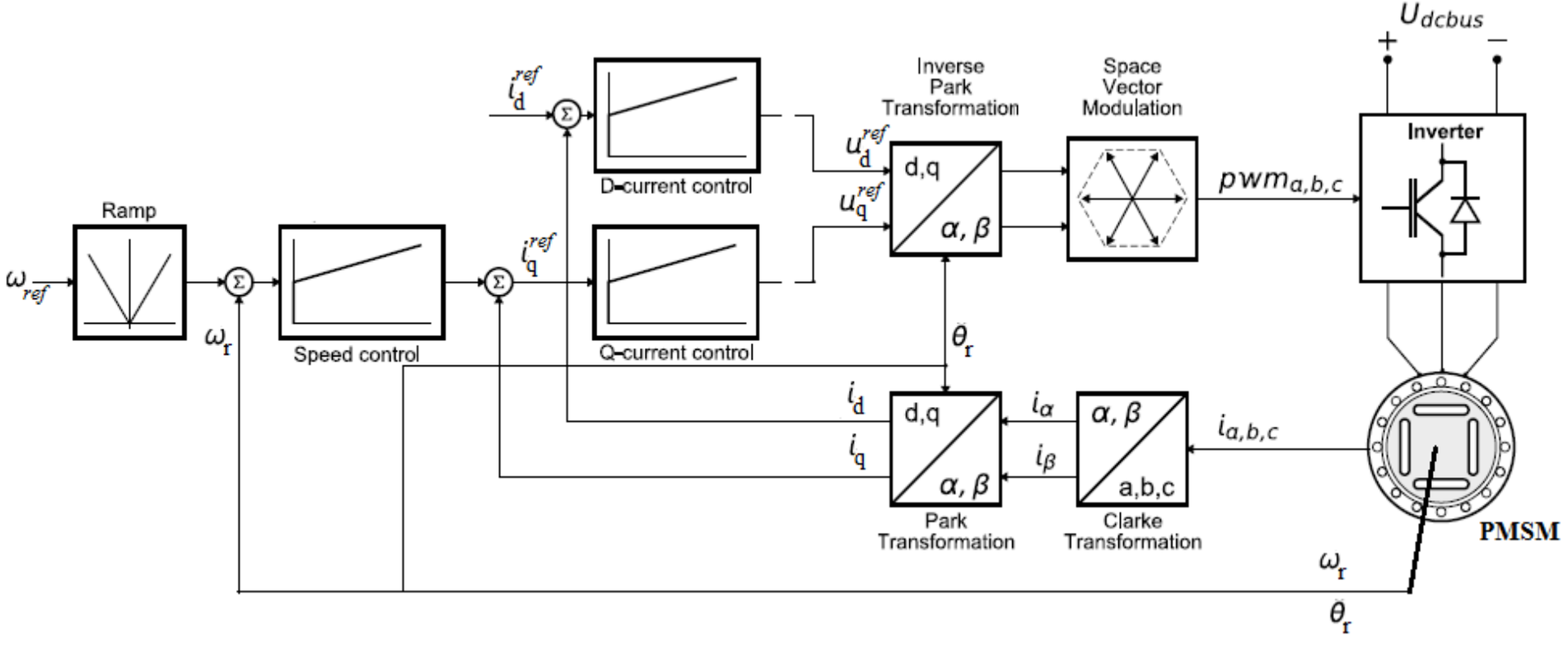
بخش هشتم:

طراحی و شبیه سازی سیستم درایو موتور PMSM

- مقدمه
- تنظیم کنترل کننده های جریان
- تنظیم کنترل کننده سرعت
- شبیه سازی درایو کنترل برداری PMSM با اینورتر CC-VSI

- ✓ روش کنترل برداری امروزه در اغلب درایوهای موتورهای PMSM بکار گرفته می شود.
- ✓ نظر به فراگیر شدن استفاده از درایوهای موتورهای براشلس PMSM، در این بخش موارد زیر بررسی می شوند:
  - ○ چگونگی تنظیم کنترل کننده های جریان در روش کنترل برداری با اینورتر VSI کنترل شده با ولتاژ نظیر SVM
  - ○ چگونگی تنظیم کنترل کننده سرعت
  - ○ پدیده Windup در کنترلرهای PI مورد استفاده در درایوهای الکتریکی
  - ○ مدلسازی و شبیه سازی درایو موتور PMSM با اینورتر VSI کنترل شده با جریان در سیمولینک

- کنترل برداری موتور PMSM با اینورتر VSI کنترل شده با ولتاژ



کنترل برداری موتور PMSM با اینورتر SVM در ناحیه زیر سرعت نامی

❑ تنظیم کنترل کننده های درایو

➢ کنترل کننده های جریان

✓ همانطور که قبلا نیز اشاره شد، روش کنترل برداری، سبب می شود که گشتاور و شار موتور بطور مستقل از یکدیگر کنترل شوند و اصطلاحا دکوپله شوند.

✓ اما همانطور که از معادلات ولتاژ روی محورهای d و q دیدیم، مولفه های ولتاژ cross coupling سبب می شوند تا تداخل روی تنظیم جریانها داشته باشیم و همین تداخل، ممکن است که تنظیم کنترلرهای جریانها را دچار مشکل کند.

$$v_{ds} = r_s i_{ds} + L_d \frac{di_{ds}}{dt} + \omega_r L_q i_{qs} \qquad (۱)$$

$$v_{qs} = r_s i_{qs} + L_q \frac{di_{qs}}{dt} - \omega_r \left(L_d i_{ds} + \lambda_m\right) \qquad (۲)$$

✓ برای دکوپله سازی کامل، جزءهای دکوپله سازی زیر را بصورت فیدفوروارد (پیش خور) به خروجی های کنترلرهای جریان دو محور d و q اضافه می کنیم:

$$v_d^{decoupling} = -\omega_r L_q i_{qs} \qquad (۳)$$

$$v_q^{decoupling} = \omega_r \left(L_d i_{ds} + \lambda_m\right) \qquad (٤)$$

❑ تنظیم کنترل کننده های درایو

➢ کنترل کننده های جریان

✓ معادلات ولتاژ دکوپله شده بصورت زیر حاصل خواهند شد.

$$v_{ds} = r_s i_{ds} + L_d \frac{di_{ds}}{dt} \qquad (۵)$$

$$v_{qs} = r_s i_{qs} + L_q \frac{di_{qs}}{dt} \qquad (۶)$$

✓ این معادلات نشان می دهند که جریان های محور d و q هر کدام یک سیستم مرتبه ۱ هستند.

$$v_{dq} \rightarrow \boxed{\frac{\underline{i}_{dq}(s)}{\underline{v}_{dq}(s)} = \frac{1}{L_{dq}\, s + r_s}} \rightarrow i_{dq}$$

تابع تبدیل جریان برحسب ولتاژ دکوپله شده موتور PMSM

✓ لذا با استفاده از تئوری سیستمهای کنترل خطی، به راحتی می توان جریانهای d و q موتور را با کنترل کننده های مرتبه ۱ از نوع PI تنظیم نمود.

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_p s + K_i}{s} \qquad (۷)$$

❑ تنظیم کنترل کننده های درایو

➢ کنترل کننده های جریان

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_p s + K_i}{s} \qquad (۷)$$

✓ کنترل کننده PI یک کنترل کننده ساده و بسیار پرکاربرد است. برای تنظیم آن روشهای زیادی وجود دارد، نظیر:

- روش سعی و خطا: ضرایب با سعی و خطا بدست می آیند.
- معیار زیگلر- نیکولز: برمبنای پاسخ زمانی پله، و بدون نیاز به مدل سیستم، ضرایب تعیین می شوند.
- روش مولفه های متقارن
- روش حذف صفر و قطب مرتبه ۱
- روش حذف صفر و قطب مرتبه ۲

❑ تنظیم کنترل کننده های درایو

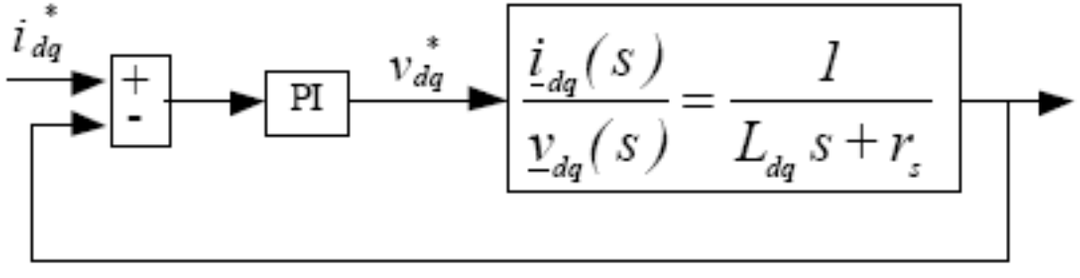
➢ کنترل کننده های جریان: روش حذف صفر و قطب مرتبه ۱

✓ پس از دکوپله سازی جریانها، به فرض تابع تبدیل سیستم موردنظر (مدار محور d یا مدار محور q) بصورت زیر باشد:

$$\frac{i_{ds}(s)}{v_{ds}(s)} = \frac{1}{L_d s + r_s} \qquad (۸)$$

$$\frac{i_{qs}(s)}{v_{qs}(s)} = \frac{1}{L_q s + r_s} \qquad (۹)$$

✓ در روش حذف صفر و قطب مرتبه ۱ که یک روش بسیار ساده است، برای انتخاب ضرایب کنترل کننده PI، می توان صفر کنترلر را منطبق بر قطب سیستم های جریان-ولتاژ فوق قرار داد و به عبارت دیگر حذف صفر و قطب انجام داد.



سیستم جریان – ولتاژ جبران شده با کنترلرهای PI در موتور PMSM

❑ تنظیم کنترل کننده های درایو

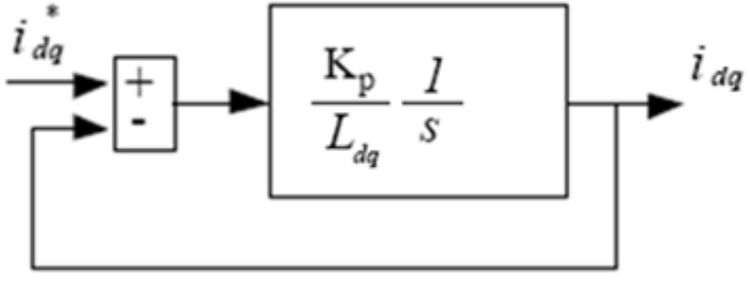
➢ کنترل کننده های جریان: روش حذف صفر و قطب مرتبه ۱

✓ با انتخاب کنترلر PI بصورت:

$$G_c(s) = \frac{K_p s + K_i}{s} \qquad (۱۰)$$

✓ و تنظیم صفر آن بصورت $s = -K_i/K_p = -r_s/L_{dq}$، سیستم حلقه باز جبران شده بصورت یک سیستم مرتبه ۱ تبدیل می شود.

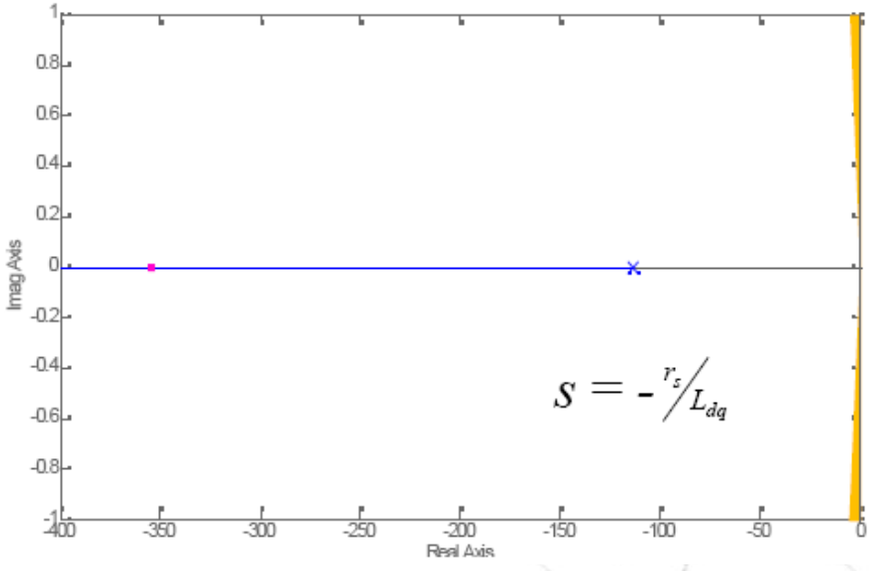
$$\frac{i_{ds}(s)}{i^*_{ds}(s)} = \frac{K_p}{L_{dq}} \cdot \frac{1}{s} \qquad (۱۱)$$



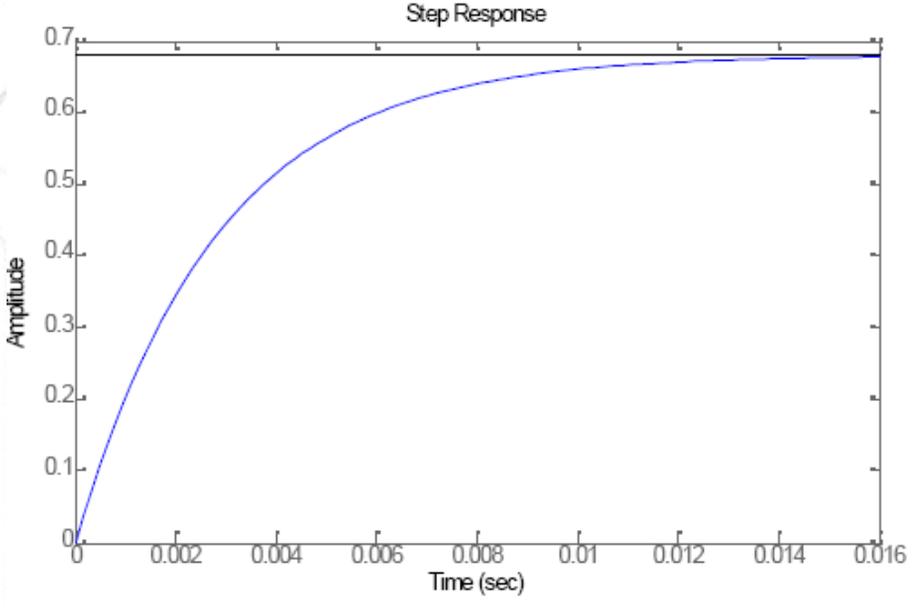
تابع تبدیل جریان برحسب ولتاژ سیستم دکوپله شده موتور PMSM با استفاده از کنترلرهای PI تنظیم شده با روش حذف صفر و قطب مرتبه ۱

❑ تنظیم کنترل کننده های درایو

➢ کنترل کننده های جریان: روش حذف صفر و قطب مرتبه ۱



(ب) مکان هندسی ریشه های سیستم جبران شده



(الف) پاسخ پله سیستم کنترل شده با روش حذف صفر و قطب مرتبه ۱

- ✓ سیستم حاصله دارای پاسخ پله کندی همانند شکل (الف) است.
- ✓ مکان هندسی ریشه ها نیز به صورت شکل (ب) است.
- ✓ برای بهبود پاسخ دینامیکی می توان از روش حذف صفر و قطب مرتبه ۲ استفاده نمود.

❑ تنظیم کنترل کننده های درایو

➢ کنترل کننده های جریان: روش حذف صفر و قطب مرتبه ۲

✓ در این روش، کنترل کننده PI به نحوی انتخاب می شود، تا سیستم حلقه بسته تبدیل به یک سیستم مرتبه ۲ با پهنای باند و نسبت میرایی دلخواه شود.

✓ اگر تابع تبدیل کنترلر PI را بصورت مقابل درنظر بگیریم:

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_p s + K_i}{s} \qquad (۷)$$

✓ و تابع تبدیل کانال جریان – ولتاژ محورهای d و q را نیز بصورت زیر درنظر بگیریم:

$$\frac{i_{dq}(s)}{v_{dq}(s)} = \frac{1}{L_{dq}s + r_s} \qquad (۱۲)$$

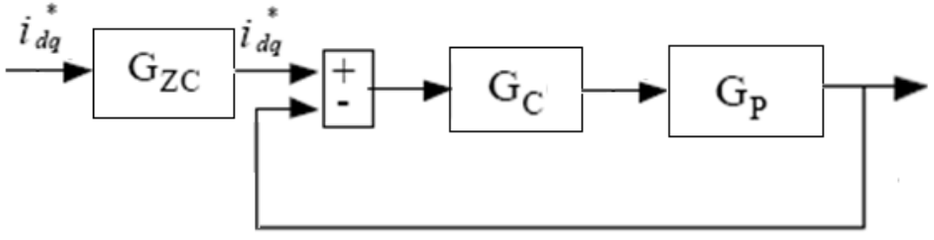
✓ تابع تبدیل سیستم حلقه بسته G_{cl} بصورت زیر خواهد شد:

$$G_{cl}(s) = \frac{G_c(s)G_P(s)}{1 + G_c(s)G_P(s)} = \frac{\frac{K_p}{L_{dq}}s + \frac{K_i}{L_{dq}}}{s^2 + \left(\frac{K_p + r_s}{L_{dq}}\right)s + \frac{K_i}{L_{dq}}} \qquad (۱۳)$$

✓ سیستم حلقه بسته فوق، دارای یک صفر در $s = -K_i/K_P$ است که سبب افزایش بالازدگی (Overshoot) و کاهش پهنای باند (Bandwidth) سیستم حلقه بسته می شود. این صفر می تواند با جبرانسازی فیدفوروارد حذف شود.

❑ تنظیم کنترل کننده های درایو

➢ کنترل کننده های جریان: روش حذف صفر و قطب مرتبه ۲



✓ برای حذف صفر تابع تبدیل (۱۳)، مطابق شکل فوق، می توان از جبرانسازی فیدفوروارد بصورت زیراستفاده نمود که بهره اش نیز برابر ۱ است:

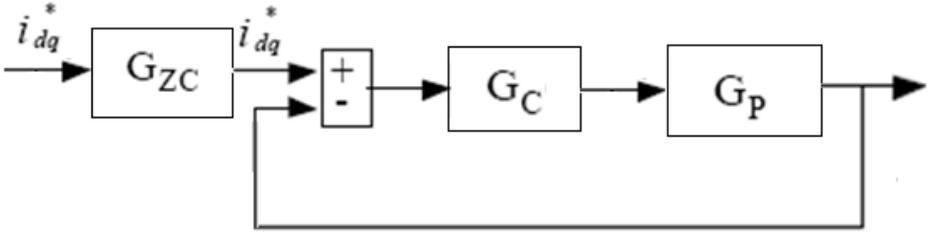
$$G_{ZC}(s) = \frac{\frac{K_i}{K_p}}{s + \frac{K_i}{K_p}} \qquad (۱٤)$$

✓ لذا تابع تبدیل سیستم جبران شده با فیدفوروارد بصورت خواهد شد:

$$G(s) = G_{ZC}(s)G_{cl}(s) = \frac{\frac{K_i}{K_p}}{s + \frac{K_i}{K_p}} \times \frac{\frac{K_p}{L_{dq}}s + \frac{K_i}{L_{dq}}}{s^2 + \left(\frac{K_p + r_s}{L_{dq}}\right)s + \frac{K_i}{L_{dq}}} = \frac{\frac{K_i}{L_{dq}}}{s^2 + \left(\frac{K_p + r_s}{L_{dq}}\right)s + \frac{K_i}{L_{dq}}} \qquad (۱۵)$$

❑ تنظیم کنترل کننده های درایو

➢ کنترل کننده های جریان: روش حذف صفر و قطب مرتبه ۲



$$G(s) = G_{ZC}(s)G_{cl}(s) = \frac{\frac{K_i}{L_{dq}}}{s^2 + \left(\frac{K_p + r_s}{L_{dq}}\right)s + \frac{K_i}{L_{dq}}} \qquad (۱۵)$$

✓ سیستم منتجه، یک سیستم استاندارد مرتبه ۲ است که برای رسیدن به مقادیر مطلوب پهنای باند و میرایی، K_P و K_i به طریق زیر بدست می آیند:

$$G_W(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \qquad (۱۶)$$

❑ تنظیم کنترل کننده های درایو

➢ کنترل کننده های جریان: روش حذف صفر و قطب مرتبه ۲

✓ با معادل قرار دادن مخرج تابع تبدیل حلقه بسته جبران شده با مخرج سیستم مرتبه استاندارد داریم:

$$s^2+\left(\frac{K_p+r_s}{L_{dq}}\right)s+\frac{K_i}{L_{dq}} \equiv s^2+2\xi\omega_n s+\omega_n^2 \qquad (۱۷)$$

✓ درنتیجه، ضرایب K_P و K_i با توجه به مقادیر پارامترهای r_s و L_{dq} موتور و مقادیر مطلوب ξ و ω_o از روابط زیر بدست می آیند:

$$\begin{cases} K_P = 2\xi\omega_n L_{dq} - r_s \\ K_i = \omega_n^2 L_{dq} \end{cases} \qquad (۱۸)$$

✓ مقادیر ξ و ω_o را ما تعیین می کنیم.

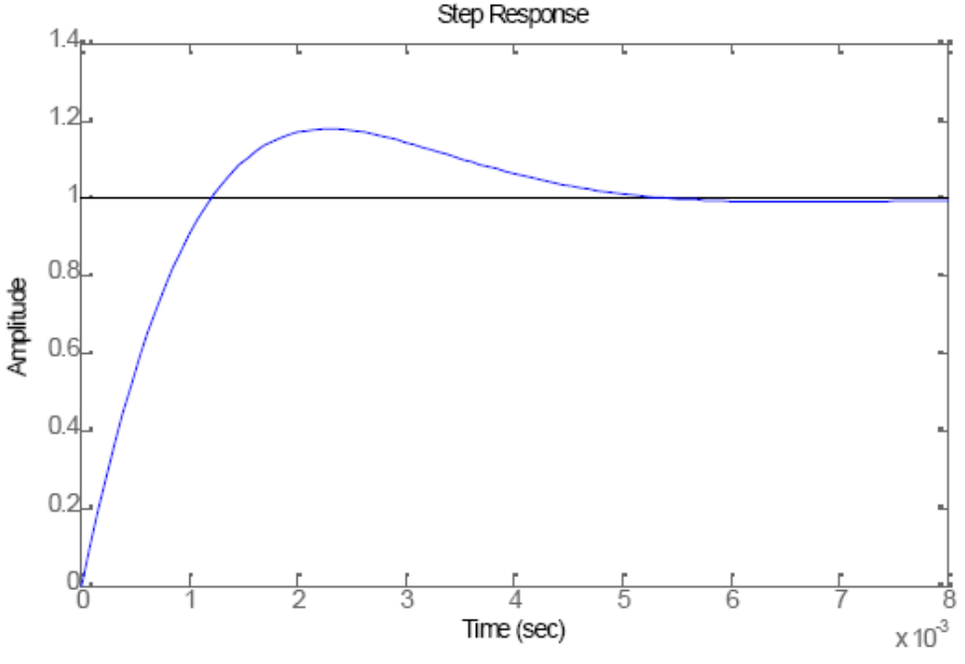
✓ توجه نمائید که اگر ضریب میرایی ζ سیستم را کوچکتر از ۱ درنظر بگیریم، سیستم مرتبه ۲ فوق دو قطب سمت چپ محور بصورت زیر خواهد داشت:

$$s_{1,2} = -\xi\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\xi^2} \qquad (۱۹)$$

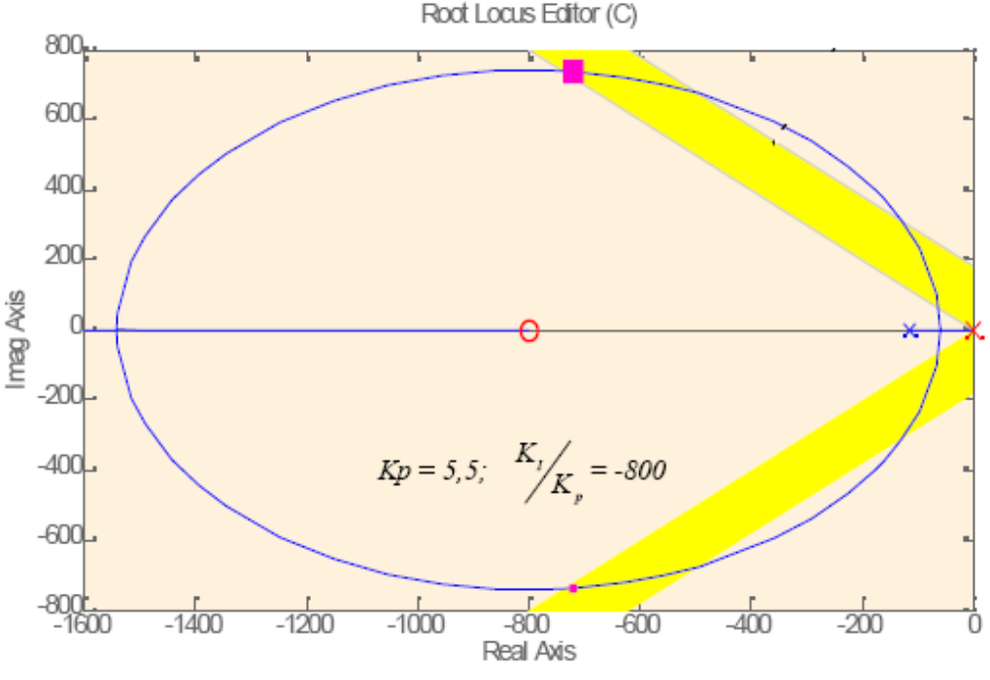
❑ تنظیم کنترل کننده های درایو

➢ کنترل کننده های جریان: روش حذف صفر و قطب مرتبه ۲

- ✓ پاسخ پله و مکان هندسی ریشه های سیستم جبران شده با روش حذف صفر و قطب مرتبه ۲ بصورت زیر است:
- ✓ نسبت میرایی (ξ) سیستم برابر 0.707 درنظر گرفته شده است.



(الف) پاسخ پله سیستم کنترل شده با روش حذف صفر و قطب مرتبه ۲



(ب) مکان هندسی ریشه های سیستم جبران شده

❑ تنظیم کنترل کننده های درایو

➢ کنترل کننده سرعت

✓ جهت تنظیم سرعت در حلقه خارجی سرعت، می توان از کنترلر PI استفاده نمود.

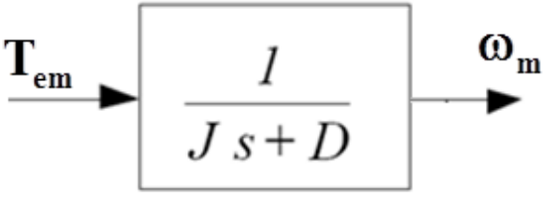
✓ بر طبق معادله دینامیکی حرکت که عبارتست از:

$$T_{em} = T_L + D\omega_m + J\frac{d\omega_m}{dt} \qquad (۲۰)$$

✓ توجه شود که ثابت زمانی بخش مکانیکی سیستم بسیار بزرگتر از ثابت زمانی بخش الکتریکی است (حدود ۵۰ برابر). لذا می توان از دینامیک های جریان در مقابل سرعت صرفنظر و تابع تبدیل متناظر با آنها را برابر ۱ درنظر گرفت.

✓ لذا با صرفنظر از گشتاور بار که به عنوان اغتشاش عمل می کند، تابع تبدیل سرعت به گشتاور موتور عبارت است:

$$\frac{\omega_m(s)}{T_{em}(s)} = \frac{1}{Js + D} \qquad (۲۱)$$



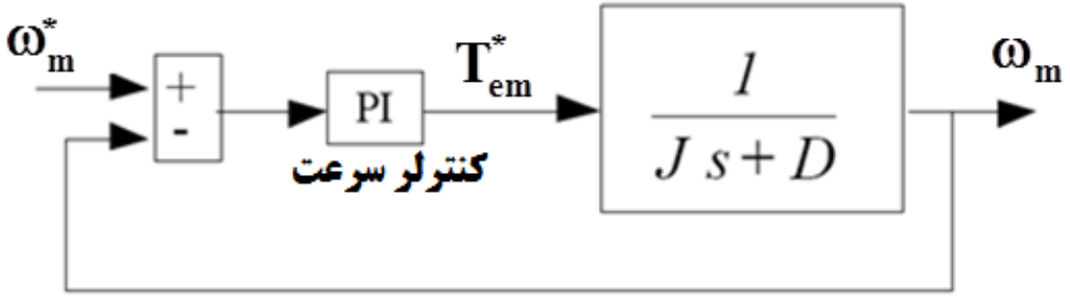
تابع تبدیل حلقه باز
بخش مکانیکی سیستم

❑ تنظیم کنترل کننده های درایو

➢ تنظیم کنترل کننده سرعت: تنظیم کنترلر PI

✓ همانند کنترل کننده های جریان، می توان برای تنظیم کنترلر PI سرعت از روش حذف صفر و قطب مرتبه اول استفاده نمود.

✓ برای این منظور صفر کنترلر PI یعنی $s= -K_i/K_P$ را منطبق بر قطب بخش حرکت معادلات دینامیکی موتور یعنی $s= -D/J$ گرفت.



✓ با توجه به کندتر بودن قطب بخش مکانیکی سیستم به قطب بخش الکتریکی، در مقایسه با کنترل در حلقه های جریان، نمونه گیری از مقدار واقعی سرعت برای مقایسه با مقدار مرجعش و کنترل، با نرخ نمونه برداری کمتری انجام خواهد شد.

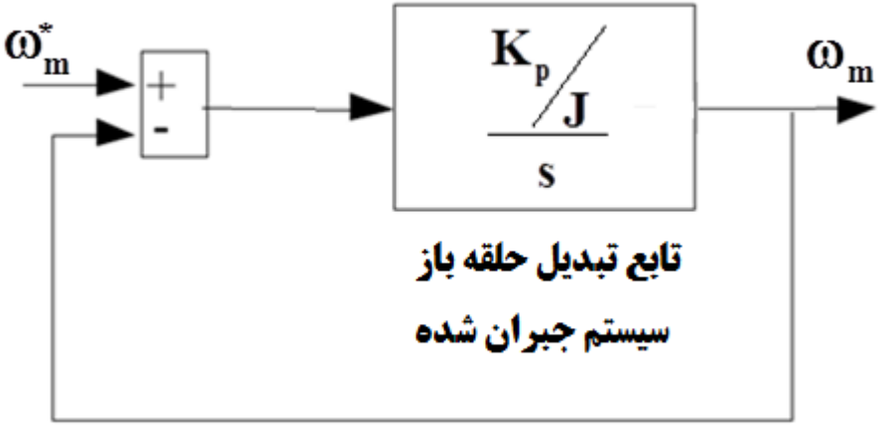
❑ تنظیم کنترل کننده های درایو

➢ تنظیم کنترل کننده سرعت: سیستم جبران شده

✓ لذا تابع تبدیل حلقه باز مربوط به حلقه کنترل سرعت خواهد شد:

$$G_{op}(s) = G_{PI}(s) \times \frac{1}{Js + D} = \frac{K_p}{J} \frac{s + \frac{K_i}{K_P}}{s} \times \frac{1}{s + \frac{D}{J}} = \frac{K_p / J}{s} \qquad (۲۲)$$

✓ مشاهده می گردد که سیستم جبران شده به یک سیستم مرتبه ۱ با یک قطب در مبدا تبدیل می شود و خطالی ردیابی سرعت صفر می شود.



❑ تنظیم کنترل کننده های درایو

➢ تنظیم کنترل کننده سرعت: اشباع کنترلر سرعت

✓ همانطور که اشاره شد، ثابت زمانی الکتریکی (که مربوط به تغییرات جریانها است) از ثابت زمانی مکانیکی (که مربوط به تغییرات سرعت است) بسیار کوچک تر است.

✓ طبیعتا کنترل کننده PI طراحی شده برای هر بخش متناسب با دینامیک آن بخش است. یعنی قطب سیستم جبران شده جریان سریعتر از قطب بخش مکانیکی است.

$$G_{op,Current}(s) = \frac{K_p}{L_{dq}} \frac{s + \frac{K_i}{K_P}}{s} \times \frac{1}{s + \frac{r_s}{L_{dq}}}$$

$$G_{op,Speed}(s) = \frac{K_p}{J} \frac{s + \frac{K_i}{K_P}}{s} \times \frac{1}{s + \frac{D}{J}}$$

✓ لذا به دلیل سرعت بالای حلقه کنترل جریان که در داخل حلقه کنترل سرعت قرار دارد، احتمال اشباع رفتن کنترلر سرعت بسیار بالاست و باید از تکنیک Anti-windup در طراحی کنترلر PI سرعت استفاده نمود.

❑ تنظیم کنترل کننده های درایو

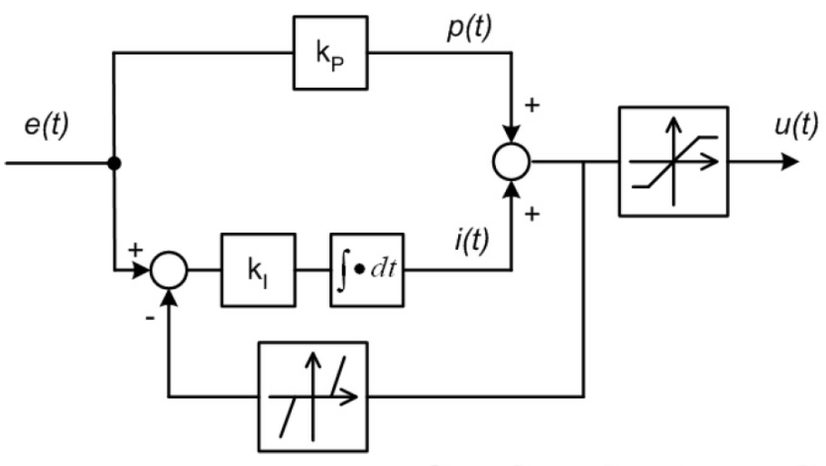
➢ تنظیم کنترل کننده سرعت: Anti Windup

- ✓ در بسیاری از سیستم های کنترل حلقه بسته مبتنی بر کنترلرهای PI، فرمان کنترل کننده از سقف اشباع بالاتر می رود و چون کنترل کننده ها دارای محدود کننده در خروجی هستند، در عمل حلقه فیدبک کارایی خود را از دست می دهد.
- ✓ عاملی که بیشترین تاثیر در به اشباع رفتن کنترل کننده دارد ترم انتگرال گیر کنترل کننده می باشد. بخاطر عمل انتگرال گیری، خطا روی هم انباشته شده و ممکن است از حد اشباع عبور کند. به این فرآیند جمع شوندگی یا Windup گفته می شود.
- ✓ اگر جلوی جمع شوندگی گرفته نشود چون زمان زیادی نیاز است تا خطای منفی جمع گردد و اثر جمع شوندگی را از بین ببرد پاسخ سیستم خیلی کند شود و کنترل کننده نمی تواند ورودی را دنبال کند.
- ✓ سیستم کنترل سرعت PI در درایوهای الکتریکی هم با توجه به دینامیک کند بخش مکانیکی سیستم بطور بالقوه خط Windup شدن دارد. لذا باید از این امر جلوگیری نمود.
- ✓ روش های زیادی برای جلوگیری از جمع شوندگی (Anti-windup) ارائه شده است که به دو صورت آنالوگ و دیجیتال قابل پیاده سازی هستند.
- ✓ ایده اصلی تمام روش های Anti-windup این است که زمانی که کنترل کننده به اشباع می رود، چون انتگرال گیری از خطا تاثیری ندارد پس بهتر است که انتگرال گیر عمل نکند. به عبارتی یا خاموش شود و یا اثر انتگرال گیری اش خنثی شود. بصورت دیجیتالی کافی است که اگر مقدار خروجی کنترل کننده از ماکزیمم خود بیشتر شد مقدار انتگرال گیر را صفر کنیم.

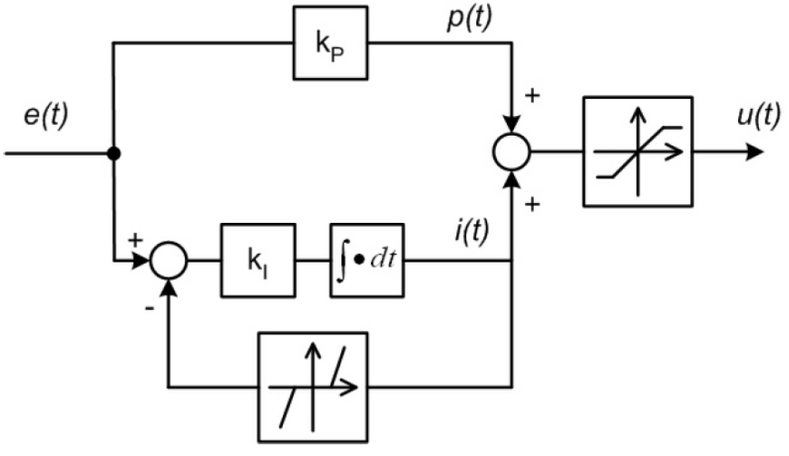
❑ تنظیم کنترل کننده های درایو

➢ تنظیم کنترل کننده سرعت: Anti Windup

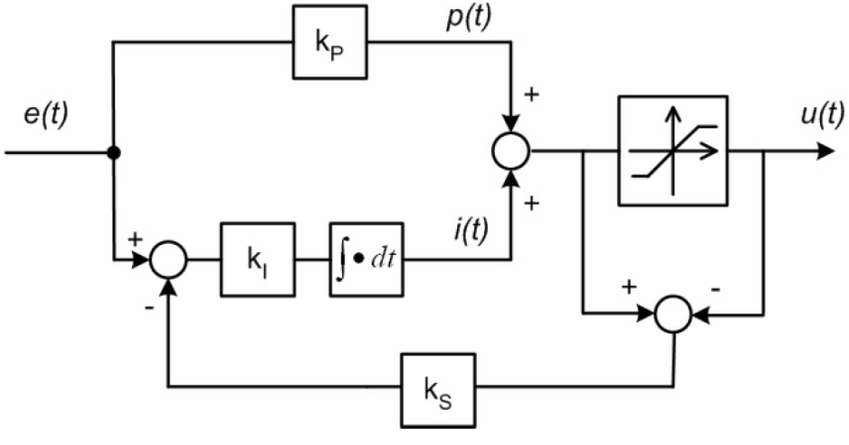
✓ آرایش های مختلفی برای AntiWindup ارائه شده اند.



(ب)



(الف)

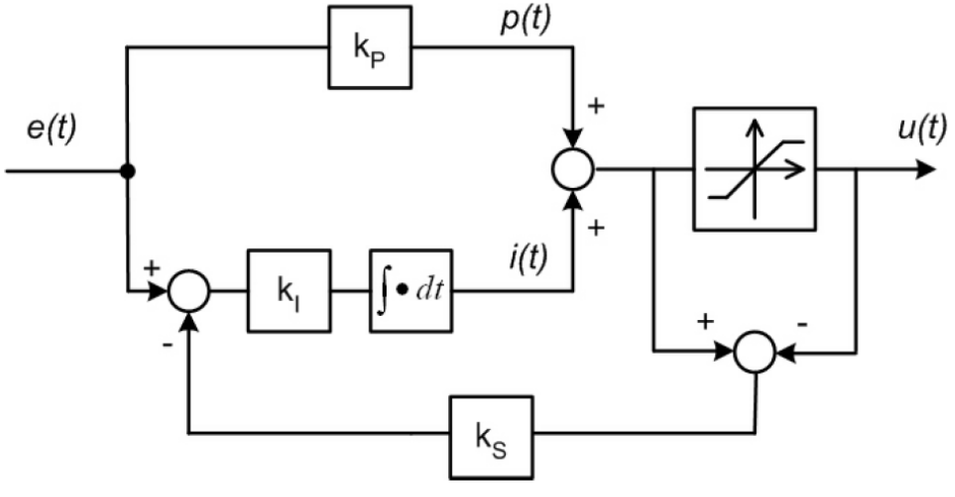


(ج)

❑ تنظیم کنترل کننده های درایو

➢ تنظیم کنترل کننده سرعت: Anti Windup

- ✓ آرایش (ج) از معروف ترین روش های Anti-windup می باشد که بصورت بازگشتی عمل می کند. بخاطر همین به این روش محاسبات بازگشتی یا Back Calculation نیز می گویند.
- ✓ این روش بر روی بسیاری از فرآیندها عملکرد خوبی از خود نشان داده است. مقدار بهره k_s را بصورت $1/k_p$ تنظیم می کنند. اگرچه برای بهبود عملکرد سیستم پیشنهاد شده است که مقدار بهره k_sرا ۱/۳ تا ۳ برابر k_p تنظیم کرد.

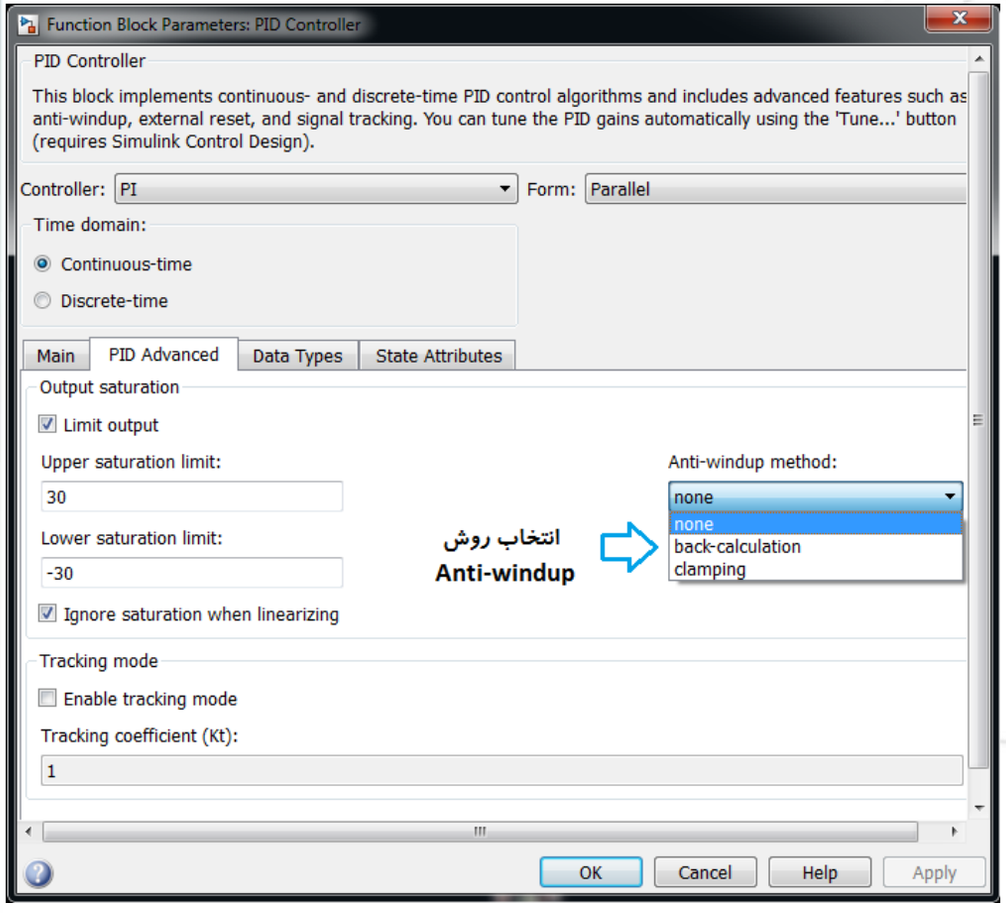


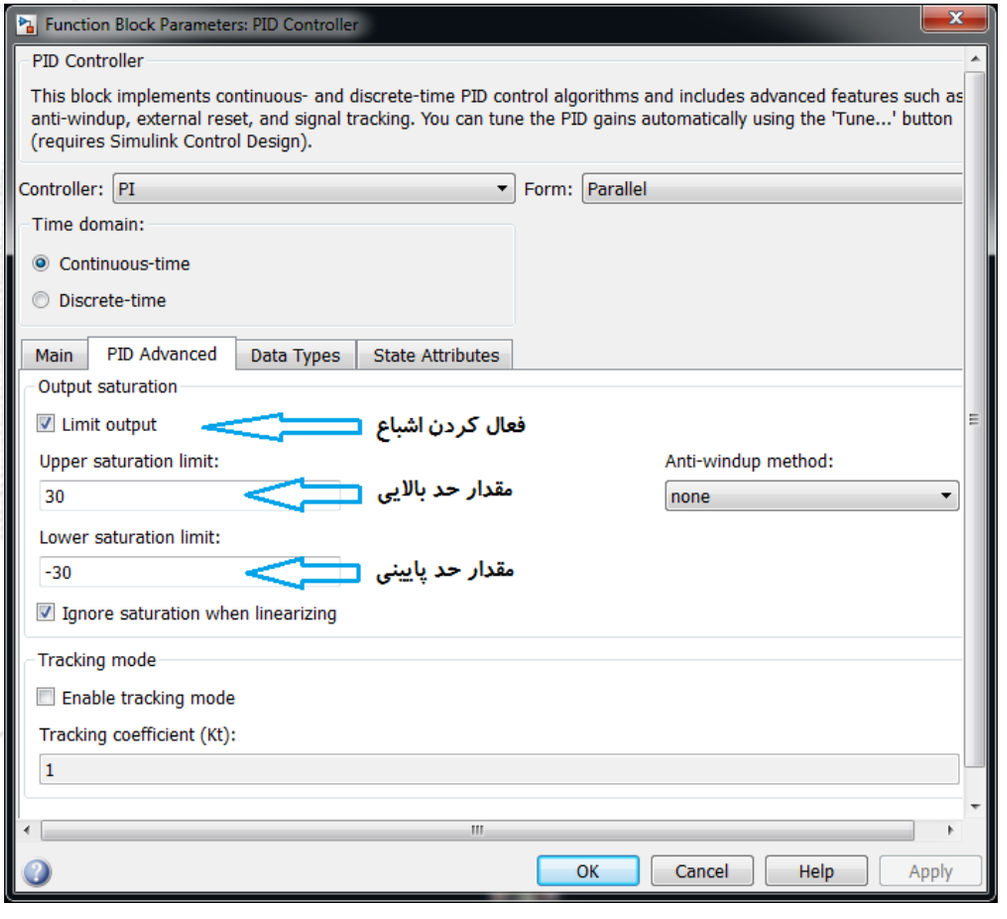
(ج) آرایش متداول Anti Windup

❑ تنظیم کنترل کننده های درایو

➢ تنظیم کنترل کننده سرعت: Anti Windup

✓ در نرم افزار Matlab می توان در هنگام تنظیم کنترلر PI ، حدود اشباع بالا و پائین انرا بطور مناسب انتخاب و AntiWindup آنرا هم فعال نمود.





❑ تنظیم کنترل کننده های درایو

➢ تنظیم کنترل کننده سرعت: چالش پارامترهای J و D

- ✓ در مقایسه با حلقه کنترل جریان که تعیین قطب آن (پارامترهای L و R مدار معادل الکتریکی) ساده بوده و تقریبا این قطب ثابت هم هست.
- ✓ اما در حلقه کنترل سرعت، تعیین جای قطب سیستم که وابسته به مقادیر J و D است، ساده نیست.
- ✓ یعنی با توجه به نوع بار هم J تعیین دقیقش سخت است و هم تعیین D به راحتی امکان پذیر نیست.

$$G_{op,Current}(s) = \frac{K_p}{L_{dq}} \frac{s + \frac{K_i}{K_P}}{s} \times \frac{1}{s + \frac{r_s}{L_{dq}}}$$

$$G_{op,Speed}(s) = \frac{K_p}{J} \frac{s + \frac{K_i}{K_P}}{s} \times \frac{1}{s + \frac{D}{J}}$$

- ✓ لذا در تنظیم کنترلر PI سرعت نهایتا باید به پاسخ زمانی سیستم نگاه کرد و مجددا PI انتخاب را مجددا تنظیم نمود.
- ✓ با توجه به ماهیت بار که می تواند متغیر باشد، برای تنظیم مناسب کنترلر PI سرعت، می توان یک مرجع سرعت سینوسی با فرکانس پائین به حلقه کنترلر سرعت اعمال نمود و بر اساس آن، تنظیم را انجام داد.

➢ تنظیم کنترل کننده سرعت: پیاده سازی دیجیتالی کنترلر PI

- ✓ در پیاده سازی سیستمهای کنترلی طراحی شده، باید از فرم زمان گسسته (دیجیتالی) کنترلرهای PI استفاده نمود.
- ✓ روش های مختلفی برای تبدیل تبدیل لاپلاس به حوزه زمان گسسته وجود دارد.

- ✓ راه حل سر راست تر برای تبدیل کنترل کننده تناسبی-انتگرالی به فرم زمان گسسته، آن است که بخش انتگرالی با استفاده از روابط مناسب (نظیر اویلر برگشتی یا Backward Euler Method) به مقادیر معادل در حوزه زمان گسسته تبدیل شود.
- ✓ با این روش، بخش انتگرالی می تواند با رابطه زیر جایگزین شود:

$$u_I(k) = u_I(k-1) + \Delta T_s e(k)$$

- ✓ و سیگنال خروجی کنترلر PI برابر است:

$$u(k) = K_P e(k) + u_I(k-1) + K_I e(k)$$

- ✓ که در آن:

- e(k)—Input error at step k; processed by the P and I terms
- u(k)—Controller output at step k
- Kp—Proportional gain
- Ki—Integral gain
- ΔT_S —Sampling time (period) [sec]

❑ تنظیم کنترل کننده های درایو

➢ تنظیم کنترل کننده سرعت: پیاده سازی دیجیتالی کنترلر PI

✓ همانطور که اشاره شد، روش های مختلفی برای تبدیل تبدیل لاپلاس به حوزه زمان گسسته وجود دارد.

✓ در حالت کلی، سیگنال کنترلی خروجی کنترلر PI را می توان به صورت زیر نوشت:

$$u(k) = u(k-1) + CC1 \cdot e(k) + CC2 \cdot e(k-1)$$

✓ که ضرایب CC1 و CC2 بسته به نوع تبدیل مورد استفاده از جدول زیر قابل تعیین هستند:

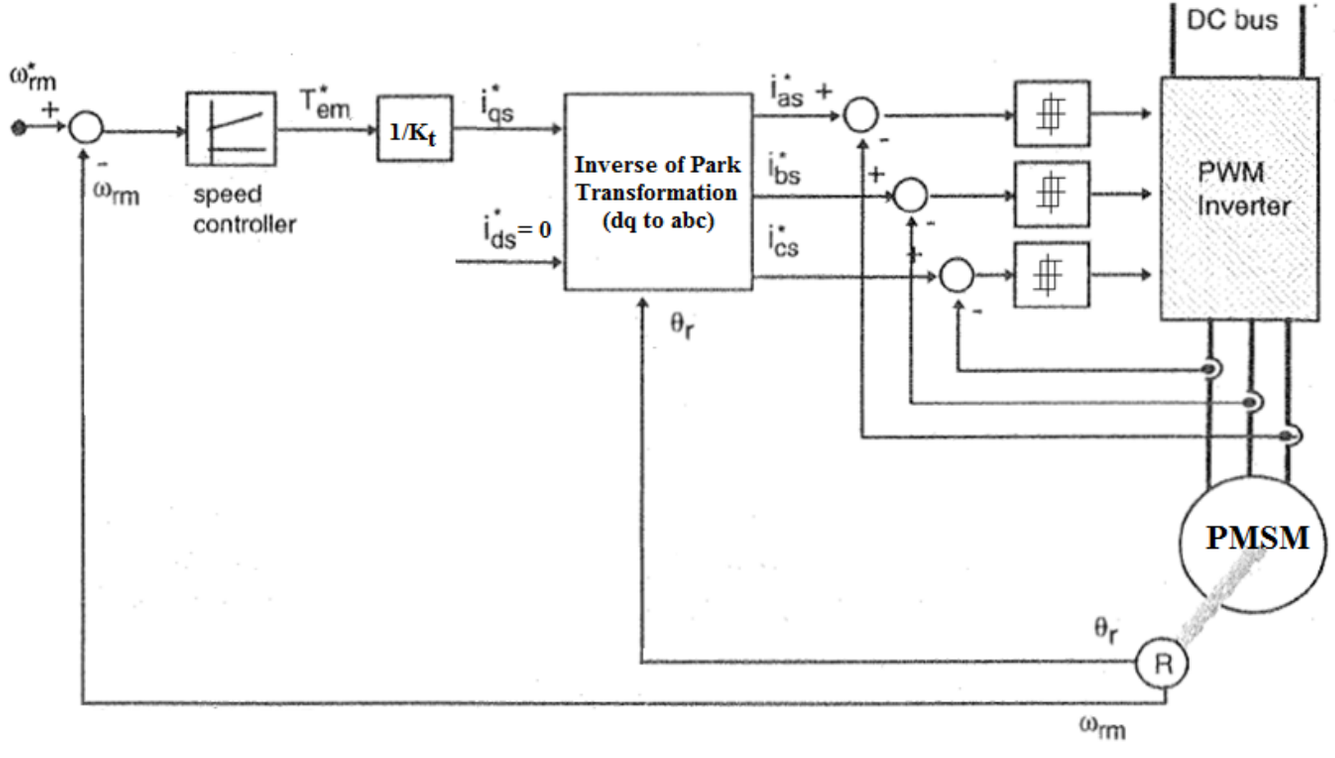
Controller Coefficients	Bilinear transformation	Backward rectangular	Forward rectangular
CC1	$K_P + \frac{K_I \Delta T_S}{2}$	$K_P + K_I \Delta T_S$	K_P
CC2	$-K_P + \frac{K_I \Delta T_S}{2}$	$-K_P$	$-K_P + K_I \Delta T_S$

Where:

- K_P —Proportional gain
- K_I —Integral gain
- T_S —Sampling period

❑ شبیه سازی درایو کنترل برداری PMSM با اینورتر CC-VSI

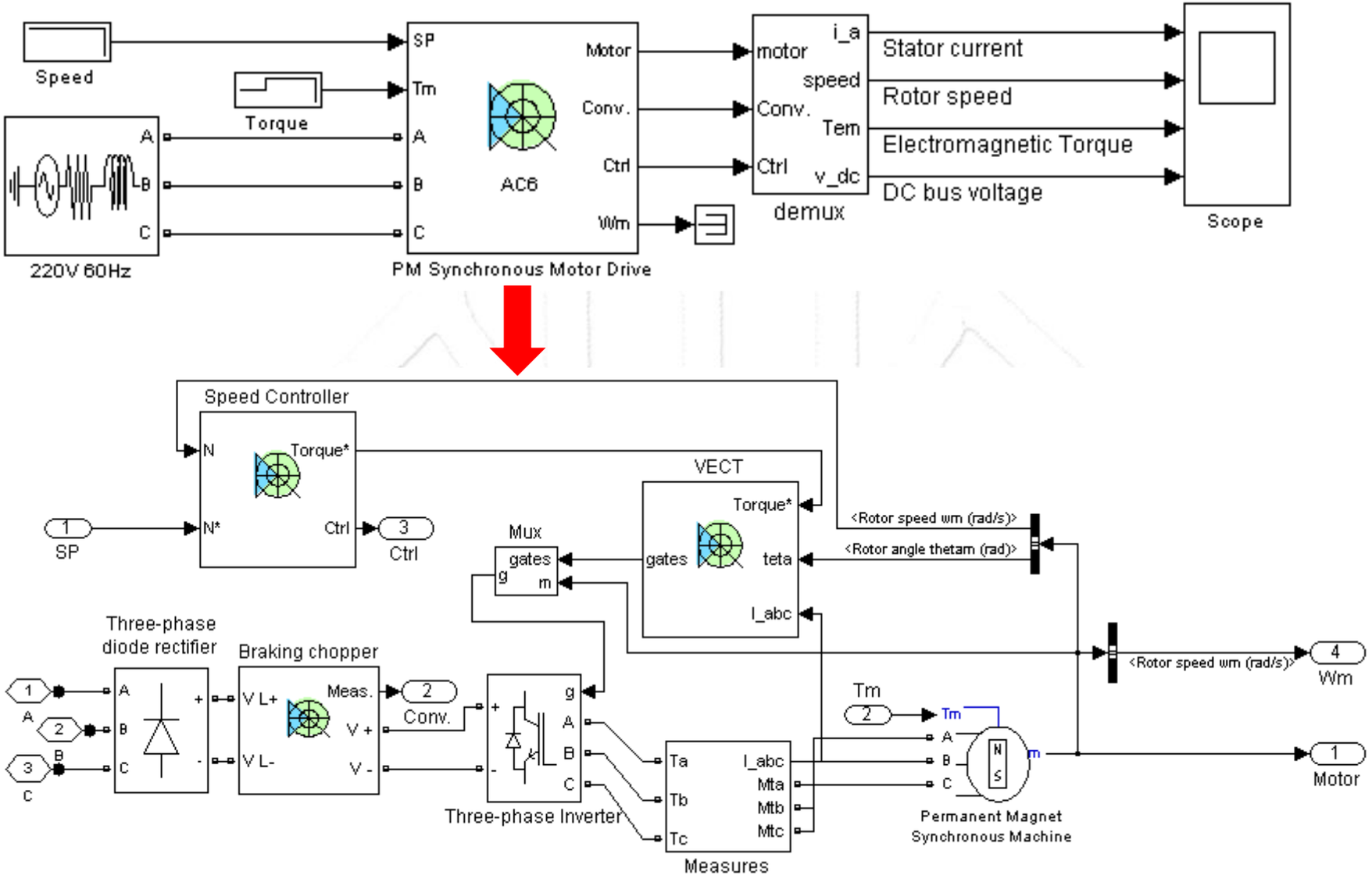
- ✓ مزیت این روش آنست که تنها از یک کنترلر PI استفاده می شود و سه کنترلر هیسترزیس برای کنترل جریان فازها بکار می روند.
- ✓ از مزایای این روش، سادگی محاسبات و پیاده سازی می باشد.
- ✓ اما معایبی همچون فرکانس سوئیچینگ متغیر و ریپل گشتاور بیشتر بخاطر وجود خطای دائمی حالت جریان می باشد.



بلوک دیاگرام سیستم کنترل برداری موتور PMSM با اینورتر VSI کنترل شده با جریان

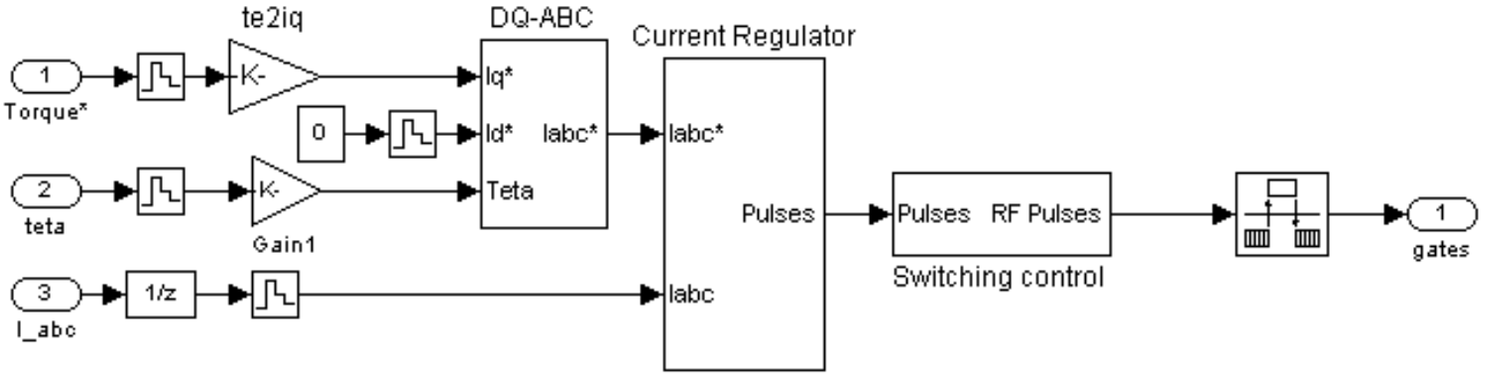
❑ شبیه سازی درایو کنترل برداری PMSM با اینورتر CC-VSI

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

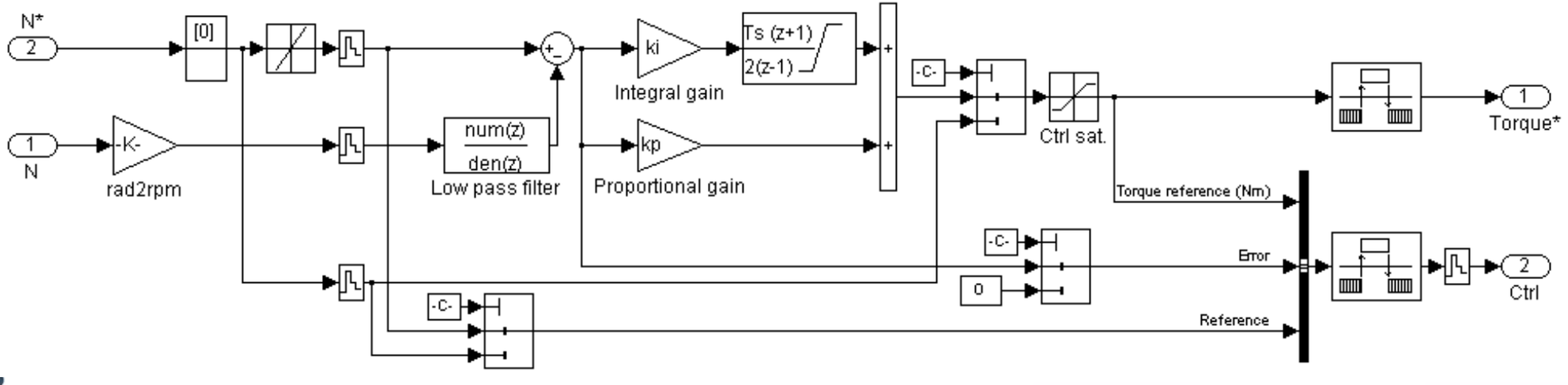


❑ شبیه سازی درایو کنترل برداری PMSM با اینورتر CC-VSI

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

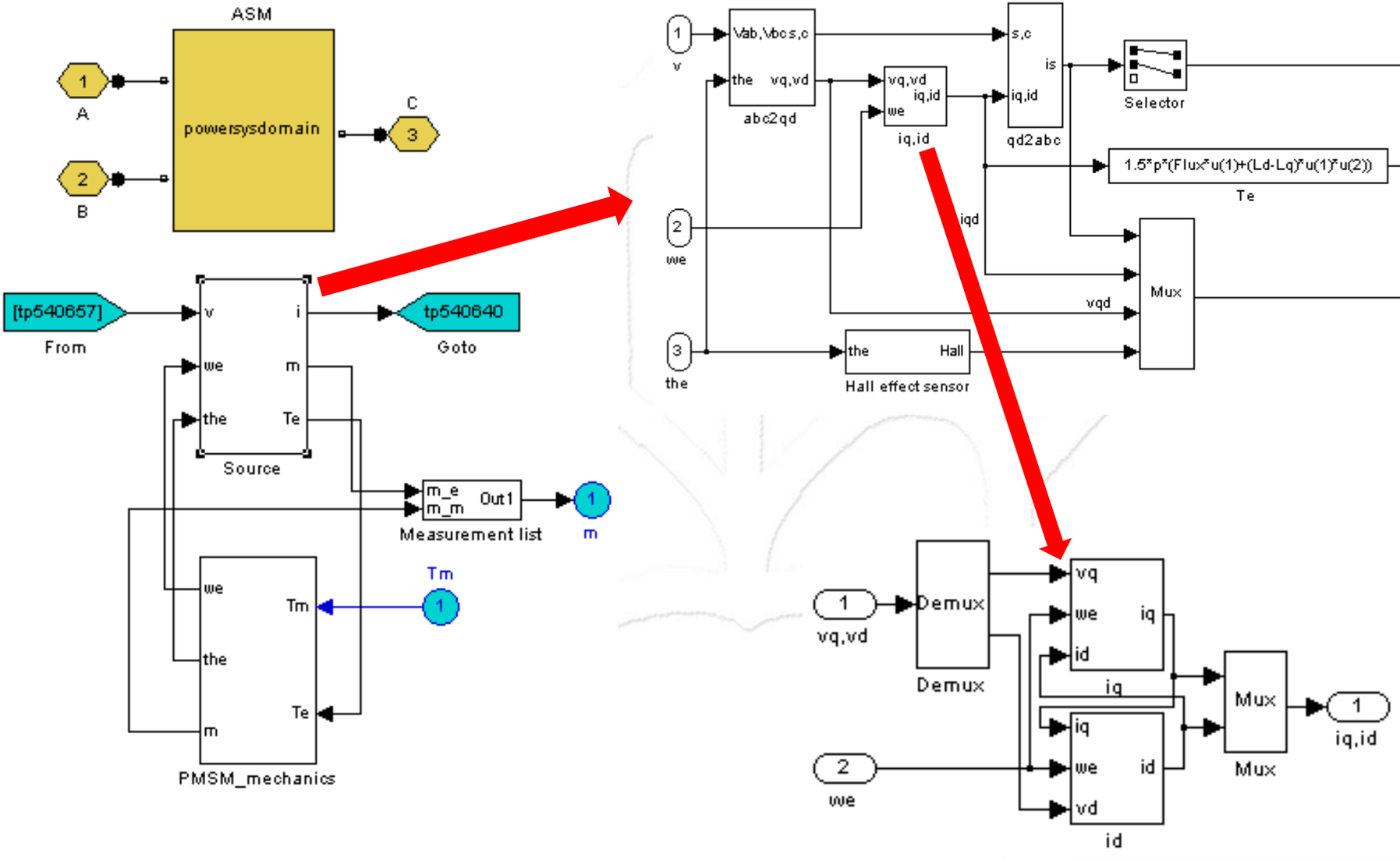


- ✓ تنظیم سرعت نیز بوسیله یک کنترلر PI دیجیتالی انجام می شود.



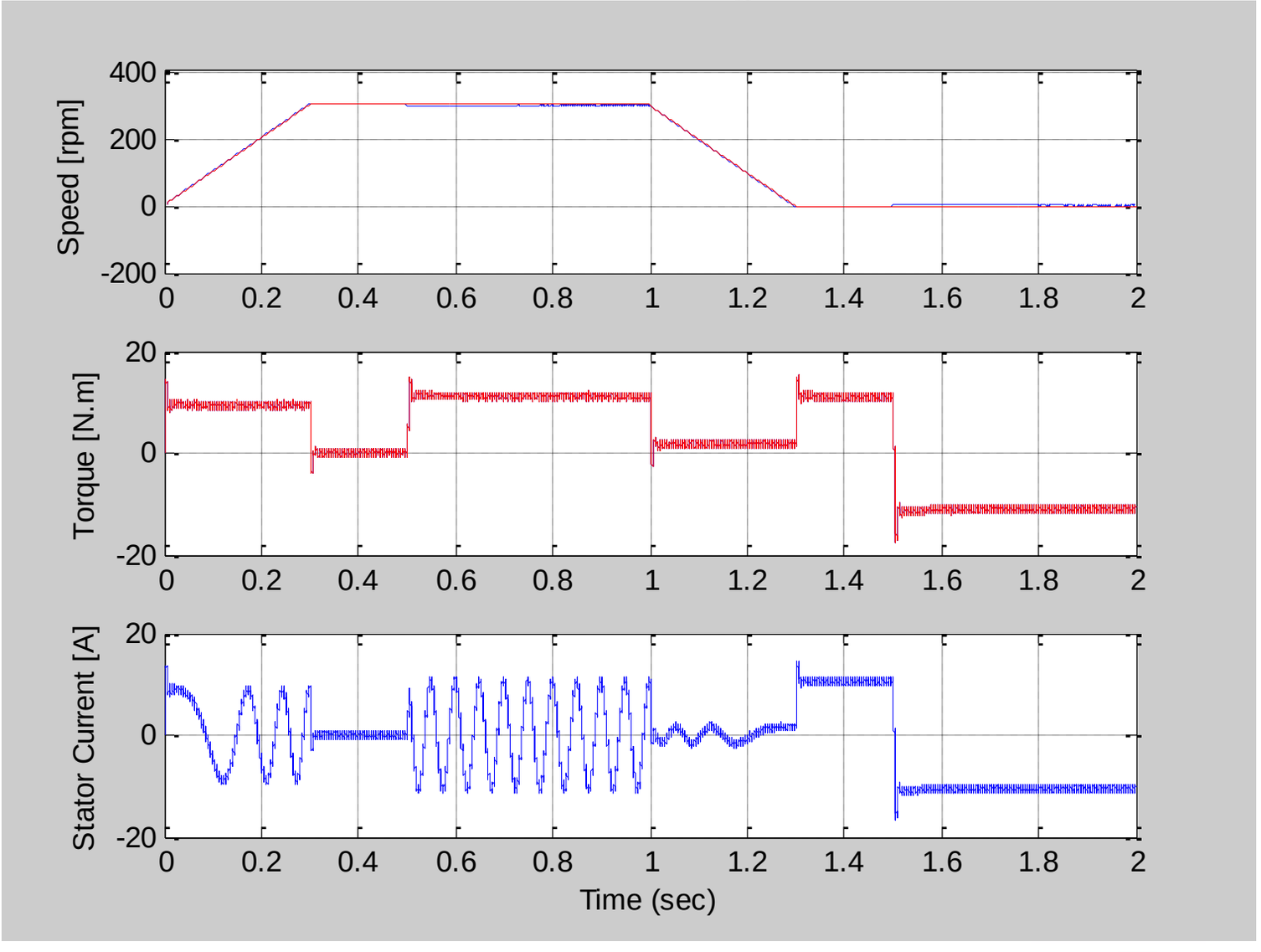
❑ شبیه سازی درایو کنترل برداری PMSM با اینورتر CC-VSI

✓ مدل موتور PMSM نیز دقیقا منطبق بر معادلات داده شده است.



❑ شبیه سازی درایو کنترل برداری PMSM با اینورتر CC-VSI

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



❑ شبیه سازی درایو کنترل برداری PMSM با اینورتر CC-VSI

- ✓ 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..