输出是由图 8 限定的电压角 θ_v 并被用来产生所述 SVPWM 矢量 V_d^* 和 V_q^* 。所述两个矢量是 Park 逆变换的输入。所述变换的输出是如图 4 所示的 SVPWM 的输入。

[0064] 所述第三实施例的第二方面涉及所述 IGBT 变流器的控制,该 IGBT 变流器把自动磁场改变和过调制相结合以实现所述 IGBT 发电模式运行的最佳效率。

[0065] 如图 4 所示, V_d^* 和 V_q^* 由以下方程计算:

$$[0066] \quad V_d^* = |V^*| \sin \theta_v$$

$$[0067] \quad V_q^* = |V^*| \cos \theta_v$$

[0068] 其中 $|V^*| = V_{\text{mag}}$

[0069] 为了使所述效率最优化,首先, V_{mag} 被选择为 1pu,因此迫使所述变流器进入所述完全的过调制区域并完全降低由 SVPWM 引起的 IGBT 切换。这使得所述 IGBT 切换损失最小。所述 IGBT 用作如同相移切换。因为 V_{mag} 是常量,所述功率环通过调整所述角 θ_v 调节所述功率。当所述负载是零时, θ_v 接近零,当所述负载增加时, θ_v 也增加,如图 8 所示。

[0070] 实现所述优化效率的第二个因素是要优化所述励磁机磁场电流因此 i_d 电流最小化。因此,所述发电机的所述 IGBTs 的传导损失和铜损最小化。发现所述励磁机磁场电流与所述 DC 负载的电流直接相关。DC 负载电流越高,要求励磁机磁场的电流也越高。为了实现最小的励磁机磁场电流,查阅表通过测量产生。所述查阅表的输入是所述 DC 负载电流,查阅表的输出是所述励磁机定子的励磁机磁场电流的指令。该表以此方式产生这样对于每个 DC 负载电流点,当 i_d 电流处于最小值时会找到最优化的励磁机磁场电流。该控制方法不仅实现了所述 S/G 和 ICC 最优化效率,而且提供了一种有效的方法以使运行点能从发电模式容易地转向再生模式即电动模式。因此,实现了可以最快的方式把所述 DC 总线上的过多能量送回到所述发电机。所述第三实施例的第三方面致力于在发电模式期间提供 IGBT 整流方法。所 IGBTs 的整流是基于无传感器电压模式,该模式与用于起动模式下的无传感器方法相似。然而,因为所述运行模式只在二极管模式和 IGBT 模式之间变化,所示转子位置角是在进入所述 IGBT 模式前被确定的。 V_a 和 V_b 是从所述线-线电压测量直接获得的,而不是从 SVPWM 指令获得的。

[0071] 所述第三实施例的第四方面是关于在把所述 DC 总线上的过多能量吸收到所述电机实现再生、同时调节所述总线电压。在发电模式期间,所述负载能产生过多的能量。这些过多的能量升高了所述 DC 总线电压。通过本发明的过调制 SVPWM 提供的再生方法所述电机能吸收这些能量。在该情况期间,如图 8 所示,所述主逆变器数字控制使所述电压角 θ_v 的方向反转,并强制所述 IGBT/ 二极管电桥进入电动模式。因此,所述功率通量的方向将

反转。所述功率将从所述负载流入所述电机。所述过调制抑制所述 IGBTs 切换, 因此使所述切换损失最小化。本发明的该方面提供了最快的途径以把所述主 IGBT/ 二极管电桥从发电模式转向再生模式, 反之亦然。

[0072] 因此, 本发明的实施例已被详细描述。通过考虑在此公开的说明和实施, 本发明的其他实施例对本领域内的技术人员将是显而易见的。目的在于所述说明和例子可被认为只是示例性的。

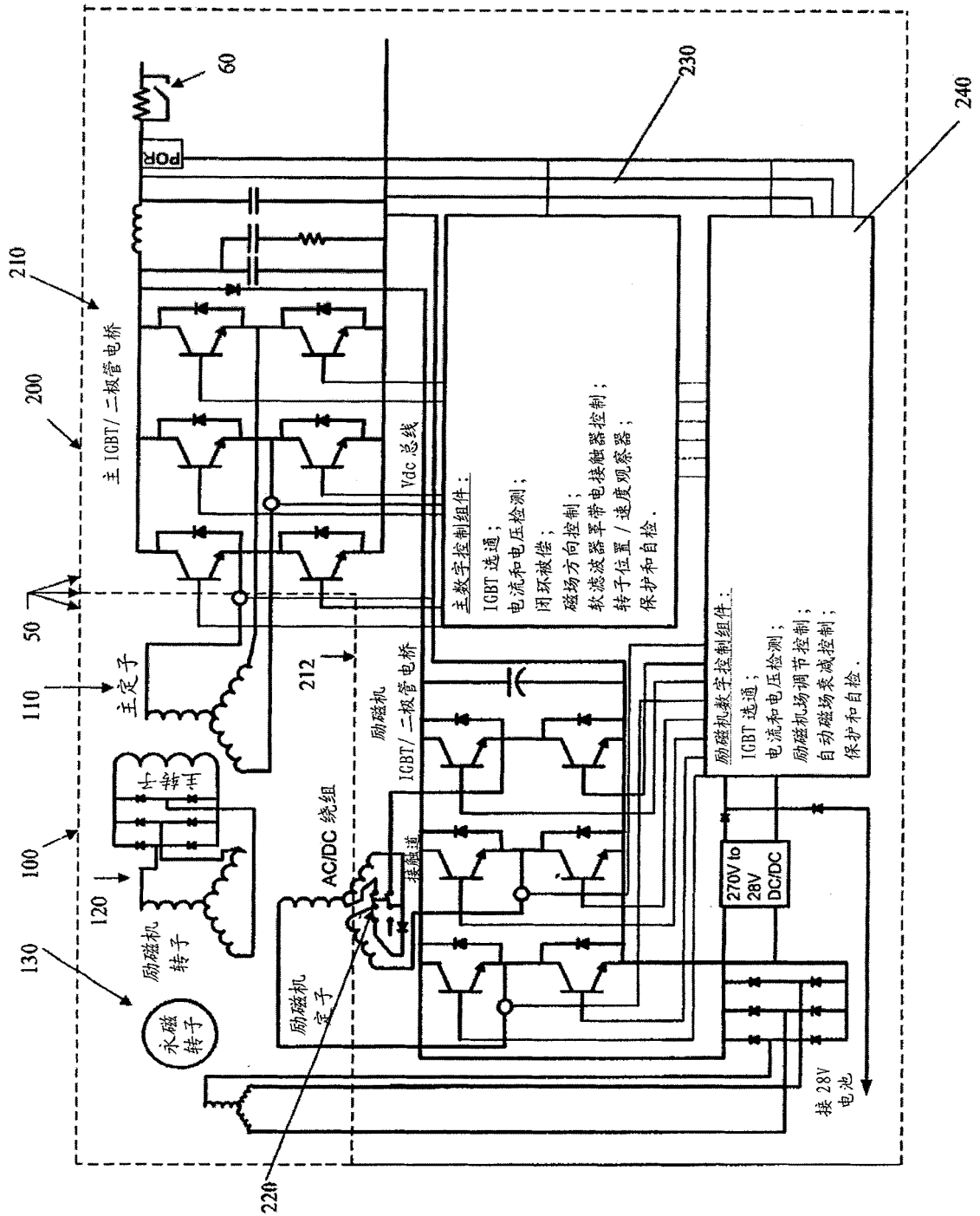


图 2

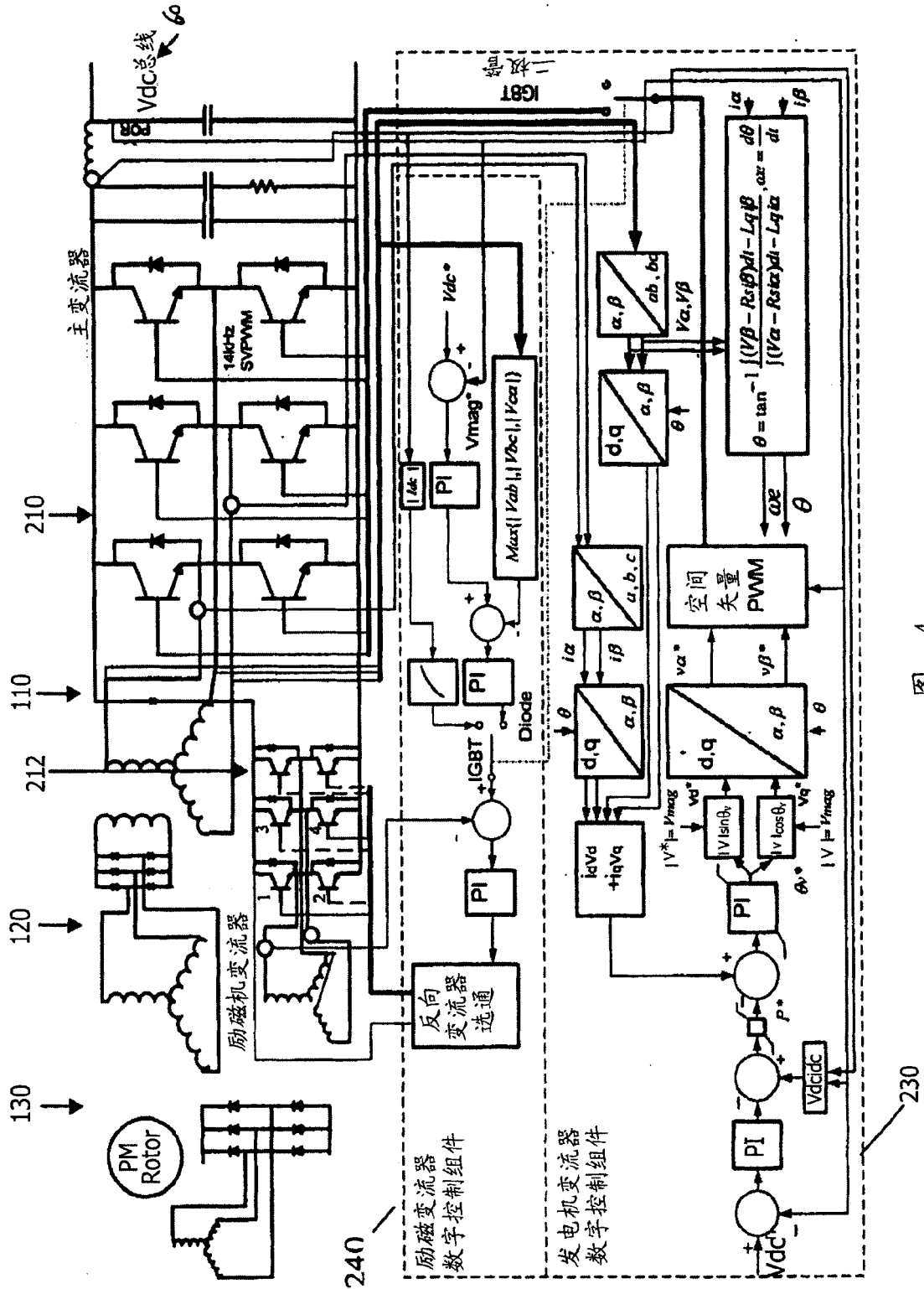


图 4

图 4

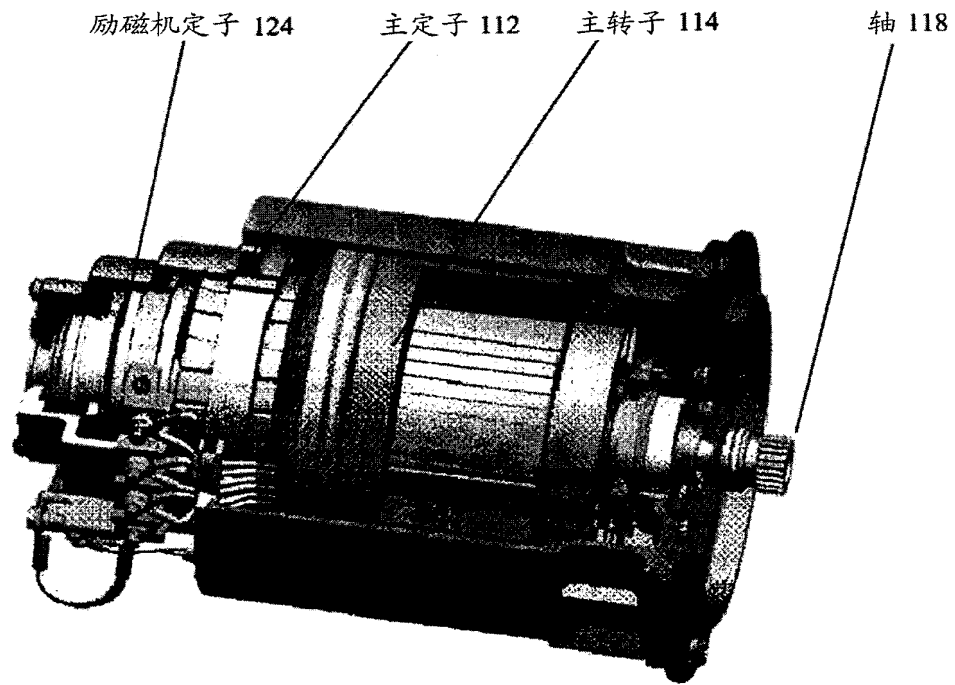


图 5

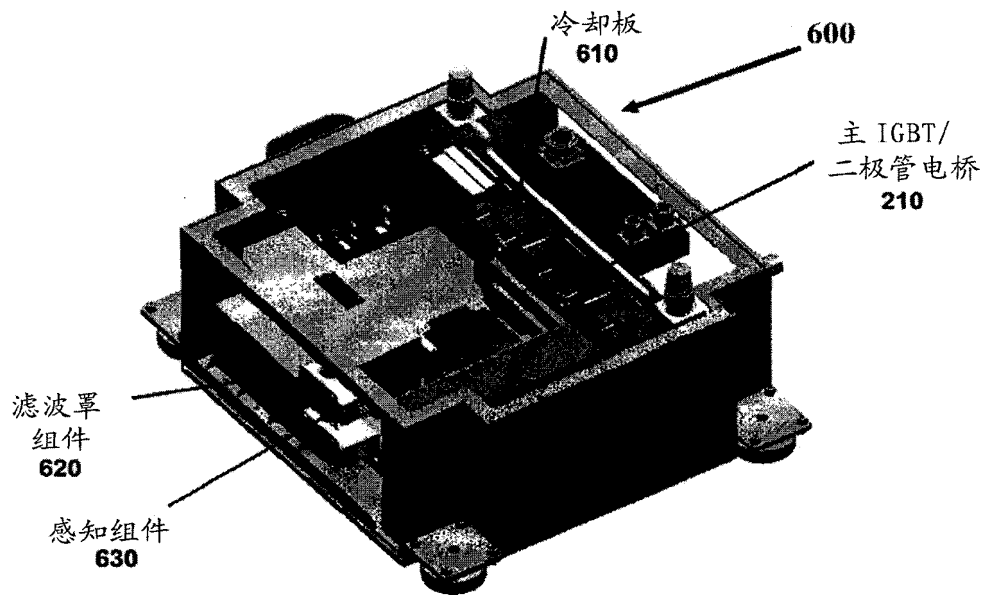


图 6A

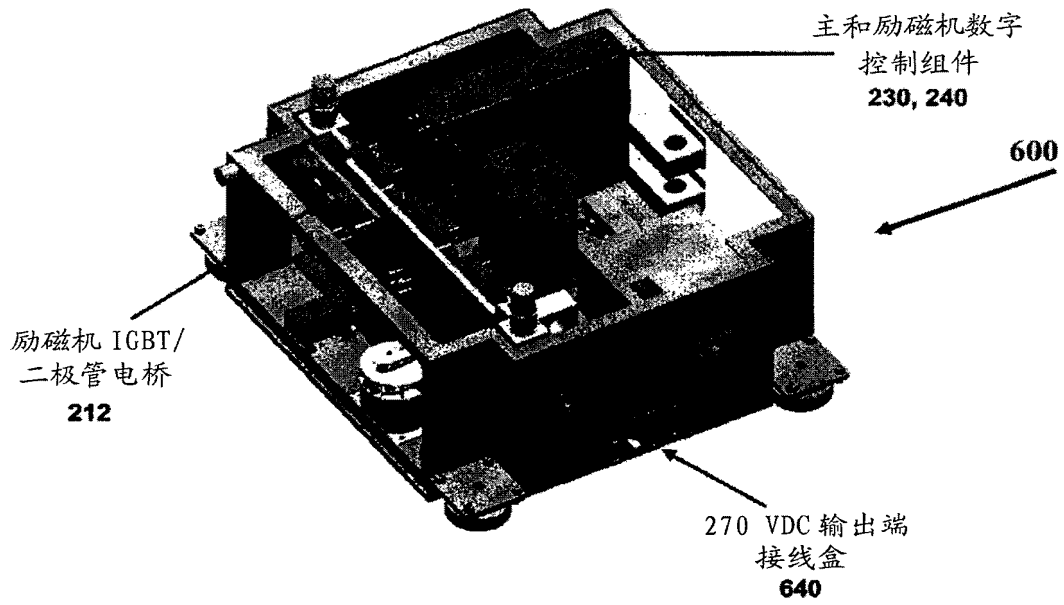


图 6B

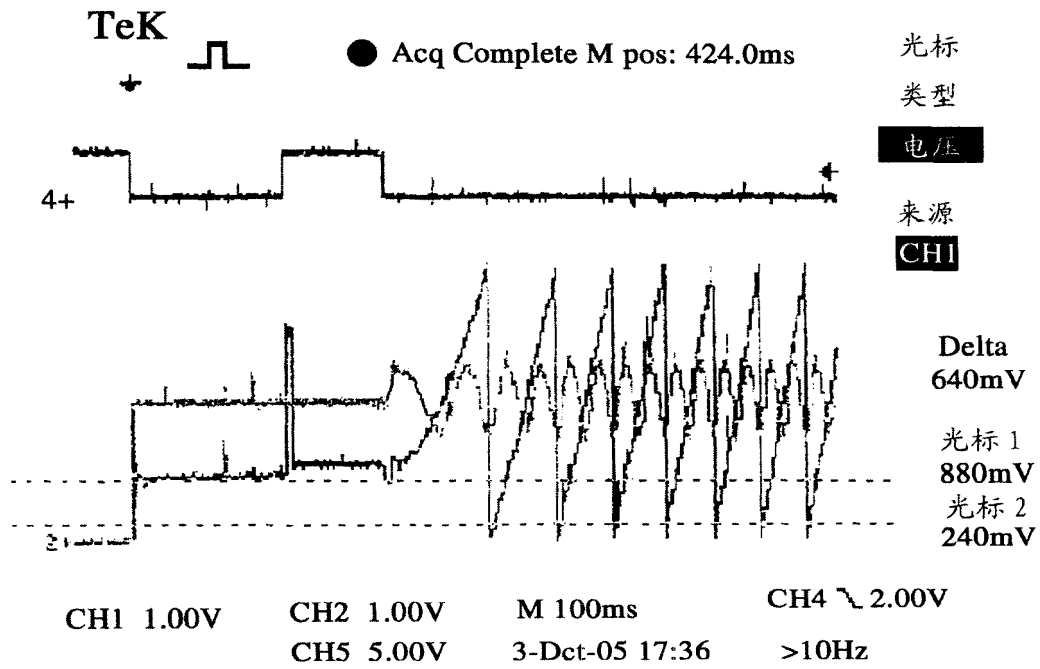


图 7

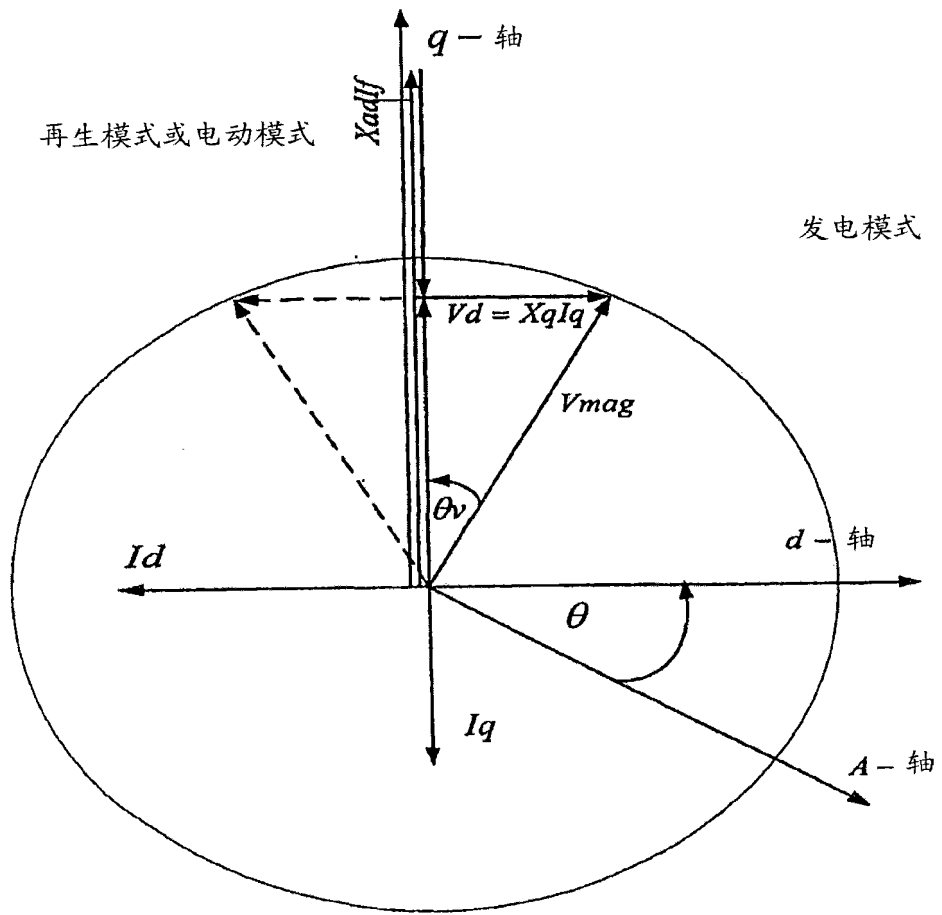


图 8