

## فصل سوم:

# کنترل موتورهای PMSM

□ مروری بر موتور آهنربای دائم سنکرون (PMSM)

□ مدل دینامیکی موتور PMSM

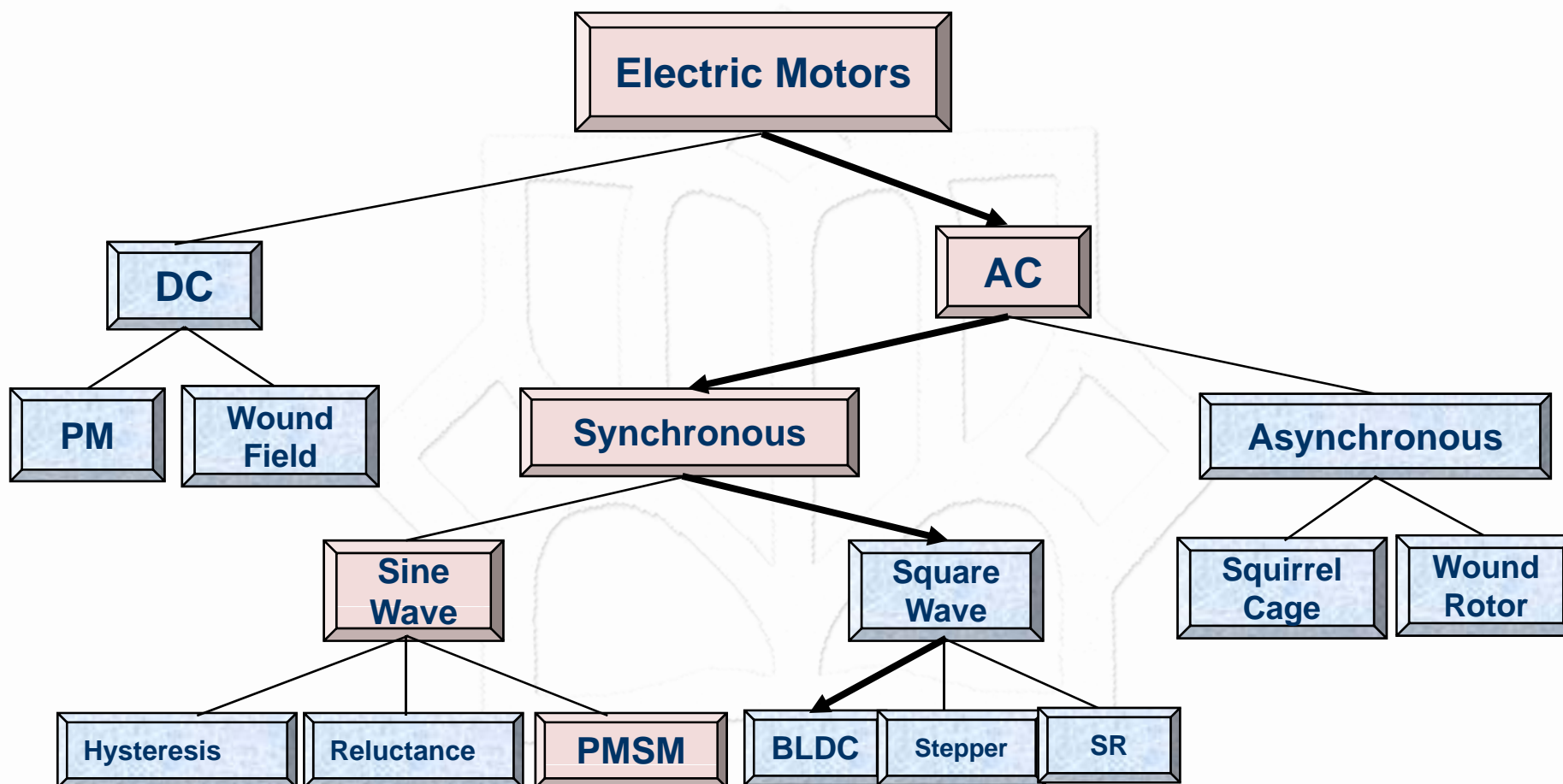
□ کنترل اسکالر موتور PMSM

□ کنترل برداری موتور PMSM

□ کنترل مستقیم گشتاور موتور PMSM

□ کنترل بدون حسگر موتور PMSM





موتور سنکرون از دو قسمت تشکیل شده است:

- ۱- هسته مغناطیسی

۲- سیم پیچی (اکثراً سه فاز)

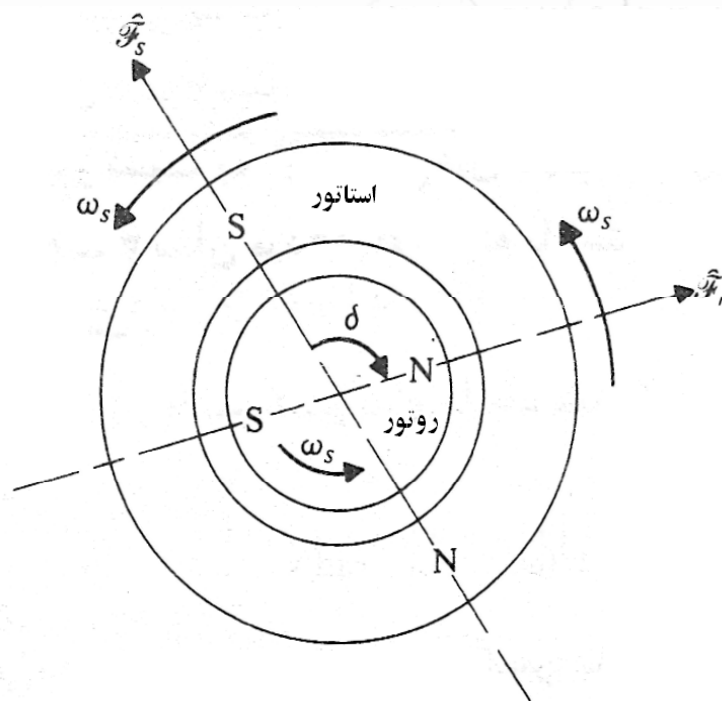
}

استاتور (آرمیچر)
- ۱- هسته

۲- سیم پیچی تغذیه شده توسط جریان DC یا PM

}

روتور (تحریک)

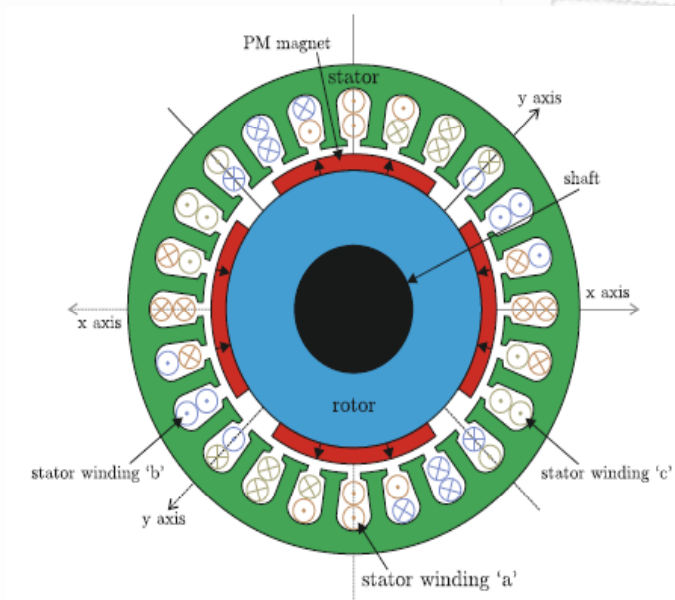


✓ در موتور سنکرون، دو میدان مغناطیسی مجزای استاتور و روتور تمایل به همراستا شدن دارند که در نتیجه آن گشتاور بوجود می آید. چون میدان استاتور دوار است، روتور هم برای همراستا شدن، شروع به چرخش می کند.

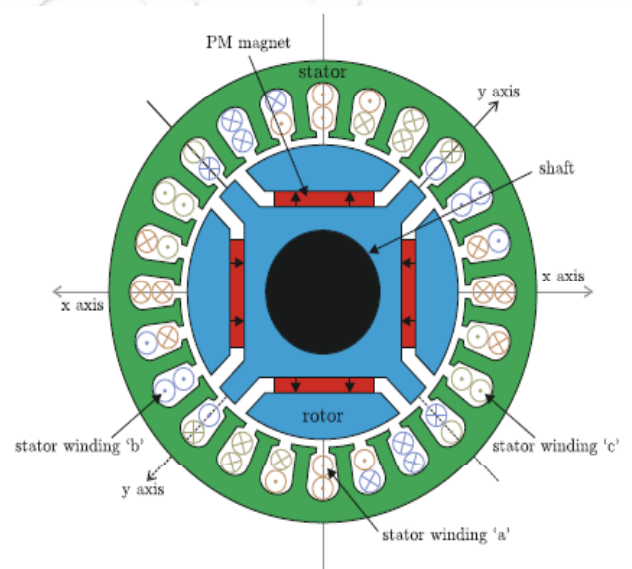
❖ انواع اصلی موتورهای PMSM از لحاظ ساختار:

(a) نوع مگنت سطحی (Surface Permanent Magnet)

(b) نوع مگنت داخلی (Interior Permanent Magnet)



(a) Surface mounted PM (SPM)

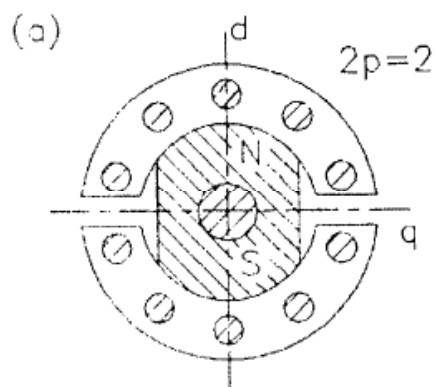


(b) Interior mounted PM (IPM)

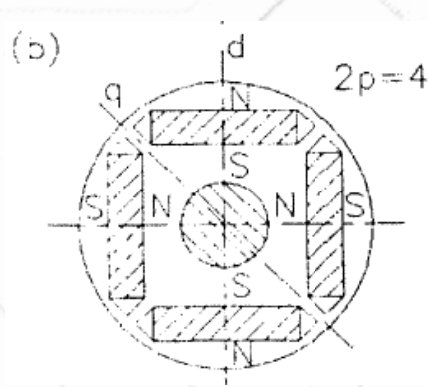
✓ در کاربردهای دور بالا و حتی بالاتر از 6000 rpm نوع IPM به دلیل ساختار محکم تر و جدا نشدن مگنتها و همچنین وجود گشتاور رلوکتانسی بیشتر استفاده می شود.

❖ انواع موتورهای PMSM از لحاظ قرار گیری مغنت:

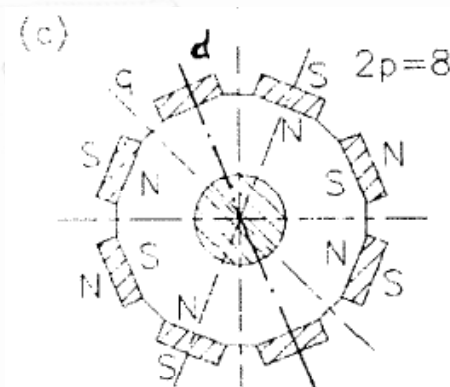
✓ البته طریقه قرار گیری مغنت می تواند به شکلهای مختلف دیگری هم باشد که هر یک ویژگیهای خاصی برای موتور ایجاد می کند.



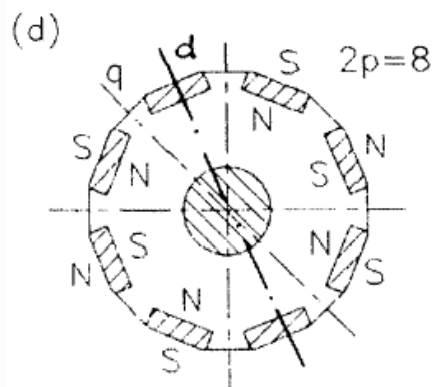
(a) نوع آهنربای دائم کلاسیک



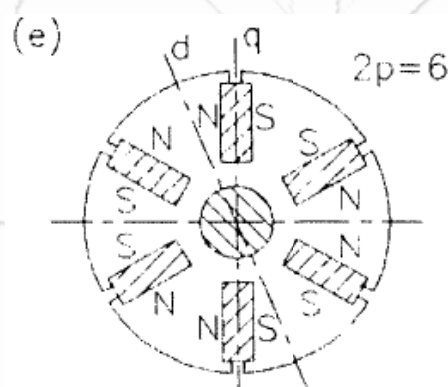
(b) نوع IPM



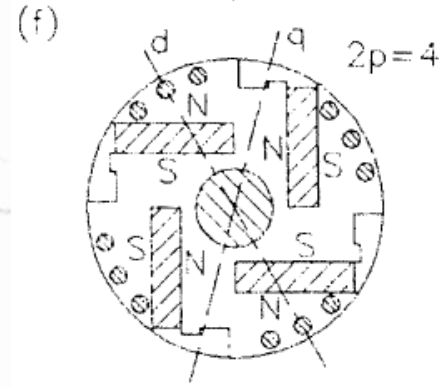
(c) نوع SPM



(d) نوع Inset

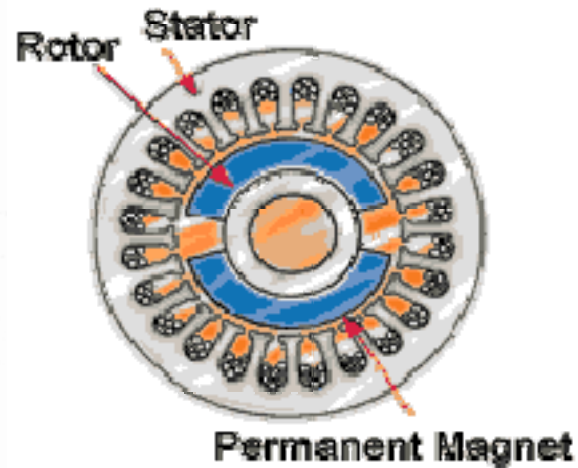


(e) نوع buried متقارن

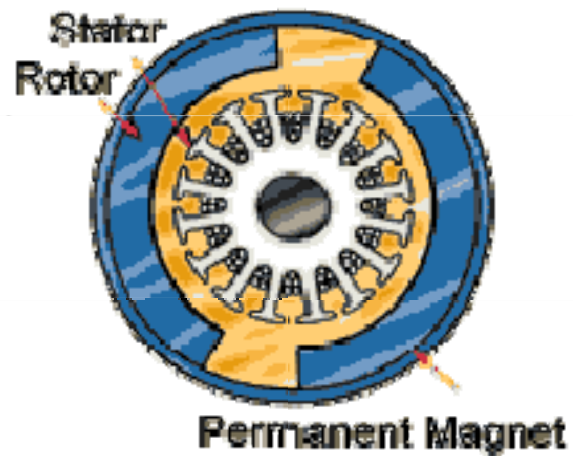


(f) نوع buried نامتقارن



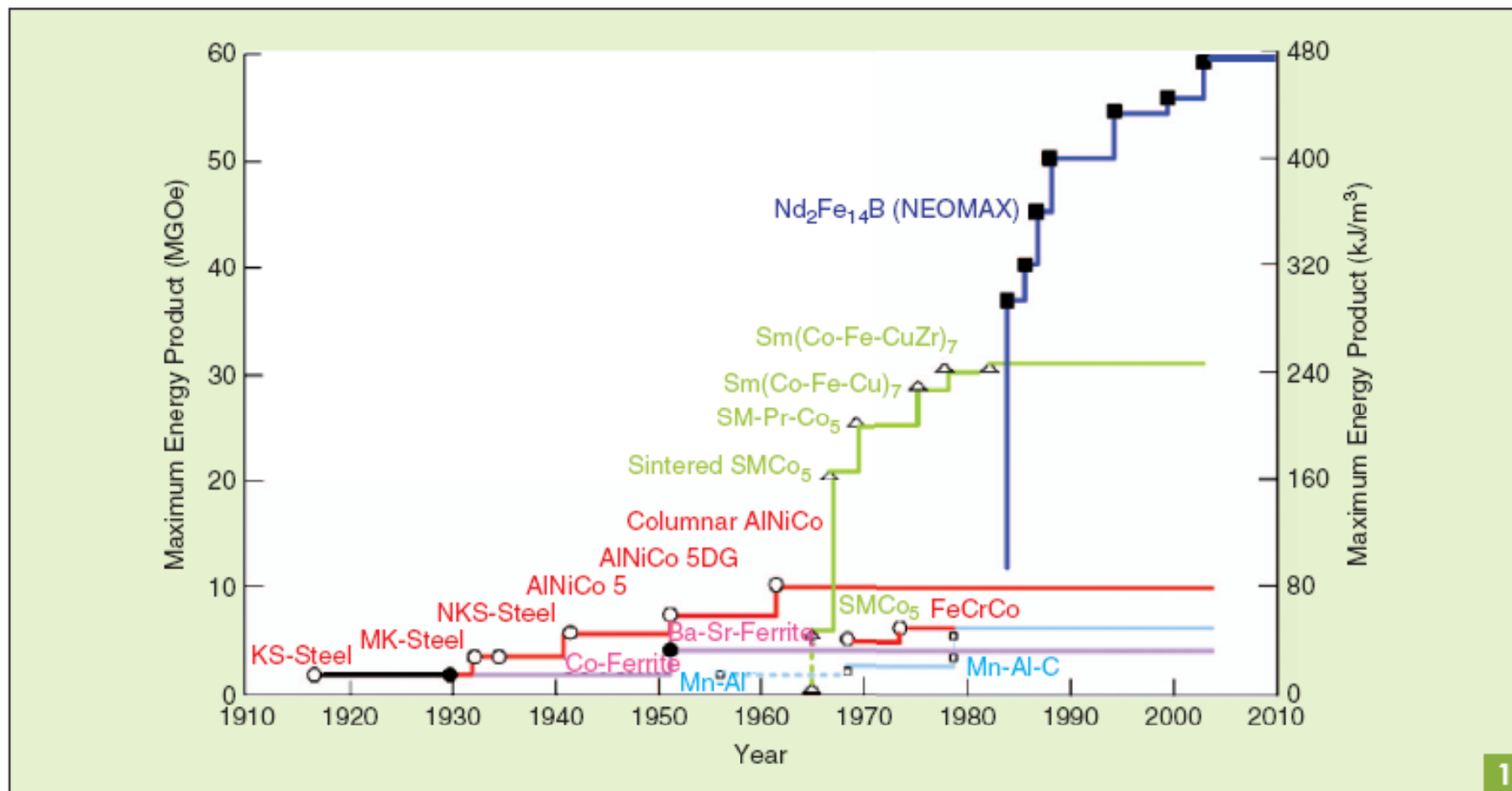


Inner Rotor Type



Outer Rotor Type

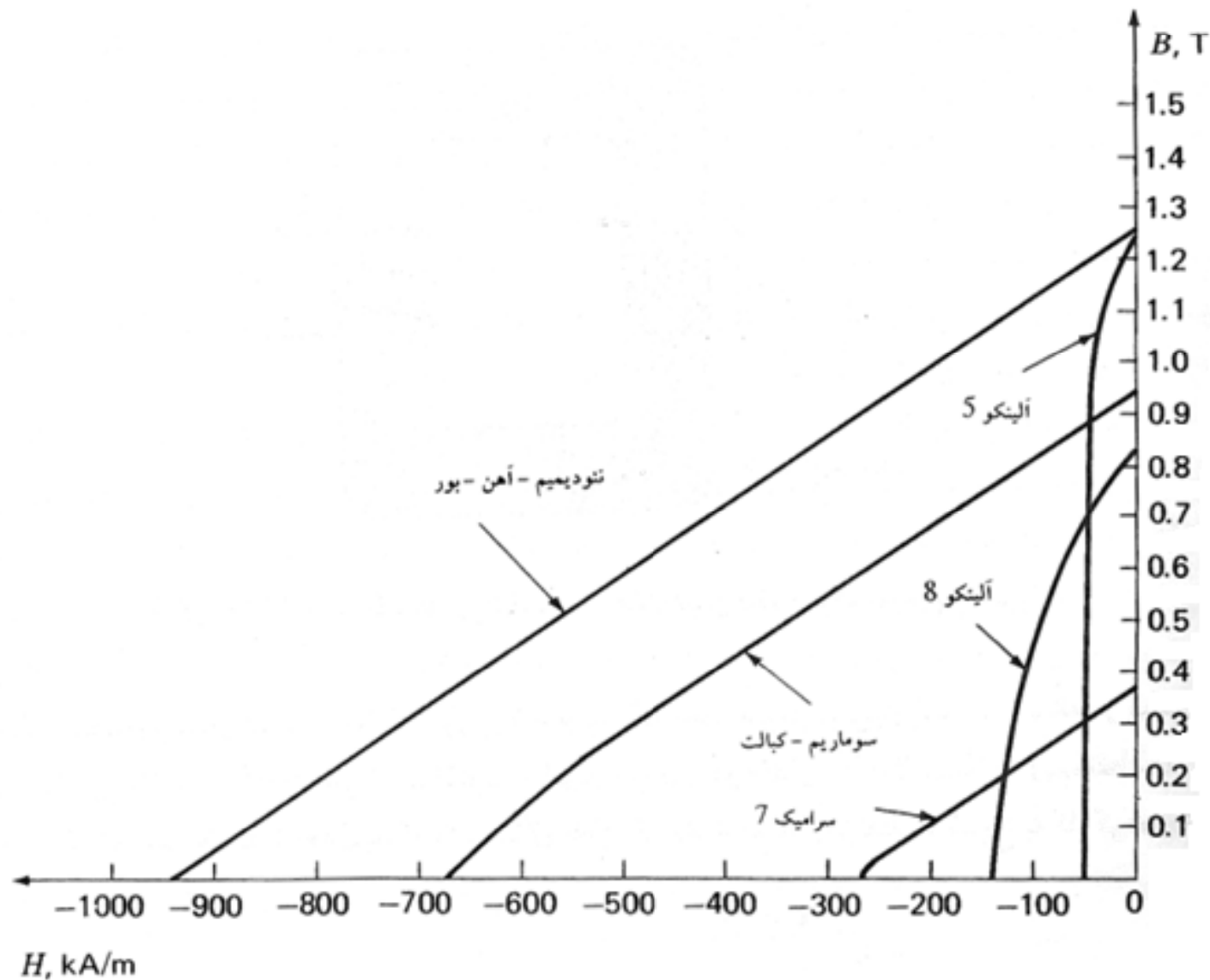
❖ تاریخچه مواد آهنربای دائم مورد استفاده در موتورهای الکتریکی



History of PM materials.

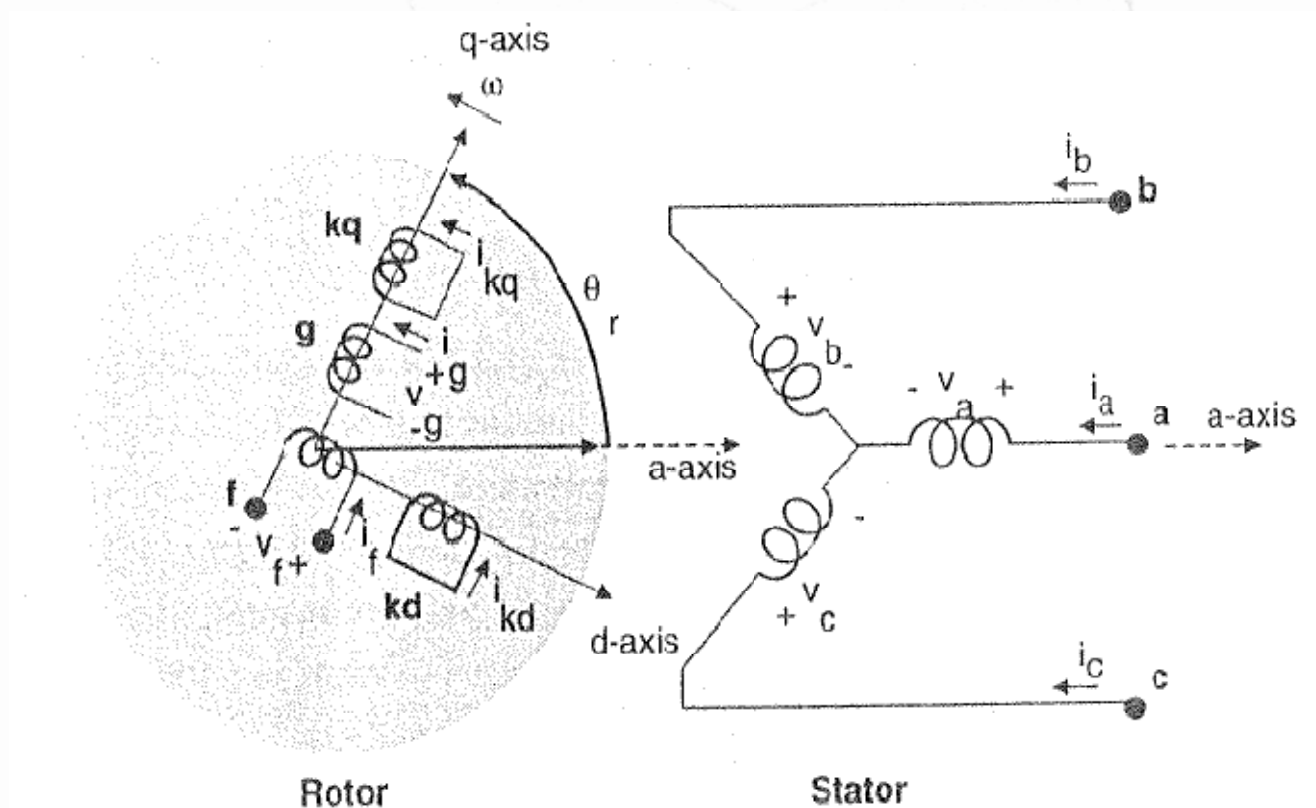
Digital Object Identifier 10.1109/MIAS.2012.2221996

Date of publication: 10 December 2012





- ✓ مدل دینامیکی موتور سنکرون مورد استفاده در بحث کنترل دور ، همانند مدل دینامیکی موتور القایی در دستگاه مرجع گردان  $qd$  با سرعت سنکرون و یا ساکن استاتور مورد استفاده قرار می گیرد.
- ✓ مدل دینامیکی موتور سنکرون با سیم پیچی تحریک در درس تئوری جامع ماشینهای الکتریکی به تفصیل بیان گردیده است.



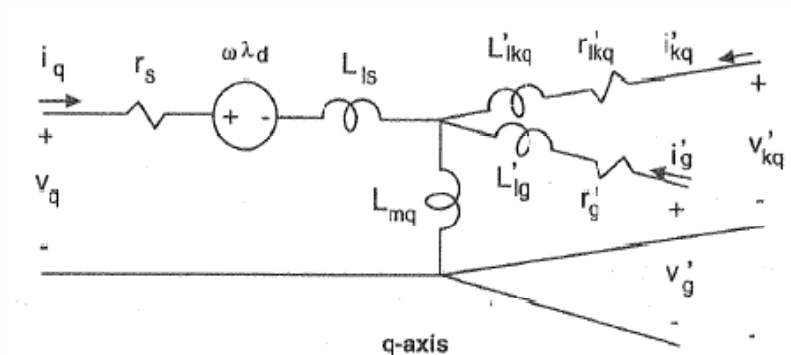
مدل مداری یک موتور سنکرون سه فاز با سیم پیچی تحریک



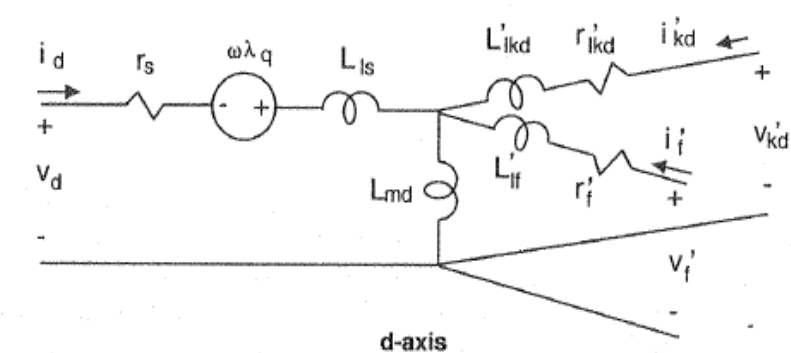
# □ مدل دینامیکی موتور PMSM

## ➤ مدل موتور سنکرون با سیم پیچ تحریک

✓ مدار معادل مدل دینامیکی ارائه شده در درس تئوری جامع بصورت زیر ارائه گردید:



$$\Leftrightarrow \begin{cases} v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_r \lambda_{ds} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} \\ v'_{kq} = 0 = r'_{kq} i'_{kq} + \frac{d\lambda'_{kq}}{dt} \\ v'_g = r'_g i'_g + \frac{d\lambda'_g}{dt} \end{cases} \quad (1)$$



$$\Leftrightarrow \begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_r \lambda_{qs} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} \\ v'_f = r'_f i'_f + \frac{d\lambda'_f}{dt} \\ v'_{kd} = 0 = r'_{kd} i'_{kd} + \frac{d\lambda'_{kd}}{dt} \end{cases} \quad (2)$$

مدار معادل مدل دینامیکی موتور سنکرون با سیم پیچی تحریک

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (3)$$



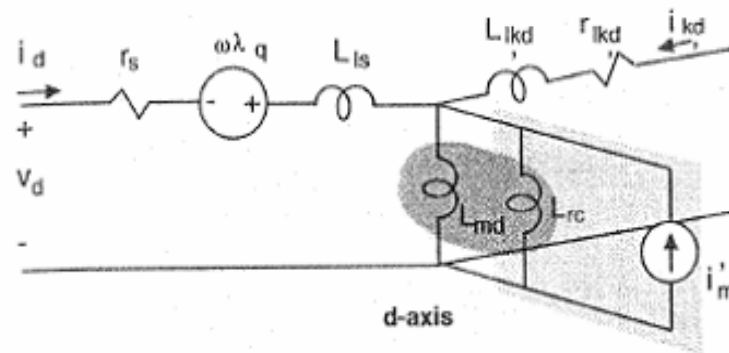
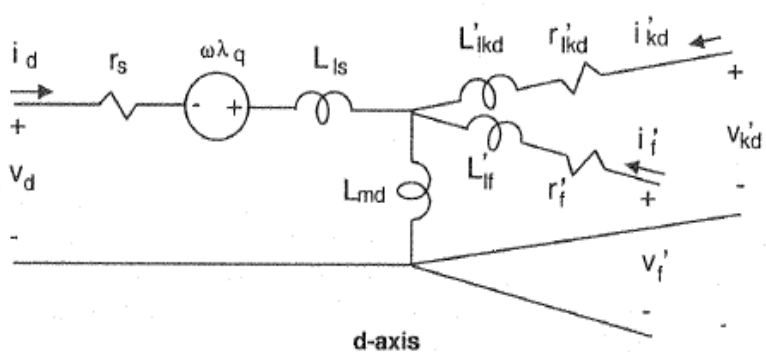
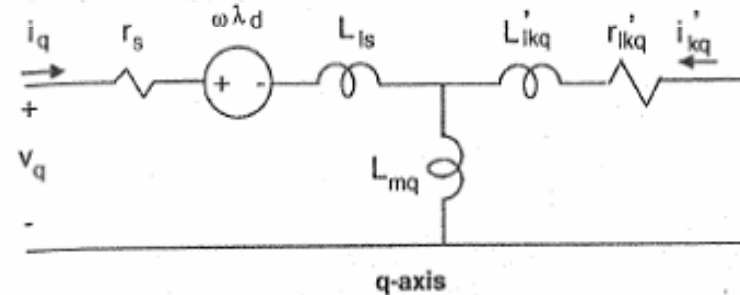
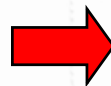
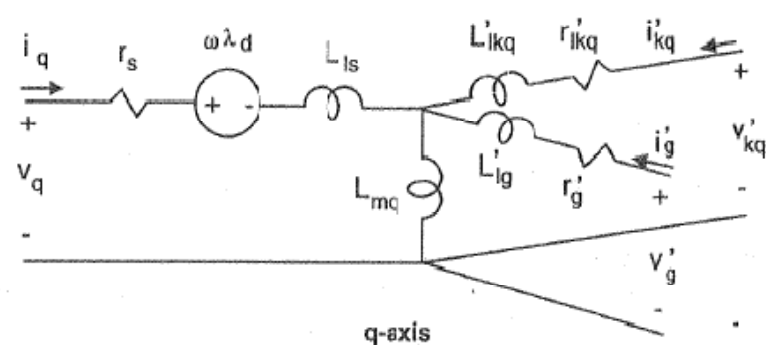


✓ شار-دوره‌های هر یک از سیم پیچهای مدار معادل موتور سنکرون از رابطه ماتریسی زیر تبعیت می کنند:

ماتریس اندوکتانس انتقال یافته:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \lambda_{os} \\ \lambda'_g \\ \lambda'_{kq} \\ \lambda'_f \\ \lambda'_{kd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{mq} & 0 & 0 & L_{mq} & L_{mq} & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + L_{mq} & 0 & L_{mq} & L_{mq} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ L_{mq} & 0 & 0 & L'_{lg} + L_{mq} & L_{mq} & 0 & 0 \\ L_{mq} & 0 & 0 & L_{mq} & L'_{lkq} + L_{mq} & 0 & 0 \\ 0 & L_{md} & 0 & 0 & 0 & L'_{lf} + L_{md} & L_{md} \\ 0 & L_{md} & 0 & 0 & 0 & L_{md} & L'_{lkd} + L_{md} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{qs} \\ i'_{ds} \\ i'_{os} \\ i'_g \\ i'_{kq} \\ i'_f \\ i'_{kd} \end{bmatrix} \quad (4)$$

- ✓ اما اغلب موتورهای سنکرون مورد استفاده در صنعت از نوع مغناطیس دائم هستند و به عبارتی هیچگونه سیم پیچی روی روتور آن وجود ندارد. لذا سیم پیچ  $f$  و به تبع آن سیم پیچ  $g$  از مدار معادل و معادلات حذف خواهند گردید.
- ✓ با توجه به آنکه موتور سنکرون مانند زنراتورهای سنکرون آنچنان تحت اعمال ناگهانی بار و یا خطا قرار نمی گیرند و کل روتور و یا سطح آن از مغناطیس دائم پوشیده شده است، لذا در اغلب کاربردها، در مدل دینامیکی موتور PM سنکرون، از دمپرها نیز صرفنظر می کنند.



مدل qd موتور سنکرون با سیم پیچی تحریک

مدل qd موتور سنکرون مغناطیس دائم

✓ پس از ساده سازیها، مدل دینامیکی موتور PM سنکرون در دستگاه qd دوار روتور بصورت زیر است:

$$v_{qs}^r = r_s i_{qs}^r + \omega_r \lambda_{ds}^r + \frac{d}{dt} \lambda_{qs}^r$$

$$v_{ds}^r = r_s i_{ds}^r - \omega_r \lambda_{qs}^r + \frac{d}{dt} \lambda_{ds}^r$$

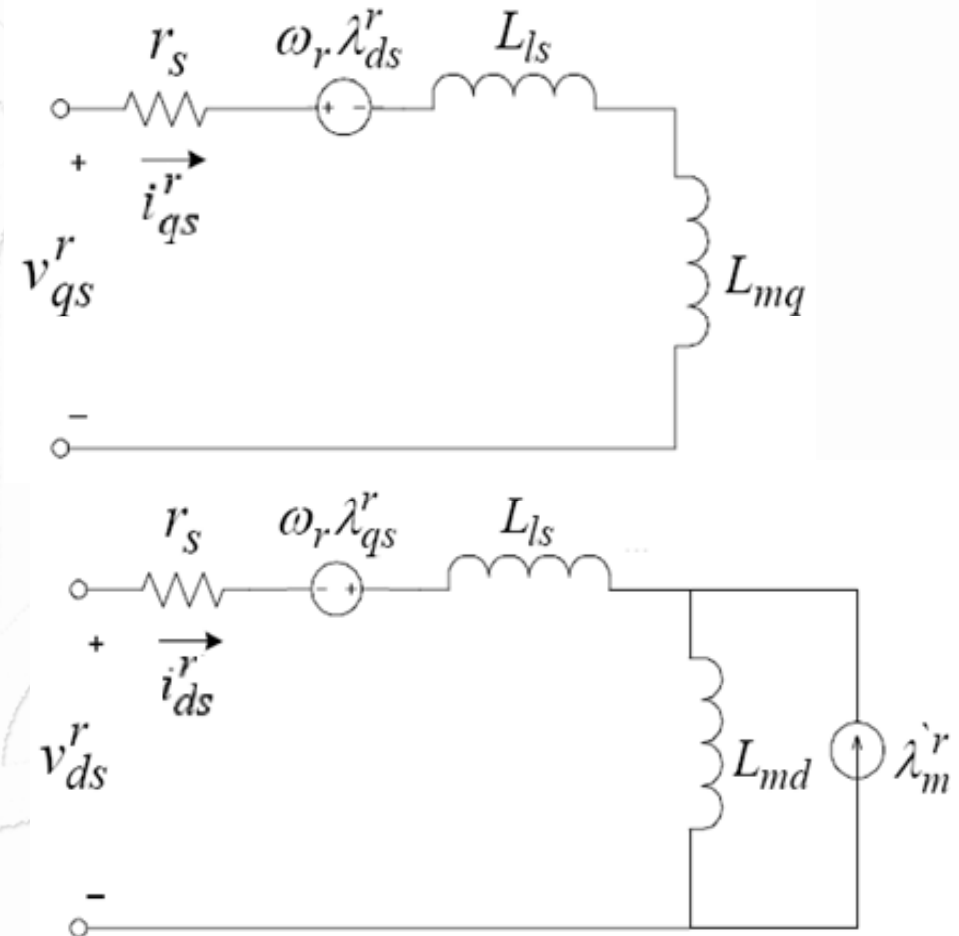
$$\lambda_{qs}^r = L_{qs} i_{qs}^r$$

$$\lambda_{ds}^r = L_{ds} i_{ds}^r + \lambda_m^r$$

$$L_{qs} = L_{ls} + L_{mq}$$

$$L_{ds} = L_{ls} + L_{md}$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} [\lambda_m^r i_{qs}^r + (L_{ds} - L_{qs}) i_{qs}^r i_{ds}^r]$$



✓ گشتاور شامل دو بخش ناشی از PM و گشتاور رلوکتانسی خواهد بود.



## ❖ توضیح در مورد گشتاور رلوکتانسی:

✓ در موتورهای سنکرون با سیم پیچی تحریک، راستای محور d بر محور سیم پیچی تحریک قرار می گرفت. در نتیجه فاصله

هوایی در راستای محور d کمتر از فاصله هوایی در راستای محور q بوده و لذا برای رلوکتانسها داریم:  $R_d < R_q$

✓ لذا اندوکتانس در راستای محور d از اندوکتانس در راستای محور q بزرگتر است. یعنی:  $L_q < L_d$

✓ اما در موتور مغناطیس دائم وضعیت متفاوت است:

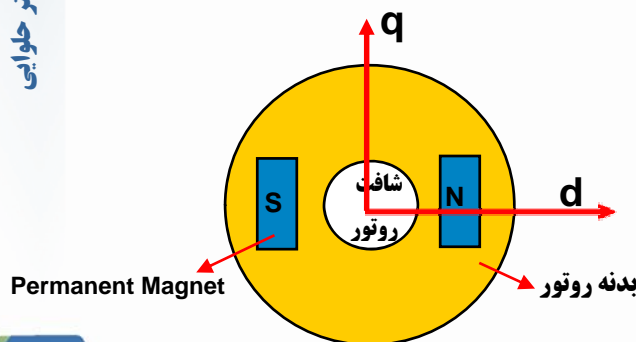
▪ در نوع مغناطیس سطحی اندوکتانسهای  $L_q$  و  $L_d$  برابر بوده و لذا ترم گشتاور رلوکتانسی وجود ندارد.

▪ در نوع مغناطیس داخلی، علیرغم یکسان بودن فاصله هوایی در راستاهای d و q، به دلیل آنکه در راستای محور d بجای

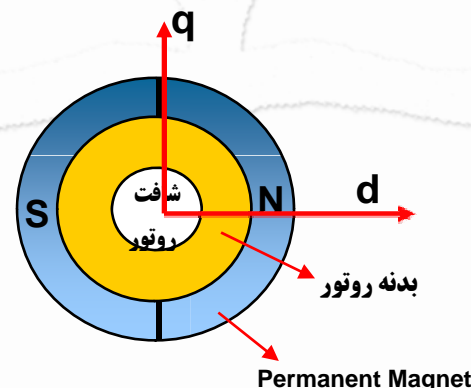
هسته آهن، از PM (که ضریب نفوذپذیری مغناطیسی همانند هوا دارد) استفاده شده است، لذا  $L_d < L_q$  خواهد بود.

✓ در نتیجه وجود جریان  $i_{ds}$  (مثبت) سبب کاهش گشتاور شده و لذا مقدار آن باید صفر گردد.

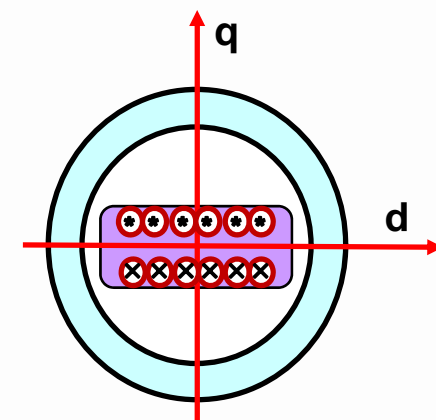
$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} [\lambda_m^r i_{qs}^r + (L_{ds} - L_{qs}) i_{qs}^r i_{ds}^r]$$



(ج) موتور PM سنکرون نوع مغناطیس داخلی

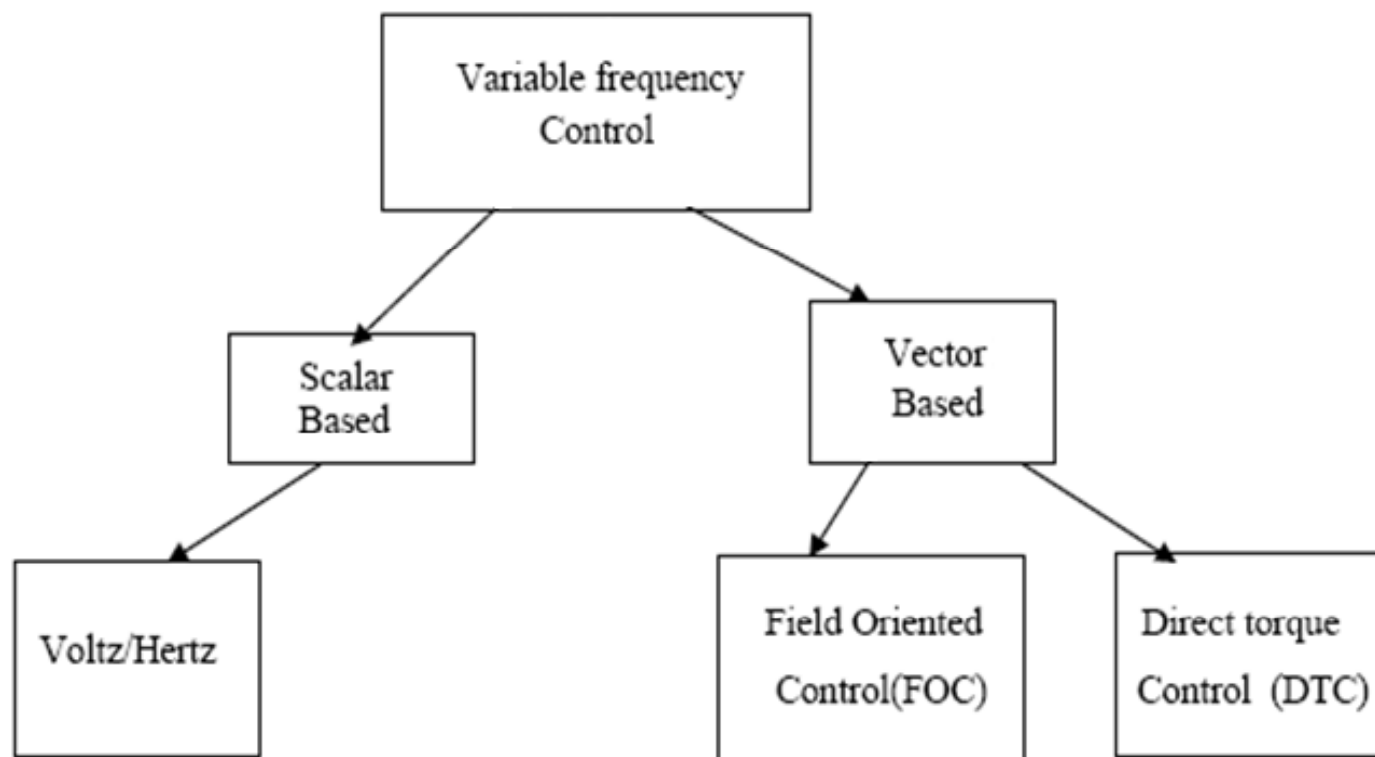


(ب) موتور PM سنکرون نوع مغناطیس سطحی



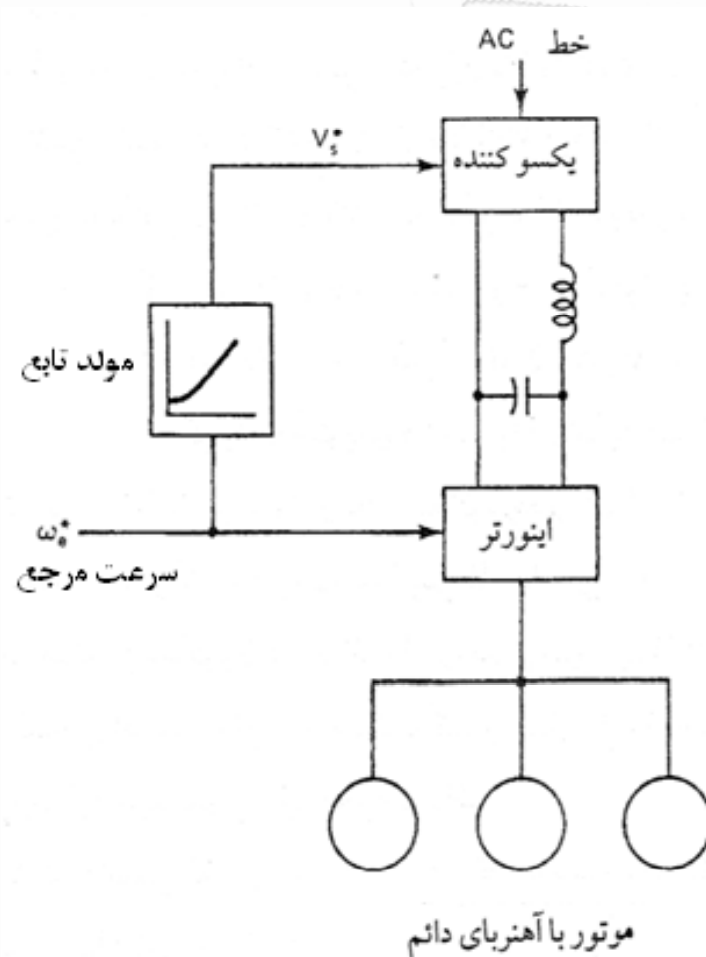
(الف) موتور سنکرون با روتور سیم پیچی شده

- ✓ این موتورها، به دلیل داشتن عملکرد مناسب و راندمان بالا گران هستند و طبعا روشهای کنترل سرعت آنها نیز نباید عملکرد و راندمان کلی درایو را آنچنان پائین بیاورد.
- ✓ لذا برخلاف موتورهای القایی که از روشهای کنترلی کم بازده ایی هم استفاده می شد (روش تغییر مقاومت روتور - کاهش ولتاژ)، در اینگونه موتورها از روشهای پربازده که همگی بر مبنای تغییر فرکانس - ولتاژ هستند، استفاده می گردد.



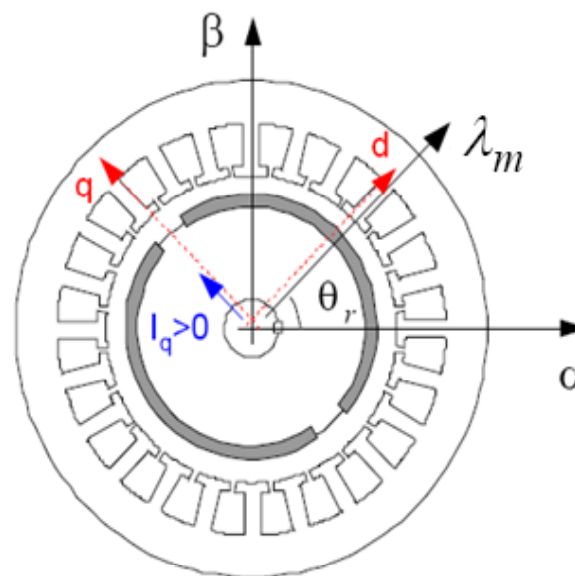
انواع روشهای کنترل سرعت موتور سنکرون

- ✓ روش کنترل اسکالر یا V/f ثابت، سبب ثابت نگه داشته شدن دامنه شار در مقدار نامی آن می شود.
- ✓ روش کنترل اسکالر روش ساده و ارزان و صنعتی برای کنترل موتورهای AC از جمله PMSM است.
- ✓ به دلیل قابلیت خود سنکرون کننده موتورهای سنکرون، احتیاجی به طرح سیستم حلقه بسته کنترل سرعت در روش کنترل V/f وجود ندارد.



- ✓ همانند روش کنترل برداری موتورهای القایی، در کنترل برداری موتور PM سنکرون نیز، سعی بر آنست که شار روتور همواره روی محور d قرار داشته باشد.
- ✓ و نیز می دانیم که محور d روتور، همراستا با سیم پیچ میدان روتور (و یا در راستای قطب S به N در روتورهای PM) است.
- ✓ با توجه به وجود آهنربای دائم روی روتور، شار روتور همواره وجود دارد و دقیقاً هم در راستای محور d است.
- ✓ لذا در صورت عدم نیاز به کاهش شار تولید شده توسط PM (که برای سرعتهای بالای سرعت نامی ضروریست)، مولفه تولید شار جریان استاتور یعنی  $i_{ds}$  باید صفر شود تا گشتاور کاهش نیابد. لذا از سرعت صفر تا سرعت نامی موتور، مقدار مرجع آن برابر با صفر قرار داده می شود.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} [\lambda_m' i_{qs}^r + (L_{ds} - L_{qs}) i_{qs} i_{ds}]$$



✓ در ناحیه گشتاور ثابت، با صفر قرار دادن جریان مرجع استاتور در راستای محور d و استفاده از کنترلر مناسب،  $i_{ds}$  صفر خواهد شد و در نتیجه خواهیم داشت:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \lambda_m^r i_{qs}^r = K_t i_{qs}^r \quad \lambda_{ds}^r = \lambda_m^r$$

✓ رابطه فوق نشان می دهد که به روش کنترل برداری، گشتاور همانند موتور DC مغناطیس دائم (PMDC) تنها توسط مولفه q جریان استاتور قابل تنظیم است.

✓ در روش کنترل برداری، جهت کنترل جریان های  $i_{ds}$  و  $i_{qs}$ ، چون این جریانهها در دستگاه دوار روتور تنظیم می شوند، باید مقادیر جریانههای  $i_{as}$  و  $i_{bs}$  و  $i_{cs}$  اندازه گیری شده توسط تبدیلهای مناسب به مقادیرشان در دستگاه qd دوار تبدیل شوند.

✓ برای انجام تبدیلات ذکر شده باید موقعیت روتور حتما در دست باشد. در روشهای با حسگر، از حسگر موقعیت یا سرعت متصل به شافت روتور استفاده می شود. اما در صورت عدم استفاده از حسگر سرعت، باید موقعیت روتور به روشهای مناسبی تخمین زده شود.

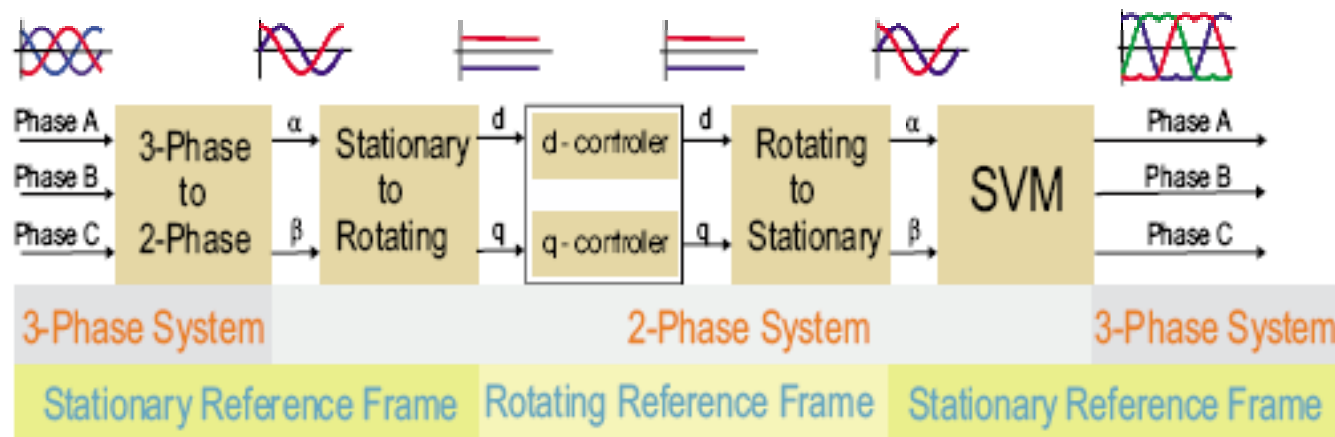
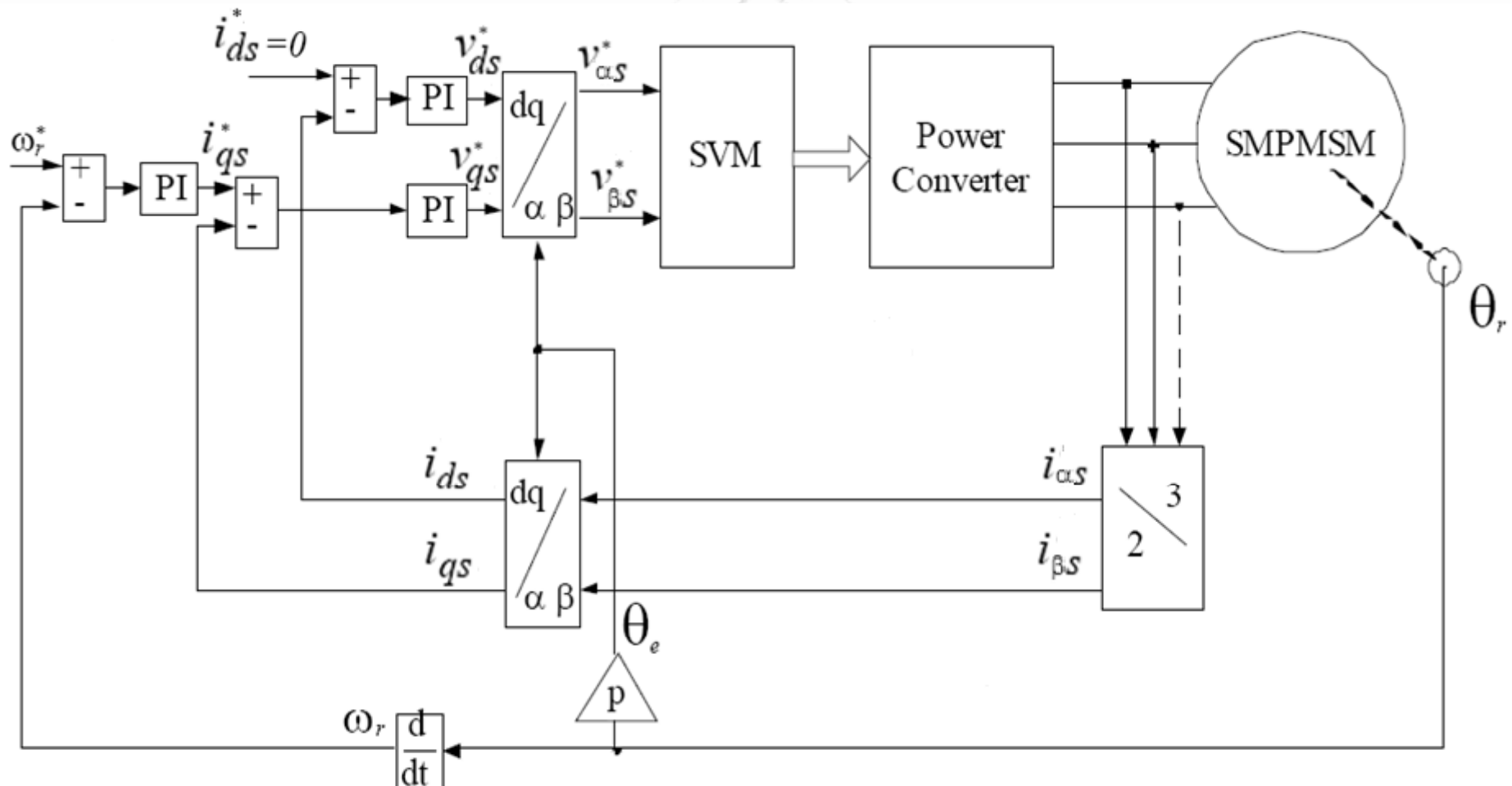


Figure 2-4. Vector Control Transformations



- ✓ در شکل زیر کنترل برداری موتور PMSM با استفاده از اینورتر ولتاژ از نوع SVM نشان داده شده است.
- ✓ خروجی کنترلر سرعت به عنوان جریان مرجع  $i_{qs}^*$  و نه گشتاور رفرنس در نظر گرفته شده است.



کنترل برداری موتور PMSM با اینورتر SVM

- ✓ همانطور که اشاره گردید، در روش کنترل برداری، مقادیر دو جریان  $i_{ds}$  و  $i_{qs}$  مجزای از یکدیگر کنترل می گردند.
- ✓ در صورتیکه از اینورتر کنترل شده با ولتاژ استفاده شود، باید ولتاژهای  $v_{ds}$  و  $v_{qs}$  که برای کنترل جریانهای  $i_{ds}$  و  $i_{qs}$  استفاده می شوند، از یکدیگر مجزا شوند.
- ✓ معادلات ولتاژ استاتور با جایگزینی شارهای استاتور بر حسب جریانها به قرار زیر هستند:

$$v_{qs}^r = r_s i_{qs}^r + \omega_r \lambda_{ds}^r + L_{qs} \frac{d}{dt} i_{qs}^r$$

$$v_{ds}^r = r_s i_{ds}^r - \omega_r \lambda_{qs}^r + L_{ds} \frac{d}{dt} i_{ds}^r + \frac{d}{dt} \lambda_m^r$$

- ✓ برای آنکه هر یک از معادلات فوق از شار یا جریان محور دیگر، مستقل بماند (مثلا در معادله ولتاژ روی محور q، اثری از  $\lambda_{ds}$  یا جریان  $i_{ds}$  نباشد)، باید ترم های ولتاژ دکوپله سازی زیر را به هریک از عبارات فوق اضافه نمود:

$$v_{qs}^{decoup} = -\omega_r \lambda_{ds}^r$$

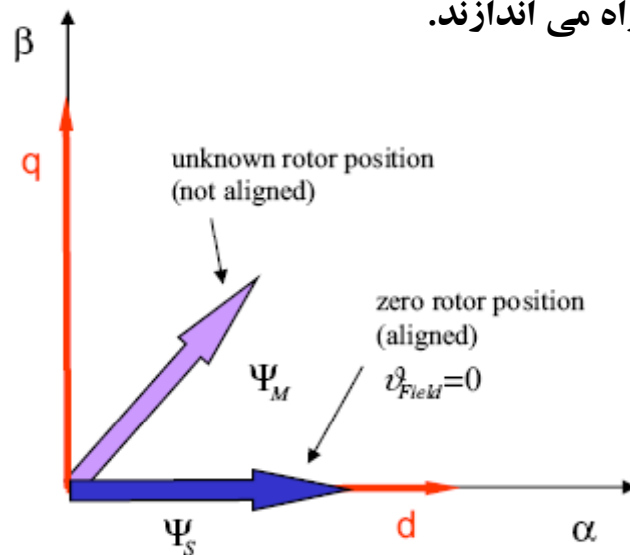
$$v_{ds}^{decoup} = +\omega_r \lambda_{qs}^r - \frac{d}{dt} \lambda_m^r$$



$$v_{qs}^r = r_s i_{qs}^r + L_{qs} \frac{d}{dt} i_{qs}^r$$

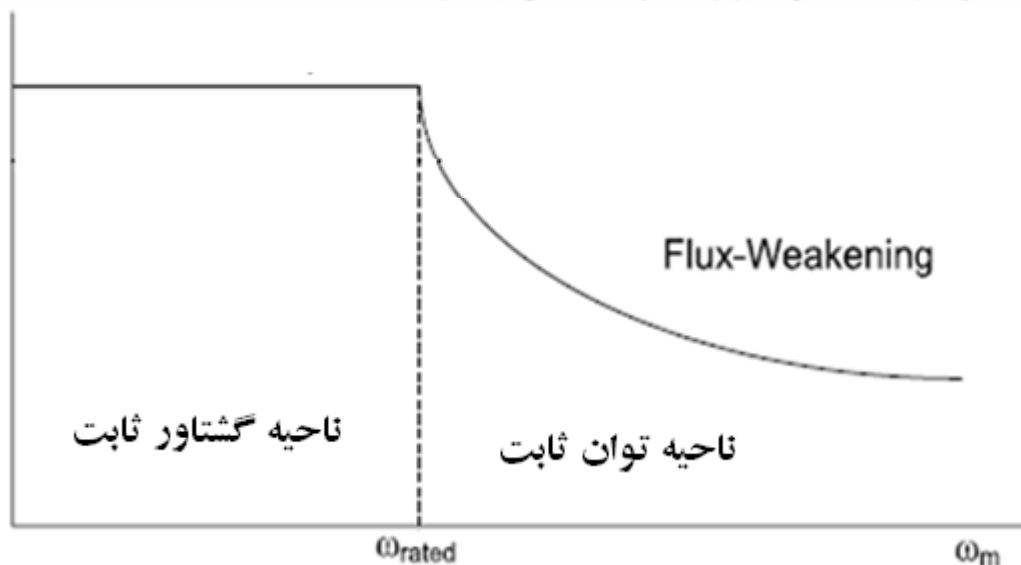
$$v_{ds}^r = r_s i_{ds}^r + L_{ds} \frac{d}{dt} i_{ds}^r$$

- ✓ در روش کنترل برداری، برای انجام تبدیلات از دستگاه abc به دستگاه qd دوار روتور، باید موقعیت روتور در هر لحظه مشخص باشد. این موضوع شامل لحظه اولیه راه اندازی نیز می شود.
- ✓ اما اغلب سنسورهای تعیین موقعیت بکار رفته در صنعت از نوع اینکودر بوده که فقط مقدار چرخش را نشان می دهند ولی موقعیت مطلق (Absolute position) را نشان نمی دهند (برخلاف Resolver ها). لذا با تکنیکهایی باید مقدار اولیه موقعیت روتور تشخیص داده شود.
- ✓ یک روش بسیار ساده ولی کاربردی و قابل پیاده سازی آنست که قبل از اعمال روش کنترل برداری و چرخاندن موتور، روتور را در یک موقعیت دانسته شده نظیر موقعیت زاویه صفر استاتور (منطبق بر محور  $\alpha$ ) قرار دهیم.
- ✓ مطابق شکل زیر، روتور در یک موقعیت مجهول قرار دارد. با اعمال بردار ولتاژ  $V_1$  در مدت زمان کافی، آهنربای روتور برای همراستا شدن با آهنربای استاتور، می چرخد و در نتیجه در زاویه صفر درجه (راستای  $\alpha$ ) قرار می گیرد. البته در این روش گشتاور بار نباید آنقدر باشد تا روتور نتواند بچرخد.
- ✓ روشهای دیگری هم هستند که روتور را در همان موقعیت اولیه ای که هست راه می اندازند.



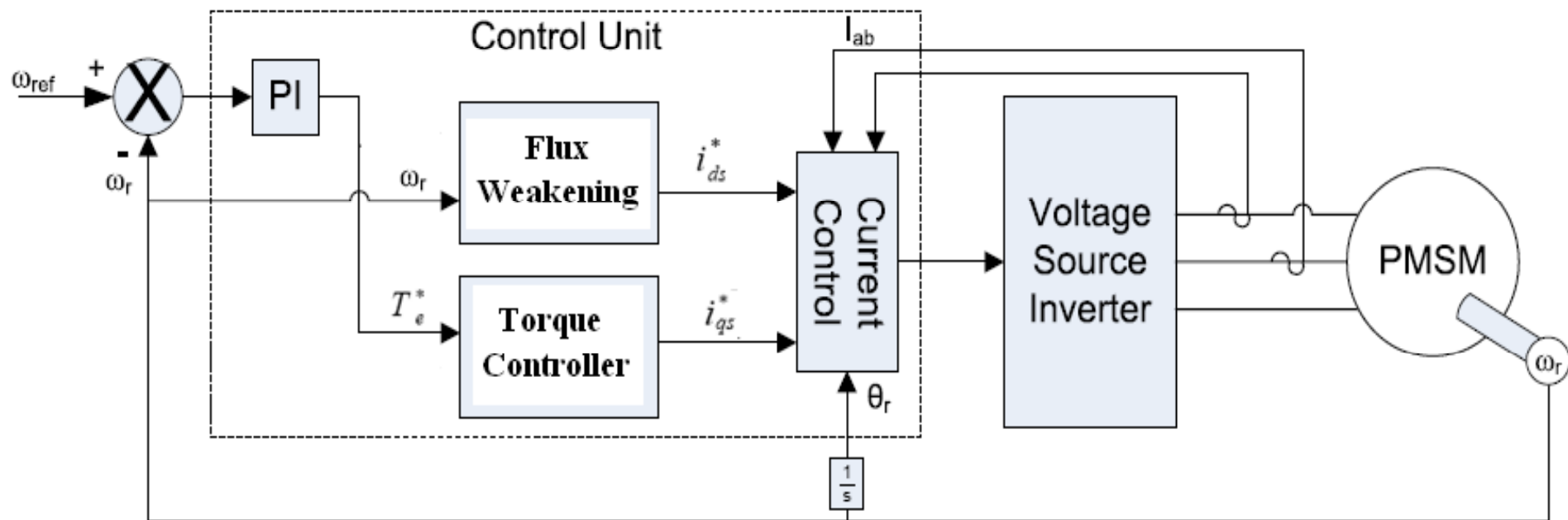
- ✓ موتور PM سنکرون نیز همانند موتورهای دیگر قادر به کار در ناحیه بالای سرعت نامی است.
- ✓ برای کار در بالای سرعت نامی همه موتورهای شار باید کاهش یابد. اما در موتور PM سنکرون، شار روتور چون توسط آهنربا تولید می‌شود، غیر قابل تغییر است.
- ✓ در عمل برای کاهش شار تولید شده توسط آهنربای روتور، از جریان  $i_{ds}$  که در راستای محور d روتور است و بنام مولفه شارساز جریان استاتور معروف است، استفاده می‌شود.
- ✓ لذا در سرعت‌های بالاتر از سرعت نامی، مقدار مرجع جریان  $i_{ds}$  دیگر صفر نخواهد بود و در یک مقدار مناسب مثبت تنظیم خواهد گردید.
- ✓ در صورت نیاز به کار در سرعت‌های بالا و ناحیه Field weakening، موتور مورد استفاده، معمولاً از ابتدا از نوع IPM انتخاب می‌شود.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} [\lambda_m' i_{qs}^r + (L_{ds} - L_{qs}) i_{qs} i_{ds}]$$



تغییرات گشتاور و شار بر حسب سرعت در موتورهای الکتریکی

- ✓ در شکل زیر، برحسب اینکه آیا سرعت بالاتر از سرعت نامی است و به چه مقدار است، بلوک Flux Weakening مقدار جریان مرجع در راستای محور d یعنی  $i_{ds}$  مرجع را تعیین می‌کند.
- ✓ روش‌های بهینه سازی نظیر کاهش تلفات نیز وجود دارند که بر مبنای آنها مقادیر مرجع جریانهای  $i_{ds}$  و  $i_{qs}$  تعیین می‌شوند.



بلوک دیاگرام کنترل برداری موتور سنکرون با قابلیت Field Weakening



✓ همانطور که اشاره گردید در ناحیه توان ثابت، مقدار مرجع جریان  $i_{ds}$  صفر نخواهد بود و لذا تعیین مقدار مرجع جریان  $i_{qs}$  و به عبارتی تعیین گشتاور رفرنس باید با توجه به محدودیتهای موتور صورت پذیرد.

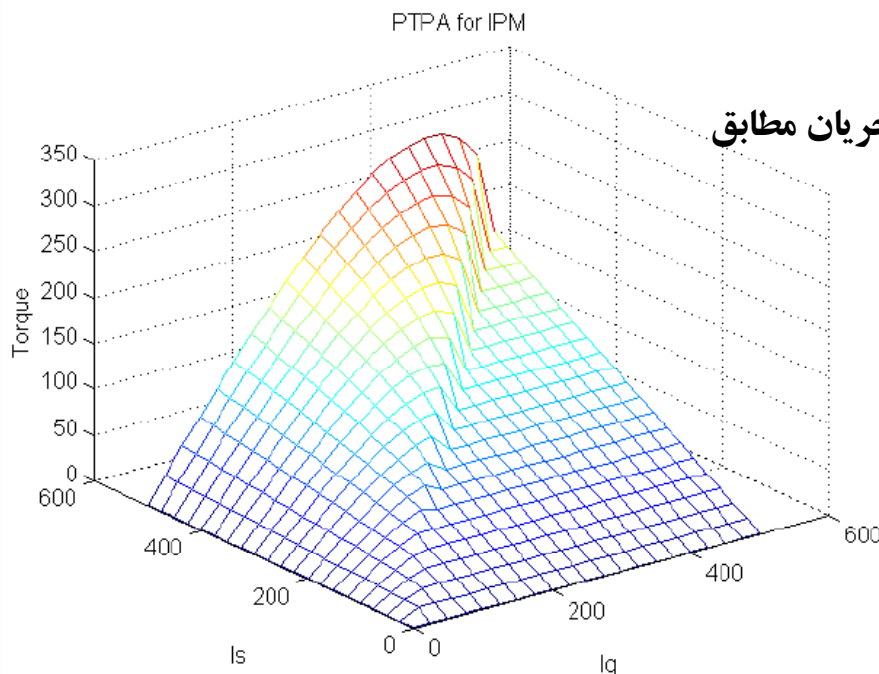
$$T_e = (3P/2)(\lambda_{PM}i_{qs} + i_{ds}i_{qs}(L_d - L_q))$$

$$i_s = \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2}$$

✓ با توجه به آنکه، مقدار جریان استاتور نباید از مقدار نامی آن فراتر رود، خواهیم داشت:

$$T_e = (3P/2)(\lambda_{PM}i_{qs} + i_{qs}\sqrt{i_s^2 - i_{qs}^2}(L_d - L_q))$$

✓ رابطه فوق، یک ارتباط غیرخطی بین  $i_{qs}$  و گشتاور را بیان می دارد که در آن حداکثر گشتاور در مقدار خاصی از جریان  $i_{qs}$  اتفاق می افتد.



✓ برای مقدار مشخصی از جریان استاتور ( $i_s$ )، تغییرات گشتاور و جریان مطابق منحنی سه بعدی زیر تغییر می کنند.

✓ در ناحیه بالاتر از سرعت نامی، محدودیتهای دیگر نظیر ولتاژ باس dc را نیز لحاظ می کنند و مقدار گشتاور رفرنس ناشی از محدودیت جریان، مجدداً محدودتر می گردد.

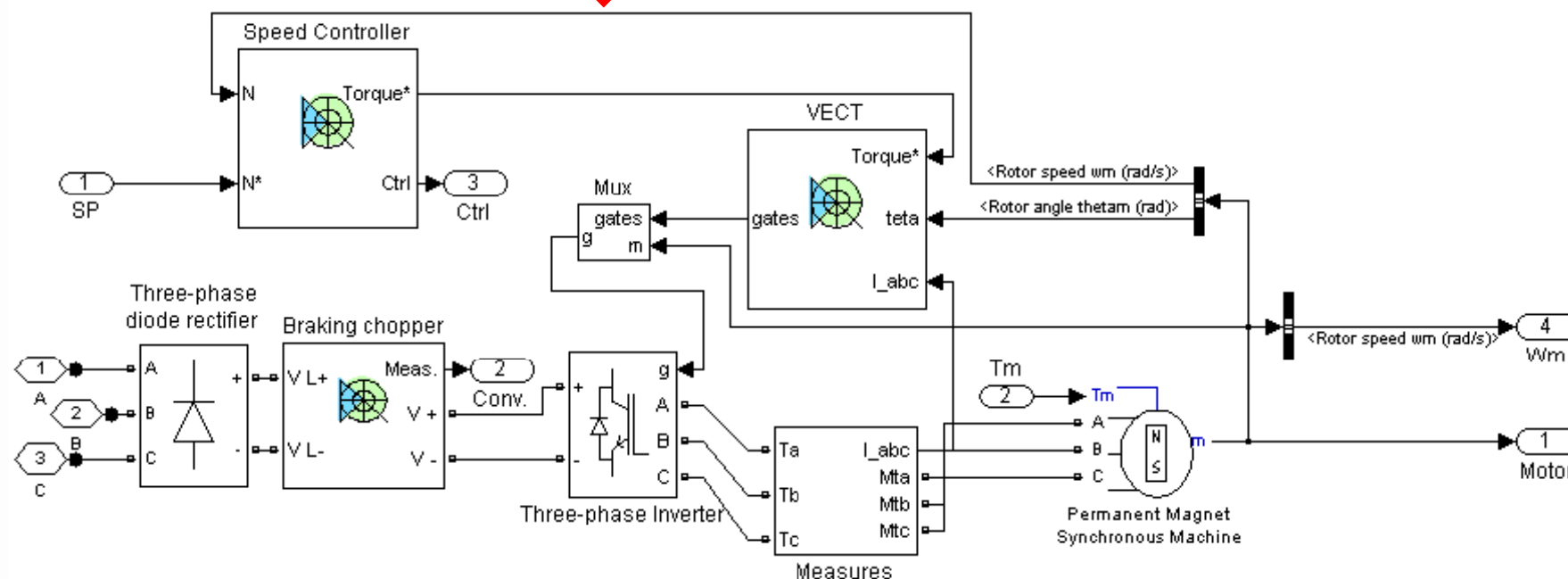
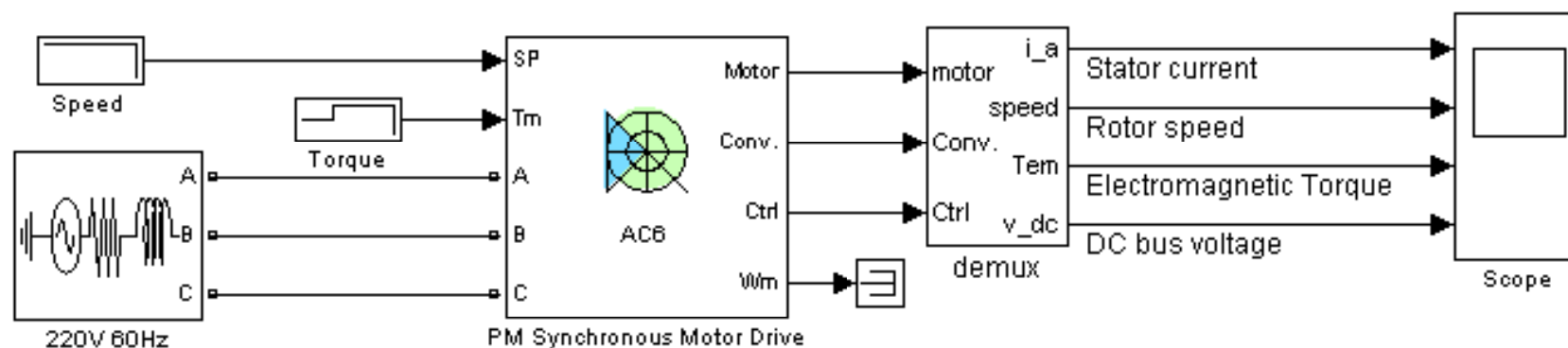
# کنترل برداری موتور PMSM



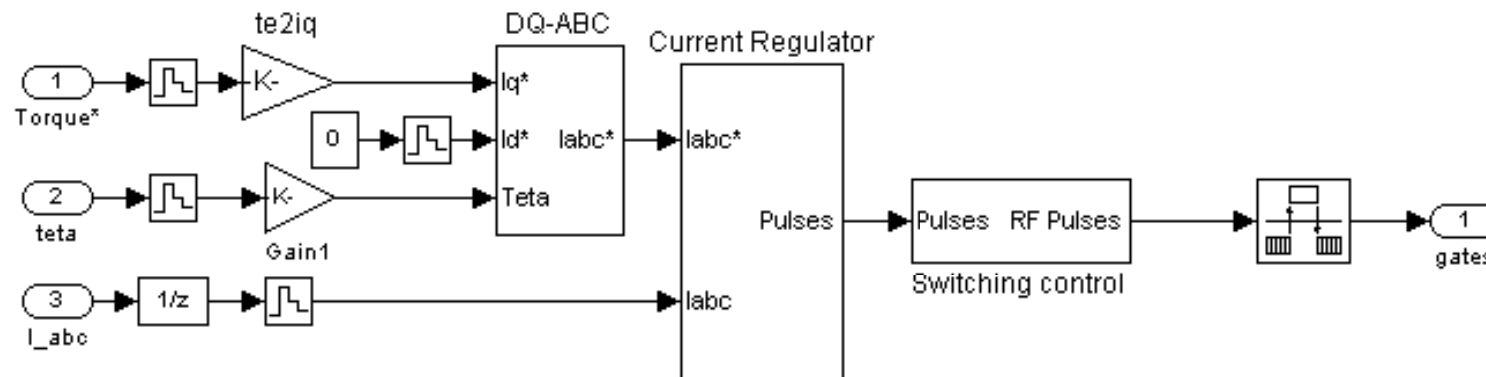
دانشگاه کاشان

➤ شبیه سازی روش کنترل برداری

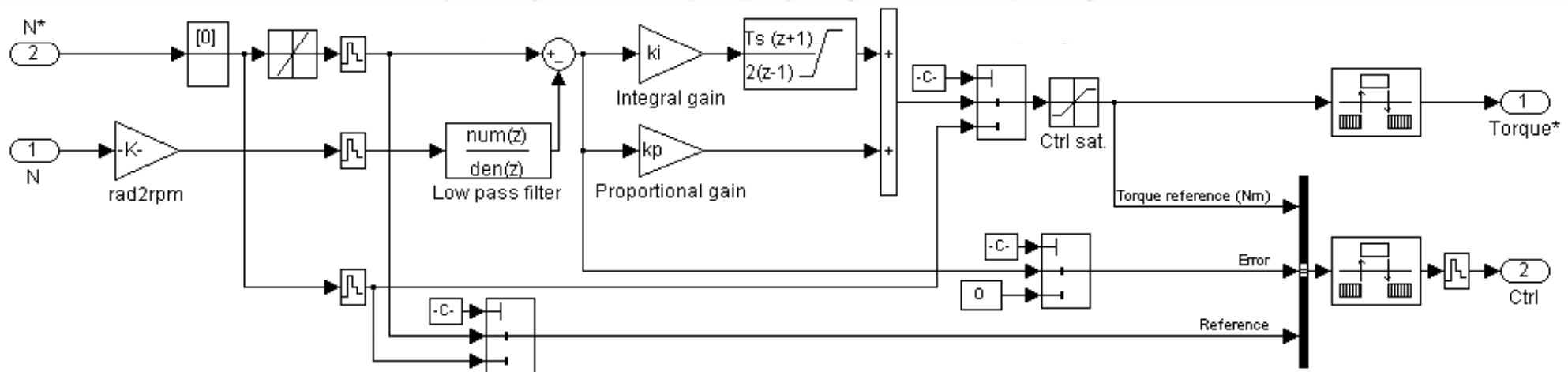
✓ از مدل پیاده سازی در نرم افزار سیمولینک برای شبیه سازی استفاده می کنیم.



✓ در این سیستم برای کنترل جریان، از اینورتر منبع ولتاژ کنترل شده با جریان و از کنترل کننده های هیستریزس جریان استفاده گردیده است.



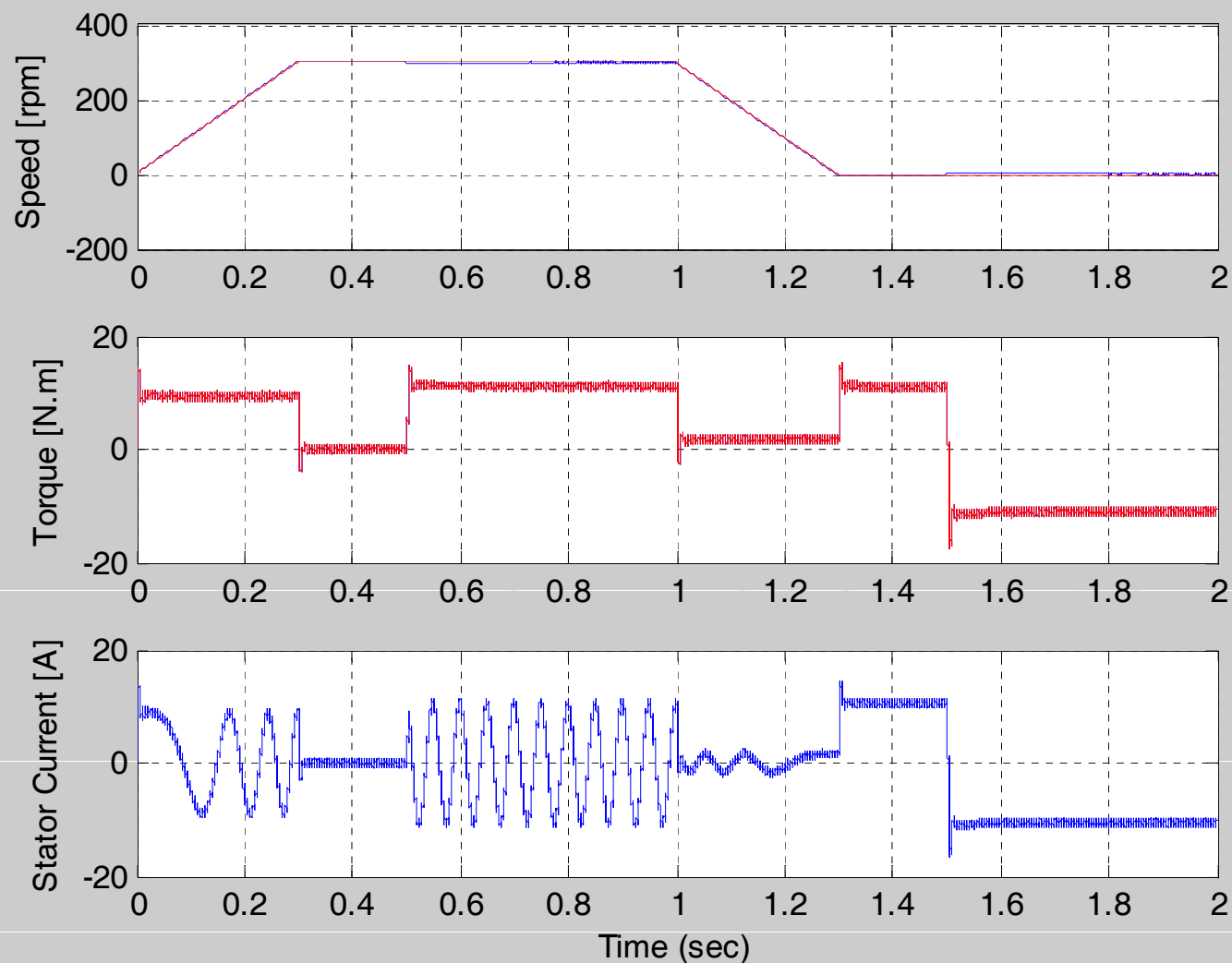
✓ تنظیم سرعت نیز بوسیله یک کنترلر PI دیجیتالی انجام می شود.





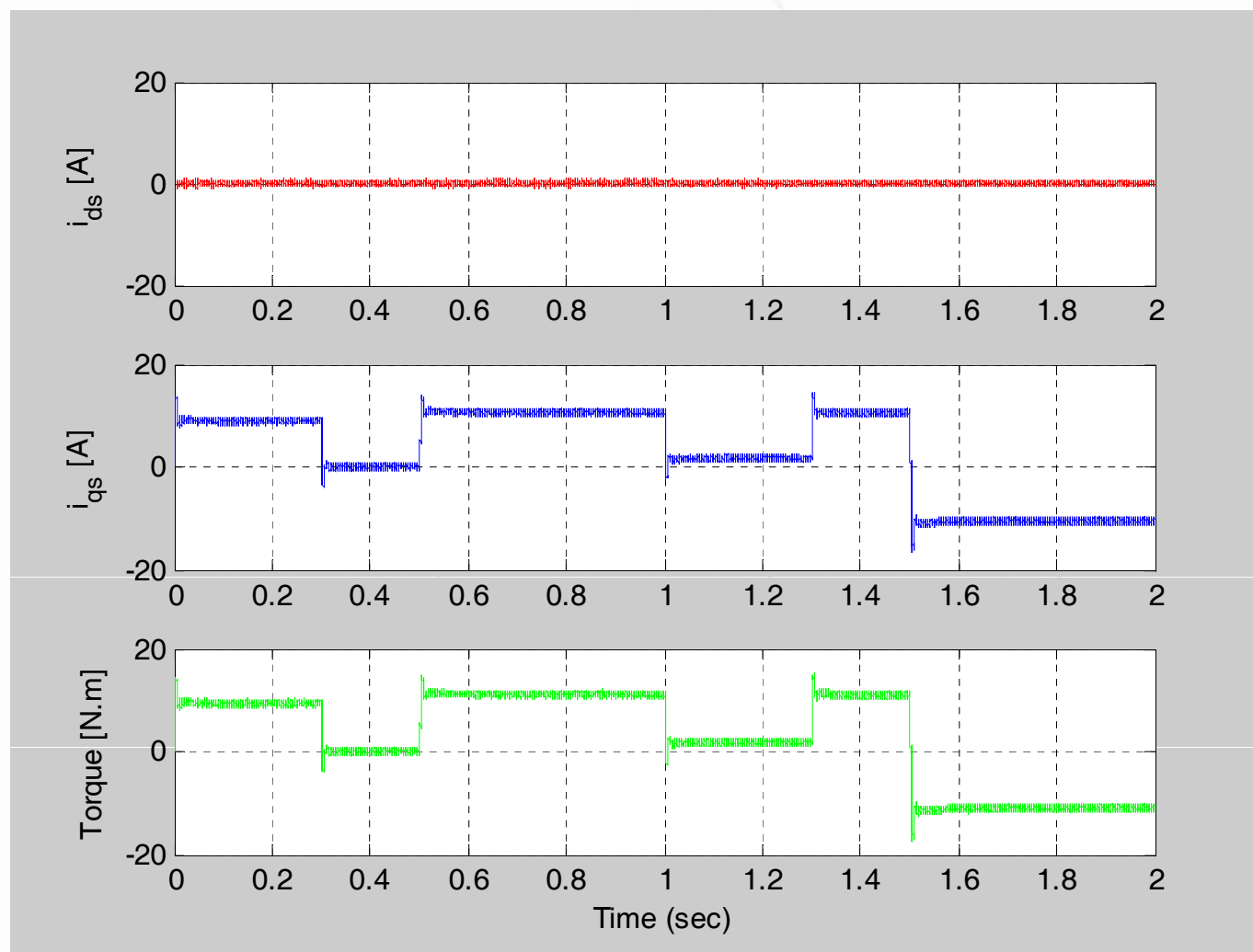


✓ شکل زیر تغییرات سرعت، گشتاور و جریان فاز استاتور را در قبال تغییرات مرجع سرعت و گشتاور بار نمایش می دهد.

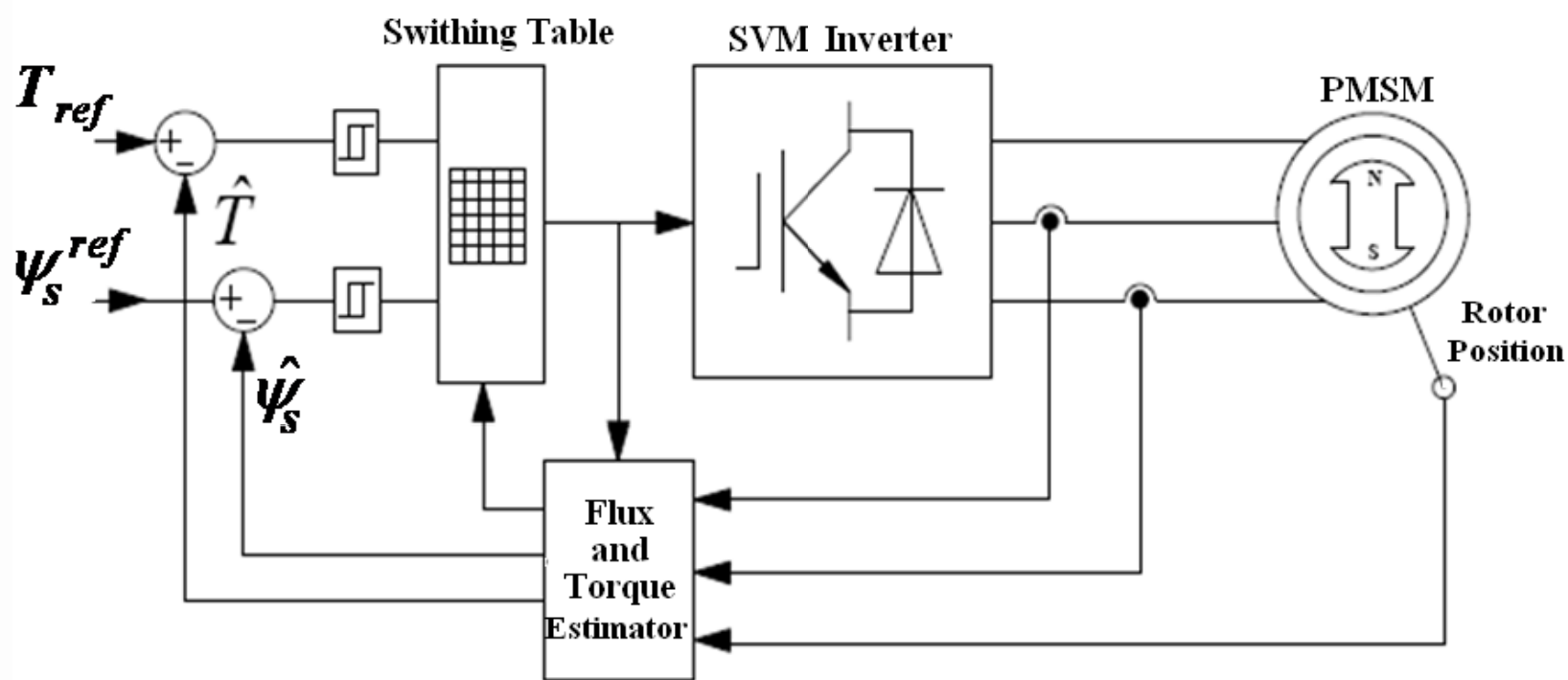




- ✓ شکل زیر تغییرات مولفه های d و q جریان استاتور را نشان می دهد. مولفه d جریان در مقدار صفر تنظیم شده است.
- ✓ مولفه q جریان استاتور تنها به مقدار گشتاور بار وابسته است و با تغییر آن تغییر می کند..



✓ همانند روش کنترل DTC که برای موتور القایی شرح داده شد، در روش DTC برای موتور سنکرون نیز برای تنظیم مقادیر لحظه ای شار و گشتاور، با استفاده از کنترلرهای هیستریزیس و بر مبنای خطاهای شار و گشتاور، مستقیماً به اینورتر SVM فرمان داده می شود.



✓ همانند روش کنترل DTC که برای موتور القایی شرح داده شد، در روش DTC برای موتور سنکرون نیز برای تنظیم مقادیر لحظه ای شار و گشتاور، با استفاده از کنترلرهای هیستریزیس و بر مبنای خطاهای شار و گشتاور، مستقیماً به اینورتر SVM فرمان داده می شود.

$$\bar{\psi}_s = \int (\bar{V}_s - r_s \bar{i}_s) dt$$

✓ مشابه با قبل داریم:

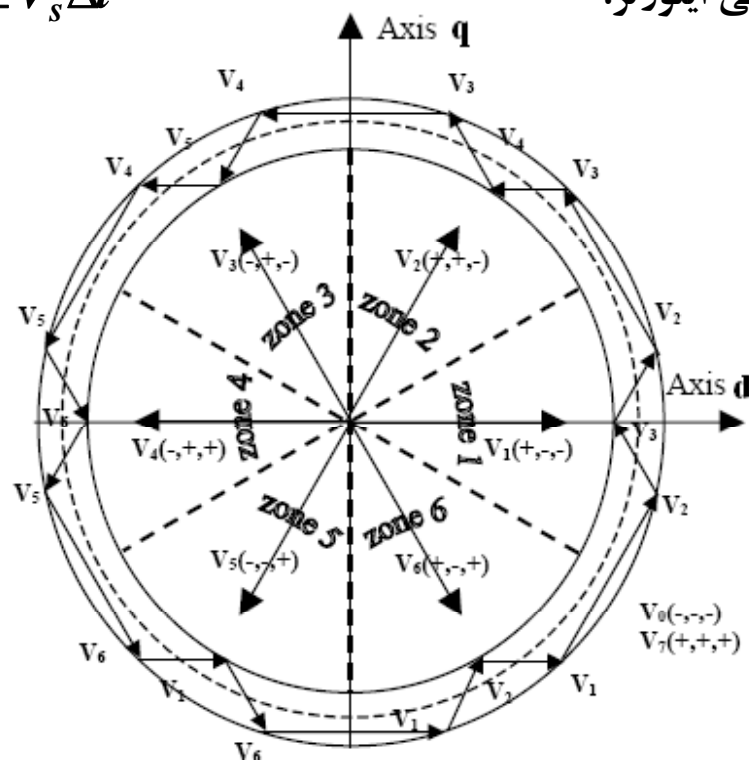
$$\frac{d\bar{\psi}_s}{dt} \cong \bar{V}_s$$

✓ با صرف نظر از افت ولتاژ اهمی استاتور خواهیم داشت:

$$\Delta \bar{\psi}_s \cong \bar{V}_s \Delta t$$

✓ این رابطه بازگویی این مطلب است که با تغییر بردار ولتاژ خروجی اینورتر، می توان اندازه و جهت بردار شار استاتور را تغییر داد:

✓ با استفاده از یک کنترلر هیستریزیس، می توان دامنه شار را در یک باند مطابق شکل زیر کنترل نمود:



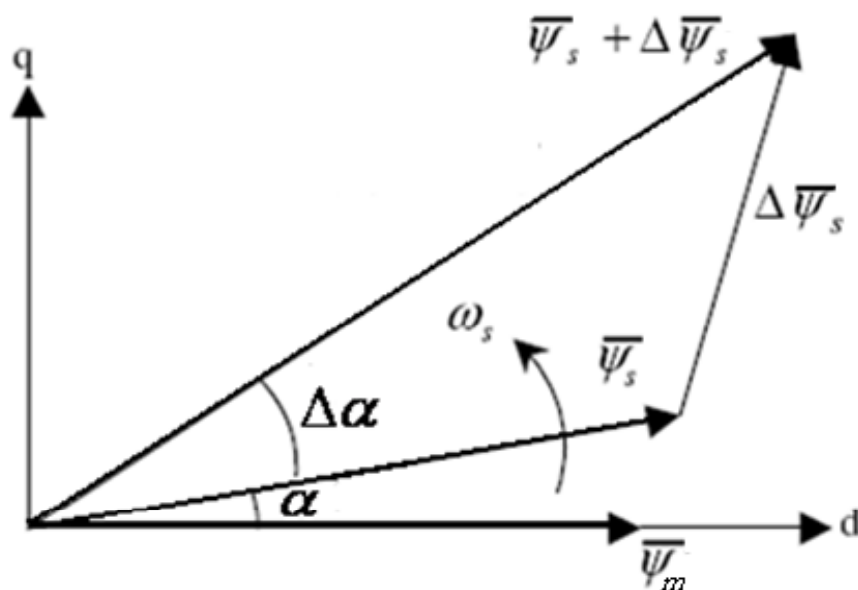
$$T_e = \frac{3P}{2} [\psi_m i_{qs} + (L_{qs} - L_{ds}) i_{ds} i_{qs}]$$

$$= \frac{3P}{2} [\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}]$$

$$= \frac{3P}{2L_{ds}} |\bar{\psi}_s| |\bar{\psi}_m| \sin \alpha$$

✓ گشتاور نیز از روابط زیر قابل محاسبه است:

✓ با توجه به آنکه، مقادیر شارهای روتور و استاتور ثابت است، افزایش گشتاور با افزایش ناگهانی زاویه بین این دو بردار شار یعنی زاویه  $\alpha$  بدست می آید:

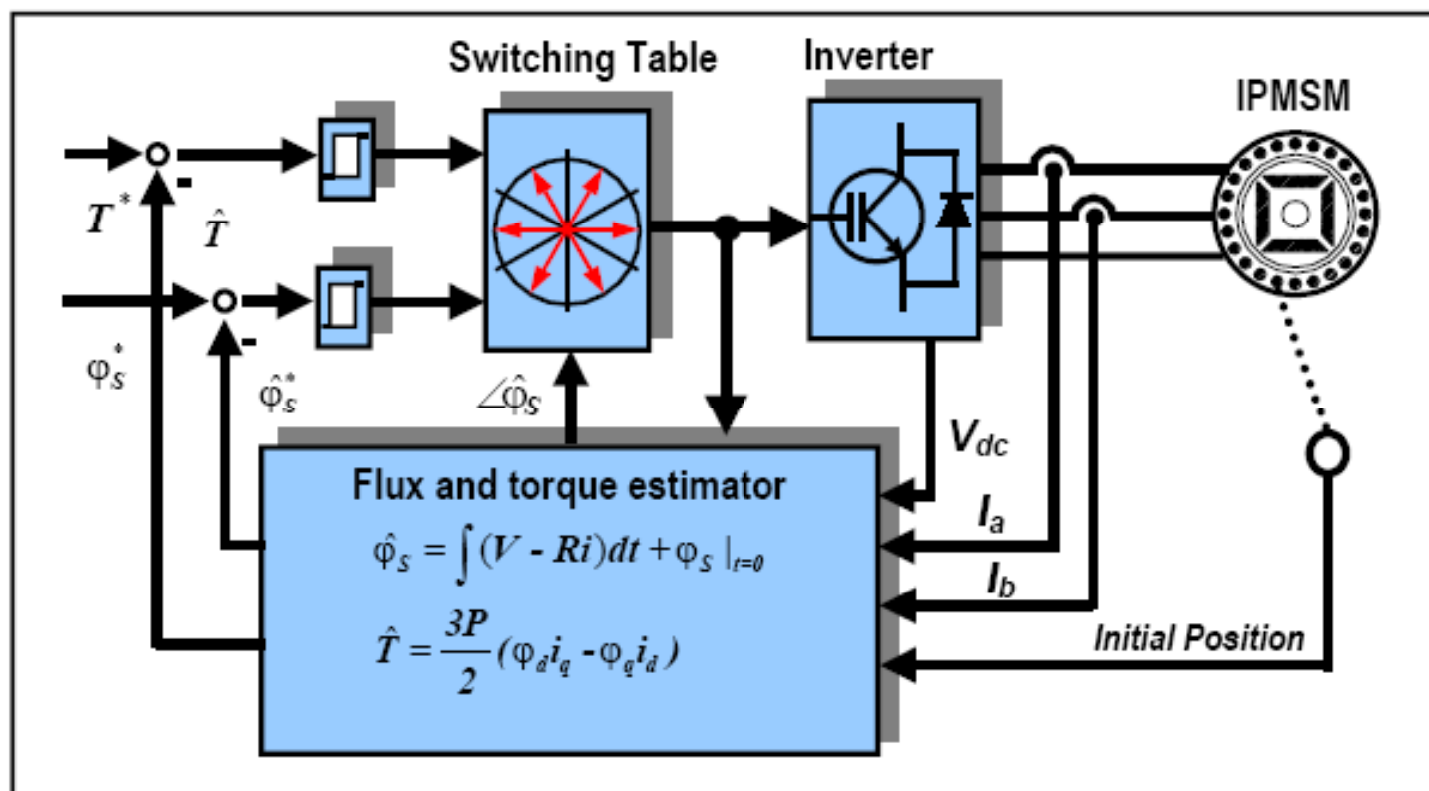


$$T_e = \frac{3P}{2L_{ds}} |\bar{\psi}_s| |\bar{\psi}_m| \sin \alpha'$$

$$\Rightarrow \frac{dT_e}{dt} = \frac{3P}{2L_{ds}} \alpha' |\bar{\psi}_s| |\bar{\psi}_m| \cos \alpha$$

✓  $\alpha'$  سرعت بردار شار استاتور نسبت به شار روتور است.

✓ گشتاور و شار مورد نیاز کنترلرهای شار و گشتاور، در بلوک estimator از روابط موجود موتور قابل محاسبه هستند.





✓ روش DTC از لحاظ حجم محاسبات، به دلیل عدم استفاده از تبدیل پارک و معکوس آن و کنترلرهای PI در حلقه های جریان، به مراتب از روش FOC ساده تر بوده و قابلیت پیاده سازی آن آسان تر است.

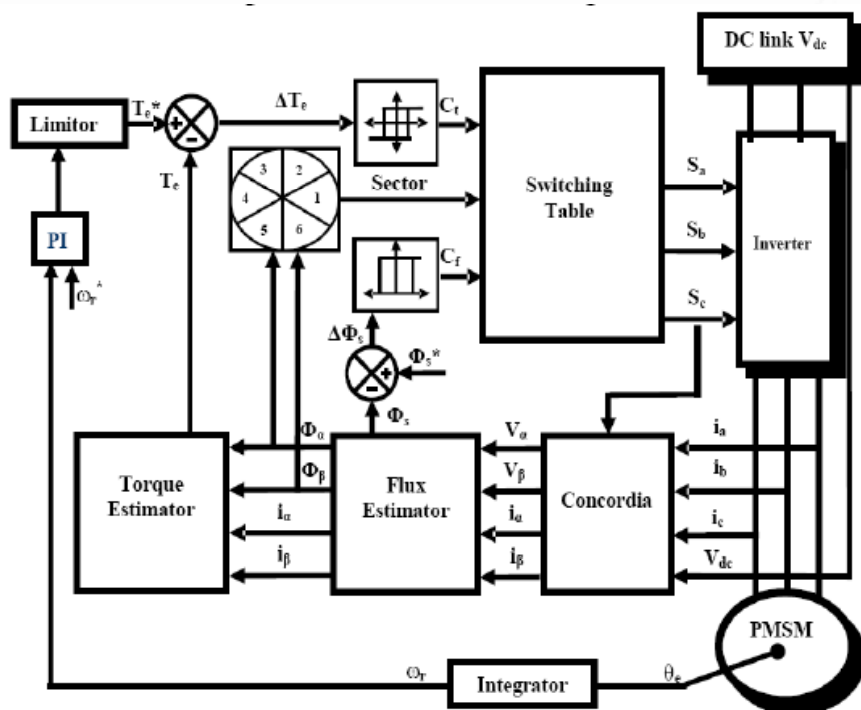


Fig. 2. Direct torque control bloc diagram

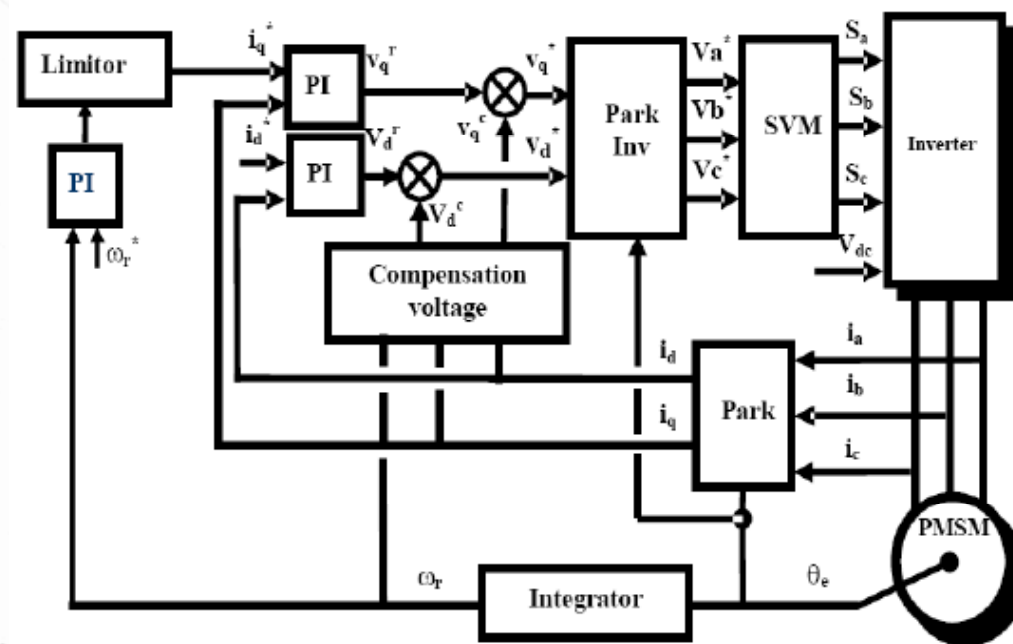


Fig. 1. Vector control bloc diagram

✓ در یک درایو با روش DTC به دلیل استفاده از کنترلرهای هیستریزیس، با فرکانس سوئیچینگ برابر نسبت به درایو به روش FOC، رپل گشتاور و شار بیشتری خواهیم داشت.

✓ برای کاهش رپل، اجباراً باید پهنای باند کنترلرهای هیستریزیس افزایش یابد که نتیجه آن افزایش سوئیچینگ و تلفات مربوطه خواهد شد.

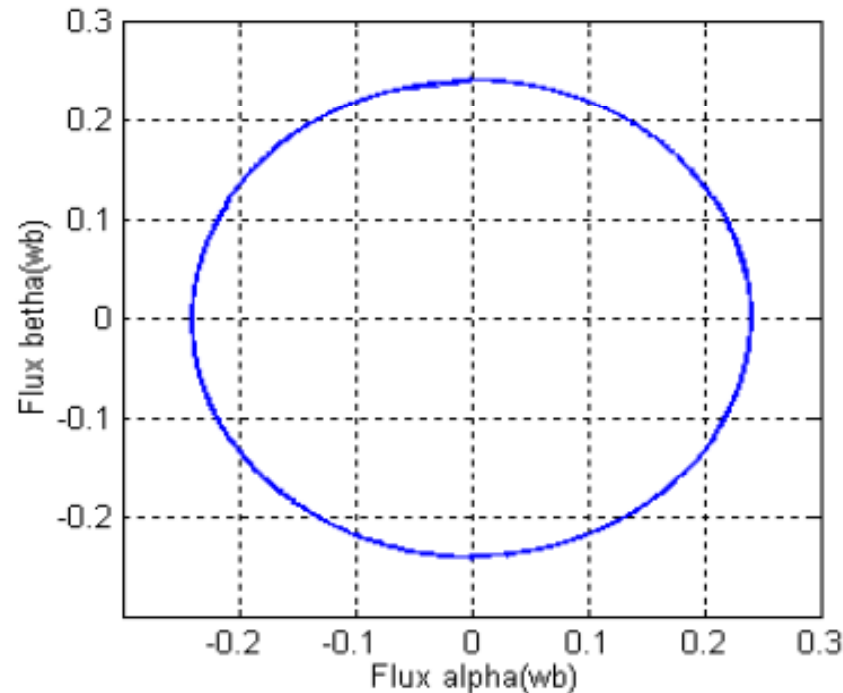
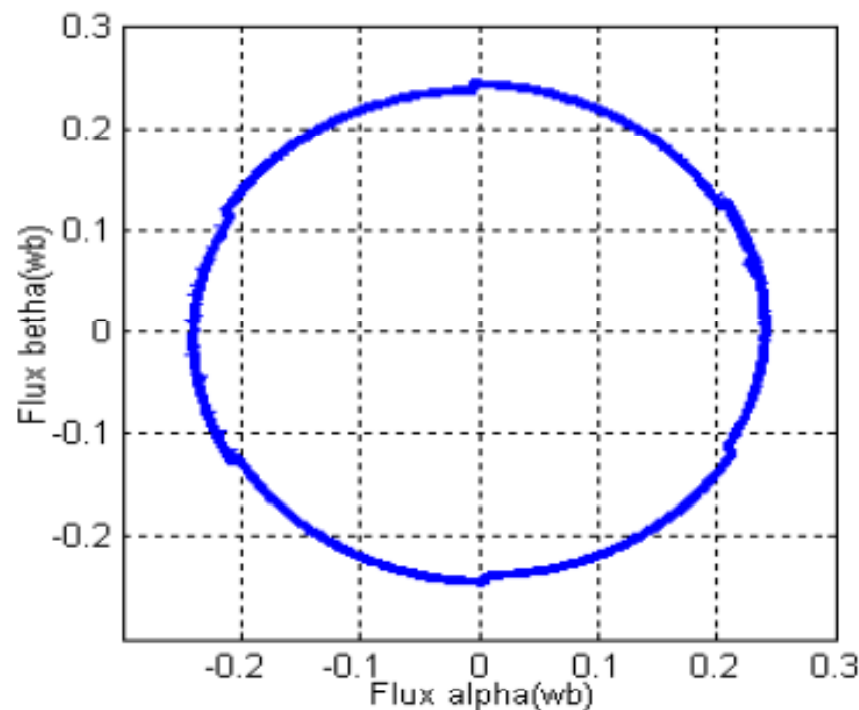
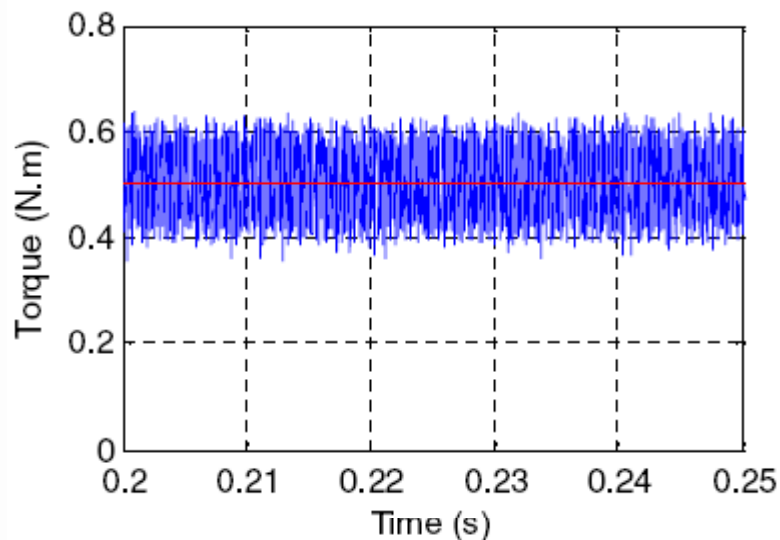


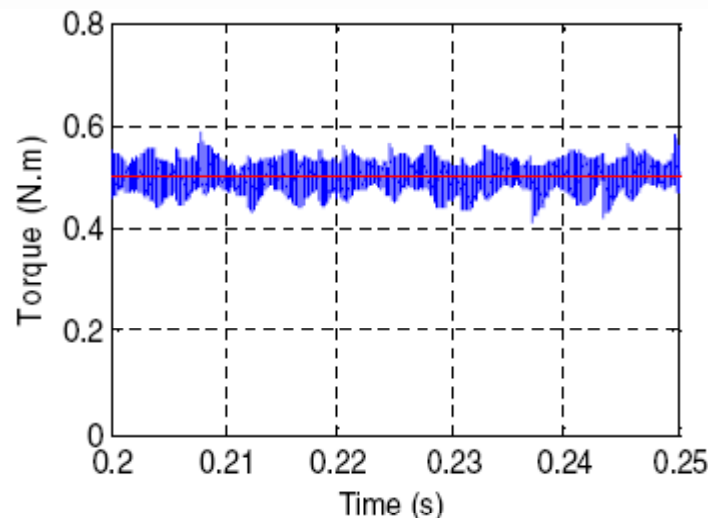
Fig. 4. Locus of stator flux in DTC scheme ( $T_s = 50 \mu s$ ). Fig. 3. Locus of stator flux in DTC scheme ( $T_s = 20 \mu s$ ).

✓ علاوه بر آن فرکانس سوئیچینگ متغیر نیز از معایب روشهای متداول DTC است.

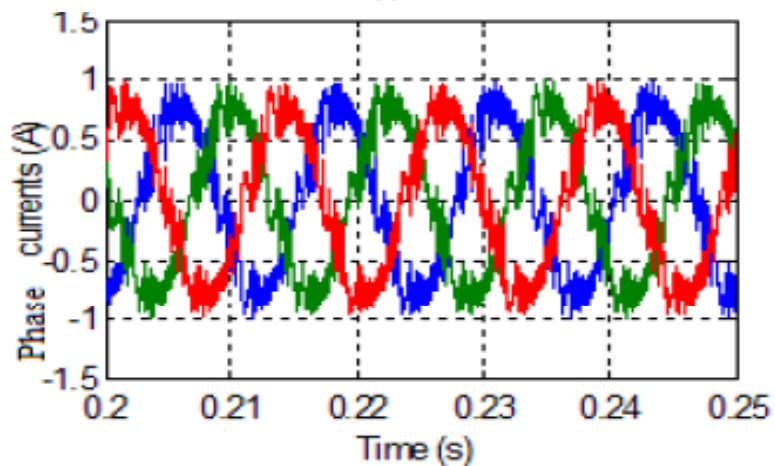
✓ شکل زیر نیز ریل گشتاور تولیدی و جریان فازها در دو روش FOC و DTC را با یکدیگر مقایسه می کند.



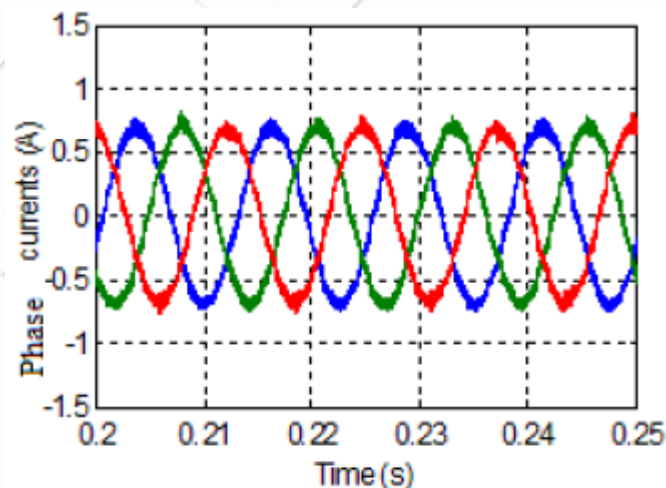
(a)



(b)



(c)

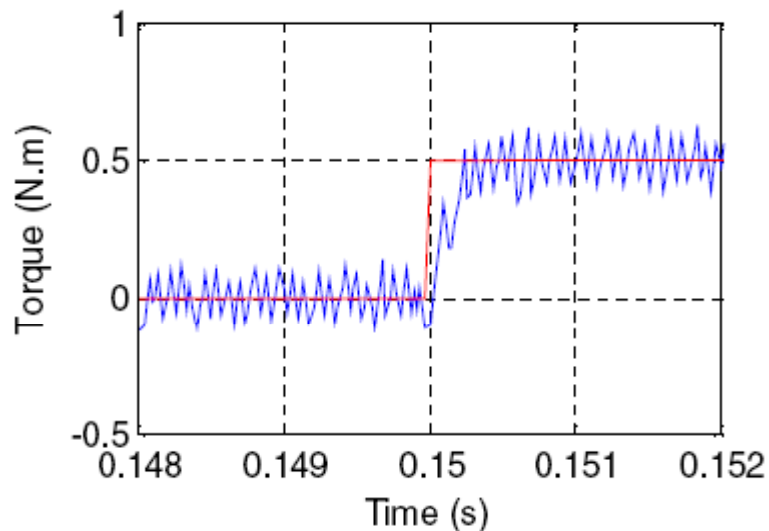


(d)

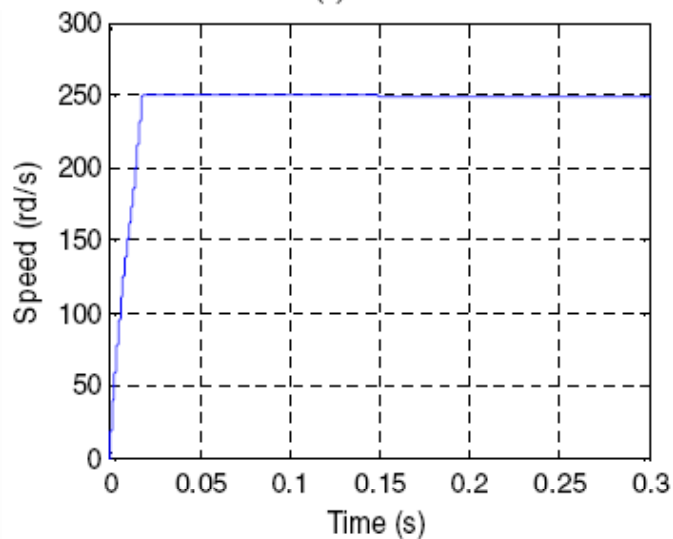
روش DTC

روش کنترل برداری

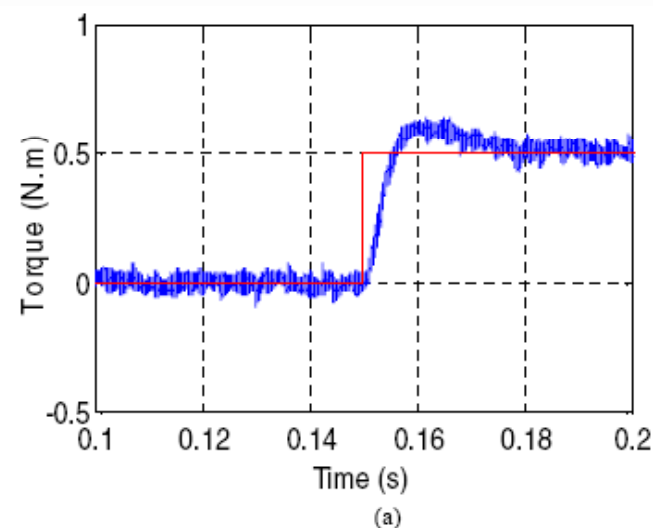
✓ سرعت پاسخ دهی روش DTC از روش FOC در ردیابی سرعت بیشتر بوده و در دفع اغتشاش بار بهتر عمل می کند.



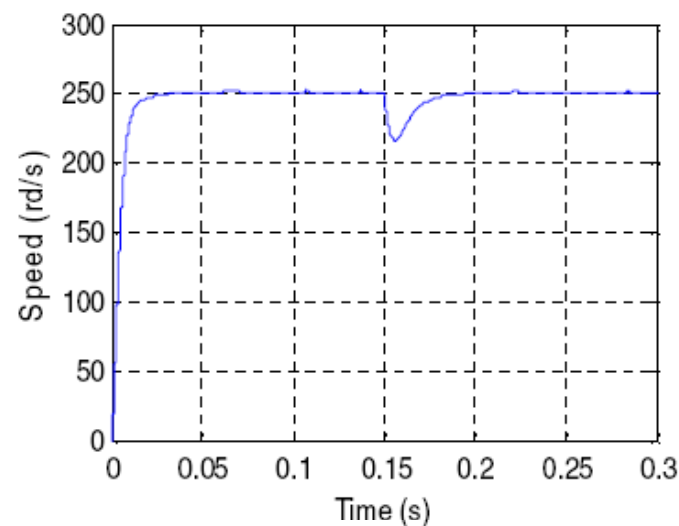
(b)



روش DTC



(a)



روش کنترل برداری



# □ کنترل بدون حسگر موتور PMSM

## ➤ انواع روشها

- اغلب روشهای تخمین سرعت یا موقعیت روتور موتورهای BLDC و القایی برای موتورهای سنکرون نیز قابل کاربرد هستند که به شرح ذیل می باشند:

✓ روش های حلقه باز تخمین سرعت با بکاربردن ولتاژها و جریانهای استاتور

✓ تخمین موقعیت بر مبنای هارمونیک سوم ولتاژ استاتور

✓ تخمین موقعیت بر مبنای ولتاژ ضدمحرکه استاتور

✓ تخمین موقعیت بر مبنای تغییرات اندوکتانس استاتور (ناشی از اشباع و برجستگی قطب)

✓ رویتگرها و روشهای مدل مرجع (لیونبرگر، MRAS، فیلترهای کالمن، رویتگر مود لغزشی)

✓ استفاده از هوش مصنوعی (شبکه های عصبی، سیستمهای فازی)

- فقط برخی از روشهای فوق، مناسب کاربردهای با عملکرد بالا هستند.

✓ بردار شار استاتور با اندازه گیری جریانه‌ها و ولتاژهای استاتور از رابطه زیر قابل محاسبه است:

$$\bar{\psi}_s = \int (\bar{u}_s - R_s \bar{i}_s) dt.$$

✓ معادله فوق در راستاهای D و Q ساکن استاتور بصورت زیر قابل بازنویسی است:

$$\psi_{sD} = \int (u_{sD} - R_s i_{sD}) dt,$$

$$\psi_{sQ} = \int (u_{sQ} - R_s i_{sQ}) dt.$$

✓ که ولتاژها و جریانه‌های مورد استفاده در روابط فوق از روابط زیر قابل محاسبه هستند:

$$u_{sD} = \frac{1}{3}(u_{BA} - u_{AC})$$

$$u_{sQ} = -(1/\sqrt{3})(u_{AC} + u_{BA})$$

$$i_{sD} = i_{sA}$$

$$i_{sQ} = (1/\sqrt{3})(i_{sA} + 2i_{sB}).$$

$$\rho_s = \tan^{-1}(\psi_{sQ}/\psi_{sD}).$$

✓ در نتیجه موقعیت شار استاتور برابر است با:



✓ دقت شود که دقت زاویه شار بدست آمده از رابطه مقابل بسیار به دقت پارامترها و اندازه گیری ولتاژها و جریانهای استاتور و انتگرالگیری وابسته است:

✓ **نکته:** در محاسبه زاویه  $\rho_s$  نیازی به اندازه گیری ولتاژهای ترمینالها نیست و می توان فقط با اندازه گیری ولتاژ باس DC و داشتن فرمان سوئیچینگ به سوئیچها، ولتاژ را محاسبه نمود.

$$\omega_r = \frac{d\rho_s}{dt}$$

✓ سرعت روتور نیز در حالت ماندگار از رابطه زیر قابل محاسبه است:

$$\omega_r = \frac{\psi_{sD} \frac{d\psi_{sQ}}{dt} - \psi_{sQ} \frac{d\psi_{sD}}{dt}}{\psi_{sD}^2 + \psi_{sQ}^2} \quad \checkmark \text{ که برای این منظور بهتر است بجای مشتق گیری از روابط موجود استفاده شود:}$$

$$\omega_r = \frac{\psi_{sD}(u_{sQ} - R_s i_{sQ}) - \psi_{sQ}(u_{sD} - R_s i_{sD})}{\psi_{sD}^2 + \psi_{sQ}^2} \quad \checkmark \text{ و یا:}$$

$$\omega_r(k) = \frac{\psi_{sD}(k-1)\psi_{sQ}(k) - \psi_{sQ}(k-1)\psi_{sD}(k)}{T_s(\psi_{sD}^2(k) + \psi_{sQ}^2(k))}$$

✓ و یا در حالت پیاده سازی دیجیتال داریم:

✓ این روش نیز مشابه روش بدون حسگر موتور BLDC است که در آن با اندازه گیری و جمع ولتاژها ترمینالها، مقدار هارمونیک سوم ولتاژ ضدمحرکه و در نتیجه شار قابل محاسبه است.

• معادلات ولتاژ ترمینالها نسبت به نقطه ستاره موتور به صورت زیر قابل نوشتن هستند:

$$\begin{aligned} v_{an} &= Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a \\ v_{bn} &= Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b \\ v_{cn} &= Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c \end{aligned} \quad (2)$$

• ولتاژهای ضدمحرکه در رابطه ۲، کاملاً سینوسی نبوده و شامل هارمونیکهای مرتبه فرد بالاتر و بصورت زیر هستند:

$$\begin{aligned} e_a &= E_1 \sin \theta_r + E_3 \sin 3\theta_r + E_5 \sin 5\theta_r + E_7 \sin 7\theta_r + \dots \\ e_b &= E_1 \sin \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) + E_3 \sin 3 \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) + E_5 \sin 5 \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) + E_7 \sin 7 \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) + \dots \\ e_c &= E_1 \sin \left( \theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) + E_3 \sin 3 \left( \theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) + E_5 \sin 5 \left( \theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) + E_7 \sin 7 \left( \theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) + \dots \end{aligned} \quad (3)$$

- جمع سه ولتاژ ضدمحر که داده شده با صرفنظر از مضارب بالاتر از هارمونیک مرتبه سوم عبارتست از:

$$e_a + e_b + e_c = 3E_3 \sin 3\theta_r + 3E_9 \sin 9\theta_r + 3E_{15} \sin 15\theta_r + \dots \approx 3E_3 \sin 3\theta_r \quad (4)$$

- از جمع ولتاژهای ترمینال و جایگزینی مجموع سه ولتاژ ضدمحر که و مطابق روابط ۳ و ۴ داریم:

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = \left( R + L \frac{d}{dt} \right) (i_a + i_b + i_c) + (e_a + e_b + e_c) = e_a + e_b + e_c \approx 3E_3 \sin 3\theta_r \quad (5)$$

- از رابطه ۵، با فرض صفر بودن مجموع جریانه‌ها، مجموع ولتاژهای ترمینال فقط شامل مضارب هارمونیک سوم ولتاژ ضدمحر که فاز a خواهد بود. بخش هارمونیک سوم بر هارمونیکهای بالاتر غالب بوده که در نتیجه می توان این مجموع را برابر با هارمونیک سوم ولتاژ ضدمحر که دانست.

- با انتگرالگیری از مجموع بدست آمده، هارمونیک سوم شار قابل محاسبه است: (۶)  $\lambda_{3rd} = \int V_{summed} dt$

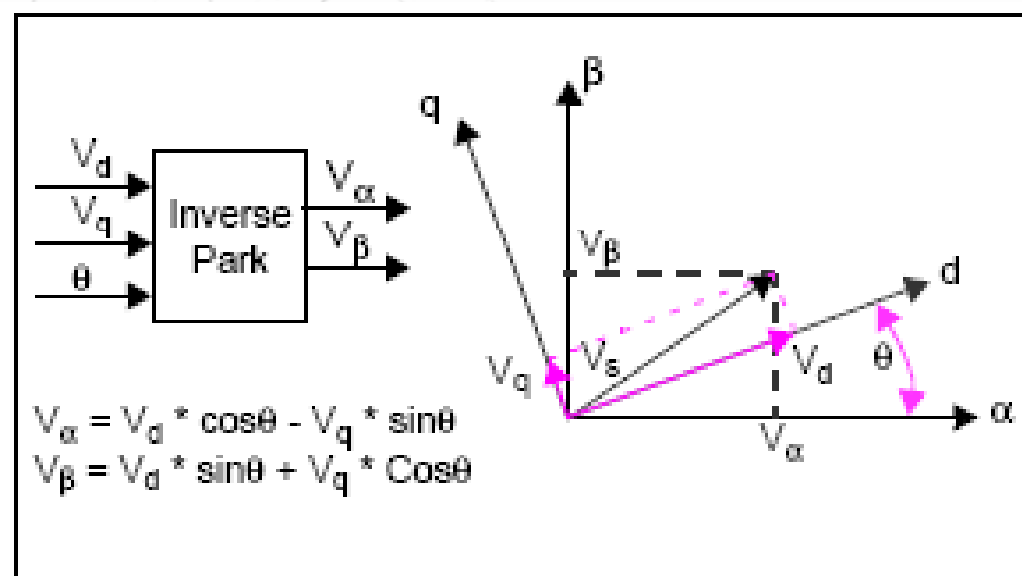
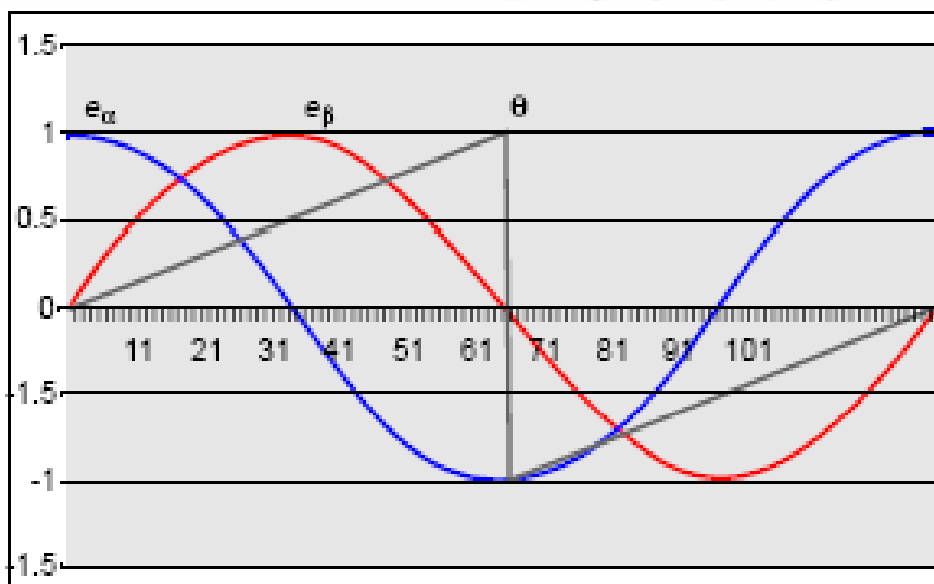
- با بدست آوردن نقاط گذر از صفر هارمونیک سوم شار، موقعیت شار در هر ۶۰ درجه قابل تعیین است. موقعیت های میانی با انتگرالگیری از سرعت قابل محاسبه اند.

# □ کنترل بدون حسگر موتور PMSM

## ➤ تخمین موقعیت بر مبنای ولتاژ ضدمحرکه استاتور

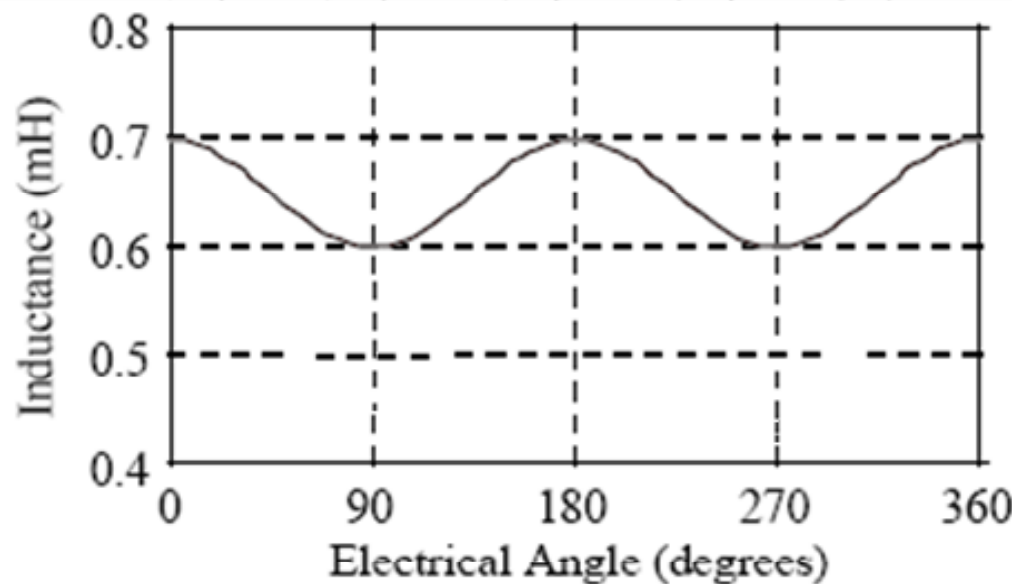
✓ این دسته از روشها مشابه روشهای ارائه شده برای موتورهای BLDC هستند که عبارتند از:

- تشخیص موقعیت بر مبنای نسبت  $e_{\alpha s}/e_{\beta s}$  (مشابه روش حلقه باز بر مبنای شار استاتور)
- روش تشخیص گذر از صفر ولتاژ ضدمحرکه فاز
- روش انتگرالگیری از ولتاژ ضدمحرکه فاز

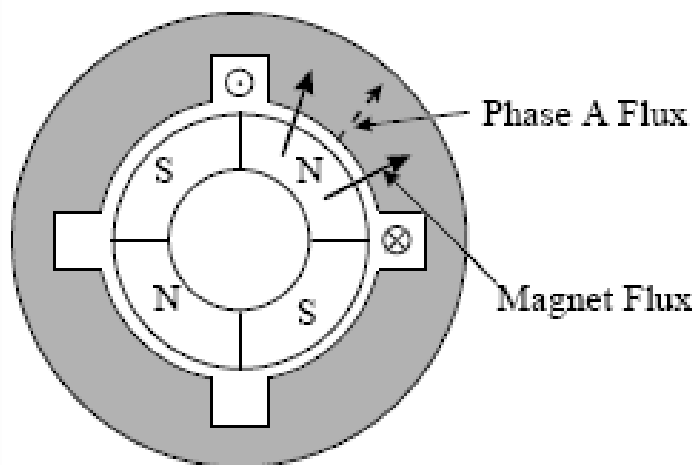


$$\theta = \arctan(e_\alpha/e_\beta)$$

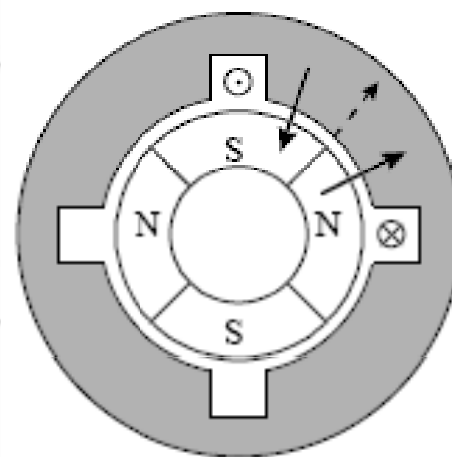
- ✓ از تغییرات اندوکتانس در ماشینهای PM در جهت تعیین موقعیت اولیه روتور (در حالت سکون) استفاده می شود.
- ✓ تغییرات اندوکتانس در موتورهای PM ناشی از دو پدیده برجستگی قطب و پدیده اشباع است.
- ✓ در موتورهای نوع مغناطیس دائم داخلی (IPM) برجستگی قطب سبب تغییرات اندوکتانس استاتور می گردد.
- ✓ اما در موتورهای مغناطیس سطحی (SPM)، اشباع سبب تغییرات اندوکتانس و تشخیص موقعیت روتور استفاده می شود.



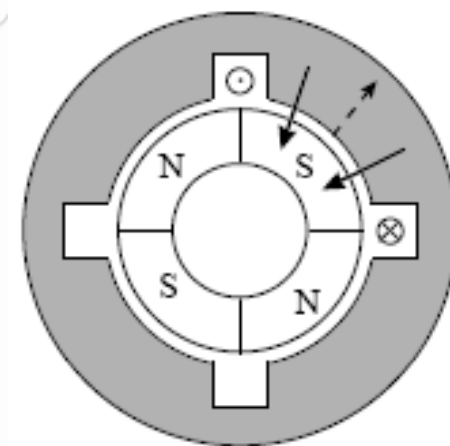
- ✓ همانطور که گفته شد برای تعیین موقعیت اولیه روتور در موتورهای بدون برجستگی قطب (Non-salient pole)، از اثر اشباع استفاده می شود.
- ✓ با انتخاب یک پالس ولتاژ مناسب و اعمال آن به استاتور، جریانهای استاتور هسته آهن را بصورت جزیی اشباع نموده و می توان از روابط موقعیت قطبهای شمال و جنوب را تشخیص داد.
- ✓ با توجه به چگالی نسبتا زیاد آهنربای دائم در حالت های a و c، هسته آهنی استاتور اشباع می گردد و وقتی هسته اشباع گردد، اندوکتانس آن کاهش می یابد.



a.



b.



c.



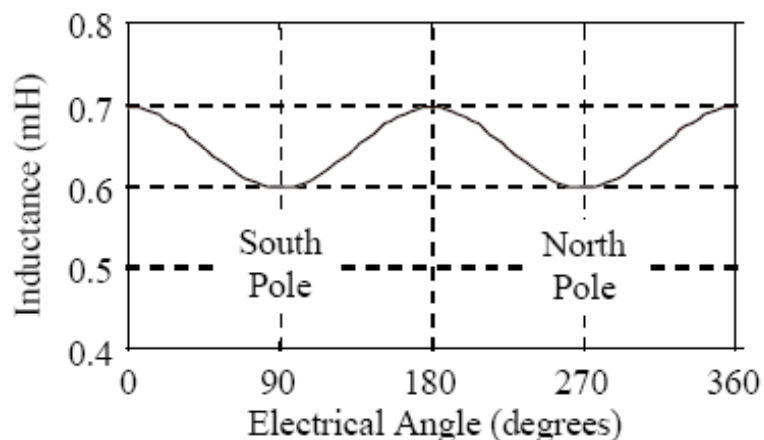
# تخمین موقعیت بر مبنای تغییرات اندوکتانس استاتور



دانشگاه کاشان

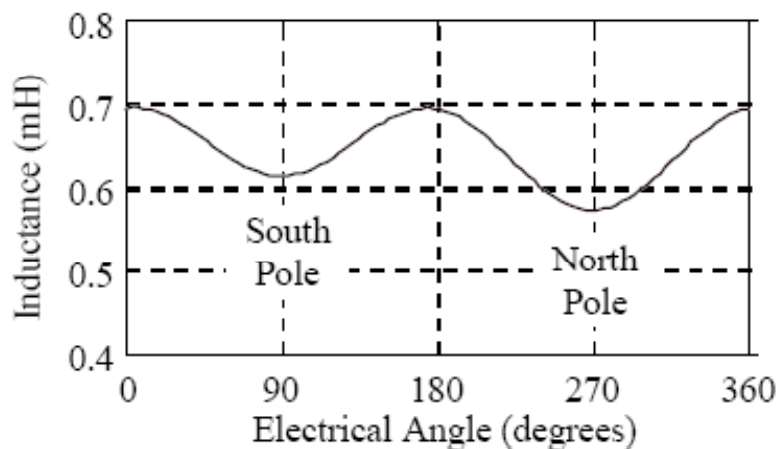
## تخمین موقعیت در موتورهای بدون برجستگی قطب

✓ با چرخش روتور و بدون تحریک استاتور، تغییرات اندوکتانس استاتور به صورت زیر خواهد بود:

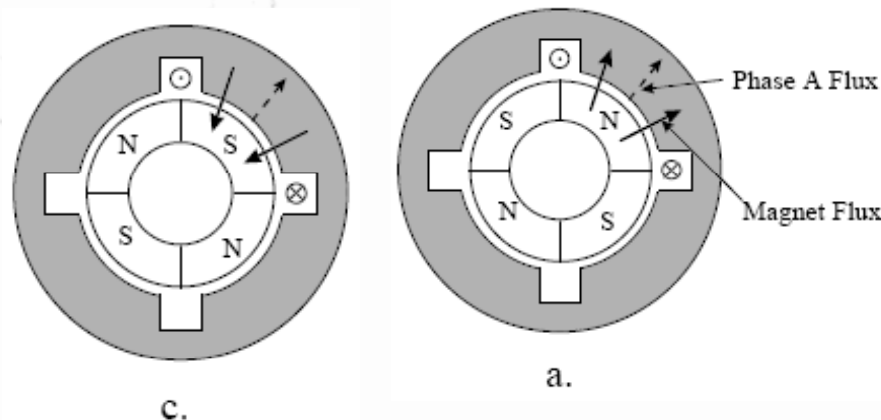


Stator Inductance As A Function Of Rotor Flux

✓ در صورت اعمال جریان dc، وقتی میدان سیم پیچ با قطب N همراستا شود و اشباع بیشتر می گردد. لذا تغییرات اندوکتانس بصورت زیر خواهد بود:



Stator Inductance As A Function Of Rotor Flux And Stator Current

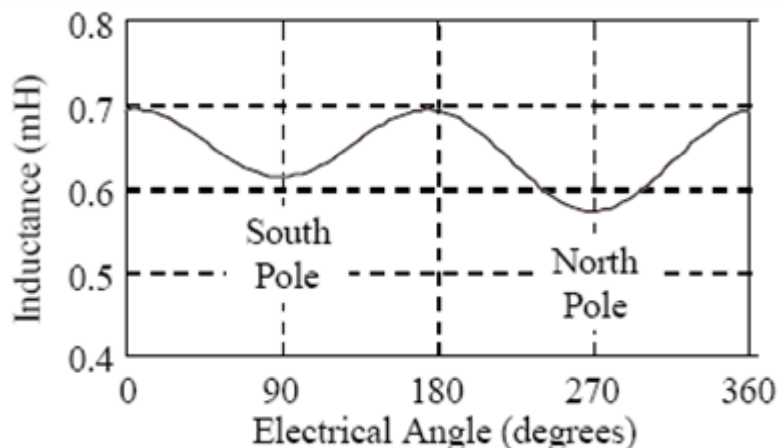


## تخمین موقعیت بر مبنای تغییرات اندوکتانس استاتور

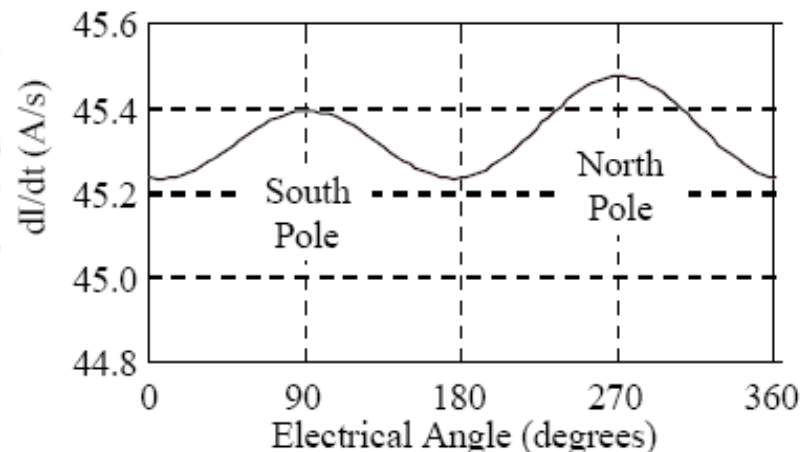


تخمین موقعیت در موتورهای بدون برجستگی قطب

✓ تشخیص تغییرات اندوکتانس در واقع با تشخیص تغییرات جریان استاتور حاصل می شود:



Stator Inductance As A Function Of Rotor Flux And Stator Current



Rate Of Change In Stator Current As A Function Of Inductance

✓ با اعمال پالسهای کوتاه مثبت و منفی متوالی ولتاژ به هر سه فاز استاتور و اندازه گیری تغییرات جریان فازها، موقعیت روتور قابل محاسبه است:

$$I_A = I_0 + \Delta I_0 \cos(2\theta)$$

$$I_B = I_0 + \Delta I_0 \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$I_C = I_0 + \Delta I_0 \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$\frac{\sin(2\theta)}{\cos(2\theta)} = \frac{\cos\left(\frac{2\pi}{3}\right)}{\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right)} \frac{(\Delta I_C - \Delta I_B)}{(\Delta I_C + \Delta I_B)} \quad \theta \approx \kappa \frac{(\Delta I_C - \Delta I_B)}{(\Delta I_C + \Delta I_B)}$$

[illegible]



# □ کنترل بدون حسگر موتور PMSM

➤ رویتگرها (لیونبرگر، MRAS، فیلتر کالمن و مود لغزشی)

✓ همانند موتورهای BLDC و القایی، رویتگرها در تخمین موقعیت موتورهای PM سنکرون نیز به کار گرفته شده اند.

❖ **رویتگر لیونبرگر:**

✓ اصول طراحی رویتگر لیونبرگر برای موتور PMSM نیز نظیر طراحی رویتگر برای موتور القایی و BLDC است که البته همانند موتور القایی می توان رویتگر را تطبیقی طراحی نمود.

$$\begin{bmatrix} \dot{\lambda}_\alpha \\ \dot{\lambda}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} - \tau \left( \begin{bmatrix} \lambda_\alpha \\ \lambda_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \lambda_{pm\alpha} \\ \lambda_{pm\beta} \end{bmatrix} \right); \quad \tau = \frac{R}{\frac{3}{2}L_{av}}$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{pm\alpha} \\ \lambda_{pm\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}}\lambda_m \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix}. \quad \mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T = [\lambda_\alpha \ \lambda_\beta \ \lambda_{pm\alpha} \ \lambda_{pm\beta}]^T.$$

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_\omega \mathbf{x} + \mathbf{B} \mathbf{u}$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C} \mathbf{x}$$

$$\mathbf{u} = [u_1 \ u_2]^T = [v_\alpha \ v_\beta]^T$$

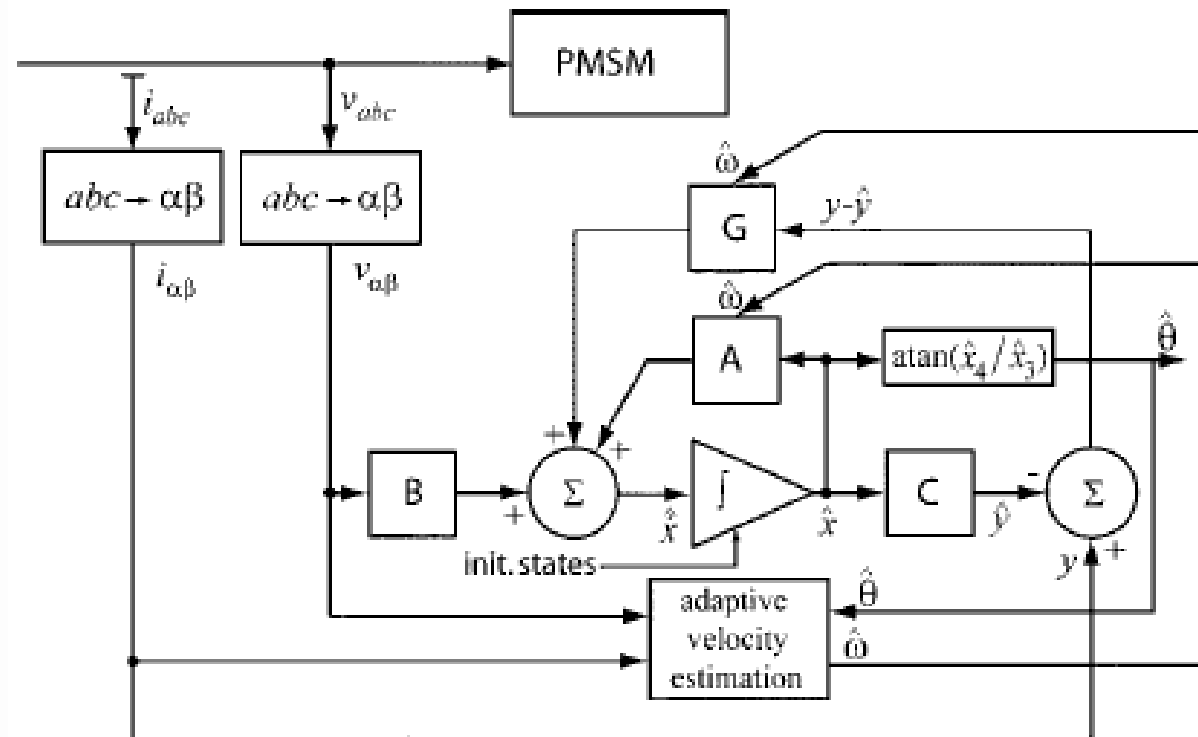
$$\mathbf{y} = [y_1 \ y_2]^T = [i_\alpha \ i_\beta]^T.$$

$$\mathbf{A}_\omega = \begin{bmatrix} -\tau & 0 & \tau & 0 \\ 0 & -\tau & 0 & \tau \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_e \\ 0 & 0 & \omega_e & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \tau/R & 0 & -\tau/R & 0 \\ 0 & \tau/R & 0 & -\tau/R \end{bmatrix}.$$

$$\hat{\theta} = \tan^{-1}(\hat{x}_4/\hat{x}_3)$$

✓ بلوک دیاگرام کلی یک نوع رویتگر لیونبرگر تطبیقی برای تخمین موقعیت روتور به صورت زیر است:



✓ ماتریس بهره  $G$  به نحوی تعیین می شود تا خطای تخمین با میرای مناسب به سمت صفر برود. برای این منظور باید مقادیر ویژه معادله مشخصه زیر در سمت چپ صفحه مختط قرار گیرند:

$$|\lambda I - (A_w - GC)| = 0$$

✓ در این طرح از معادلات خود موتور PMSM به عنوان مدل مرجع استفاده می شود و همچنین یک مدل تطبیقی که شامل سرعت نیز باشد بطریق زیر بدست آورده می شود:

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

○ معادلات شار موتور PMSM عبارتند از:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p & \omega_e \\ \omega_e & p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} \quad (2)$$

○ معادلات ولتاژ نیز عبارتند از:

○ با در نظر گرفتن جریانهای موتور به عنوان معادلات حالت، داریم:

$$P \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega_e \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_e \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{u_d}{L_d} \\ \frac{u_q}{L_q} - \omega_e \frac{\psi_f}{L_q} \end{bmatrix} \quad (3)$$

○ متغیرهای حالت و ورودی جدید  $i_d^*$   $i_q^*$   $u_d^*$   $u_q^*$  را بصورت زیر تعریف می کنیم:

$$i_d^* = i_d + \frac{\psi_f}{L_d} \quad i_q^* = i_q \quad u_d^* = u_d + \frac{R_s}{L_d} \psi_f \quad u_q^* = u_q \quad (5)$$



$$p \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega_e \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_e \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} u_d^* \\ \frac{1}{L_q} u_q^* \end{bmatrix} \quad (6)$$

○ در نتیجه خواهیم داشت:

○ لذا مدل تطبیقی که شامل سرعت بوده و متغیر قابل تطبیق این مدل می باشد را بصورت زیر تعریف می کنیم:

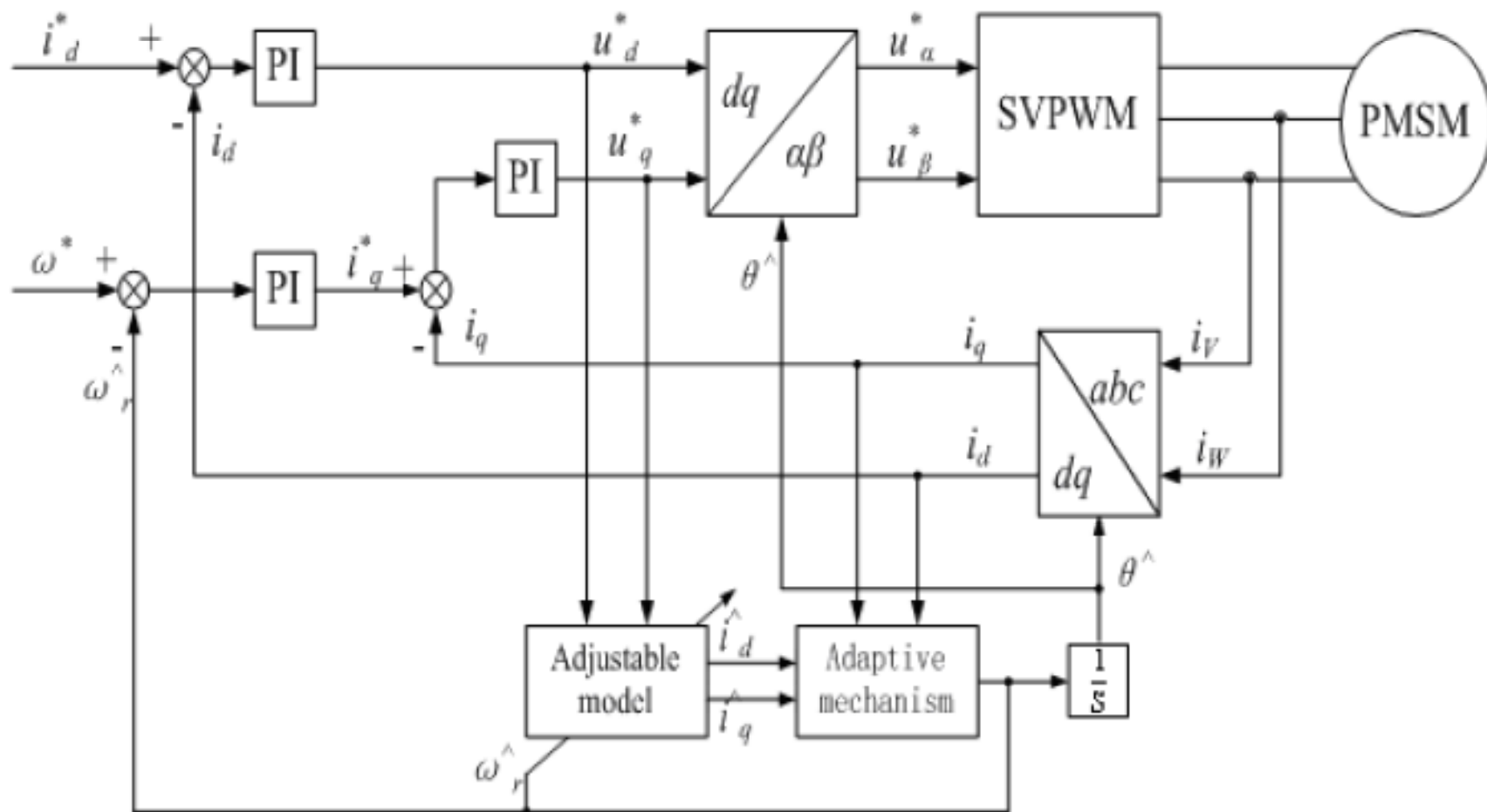
$$p \begin{bmatrix} \hat{i}_d^* \\ \hat{i}_q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \hat{\omega}_e \frac{L_q}{L_d} \\ -\hat{\omega}_e \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d^* \\ \hat{i}_q^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} u_d^* \\ \frac{1}{L_q} u_q^* \end{bmatrix} \quad (7)$$

○ که در آن متغیرهای حالت عبارتند از:  $\hat{i}_d^* = \hat{i}_d + \frac{\psi_f}{L_d}$   $\hat{i}_q^* = \hat{i}_q$

○ ماتریس خطای e و همچنین ماتریس حالت را بصورت زیر در نظر می گیریم:

$$e = i^* - \hat{i}^*, \quad A = \hat{A} + \Delta A$$

✓ بلوک دیاگرام کلی سیستم بصورت زیر خواهد بود:



- ✓ مراحل طراحی فیلتر کالمن برای تخمین موقعیت موتور PMSM دقیقاً شبیه مراحل طراحی فیلتر کالمن برای موتور القایی است.
- ✓ با توجه به وجود ترم سرعت در معادلات فضای حالت، از شکل فیلتر کالمن توسعه یافته (Extended KF) استفاده می شود.
- ✓ مرحله اول طراحی فیلتر کالمن به تعیین مدل فضای حالت موتور PMSM اختصاص دارد:

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_r \psi_{sq}$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_r \psi_{sd}$$

$$\psi_{sd} = L_s i_{sd} + \psi_F$$

$$\psi_{sq} = L_s i_{sq}$$

$$\dot{x}(t) = A x(t) + B u(t) + w(t)$$

$$y(t) = C x(t)$$

$$z(t) = y(t) + v(t)$$

$$x = [i_{sd}, i_{sq}, \omega_r, \theta_r]^T$$

$$y = [i_{sd}, i_{sq}]^T$$

$$u = [u_{sd}, u_{sq}, u_p]^T \quad u_p = \omega_r \psi_F$$

$$A = \begin{bmatrix} -R_s/L_s & \omega_r & 0 & 0 \\ -\omega_r & -R_s/L_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega_r & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \cos \theta_r / L_s & \sin \theta_r / L_s & 0 \\ -\sin \theta_r / L_s & \cos \theta_r / L_s & -1/L_s \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r & 0 & 0 \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

✓ مرحله دوم طراحی فیلتر کالمن، تبدیل معادلات فضای حالت زمان پیوسته به فرم زمان گسسته شان می باشد:

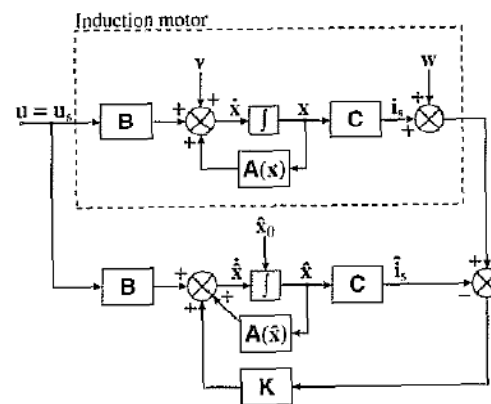
$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}_d(k+1)\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_d(k)\mathbf{u}(k) + \mathbf{v}(k)$$

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{C}_d(k)\mathbf{x}(k) + \mathbf{w}(k).$$

$$\mathbf{A}_d = \exp[\mathbf{A}(k)] \approx \mathbf{I} + \mathbf{A}(k)T$$

$$\mathbf{B}_d = \mathbf{B}(k)T,$$

$$\mathbf{C}_d = \mathbf{C}(k).$$



ساختار فیلتر کالمن توسعه یافته

✓ مرحله سوم طراحی فیلتر کالمن، به تعیین ماتریسهای کوواریانس نویز اندازه گیری (R)، نویز سیستم (Q) و پیش بینی (P) اختصاص دارد.

○ ماتریس Q یک ماتریس قطری مرتبه ۴ بصورت مقابل بوده که دارای سه پارامتر است:  $Q = \text{diag} \{a, a, b, c\}$

○ ماتریس R یک ماتریس قطری مرتبه ۲ بصورت مقابل بوده که دارای یک پارامتر است:  $R = \text{diag} \{m, m\}$

○ ماتریس P یک ماتریس قطری مرتبه ۴ بصورت مقابل بوده که دارای سه پارامتر است:  $P_o = \text{diag} \{e, e, f, g\}$

✓ مرحله چهارم طراحی فیلتر کالمن، پیاده سازی الگوریتم به شکل زیر است:

۱- تعیین مقادیر اولیه برای متغیرهای حالت و ماتریسهای کوواریانس

۲- تخمین بردار حالت

$$\mathbf{x}^*(k+1|k) = \mathbf{x}^*(k+1) = \mathbf{A}_d \hat{\mathbf{x}}(k) + \mathbf{B}_d \mathbf{u}(k)$$

✓ بردار حالت در لحظه  $k+1$  از رابطه گسسته زیر بدست می آید:

$$\mathbf{P}^*(k+1) = \mathbf{f}(k+1) \hat{\mathbf{P}}(k) \mathbf{f}^T(k+1) + \mathbf{Q}$$

۳- تخمین کوواریانس پیش بینی  $\mathbf{P}$

✓ این ماتریس از رابطه زیر بدست می آید:

$$\mathbf{f}(k+1) = \frac{\partial}{\partial \mathbf{x}} \left( \mathbf{A}_d \mathbf{x} + \mathbf{B}_d \mathbf{u} \right) \Big|_{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}(k+1)}$$

که ماتریس  $\mathbf{f}$ ، ماتریس گرادیان نام دارد:

۴- محاسبه بهره فیلتر کالمن

$$\mathbf{K}(k+1) = \mathbf{P}^*(k+1) \mathbf{h}^T(k+1) [\mathbf{h}(k+1) \mathbf{P}^*(k+1) \mathbf{h}^T(k+1) + \mathbf{R}]^{-1}$$

✓ بهره فیلتر کالمن بصورت زیر محاسبه می گردد:

$$\mathbf{h}(k+1) = \frac{\partial [\mathbf{C}_d(k) \mathbf{x}]}{\partial \mathbf{x}} \Big|_{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}(k+1)}$$

که ماتریس  $\mathbf{h}$  نیز ماتریس گرادیان نام دارد:

۵- تخمین بردار حالت

✓ تخمین بردار حالت (اصلاح و فیلتر کردن مقدار پیش بینی شده در مرحله ۲) در لحظه  $(k+1)$  بصورت زیر انجام می شود:

$$\hat{\mathbf{x}}(k+1) = \mathbf{x}^*(k+1) + \mathbf{K}(k+1) [\mathbf{y}(k+1) - \hat{\mathbf{y}}(k+1)]$$

$$\hat{\mathbf{y}}(k+1) = \mathbf{C}_d \mathbf{x}^*(k+1),$$

$$\hat{\mathbf{y}}(k+1) = [i_{sD}^*(k+1), i_{sQ}^*(k+1)]^T$$



✓ ادامه مرحله چهارم طراحی فیلتر کالمن:

۶- ماتریس کوواریانس خطای پیش بینی:

✓ مقدار جدید ماتریس کوواریانس خطای پیش بینی از رابطه زیر قابل محاسبه است:

$$\hat{\mathbf{P}}(k+1) = \mathbf{P}^*(k+1) - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{h}(k+1)\mathbf{P}^*(k+1),$$

$$\hat{\mathbf{P}}(k+1|k+1) = \hat{\mathbf{P}}(k+1)$$

$$\hat{\mathbf{P}}(k+1|k) = \mathbf{P}(k+1)$$

که در آن داریم:

۷- بازگشت به قدم ۱:

✓ در این مرحله بجای  $k$ ،  $k+1$  جایگزین شده و پس از جایگزینی های زیر به قدم ۱ برگردید:

$$\mathbf{x}(k) = \mathbf{x}(k-1)$$

$$\mathbf{P}(k) = \mathbf{P}(k-1)$$

❖ چند نکته در استفاده از فیلتر کالمن:

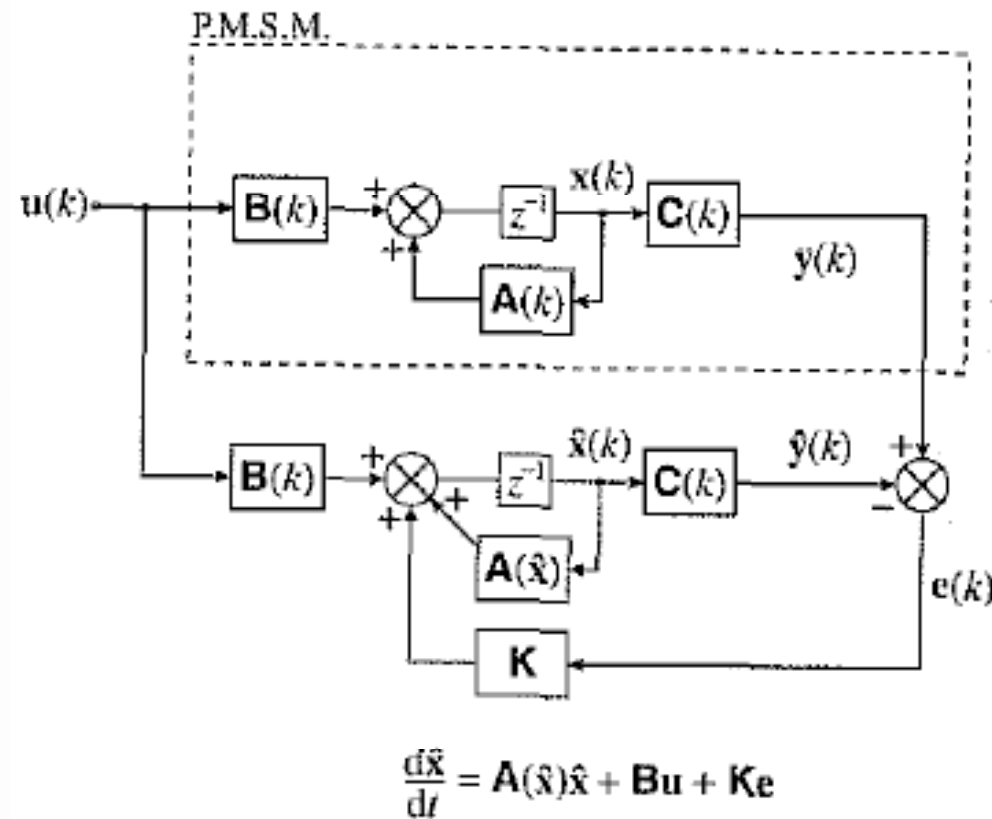
- فیلتر کالمن هم رفتار حالت گذرا و هم رفتار حالت ماندگار مناسبی دارد.
- تنظیم ماتریسهای کوواریانس  $\mathbf{Q}$  و  $\mathbf{R}$  بر عملکرد حالت گذرا و ماندگار تاثیر بسزایی دارد.
- افزایش مقدار  $\mathbf{Q}$  موجب افزایش ماتریس بهره  $\mathbf{K}$  و سریعتر شدن پاسخ گذرا خواهد گردید.
- افزایش مقدار  $\mathbf{R}$  سبب کاهش ماتریس بهره  $\mathbf{K}$  و کند تر شدن پاسخ گذرا می گردد.
- افزایش  $\mathbf{Q}$  و کاهش  $\mathbf{R}$  سبب بروز ناپایداری خواهد گردید.



# □ رویتگرها (لیونبرگر، MRAS، فیلتر کالمن و مود لغزشی)

## ➤ رویتگر مود لغزشی

- ✓ در رویتگر لیونبرگر، به معادلات دینامیکی رویتگر تابعی خطی از خطا اضافه می گردد.
- ✓ در رویتگر مود لغزشی، بجای اضافه نمودن تابعی خطی از خطا، تابعی ناپیوسته ای از خطا اضافه می گردد.



✓ در این بخش یک رویتگر مود لغزشی تخمین سرعت برای موتور PMSM بدون Saliency ارائه می گردد.

○ معادلات جریان در دستگاه دوماحوری ساکن استاتور  $(\alpha\beta)$  به قرار

$$\dot{i}_\alpha = -\frac{R_s}{L_0}i_\alpha + \frac{1}{L_0}u_\alpha - \frac{\lambda_m}{L_0}\omega_r \cos \theta_r \quad (47)$$

زیر هستند:

$$\dot{i}_\beta = -\frac{R_s}{L_0}i_\beta + \frac{1}{L_0}u_\beta - \frac{\lambda_m}{L_0}\omega_r \sin \theta_r \quad (48)$$

○ ولتاژهای ضدمحرکه در راستاهای  $\alpha$  و  $\beta$  بصورت زیر قابل بیان هستند:

$$e_\alpha = \lambda_m \omega_r \cos \theta_r \quad (49)$$

$$e_\beta = \lambda_m \omega_r \sin \theta_r \quad (50)$$

○ با فرض تغییرات بسیار آرام تر سرعت نسبت به پارامترهای الکتریکی،

$$\dot{e}_\alpha = -\omega_r e_\beta \quad (51)$$

مشتقات دو ولتاژ فوق عبارتند از:

$$\dot{e}_\beta = \omega_r e_\alpha. \quad (52)$$

○ برای سیستم با معادلات ۴۷ و ۴۸، رویتگر مود لغزشی

$$\dot{\hat{i}}_\alpha = -\frac{R_s}{L_0}\hat{i}_\alpha + \frac{1}{L_0}u_\alpha - \frac{l}{L_0}\text{sign}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \quad (53)$$

بصورت زیر تعریف می شود:

$$\dot{\hat{i}}_\beta = -\frac{R_s}{L_0}\hat{i}_\beta + \frac{1}{L_0}u_\beta - \frac{l}{L_0}\text{sign}(\hat{i}_\beta - i_\beta), \quad (54)$$

○ ترمهای sign در معادلات فوق، در واقع همان توابع غیرپیوسته از خطاهای تخمین هستند که در این رویتگر استفاده می شوند.

ضریب  $l$  در روابط فوق به قدر کافی بزرگ انتخاب می شود تا تخمین به نحو مطلوب انجام شود.

○ تابع لیاپانوف بصورت انرژی خطای تخمین در دو راستای  $\alpha$  و  $\beta$  بصورت زیر تعریف می شود:

$$V = \frac{1}{2}(\bar{i}_\alpha^2 + \bar{i}_\beta^2)$$

که در در روابط فوق داریم:  $\bar{i}_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta$  و  $\bar{i}_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha$

○ برای همگرایی رویتگر غیرخطی فوق و صفر شدن خطای تخمین (رفتن تابع لیاپانوف به نقطه تعادل خود)، باید مشتق تابع لیاپانوف منفی باشد. لذا:

$$\dot{V} = -\frac{R_s}{L_0}(\bar{i}_\alpha^2 + \bar{i}_\beta^2) + \frac{1}{L_0}(e_\alpha \bar{i}_\alpha + e_\beta \bar{i}_\beta - l|\bar{i}_\alpha| - l|\bar{i}_\beta|)$$

○ در صورتیکه ضریب  $l$  به قدر کافی بزرگ باشد، مشتق فوق منفی خواهد شد و لذا مقادیر تخمین زده شده جریانهای  $i_\alpha$  و  $i_\beta$  به مقادیر واقعی شان میل خواهند نمود.

✓ اما هدف ما تخمین سرعت روتور بوده است. لذا معادلات به نحوی بازنویسی می شوند تا ترم سرعت ظاهر گردد.

○ با همگرا شدن جریانهای  $i_\alpha$  و  $i_\beta$  به مقادیر واقعی شان، و مقایسه نمودن روابط ۴۷ و ۴۸ با روابط ۵۳ و ۵۴ خواهیم داشت:

$$l \operatorname{sign}(\bar{i}_\alpha) = e_\alpha$$

$$l \operatorname{sign}(\bar{i}_\beta) = e_\beta$$

○ با استفاده از روابط ۵۱ و ۵۲ و دو رابطه فوق و جایگزینی در معادلات رویتگر، معادلات دینامیکی خطای ولتاژهای ضدمحرکه بصورت زیر بدست خواهند آمد:

$$\dot{\bar{e}}_\alpha = -e_\beta \bar{\omega}_r - l_2 \bar{e}_\alpha \quad (57)$$

$$\dot{\bar{e}}_\beta = e_\alpha \bar{\omega}_r - l_2 \bar{e}_\beta \quad (58)$$

○ تابع لیاپانوف دیگری بر حسب خطاهای تخمین ولتاژهای ضدمحرکه و سرعت به شکل زیر تعریف می کنیم:

$$V = \frac{1}{2}(\bar{e}_\alpha^2 + \bar{e}_\beta^2 + \bar{\omega}_r^2)$$

$$\dot{V} = -l_2(\bar{e}_\alpha^2 + \bar{e}_\beta^2) + \bar{\omega}_r \dot{\bar{\omega}}_r + \bar{\omega}_r(-\bar{e}_\alpha e_\beta + \bar{e}_\beta e_\alpha).$$

○ مشتق این تابع عبارتست از:

○ برای آنکه سیستم پایدار بماند و متغیرهای حالت به مقادیر واقعی شان همگرا شوند، لازم است که مشتق  $V$  منفی بماند.

○ برای این منظور مجموع دو جمله آخر باید صفر باقی بماند و در نتیجه باید:

$$\dot{\bar{\omega}}_r = (-\bar{e}_\alpha e_\beta + \bar{e}_\beta e_\alpha)$$

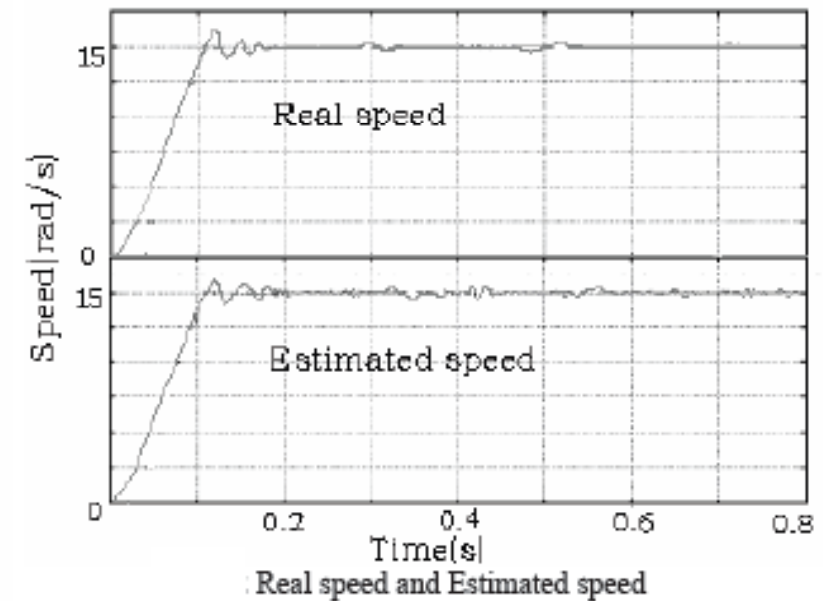
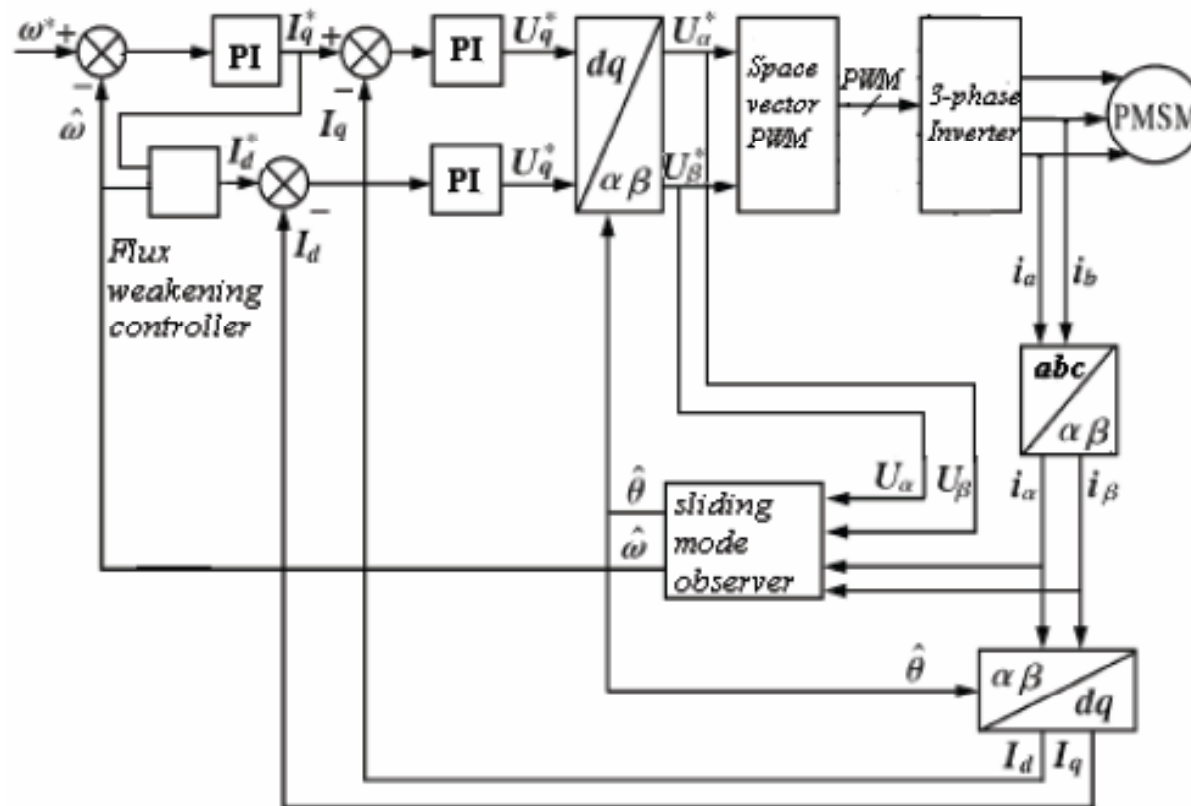
○ با استفاده از قانون تطبیق فوق، خطاهای سرعت، ولتاژهای  $e_\beta$  و  $e_\alpha$  به سمت صفر میل خواهند نمود.

✓ حال برای محاسبه موقعیت روتور، می توان از دو معادله ۴۹ و ۵۰، و گرفتن  $\arctan$ ، موقعیت روتور را بدست آورد:

$$e_\alpha = \lambda_m \omega_r \cos \theta_r \quad (49)$$

$$e_\beta = \lambda_m \omega_r \sin \theta_r \quad (50)$$

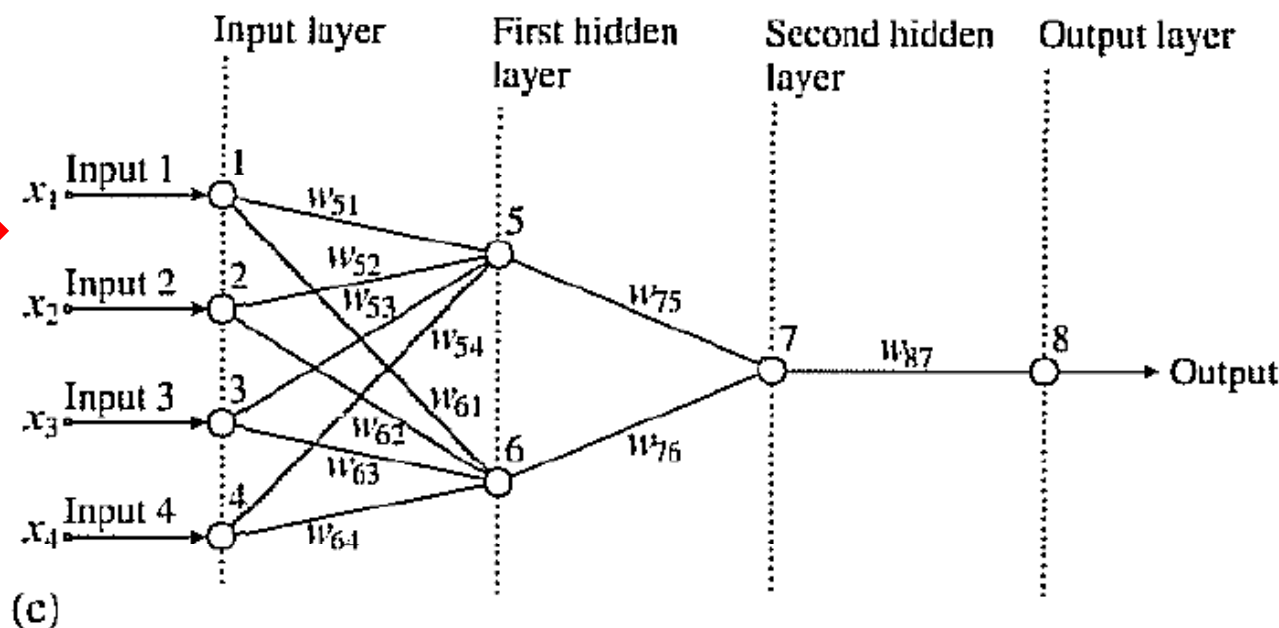
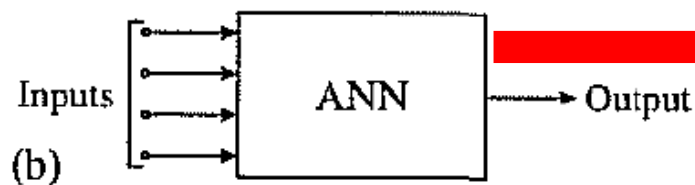
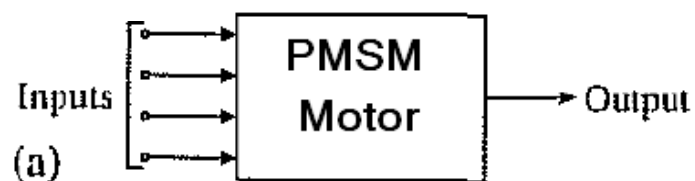
✓ شکل زیر بلوک دیاگرام درایو بدون حسگر با استفاده از رویتگر مود لغزشی برای موتور PMSM را نمایش می دهد.



✓ شبکه های عصبی در تخمین موقعیت و سرعت موتور در درایوهای الکتریکی به دو شکل کلی بکار می روند:

(1) شبکه عصبی کل رفتار موتور و درایو را شبیه سازی می نماید.

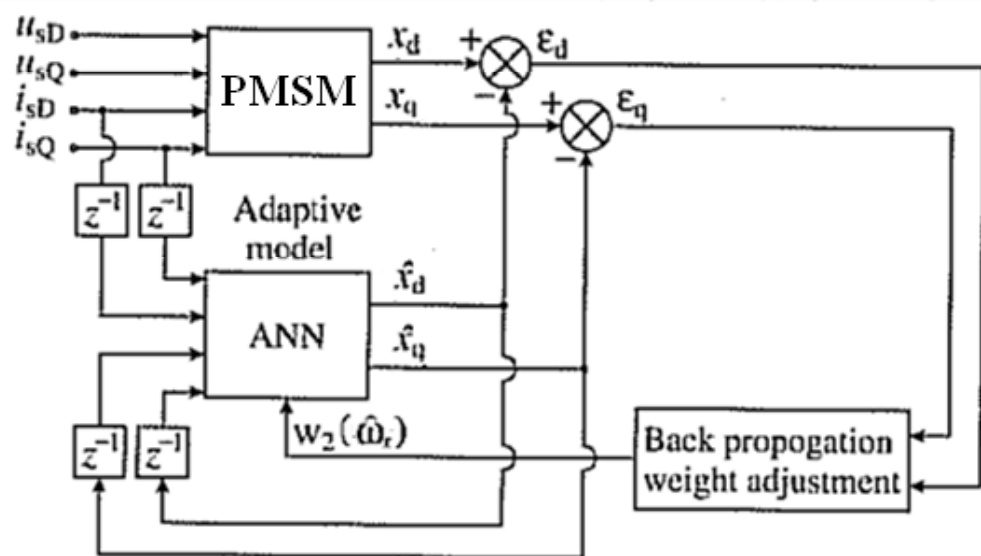
- در این روش، شبکه عصبی ساختاری کلی داشته و معمولاً حداقل یک لایه پنهان در شبکه عصبی وجود دارد.
- در این روش، خروجی شبکه عصبی معمولاً متغیر مورد نظر یعنی موقعیت و یا سرعت موتور است.
- در مواقعی نیز، خروجی متغیری است که با موقعیت موتور ارتباط مستقیمی دارد ( نظیر ولتاژ ضدمحرکه فاز)



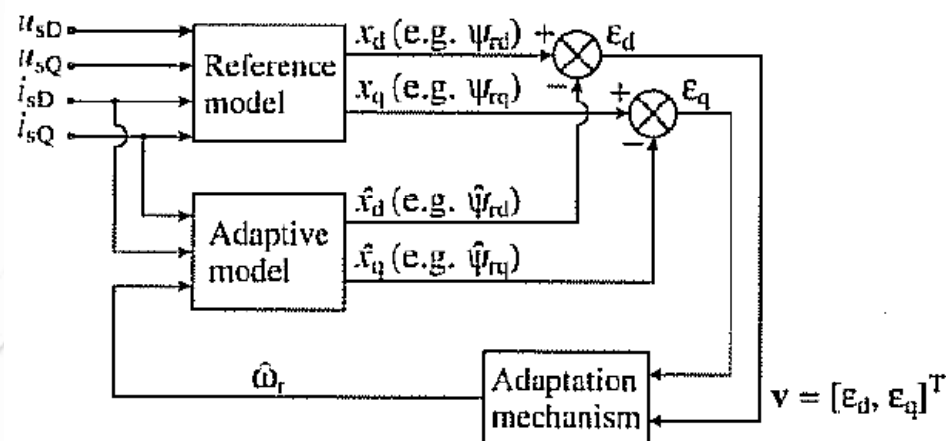


(2) شبکه عصبی به عنوان مدل تطبیقی بکار می رود بر حسب معادلات دینامیکی موجود طراحی می شود.

- در این روش، ساختار شبکه (تعداد نورونها، رشته های بین نورونها) بر اساس معادلات مدل تطبیقی تعیین می شوند.
- متغیر مورد نظر نه به عنوان خروجی شبکه بلکه به عنوان یکی از وزنهای مدل تطبیقی تعریف می شود.



تخمینگر شبکه عصبی بر مبنای MRAS



تخمینگر MRAS