

تحليل مراقب الفيض المغناطيسي لنظم التحكم بالمحرك التحريضي بدون حساسات باستخدام النماذج المبسطة للمحرك.

الدكتور محسن داود*

(تاريخ الإيداع 23 / 8 / 2010. قُبل للنشر في 14 / 12 / 2010)

□ ملخص □

إن تنفيذ التحكم بدون حساسات بالمحركات التحريضية يتطلب أن يكون الفيض المتشابك في المحرك معلوماً، وبما أن قياس الفيض المتشابك صعب ومكلف، فيمكن تقديره عبر قياس جهد التغذية والتيار المسحوب والسرعة الزاوية بدلاً من عملية القياس المباشر.

بعد المناقشة العامة للنموذج الكامل للمحرك التحريضي بالإضافة للنماذج المبسطة، تم إعطاء مدخل لتقدير الفيض المغناطيسي، مع افتراض تيار الدوار معدوم.

إن نماذج مراقبة الفيض المتشابك في هذا البحث هي في الأساس نماذج مراقبة فيض الثابت، باعتبار أن تقدير فيض الثابت عملياً هو الأكثر استخداماً. لقد افترضنا في البحث أن تيار الدوار معدوم أي أن المحرك يعمل بدون حمل. بعدئذ تمت دراسة وحساب الفيض المقدر لنماذج مراقبة الفيض المتشابك بواسطة نماذج Matlab/simulink.

الكلمات المفتاحية: المحرك التحريضي، التحكم بدون حساسات، مراقب الفيض.

* أستاذ مساعد - قسم هندسة الميكاترونك - كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية - جامعة تشرين - اللاذقية - سورية.

Analyzing Flux Observers of Induction Motor Sensorless Control Systems Using Simplified Motor Models

Dr. Mohsen Daoud*

(Received 23 / 8 / 2010. Accepted 14 / 12 / 2010)

□ ABSTRACT □

In order to realize induction motor sensorless control the flux linkage of the motor must be known. It is, however, expensive and difficult to measure the flux. Instead, the flux can be *estimated* based on measurements of voltage, current and angular velocity. After a general discussion on the induction motor complete model as well as simplified models, an introduction to flux estimation is given, with the assumption that rotor current is zero.

The estimators discussed in this paper are mainly stator flux estimators, since stator flux control is mostly used. Throughout this paper, it is assumed that the rotor current is zero, meaning that the induction motors is running at no load. After that, the investigation of induction motor estimated stator flux was performed by Matlab/simulink models.

Key words: Induction motor, sensorless control systems, flux observer.

*Associate Professor, Mechatronics Engineering Department, Faculty of Mechanical and Electrical Engineering, Tishreen University, Lattakia, Syria.

مقدمة:

إن الاستخدام الأكبر للمحركات الكهربائية التحريضية يكون في دارات القيادة ذات السرعة الثابتة، لكن خلال العقدين الأخيرين أصبح بالإمكان الحصول على سرعات متغيرة لتلك المحركات بفضل استخدام التجهيزات الجديدة لأنصاف النواقل.

يتم الحصول على السرعات المتغيرة للمحرك التحريضي بواسطة مبدلات التردد ذات الحلقة المفتوحة. إن التغير في عزم الحموله سيؤدي إلى تغير في سرعة الدوار وبالتالي فإن أهم ما يميز تلك المحركات الأداء الديناميكي الضعيف والمشاكل العامة كالاhtزازات.

تتطلب الميزات المرغوبة لنظم القيادة (التسارع العالي، الكبح السريع، العكس السريع للسرعات والسرعات الثابتة المستقلة عن تغيرات الحمل) العمل السريع والتحكم الدقيق بالعزم في منطقة السرعات المنخفضة.

يمكن الحصول على تلك الميزات بشكل كامل بواسطة التحكم الشعاعي بالمحركات التحريضية [1]. إلا أنه تظهر هنا مشكلة قياس سرعة الدوار للمحرك التحريضي وذلك باستخدام حساس للسرعة (المشفر التزايدى، المحلل). إن ثمن حساس السرعة للمحركات باستطاعات أقل من 10kW يساوي ثمن المحرك نفسه وأيضاً تركيب الحساس في دارات التحكم بالمحركات التحريضية قد يعاني من مشاكل عديدة في بعض التطبيقات. إن نظام (التحكم بدون حساسات) الذي يوفر تقدير السرعة عوضاً عن قياسها يساهم في تخفيض كلفة، وتعقيد دارات القيادة، إلا أنه يتطلب تقدير الفيض المغناطيسي في كافة الأحوال.

من أجل الوصول إلى استجابة سريعة وتحكم دقيق في المحركات التحريضية يجب معرفة الفيض المتشابك الذي يتم تقديره اعتماداً على قياس الجهد، التيار، السرعة الزاوية. إن طرق التحكم بالمحركات التحريضية عديدة منها ما يعتمد على التحكم بفيض الثابت، بينما تعتمد الأخرى على التحكم بفيض الدوار [2,3].

أهمية البحث وأهدافه:

إن هدف البحث هو تحليل نماذج مراقب الفيض المغناطيسي للمحرك التحريضي، باستخدام النماذج المبسطة للمحرك عندما يكون تيار الدوار معدوم (حالة اللاحمل) وذلك بهدف جلاء العديد من الألغاز المخفية لمراقب الفيض المتشابك و توفير المعرفة التي تمكننا من الحصول على مراقب فيض متشابك لا يعاني من مشكلة الانزياح الناتجة عن وجود المكامل ومشاكل الحساسية للضجيج والخطأ في بارامترات المراقب.

طرائق البحث ومواده:

تم إنجاز البحث بالاعتماد على النماذج الرياضية المختلفة للمحرك التحريضي، واستخدام طريقة فراغ الحالة في دراسة تحليل نماذج مراقب الفيض المغناطيسي، وتم استخدام طريقة محاكاة تلك النماذج بواسطة Matlab simulink /Package لحساب الفيض المتشابك والفيض المقدر عند شروط مختلفة.

النتائج والمناقشة:

1- النموذج الديناميكي للمحرك التحريضي

تكتب المعادلات الشعاعية العائدة لتيارات الثابت والدوار والفيوض المتشابكة، بما في ذلك التحريضيات التسريعية [4] للمحرك التحريضي بالشكل:

$$\begin{aligned}\Psi_s^T &= (L_{sl} + L_m) \mathbf{i}_s^T + L_m \mathbf{i}_r^T \\ \Psi_r^T &= L_m \mathbf{i}_s^T + (L_{rl} + L_m) \mathbf{i}_r^T\end{aligned}\quad (1)$$

حيث: Ψ_s - الفيض المغناطيسي للثابت، i_s - تيار الثابت، Ψ_r - الفيض المغناطيسي للدوار، i_r - تيار الدوار، L_{sl} - التحريضية التسريعية لملف الثابت، L_{rl} - التحريضية التسريعية لملف الدوار، L_m - التحريضية المغنطة. وتسمى المعادلة (1) بالنموذج T حيث يشار لبارامترات النموذج بالدليل T. يمكن ترتيب جملة المعادلات السابقة بجملة معادلات ذات تحريضية تسريعية واحدة L_L ، توافق ما يسمى بالنموذج G والتي نكتب بالشكل:

$$\Psi_s = L_M (i_s + i_r) \quad (2)$$

$$\Psi_r = \Psi_s + L_L i_r \quad (3)$$

إن المعادلات التفاضلية الشعاعية لفيض الثابت ψ_s ، وفيض الدوار ψ_r ومعادلة الحمولة تكون:

$$\frac{d\psi_s}{dt} = U_s - R_s i_s \quad (4)$$

$$\frac{d\psi_r}{dt} = j Z_p \omega \Psi_r - R_r i_r \quad (5)$$

$$j \frac{d\omega}{dt} = T - T_{load} \quad (6)$$

حيث ω السرعة الزاوية للدوار.

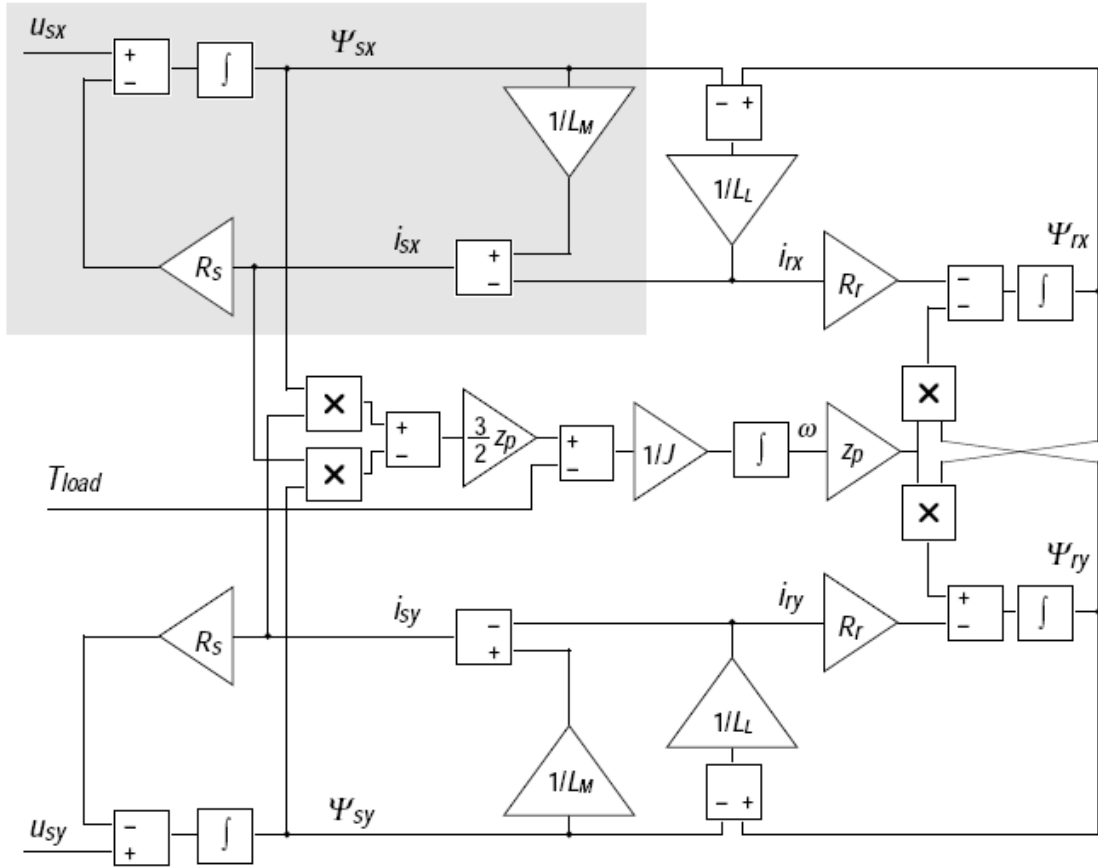
وهنا نختار طويلة شعاع الجهد مساوية لقيمة مطال الجهد الطوري وطويلة شعاع التيار مساوية للقيمة الأعظمية لتيار الخط.

يمكن التعبير عن عزم المحرك بالشكل:

$$T = \frac{3}{2} z_p \Im(\Psi_s^* \mathbf{i}_s) = \frac{3}{2} z_p \Im(\mathbf{i}_r^* \Psi_s) = \frac{3}{2} z_p \Im(\mathbf{i}_r^* \Psi_r)$$

حيث Z_p عدد أزواج الأقطاب.

يبين الشكل (1) المخطط الصندوقي للنموذج G المعبر عن المعادلات (6)-(2)، حيث يشير الجزء العلوي للمخطط إلى القسم الحقيقي للمعادلات الشعاعية، ويشير الجزء السفلي إلى جزئها التخيلي.



Motor model

الشكل (1) المخطط الصندوقي للنموذج G

يمكن كتابة النموذج G على هيئة أشعة مصفوفات بالشكل:

$$\frac{d\Psi}{dt} = A(\omega) \cdot \Psi + Bu_s \quad (7)$$

$$i_s = C \cdot \Psi \quad (8)$$

$$A(\omega) = \begin{bmatrix} -R_s \left(\frac{1}{L_M} + \frac{1}{L_L} \right) & \frac{R_s}{L_L} \\ \frac{R_r}{L_L} & -\frac{R_r}{L_L} + J \cdot Z_P \cdot \omega \end{bmatrix} \quad \text{حيث}$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_M} + \frac{1}{L_L} & -\frac{1}{L_L} \end{bmatrix}$$

$$\Psi = \begin{bmatrix} \Psi_s \\ \Psi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Psi_{sx} + j \Psi_{sy} \\ \Psi_{rx} + j \Psi_{ry} \end{bmatrix}$$

نلاحظ أن المعادلة (7) هي معادلة غير خطية، عندما تتغير السرعة الزاوية ω .

يقود الإشباع المغناطيسي إلى التغير في التحريضات، وتتغير المقاومات مع التغير في درجات الحرارة لنحصل على لاختطيات إضافية في النموذج.

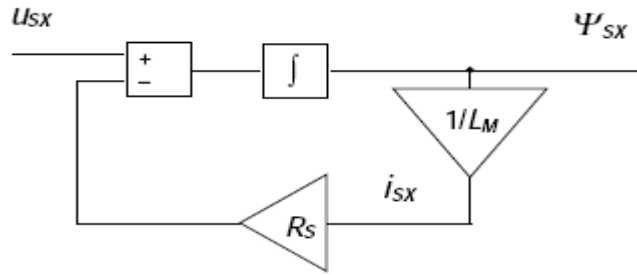
باعتبار تيار الدوار معدوم، فإنه من المعادلتين (4) و(6) نحصل على المعادلة:

$$\frac{d\Psi_s}{dt} = u_s - R_s \cdot i_s = u_s - \frac{R_s}{L_M} \cdot \Psi_s \quad (9)$$

والتي يمكن أن تبسط إلى معادلة بمتغيرات حقيقية مستقلة عن المتغيرات التخيلية كما يلي:

$$\frac{d\Psi_{sx}}{dt} = u_{sx} - R_{sx} \cdot i_{sx} = u_{sx} - \frac{R_{sx}}{L_M} \cdot \Psi_{sx} \quad (10)$$

وتمثل هذه المعادلة بالمخطط الصندوقي المبين بالشكل (2)



الشكل (2) المخطط الصندوقي للمعادلة (10)

وفيما يلي نقوم بتحليل أهم نماذج تقدير الفيض المغناطيسي المعروفة، بالاستعانة بمواصفات المحرك التحريضي IMEP type TAM 80-19 [5]:

3~ M

□/Y 220/380 V 3.63/2.1 A

0.75 kW, 5.2 Nm

1390 r/min 50 Hz cos□□0.76

$R_s = 3.60 \square\square$

$R_r = 2.47 \square\square$

$L_{sl} = 0.0128 \text{ H}$

$L_{rl} = 0.0128 \text{ H}$

$L_m = 0.148 \text{ H}$

$k\square\square = 0.920$

$LM = 0.160 \text{ H}$

$LL = 0.0291 \text{ H}$

$J = 2.1 \cdot 10^{-3} \text{ kg m}^2$

2 - المقدر A (estimator). نموذج الجهد

يتحدد هذا المقدر من المعادلة

$$\frac{d\psi_s}{dt} = U_s - R_s i_s \quad (11)$$

حيث إنه يكون بالصيغة التكاملية

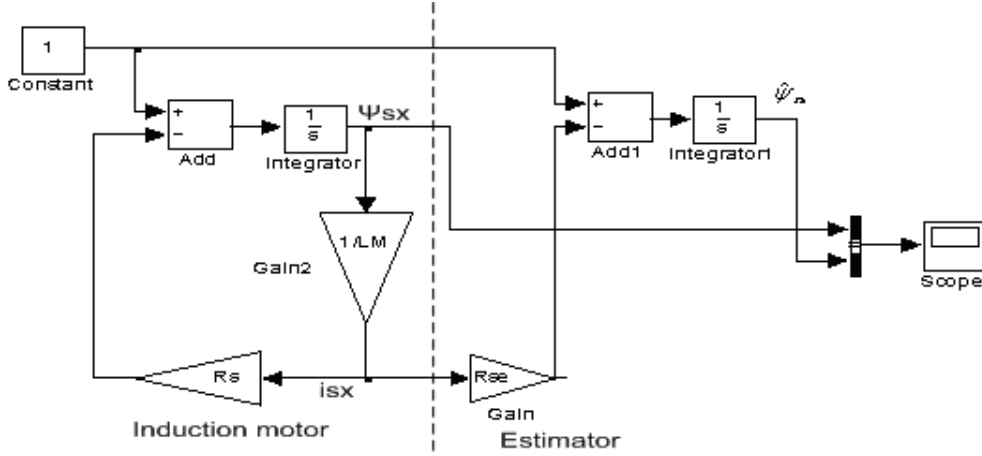
$$\hat{\psi}_s = \int (U_s - R_s i_s) dt \quad (12)$$

وهذا ما يشار إليه بنموذج الجهد. يشير الرمز $\hat{\psi}_s$ إلى القيم المقدرة، والدليل e يشير إلى متغير المقدر.

نأخذ مرة ثانية القسم الحقيقي للمعادلة ونفترض أن تيار الثابت معدوم (المحرك بدون حمولة)، وبالتالي فإن المراقب الموافق للمحور الحقيقي.

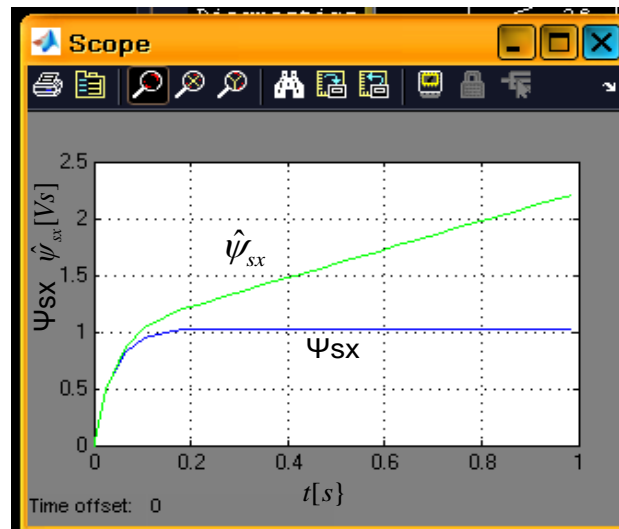
$$\psi_{sx} = \int (U_{sx} - R_{se} \cdot i_{sx}) dt \quad (13)$$

وهو مبين في المحاكاة simulink التالية :



الشكل(3) نموذج الحساب للمقدر A

إن دخل المراقب هنا هو التيار والجهد المقاسين للآلة. إذا تطابقت قيمة R_s و R_{se} وكان التيار والجهد المقاسين بدون أخطاء (الضجيج و الإزاحة)، فإن خرج هذا المراقب سيكون تقديراً تاماً لفيض الثابت حتى لو اختلف تيار الدوار عن الصفر وهذا مبين في المعادلة (12) حيث لا وجود لتيار الدوار. يسبب الخطأ القليل في R_{se} انحراف المقدر عند الترددات المنخفضة، حيث يبين الشكل (4) انحراف التخمين إذا اختلفت مقاومة المقدر عن المقاومة الحقيقية بمقدار 5% وكان جهد الدخل U_{sx} هو الخطوة التي تبدئ من الصفر وتبقى ثابتة.



الشكل(4) نتيجة محاكاة المقدر A عند $R_{se}=0.95R_s, f=0Hz, u_{sx}=const$

3 - المقدر B (estimator): نموذج التيار.

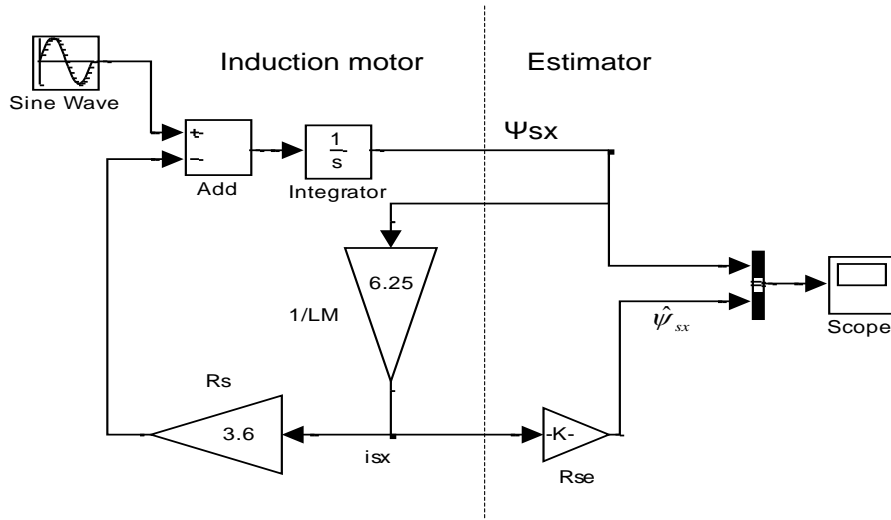
تستخدم المعادلة

$$\psi_s = L_M (i_s + i_r) \quad (14)$$

كأساس للمقدر B لإلغاء الانزياح. بافتراض $i_r = 0$ يمكننا حساب الفيض المتشابه من العلاقة

$$\hat{\psi}_{sx} = L_{me} i_{sx} \quad (15)$$

يبين الشكل (5) محاكاة حساب simulink المقدر B. وهنا يستخدم فقط تيار الثابت كدخل للمقدر.



الشكل(5) نموذج الحساب للمقدر B

إن إحدى عوائق استخدام هذا المقدر هو أنه للتقدير الصحيح للفيض نحتاج إلى القيمة الصحيحة لتحريضية المغنطة L_M . لكن بفعل الإثباع المغناطيسي للمحركات التحريضية، تتغير هذه التحريضية بشكل واسع مسببة الصعوبة في تحديد القيمة الصحيحة لـ L_{Me} .

يبين الشكل (6) منحنى الفيض المقدر عند خطأ 5% من قيمة تحريضية المغنطة. وهناك سيئة أخرى لهذا المقدر هو أنه سيعطي نتائج غير جيدة عندما يختلف تيار الدوار عن الصفر. لتعويض تيار الدوار (والذي لا يمكن قياسه) علينا قياس سرعة الزاوية. إن ميزة المقدر A بخلاف هذا المقدر هي أنه لا يعتمد على السرعة الزاوية أو تيار الدوار، حيث إنه باختصار العلاقة:

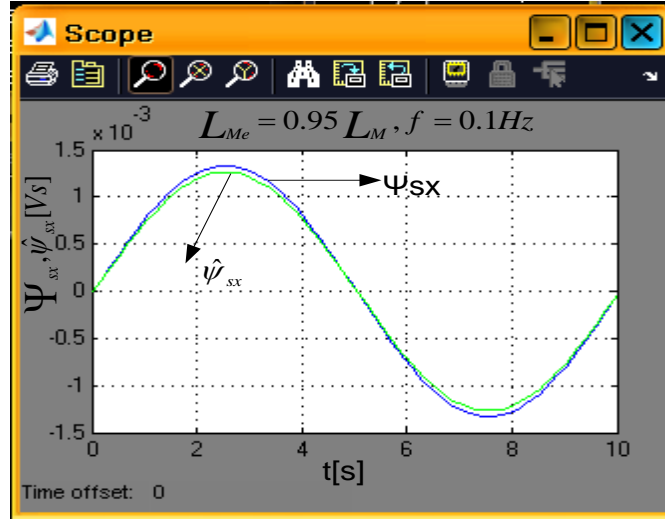
$$\psi_s = Lm(i_s + i_r), \psi_r = \psi_s + L_L i_r \quad (16)$$

نحصل على

$$\psi_s = (L_L i_r + \psi_r) \frac{L_M}{L_L + L_M} \quad (17)$$

لحساب فيض الدوار نعوض المعادلتين (2), (3) في المعادلة (5) فنحصل على:

$$\frac{d\psi_r}{dt} = i_s \frac{R_r L_M}{L_L + L_M} - \psi_r \left(\frac{R_r}{L_L + L_M} + jZ_p \omega \right) \quad (18)$$



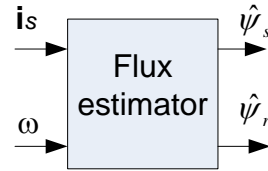
الشكل (6) محاكاة المقدر B عندما $L_{Me} = 0.95 L_M, f = 0.1Hz$

عندئذ نحصل على المقدر التالي:

$$\hat{\psi}_s = (L_{Le} i_s + \psi_r) \frac{L_{Me}}{L_{Le} + L_{Me}} \quad (19)$$

$$\frac{d\hat{\psi}_r}{dt} = i_s \frac{R_{re} L_{Me}}{L_{Le} + L_{Me}} - \hat{\psi}_r \left(\frac{R_{re}}{L_{Le} + L_{Me}} + jZ_p \omega \right) \quad (20)$$

يحتاج المقدر الناتج لقياس السرعة بالإضافة لتيار الثابت كإشارات دخل، كما في الشكل (7). يمتلك مقدر التيار مميزات جيدة عند الترددات المنخفضة لكنه حساس لأخطاء البارامترات عند الترددات العالية [6].



الشكل (7) مداخل ومخارج المقدر B.

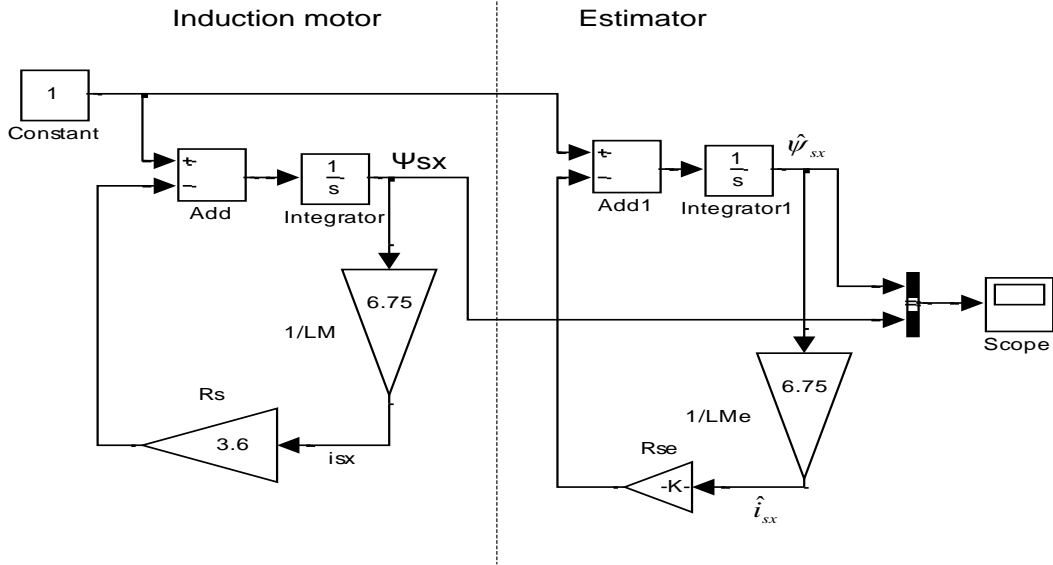
4- المقدر C محاكاة الحلقة المفتوحة

لحل مشكلة الانزياح في المقدر A . يمكننا تقدير قيمة تيار الدوار عوضاً عن قياسها إذا كانت $i_r = 0$ فإن المعادلات (2)، (4) تعطي المراقب التالي.

$$\hat{\psi}_{sx} = \int (U_{sx} - R_{se} \cdot i_{sx}) dt \quad (21)$$

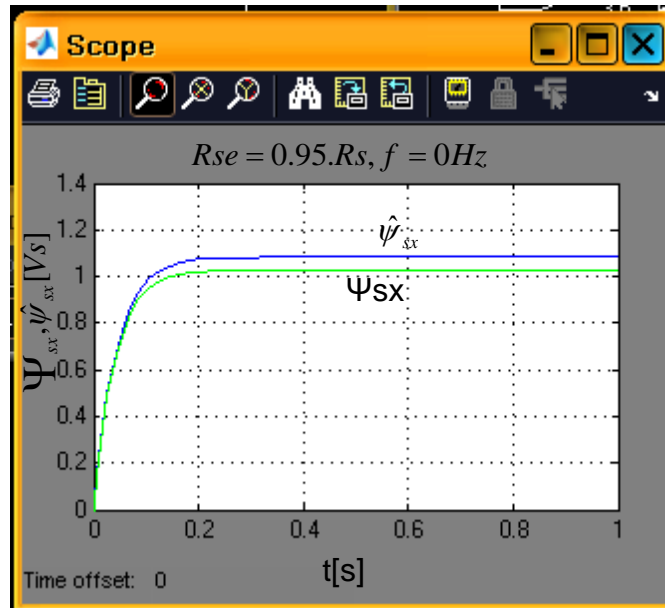
$$\hat{i}_{sx} = \frac{\hat{\psi}_{sx}}{L_{Me}} \quad (22)$$

يبين الشكل (8) محاكاة حساب المراقب (22). وهنا لا وجود للتغذية العكسية للقيم المقاسة لذلك سمي بنموذج الحلقة المفتوحة.



الشكل (8) نموذج الحساب للمقدر (estimator) C.

يبين الشكل (9) أن الانزياح في الشكل (4) لم يعد موجوداً . وهناك خطأ استاتيكي في الفيض المقدر، تختلف قيمته تبعاً للخطأ في تقدير المقاومة. ويقود الخطأ في تقدير تحريضية المغنطة إلى خطأ استاتيكي في الفيض المقدر.

الشكل (9) محاكاة المقدر (estimator) C عندما $R_{se} = 0.95 R_s, f = 0Hz$.

5- المقدر D المميز.

تمت المحاولة في كثير من الطرق لدمج أجهزة التقدير الموصوفة سابقاً بهدف الحصول على مقدر بمميزات جيدة على كامل المجال الترددي [7] باعتبار أن المقدر A يمتلك خواص ترددية عالية جيدة بينما يمتلك المقدر B خواص ترددية منخفضة جيدة. أورد جانسن [6] طريقة لتكبيهما في مقدر يمتلك خواص جيدة عند الترددات العالية

والمنخفضة. وهناك مرشح تمرير منخفض يختار المقدر B عند الترددات المنخفضة والمقدر A عند الترددات العالية. لقد تطرقت كثير من الأبحاث للمقدر A مع تصحيح التيار لإلغاء الانزياح [8,9]. يمكن استخدام نظرية المراقب ومرشح كالمان في دمج المقدر A والمقدر B والمقدر C. إن الهيئة المصفوية لمراقب النظام:

$$X = AX + BU \quad (23)$$

$$Y = CX$$

حيث: x هي الحالة (المقدار) المطلوب تقديرها، u الدخل و y خرج النظام تكون كما يلي:

$$\frac{d\hat{X}}{dx} = Ae\hat{x} + Be.u + K(y - Ce\hat{X}) \quad (24)$$

حيث: K هو ربح المراقب [10]. نلاحظ أن Ce, Be, Ae هي بارامترات النموذج (المقدر) المختار. في مرشح كالمان نفترض أن بارامترات النموذج الدقيقة $C=C_e, B=B_e, A=A_e$ وهذا ما يشار إليه بالمراقب المميز لأنه يتعقب كامل مجال شعاع الحالة بشكل معاكس للمراقب ذي الرتبة المنخفضة الذي يراقب فقط جزءاً من شعاع الحالة (مراقب ليونبرجر). نستخدم حالة تيار دوار صفري لتمثيل بنية مراقب الفيض للمحرك التحريضي بتقدير القيم الحقيقية فقط مع اعتبار: $u = u_{sx}, x = \psi_{sx}, \hat{x} = \hat{\psi}_{sx} \dots y = i_{sx}$

$$A_e = -\frac{R_{se}}{L_{Me}}, B_e = 1, C_e = \frac{1}{L_{Me}} \quad (25)$$

يأخذ المراقب الشكل:

$$\frac{d\hat{\psi}_{sx}}{dt} = u_{sx} - \frac{R_{se}}{L_{Me}} \hat{\psi}_{sx} + K(i_{sx} - \frac{1}{L_{Me}} \hat{\psi}_{sx}) \quad (26)$$

إن اختيار قيمة K مهمة صعبة في هذه الحالة، حيث تعتبر طريقة توقيع الأقطاب الطريقة الأنسب لإنجاز ذلك [11,12,13]. إلا أنه في حالة المراقب الكامل حيث تيار الدوار غير صفري، تعتمد أقطاب المراقب على السرعة. إذا كان ربح المراقب ثابتاً.

والطريقة الأخرى هي التصميم الخطي التربيعي (LQG)، حيث يجعل الربح المحسوب الخطأ المقدر أصغرياً [14].

إن الأخطاء في بارامترات المحرك التحريضي وعزم الحموله المجهول وضجيج القياس هي من أسوأ العقبات التي تحد من فائدة هذه الطريقة.

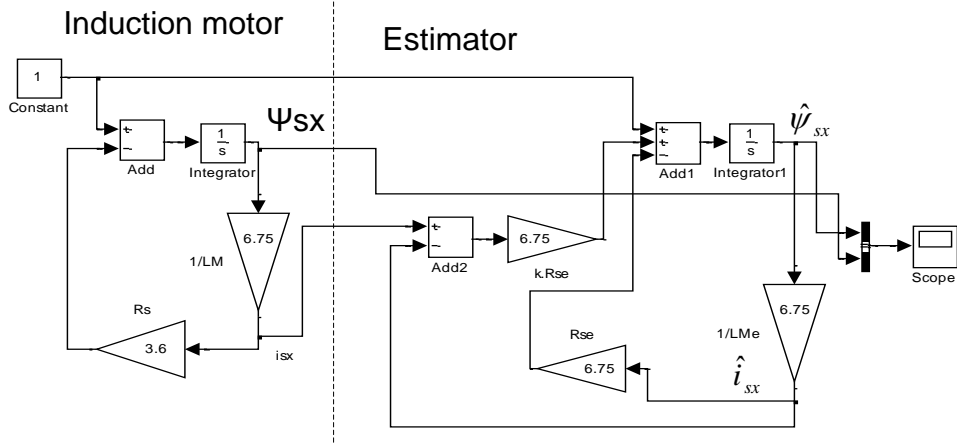
إن واحدة الربح K هي Ω . إلا إنه يمكن إعادة ترتيب العلاقة (26) لنحصل على المعادلة (27) مع ربح جديد k بدون واحدات. وهذا يجعل عملية ضبط (توليف) المراقب أسهل. للحصول على ربح بدون واحدات فإن معادلة المراقب تصبح

$$\frac{d\hat{\psi}_{sx}}{dt} = U_{sx} - \frac{R_{se}}{L_{Me}} \hat{\psi}_{sx} + K.R_{se}(i_{sx} - \hat{i}_{sx}) \quad (27)$$

حيث

$$k = \frac{K}{R_{se}}, i_{sx} = Ce\hat{\psi}_{sx} = \frac{1}{L_{Me}} \hat{\psi}_{sx} \quad (28)$$

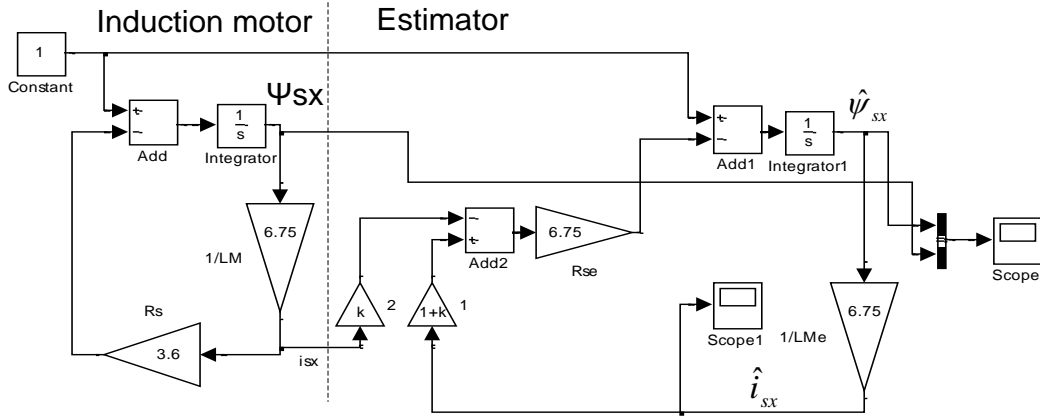
يبين الشكل (10) نموذج الحساب simulink لهذا المراقب.



الشكل (10) نموذج الحساب للمقدر D

إن إعادة ترتيب هذا المراقب يعطي مراقب أفضل للفهم يعطى نموذج المحاكاة الخاص به كما في

الشكل (11):



الشكل (11) نموذج الحساب للمقدر D.

يمكن إعادة ترتيب المعادلات (27) و (28) للوصف الأفضل للشكل (11).

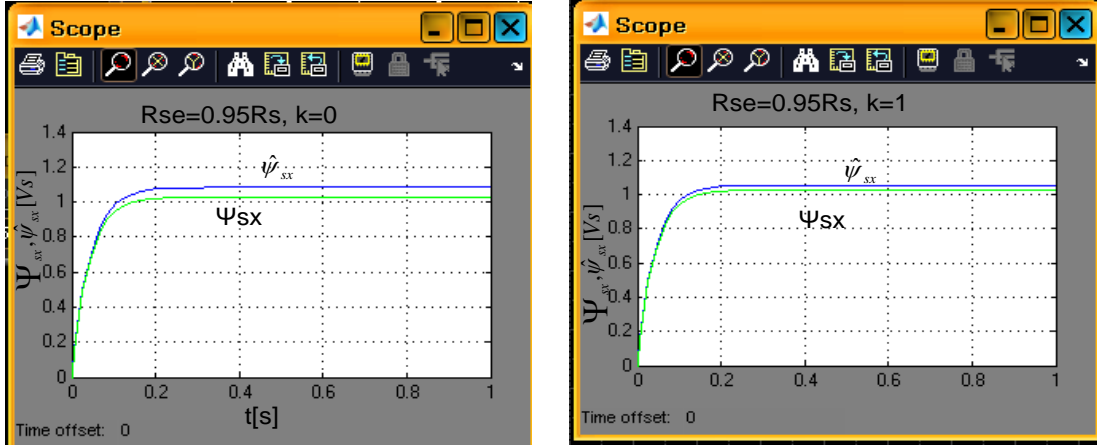
$$\frac{d\hat{\psi}_{sx}}{dt} = u_{sx} - R_{se} \left(\frac{\hat{\psi}_{sx}}{L_{Me}} (1+k) - k i_{sx} \right) \quad (29)$$

$$= u_{sx} - R_{se} ((1+k)\hat{i}_{sx} - k i_{sx})$$

والمراقب هنا هو تركيب للمراقب A والمراقب C. في المراقب C يغذى \hat{i}_{sx} مباشرة إلى R_{se} ، بينما يضاف جزء إضافي إلى $k\hat{i}_{sx}$ وكتعويض يتم طرح جزء التيار $k i_{sx}$ المقاس. هذا يعني أن التيار المقاس يعمل على تصحيح الأخطاء في التيار المقدر.

يبين الشكل (12) أن ربح المراقب $k=1$ يخفض الخطأ الستاتيكي للمراقب C. و ينتج أيضاً إلغاء الانزياح

للمراقب A.



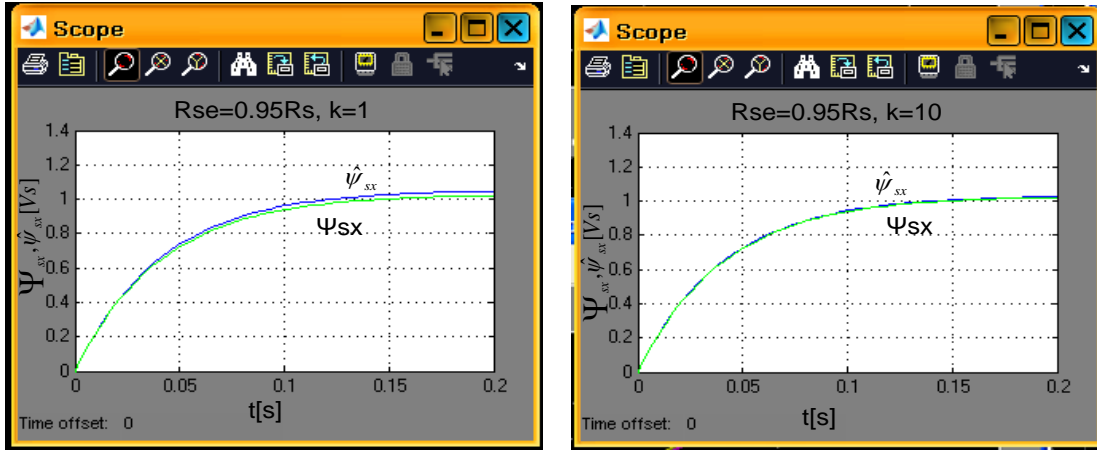
الشكل (12) نتائج محاكاة المقدر D عند قيم مختلفة للريح k.

$$\begin{aligned}
 [(Ae - KCe) - s] &= 0 \Leftrightarrow \\
 \left[\left(-\frac{R_{se}}{L_{Me}} - kR_{se} \frac{1}{L_{Me}} \right) - s \right] &= 0 \Leftrightarrow \\
 s &= -\frac{R_{se}}{L_{Me}}(1+k)
 \end{aligned} \tag{30}$$

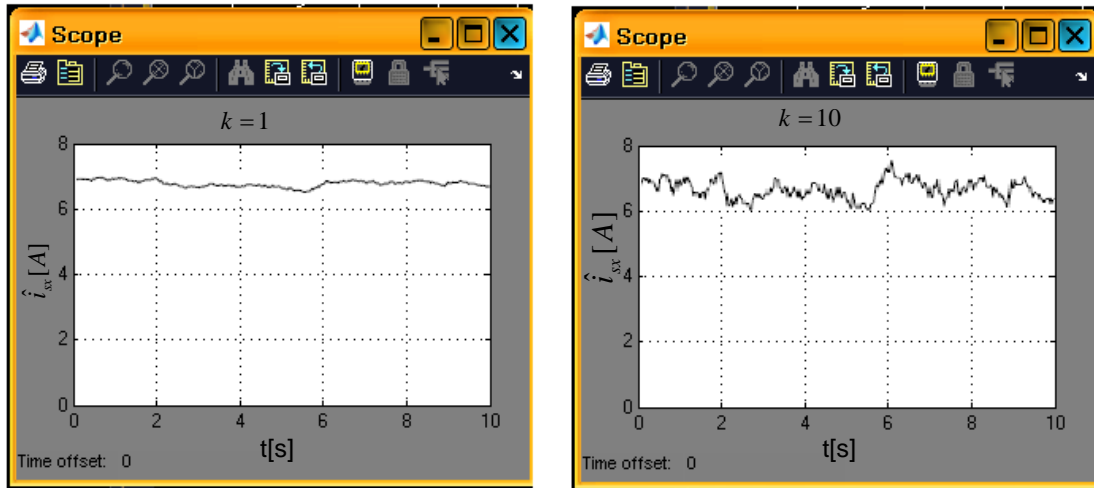
إذا كان $k=-1$ فإن هذا المراقب يتحول إلى المقدر A. وإذا كان $k=0$ فإنه يتحول إلى المقدر C. إن زيادة k تنتج مراقباً أسرع، بينما يصبح المراقب غير مستقر إذا كانت $K < -1$. إن هذا المراقب غير مستقر إذا كان الجزء الحقيقي للقطب أكبر من الصفر، حيث إن قطب المقدر A ($k=-1$) الموجود في المركز يشير إلى أن المراقب ليس مستقراً بشكل متقارب. يظهر الشكل (13) إن زمن التخميد إضافة إلى الخطأ الستاتيكي يتناقص بزيادة ربح. في الخلاصة، فإن الربح العالي للمراقب ينتج مراقباً أسرع وأكثر استقراراً وأقل حساسية للخطأ في تقدير R_{se} والحساسية لـ L_{me} لا تتغير. عندما يزداد k فإن الحساسية للضجيج تزداد ويظهر الشكل (14) التيار المقدر \hat{i}_{sx} للمعادلة (28) عند قيم مختلفة لربح المراقب. إن التيار المقدر أكثر ضجيجاً عند $k=10$ مقارنة بالحالة عند $k=1$. وفي النهاية يمكن تلخيص العلاقة بين نوع المقدر والربح k بالجدول التالي:

الجدول (1) العلاقة بين نوع المقدر والربح k في المقدر D.

k	المقدر
1-	A
∞	B
0	C



الشكل (13) مقارنة نتائج محاكاة المقدر D عند قيم مختلفة للريح k.



الشكل (14) مقارنة ضجيج تيار المقدر D من أجل قيم مختلفة لـ k.

مراقب الفيض المغناطيسي Flux Observer

بفرض إمكانية قياس سرعة الدوار، يمكننا الحصول على الفيض المغناطيسي للثابت والدوار انطلاقاً من مراقب النماذج المبسطة الموصوف بالمعادلة (26).

يعطى مراقب المحرك التحريضي في نظرية فراغ الحالة بالمعادلة:

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = A_e \hat{x} + B_e u + K(y - C_e \hat{x}) \quad (31)$$

حيث:

$$\hat{x} = \hat{\Psi} = \begin{bmatrix} \hat{\Psi}_s \\ \hat{\Psi}_r \end{bmatrix}$$

$$y = \mathbf{i}_s$$

$$u = \mathbf{u}_s$$

$$A_e(\omega) = \begin{bmatrix} -R_{se} \left(\frac{1}{L_{Me}} + \frac{1}{L_{Le}} \right) & \frac{R_{se}}{L_{Le}} \\ \frac{R_{re}}{L_{Le}} & \frac{-R_{re}}{L_{Le}} + jz_p \omega \end{bmatrix}$$

$$B_e = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C_e = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ \frac{1}{L_{Me}} + \frac{1}{L_{Le}} & \frac{1}{L_{Le}} \end{bmatrix}$$

$$K = \begin{bmatrix} K_s \\ K_r \end{bmatrix}$$

ويجعل ربح المراقب بدون واحدات فإن المراقب يصبح

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = A_e \cdot \hat{\Psi} + B_e \cdot u_s + R_e k (i_s - C_e \cdot \hat{\Psi}) \quad (32)$$

تحتوي هذه المعادلة على معادلتين تفاضليتين مركبتين، واحدة لتقدير فيض الثابت

$$\frac{d\hat{\psi}_s}{dt} = u_s - R_{se} ((1 + k_s) \hat{i}_s - k_s i_s) \quad (33)$$

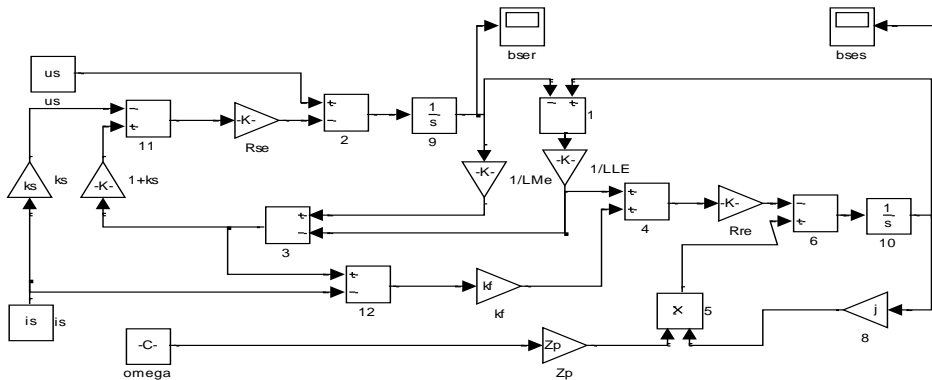
والأخرى لتقدير فيض الدوار

$$\frac{d\hat{\psi}_r}{dt} = j \cdot z_p \cdot \omega \cdot \hat{\psi}_r + R_{re} \hat{i}_r \quad (34)$$

حيث:

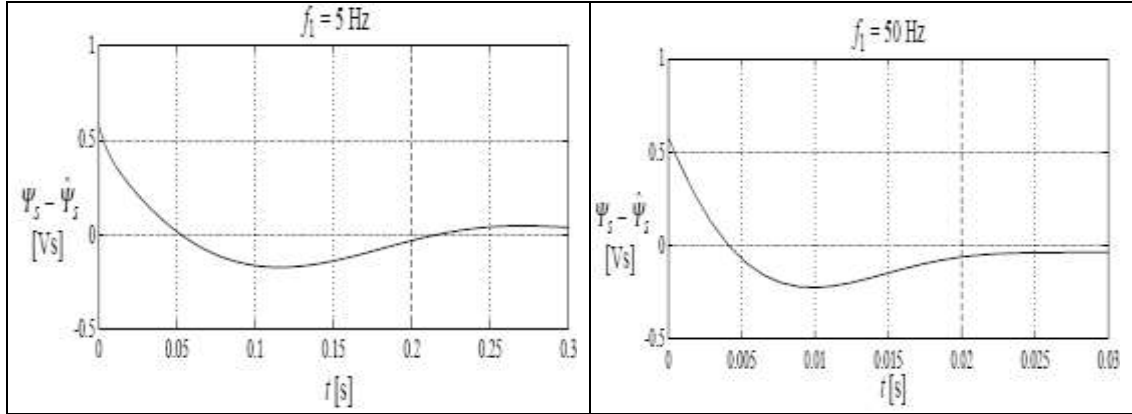
$$\hat{i}_s = \frac{\hat{\Psi}_s}{L_{Me}} - \frac{\hat{\Psi}_r - \hat{\Psi}_s}{L_{Le}} \quad \hat{i}_r = k_r (\hat{i}_s - i_s) + \frac{\hat{\Psi}_r - \hat{\Psi}_s}{L_{Le}}$$

وهنا تظهر السرعة في معادلتنا مراقب الفيض المغناطيسي الأمر الذي يؤدي إلى ظهور الخواص غير الخطية والحاجة إلى قياس السرعة أو تقديرها للحصول على فيض مقدر دقيق. في القسم التالي سنعرض لحساب السرعة الزاوية للمحرك بهدف تطبيقها كدخل لمراقب الفيض المغناطيسي. يبين الشكل (15) نموذج الحساب للمعادلتين (33)، (34) في برنامج Matlab.

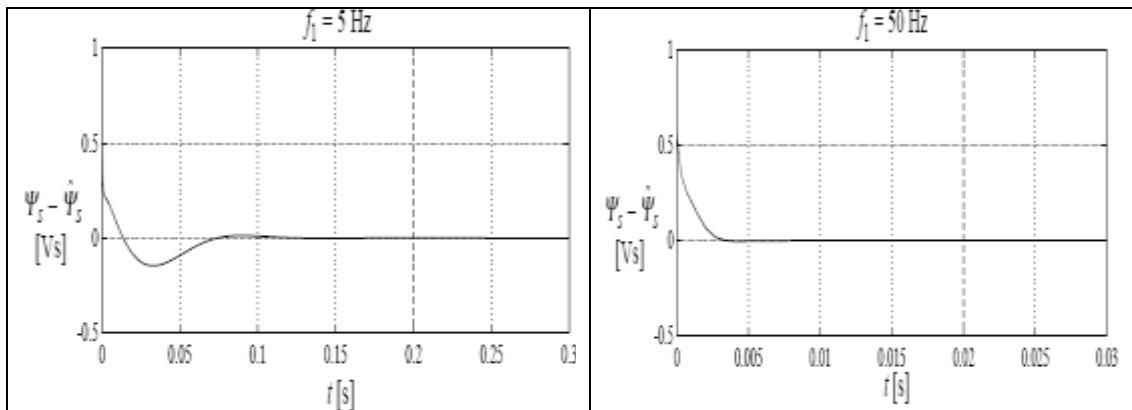


الشكل (15) نموذج الحساب لمراقب الفيض المغناطيسي.

يبين الشكل (16) نتائج محاكاة الخطأ في تقدير طولية الفيض الثابت، حيث تكون طولية الفيض الثابت الفعلية ثابتة أثناء المحاكاة. يعمل المحرك بعزم أسمى وعند تردد للثابت 50Hz,5Hz. يشير المخططان إلى أن استجابة المراقب ذو الريح $K=0$ أسرع بعشر مرات عند التردد 50Hz من الاستجابة عند التردد 5Hz. يمكن تخفيض زمن التخماد بالاختيار المناسب للريح وهذا ما يوضحه الشكل (17) ولكن سرعة الاستجابة تبقى كما سبق.



الشكل (16) زمن التخماد للمراقب عند ترددات للثابت 50Hz,5Hz وريح معدوم.



الشكل (17) زمن التخماد للمراقب عند ترددات للثابت 50Hz,5Hz وريح $k = 1.8 \times 10^{-5} \text{ s}^{-1}$.

يمكن استخدام طريقة توقيع الأقطاب لتحديد زمن التخماد، حيث إن الأقطاب هي القيم المميزة للمصفوفة $(A_e - R_e \cdot k \cdot C_e)$. وعندما تتغير المصفوفة A_e مع السرعة ω ، فإن ربح المراقب يجب أن يتغير مع السرعة إذا بقيت الأقطاب ثابتة. يبين الشكل (18) الاستجابة عند الترددين 5 Hz و 50 Hz مع نفس الأقطاب للنظام أي استخدام نفس معامل الريح في الحالتين. إن هذه الطريقة في التخمين مكلفة، حيث إننا نحتاج لمضاعفة ربح المراقب الذي يعمل عند تردد 5 Hz بين 10-40 مرة ليكون بنفس سرعة استجابة المراقب الذي يعمل عند تردد 50 Hz وهذا غير مرغوب بفعل تضخيم الحساسية للضجيج، وبالتالي فإنه لا ينصح بهذه الطريقة بسبب محدودية إمكانية زيادة ربح المراقب.

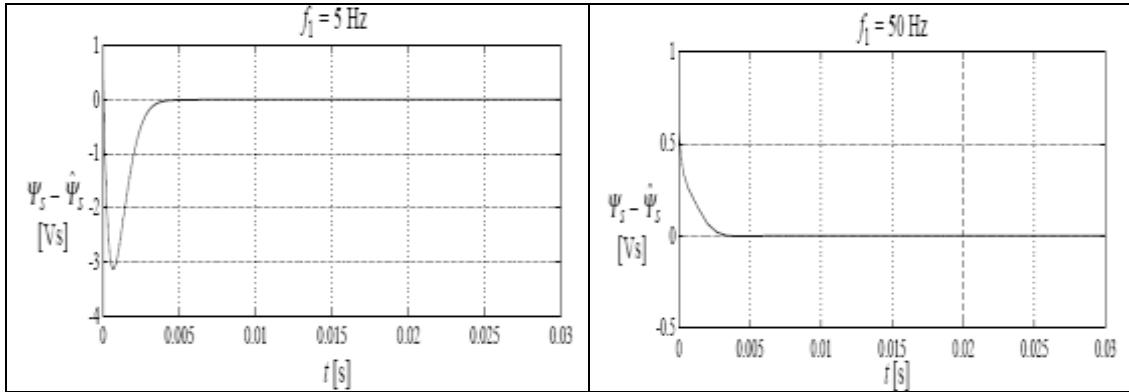
وهنا لا يشكل زمن التخماد البارامتر الوحيد للمراقب، حيث هناك الحساسية للخطأ في البارامترات، حيث إنه من الأهمية بمكان الحصول على مراقب ببارامترات دقيقة قدر الإمكان للحصول على قيم مقدرة دقيقة.

من الصعب اشتقاق معادلة تعبر عن الحساسية للبارامترات. لذلك يتم حساب أخطاء الفيض المقدر عند ترددات مختلفة لمحرك محدد ومقارنتها مع أخطاء المراقب السابق. يمكن حساب الفيض المقدر للحالة المستقرة من المعادلة:

$$\hat{\psi} = (Ae - Re k Ce - J \omega_1 I)^{-1} (Be U_s - Re..k C \psi) \quad (35)$$

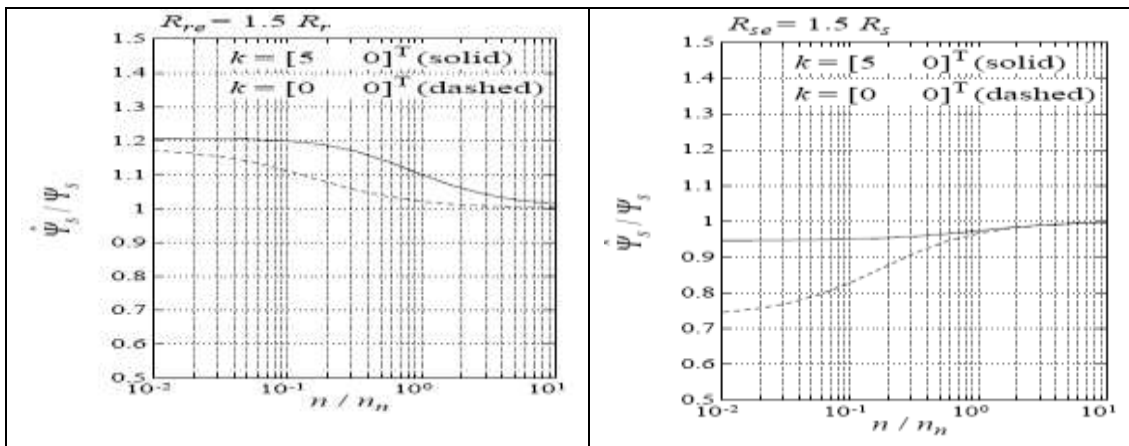
وفيض الحالة المستقرة للمحرك من العلاقة

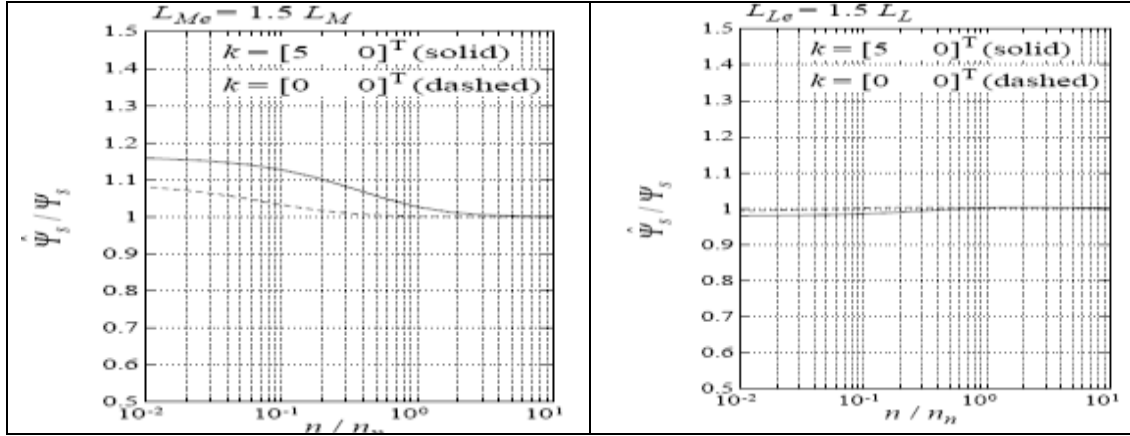
$$\psi = -(A - j \omega_1 I)^{-1} . B . U_s \quad (36)$$



الشكل (18) زمن التخاذد للمراقب عند ترددات للثابت بريح $k = 1.8 \square \square 59j \square \square 35 \square \square 88j \square \square T$ عند تردد ثابت 50Hz وريح $k = 480 \square \square 570j \square \square \square \square 991j \square \square T$ عند تردد ثابت 5Hz والأقطاب عند -1400.

يمكن إنقاص الخطأ في المراقب بزيادة ربح المراقب. يبين الشكل (18) أخطاء الحالة المستقرة للمراقب عند معاملات ربح مختلفة ($k=0$ و $k=5$) وأخطاء في البارامترات. يمثل الخط المستمر استجابة المراقب عند ربح محدد بينما يمثل الخط المنقط استجابة المراقب عند ربح صفري.





الشكل(19) الحساسية للخطأ في بارامترات مراقب الفيض المغناطيسي عند قيم مختلفة للرياح.

وفي النهاية يمكن الإقلال من الحساسية للخطأ في بارامترات للمراقب بالاختيار المناسب لرياح المراقب و الحفاظ على ريح لمراقب ثابت عند تغير السرعة. وكنتيجة تكون استجابة مراقب الفيض المغناطيسي أبطأ عند الترددات المنخفضة. وبما أن الحساسية للضجيج تزداد مع القيم العالية للرياح k المطلوبة لتخفيض الحساسية للخطأ في مقاومة الثابت، من المهم اختيار القيمة الدقيقة للبارامتر R_{se} .

مراقب السرعة Speed Observer

يتم تقدير السرعة للمحرك التحريضي وتطبيقها كدخل لمراقب الفيض المغناطيسي عن طريق استخدام النموذج الرياضي للمحرك في المعادلات (2)-(5) مع قياس التيار والجهد. تظهر الصعوبة في استخدام هذه الطريقة عند العمل بسرعات وترددات منخفضة، فقياس التيار والجهد لا يأتي بأية معلومات للسرعة عند تردد معدوم للجهد الثابت، بالإضافة لذلك لن تكون هذه الطريقة مفيدة عند السرعات المعدومة إذا كان التردد غير معدوم [6]. لقد حاولت مرشحات كالمان الموسعة EKF التغلب على مشاكل التردد المنخفض [15]، لكن هذه الطرق لم تعمل بشكل صحيح عند عدم وجود معطيات السرعة في الإشارات المقاسة.

يمكن استخدام سرعة الدوار المعطاة في المعادلة (5) لاشتقاق معادلة تقدير السرعة، و التي تكون بالشكل:

$$\omega = \frac{1}{Z_p} \left(\omega_e - \frac{2}{3} \frac{R_r}{z_p} \frac{T}{|\Psi_r|^2} \right) \quad (37)$$

حيث:

ω_e - السرعة الزاوية لشعاع فيض الدوار.

T - العزم.

R_r - مقاومة الدوار.

من المعادلة (37) وفي الحالة المستقرة تتساوى ω_e مع ω_1 والتي تعبر عن السرعة التوفيقية ويعبر الحد

الثاني عن الانزلاق.

إذا تمت معرفة فيض الثابت مع كافة بارامترات المحرك يمكن حساب Ψ_r من المعادلة التالية:

$$\Psi_r = \Psi_s \left(1 + \frac{L_L}{L_M} \right) - L_L \cdot i_s \quad (38)$$

وبذلك يمكننا حساب السرعة عند معرفة فيض الثابت وحساب فيض الدوار من المعادلة (38). وباستخدام التكامل للمعادلة

$$\frac{d\hat{\Psi}_r}{dt} = j z_p \omega \hat{\Psi}_r - R_{re} \hat{i}_r \quad (39)$$

يمكن الوصول للمعادلة

$$\hat{\omega} = \frac{1}{z_p} \left(\frac{\Im \left(\hat{\Psi}_r^* \frac{d\hat{\Psi}_r}{dt} \right)}{|\hat{\Psi}_r|^2} + R_{re} \frac{\Im (\hat{\Psi}_r^* \hat{i}_r)}{|\hat{\Psi}_r|^2} \right)$$

ويكون تخمين سرعة الحالة المستقرة كما في المعادلة:

$$\omega_{state} = \frac{1}{z_p} \left(\omega_1 - R_{re} \frac{J(\hat{\Psi}_r^* \cdot \hat{i}_r)}{|\hat{\Psi}_r|^2} \right) \quad (40)$$

تشير هذه المعادلة إلى أنه ليس هناك خطأ في السرعة المقدرة للحالة المستقرة إذا كانت بارامترات المخزن صحيحة.

الاستنتاجات والتوصيات:

نستنتج من تحليل النماذج السابقة لتقدير الفيض المغناطيسي المتشابك في المحرك التحريضي والمبنية على أساس النماذج المبسطة للمحرك، أن:

- اعتماد معاملات ربح بدون واحداث في بنية المراقب تجعل عملية توليفه أسهل.
- معاملات ربح المراقب يجب أن تبقى ثابتة عند تغير السرعة.
- الحساسية للخطأ في مقاومة الثابت تنخفض بزيادة الريح k، لكن في نفس الوقت تزداد الحساسية للضجيج لذلك من المهم اعتماد قيمة مناسبة دقيقة لمقاومة ثابت المقدر R_{se} .
- استجابة المراقب بطيئة عند الترددات المنخفضة.

إن النتائج السابقة هي صالحة لمراقب الفيض المغناطيسي الكامل حيث يكون تيار الدوار يختلف عن الصفر وبالتالي فإن ما سبق ذكره كان الأساس في دراسة مراقب الفيض المغناطيسي الكامل للمحرك التحريضي بفرض كون سرعة المحرك قابلة للقياس أولاً، واستعراض طريقة حساب وتقدير السرعة باستخدام مراقب السرعة.

المراجع:

- [1] LEONHARD, W. *Control of Electrical Drives*, Springer, Berlin 1985
- [2] LORENZ, R. D.; LIPO, T. A.; NOVOTNY, D. W. *Motion Control with Induction Motors*, University of Wisconsin, Madison, WI. 1994
- [3] TAKAHASHI, I.; OHMORI, Y. "High-Performance Direct Torque Control of an Induction Motor", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 25, no. 2, March/April 1989, 257-264.
- [4] KOVACS, P. K. *Transient Phenomena in Electrical Machines*, Elsevier, Amsterdam 1984.
- [5] PETERSON, B. *Induction Machine Speed Estimation*, IEA, Sweden, 1996, 136.
- [6] JANSEN, P. L.; LORENZ, R. D. "Transducerless Position and Velocity Estimation in Induction and Salient AC Machines", *Proc. IAS 1994 29th Annual Meeting*, Denver Colorado, 488-495.
- [7] JONSSON, R. *Natural Field Orientation*, Patent Application, 1991, PCT/SE91/00086.
- [8] BAUSCH, H.; KANELIS, K.; LANGE, B.; ZENG, W. "Torque Control of Synchronous and Asynchronous Drives Without Mechanical Sensors", *Proc. ICEM Paris, France, 1994*, 324-328.
- [9] POHJALAINEN, P.; TIITINEN, P.; LALU, J. "The Next Generation Motor Control Method - Direct Torque Control, DTC", *EPE Chapter Symposium, Electric Drive Design and Applications*, Lausanne, Switzerland, 1994, 115-120.
- [10] ÅSTROM, K. J. *Reglerteori* (in Swedish), Almqvist & Wiksell, Stockholm, 1976.
- [11] VERGHASE, G. C.; SANDERS, S. R. "Observers for Flux Estimation in Induction Machines" *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 35, no. 1, February 1988, pp. 85-94.
- [12] UMENO, T.; HORI, Y.; SUZUKI, H. "Design of the Flux Observer-Based Vector Control System of Induction Machines Taking into Consideration Robust Stability", *Electrical Engineering in Japan*, vol. 110, no. 6, 1990, 53-65.
- [13] HORI, Y.; COTTER, V.; KAYA, Y. "A Novel Induction Machine Flux Observer and its Application to a High Performance AC Drive System", *Proc. IFAC 10th Triennial World Congress*, Munich, FRG, 1987, 363-368.
- [14] MENANDER, F.; SILVENDER, J. *Flödesobserverare för asynkronmotor*, LTH, Sweden, 1991, 238.
- [15] VON WESTERHOLT, E., M.; PIETERZAK-DAVID, B. "Extended Kalman Filter based Control of Low-Power Induction Motor Drives for Robotic Applications", *Proc. ICEM '92*, Manchester, UK, 843-847.