

کنترل سرعت بدون حسگر موتور القایی تکفاز به روش غیر مستقیم کنترل جهت دار میدان استاتور

سحر احمدزاده قهنویه بی

دانشجوی کارشناسی ارشد مهندسی برق الکترونیک
دانشگاه آزاد اسلامی واحد نجف آباد
sahar_ahmadzadeh@yahoo.com

دکتر ابوالفضل حلوائی

عضو هیئت علمی گروه مهندسی برق
دانشگاه کاشان
halvaei@kashanu.ac.ir

سهیل احمدزاده قهنویه بی

دانشجوی کارشناسی ارشد مهندسی برق قدرت
دانشگاه کاشان
soheil_ahmadzadeh@yahoo.com

چکیده

موتور القایی تکفاز بطور گسترده در آن دسته از کاربرد های سرعت ثابت خانگی مورد استفاده قرار می گیرد ، که معمولا فقط منبع انرژی تکفاز در دسترس باشد. از این رو موتور القایی تکفاز را می توان در دستگاههای تهویه مطبوع، ماشین های ظرفشویی ، خشک کن ، فن ، جارو برقی و ... یافت . روش های کنترل سرعت مختلفی برای موتور های القایی در کاربرد های صنعتی به دلیل مزایای آشکار اقتصادی بکار میرود . کاهش هزینه و بازدهی بالای تجهیزات الکترونیک قدرت و ادوات میکرو الکترونیک باعث شده کاربرد درایو های موتور القایی تکفاز در هر دو زمینه ی مصارف صنعتی و خانگی رشد قابل ملاحظه ای داشته باشد .

در سال های اخیر آزمایشگاههای تحقیقاتی زیادی بر روی درایو های سرعت متغیر و بطور خاص موتور القایی تکفاز متمرکز شده و پیشرفت های قابل ملاحظه ای هم بدست آوردند . توانایی کانورتر های استاتیک کم هزینه ، مصرف اقتصادی انرژی و بهبود کیفیت گشتاور الکترومغناطیسی را در موتور های القایی تکفاز امکان پذیر کرده است . سه نوع توپولوژی میدل الکترونیک قدرت برای اینورتر دو فاز موتور القایی تکفاز وجود دارد ؛ دو ساق ، سه ساق و چهار ساق . در سال های اخیر توپولوژی سه ساق در فاز با پل ترانزیستوری شش اینورتر منبع ولتاژ برای سیستم درایو این موتورها در مقایسه با سایر توپولوژی ها ترجیح داده شده است

واژه های کلیدی: موتور القایی تک فاز ، کنترل سرعت بدون حسگر ، کنترل جهت دار میدان

۱- مقدمه

معادلات مدل موتور القایی تکفاز ، به دلیل اینکه سیم پیچ های اصلی و کمکی استاتور دارای مقاومت ها و اندوکتانس های متفاوت هستند ، پیچیده تر از ماشین های القایی سه فاز است .

اگرچه کاربرد کنترل برداری برای ماشین تکفاز نامتعادل ملاحظات خاصی را می طلبد . به دلیل اینکه مدل ریاضی این نوع ماشین مشابه به ماشین نامتعادل دو فاز می باشد .

بعلاوه کنترل و توپولوژی کانورتر بخصوص بکار گرفته شده به عنوان منبع تغذیه بر اساس اینورتر منبع ولتاژ دو فاز سه ساق با مدلاسیون پهنای باند سینوسی ، استوار است .

مدل دینامیکی برای موتور القایی تک فاز در قاب مرجع ساکن به کمک معادلات زیر توصیف می شود :

$$v_{sd}^s = R_{sd}i_{sd}^s + \frac{d\phi_{sd}^s}{dt} \quad (1)$$

$$v_{sq}^s = R_{sq}i_{sq}^s + \frac{d\phi_{sq}^s}{dt} \quad (2)$$

$$0 = R_r i_{rd}^s + \frac{d\phi_{rd}^s}{dt} + \omega_r \phi_{rq}^s \quad (3)$$

$$0 = R_r i_{rq}^s + \frac{d\phi_{rq}^s}{dt} - \omega_r \phi_{rd}^s \quad (4)$$

$$\phi_{sd}^s = L_{sd}i_{sd}^s + M_{srd}i_{rd}^s \quad (5)$$

$$\phi_{sq}^s = L_{sq}i_{sq}^s + M_{srq}i_{rq}^s \quad (6)$$

$$\phi_{rd}^s = L_r i_{rd}^s + M_{srd}i_{sd}^s \quad (7)$$

$$\phi_{rq}^s = L_r i_{rq}^s + M_{srq}i_{sq}^s \quad (8)$$

$$T_e = n_p (M_{srq}i_{sq}^s i_{rd}^s - M_{srd}i_{sd}^s i_{rq}^s) \quad (9)$$

$$\frac{d\phi_{s1}^a}{dt} + \frac{1}{\tau_r} \phi_{s1}^a + j(\omega_a - \omega_r) \phi_{s1}^a = \frac{L_{sd}}{\tau_r} i_{s1}^a + \sigma_d L_{sd} \frac{di_{s1}^a}{dt} + j(\omega_a - \omega_r) \sigma_d L_{sd} i_{s1}^a + \zeta_s^a \quad (22)$$

که در آن ؛

$$\sigma_d = 1 - \frac{M_{srd}^2}{L_{sd} L_r} \quad \sigma_q = 1 - \frac{M_{srq}^2}{L_{sq} L_r} \quad \tau_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (23)$$

$$\phi_{s1}^a = \phi_{sd1}^a + j\phi_{sq1}^a = (\phi_{sd1}^s + j\phi_{sq1}^s) e^{-j\delta_a} \quad (24)$$

$$i_{s1}^a = i_{sd1}^a + j i_{sq1}^a = (i_{sd1}^s + j i_{sq1}^s) e^{-j\delta_a} \quad (24)$$

$$\zeta_s^a = (k^2 L_{sq} - L_{sd}) \left[\left(\omega_r + j \frac{1}{\tau_r} \right) i_{sq1}^s + j \frac{di_{sq1}^s}{dt} \right] e^{-j\delta_a} \quad (25)$$

با انتخاب قاب مرجع پیوند داده شده با شار استاتور ، محور d منطبق بر جهت مطلوب شار استاتور خواهد بود .

بنا بر این در این قاب دوار سنکرون ، معادلات به فرم زیر خواهند بود که در بالانویس sf به معنای شار استاتور^۲ می باشد :

$$\frac{d\phi_{s1}}{dt} + \frac{1}{\tau_r} \phi_{s1} = \frac{L_{sd}}{\tau_r} i_{sd1}^{sf} + \sigma_d L_{sd} \frac{di_{sd1}^{sf}}{dt} - \omega_{sl} \sigma_d L_{sd} i_{sq1}^{sf} + \zeta_d^{sf} \quad (26)$$

$$\omega_{sl} \phi_{s1} = \frac{L_{sd}}{\tau_r} i_{sq1}^{sf} + \sigma_d L_{sd} \frac{di_{sq1}^{sf}}{dt} + \omega_{sl} \sigma_d L_{sd} i_{sd1}^{sf} + \zeta_q^{sf} \quad (27)$$

توجه به این نکته حائز اهمیت است که ، مدل شار استاتور در روابط فوق و معادله گشتاور ارائه شده از قبل دارای ترم های اضافی هستند .

$$\zeta_d^{sf}, \zeta_q^{sf}, \Delta T$$

که نشان دهنده ی نامتقارنی در ماشین می باشد. این ترم ها به جمله

$$k^2 L_{sq} - L_{sd}$$

بستگی دارند . با فرض اینکه این ترم های اضافی قابل صرف نظر اند ، مدل بصورت متقارن استفاده می شود . اگر شار استاتور و گشتاور الکترومغناطیسی را به عنوان مرجع های کنترلی در نظر بگیریم ، معادلات اخیر به صورت زیر قابل بازنویسی می باشند :

$$i_{sd1}^{sf*} = \frac{(\tau_r s + 1) \phi_{s1}^* + \tau_r \sigma_d L_{sd} i_{sq1}^{sf*} \omega_{sl}}{(1 + \sigma_d \tau_r s) L_{sd}} \quad (28)$$

$$i_{sq1}^{sf*} = \frac{T_e^*}{n_p \phi_{s1}^*} \quad (29)$$

$$\omega_{sl}^* = \frac{\frac{L_{sd}}{\tau_r} (1 + \sigma_d \tau_r s) i_{sq1}^{sf*}}{\phi_{s1}^* - \sigma_d L_{sd} i_{sd1}^{sf*}} \quad (30)$$

که در آن S عملگر مشتق گیر است .

معادلات فوق ، مدل ماشین القایی دو فاز نامتعادل را ارائه می دهد . چراکه در آن مقاومت ها و اندوکتانس های سیم پیچ های اصلی و کمکی باهم نا برابرند . این عدم تقارن باعث بوجود آمدن یک ترم نوسانی در گشتاور الکترومغناطیسی می شود . همین طور که در رفرنس ۵ آمده است ، برای ایجاد مدل متقارن در اینجا نیز ، اندوکتانس- های متقابل جهت تعریف ماتریس تبدیل برای متغیر های استاتور به کار گرفته شده است . این تبدیلات به صورت زیر داده شده است : [1]

$$\begin{bmatrix} i_{sd1}^s \\ i_{sq1}^s \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} i_{sd1}^s \\ i_{sq1}^s \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} v_{sd1}^s \\ v_{sq1}^s \end{bmatrix} = T^{-1} \begin{bmatrix} v_{sd1}^s \\ v_{sq1}^s \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd1}^s \\ \phi_{sq1}^s \end{bmatrix} = T^{-1} \begin{bmatrix} \phi_{sd1}^s \\ \phi_{sq1}^s \end{bmatrix}$$

$$T = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & k \end{bmatrix} \quad k = \frac{M_{srd}}{M_{srq}} \quad (10)$$

بنا بر این معادلات فوق در قاب مرجع استاتور به فرم زیر حاصل میشوند:

$$v_{sd1}^s = R_{sd} i_{sd1}^s + \frac{d\phi_{sd1}^s}{dt} \quad (11)$$

$$v_{sq1}^s = R_{sd} i_{sq1}^s + \frac{d\phi_{sq1}^s}{dt} + (k^2 R_{sq} - R_{sd}) i_{sq1}^s \quad (12)$$

$$0 = R_r i_{rd}^s + \frac{d\phi_{rd}^s}{dt} + \omega_r \phi_{rq}^s \quad (13)$$

$$0 = R_r i_{rq}^s + \frac{d\phi_{rq}^s}{dt} - \omega_r \phi_{rd}^s \quad (14)$$

$$\phi_{sd1}^s = L_{sd} i_{sd1}^s + M_{srd} i_{rd}^s \quad (15)$$

$$\phi_{sq1}^s = L_{sd} i_{sq1}^s + M_{srd} i_{rq}^s + (k^2 L_{sq} - L_{sd}) i_{sq1}^s \quad (16)$$

$$\phi_{rd}^s = L_r i_{rd}^s + M_{srd} i_{sd1}^s \quad (17)$$

$$\phi_{rq}^s = L_r i_{rq}^s + M_{srd} i_{sq1}^s \quad (18)$$

$$T_e = n_p M_{srd} (i_{sq1}^s i_{rd}^s - i_{sd1}^s i_{rq}^s) \quad (19)$$

۲- کنترل برداری غیر مستقیم شار استاتور :

به کمک روابط فوق گشتاور الکترومغناطیسی به صورت تابعی از شارها و جریان های استاتور تعریف می شود :

$$T_e = n_p (\phi_{sd1}^s i_{sq1}^s - \phi_{sq1}^s i_{sd1}^s + \Delta T) \quad (20)$$

که در آن :

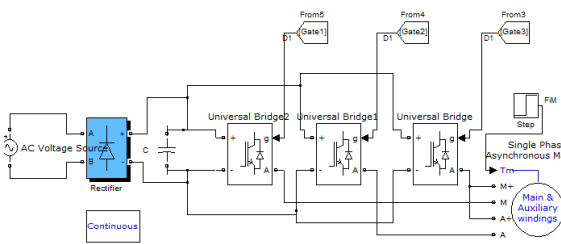
$$\Delta T = (k^2 L_{sq} - L_{sd}) i_{sq1}^s i_{sd1}^s \quad (21)$$

به طریق مشابه ما می توانیم مدل دینامیکی که شار استاتور را به جریان های استاتور مرتبط می کند را اندازه گیری کنیم . [2]
مدل برداری برای کنترل شار استاتور در قاب دلخواه به صورت زیر نوشته شده که در آن بالا نویس α به معنای دلخواه^۱ می باشد :

² Stator Flux

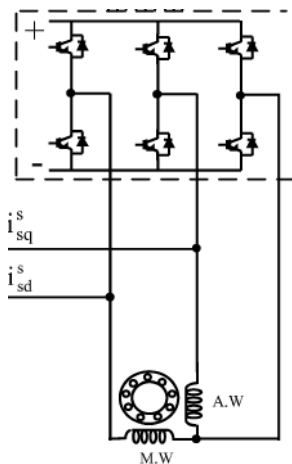
¹ Arbitrary

اما ما به اینورتر سه ساق دوفاز احتیاج داریم که سه ولتاژ برای PWM آن نیاز است به همین دلیل از سه اینورتر تک ساق استفاده می کنیم که هر کدام دارای یک ورودی گیت هستند. بنابراین به سه ورودی گیت دسترسی پیدا خواهیم کرد. در نهایت از یک سلکتور در خروجی موتور استفاده شده تا بتوانیم پارامترهای سیم پیچ اصلی و کمکی موتور را در قسمت های دیگر به کار بندیم.



شکل ۶- بلوک دیاگرام موتور و اینورترهای تک ساق

نحوه ی اتصال اینورترها به موتور همانند مداری است که در شکل رسم شده است. همان طور که در شکل زیر دیده می شود یک سر از سیم پیچی های اصلی و کمکی موتور به هر نیم پل متصل شده است. سر دیگر سیم پیچی های اصلی و کمکی به یکدیگر متصل شده و به نیم پل سوم وصل شده است.

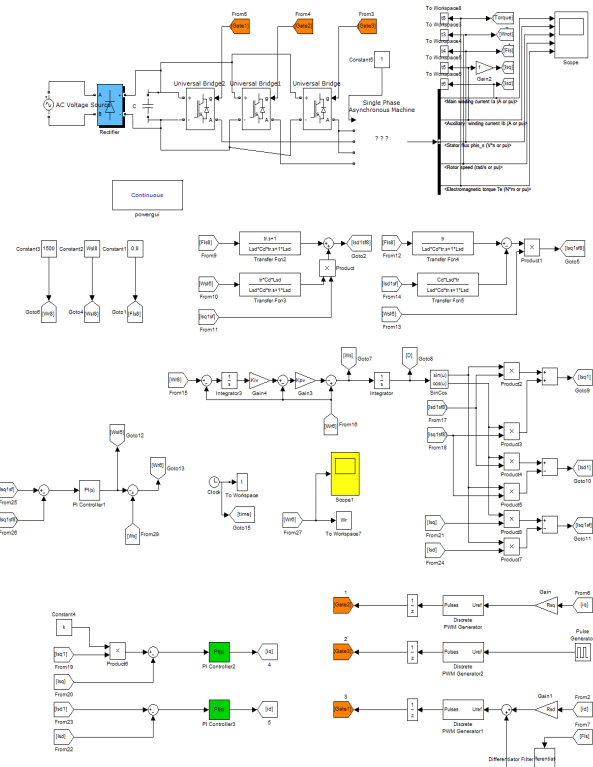


شکل ۷- نحوه ی اتصال سیم پیچ های اصلی و کمکی به اینورتر

در اینورتر سه ساق، دو ساق کنترل ولتاژ سیم پیچی های اصلی و کمکی موتور القایی تک فاز را بر عهده دارد و ساق سوم مقدار ولتاژ مرجع را کنترل می کند. در تست عملی سیگنال های PWM اینورتر سه ساق دو فاز به صورت زیر اعمال شده است:

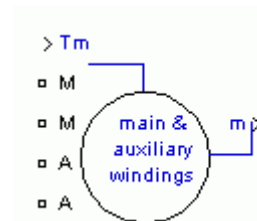
- (۱) برای ساق ۱ دوره وظیفه PWM بر مبنای مقدار $V_{sd,ref}$
- (۲) برای ساق ۲ دوره وظیفه PWM بر مبنای مقدار $V_{sq,ref}$ و
- (۳) برای ساق ۳ دوره وظیفه PWM مقداری ثابت و برابر با ۰.۵. برای تامین ولتاژ مرجع صفر در نظر گرفته شده است.

جریان های I_{sq} و I_{sd} جریان های اندازه گیری شده از موتور هستند که مستقیماً از موتور اندازه گیری می شوند و جریان های I_{sq1} و I_{sd1}



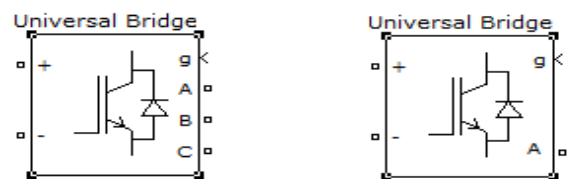
شکل ۳- بلوک دیاگرام کنترل سرعت بدون حسگر سرعت در سیمولینک متلب

در ادامه مدل ماشین القایی تکفاز را در نرم افزار MATLAB پیاده سازی می کنیم. مدل های مختلفی برای این منظور در نرم افزار موجود است ولی به دلیل اینکه موضوع مورد بررسی در این مقاله کنترل غیر مستقیم استاتور می باشد مدلی را انتخاب می کنیم که در آن سیم پیچ های اصلی و کمکی مشخص شده باشد؛ مدل موتور القایی تک فاز در زیر آمده است:

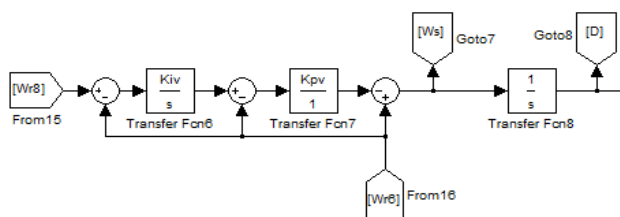


شکل ۴- مدل موتور القایی تک فاز به همراه سیم پیچ های اصلی و کمکی

در ماشین القایی تک فاز از اینورتر سه ساق شش سوییچه ی دو فاز استفاده شده است. اما چون در نرم افزار اینورترهای شش سوییچه سه فاز هستند بنابر این تنها دارای یک ورودی گیت هستند که ولتاژ سه فاز V_{abc} به آن متصل می شود، ما از سه اینورتر تک ساق ۲ سوییچه استفاده می کنیم.



شکل ۵- اینورترهای تک ساق و سه ساق در سیمولینک متلب



شکل ۹- بلوک دیاگرام سرعت زاویه ای تخمینی

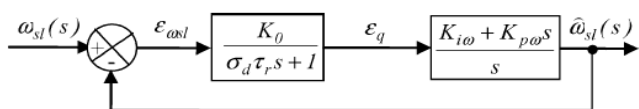
در این بلوک دیاگرام از یک کنترل کننده ی تناسبی سرعت به علاوه یک کنترل کننده ی انتگرالی سرعت به جای یک کنترل کننده ی تناسبی - انتگرالی سرعت استفاده شده است . دلیل این موضوع آنست که صفر جاسازی شده در تابع تبدیل حلقه بسته توسط کنترل کننده ی تناسبی - انتگرالی سرعت در مورد تابع تبدیل تناسبی بعلاوه انتگرالی ظاهر نمی شود . بنابراین کنترل کننده ی سرعت تناسبی بعلاوه انتگرالی بکار رفته شده در اینجا به پاسخی بدون فراجهش (Overshoot) برای تغییرات پله ای در سرعت مرجع با ضریب میرایی (ζ) مساوی یک منجر می شود . سرعت تخمین زده شده ی روتور با توجه رابطه ی زیر به دست می آید :

$$s\epsilon_q = -\frac{1}{\sigma_d \tau_r} \epsilon_q - \frac{\phi_{s1}^*}{\sigma_d L_{sd}} \epsilon_{\omega sl} + i_{sd1}^{sf*} \epsilon_{\omega sl} \quad (45)$$

که در آن ؛

$$\epsilon_{\omega sl} = \omega_{sl} - \hat{\omega}_{sl} \quad \epsilon_q = i_{sq1}^{sf*} - i_{sq1}^{sf}$$

با توجه به روابط فوق بلوک دیاگرام زیر حاصل می شود :



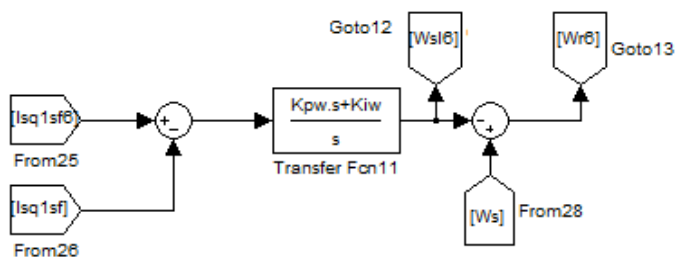
شکل ۱۰- بلوک دیاگرام سرعت زاویه ای لغزش

که در آن ؛

$$K_0 = -\frac{\tau_r}{L_{sd}} (\phi_{s1}^* - \sigma_d L_{sd} i_{sd10}) \quad (46)$$

$$\frac{\epsilon_q(s)}{\epsilon_{\omega sl}(s)} = \frac{K_0}{\sigma_d \tau_r s + 1} \quad (47)$$

در نهایت سرعت تخمین زده شده بدست می آید که مدل سازی آن در زیر آورده شده است :



شکل ۱۱- بلوک دیاگرام کنترل سرعت بدون حسگر موتور القایی تکفاز

مقادیر مرجع مدل متقارن موتور القایی تکفاز می باشند . که در ادامه به چگونگی محاسبه ی آنها می پردازیم .
با توجه به رابطه ی ؛

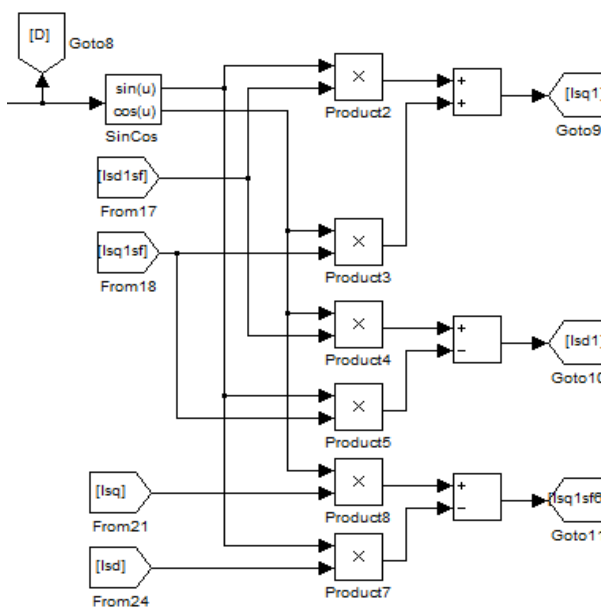
$$i_{s1}^a = i_{sd1}^a + j i_{sq1}^a = (i_{sd1}^s + j i_{sq1}^s) e^{-j\delta_a} \quad (43)$$

می توان بیان نمود که با دانستن موقعیت روتور در قاب دلخواه (δ_a) و جریان های Isd1 و Isq1 در قاب مرجع ساکن می توان جریان های Isd1 و Isq1 در قاب دلخواه به دست آورد . برای این منظور عبارت نمایی را به مجموع سینوس و کسینوس قسمت های حقیقی و موهومی بسط می دهیم :

$$e^{-j\theta} = \cos \theta - j \sin \theta \quad (44)$$

از برابر قرار دادن قسمت های حقیقی و موهومی ، جریان های Isd1 و Isq1 در قاب دلخواه به دست می آیند.

همان طور که بیان شد ، مدل سازی جریان های Isd1 و Isq1 در قاب دلخواه در شکل زیر نشان داده شده است :



شکل ۸- بلوک دیاگرام جریان های Isq1 و Isd1

که در این بلوک دیاگرام D همان موقعیت روتور در قاب دلخواه (δ_a) است که با انتگرال گیری از سرعت همانند بلوک دیاگرام مرجع مقاله به دست آمده است . در این مقاله از بالانویس (*) برای مقادیر مرجع و بالانویس (^) برای مقادیر تخمین زده شده استفاده شده است . برای این منظور در زبان برنامه نویسی برای انتخاب این متغیر ها سعی نموده تا از (8) برای تعریف متغیر های مقادیر مرجع و از (6) برای تعریف متغیر های مقادیر تخمین زده شده استفاده شود . مع الوصف در بلوک دیاگرام زیر نیز Wr6 و Wr8 به ترتیب نشان دهنده ی سرعت مرجع روتور و سرعت تخمین زده شده ی روتور هستند که در شکل زیر مشاهده می شود :

۶- مراجع

- [1] M. R. Correa, C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, and E. R. C. da Silva, "Rotor-flux-oriented control of a single-phase induction motor drive," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 47, no. 4, pp. 832–841, Aug. 2000.
- [2] F. Blaabjerg, F. Lungeanu, K. Skaug, and M. Tonnes, "Two-phase induction motor drives," *IEEE Trans. Ind. Appl. Mag.*, vol. 10, no. 4, pp. 24–32, Jul./Aug. 2004.
- [3] T. A. Lettenmaier, D. W. Novotny, and T. A. Lipo, "Single-phase induction motor with an electronically controlled capacitor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, no. 1, pp. 38–43, Jan./Feb. 1991.
- [4] S. Reicy and S. Vaez-Zadeh, "Vector control of single-phase induction machine with maximum torque operation," in *Proc. ISIE*, 2005, vol. 3, pp. 923–928.

مقادیر پارامترها با توجه به جدول ۱ و ۲ در زیر آمده است :

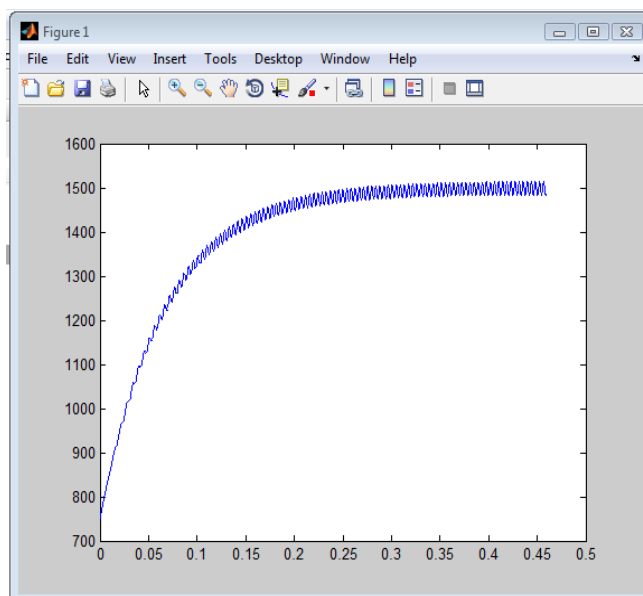
R_{sd}	2.473 Ω	Rated power	1.1 kW
R_{sq}	6.274 Ω	Rated voltage	220 V
R_r	5.514 Ω	Rated current	5.1 A
L_{sd}	0.0904 H	Rated frequency	50 Hz
L_{sq}	0.1099 H	Number of pole pairs	2
L_r	0.0904 H	Rated speed	1430 r/min
M_{srd}	0.0817 H	M_{srq}	0.0715 H
J	$0.9 \cdot 10^{-3} \text{ kg.m}^2$	f	$1.2 \cdot 10^{-3} \text{ N.m.s.rad}^{-1}$

جدول ۱ - مقادیر پارامترهای ماشین

PI d-q axis current controller	k_{ii}	30	k_{ip}	5
IP speed controller	k_{iv}	15	k_{pv}	2
PI slip angular frequency controller	$k_{i\omega}$	23	$k_{p\omega}$	11

جدول ۲ - مقادیر پارامترهای کنترل کننده ی تناسبی انتگرالی

ما در این مقاله با بهینه کردن مقادیر پارامترهای انتگرال گیر سرعت توانستیم پاسخ سرعت را با حداقل زمان صعود و تعیرات کم نسبت به ورودی پله ای دنبال کنیم .



شکل ۱۲ - منحنی تقریب سرعت موتور