

永磁同步电机磁场定向控制原理 (FOC)

Wesley

Mar 2020

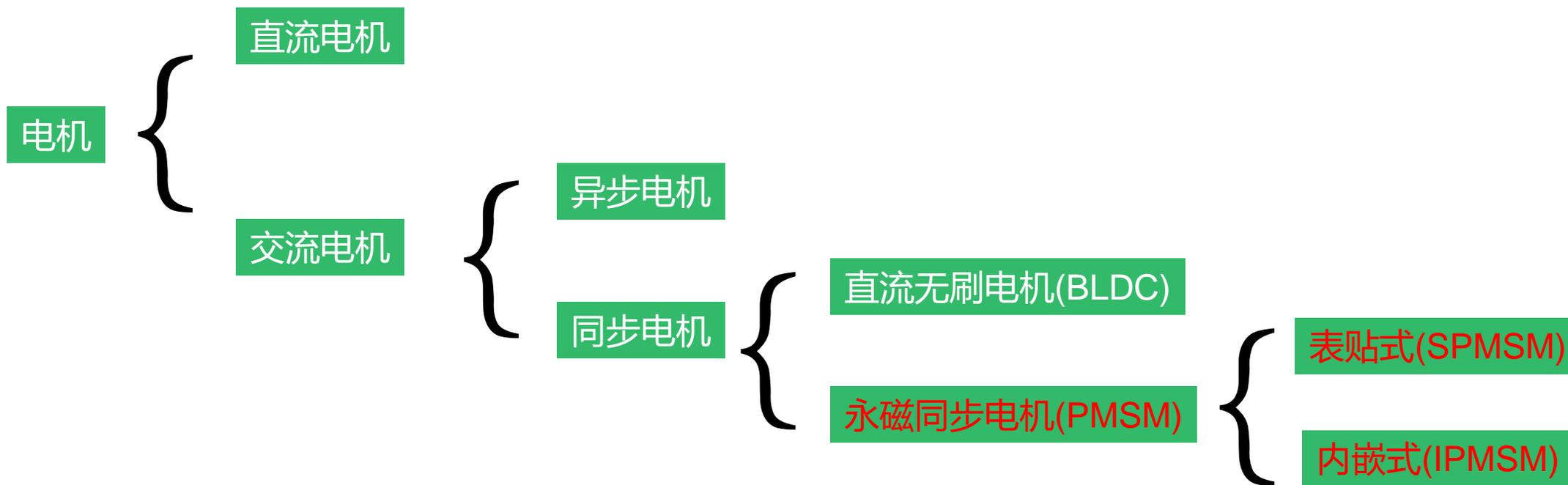
目录

- 1 基本概念与控制框图
- 2 电机基本原理
- 3 坐标变换理论
- 4 永磁同步电机数学模型
- 5 MPS电机控制相关产品

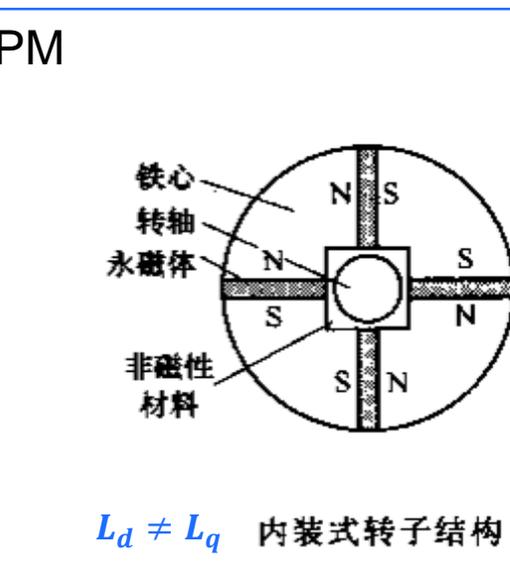
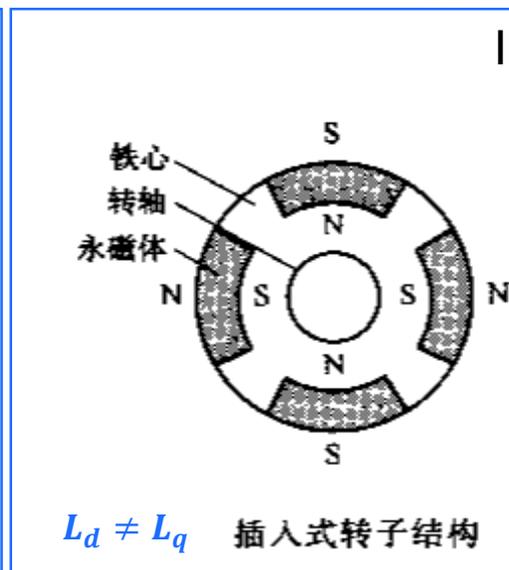
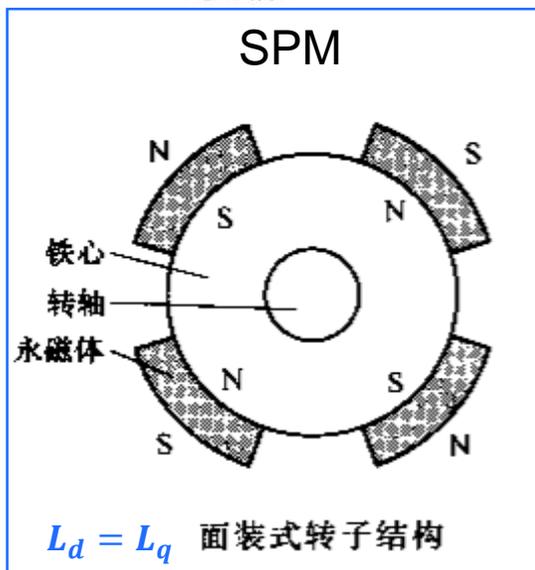
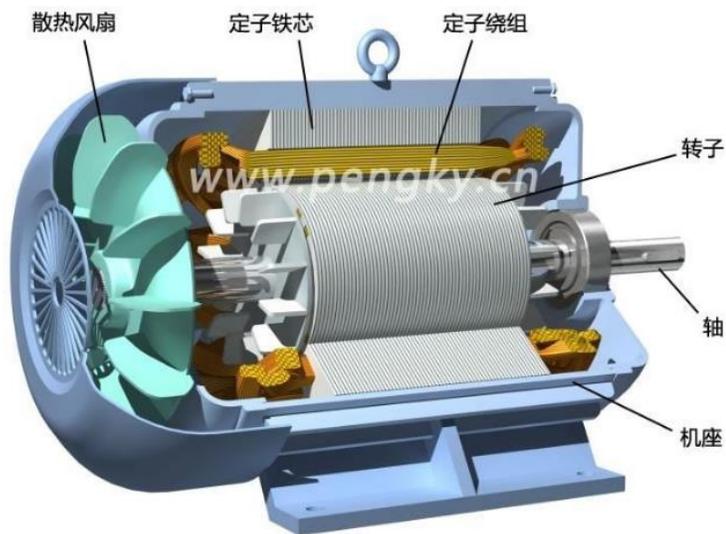
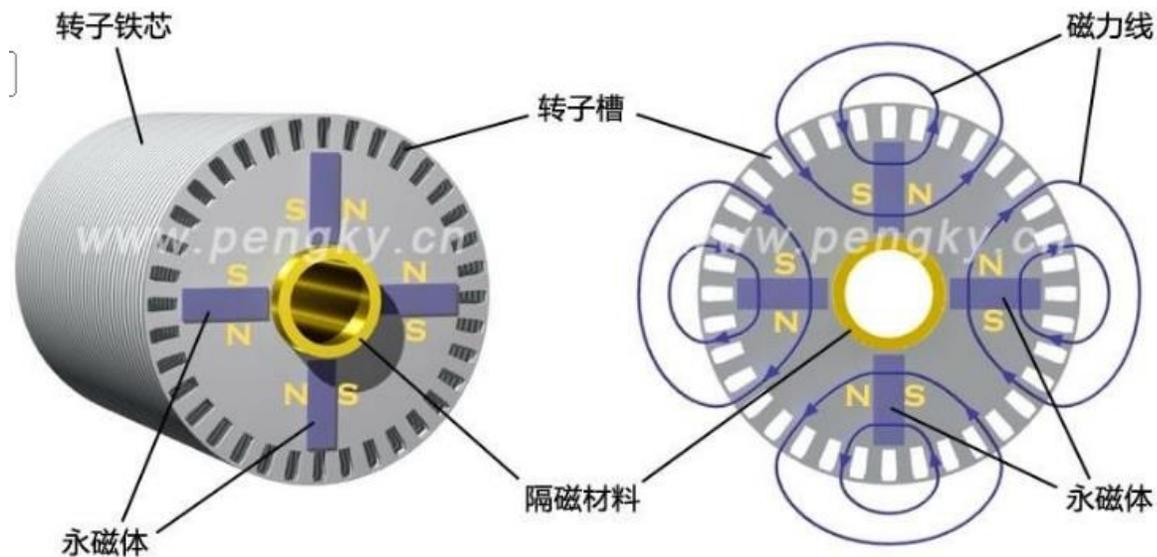
基本概念与框图

Part 1

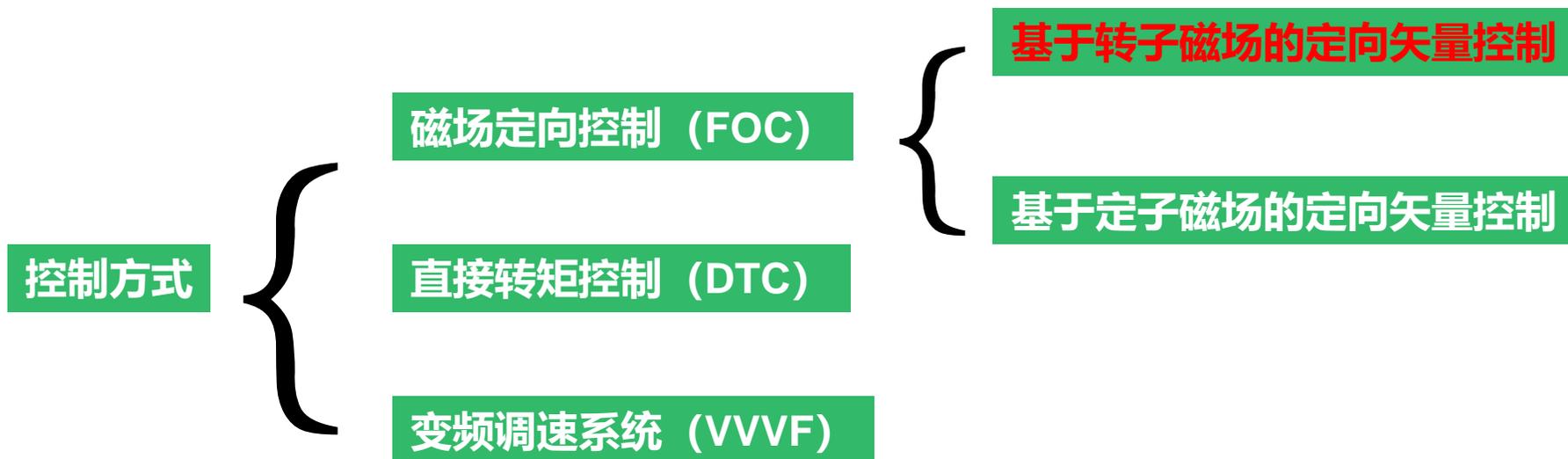
1.1 电机分类



1.1.1 PMSM结构



1.2 控制方式



1.2.1 FOC控制框图

给定一个转速指令 n_{ref} , 即想要的转速。

转速指令和位置传感器采样所得转速做差后通过PI控制器后得到 i_{qref} 指令

i_{qref} 指令和采样电流经 park、clark变换来的 i_q 作差经过PI之后得到 u_{qref} 指令

u_{dref} 和 u_{qref} 经过P空间矢量脉宽调制, 这是电源, 需要给逆变器输入直流电压, 比如在电动汽车中是锂电池组或者铅蓄电池组

$I_d=0$ 控制方式, 根据转矩公式可知这种方式适合SPM。

转速计算, 知道位置, 微分就可以知道速度

MCU或FOC集成芯片

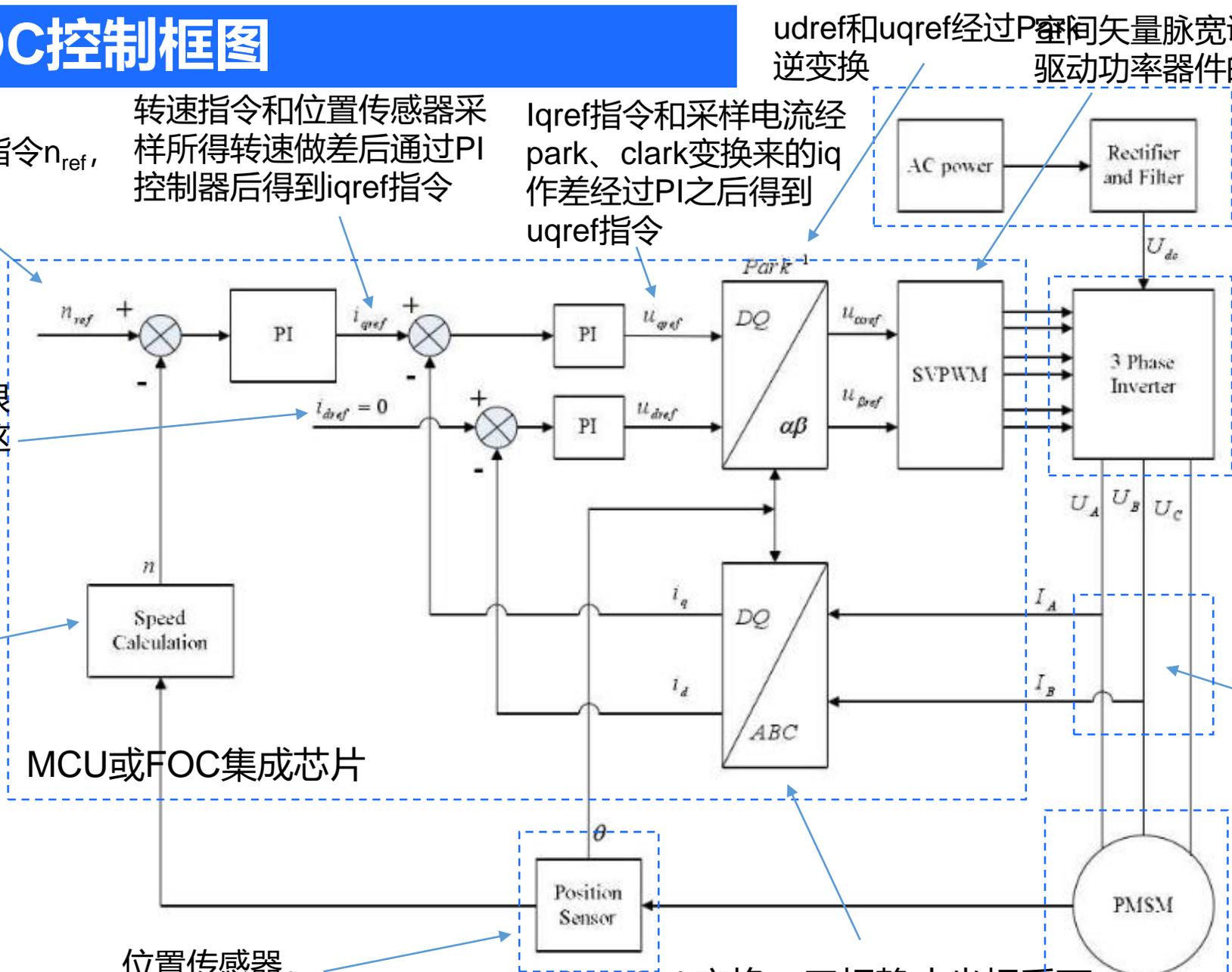
位置传感器, 采样位置

park、clark变换, 三相静止坐标系下电流转换为两相旋转坐标系下的 i_d i_q

这是三相全桥逆变器, 通常由pre driver这种驱动器件和MOSFET这种功率器件两部分构成

这里至少需要两个电流采样器件。

永磁同步电机, 电能转换为机械能的执行机构



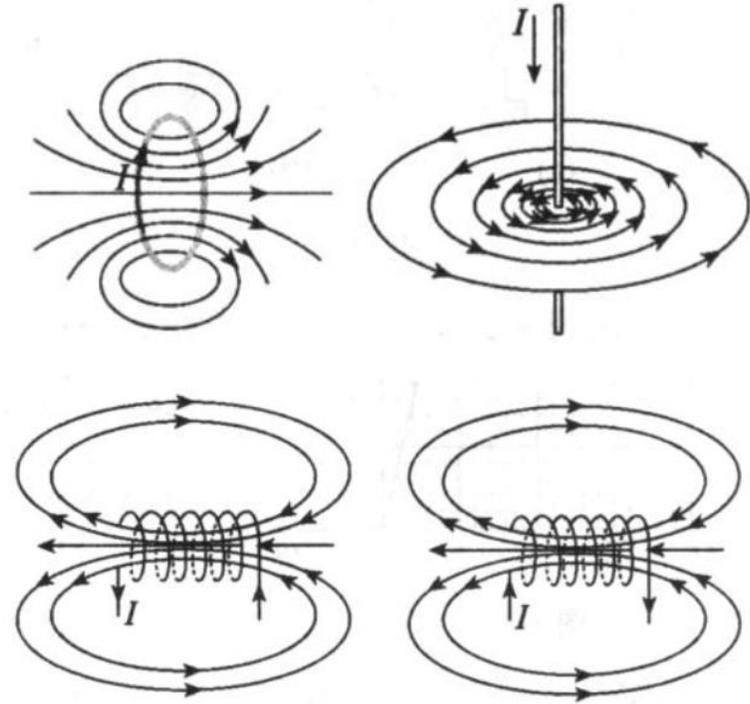
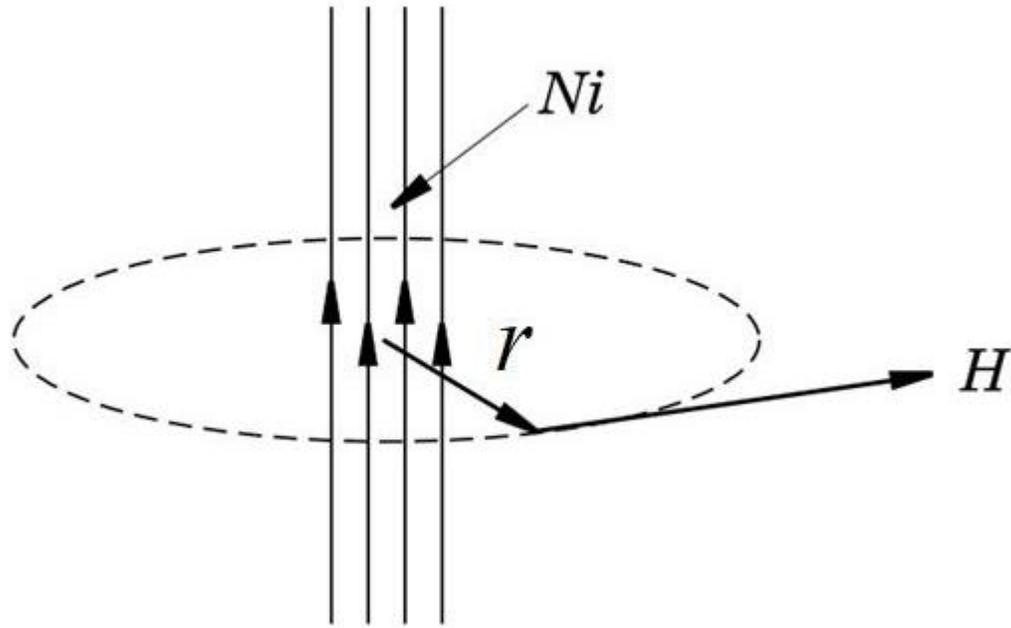
电机基本原理

Part 2



2.1 电生磁

安培环路定理



磁场强度H沿任何闭合路径C（即环路积分）的线积分等于其所包围的电流强度的代数和，写成数学的样子就是：

$$\oint_C \vec{H} \cdot d\vec{r} = Ni$$

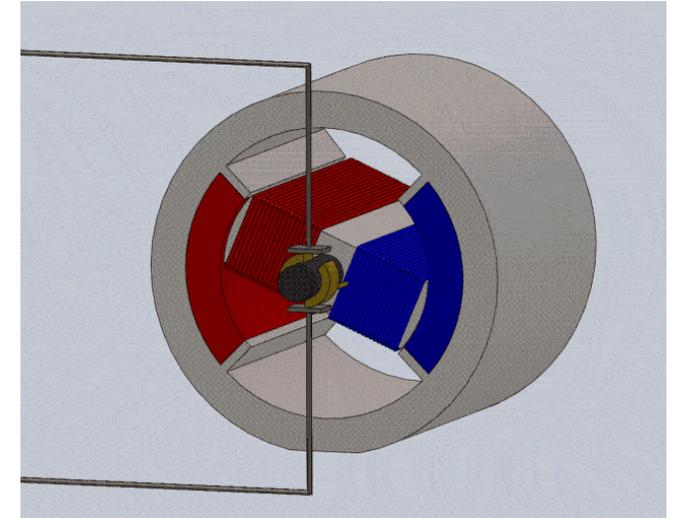
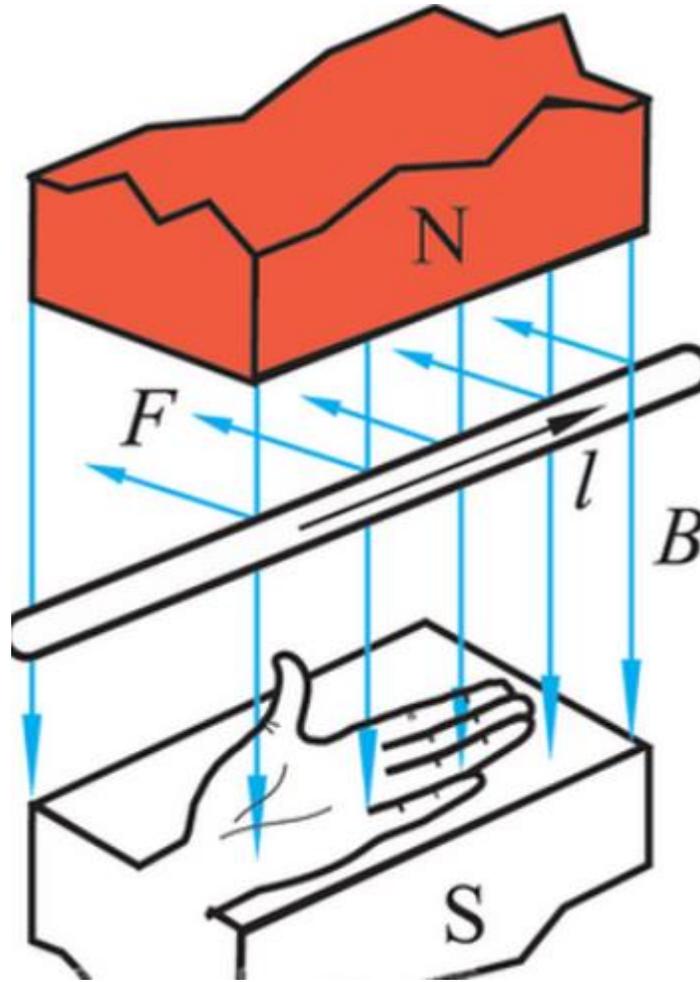
- 而H沿闭合路径的线积分也被称为**磁动势F**，类似于电学中的电动势。
- 安培环路定理告诉我们磁场是由运动的电荷产生的，即电生磁。

2.2 电生磁

安培除了发现安培环路定律，还用实验发现了安培力。

安培力：以电流强度为 I 的长度为 L 的直导线，置于磁感应强度为 B 的均匀外磁场中，导线受到的安培力的大小为 $F=IBL\sin\alpha$ ，式中 α 为导线中的电流方向与 B 方向之间的夹角。安培力的方向符合左手定则。

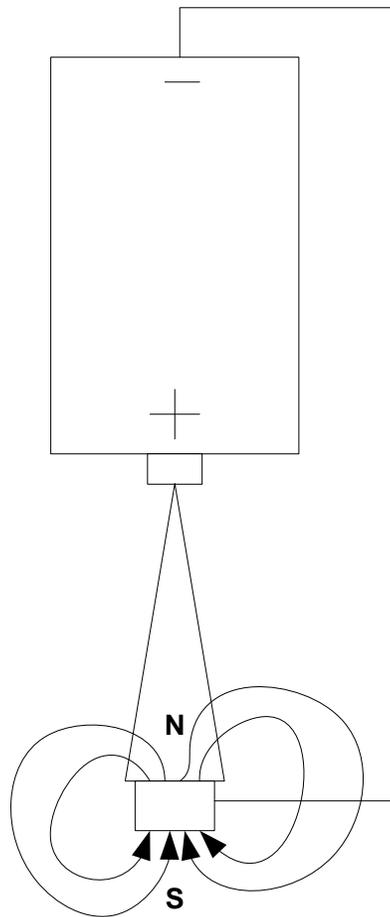
左手定则：左手放入磁场中，让磁感线垂直穿入手心，手心面向N极（叉进点出），四指指向电流所指方向，则大拇指的方向就是导体受力的方向。



安培力的典型应用就是直流电机

2.2 电生磁

引子展示视频分析



2.3 磁生电：法拉第电磁感应定律

电磁感应定律的定量描述为：线圈中感应的电动势（Electromotive Force），简称EMF，与每匝线圈中磁通量的变化率以及匝数成正比，写成公式就是：

$$e = -N \frac{d\phi}{dt}$$

什么是磁通量？其基本定义是：

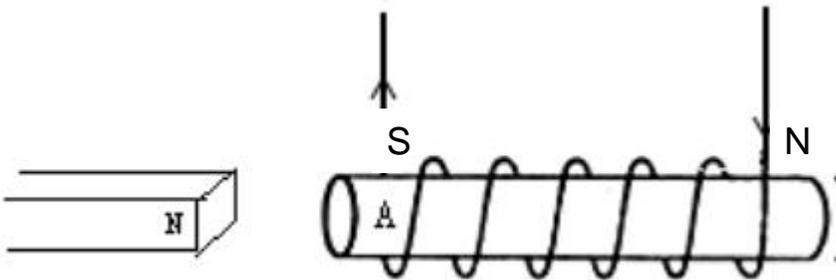
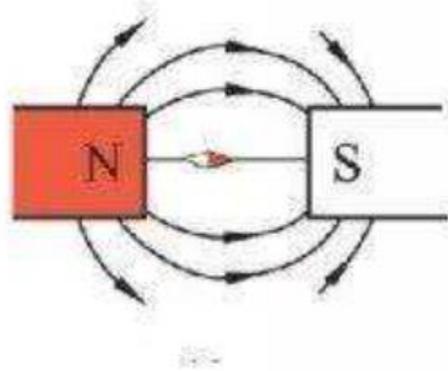
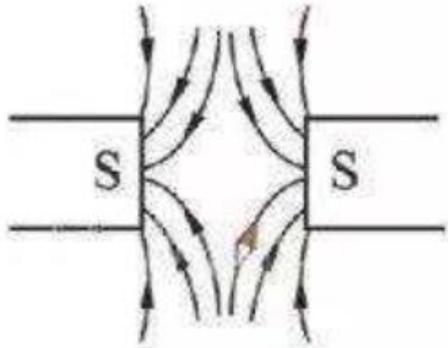
$$\phi = \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S}$$

简单来说就是磁感应强度乘以面积。

$$e = - \frac{d\Psi}{dt}$$

- 这就是电机绕组里面会感应出电动势的根本原因。

2.4 电磁转矩产生的基本原理

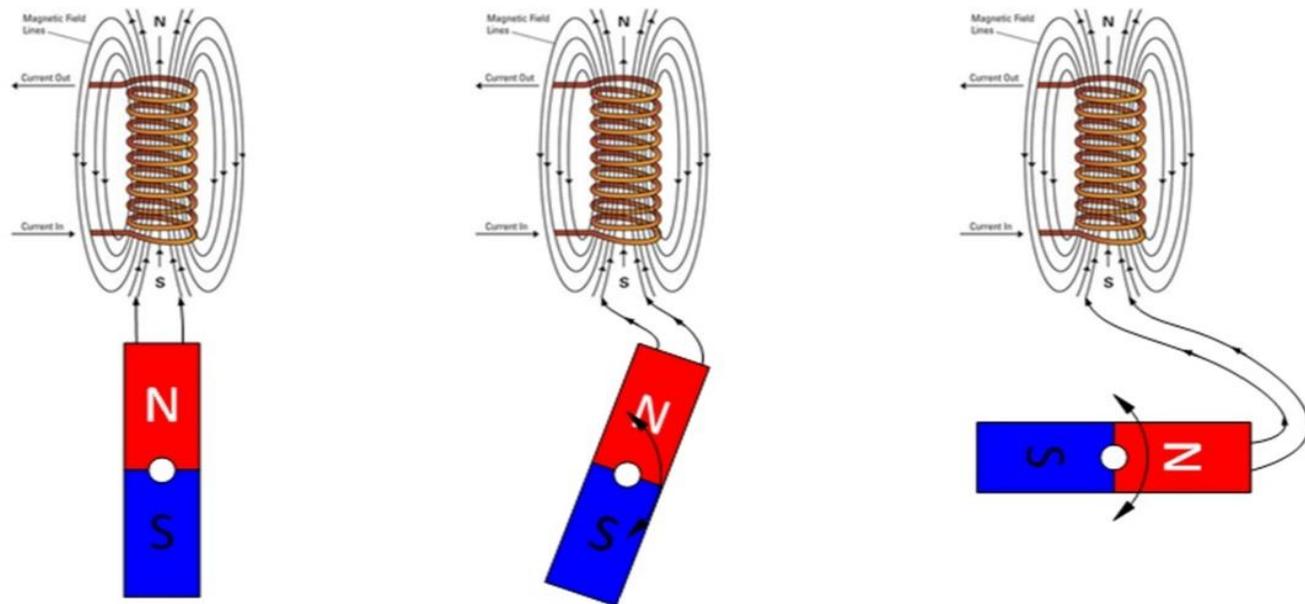


- 利用磁极之间的相互作用力，理论上我们可以移动一个磁极，让另外一个磁极跟着运动，如果第一个磁极旋转的话，另一个磁极也会跟着旋转。
- 由于电生磁，电机绕组通电会产生磁场，我们可以把它一相绕组看做一个电磁铁。
- 好处是**通过改变电流大小可以改变磁场强弱。改变电流的方向可以改变电磁铁的极性。**

2.4 电磁转矩产生的基本原理

现象

- 当两个磁场轴线正对着的时候（图左），不会产生转矩。
- 当两个磁场轴线有一定夹角的时候（图中），吸引力既有径向分量，也有切向分量，因此会产生一定的转矩。
- 当两个磁场轴线垂直的时候（图右），磁场之间有相互吸引力，主要是切向分量，因此产生转矩最大。

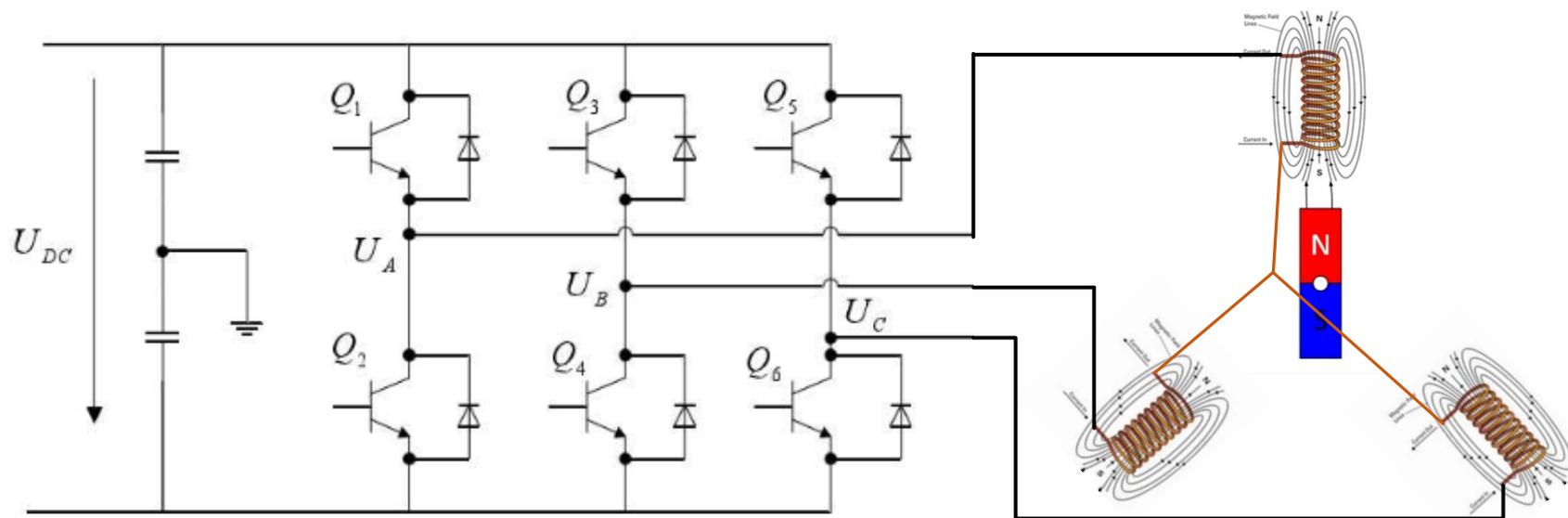


结论

- 转矩的大小应该和两个磁场的大小是正相关的，磁场越强，转矩应该越大；
- 转矩的大小和两个磁场之间的夹角是正相关的，夹角为零时转矩为零，夹角90°时转矩最大

$$\vec{T} \propto \vec{\Psi}_c \times \vec{\Psi}_m \quad \vec{\Psi}_c \text{ 为绕组自身产生的磁链} \quad \vec{\Psi}_m \text{ 为转子永磁体磁链}$$

2.4 电磁基本原理



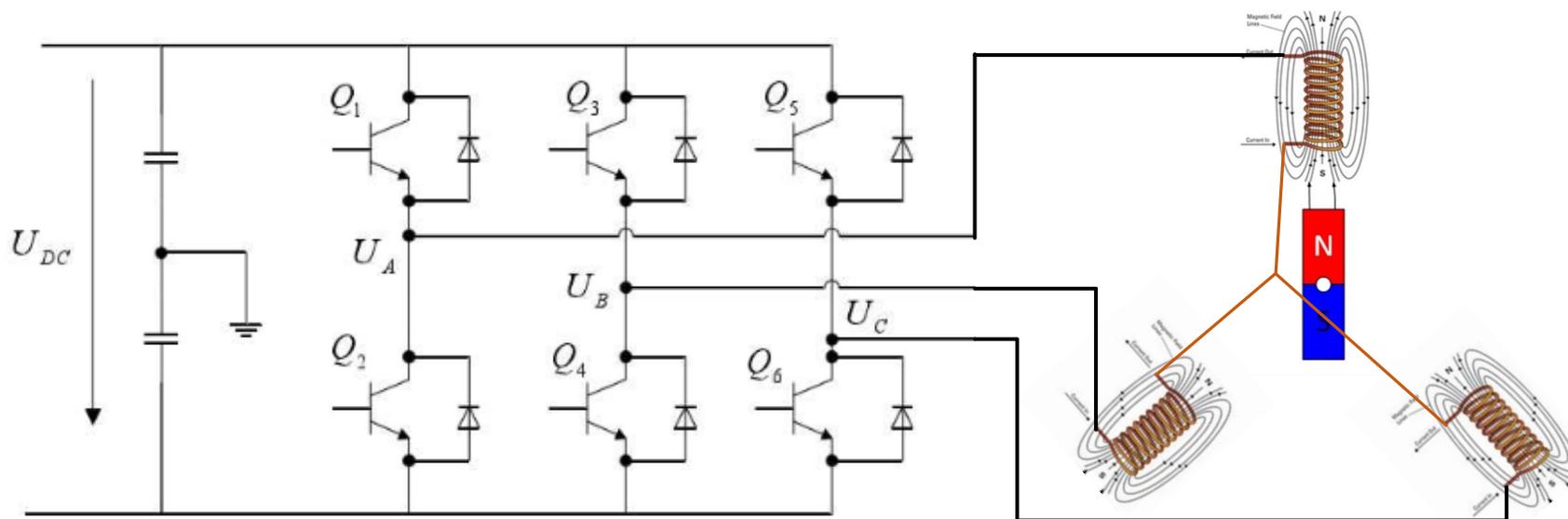
- 其实控制PMSM也就是控制这三个“电磁铁”磁场的强度和极性。
- 接线方式从物理上决定了任意时刻不能只有一个“电磁铁”在工作。要么是两相工作（方波控制）要么是三相工作（矢量控制）。

2.5 PMSM和BLDC

- BLDC是梯形波反电势，PMSM是正弦波反电势
- BLDC也可以用矢量控制，PMSM也可以用方波控制

控制方法	方波控制	矢量控制
转矩脉动	大	小
算法复杂度	简单	复杂
运行噪声	大	小
低速性能	差	好
打开相数	同一时间只有两相打开	同一时间三个相位都打开
位置检测	定子磁通位置每60°换相	定子磁通位置持续发生变化
开关损耗	小	大
高速性能	高	受限于PWM频率

2.6 问题

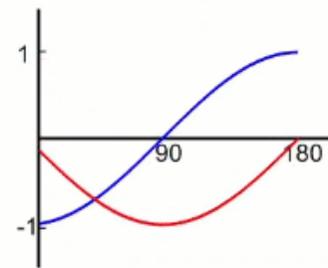
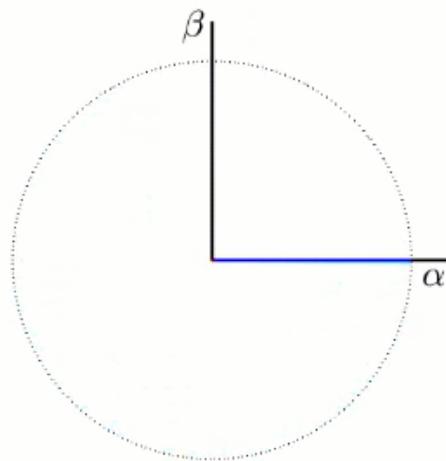
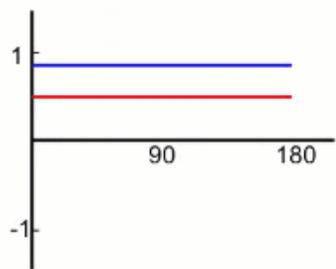
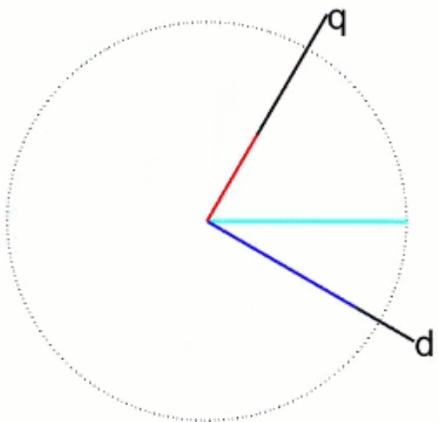
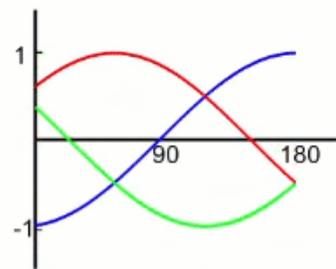
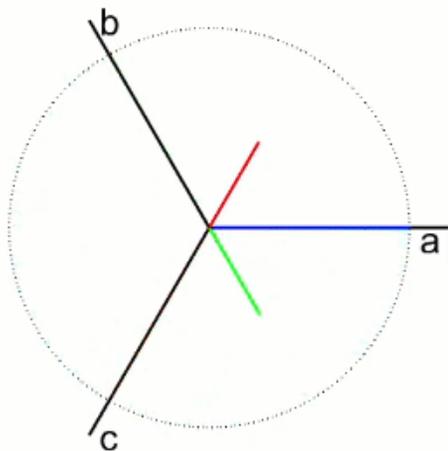


- 其实控制PMSM也就是控制这三个“电磁铁”磁场的强度和极性。
- 接线方式从物理上决定了任意时刻不能只有一个“电磁铁”在工作。要么是两相工作（方波控制）要么是三相工作（正弦波控制）。
- 只给一个电磁铁通直流电，产生的磁场稳定，很容易计算转矩。同时给三个电磁铁通交流电，磁场一直在变化，计算转矩就不那么容易了，我们需要一种方式来使得计算和控制转矩更简单。

坐标变换理论

Part 3

3.1 为什么需要坐标变换理论



1. 三相绕组通电，定子磁场是三相电流产生磁场的叠加。
2. 三个磁场耦合，分析比较困难。
3. 通过坐标变换把三相解耦，将交流量转换成直流量，可以完美解决这个问题。

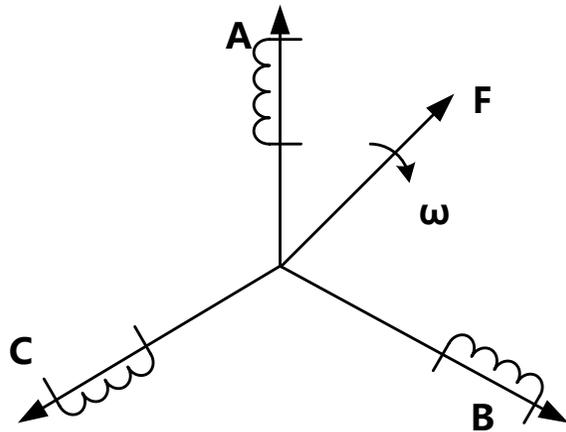
3.2 坐标变换理论

为什么需要坐标变换理论

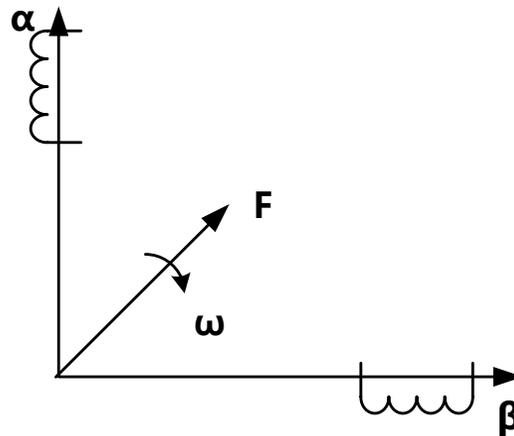
- 电机的磁链、电流、电压都是旋转的矢量，直接控制交流的矢量是一件很难的事情，
- 如果可以把交流矢量转换成幅值恒定的直流量那么可以简化控制。
- 在dq旋转坐标系内控制定子电流，从而方便地控制电磁转矩。所以需要坐标变换理论实现从三相静止坐标系向dq旋转坐标系的转化。

坐标变换理论定义

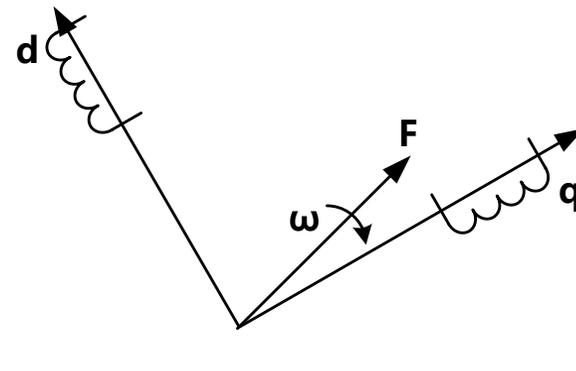
- 如果三种坐标系中旋转磁场强度、速度相同，即磁动势相等，可认为等效，不影响机电能量转换。



三相静止坐标系



两相静止坐标系



dq旋转坐标系

3.2 坐标变换理论

探究磁动势轨迹

通入三相交流电流后绕组中产生的磁动势是样子呢？

$$i_a = i_0 \cos(\omega t)$$

$$i_b = i_0 \cos(\omega t - 2\pi/3)$$

$$i_c = i_0 \cos(\omega t + 2\pi/3)$$

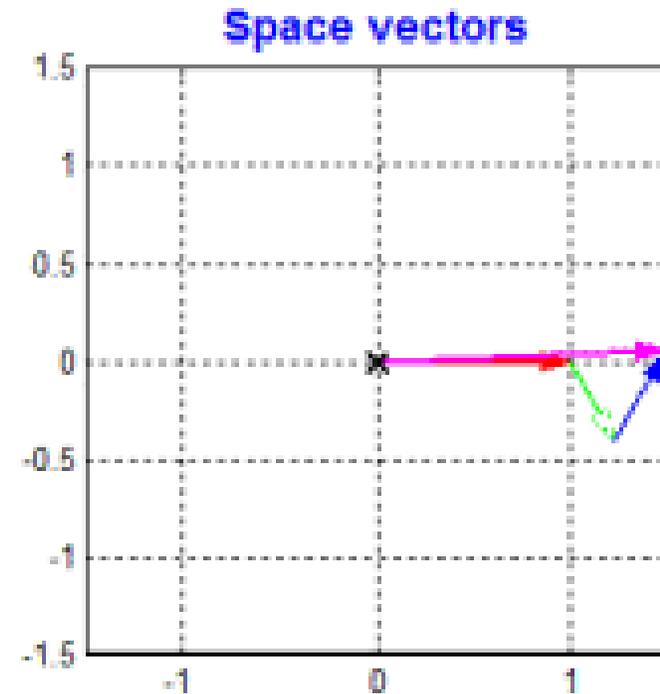
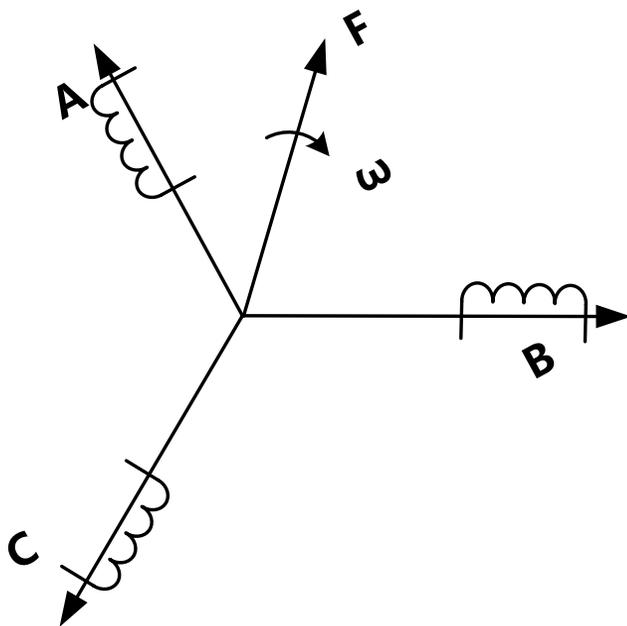
合成磁动势为

$$F_s(t) = N_s i_a + N_s i_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + N_s i_c e^{-j\frac{2\pi}{3}}$$

化简一下：

$$F_s(t) = \frac{3}{2} N_s i_0 e^{j\omega t}$$

- 是一个旋转的空间矢量！



3.2 坐标变换理论

Clark变换

N_2 为两相绕组每一相的匝数， N_3 为三相绕组每一相的匝数磁动势。根据磁动势相等原则，任意时刻三相坐标系中磁动势在 $\alpha\beta$ 两相坐标上的投影应该相等。

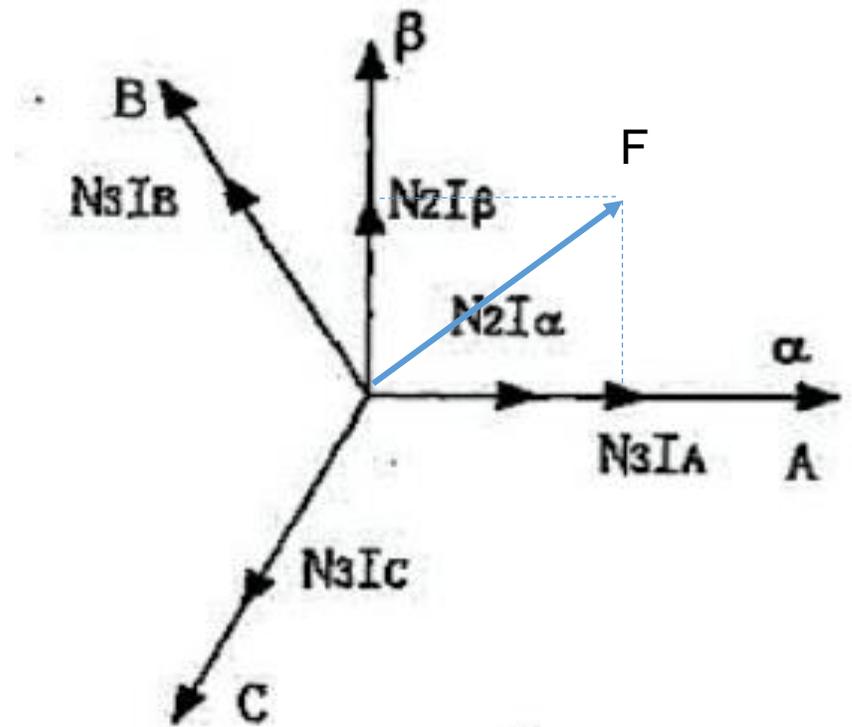
$$N_2 i_\alpha = N_3 i_A + N_3 i_B \cos 120^\circ + N_3 i_C \cos(-120^\circ)$$

$$N_2 i_\beta = 0 + N_3 i_B \sin 120^\circ + N_3 i_C \sin(-120^\circ)$$

解得 Clark变换为

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{N_3}{N_2} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix}$$

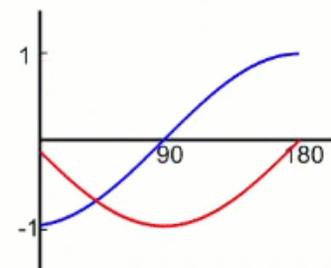
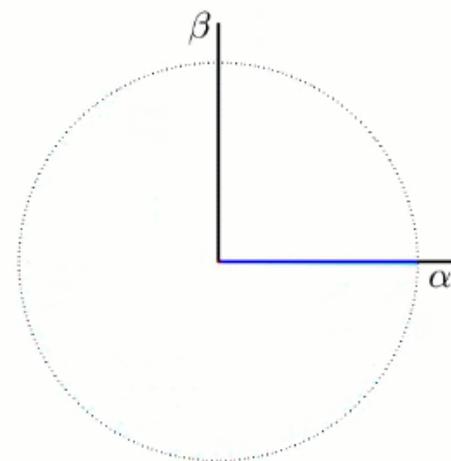
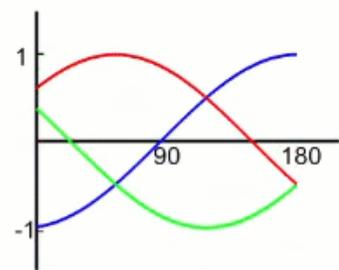
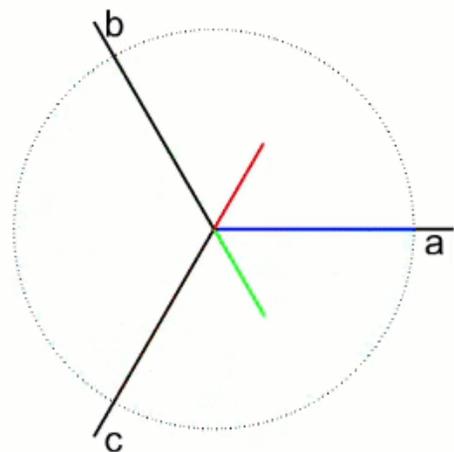
其中，根据恒功率变换原则，匝数比 $\frac{N_3}{N_2} = \sqrt{\frac{2}{3}}$



两种坐标系空间上关系

3.2 坐标变换理论

Clark变换



3.2 坐标变换理论

Park变换

Park变换是将两相静止坐标系向两相旋转坐标系转换。

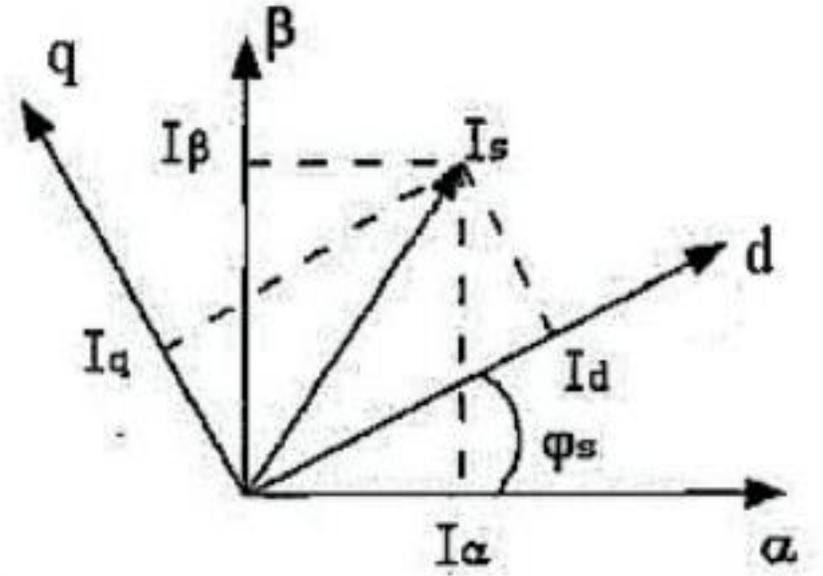
图中 φ_s 是d轴与 α 轴的夹角，是不断变化的。因为都是两相坐标系，所以匝数不变，通过投影可计算两者间的关系为

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\varphi_s & \sin\varphi_s \\ -\sin\varphi_s & \cos\varphi_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$$

结合clark变换和park变换可以得到三相静止坐标系变换为两相旋转坐标系的转换矩阵

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\varphi_s & \cos(\varphi_s - 120^\circ) & \cos(\varphi_s + 120^\circ) \\ -\sin\varphi_s & -\sin(\varphi_s - 120^\circ) & -\sin(\varphi_s + 120^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

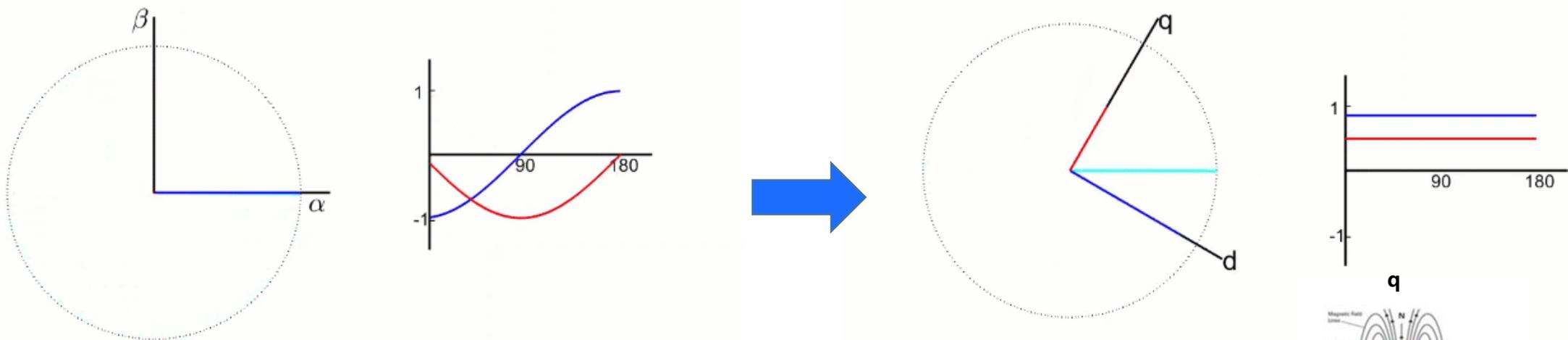
- 至此，我们就得到从交流转换为直流的工具了。



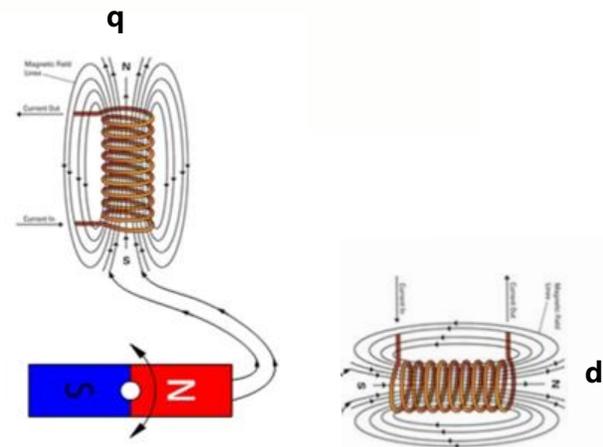
两种坐标系空间上关系

3.2 坐标变换理论

Park变换



- 从旋转坐标系来看，磁动势、电压、电流全是直流量！
- 现在就相当于给两个电磁铁通直流电，产生的磁场也是稳定的，这就很好计算转矩了。
- 并且根据左图也能很直观地感受到只有q轴电流分量才产生转矩，所以q轴电流也叫转矩电流。d轴的电流分量是对转矩不做贡献的，但是可以调节定子磁链，所以也叫励磁电流。



人像位置

永磁同步电机数学模型

Part 4

4 永磁同步电机数学模型

磁链方程分析

在PMSM中核心磁链方程为：

$$\vec{\Psi}_S = \vec{\Psi}_C + \vec{\Psi}_m$$

$\vec{\Psi}_S$ 是定子磁链， $\vec{\Psi}_C$ 是绕组自身产生的磁链，

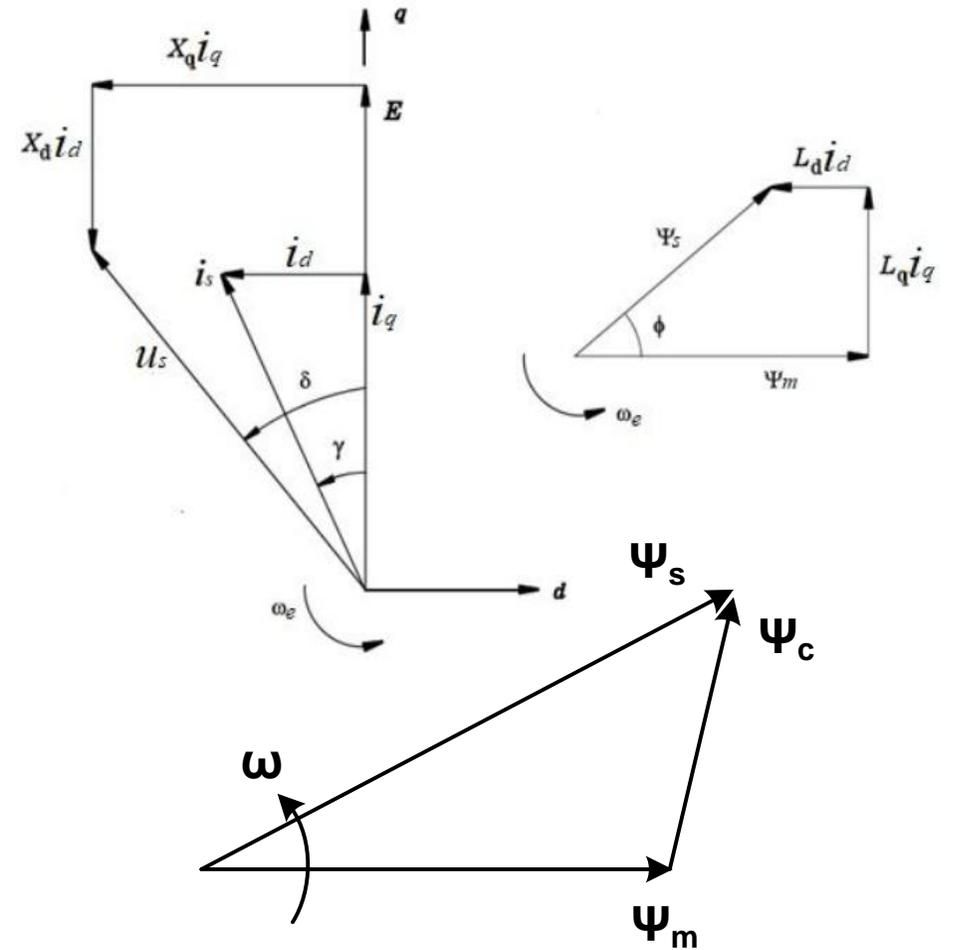
$\vec{\Psi}_m$ 是永磁体转子磁链

dq坐标系下：

$$\Psi_d = L_d i_d + \Psi_m$$

$$\Psi_q = L_q i_q$$

$$\vec{\Psi}_C = L_s \vec{i}_s = L_s \vec{i}$$



1.磁链表征着磁场的信息，线圈磁链计算公式为

$$\vec{\Psi}_S = N\vec{\Phi}$$

N 是匝数， $\vec{\Phi}$ 是通过单匝线圈的磁通量。

2. 电感表征线圈自身产生磁链的能力

$$\vec{\Psi} = L\vec{i}$$

4 永磁同步电机数学模型

电压方程分析

忽略电机中的铁损及漏磁等，对于定子线圈，电路的外电压等于电阻损失电压与绕组感应电压之和

$$\vec{u}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\Psi}_s}{dt}$$

$$\frac{d\vec{\Psi}_c}{dt} = \frac{d(L_s \cdot \vec{i}_s)}{dt} = L_s \frac{d\vec{i}_s}{dt} = jL_s \omega_e \vec{i}_s$$

$$\frac{d\vec{\Psi}_s}{dt} = \frac{d\vec{\Psi}_c}{dt} + \frac{d\vec{\Psi}_m}{dt}$$

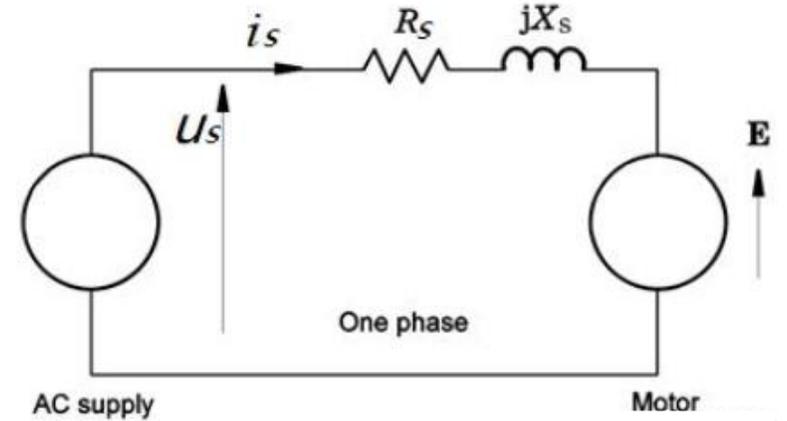
$$\frac{d\vec{\Psi}_m}{dt} = \frac{d}{dt} (\vec{\Psi}_m e^{j\omega_e t}) = j\omega_e \vec{\Psi}_m$$

$$\vec{u}_s = R_s \vec{i}_s + L_s \frac{d\vec{i}_s}{dt} + j\omega_e \vec{\Psi}_m$$

其中 $\frac{d\vec{\Psi}_c}{dt}$ 是因为定子电流变化产生的感应电动势。而 $\frac{d\vec{\Psi}_m}{dt}$ 是因为转子磁链扫过绕组产生的动生电动势，也叫反电动势。

绕组中总的感应电势即是感生电势和动生电势之和。

对应等效电路



Source: SPEEDs Electrical Machines

dq坐标系下:

$$u_d = R_s i_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega_e \Psi_q$$

$$u_q = R_s i_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega_e \Psi_d$$

4 永磁同步电机数学模型

力矩方程分析

永磁同步电机的力矩方程为

$$\vec{T} = p \frac{1}{L_s} \vec{\Psi}_m \times \vec{\Psi}_c$$

dq坐标系下为

$$T = p [\Psi_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q]$$

- $p\Psi_m i_q$ 这是由永磁体产生的力矩，一般称之为**励磁力矩**。
- $p(L_d - L_q) i_d i_q$ 是由于交直流电感（磁阻）不同，所以称为**磁阻转矩**。
- 机械运动方程告诉我们：对系统转速的控制其实是通过控制（ $T_e - T_L$ ）实现的。只有精确地控制电磁转矩才能构成高性能电机调速系统。
- 电磁转矩方程告诉我们：控制电磁转矩就是对 i_d 和 i_q 的精确控制，最终构成对定子电流幅值和相位的精确控制。

根据动力学分析，机械运动方程为

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega_r}{dt} + R_\omega \omega_r$$

T_e —— 电磁转矩；

T_L —— 负载转矩，包括了空载转矩；

ω_r —— 转子机械角速度；

J —— 系统转动惯量；

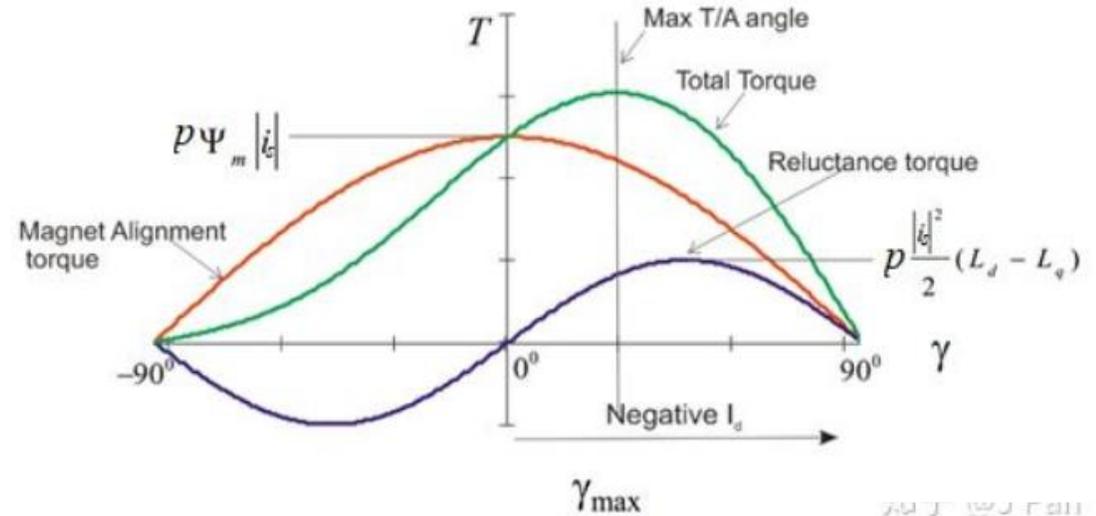
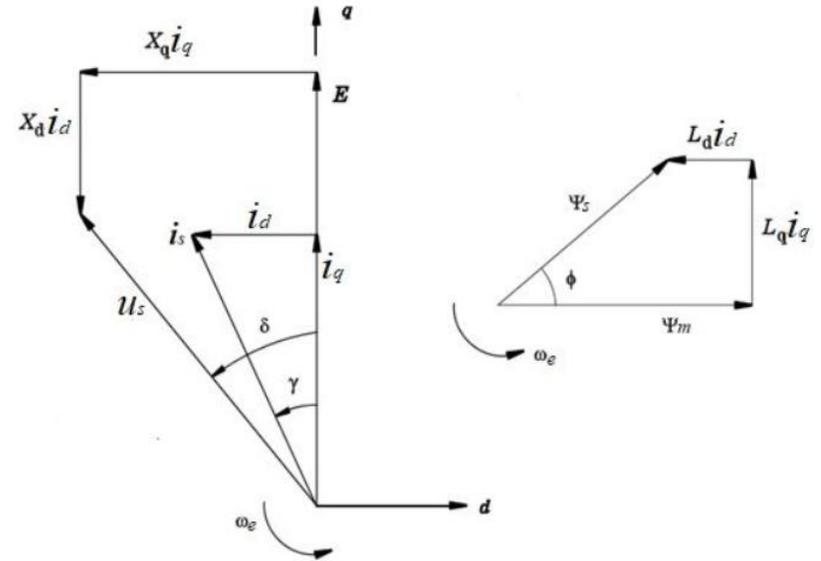
R_ω —— 阻尼系数。

4 永磁同步电机数学模型

力矩方程分析

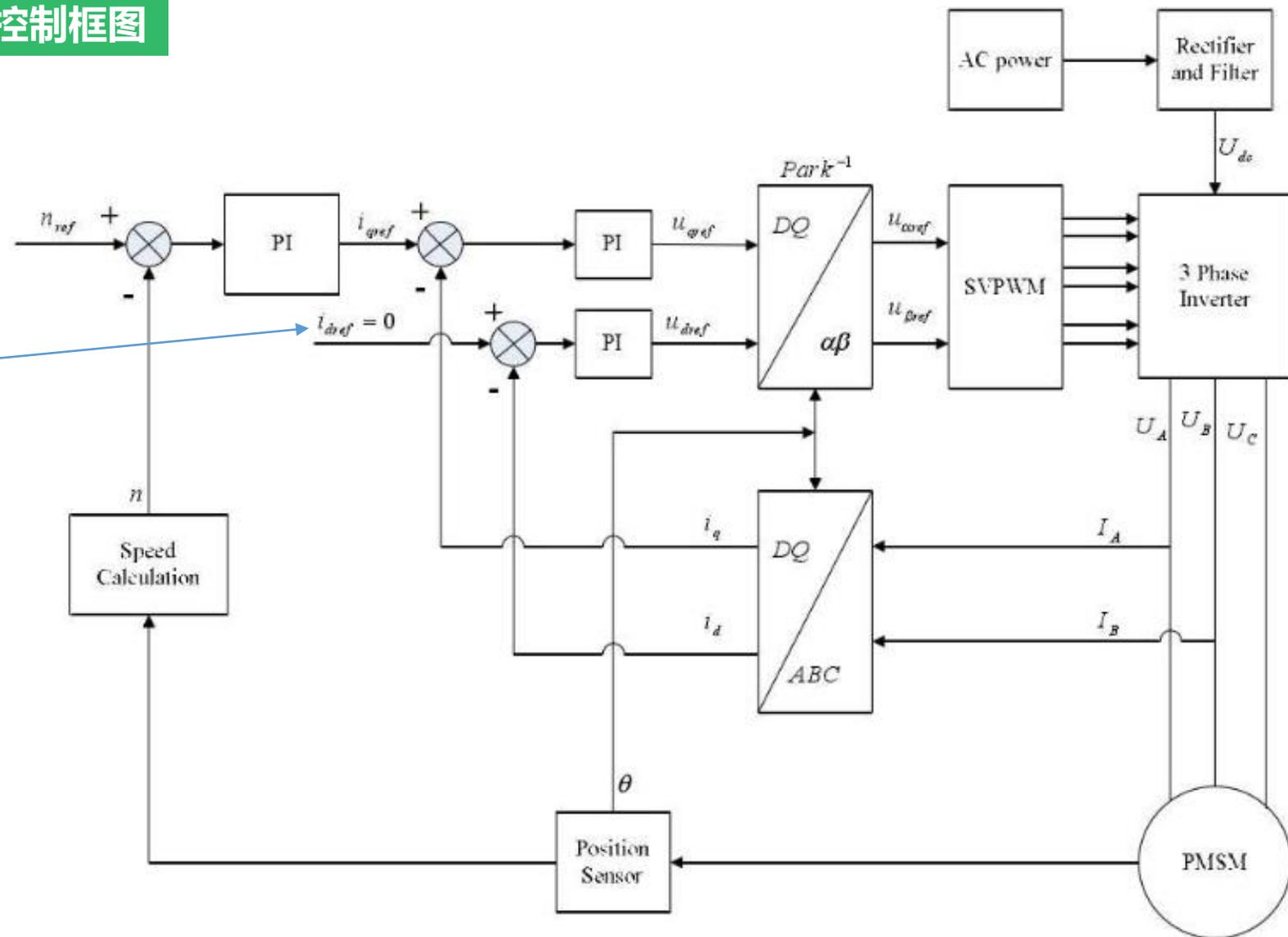
$$T = p [\Psi_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q]$$

- $p\Psi_m i_q$ 这是由永磁体产生的力矩，一般称之为**励磁力矩**。
- $p(L_d - L_q) i_d i_q$ 是由于交直流电感（磁阻）不同，所以称为**磁阻转矩**。
- SPM的 $L_d = L_q$ ，只有励磁转矩， i_q 是转矩电流， i_d 是对转矩无用的分量，让 $i_d=0$ ，这样提升了效率，也增大了输出转矩。这就称之为 $i_d=0$ 控制。



4 永磁同步电机数学模型

SPM电机FOC控制框图



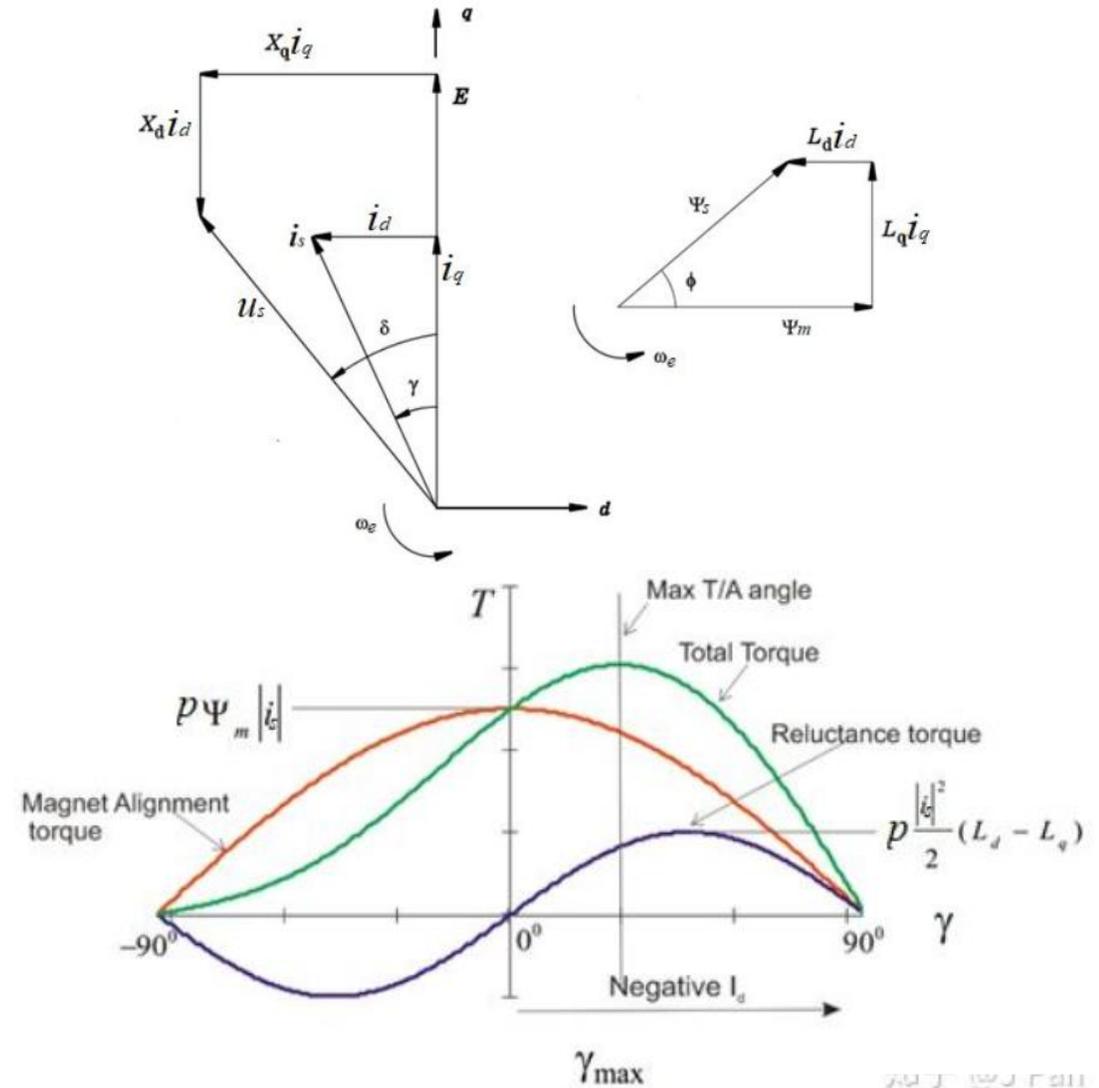
$i_d=0$ 控制方式，根据转矩公式可知这种方式适合SPM。

4 永磁同步电机数学模型

力矩方程分析

$$T = p [\Psi_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q]$$

- $p\Psi_m i_q$ 这是由永磁体产生的力矩，一般称之为**励磁力矩**。
- $p(L_d - L_q) i_d i_q$ 是由于交直流电感（磁阻）不同，所以称为**磁阻转矩**。
- SPM的 $L_d = L_q$ ，只有励磁转矩， i_q 是转矩电流， i_d 是对转矩无用的分量，让 $i_d=0$ ，这样提升了效率，也增大了输出转矩。这就称之为 $i_d=0$ 控制。
- IPM的 $L_d \neq L_q$ ，励磁转矩和磁阻转矩都有，所以通过控制 i_d 分量可以输出更大的转矩，可以进行MTPA控制，也更适合弱磁控制突破额定转速。



3.3 永磁同步电机数学模型

力矩方程分析

- 所谓MTPA就是对于相同大小的定子电流，找出最合适的 i_d 和 i_q 分配，使得输出转矩最大，这就称为最大转矩电流比控制-----MTPA控制 (Maximum Torque per Ampere)

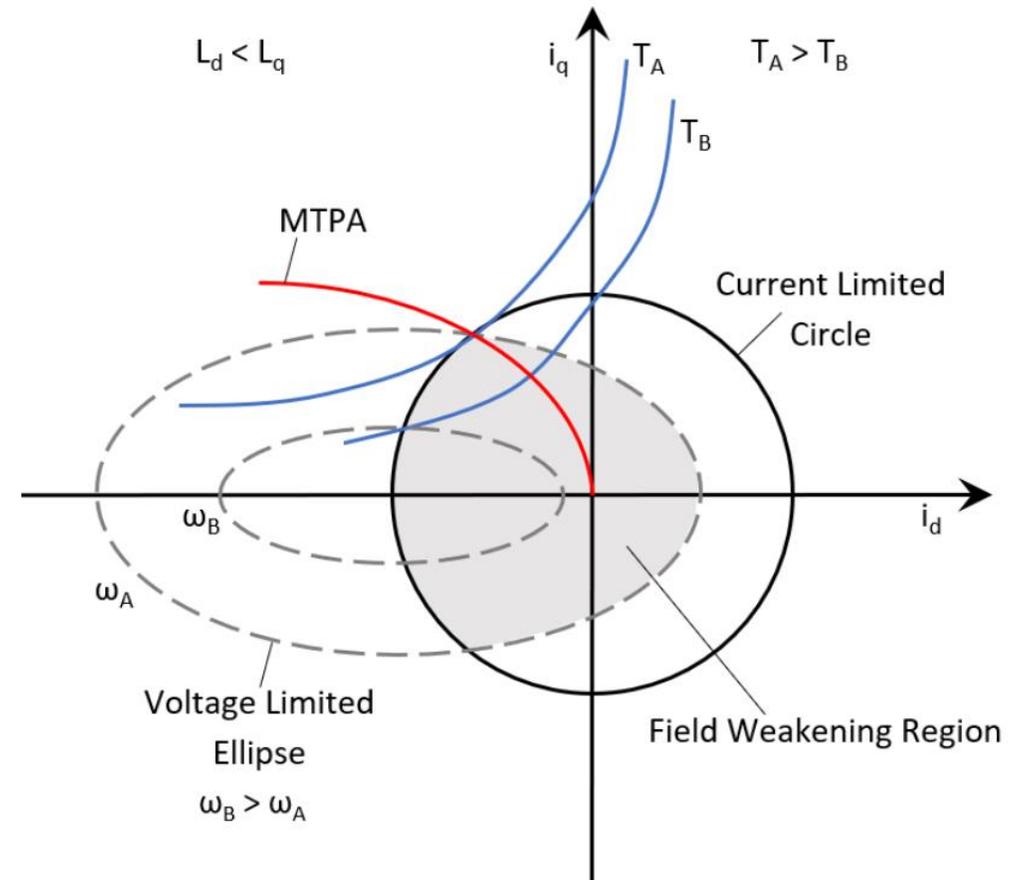
$$\begin{cases} T_e = p[\Psi_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \\ I_s = I_d^2 + I_q^2 \end{cases}$$

- 利用拉格朗日定理，构建辅助函数

$$H = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} + \lambda \{ T_e - p[\Psi_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \}$$

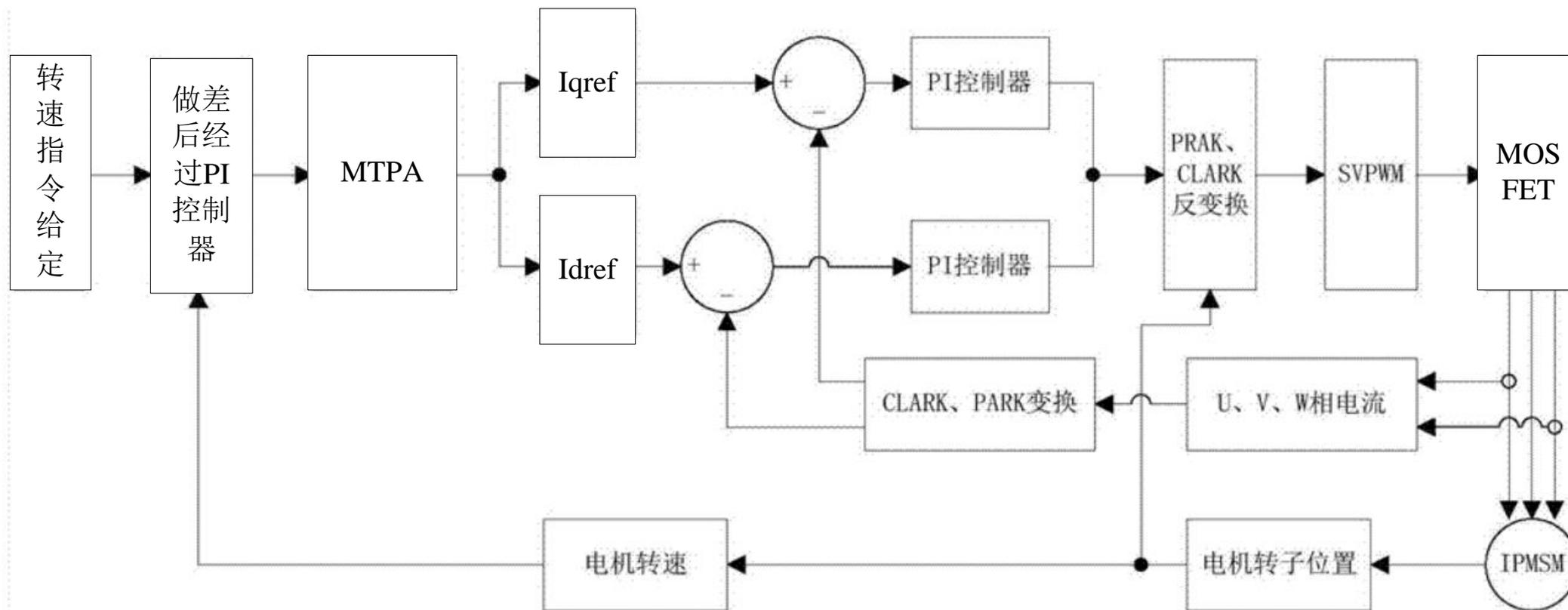
- 分别对 i_d , i_q 和 λ 求导，得到

$$i_d = -\frac{\Psi_m}{2(L_d - L_q)} + \sqrt{\frac{\Psi_m^2}{4(L_d - L_q)^2} + i_q^2}$$



4 永磁同步电机数学模型

IPM电机FOC控制框图



SVPWM

SVPWM

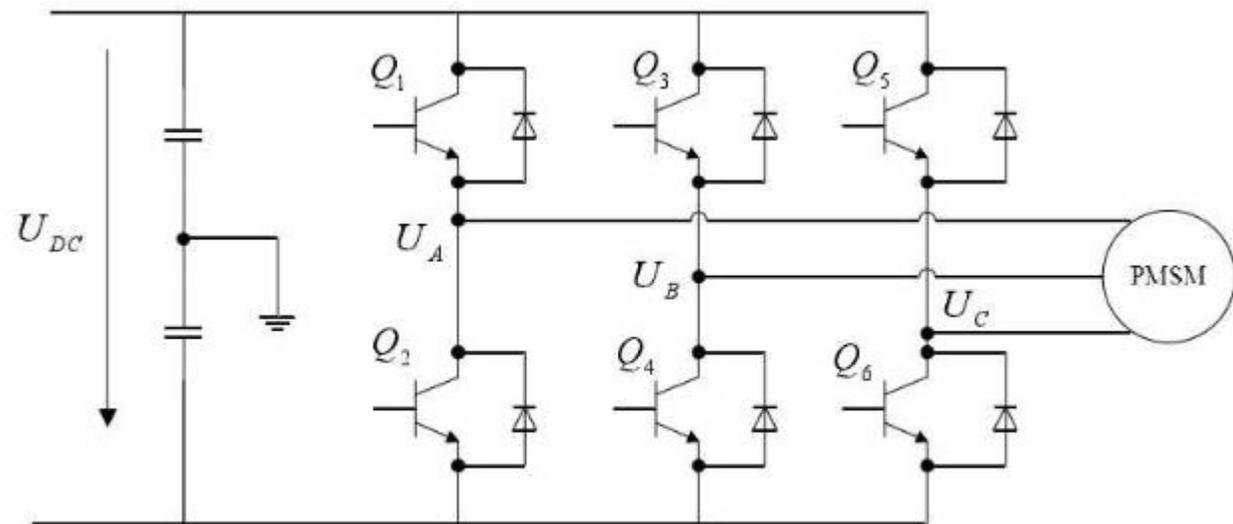
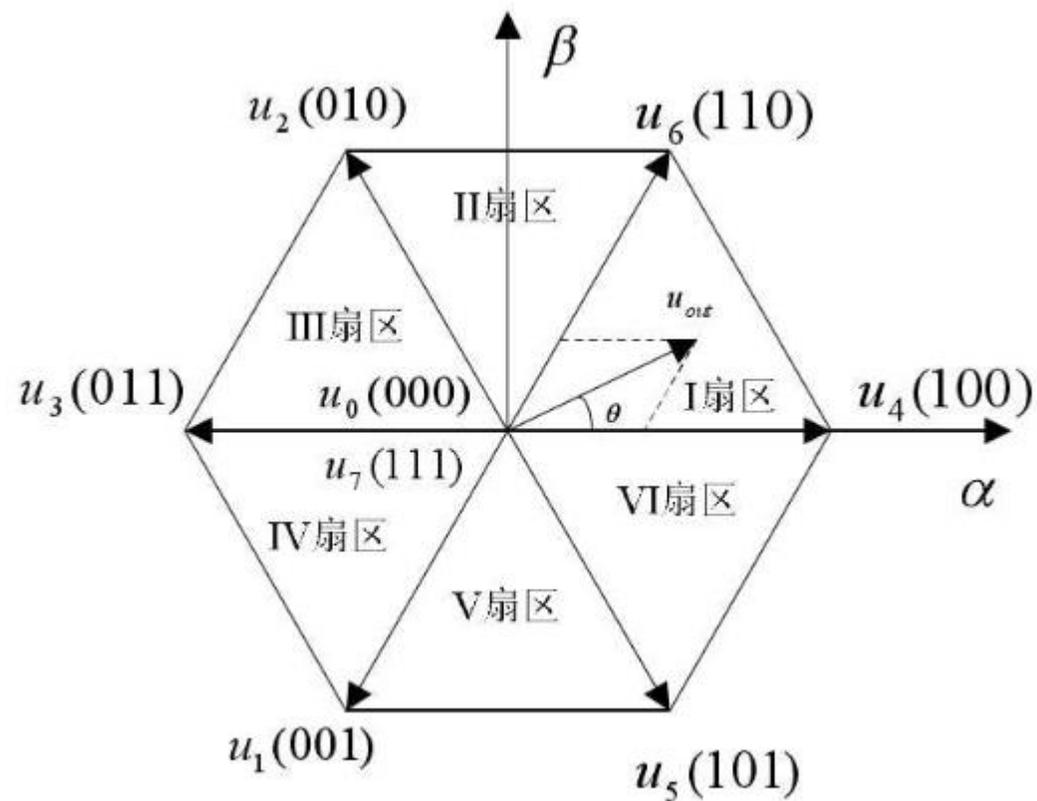


图 3-1 三相电压逆变电路示意图

$$S_x = \begin{cases} 1 & \text{上桥臂导通} \\ 0 & \text{下桥臂导通} \end{cases}$$



4 永磁同步电机数学模型

综上，我们得出矢量控制的定义

矢量控制是一种高性能交流电机控制方式，它基于**交流电机的动态数学模型**，通过对电机定子变量（电压、电流、磁链）进行**三相/2相坐标变换**，将三相正交的交流量变换为两相正交的交流量，再通过**旋转变换**，将两相正交的交流量变换为**两相正交的直流量**，采用类似于他激直流电机的控制方法，分别控制电机的转矩电流和励磁电流来控制电机转矩和磁链，**具有直流电动机类似的控制性能**。

矢量控制的优点

相比于VVVF控制，带负载能力强，不易失步，动态响应较好。相比于方波控制，低速性能好，转矩脉动较小，运行噪声小。

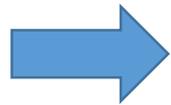
什么是矢量

矢量是指空间矢量，像单相的电流其实只是标量，但是三相合成之后就是空间矢量。

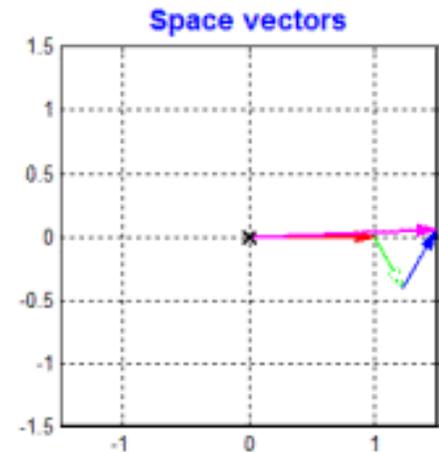
$$i_{SA} = I_m \cdot \sin(\omega_1 t + \varphi)$$

$$i_{SB} = I_m \cdot \sin(\omega_1 t + 120^\circ + \varphi)$$

$$i_{SC} = I_m \cdot \sin(\omega_1 t + 240^\circ + \varphi)$$



$$\vec{I}_S = \sqrt{2/3}(i_{SA} + i_{SB} \cdot \alpha + i_{SC} \cdot \alpha^2)$$

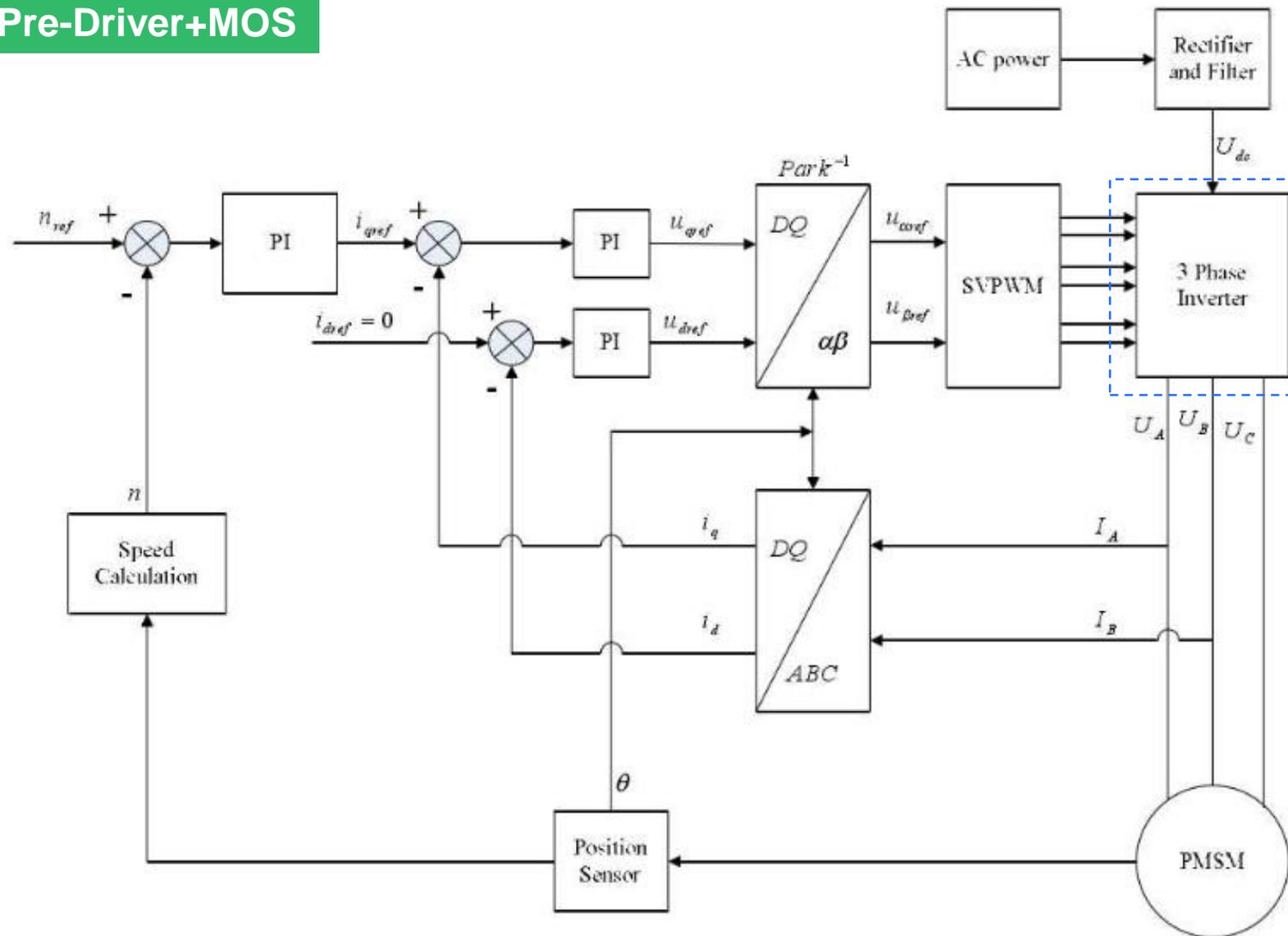


MPS电机控制相关产品

Part 5

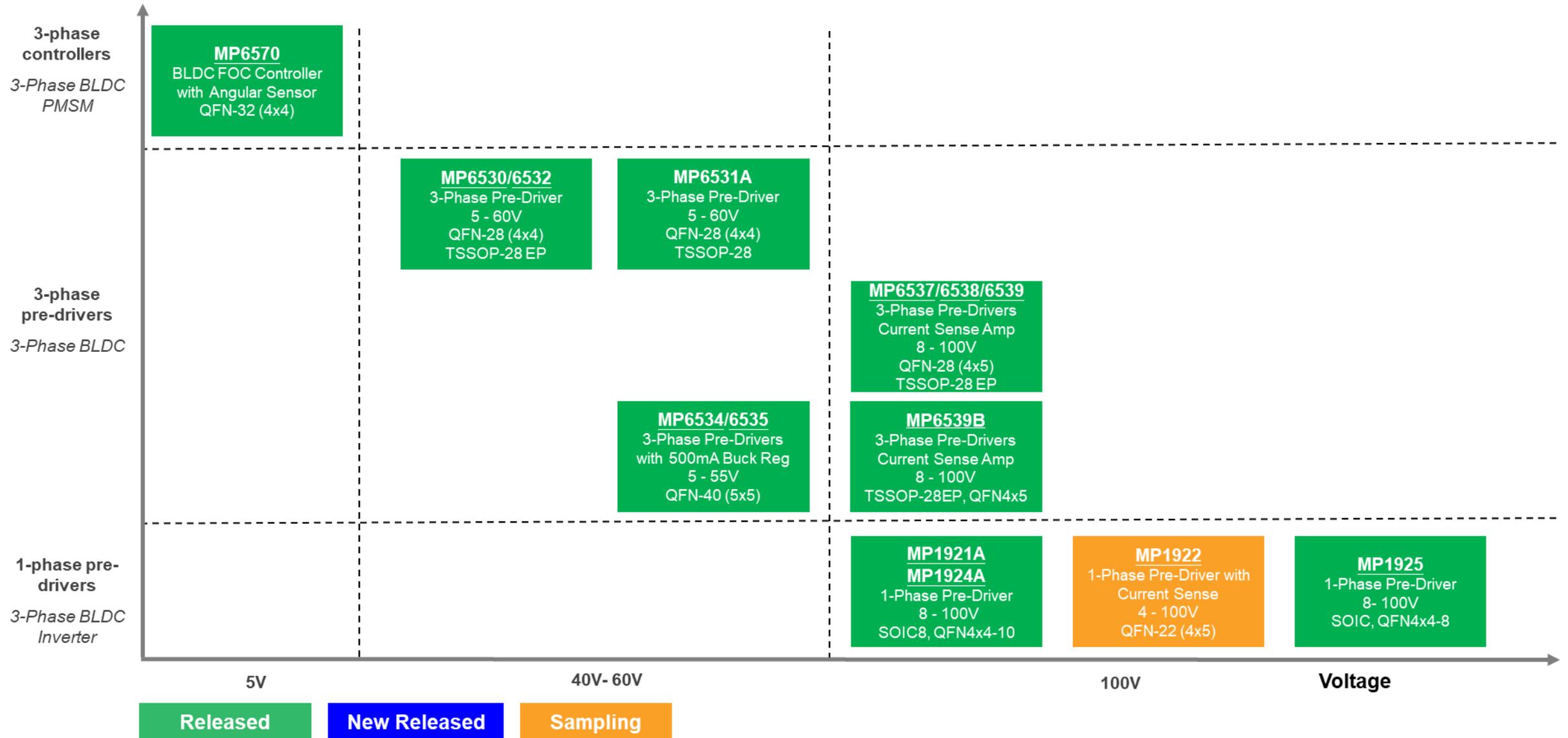
5 MPS电机控制相关产品

1. Pre-Driver/ Pre-Driver+MOS

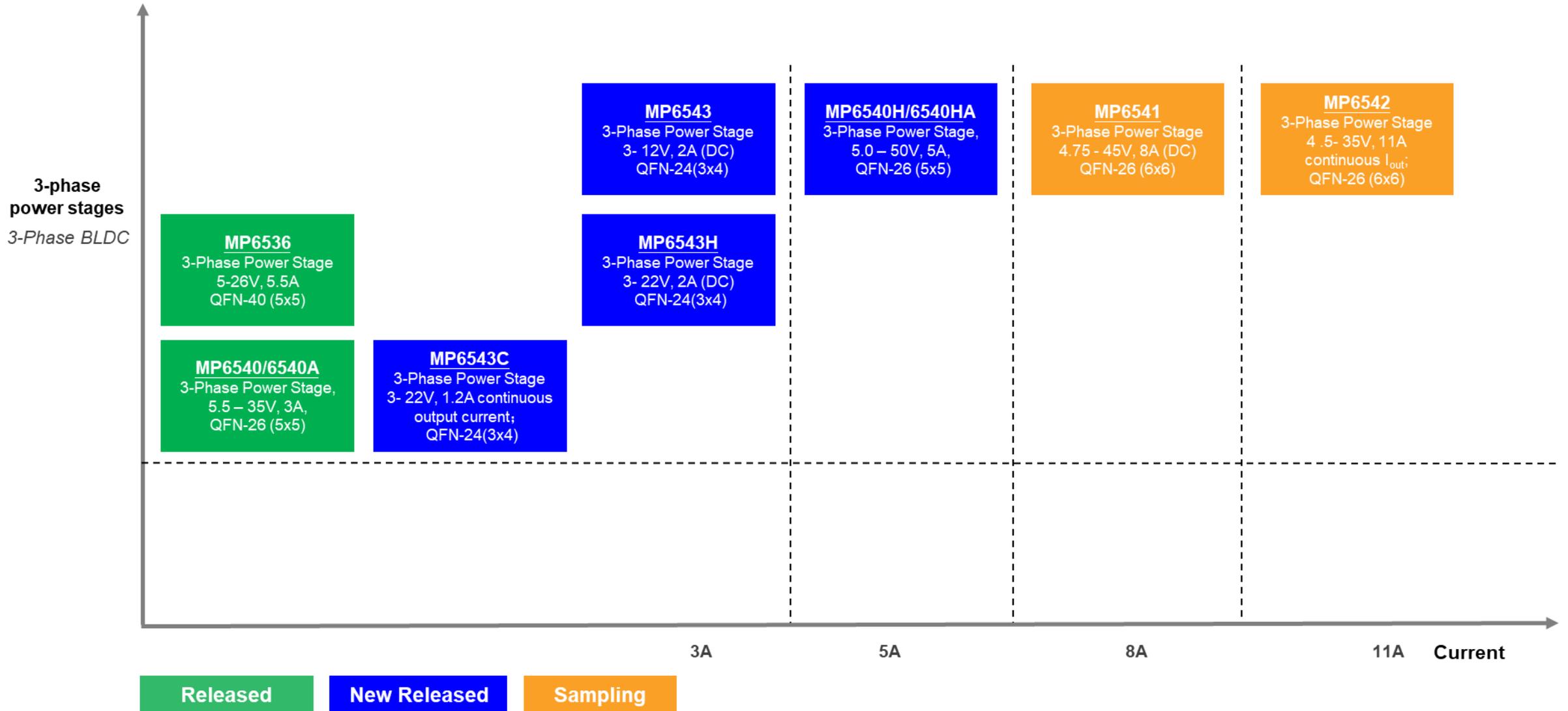


这是三相全桥逆变器，通常由pre-driver和MOSFET这种功率器件两部分构成

Brushless DC Motor Pre-Driver



Brushless DC Motor Driver Power Stage



MP6540 / MPQ6541 / MPQ6541A / MP6542:3-Phase Power Stages

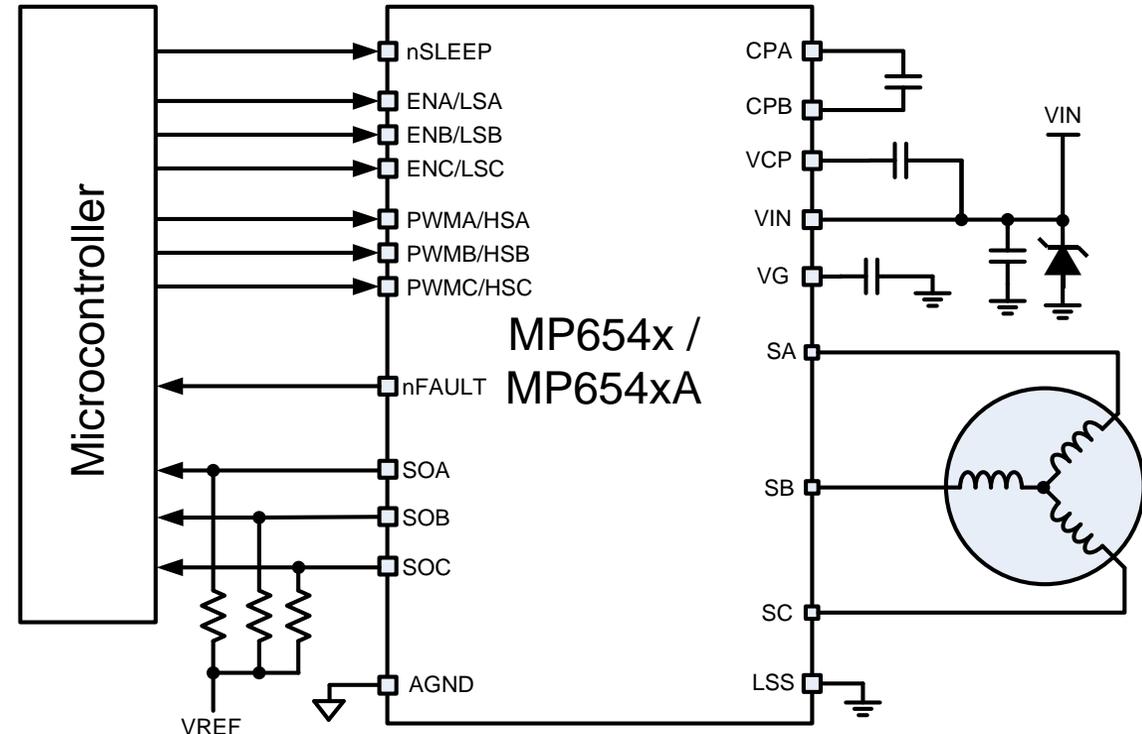
FEATURES

Three integrated half-bridge drivers

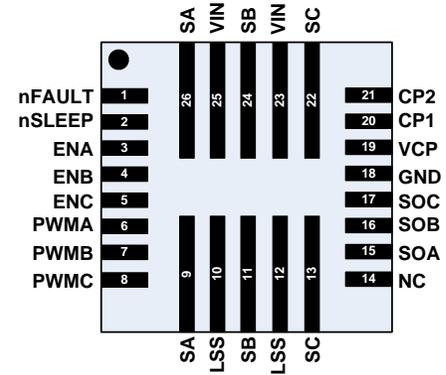
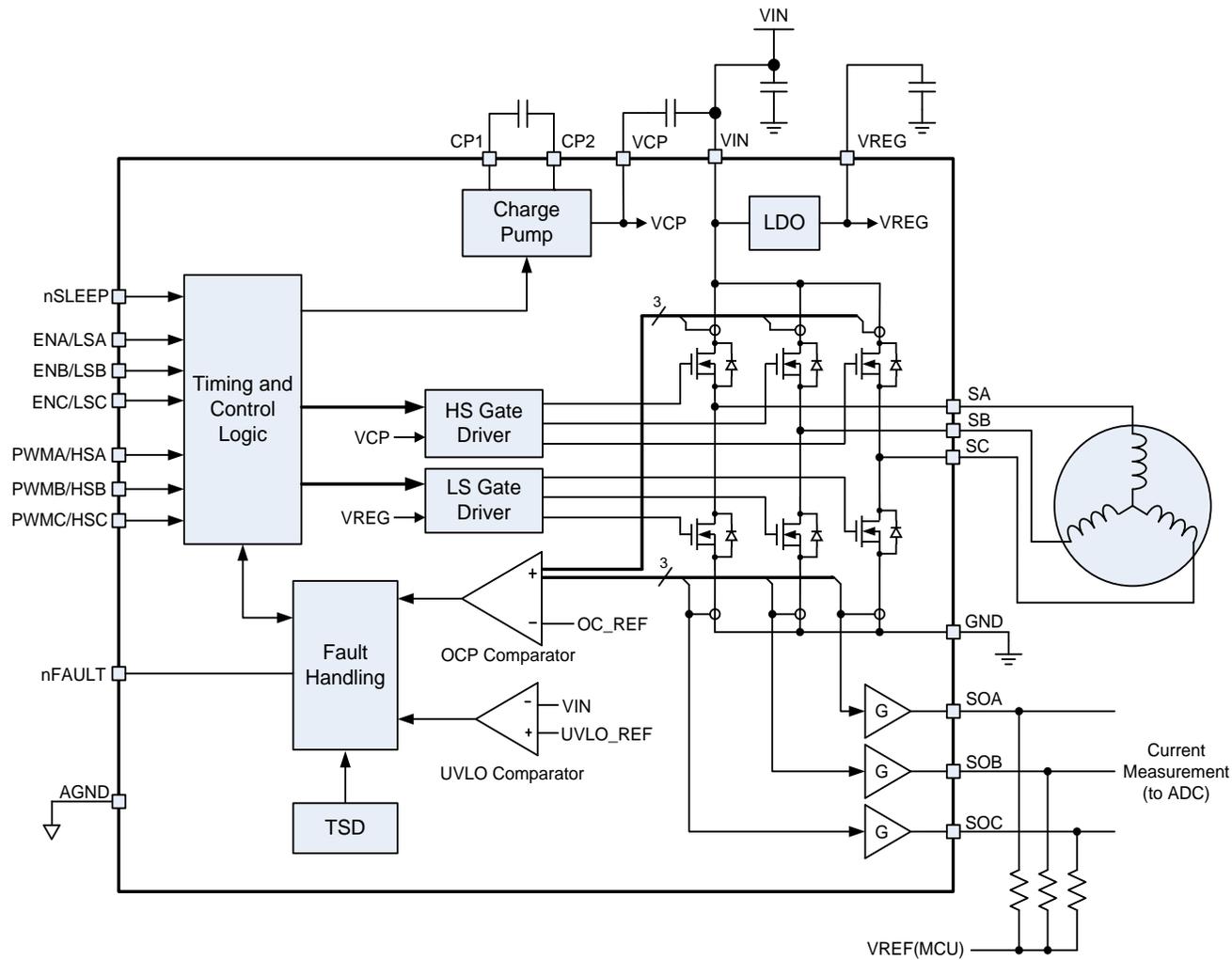
- **MP6540**: 5.5V to 35V, 3A Continuous Current
- **MP6540H**: 5.5V to 50V, 5A Continuous Current
- **MPQ6541/MPQ6541A**: 4.75V to 45V, 8A Continuous Current ; 13mΩ /FET R_{ds} (on);
 - MPQ6541 PWM & ENBL inputs
 - MPQ6541A: HS & LS inputs
- **MP6542**: 4.5 to 35V, 11A Continuous Current 10mΩ /FET R_{ds}(on)
- EN/PWM Logic Inputs (MP654x)
- HS/LS Logic Inputs (MP654xA)
- Internal Charge Pump Supports 100% Duty Operation
- UVLO and Thermal Shutdown Protection
- Over current Protection
- Integrated Bi-directional Current Sense Amp
- Available in 5x5 or 6x6mm FCQFN packages

Applications

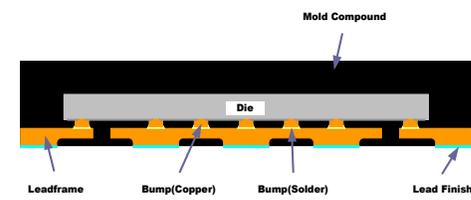
- 3-Phase Brushless DC Motors and Permanent Magnet Synchronous Motors



MP6540/MPQ6541/MP6542:3-Phase Power Stages



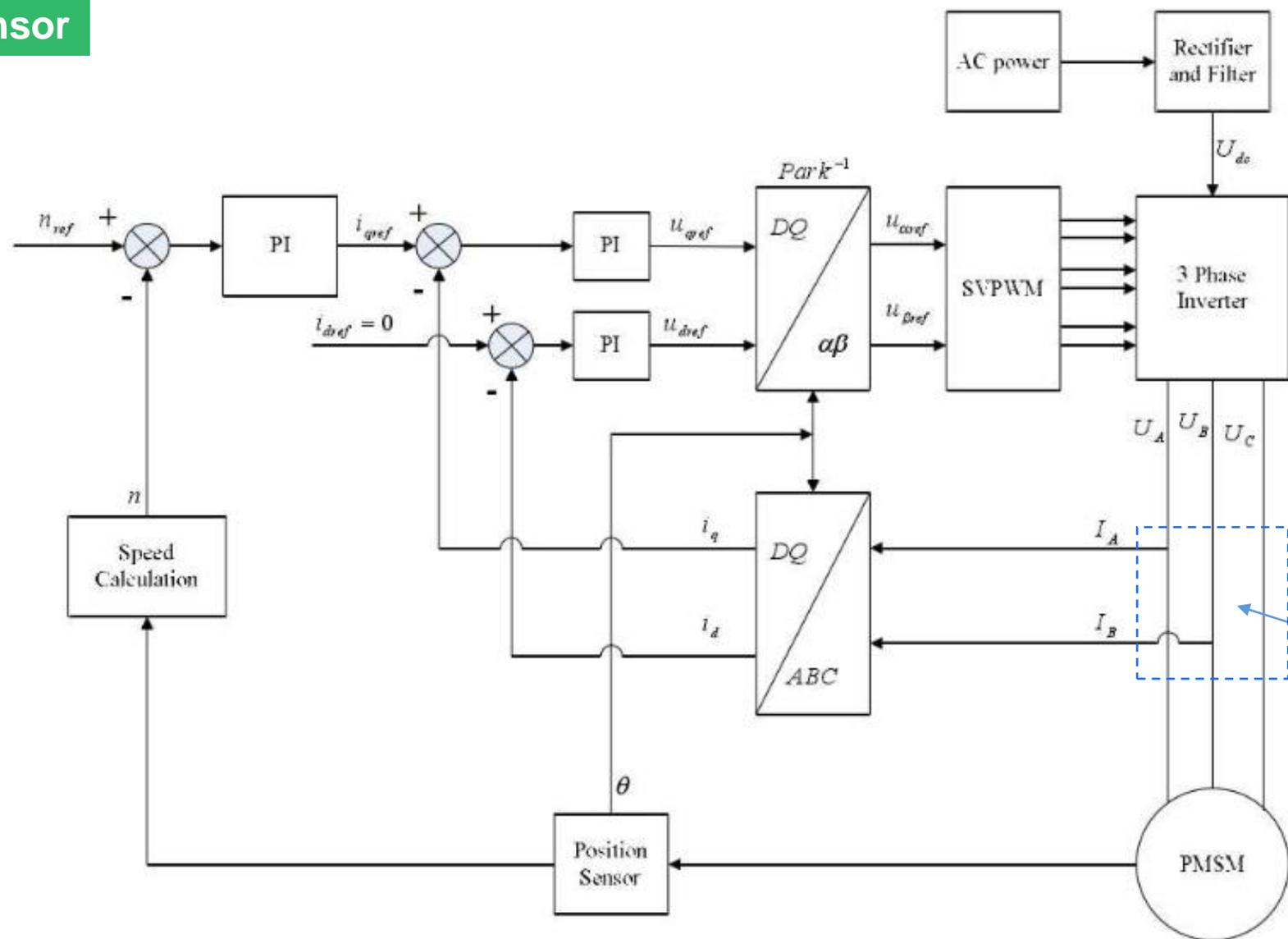
QFN26 - 6mm x 6mm
(MP6540 - 5mm x 5mm)



Mesh Connect™
(No Wire Bond)

5 MPS电机控制相关产品

2. Current Sensor

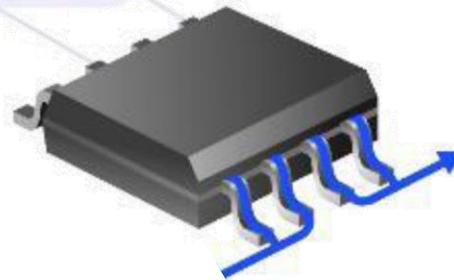
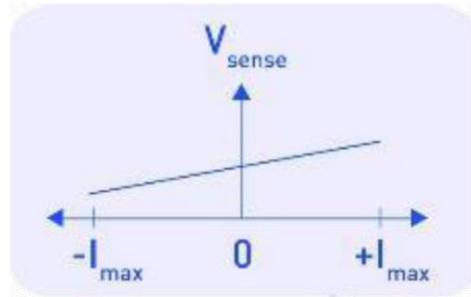
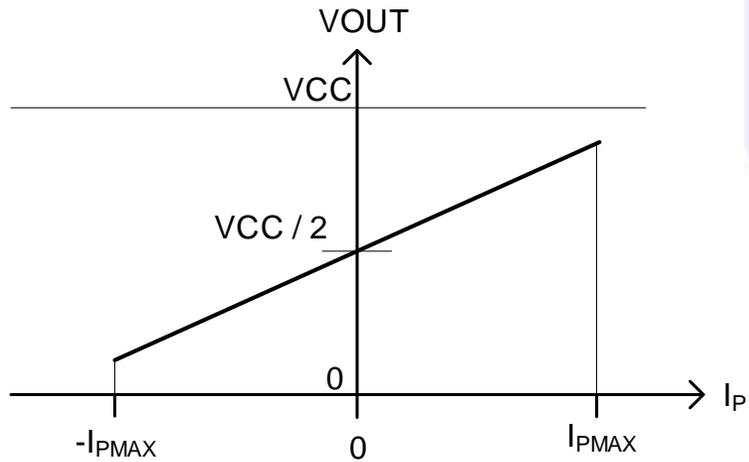


这里至少需要两个电流采样器件。

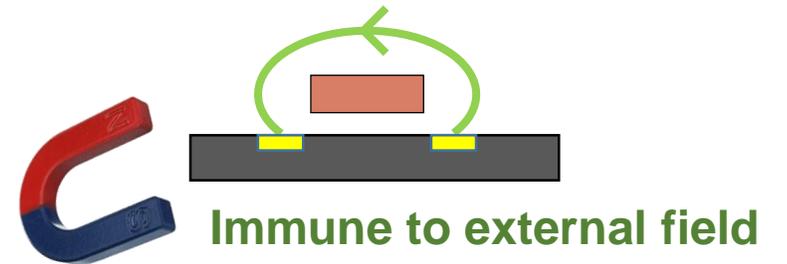
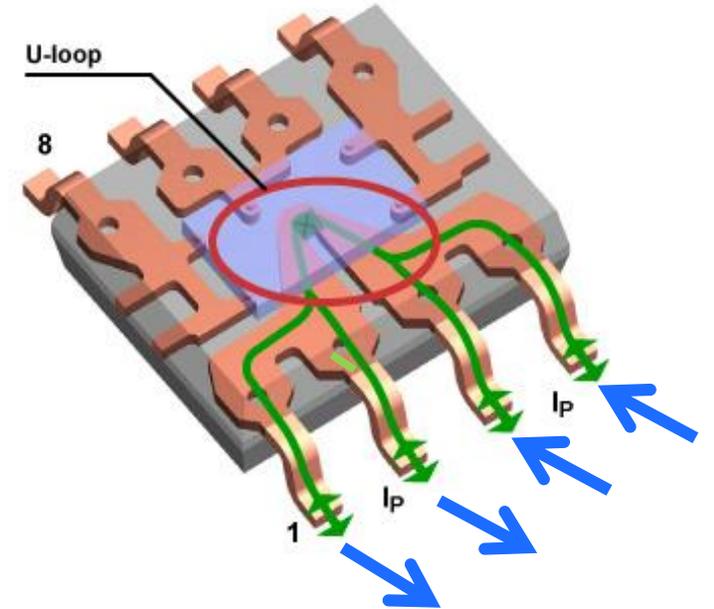
MCS1800 series – main characteristics

6 versions with different current ranges

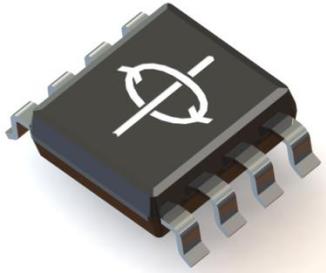
Proportional analog output



5 A to 50 A

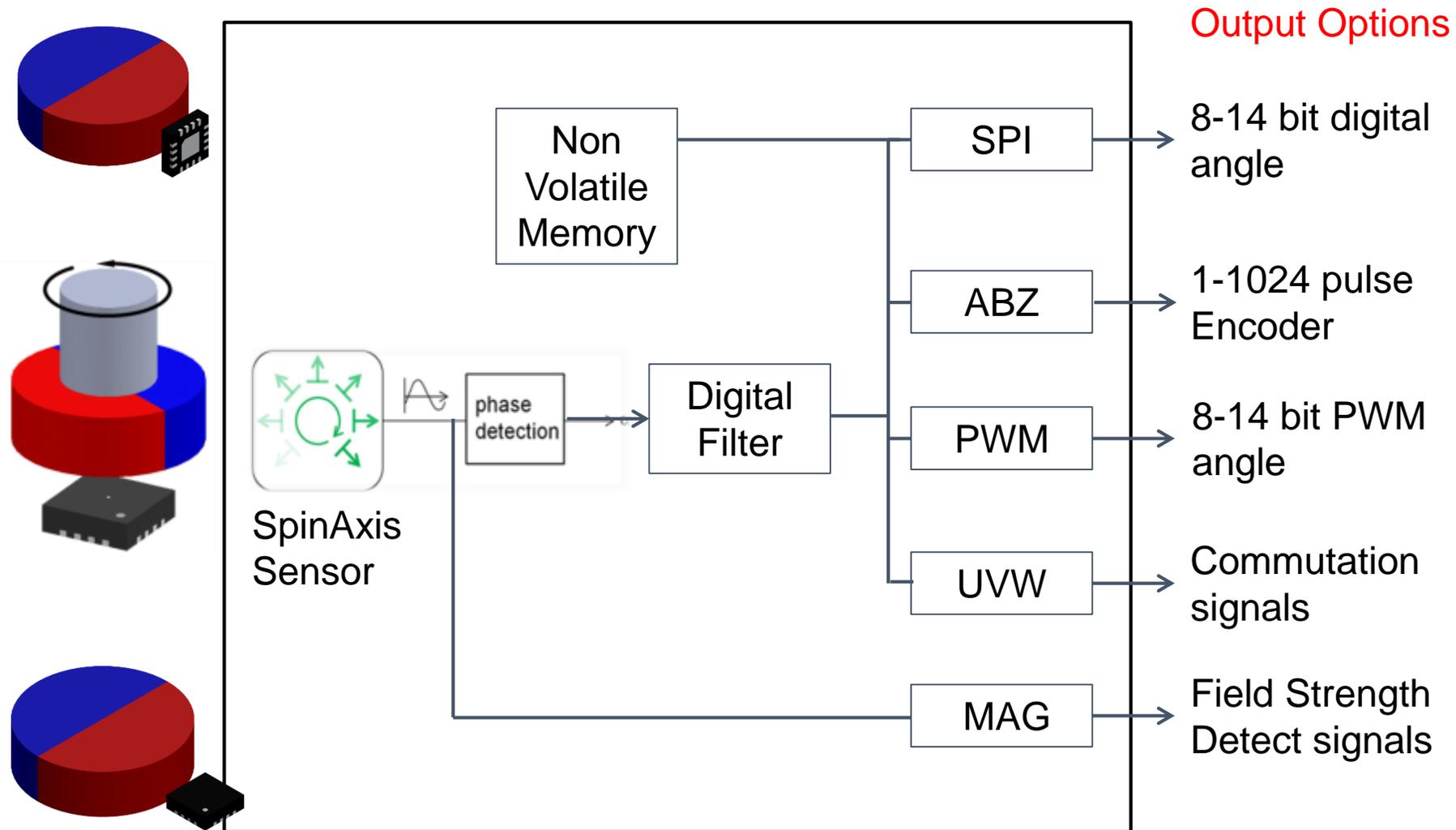


MCS1800 series – available today

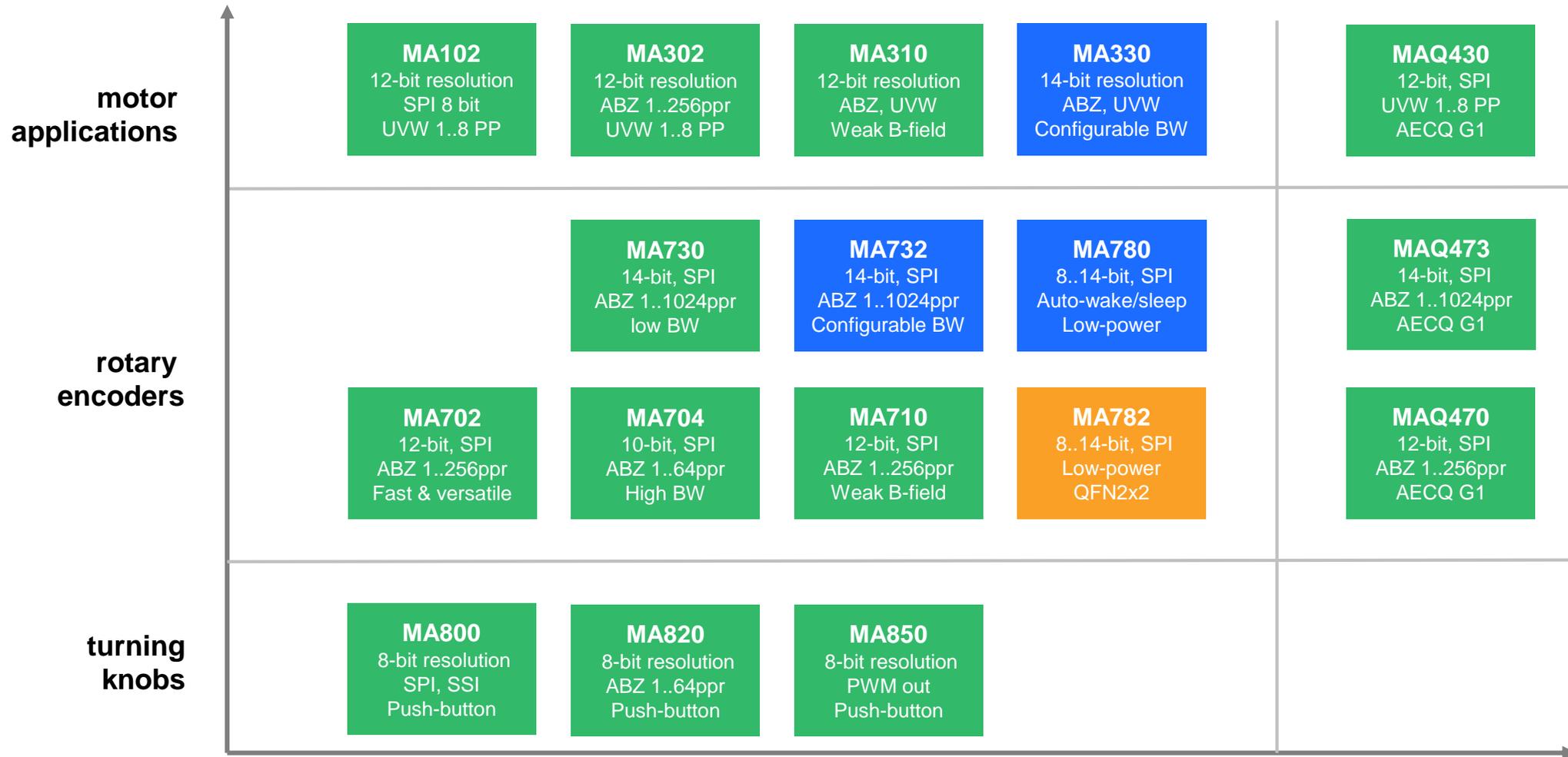
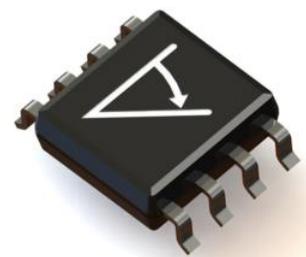


Part number	VCC (V)	Current range (A)	Accuracy	Isolation (V)
MCS1800	3.3 V	±12.5, ±25	±5%	200
MCS1801	5 V	±12.5, ±25	±5%	200
MCS1802	3.3 V	±5, ±10, ±20, ±30, ±40, ±50	±4%	2400
MCS1803	5 V	±5, ±10, ±20, ±30, ±40, ±50	±4%	2400

MagAlpha Generic Block Diagram



MagAlpha Product Portfolio



Industrial & consumer

automotive

Newly Released

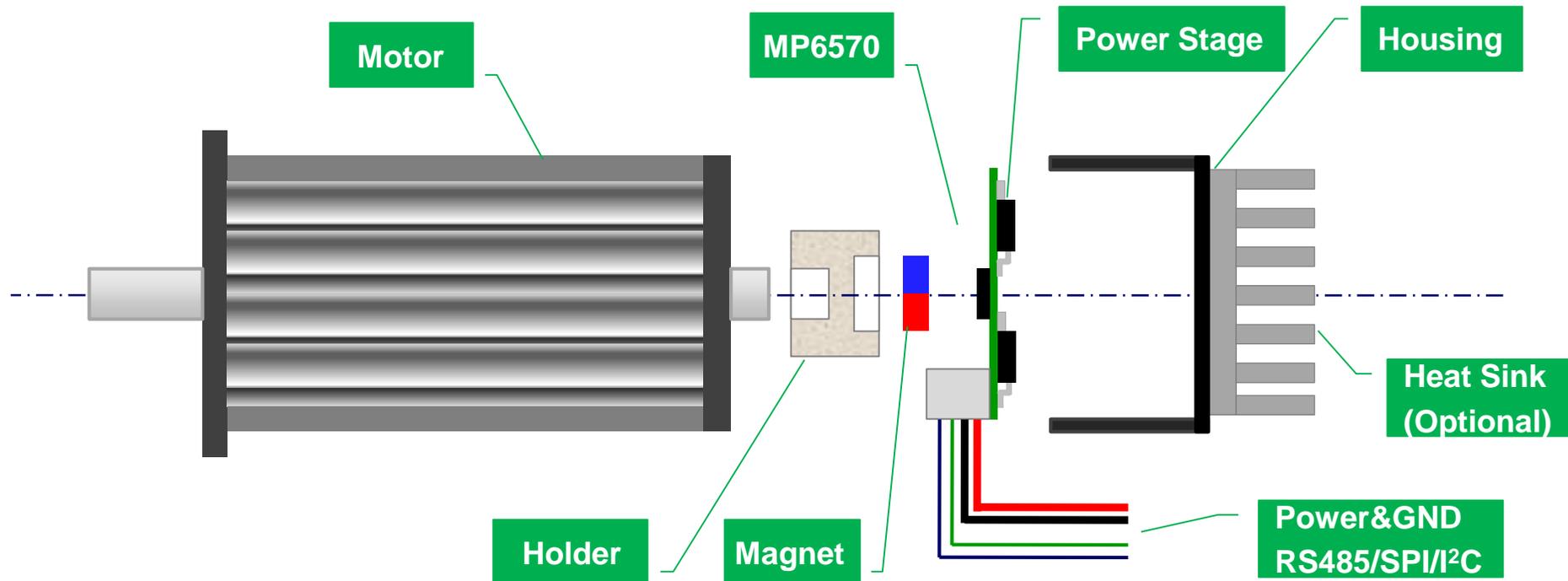
Released

Sampling



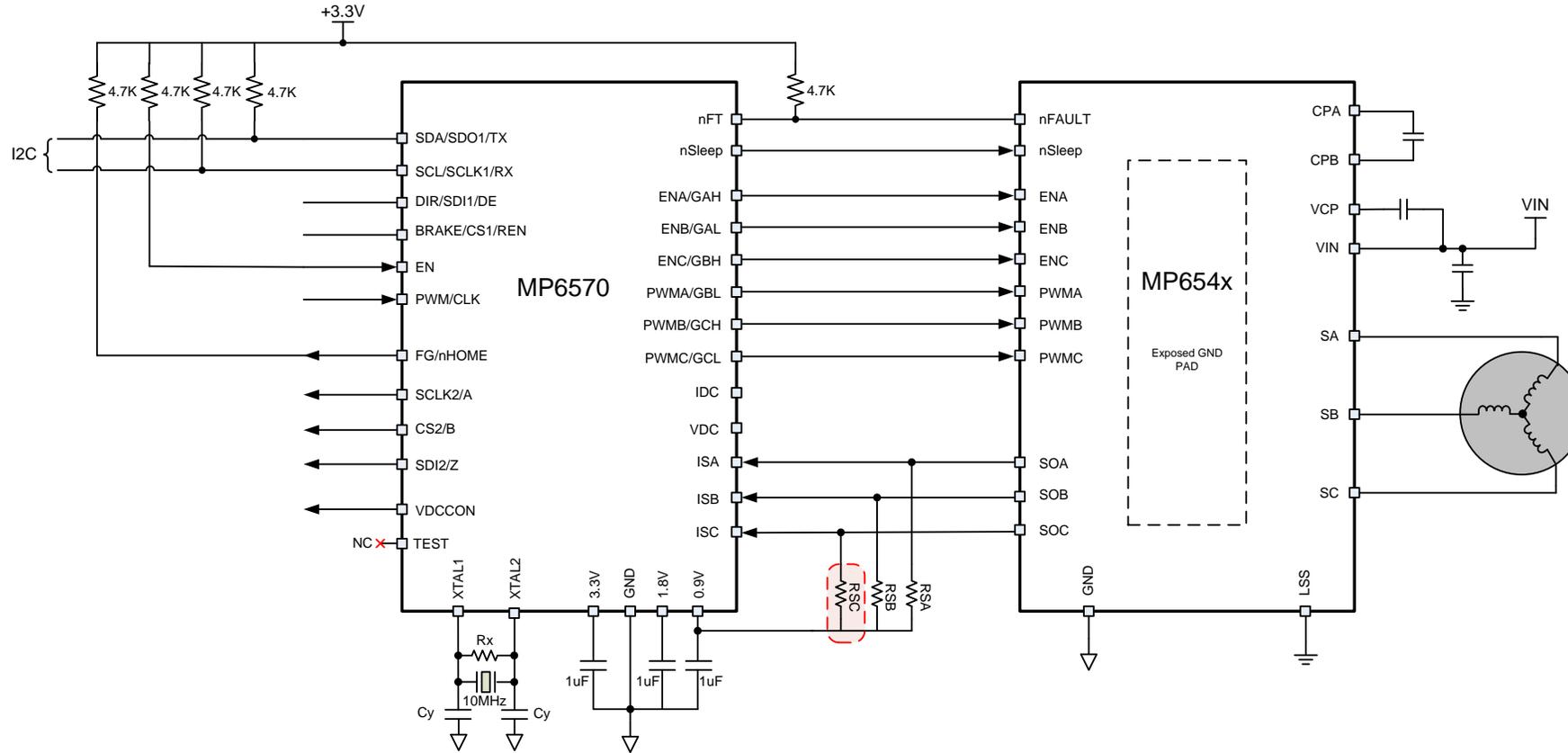
5 MPS电机控制相关产品

4. FOC算法集成芯片



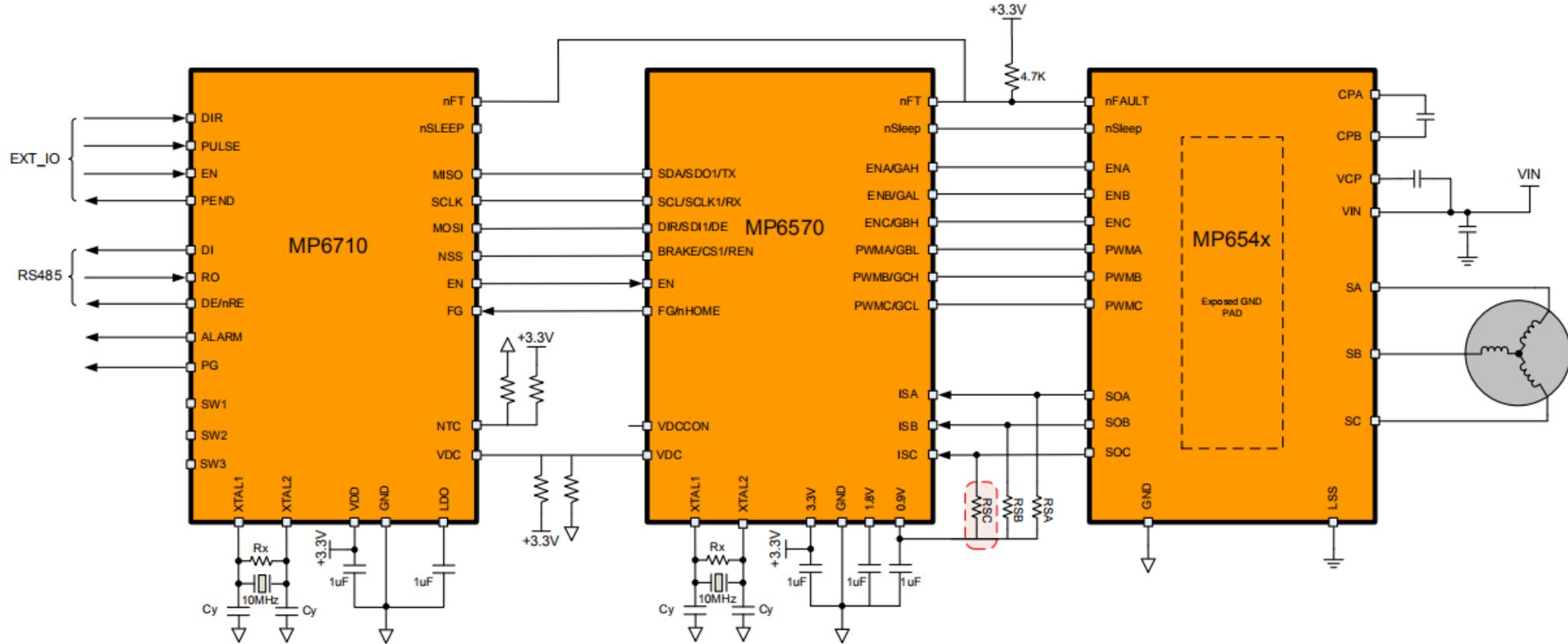
5 MPS电机控制相关产品

4. FOC算法集成芯片



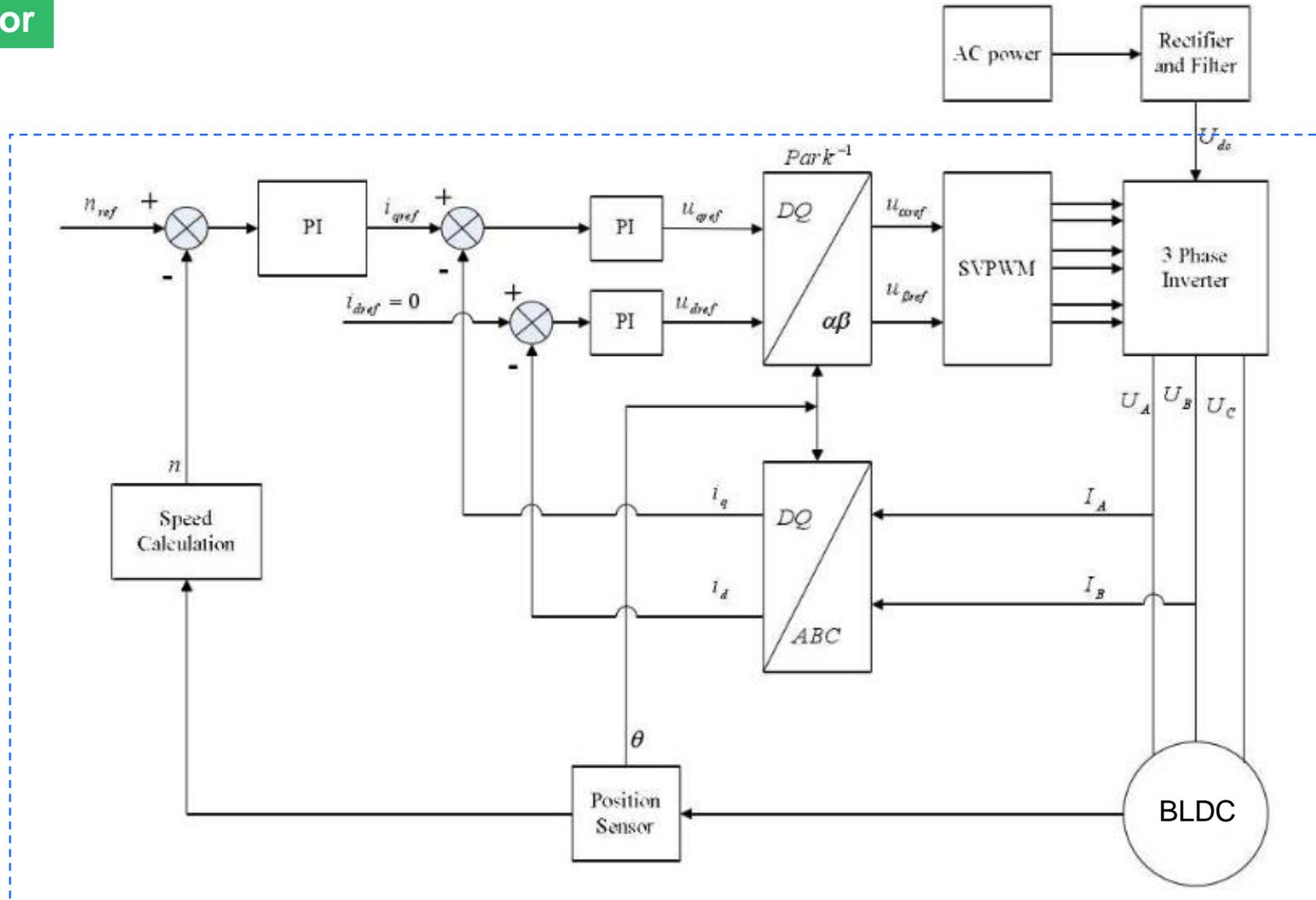
5 MPS电机控制相关产品

4. FOC算法集成芯片



5 MPS电机控制相关产品

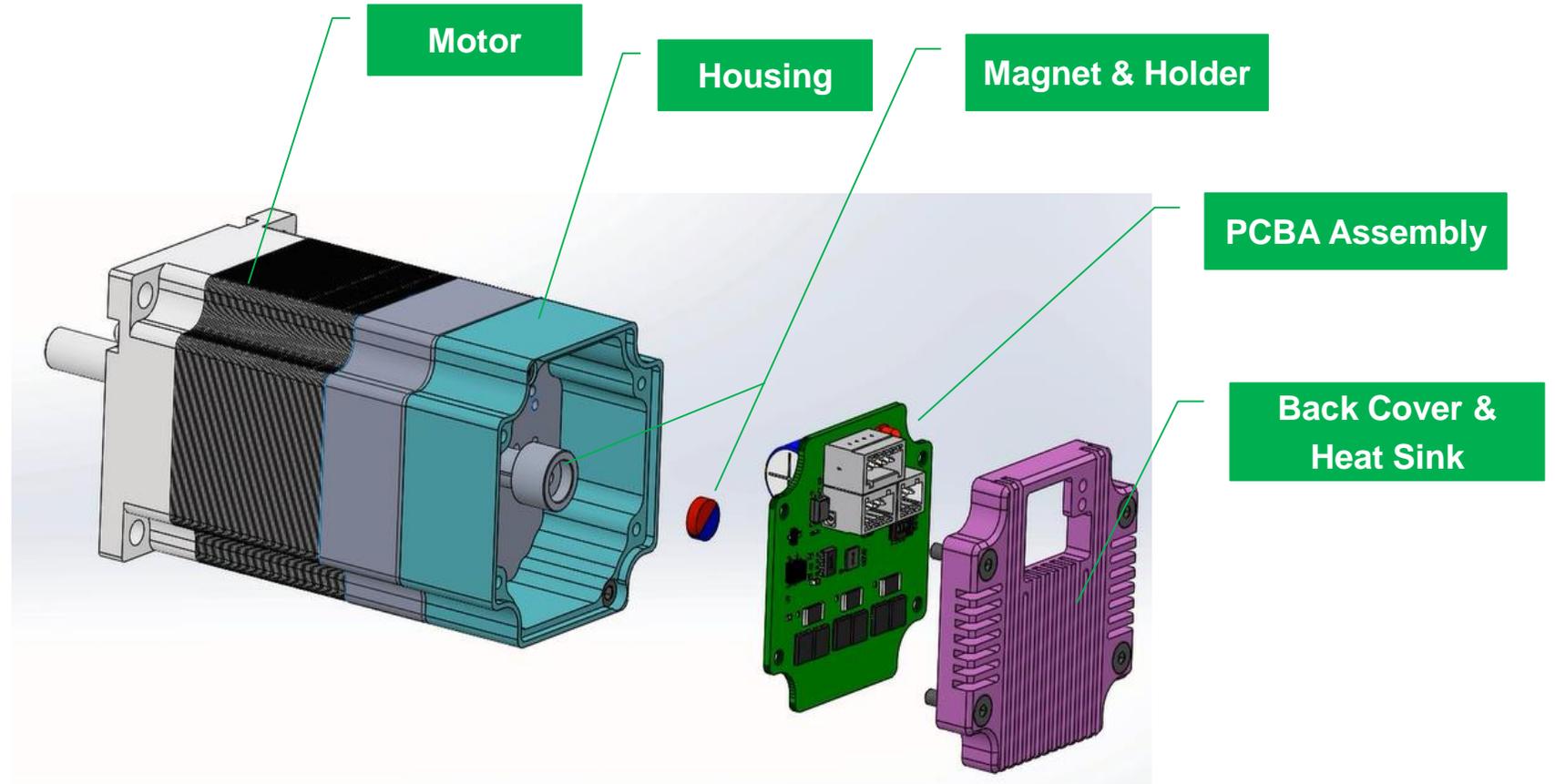
5. FOC Motor



Standard Size Motor Design

57mm Servo Motor Design

- Controller: MP6570 + MP6710
- Power Stage: MP6539 + MOS
- Motor Size: 57mm
- Power: up to 200W
- Speed: 3000rpm



MSM Series Smart Motors

Features

- All in One Solution
- Embedded Magnetic Sensor
- FOC Control
- Speed/Position/Torque Control
- RS485 or PUL/DIR Control
- Easy to Use GUI

Series	Smart Motor Part Number	Vin Spec (Min, Nominal, Max)	Rated RPM	Rated Torque (Nm)
42mm	MSM942038-24-C-R	(18V, 24V, 36V)	3000	0.12
	MSM942052-24-C-R		4000	0.125
	MSM942077-24-C-R			0.185
	MSM942105-24-C-R			0.25
57mm	MSM957094-36-C-R	(18V, 36V, 70V)	3000	0.3
	MSM957141-36-C-R		3000	0.45
	MSM957188-36-C-R		3000	0.6



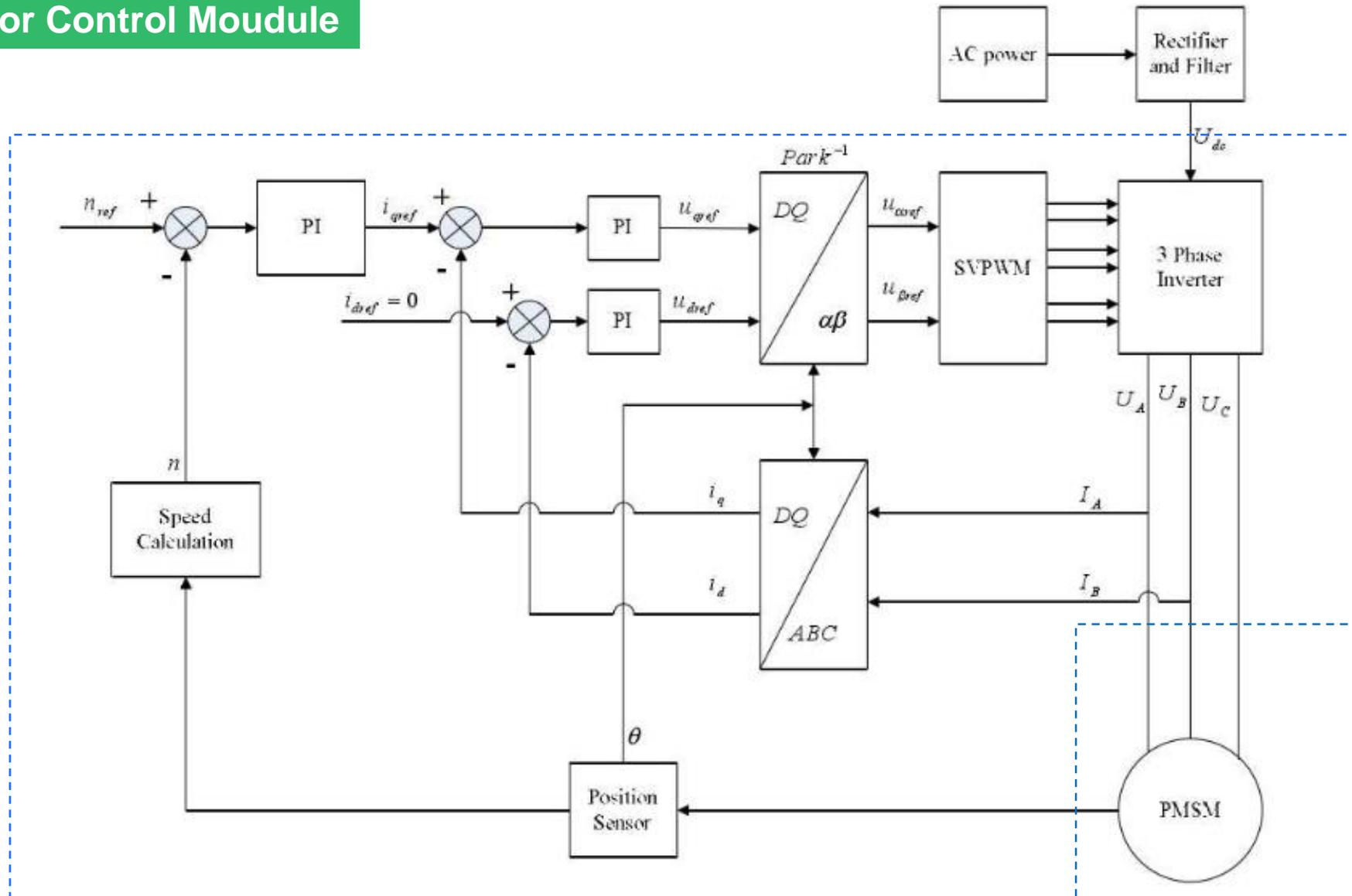
MSM942xxx-24-C-R



MSM957xxx-36-C-R

5 MPS电机控制相关产品

6. FOC Motor Control Module

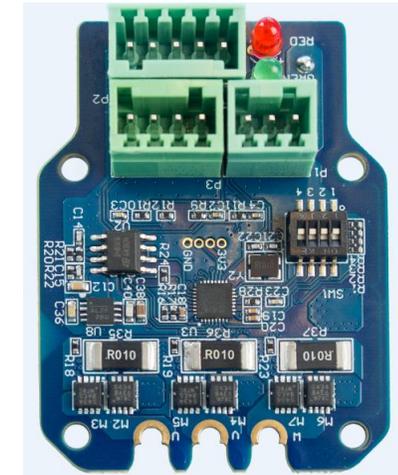


MMP Series Motor Control Module

Features

- Up to 200W
- Wide Input Voltage Range
- RS485 or PULSE/DIR Input
- FOC Control
- Speed/Position/Torque Control
- Easy to Install

Series	Smart Motor Part Number	Vin Spec (Min, Nominal, Max)	Rated Power(W)
42mm	MMP742038-24-C	(18V, 24V, 36V)	38
	MMP742052-24-C		52
	MMP742077-24-C		77
	MMP742105-24-C		105
57mm	MMP757094-36-C	(18V, 36V, 70V)	94
	MMP757141-36-C		141
	MMP757188-36-C		188



MMP742xxx-24-C



MMP757xxx-36-C

6 参考文献

王成元 《现代电机控制》

陈伯时 《交流调速系统》

辜承林 《电机学》

贺益康 《电机控制》

Bimal K.Bose 《现代电力电子学与交流传动》

敖杰 《基于TMS320LF2406A的永磁同步电机矢量控制系统研究》

知乎 只是学电的 《[永磁同步电机矢量控制之——“基础”](#)》

知乎 蒋昊 《[电机控制要点解疑：SPWM, SVPWM和矢量控制](#)》

知乎 J Pan 《[永磁同步电机](#)》

Csdn博客 《[FOC中的Clarke变换和Park变换详解](#)》

Q&A

End