



电机手册

附：英飞凌工业半导体微信公众号技术文章集锦

亚琛工业大学

电力电子与电力传动研究所

英飞凌科技股份有限公司





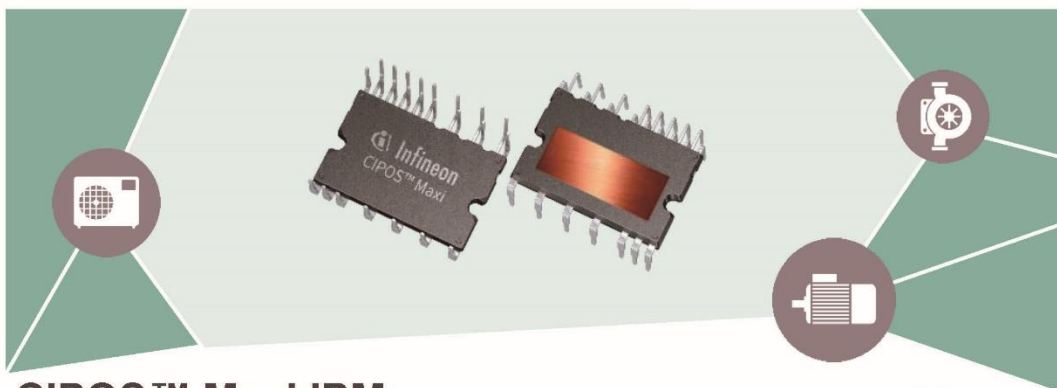
电机手册

作者： 亚琛工业大学
电力电子与电力传动研究所
Fang Qi
Daniel Scharfenstein
Claude Weiss

英飞凌科技股份有限公司
Clemens Müller 博士
Ulrich Schwarzer 博士

版本： 2.1

发布日期： 2019/3/12



CIPOS™ Maxi IPM

高可靠性和高性能的电机驱动应用解决方案

IM818 系列 | 1200 V/ 5 – 10 A IGBT

IM828 系列 | 1200 V/ 55 mΩ SiC MOSFET



英飞凌的高性能CIPOS™ Maxi智能功率模块(IPMs)集成了各种开关电源和控制组件,提高了产品可靠性,并且优化了PCB尺寸和系统成本。它被设计用于控制变速电机驱动应用中的三相交流电机和永磁电机,如用于HVAC(供暖、通风和空调)、小功率电机驱动、泵、风扇驱动器和有源滤波器。现有的IM818系列产品组合提供了基于1200 V TRENCHSTOP™ IGBT4 技术的 5 A和10 A的产品,该系列可以提供超过2.2 kW的功率输出。在2020年,基于英飞凌CoolSiC™ MOSFET技术的首款1200 V全碳化硅IPM IM828 系列在同一封装中推出,该产品系列可提供超过4.8 kW的输出功率。这个最小的封装在同类1200 V IPM中提供了最高的功率密度和最好的性能。

IM818和IM828系列集成了一个优化的6通道绝缘体上硅(SOI)门极驱动器,提供内置的死区时间,防止直通短路,具有极佳的保护性能。该产品的概念特别适用于需要优良的热性能和电气隔离,以及满足EMI要求和过载保护的电机驱动应用。

关键特性

- › 全隔离双列塑封铜基板模组
- › 采用1200 V TRENCHSTOP™ IGBT 4 或 CoolSiC™ MOSFET芯片
- › 高可靠的1200V 绝缘体上硅(SOI) 门极驱动IC
- › 集成自举功能
- › 过电流保护
- › 全通道欠压锁定保护
- › 触发保护时六个开关器件全部关闭
- › 内置死区时间,防止直通短路
- › 当VBS=15V时,允许负VS电势达到-11V
- › 独立的热敏电阻用于过温保护
- › 三相桥低端开路,适用于单/三相电阻电流采样

典型应用

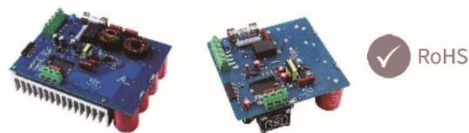
- › 风机
- › 泵
- › 小功率电机驱动
- › HVAC (PFC, 室外风机, 压缩机)

客户价值

- › 具有1200 V IPM中最小的封装尺寸,高功率密度,高效率,高输出功率于一体
- › 高可靠的门极驱动技术,具有极佳的保护性能
- › 适用于高频开关的电机驱动应用,功耗低,高散热性能
- › 节约系统成本,设计简单,投入市场周期短

iMOTION™ 模块化应用设计工具包(MADK评估板)

- › 评估 CIPOS™ Maxi IPM在电机驱动应用中的性能



评估板订购信息

产品名称	默认功率 [kW]	订购信息
EVAL-M1-IM818-A	1.5	EVALM1IM818ATOB01
EVAL-M1-IM828-A	8.0	EVALM1IM828ATOB01

产品订购信息

产品名称	封装	电压 [V]	Rds(on) / 电流 [A]	功率 @10kHz [kW]	订购信息
IM818-SCC	DIP 36X23D	1200	5	1.4	IM818SCCXKMA1
IM818-MCC	DIP 36X23D	1200	10	2.2	IM818MCCXKMA1
IM828-XCC	DIP 36X23D	1200	55mΩ	4.8	IM828XCCXKMA1



CIPOS™ IPM主页



MADK 主页

www.infineon.com/IPM



英飞凌EiceDRIVER™门极驱动芯片

选型指南

每个功率器件都需要一个驱动芯片



www.infineon.com/gatedriver-cn
www.infineon.com/gdbrochure-cn



英飞凌

前言

本《电机手册》由英飞凌科技股份有限公司与德国亚琛工业大学电力电子与电力传动研究所共同编制。

第一版于 2016 年发布。根据当时收到的反馈，我们推出新的版本，进一步完善了其中的图片并更新了图表。

Clemens Müller 博士
英飞凌科技股份有限公司
IFAG IPC ISD

德国慕尼黑，2019 年 3 月

目录

前言	5
目录	6
序	8
简介	9
感应电机 (IM)	11
电机结构和功能说明	12
电机特征与电机控制	13
显著特性和额定值	22
优/缺点	22
主要应用	23
永磁同步电机 (PMSM)	24
电机结构与功能说明	25
集中式与分布式绕组	25
电机特征与电机控制	26
各种显著特性和额定值	29
优/缺点	29
主要应用	29
同步磁阻电机 (SynRM)	30
优/缺点	31
主要应用	31
直流电机	32
电机结构与功能说明	32
电机特征与电机控制	34
各种显著特性和额定值	41
优/缺点	41
主要应用	41
无刷直流电机 (BLDC/电子换向电机)	42
电机特征与电机控制	42

优/缺点	44
主要应用	44
开关磁阻电机 (SRM)	45
电机结构与功能说明	45
电机特征与电机控制	46
各种显著特性和额定值	53
优/缺点	53
主要应用	53
步进电机	54
电机结构与功能说明	54
电机特征与电机控制	61
各种显著特性和额定值	63
优/缺点	63
主要应用	63
专门词汇	64
电机的基本原理	64
电机中的位置传感器	69
矢量控制	73
电机损耗	79
电机效率	82
绕组绝缘的温度等级	85
电机的冷却	86
缩略词列表	87
图示清单	88
表格清单	91
参考资料	92

序

电机在传统传动行业，现代交通和新能源汽车，智能制造与高端装备(机器人、微机电系统)，大小家电等有着广泛的应用；动力系统电动化有力推进和引领高性能电机发展。高性能电机的设计及应用是门跨专业的学科与系统工程，包括电机本体和电机驱动器设计，系统匹配与集成等，电机学成了大学更多专业的必修课或选修课。电机学是门难教难学的课程，需要深入浅出的教学参考资料。

本手册从电机使用者和电机驱动器设计者的角度出发，讲解分析比较各类电机的特性和应用技术，引导读者快速入门，走向深入，做创新性的思维和设计。

亚琛工业大学是世界顶尖的理工科大学，机械和电气是亚琛的强项。英飞凌联合亚琛工业大学电力电子与电力传动研究所 (ISEA) 参考电机学的课堂讲稿，编写成电机手册，并翻译成中文介绍给中国大学作为学生的参考资料，这是一件很有价值的工作。

在这里，我对作者和英飞凌工程师的工作表示由衷的感谢，并祝愿这本手册能够成为电机学教学领域的热门参考资料和工程师的好帮手。

国务院特殊津贴专家、中达学者

上海大学教授 黄苏融

上海，2020 年夏

简介

本“电机手册”提供了有关不同类型电机/发电机的详细指南说明，其中包括以下方面：

- 各种结构和功能
- 各种特征和控制功能
- 各种显著特性和额定值
- 相关优缺点
- 主要应用

本手册通过简要的电机描述、简图、图表等对不同类型的电机工作原理和特征进行说明。与其他有关电机的文件不同，本手册尽量避免采用复杂的数理说明。

本手册从机器使用者的角度（例如，电力传动系统开发员）对电机进行说明。由于电机性能在很大程度上取决于各自的应用目的、电磁设计以及控制设置，因此本手册明确避免采用定性陈述。在对电机以及其运行进行一般说明时，如未要求说明内部结构与架构详情，则对这些信息说明进行限制。本手册重点说明了电机的电动运行。不过，本手册提及的所有类型的电机均可作为发电机运行。

本手册采用前后一致的说明结构。每一部分使用相同的文件模板，以便于读者能快速了解其感兴趣的电机相关信息。本手册对控制类算法进行说明时将这些算法与其所适用电机类型相结合。电机的常规基本信息（具体背景信息）汇集在“专门词汇”章节中。

以下手册的制备得到**亚琛工业大学电力电子与电力传动研究所 (ISEA)** 的密切配合。

本手册的内容基于源自以下方面的数据：

- ISEA 提供的课堂讲稿
- 电机技术手册
- 公众可自由访问的因特网资源

表 1 对不同类型的电机进行了简单比较。相关说明针对每一类型的常规设计。具体电机的属性在很大程度上取决于特定设计、控制方法与应用。各种赞成理由与反对理由可能无法同时适用。不得将本表用作确定某一电机类型是否为某一特定应用的最佳选择的唯一标准。

	IM	PMSM	SynRM	DC	BLDC	SRM	步进电机
基本速度效率	+	++	+	--	+	-	-
弱磁效率	++	+	0	0	--	+	--
高速性能	++	+	-	0	+	++	--
力矩密度	0	++	+	0	++	-	+
功率密度	0	++	+	-	++	++	-
控制	+	-	0	++	+	--	++
维护需求	+	+	+	-	+	+	+
功率因数	+	++	0	+	++	--	+
成本	0	-	+	-	-	++	0
转子惯量	-	0	+	-	-	+	0
噪音	++	++	+	+	-	--	--
力矩波动	++	++	+	++	+	--	-

表 1: 不同类型电机的对比

感应电机 (IM)

三相感应电机又称异步电机，也是最常用的电机。下图所示为电机的一系列典型布局：



图 1：感应电机的定子与转子 (1)



图 2：定子中的分布式绕组

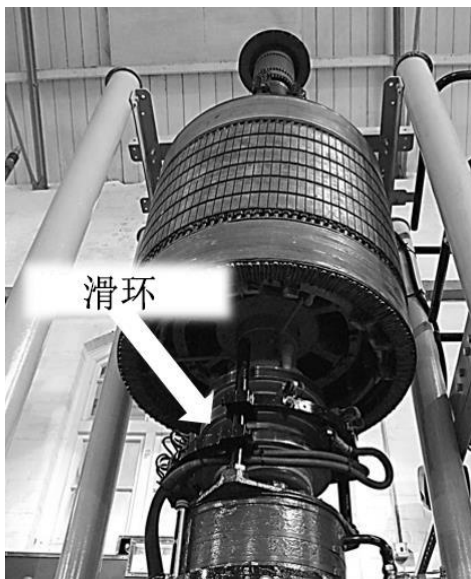
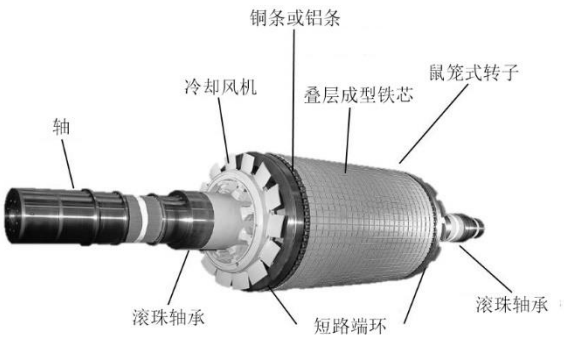


图 3：带滑环的感应电机的转子 (2)



- 叠层（转子铁芯）：** 硅钢薄片（约 0.2-0.7 mm），降低涡流损耗。
- 端环：** 连接两端的转子条，形成短路。
- 转子条：** 转子绕组，通常采用铜或铝制成。
- 冷却风机：** 安装在轴上，以轴速度转动，用于冷却机架。
- 滚珠环：** 位于机架与转子轴之间的轴承。

图 4：感应电机的鼠笼式转子 (3)

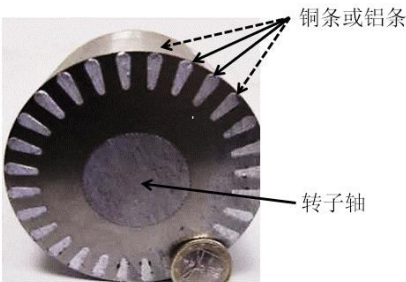


图 5：带水滴形导条的鼠笼式转子的截面图 (4)

电机结构和功能说明

图 1 为定子与转子的组合结构。定子包含励磁绕组。图 2 为采用分布式绕组的三相单极对定子的实例。

感应电机的转子一般分为两种类型：鼠笼式转子（图 4）与滑环转子（图 3）。鼠笼式转子的绕组通过端环在两端形成短路。在滑环转子中，三相转子绕组未形成短路，但可通过滑环接触到。外部电阻可连接至转子电路，这可提高由固定频率的三相电网馈电的电机的自启动性能（见图 7）。

旋转的磁场由连接至电网或逆变器的定子绕组产生。只要转速不等于磁场的速度，转子绕组中就会产生感应电流。根据 Lorentz 定律，转子中产生的磁力将促使轴力矩产生。

电机特征与电机控制

感应电机通常直接连接至电网。在定子频率和电压恒定的情况下常见的力矩速度特征如图 6 所示。同步速度等于定子磁场的转速。在同步速度情况下，电机不会产生力矩。如转子的转速低于磁场速度，则电机将以电动运转模式运行。否则，电机将以发电模式运行。可由电机产生的最大力矩被称为拔拉力矩。额定力矩通常为拔拉力矩的一半。电机一般在正额定力矩与负额定力矩之间的线性区域运行，该区域用绿色线条标记。

转子频率与转子磁场旋转频率之间的差异被定义为转差频率 f_{slip} 。转差率指转差频率与定子磁场频率之间的比率 $s = \frac{f_{\text{slip}}}{f_{\text{stator}}}$ 。转差率或转差频率通常用于确定电机的运行点。转子速度为 0 时，转差率为 1。同步速度的情况下，转差率为 0。

电动转子频率 f_{rotor} 与机械转子频率 f_{mech} 通过极对数 p 相关联，适用的等式为 $f_{\text{rotor}} = p \cdot f_{\text{mech}} = p \cdot \frac{n}{60 \frac{\text{s}}{\text{min}}}$ （其中速度 n 单位是 rpm）。由此可得，电动力矩 T_e 与机械力矩 T_{mech} 也通过极对数 p 相关联，适用的等式为 $T_e = \frac{1}{p} \cdot T_{\text{mech}}$ 。

换言之，在电动力矩 T_e 相同的情况下，如极对较大，则机械力矩 T_{mech} 也较大。同时，这也将导致在电动转子频率 f_{rotor} 相同的情况下，机械转子频率 f_{mech} 较低。

极对数是电机常数，一般不能更改。不过，有些电机的极对数可变更。这通常通过在定子中部署两个不同绕组实现，即一个低速绕组，一个高速绕组。例如，如第一个绕组的极对数为 2，第二个绕组的极对数为 8，则可得到速度差因数 4。对于与电网连接的电机 (50 Hz)，这将导致绕组的极对数为 $p = 2$ 时，同步速度为 1500 rpm，绕组的极对数为 $p = 8$ 时同步速度为 375 rpm。

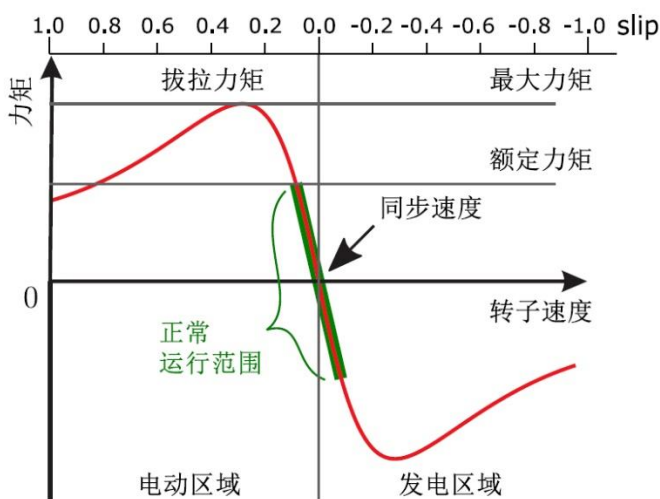


图 6：感应电机的力矩与速度关系简图 (5)

与电网连接的感应电机可控性有限。滑环转子允许外部电阻连接至转子电路。力矩速度特征对转子电阻的依赖性显示在图 7 中。黑色箭头表示所指方向的转子电阻不断增加。因此，转子电阻的增加导致启动转矩变高。图 7 显示了三次切换电阻形成的蓝色工作曲线。一旦电机以正常运行速度运行，外部电阻将被断开，以降低鼠笼式转子电阻，从而减少转子损耗。图 7 中所示的电机从静态（如，转子速度为零时）开始启动。电机以额定力矩开始加速（蓝线与左侧力矩轴相交），并在新配置允许电机再次以额定力矩运行的情况下进行首次切换。

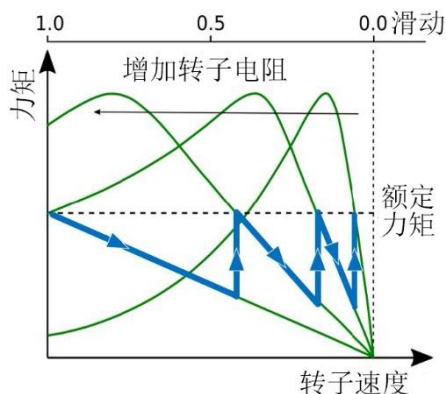


图 7：转子电阻的影响 (5)

鼠笼式转子的启动转矩可通过形成转子条增加。图 8 显示了不同形状的转子条的电机特征。出现这一情况的原因是转子电阻因不同的转差频率集肤效应出现变化。随着转差频率增加，转差率也在增加，集肤效应导致导体内的电流分布出现变化，在导体表面的附近形成最大的电流密度。其结果是，这会导致一个基于转差率和导体几何形状的欧姆阻抗差异。

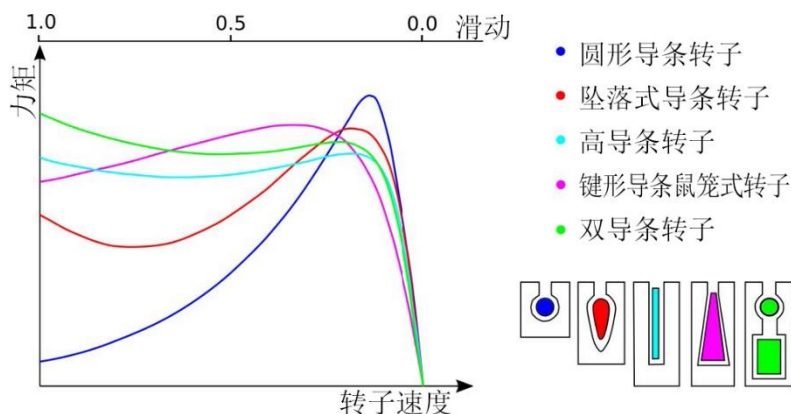


图 8：转子条形状的影响 (5) (6)

为限制转子的启动电流，可将星三角启动用于电网馈电的感应电机。感应电机通过星形连接启动，之后切换为三角连接。这将使启动峰值电流降低至三分之一峰值（见图 9）。不过，启动转矩也降低至三分之一值。一般通过接触器实现星形连接至三角连接的切换，如图 10 所示。利用接触器 K1 可将带有 U1 V1 以及 W1 初级终端的电机连接至电网。在启动时，接触器 K2 必须闭合才能在电机中形成星形连接。启动后，接触器 K2 打开，同时接触器 K3 闭合。从而形成各相的三角连接。

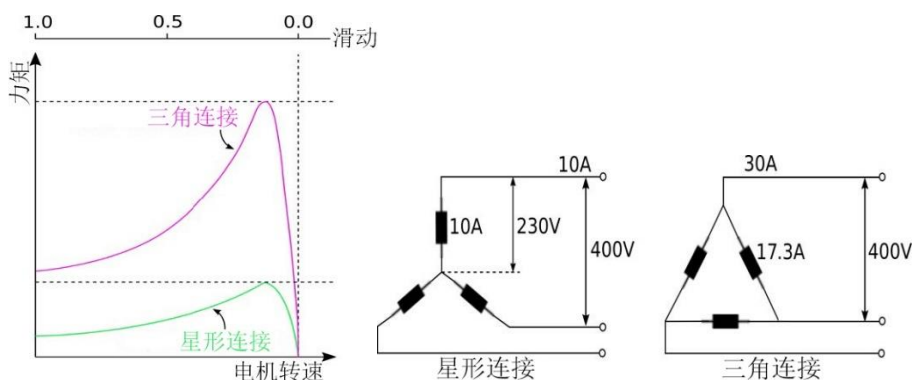


图 9：采用星形和三角连接的感应电机 (5)

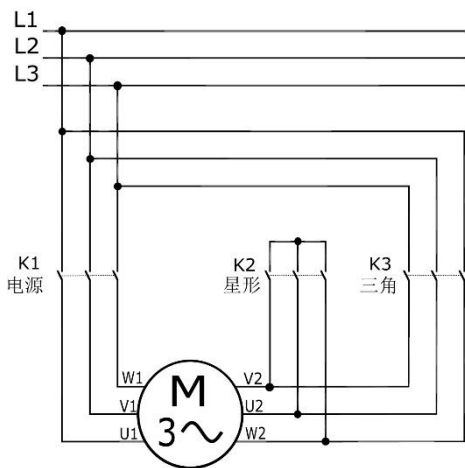


图 10：利用接触器进行星形连接与三角连接的切换 (5)

目前感应电机经常用作变速传动设备。在这种情况下，通常使用 B6C 逆变器。对于变速逆变器驱动的感应电机，采用不同的控制策略。

过去，主要使用简单的电压频率比 (V/f) 控制方式，现在许多工业传动设备仍在使用这一方式 (7)。这种方式的主要缺点在于其提供的动力性能有限。在保持定子电压和定子场频之比恒定时，可沿着速度轴改变力矩曲线（定子磁链与拔拉力矩保持恒定），如图 11 所示。该原理在 PWM 转换器中易于实现。基准定子电压振幅与基准定子频率根据基准力矩以及所测的电机速度进行计算。当基准力矩保持恒定时，使定子电压与定子场频之比保持恒定且该值可满足基准力矩值的设定不受转子实际转速影响的要求。

利用基准定子电压与定子基准频率可获得三相电压值。图 11 显示了二分之一额定力矩下电机加速的情况。在转子加速期间，启动时将定子场频设为 f_1 ，之后场频增加至 f_2 、 f_3 ，使运行点始终位于当前运行曲线的线性区域内，如图 6 的说明。

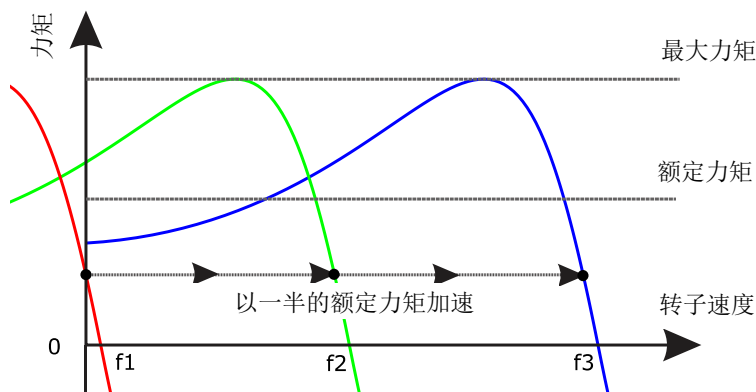


图 11: 恒压频比控制 (V/f) 的力矩 (5)

用于控制逆变器馈电变速传动器的另一方法为磁场定向控制 (FOC)，这是一种矢量控制方式，其原理产生于 1970 年左右 (8), (9)。矢量控制这一名称源自此种控制方法的基本原理。基于时间的电流和电压等瞬时三相系统值通过帕克转换法被转换成正交二维坐标系 (7)。该坐标系以与三相值相同的频率旋转。由此三个交流值被减少至两个直流值，这样通常更易于控制。在二维坐标系中两个直流数可表示为“空间矢量”。这种转换可使感应电机获得与直流电机类似的力矩可控性。

在这点上必须考虑对于磁场定向控制，电流的控制方式应可达到所需的运行点。因此，这种运行原理不同于图 6 所示的连接至电网的电机运行。由于运行范围（见图 13）中所有可能的（速度/力矩）点均可使用，因此力矩与速度关系简图不同。

对于磁场定向控制，二维坐标系的横坐标，称为直轴，与感应电机的磁通量对准。这样可实现对磁链和转矩的独立控制，磁链通过直轴，也称 d 轴电流 i_{sd} 控制，力矩通过交轴，也称 q 轴电流 i_{sq} 控制。转子总电流为

$$i_s = \sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2}。$$

基于给定的力矩 (T_e^*) 与磁链 (ψ_M^*)，这些值取决于实际的电机参数与运行点，计算出 d 轴电流与 q 轴电流的给定值。将计算出的给定值与测得的 d 轴电流值和 q 轴电流值进行比较。然后电流控制器（大部分情况下为 PI 调节器）计算出 d 轴与 q 轴的给定电压。这两个电压最后被转换回瞬时的三相坐标电压，用于计算逆变器的占空比。基准电流的频率（定子频率） $f_{\text{stator}}^* = f_{\text{rotor}} + f_{\text{slip}}^*$ 为电动转子频率 f_{rotor} （该值为电机的机械速度与极对数相乘的积，即

$$f_{\text{rotor}} = f_{\text{mech}} \cdot p = \frac{n}{60 \frac{\text{s}}{\text{min}}} \cdot p,$$

其中 n 指以 rpm 为单位的转速）与基准转差频率 f_{slip}^* （该值为基准力矩和基准磁链的函数，例如，在控制器的两个输入变量情形中）之和。总的来说，定子频率由机械速度、极对数、基准力矩以及基准磁链的数值决定。

根据基准转差频率和机械转子位置对 θ_M^* 角进行计算，以用于将基准 d 轴与 q 轴电流转换成转换器须设置的三相基准电流值。该原理在图 12 中的磁场定向控制 (FOC) 原理图中有进行总结。

实现正常电动运行的最容易的方法是设置恒定的 d 轴电流，获得电机恒定的磁链运转。q 轴电流设置为与力矩要求成正比。因此，即使在要求力矩为零的情况下，对电机进行馈电也可产生磁场以及磁链。这样可随时增大力矩。如电机中无磁链，则不能产生力矩。

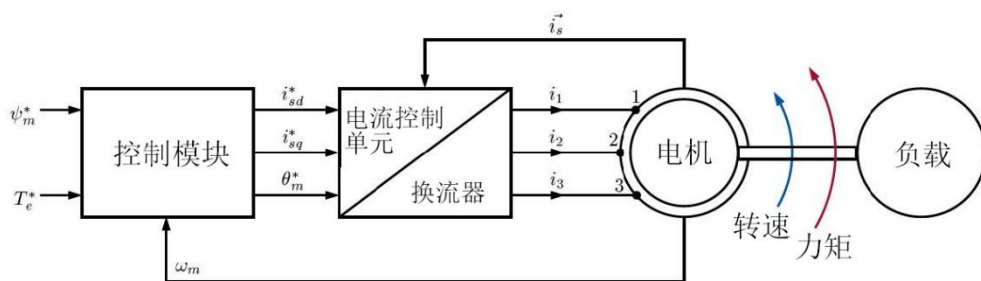


图 12：磁场定向控制传动结构 (7)

在电动运转模式中，感应电机可在定义的速度范围（称为基本速度）内提供恒定的额定力矩，直至达到额定的速度，见图 13。当处于这点（也称为拐角点）时，电机达到其额定功率，电机的感应反电动势达到与逆变器最大输出电压相同的振幅。由于电流不能增大，因此在力矩相同的情况下不能进一步提高速度。基本速度值取决于电流和电压最大限值以及感应电机参数。

克服该速度限制的一个可行方案为应用弱磁法。这种方法的主要思路为减少电机的磁链，从而降低感应反电动势。利用磁场定向控制，通过减小直轴电流给定值来减小磁链可轻松做到这一点。在力矩给定相同的情况下直轴电流的减少会引起转差频率增加。因此，定子频率也会增加。

在感应反电动势减小的情况下，可进一步提高速度。不过，无法再达到额定力矩，因为这将造成超过额定功率。因此，对于超出额定速度值的速度，某个速度下的最大力矩由该速度和额定功率决定。根据机械功率等式

$$P = 2\pi \cdot T \cdot n, \text{ 因此, } T = \frac{P}{2\pi \cdot n}.$$

在力矩与速度关系简图（图 13）中，可以很清晰地看到该运行范围，最大力矩减小，而速度增加（与速度成反比），如上述公式所显示。

在图 13 中，可以看到在弱磁范围上方存在第三个速度范围。该范围受到理论上最大可实现功率的限制（该功率由拔拉力矩确定），在该范围中，力矩与速度平方值成反比，如等式 $T \sim \frac{1}{n^2}$ 所示。这是由于拔拉力矩具有相同的比例性质。由于一般避免在接近或处于拔拉力矩的情况下运行，因此在实践中几乎不会用到这一扩展的磁场削弱范围。

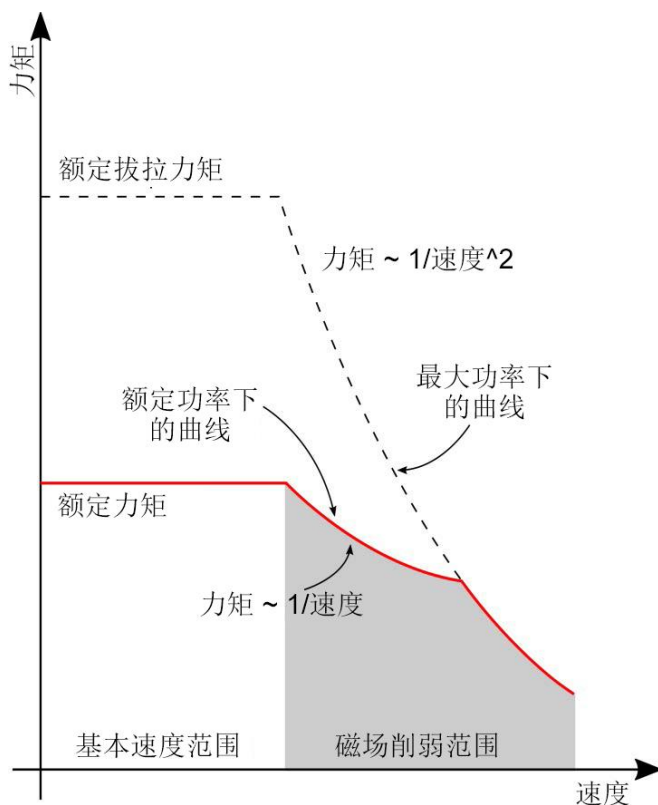


图 13：感应电机的运行范围 (5)

当感应电机按以上说明运行时，且额定磁链保持恒定时在部分负载的情况下效率很低，甚至在零负载情况下也是如此。这一结果在图 14 中以归一化的定子电流（电流值除以额定电流值）与功率因数曲线展现。该图也同样适用于与电网连接的电机。图 15 的上部显示了同一现象，其中与磁化电流成正比的基准磁链表现为取决于转子速度与力矩。在基本速度区域（在图中低于 $n = 1500 \text{ rpm}$ 的区域），磁链以及磁化电流保持恒定，导致在部分负载的情况下功率因数较低。提高部分负载时的效率的一个方法是在基本速度区也采用弱磁法，如同上述对于超过基本速度以上速度段的做法。图 15 的下部显示了这一方法：部分负载、低力矩的情况下，磁链基准值减小。这直接降低了这些工作点上的磁化电流，并提高功率因数和效率。该方法的一个缺点是会导致电机动态性能损失，因为磁链的形成基于转子时间常数，而该常数经常在毫秒范围内。

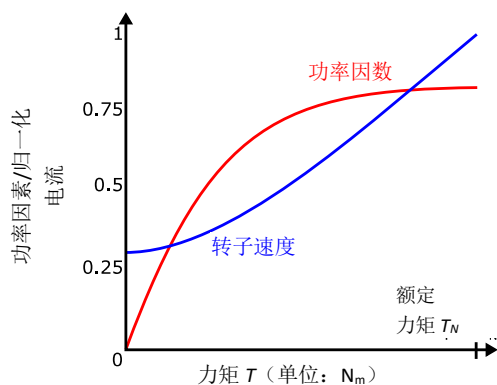
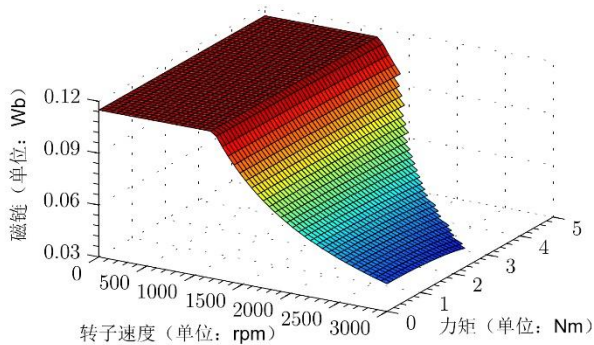
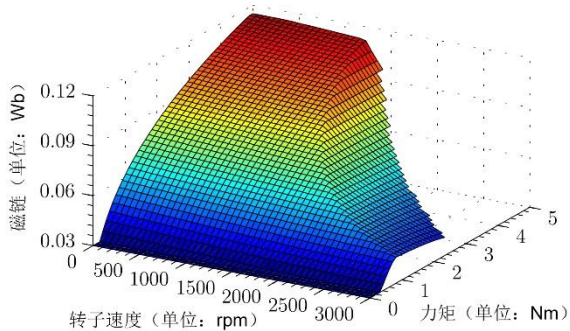


图 14: 相对于力矩的归一化电流与功率因数 (5)



(a) 基本速度区域中的恒定磁链基准值



(b) 经优化的磁链基准值

图 15: 相对于速度与力矩的恒定的 (a) 及优化的 (b) 磁链基准值 (5)

铭牌数据与衍生的特征值

感应电机通常在其铭牌上提供最重要的相关数据。相关示例见图 16，在该示例中左右两边罗列了各种可用的参数。

1	Motorenwerke ACME	IE3	7
2	ASM 100L-2	0123456	8
3	Δ 400 V	5,76 A	9
4	3 kW	$\cos(\varphi)=0,86$	10
5	2890 rpm	50 Hz	11
6	Isol.Kl.F	IP 44	12

图 16: 感应电机的铭牌 (10)

铭牌上显示的信息如下所示 (10):

磁场编号	符号	描述	备注
1		制造商	
2		电机型号	制造商的型号说明可包括尺寸或极数（此处：2 极 $\Leftrightarrow p = 1$ 极对
3	V_N	额定电压	线电压
4	P_N	额定功率	允许的持续性机械输出功率
5	n_N	额定速度	额定力矩负载下的速度
6		绝缘等级	绕组的温度稳定性（见“专门词汇”）
7		效率等级	（见“专门词汇”）
8		序列号	
9	I_N	额定电流	在额定电压和额定功率时
10	$\cos(\varphi_N)$	功率因数	额定电压和额定功率时的相角
11	f_N	额定频率	
12		保护等级	防止杂物和水侵入的保护功能

表 2: 感应电机上的铭牌数据说明 (10)

基于这些数值，可得到其他不同的特征值：

公式	单位	描述	示例
$n_0 = \frac{f_N \cdot 60 \frac{s}{min}}{p}$	rpm	同步速度或空载速度	3000 rpm
$\Omega_{mech} = n_N \cdot \frac{2\pi}{60 \frac{s}{min}}$	rad/s	额定机械角速度	$302,6 \frac{rad}{s}$
$T_N = \frac{P_N}{\Omega_N}$	Nm	额定机械力矩	9,9 Nm
$P_{N,el} = \sqrt{3} \cdot U_N \cdot I_N \cdot \cos(\varphi_N)$	W	额定电功率	3432 W

$\eta_N = \frac{P_N}{P_{N,el}}$		效率	87,4%
$P_{loss,N} = P_{N,el} - P_N$	W	损耗	432 W
$I_{active,N} = I_N \cdot \cos(\varphi)$	A	有功电流	4,95 A
$I_{reactive,N} = I_N \cdot \sin(\varphi)$	A	无功电流	2,94 A

表 3：感应电机的基本公式 (10)

其他类型的感应电机

鼠笼式转子与滑环转子三相感应电机是最常用的感应电机。不过，也有其他形式的，相关资料接下来会描述。

双馈电感应电机类似于滑环电机。这种绕组由逆变器馈电，而非将电阻连接至转子中的三相绕组。这种电机通常用作风力涡轮发电机（见图 17），替代同步发电机等。其主要优点为可以将发电机的定子侧直接连接至电网，无需使用全量程逆变器，便可达到风力涡轮额定功率。直接连接电网意味着电动定子频率恒定。在机械频率变化的情况下也可满足这一要求。例如，在一阵大风吹向风力涡轮时会出现这种情况。通过改变额定功率比定子侧小许多的转子绕组电源的频率，可以实现风吹来期间机械频率增加时保持定子频率恒定在电网频率。这种电机的另一优点为它能够产生正负无功功率，因此可用于稳定电网。

在图 17 中，可以很容易看到三相定子侧连接至电网。这是发电机的主要功率输出，发电机由转子扇叶驱动，在转子扇叶与发电机的转子侧之间有一个齿轮箱。如前述，三相转子绕组由连接至电网的逆变器供电，允许对转子电流的频率和相位进行自由设置。

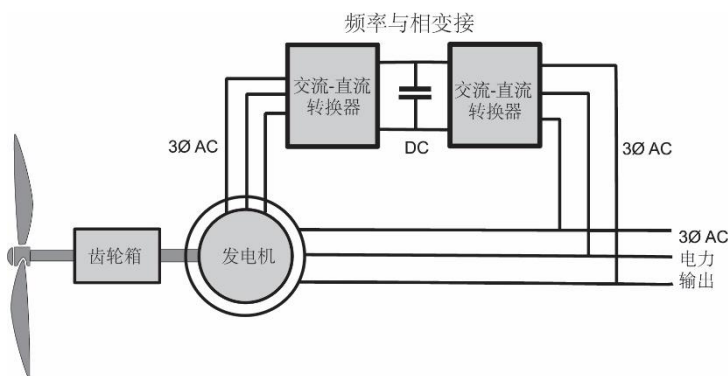


图 17：连接至风力涡轮的双馈电感应发电机 (11)

除了可进行三相运行，感应电机还可用作单相电机。与其他任何电机类似，感应电机要求有两个磁通量且相角须大于零以产生力矩（见“专门词汇”了解更多说明）。在单相模式中，交流电源促使绕组（运行绕组）中产生定子交流电流，从而促使产生交变主磁通。主磁通与转子相互作用，在转子中产生感应电流，该电流又产生转子磁通。在静止状态下，如无初始旋转，则不能产生力矩；从机械角度而言由于静止无法实现这一点，从电力角度

而言，由于电流/磁通量为交变而非旋转，因此也无法实现这一点。解决该问题的一个方案为在感应电机的转子中增加一个绕组（辅助绕组）。该绕组通过附加的外部电容器连接至电网，与第一个绕组中的电流相比，该电容器可实现电流相移。增加来自第一个绕组的磁通量与第二个绕组的磁通量（该磁通量为旋转磁通量）相移，可使单相感应电机在静止状态下产生力矩，从而启动电机。一旦电机旋转，由于旋转促使定子和转子磁通量之间进行相移，从而产生力矩，因此可断开辅助绕组以提高电机效率和运行顺畅性。旋转方向可通过位于辅助绕组前方或后方的电容器的位置进行设定，见图 18。

当电机开始旋转时，它将加速直至达到其稳定运行点。在连接至某一负载时（比如风机），该运行点应该是负载力矩等于电机力矩，速度低于基本速度。在无负载的情况下，电机将加速直至速度略低于基本速度，此时需要一个较小的力矩来补偿电机摩擦。

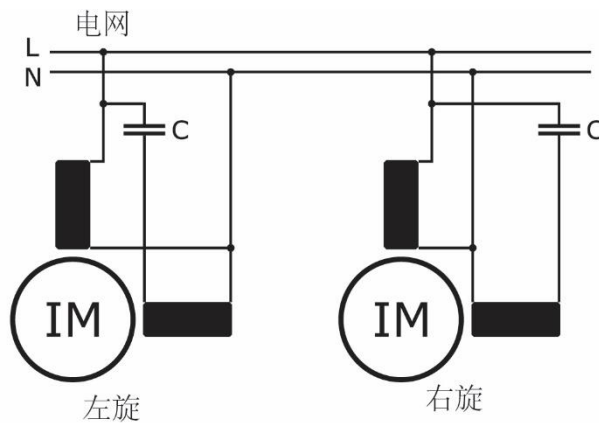


图 18：用作电容电机的单相感应电机 (5)

显著特性和额定值

- 目前工业中最常用的电机类型 (12)

优/缺点

- 感应电机具有较好的功率因数，功率因数为 0.75-0.9 (13)
- 由于感应电机具有合理的弱磁范围，因此其额定速度与最大速度之比在 3-5 之间。
- 相比额定力矩，拔拉力矩较高（通常为额定力矩 2 倍左右），可实现快速加速
- 对于和电网连接的电机启动电流高（可能要求进行星形三角形连接切换或采用本章描述的其他方法）
- 与永磁同步电机不同，感应电机在弱磁运行方面更高效。(7)
- 与永磁同步电机相比，效率较低，这是由于该电机的所有磁通量必须通过绕组（无磁体）励磁产生。
- 由于感应电机有额外的转子损耗（电阻损耗），因此效率通常比磁阻同步电机或永磁同步电机低。

主要应用

现在最常用的工业电机：直接与电网连接，采用变速传动。

用于泵、风机、火车、自动化设施等。

由于磁阻同步（泵应用）与永磁同步电机效率较高，今后这种电机将逐步被它们替代。感应电机仍具有优势，特别是在需要高度弱磁运行的应用领域。

永磁同步电机 (PMSM)

同步电机可分为两类：非凸极电机与凸极电机。图 19 为凸极内置式永磁同步电机 (IPMSM) 的典型产品示例。图 20 为这两类电机相比外部励磁同步电机的内部机械结构概述。

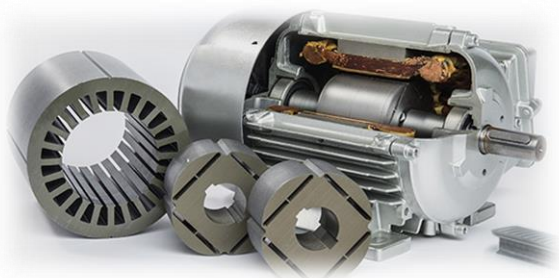


图 19：带有分布式绕组的凸极内置式永磁同步电机 (IPMSM) 的截面图 (14)

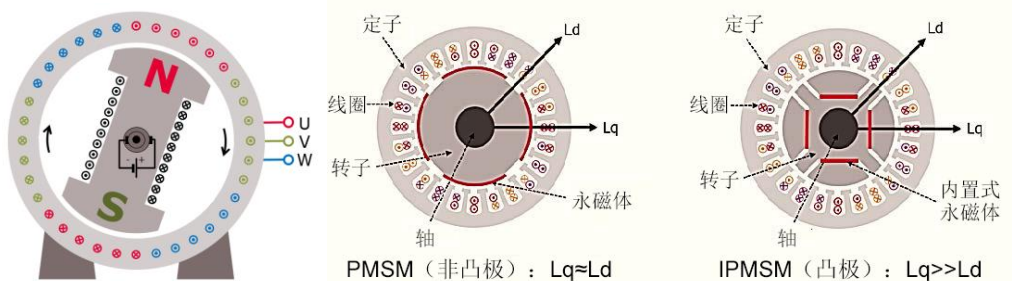


图 20：凸极外部励磁同步电机（左）、非凸极表贴式永磁同步电机 (PMSM/SMPMSM)（中间）以及凸极内置式永磁电机 (IPMSM)（右）的截面图

电机结构与功能说明

与直流电机类似，同步电机在旋转的电磁场与恒定磁场处于相对静止状态时可产生力矩。由于励磁绕组及其磁场固定在转子上，因此如要在同步电机中产生恒定力矩，定子磁场必须与转子同步旋转。励磁绕组安装在同步电机的转子上。转子通过直流电源和滑环（图 20，左边）励磁，或通过永磁体（图 20，中间和右边）励磁（这种方法更常见）。

由于转子磁场以转子的机械速度旋转，定子绕组必须产生旋转磁场。因此，定子必须具有旋转磁场绕组。在图 20 中，定子槽中的绕组方向（用飞箭概念表示的电流流动方向）显示为“点”（箭头=从表面出来）与“交叉线”（箭羽=进入表面）。中间和右边的图都有一个双层三相绕组，这种绕组允许相邻相的叠加，因此在气隙中生成正弦定子磁场。

d 轴（图 20 中的 L_d ）指同步电机的直轴（主磁通量路径轴，一般处于永磁体的方向），而 q 轴（图 20 中的 L_q ）指正交轴。取决于转子的几何结构，同步电机要么是非凸极型（位于图 20 中间）（即定子电感不取决于转子位置），要么是凸极型（位于图 20 右边）（即定子电感取决于转子位置）。在凸极同步电机中，定子电感取决于转子位置（ $L_q \gg L_d$ ），从而产生磁阻力。电感差异会受到转子几何结构的影响，同时也是因为转子使用的材料的磁属性有差异，例如，磁体和空气的相对磁导率 μ_r 为 1，而电钢片的相对磁导率 μ_r 约为 4000-10000。此外，由于存在 d 轴和 q 轴电感差异，凸极电机的弱磁性能较好。由于转子的凸极性，IPMSM 的力矩取决于 d 和 q 电流分量。

表贴式非凸极永磁同步电机——电机直径远大于电机长度——通常适合混合动力电动车应用。由于直接连接至汽车中的齿轮箱，汽车应用中的电机通常直径较大而轴长较小，即电机的直径一般与齿轮箱相同。图 19 从另一方面显示了更常见的电机直径与长度比。该电机具有分布式绕组和内置于转子中的永磁体，这会产生凸极效性以及磁阻力矩，即该电机是凸极电机。

集中式与分布式绕组

同步电机的绕组可为分布式或集中式。当绕组为集中式时，所有导线位于一个槽中并跨一个极，即跨距为一个极——如图 21 的左边所示。分布式绕组的跨距更大。在图 21 右边的示例中，每个绕组跨 3 个槽。此外，不同相的集中式绕组不会重叠，而分布式绕组则重叠——在图 21 中可以清楚地看到这一点。集中式绕组使用的铜材料更少，且大多数的端部绕组都比转子长度短。这一点在以下两种绕组的示意图中也能明显看出来。集中式绕组可采用更紧凑的方式构建，并且，由于使用的铜减少，材料和生产成本可以大大降低。

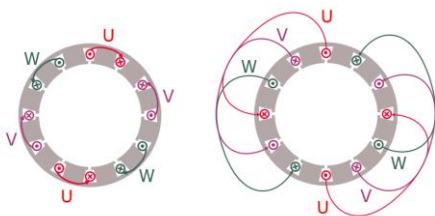


图 21：集中式（左）绕组与分布式（右）绕组

然而，由于性能出色——通常归因于谐波含量较低，分布式绕组仍是较具优势的绕组类型。相比集中式绕组，分布式绕组励磁通量的空间（接近正弦）波形明显得到优化。分布式绕组的缠绕方式可产生近于恒定的旋转定子磁场。由于电机制造的成本压力增加，更廉价的集中式绕组已变得更普遍。

电机特征与电机控制

负载角显示了转子和定子磁场之间的角度。图 22 显示了力矩对负载角 ϑ 的正弦依赖性。这一关系仅在所有电压保持恒定的情况下有效。仅可通过改变他励式永磁同步电机 (PMSM) 中的励磁电流，才可改变拔拉力矩的大小（电机的最大力矩）。如励磁电流为恒定，则负载角 ϑ 将由负载力矩决定。图 22 显示了力矩对负载角的依赖性。如两个磁场垂直 ($\vartheta = \pm \pi/2^\circ$)，则将产生最大力矩。如两个磁场对齐 ($\vartheta = 0^\circ$)，则不会产生力矩。从图 22 可以推出静态负载力矩（该力矩大于拔拉力矩），将迫使负载角处于稳定运行区之外，导致磁极滑动。在电动模式中，同步电机将停下、静止。在发电机模式中，电机将加速并超速。

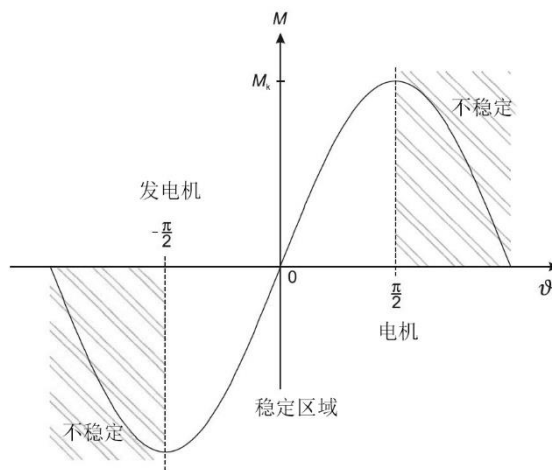


图 22：在恒定电压运行中力矩为负载角的函数 (5)

要在不同的力矩/速度点运行同步电机，需要调整电压（或电流）和频率。电气励磁电机也可控制励磁电流或励磁磁链，对所产生的反电动势产生影响。

带有同步电机的现代传动设备大部分由变频器馈电，以产生频率与电压（或电流）可变的三相系统。因此，可以控制速度与力矩。

有些控制方法试图对同步电机进行调控，调控方式可以实现同步电机仅要求有功功率或纯粹的无功功率（感性或容性同步补偿器）。一些控制器针对既定的定子电流对力矩进行最大化（每安培的最大力矩）。下面对不同的控制方法进行更详细的说明。

有功功率控制下的运行（带有励磁绕组的非凸极式永磁同步电机）

要充分利用逆变器的视在功率 (kVA)，同步电机可在整功率因数（即 $\cos\varphi = 1$ ）情况下运行。利用这种控制方法，由于无需提供无功功率，因此可充分利用逆变器的安装功率。由于必须对转子磁场励磁进行控制，因此这种方法适用于带有转子励磁绕组的非凸极式同步电机。

永磁同步电机的运行

在永磁同步电机中不能对励磁（即反电动势电压）进行改变。因此，反电动势电压 u_i 与转子速度成比例： $u_i \sim \text{速度}$ 。

故永磁同步电机 (PMSM) 不能在同时保持恒定定子磁通量和每安培最大力矩或最大有功功率的情况下运行。

由于无法达到最大力矩，因此有功功率运行（即， $\cos\varphi = 1$ ）很少应用于无励磁绕组的永磁同步电机 (PMSM)。

每安培最大力矩下的运行

为充分利用永磁同步电机 (PMSM) 的性能，大部分情况下采用一种可最大化每安培力矩的控制算法。利用这种控制方式，在既定的反电动势电压下可产生最大力矩。这种控制方式的一个缺点为功率因数 $\cos\varphi$ 变小，这是定子磁链增加所导致。

当速度低于基本速度时，定子电流受到控制以与反电动势保持同相。因此，对于由永磁体确定的既定励磁，在电流最小时可产生最大力矩。

当速度增加并达到基本速度（额定速度）时逆变器馈电的永磁同步电机 (PMSM) 达到其电压限值。当磁场（来自于永磁体）减小时，才可进一步增加速度。要实现这一点，可对定子电流进行相移，直至产生电流的负的 d 轴分量。这种 d 轴分量电流（即产生磁通量的分量）会使电机中的总励磁磁场减小，从而降低反电动势。在速度更高的情况下，需要对定子电流进行相移，使定子电压保持恒定。取决于定子电流与速度，可获得不同的功率因数 ($\cos\varphi$)。在设计功率变换器时，必须针对最大速度下出现的最差 $\cos\varphi$ 进行设计。

短路运行

永磁同步电机 (PMSM) 的一个重要特征在于在非零速度下，永磁体在定子绕组中产生非零反电动势电压。这种效应可用作紧急制动功能，通过使定子绕组形成短路来降低电机速度。另一方面，如未考虑短路额定值，这种短路电流可能会使转换器过载，甚至会损坏功率器件。短路电流值取决于永磁体磁链、定子电阻以及定子电感，在某些程度上还取决于电机速度。在较高速度下短路电流达到限值（图 23）。应针对这种电流来设计逆变器以避免出现故障。应注意，这种短路电流有时低于电机的额定电流。此外，短路力矩与磁链平方除以定子电感值所得的值成正比（图 23）。

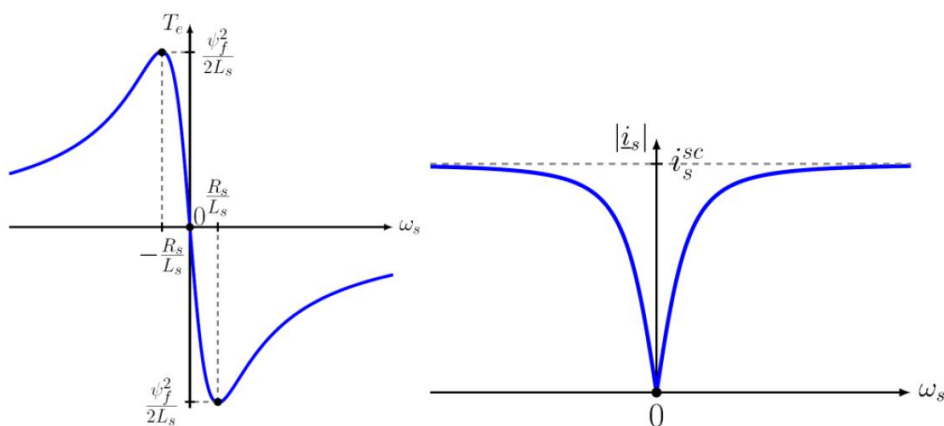


图 23: 相较于转子速度的短路力矩与短路电流 (5) (7)

弱磁区域

除了短路运行，转换器的设计师还必须考虑针对磁通量削弱以恰当设计转换器。要减小电机 d 轴中的磁场，逆变器必须注入负的 d 轴分量。

但如果这种励磁中断（例如，由于逆变器被强制关闭），由于电机中的磁通量突然急剧增大，则极高的励磁电压（反电动势）可能导致逆变器二极管或电压源逆变器中的电容器损坏。

梯形控制

也称为 6 步式控制，是一种最简单的算法。对于 6 步换向步骤（在三相电机中）中的每一步，在一对绕组之间形成电流路径，从而断开第三个绕组。与其他算法相比，这种方法会产生高力矩波动，从而导致振动、噪音以及性能变差。

电压频率比控制

也称为电压频率比换相，正弦控制通过向 3 个绕组顺畅提供（正弦）变化电流，减少力矩波动，带来顺畅旋转，从而克服了梯形控制出现的许多问题。不过，经常使用基本的 PI 调节器对这些时变电流进行控制，会导致较高速度下性能较差。

永磁同步电机 (PMSM) 的磁场定向控制 (FOC)

磁场定向控制 (FOC) 也称为矢量控制，与正弦控制相比，在较高速度下能提供较高效率。即使在瞬态运行期间，这种控制通过出色地保持定子和转子磁通量仍可确保较高的效率。与所有其他技术相比，在动态负载变化情况下磁场定向控制 (FOC) 还可提供较高的性能。

与感应电机类似，永磁同步电机 (PMSM) 可在磁场定向控制 (FOC) 中运行，对力矩和产生磁通量的定子电流分量进行去耦。因此，定子电流中的 d 轴电流分量可被视为产生磁通量的分量，而 q 轴分量则可产生力矩。在基本速度区，这一 d 轴分量通常设置为零，以

最大程度降低定子损耗并使逆变器电流额定值最小化。在永磁同步电机 (PMSM) 的弱磁区，需要提供负的 d 轴分量以减小电机磁场。

在利用磁场定向控制 (FOC) 时，力矩波动可被降低至最小程度，并可在低速和高速情况下对电机进行准确控制。

对于磁场定向控制，必须已知转子位置，这样可使用安装在转子轴上的绝对式编码器或无传感器控制算法（该算法用于测量反电动势电压）来确定转子位置。

目前，同步伺服传动器通常由 PWM 电压源逆变器馈电。直流电压源由逆变器转化为可变三相交流电压。可以对电压和频率进行控制。当同步电机具有磁场励磁绕组时，励磁斩波器可用于调控磁场电流。可使用连接至直流电源的简单降压转换器。

各种显著特性和额定值

- 目前永磁同步电机 (PMSM) 被广泛应用于自动化系统、自动化机械设备和工具中的低功率（0.1 kW 至 10 kW）伺服应用领域。
- 功率高达 30-250kW 的永磁同步电机 (PMSM) 正越来越多地比运用到混合动力和全电动车辆中。
- 电气励磁同步电机与永磁同步电机 (PMSM) 已被应用于高铁，且仍在使用中。不过，作为更廉价的备选方案的感应电机，也得到普遍的使用。
- 永磁同步电机 (PMSM) 应用于将效率与重量至于首要地位的领域，如航空工业。
- PMSM 传动器具有低转子损耗的优势，这对需要花费高昂成本进行转子冷却的应用领域而言颇具吸引力。

优/缺点

- 在基本速度运行中提供最高效率
- 提供最高力矩/重量比
- 所使用的磁性材料的类型对电机整体价格产生较大影响
- 弱磁区需要使用额外的电流，这通常会导致高速运行时效率较低（相较于感应电机）

主要应用

- 高效传动器（航空、汽车工业）
- 使用低成本铁氧体磁铁的一些家庭应用
- 特别是带有集中式绕组的凸极永磁同步电机 (IPMSM)，由于制造复杂性和成本降低，在工业上被更加广泛地应用。但是，与带有分布式绕组的同步电机相比，使用集中式绕组会降低性能。

同步磁阻电机 (SynRM)

同步磁阻电机 (SynRM) 是一种无永磁体的内嵌式永磁电机。因此，转子具有类似于凸极内置式永磁同步电机 (IPMSM) 的凸极结构，而不具有永磁体产生的磁通量 (图 24)。因此，电机仅产生磁阻力矩，并不运用 Lorentz 力。此外，电机特征在很大程度上取决于转子设计，以及磁通屏障在转子中的布置方式。设置磁通屏障 (通常使用空气) 的目的在于，达到较高的 L_d/L_q 电感比 (该值用于衡量电机在弱磁情况下的运行优劣程度) 以及 L_d-L_q (该值用于衡量电机可产生多大的力矩)。转子设计的磁通屏障越接近磁场线分布，SynRM 的结构越能提高电机的整体效率。

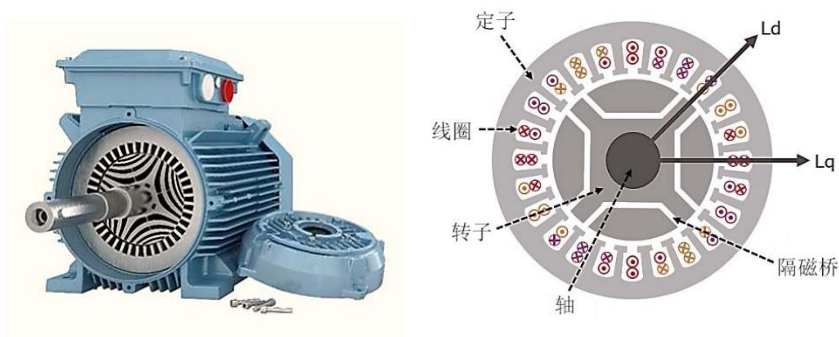


图 24: ABB 生产的同步磁阻电机的截面图 (15) (左) 和截面示意图 (右)

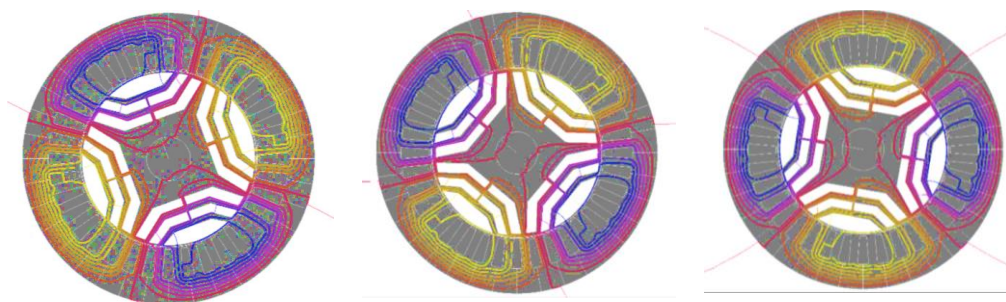


图 25: 逆时针旋转的同步磁阻电机中的磁通量路径 (5)

同步磁阻电机 (SynRM) 运行所采用的变换器与同步电机和感应电机的相同。此外，可以使用与凸极永磁同步电机 (PMSM) 相同的控制算法。

与永磁同步电机 (PMSM) 相比，同步磁阻电机 (SynRM) 的功率密度较低。而与感应电机相比，其功率密度则更高。由于同步磁阻电机 (SynRM) 相比感应电机损耗较低 (转子损耗更是可忽略不计)，因此冷却需求减少，可采用较小的设计 (见图 26)。

优/缺点

- 在基本速度运行中，由于转子损耗可忽略，因此同步磁阻电机的效率高于感应电机（图 26）。
- 由于转子损耗较低，因此相比感应电机，同步磁阻电机的转子温度更低。较低温度可进一步缩小电机的结构设计。
- 与感应电机及内置式永磁电机不同，同步磁阻电机 (SynRM) 的基本速度与最大速度比极低。因此，这种电机的恒定功率区域有限。
- 同步磁阻电机适用于在单个运行点运行的应用领域，如泵和风机。
- 这种电机由于无磁体或转子绕组，因此具有转动惯量低的优点。
- 无需永磁体可避免可能的退磁，并简化整机操作。
- 对于自由运行的负载或在维修期间，由于不存在有永磁体时的电磁感应，因此所需的保护措施可减少。
- 相比永磁同步电机 (PMSM)，同步磁阻电机 (SynRM) 的功率因数 ($\cos\varphi$) 较低，因此需要一个更大尺寸的逆变器。
- 效率提高主要是因为取消了转子绕组，消除了其欧姆损耗；但因为定子绕组内需要更大电流，部分效率提升会被抵消。

主要应用

- 与其他类型的电机相比，这种电机对于工业市场而言是一种相当新的产品，因此尚未被广泛应用。
- 对于暖通空调等泵机应用，ABB 等公司正在用效率及功率密度都更高的同步磁阻电机替代感应电机 (16)。如图 26 所示，ABB 传统感应电机和现代同步磁阻电机之间的效率及功率密度的简单对比 (17)，即能凸显出这些明显的差异。

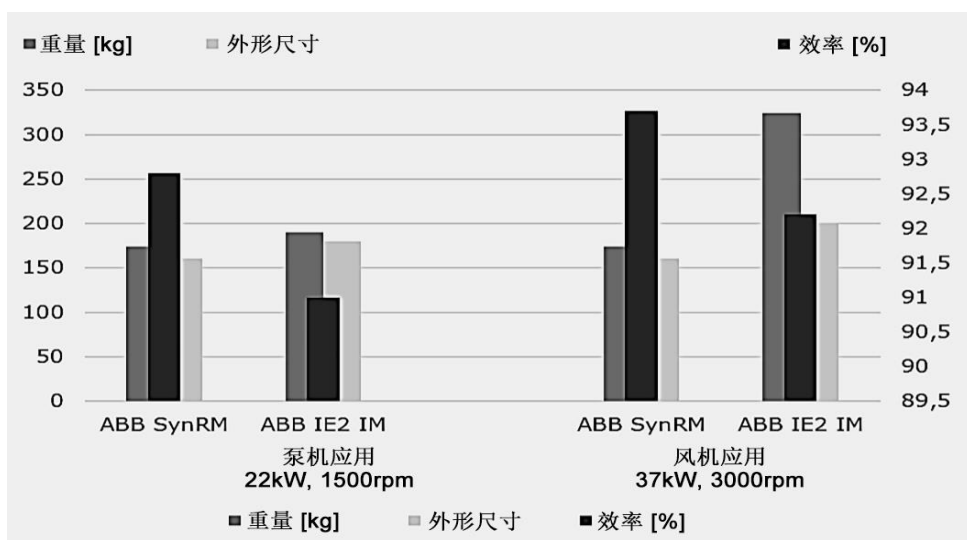


图 26: 同步磁阻电机与感应电机的效率和功率密度对比（数据来自 ABB (17)）

直流电机

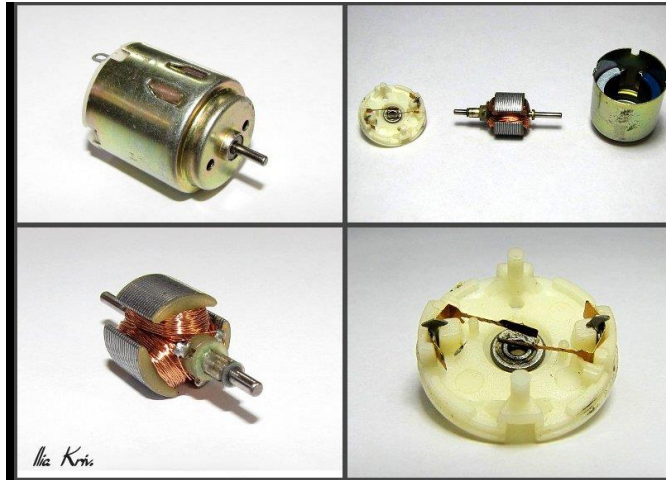


图 27：永磁外部励磁直流电机的机械结构；顺时针：全套，分解，电刷和转子 (18)

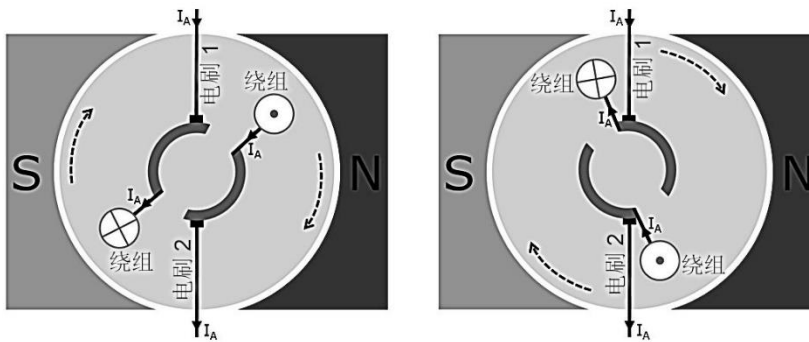


图 28：具有两个可能的换向器位置的永磁直流电机的简化截面图——左图为下一次换向之后，右图为下一次换向之前

电机结构与功能说明

图 27 所示为直流电机的典型结构，由全套封装的电机外壳以及定子上的永磁体、带绕组的转子和换向电刷组成。定子上的永磁体可为电机产生他励磁场。转子有转子绕组，这些绕组通过换向器与电刷由直流电压馈电。图 28 为直流电机的横截面示意图。该图显示了电刷如何接触换向器，以及转子磁场如何根据电刷接触换向器部分的情况来改变其方向。

因此，当转子转动时，转子磁场的方向将随着电刷接触绕组的实际方向而变化。由于在每次换向中，电压通过机械方式被切换至一组新绕组（电感），会产生火花。在高速运行中较高的电流产生火花是个突出的问题：电刷和换向器可能烧毁它们的电触头，并通过允许电流泄漏导致换向器中的端环燃烧。

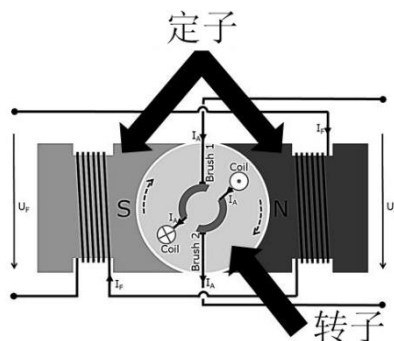


图 29：电励磁直流电机的示意图（该电机为“他励式”）

定子磁场可由永磁体（如前文图示）产生，或由可产生所需励磁磁场的专用直流绕组产生。图 29 所示为定子上有励磁绕组的直流电机（无永磁体）。与基于永磁体的励磁相比，这种设置可对励磁磁场进行控制。

电机的转子也称为“电枢”，因此转子电流被称为电枢电流。由于直流电机的结构，励磁磁场与电枢磁场彼此正交。如两个磁场可分别独立调节——例如，在他励式直流电机中，则可随时对直流电机进行独立的力矩和磁通量控制。

直流电机的转子具有带电的导体，该导体可产生磁场。要将电枢电流馈送至旋转的转子，需要使用电刷。电刷大多为小尺寸碳块，碳块被弹簧压向旋转的转子的换向器（铜接触区）。在旋转期间换向器对电枢电流的方向进行改变（见图 30），因此电枢磁场总是与励磁磁场正交（参见“专门词汇”，了解力矩产生情况）。

为减少碳刷上的火花，可在大型直流电机中使用补偿绕组，如图 30 所示。这些绕组被设置在定子的北极 (N) 与南极 (S) 附近。其目的在于在电刷换向时减小换向极区域的定子磁场，从而减少火花。由于主定子磁场取决于电枢电流振幅和方向，因此电枢电流也应用于补偿绕组。

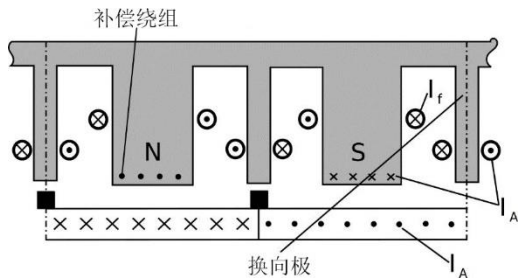


图 30：他励式直流电机的补偿绕组与换向极 (5)

电刷的使用寿命

“如直流电机为通用型、功率中等，且换向膜良好，换向器表面速度在 2500 至 4000 rpm 范围内，据估计，电刷的使用寿命为 7500 小时被视为正常情况。电刷的最短使用寿命可能为 2000 至 5000 小时，最长使用寿命约为 10000 小时。不过，对于具有轻负载或可变负载的电机（如机床用电机），电刷的使用寿命经常少于 2000 小时。在换向器表面速度较高的情况下，电刷的使用寿命会进一步缩短。根据经验，3600 rpm 转速下的电刷使用寿命为 1800 rpm 转速下的一半。电刷的使用寿命也受到负载的影响。” (19)

电刷的使用寿命与转子速度之间的直接关系，说明了有刷直流电机经常用于低速 (<10000 rpm) 应用的原因。

电机特征与电机控制

直流电机可分为 3 类：

- 他励式/外部励磁直流电机
- 串励直流电机
- 并励直流电机。

前面提到的基于永磁体的直流电机就是他励式直流电机的一种，它无法灵活地控制定子提供的励磁场，因此结构更简单。

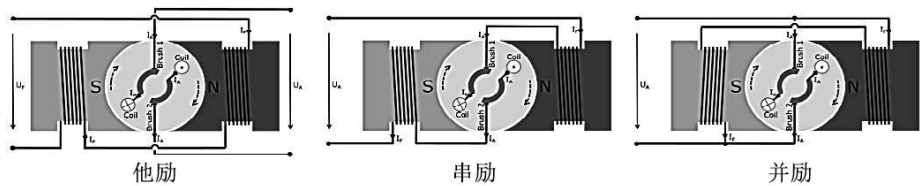


图 31：三种不同类型的直流电机概览

以下章节将更详细地讨论各个直流电机类型的具体设置和与此有关的特性。

他励式直流电机

外部励磁或他励式直流电机包括两种电路：电枢电路（左侧）与磁场电路（右侧），见图

32 中的等效电路图。磁场电路包含一个绕组，该绕组具有电感值 L_F 与欧姆电阻值 R_F 。由于磁场绕组在磁场中不移动，因此不产生感应电压。电枢电路具有一个线圈以及相应的电阻值 R_A 和电感值 L_A 。此外，电压源 u_i 包含在具有反电动势感应电压的等效电路中。 U_i 与电机速度成正比，用于说明因旋转转子磁场而产生的反感应电压（参见“专门词汇”，了解反电动势）。

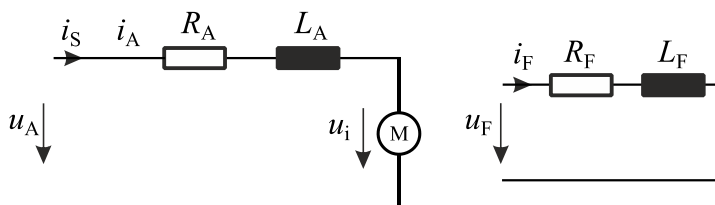


图 32：他励式直流电机 (5)

由于励磁磁场与电枢电流可被独立控制，因此这种电机被广泛应用于伺服传动器中。

在控制他励式直流电机时，磁通量一般保持恒定。这种特征表现为具有负斜率的直线，该斜率取决于电枢电阻 R_A ，在图 33 中可以看到这一点。随着 R_A 增加，图 33 中的特征线条变得更平缓。因此，随着负载力矩的增大，速度更迅速地下降。一台设计良好的电机应具有较小的电枢电阻，这样才可形成更具刚性的力矩-速度特征。

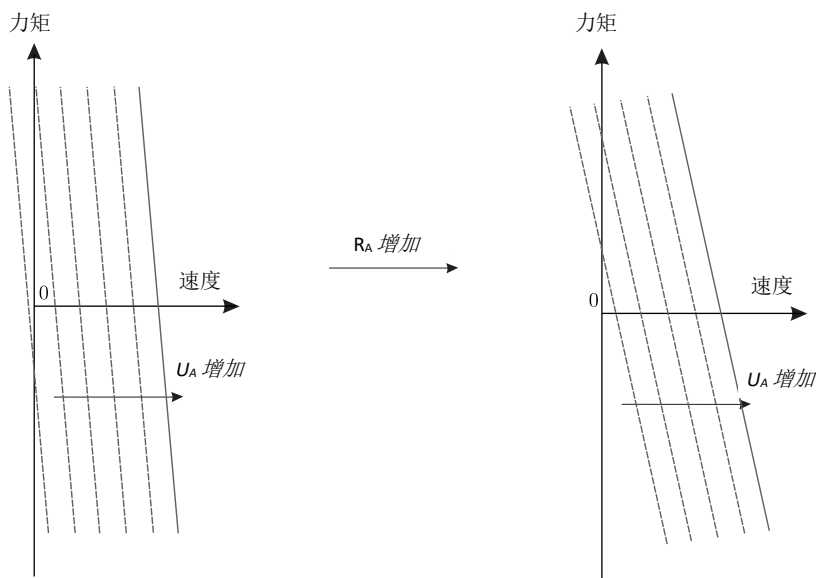


图 33：他励式直流电机的力矩-速度特征曲线 (5)

他励式直流电机的速度控制

可通过以下方式改变他励式直流电机的速度：改变电枢 U_A 的终端电压；或保持 U_A 恒定并改变电枢电路中附加的外部电阻；或通过控制磁场励磁电压 U_F 来改变电机中的磁通量

Φ 。磁场励磁电压 U_F 可通过使用单独的电子整流器/转换器/降压斩波器进行控制。因此，电机中的磁通量改变。磁通量越小，电机的速度就越高，不过，同样地，力矩也会减小。直流电机的力矩与电机中的电枢电流 I_A 及磁通量 Φ 成正比。

在有单独的电源提供磁场电流时，可通过改变电枢电压对速度进行进一步控制。这种方法避免了电枢-电阻控制法带来的低劣的速度调控与低效弊端。电枢-电阻控制法通过将额外的电阻添加至电枢电路中来改变电枢电流。但是，这些电阻会造成额外损耗。

串励直流电机

如磁场绕组与电枢绕组串联，则可形成串励直流电机（图 34）。

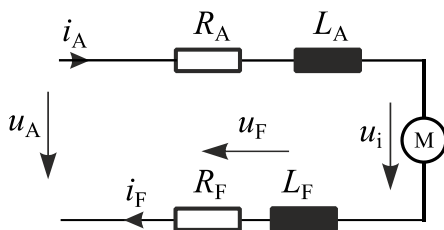


图 34：串励直流电机 (5)

要确定串励电机的力矩-速度特征，必须认识到电机的磁通量与电枢电流存在比例关系 ($\Phi \sim I_F = I_A$)。此外，还假设电机未出现饱和，这将产生以下特征：

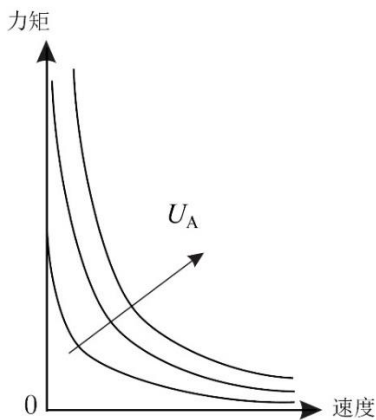


图 35：串励直流电机的力矩-速度特征曲线 (5)

这种特征由于形状非常典型，因此经常被称为串励电机行为。电机在速度为零时产生最大力矩。当电机加速时，力矩会因速度增加而急剧减小。在无负载的情况下不能运行串励电机，否则电机将加速直至超速（将损坏设备）！只要电机无负载（力矩 = 0），则电机将加速至极高的速度（超速）。在串励电机中，速度完全取决于负载。负载与电枢速度成反比。如负载较高，则电枢将低速旋转。

串励电机也可利用交流电运行。当电枢电流 I_A 改变方向时，由其形成的磁场也将出现类似变化。因此，力矩方向保持相同。不过，交变磁通量会在电机铁芯中产生涡流，这将导致额外损耗。因此，在这种电机中产生主磁通量的铁芯必须采用相互绝缘的叠层薄片制成。

串励直流电机的速度控制

控制速度的一个简单方法为保持电枢电压恒定并改变电枢电阻。这种方法的一个缺点为电阻会产生额外损耗。通过增加电阻可使电枢电流减小，从而电机速度也减小。

控制速度的另外一个方法为通过调节电枢电压实现。由于电阻不会产生额外损耗，因此这种方法较好。

并励电机

在并励直流电机中，磁场绕组与电枢电路并联，因此电枢电压 U_A 与励磁电压 U_F 相等。在并励与他励式电机中，磁场通量几乎保持恒定。因此，在力矩增加时，电枢电流必须同时出现非常接近的按比例增加，且反电动势必须同时小幅减小。由于反电动势由磁通量与速度决定，因此速度必须略微降低，见图 36。

目前，并励电机很少应用于工业应用领域。在要求速度恒定但未要求较高的启动转矩的情形中（如风机、鼓风机或离心泵）可使用这类电机。

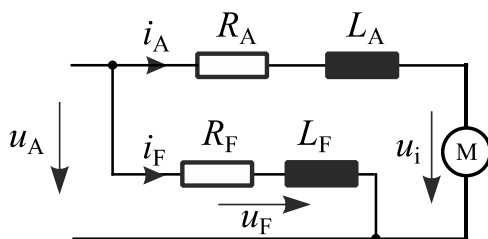


图 36：并励直流电机 (5)

并励直流电机的力矩与速度特征已显示在图 33 中。在他励直流电机中，假设在特定电枢电压 U_A 下磁通量保持恒定，因此电机特征相同。在并励电机中，始终是这种情形。速度增加，力矩减小。

在转子有负载的情况下并励电机具有自行调节其速度的性能。与串励电机不同，并励电机的速度与轴负载无关。当电机负载增加时，电机速度将同时降低。降低速度将使反电动势变小，这将使电枢支路中的电流增加。在这种情况下，电机速度将增加。另一方面，如负载减少，则电机速度将同时增加。这将使反电动势增加，从而减小电机电流。电机速度将随之逐渐降低。因此，并励直流电机能够在负载出现变化的情况下保持速度恒定。由于这一特性，该电机适用于要求高精度电机速度的情形 (20)。在将磁场磁通量调节为恒定值时，他励式直流电机也可实现这一点。

并励直流电机的速度控制

在磁场电阻控制中，通过在并励磁场电路中加入串联的可变电阻来改变速度。控制电阻的增加将使磁场电流 I_F 减小，这将导致磁通量减小、速度增加。这种控制速度的方法与电机负载无关。由于磁场电流小于电枢电流 I_A ，因此与电枢路径中的控制电阻相比，这种控制电阻消耗的功率较低。

当磁通量为最小值时速度达到最大值，这也意味着仅可在力矩减小的情况下达到高速。

在电枢电阻控制中，电枢电路有一个额外的可变电阻。励磁电路跨电源进行直接连接（图 36），因此磁通量不会因串联电阻出现变化而改变。这种方法被应用于印刷机、起重机、吊车，在这些设备中由于电阻产生额外的损耗，因此仅可在短时内采用低于额定值的速度 (21)。

直流电机的运行限制

以下对他励式直流电机的稳态运行限制进行了说明。采用合适的逆变器他励式直流电机可以在所有四个象限中运行（见图 40）。在图 37 中，可以看到电机在第一象限中持续运行（力矩 $T > 0$ 且速度 $n > 0$ ）。在探讨电气与机械数值时未考虑电枢电阻。但是，在探讨电机的热限制时，不能忽略绕组电阻，否则就不会有因电枢电流导致的直流损耗。在基本速度范围中 ($< n_N$)，或电枢控制范围中，磁通量 Φ 保持恒定的额定值 ($k \cdot \Phi = \text{const.}$, k 为电机特定常数)，因此，力矩与电枢电流 I_A 成正比，感应电压 U_i 与速度成正比：力矩 $\sim I_A$ ，速度 $\sim U_i$ 。在基本速度中，电机的热限制为 $I_a = I_{a,N}$ ，该电流为额定电枢电流，因此最大电流也会对额定力矩进行限制， $T_N \sim I_{a,N} = \text{常数}$ 。当电机速度低于基本速度时，可对电枢电流进行连续调节，直至达到最大额定值 $I_{a,N}$ 。因此，可在整个基本速度范围内获得额定力矩。相应地，电枢电压 U_A 随着速度呈现线性增加，类似于感应电压 U_i 。

启动力矩与最大力矩受到电枢电流的限制，可以对该电流进行成功换向。

机械功率 P_m 与速度 n 及力矩成正比，即在基本速度区机械功率随速度增加而呈现线性增加（力矩为最大值，保持恒定）。

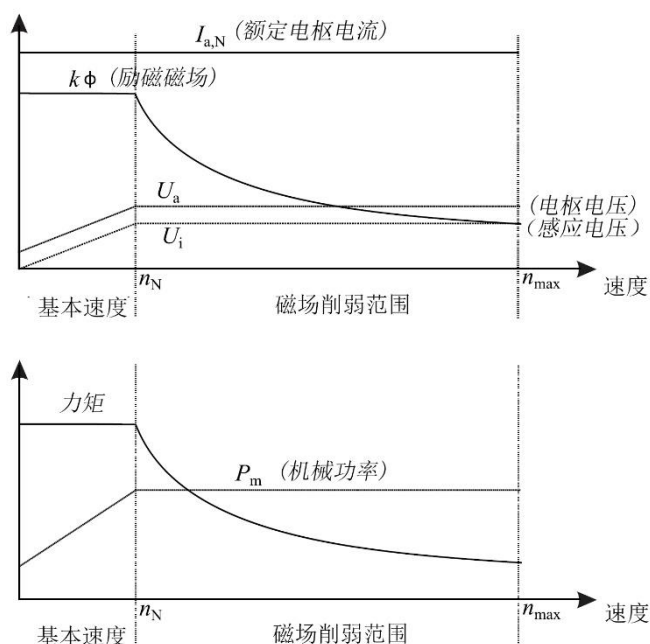


图 37: 他励式直流电机的运行限制 (5)

机械功率的限值可通过以下等式进行计算: $P_{m,N} = T_N \cdot 2\pi \cdot n_N$ 。这在额定速度 n_N 下产生。在额定速度 n_N 下, 感应电压 u_i 为电枢电压 U_A 减去电枢电阻造成的电压降, 这可通过图 32 中等效电路的电压回路进行确定, 即 $u_i \approx U_A - R_A \cdot i_A$ 。为达到更高速度, 即超过额定速度, 必须减小磁场 $k \cdot \Phi$ (弱磁范围)。这种控制原理的一个主要优势在于可以在不使用超大电机和转换器的情况下针对既定的传动配置增加速度范围。但是, 需要采用磁场电流调节器。在弱磁范围中 (速度 $> n_N$), 电机可在恒定功率 P_m 下运行, 即力矩按 $1/\text{速度}$ 的比例减小。在弱磁范围中, 电机磁通量减小至使感应电压 $U_{i,N}$ (该电压与磁通量和速度的乘积成正比, 即 $U_i \sim \Phi \cdot n$) 与电枢电压 U_a 保持在各自的最大值。

在更高速度 (n_k) 以及全额定电流下运行电机可导致碳刷下方火花增加 (说明换向错误)。为确保速度较高时换向正常, 励磁值不得低于最小值且必须减小电枢电流。要达到这些所述的较高速度, 必须减小电枢电流 I_a , 从而进一步增加感应电压 U_i , 使其达到电枢电压值 U_a 。电枢电流 I_a 减小会相应地使电机最大力矩减小, 因此机械功率 P_m 也相应减小。

转换器驱动型直流电机

在现代传动器中, 转换器或直流斩波器通过电子方式对电枢电压进行控制。使用降压斩波器可将电枢电压从零调节至直流母线电压 U_B (源电压)。使用正电枢电压可使直流电机达到正速度, 正电枢电流 I_a 可促使产生正力矩, 即电机在第一象限中运行, 存在正力矩 (T) 与正速度 (n) 控制, 如图 38 所示。如仅使用降压转换器, 则直流电机不能以发电机模式运行, 即电流仅可从直流母线 U_B 流至电机 ($I_a > 0$); 此外, 直流母线电压必须大于

电枢电压 U_a 。在图 38 中，励磁磁场受直流/直流转换器控制，在直流电机励磁电压 U_f 也可控制的情况下，则可对磁通量进行控制。此外也可使磁场励磁保持恒定，并通过降压斩波器仅控制电枢电压。

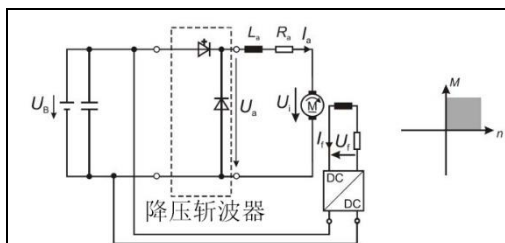


图 38：带降压斩波器的他励式电机 (5)

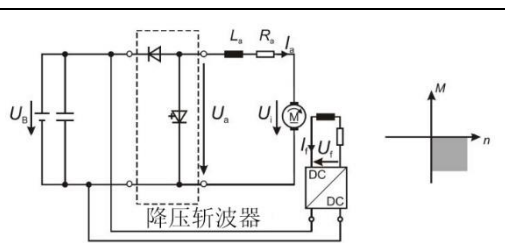


图 39：带增压斩波器的他励式电机 (5)

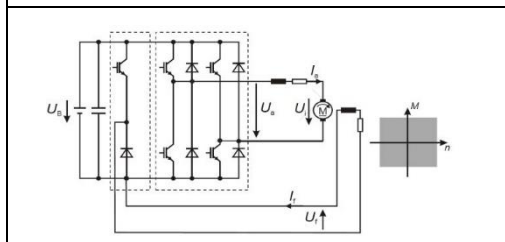


图 40：带四象限转换器的他励式电机 (5)

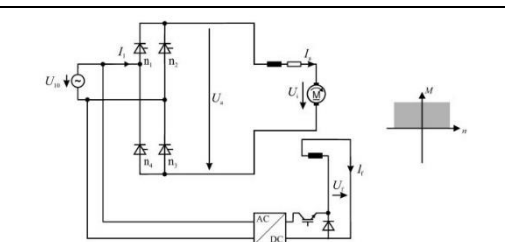


图 41：单相网络中的他励式电机 (5)

如使用增压斩波器，则直流电机仅可作为发电机运行（图 39）。此处电机感应电压为 U_i ，电枢电压 U_a 大于直流母线电压 U_B ，因此电流可流入直流母线电压 U_B ，即 $I_a < 0$ 。在这种情况下速度值仍为正值（由于电压 U_a 为正），但是，负电枢电流会导致负力矩，从而电机会在第四象限中运行（负力矩、正速度）。

在电枢电路中利用四象限转换器（降压与增压斩波器的组合）可在四个象限中对直流电机进行控制和操作，即直流电机用作电机与发电机，如图 42 所示。四象限转换器允许存在正负电枢电压，因此允许存在正负电机速度、正负电枢电流，从而直流电机可产生正负力矩。在图 42 中，通过使用降压转换器可实现磁场励磁。这样可对磁场电流以及电机磁通量进行控制。此处的励磁电压仅可为正值。

如在单相交流网络中运行他励式直流电机，则交流电压可直接整流为直流电压，如图 43 所示。此外，对磁场励磁进行交流/直流整流，然后使用降压斩波器进行控制，从而可以对电机中的磁通量以及速度进行控制。

或者，根据之前探讨的拓扑结构，如可将磁场励磁电流控制为正负电流，即电机中的磁通量可改变方向，则利用降压斩波器可使直流电机沿正负方向运行。为此需要在可产生正负励磁电压 U_f 的励磁电路中使用图 38 中的直流/直流转换器。

各种显著特性和额定值

- 过去，通用电机被应用于各种变速传动应用。现在，由于感应电机是一种廉价的可选产品，且无滑环有利于减少电机维护，因此直流电机正被感应电机所替代。感应电机的另一优势在于与直流电机相比，其效率普遍较高，不过，需要使用更多的电力电子装置来控制其传动。
- 直流电机更常用于较小功率系列，如功率小于 1kW 且速度低于 10000rpm 的家用电器。不过，也有些功率不超过 100W 的小型直流电机，可达到较高速度（最大速度 20000rpm）
- 在小于 5 kW 的小功率电机中可以看到永磁体励磁的现象。
- 目前存在功率为 1 MW 的直流电机，但市场上大部分直流电机的功率不超过 10 kW。

优/缺点

- 直流电机易于控制，即电力电子装置成本低，对微控制器能力的要求也最低。
- 这种电机的一个缺点是维护需求会增加且机械换向器会使电机使用寿命缩短，即必须更换石墨刷。
- 由于会产生火花，机械换向会进一步造成电磁干扰。
- 由于直流电机配有机机械刷，因此这种电机一般用于空气较为洁净的环境，以避免出现表面划痕（这种情况会增加机械刷/换向出现故障的风险）。
- 目前，由于数字逻辑（进行复杂控制）的各种可能应用以及半导体设备价格下降，传统直流电机正被维护费用一直都很低的电机类型（即感应电机和同步电机）所替代。

主要应用

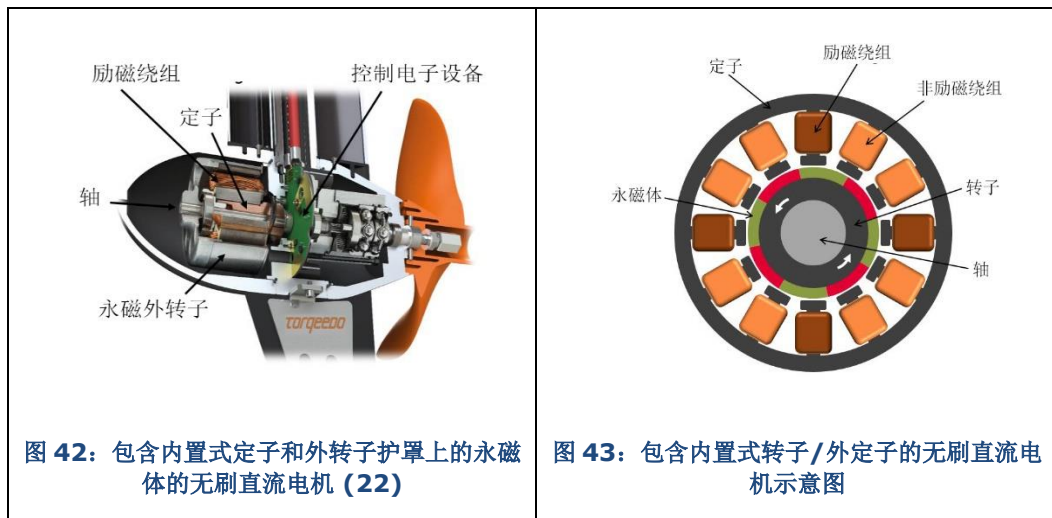
由于通用电机可方便且廉价地在单相电网中运行，因此大量的直流电机以通用电机（串励电机）的形式被生产出来。串励直流电机应用于要求启动力矩高且速度可变的情形。通用电机（串励直流电机）应用于许多单相交流家用电器，如洗衣机、搅拌器、真空吸尘器以及手持电力工具。通用电机也应用于一些工业设备，如空气压缩机、牵引系统（叉车）。一些只是偶尔被人们使用的电器（如食品搅拌器、电力工具）也经常采用通用电机。

在低功率伺服应用中，由于可对励磁磁场与电枢电流进行独立控制，因此他励式直流电机仍被用作位置控制传动器。这种电机也适用于要求较高启动力矩和较恒定速度的应用领域，例如，输送机、电梯、轧机。不过，为提高效率与减少电机维护，许多直流电机正被变速交流传动器（主要是感应电机）所替代。

并励电机可用于要求速度恒定但对启动条件没有严格规定的情形。相关应用有风机、升降机、离心泵等。

无刷直流电机（BLDC/电子换向电机）

无刷直流电动机也称为电子换向电机。与机械换向一样，电子换向有助于产生与传统直流电机类似的单向力矩。在无刷直流 (BLDC) 电机中，转子包含永磁体，而定子则采用一定数量的磁极缠绕而成。无刷直流电机经常被制造成外转子式电机。图 42 中的例子展示的就是这种典型的无刷直流电机，该电机取自船舶电力推进系统，包含内置式定子和带永磁体的外转子。相反，图 43 所示的无刷直流电机则包含内置式转子以及每个外磁极上的绕组。



无刷直流电机与传统直流电机的本质区别在于，它是用控制器通过电子方式进行换向，而非利用电刷通过机械方式进行换向。绕组与控制电路连接，该电路对绕组供电以产生旋转磁场。在转子磁体尝试与定子磁场对齐的过程中产生力矩，并出现移动 (23)。

无刷直流电机的结构本质上为采用集中式绕组的永磁同步电机 (PMSM)。无刷直流电机通常也被称为采用贴装式磁体和集中式绕组的 PMSM；但在某些行业中，BLDC 一词更为常用。

电机特征与电机控制

“内置式转子电机的优势在于转子惯性低且散热性能极佳。而采用外部转子的电机，产生热的线圈通过转子外壳和磁体与周围环境隔离（图 44）。采用外部转子的电机由于生产成本较低，因此在量产应用中具有优势。这种电机的尺寸还可变小，静态力矩（保持力矩）通常较低，由于转子直径较大，所以在相同磁力下，可产生较大力矩。” (24)

一般而言，针对带有集中式绕组的同步电机设计的所有控制算法也可应用于无刷直流 (BLDC) 电机。以下对最常见的相关内容进行说明。

梯形控制/块换向

梯形控制也称为 6 步式控制，是一种最简单的算法。对于 6 步换向步骤（在三相电机中）中的每一步，在一对绕组之间形成电流路径，从而断开第三个绕组。与其他算法相比，这种方法会产生高力矩波动，从而导致振动、噪音以及性能变差。

与常规同步电机（这种电机通过正弦波电压进行控制）不同，传统上利用块形电压（梯形状电流）对无刷直流 (BLDC) 电机进行控制。图 44 为控制示意图。三相无刷直流 (BLDC) 电机具有三个霍尔传感器（H1、H2 及 H3），这些传感器用作位置传感器，在无刷直流 (BLDC) 电机中也用于开关信号（图 44 显示了 H1、H2 及 H3 相关数值）。当转子经过霍尔传感器时，控制器将直流电压切换至下一相（A、B 或 C）。因此，无需采用复杂的控制器或控制算法。如图 44 所示，电压呈矩形形状。这种矩形状电压导致电机中的电流和反电动势呈梯形状。

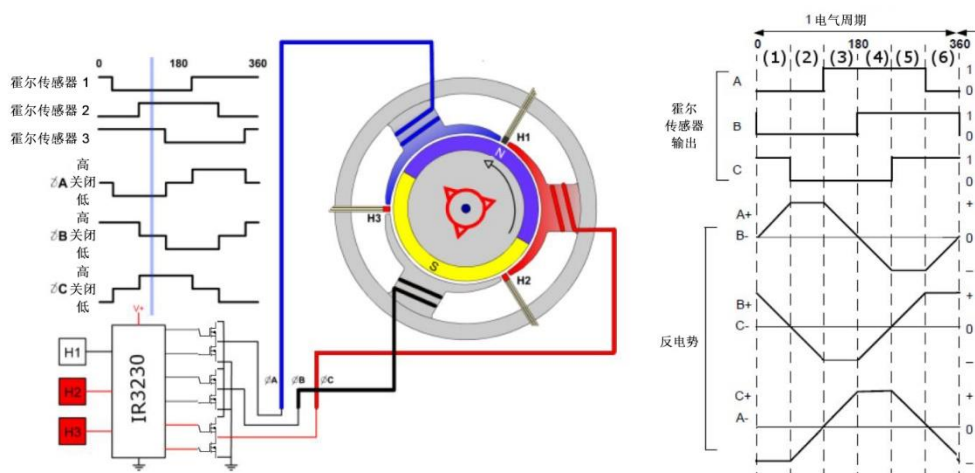


图 44：利用霍尔传感器（左）控制无刷直流 (BLDC) 电机；典型的霍尔传感器输出与反电动势波形（右） (25)

块换向的一个缺点在于由于相之间进行离散切换，定子与转子磁场并非始终相互垂直。这导致力矩较低，低于采用其他控制法产生的力矩。此外，块换向会造成力矩波动，（在三相电机中）频率为电机电动旋转频率的六倍。这会导致振动与噪音。特别是在低速情况下，电机不能稳定一致地旋转。因此，块换向不适用于低速转动（低于额定速度 n_N 的 10%）应用领域。

正弦控制

也称为电压频率比换相，正弦控制通过向 3 个绕组提供平滑（正弦）变化电流，减少力矩波动，带来顺畅旋转，从而克服了梯形控制出现的许多问题。不过，使用基本的 PI 调节器对这些时变电流进行控制，会导致较高速度下性能较差。

“上电的最佳形式为正弦换向，在这种情况下电机的每个绕组均通电 120° 的正弦波，从而产生约束性强度下不停旋转的转子磁场。如两个霍尔传感器之间出现负载变化时，不能对正弦波进行调节，会导致磁场定位不当。这种情况仅可利用下一个霍尔传感器信号来调节。因此，正弦换向最好采用分辨率较高的系统以确定转子位置。一般而言，这种系统包括光编码器或磁性编码器，这两种编码器可始终高精度地确定转子的位置并相应调节电流。” (24)

磁场定向控制 (FOC)

磁场定向控制 (FOC) 也称为矢量控制，与正弦控制相比，在较高速度下能提供较高效率。即使在瞬态运行期间，这种控制通过出色地保持定子和转子磁通量仍可确保较高的效率。与所有其他技术相比，在动态负载变化情况下磁场定向控制 (FOC) 还可提供较高的性能。（如需了解相关更多信息，请参见“同步电机控制”章节）

无传感器控制

这种方法不在定子中使用霍尔传感器（或不在转子中使用编码器），而是对反电动势进行测量并将其用于确定转子位置以及所有相的开关信号。霍尔传感器输出与反电动势的匹配关系显示在图 44 的右边。显而易见，在已知反电动势的情况下可确定切换位置。这种无传感器控制方法十分简单。用于确定转子位置的另一种较复杂的方法为通过测量电流实现。这种系统的核心为精准的电机模型，该模型与实际电机并行使用，对预期控制值进行计算。然后将预期控制值与测得的数值进行比较。比较结果产生一个“虚拟编码器”，该编码器可提供位置和速度信息，当电机转速高于特定的最小速度时，具有与实际光编码器或磁性编码器相同的精度度。” (24)

“这两种不使用传感器的方法的共同点为在电机停转时不能获取转子位置，因此要求采用特殊的启动方法。与步进电机类似，这种电机以受控模式运行数个换向周期，直至达到某个要求的速度，这时利用无传感器测量值已经可以确定转子位置。” (24)

优/缺点

- 与有刷直流电机相比，效率较高。
- 使用寿命较长，所需维护较少，没有机械换向带来的火花问题。
- 由于要求使用额外的控制器，成本较高，电路更复杂。
- 与传统直流电机相比，每单位重量的力矩较大。

主要应用

- CPU 冷却风机、CD/DVD 播放器、比例模型。
- 主要用于功率较小 ($<20\text{kW}$) 的应用领域。

开关磁阻电机 (SRM)

开关磁阻电机 (SRM) 是一种高性价比电机，无需使用昂贵的稀土材料。

电机结构与功能说明

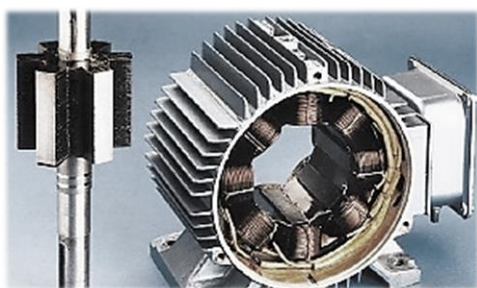


图 45: A 三相、两极对、8-6 开关磁阻电机 (26)

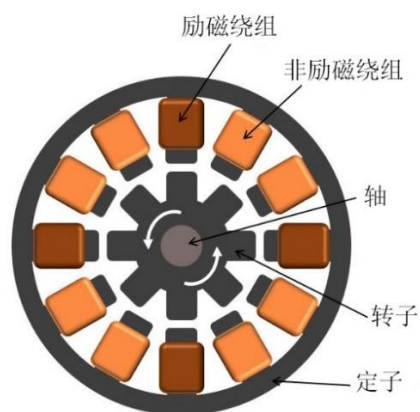


图 46: 磁阻力引起的旋转

开关磁阻电机 (SRM) 的结构非常简单，如图 45 所示。定子和转子均有凸极。开关磁阻电机中无永磁体或其它外部励磁。集中式绕组通常用于定子。开关磁阻电机的定子齿数 N_s 、磁极对数 p 以及电相数 N_{ph} 之间的关系如下等式所示

$$N_s = 2pN_{ph}$$

相数	1		2		3			4		5	
定子齿数	2	4	4	8	6	12	18	8	16	10	20
转子齿数	2	4	2	4	4	8	12	6	12	8	16
极对数	1	2	1	2	1	2	3	1	2	1	2

表 4: 开关磁阻电机 (SRM) 的典型配置 (7)

具有较多相数的开关磁阻电机需要增加转换器中的开关器件数量，因此这种电机较少见。由于齿需占用一定空间，因此电机直径成为限制较大齿数的一个因素。因此，仅直径较大的开关磁阻电机可提供较大齿数。

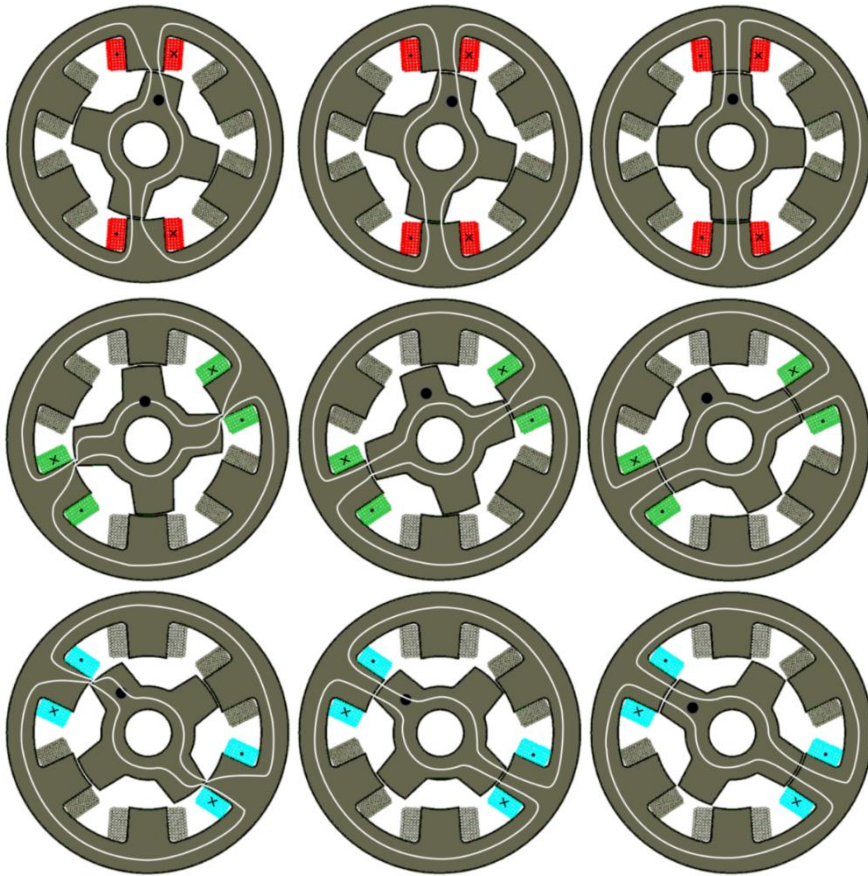


图 47：开关磁阻电机的持续旋转 (5)

与其它类型的电机不同，开关磁阻电机利用磁阻力产生力矩，这在“专门词汇”章节中有说明。在图 46 中，只有少数颜色较深的线圈在某个时间点被励磁。转子将被拉向颜色深的线圈，从而使得转子能够旋转。由于磁阻力矩的产生与磁通方向无关，因此电流沿哪个方向流动并不重要。不同相的持续励磁会形成连续旋转，如图 47 所示。

电机特征与电机控制

力矩-速度特征

开关磁阻电机可作为步进电机运行，此方面的内容在“步进电机”章节有说明。在牵引应用中，电流滞环控制与单脉冲控制分别用于低速与高速情形。稍后将对这两种控制方法进行介绍。力矩/功率与速度关系曲线请见图 48。该曲线与其它类型的电机非常相似。当速度低于基本速度时，最大力矩由绕组的电流限值决定。当超过基本速度时，由于反电动势较高，电压成为限制因素。

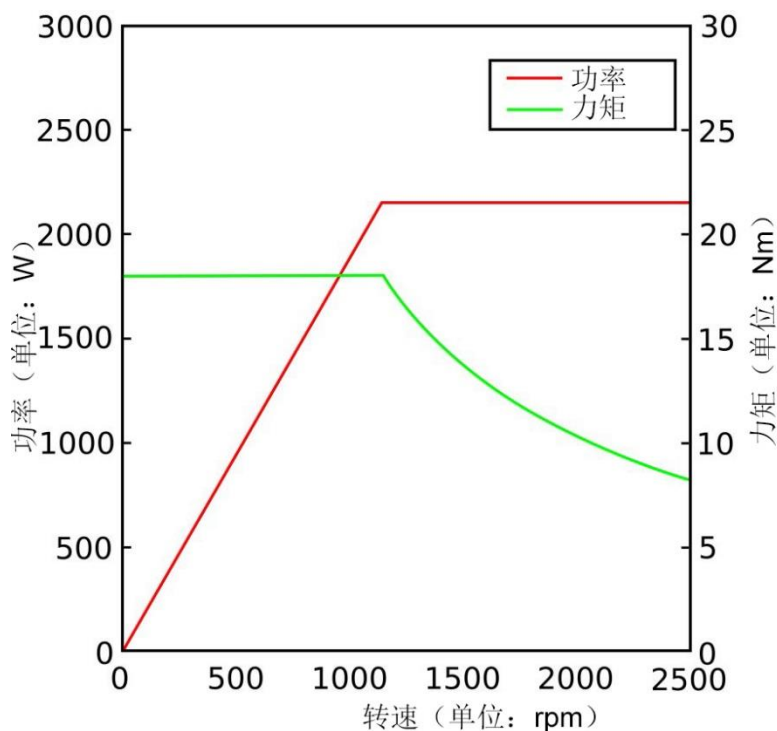


图 48: 开关磁阻电机的力矩/功率与速度关系曲线 (7; 5)

等效电路

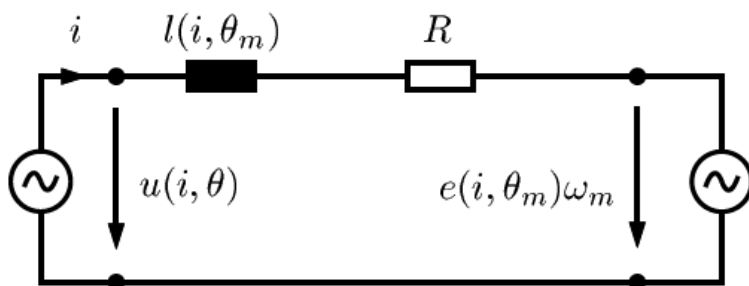


图 49: 开关磁阻电机的单相等效电路 (7)

开关磁阻电机的单相等效电路表示为串联电路（图 49），该电路包括一个电感 $l(i, \theta_m)$ 、一个定子绕组电阻 R 以及一个电压源 $e(i, \theta_m)\omega_m$ ，该电压源与速度成正比（即反电动势）。应注意，电感为受转子位置 θ_m 以及定子电流 i 影响的强非线性函数。因此，要想获得准确的电感值，只能利用有限元法进行计算，或在测试台上进行测量。电压 $u(i, \theta_m)$ 随功率模块的开关而改变。开关次序通常根据转子位置和定子电流确定，这在“控制方法—电流滞环控制”章节有进一步的说明。

转换器拓扑结构

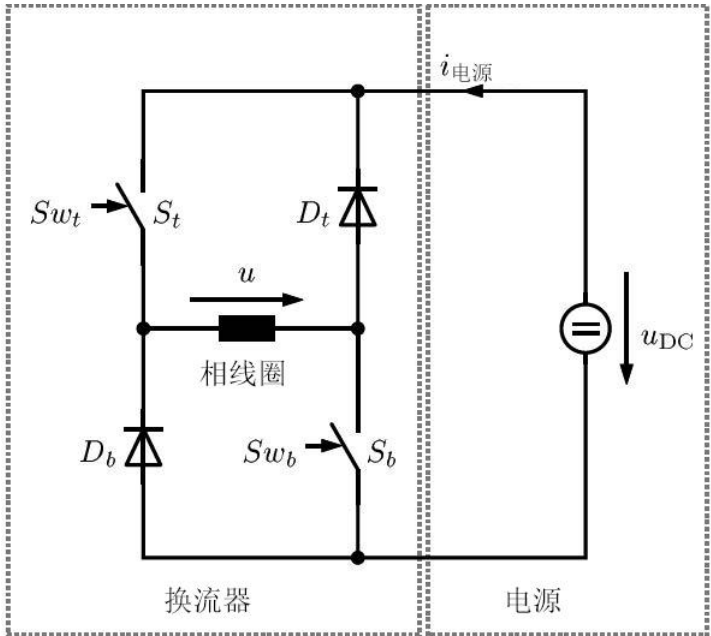


图 50：具有不对称半桥转换器拓扑结构的开关磁阻电机 (7; 5)

用于开关磁阻电机的转换器，通常在每相使用两个开关器件。这种拓扑结构被称为不对称半桥转换器（图 50）。该电机有三种基本运行模式，如表 5 所示。表中的数字 ‘1’ 表示开关管或二极管处于导电状态。

	S_t	S_b	D_t	D_b	u
模式 1:	1	1	0	0	u_{DC}
模式 2:	1	0	1	0	0
模式 3:	0	1	0	1	0
模式 4:	0	0	1	1	$-u_{DC}$ for $i > 0$

表 5：不对称半桥的开关状态及产生的相电压 (7; 5)

- 模式 1，磁化状态：开关 S_b 与 S_t 均闭合，而二极管 D_b 与 D_t 保持非导电状态。相电压 u 等于电源电压 u_{DC} ，电源电流 i_{supply} 等于相电流 i 。来自电源的能量被传输至负载以及转换成电感器中的磁能。

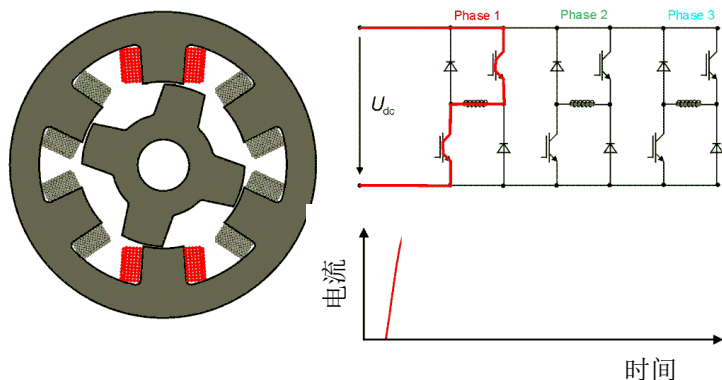


图 51: 磁化状态中的电流流动 (5)

- 模式 2，续流状态：开关 S_b 闭合，而开关 S_t 则打开。二极管 D_b 处于导电状态，而 D_t 处于非导电状态（或反之亦然，即有两个续流状态）。相电压 u 等于零，电源电流 i_{supply} 也为零。电源与电机断开。从而储存在磁场中的能量被传输至负载。因此继续产生力矩。两种续流状态通常轮流使用以平衡模块的热应力。

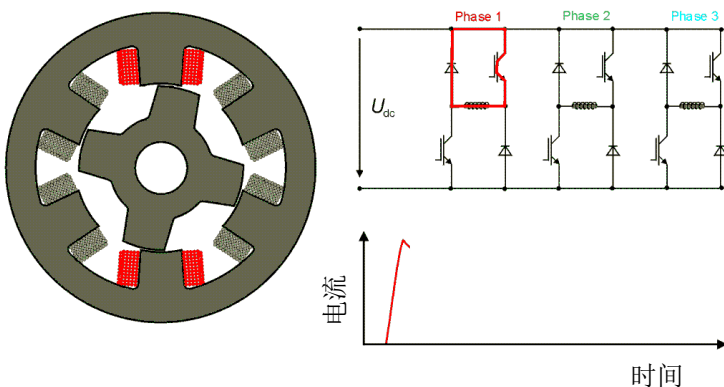


图 52: 续流状态中的电流流动 (5)

- 模式 3，去磁状态：开关 S_b 与 S_t 打开，二极管 D_b 与 D_t 处于导电状态。相电压 u 等于 u_{DC} ，电源电流 i_{supply} 等于 i 。只要相电流大于或等于零，这种运行模式便可持续。来自磁能库的能量被传输至负载与电源。

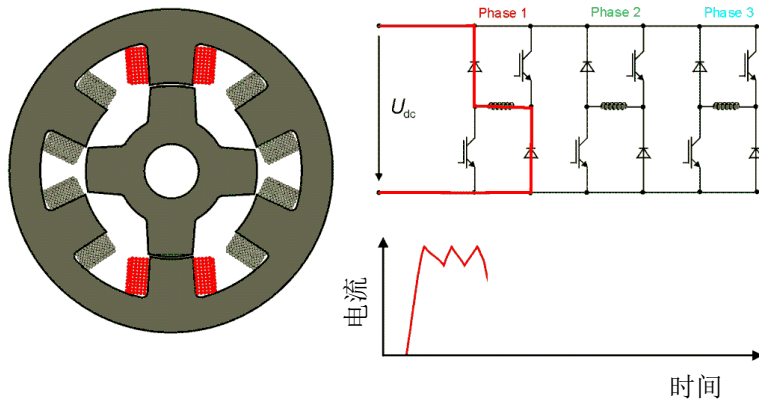


图 53：去磁状态中的电流流动 (5)

转子位置

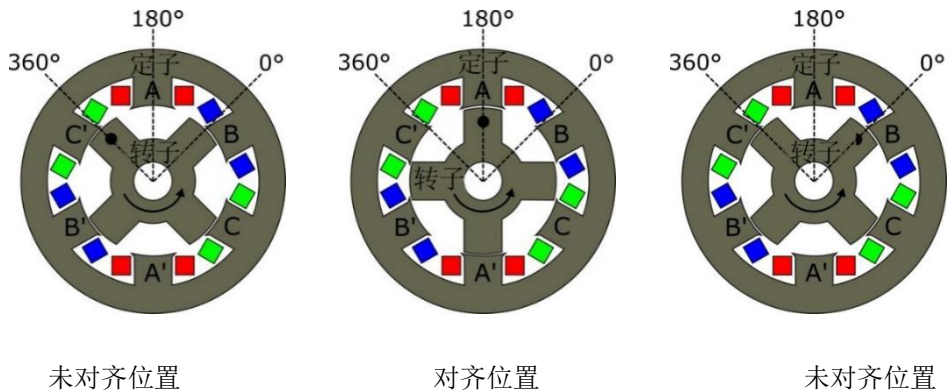


图 54：相 A 的电气周期 (7; 5)

如图 54 所示，A 相的一个电气周期（电气角：360°）定义为，转子从未对准的转子位置（图左部）穿过对准的位置（中部）再次移动至下一个未对准的位置（右部）。A 相的未对准转子位置定义为具有最大气隙的位置，这意味着在该位置，磁阻最大，电感最小。与此相反，在对准的转子位置，A 相的磁阻达到其最小值，而电感则达到其最大值。对于有四个转子齿的开关磁阻电机，该电气周期在其单次机械旋转中重复四次。电气角 θ_{el} 与机械角 θ_m 之间的比率定义为：

$$\theta_{el} = N_r \times \theta_m$$

电流滞环控制

在低速情况下，利用电流滞环控制运行开关磁阻电机 (SRM)。需要对转子位置进行准确测量。每相在某个电气角打开，该角即打开角 θ_{on} 。在电流达到其参考值 i_{ref} 后，应用不对称半桥的模式 1 与模式 2 以使电流保持在滞环带 $\pm \Delta i$ 内。在某个电气角，即关闭角 θ_{off} ，应用模式 3，使电流降低至零。相电压、反电动势、相电流以及力矩示例如图 55 所示。

为达到最高效率，利用分析模拟或有限元法对每个运行点的最佳控制参数 θ_{on} 、 θ_{off} 、 i_{ref} 进行确定，然后在测试台上对这些参数进行微调。滞环带 $\pm \Delta i$ 为控制准确度与开关损耗之间的折衷。取决于电机的电流额定值，相电流可达到数百安。滞环带 Δi 经常比参考电流 i_{ref} 小一个数量级。续流状态下的电流斜率主要取决于反电动势，反电动势与相电感变化速度成比例。

$$\frac{di}{dt} \sim e(i, \theta_m) \sim \frac{\partial l(i, \theta_m)}{\partial \theta_m}$$

该值为转子位置的函数，在励磁周期中间时段左右，该值达到其最大值。因此，电流在 0.035 秒至 0.04 秒左右以最快速度下降。

在磁化状态期间，与相电压 $u(i, \theta_m)$ 相比在低速区反电动势起着较小的作用。电流斜率主要与相电感成反比，该电感值在对准位置达到其最大值。

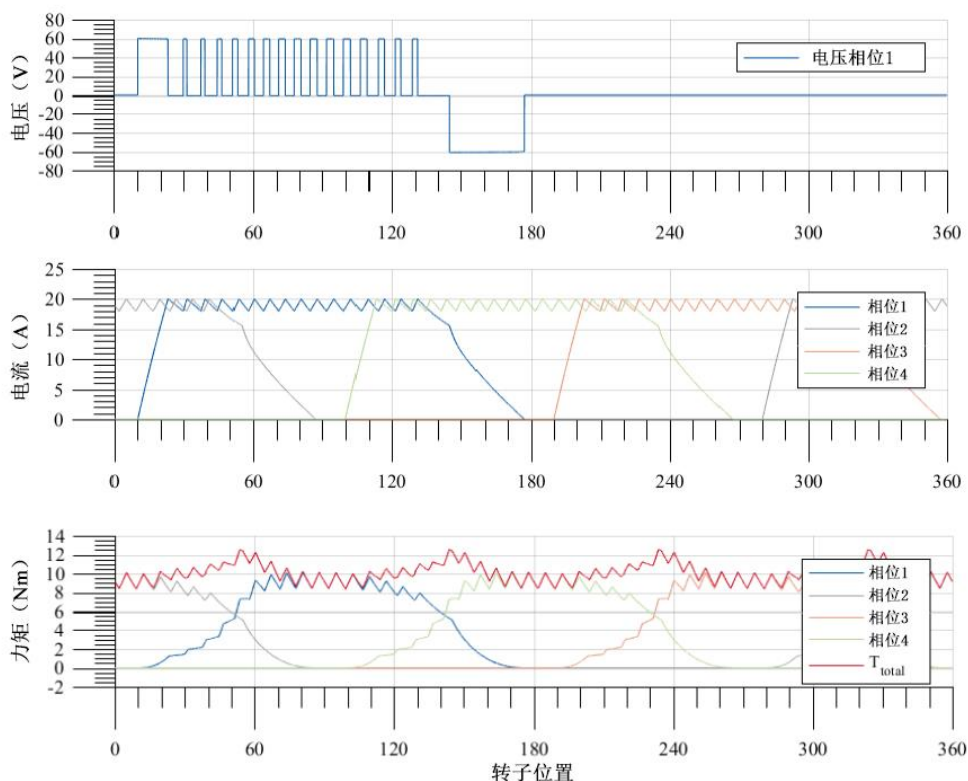


图 55: 低速运行 (7; 5)

单脉冲运行

在转子速度提高时，感应电压（反电动势）增加。必须增加平均相电压以抵消反电动势。当超过某一速度后，无法再达到力矩对应的参考电流。在一个电气周期内，单相仅打开与关闭一次。即开关磁阻电机 (SRM) 以单脉冲模式运行。相电压与反电动势、相电流与力矩请见图 56。

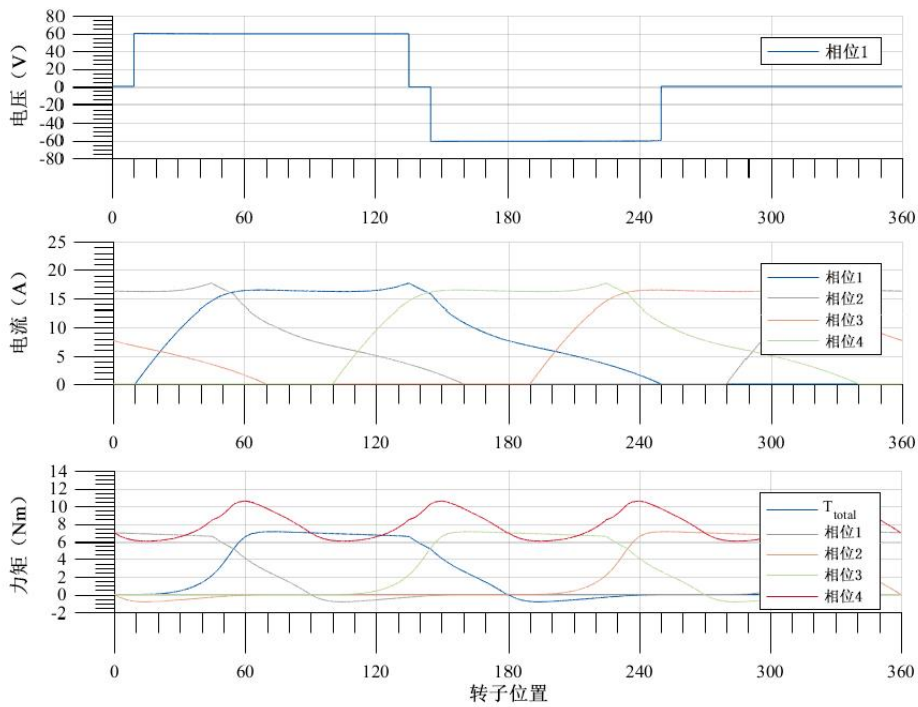


图 56: 高速运行 (7; 5)

相数与力矩波动

由于力矩仅可能在 0° 与 180° 电气角度之间产生，因此仅在开关磁阻电机 (SRM) 的相数超过 2 时可以持续产生力矩。一般而言，较高的相数可减少力矩波动。图 57 与图 58 显示了三相与四相开关磁阻电机 (SRM) 力矩产生情况。实线为单相力矩，虚线则为转子轴上的总力矩。

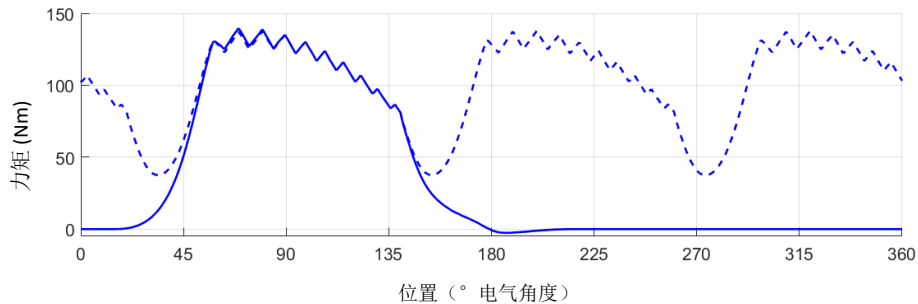


图 57: 三相开关磁阻电机 (SRM) 的力矩产生情况 (5)

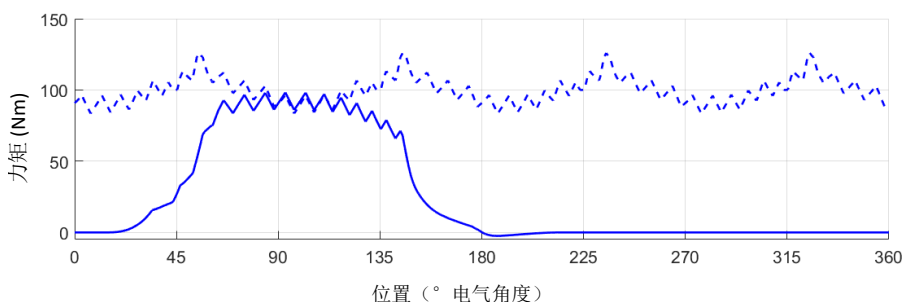


图 58: 四相开关磁阻电机 (SRM) 的力矩产生情况 (5)

各种显著特性和额定值

- 开关磁阻电机 (SRM) 也可用作步进电机。
- 开关磁阻电机 (SRM) 结构稳固,可高速 ($>100,000$ rpm) 运行。
- 大功率开关磁阻电机 (SRM) 的额定功率可达到数百千瓦。
- 开关磁阻电机 (SRM) 会出现较大的噪音、高力矩波动,效率比交流伺服电机 (ASM) 以及永磁同步电机 (PMSM)低。迄今为止,开关磁阻电机 (SRM) 仅应用于为数较少的合适应用领域中。

优/缺点

- 结构简单
- 由于不使用磁体,成本低
- 稳固的转子构造适合高速运行
- 由于辐射电磁力较大,会产生较大的噪音
- 取决于相数以及所采用的控制算法,可能产生较大的力矩波动
- 由于占空比低、单相的峰值电流大,因此功率因数低 ($0.25 \sim 0.5$)

主要应用

- 纺织加工行业 (运行速度达到 $100,000$ rpm)
- 离心机或压缩机,例如,用于 ICE 3 高铁空调的 40 kW 高性能压缩机
- 家用电器 (食品加工机,例如,福维克供应的食品料理机 Thermomix)

步进电机

步进电机是一种可将电脉冲转化为离散的机械运动的机电装置 (27)。

电机结构与功能说明

主要有三种步进电机：

- 可变磁阻步进电机，该电机的结构与开关磁阻电机（SRM）相同。
- 永磁步进电机，该电机的结构与永磁同步电机类似。
- 混合型同步步进电机。



图 59：混合型同步步进电机 (28)

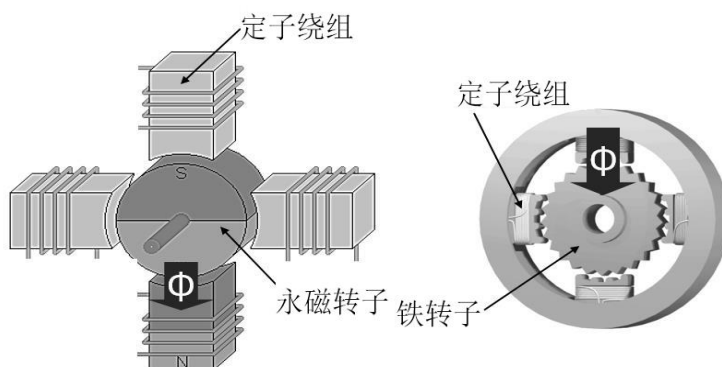


图 60：永磁步进电机（左） (29) 与可变磁阻步进电机（右） (30) 的功能概述

可变磁阻步进电机

可变磁阻 (VR) 步进电机为小型开关磁阻电机（详情请见矢量控制章节）。与其他两种步进电机相比，该电机是最简单、最廉价的电机。单电脉冲中的旋转角（也称为步进角）是所有步进电机中最大的。

该电机包括层叠式多齿转子与绕线式定子。当向定子绕组提供直流电时，极被磁化。在磁阻力的作用下转子齿被吸引至已上电的定子极时，会出现旋转（见力与力矩的产生章节）。图显示带有 8 个定子齿和 6 个转子齿的四相可变磁阻步进电机。步进顺序请见图。取决于脉冲顺序，转子或顺时针旋转，或逆时针旋转。图中的电机步进角为 15° 。

一般而言，可变磁阻步进电机的步进角 θ_{ST} 由以下等式确定：

$$\begin{aligned}\theta_S &= 360^\circ/N_S \\ \theta_R &= 360^\circ/N_R \\ \theta_{ST} &= \theta_R - \theta_S\end{aligned}$$

其中， θ_S 为定子角， θ_R 为转子角， N_S 为定子极数量， N_R 则为转子极数量。

可变磁阻步进电机的力矩密度低于其他两种步进电机。仅在粗略的步进角即可满足要求的情况下才使用这种电机。有关可变磁阻步进电机的连续旋转的说明请见电机特征与电机控制章节。

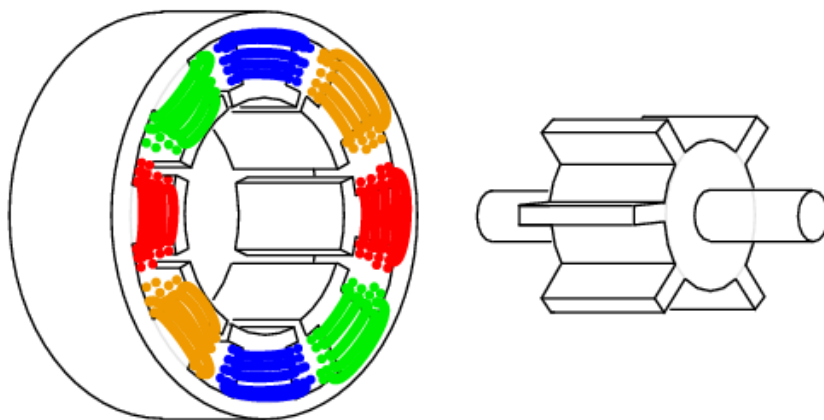


图 61：可变磁阻步进电机 (31)

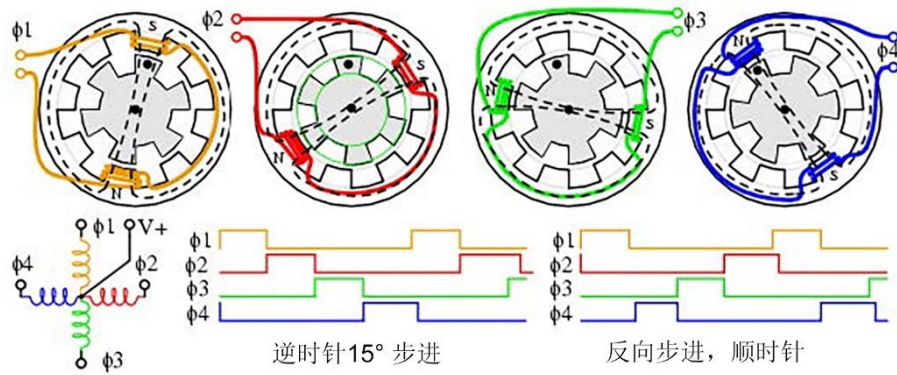


图 62：可变磁阻步进电机的步进顺序 (31)

永磁步进电机



图 63：永磁步进电机示例 (32)

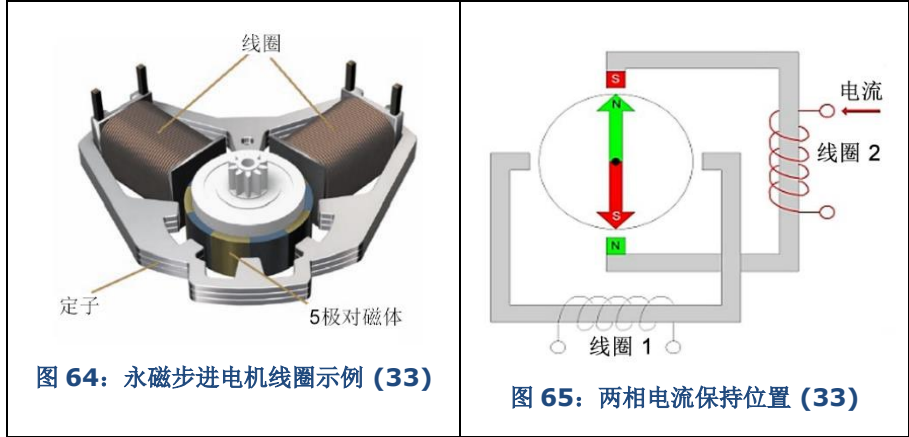


图 64：永磁步进电机线圈示例 (33)

图 65：两相电流保持位置 (33)

不同于可变 (VR) 磁阻电机，永磁 (PM) 步进电机中的转子没有齿。它的转子是被交替布置的南北磁极磁化，如图 63 所示。黄色极为磁体的北极，蓝色极为磁体的南极。由于永磁体的作用，这些磁化的转子极可提供不断增加的磁通量。因此，与可变磁阻电机相比，永磁电机的力矩特征有所改善。图 68 所示为真实的永磁步进电机照片。步进电机经常用于电脑打印机送纸。

定子包括两个线圈（见图 64）。线圈沿定子圆周缠绕。每个部分具有与转子相同的极数。两个线圈之间存在 90 度的电气角偏差，如图 65 所示。

以下仅考虑了图 65 红色矩形内部所示的 4 个定子极与 2 个转子极，图 66 对此进行了相关说明。如任何时候两相中仅有一个被励磁，则这种传动被称为波形传动。在 a、b、c、d 四个保持位置，励磁电流可让转子保持静止，这四个位置也在图 67 中显示。与这四个位置对应的电脉冲显示在以下的脉冲示例中。黄色信号代表相 $\phi 1$ 的电流，蓝色信号代表相 $\phi 2$ 对应的电流。通过提供该脉冲顺序，步进电机以顺时针方式穿过所有保持位置。

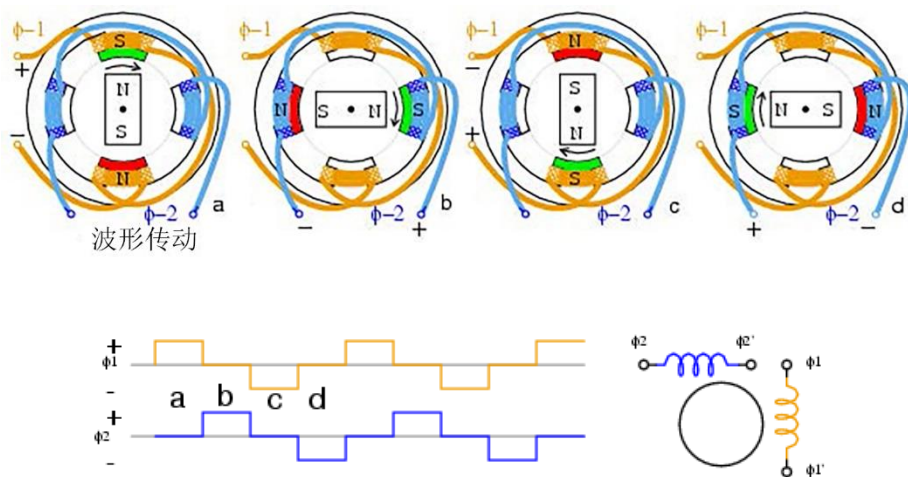


图 66：波形传动中简化的永磁步进电机 (31)

如两个相在任何时候都被励磁，则这种传动被称为整步传动，如图 67 所示。在整步传动中，另外有 4 个保持位置。整步传动可提供步进电机的额定力矩，该力矩高于波形传动中产生的力矩。在波形传动中，两个相中仅有一个被励磁。这将导致电机中的磁链较低。

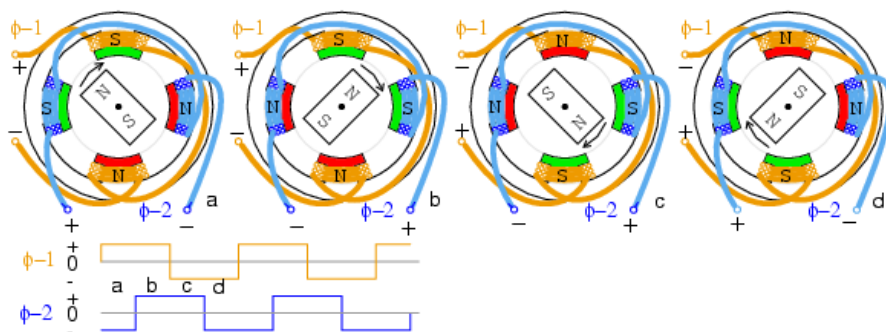


图 67：整步传动中简化的永磁步进电机 (31)

波形传动与整步传动的组合可产生共 8 个保持位置，如图 68 所示。但是，由于这两种传动模式中的最大力矩不同，如所要求的力矩低于波形传动中提供的力矩，才可能使用这种模式。

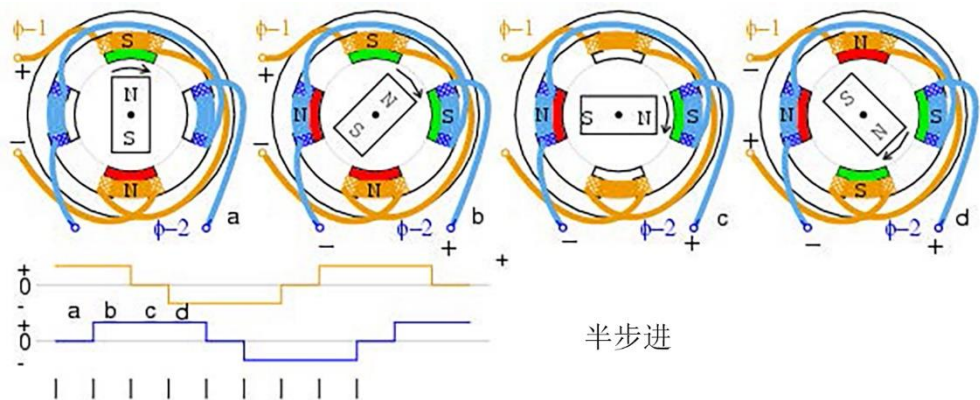


图 68：半步传动中简化的永磁步进电机 (31)

混合型同步步进电机

混合型步进电机综合了可变磁阻步进电机以及永磁步进电机两者的特性。该电机的步进角小于可变磁阻或永磁步进电机，且电机每转一圈可涵盖电机步进数百步。

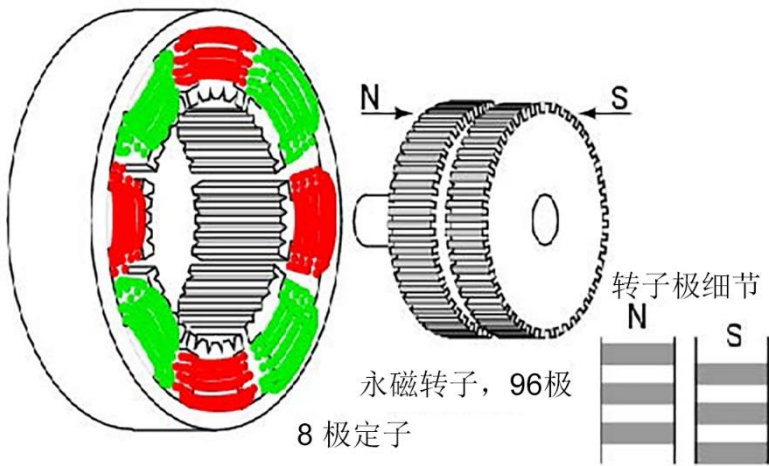


图 69：混合型同步步进电机 (31)

混合型步进电机的转子为两个碟片状的圆柱形永磁体（图 69）。两个碟片沿旋转轴向被磁化。两个碟片分别为北极与南极。较大的转子极数量会增加电机保持位置的数量。定子线圈（集中式绕组）缠绕在定子极上，与开关磁阻电机或无刷直流电机的情形类似。

图显示了简化的混合型步进电机。在右图中仅可看见北极碟片的齿。定子与转子的北极以

绿色标示。南极以红色标示。相 1 中的两个电极 ($\phi 1$ 、 $\phi 1'$) 显示在左图中。左图忽略了另外两个电极 ($\phi 2$ 、 $\phi 2'$)。

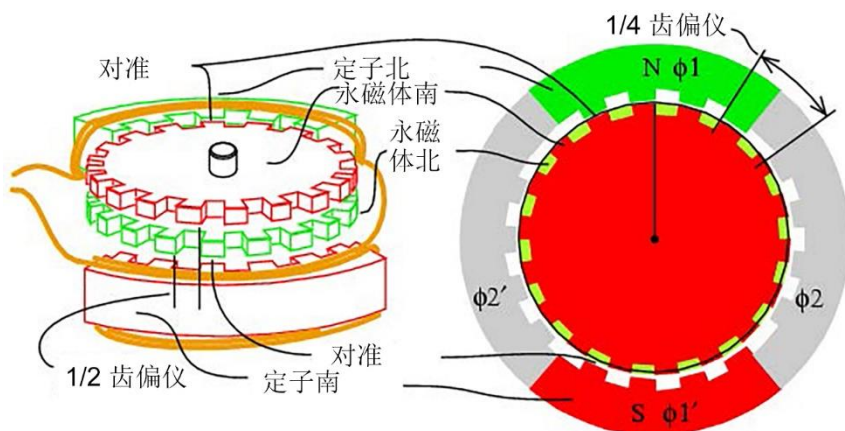


图 70: 简化的混合型步进电机 (31)

图 71 显示了转子顺时针方向的旋转。脉冲顺序与永磁步进电机的类似，如以下所示。在图 71 中的保持位置 (a) 时，在两个转子碟片中，一个碟片即北极 (绿色) 被定子南极 $\phi 1'$ 所吸引，而另一个转子碟片即南极则被定子北极 $\phi 1$ 所吸引。在下一步 (b) 时， $\phi 2$ 与 $\phi 2'$ 被打开。转子以等于转子齿宽度一半的步距旋转。

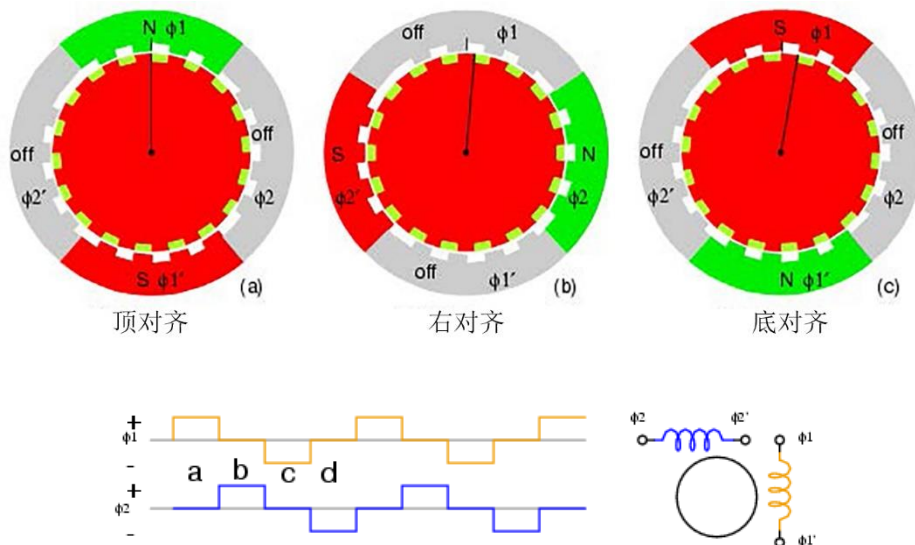


图 71: 混合型步进电机旋转顺序 (31)

双极与单极绕组布局

电磁线圈有两种基本的绕组布局：双极式与单极式。

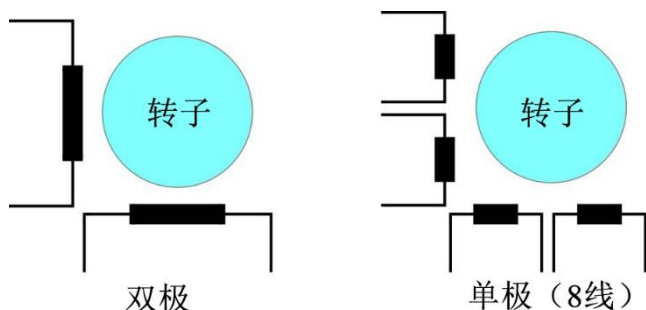


图 72：双极与单极绕组布局 (34)

“双极电机的每个相只有一个绕组。绕组中的电流需要反向才能使磁极反向，因此驱动电路必须更为复杂，通常采用 H 桥布局。” (35)

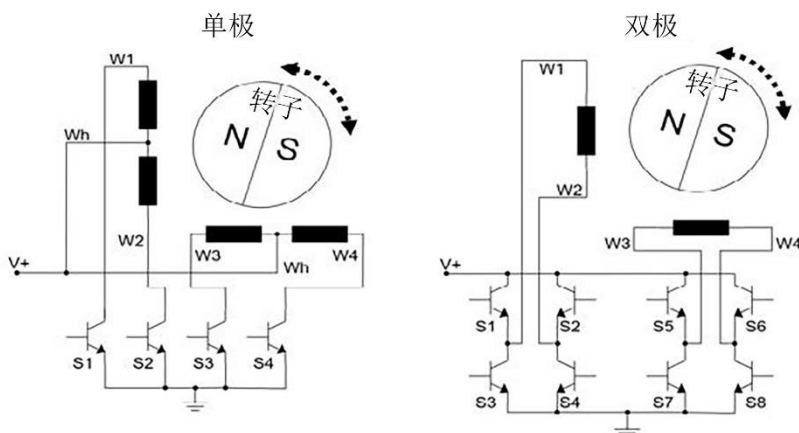


图 73：双极与单极电机的开关器件 (36)

“单极步进电机的每个相具有一个带中心轴头的绕组。绕组的每一节开通可以产生一个磁场方向。由于在这一布局中，磁极可在不切换电流方向的情况下进行反向，因此对于每个绕组可采用非常简单的换向电路（例如单晶体管电路）。

由于双极电机的绕组利用效率更高，因此比起相同重量的单极电机，这种电机的功率更为强大。这是由绕组所占用的实际空间导致的。在相同的空间中单极电机的电线数量为双极电机的两倍，但在任何时间点上仅有一半的电线得到利用，因此效率为 50%（或约为所提供的力矩输出能力的 70%）。虽然驱动双极步进电机更为复杂，但由于传动控制芯片性能有富余，因此要实现这点并非很困难。” (35)

电机特征与电机控制

旋转

输入脉冲的顺序与电机轴旋转的方向直接相关。电机轴的旋转速度与输入脉冲的频率直接相关。旋转角与所应用的输入脉冲的数量直接相关。(37)步进电机的最大速度可达到数千 rpm。

功率

由于步进电机并不一定持续旋转，因此无额定功率。与其他电机相比，这种电机为小功率设备。(31)

力矩

力矩额定值可达到几十 牛米 Nm (38)。大部分步进电机的直径为几厘米，力矩为 几分之一牛米 Nm。(39)

步进角

在三种步进电机中可变磁阻步进电机的步进角最大，可达几度。混合型步进电机具有最高分辨率。它的最小步进角可为几十分之一度。

速度力矩特征

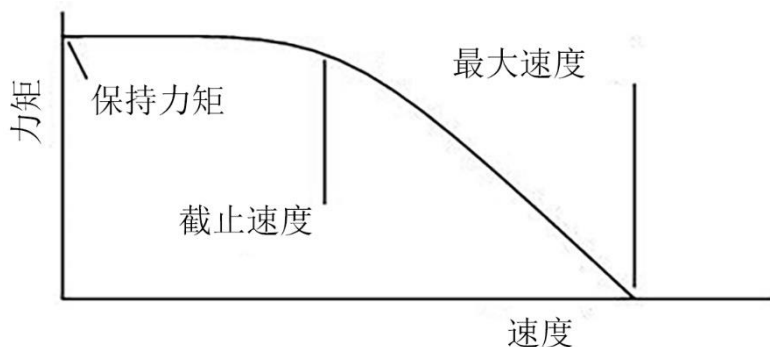


图 74：速度力矩特征 (31)

可用力矩为电机速度的函数，如速度与力矩曲线所示。（图 74）已经上电的步进电机在保持位置具有相对较高的保持力矩额定值。正在运行的电机可提供的力矩较小，在某些高速情况下力矩会降至零。(31)保持力矩由定子绕组的热限制确定。截止速度与最大速度由电机的电磁设计所决定。



规格示例

混合型同步步进电机的规格如下所示：

常规额定值		规格	
步进角	1.8°±5%	电压	12V
相	2	电流	0.33A
绝缘电阻	100M 欧姆（500V 直流）	电感	46 ±20% mH
绝缘等级	B	电阻	34±10%
重量	0.20Kg	保持力矩	0.23N.M

图 75：混合型同步步进电机规格 (40)

该电机的运行应使用 12 V 的直流电压。额定电流为 0.33 A，受额定电压与绕组电阻限制。无需额外的电流控制。较高的驱动电压会导致过流，这可能导致电机因过热受损。电机有 2 个相。每个脉冲可产生 1.8°的步进角。保持力矩为 0.23 牛米 Nm。

与伺服控制系统的对比

“步进电机与伺服电机的某些性能差异源自其各自的电机设计。步进电机的极数多于伺服电机。与伺服电机相比，步进电机旋转一次要求进行更多次的绕组电流交换。与伺服电机相比，步进电机的设计导致较高速度运行时力矩降低。相反，较大的极数使步进电机在速度较低时在力矩上优于相同尺寸的伺服电机。

两种电机的另一个差异为受控方式。传统的步进电机以开环恒流模式运行。不需要大部分定位应用必需的编码器，因此这种模式可节约成本。但是，以恒流模式运行的步进电机系统会使电机和传动器产生大量的热，这在某些应用中需要加以考虑。伺服控制的解决方法是，只在电机需要移动或擎住负载时提供电流。伺服控制也可提供数倍于最大持续电机力矩的峰值力矩用于加速。

相比伺服电机，步进电机的使用与维护更简单。步进电机更廉价，在小型电机应用中尤其如此。如在设计限制内运行，步进电机不会出现失步，也无需使用编码器。步进电机在静止时处于稳定状态，且能保持位置，不出现任何波动，特别是在带动态负载时表现优异。

伺服电机在要求速度大于 2,000 RPM 以及要求在高速下提供高力矩或要求快速动态响应的应用中表现出色。步进电机在速度低于 2,000 RPM、低至中加速度以及要求高保持力矩的情形中表现出色。” (41)

总而言之，步进电机控制系统较为廉价，适用于要求低至中加速度、高保持力矩以及灵活的开环或闭环运行的应用领域。伺服控制系统最适合于涉及动态负载变化的高速、高力矩应用。(42)

各种显著特性和额定值

- 与其他类型的电机（如感应电机或开关磁阻电机）不同，“步进电机”这一名称并未显示电机的工作原理，而是显示电机应用。
- 步进电机对数字输入脉冲作出响应，适合开环控制，使其控制简单且廉价。
- 在任何可控性运动应用中，都可以采用步进电机。(43)在需要控制旋转角、速度以及位置的应用领域步进电机具有优势。

优/缺点

- 电机的旋转角与输入脉冲成比例。(44)
- 设计良好的步进电机的步距准确度达到 3-5%，且这一误差在各步之间不累积，因此其定位精准，且可重复移动。(44)
- 由于电机中无接触式电刷，因此非常可靠。(44)
- 电机对数字输入脉冲作出响应，适合开环控制，因此控制电机变得更简单、更廉价。(44)
- 效率低。不论负载情况如何，电机都消耗大量电力。(45)
- 当速度高于截止速度时，力矩迅速降低。

主要应用

打印机、绘图机、医疗设备、传真机、汽车与科研设备等。

专门词汇

电机的基本原理

力与力矩的产生

电机可将电能转化成机械能（电动机运行）或将机械能转化成电能（发动机运行）。电能以电流和电压的形式提供，机械能以（旋转）速度和力矩的形式在轴上提供。电机的功率与速度和力矩的乘积成正比，如 $P = \omega \cdot T = 2\pi \cdot n \cdot T$ 等式所示，其中 ω 为角速度， n 为旋转速度， T 为力矩。因此，所得到的运行的四个象限为速度和力矩的函数（见图 76）。

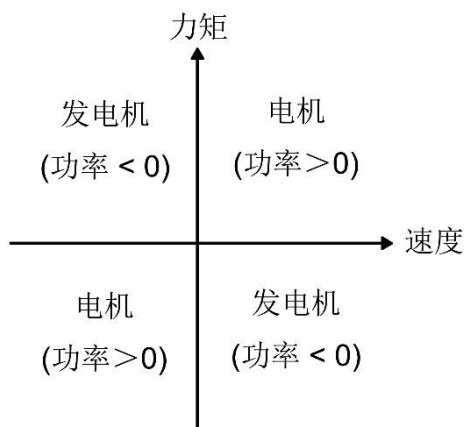


图 76：电力传动的运行象限 (5)

能量转换利用了电机中的磁场。磁力的产生方向使磁场线条倾向缩短（相反的两个极之间的磁场线条路径长度）。作用在电机转子上的磁力产生的力矩与两种不同的力产生机制相关：

- Lorentz 力：指作用在磁场中导电导体上的力
- 磁阻力：磁阻变化形成的力

两种力均可将电能转化成机械能（电动机运行）或将机械能转化成电能（发动机运行）。

利用 Lorentz 力来计算力

Lorentz 力为作用在磁场内导电体上的力。图 77 显示了长度为 l 的导体，该导体所载电流为 i 。导体位于磁场内，磁感应强度为 B 。该磁场与导电导体以及绘图平面正交。在图中，显示为被圆圈所包围的交叉符号，这代表进入绘图平面的箭头的虚拟背面（磁场的方向与箭头的方向对应）。在导体上产生的力为

$$F = B \cdot i \cdot l$$

力的方向可根据右手定则进行推断，在该规则中起因（电流）、介质（磁场）以及结果（力）的方向形成一个正交系统，见图 78。如图所示，当拇指指向电流的方向，食指指向磁场方向时，力的方向为中指的方向。

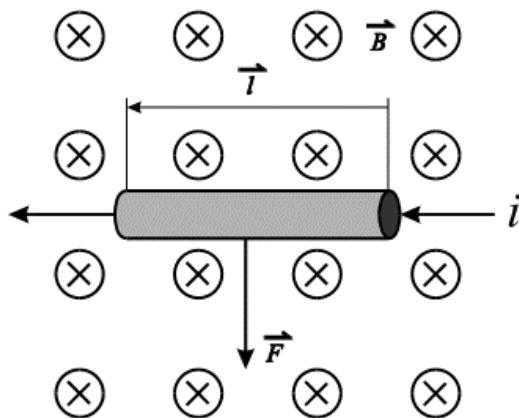


图 77：作用在磁场中带电导体上的 Lorentz 力 (5)

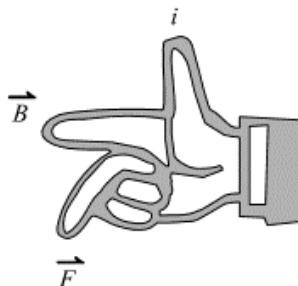


图 78：右手定则 (5)

如磁场不与导体正交，而是形成某个角 α ，则产生的力减少，比例因子为 $\sin \alpha$ ： $F = B \cdot i \cdot l \cdot \sin \alpha$

在电机内 Lorentz 力为力矩产生的物理基本要素，它能够将受到磁场影响的导体沿预期方向移动。

在对电机的控制进行说明时，采用另一种方法来计算力矩。这种方法基于相同的基本原理，不过利用了电机中的磁链与电流的相互作用来计算力矩。在将电流与磁链阐释为空间矢量（见创建旋转磁场章节）时，电动力矩 T_e 的计算利用了这两个矢量的叉乘，如等式

$$\vec{T}_e = \vec{\psi}_m \times \vec{i}$$

所示。在 $\alpha \beta$ 坐标中，这将导致

$$T_e = \Psi_{m\alpha} \cdot i_\beta - \Psi_{m\beta} \cdot i_\alpha$$

在图 79 中电流与磁链空间矢量的三种典型组合显示了这一关系。该图显示电机中的力矩控制可通过控制相对于磁链矢量的电流矢量得以实现 (7)。图 79 中灰色阴影面积代表力矩大小。最大力矩对应最大面积，当电流和磁链这两个矢量正交时（中图）可获得最大力矩。与此相反，当电流和磁链这两个矢量相互对准时，力矩为零。在之前的章节 利用 Lorentz 力来计算力中，这种情况对应于导体与磁场相互平行（而非正交）。

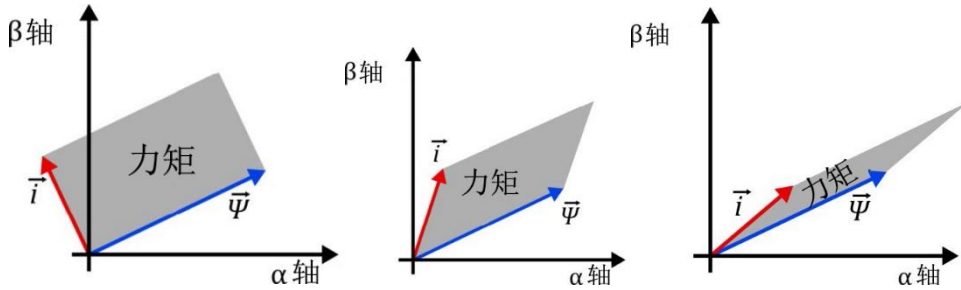


图 79：电流/磁链空间矢量与力矩之间的关系 (5)

利用磁阻力来计算力

磁阻力通过磁阻变化产生，而非通过作用于导电导体的力产生。这种力往往会使磁路中的总磁阻力最小化，见图 80。

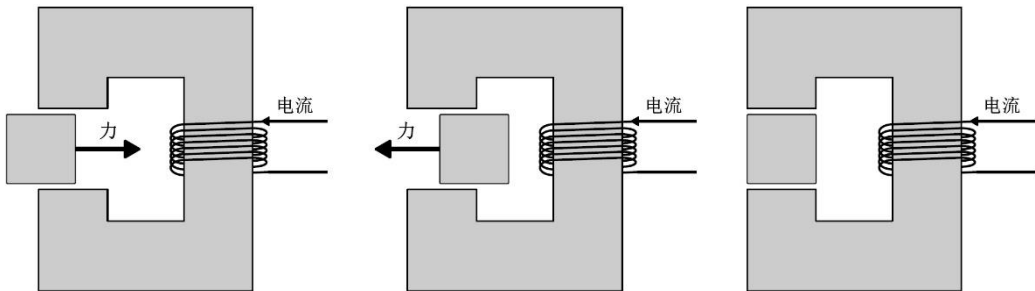


图 80：磁路中的磁阻力 (5)

对于电感，与欧姆损耗相关的电压一般等式为

$$v = R \cdot i + \frac{d\Psi}{dt}$$

由此可得，电压与电阻和电流乘积以及磁链 Ψ 随时间的变化率之和成比例。在无饱和的线性磁体中，磁链可表示为

$$\Psi = L(x) \cdot i$$

其中 $L(x)$ 为取决于位置的电感。这种关系不一定是取决于 x 的线性位置关系。例如，在开关磁阻电机中，磁阻取决于角位置 θ ，因此得到 $\Psi = L(\theta) \cdot i$ 。

机械功率为力与速度的乘积，如等式

$$P_{\text{mech}} = F \cdot v \text{ 所示}$$

在评估作为电压与电流相乘所得的电气功率时，力 F 为电流平方与电感空间导数乘积的函数

$$F \sim i^2 \cdot \frac{dL(x)}{dx}$$

磁阻力产生力矩是开关磁阻电机等的特征。更多详情请见相关章节。

创建旋转磁场

同步电机与感应电机为磁场旋转式电机。与直流电机不同，这些电机中的磁场在空间中旋转，并非处于静止状态。在对旋转于空间的磁场行为进行说明时，经常使用空间矢量。这些矢量可代表瞬态空间波，不得与相量混淆，相量将稳态正弦数量表示为静态且带有关于振幅、角频率以及初始相移的复杂矢量。

空间矢量的方向表示磁场最大值的位置，而空间矢量的长度则表示磁场的大小或振幅。磁场的大小可能取决于时间，但不一定随时间呈现正弦变化。不过对于旋转磁场电机，在稳态运行时磁场的大小保持恒定。

要理解空间矢量的概念，建议先对带有一个绕组的单相系统进行考虑，如图 81 所示。一个绕组被定位在（虚拟的） q 或正交轴上（请参见坐标系转换章节，了解更多详情）。当恒定电流施加在绕组上时，会产生磁链 Ψ_{s1} ，下一章节感应电压与反电动势 将对此进行简要说明。该磁链在空间中保持静止，并指向 d 轴或直轴。如正弦电流施加在绕组上，磁链的大小也将呈现正弦变化。在空间矢量表示中，这会导致在每个不同时刻磁链箭头的长度不同。采用复数记法 $\underline{x} = x_d + j \cdot x_q$ 的坐标系很简单，而不使用复杂的三角函数的表示法。

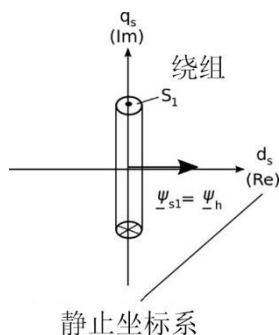


图 81: 利用一个绕组产生磁链 (5)

下一步将对带有 S_1 、 S_2 与 S_3 三个绕组的三相系统（如图 82 所示）进行考虑。三个绕组在空间上间隔 120° ，电流方向如图 82 中所定义。每个绕组分别产生磁链 Ψ_{s1} 、 Ψ_{s2} 与 Ψ_{s3} ，这些磁链与对应的绕组正交。由于每个绕组处于静止状态，这些磁链矢量为非旋转矢量（与上述单相系统的情形相同）。

三个磁链的叠加形成系统的总磁链 Ψ_h 。当绕组中的三个电流对称时，即三个电流均为正弦波形，振幅相同，且相移 120° ，总磁链变成长度恒定的空间矢量，该矢量以与电流相同的频率 ω 在空间中旋转。

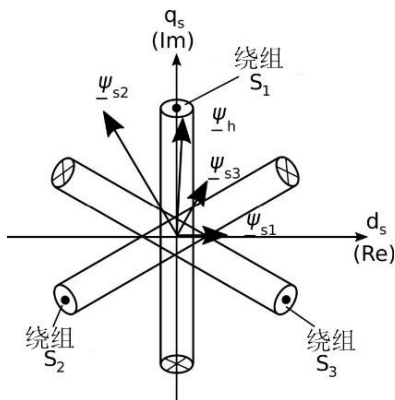


图 82：三相系统的磁链 (5)

总而言之，由三相对称（如正弦）电流源馈电的三相绕组会产生旋转磁场。

感应电压与反电动势

在前一章节利用 Lorentz 力来计算力中已对作用在磁场中导体上的力进行了说明。当导体在磁场 B 中以速度 v 移动时，相同原理适用，如图 83 所示。导体中产生感应电压，该电压与磁场 B 以及线圈速度 v 成比例。如果导体形成回路，则回路中将产生感应电流。

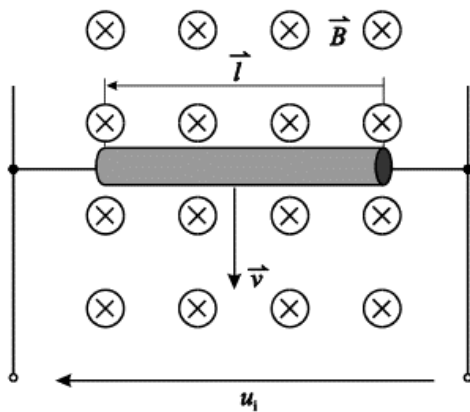


图 83：感应电压的产生 (5)

如电压源与图 83 中的两端相连，则电路闭合，电流可流通。如将电阻损耗纳入考虑，则电压 v 为

$$v = R \cdot i + \frac{d\Psi}{dt} = R \cdot i + L \cdot \frac{di}{dt} + v_i$$

磁链随时间推移出现变化 $\frac{d\Psi}{dt}$ 而导致的电压下降与电感 L 的自感应以及移动产生的感应电压 v_i 相关。

在旋转电机中，通常转子有自身的磁场，这来源于转子中的磁体或绕组。由于静止的定子绕组处于该旋转磁场中，额外的感应电压将在定子绕组中产生，该电压与施加在定子绕组上的电压方向相反。这是由于该感应电压与所施加的电压之间存在反作用。这种现象称为反电动势。

反电动势与电机速度成比例。随着速度增加，施加在绕组上的有效电压降低，因此电机中的电流相应减小。在某一速度时，反电动势等于所施加的电压，速度无法再进一步增加。这一时刻被称为拐角点（基本速度点），电机中的磁通量必须被削弱以降低反电动势，才可达到较高速度。参见不同类型电机的弱磁章节内容，了解如何从控制角度在不同类型电机上实现这一点的更多信息。

电机中的位置传感器

针对电机的许多控制法依赖于关于转子位置和/或转子速度（转子方向由速度标示符号显示）的精准信息。本章将介绍一些用于确定位置与速度的常用传感器。

一种众所周知的以模拟方式测量速度的方法是转速计。具有线性特征与低负载的直流发电机（参见相关章节了解详情）可用于该目的。由于发电机的电压与速度成比例，因此该电压可用在模拟电路或数字系统中来表示速度大小。在数字系统中，当在相关的运行范围中发电机参数已知且恒定，则速度可利用电压测量进行计算。

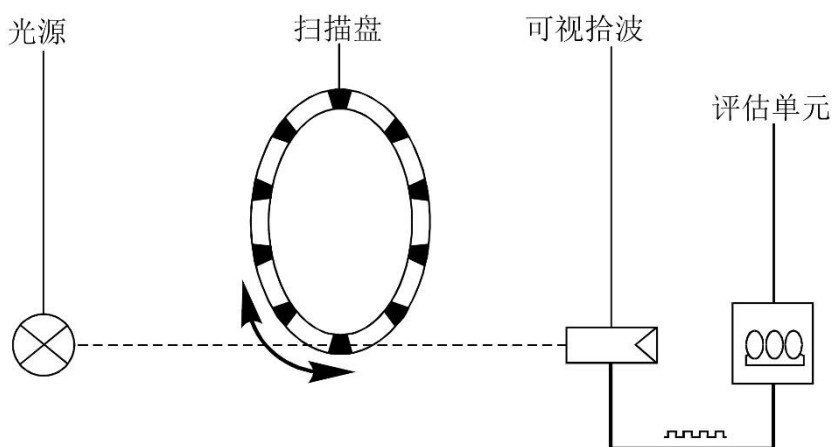


图 84: 增量式位置光编码器 (5)

或者，可以采用数字速度测量，这种测量利用了光学或磁性相关方法。光学方法通常基于光的反射或传输。图 84 显示了光传输方法。光束通过由透光与不透光的细小单元构成的槽盘进行传输。利用这种方法可进行速度测量，不过无法测量绝对位置或旋转方向。

磁编码器示例如图 85 所示。这种方法利用了移动齿轮的磁阻变化。由于磁路中的磁通量出现变化，感应产生了与速度成正比的交流电压。对两个线圈 u_A 与 u_B 的电压进行测量。理想化波形如图 86 所示。利用这种传感器可测量旋转方向，但无法测得绝对位置。

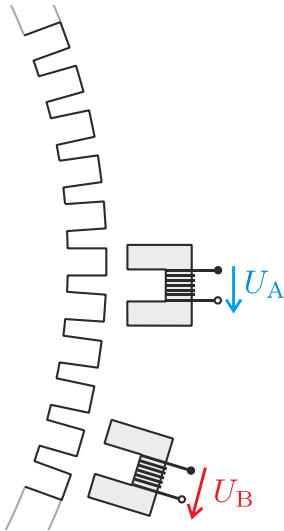


图 85: 增量式位置磁编码器（原理图） (5)

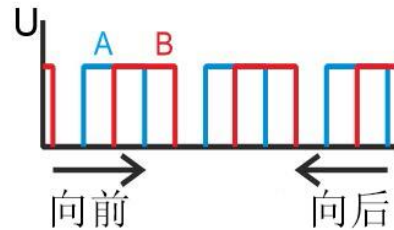


图 86: 增量式位置磁编码器（电脉冲） (5)

要测量绝对位置，需要使用所谓的绝对式编码器。这种编码器的构建方法与图 84 中所示的增量式位置光编码器类似。这种编码器不使用简单的槽盘，其盘片必须能够产生光位码（例如格雷编码）。利用位码的长度可设置要求的精准度。传感器读取位码并根据已知的编码位置来确定转子位置。由于编码随转子位置而改变，且变化速率与转子速度成正比，因此也可以测量速度。

另一种绝对位置编码器为图 87 所示的旋转变压器。该旋转变压器由三个线圈组成（电机中附加的小线圈）。其中两个线圈有 90° 的相移，以静态方式安装，另一个则安装在旋转的轴上（与轴正交）。向转子线圈提供高频交流电压。由该线圈产生的磁链取决于转子位置，该磁链在两个定子线圈中产生感应电压，因此这种电压也取决于位置。然后可以利用所测得的定子线圈的电压来计算转子的绝对位置。

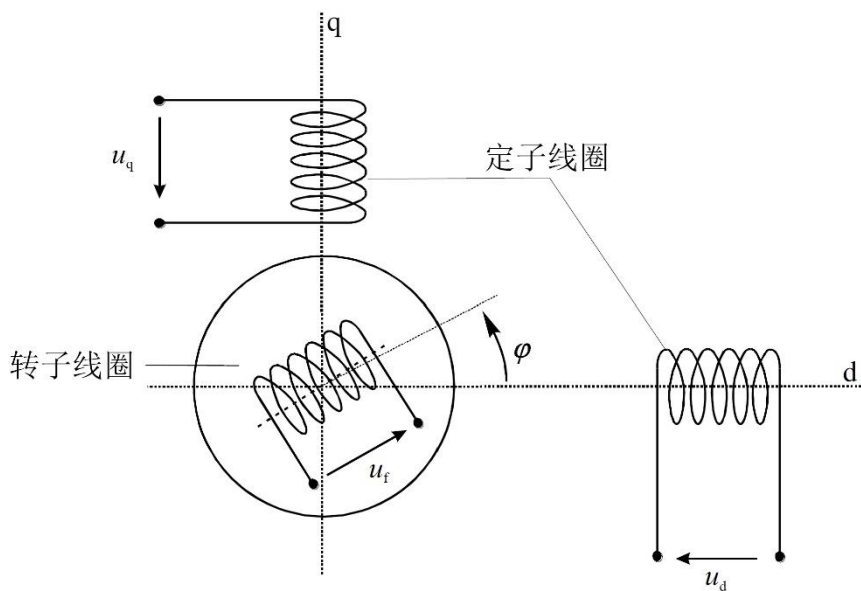


图 87：用于测量绝对位置的旋转变压器 (5)

最新的绝对位置旋转变压器为可变磁阻 (VR) 旋转变压器。其原理结构如图 88 所示。这种旋转变压器的工作原理涉及与转子位置相关的磁阻正弦变化。图 89 从电感随转子位置出现变化 ($L(\theta)$) 的角度显示了这点。高频电流被注入定子绕组，由于有效电感值与电流斜率成反比，如等式所示 ($\frac{di}{dt} = \frac{u}{L(\theta)}$)，因此可对有效电感值进行计算。利用已知的电感值 (L_0 与 $L(\theta_{el})$ ，为旋转变压器特定参数) 以及反正弦 ($\theta_{el} = \arcsin\left(\frac{L(\theta_{el}) - L_0}{L - L_0}\right)$) 来计算转子位置

可变磁阻 (VR) 旋转变压器的主要优点为无需像普通旋转变压器一样将磁场绕组安装在转子上。

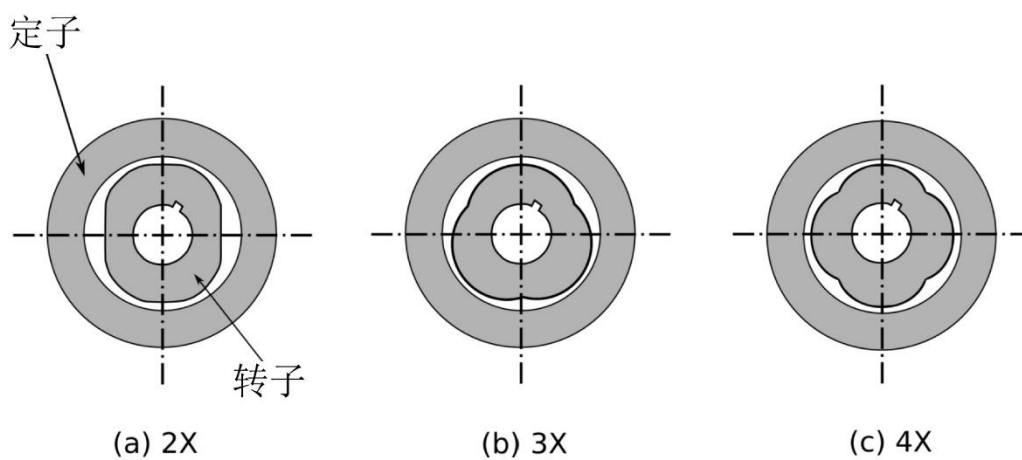


图 88: 可变磁阻 (VR) 旋转变压器的转子形状示例 (5)

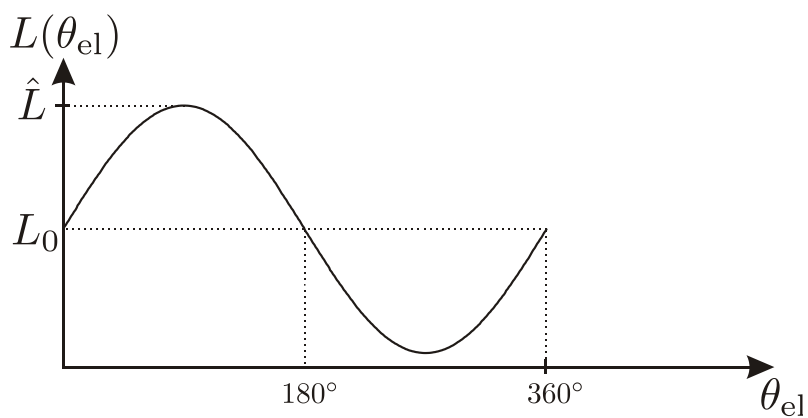


图 89: 可变磁阻 (VR) 旋转变压器: 作为转子位置函数的电感变化 (5)

有多种不同的方法无需使用位置传感器而使用电机本身来确定转子位置与速度。这些方法经常被称为无（位置）传感器控制法，可在相关文献中查看到，例如 (46)。

矢量控制

在二十世纪七十年代初期，发明了适用于带旋转磁场电机的变频传动器的新控制法，这种方法称为磁场定向控制 (FOC) (9), (8)，这是一种矢量控制法。矢量控制的主要特征为将三相定子电流系统等效为正交两相系统（参见以下章节坐标系转换）。形成电流空间矢量的两个参数中的每个参数分别直接控制电机的一个主量值：磁链以及力矩。这种情况显示了与基于三相系统的标量控制的明显差异，例如，用于感应电机的恒压频比（也称为电压赫兹比）控制法。

从历史角度而言，随着二十世纪八十年代开始使用的微处理器不断推广，矢量控制法也变得越来越普遍。目前的微控制器与 DSP 具备足够的计算性能且价格较低廉，因此微控制器与 DSP 被广泛应用于电力电子与电机控制中。

坐标系转换

三相系统的分析可能相当复杂。用于简化这一分析常用的一种方式是利用数学方法将三相系统转换成两相系统 (47)。甚至超过三相的系统也可利用经调整的转换法进行简化。这些转换法是电机矢量控制中的基本原理，用于以空间矢量方式来表示三相系统。

以下对用于对称三相系统的最重要的转换——阿尔法-贝塔（即 $\alpha\beta$ ）以及 d-q 转换进行说明。

阿尔法-贝塔转换或克拉克转换

$\alpha\beta$ 或克拉克转换指将三相系统转换成带有矩形坐标系的两相系统，该坐标系固定在定子上，因此是一个静止的坐标系。其横坐标为实轴阿尔法(α) 轴，与电机的第一个电感对准（UVW 三相电机 中的 U 相）。纵坐标为虚轴贝塔 (β) 轴。因此， $\alpha\beta$ 坐标系为具有复数的笛卡尔坐标系，其中 α 与 β 部分均为实数。

各轴的布局以及布局与电机电感的关系如图 90 所示。

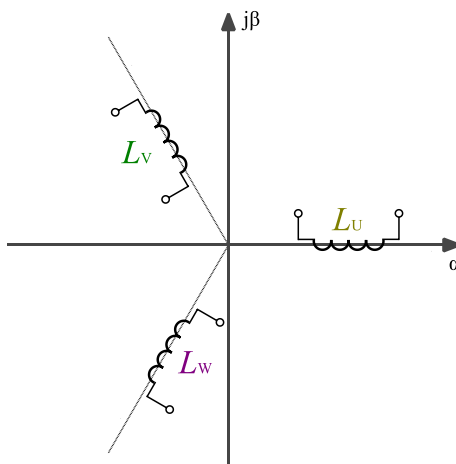


图 90: $\alpha\beta$ 坐标系的布局 (48)

此处针对相电流的这种转换用数学等式表示如下：

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = C \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_U \\ I_V \\ I_W \end{bmatrix}$$

这种逆向转换为

$$\begin{bmatrix} I_U \\ I_V \\ I_W \end{bmatrix} = \frac{1}{C} \cdot \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & 0 \\ -\frac{1}{3} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix}$$

在理论上因数 C 可自由选择。其中有两个特别重要的特定值。选择 $C = \frac{2}{3}$ 可进行振幅不变转换。复空间矢量的振幅与三相电流的振幅相同，如 $\hat{I}_{\alpha\beta} = \hat{I}_{UVW}$ 所示。另一方面，选择 $C = \sqrt{\frac{2}{3}}$ 可进行功率不变转换，如等式 $p_{\alpha\beta} = p_{UVW}$ 所示。因此，等式 $\hat{I}_{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \hat{I}_{UVW}$ 适用于功率不变转换，而等式 $p_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} \cdot p_{UVW}$ 则适用于振幅不变转换。

简而言之：

$$C = \frac{2}{3} \quad \text{幅值不变转换}$$

$$C = \sqrt{\frac{2}{3}} \quad \text{功率不变转换}$$

两个数值均可应用，且在各种文献中频繁使用。

D-Q 转换或帕克转换

dq转换或帕克转换与 $\alpha\beta$ 转换类似，且因这种转换也可将三相系统转换成两相坐标系，因此是对后一种转换进行了延伸。以上转换的主要差异在于坐标系，dq坐标系并非静止、固定在第一个电感上，而是以转子电频率 ω_{rotor} 旋转。这导致旋转磁场在两个常数之间转换，即复数 $\underline{x} = x_d + j \cdot x_q$ 中的 d （直轴）部分与 q （交轴）部分。

这种针对对称三相系统的转换其数学表达式为

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = C \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \theta - \frac{2\pi}{3} & \cos \theta - \frac{4\pi}{3} \\ -\sin \theta & -\sin \theta - \frac{2\pi}{3} & -\sin \theta - \frac{4\pi}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_U \\ I_V \\ I_W \end{bmatrix}$$

逆向转换为

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix}$$

或

$$\begin{bmatrix} I_U \\ I_V \\ I_W \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos \theta - \frac{2\pi}{3} & -\sin \theta - \frac{2\pi}{3} \\ \cos \theta - \frac{4\pi}{3} & -\sin \theta - \frac{4\pi}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad \text{幅值不变转换}$$

$$\begin{bmatrix} I_U \\ I_V \\ I_W \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos \theta - \frac{2\pi}{3} & -\sin \theta - \frac{2\pi}{3} \\ \cos \theta - \frac{4\pi}{3} & -\sin \theta - \frac{4\pi}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad \text{功率不变转换}$$

图 91 显示了整个转换流程，从对称的三相系统 i_a 、 i_b 、 i_c 转换至静止的两相 $\alpha\beta$ 系统并进一步转换至旋转的两相 dq 系统。图上部显示电流的空间矢量表示方式，图下部是电流随时间的变化，左边显示三相 abc 系统，中间显示 $\alpha\beta$ 系统，右边显示 dq 系统。

很明显， $\alpha\beta$ 系统仍显示 α 分量与 β 分量的正弦波形。瞬时时间 t_1 与 t_2 的两个空间矢量显示在下部曲线。在旋转的 dq 框架中，数值变成常数。由于针对常数的所有控制法与原理（例如，PI 控制器）均可适用，因此这对控制三相电机（或一般的多相电机）而言非常有帮助。

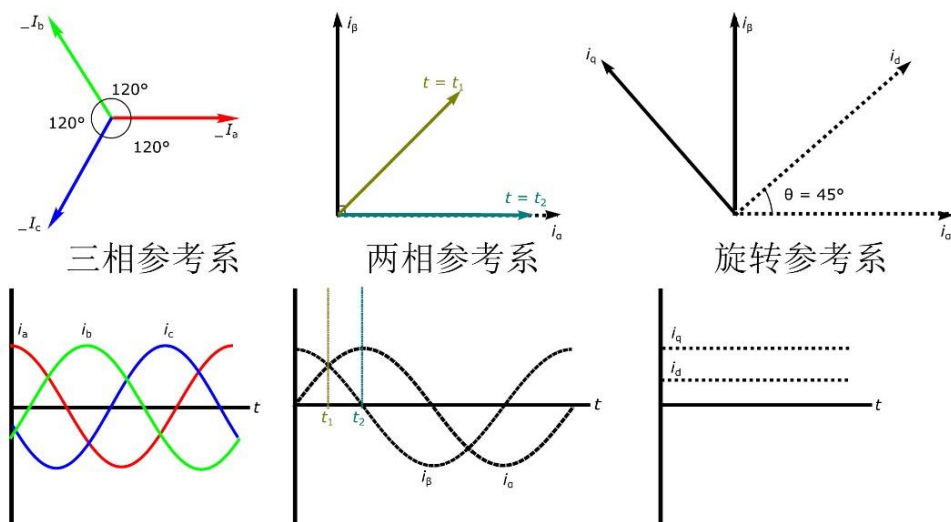


图 91: 三相系统的转换 (5)

磁场定向控制 (FOC)

在磁场定向控制 (FOC) 中，三相感应电机或同步电机的受控方式与直流电机的控制方式类似。磁场定向控制 (FOC) 基于受控制电机的反向模型。因此，其精度取决于电机参数的精度以及各参数对模型的影响。利用磁场定向控制 (FOC) 能够在瞬态情况下独立控制力矩和磁链 (7)。

磁场定向控制可分为两种不同类型，直接磁场定向控制 (DFOC) 以及间接磁场定向控制 (IFOC)。两种原理的示意图分别显示在图 93 (IFOC) 与图 94 (DFOC) 中。间接磁场定向控制 (IFOC) 利用位置传感器与力矩及磁链的参考值来计算dq 转换所用的参考角度，而直接磁场定向控制 (DFOC) 利用测得的电压与电流这些电气数量对该参考角度与磁链矢量进行估算。图 92 显示了磁场定向控制传动器的一般结构。

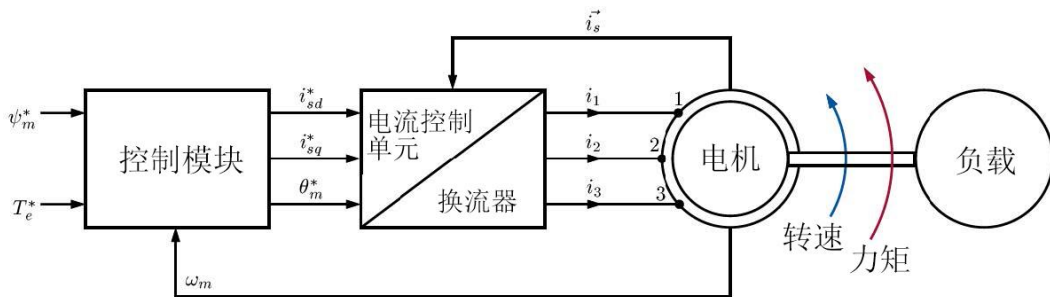


图 92：磁场定向控制传动结构 (7)

基于磁链 ψ_M^* 的参考值 (* 表示参考值)、力矩 T_e^* 以及测得的机械速度 ω_m 和/或机械角 θ_m ，计算参考电流 i_{sd}^* (产生磁通量的电流) 以及 i_{sq}^* (产生力矩的电流)。电流控制单元利用测得的相电流并借助 PI 控制器以及 PWM 电压源逆变器 (VSI) 来设置参考电流。

简而言之，磁场定向控制 (FOC) 通过磁场定向电流矢量分量对力矩和磁链进行间接控制。

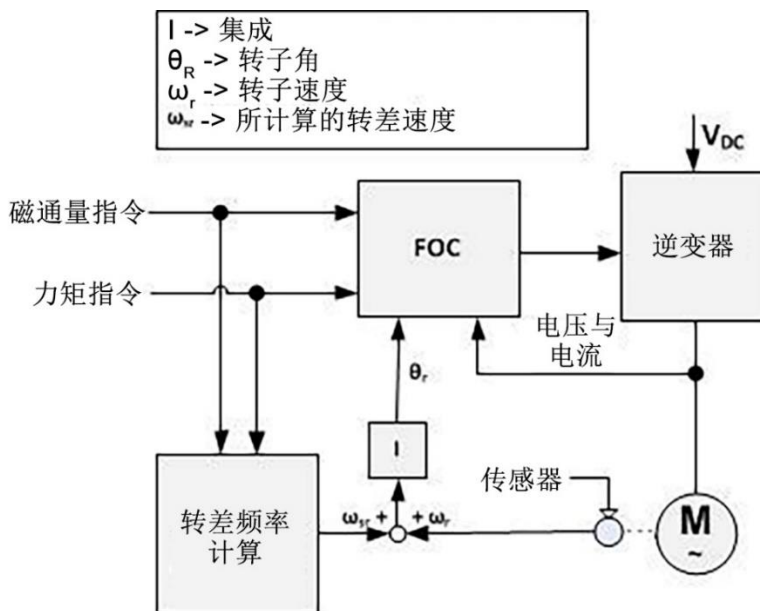


图 93: 间接磁场定向控制 (IFOC) 方框图 (49) (图中 I 表示积分)

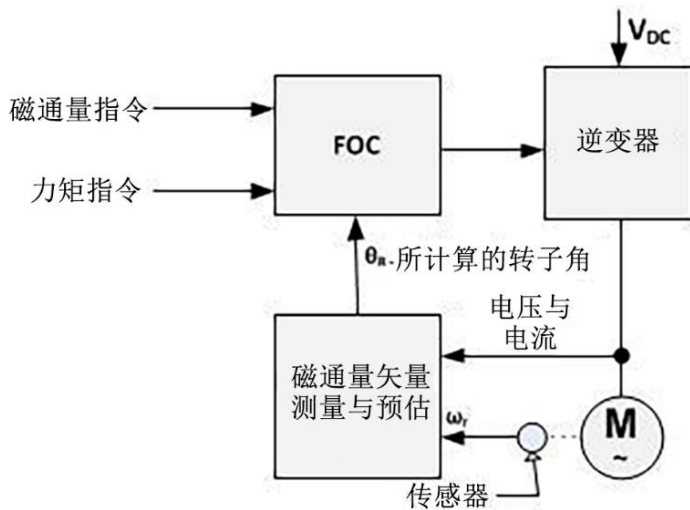


图 94: 直接磁场定向控制 (DFOC) 方框图 (50)

有关磁场定向控制的更多信息可在感应电机手册中查看。该手册对磁场定向控制进行了较详细的说明。

直接力矩控制 (DTC)

直接力矩控制 (DTC) 是另一种矢量控制原理。图 95 显示了直接力矩控制 (DTC) 方框图。对相电流与相电压进行测量以对电机磁链和力矩进行预估。然后将预估值与滞环（或称为“砰-砰”）控制器中的参考值进行比较。这意味着仅在预估值与参考值之间的差异大于定义的最大值时开关信号才会改变。

因此，在直接力矩控制 (DTC) 中，力矩与磁链受到直接控制，且无磁场定向控制中使用的 PI 电流控制器。直接力矩控制 (DTC) 提供的是可变开关频率，由于滞环控制器与下游检查台对开关信号进行直接设置，因此不需要调制器。不过，有些直接力矩控制 (DTC) 法也会采用恒定的开关频率 (51)。

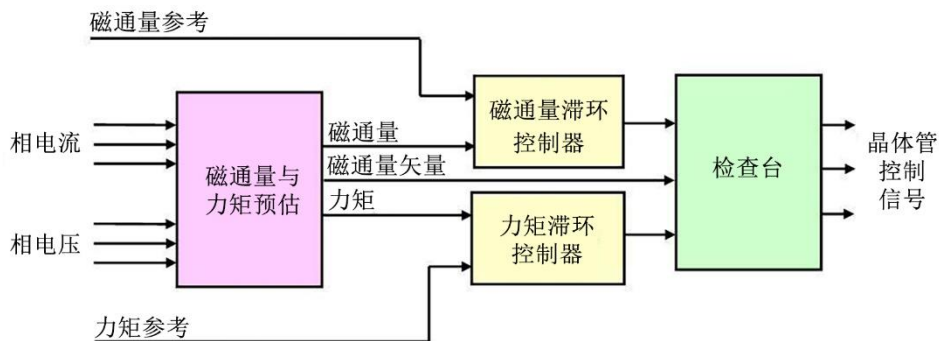


图 95: 直接力矩控制 (DTC) 方框图 (52)

电机损耗

在电机中，存在不同类型的损耗。图 96 显示了感应电机典型的不同类型损耗的明细情况。损耗分为定子和转子损耗，并进一步细分为铜损 P_{Cu} 、铁损 P_{Fe} 以及其他损耗 P_{suppl} 。以下对不同类型的损耗以及原因进行说明。

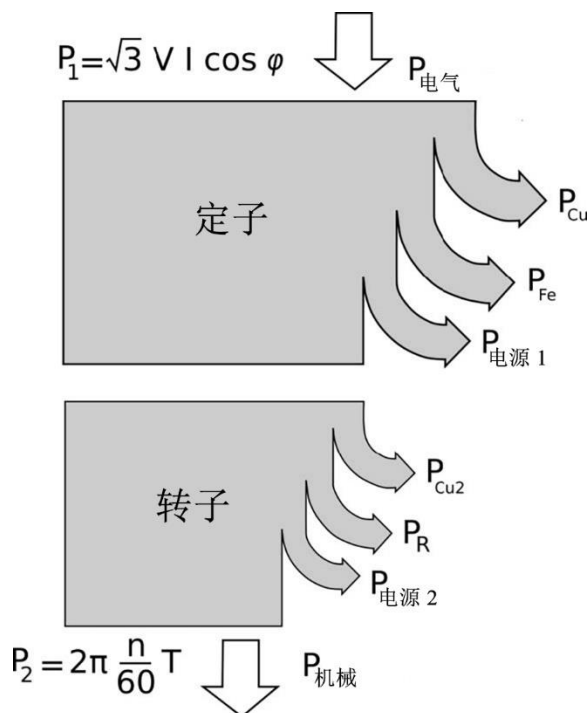


图 96: 电机（以感应电机为例）的损耗明细 (5) (53)

首先，存在铜损 P_{Cu} ，这由绕组电线的欧姆电阻 R_{Cu} 所导致，绕组电线通常用铜或其他任何一种导电材料制成。根据欧姆定律，铜损与电流平方成正比

$$P_{Cu} = I^2 \cdot R_{Cu}$$

铜损一般与频率无关，这种损耗出现在直流电机与交流电机中。欧姆电阻取决于绕组导体材料以及其参数。在高频情况下，绕组中会出现集肤效应。对于定子绕组这种效应一般可忽略，但对于感应电机等的转子绕组则不能忽略。集肤效应说明了交流电有分布在导体内的倾向，因此靠近导体表面的地方电流密度最大 (54)。这导致导体的交流电阻增加，从而使损耗增加。

另一种损耗为铁损 P_{Fe} 。铁损耗包括两种独立的组成部分，涡流损耗 P_{eddy} 以及磁滞损耗 P_{hys} ：

$$P_{Fe} = P_{eddy} + P_{hys}$$

下面对这两个损耗部分进行说明。当向绕组提供交流电流时，电机铁轭中产生感应电压，

从而导致涡流损耗。这些感应电压会使导电铁中产生补偿性涡流 (55)。这将导致涡流损耗，这种损耗也称为电流热损耗。为减少这些损耗，定子与转子采用彼此绝缘的薄铁片叠层设计。铁片越薄，涡流损耗越低。

制成电机定子和转子的铁材料由许多小尺寸“单元磁体”构成，绕组产生的磁场会使这些磁体对齐。这将增强磁场强度 H ，结果产生磁通量密度 B 。要在电机的气隙中获得一定的磁通量密度，对于铁介质，向绕组施加的励磁电流要比纯空气介质需要的励磁电流低得多。因此选用铁作为磁通量导体。

磁性材料的一个特征为磁滞曲线。绕组电流产生的正磁场在磁性材料中产生正磁通量密度。当电流关闭时，磁场强度变为零，但磁性材料仍保持一定极化，即剩磁磁通量密度 B_R 。只有在施加反向磁场的情况下，磁通量密度才会变成零。这时对应的磁场强度是矫顽磁场强度 $-H_{CB}$ 。当磁场进一步降低时，磁通量也变成负数。从而产生磁滞回路，如图 97 所示。

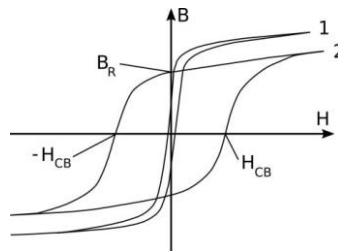


图 97: 磁性材料的 $B(H)$ -特性 (5) (55)

1 = 软磁材料，例如，铁

2 = 硬磁材料，例如，永磁体

对于交流电机，电流出现正弦变化，因此，磁场也表现出正弦变化。磁滞回路以逆时针方式行走。该回路的面积与磁滞损耗 P_{hys} 相关。这种损耗的解释是，当铁中的单元磁体因外部磁场变化而重新对准时，互相摩擦产生的损耗。磁滞损耗与交流电流的频率成比例， $P_{hys} \sim f$ 。与所有其他类型的损耗一样，这种损耗会在电机中产生热应力。

铁损可利用 Steinmetz 等式进行说明，在该等式中，铁损耗为频率与磁链的函数

$$P_{fe} = k \cdot f^\alpha \cdot \psi^\beta$$

参数 α 与 β 为材料参数。例如，对于铁氧体， α 为介于 1.1 与 1.9 之间的数值，而 β 则是介于 1.6 与 3 之间的数值 (56)。

此外，由于电流中的谐波或导线中的集肤效应等都可能增加额外的损耗。从机械角度而言，损耗会出现在轴承中。在包含电机和齿轮箱的电力传动设备中，还必须考虑齿轮箱中的损耗。不同损耗类型的相对所占比率在很大程度上取决于不同电机类型以及电机的具体设计。

电机效率

效率等级

国际电工委员会 (IEC) 于 2008 年末发布了低电压交流电机效率标准 IEC/EN 60034-30 (57)。该标准定义了新效率等级 IE1、IE2、IE3 与 IE4，这些新效率等级代替了欧洲电机与功率系统制造商协会 (CEMEP) 于 1998 年发布的旧的等级 EFF3（低效率）、EFF2（标准效率）以及 EFF1（高效率）——这些规定系电机制造商的自愿协议。

新的效率等级适用于感应电机（IEC 60034-31:2010 定义的 IE4 等级也适用于同步电机），具体如下：

- IE1: 标准效率
- IE2: 高效率
- IE3: 超高效率
- IE4: 超超高效率

该标准涵盖具有 2 极、4 极或 6 极且以 50 Hz 或 60 Hz 电网频率运行（直接在线运行）的单速、三相电机。输出功率范围为 0.75 kW 至 350 kW，额定电压最高达 1000 V。该标准不涵盖仅由变换器供电的电机，也不涵盖完全集成至某一机器而无法进行单独测试的电机。图 98 显示了以 50 Hz 频率运行的 4 极电机的效率等级。对于不同极数或 60 Hz 运行，适用不同的效率值。

根据欧盟委员会条例 640/2009，自 2015 年 1 月 1 日开始，在欧盟销售的额定功率介于 7.5 kW 至 375 kW 的新电机所标示的效率等级必须至少达到 IE3（对于逆变器驱动电机，效率等级为 IE2）(58)。自 2017 年 1 月 1 日开始，该规定适用于功率介于 0.75 kW 至 350 kW 之间的所有电机。

2014 年 3 月发布的 IEC 60034-30-1 标准包括了 IE4 等级以及 8 极电机，功率范围扩大，涵盖 0.12 kW 至 1000 kW。图 99 中的列表显示了根据 IEC 60034-30-1 标准制定的不同类型的电机及其能效。

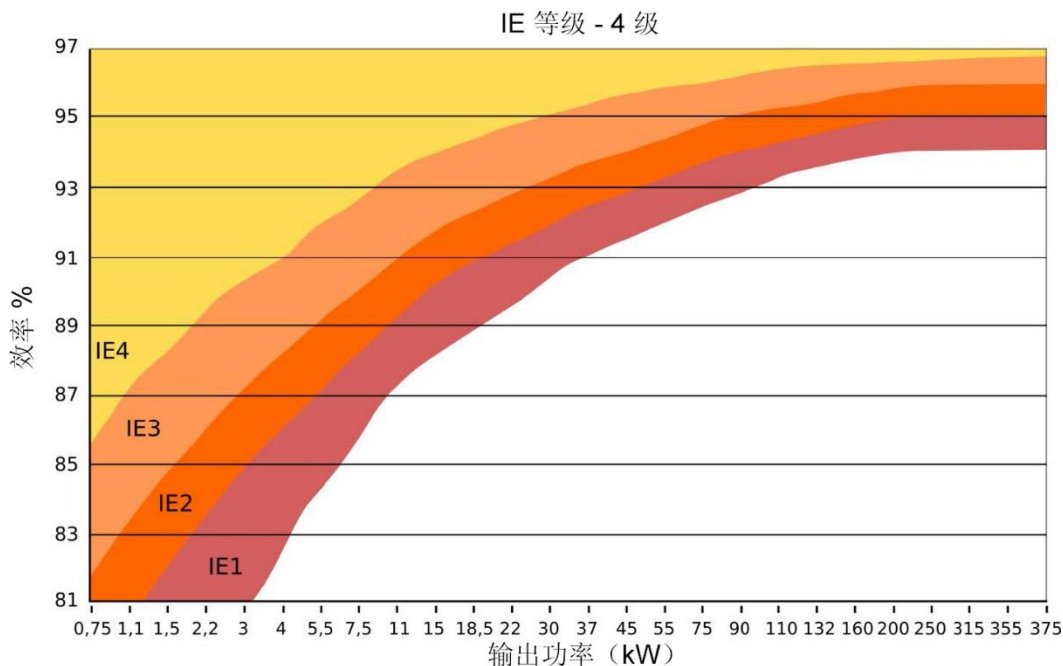


图 98: 50 Hz、4 极 (2 对极) 电机的 IE 效率等级 (5) (57)

目前，许多电机都与逆变器/转换器结合使用，而非直接连接至电网。IEC 60034-30-2（尚待最后被确定为正式标准）对该技术进行了说明。该规定将涵盖转换器馈电的变速传动器和新型电机，例如，永磁同步电机或绕线转子同步电机 (59)。

不过，还有些系统需要被列入标准。其中有非正弦电压的变速传动器（例如，直流电机或开关磁阻电机）、极高速和极低速传动器、完全集成至某一机器的电机、带集成式变频器的电机或温度额定值延伸至低于 -20°C 或高于 60°C 的电机。其中一些设备可作为完整的电力传动系统进行测试。

接下来将进一步推出 IE5 效率标准。其目标是相对于 IE4 损耗降低 20% 左右。利用现在的技术尚不能达到该目标，需要进行进一步的研究。



电机类型		IE1	IE2	IE3	IE4	IE5
三相鼠笼式转 子感应电机 (ASM)	散绕绕组；IP2x （敞开式电机）	是	是	是	有难度	否
	模绕绕组；IP2x （敞开式电机）	是	是	有难度	否	否
	散绕绕组；IP4x 及 以上（功率大于 0.75 kW 的闭合式 电机）	是	是	是	有难度	否
	散绕绕组；IP4x 及 以上（功率等于或小于 0.75 kW 的闭合 式电机）	是	是	是	有难度	否
	模绕绕组；IP4x 及 以上	是	是	是	有难度	否
三相绕线式转子感应电机		是	是	是	有难度	否
单相感应电机	启动电容器	有难度	否	否	否	否
	运行电容器	是	有难度	否	否	否
	启动/运行电容器	是	有难度	否	否	否
	分相	有难度	否	否	否	否
同步电机	自启动永磁体 (LSPM ^a)	是	是	是	有难度	否
从力矩和外部惯性而言自启动永磁电机在启动性能方面受限，可能不适合所有类型的应用。						

图 99： IEC 60034-30-1 中的电机技术与能效潜力 (5) (59)

不同电机类型效率对比

对不同类型的电机的效率进行对比是常见要求。首先需提及的是，无法以普遍适用的方式来进行这一对比。此外，甚至同一类型与同一功率等级的不同电机也会出现最大效率不同的情况。其由负载循环决定，特别是对变速和变载的机器而言（例如，电动汽车），最大效率较低的机器可能具有较高的负载循环效率。

一般来说，始终需要对机器的预期负载循环进行评估，即恒定运行（风机、泵等）相较于变速变载运行。此外，了解不同机器的整个运行范围的效率对评估循环效率非常重要。这样则可对不同机器和/或不同机器类型进行比较。针对某一具体任务选择“正确的”机器需要进一步评估多个其他参数，如成本、重量、功率密度、可靠性、温度限制、冷却可行性、维护要求以及控制复杂性。

不同电机类型性能的大致评估情况可通过图的示例进行了解。该图显示了不同电机类型的最大效率的对比情况，这些电机包括永磁同步电机 (PMSM)、同步磁阻电机 (SynRM)、感应电机 (IM)、开关磁阻电机 (SRM) 以及直流电机，额定功率范围为 1 kW 至 1000 kW。这些效率数据为示例性，有些电机虽然类型相同、额定功率相同，但最大效率可能更低或略高。

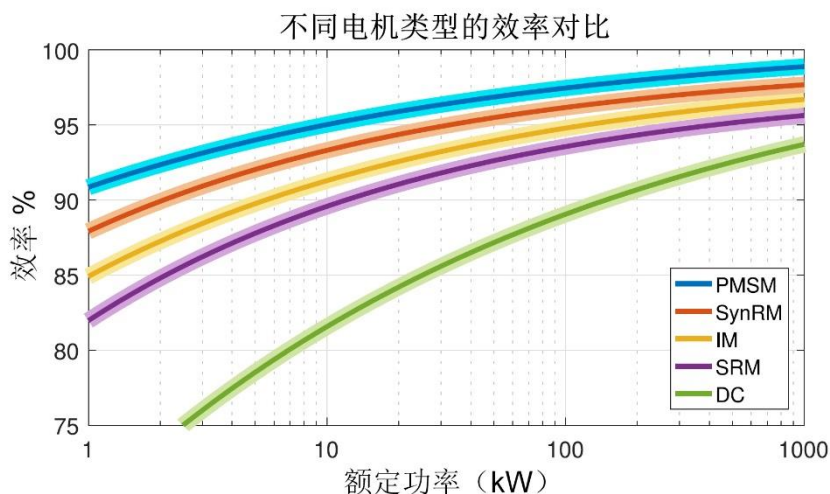


图 100: 不同电机类型的效率对比 (示例性数字源自 i.a.) (60) (61)

应注意，不能仅使用图 100 对某个具体电机类型做出赞成或反对的决定。如上述，有许多其他因素会影响这一决定。

绕组绝缘的温度等级

电机中最关键的温度在大部分情况下为绕组热点温度。该温度取决于多个不同具影响力的参数，如电机设计规格或运行边界条件（例如，环境温度）。在逆变器驱动型电机中，由于电压浪涌很高，电气绝缘应力非常高。因此，需要针对不同的影响正确选择绕组绝缘材料。

美国电气制造商协会 (NEMA) 标准规定了不同的绝缘等级，这些等级对所允许的绝缘材料的最高工作温度进行了限制 (62):

温度容许等级:	所允许的最大工作温度:
A	105 °C
B	130 °C
F	155 °C
H	180 °C
R	220 °C

表 6: 绕组绝缘的温度等级 (62)

这些等级内容也是 DIN EN 60085 的组成部分。

通常电机不得在超过所允许的最高温度情况下运行。绝缘等级与电机寿命直接相关，例如，具有 A 级绝缘等级的电机在 180°C 温度下运行，其预计寿命约为 300 小时，而在绝缘等级为 F 级的情况下，其预计寿命约为 8500 小时。这是根据 Arrhenius 定律，温度每上升 10°C，产品使用寿命就会减少一半 (63)。

电机的冷却

电机可通过不同方式进行冷却。甚至也可不进行冷却。以下列表对常见冷却方法进行了大致区分：

- TENV（完全封闭，不通风）
- 风机冷却（表面）
- 外部风机
- 液体冷却

TENV 电机由于完全封闭，因此不能得到有效冷却。散热主要通过向外部环境进行热辐射和热传导实现。风机冷却型电机一般在电机自身的转子轴上安装一个风机，而外部风机冷却型电机则在外部配备一个风机。

液体冷却型电机可按照所使用的冷却液体（例如，水或油）进行进一步分类。对电机外壳进行冷却（外罩冷却）是一种常见的方法，不过也有其他方法。其中有直接的油冷却（这种冷却法将油直接用于电机的运行部件）或转子冷却。

冷却方法会对电机的设计直接产生影响，这是由于高电流密度要求对电机进行良好的冷却。因此，TENV 电机通常具有较低的额定功率和极低的功率密度。

缩略词列表

BLDC	无刷直流电机
DFOC	直接磁场定向控制
DTC	直接力矩控制
emf	电动势
FOC	磁场定向控制
IFOC	间接磁场定向控制
IM	感应电机
IPMSM	内置式永磁同步电机
PM	永磁电机
PMSM	永磁同步电机
PWM	脉宽调制
SMPMSM	表面贴装式永磁同步电机
SRM	开关磁阻电机
SynRM	同步磁阻电机
TENV	完全封闭，不通风
VR	可变磁阻
VSD	变速传动
VSI	电压源逆变器

图示清单

图 1: 感应电机的定子与转子 (1)	11
图 2: 定子中的分布式绕组	11
图 3: 带滑环的感应电机的转子 (2)	11
图 4: 感应电机的鼠笼式转子 (3)	12
图 5: 带水滴形导条的鼠笼式转子的截面图 (4)	12
图 6: 感应电机的力矩与速度关系简图 (5)	13
图 7: 转子电阻的影响 (5)	14
图 8: 转子条形状的影响 (5) (6)	14
图 9: 采用星形和三角连接的感应电机 (5)	15
图 10: 利用接触器进行星形连接与三角连接的切换 (5)	15
图 11: 恒压频比控制 (V/f) 的力矩 (5)	16
图 12: 磁场定向控制传动结构 (7)	17
图 13: 感应电机的运行范围 (5)	18
图 14: 相对于力矩的归一化电流与功率因数 (5)	19
图 15: 相对于速度与力矩的恒定的 (a) 及优化的 (b) 磁链基准值 (5)	19
图 16: 感应电机的铭牌 (10)	20
图 17: 连接至风力涡轮的双馈电感应发电机 (11)	21
图 18: 用作电容电机的单相感应电机 (5)	22
图 19: 带有分布式绕组的凸极内置式永磁同步电机 (IPMSM) 的截面图 (14)	24
图 20: 凸极外部励磁同步电机 (左)、非凸极表贴式永磁同步电机 (PMSM/SMPMSM) (中间) 以及凸极内置式永磁电机 (IPMSM) (右) 的截面图	24
图 21: 集中式 (左) 绕组与分布式 (右) 绕组	25
图 22: 在恒定电压运行中力矩为负载角的函数 (5)	26
图 23: 相较于转子速度的短路力矩与短路电流 (5) (7)	28
图 24: ABB 生产的同步磁阻电机的截面图 (15) (左) 和截面示意图 (右)	30
图 25: 逆时针旋转的同步磁阻电机中的磁通量路径 (5)	30
图 26: 同步磁阻电机与感应电机的效率和功率密度对比 (数据来自 ABB (17))	31
图 27: 永磁外部励磁直流电机的机械结构; 顺时针: 全套, 分解, 电刷和转子 (18)	32
图 28: 具有两个可能的换向器位置的永磁直流电机的简化截面图—— 左图为下一次换向之后, 右图为下一次换向之前	32
图 29: 电励磁直流电机的示意图 (该电机为“他励式”)	33
图 30: 他励式直流电机的补偿绕组与换向极 (5)	34
图 31: 三种不同类型的直流电机概览	34
图 32: 他励式直流电机 (5)	35
图 33: 他励式直流电机的力矩-速度特征曲线 (5)	35
图 34: 串励直流电机 (5)	36
图 35: 串励直流电机的力矩-速度特征曲线 (5)	36

图 36: 并励直流电机 (5)	37
图 37: 他励式直流电机的运行限制 (5)	39
图 38: 带降压斩波器的他励式电机 (5)	40
图 39: 带增压斩波器的他励式电机 (5)	40
图 40: 带四象限转换器的他励式电机 (5)	40
图 41: 单相网络中的他励式电机 (5)	40
图 42: 包含内置式定子和外转子护罩上的永磁体的无刷直流电机 (22)	42
图 43: 包含内置式转子/外定子的无刷直流电机示意图	42
图 44: 利用霍尔传感器 (左) 控制无刷直流 (BLDC) 电机; 典型的霍尔传感器输出与反电动势波形 (右) (25)	43
图 45: A 三相、两极对、8-6 开关磁阻电机 (26)	45
图 46: 磁阻力引起的旋转	45
图 47: 开关磁阻电机的持续旋转 (5)	46
图 48: 开关磁阻电机的力矩/功率与速度关系曲线 (7; 5)	47
图 49: 开关磁阻电机的单相等效电路 (7)	47
图 50: 具有不对称半桥转换器拓扑结构的开关磁阻电机 (7; 5)	48
图 51: 磁化状态中的电流流动 (5)	49
图 52: 续流状态中的电流流动 (5)	49
图 53: 去磁状态中的电流流动 (5)	50
图 54: 相 A 的电气周期 (7; 5)	50
图 55: 低速运行 (7; 5)	51
图 56: 高速运行 (7; 5)	52
图 57: 三相开关磁阻电机 (SRM) 的力矩产生情况 (5)	52
图 58: 四相开关磁阻电机 (SRM) 的力矩产生情况 (5)	53
图 59: 混合型同步步进电机 (28)	54
图 60: 永磁步进电机 (左) (29) 与可变磁阻步进电机 (右) (30) 的功能概述	54
图 61: 可变磁阻步进电机 (31)	55
图 62: 可变磁阻步进电机的步进顺序 (31)	56
图 63: 永磁步进电机示例 (32)	56
图 64: 永磁步进电机线圈示例 (33)	56
图 65: 两相电流保持位置 (33)	56
图 66: 波形传动中简化的永磁步进电机 (31)	57
图 67: 整步传动中简化的永磁步进电机 (31)	57
图 68: 半步传动中简化的永磁步进电机 (31)	58
图 69: 混合型同步步进电机 (31)	58
图 70: 简化的混合型步进电机 (31)	59
图 71: 混合型步进电机旋转顺序 (31)	59
图 72: 双极与单极绕组布局 (34)	60
图 73: 双极与单极电机的开关器件 (36)	60
图 74: 速度力矩特征 (31)	61
图 75: 混合型同步步进电机规格 (40)	62

图 76: 电力传动的运行象限 (5).....	64
图 77: 作用在磁场中带电导体上的 Lorentz 力 (5).....	65
图 78: 右手定则 (5).....	65
图 79: 电流/磁链空间矢量与力矩之间的关系 (5).....	66
图 80: 磁路中的磁阻力 (5).....	66
图 81: 利用一个绕组产生磁链 (5).....	67
图 82: 三相系统的磁链 (5).....	68
图 83: 感应电压的产生 (5).....	68
图 84: 增量式位置光编码器 (5).....	69
图 85: 增量式位置磁编码器 (原理图) (5).....	70
图 86: 增量式位置磁编码器 (电脉冲) (5).....	70
图 87: 用于测量绝对位置的旋转变压器 (5).....	71
图 88: 可变磁阻 (VR) 旋转变压器的转子形状示例 (5).....	72
图 89: 可变磁阻 (VR) 旋转变压器: 作为转子位置函数的电感变化 (5).....	72
图 90: $\alpha\beta$ 坐标系的布局 (48).....	73
图 91: 三相系统的转换 (5).....	75
图 92: 磁场定向控制传动结构 (7).....	76
图 93: 间接磁场定向控制 (IFOC) 方框图 (49) (图中 I 表示积分).....	77
图 94: 直接磁场定向控制 (DFOC) 方框图 (50).....	77
图 95: 直接力矩控制 (DTC) 方框图 (52).....	78
图 96: 电机 (以感应电机为例) 的损耗明细 (5) (53).....	79
图 97: 磁性材料的 B(H) -特性 (5) (55).....	80
图 98: 50 Hz、4 极 (2 对极) 电机的 IE 效率等级 (5) (57).....	83
图 99: IEC 60034-30-1 中的电机技术与能效潜力 (5) (59).....	84
图 100: 不同电机类型的效率对比 (示例性数字源自 i.a.) (60) (61).....	85

表格清单

表 1: 不同类型电机的对比	10
表 2: 感应电机上的铭牌数据说明 (10)	20
表 3: 感应电机的基本公式 (10)	21
表 4: 开关磁阻电机 (SRM) 的典型配置 (7)	45
表 5: 不对称半桥的开关状态及产生的相电压 (7; 5)	48
表 6: 绕组绝缘的温度等级 (62)	85

参考资料

1. TMW_50905_Elin-Asynchronmotor.JPG. [Online] [Cited: 01 14, 2019.]
https://commons.wikimedia.org/wiki/File:TMW_50905_Elin-Asynchronmotor.JPG.
2. Wikipedia. <https://commons.wikimedia.org>. [Online] [Cited: 01 18, 2019.]
https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Rotor_of_an_electric_water_pump.jpg.
3. Siemens. H-modyn 2- to 16-pole asynchronous squirrel-cage. [Online] [Cited: 12 17, 2018.] © Siemens AG 2018, Alle Rechte vorbehalten.
https://www.automation.siemens.com/bilddb/index.aspx?gridview=view2&objkey=P_DA01_XX_00023&showdetail=true&view=Search.
4. Wikipedia. <https://commons.wikimedia.org>. [Online] [Cited: 01 18, 2019.]
https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Coupe_rotor_machine_asynchrone.jpg.
5. Institute for Power Electronics and Electrical Drives (ISEA), RWTH Aachen. Lecture Notes etc.
6. E. Hering, A. Vogt, K. Bressler. *Handbuch der elektrischen Anlagen und Maschinen*. s.l. : Springer, 1999.
7. De Doncker, R.W. De, Pulle, Duco W.J. und Veltman, Andre. *Advanced Electrical Drives*. s.l. : Springer, 2011.
8. Hasse, K. *Zur Dynamik drehzahl geregelter Antriebe mit stromrichter gespeisten Asynchron-Kurzschlussläufermaschinen*. [Hrsg.] TH Darmstadt. 1968.
9. Blaschke, F. *The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating field machines*. [Hrsg.] Siemens Review XXXIX(5):217-219. 1972.
10. *energie.ch - Asynchronmaschine*. [Online] <http://www.energie.ch/asynchronmaschine>.
11. Wikimedia Commons. *Wikipedia*. [Online]
<https://en.wikipedia.org/wiki/File:Doublyfed06.svg>.
12. *Behavior of Multiphase Induction Machines with Unbalanced Stator Windings*. Zarri, L., et al. 2011. Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics Drives. S. 84-91.
13. Müller, Germar. *Berechnung elektrischer Maschinen*. 2008.
14. Kienle + Spiess GmbH, KSPM-Motoren. <https://www.kienle-spiess.com/>. [Online] [Cited: 01 09, 2019.] Kienle + Spiess permanent-magnet erregte Synchronmotoren (File: DSC_1004.jpg).
15. ABB . www.abb.com. [Online] [Zitat vom: 07. 06 2016.]

16. ABB. <https://library.e.abb.com>. [Online] [Cited: 01 09, 2019.]
https://library.e.abb.com/public/bc5bab6fd81c563bc1257b1300571b9b/Brochure%20SynRM_HO_EN_16_04_20112.pdf.
17. CVEL. Automotive Electronics. [Online] [Zitat vom: 18. 08 2016.]
http://images.google.de/imgres?imgurl=http%3A%2F%2Fwww.cvel.clemson.edu%2Fauto%2Factuators%2Fimages%2Fchaudhary-DCmotor.png&imgrefurl=http%3A%2F%2Fwww.cvel.clemson.edu%2Fauto%2Factuators%2Fmotors-dc-brushed.html&h=371&w=500&tbid=fj3C-sAu_U2CBM%3A&docid=N.
18. industrial electrical. DC Motor brush Life. [Online] [Zitat vom: 17. 06 2016.]
<http://industrialelectricalco.com/wp-content/uploads/2014/01/DC-Motor-Brush-Life-White-Paper.pdf>.
19. <http://www.brighthubengineering.com>. [Online] [Cited: 06 17, 2016.]
<http://www.brighthubengineering.com/diy-electronics-devices/123625-understanding-shunt-wound-dc-motors/>.
20. electrical4u. [Online] [Zitat vom: 16. 06 2016.] <http://www.electrical4u.com/speed-control-of-dc-motor/>.
21. Torquedo. [Online] [Cited: 12 19, 2018.] Homepage
<https://media.torquedo.com/downloads/pictures/technology/torquedo-technology-1-3800x3800.jpg>.
22. electricaleasy. [Online] [Zitat vom: 06. 06 2016.]
<http://www.electricaleasy.com/2015/05/brushless-dc-bldc-motor.html>.
23. Nanotec. BLDC Motoren. [Online] [Zitat vom: 17. 06 2016.]
<http://de.nanotec.com/support/technik-wiki/bldc-motoren/>.
24. Infineon. Sensorless BLDC Motor Drive. [Online] [Zitat vom: 17. 06 2016.]
<http://www.infineon.com/dgdl/an-1187.pdf?fileId=5546d462533600a40153559af4db1155>.
25. <https://commons.wikimedia.org>. [Online] [Cited: 1 7, 2019.]
<https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Switched-reluctance-motor-characteristics-work-principles-t.jpg>.
26. Amin, Muhammad. *Operation, Construction, and Functionality of Direct Current Machines*. 2015.
27. Wikipedia. <https://commons.wikimedia.org>. [Online] [Cited: 12 20, 2018.]
https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/3/3d/Struttura_motore_passo-passo.jpg.
28. —. <https://commons.wikimedia.org>. [Online] [Cited: 12 20, 2018.]
<https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/7/74/Schrittmotor.PNG?uselang=de>.

29. —. <https://de.wikipedia.org>. [Online] [Cited: 12 20, 2018.]
https://commons.wikimedia.org/wiki/Category:Stepper_motors?uselang=de#/media/File:Stepper_motor_1.png.
30. Kuphaldt, Tony R. <https://www.ibiblio.org>.
https://www.ibiblio.org/kuphaldt/electricCircuits/AC/AC_13.html. [Online]
31. Wikipedia. <https://commons.wikimedia.org>. [Online] [Cited: 12 21, 2018.]
https://commons.wikimedia.org/wiki/Category:Stepper_motors?uselang=de#/media/File:Permanent_Magnet_Stepper_Motor.jpg.
32. Infineon. <https://www.infineon.com>. [Online] [Cited: 12 21, 2018.]
<https://www.infineon.com/cms/media/Applications/motorcontrol/motorcontrol/index.htm>.
33. <https://www.circuitspecialists.com>. [Online] [Cited: 01 14, 2019.]
<https://www.circuitspecialists.com/blog/unipolar-stepper-motor-vs-bipolar-stepper-motors/>.
34. wikipedia. <https://en.wikipedia.org>. [Online] [Cited: 01 14, 2019.]
https://en.wikipedia.org/wiki/Stepper_motor.
35. haydonkerk. <http://www.haydonkerk.com>. [Online] [Cited: 01 14, 2019.]
<http://www.haydonkerk.com/Resources/StepperMotorTheory/tabid/192/Default.aspx>.
36. motioncontrolproducts. <http://www.motioncontrolproducts.com/pages/applications-how-to-select-stepper-motor.php>. [Online]
37. http://www.orientalmotor.com/products/pdfs/2012-2013/A/usa_st_pk_motor_only.pdf. [Online]
38. http://motion.schneider-electric.com/downloads/catalogs/step_motors_catalog2012.pdf. [Online]
39. <https://www.sparkfun.com/products/9238>. [Online]
40. amci. <https://www.amci.com/industrial-automation-resources/plc-automation-tutorials/stepper-vs-servo/>. [Online]
41. <https://www.amci.com/industrial-automation-resources/plc-automation-tutorials/stepper-vs-servo/>. [Online]
42. Sean DeHart, Smriti Chopra, Hannes Daepp.
ume.gatech.edu/mechatronics_course/Motors_F09.ppt. [Online]
43. fullingmotor. http://www.fullingmotor.com/catalogo_FULLING/files/assets/basic-html/page72.html. [Online]
44. http://www.machinetoolhelp.com/Automation/systemdesign/stepper_dc servo.html. [Online]

45. Schröder, Dierk. *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*. s.l. : Springer Vieweg, 2015. ISBN 978-3-642-30096-7.
46. Veltman, Andre, Pulle, Duco W. J. und De Doncker, Rik W. *Fundamentals of Electrical Drives*. s.l. : Springer, 2007.
47. Wikimedia Commons. Wikipedia. [Online]
<https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Raumzeigerdarstellung.svg>.
48. Wikipedia. *IFOC.jpg - Wikipedia, The Free Encyclopedia*. [Online]
<https://commons.wikimedia.org/wiki/File:IFOC.jpg>.
49. —. *DFOC.jpg - Wikipedia, The Free Encyclopedia*. [Online]
<https://commons.wikimedia.org/wiki/File:DFOC.jpg>.
50. Kazmierkowski, M. P., et al. High-Performance Motor Drives. *IEEE Industrial Electronics Magazine*. 2011, Bd. 5, 3.
51. Wikipedia. *DTC block diagram.JPG - Wikipedia, The Free Encyclopedia*. [Online]
https://en.wikipedia.org/wiki/File:DTC_block_diagram.JPG.
52. Siemens. *ABC of Motors*. 2009.
53. Wikipedia. *Skin effect - Wikipedia, The Free Encyclopedia*. [Online]
https://en.wikipedia.org/wiki/Skin_effect.
54. Binder, Andreas. *Elektrische Maschinen und Antriebe*. s.l. : Springer, 2012.
55. Brander, Thomas, et al. *Trilogie der induktiven Bauelemente (Würth Elektronik)*. [Online]
http://www.we-online.de/web/de/electronic_components/extra_pbs/Wikipedia.php.
56. ABB. *Technical note on IEC 60034-30*. [Online]
[http://www04.abb.com/global/seitp/seitp202.nsf/c71c66c1f02e6575c125711f004660e6/20a5783a8b31d05748257c140019cc05/\\$FILE/TM025+EN+RevC+01-2012_IEC60034-30.lowres.pdf](http://www04.abb.com/global/seitp/seitp202.nsf/c71c66c1f02e6575c125711f004660e6/20a5783a8b31d05748257c140019cc05/$FILE/TM025+EN+RevC+01-2012_IEC60034-30.lowres.pdf).
57. Umweltbundesamt. Datenblatt zur Verordnung (EG) 640/2009. [Online]
http://www.umweltbundesamt.de/sites/default/files/medien/481/dokumente/datenblatt_640-2009_elektromotoren.pdf.
58. Doppelbauer, Martin. www.motorsummit.ch. [Online]
http://www.motorsummit.ch/data/files/MS_2012/presentation/ms12_doppelbauer_update.pdf.
59. ABB. *ABB review 1/11*. [Online]
https://library.e.abb.com/public/46ab92b48dda3f248325785c005a701a/ABB%20Review%20ENG%201_11-0204_CMarticle.pdf.

60. Siemens. *Siemens DC motors, Catalog DA 12 2008*. [Online]
<http://w3app.siemens.com/mcms/infocenter/dokumentencenter/Id/Documentsu20Catalogs/dc-motor/da12-2008-en.pdf>. 60.
61. Wikipedia. *Insulation system - Wikipedia, The Free Encyclopedia*. [Online]
https://en.wikipedia.org/wiki/Insulation_system.
62. —. *Arrhenius equation - Wikipedia, The Free Encyclopedia*. [Online]
https://en.wikipedia.org/wiki/Arrhenius_equation.
63. —. *Skin effect - Wikipedia, The Free Encyclopedia*. [Online]
https://en.wikipedia.org/wiki/Skin_effect.
64. *A Strategy for Improving Reliability of Field-Oriented Controlled Induction Motor Drives*. Liu, T., Fu, J. und Lipo, T. 5, Sep 1993, IEEE Transactions on Industry Applications, Bd. 29, S. 910-918.
65. learnengineering. <http://www.learnengineering.org/2013/08/three-phase-induction-motor-working-squirrel-cage.html>. [Online]
66. Guoqing Xu, Chunhua Zheng, Yanhui Zhang¹, Kun Xu and Jianing Liang. Energy Efficiency of Electric Vehicles – Energy Saving and Optimal Control Technologies.
67. Goldberg, Lee H. <http://www.digikey.com/en/articles/techzone/2012/sep/ev-drive-electronics-evolve-to-support-rare-earth-free-motor-technologies>. [Online]
68. explainthatstuff. <http://www.explainthatstuff.com/>. [Online]
69. Athani, V.V. *Stepper Motors : Fundamentals, Applications And Design*. 1997.
70. Amin, Muhammad. *Operation, Construction, and Functionality of Direct Current Machines*. 2015.
71. ABB . www.abb.com. [Online] [Zitat vom: 07. 06 2016.]
72. set-tech. [Online] <http://www.set-tech.com.tw/en/bldc-motor-control.html>.
73. Saurabh Kumar Sinha. linkedin. [Online] [Zitat vom: 10. 06 2016.]
<https://www.linkedin.com/pulse/global-permanent-magnet-motor-market-research-report-saurabh-sinha>.
74. <https://www.element14.com>. [Online]
75. <https://www.circuitspecialists.com/blog/unipolar-stepper-motor-vs-bipolar-stepper-motors/>. [Online]
76. <http://www.allaboutcircuits.com/>. [Online]

77. <http://forum.electricunicycle.org/>. <http://forum.electricunicycle.org/topic/3909-euc-motor-drive/?page=2>. [Online]
78. electricaleasy. [Online] [Zitat vom: 06. 06 2016.]
<http://www.electricaleasy.com/2015/05/brushless-dc-bldc-motor.html>.
79. *ECourses Online - Module 5. Induction motors - Lesson 17 Construction of Induction Motors*. [Online]
http://ecoursesonline.iasri.res.in/pluginfile.php/3697/mod_resource/content/1/Lesson_17.htm.
80. brighthubengineering. [Online] [Zitat vom: 17. 06 2016.]
<http://www.brightengineering.com/diy-electronics-devices/123625-understanding-shunt-wound-dc-motors/>.
81. Siemens. *ABC of Motors*. 2009.
82. JMAG. [Online] [Zitat vom: 15. 07 2016.] <https://www.jmag-international.com/newsletter/201401/img/201401-0403.gif>.
83. Hybrid-Autos. [Online] [Zitat vom: 07. 06 2016.] <http://www.hybrid-autos.info/Technik/E-Maschinen/>.
84. Emworks. [Online] [Zitat vom: 06. 06 2016.]
http://www.emworks.com/media/images/product/large/Brushless-DC-Motor-6_3.png.
85. <http://pws-robotica.roland-kamphuis.nl/?id=techniek>. [Online]
86. haydonkerk.
<http://www.haydonkerk.com/Resources/StepperMotorTheory/tabid/192/Default.aspx>. [Online]
87. wikipedia. https://en.wikipedia.org/wiki/Stepper_motor. [Online]
88. motor-design. <http://www.motor-design.com/speed.php>. [Online]
89. <https://commons.wikimedia.org>. [Online] [Cited: 01 08, 2019.]
https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Brushed_dc_motor_assembly.jpg.
90. *energie.ch - Asynchronmaschine*. [Online] [Cited: 06 17, 2016.]
<http://www.energie.ch/asynchronmaschine>.
91. Wikimedia Commons. *Wikipedia*. [Online] [Cited: 01 14, 2019.]
<https://en.wikipedia.org/wiki/File:Doublyfed06.svg>.
92. electricaleasy. [Online] [Cited: 06 06, 2016.]
<http://www.electricaleasy.com/2015/05/brushless-dc-bldc-motor.html>.
93. Nanotec. BLDC Motoren. [Online] [Cited: 06 17, 2016.]
<http://de.nanotec.com/support/technik-wiki/bldc-motoren/>.

94. Infineon. Sensorless BLDC Motor Drive. [Online] [Cited: 06 17, 2016.]
<http://www.infineon.com/dgdl/an-1187.pdf?fileId=5546d462533600a40153559af4db1155>.
95. Kuphaldt, Tony R. <https://www.ibiblio.org>. [Online] [Cited: 01 14, 2019.]
https://www.ibiblio.org/kuphaldt/electricCircuits/AC/AC_13.html.
96. <http://motion.schneider-electric.com>. [Online] [Cited: 01 14, 2019.] http://motion.schneider-electric.com/downloads/catalogs/step_motors_catalog2012.pdf.
97. <http://www.orientalmotor.com>. [Online] [Cited: 01 14, 2019.]
http://www.orientalmotor.com/products/pdfs/2012-2013/A/usa_st_pk_motor_only.pdf.
98. <https://www.sparkfun.com>. [Online] [Cited: 01 14, 2019.]
<https://www.sparkfun.com/products/9238>.
99. Advanced Micro Controls Inc., AMCI. <https://www.amci.com>. [Online] [Cited: 01 14, 2019.]
<https://www.amci.com/industrial-automation-resources/plc-automation-tutorials/stepper-vs-servo/>.
100. —. <https://www.amci.com>. [Online] [Cited: 01 14, 2019.] <https://www.amci.com/industrial-automation-resources/plc-automation-tutorials/stepper-vs-servo/>.
101. Sean DeHart, Smriti Chopra, Hannes Daepp. ume.gatech.edu. [Online] [Cited: 01 14, 2019.]
http://ume.gatech.edu/mechatronics_course/Motors_F09.ppt.
102. Changzhou Fulling Motor Co., Ltd. <http://www.fullingmotor.com>. [Online] [Cited: 06 17, 2016.] http://www.fullingmotor.com/catalogo_FULLING/files/assets/basic-html/page72.html.
103. <http://www.machinetoolhelp.com>. [Online] [Cited: 01 14, 2019.]
http://www.machinetoolhelp.com/Automation/systemdesign/stepper_dc servo.html.
104. Schröder, Dierk. *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*. s.l. : Springer Vieweg, 2015. ISBN 978-3-642-30096-7.
105. Blaschke, F. *The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating field machines*. [ed.] Siemens Review XXXIX(5):217-219. 1972.
106. Wikimedia Commons. Wikipedia. [Online] [Cited: 01 14, 2019.]
<https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Raumzeigerdarstellung.svg>.
107. Wikipedia. <https://commons.wikimedia.org>. [Online] [Cited: 01 14, 2019.]
<https://commons.wikimedia.org/wiki/File:IFOC.jpg>.
108. —. <https://commons.wikimedia.org>. [Online] [Cited: 01 14, 2019.]
<https://commons.wikimedia.org/wiki/File:DFOC.jpg>.
109. —. <https://en.wikipedia.org>. [Online] [Cited: 01 14, 2019.]
https://en.wikipedia.org/wiki/File:DTC_block_diagram.JPG.

110. Binder, Andreas. *Elektrische Maschinen und Antriebe*. s.l. : Springer, 2012.
111. Würth Elektronik. *Trilogie der induktiven Bauelemente (Würth Elektronik)*. [Online] [Cited: 01 14, 2019.] http://www.wonline.de/web/de/electronic_components/extra_pbs/Wikipedia.php.
112. ABB. *Technical note on IEC 60034-30*. [Online] [Cited: 01 14, 2019.] [http://www04.abb.com/global/seitp/seitp202.nsf/c71c66c1f02e6575c125711f004660e6/20a5783a8b31d05748257c140019cc05/\\$FILE/TM025+EN+RevC+01-2012_IEC60034-30.lowres.pdf](http://www04.abb.com/global/seitp/seitp202.nsf/c71c66c1f02e6575c125711f004660e6/20a5783a8b31d05748257c140019cc05/$FILE/TM025+EN+RevC+01-2012_IEC60034-30.lowres.pdf).
113. Doppelbauer, Martin. *www.motorsummit.ch*. [Online] [Cited: 06 17, 2016.] http://www.motorsummit.ch/data/files/MS_2012/presentation/ms12_doppelbauer_update.pdf.
114. ABB. <https://library.abb.com>. [Online] [Cited: 06 17, 2016.] https://library.e.abb.com/public/46ab92b48dda3f248325785c005a701a/ABB%20Review%20ENG%201_11-0204_CMarticle.pdf.
115. Siemens. <https://w3app.siemens.com>. [Online] [Cited: 01 14, 2019.] <http://w3app.siemens.com/mcms/infocenter/dokumentencenter/ld/Documentsu20Catalogs/dc-motor/da12-2008-en.pdf>.
116. Wikipedia. <https://en.wikipedia.org>. [Online] [Cited: 01 14, 2019.] https://en.wikipedia.org/wiki/Insulation_system.
117. —. <https://en.wikipedia.org>. [Online] [Cited: 01 14, 2019.] https://en.wikipedia.org/wiki/Arrhenius_equation.
118. Industrial Electrical Co. . DC Motor brush Life. <http://industrialelectricalco.com>. [Online] [Cited: 06 17, 2016.] <http://industrialelectricalco.com/wp-content/uploads/2014/01/DC-Motor-Brush-Life-White-Paper.pdf>.
119. ABB. <https://new.abb.com>. [Online] [Cited: 01 09, 2019.] <https://new.abb.com/motors-generators/iec-low-voltage-motors/process-performance-motors/synchronous-reluctance-motors>.
120. —. <https://new.abb.com>. [Online] [Cited: 01 09, 2019.] https://new.abb.com/docs/librariesprovider53/about-downloads/synrm.pdf?sfvrsn=65679113_2.
121. electrical4u. <http://www.electrical4u.com/>. [Online] [Cited: 06 16, 2016.] <http://www.electrical4u.com/speed-control-of-dc-motor/>.
122. Umweltbundesamt. <http://www.umweltbundesamt.de>. *Datenblatt zur Verordnung (EG) 640/2009*. [Online] [Cited: 06 17, 2016.] http://www.umweltbundesamt.de/sites/default/files/medien/481/dokumente/datenblatt_640-2009_elektromotoren.pdf.

123. ABB. www.abb.com. [Online] [Cited: 06 07, 2016.]
124. Saurabh Kumar Sinha. [linkedin](https://www.linkedin.com/pulse/global-permanent-magnet-motor-market-research-report-saurabh-sinha). [Online] [Cited: 06 10, 2016.]
<https://www.linkedin.com/pulse/global-permanent-magnet-motor-market-research-report-saurabh-sinha>.
125. JMAG. [Online] [Cited: 07 15, 2016.] <https://www.jmag-international.com/newsletter/201401/img/201401-0403.gif>.
126. Hybrid-Autos. [Online] [Cited: 06 07, 2016.] <http://www.hybrid-autos.info/Technik/E-Maschinen/>.
127. Emworks. [Online] [Cited: 06 06, 2016.]
http://www.emworks.com/media/images/product/large/Brushless-DC-Motor-6_3.png.
128. Siemens. Function modules and stepper motors. [Online] 2018. [Cited: 12 17, 2018.] © Siemens AG 2018, Alle Rechte vorbehalten.
https://www.automation.siemens.com/bilddb/index.aspx?gridview=view2&objkey=P_ST70_XX_00332&showdetail=true&view=Search.
129. —. Fundamental function of permanent-magnet stepper motor. [Online] [Cited: 12 17, 2018.] © Siemens AG 2018, Alle Rechte vorbehalten.
https://www.automation.siemens.com/bilddb/index.aspx?gridview=view2&objkey=G_NC01_XX_00138&showdetail=true&view=Search.

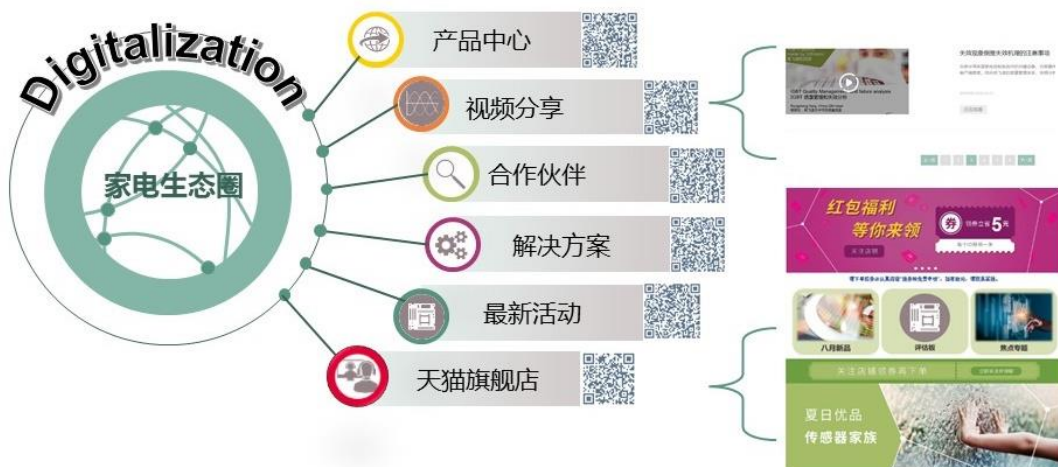
**扫码注册
myInfineon**

- 了解英飞凌最新电路设计
 - 电路图
 - 评估版
- 英飞凌产品注册
 - 高质量评估版相关材料
 - 24小时在线服务
- 下载英飞凌最新技术文档
 - 产品和应用文档
 - 应用笔记
 - 数据手册
 - 白皮书

**扫码关注
英飞凌工业半导体**

- 最新产品和技术信息
- 工程师推荐的技术文章
- 人气演讲视频
- 会议资料查阅
- 活动报名入口
- 设计工具入口
- 学生园地

同生活，共未来！



英飞凌 工业半导体 微信公众号技术文章集锦

全新 1200V SiC MOSFET 智能功率模块

摘要

本文介绍了最新最小巧的 1200V 碳化硅(SiC)智能功率模块(IPM)，它适用于变速驱动应用，如暖通空调设备(HVAC)中的有源谐波滤波器和高性能电机驱动装置。这款 IPM 集成了 6 颗 SiC MOSFET，搭载一个经优化的单芯片 6 通道绝缘体上硅(SOI)栅极驱动器，采用双列直插(DIP)封装和覆铜(DBC)基板。本文阐述了这个模块的电气特性、封装和散热性能。

引言

为了保护环境，降低功耗已成为全球面临的重大挑战，正因如此，变频器日益广泛用于各类型设备。借助变频器提高能效是重要目标。要求大电流和高功率的应用中通常使用硅(Si)IGBT，因为在大电流条件下，IGBT 的饱和电压低于 MOSFET。然而，IGBT 在关断过程中的拖尾电流导致损耗增加，限制了其在高速开关中的应用。

本文介绍了全球首个 1200V SiC MOSFET IPM——CIPOS™ Maxi IPM 家族的 IM828-XCC。SiC MOSFET 器件是宽禁带器件，可以在很高的击穿电压实现很低的 $R_{DS(ON)}$ 。它是一种单极性器件，因而不会产生拖尾电流。^[1]它可用于诸如高载频 PWM 变频器等应用。

这款 SiC MOSFET IPM 使用简便，因为其嵌入式 SOI 栅极驱动 IC 经专门优化，可减小开关振荡。此外，它采用紧凑式封装，得益于使用具备很高热导率的 DBC 基板，它可以实现最高 8kW 运行功率。

本文阐述了内置元件的特性，以及模块的电气特性、封装结构和散热性能。

概览和电路配置

图 1 显示了 CIPOS™ Maxi IPM 家族的封装外形。^[2]这种封装经专门优化，适用于 1200V 级 IPM。另外，它包含用于安装栅极驱动 IC 的内部 PCB 和高热导率 DBC。图 2 所示为 SiC MOSFET IPM 的内部框图。它采用三相变频器结构，含有 6 颗 1200V 45mΩ SiC MOSFET，以及一个单芯片 6 通道 SOI 栅极驱动 IC 和热敏电阻。特别是这个栅极驱动 IC 及其集成式自举电路和其他保护功能，为实现微型化铺平了道路。

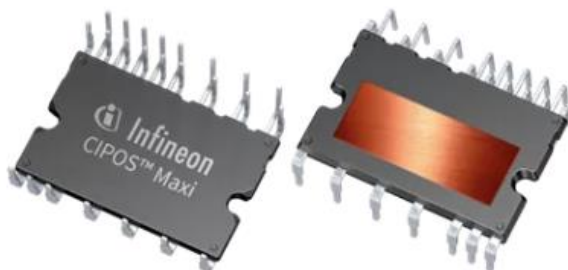


图 1: IM828-XCC 封装概览
(尺寸: 36mmx22.7mmx3.1mm)

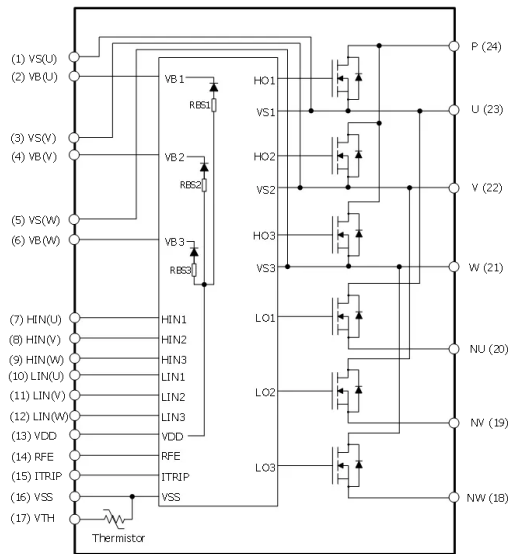
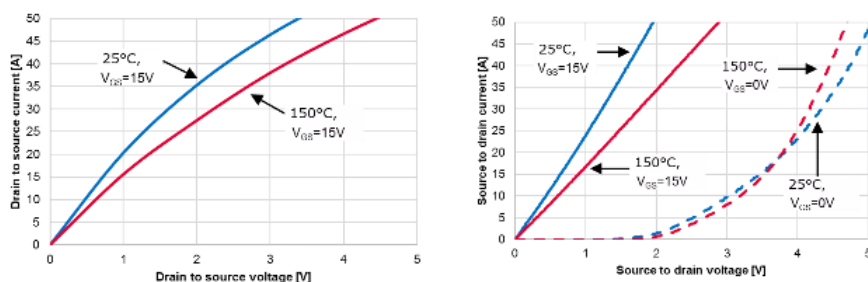


图 2: IM828-XCC 框图

电气特性

1 CoolSiC™ MOSFET 的静态特性

英飞凌科技发布了名为 CoolSiC™ MOSFET 的 1200V 沟槽型 SiC MOSFET。图 3(a)所示为这颗 45mΩ CoolSiC™ MOSFET 在栅极-源极电压(VGS)为 15V 时的静态电压-电流特性。[3]SiC 器件的击穿电场强度是 Si 器件的 10 倍；可以在很薄的漂移区内实现很高击穿电压。在室温条件下，当漏极电流为 20A、VGS 为 15V 时，这颗 CoolSiC™ MOSFET 的 RDS(ON)典型值为 45mΩ。同 Si MOSFET 一样，CoolSiC™ MOSFET 也有一个寄生体二极管。CoolSiC™ MOSFET 的体二极管可以被用作续流二极管。然而，由于 SiC 器件的宽禁带为 3 电子伏(eV)，高于 Si 器件，因此，其体二极管具备较高正向电压(VF)。图 3(b)显示了体二极管的正向电压特性。当 MOSFET 的栅极与源极之间产生通道时，体二极管的 VF 大幅下降。[4]这样一来，在体二极管处于导通状态时接通 MOSFET（同步整流）可以降低导通损耗。特别是，就变频驱动器而言，体二极管 VF 问题不大，因为开关器件的栅极电压往往要在死区时间结束后才会接通。



(a) SiC MOSFET 输出特性

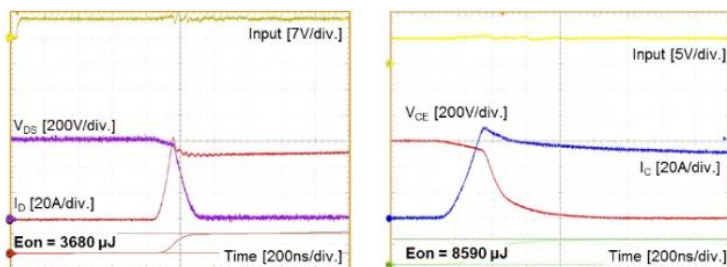
(b) 体二极管正向电压特性

图 3: CoolSiC™ MOSFET 静态特性

在 150°C 结温、DC link 电压 800V、偏置电源电压 15V 条件下，短路耐受能力可保证达到最长 3μs。

2 开关特性

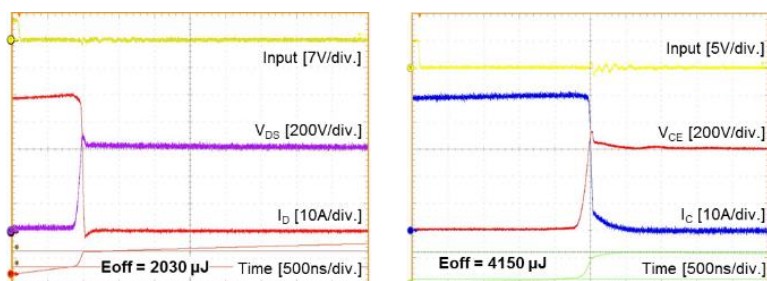
图 4 显示了 IM828-XCC（即 CIPOS™ Maxi SiC MOSFET IPM）和常规 50A 级 Si-IGBT IPM 的接通开关波形。SiC 器件的反向恢复损耗显著低于 Si 器件。[5] 此外，相比于 Si IGBT，SiC MOSFET 在关断时不会产生拖尾电流，如图 5 所示。因此，它可以降低开关损耗，实现高开关频率运行。不仅如此，通过优化栅极驱动器设计，最大限度地减小了接通和关断过程中的开关振荡。这些特性提高了 EMI（电磁干扰）防护性能。



Conditions : DC-link voltage= 600 V, bias supply voltage= 15 V, junction temperature= 150°C, drain current or collector current = 50 A

图 4: 50A 接通波形

(左图: IM828-XCC, 右图: 常规 50A Si-IGBT IPM)



Conditions : DC-link voltage= 600 V, bias supply voltage= 15 V, junction temperature= 150°C, drain current or collector current = 50 A

图5：50A 关断波形

(左图：IM828-XCC，右图：常规 50A Si-IGBT IPM)

3 栅极驱动 IC

IM828-XCC 搭载的单芯片 6 通道栅极驱动 IC 可以利用与 Si IPM 相同的栅极电源来驱动 SiC MOSFET，而不需要负偏压。除此之外，这个栅极 IC 经优化，可以降低 SiC MOSFET 开关运行过程中的寄生振荡。这不仅适用于相对低频开关的逆变器驱动，也适用于数十千赫的高频开关。

这个驱动 IC 采用 SOI 结构，有助于 1200V IPM 实现更好的集成、可靠性和性能。它从结构上避免了相邻器件之间产生泄漏电流或闩锁电流。它还可防止在高 dv/dt 开关和高温浪涌情况下发生闩锁效应。[6]为了防止击穿，这个栅极驱动 IC 的内置死区时间为最小 300ns。另外，当发生故障时，即，在欠压或过流保护模式下，这个驱动器的所有输出端均关闭。RFE 引脚具备“使能”功能和故障清除时间。内置故障切除时间为最短 160μs，可以通过外接上拉电阻和电容 RC 电路轻松进行控制，如图 6 所示。此外，它还具备集成式自举电路。

针对高边和低边 SiC MOSFET 驱动，单独对灌电流和拉电流进行了优化，不会引起任何故障，如 CdV/dt 效应或死区时间造成的直通电流。

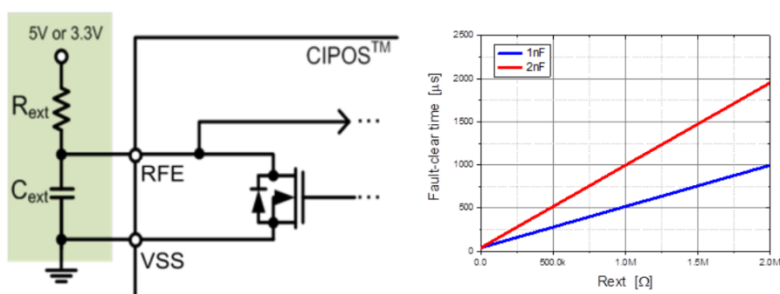


图6：可调故障清除时间

封装

IM828-XCC 设计采用 DIP 36X23D 封装，这是一种紧凑型封装（尺寸为 36mmx22.7mmx3.1mm），无虚设引脚，优化了内置 PCB 和 DBC 结构，如图 1 所示。内置 PCB 上安装了栅极驱动 IC 和热敏电阻。6 颗 1200V SiC MOSFET 安装在 DBC 上，可实现高效散热。CIPOS™ Maxi IPM 具备单独的 VTH 引脚，连接至封装内部的热敏电阻，提供了温度监测功能。此外，它设计采用转模技术封装，可满足所有国际行业标准，如电气间隙和爬电距离。图 7 显示了引脚与引脚之间以及引脚与 DBC 之间的电气绝缘距离。

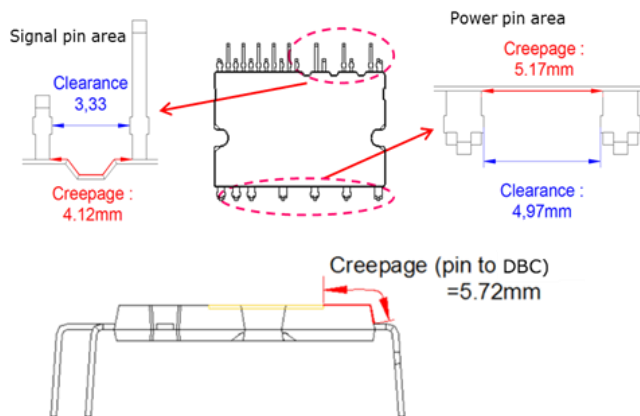


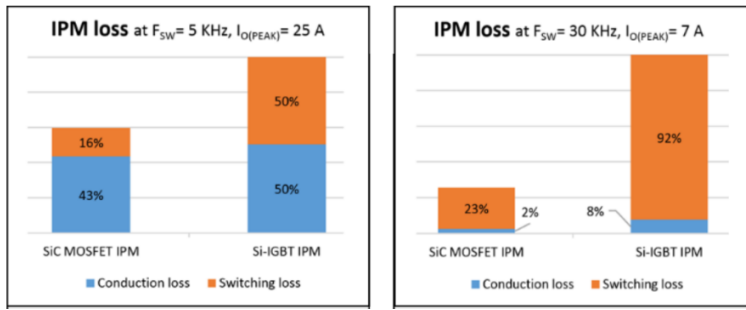
图 7：电气间隙和爬电距离

性能

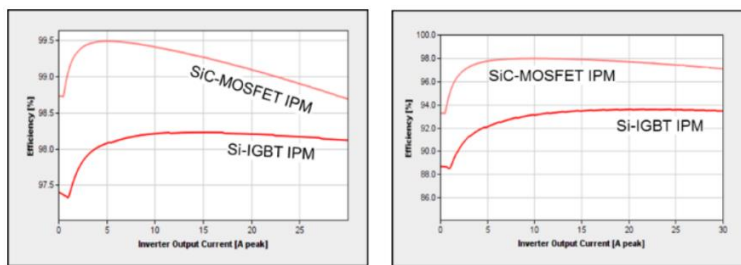
较之于当前的 Si IPM，IM828-XCC 可实现优化运行，如短死区时间、最小输入脉冲宽度和高载频 PWM 等。推荐最短死区时间为 0.5μs，最小脉冲宽度为 1μs。在 VDD=15V 条件下，PWM 载频最高可达 50kHz。

1 仿真

图 8 显示了 IM828-XCC 和常规 50A Si-IGBT IPM 的仿真结果。IM828-XCC 的开关损耗大大低于 Si-IGBT IPM，如图 8 (a)所示。因此，开关速度越快，IM828-XCC 的性能越出色。特别是当开关频率为 30kHz 时，Si-IGBT IPM 的效率仅为不足 94%，而 IM828-XCC 的效率则高达 98%，如图 8 (b)所示。



(a) IPM 总损耗



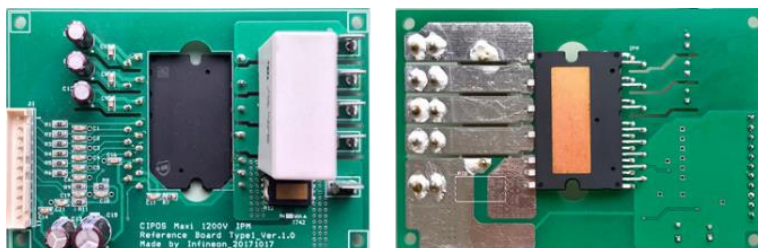
(b) 能效

Conditions : DC-link voltage= 600 V, bias supply voltage= 15 V,
SVPWM, case temperature= 85°C, switching
frequency= 5kHz or 30kHz, power factor= 0.8,
modulation index= 0.8, output frequency= 60Hz.

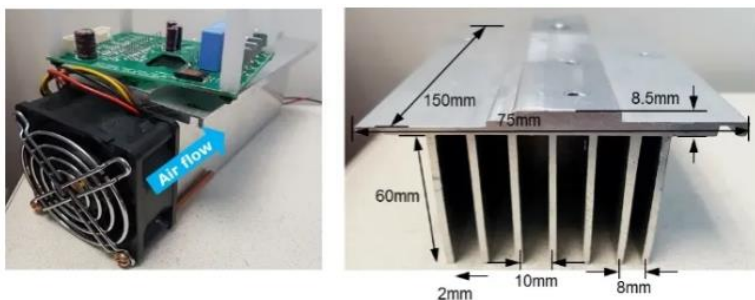
图8: IM828-XCC 和常规 50A Si-IGBT IPM 的性能仿真结果
(左图: 5kHz, 右图: 30kHz)

2 散热性能

图 9 显示了 SiC MOSFET IPM 应用测试板和散热片，可用于比较三相变频器系统驱动过程中的散热性能。IM828-XCC 外壳温度实测数据如图 10 所示。图 10 中的点代表模块上最热的点。为了按照开关频率来确认散热性能，执行了两次测试。测试 1 采用的参数是 $F_{SW}=5\text{kHz}$ 、 $I_O(\text{PEAK})=25\text{A}$ 和 $MI=0.58$ 。测试 2 采用的参数是 $F_{SW}=30\text{kHz}$ 、 $I_O(\text{PEAK})=7\text{A}$ 和 $MI=0.64$ 。



(a) IM828-XCC 应用板



(b) 散热片

图9: 测试板和散热片

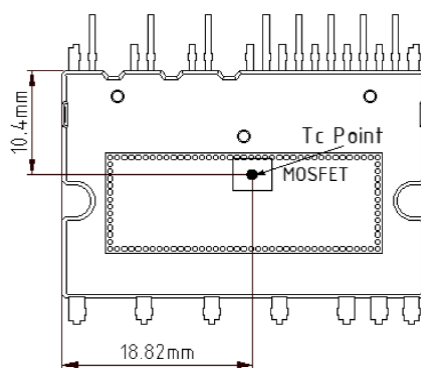
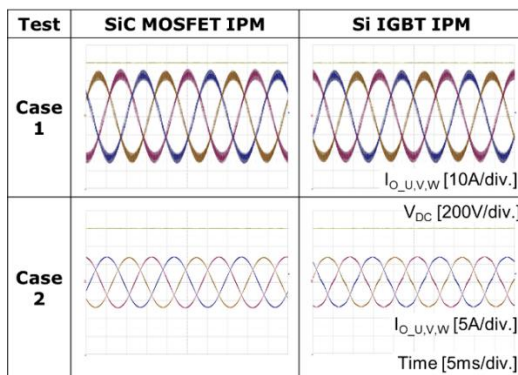
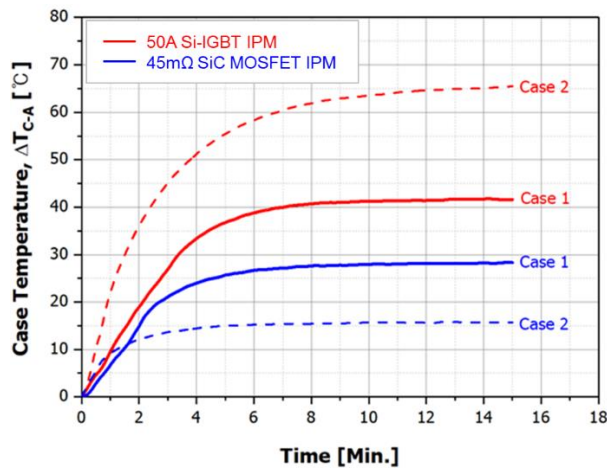


图10: IM828-XCC 的TC 测量点

图 11 显示了测试 1 和测试 2 的运行波形和散热性能对比结果。尽管 IM828-XCC 的封装面积仅为 50A Si IGBT IPM 的三分之一，但 SiC MOSFET IPM 的性能表现好得多，如图 11(b)所示。在测试 1 中，测得 SiC MOSFET IPM 和 Si IGBT IPM 的 ΔT_{C-A} （壳对空气温度）分别为 28.3°C 和 41.6°C。特别是在较高开关频率 30kHz 条件下，Si IGBT IPM 的 ΔT_{C-A} 为 65.5°C，是 SiC MOSFET IPM 的 4 倍，后者仅为 15.7°C。测试结果表明，相比于 Si-IGBT IPM，IM828-XCC 的开关速度更快，损耗更低。



(a) 变频器运行波形



(b) 散热性能对比结果

图 11: 应用测试结果

结语

本文介绍了全新 CIPOS™ Maxi IPM (IM828-XCC)。它是全球首款 1200V 级 SiC MOSFET IPM，集成了 6 颗 45mΩ CoolSiC™ MOSFET 和一个单芯片 6 通道栅极驱动 IC，采用经专门优化的小型封装。较之于当前的 Si IPM，这个 SiC MOSFET IPM 有效降低了 IPM 损耗，同时也提升了效率。不论是一般电机驱动应用，还是诸如有源谐波滤波器等高开关频率应用，IM828-XCC 都是最优解决方案。

参考文献

- [1] N Kaminski: *State of the art and the future of wide band-gap devices*, 13th ECPCA 2009
- [2] M Lee, M Baek, J Lee, D Chung: *A New Smallest 1200V Intelligent Power Module for Three Phase Motor Drives*, IPEC-Niigata 2018, DOI 10.23919/IPEC.2018.8507961
- [3] D Peters, T Basler, B Zippelius, T Aichinger, W Bergner, R Esteve, D Kueck, R Siemieniec: *The New CoolSiC™ Trench MOSFET Technology for Low Gate Oxide Stress and High Performance*, PCIM Europe 2017
- [4] K Peng, S Eskandari, E Santi: *Characterization and modeling of SiC MOSFET body diode*, APEC 2016, DOI 10.1109/APEC.2016.7468161
- [5] D Heer, D Domes, D Peters: *Switching performance of a 1200 V SiC-Trench-MOSFET in a low-power module*, PCIM Europe 2016
- [6] R. Keggenhoff, Z.Liang, A. Arens, P. Kanschat, R. Rudolf. "Novel SOI Driver for Low Power Drive Applications", Power Systems Design Europe, Nov. 2005

EconoDUAL™ 3 IGBT7 900A 1200V 第一部分：芯片特性

论文篇幅较长，为了更详细的为大家讲解有关 **IGBT7 E7** 的芯片技术和 **EconoDUAL™ 3 IGBT7 900A 1200V** 产品，我们将分两部分进行介绍，本文为第一部分：**芯片特性**。

发展新一代半导体的目标是提高功率密度，从而降低逆变器的系统成本。能在现有的模块封装中采用新技术，对于支持目前逆变器系统的升级至关重要。这种方法可以加快市场渗透。改进型 IGBT 和二极管的开关特性必须契合所选模块封装的特性。在考虑到振荡特性时这一点尤为重要——因为模块电流变大后，模块内部杂散电感的优化是有限的。同时，改进封装也是应对更大电流和更高温度的一个重要途径。这带给新设备用户的益处非常明显：相同尺寸下逆变器的输出电流更高，并且避免 IGBT 模块的并联。这两种可能性都有助于简化逆变器系统和降低成本。本文着重探讨新款 EconoDUAL™ 3 的所有技术要素，它采用了中功率 TRENCHSTOP™ IGBT7 和面向通用型驱动应用的发射极控制 EmCon7 二极管。

1 目标应用

新一代中等功率 IGBT7 的目标应用之一是功率范围超出 90kW 的通用型逆变器(GPD)。如何良好应用 IGBT7 的关键是要考虑典型的应用参数，以了解它相比之前的 IGBT4 技术所具有的优化是通过什么改进手段取得的。

功率范围超出 90kW 的 GPD 的开关频率通常位于 2 - 2.5kHz 之间[1,2]。大多数逆变器制造商都采用先进的调制方法，比如可使开关损耗相比传统的连续调制减少一半的不连续脉宽调制(DPWM)[3,4]。

下面的研究，并选择 1kHz 和 2.5kHz 这两个开关频率（均为连续脉宽调制）来评估新技术。对采用 DPWM 的更高开关频率，该评估结果也是有效的。而且，该应用的特色之一是，采用最高环境温度为 40°C 的风冷挤压式铝散热器。

标定 GPD 逆变器的标称电流时，考虑了不同过载电流等级下的正常负载和过载。因此，IGBT 所允许的最高工作温度也必须考虑到这种工况。

最后，考虑到电机绕组寿命和驱动轴的腐蚀[5]，以及电磁兼容性(EMC)，IGBT 导通和关断期间电压变化率的最大梯度($du/dt_{10-90\%}$)通常被限制在 5 kV/μs（最大值）。

借助 FF60012ME4_B72 实现采用所有上述应用参数的模拟，结果显示在图 1 中。

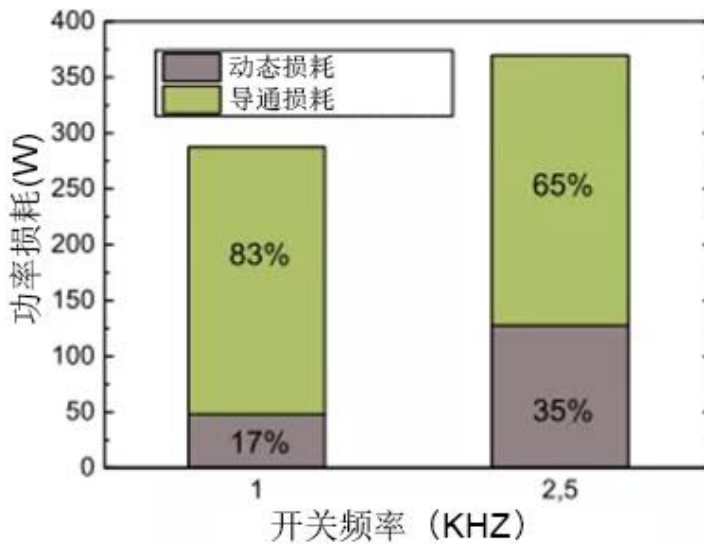


图1: FF600R12ME4_B72 在 350A 和该功率等级对应的典型 GPD 工况下的损耗分布

可以看出, IGBT 和二极管的导通损耗比动态损耗大。开关频率为 1kHz 时, 导通损耗占半导体总损耗的 83%; 开关频率为 2.5kHz 时, 该比例为 65%。结合这一点以及电机相关应用的开关速度不能增加到 $5\text{kV}/\mu\text{s}$ 以上的事实, 最终得出的结论是, 优化器件性能的主要途径是降低静态损耗。

下面将基于上述技术背景, 详细介绍新技术的改进情况。

2 1200V TRENCHSTOP™ IGBT7 中功率技术

1. 基础知识

虽然最近问世的 1200V TRENCHSTOP™ IGBT7 低功率技术已针对标称电流最高达到 200A[6]的产品进行了优化, 但本文着重探讨的是最新的 TRENCHSTOP™ IGBT7 中等功率技术。该芯片适合用在标称电流高达 900A 的 EconoDUAL™ 3 模块中, 这意味着电流值相比之前性能最好的 600A EconoDUAL™ 3 FF600R12ME4_B72 增加了 50%。为此, 须对芯片厚度和背面工艺进行优化, 以期打造出一款软开关器件, 使其相比 IGBT4 导通损耗降低而动态损耗相似, 同时维持充分的抗短路能力。通过图 2 中所示的微沟槽 (MPT) 结构可以达到这个目的。

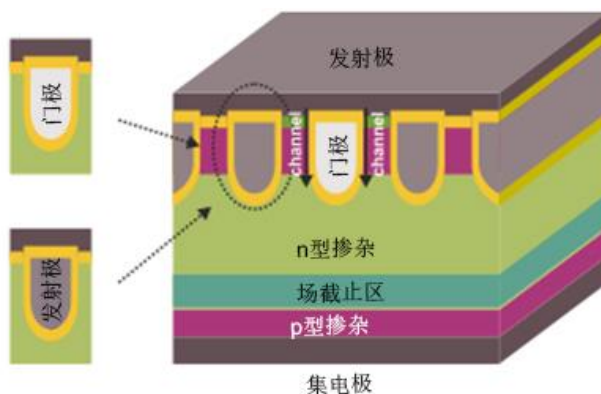


图2：微沟槽单元，中间为沟槽通道，并有带无源 Mesa 平台和发射极沟槽的栅极沟槽选项[6]

通过使用狭窄和平行排布的沟槽——被带有源栅极沟槽（带无源 mesa 平台和发射极沟槽的栅极沟槽）的亚微米 mesa 平台隔开，MPT-IGBT 可以优化接触方案，从而使得开关期间的载波能够快速消除，也使得整个漂移区的电压降能够降低[7]。

2. 静态损耗

图 3 显示了在室温、125°C、150°C 和 175°C（只适用于 TRENCHSTOP™ IGBT7）下，IGBT7 MPT 技术和 IGBT4 相应的归一化输出特性。

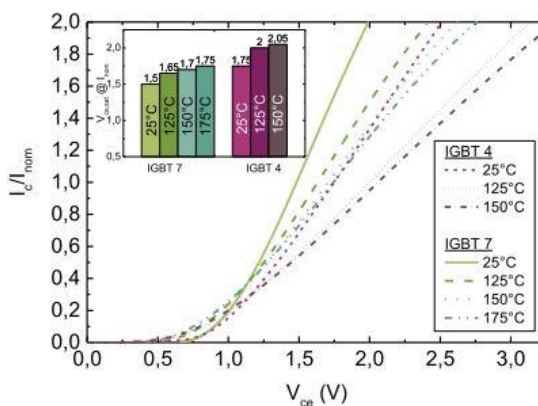


图3：在 $V_{ge} = 15V$ 时测量 120V TRENCHSTOP™ IGBT4 相比 1200V TRENCHSTOP™ IGBT7 中等功率技术的归一化输出特性

在比较两种 IGBT 技术时，发现在标称电流下 $V_{ce,sat}$ 从 2.05V 降到 1.70 V（降低 350mV），说明器件性能已得到很大优化。

3. $du/dt_{10-90\%}$ 可控性

除了 IGBT 功率模块的静态特性外，动态开关特性对于整体性能也起着重要的作用。对于电压变化率通常被限制在 5kV/μs 以下的驱动应用而言，作为外部门极电阻($R_{g,ext}$)函数的

$du/dt_{10-90\%}$ 的可控性属于强制性要求。通常在导通期间, $du/dt_{10-90\%}$ 在温度低 (比如 25°C) 和电流小 (比如标称电流(I_{nom})的 10%) 的情况下达到最大值。关断时, 电压变化率在电流较大 (比如 $1 \cdot I_{\text{nom}}$) 的情况下达到最大。图 4 显示了在上述条件下 TRENCHSTOP™ IGBT4 和 IGBT 7 在导通和关断期间的 $du/dt_{10-90\%}$ 。

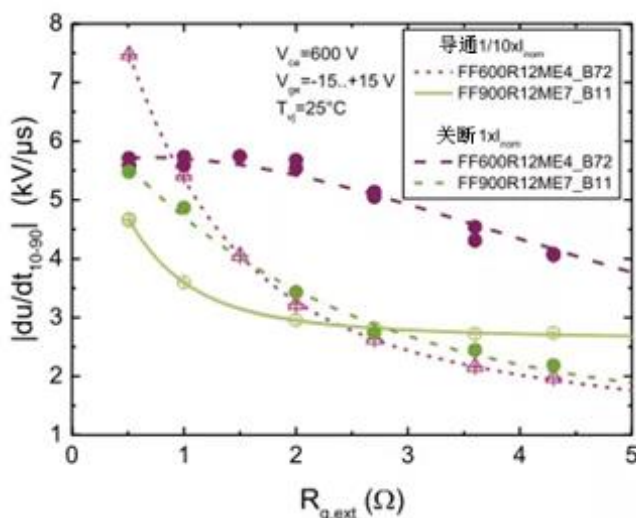


图 4: 分别用在 EconoDUAL™ 3 FF600R12ME4_B72 和 FF900R12ME7_B11 中的 TRENCHSTOP™ IGBT 4 和 IGBT 7 在导通和关断期间电压变化率 $du/dt_{10-90\%}$ 与 $R_{g,ext}$ 的相对关系。

除了 $du/dt_{10-90\%}$ 相对外部门极电阻具有良好的可控性之外, 该第七代芯片关断时的 du/dt 可控性相比 IGBT4 也有改进。

4. 过压和软度

由于静态损耗大幅降低, 以及 IGBT 最高工作温度 $T_{\text{vj,op}}$ 从 150°C (IGBT4) 上升至 175°C (IGBT7), 每个器件的开关电流得以增大, 这又会使电流变化率 (di/dt) 增大。要想在较大的电流下维持相同的开关速度, 必须降低总杂散电感。这一要求可通过简单的约束方程式 $L\sigma \cdot I = \text{常数}$ 来概括[8]。

杂散电感对功率转换器系统的影响, 会在 IGBT 关断期间引发出极其负面的效应。

IGBT 集电极-发射极关断过压尖峰可通过公式 $\Delta U = L\sigma \cdot di/dt$ 来描述, 从中可以看出, 它与杂散电感及电流变化率成正比。电流波形也取决于在集电极和发射极之间施加的电压。在关断过程中给 IGBT 施加更高的电压会使器件中的电荷更早地消除, 而拖尾电流也会消失[8]。这意味着, 导致过压的寄生电感会加速电流下降, 而这又会使过压增大。

此外, 较高的 di/dt 和 $L\sigma$ 可产生导致电磁干扰 (EMI) 的振荡。这是激励包含换向回路中的寄生电感和芯片电容的谐振电路的结果。

逆变器系统可能拥有较高的母排寄生电感，致使整个芯片上的电压超出芯片击穿电压，进而导致模块失效。导致过压超标的最坏工况包括：在低结温（由芯片开关更快所致）、高直流总线电平、或短路和大电流过载的状态下进行开关。常用于减少这些过压发生的方法有很多，其中包括：优化门极电阻值，增加缓冲电容器和电压源有源箝位电路，或者利用开关速度较小的芯片。但这些方法都存在局限性。缓冲电容器不仅价格昂贵，还可能给主电容器组和从主电容器组产生额外的电流振荡。有源箝位电路存在难以设计的问题。

由于需要将 EconoDUAL™3 外壳的载流能力最高提升至 900A，所以杂散电感不能发生显著的改变。因此，必须调整 IGBT 的关断特性。结果是，TRENCHSTOP™ IGBT7 能够以与 IGBT4 在几乎相同的 di/dt 下关断 600A 电流时相似的最大过压($V_{ce,max}$)关断 900A 电流，结果显示在图 5 中。

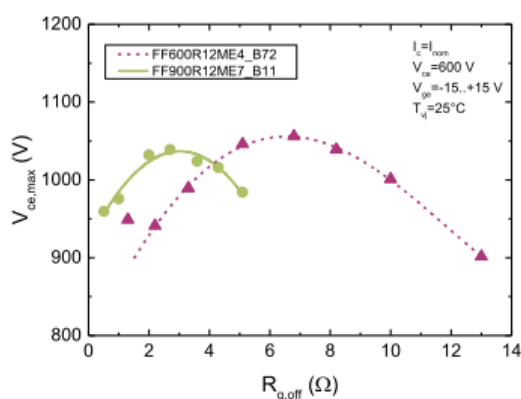


图5: TRENCHSTOP™ IGBT7 关断 900A 时和 IGBT4 关断 600A 时的最大过压 ($V_{ce,max}$) 与外部门极电阻 $R_{g,off}$ 的相对关系

在这一背景下，图 6 显示了 FF600R12ME4_B72 和 FF900R12ME7_B11 在外部门极电阻 $R_{g,off} = 6.8\Omega$ (600A 模块) 和 $R_{g,off} = 2.4\Omega$ (900A 模块) 以及标称电流和 25°C 下的关断开关曲线，其中， di/dt 达到最大，因而 $V_{ce,max}$ 也达到最大。

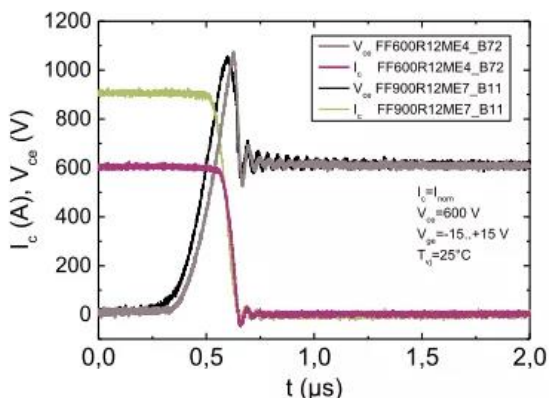


图6: FF600R12ME4_B72 在 $R_{g,off} = 6.8\Omega$ 时和 FF900R12ME7_B11 在 $R_{g,off} = 2.4\Omega$ 时的关断曲线，其中， di/dt 达到最大，因而 $V_{ce,max}$ 也达到最大

从中可以看出, TRENCHSTOP™ IGBT7 在关断电流提高了 50% 的情况下, 仍拥有与 IGBT4 类似的开关特性。

5. 动态开关

图 7 显示了在不同的温度下, IGBT4 和 IGBT7 的关断损耗(E_{off})与集电极电流 I_c 的关系。

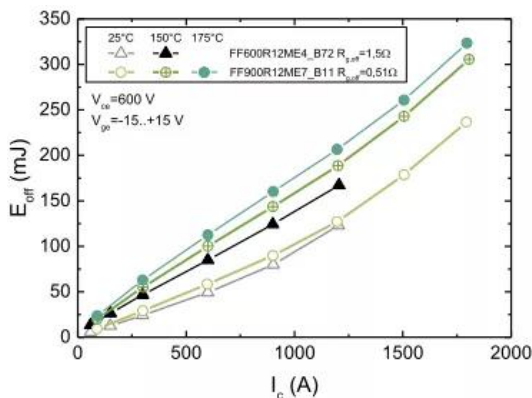


图 7: FF600R12ME4_B72 和 FF900R12ME7_B11 的关断损耗(E_{off})与集电极电流 I_c 的关系

事实上, 降低饱和电压和给定的器件软度可提高集电极电流类似时的关断损耗。因此, 较之 FF600R12ME4_B72, FF900R12ME7_B11 的 E_{off} 明显增加了 15-20%。所选的外部门极电阻与数据表中的值一致, 这种方式是为确保 IGBT 和二极管在 25°C 时开关不会导致切断振荡。而且, 在这些用于导通及关断的门极电阻下, FF600R12ME4_B72 和 FF900R12ME7_B11 显示出的 du/dt 值非常相似 (见图 3)。

与 E_{off} 相反的是, 当导通的集电极电流相似时, 900A IGBT7 模块的导通损耗(E_{on})低于 600A IGBT4 模块, 结果如图 8 所示。

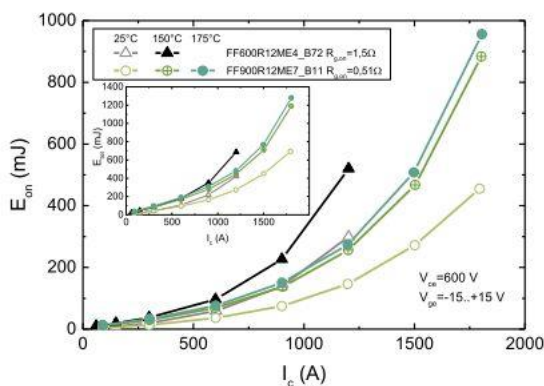


图 8: FF600R12ME4_B72 和 FF900R12ME7_B11 的导通损耗 E_{on} 与集电极电流 I_c 的关系。插图显示的是 E_{tot} : E_{on} 与 E_{off} 之和

因此，IGBT 的总损耗 (E_{tot} : E_{on} 与 E_{off} 之和) 几乎保持一致 (如图 8 中的插图所示)。并且，当电流低于 600A 时，两种模块的损耗相同。为了完整起见，图 9 显示了 FF900R12ME7_B11 在温度为 25°C 和 175°C、及集电极电流为 900A 时的典型导通开关曲线。

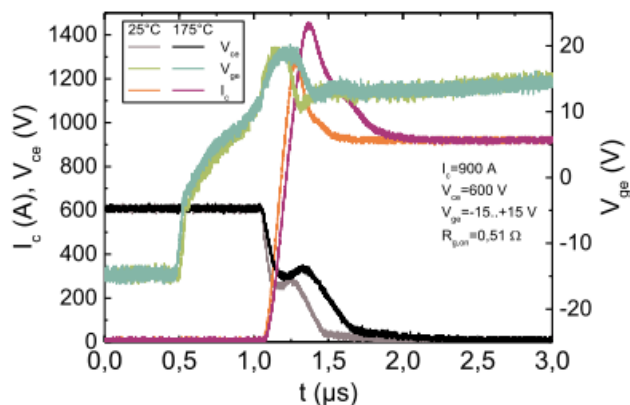


图9: EconoDUAL™ 3 FF900R12ME7_B11 在 25°C 和 175°C 时的导通开关曲线

和预期一样，温度升高会导致电流变化率(di/dt)降低，进而致使感应电压降下降。此外，通过反向恢复峰值增大可以看出，随着温度升高，二极管的恢复电荷会增加。下个章节将讲述发射极控制的 EC7 二极管的更多详细内容。

IGBT7 可让标准驱动应用具有足够的短路能力，即，150°C 时短路脉冲持续时间可能达到 8μs 以上，而 175°C 时可能达到 6μs 以上。

参考文献

[1] WEG-cfw11-users-manual-400v-sizes-f-g-and-h-10000784107

<https://static.weg.net/medias/downloadcenter/ha4/h8a/WEG-cfw11-users-manual-400v-sizes-f-g-and-h-10000784107-en.pdf>

[2] SINAMICS G120, Power Module PM240, Hardware Installation Manual · 072009, Page 65

[3] M. Depenbrock: Pulse width control of a 3-phase inverter with nonsinusoidal phase voltages in Conf. Rec. IEEE Int. Semiconductor Power Conversion Conf., 1977, pp. 399–403.

[4] M. Bierhoff, et al., An Analysis on Switching Loss Optimized PWM Strategies for Three Phase PWM Voltage Source Converters, The 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), Nov. 5-8, 20

[5] K. Vogel, et al., Improve the efficiency in AC-Drives: New Semiconductor solutions and their challenges, EEMODS 2016, Helsinki

-
- [6] C. R. Müller, et al., New 1200 V IGBT and Diode Technology with Improved Controllability for Superior Performance in Drives Application, PCIM Europe, Nuremberg, Germany, 2018
- [7] C. Jaeger, et al., A New Sub-Micron Trench Cell Concept in Ultrathin. Wafer Technology for Next Generation 1200 V IGBTs, ISPSD, Sapporo, Japan, 2017
- [8] K. Vogel, et al., IGBT inverter with increased power density by use of high-temperature-capable and low-inductance design, PCIM Europe, Nuremberg, Germany, 2012

EconoDUAL™ 3 IGBT7 900A 1200V 第二部分：热特性评估

在第一篇论文中我们介绍了芯片特性，本篇我们将继续为您介绍：[热特性评估](#)。

3 1200V 发射极控制的 EmCon7 中功率技术

虽然改进 IGBT 性能对于提升新功率模块的载流能力是必不可少的，但只优化 IGBT 并不够。还必须改进续流二极管以实现最大的功率增益。因此，通过优化二极管，不仅要能在二极管恢复期间达到足够的软度，还应保持较低的损耗。与 IGBT 的关断特性相反，二极管软度在电流较小（比如 $0.1 \cdot I_{nom}$ ）时最为关键。图 10 显示了 FF600R12ME4_B72 中的发射极控制的 HE 二极管和 FF900R12ME7_B11 中的发射极控制的 EC7 二极管，在 25°C 时二极管恢复阶段的相应开关曲线。

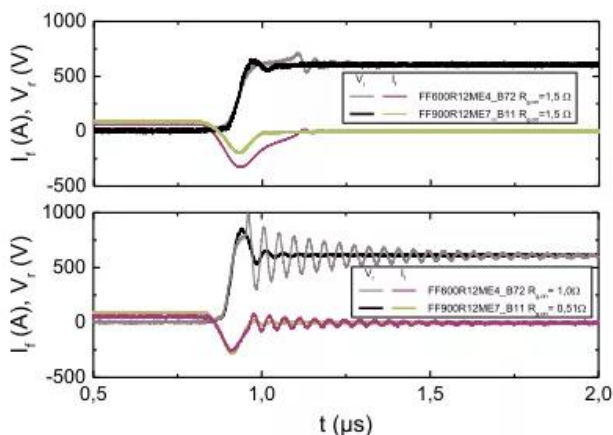


图 10: FF600R12ME4_B72 中的发射极控制的 HE 二极管和 FF900R12ME7_B11 中的发射极控制的 EC7 二极管的开关曲线

显而易见的是，发射极控制的 HE 二极管不能用于外部门极电阻低于 1.5Ω 时。如图 10 中下面的一张图所示，当 $R_{g,on}$ 值较小时（比如 1.0Ω ），会发生二极管瞬变，而发射极控制的 EC7 二极管在 $R_{g,on}=0.51 \Omega$ 时也能使用，并未显示出任何软度问题。

就图 11 中二极管的恢复损耗(E_{rec})而言，发射极控制的 EC7 二极管的 E_{rec} 与发射极控制的 HE 二极管几乎相同——虽然发射极控制的 HE 二极管的 di/dt 高出 26-31%。

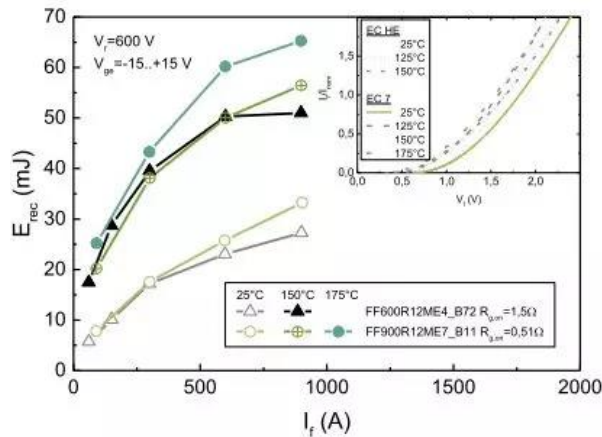


图 11：在不同温度下，FF600R12ME4_B72 和 FF900R12ME7_B11 模块的二极管恢复损耗与正向电流的关系。插图显示的是归一化的正向特性

为了本节内容的完整性，图 11 的插图中显示了二极管的正向特性。

4 模块外壳和结温规格

1. 模块外壳改进

相比上一代，新一代芯片的标称电流将提高 50%。因此，有必要对外壳作一些改进，以便能够承载更大的电流，特别应对主端子进行改进。为此，我们不仅开发出一款新外壳，还调整了内部模块设计以提高主端子的载流能力。

2. IGBT 和 FWD 结温规格

较之 IGBT4 被指定的绝对最高温度 $T_{vj,op}$ 等于 150°C——不区分连续运行和过载运行，指定 IGBT7 的绝对最高温度 $T_{vj,op}$ 时，应考虑到第 1 节中和参考文献第[9]条中所述的 GDP 应用要求。

图 12 显示了 IGBT7 和 EC7 的结温规格。

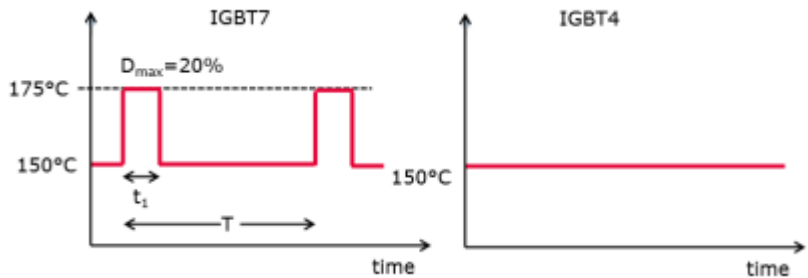


图 12：IGBT 7（左侧）与 IGBT 4（右侧）的虚拟结温规格对比。IGBT 7 的 $T_{vj,op}$ 高于 150°C 时的过载持续时间必须在负载周期时间（ T ）的 20% 以下，即， $T = 300\text{s}$ 时， $t_1 = 60\text{s}$

指定 IGBT7 的 $T_{vj,op}$ 值时应考虑到驱动制造商所规定的典型过载情形，且可以涵盖 3 秒和 60 秒的过载脉冲。对应用的影响将在下面的章节中讲述。

5 应用测试和结果

与 FF600R12ME4_B72 器件相比，上述新开发的 FF900R12ME7_B11 的所有特性都将带来性能的改进。为了评估和比较这两种器件的性能，须进行一系列的应用测试，并用红外摄像机进行温度评估。测试参数的设置应考虑到

第 1 章中所述的及表 1 中所列的信息：

拓扑结构	H 桥
散热器	风冷式散热器
开关频率	1kHz 和 2.5kHz
调制方法	连续脉宽调制
门极-发射极电压	-8V 至 +15V
直流母线电压	621 V
调制指数	0.95
cos phi	0.9
$du/dt_{10-90\%}$	< 5kV/ μ s
红外摄像机摄像速度	30 张照片/秒
环境温度	20 °C*(40°C)

表 1：在应用中比较 IGBT7 和 IGBT4 时所用的典型 GPD 参数。*所需的 40°C 的环境温度不能通过试验装置进行调整

试验装置如图 13 所示：

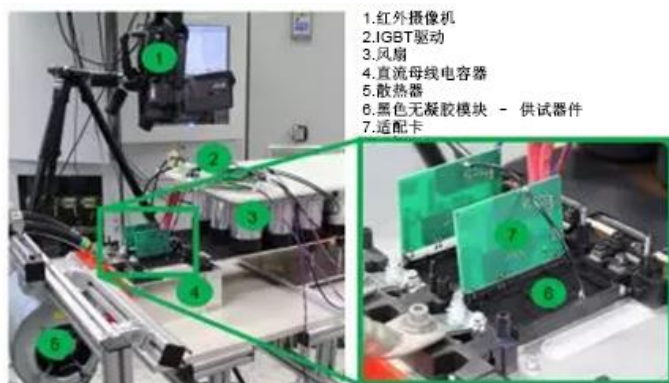


图 13：试验装置的照片。试验条件如表 1 所示

1. FF600R12ME4_B72 vs. FF900R12ME7_B11 – 输出电流和温度降低

试验结果显示在图 14 和图 15 中。

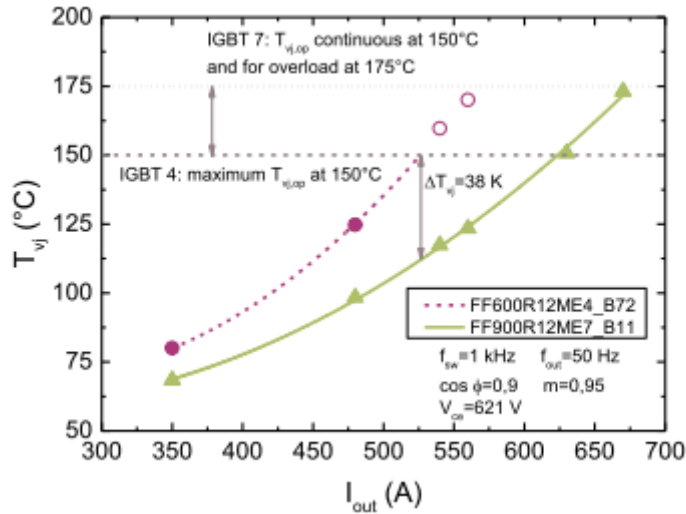


图 14: 在 1kHz 和表 1 中所述的条件下, IGBT 结温与输出电流的关系

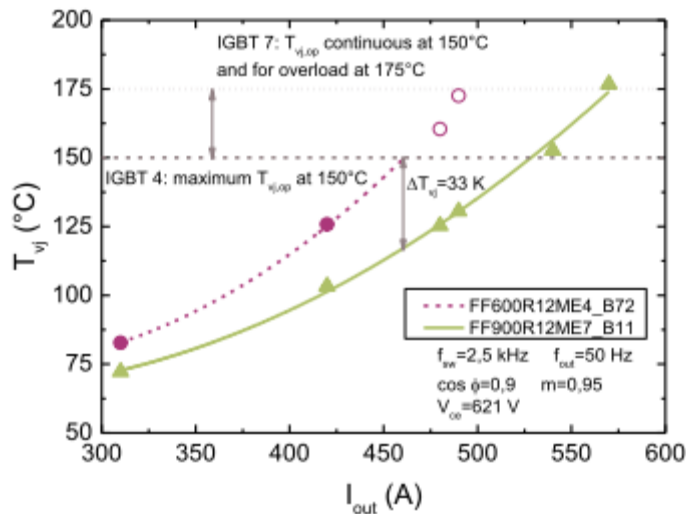


图 15: 在 2.5kHz 和表 1 中所述的条件下, IGBT 结温与输出电流的关系

从图中可以看出, 在 1kHz 连续脉宽调制模式和相同的输出电流下, 采用 IGBT 7 技术的模块工作温度比 IGBT4 器件低 38K。将新模块推到指定温度的极限, 可使输出电流增加 150A。在 150°C 时, IGBT7 相比 IGBT4 仍具有 95A 的输出电流优势。

而在 2.5kHz 连续脉宽调制模式下, 新技术的优势也很明显: 电流相同时工作温度可降低 33K; 150°C 时最大输出电流可增加 70A, 175°C 时最大输出电流可增加 110A。

2. FF600R12ME4_B72 vs. FF900R12ME7_B11 – 直流端子温度降低

图 16 显示了相比 FF600R12ME4_B72，FF900R12ME7_B11 利用新外壳所实现的温度降低。

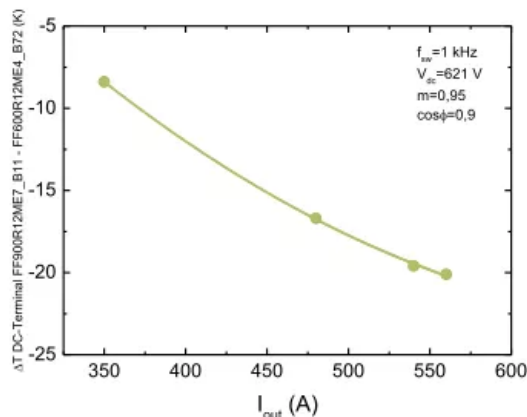


图 16：通过比较新款和老款外壳的直流总线温度来确定温度改进情况

当输出电流相同时，FF900R12ME7_B11 模块的新外壳可使直流总线温度比 FF600R12ME4_B72 最多降低 20K。可以比对图 17 中的两张红外线照片，它们分别显示这两种模块在相同应用条件下的温度分布。

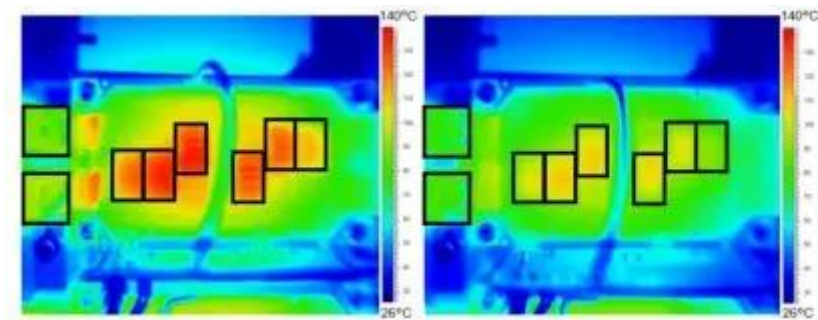


图 17：FF600R12ME4_B72（左侧）和 FF900R12ME7_B11（右侧），二者都在 420A 和 2.5kHz 及相同条件下运行。黑色方框为用于进行温度评估的逆变器部位

比较发现，在采用 FF900R12ME7_B11 而非 FF600R12ME4_B72 的系统中可以看到不同组件的温度降低。在新器件中，主要是 IGBT、FWD、DCB、模块端子、直流总线端子及接合线能在较低温度下运行。

3. FF600R12ME4_B72 vs. FF900R12ME7_B11 – 在相同 GPD 机箱尺寸的功率密度

在这部分试验中，选择与 GPD 制造商[1]的正常负荷(ND)和重型负荷(HD)机型对应的输出电流有关的参数，来评估不同技术的最大可能的逆变器输出电流。参数列在表 2 中。

	输出电流 370 A	输出电流 477 A
额定电流 I_{ND}	370	477
正常负荷 60s $1.1 \times I_{ND}$	407	525
正常负荷 3s $1.5 \times I_{ND}$	555	716
额定电流 (I_{HD})	312	370
重型负荷 60s $1.5 \times I_{HD}$	468	555
重型负荷 3s $2 \times I_{HD}$	624	740

表 2：为测试两种模块在相同机箱的输出电流而选择的参数

在表 1 中所述的条件下和 2.5kHz 时，给半导体施加额定输出电流。在过载电流应用之前，整个系统的温度处于稳定状态。系统的热性能显示在图 18 和图 19 中。

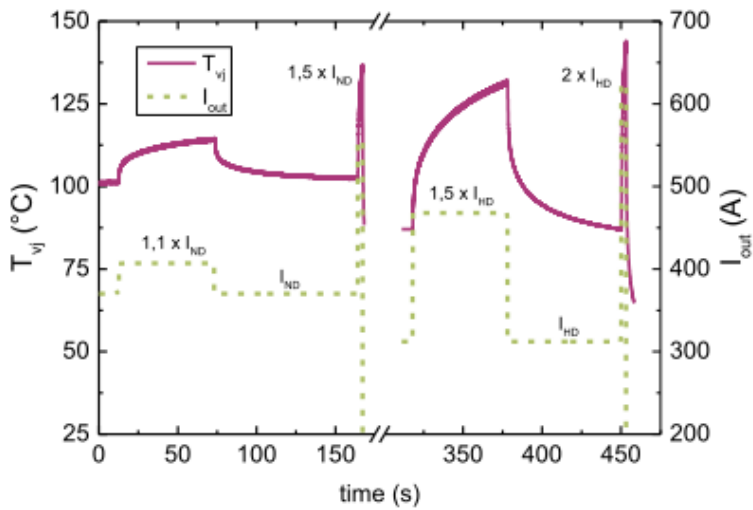


图 18：机箱等级电流 370A，FF600R12ME4_B72 器件：在额定电流 ND 和 HD、正常负荷和重型负荷过载脉冲下的测量结果

当机箱等级电流为 370A 时，IGBT4 解决方案达到温度极限。在 3 秒钟的重型负荷过载脉冲期间，IGBT 的 T_{vj} 达到 142°C。

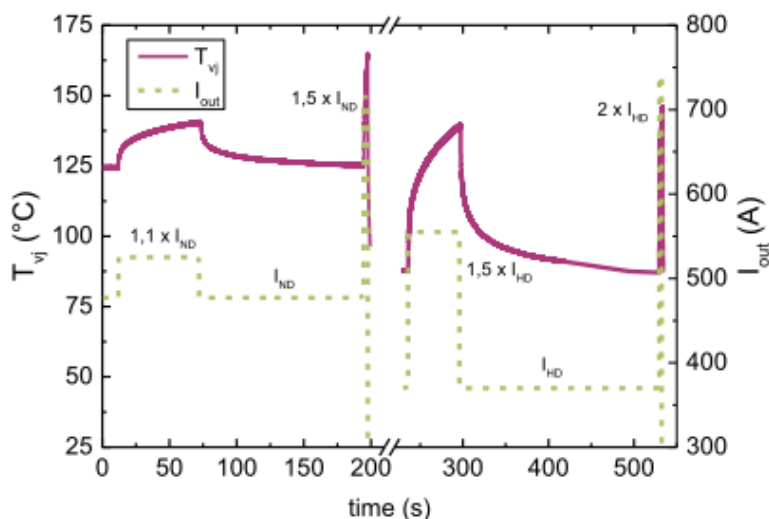


图 19: 机箱等级电流 477A, FF900R12ME7_B11 器件: 在额定电流 ND 和 HD、正常负荷和重型负荷过载脉冲下的测量结果

IGBT7 器件能够达到输出电流 477A 的要求。在施加所有必需的电流等级期间, FF900R12ME7_B11 始终位于图 12 中所示的 IGBT7 的规格之内。由于试验中的环境温度为 20°C, 而不是要求的 40°C, 所以得到的结果适合用于作比较。因此, 通过使用改进的散热器, 采用不连续脉宽调制, 和/或降低开关频率, 逆变器制造商可以在 40°C 时达到相同的输出电流。

结论

新开发的由 IGBT7 与发射极控制 EC7 二极管组成的芯片不仅易于使用, 还能完全满足通用型驱动 (GPD) 的需求。它具有的优势包括: 静态损耗显著降低, 可控性好, 在所有应用相关的电流等级下都具有足够的软度, 以及短路能力强。这些与 EconoDUAL™3 封装改进及用于满足驱动过载需求的新温度规格相结合, 可让逆变器设计工程师更方便设计。

所进行的应用测试毫无疑问地表明, 相比上一代, 新一代器件的性能得到了改进。当电流相同时, 新一代 FF900R12ME7_B11 相比 FF600R12ME4_B72 模块温度降低了 38K。另外, 新一代器件的输出电流还可增加最多 150A。

考虑到典型的 GPD 正常负荷和重型负荷设计标准, 利用使用 IGBT7 替代 IGBT4 的 EconoDUAL™ 3 可能实现机箱等级电流从 370A 到 477A 的跳跃。

参考文献

[9] AN2018-14, TRENCHSTOP™ 1200 V IGBT7 Application Note,

https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-AN_201814_TRENCHSTOP_1200V_IGBT7-AN-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d46265487f7b01656b173ddc3600

1200V IGBT7 和 Emcon7 可控性更佳，助力提升变频器系统性能（上）

去年英飞凌推出了全新的 **IGBT7**，引起了广泛关注
它专为电机驱动设计，可谓项目“配 7”，性能“配齐”
很多同学好奇，为什么 **IGBT7** 能实现这样的性能？

IGBT7 的结构相对于前代，有了哪些改进？

那么就让我们跟着这篇论文

看看这新一代的技术领航者

究竟有何过人之处吧

摘要

本文介绍了针对电机驱动进行优化的全新 1200 V IGBT 和二极管技术。该 IGBT 结构基于全新微沟槽技术，与标准技术相比，可大幅减少静态损耗，并具备高可控性。而二极管因为优化了场截止设计，其振荡发生的可能性大幅降低。在功率模块中，IGBT 和二极管的出色性能可带来更高的电流密度和更大的输出电流。不仅如此，通过将功率模块的最高结温提升到 175 °C，输出电流可增加 50% 以上。

引言

在现代功率半导体器件中，提高开关速度、开关频率和功率密度是大势所趋。然而，由于不同具体应用对器件性能需求有差异，在某些应用中，对制衡开关速度的其他性能，有更高优先级的需求。就电机驱动应用特性而言，由于电机和电缆的固有隔离，导致其面临着开关速度受限的严重挑战。即开关斜率(dv/dt)被限制在 2 - 10kV/ μs 的范围内，典型目标为 5kV/ μs 。此外，用户采用的典型开关频率(f_{sw})也低于 8kHz。这两点改变了器件开发时参数优化的优先级，快速开关和高开关频率需求的重要性有所减弱。简而言之，对电机驱动而言，降低静态损耗成为了功率半导体的发展重点，开关损耗变得次要了。

本文围绕英飞凌 IGBT7 和 EmCon7 展开分析和讨论。主要基于三个基本概念：首先，IGBT7 技术可最大限度地减少静态损耗，同时提高开关参数的可控性，实现应用所需的最优特性；其次，全新 EmCon7 能够实现更干净的开关，即减少振荡，同时降低功率损耗；第三，则是基于优化功率模块设计，将暂态的最高允许结温(T_j)提高至 175°C 时，使 IGBT 和二极管能够满足实际应用的过载运行需求。基于这些 IGBT 和二极管概念，本文介绍了在设计过程中，对器件性能调节的思路，展示了 IGBT 和二极管之间潜在的相互依赖关系，指出了它们给电机驱动应用带来的主要优势。最后，本文还着重说明了 IGBT7 与标准技术相比所做的改进，并进行了全面比较。

IGBT7 技术介绍

本章节将围绕 IGBT7 技术展开介绍、讨论和分析。IGBT7 采用了基于新型微沟槽(MPT)的 IGBT 结构。它采用基于 n-掺杂的衬底的典型垂直 IGBT 设计，p 基区内的 n 型重掺杂

构成了发射极接触结构。通过在电隔离的沟槽刻蚀接触孔，确定了沟道和栅极。在 n -衬底的底部，通过 $p+$ 掺杂实现了集电极区。在 n -衬底和 $p+$ 之间，通过 $n+$ 掺杂实现了场截止(FS)结构。它可以使电场急剧下降，同时会影响器件的静态和动态特性。

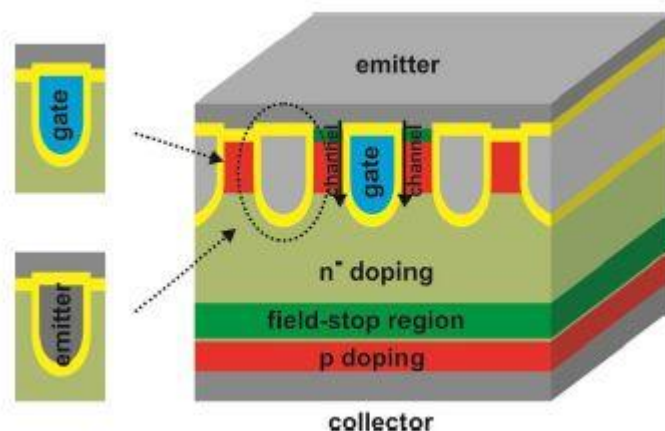


图 1 MPT 结构示意图及其采用的沟槽设计：有效沟道沟槽（中），无效的栅极沟槽（左上）以及发射极沟槽（左下）

不同于 IGBT4 等主流器件，IGBT7 里的沟槽有多种形式：其中最常见的是作为有源栅极使用。在这种情况下，栅极电压施加到沟槽，在沟槽两侧形成导电沟道。其次，MPT 结构还能够实现发射极沟槽和伪栅极，两者都是无效沟槽。对于发射极沟槽来说，沟槽直接接到发射极电位。对于伪栅极来说，栅极电压施加到沟槽。但是因为这些沟槽周围没有发射极接触结构，二者均无法形成导电沟道。这三种沟槽单元类型能够精细化定制 IGBT。

通过增加有源栅极密度，能够增加单位芯片面积上的导电沟道。一方面,由于器件输出特性曲线更陡，可降低静态损耗。另一方面，更高的有源栅极密度，可能导致短路耐受性降低。而如果使用发射极沟槽和伪栅极，情况将有所不同。增加的无效沟道密度减少了有效导电沟道的数量，抵消了上述影响。除此之外，发射极沟槽和伪栅极改变了芯片的电容耦合。具体来讲，单位芯片面积上的伪栅极与有源栅极数量增加，使得栅极-发射极电容(C_{GE})增加。反之，更多的发射极沟槽导致集电极-发射极电容(C_{CE})增加。于是，发射极沟槽的数量相比有源栅极和伪栅极的数量确定了集电极-栅极电容(C_{CG})，即米勒电容。总而言之，开关参数，尤其是 IGBT7 的可控性直接取决于所选设计，即取决于有源栅极、伪栅极和发射极沟槽的数量。

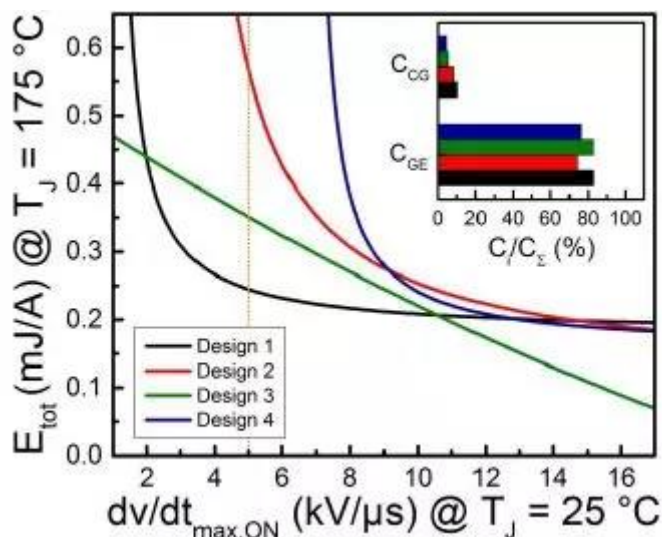


图 2 不同单元设计对应的 IGBT7 动态折衷曲线 ($T_J = 175\text{ °C}$ 时的 E_{tot} 和 $T_J = 25\text{ °C}$ 时的 $dv/dt_{\text{max,ON}}$)。驱动器应用的 $dv/dt_{\text{max,ON}} = 5\text{ kV}/\mu\text{s}$ 由虚线突出表示。插图：不同器件设计的电容 C_{CG} , C_{GE} 与 C_{Σ} 比值。

通过栅极电阻控制 dv/dt 会影响总损耗(E_{tot}), 并导致 E_{tot} 随 dv/dt 降低而增加。器件设计对可控性的影响的进一步分析可见图 2, 图 2 显示了四种元胞设计的 E_{tot} VS dv/dt 曲线, 即额定电流(I_{nom})下, $T_J = 175\text{ °C}$ 时的导通损耗(E_{ON})、关断损耗(E_{OFF})和恢复损耗(E_{REC})的总和, 对比在 $0.1 \cdot I_{\text{nom}}$, $T_J = 25\text{ °C}$ 时, 开通过程的最大电压斜率($dv/dt_{\text{max,ON}}$)。 $dv/dt_{\text{max,ON}}$ 之所以在 $0.1 \cdot I_{\text{nom}}$ 和 $T_J = 25\text{ °C}$ 条件下进行测量, 因为最陡的 dv/dt 通常是在这些运行条件下观察到的。 R_G 取值从高 $dv/dt_{\text{max,ON}}$ 下的小 R_G 值到低 $dv/dt_{\text{max,ON}}$ 下的大 R_G 值之间变化。通过比较这四种元胞设计, 我们可以清楚地发现, 只有设计 1 提供了 $13\text{ kV}/\mu\text{s}$ 的 $dv/dt_{\text{max,ON}}$ 可控范围, 同时 E_{tot} 增加不到 25%, 这也是目前关键应用范围内最低的 E_{tot} 。在较大的 $dv/dt_{\text{max,ON}}$ 下, 设计 2 和 4 可提供类似的 E_{tot} , 但是 $dv/dt_{\text{max,ON}}$ 都大于 $5\text{ kV}/\mu\text{s}$ 。在这两种设计中, C_{CG} 的影响尤为明显: 尽管 C_{GE}/C_{Σ} ($C_{\Sigma} = C_{\text{GE}} + C_{\text{CG}} + C_{\text{CE}}$) 的比率相同, 但设计 4 的 C_{CG} 只有设计 2 的一半。因此, C_{CG} 是影响可控性的主要因素。另一方面, 设计 3 能够提供高可控性且 $dv/dt_{\text{max,ON}}$ 的变化范围广, 但在相同的 $dv/dt_{\text{max,ON}}$ 变化范围内, 如 $2\text{--}10\text{ kV}/\mu\text{s}$ 之间, 设计 3 的 E_{tot} 明显大于设计 1。设计 3 的这种表现, 是因为其有源栅极密度高于设计 1, 而 C_{CG} 低于设计 1。因此, 设计 3 也无法满足目标应用的要求。本文仅建议在电机驱动应用中采用设计 1, 即 IGBT7 的目标设计。

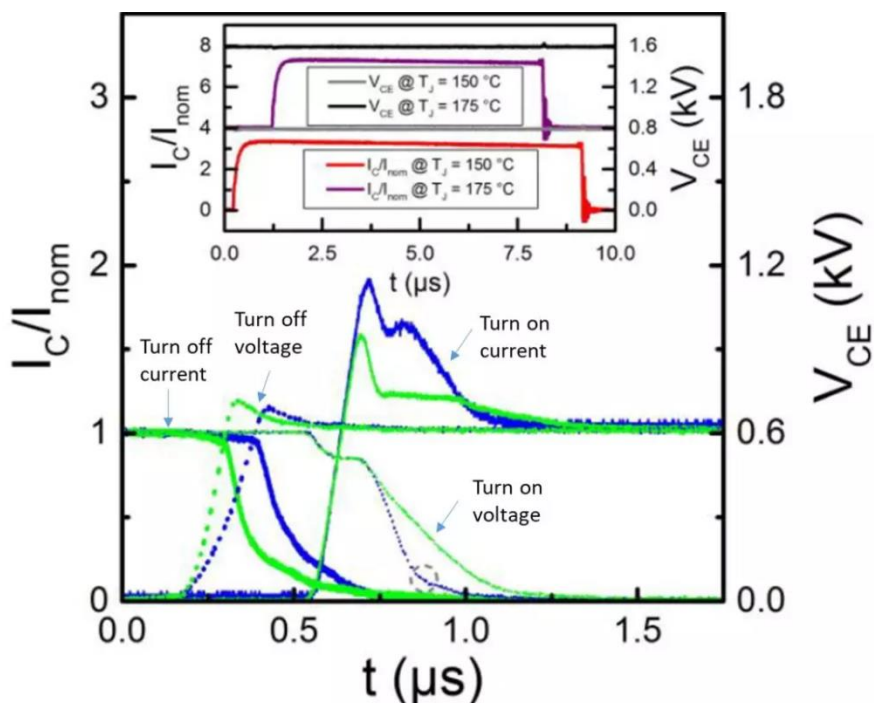


图 3 $V_{DC} = 600 \text{ V}$, $T_{j,max}$ 时, IGBT4 和 IGBT7 的开关曲线。其中, 绿色代表 IGBT4, 蓝色代表 IGBT7; 开通以细线表示而关断以粗线表示; 虚线对应于 V_{CE} , 实线对应于 I_C/I_{nom} 。插图为 $T_j = 150$ 和 $175 \text{ }^{\circ}\text{C}$, $V_{DC} = 800 \text{ V}$ 时的 IGBT7 短路开关曲线。

现在, 我们将重点放在 IGBT7 的目标设计上, 人们可能会产生疑问: 如何通过提高可控性来影响开关特性和短路鲁棒性? 图 3 显示了 IGBT7 以及主流的参考器件(IGBT4)的开关曲线。两个器件均在 600 V 直流母线电压(V_{DC})和相等的 $L \cdot I_{nom}$ 下工作。选取合适的 R_G , 使两个器件均满足 $T_j = 25 \text{ }^{\circ}\text{C}$, $0.1 \cdot I_{nom}$ 时 $dv/dt_{max,ON} = 5 \text{ kV}/\mu\text{s}$ 。两个器件均显示出干净的关断曲线, 不过 IGBT7 的的过压峰值(V_{peak})较小。导通时也是如此, 二者均未显示出振荡特性。IGBT7 的峰值电流比 IGBT4 更明显, 但是电压下降更快。这两种效应都与 IGBT7 可控性的改善有着直接关系, 可解释如下: 开关期间, 内部电容耦合导致器件的 dv/dt 可控。开关即将结束时, 发生电荷再分配, 从而导致明显的第二次电流峰值。在此期间, 电压斜率减小并且出现上述电压拖尾, 这与二极管性能无关, 也与寄生导通效应无关。图 3 的插图显示了 IGBT7 的短路开关曲线。显然, IGBT7 提供了干净的短路开关, 即使在 $T_j = 175 \text{ }^{\circ}\text{C}$ 时, 也可承受标准的短路时间, 如在 $T_j = 150$ 和 $175 \text{ }^{\circ}\text{C}$ 时短路时间分别为 8 和 $6 \mu\text{s}$ 。

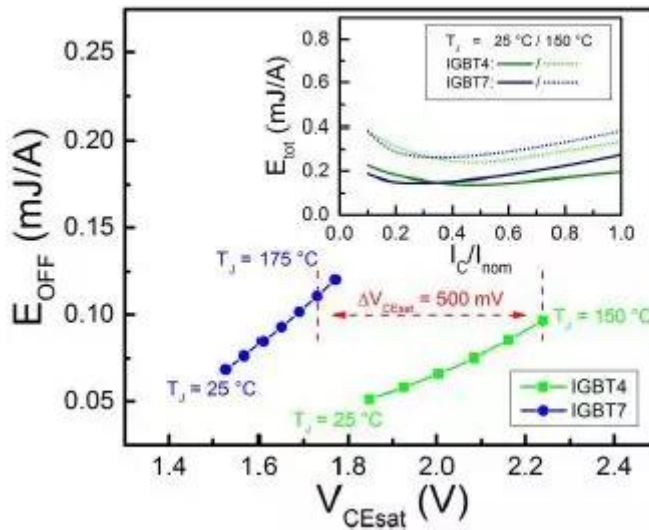


图 4 不同温度条件下 IGBT4 和 IGBT7 的折衷曲线图。插图：IGBT4 和 IGBT7 在 $T_J = 25$ 和 150°C 时 E_{tot} 和 I_C/I_{nom} 的对比。

图 4 显示了 IGBT4 和 IGBT7 折衷曲线。分别给出了 I_{nom} 下， $T_J = 25 - 150^\circ\text{C}$ 和 $T_J = 25 - 175^\circ\text{C}$ （以 25°C 为步长）期间的集电极-发射极饱和压降(V_{CEsat})VS E_{OFF} 曲线。 $T_J = 150^\circ\text{C}$ 时，IGBT7 的静态损耗比 IGBT4 小 500 mV ，而 E_{OFF} 区别较小。因此，在动态损耗相当的情况下，IGBT7 的静态损耗明显更小。这突显出了新元胞设计的优点。MPT 结构允许大大提高器件漂移区载流子浓度，在保持类似关断性能的同时，实现了极低的静态损耗。图 4 的插图显示了 $T_J = 25$ 和 150°C ， $dv/dt_{\text{max,ON}} = 5\text{ kV}/\mu\text{s}$ 时，IGBT4 和 IGBT7 的 E_{tot} 与工作电流的关系。两种组合都显示出 E_{tot} 典型的抛物线特性。特别是在 $T_J = 150^\circ\text{C}$ 时，IGBT7 和 IGBT4 的 E_{tot} 最大偏差小于 15% 。因此，由于静态损耗显著降低，IGBT7 在典型应用条件下具有明显优势。

EmCon7 技术介绍

在深入了解了 IGBT7 技术后，本文接下来将重点放在新一代二极管上。如图 5 所示，EmCon7 的设计基于垂直 PIN 二极管结构。低掺杂(n^-)衬底形成 PIN 二极管的漂移区，顶部的 p 掺杂区形成二极管的阳极结构。底部有一个更强的 n 掺杂(n^+)区，形成了二极管的阴极。在 n^- 漂移区和 n^+ 阴极区之间，合适浓度的 n 型掺杂实现了 FS 结构。

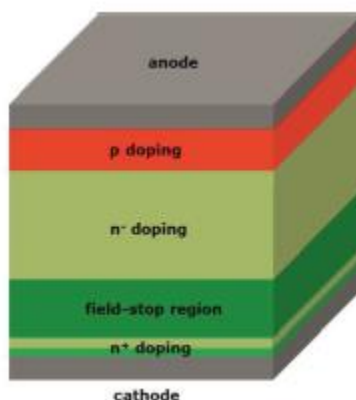


图 5 基于 PIN 结构的二极管设计示意图

我们都知道，器件的阻断电压(V_R)和关断软度很大程度上受 FS 设计的影响。为了研究 FS 和二极管性能的相互作用，本文将围绕三种设计展开分析，并与主流的 EC4 二极管进行性能比较。所选 FS 设计思路如下：FS 设计 1 和 FS 设计 2 处于同一个设计折衷曲线。其中，FS 设计 1 是最激进的设计，它结合了更高的阻断电压和更低的软度。FS 设计 2 对应于传统方法，能够提供适度的阻断电压和软度。FS 设计 3 是一种优化型设计，可在相同的阻断电压下，实现更高的软度，从而实现新的折衷曲线。

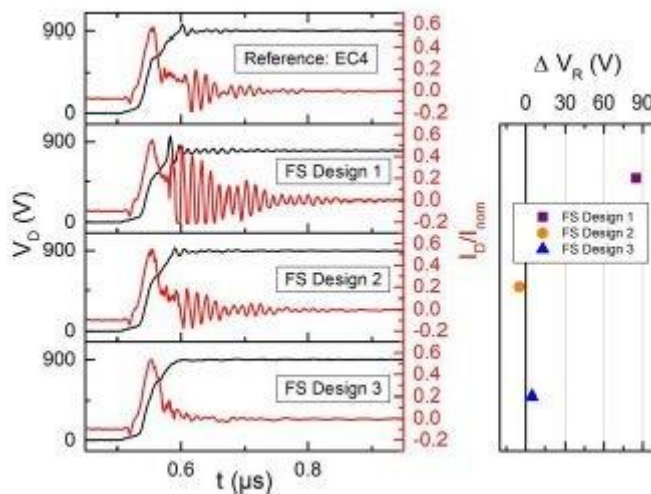


图 6：左： $V_{DC} \leq 900 \text{ V}$ ， $1/10 \cdot I_{nom}$ 且 $T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ 时，EC4 与三种研究 FS 设计的开关曲线。右：与 EC4 相比，不同 FS 设计的 V_R 。

为了研究 FS 设计和性能之间的影响，本文对三种设计的开关曲线展开了分析。图 6 显示了基于三种不同设计的新的二极管与 EC4 相比的二极管恢复特性。对二极管来说，高 V_{DC} 是最严酷的开关条件。这时二极管的软度达到最低，可能导致开关期间产生更严重的振荡和更高的 V_{peak} 。因此，测量时， V_{DC} 增至 900V，所有二极管在 $T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ ，二极管电流(I_D)为 $1/10 \cdot I_{nom}$ 时开关。测试采用的 $L \cdot I_{nom} = 8000 \text{ nHA}$ 。图 6 显示了开关曲线

（左），以及与 EC4 技术相比，上述设计的最大阻断电压（右）。EC4 在振荡和过压方面表现出良好的开关特性。尽管出现了过电压，但过电压峰值小于 60V，因此避免了损坏二极管。只有在电流换向的最后，才在拖尾电流区域中看出轻微的振荡。参考 EC4 的特性，对上述 FS 设计的评估总结如下：FS 设计 1 开关性能最差。与 EC4 的尖峰电压相比，其 V_{peak} 增加了一倍以上，剧烈的关断振荡不仅发生在拖尾电流中，同时还发生在清除二极管电荷载流子后。除此之外，有必要说明的是，由于可能的过电压损坏，器件无法在 $V_{DC}=900V$ 下工作。因此，我们仅对 FS 设计 1 分析到 $V_{DC} = 800 V$ 。FS 设计 2 提供的开关特性几乎与参考器件一致。它出现了较小的 V_{peak} ，仅在拖尾电流中发生关断振荡。关断振荡的幅度也与参考器件相当。FS 设计 3 展示出了最出色的开关性能，而且要比参考器件更好。在开关过程中，没有观察到关断振荡和明显的 V_{peak} 。从这个角度来看，FS 设计 3 是 EC7 的目标设计。

图 6 显示了研究中的不同 FS 设计和 EC4 最大阻断电压的对比（右）。与 EC4 相比，FS 设计 1 阻断电压增加了 85 V，其他两种设计的阻断电压几乎相同。由此，我们可以将观察到的开关特性差异，阐述如下：与 FS 设计 2 相比，FS 设计 1 的空间电荷区明显地穿通到 FS 区中。因此阻断电压增加，同时导致振荡加剧。因此，通过调节 FS 设计在折衷曲线上位置，器件性能便从高阻断电压和低软度变为低阻断电压和高软度。如 FS 设计 3 所示，利用偏移的折衷曲线，软度甚至在阻断电压略有增加的情况下有所改善。图 7 显示了 $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ ， $V_{DC} = 300, 600, 800$ ，和 $900V$ ， $1/10 \cdot I_{nom}$ 时，EC4 和 EC7 的开关曲线。和预期一样，不论在何种情况下，EC7 都提供了更软的开关和更低的 V_{peak} 。

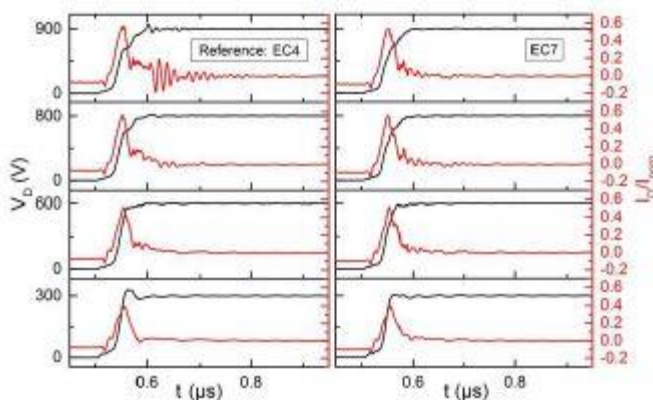


图 7 $V_{DC} = 300, 600, 800$ 及 $900 V$ ， $1/10 \cdot I_{nom}$ ， $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ 时，EC4 和 EC7 的开关曲线。

图 8 显示了 EC4 和 EC7 的折衷曲线。EC4 和 EC7 在不同 I_{nom} 下的正向电压(V_f)，分别在 $T_J = 25 - 150\text{ }^{\circ}\text{C}$ 和 $T_J = 25 - 175\text{ }^{\circ}\text{C}$ （步长 $25\text{ }^{\circ}\text{C}$ ）的温度范围内显示。同时给出了在对应 I_{nom} 和温度范围的 E_{REC} 。此外，通过选择合适的 R_g ， E_{REC} 在 $dv/dt_{max,ON} = 5\text{ kV}/\mu\text{s}$ 进行测试。通过比较这两种二极管技术，我们发现 $T_J \geq 150\text{ }^{\circ}\text{C}$ 时，EC7 的静态和动态损耗要低于 EC4。尽管 EC7 在 $T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ 时，静态损耗略大，但在 $T_J \leq 50\text{ }^{\circ}\text{C}$ 时，观察到折衷曲线的交叉点。因此，在典型的应用范围内，EC7 技术在静态损耗和 E_{REC} 方面要优于 EC4 技术。插图显示了测得的 EC4、EC7 以及上述 FS 设计的 V_{peak} （色码与

图 6 相同)。这些结果再次突显了与所选 FS 研究设计以及 EC4 技术相比，EC7 技术的性能优势。

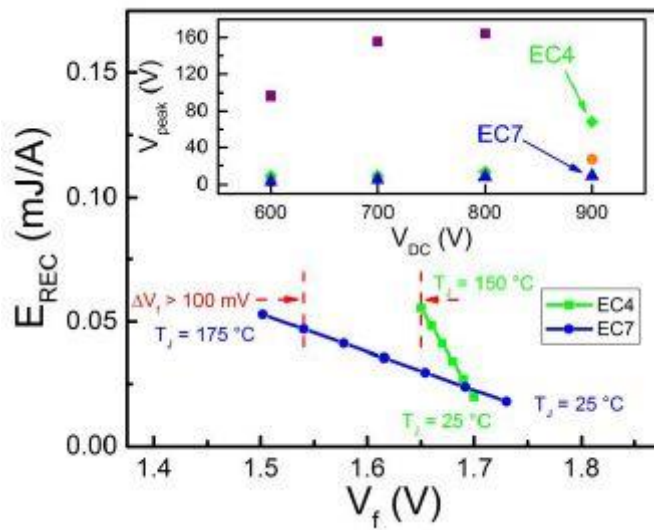


图 8 I_{nom} 下显示了 E_{REC} 和 V_f 的 EC4 和 EC7 技术的折衷曲线。插图：ID = $1/10 \cdot I_{nom}$ $T_j = 25\text{ °C}$ ，不同 V_{DC} 下的 EC4, EC7 以及另外两个 FS 设计的 V_{peak} 。

以上就是对 **IGBT7** 以及 **EmCon7** 芯片技术的解析。再先进的芯片，也要封装在模块中才能为我们所用，所以下节我们将对比 **IGBT4** 和 **IGBT7** 功率模块的性能特点，敬请期待！

1200V IGBT7 和 Emcon7 可控性更佳，助力提升变频器系统性能（下）

上一节[《论文|1200V IGBT7 和 Emcon7 可控性更佳，助力提升变频器系统性能（上）》](#)中，我们剖析了 IGBT7 以及 Emcon7 的芯片技术特点及设计思路，今天我们对 IGBT7 与 IGBT4 功率模块的性能，看一下在系统层面，IGBT7 性能究竟有多高的提升

IGBT4 和 IGBT7 功率模块的性能比较

本节中，我们将利用 IGBT7 和 Emcon7 研究功率模块的性能。为此，我们将使用仿真工具(IPOSIM)从逆变器运行角度分析 IGBT 和二极管的性能。如无另外说明，本部分将重点分析无铜基板功率模块，即 Easy1B 和 Easy2B。仿真过程中，参考以下输入参数：开关频率 f_{sw} 、输出频率 f_o 、环境温度 T_A 、调制因子以及功率因素 $\cos(\varphi)$ 。除此之外，还利用诸如散热器到环境之间的热阻(R_{thHA})、IGBT 热阻(R_{thIGBT})和二极管($R_{thDiode}$)热阻等系统特定参数来确定输出电流 I_{RMS} 。如无另外说明，则使用下列工作参数（可看作通用电机驱动应用的典型参数）： $f_{sw} = 2.7\text{kHz}$, $m = 1$, $f_o = 50\text{Hz}$, $T_A = 50^\circ\text{C}$, $R_{thHA} = 1.8\text{K/W}$, IGBT 和二极管分别使用 $\cos(\varphi) = 0.85$ 和 -0.85 。

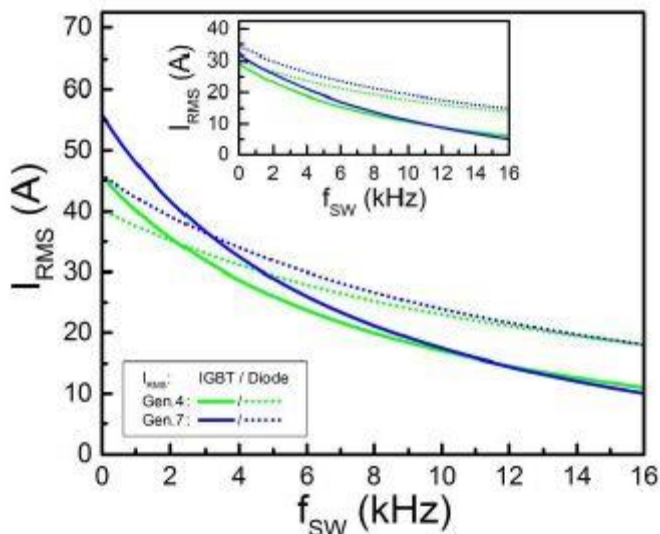


图 9 相同芯片面积的第四代和第七代技术的 I_{RMS} 与 f_{sw} 的关系。为便于计算， $T_{J,max} = 150^\circ\text{C}$ 。大图参考芯片面积为 75-A IGBT4/EC4，插图参考芯片面积为 25-A IGBT4/EC4。

图 9 比较了 $T_{J,max} = 150^\circ\text{C}$ 时，芯片尺寸相同的 IGBT7 和 IGBT4 和二极管的对应不同 f_{sw} 的有效值电流 I_{RMS} 。为便于参考，使用 IGBT4 和 EC4 的芯片尺寸为基准。 I_{RMS} 为 T_J 为 150°C 下允许的最大电流。对于 75A 等效芯片面积，IGBT7 在 $f_{sw} = 0$ 时输出电流

$I_{RMS} = 56A$ ，比 IGBT4 高 20%。随着 f_{SW} 的增加，IGBT4 和 IGBT7 的 I_{RMS} 均下降，IGBT7 相对于 IGBT4 的优势也随之减少。 $f_{SW} \approx 12kHz$ 时，可观察到交叉点。在给定的工作条件下，只有在 f_{SW} 高于 12kHz 时，IGBT4 的 I_{RMS} 高于 IGBT7。在 EC7 方面，情况相当。 $f_{SW}=0$ 时，EC7 的 $I_{RMS} = 46A$ ，比 EC4 的最大 I_{RMS} 要高 15%。二极管的曲线交叉点在 $f_{SW} \approx 16kHz$ 。图 9 的插图显示了 25A 等效芯片面积下相同的计算方法。数值变化与预期相符，可得出相同的结论。

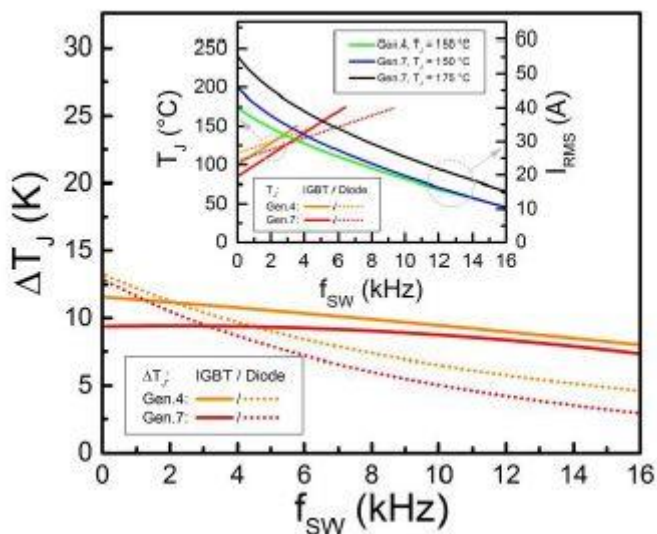


图 10 在上述条件下第四代和第七代技术的 ΔT_J 、 T_J 和 I_{RMS}

图 10 显示 75A 等效芯片面积下的结温波动 VS f_{SW} ，其计算所得 I_{RMS} 如图 9 所示。可以看出，IGBT7 的 ΔT_J 明显小于 IGBT4。EC7 和 EC4 也是如此。尽管其差异看似很小，仅为几开尔文，但从功率循环能力的角度来讲，它可为器件寿命带来非常显著的提升。图 10 的插图显示了 $I_{RMS} = 30A$ 时 IGBT 和二极管所允许的最大器件温度。这里考虑了 IGBT7 较高的暂态允许最高结温 $T_{J,max}$ 。因此，在 $T_{J,max}=150^{\circ}C$ 的限制下，IGBT4 和 EC4 只能在 $f_{SW}=4kHz$ 工作，而在 $175^{\circ}C$ 的最高工作温度限制下，IGBT7 和 EC7 则可分别在 6 和 8kHz 下轻松运行。绿、蓝和黑线突出显示了 $T_{J,max}$ 对可行的 I_{RMS} 的影响。IGBT4 和 EC4 受到 $T_{J,max}=150^{\circ}C$ 的限制，在 $f_{SW}=0$ 时，最大 I_{RMS} 为 40A，其中 EC4 是主要限制条件；在 IGBT7 的限制条件下，IGBT7 和 EC7 的暂态工作温度达 $175^{\circ}C$ ， $f_{SW}=0$ 时， I_{RMS} 可超过 55A。因此，使用相等的芯片尺寸和最大芯片温度，在相同工作条件下，后者输出电流可比前者高出 37% 以上。

考虑到 IGBT7 和 EC7 的功率密度更高，图 11 显示了不同封装中的功率集成模块(PIM)拓扑的额定电流。对于 IGBT7，Easy1B, Easy2B 和 Econo2 封装的最大额定电流分别为 25A、50A 和 100A，与 IGBT4 的 I_{nom} 相比，Econo2 封装的功率密度至少增加 33%，Easy1B 封装增加 66%。图中还特别绘制了 PIM 拓扑结构的典型 I_{RMS} 与 I_{nom} ，以便说明可能增加的功率密度。基于该曲线，可能的功率密度增加变得更加可视化。

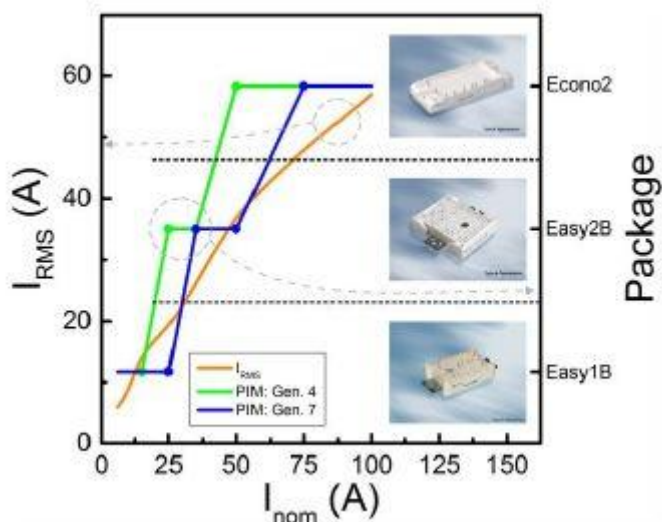


图 11 PIM 拓扑的额定模块电流和最大逆变器输出电流 I_{RMS} (典型 I_{nom})

然而，模块级别上增加的功率密度也许并不会直接给典型应用带来额外优势。可能性最高的方法是实现框架尺寸扩展，即在同一尺寸的逆变器外壳中，实现更高的逆变器额定电流。同时，必须结合考虑与参考模块相比增加的 R_{thHA} 等参数，来评估是否可以达到目标输出功率。具体地讲，就是在 Easy1B 封装中实现 25A PIM，这需要使用典型 Easy1B（非 Easy2B）的 R_{thHA} ，达到与 Easy2B 25-A PIM 相同的输出功率。受逆变器外壳尺寸限制，散热器的最大尺寸也会受限。Easy1B 封装的 R_{thHA} 比 Easy2B 大 25%左右，这对保证目标功率提出更大的挑战。

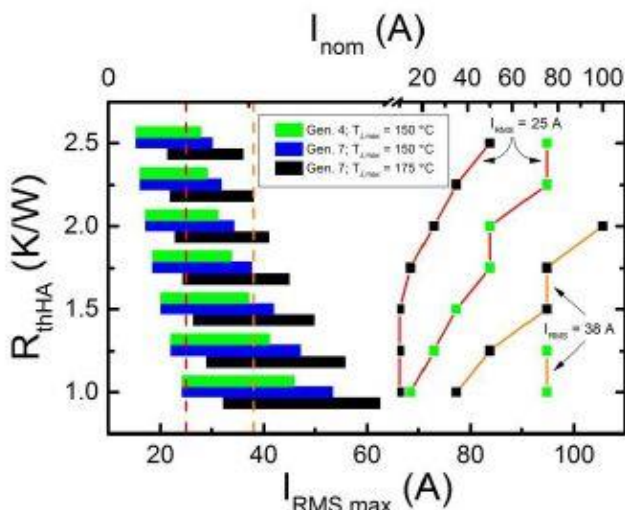


图 12 条形图: IGBT4 和 IGBT7 $I_{RMS,max}$ 与 R_{thHA} 。线条图: R_{thHA} 已知条件下, IGBT4 (绿色方块) 和 IGBT7 (黑色方块) 运行 $I_{RMS,max} = 25$ 和 38 A (红线和橙线) 所需的 I_{nom}

图 12 所示条形图，展示了 IGBT4 和 IGBT7 最大可能的 $I_{RMS,max}$ 和 R_{thHA} 的关系。条形图显示了 I_{nom} 为 10-75A (IGBT4 和 EC4) 和 10-100 A (IGBT7 和 EC7) 时的 PIM 拓扑 $I_{RMS,max}$ 。 $I_{RMS,max}$ 明显随 R_{thHA} 的降低而增加。此外，如果 $T_{J,max} = 150^{\circ}C$ ，IGBT7 和 EC7 可完全取代 IGBT4 和 EC4。较高的最大额定电流可直接带来更大的优势，即上文所述的 IGBT7 的 100A 和 IGBT4 的 75A。

若 IGBT7 在 $175^{\circ}C$ 下运行，则可实现额外优势。如图 12 右侧所示。红线和橙线分别表示 25 A 和 38A I_{RMS} 分别所需的最小 I_{nom} 。要实现 25A I_{RMS} 可利用 IGBT7 10A PIM，它的 R_{thHA} 为 1.5K/W，第四代则须为 35A PIM。 $I_{RMS} = 38A$ 时，IGBT7 技术的优势更为明显。IGBT7 35A PIM 的 R_{thHA} 为 1K/W，允许在 38A I_{RMS} 下工作，而第四代则须为 75A PIM。

结语

本文对 IGBT7 和 Emcon7 与 IGBT4 及 Emcon4 进行了全面的比较。分析了 IGBT 和二极管的静态和动态性能。结果表明，与 IGBT4 相比，IGBT7 的静态损耗显著降低，并且动态损耗没有显著增加。总之，IGBT 和二极管针对较慢开关的应用进行了优化，其 dv/dt 在 2-10kV/ μs 之间。在动态和静态损耗方面，IGBT7 和 Emcon7 可完全替代 IGBT4 及 Emcon4，并在应用过程中带来额外的性能优势。

在功率模块方面，本文围绕功率模块性能和输出功率对 IGBT7 展开了研究。IGBT7 和 EC7 的分析结果显示，在同样的工作条件下，在最大器件温度 $150^{\circ}C$ 时，IGBT7 可多输出 20% 的电流。由于 IGBT7 支持最高结温在 $175^{\circ}C$ 时的暂态过载运行，因此输出功率可增加 66%。本文基于这些结果，提出两个应用方向：第一，对于给定的电路拓扑结构，根据可行的最大额定电流进行配置，可实现在相同封装尺寸下，模块电流等级的提升。如有必要，可利用过载最高结温 $T_J = 175^{\circ}C$ 的特性；第二，如使用相同芯片尺寸的 IGBT7 替代 IGBT4，则应用寿命显著增加。

原文发表于 *PCIM Europe 2018*

作者: Christian R. Müller, 英飞凌科技股份有限公司

A. Philippou, C. Jaeger, M. Seifert, 英飞凌科技股份有限公司

A. Vellei and M. Fugger, 英飞凌科技 (奥地利) 公司

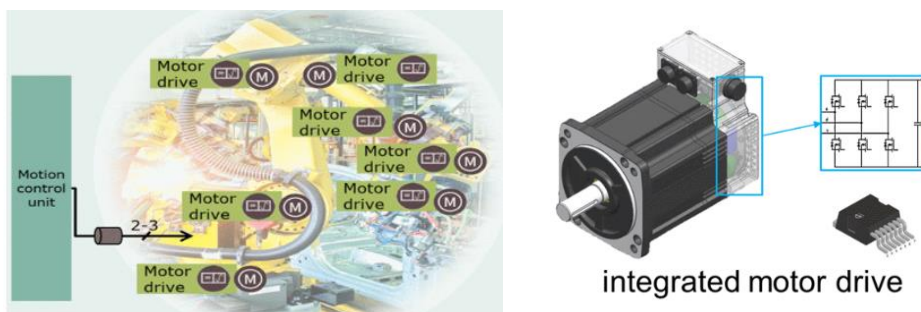
基于 SiC-MOSFET 自然散热设计的一体化伺服电机系统

英飞凌最新推出了 SMD 封装的 CoolSiC™ MOSFET 产品，该产品可用于集成化伺服电机设计，极大简化了伺服系统外围电路并提高了应用现场的可靠性。

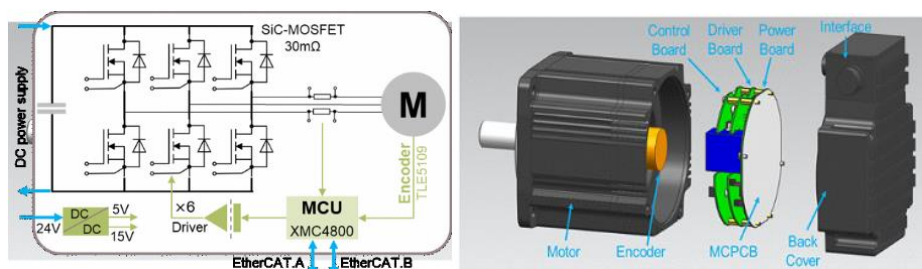
当今常见的交流伺服系统，通常由伺服变频器和永磁同步电机构成，两者用线缆连接在一起。而在一个多电机的应用场景中（譬如多关节 6/7 轴工业机器人），常常面临着功率线缆过多的难题：成本高，易疲劳老化，转弯半径大...



内部集成变频器的一体式伺服电机将完美解决诸如此类的问题，较少的对外接口极大简化了应用系统的外围配件，只需 2 条直流线缆即可取代传统 21 条(3 相*7 电机)交流驱动线缆，节约成本/体积并利于现场快速灵活的应用设计。



一体式伺服电机内部结构及原理示意图



主要分为以下几个部分：

- A. 电机——与传统永磁电机相同
- B. 码盘——采用新一代磁编芯片 TL5109，体积小精度高
- C. 控制板——采用 XMC4800 作为主控制芯片，内部集成 EtherCat 等功能
- D. 驱动板——采用集成米勒钳位功能的驱动芯片(1EDI20I12MH)，可使用单电源供电来驱动 SiC-MOSFET，简化电路设计
- E. 功率板——选用 6 颗 30mΩ-SMD 封装的 CoolSiC™ MOSFET，采用铝基板传热至外壳
- F. 后壳——因整体耗散功率较小，增加少量的鳍片即可满足自然对流散热要求

CoolSiC™ MOSFET 的应用优势

1 较低的导通损耗

SiC MOSFET 的通态压降由其沟道的 $R_{DS(on)}$ 决定，而 IGBT 的通态压降由 PN 结和漂移区电阻构成。在电机驱动类应用中，通常负载电流区间小于器件的标称电流值，因此 SiC MOSFET 的导通损耗优于同等规格的 IGBT 器件。

2 较低的开关损耗

SiC MOSFET 开通关断速度均快于 IGBT，且没有拖尾电流。常温下，SiC MOSFET 的开通损耗约是同等规格 IGBT 的 50%，关断损耗约是 20%。值得注意的是，高温下 SiC MOSFET 开关损耗受结温的影响不大，而 IGBT 的开关损耗可能增加一倍以上。

3 优异的开关速度可控性

CoolSiC™ MOSFET 测试中表现出了优异的可控性，仅通过 R_g 阻值大小即可调节其开关速度，进而优化 E_{on} , E_{off} , dv/dt 等指标。

系统损耗和温升仿真

基于伺服应用的实际工况，通过仿真软件模拟了周期性过载 3 倍额定电流输出下的损耗及温升，条件如下：

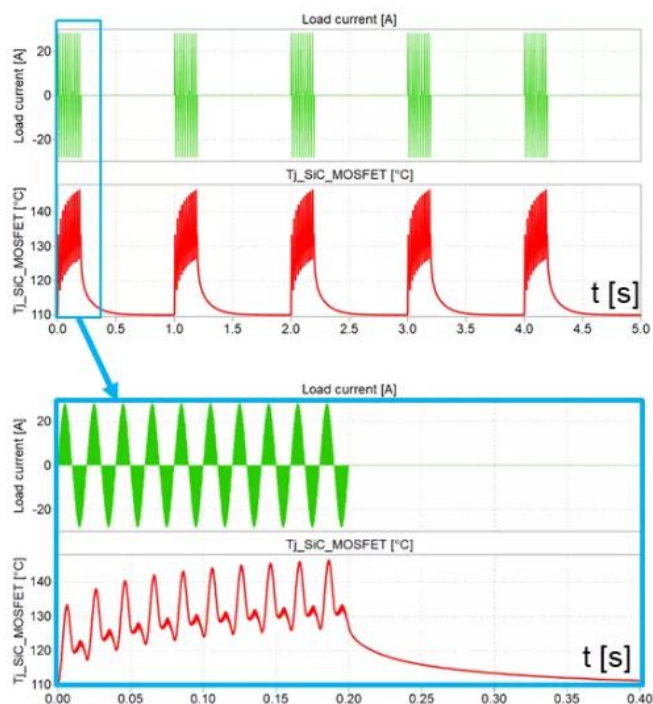
$V_{dc}=800V$, $U_{out}=400V$,

$I_{out}=20A_{rms}$, $\cos\varphi=0.8$,

$f_{out}=50Hz$, $f_{sw}=20kHz$, $T_h=110^\circ C$,

20% duty per second.

结果显示，每个 SiC-MOSFET 平均功耗约 4.4W，每周期结温温升约 35K，离 $T_{vjmax}=175^{\circ}\text{C}$ 仍有较大裕量。



散热鳍片设计及热仿真

根据损耗仿真的结果，可以按照 30W 的耗散功率通过下面公式来计算自然散热需要的鳍片个数（面积）：

$$S = P_{avg} / (h \times \Delta T)$$

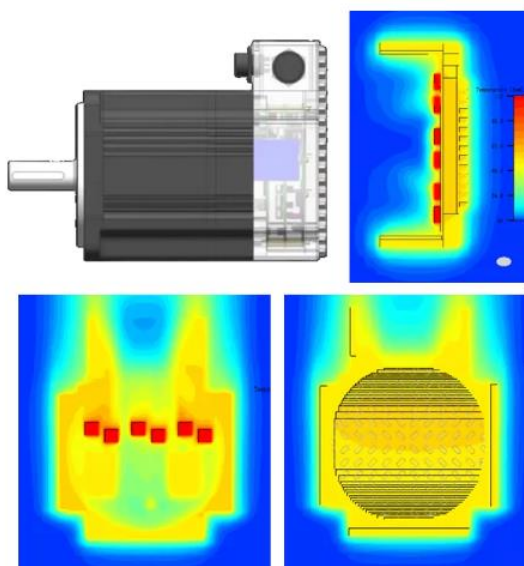
S : 散热面积; P_{avg} : 平均功耗

h : 换热系数; ΔT : 平均温差

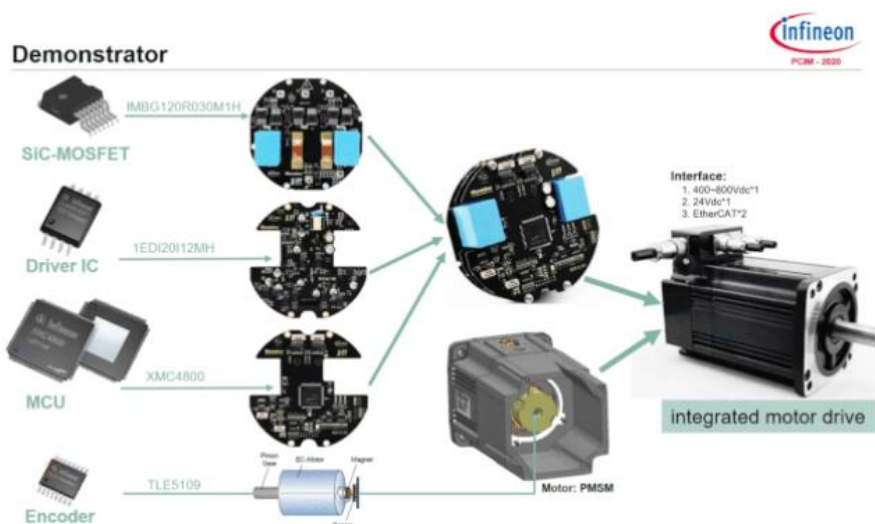
根据计算出的结果，来设计后盖的具体尺寸。最后将 3D 模型输入到热仿真软件中，结果如下：

- 在环温 40°C 下，外壳表面温度约 $70\sim 80^{\circ}\text{C}$ ；
- 铝基板表面最高温度约 113°C ，此温度近似等同于 T_h 温度。

因此，自然对流散热可满足 SiC MOSFET 器件的散热需求，无风扇设计也有助于提高系统可靠性。



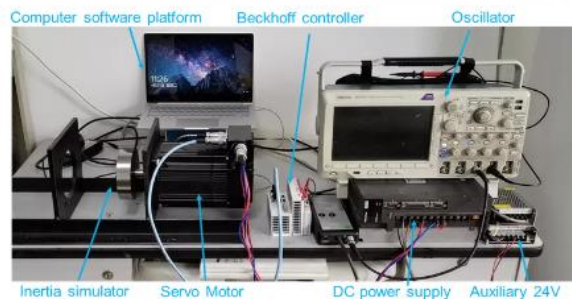
原理样机设计



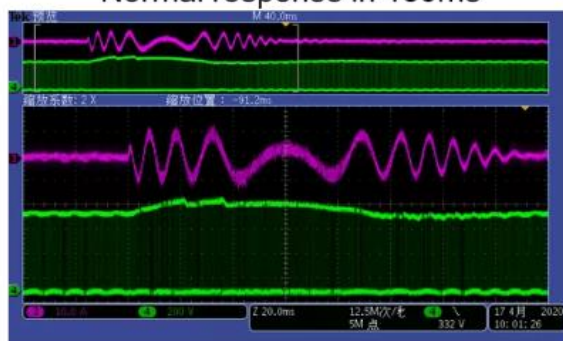
试验结果

在实验室中，对电机施加模拟惯量负载，完成了电机的正反转极限加减速试验。试验中通过控制器分别给予时间宽度为 150ms 和 50ms 加减速信号，电机长期工作在正反转往复状态（正 1500rpm-负 1500rpm），其峰值电流分别达到了 11A 和 28A，最大输出能力得到了验证。

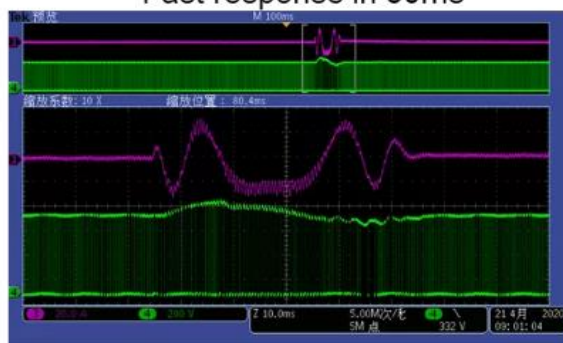
Acceleration and Deceleration (from +1500 rpm to -1500 rpm).



Normal response in 150ms



Fast response in 50ms



CH3: AC line current, CH4: V_{DS} of SiC-MOSFET

说明

本项目由英飞凌、晶川和迈信共同合作开发，感谢各方的努力付出。

开发过程中的部分设计文档和测试报告，后期可以分享给英飞凌的客户使用。

基于功率板和驱动板的评估套件正在准备中，后期可在英飞凌官网链接申请购买。

英飞凌 iMotion™、功率器件在热泵中的应用

市场概述

近年来，我国持续加强推进清洁能源的开发和利用，减少对煤炭等传统能源的依赖，家电产品变频化已成为趋势；北方大力推进“煤改电”政策，空气源热泵行业蓬勃发展、进入高速增长期。

一个热泵客户要求加快研发进度，压缩研发周期，希望在两个月以内完成热泵永磁电机控制方案，尽早抢占市场先机。晶川电子迅速响应客户的需求，及时整合 AE、FAE 资源，积极支持此客户来进行研发，不到两个月，就配合客户完成了基于英飞凌 iMotion™及英飞凌功率器件的热泵方案研发工作，使此客户顺利投入到热泵控制器的量产。

项目背景

热泵的工作原理与压缩式制冷机是一致的，在小型空调器中，为了充分发挥其效能，夏季空调降温或冬季取暖，都是使用同一套设备来完成。冬季取暖时，将空调器中的蒸发器与冷凝器通过一个换向阀来调换工作。

热泵的工作原理如图 1 所示。在夏季空调降温时，按制冷工况运行，由压缩机排出的高压蒸汽，经换向阀（又称四通阀）进入冷凝器；在冬季取暖时，先将换向阀转向热泵工作位置，于是由压缩机排出的高温高压气体，经换向阀后流入室内蒸发器（作冷凝器用），气体冷凝时释放出潜热，将室内空气加热，达到室内取暖目的，冷凝后的液态制冷剂，从反向流过节流装置进入冷凝器（作蒸发器用），吸收外界热量而蒸发，蒸发后的蒸汽经过换向阀后被压缩机吸入，完成制热循环。这样，将外界空气（或循环水）中的热量“泵”入温度较高的室内，故称为“热泵”。

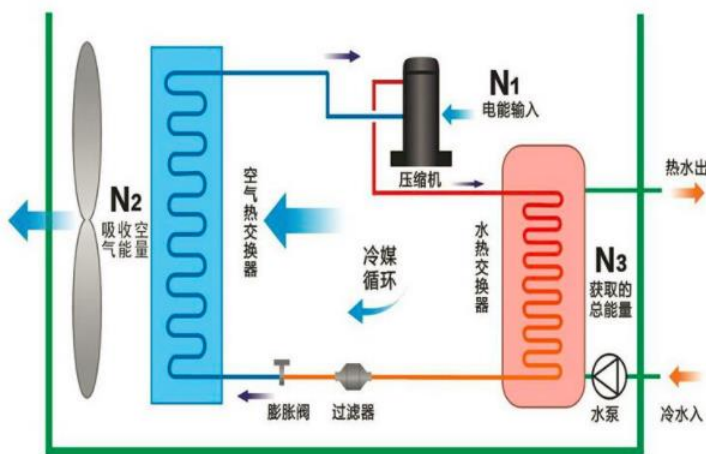


图 1. 热泵工作原理图示意图

采用变频控制技术，可以通过调节压缩机的频率（转速），实现制热（冷）量与房间冷（热）负荷的自动匹配，因此降低了损耗，提升综合效率；通过准确控制频率、功率，可以有效提升在极端天气情况下制热效果。

不管是热泵、洗衣机、料理机、风扇等等，总有电机驱动的，这类的应用大多采用永磁电机。永磁电机主要包括永磁无刷直流电机(BLDC)、或者永磁同步电机(PMSM)；永磁电机的驱动和控制设计，必须要从永磁电机的基础知识开始，需要了解永磁材料的特性、电机绕组的设计、电机内部磁场的分布、dq轴坐标系和空间矢量变换下的电机模型、还需要了解弱磁控制算法、还要知道功率角、功率因数、MPTA，还有太多的参数需要了解，在如此短的时间内开发出成品对所有人都是一个巨大的挑战；但是，英飞凌的 iMotion™ 对这样的挑战却能发挥出其强大的优势。

基于英飞凌 iMotion™ 平台的热泵设计思路

简单的介绍一下 iMotion™：

- iMotion™ 是英飞凌一款用于调速驱动器的高度集成的产品系列
- iMotion™ 集成了无传感器磁场定向控制 (FOC) 所需的所有控制以及模拟接口功能。
- iMOTION™ 采用英飞凌电机控制引擎 (MCE)，该引擎已获专利且经过实践验证，无需在电机控制算法开发过程中进行软件编码。

正是因为 iMotion™ 具备如此强大的功能，客户不需要花太多精力在电机控制算法方面，大大降低客户的开发成本、缩短开发周期。借助 MCEwizard 和 MCEDesigner 等强大工具，可在不到 1 小时的时间内启动并运行电机。当然了，要想把电机系统运行“好”，还是需要一定的功底的，晶川可以协助客户完成相关设计、调试、优化、量产工作。

基于 iMotion™ 的热泵系统设计及相关图表

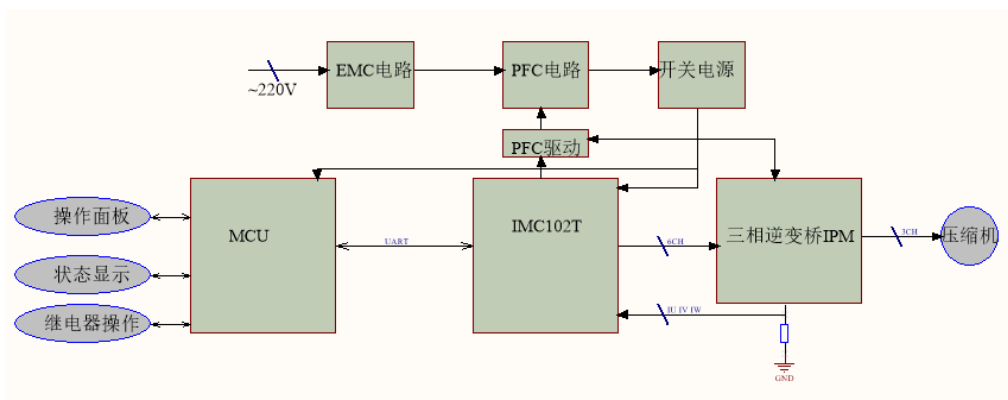


图2. 基于 iMotion™ 的热泵电机系统框图

1 热泵控制器实物图

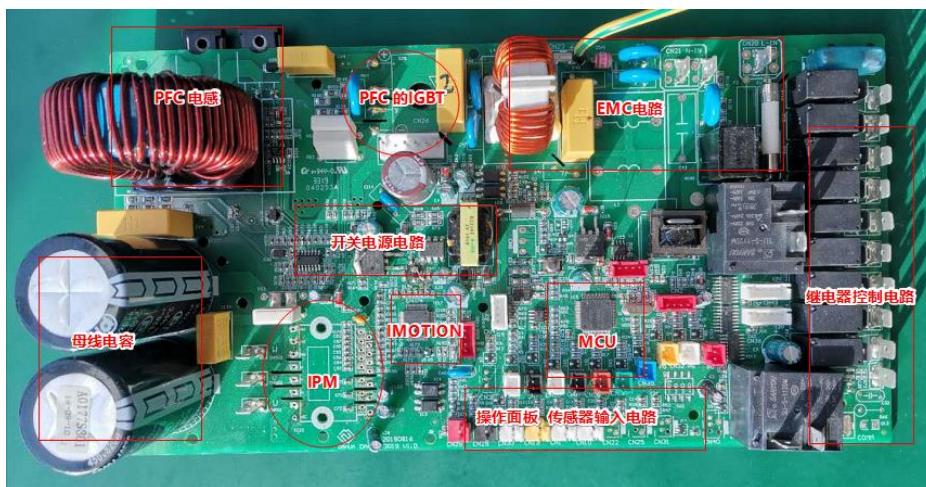


图 3. 热泵控制主板

下表是热泵控制电路主要元器件一览。

主控芯片	IMC102T
逆变部分	IPM IKCM30F60GD 或者 IGBT 模块+驱动 IC
PFC-IGBT	IRGP4068D
PFC-快速恢复二极管	30EPH06
PFC-IGBT 驱动芯片	IR2127S

表 1. 主要元器件

2 热泵测试介绍

启动采用经典的三段式启动：定位、开环启动、切闭环，波形如图 4 所示。根据电机的参数和压缩机的负载特点，设定合理的启动过程参数，启动平稳。

图 5 输出频率是 70Hz、90Hz 高速运行电流波形，高速运行电流波形连续、平稳；由于不同压缩机的负载特性会有周期性的波动，输出电流会存在响应的波动。

满载连续运行的温度曲线如图 6，连续运行 3 小时后 IPM 的温度 72°C，还有较大的裕量，有利于长期可靠运行。

针对低温工况，考虑到低温下启动阻力较大，利用 iMotion™ 的脚本语言开发了低温预热功能，很好的解决了低温启动问题。

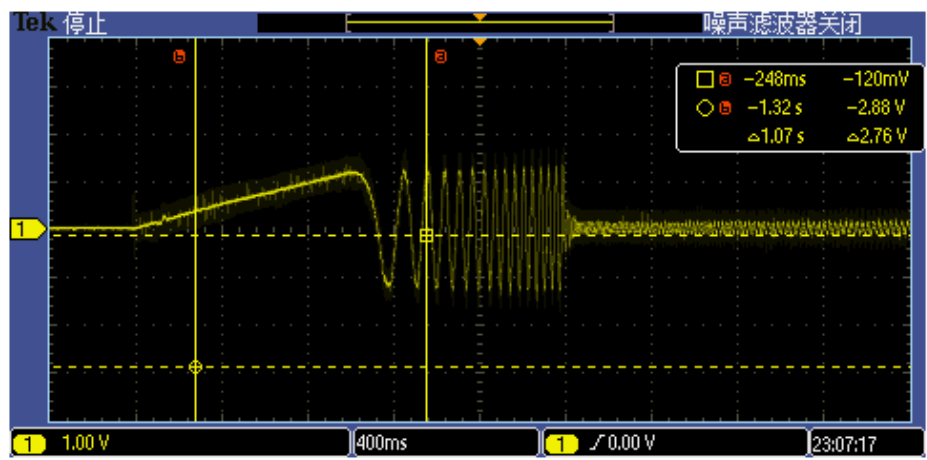


图4. 启动过程

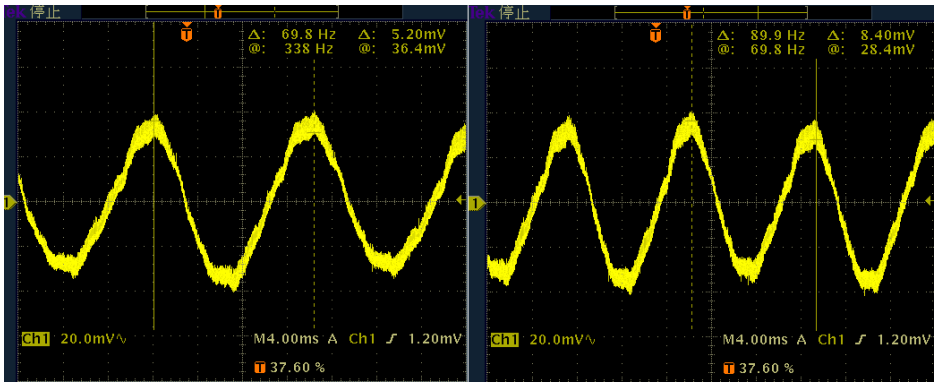


图5. 运行电流波形（频率 70Hz、90Hz）

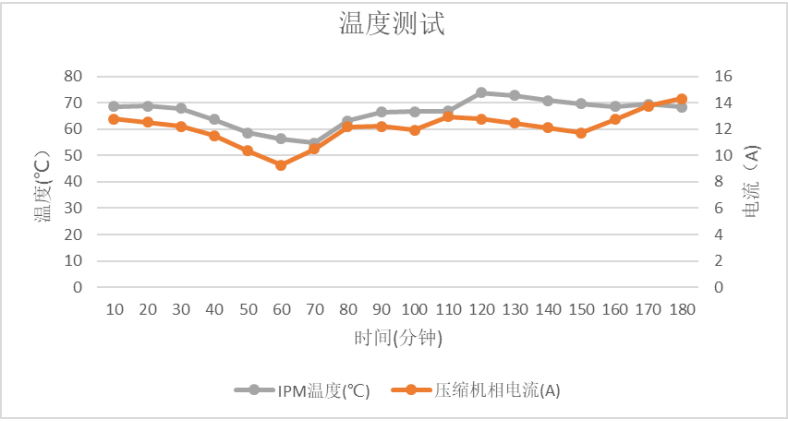


图6. 带载运行的温度曲线

3 调试过程中典型问题

速度上升到一定时，电流会出现波动，电流波形如图 7 所示。经过分析发现，这个震荡不是由于压缩机的负载周期性波动引起的，电流震荡出现的“频率点/转速点”和电压利用率到极限直接相关，因此需要采用弱磁来扩大转速范围。iMotion™集成了弱磁算法，经过优化 PFC 和弱磁参数，很好地解决了这个问题。

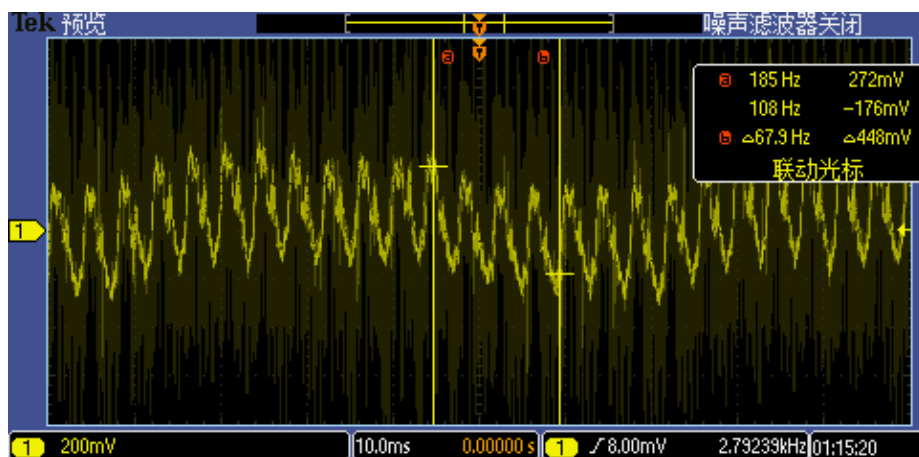


图 7. 高速时电流震荡

基于 IM564 的 2.8kW 三相电机驱动评估板设计

本文介绍了英飞凌新发布的 IPM IM564-X6D 的基本性能，展示了一款 2.8kW MADK-IM564-X6D 评估板的设计电路，PCB 布局和测试结果，体现了该 IPM(intelligent power module 智能功率模块)在系统系统设计应用中的诸多优点：简易方便，功能强大，功率密度高和散热性强等性能。

1. IPM CIPOS™ Mini 家族推出的新成员

电机驱动的高集成化，高稳定性和高能效化，系统的小型化，轻量化和低成本化是工业和家电行业一直追求的目标，也是英飞凌 IPM 的技术发展方向。经过长期的市场调研，规格定义和研发测试，今年二月，英飞凌正式发布了 IPM CIPOS™ Mini 新的成员 IM564-X6D。

IM564-X6D(36mmx21mm)器件尺寸小巧，CIPOS™ Mini 系列管脚兼容，功能完善，散热能力强，集成度高和可靠性强。具体来讲，可以分为如下几个功能单元部分。

- **PFC(power factor correction 功率因数校正)部分：** 集成了一个 600V CoolMOS™ P7 MOSFET 和一个 650V Rapid 二极管，由此可以提高 PFC 开关频率到 50kHz，减小 PFC 电感尺寸，并可通过软恢复的方式减小 EMI。
- **逆变部分：** 包含 6 个 600V TRENCHSTOP™ IGBTs，6 个反向并联二极管和一个 SOI (silicon on insulator 绝缘体上硅) 门级驱动器。
- **保护功能：** 内置高精度 NTC 热敏电阻，可用于温度监控和保护；防止内部 IGBT 桥臂直通；过流短路时的 ITRIP 微秒级硬件快速保护；欠压自锁功能。
- **其它功能：** 休眠模式可以降低整机的待机损耗。集成上管自举驱动二极管。
- **DCB (direct copper bond 陶瓷直接覆铜)基板，** DCB (约 27.5mm x 10mm) 封装实现了该 IPM 卓越的散热能力和超小的封装尺寸。

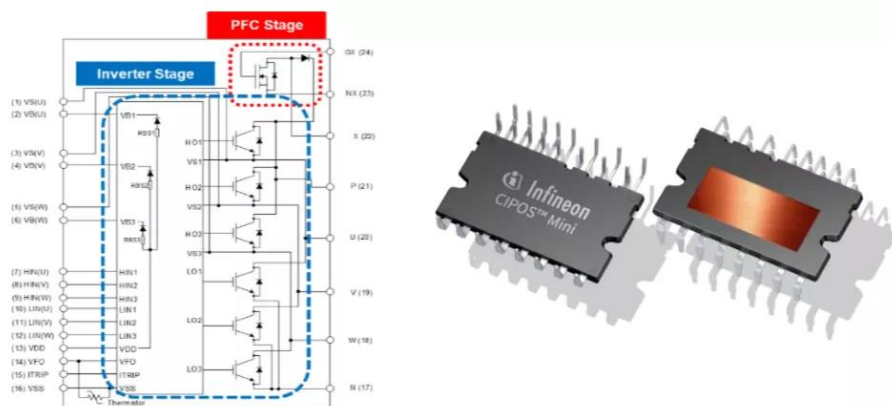


图 1: IM564-X6D 器件的内部框图和器件图片

2. MADK 评估板发布

为了充分展示 IM564 的出色性能和优秀特点，设计了一款 2.8kW 的 MADK(Modular Application Design Kit)评估板，如下图 2 所示。其中散热器左边为低压控制驱动和辅助电源电路，右边为高压大电流功率部分。散热器用于整流桥和 IPM 模块散热，强制风冷。

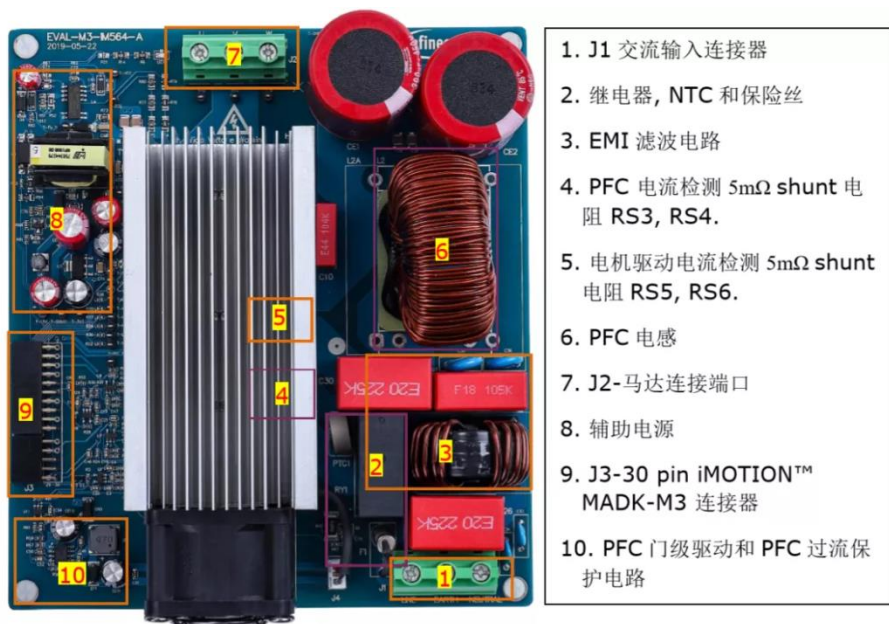


图 2: 评估板正视图及其主要器件位置

评估板的功能框图如图 3 所示，其中黄色部分为 IPM IM564 模块。220V 交流输入经过 EMI 滤波电路和软起保护，经过整流桥，IM564 经过内部的 PFC 和三相逆变后，输出控制马达电机。可以看出，IPM IM564 的高度集成度大大简化了系统设计。

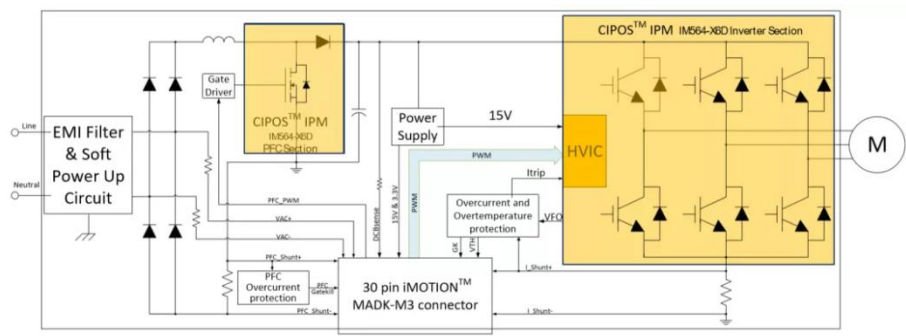


图 3. 评估板的功能框图

为了验证评估板的 PFC 功能，外接 iMotion 评估板 EVAL-M3-102T 作为控制器，测试条件为输入电压 220V，频率 50Hz，输入功率 2.4kW，PFC 开关频率 $F_{sw}=50kHz$ ，PFC 电感电流测试波形如图 4 所示。

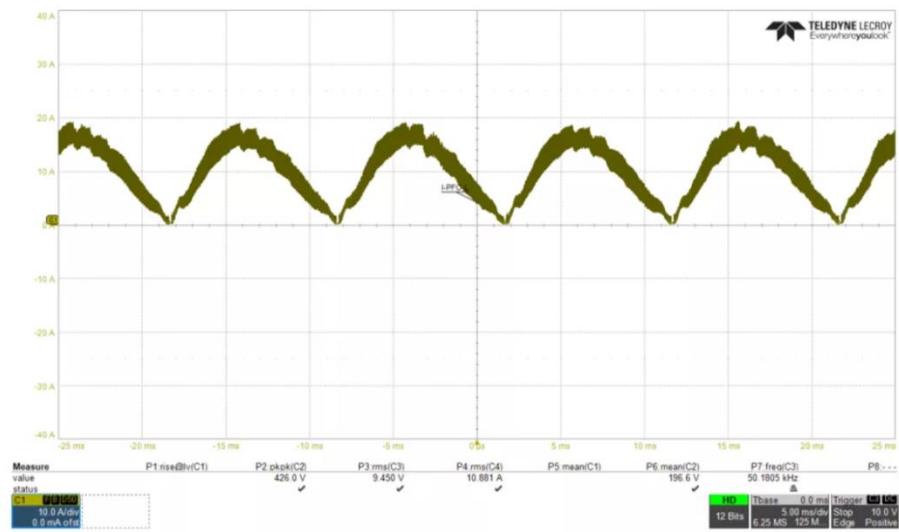


图 4. PFC 功能部分电感电流测试波形

PFC MOSFET 驱动电压 V_{gs} 和漏源极电压应力 V_{ds} 波形如图 5 所示，其中通道 1 为 PFC 电感电流，通道 2 为 PFC MOSFET V_{ds} ，通道 3 为 PFC MOSFET V_{ds} 。可以看出，MOSFET 的 V_{gs} 驱动波形比较平滑干净， V_{ds} 尖峰非常小。

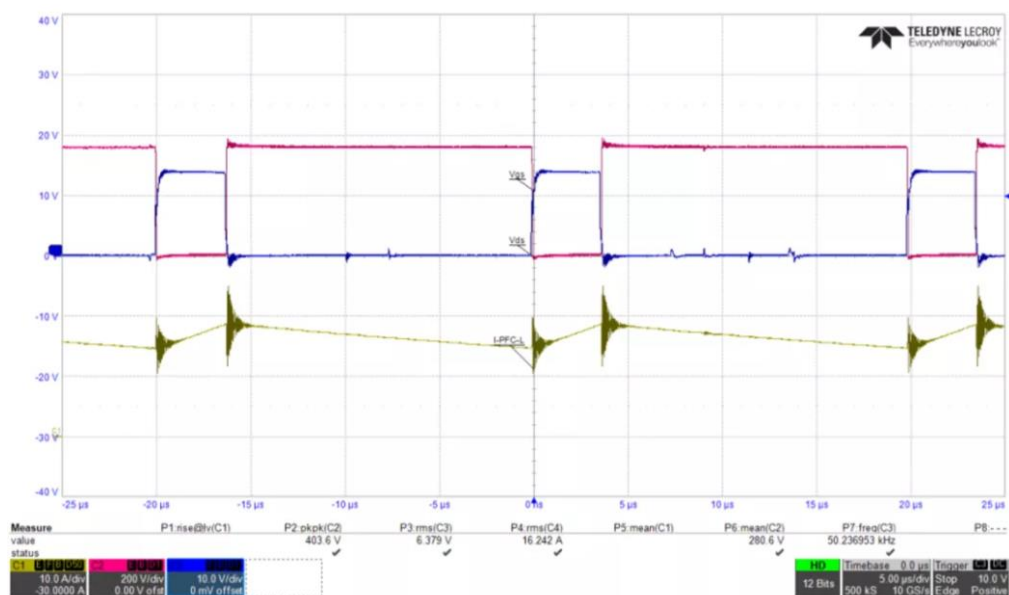


图 5. PFC 功能部分 MOSFET 测试波形

为了验证评估板的散热能力和带载能力，通过热电偶测试 IPM 模块 DCB 温升，根据 Datasheet 标识的热源分布点，粘接点分别靠近 MOSFET 和 IGBT 结，得到如图 6 所示的结果。在环境温度 25°C 条件下，当负载达到 2.8kW 时，MOSFET 的结温接近 85°C，足见 IPM 模块的超强散热能力。

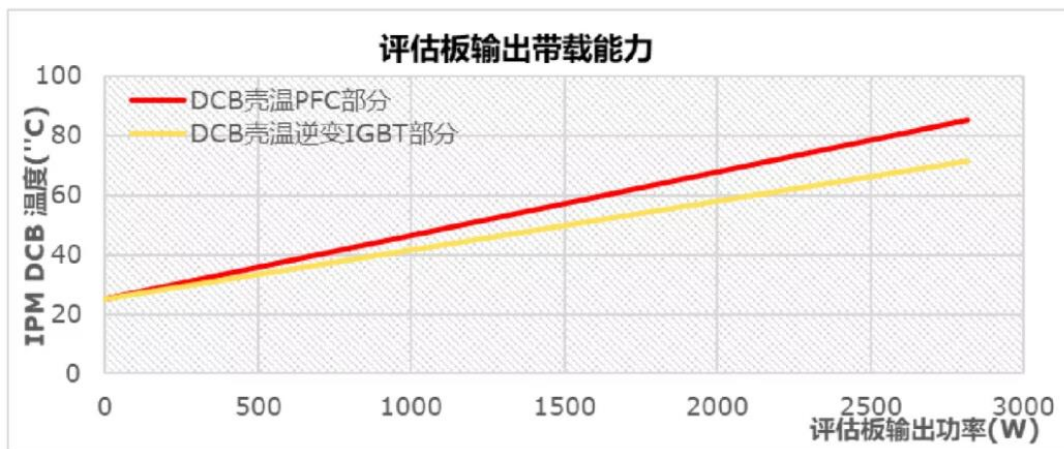


图 6. IPM 结温和评估板输出能力关系

3. 系统设计要点分享和经验总结

1 信噪比

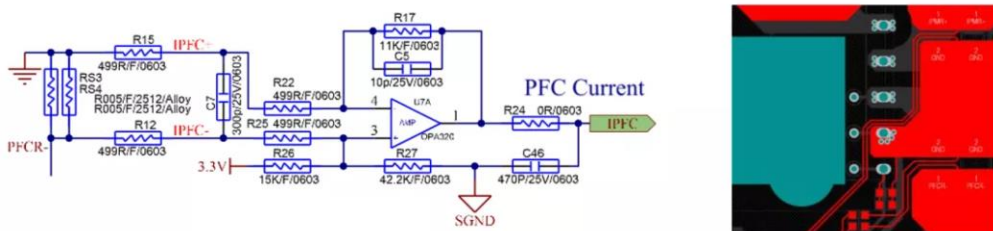


图 7. PFC 电阻差分采样电路和 layout 图

良好的信噪比设计是保障 PFC 和逆变控制的关键，使用差分放大器可以大大降低对共模噪声的影响，从而降低 PCB 布线层面的限制。差分运放参数需要对称配置，电阻越对称共模抑制比越高。图 7 所示为差分采样电路的原理图和 layout 走线，其中电路采样信号从电阻中间引出来，在 PCB 板上平行走线。

2 自举电路

自举电容用来给上管驱动提供能量，电容容值大小需要根据 IPM 内置 IGBT 的开关频率来计算，计算方法请参考附件中的应用笔记。PCB 布局走线时需要注意，电容需要尽量靠近 IPM 的管脚放置，由于充放电电流比较大，铜箔走线走线尽量保证短而粗。同时，3 组自举电容之间，需要按照实际的工作电压，留足足够的电气间隙距离和爬电距离，如图 8 所示。

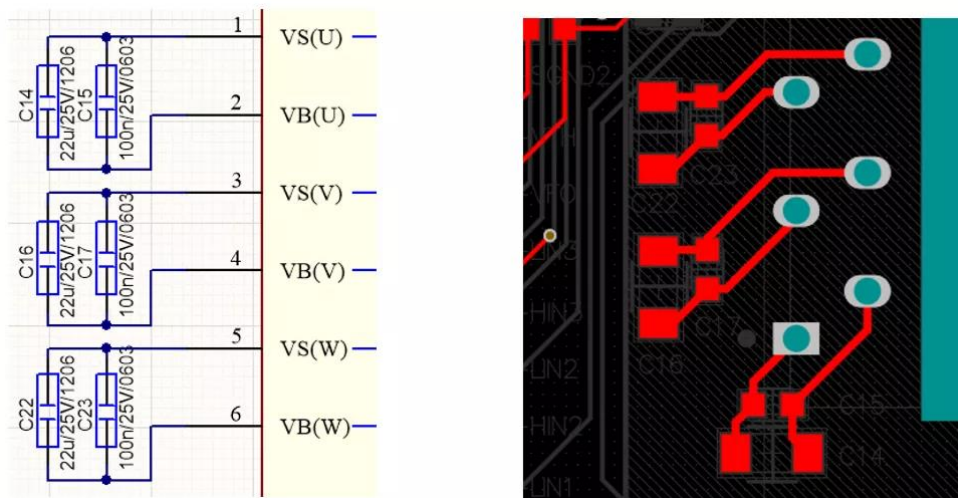


图 8. IPM 自举电容电路和 layout

3 风扇风速调节

评估板在轻载运行时，整体损耗小，风扇低速转动，可以节能和减少风扇噪音。当重载时，风扇高速转动。所以设计了如图 9 所示的 PFC 采样电流补偿风扇驱动电压电路。风扇的驱动电压可以随着输出功率的变化，在大约 9V 到 12V 之间变化。

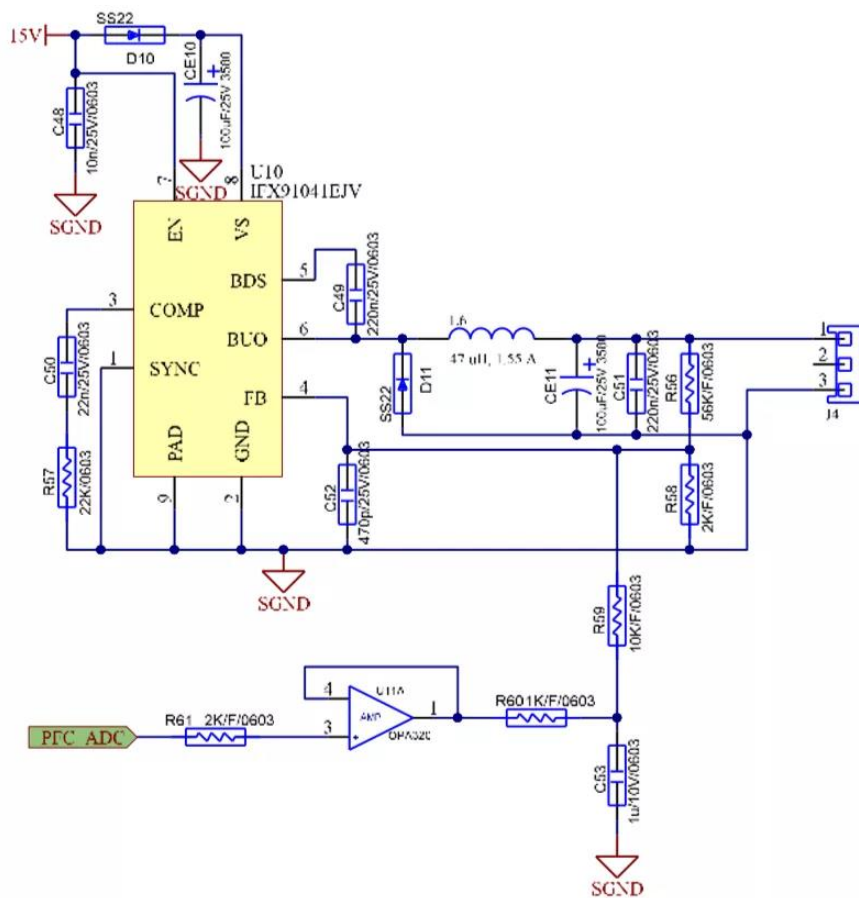


图 9. PFC 电流采样补偿控制风扇驱动电压电路

4 散热设计考量

IM564 尺寸小，功率大，如何将 IPM 内部的热尽快散发出去是评估板设计的难点之一。根据如图 10 所示的 IPM 内部垂直结构图和模块测温点，需要尽量将 DCB 部分放置在铝散热器的中心。散热器表面需要保证足够的平整度，涂抹散热硅脂的厚度要恰当。散热器翅片顶端贴上 NOMEX 纸，可加速空气流动，快速散热。

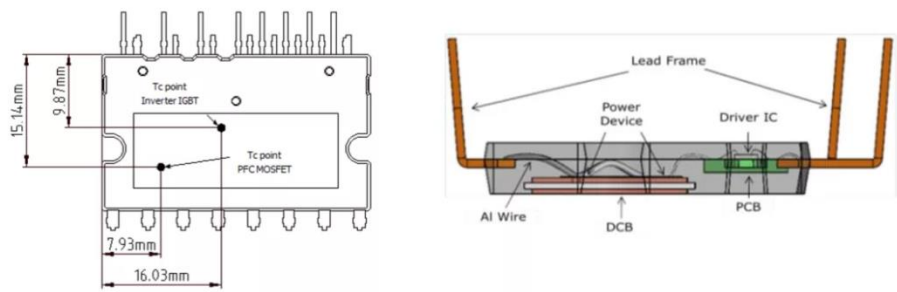


图 10. IPM IM564 内部垂直结构图和热测试点

5 PFC 电感设计

由于集成了 CoolMOS™ P7 MOSFET 和一个 650V Rapid 二极管，PFC 开关频率设定提升为 50kHz，由此可以减小 PFC 电感的体积，重量，布板面积和成本。目前应用在 50kHz 频率的磁芯主要有粉心和铁氧体材质，两种材质的特性如下：

材质	粉心	铁氧体
特性		
Bs	1.0~1.7T	<0.5T
磁芯体积	尺寸小	尺寸大
EMI	无局部气隙，EMI 影响小	局部气隙漏磁影响大
居里温度	>600℃	<230℃

我们选择铂科(POCO)粉心系列 NPH-L 系列，该系列磁芯可以在 50kHz 到 200kHz 的宽范围频率内工作。PFC 电感的参数为：感量 520μH，磁芯 NPH184060-L，绕组线径 φ1.0*3，圈数为 62，外径×内径×高度=47.63×23.32×18.92 mm。感量与电流的直流偏置性能曲线如下图所示。

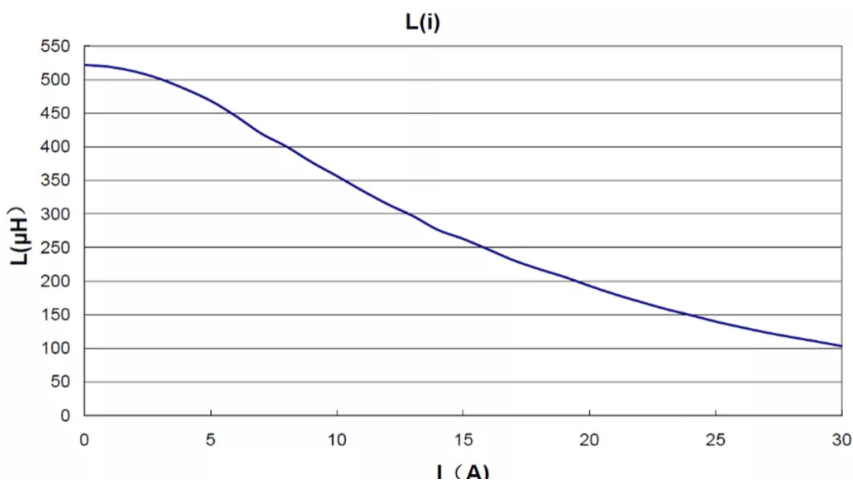


图 11. PFC 电感直流偏置曲线

4. 评估板的获取和技术支持

可以通过访问英飞凌官网，或点击“[阅读原文](#)”，了解本评估板。另外，访问 www.infineon.com/MADK 可以搜索到评估板的介绍和应用笔记。

访问 www.infineon.com/IPM 可以找到 IPM 器件的技术资料。

参考文献：

[1] Application Note *AN2019-04_EVAL-M3-IM564* User Manual_V1.3_EN

[2] Datasheet of Infineon CIPOS™ *miniIPM IM564-X6D/IM564-X6DS*

[3] Application Note *AN2016-10 CIPOS Mini* Technical Description

[4] *AN2018-02 EVAL-M3-102T* User manual

IGBT 基础知识:

资深工程师详解英飞凌 IGBT 模块技术参数



英飞凌芯片简史



IGBT 和模块的标准体系解读



热设计基础及热量传递的主要形式



测量 IGBT 开关特性对电压探头的要求



测量 IGBT 开关特性对电流探头的要求



手把手教你用功率仿真工具 IPOSIM



IGBT 应用：

IGBT 模块的功率循环



电磁场对 IGBT 模块并联的影响（上）



电磁场对 IGBT 模块并联的影响（下）



别再问 IGBT 的开关频率上限了



栅极驱动参数对 IGBT 开通的影响



如何正确计算并最大限度减小 IGBT 的死区时间



如何正确使用模块内部 NTC



如何使用单极性电压驱动 IGBT



如何评估 IGBT 模块在系统中的损耗



厂商数据手册给出的短路时间竟然说不准？真相是…



SiC

SiC 问答超长干货



SiC MOSFET 的快速短路检测与保护



轻松驱动 CoolSiC™ MOSFET：栅极驱动设计指南



CoolSiC™ MOSFET 门极驱动电压应用指南



仿真看世界之 SiC 单管的开关特性



碳化硅的 EMI 设计



IGBT7:

EconoDUAL™ 3 900A 1200V IGBT7 芯片特性



如何理解并运用 IGBT7 175 °C 的最高运行结温



IGBT7 的短路能力及降额曲线



IGBT7 的 dv/dt 可控性



三电平;

一种应用于 **200kW+**组串式光伏逆变器的 **IGBT** 模块方案



如何为组串式光伏逆变器选择合适的模块方案



一种高效率、高功率密度的三相三电平 **Vienna** 整流器方案



应用实例：

如何用英飞凌 **D2PAK** 超大功率密度 **650V IGBT** 设计 **160ADC MMA** 手提式焊机



IGBT 在未来柔直系统中的应用技术



一种新型商用空调逆变器硬件电路方案的研究



如何利用英飞凌 **CoolSiC™** 功率器件提升 **UPS** 的性能和效率



碳化硅器件在直流充电桩中的应用研究



现代传感器，是怎样模拟人类 5 感的？



不一样的 ToF 你是否有很多问号



我把你当筒灯，你居然是个智能语音终端？？？

