

变频技术在家用电器产品中的应用

中国家用电器研究院

徐 鸿

1.变频技术概述

- 变频的目的
- 变频的目的：调速/调功率
- 变频压缩机/电机的特点

2.直流变频控制原理

- 直流变频电机的构成
- 硬件控制原理
- 软件算法原理

3.直流变频在家电产品中的应用

- 无传感器算法
- 在空调/冰箱/洗衣机上的应用
- 变频控制器的辅助技术应用



- 频率的定义：频率，是单位时间内完成周期性变化的次数，是描述周期运动频繁程度的量，常用符号 f 或 ν 表示，单位为秒分之一，符号为 s^{-1} 。为了纪念德国物理学家赫兹的贡献，人们把频率的单位命名为赫兹，简称“赫”，符号为 Hz。
- 变频的含义：**变频**就是改变用电器的供电频率，从而匹配/调节负载，起到准确控制、降低功耗，减小损耗，延长设备使用寿命等作用。



1. 变频技术概述

1.2 变频的方法

- 调整电机驱动电源频率。
- 调整电热驱动的频率及占空比，进而调整电热功率。
- 变频的目的：调速/调功率
 - 冷量调节
 - 精密控温
 - 降低噪声

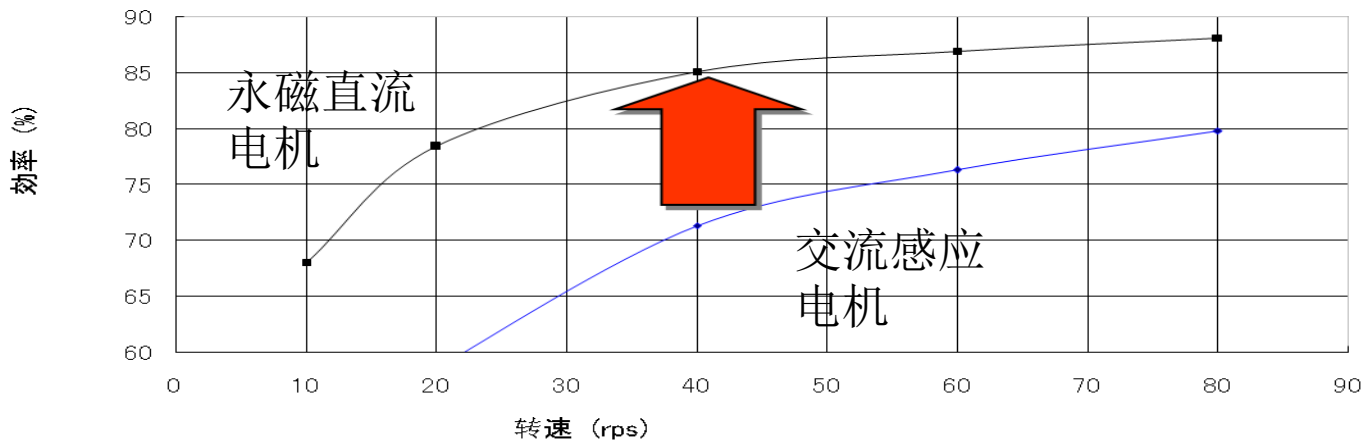


- 提供给研发人员电动机调速的方法；
- 提供给研发人员变冷量的手段；
- 提供给研发人员提高能效的手段；
- 提供给研发人员降低噪声、振动的手段。



永磁同步/直流无刷电机

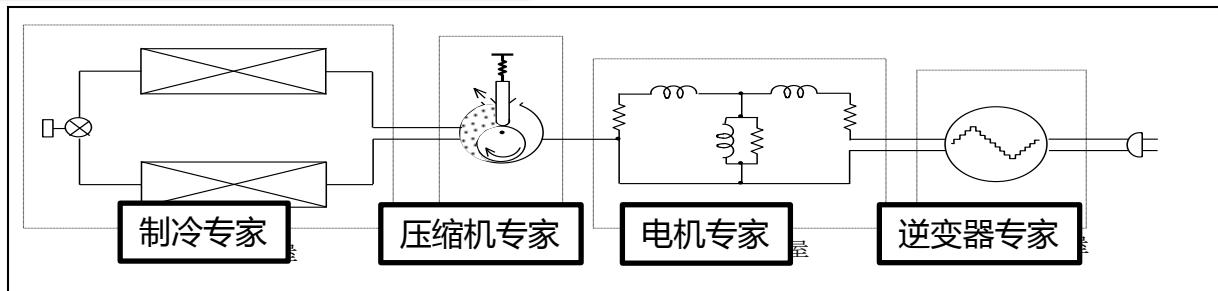
电机效率



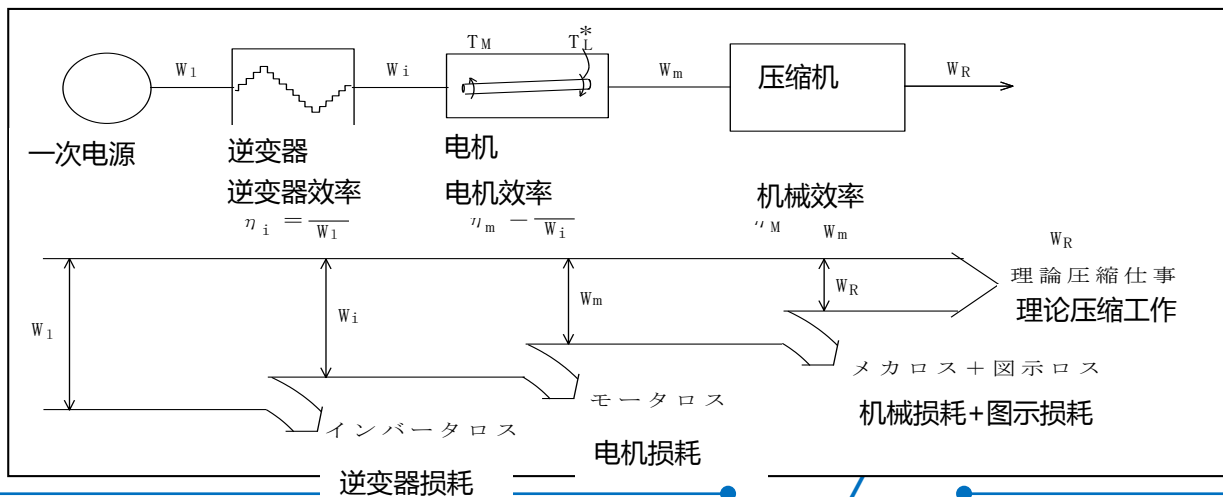
由于电机的效率的提高，因此，采用永磁直流无刷电机替代常规电机，必将带来节能20%以上的节能、减排效果，为器具能效的提高，起到直接的作用。

1. 变频技术概述

1.3 变频压机/电机的特点



冷冻循环系统



能量流程图



■ 1.变频技术概述

- 变频的目的
- 变频的目的：调速/调功率
- 变频压缩机/电机的特点

2 .直流变频控制原理

- 直流变频电机的构成
- 硬件控制原理
- 软件算法原理

3.直流变频在家电产品中的应用

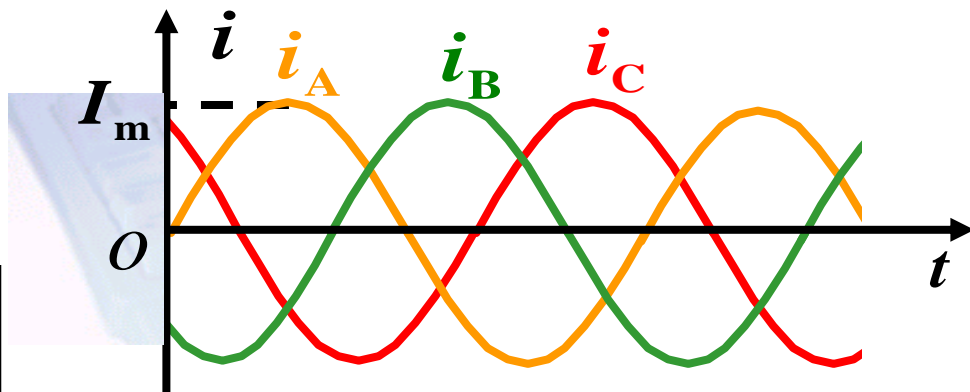
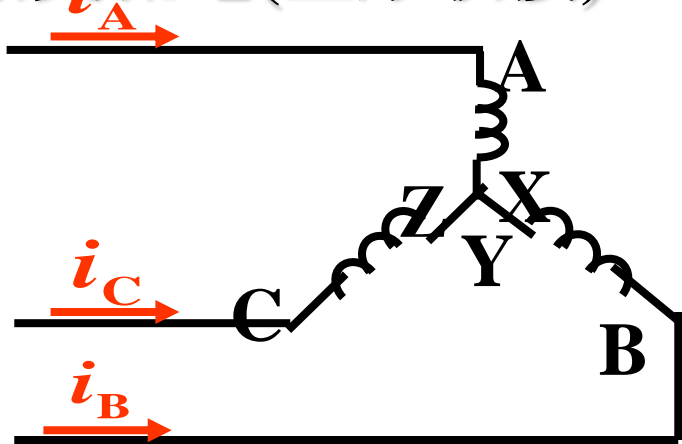
- 无传感器算法
- 在空调/冰箱/洗衣机上的应用
- 变频控制器的辅助技术应用



定子的旋转磁场

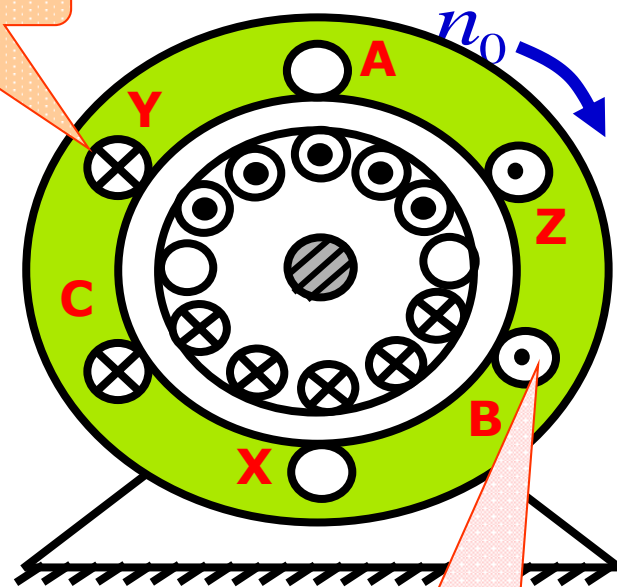
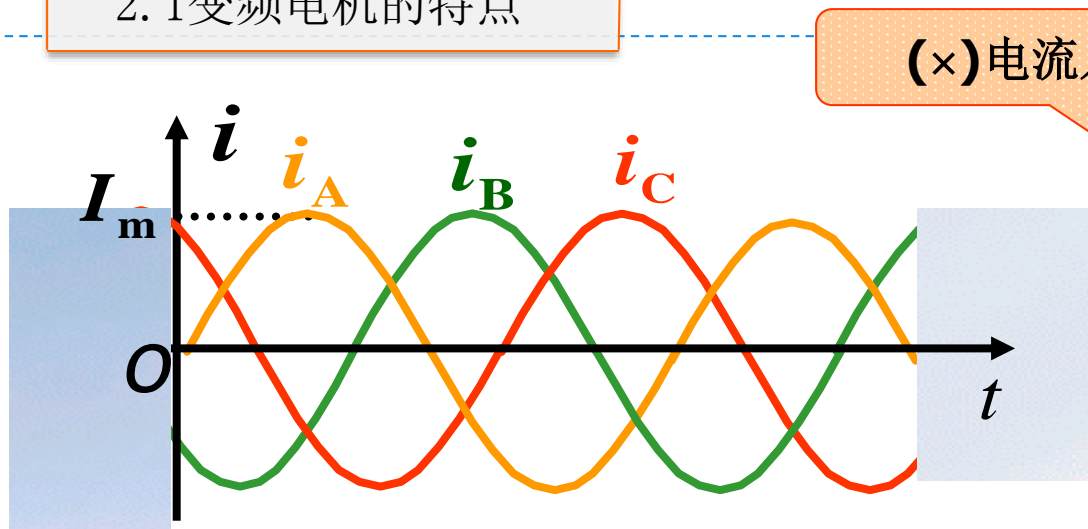
定子三相绕组通入三
相交流电(星形联接)

$$\begin{cases} i_A = I_m \sin \omega t \\ i_B = I_m \sin(\omega t - 120^\circ) \\ i_C = I_m \sin(\omega t + 120^\circ) \end{cases}$$



2. 直流变频控制原理

2.1 变频电机的特点



规定

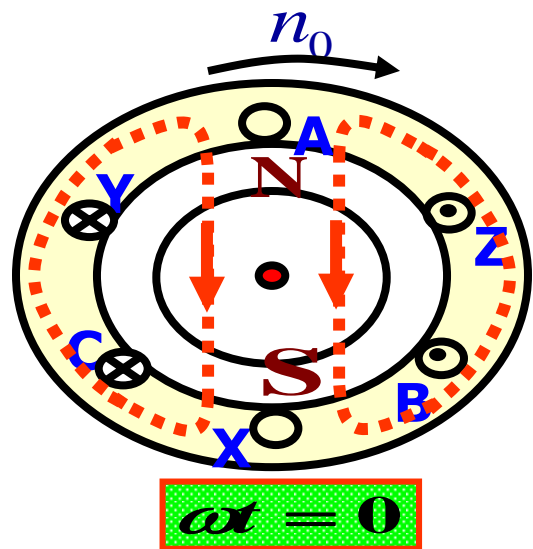
i : "+" —首端流入，尾端流出。

i : "-" —尾端流入，首端流出。

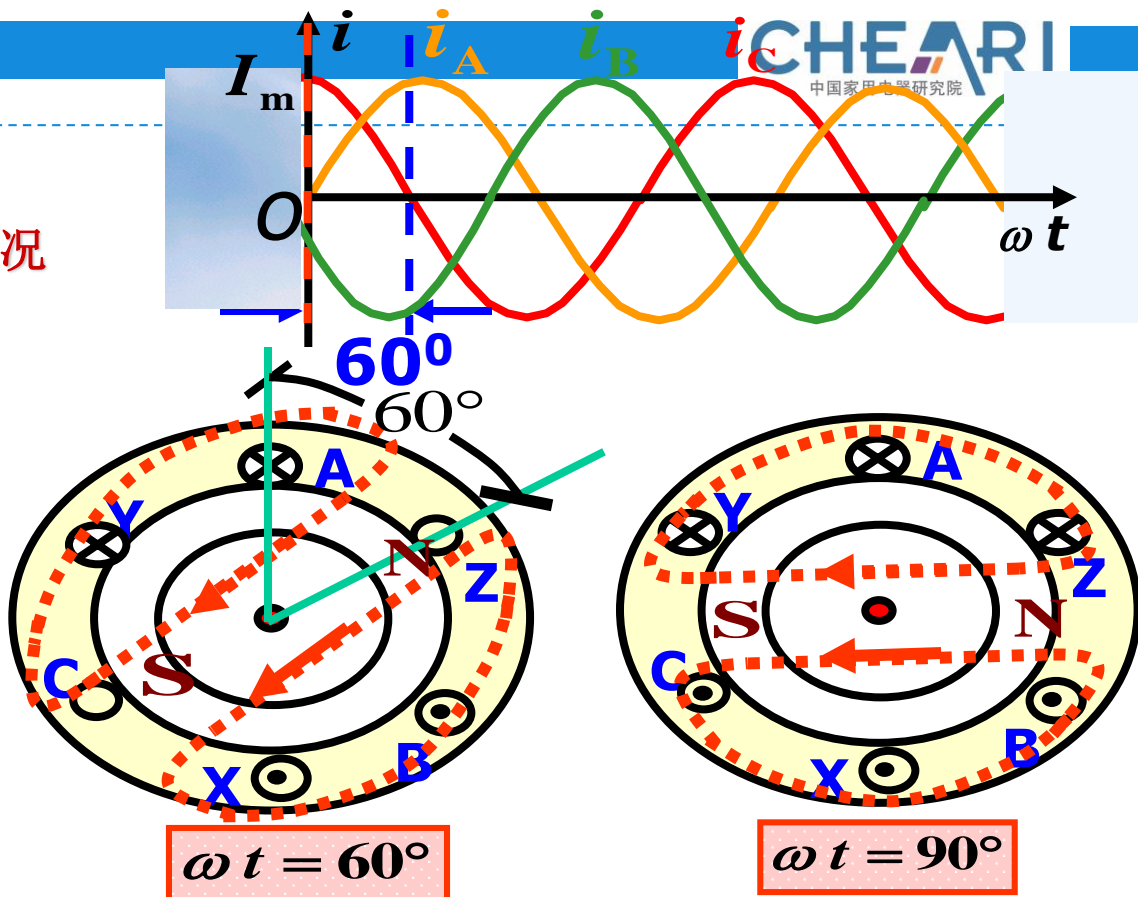
2. 直流变频控制原理

2.1 变频电机的特点

三相电流合成磁场的分布情况



合成磁场方向向下



合成磁场旋转 60°

合成磁场旋转 90°

2. 直流变频控制原理

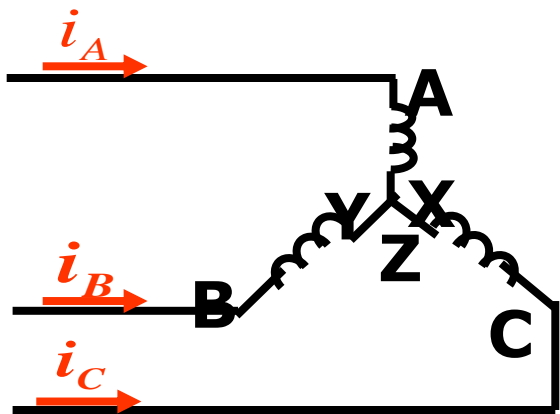
2.1 变频电机的特点

一个电流周期，旋转磁场在空间转过 360°

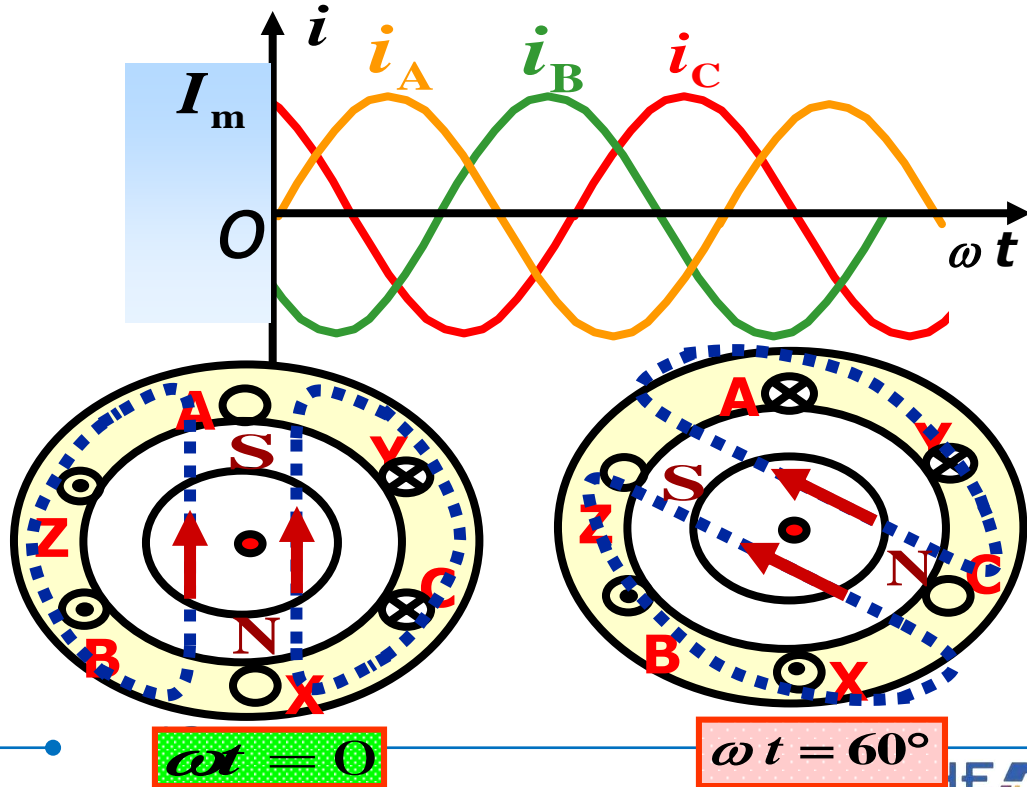
取决于三相电流的相序

2. 旋转磁场的旋转方向

任意调换两根电源进线
(电路如图)



结论：任意调换两根
电源进线，则旋转
磁场反转。



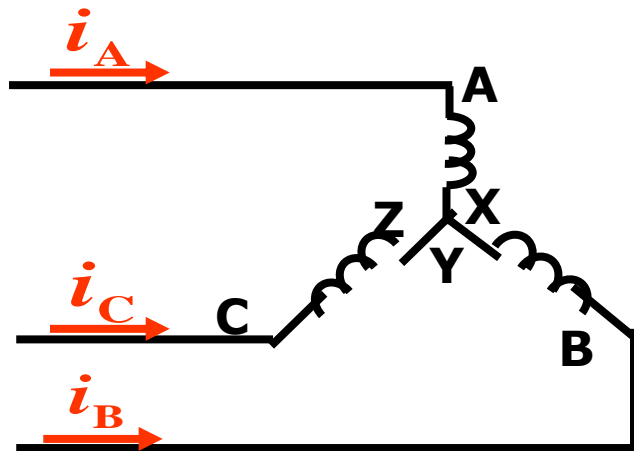
$\omega t = 0$

$\omega t = 60^\circ$

2. 直流变频控制原理

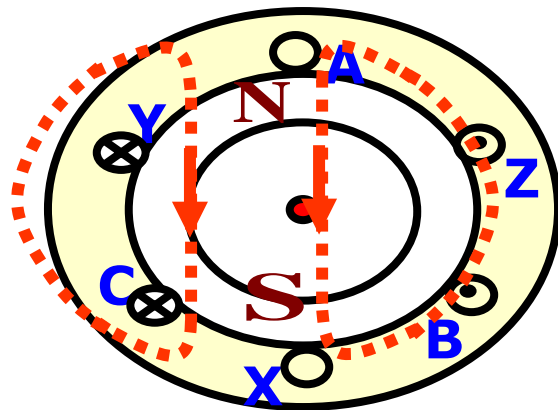
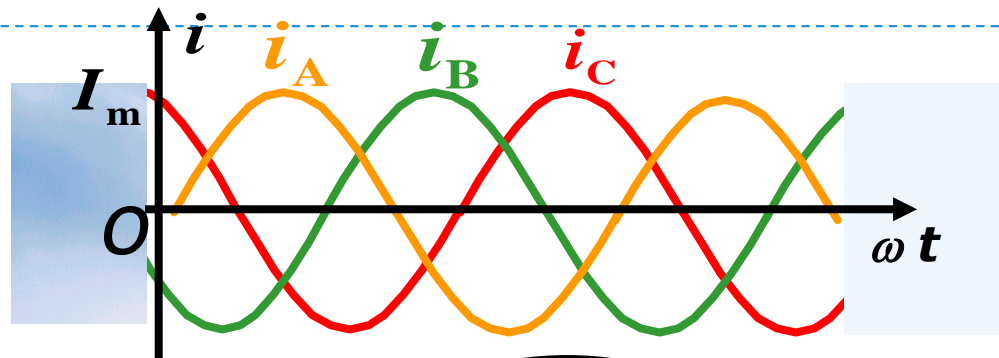
2.1 变频电机的特点

旋转磁场的极对数P



当三相定子绕组按图示排列时，产生一对磁极的旋转磁场，即：

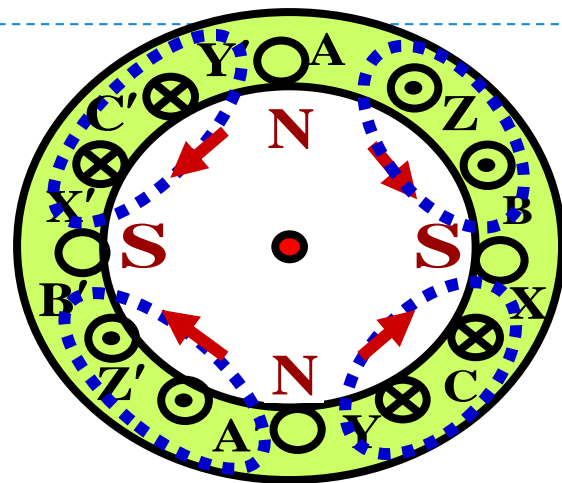
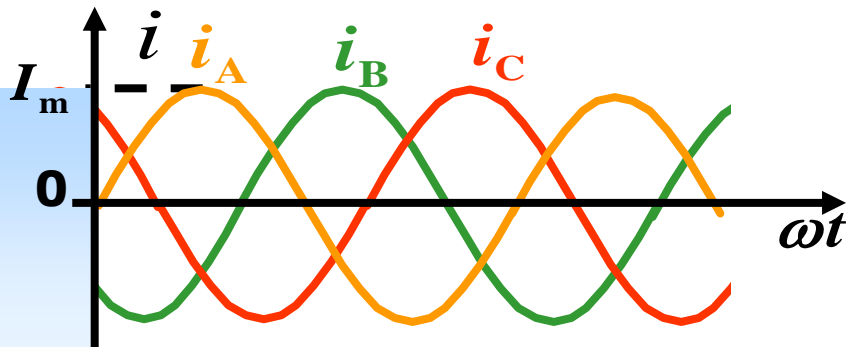
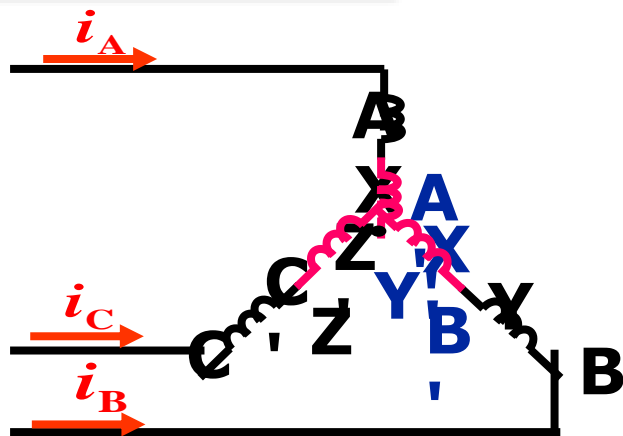
$$p = 1$$



$$\omega t = 0$$

2. 直流变频控制原理

2.1 变频电机的特点



极对数

$$p = 2$$

旋转磁场的磁极对数
与三相绕组的排列有关

2. 直流变频控制原理

2.1 变频电机的特点

旋转磁场的转速:

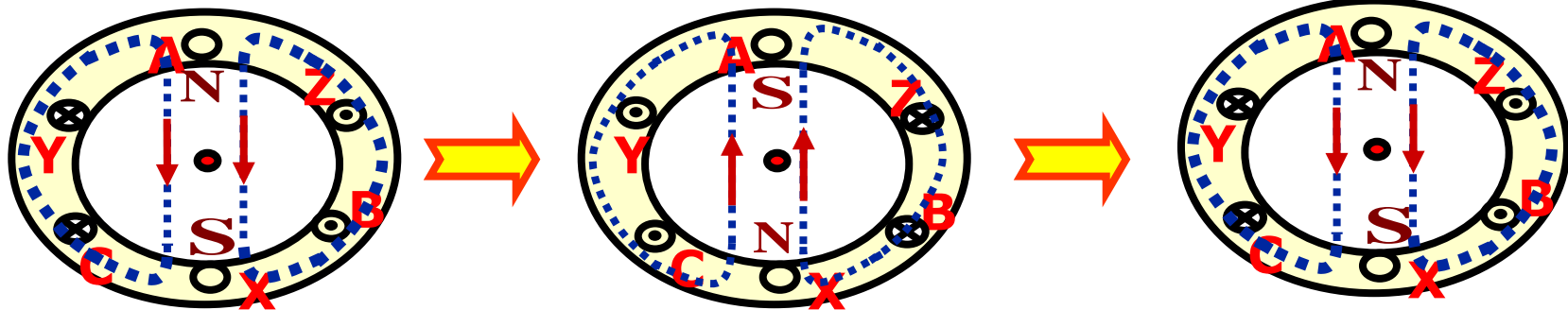
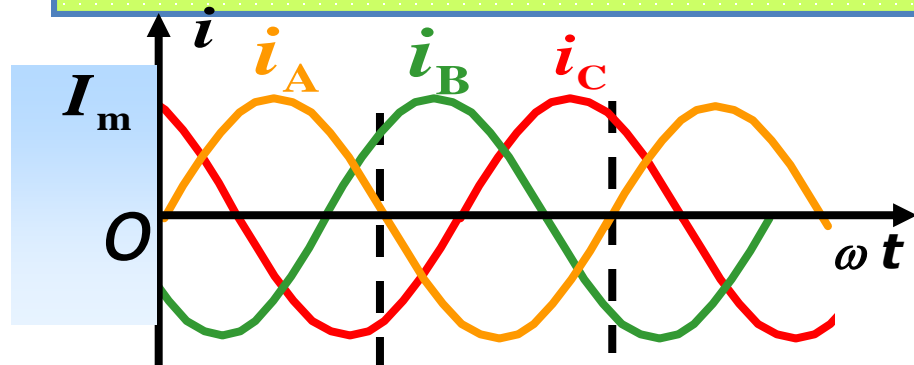
$p=1$ 时

$$n_0 = 60 f_1 \quad (\text{转/分})$$

工频: $f_1 = 50 \text{ Hz}$

$$n_0 = 3000 \quad (\text{转/分})$$

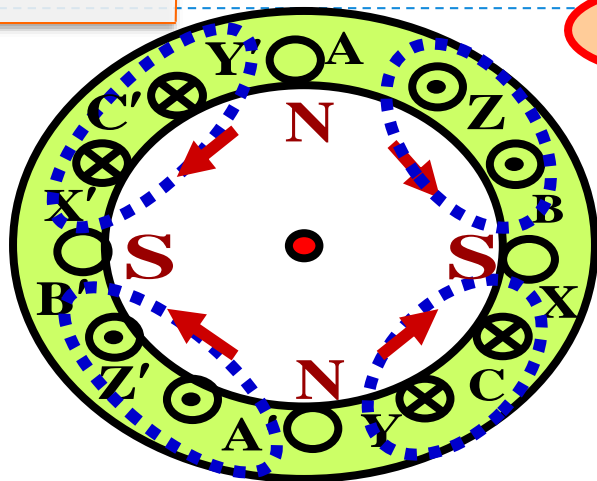
旋转磁场的转速取决于磁场的极对数



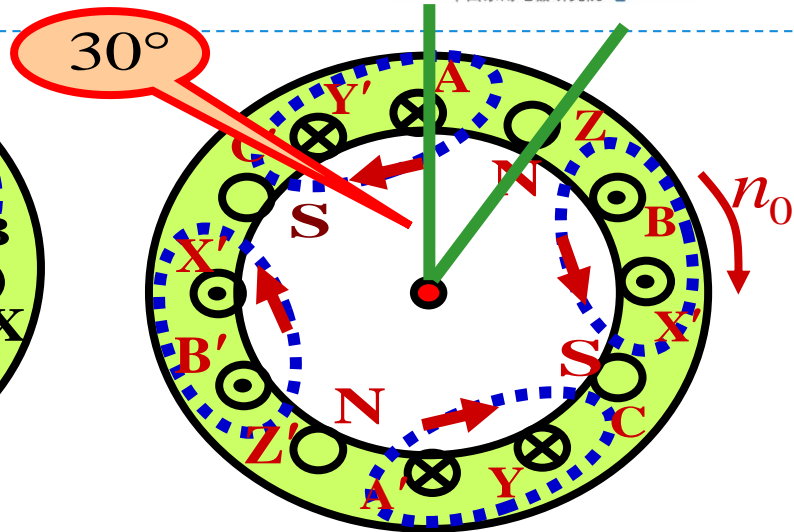
2. 直流变频控制原理

2.1 变频电机的特点

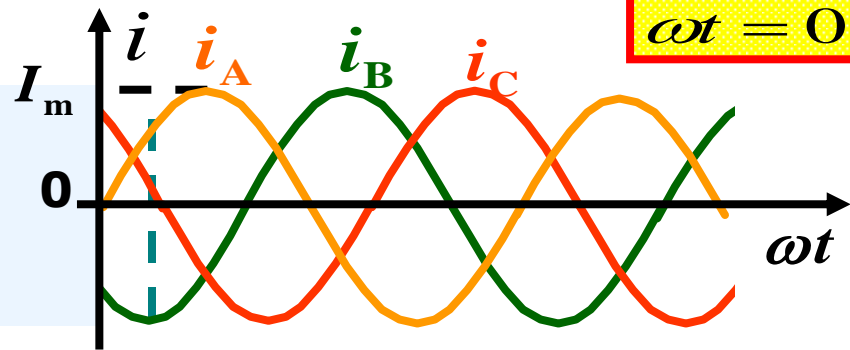
$p=2$ 时



$\omega t = 0$



$\omega t = 60^\circ$



$$n_0 = \frac{60 f_1}{2} = 1500 \text{ (转/分)}$$

2. 直流变频控制原理

2.1 变频电机的特点

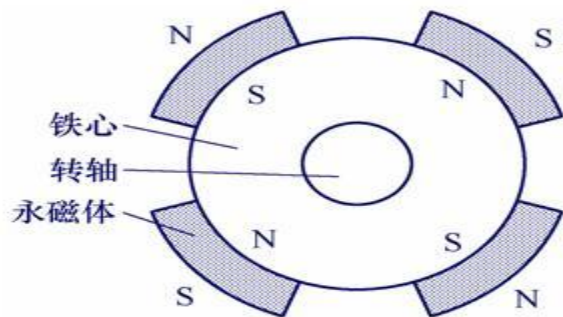
$$n_0 = \frac{60 f_1}{p} \text{ (转/分)}$$

旋转磁场转速 n_0 与极对数 p 的关系

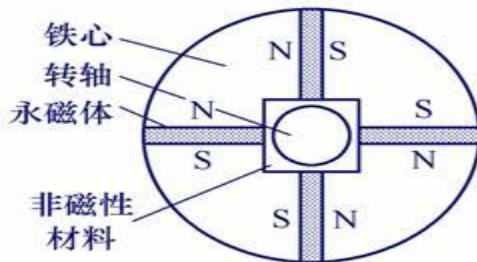
极对数	每个电流周期 磁场转过的空间角度	同步转速 ($f_1 = 50\text{Hz}$)
$p = 1$	360°	3000 (转/分)
$p = 2$	180°	1500 (转/分)
$p = 3$	120°	1000 (转/分)
$p = 4$	90°	750 (转/分)

可见：旋转磁场转速 n_0 与频率 f_1 和极对数 p 有关。

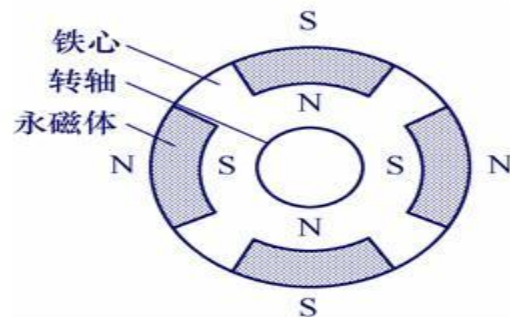
直流无刷永磁电机转子永磁体嵌入的形式



面装式转子结构



插入式转子结构



内装式转子结构

永磁同步电机（PMSM）具有转子转动惯量小、效率高、功率密度大、可靠性高的优点。

采用永磁直流无刷电机的直流变频压缩机

铁氧体

分布卷

稀土类

- 永磁直流电机
(压缩机)

集中卷

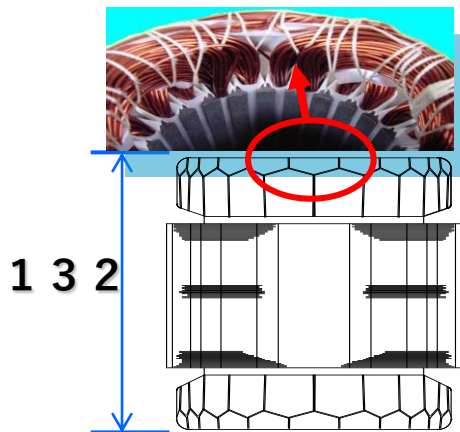
铁氧体

稀土类

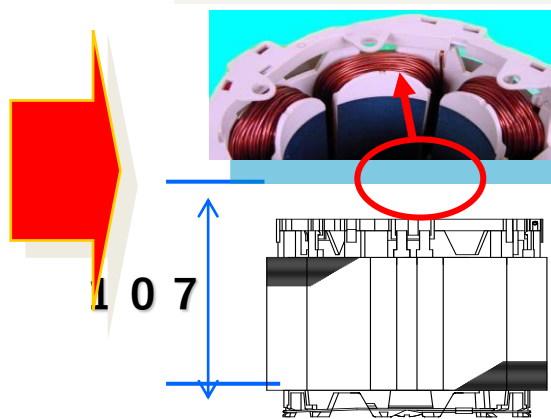
2. 直流变频控制原理

2.1 变频电机的特点

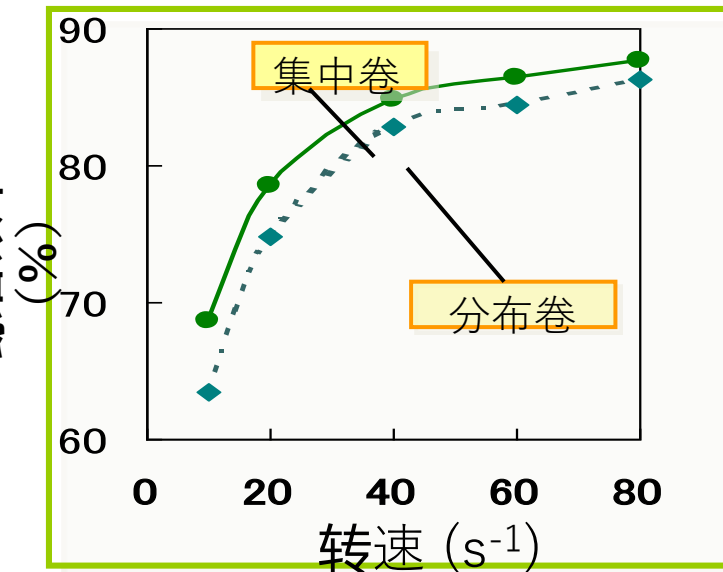
分布卷



集中卷



综合效率



综合效率比较

◆ 用线少, 重量轻
◆ 线圈阻抗小
◆ 高度降低

20

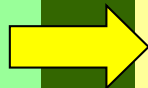
◆ 效率更高
◆ 低成本
◆ 结构紧凑

2. 直流变频控制原理

2.1 变频电机的特点



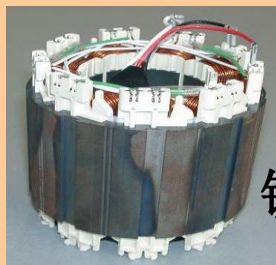
交流电机
分布绕组: 2极规格



DC无刷电机
分布绕组: 4极规格



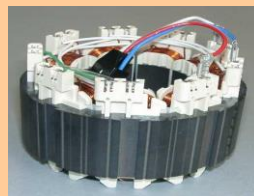
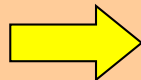
CAN无型
CAN型(第一代)



DC无刷
集中绕组: 6极规格



铁氧体转子



稀土类转子



定子的最新规格实例

2. 直流变频控制原理

2.1 变频电机的特点

风扇电机也采用了最合理的卷线方式，实现了高效率



从以往交流马达效率的约35%
提高到直流马达的约75%（包括驱动损耗）

2. 直流变频控制原理

2.2 硬件控制原理

120° 方波 2 相通电方式

电机
性能

含谐波较多→效率低

含谐波较多→噪声大、振动大

相位控制容易→最优控制容易

最高运行转速低→转速范围窄

变频
器式
样

电路构成简单→成本低

不必要高速运算→成本低

软件控制简单→成本低

180° 正弦波 3 相通电方式

含谐波较少→效率高

含谐波较少→噪声小、振动小

相位控制难→最优控制难

最高运行转速高→转速范围宽

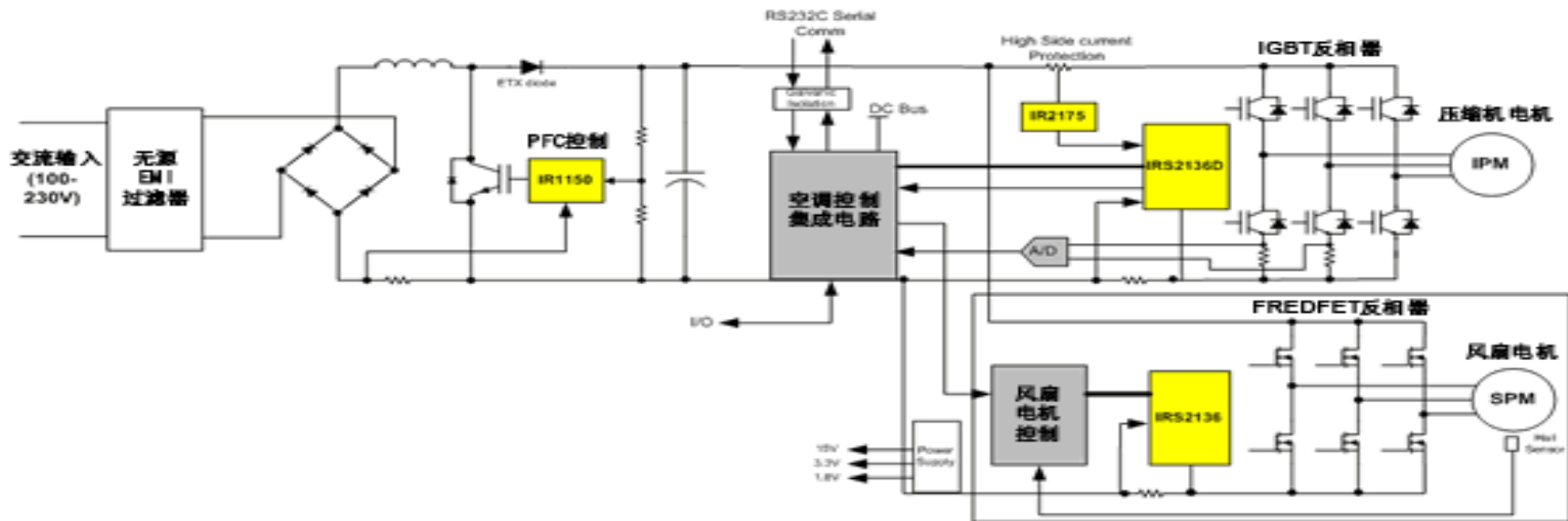
电路构成复杂→成本高

需要高速运算→成本高

软件控制很复杂→成本高

2. 直流变频控制原理

2.2 硬件控制原理



当前家电产品的变频控制器主要是包含：



矢量控制，也称磁场定向控制。它是七十年代初由西德F.Blasschke等人首先提出，以直流电动机和交流电动机比较的方法分析阐述了这一原理，由此开创了交流电动机等效直流电动机控制的先河。它使人们看到交流电动机尽管控制复杂，但同样可以实现转矩、磁场独立控制的内在本质。

矢量控制原理

将异步电动机在三相坐标系下的定子交流电流 I_a 、 I_b 、 I_c 通过三相—二相变换，等效成两相静止坐标系下的交流电流 I_{a1} 、 I_{b1} ，再通过按定子磁场定向旋转变换，等效成同步旋转坐标系下的直流电流 I_{m1} 、 I_{t1} 。其中 I_{m1} 相当于直流电动机的励磁电流； I_{t1} 相当于与转矩成正比的电枢电流。然后模仿直流电动机的控制方法，求得直流电动机的控制量，经过相应的坐标反变换，实现对异步电动机的控制。矢量控制方法的提出具有划时代的意义。

电机定子磁场参考系

原则：在不同的坐标系下，绕组产生的磁动势相同（大小、速度）。

- A. 三相静止坐标（a、b、c）；
- B. 两相静止坐标（ α 、 β ）；
- C. 同步旋转的直流两相坐标（d、q）。

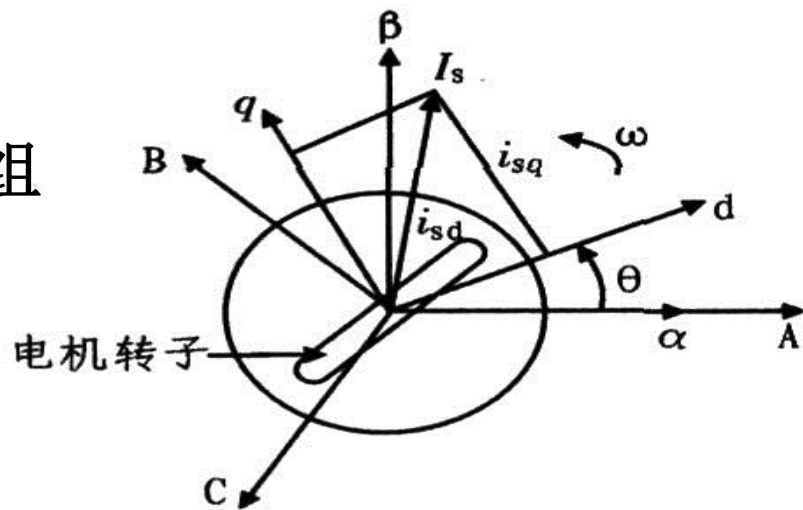


图 1 定子、转子参考坐标系

矢量控制系统框图

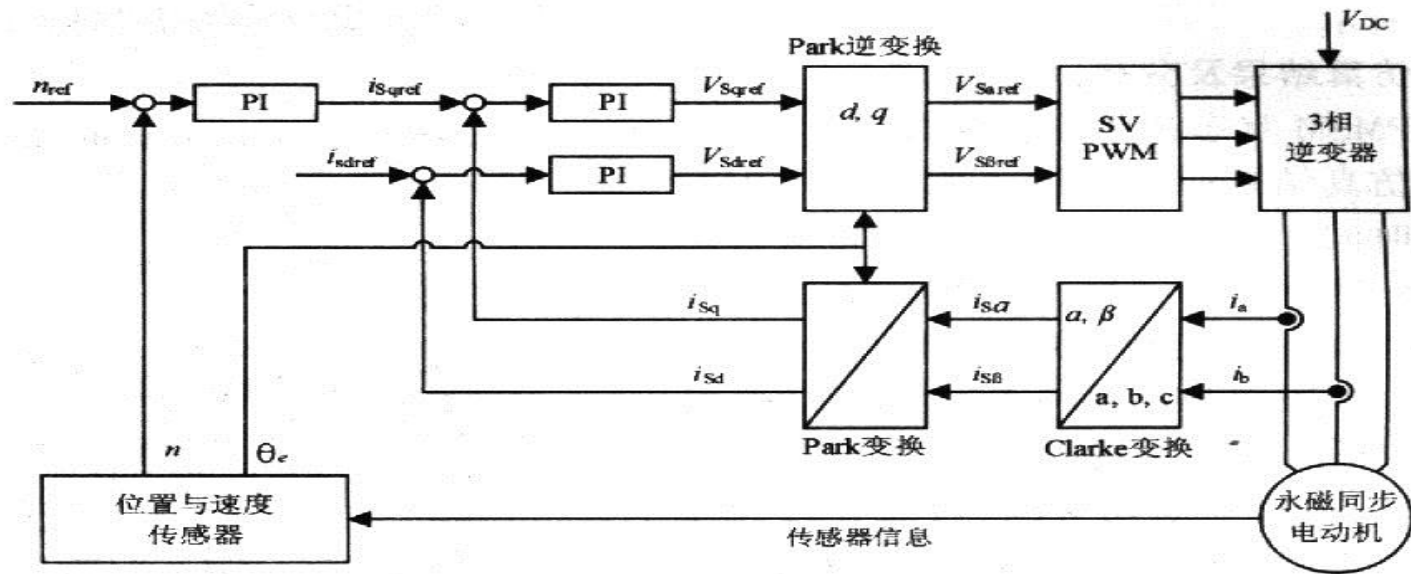


图 2 永磁同步电动机 FOC 控制结构示意图

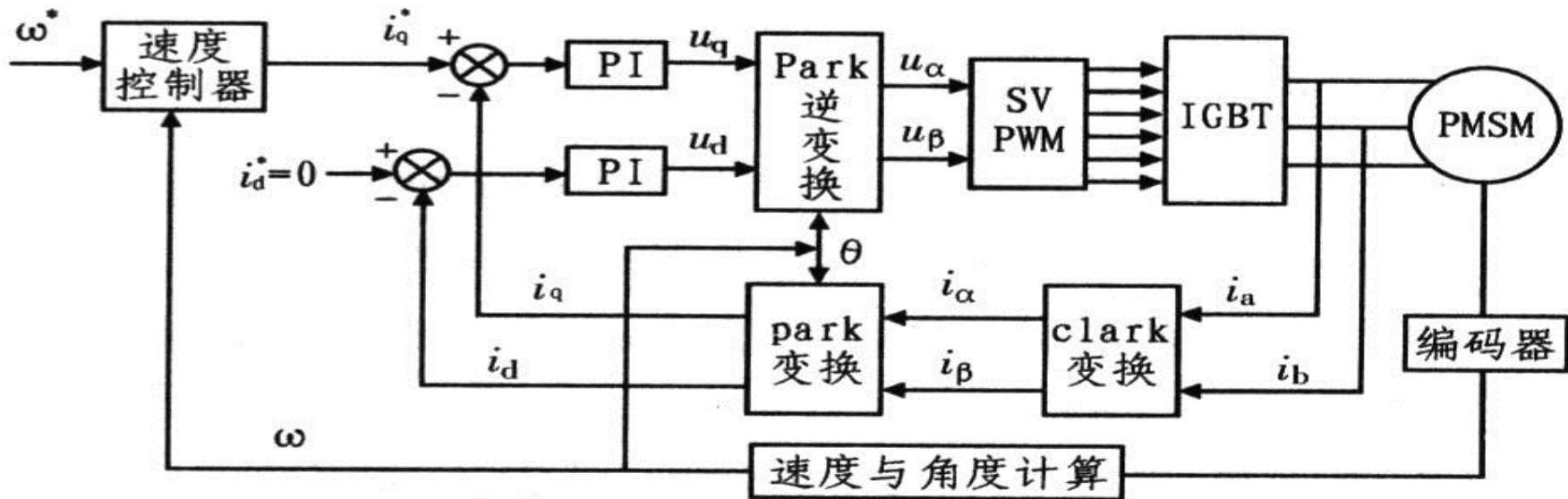


图 3 基于矢量控制的永磁同步电动机调速系统框图

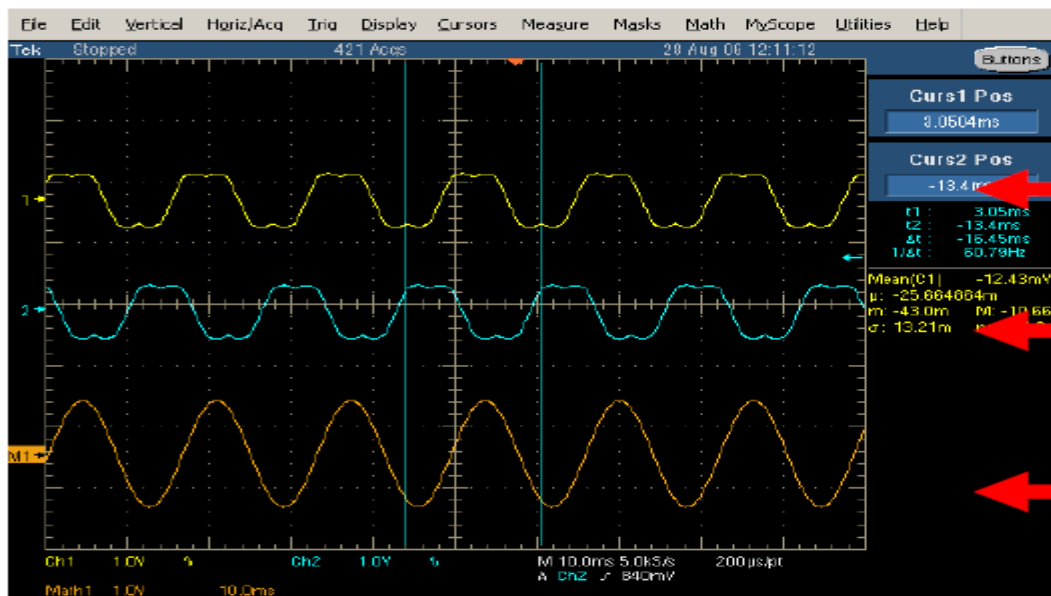
矢量控制的难点

由于转子磁链难以准确观测，系统特性受电动机参数的影响较大，且在等效直流电动机控制过程中所用矢量旋转变换较复杂，使得实际的控制效果难以达到理想分析的结果，这是矢量控制技术在实践上的不足。

矢量控制的关键点

- 必须直接或间接地得到转子磁链在空间上的位置才能实现定子电流解耦控制，在这种矢量控制系统中需要配留转子位置或速度传感器，这显然给许多应用场合带来不便，近年发展出无传感器算法，为矢量控制扩展了应用范围。
- 高速DSP运算的能力。

180度驱动 电压合成



U+ output

V+ output

U+ ~ V+

1985年德国鲁尔大学Depenbrock教授首先提出直接转矩控制理论（Direct Torque Control简称DTC）。

直接转矩控制与矢量控制不同，它不是通过控制电流、磁链等量来间接控制转矩，而是把转矩直接作为被控量来控制。

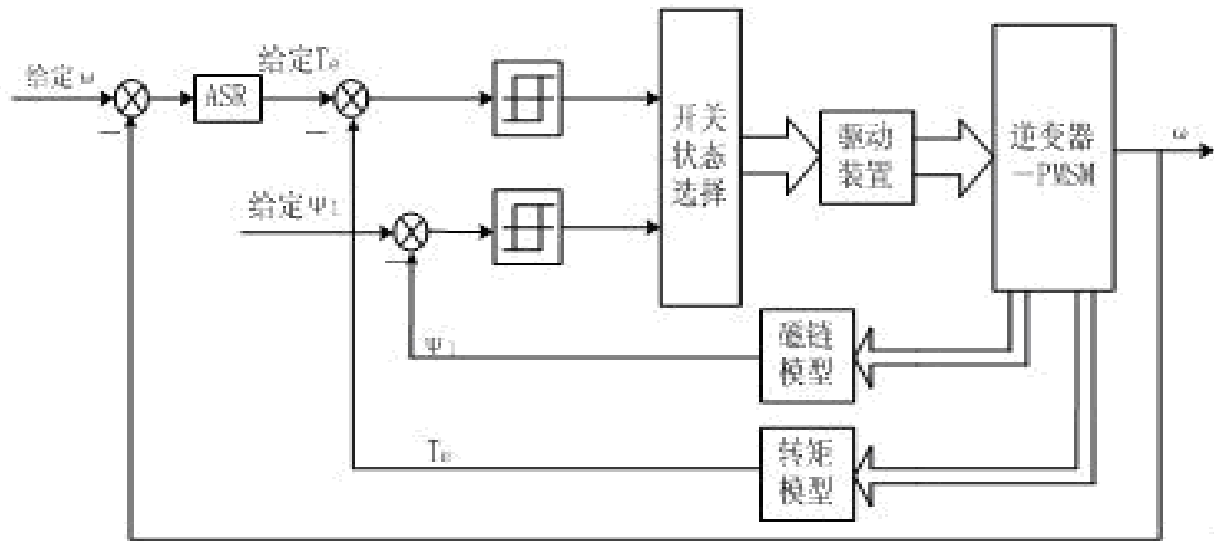
直接转矩控制的优越性：

转矩控制是控制定子磁链，在本质上并不需要转速信息，控制上对除定子电阻外的所有电机参数变化鲁棒性良好；所引入的定子磁链观测器能很容易估算出同步速度信息。因而能方便地实现无速度传感器化。

直接转矩控制算法

依赖于精确的电机数学模型和对电机参数的自动识别（ID），通过ID运行，自动确立电机实际的定子阻抗互感、饱和因素、电动机惯量等重要参数，然后根据精确的电动机模型估算出电动机的实际转矩、定子磁链和转子速度，并由磁链和转矩的Band—Band控制产生PWM信号对逆变器的开关状态进行控制。

直接转矩控制算法



DTC 系统原理图

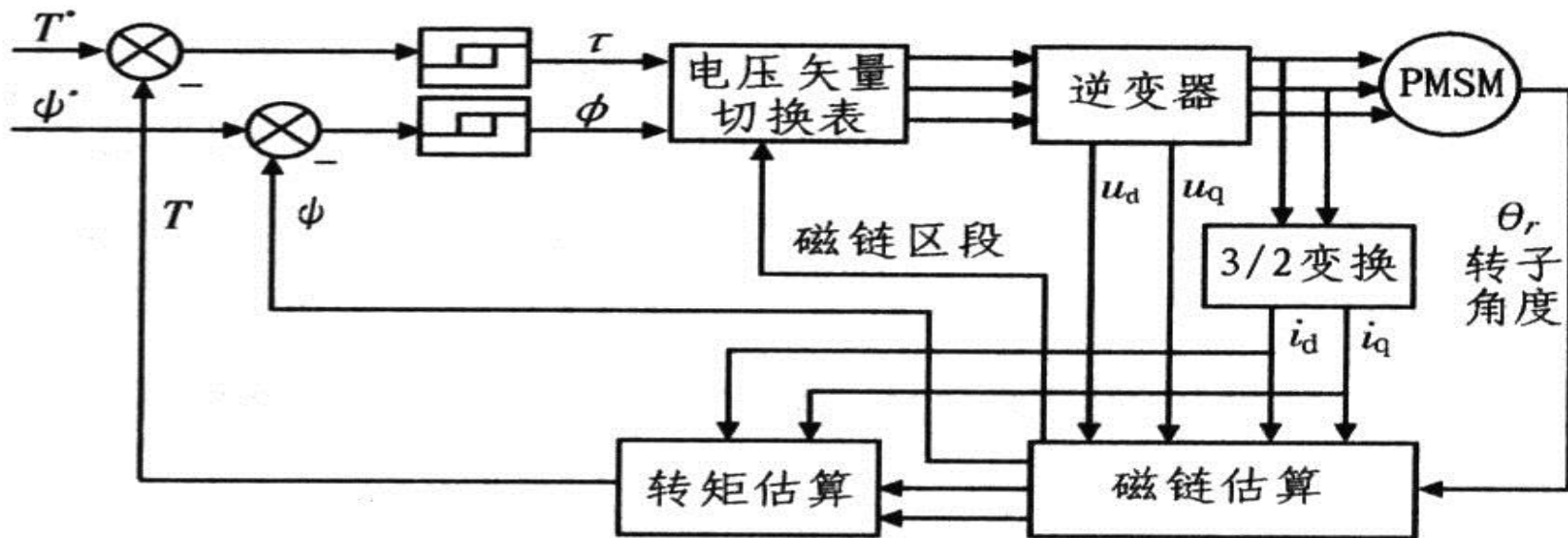
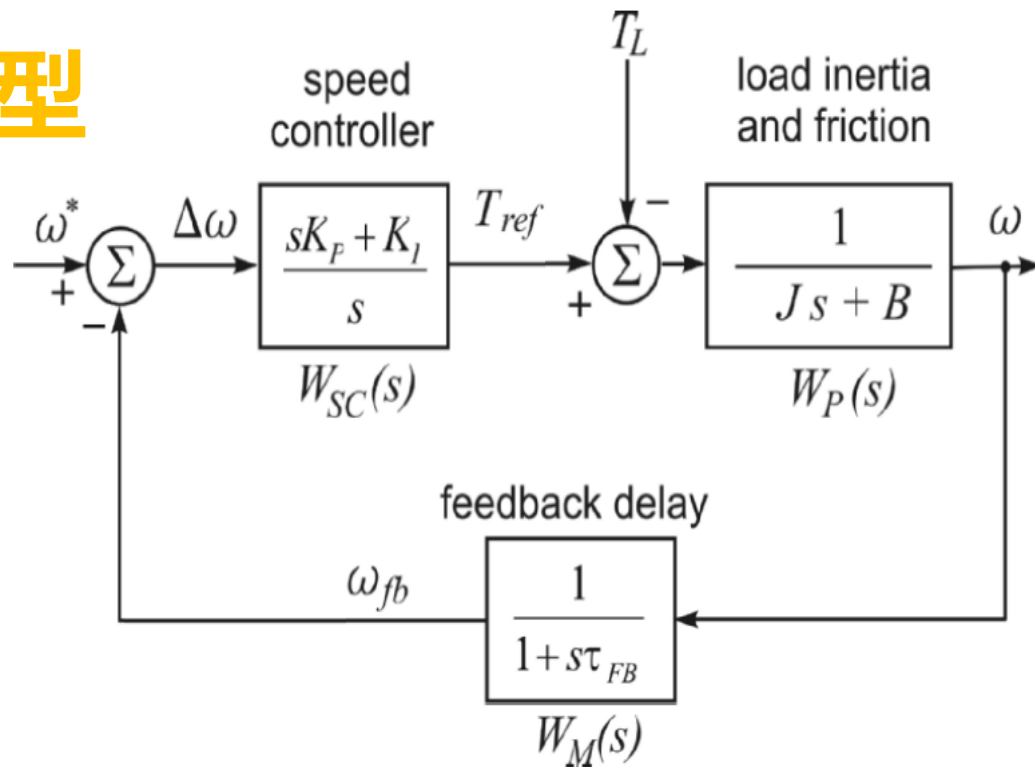


图 2 永磁同步电动机的直接转矩控制框图

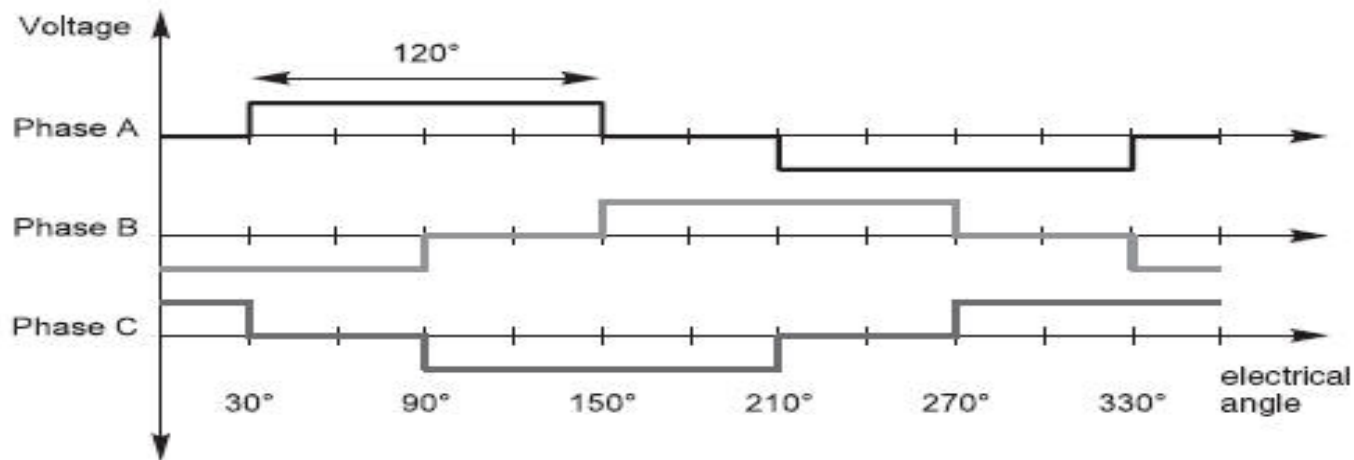
120度驱动BLDC 特点

- 每一相的导通角度是120度；
- 在每一相的导通时间内是使用PWM信号来调制的；
- 有传感器（霍尔）和无传感器（反电动势BEMF）是两种不同的转子位置反馈方式。检测到转子的位置目的是为了实现在换相。

矩形波驱动模型

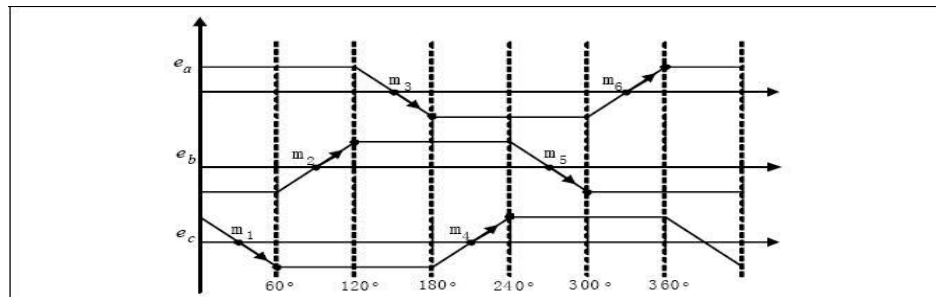


120度驱动BLDC 波形

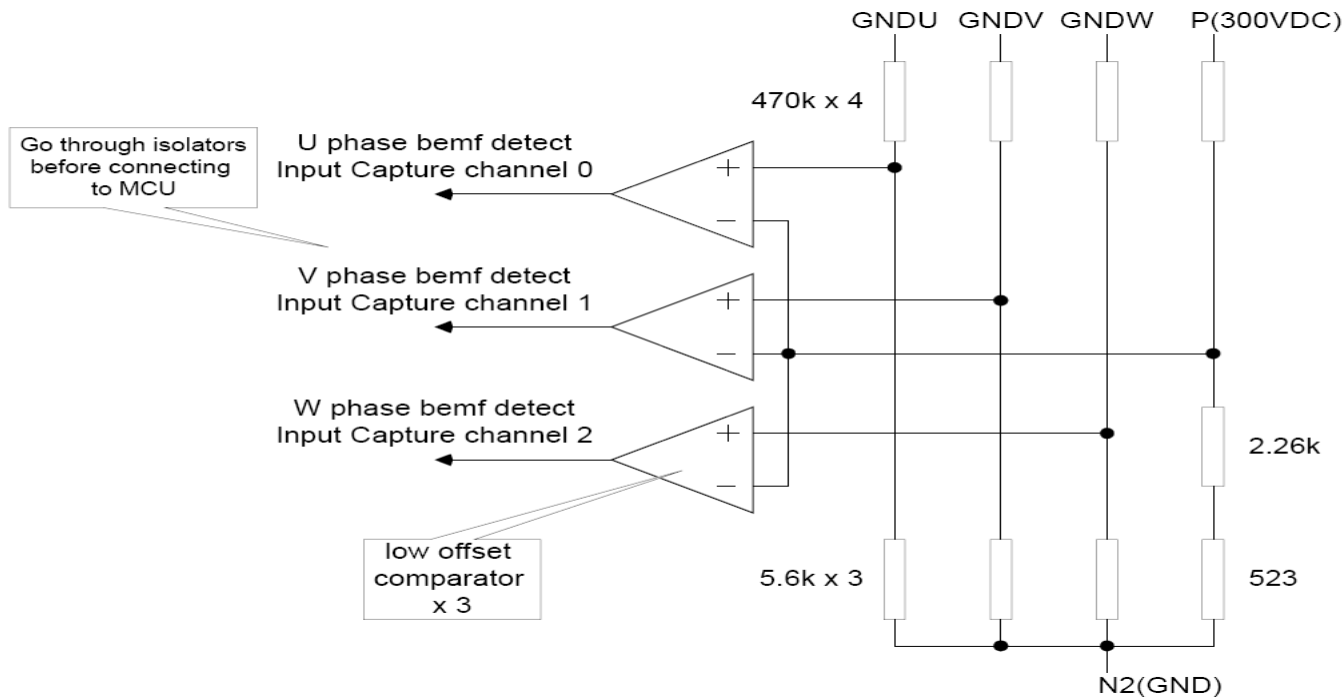


120度驱动BLDC 反电动势特点

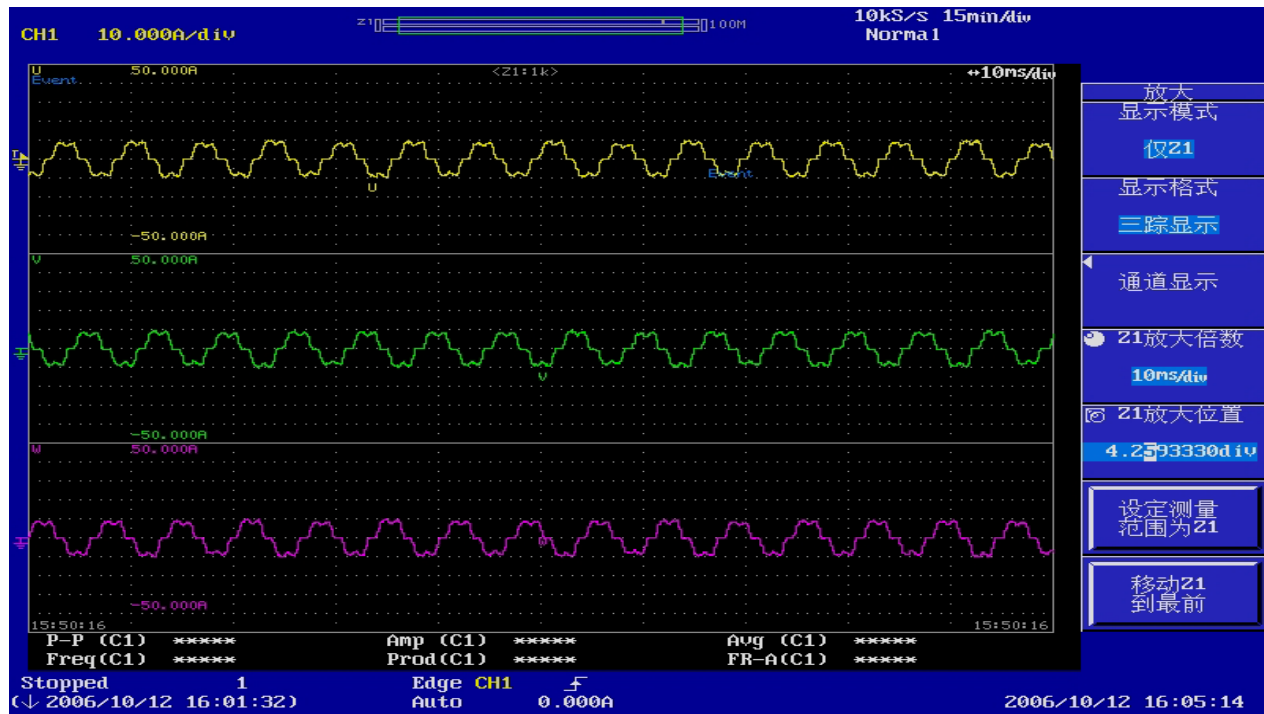
- 反电动势过零点超前于实际换相点 30°
- 一个电周期内，任一相反电动势有两次过零
- 检测反电动势过零点等效于检测实际换相点（霍尔位置传感器）
- 反电动势检测可以简化为反电动势过零检测



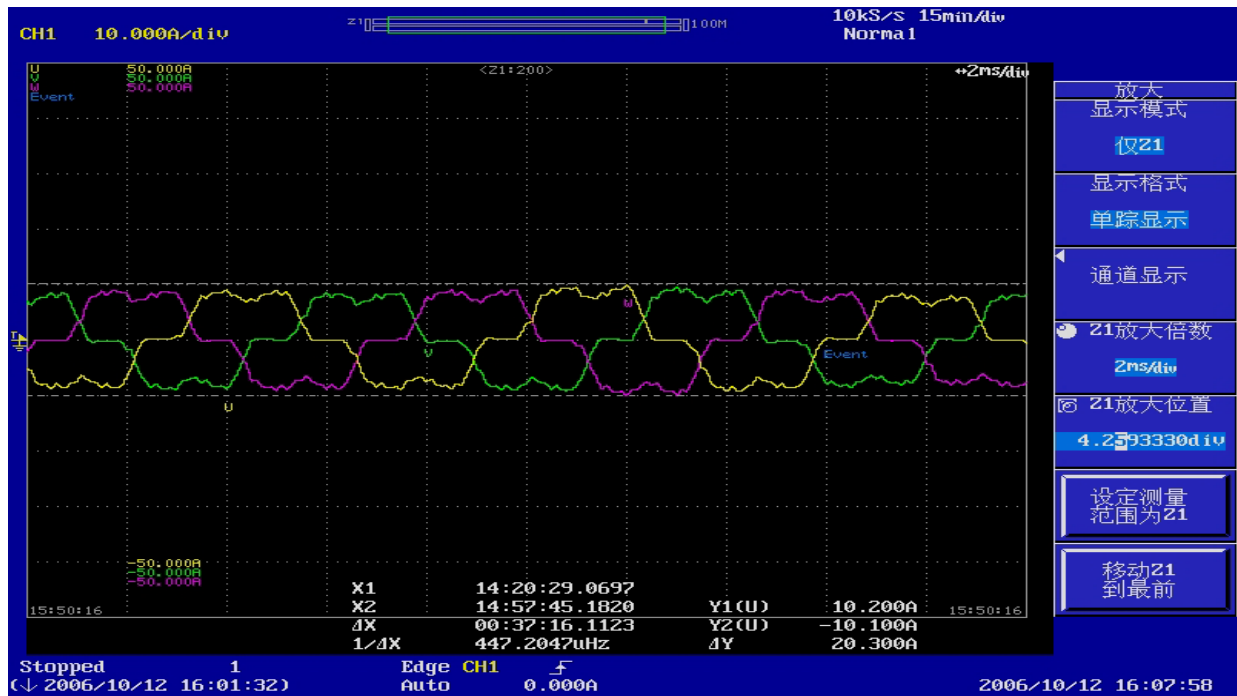
120度驱动BLDC 过零检测



120度驱动BLDC 电流波形



120度驱动BLDC 电压波形

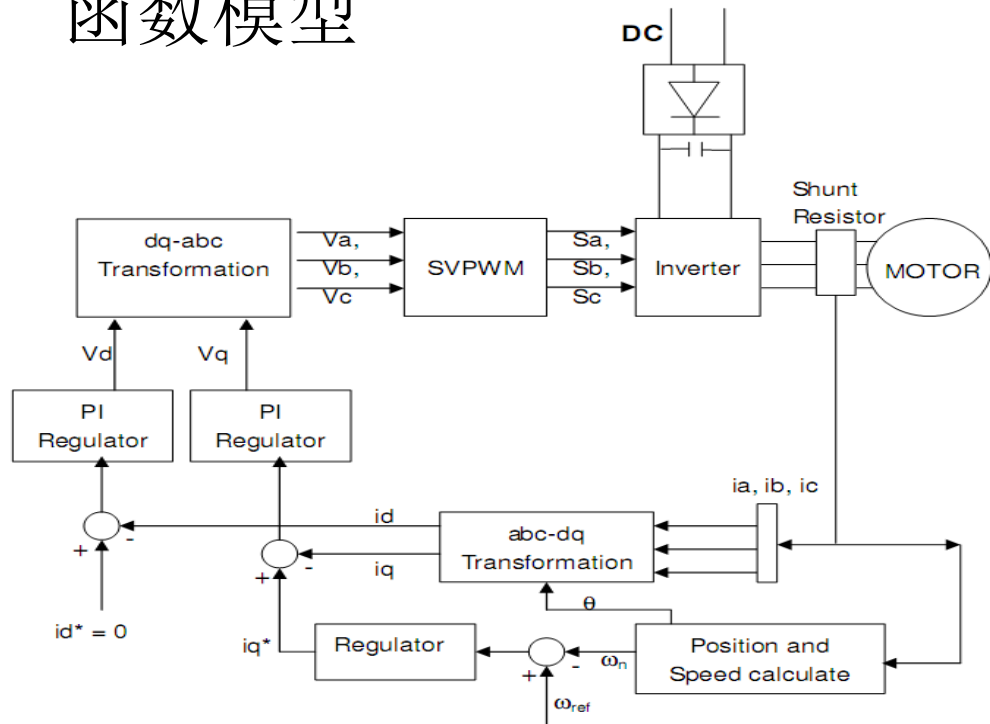


180度驱动 特点

180度正弦波

- 每一相的导通角为180度；
- 输出的信号为正弦波；
- 无传感器：从电流信号中检测出转子位置信息。

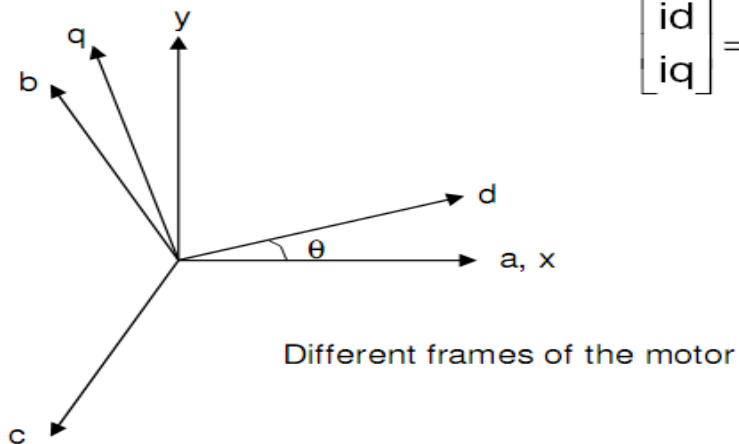
180度驱动 函数模型



180度驱动 参数分解

- 对电流分解有激励电流（D轴）和转矩电流（Q轴）
 - D轴：一般为永磁体磁场方向；
 - Q轴：电枢电流方向，滞后D轴90度。

180度驱动 电流变换



$$\begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} = T_{abc-xy} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix}$$

$$T_{abc-xy} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/\sqrt{3} & 2/\sqrt{3} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = T_{xy-dq} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix}$$

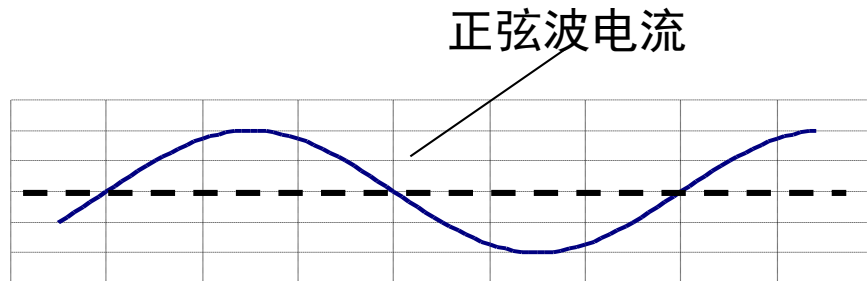
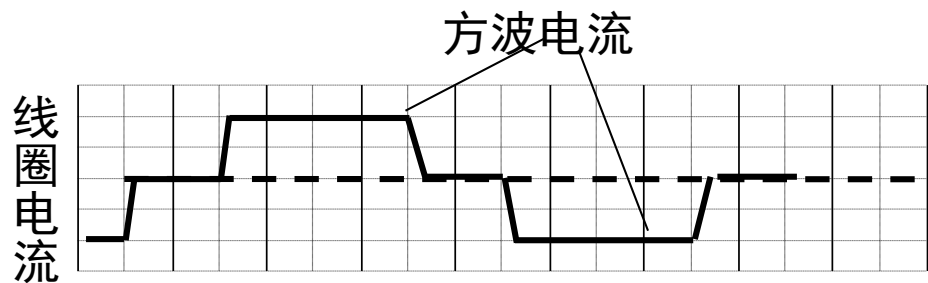
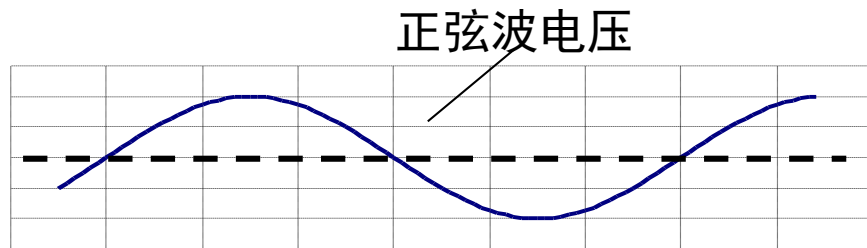
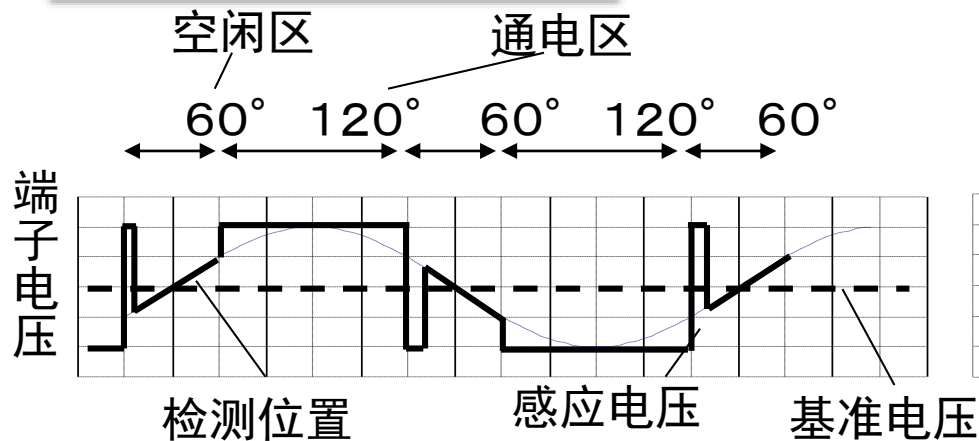
$$T_{xy-dq} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}$$

三相异步机变换方程

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

2. 直流变频控制原理

2.3 软件算法原理



120° 方波2相通电方式

180° 正弦波3相通电方式

圆形磁场控制

通过在每区间内产生更多的空间电压矢量，使得输出更多边形的旋转磁场以逼近圆形旋转磁场。

结论：↵

可以用开关管的不同状态组合来产生旋转的空间电压矢量；

空间电压矢量绕中性点旋转；↵

旋转的角速度等于调整夹角 θ 的速率 ($\omega = \frac{d\theta}{dt}$)；↵

圆形的相似度由夹角 θ 的分辨率 ($d\theta$) 决定；↵

角速度的平稳度由步调时间 (dt) 决定；↵

圆直径 (电压幅度) 与调整夹角 θ 的速率 (频率) 有关。↵

电机定子磁场参考系

合成的电压空间矢量具有以下特征：

- 电压矢量模（幅值）恒定；
- 电压矢量绕中性点旋转，旋转的轨迹是一个圆；
- 电压矢量绕中性点匀速旋转，旋转的角速度为 ω ；
- 电压矢量旋转的角速度与电源（电流）的角速度相同。

电机定子旋转磁场

电压空间矢量与空间旋转磁链之间的关系: ↵

根据电机学理论, 空间电流矢量 \vec{i} , 空间磁通矢量 $\vec{\Psi}$, 电压空间矢量 \vec{u} 之间的关

系为:
$$\vec{u} = \vec{i} * r + \frac{d\vec{\Psi}}{dt}$$
 ↵

其中 $\vec{i} * r$ 是电机绕组上的阻抗压降, 在电机转速不是很低的情况下, 通常可以忽略。

于是上式可以写成:
$$\vec{u} \approx \frac{d\vec{\Psi}}{dt}$$
 ↵

我们知道 $\vec{\Psi}$ 是一个空间旋转磁场: $\vec{\Psi} = \Psi_m e^{j\omega t}$, ↵

电机定子旋转磁场

$$\text{于是 } \vec{u} \approx \frac{d(\Psi_m e^{j\alpha t})}{dt} = \Psi_m * \omega * e^{j(\alpha t + \frac{1}{2}\pi)} = \omega * e^{j\frac{1}{2}\pi} \vec{\Psi}$$

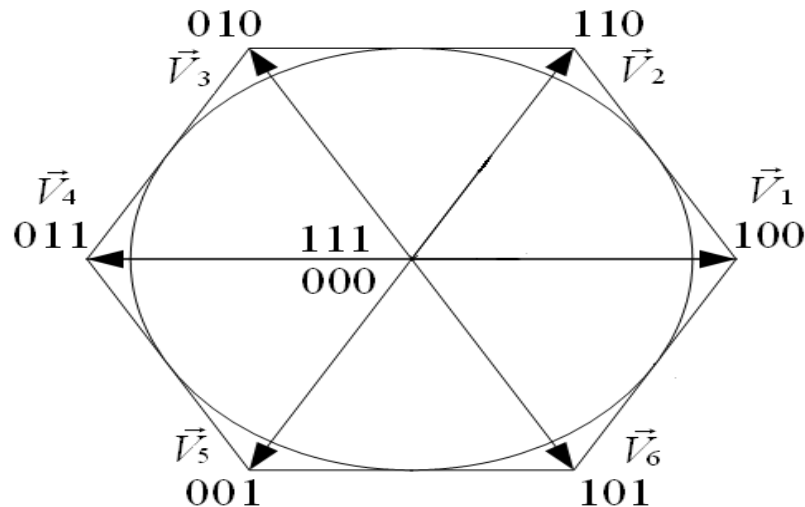
很明显，电压空间矢量 \vec{u} ，空间磁通矢量 $\vec{\Psi}$ 存在一维的线性关系，电压空间矢量的幅值（模）只与电机的角速度 ω （转速）有关；相位上 \vec{u} 超前 $\frac{1}{2}\pi$ 。不难理解，这是由电机的电感属性引起的。

结论：空间旋转磁场的特性可以用空间电压矢量的特性来等效。

电压空间矢量的合成

定义轴向为电流流入绕组，负定义轴向为电流流出绕组，不难理解，矢量V0—V7的物理意义为：

- V0：电流全部流出，即无电流，为零态；
- V1：电流由U相流入，经V，W相流出；
- V2：电流由U，V相流入，经W相流出；
- V3：电流由V相流入，经U，W相流出；
- V4：电流由V，W相流入，经U相流出；
- V5：电流由W相流入，经U，V相流出；
- V6：电流由U，W相流入，经V相流出；
- V7：电流全部流入，即无电流，为零态。



图：三相电压空间向量。

电压空间矢量

该坐标系中的任一个电压矢量 \vec{u} 皆可表示为：↵

$$\vec{u} = m * (A_1(\theta)V_1 + A_2(\theta)V_2 + A_3(\theta)V_3 + A_4(\theta)V_4 + A_5(\theta)V_5 + A_6(\theta)V_6)$$

m 称为调制度，反映电压矢量 \vec{u} 的模 $|\vec{u}|$ 与基本电压矢量的模 U_m 的比例关系：

$$|\vec{u}| = m * U_m。当 m=1 时，|\vec{u}| 有最大值，此时也称为满调制。↵$$

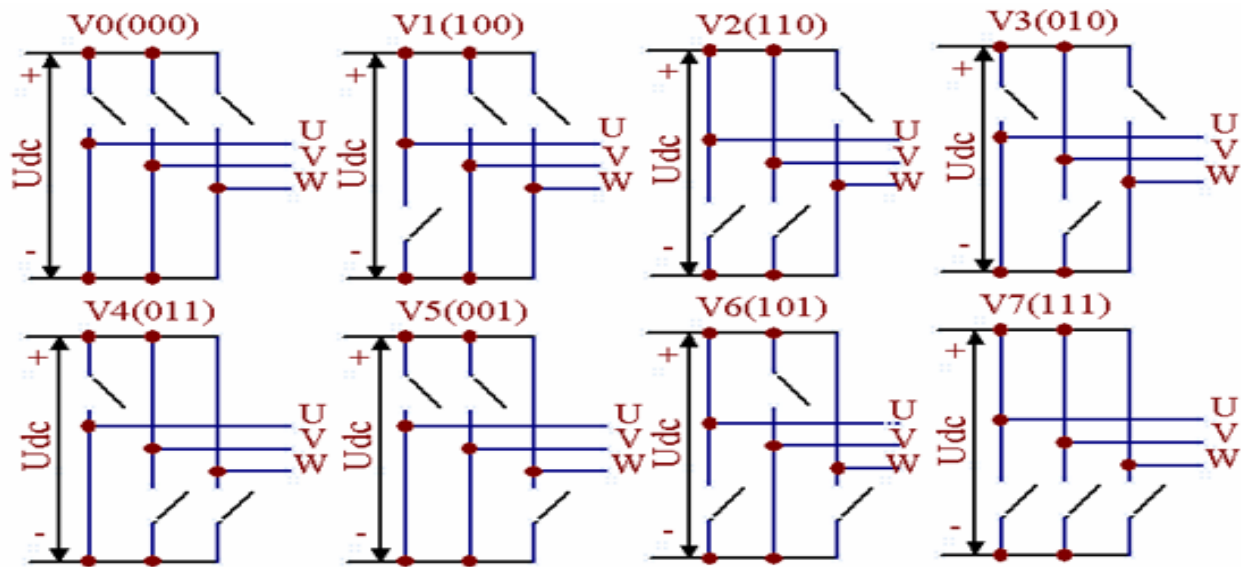
事实上电压矢量 \vec{u} 必位于一特定扇区 S_x ($x \in [1,2,3,4,5,6]$) 内，于是 \vec{u} 可由构成该扇区的两个基本矢量来表示：↵

$$\vec{u} = m * (A_n(\theta)V_n + A_{n+1}(\theta)V_{n+1}) \quad n \in (1,2,3,4,5,6) \quad \text{式 (2-3-4)} \quad \leftarrow$$

针对电机的驱动要求：**任意时刻，三相绕组都通电；电流总是从两个绕组流进来，经一个绕组流出去，或者从一个绕组流进来，经两个绕组流出去。**↵

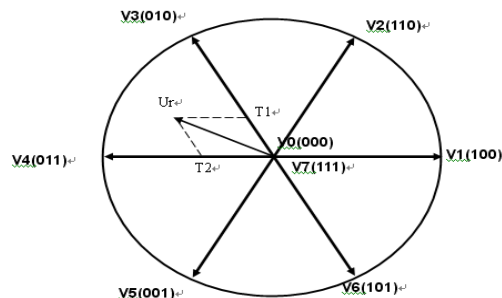
1.8.1 基本矢量

以上要求对三相桥来说就是：任何时候都只有三个开关管处于导通状态，另外三个处于截止状态。因此，工作状态的分析就可以简化为三个桥上的三个开关管的工作状态的分析。



基本矢量

结论：开关管的开关状态的线性组合可以合成平面上的任意电压空间矢量。



以上状态组合有以下特点：↵

依照 V_0-V_7 或 V_7-V_0 的方向依次变换状态组合，只有一个开关管的状态被改变；↵

状态 V_0 表示上桥臂三个开关管全部截止，状态 V_7 表示下桥臂三个开关管全部截止，↵

也就是说状态 V_0 、 V_7 对电压输出无任何贡献。↵

显然，物理意义上，状态组合 V_1-V_6 与上图中的六个基本电压矢量存在一一对应的关系， V_0 、 V_7 对电压输出无任何贡献，即模为 0，位于坐标原点。↵

于是也可另图示为：↵

空间矢量SVPWM的实现方法

由前所述，要产生一个圆形的匀速旋转空间电压矢量，需要不断调整目标矢量与基本矢量的夹角 θ ：每隔时间 (dt)，步调夹角 ($d\theta$)，确定开关管的工作状态组合 V_n ， V_{n+1} ，并依据 θ 计算工作在相应开关状态上的时间 $A_n(\theta)$ ， $A_{n+1}(\theta)$ 。对于这样的控制要求，我们自然的想到用 PWM 方式来实现： dt 对应 PWM 周期 T_{pwm} ， $d\theta$ 对应每次 PWM 中断的夹角变化量，工作状态的组合对应 PWM 的输出模式，工作时间对应占空比。所谓 SVPWM (Space Vector PWM) 技术就是根据电压空间矢量在圆形旋转磁场中的位置来确定开关管的工作状态组合，并计算 PWM 脉冲系列的脉宽。↵

空间矢量SVPWM的实现方法

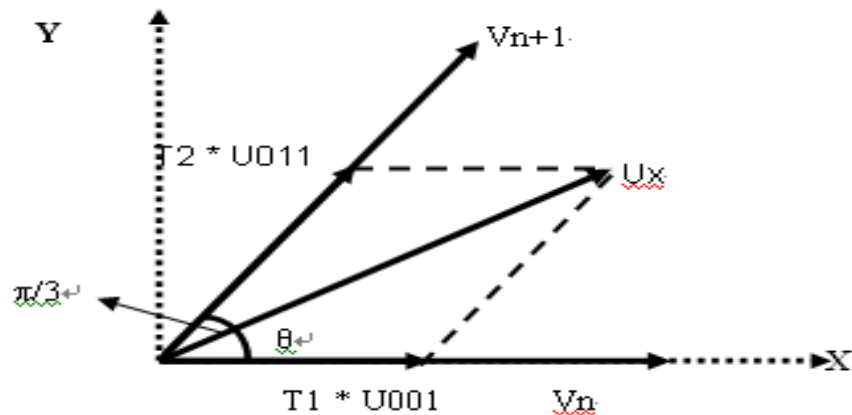


图 电压空间矢量合成

图中，坐标平面上的任意空间电压矢量 \underline{U}_x 位于扇区 S_n ，构成该扇区的两个基本空间电压矢量为 V_n ， V_{n+1} ， \underline{U}_x 与 V_n 之间的夹角是 θ ($0 \leq \theta < \frac{1}{3}\pi$)。

空间矢量SVPWM的实现方法

$$U_x = m * (A_n(\omega t) * V_n + A_{n+1}(\omega t) * V_{n+1})$$

根据三角形的正弦定理有：

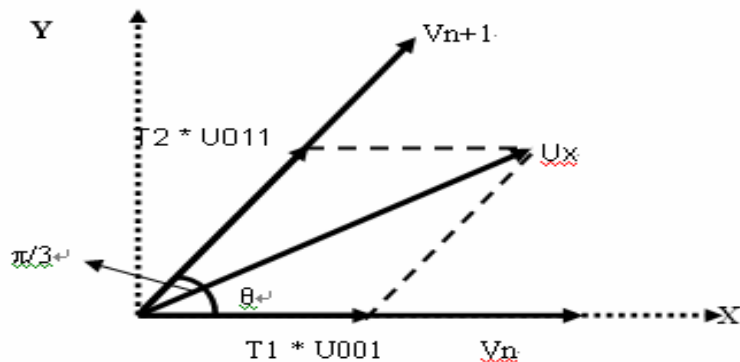
$$\frac{A_n(\omega t) * V_n}{A_{n+1}(\omega t) * V_{n+1}} = \frac{\sin(\frac{1}{3}\pi - \theta)}{\sin \theta}$$

由于 V_n ， V_{n+1} 表示开关管的状态组合。于是上式可以简化为：

$$\frac{A_n(\omega t)}{A_{n+1}(\omega t)} = \frac{\sin(\frac{1}{3}\pi - \omega t)}{\sin \omega t}$$

上式的物理意义是：要想得到空间电压矢量 U_x ，先确定开关管状态组合 V_n ， V_{n+1} ，并

让 V_n ， V_{n+1} 交替工作， V_n ， V_{n+1} 工作的时间比为 $\frac{\sin(\frac{1}{3}\pi - \theta)}{\sin \theta}$ 。



空间矢量SVPWM的实现方法

设: \leftarrow

$$t_1 = A_n(\alpha t) = T_{pwm} * \sin\left(\frac{1}{3}\pi - \alpha t\right), t_2 = A_{n+1}(\alpha t) = T_{pwm} * \sin \alpha t \leftarrow$$

显然: $t_1 + t_2 \leq T_{pwm} \leftarrow$

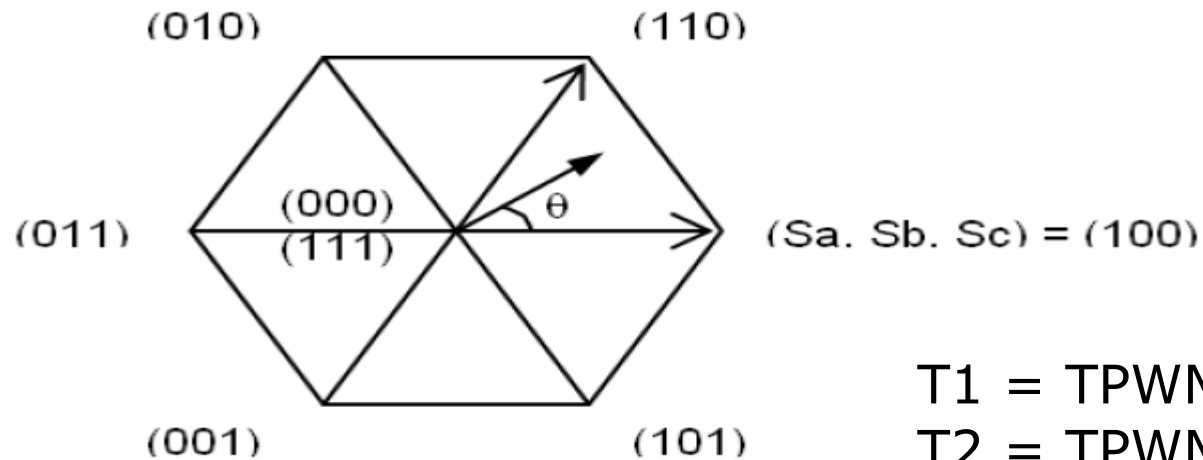
为保持时间上的平衡, 引入时间补偿相 t_0, t_7 , 由于 t_0, t_7 对电压输出并无影响, 我们设定 t_0, t_7 为对应零矢量 v_0, v_7 上的作用时间。并且: \leftarrow

$$t_0 = t_7 = \frac{1}{2}(T_{pwm} - t_1 - t_2) \leftarrow$$

于是: \leftarrow

$$\begin{aligned} T_{pwm} * U_x &= m(t_0 * V_0 + t_1 * V_n + t_2 * V_{n+1} + t_7 * V_7) \leftarrow \\ &= \frac{\sqrt{3}}{2} m * U_m * T_{pwm} (\sin \alpha t * e^{j\frac{1}{3}n\pi} + \sin(\frac{1}{3}\pi - \alpha t) * e^{j\frac{1}{3}(n+1)\pi}) \leftarrow \\ &= m * \sin \frac{1}{3}\pi * U_m * T_{pwm} (\cos(\frac{1}{3}n\pi + \alpha t) + j \sin(\frac{1}{3}n\pi + \alpha t)) \leftarrow \end{aligned}$$

180度驱动 矢量控制



$$T1 = TPWM \times a \times \sin(\pi / 3 - \theta)$$

$$T2 = TPWM \times a \times \sin(\theta)$$

$$T0 = 1/2 \times (TPWM - T1 - T2)$$

SVPWM 的PWM输出方式

SVPWM中的PWM通常是中心对齐（Center Aligned PWM）的输出方式，也称为连续增/减计数方式(Continuous up/down counting)

由图可见，一个完整的PWM波形被分为7段：

3个零矢量，4个非零矢量。

这样的波形也叫7段式电压空间矢量波形。

零矢量分散于波形的两端及中心位置；

非零矢量对称分布于波形中心位置的两侧。

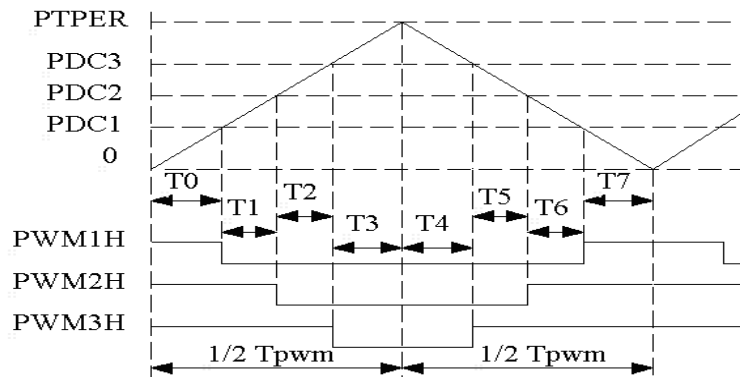
这种输出方式的优点在于：

对称波形的输出减少了谐波分量；

零矢量的分散分布减小了电机绕组的电流脉动；

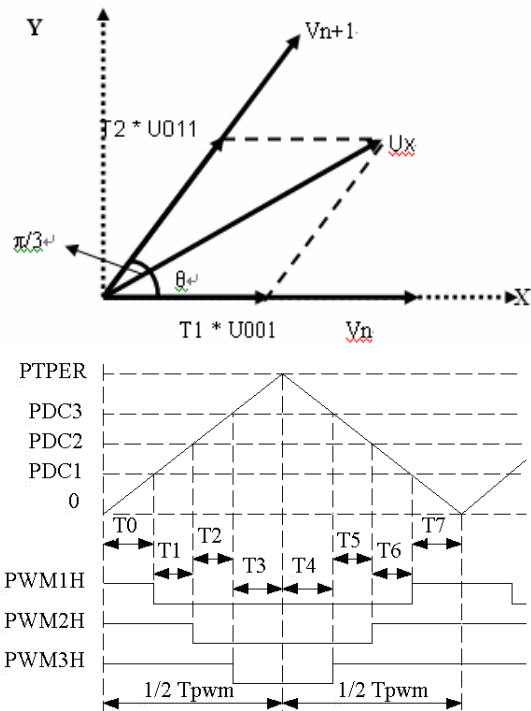
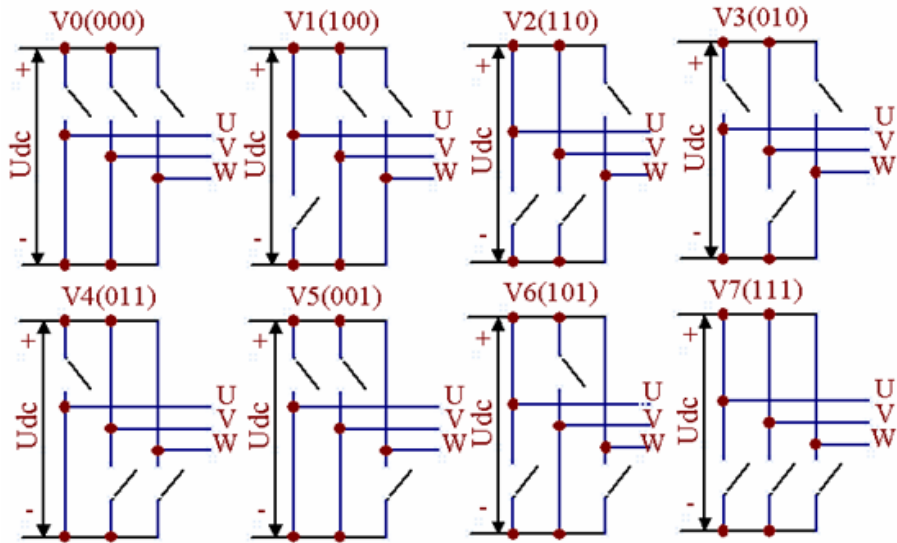
非零矢量的分散分布减小了电压空间矢量的抖动；

开关管的动作次数最少。



矢量控制的SVPWM波的生成:

以上要求对三相桥来说就是：任何时候都只有三个开关管处于导通状态，另外三个处于截止状态。因此，工作状态的分析就可以简化为三个桥上的三个开关管的工作状态的分析。

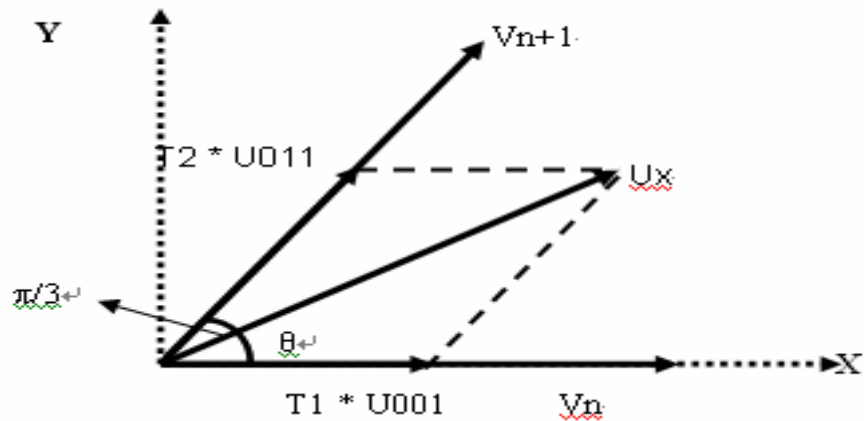


SVPWM的实现方式探讨

SVPWM中的PWM实现，是通过6个IGBT的六种矢量状态，在某个特定的扇区内，对应扇区两边的特定矢量，交替运行，按时间平均，构成一个新的合成矢量。

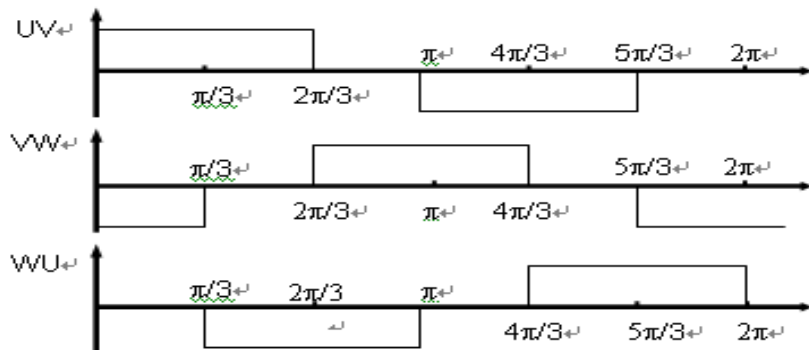
空间矢量SVPWM的实现方法

【注意】：在低转速且PWM波频率较低时，由于磁场在两个向量的交替作用下来回摆动（摆动角为60度）合成矢量的方向由两个向量的占用时间比确定，因此，可以看到电机轴明显抖动！



方波控制

对于 120 度方波输出, 如果在一个周期 T 内将六种有效工作状态轮流导通一次 (每 $\frac{1}{3}\pi$ 切换一次状态, 在 $\frac{1}{3}\pi$ 内保持状态不变: $A_n(\theta) = 1, A_{n+1}(\theta) = 0$), 那么在电机的 uvw 端线上



图：方波六拍阶梯波

将输出一个六拍的阶梯波，如上图所示。

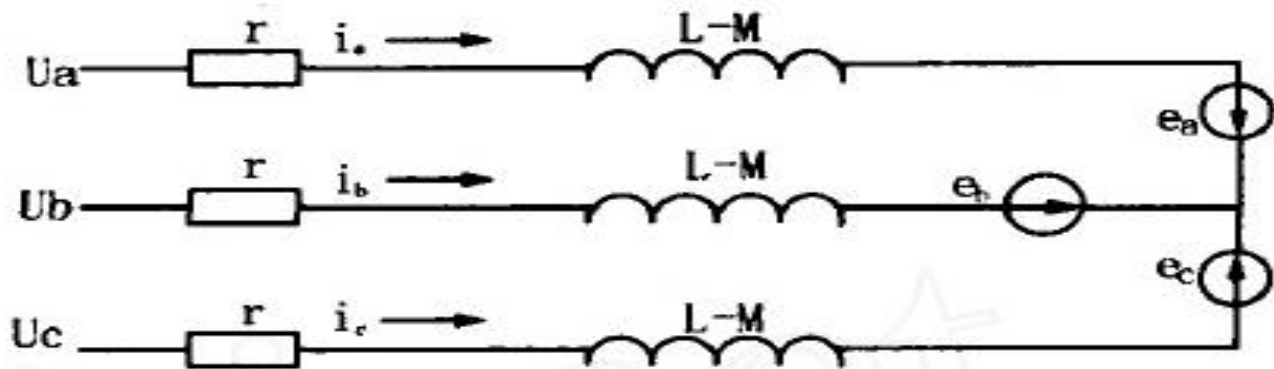
方波控制

显然，前图所示的波形的基波为频率为 $1/T$ 的正弦波，彼此有 $\frac{2}{3}\pi$ 的相位差。谐波分量比较大。相对应，电机内部将产生一个正六边形的旋转磁场。旋转磁场的角速度等效为： $\frac{2\pi}{T}$ ，但不平稳。↵

正六边形的非匀速旋转磁场与我们所期望的圆形匀速旋转磁场有较大的差距（幅值不恒定，角速度不平稳）。原因在于我们只用了六个电压空间矢量（基本空间矢量）来产生旋转磁场。↵

我们知道，对于正多边形，边数越多，越接近于圆。为了获得更接近于圆形的旋转磁场，则需要在每 $\frac{1}{3}\pi$ 区间内产生更多的空间电压矢量，使得输出更多边形的旋转磁场以逼近圆形旋转磁场。↵

BLDC、永磁同步电机的等效电路



电动机等效电路

永磁同步电机的数学模型

永磁同步电机在静止体系（ABC）上的模型
三相绕组的电压回路方程为：

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix} \quad (2-0-1)$$

式中 u_A 、 u_B 、 u_C 为各相绕组相电压； i_A 、 i_B 、 i_C 为各相绕组相电流； ψ_A 、 ψ_B 、 ψ_C 为各相绕组总磁链； R_s 为各相绕组电阻； p 为微分算子（ d/dt ）。

永磁同步电机的数学模型

永磁同步电机在静止体系（ABC）上的模型

磁链方程为：

$$\begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11}(\theta) & M_{12}(\theta) & M_{13}(\theta) \\ M_{21}(\theta) & L_{22}(\theta) & M_{23}(\theta) \\ M_{31}(\theta) & M_{32}(\theta) & L_{33}(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_r^A(\theta) \\ \psi_r^B(\theta) \\ \psi_r^C(\theta) \end{bmatrix}$$

(2-0-2)

式中 $\theta = \omega_n g$ ， ω_n 为转子旋转角速度； $\psi_r^A(\theta)$ 、 $\psi_r^B(\theta)$ 、 $\psi_r^C(\theta)$ 为转子磁场在A、B、C相绕组中产生的磁链，是 θ 角的函数； $L_{xx}(\theta)$ 为各相绕组的自感； $M_{xy}(\theta)$ 为各相绕组之间的互感。

永磁同步电机的数学模型

2.4.1 永磁同步电机在静止体系（ABC）上的模型

磁链方程的简化条件为：

- （1）气隙分布均匀，磁回路与转子的位置无关，即各相绕组的自感、绕组之间的互感与转子的位置无关；
- （2）不考虑磁饱和现象，即各相绕组的自感、绕组之间的互感与通入绕组中的电流大小无关，忽略漏磁通的影响；
- （3）转子磁链在气隙中呈正弦分布。

永磁同步电机的数学模型

2.4.1 永磁同步电机在静止体系（ABC）上的模型

满足简化条件后磁链方程简化为：

$$\begin{bmatrix} \psi_r^A(\theta) \\ \psi_r^B(\theta) \\ \psi_r^C(\theta) \end{bmatrix} = \psi_r \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - 2\pi / 3) \\ \cos(\theta - 4\pi / 3) \end{bmatrix}$$

ψ_r 为转子磁场的幅值，对于给定永磁同步电机来说该值一般为常数。

永磁同步电机的数学模型

2.4.1 永磁同步电机在静止体系（ABC）上的模型

满足简化条件后电压方程简化为：

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} L_{11}(\theta) & M_{12}(\theta) & M_{13}(\theta) \\ M_{21}(\theta) & L_{22}(\theta) & M_{23}(\theta) \\ M_{31}(\theta) & M_{32}(\theta) & L_{33}(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} - \omega_n \psi_r \begin{bmatrix} \sin \theta \\ \sin(\theta - 2\pi/3) \\ \sin(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix}$$

又：三相绕组在空间上呈对称分布，并且通入三相绕组中的电流是对称的，则有以下条件成立：

$$i_A + i_B + i_C = 0$$

$$L_{11} = L_{22} = L_{33} = L_1$$

$$M_{12} = M_{13} = M_{21} = M_{23} = M_{31} = M_{32} = M_1$$

永磁同步电机的数学模型

2.4.1 永磁同步电机在静止体系（ABC）上的模型

电压方程进一步简化为：

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + Lgp & 0 & 0 \\ 0 & R_s + Lgp & 0 \\ 0 & 0 & R_s + Lgp \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} - \omega_n \psi_r \begin{bmatrix} \sin \theta \\ \sin(\theta - 2\pi/3) \\ \sin(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix}$$

式中： $L = L_1 - M_1$

永磁同步电机的数学模型

2.4.2 永磁同步电机在静止体系 $(\alpha - \beta)$ 上的模型

电压方程为:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_\alpha + p\sigma L_\alpha & 0 \\ 0 & R_\beta + p\sigma L_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \omega_n \psi_{r\alpha\beta} \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix}$$

式中: $\psi_{r\alpha\beta} = \sqrt{\frac{3}{2}}\psi_r$ 为两相定子坐标系的转子磁链幅值;

$$R_\alpha = R_\beta = R_s \quad L_\alpha = L_\beta = \frac{3}{2}L$$

转矩方程为:

$$T_e = i_\beta \psi_{r\alpha\beta} \cos \theta - i_\alpha \psi_{r\alpha\beta} \sin \theta$$

永磁同步电机的数学模型

2.4.2 永磁同步电机在静止体系 $(\alpha - \beta)$ 上的模型

转矩方程为：

$$T_e = i_\beta \psi_{r\alpha\beta} \cos \theta - i_\alpha \psi_{r\alpha\beta} \sin \theta$$

上面是用坐标变的方法简化了三相永磁同步电机的模型，将原来的三相绕组上的电压回路方程转化并简化为两相绕组上的电压回路方程。从转矩方程（3-13）可以看出电机的输出转矩与电流 i_α 、 i_β 以及 θ 有关。控制电机的输出转矩就必须控制电流 i_α 、 i_β 的频率、幅值和相位。为了进行矢量控制的方便，还必须同样的用磁场等效的观点把 $(\alpha - \beta)$ 轴坐标系上的电机模型变换为旋转坐标系上（d-q）的电机模型。

永磁同步电机的数学模型

2.4.3 永磁同步电机在旋转坐标系（d-q）上的模型

电压方程为：

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_\alpha + p g L_\alpha & -L_\beta g \omega_n \\ -L_\alpha g \omega_n & R_\beta + L_\beta g p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_n \psi_{r\alpha\beta} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

转矩方程为（ $i_d = 0$ ）；

$$T_e = \psi_{r\alpha\beta} g i_q = \frac{\sqrt{3}}{2} \psi_r g i_q$$

由转矩方程式可以看电机的输出转矩与电流 i_q 呈线性关系，只需控制 i_q 的大小就可以控制电机的输出转矩。

永磁同步电机在静止体系 $(\alpha - \beta)$ 上的模型

电压方程为：

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_\alpha + pL_\alpha & 0 \\ 0 & R_\beta + pL_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \omega_n \Psi_{r\alpha\beta} \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} u_\alpha &= R_\alpha i_\alpha + pL_\alpha i_\alpha + e_\alpha \\ u_\beta &= R_\beta i_\beta + pL_\beta i_\beta + e_\beta \end{aligned}$$

$$e_\alpha = -K_\varepsilon \omega \sin \theta$$

$$e_\beta = K_\varepsilon \omega \cos \theta$$

电压方程变化为：

$$pL_{\alpha}i_{\alpha} = -R_{\alpha}i_{\alpha} + u_{\alpha} - e_{\alpha}$$

$$u_{\beta} = R_{\beta}i_{\beta} + pL_{\beta}i_{\beta} + e_{\beta}$$

$$e_{\alpha} = -K_{\varepsilon}\omega\sin\theta$$

$$e_{\beta} = K_{\varepsilon}\omega\cos\theta$$

$$pL_{\alpha}i_{\alpha} = -R_{\alpha}i_{\alpha} + u_{\alpha} - e_{\alpha}$$

$$\frac{di_{\alpha}}{dt} = -\frac{R}{L}i_{\alpha} - \frac{1}{L}e_{\alpha} + \frac{1}{L}V_{\alpha}$$

■ 1.变频技术概述

- 变频的目的
- 变频的目的：调速/调功率
- 变频压缩机/电机的特点

2 .直流变频控制原理

- 直流变频电机的构成
- 硬件控制原理
- 软件算法原理

3.直流变频在家电产品中的应用

- 无传感器算法
- 在空调/冰箱/洗衣机上的应用
- 变频控制器的辅助技术应用



3.1 无传感器算法

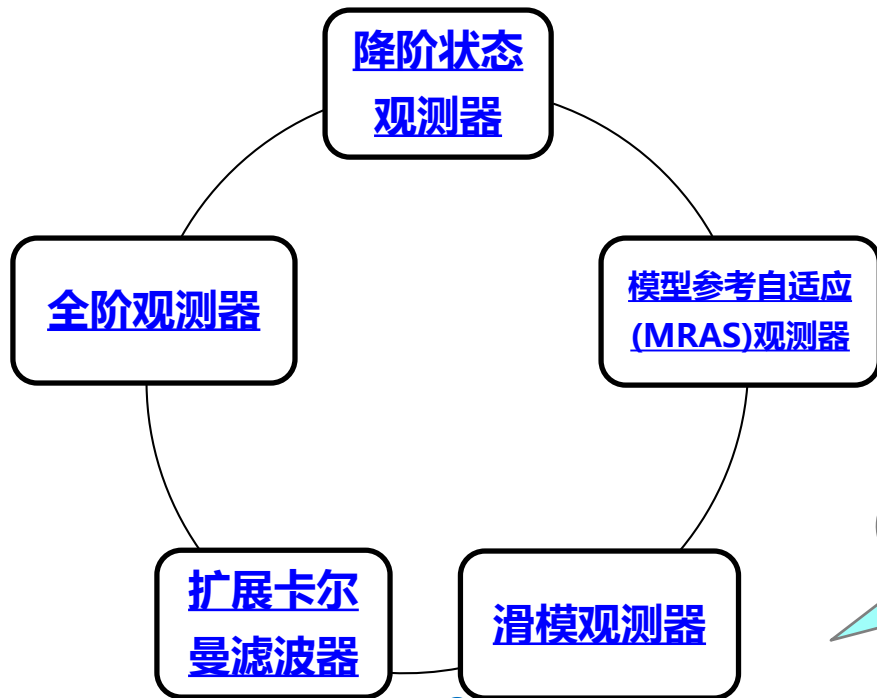
由于压缩机类产品的电机环境的恶劣（高温、高压），电机位置反馈的硬件实现很难保证，因此广泛应用了无位置传感器算法，家电产品的矢量控制难点也就在电机转子磁场位置的预估上。

无位置传感器的计算方法：

利用定子端电压和电流直接计算角度和速度

观测器基础上的估算方法

观测器基础上的估算方法



相对运算量较小，应用广泛

3.1.1 滑模观测器

滑模变结构控制，这种控制策略与常规控制的根本区别在于控制的不连续性，即一种使系统“结构”随时间变化的开关特性。该控制特性可以迫使系统在一定特性下沿规定的状态转变作小幅度、高频率的上下运动，即所谓的“滑动模态”或“滑模”运动。这种滑动模态是可以设计的，且与系统的参数及扰动无关。因此，处于滑模运动的系统就具有很好的鲁棒性。

3.1无传感器转子转速观测器

举例：滑模控制器

- 条件：
1. 一间卧室进行温度控制；
 2. 一台带电加热的定频空调器，且制冷量与电加热量相等；
 3. 采用滑模控制方式进行温度控制。

控制方式：

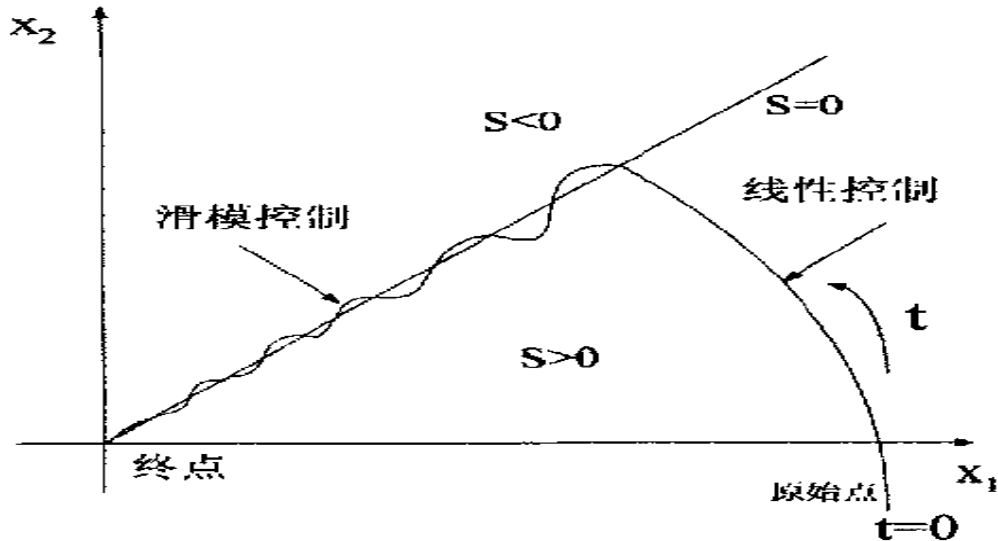
1. 设定卧室的控制温度点（如27度）；
2. 测量卧室实际温度，判定与设定点的温度差的方向，
若：实际温度比设定温度低，则打开电加热器；
若：实际温度比设定值高，则进行制冷运行；
3. 动态监视卧室实际温度，依据温度差的方向决定开启
加热或制冷；

控制结果：卧室温度围绕着设定温度上下波动，若对卧室温度测量值进行一个较长时间的平均，则可认为卧室温度稳定在设定温度上。

温度波动的幅值与加热或制冷的功率相关（两者相等方向相反），控制的好坏与加热、制冷功率大小相关，功率和热负荷最大变化匹配时最优。

3.1.1 滑模观测器

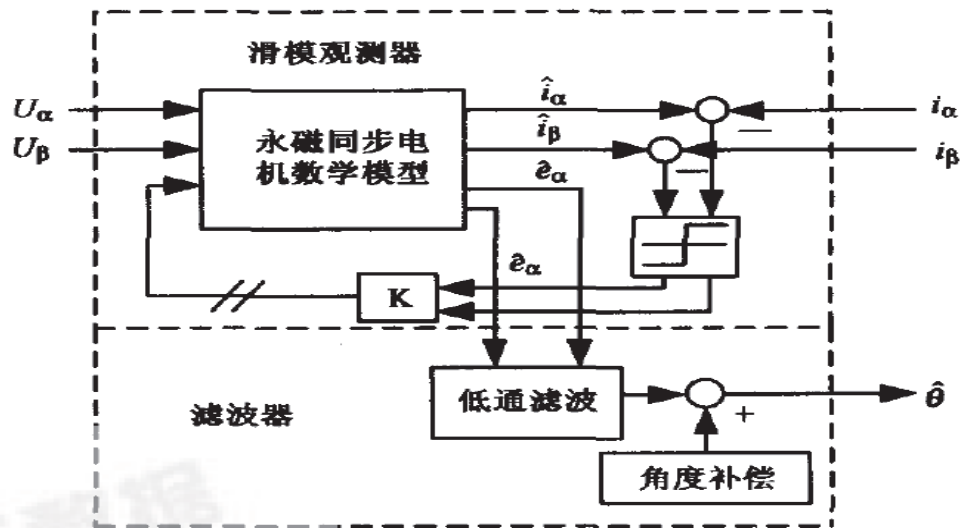
滑模控制卧室温度**误差**趋势如下：



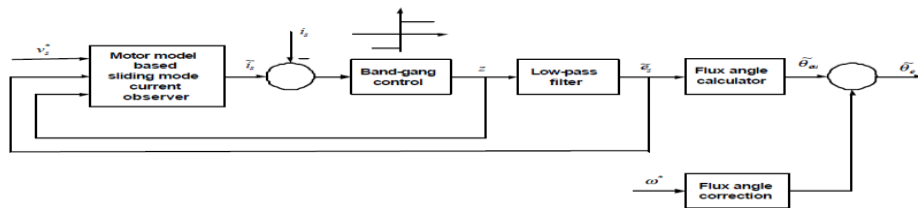
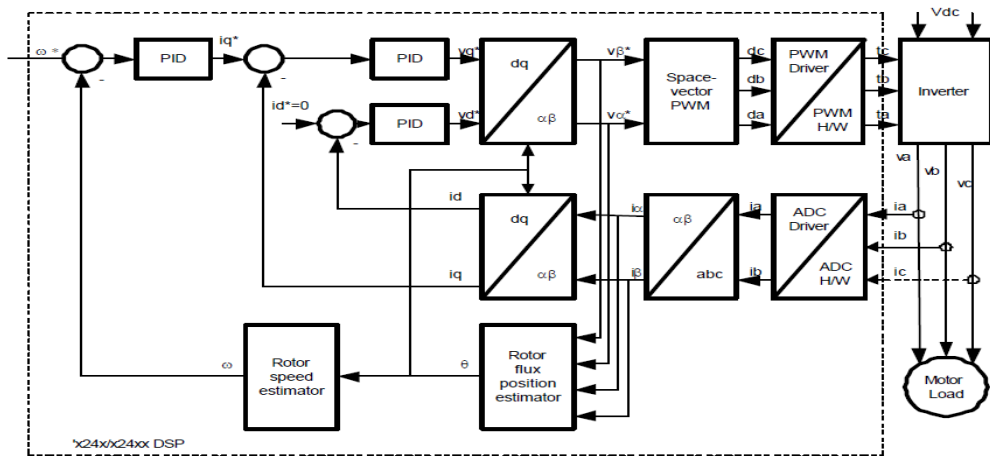
3.1无传感器转子转速观测器

注意：

1. 上述曲线是卧室温度收到扰动时，温度控制误差的变化趋势，而不是卧室温度变化趋势；
2. 卧室实际测量温度一直围绕着温度设定点上下波动；
3. 温度波动范围与加热、制冷功率大小相关，滑模控制理论设定的是加热、制冷功率是在控制过程中不变的；
4. 加热、制冷功率可调的控制方式是在滑模控制的基础上增加了其它控制理念，如：模型参考自适应方式-动态修正模型参数（表现为变频空调动态调整制冷量）；
5. 其实卧室温度控制不一定是加热、制冷双控制，例如在夏天，可以是围绕着室内热负荷的大小，动态调整制冷量的大小，使冷量在热负荷上下等比波动；
6. 从温度控制精度上看，滑模控制不是一个好方法，但是从动态响应上看，其优于PI控制；
7. 温度控制的方法有很多种，没有最优，每种控制的参数调节与以对象的匹配更重要。



采用滑模算法的矢量控制原理图



采用滑模算法的矢量控制原理框图

3.1.2 电流观测器:

电机状态方程为：

$$\frac{di_a}{dt} = -\frac{R}{L}i_a - \frac{1}{L}e_a + \frac{1}{L}V_a$$

$$e_a = -K_\varepsilon \omega \sin \theta$$

$$\frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R}{L}i_\beta - \frac{1}{L}e_\beta + \frac{1}{L}V_\beta$$

$$e_\beta = K_\varepsilon \omega \cos \theta$$

构造滑模观测器为：

$$\frac{d\hat{i}_a}{dt} = -\frac{R}{L}\hat{i}_a + \frac{1}{L}V_a - \frac{k_{sw}}{L} \text{sign}(\hat{i}_a - i_a)$$

$$\frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = -\frac{R}{L}\hat{i}_\beta + \frac{1}{L}V_\beta - \frac{k_{sw}}{L} \text{sign}(\hat{i}_\beta - i_\beta)$$

两方程相减为：

$$\frac{d(\hat{i}_\alpha - i_\alpha)}{dt} = -\frac{R}{L}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) + \frac{1}{L}V_\alpha - \frac{k_{sw}}{L} \text{sign}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha)$$
$$\frac{d(\hat{i}_\beta - i_\beta)}{dt} = -\frac{R}{L}(\hat{i}_\beta - i_\beta) + \frac{1}{L}V_\beta - \frac{k_{sw}}{L} \text{sign}(\hat{i}_\beta - i_\beta)$$

根据滑模控制理论，在滑模面上进行滑模运动时：

$$S = \begin{cases} \hat{i}_\alpha - i_\alpha = 0 \\ \hat{i}_\beta - i_\beta = 0 \end{cases}$$

带入上式得：

$$e_\alpha = k_{sw} \text{sign}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha)$$

$$e_\beta = k_{sw} \text{sign}(\hat{i}_\beta - i_\beta)$$

对其滤波则有：

$$\hat{e}_\alpha = \frac{\omega_{cutoff}}{S + \omega_{cutoff}} e_\alpha$$

$$\hat{e}_\beta = \frac{\omega_{cutoff}}{S + \omega_{cutoff}} e_\beta$$

得到估算角度
表达式如下：

$$\hat{\theta} = -\tan^{-1} \frac{\hat{e}_{\alpha}}{\hat{e}_{\beta}}$$

为了便于DSP实现，将上述式离散化为：

$$\hat{i}_s(n+1) = F\hat{i}_s(n) + G[v_s(n) - z(n)]$$

$$z(n) = K\text{sign}[\hat{i}_s(n) - i_s(n)]$$

$$\hat{e}_s(n+1) = \hat{e}_s(n) + 2\pi f_0[z(n) - \hat{e}_s(n)]$$

对滤波造成的相移进行补偿则有： $\Delta\theta = \tan^{-1} \frac{\omega}{\omega_{cutoff}}$

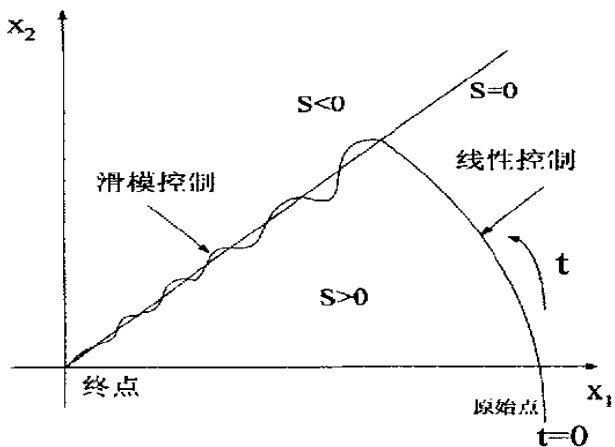
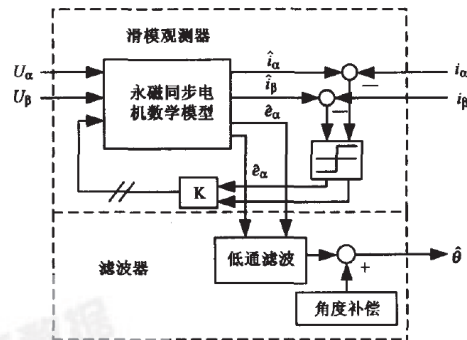
矢量控制的无位置传感器算法:

$$pL_{\alpha}i_{\alpha} = -R_{\alpha}i_{\alpha} + u_{\alpha} - e_{\alpha}$$

$$u_{\beta} = R_{\beta}i_{\beta} + pL_{\beta}i_{\beta} + e_{\beta}$$

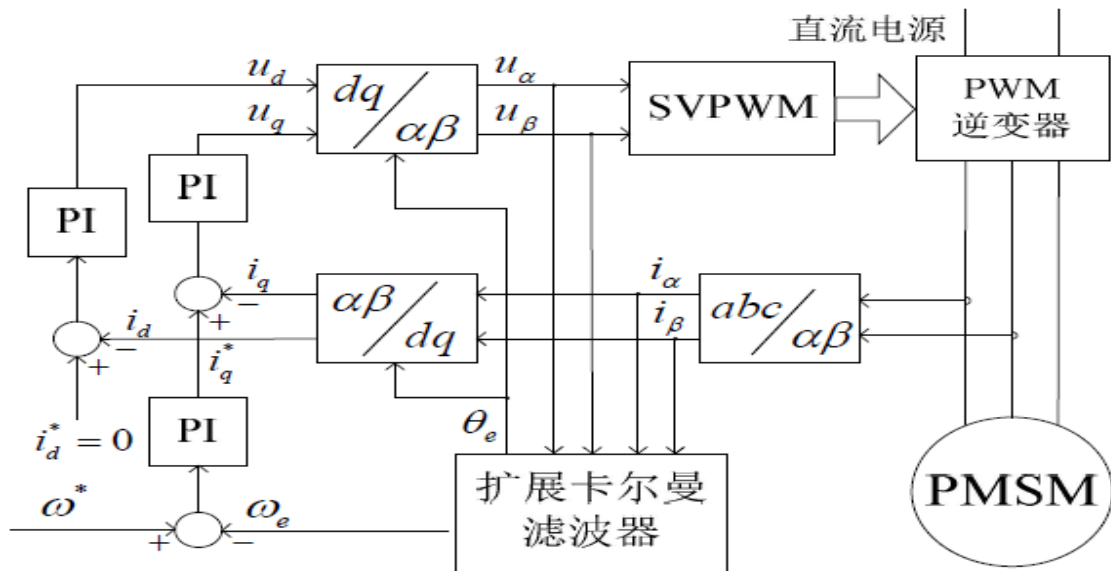
$$e_{\alpha} = -K_{\varepsilon}\omega \sin \theta \quad pL_{\alpha}i_{\alpha} = -R_{\alpha}i_{\alpha} + u_{\alpha} - e_{\alpha}$$

$$e_{\beta} = K_{\varepsilon}\omega \cos \theta \quad \frac{di_{\alpha}}{dt} = -\frac{R}{L}i_{\alpha} - \frac{1}{L}e_{\alpha} + \frac{1}{L}V_{\alpha}$$



滑模观测器利用滑模变结构控制系统对参数扰动鲁棒性强的特点，把一般的状态观测器中的控制回路修改成滑模变结构的形式，滑模变结构的本质是滑模运动，通过结构变换开关，以很高的频率来回切换，使状态的运行点以很小的幅度在相平面上运动，最终运动到稳定点，但滑模变结构本质上是不连续的开关控制因此会引起系统发生抖动，这对于矢量控制在低速下运行是有害的，会引起比较大的转矩脉动。

3.1.2 扩展卡尔曼滤波器



采用卡尔曼算法的矢量控制原理框图

观测器方程：

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_d}{dt} = \frac{u_d}{L_d} - \frac{R \cdot \hat{i}_d}{L_d} + \hat{\omega} \cdot \frac{L_q}{L_d} \hat{i}_q \\ \frac{d\hat{i}_q}{dt} = \frac{u_q}{L_q} - \frac{R \cdot \hat{i}_q}{L_q} - \hat{\omega} \cdot \frac{L_d}{L_q} \hat{i}_d - \frac{\psi_d}{L_q} \cdot \hat{\omega} \\ \frac{d\hat{\omega}}{dt} = 0 \\ \frac{d\hat{\theta}}{dt} = \hat{\omega} \end{cases}$$

选择： $y = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

微分方程离散处理：

$$f(x_k) = x_{k-1} + \dot{x}_{k-1} \cdot T_s$$

$$= \begin{cases} i_{d_{k-1}} + \left(\frac{u_{d_{k-1}}}{L_d} - \frac{R \cdot i_{d_{k-1}}}{L_d} + \omega_{k-1} \cdot \frac{L_q}{L_d} i_{q_{k-1}} \right) \cdot T_s \\ i_{q_{k-1}} + \left(\frac{u_{q_{k-1}}}{L_q} - \frac{R \cdot i_{q_{k-1}}}{L_q} - \omega_{k-1} \cdot \frac{L_d}{L_q} i_{d_{k-1}} - \frac{\psi_d}{L_q} \cdot \omega_{k-1} \right) \cdot T_s \\ \omega_{k-1} \\ \theta_{k-1} + \omega_{k-1} \cdot T_s \end{cases}$$

求Jacobi矩阵如下：

$$F = \frac{\partial f}{\partial x} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{RT_s}{L_d} & T_s \omega \frac{L_q}{L_d} & T_s \frac{L_q}{L_d} i_q & 0 \\ -\frac{L_d}{L_q} T_s \omega & 1 - \frac{RT_s}{L_q} & T_s \left(-\frac{L_d}{L_q} i_d - \frac{\psi_d}{L_q} \right) & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & T_s & 1 \end{bmatrix}$$

则该非线性方程线性化为： $x_{k+1} = F_k x_k$

扩展KALMAN的迭代过程：

- 1.计算状态变量和协方差矩阵的先验知识值

$$\hat{x}^- = f(\hat{x}_{k-1}, u_k, 0) \quad P_k^- = F_k P_{k-1} F_k^T + W_k Q_{k-1} W_k^T$$

- 2.计算kalman增益

$$K_k = P_k^- H_k^T (H_k P_k^- H_k^T + V_k R_k V_k^T)^{-1}$$

- 3.计算状态变量的最优估计值

$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K_k (y_k - h(\hat{x}_k^-, 0))$$

- 4.更新协方差矩阵

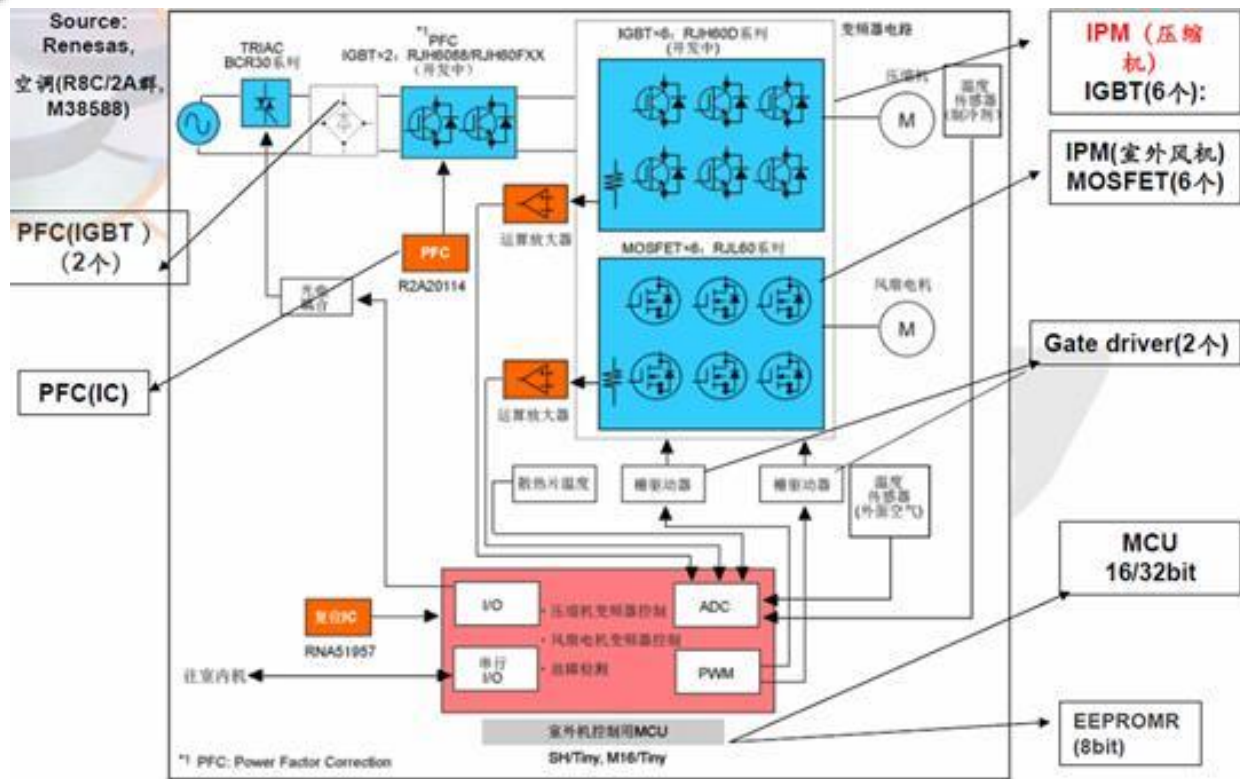
$$P_k = (I - K_k H_k) P_k^-$$

卡尔曼滤波器是一种**最小方差意义上的最优预测估计**的方法，其突出的特点是可以**有效地削弱随机干扰和测量噪声的影响**，扩展卡尔曼滤波算法则是线性卡尔曼滤波器在非线性系统中的推广应用，在每一步估计时都重新将模型在该点线性化，再沿用线性卡尔曼滤波器的递推公式进行估计。扩展卡尔曼滤波法提供了一种迭代形式的非线性估计方法，避免了对测量的微分计算，而且可以通过对误差协方差阵的选择来调节状态收敛的速度。线性化的结果可能会引起系统不稳定，甚至发散；卡尔曼滤波器的状态估计精度会受到电机参数变化的影响，即对电机参数变化的鲁棒性差。

3. 直流变频在家电产品中的应用

3.2 在冰箱/洗衣机中的应用

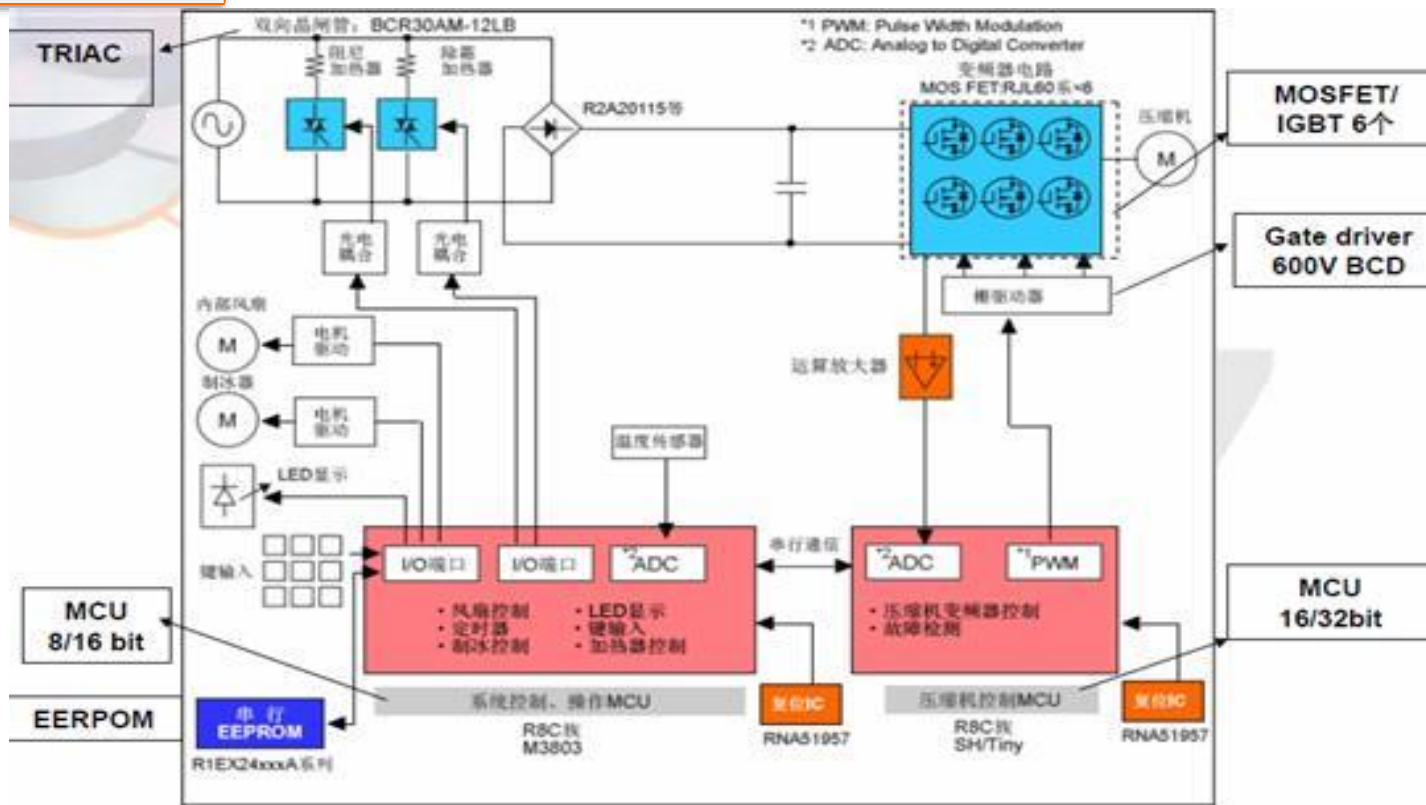
家用变频空调器
室外机电路结构图



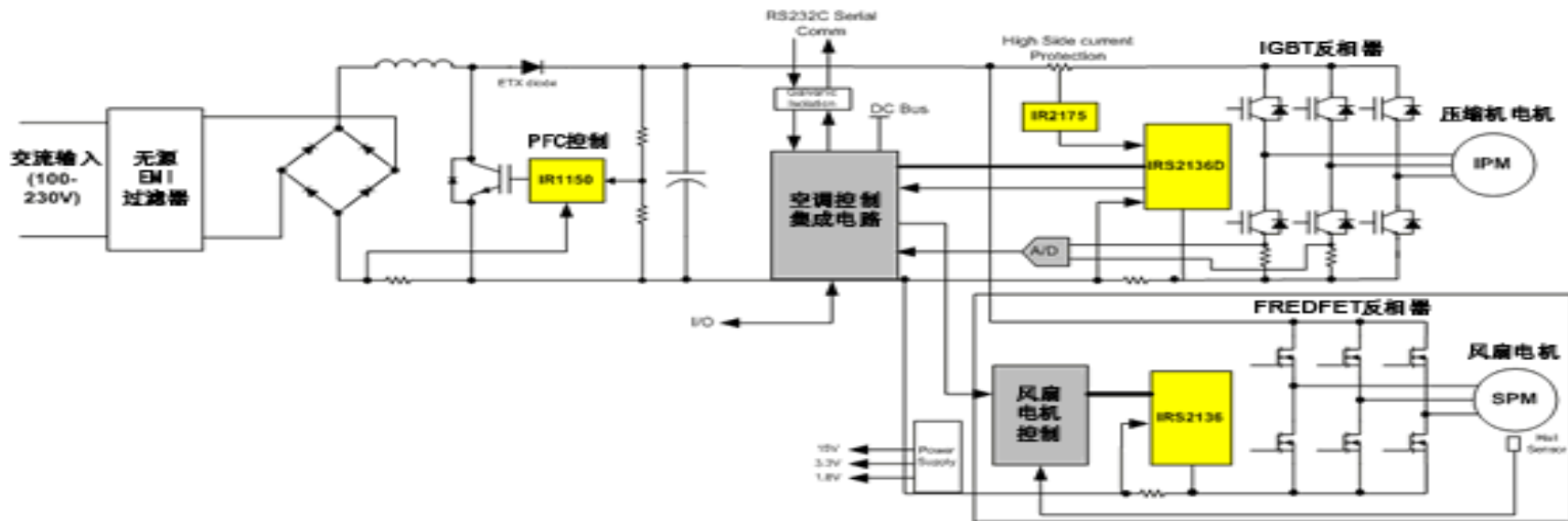
3. 直流变频在家电产品中的应用

3.2 在冰箱/洗衣机中的应用

变频冰箱
电路结构图



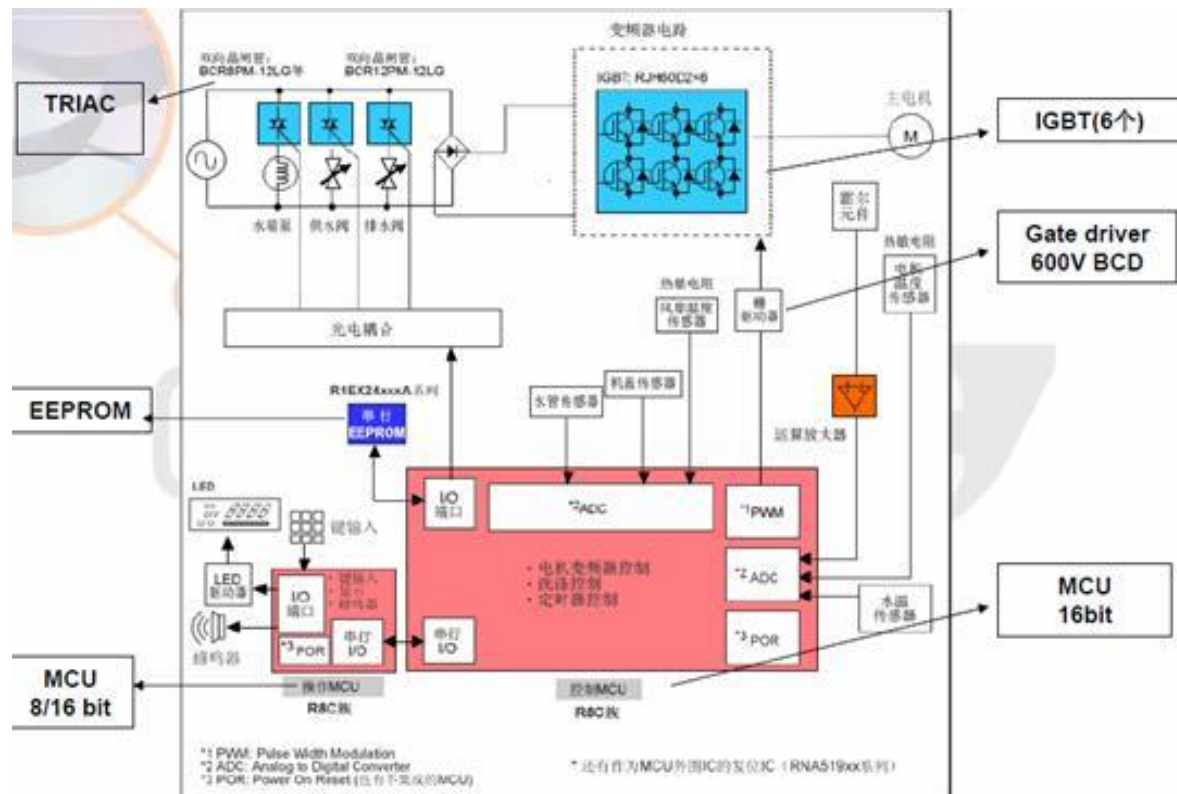
直流变频压缩机驱动原（高档电冰箱参考）



3. 直流变频在家电产品中的应用

3.2 在冰箱/洗衣机中的应用

变频洗衣机
电路结构图



变频控制其它环节

1. 弱磁控制

在原有电源供电电压条件下，提高转速的一种方法；

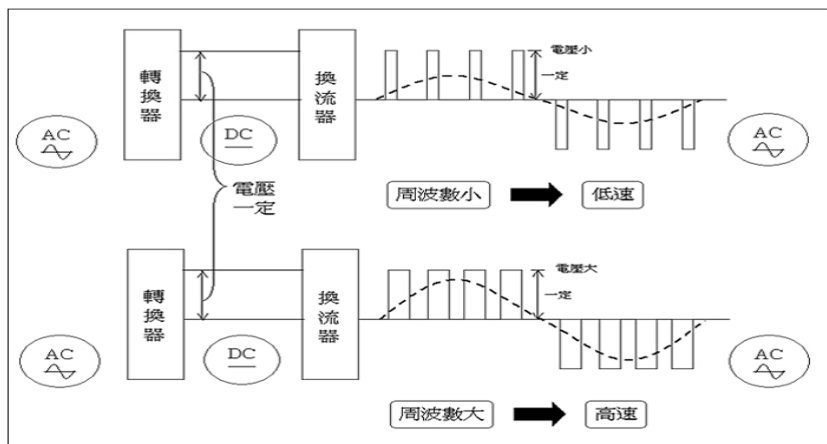
2. 转矩补偿

压缩机周期性的负载变化的解决

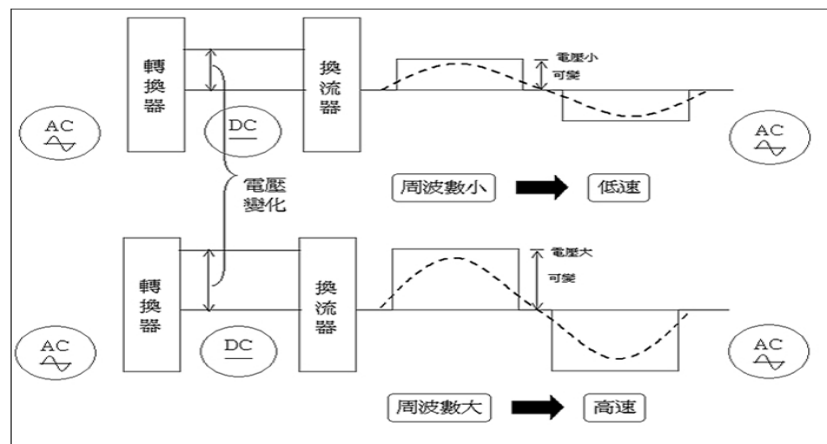
3. PAM控制等



在冰箱等家电产品中采用PAM控制技术已成为一种趋势



PWM



PAM



3.3 变频控制辅助技术应用

功率模块中有源
开关的功耗

= 通态损耗 +

开关损耗

与 R_{on} 相关的稳定开
通时的损耗

与 E_{on} , E_{off} , E_{rr} 相
关的瞬态开关损
耗

Lower R_{on} , E_{on} , E_{off} & E_{rr} ==> Lower power loss

采用低于物理特性基值的导通电阻

→ 导通损耗减小

凭借单极MOSFET的作用, 存储电荷将不会再在开关动作时对电路造成影响

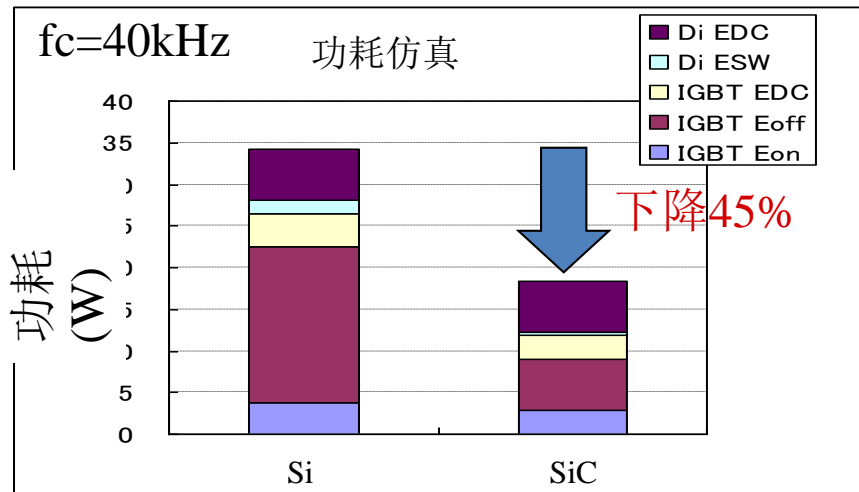
→ 开关损耗减小.

SiC-Power MOSFET

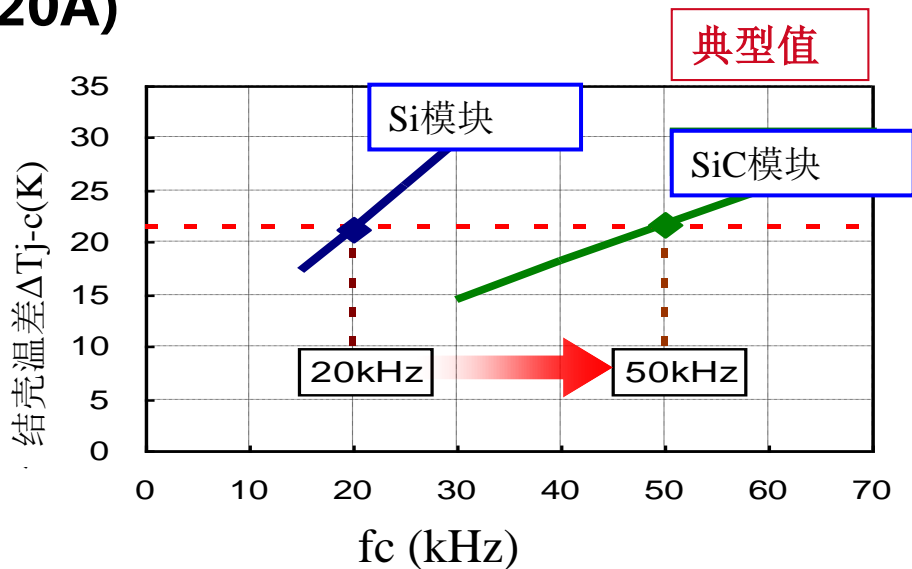
基于SiC的
最佳有源功率开关元件



全SiC MITSUBISHI DIPFC(600V/20A)



对变频器的技术改进



- 减小模块功耗
- 减小散热器
- 减小电抗器或电感



从考核温度到同时考核功率的变化-应对变频压缩机连续运行；

能效试验增加平衡热负荷试验；

冷却能力考核。

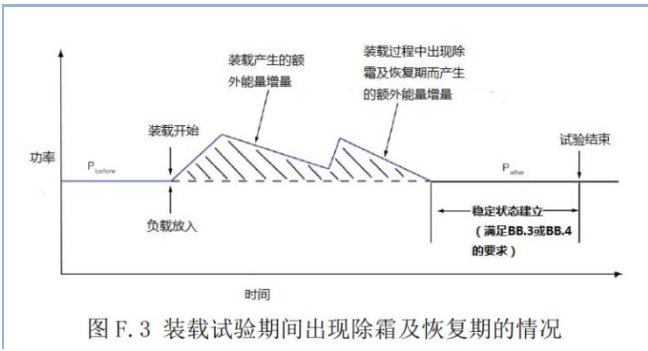
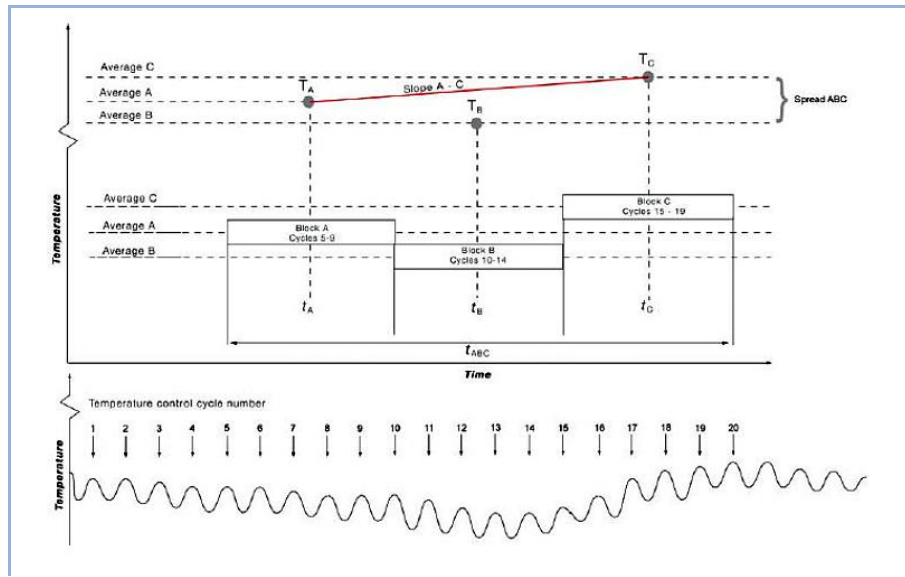


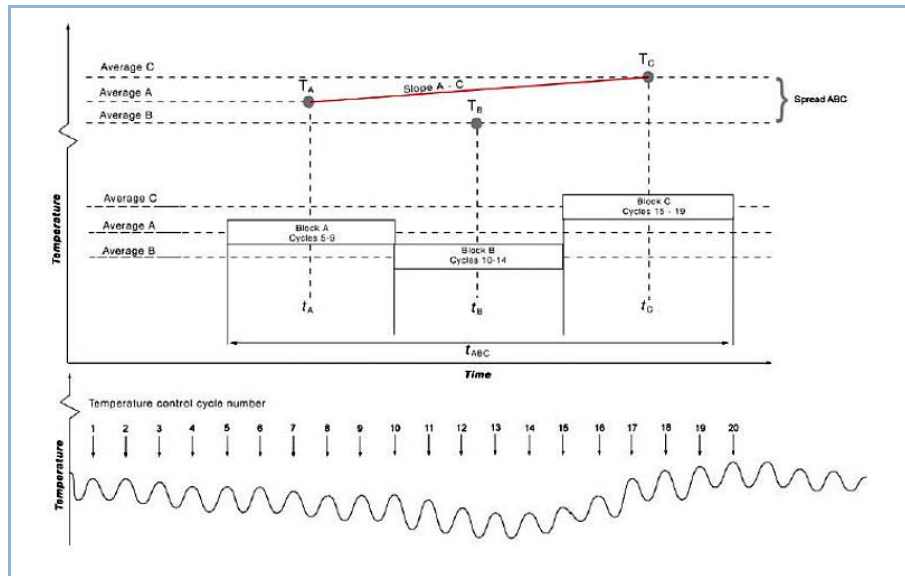
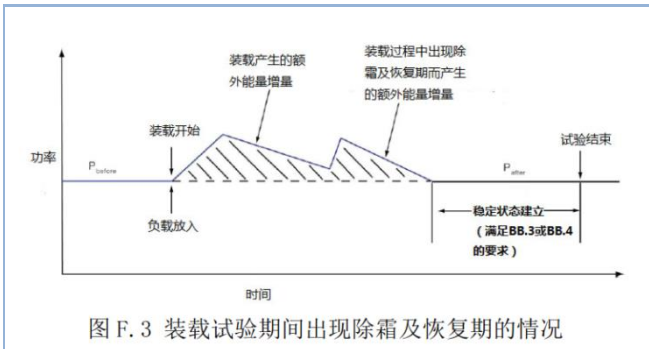
图 F.3 装载试验期间出现除霜及恢复期的情况



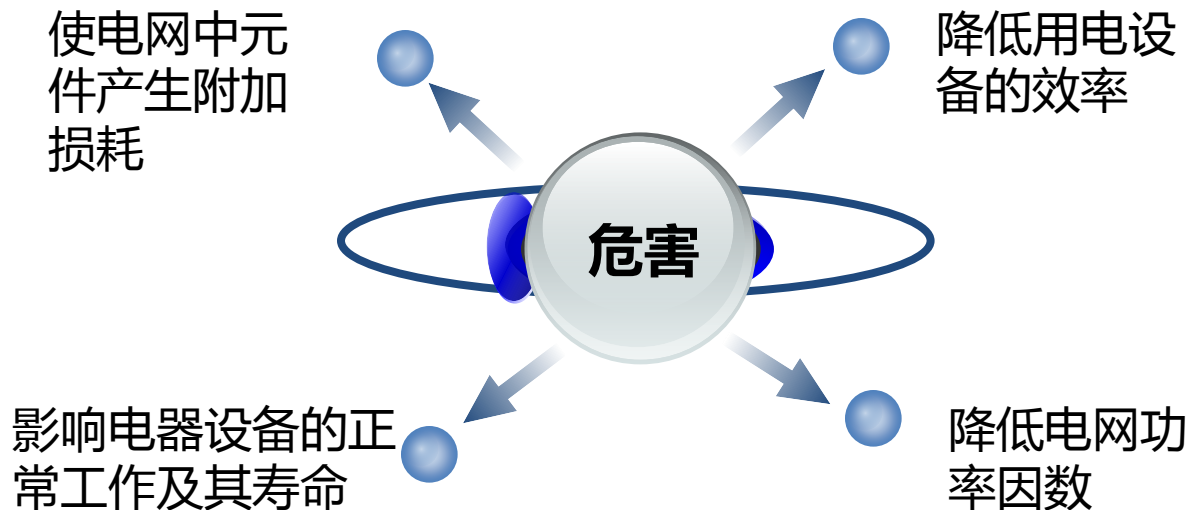
从考核温度到同时考核功率的变化-应对变频压缩机连续运行；

能效试验增加平衡热负荷试验；

冷却能力考核。



3.3.4谐波的危害



3.3.4谐波的危害

谐波产生原因：

整流装置、电感、电容组成的滤波器中非线性元件和储能元件的存在使输入交流电流波形发生严重畸变，呈尖峰脉冲状。

采用PFC就是为了改善这种情况。

谐波限值标准：

为了抑制高次谐波的污染，一些世界性的学术组织和国家已经颁布或实施了一些输入电流谐波限制标准。如IEC555-2、IEEE519、IEC1000-3-2等。

我国国家技术监督局也在1993年颁布了国家标准GB/T 14599-93《电能质量公用电网谐波》。

3.3.4 谐波的危害

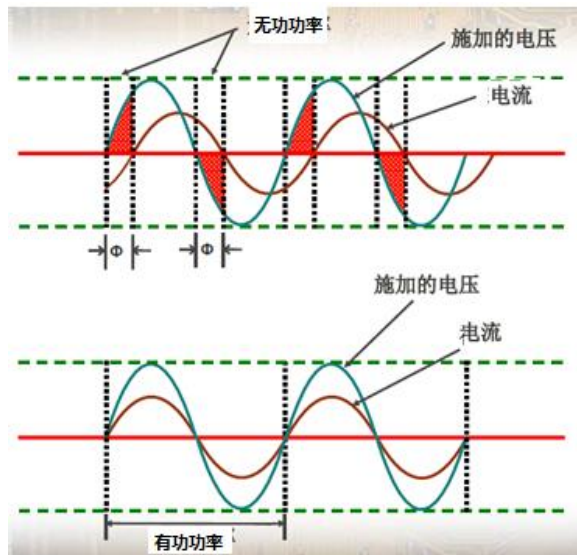


图8 功率因数不同时电压与电流波形

3.3.4 谐波的危害

3.3.4.1 PFC控制原理

- ◆ 无源PEC功率因数校正
- ◆ 有源PEC功率因数校正

3.3.4.1 PFC控制原理

实现方法：不使用晶体管等有源器件，而是使用二极管、电阻、电容、电感等无源元件改善输入项电流波形，从而提高功率因数。

特点：实现简单，输出纹波较大，电流畸变校正和功率因数补偿能力较差。事实上，无源PFC会牺牲效率和稳定性来提高PF值。

◆无源PFC

实现方法：是一种完全强迫整流技术，即在整个电源周期内功率开关始终都处在开关状态。

特点：改善输入电流波形，提高功率因数；造成整个电源周期内功率器件较大的开关损耗和导通损耗，在大功率情况下，器件的发热和损耗尤为严重，严重的降低了器件的使用寿命和限制了系统效率的提高。

◆有源PFC (APFC)

3.3.4.1 PFC控制原理

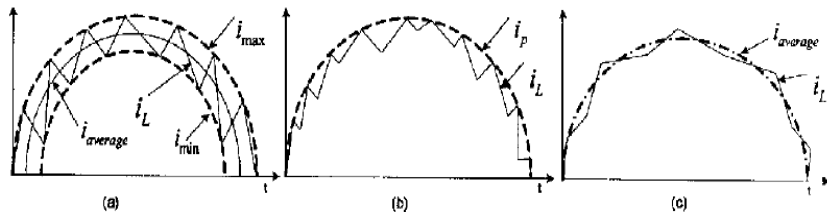
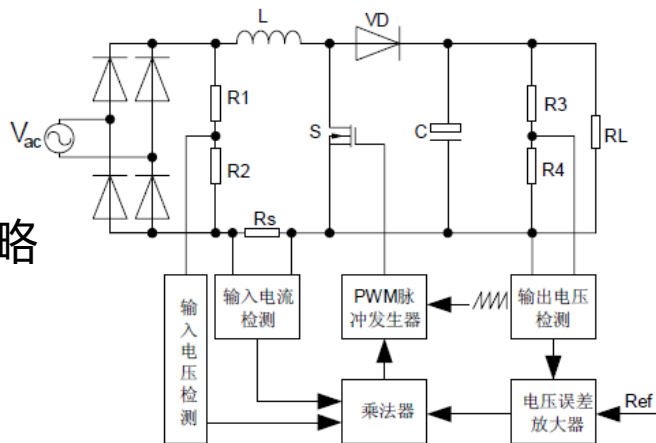
2) 完全APFC控制方法

- ◆ 基于乘法器的控制策略
- ◆ 单周期控制的控制策略

3.3.4.1 PFC控制原理

2) 完全APFC控制

◆ 基于乘法器的控制策略



a-电流滞环控制；b-电流峰值控制；c-平均电流控制

3.3.4.1 PFC控制原理

◆ 单周期控制法

单周期控制技术是由美国学者Keyue M.Smedley和Slobodan Cuk提出的一种新型**大信号、非线性控制法**，它利用**开关变换器的脉冲调制和非线性特性**实现了对**实时电压和电流平均值的瞬时控制**，并且动态响应快速、对输入扰动抑制能力强。

与平均电流型控制相比，One Cycle控制技术展示出很多优点，它**不需要乘法器也不需要输入电压检测**。因此，One Cycle控制的无整流桥PFC电路是非常有吸引力的

目的：PFC电路的控制目的是要是电感电流的低频部分（50Hz）跟随整流后的输入电压波形，同时又要保持输出电压。

3.3.4.1 PFC控制原理

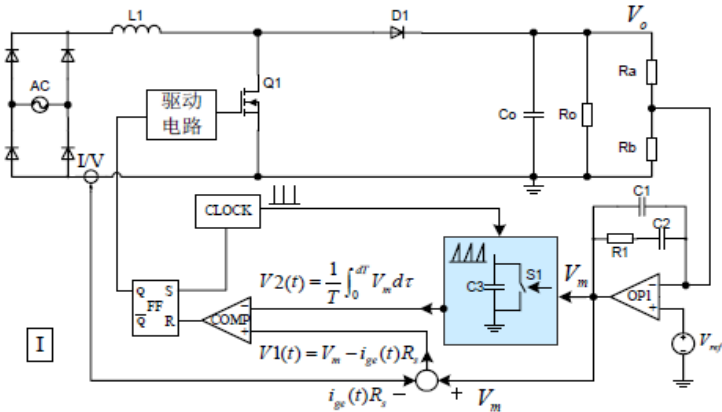


图10 “后沿调制”型单周期控制PFC电路

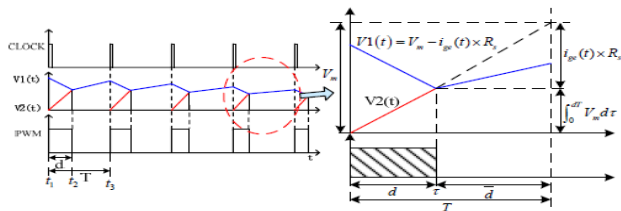


图11 “后沿调制”单周期控制PFC电路波形图

3.3.4.1 PFC控制原理

3)部分PFC控制方法

部分有源PFC的控制策略主要有**双脉冲方案**、**半周期脉冲控制方案**及**双端脉冲控制方案**，分别如下图所示：

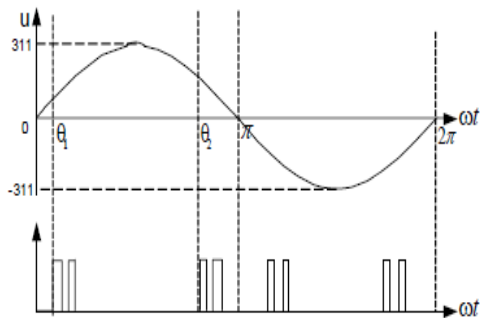


图12 双脉冲方案

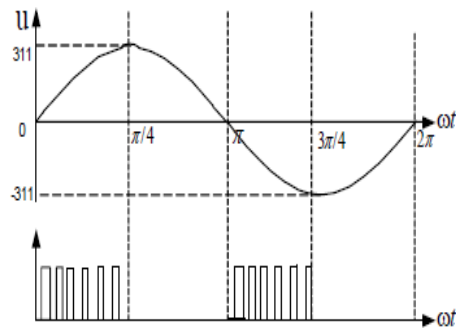
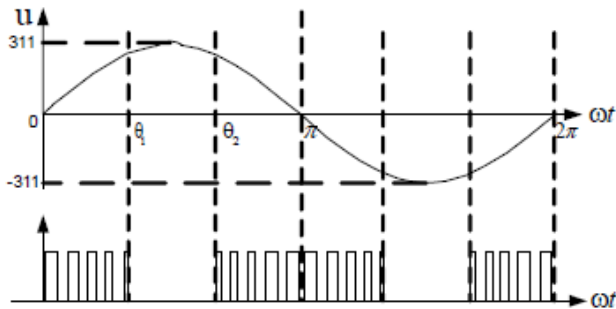


图13 半周期脉冲方案

3.3.4.1 PFC控制原理

双脉冲方案：每1/4周期发2个脉冲。效率高，效果差。

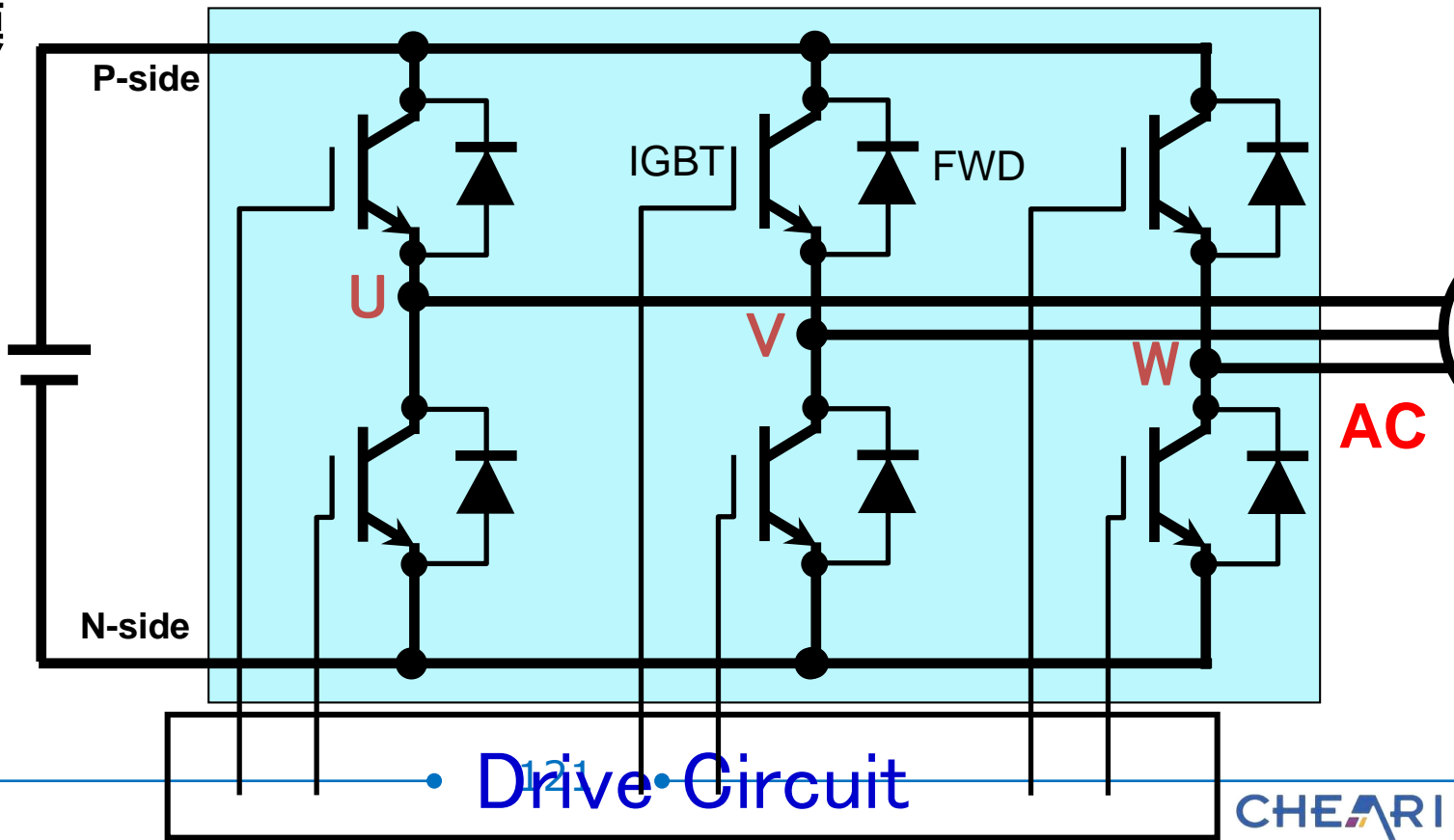
半周期脉冲方案：一半时间发脉冲，效果好于双脉冲，但仍不是很好。



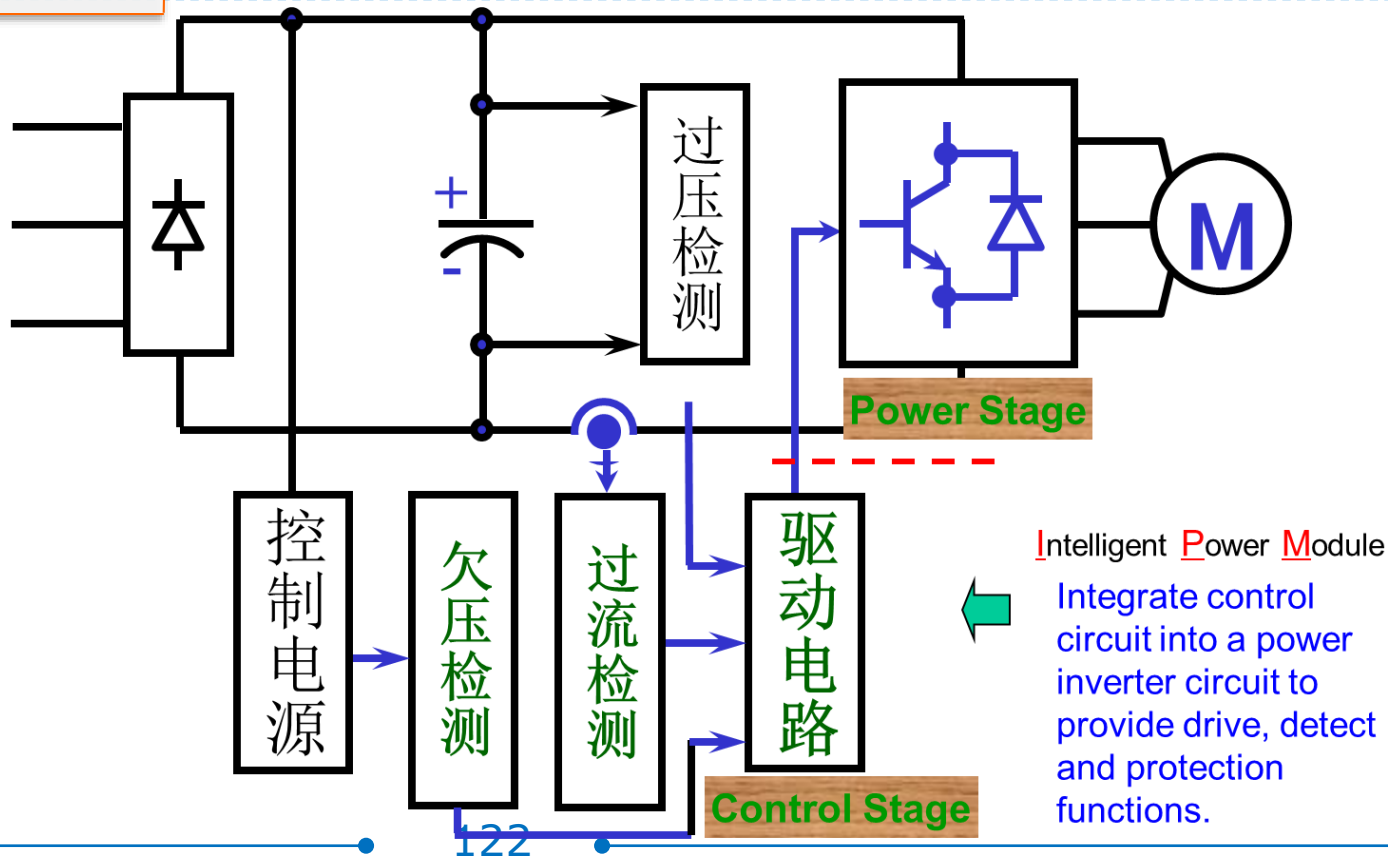
双端脉冲控制方案：在两端电压幅值低的时候进行斩波，电压高的时候自然整流。效果最好，应用最广泛。

鉴于部分PFC存在自然整流过程，因此它属于降压型PFC。另外，由于升压电感量较大，在输入电压过零点附件即使占空比很高，电流也很难上升起来，因此在实际应用中并不设置PWM斩波。

3.3.5 IPM模块控制原理



3.3.5 IPM模块控制原理



Thanks
谢谢

科技引领 • 融合发展
提质增效 • 共建共享