

## نمذجة وتحليل إشباع المتحكم PID لأنظمة التحكم المتقطع بالسرعة

الدكتور محسن داود\*

(تاريخ الإيداع 30 / 7 / 2009. قُبل للنشر في 17 / 3 / 2010)

### □ ملخص □

يتناول هذا البحث عمل نظم التحكم الرقمي بالسرعة التي تستخدم المتحكمات من النوع PID عند إشباع المشغل الذي يكون سبباً في هيجان المكامل. وقد تم وضع النماذج الرياضية لعناصر نظام التحكم الرقمي بالسرعة في ظروف إشباع المشغل وعرض أشهر ثلاث طرق لتجنب هيجان المكامل في المتحكم PID. لقد تم وضع نموذج محاكاة لنظام التحكم الرقمي بالسرعة باستخدام Matlab/simulink package ، مزود بخوارزمية تجنب هيجان المكامل integrator windup وزود النموذج أيضاً بمرشح إمرار منخفض لتجنب الصدمة التفاضلية (الحساسية لإشارات التشويش)، إذ يمكن لهذا النموذج تجنب الصدمة التناسبية (التجاوز الأعظمي للهدف) عبر استخدام نسبة محددة من إشارة الدخل الخطوي. ويمكننا أيضاً حساب مؤشر الأداء ( تكامل مربع الخطأ) ISE لتقييم أداء نظام التحكم الرقمي بالسرعة.

**الكلمات المفتاحية:** المتحكمات المتقطعة من النوع PID، نظم التحكم الرقمي بالسرعة، هيجان المكامل، إشباع المشغل، مؤشر الأداء.

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

## Modeling and Analysis of Discrete PID Velocity Controllers Saturation

Dr. Mohsen Daoud\*

(Received 30 / 7 / 2009. Accepted 17 / 3 / 2010)

### □ ABSTRACT □

This paper deals with the discrete PID velocity control systems by considering the actuator input saturation, which causes in most cases the integrator windup. The most common three anti-windup schemes are proposed. The mathematical models of velocity control elements are introduced.

The discrete velocity control system Matlab /simulink package model is presented, which is implemented with anti-windup of integrator algorithm. The model implemented also with low-pass filter to avoid the derivative kick (reduce sensitivity to noise signals). The proportional kick (maximum overshoot) can be avoided by using apart of input step signal. The performance index (ISE) can be calculated by the model.

**Key words:** Discrete time PID controllers, velocity control systems, integrator windup, actuator saturation, performance index.

---

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

**مقدمة:**

إن نظم التحكم الرقمية (المنقطعة) بالسرعة التي تستخدم محركات التيار المستمر واسعة الانتشار في المجالات الصناعية (خطوط الإنتاج) وفي أنظمة الروبوت، حيث أنه من الأهمية بمكان تصميم متحكمات سرعة مستقرة لتلك النظم [1],[2].

يمكن تحديد مسألة التحكم بالسرعة بأنها مهمة الحفاظ على سرعة دوران محور المحرك مع الحمولة بشكل يتوافق مع سرعة مرجعية محددة. أي بمعنى آخر الملاحقة الدقيقة لسرعة مرغوبة متغيرة مع الزمن [3],[4]. عند استخدام متحكمات الـ PID الرقمية للتحكم بالسرعة يجب أخذ الحدود الفيزيائية لعمل المحرك بعين الاعتبار، على اعتبار أن تيار عمل المحرك محدد بقيمة أعظمية تبعاً لحماية المحرك، الإشباع المغناطيسي وإحماء المحرك [5].

يتسبب إشباع المشغل بتأثيرات سيئة في نظم التحكم الرقمية بالسرعة التي تستخدم المتحكمات PID كتجاوز الهدف الأعظمي، إطالة زمن التخماد وفي بعض الأحيان فقدان الاستقرار. ويتسبب الإشباع في جعل المتحكم الرقمي PID وبشكل خاص القسم التكاملي ينزاح إلى قيم غير مرغوبة عبر توليد إشارات تحكم كبيرة لا يستجيب لها المشغل، وبالتالي يتصرف نظام التحكم وكأنه نظام حلقة مفتوحة (يتوقف عمل مسار التغذية العكسية).

هناك عدة طرق لمعالجة إشباع المتحكمات PID الرقمية، حيث أن الطريقة الأسهل هي تثبيت خرج المكامل، والطريقة الأخرى تتم عبر إيقاف تحديث حالة المكامل عند إشباع المشغل، أما الطريق الثالثة فتكون عبر التغذية العكسية لإشارة الفرق بين دخل المشغل وخرجه إلى مسار التكامل في المتحكم، هذا يعني أنه إذا تم إشباع المشغل فإن إشارة التغذية العكسية ستضعف العمل التكاملي.

**أهمية البحث وأهدافه:**

هناك مجموعة من التأثيرات اللاخطية لمتحكمات نظم التحكم الرقمي بالسرعة تؤثر على أداء تلك الأنظمة يجب أخذها بعين الاعتبار عند تصميم تلك النظم وعدم الاكتفاء بما تقدمه النظرية الخطية بهذا الخصوص. يهدف البحث إلى اعتماد مجموعة من الإجراءات عند تصميم نظم التحكم بالسرعة مع متحكم رقمي PID لتتيح تعديل ديناميكية حلقة التحكم عند إشباع إشارات التحكم، بحيث نحصل على السلوك الجيد للنظام أثناء الحالة العابرة بعد تحي الإشباع، عبر تجنب الاهتزازات غير الخطية وحالات الإشباع المتكررة وتجنب كل من الصدمة التفاضلية والتكاملية.

**طرائق البحث ومواده:**

تم إنجاز البحث بالاعتماد على وضع النماذج الرياضية لعناصر نظام التحكم بالسرعة، واستخدام الطريقة التحليلية لوضع النماذج الرياضية لعناصر النظام، واستخدمت أيضاً طريقة محاكاة تلك النظم بواسطة Matlab simulink /Package للحصول على الاستجابة الزمنية وإشارات التحكم والخطأ.

**النتائج والمناقشة:**

## 1- النمذجة الرياضية وهدف التحكم:

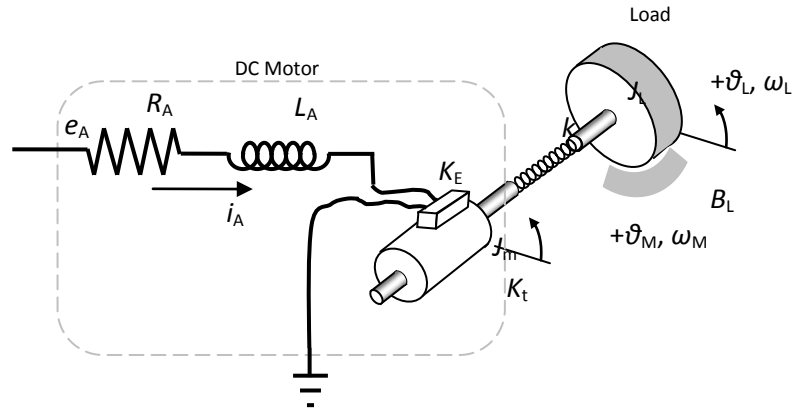
### • النموذج الرياضي للنظام المدروس

يتم تضمين الكثير من أنظمة التحكم الصناعية بالسرعة بمضخم سيرفو يعمل في نظام تضخيم التيار، أي أن حلقة التحكم المغلقة Closed-loop control بالتيار تنفذ داخل مضخم المؤازرة، الذي يؤمن تيار دخل لموضوع التحكم Plant (المحرك + الحمولة) يساوي التيار المرغوب. إذا تم توليف ربح حلقة التحكم بالتيار ليأخذ قيمة عالية بشكل كافٍ، فإن الحالة العابرة الكهربائية لنظام التحكم تصبح أقل تأثيراً من الحالة العابرة (الديناميكا) الميكانيكية [6].

لندرس الآن ديناميكا محرك التيار المستمر مع الحمولة المربوطة على محوره، حيث يتم التحكم بسرعة المحرك عن طريق تغيير جهد المتحرض (Armature controlled d.c. motor).

تعتبر محركات التيار المستمر مبدلات طاقة كهربائية إلى طاقة ميكانيكية. يتناسب العزم المتولد على محور المحرك طردياً مع التدفق المغناطيسي لحقل الثابت ومع التيار المار في دارة المتحرض.

يمكن توليد الحقل المغناطيسي للثابت بواسطة مغناط دائمة، أو بإمرار تيار في ملفات الثابت، وهذا التيار يدعى بتيار المجال. والمتحرض يتألف من ملفات الدوار التي تتوضع على أسطوانة حديدية. يمر التيار إلى ملفات الدوار باستخدام مسفرتات تتلامس مع المجمع ليولد حقل مغناطيسي يتنافر مع الحقل المتولد عن الثابت. يدعى التيار المار في ملفات الدوار بتيار المتحرض. يتبين كل ذلك من الشكل (1).



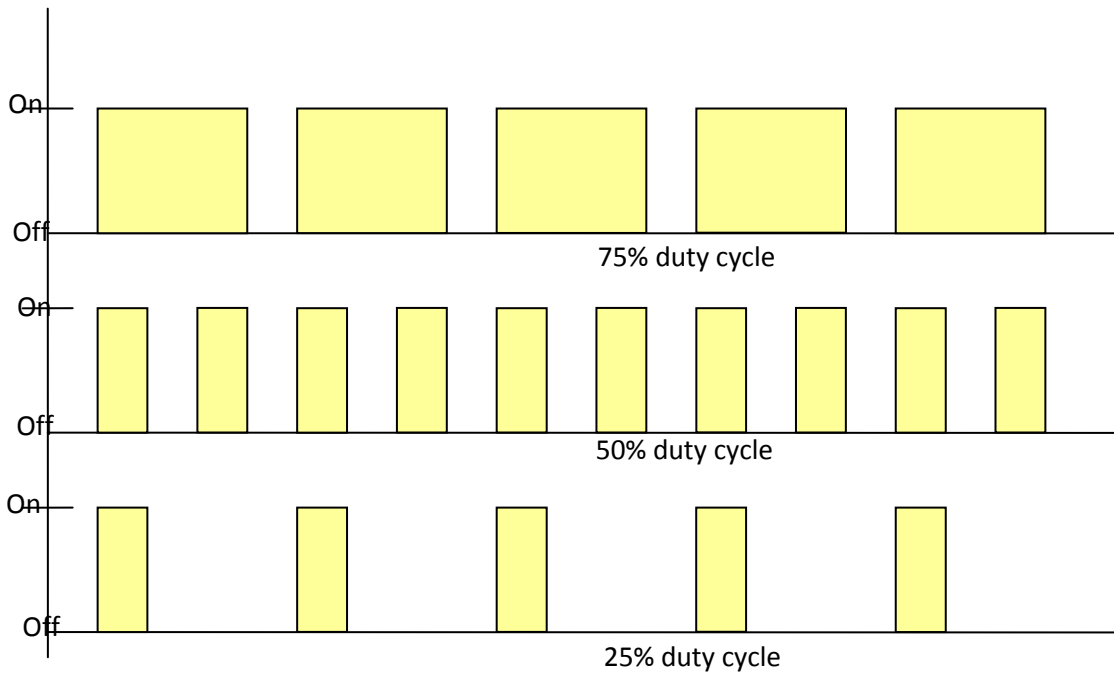
الشكل (1) محرك تيار مستمر مع الحمولة.

هناك طريقتان للتحكم بسرعة دوران محرك التيار المستمر:

1. ضبط الجهد والتيار ( $i_f$ ) في ملفات التهييج، حيث أن زيادة هذا التيار سيبطئ سرعة الدوران بفعل زيادة الفيض المغناطيسي، والذي بدوره يزيد من القوة المحركة الكهربائية العكسية ( $v_b$ ).
2. ضبط الجهد والتيار ( $i_A$ ) في ملفات المتحرض، والتي تزيد من سرعة المحرك بزيادة الجهد المطبق على ملفات المتحرض.

### • مبدأ عمل تقنية الـ PWM

إن الطرق الأكثر انتشاراً في التحكم بالسرعة هي طريقة تعديل عرض النبضة (PWM)، حيث أنه عوضاً عن زيادة أو إنقاص جهد المتحرض لضبط سرعة دوران المحرك تستخدم PWM بجهد ثابت يظهر ويختفي بدورة منتظمة. إن ضبط زمن ظهور وزمن اختفاء الجهد المغذي (duty cycle) يتحكم بمقدار القدرة المرسلة إلى المحرك، وبالتالي كلما كانت القدرة المرسلة إلى المحرك أكبر كلما عمل هذا المحرك بسرعة أكبر. والشكل (2) يبين مبدأ .PWM



الشكل (2) مثال على PWM.

والطريقة الأخيرة هي الأكثر شيوعاً في التحكم بسرعة محركات التيار المستمر لسهولة بناء دارات رقمية تحتوي على أجهزة تقطيع تزودنا بجهد تغذية متغير. باستخدام قانون كيرشوف الثاني يمكننا وضع معادلة التوازن الكهربائي للمحرك كما يلي:

$$v_{in} - v_{resistance} - v_{coil} - v_{backEMF} = 0$$

$$v_{in} - i_A R_A - L_A \frac{di_A}{dt} - v_b = 0$$

$$v_{in} - i_A R_A - L_A \frac{di_A}{dt} - K_E \omega = 0 \quad (1)$$

أما معادلة التوازن الميكانيكي للمحرك فيكون:

$$T - T_{damping} - T_{disturbance} = J\alpha$$

$$T - c\omega - T_d = J \frac{d\omega}{dt}$$

$$K_T i_A - c\omega - T_d = J \frac{d\omega}{dt} \quad (2)$$

وتكون معادلة التوازن للحمولة الميكانيكية:

$$J_L \frac{d\omega_L}{dt} = k(\theta_M - \theta_L) - c \omega_L \quad (3)$$

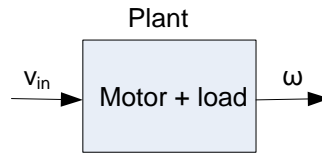
$$J_L \frac{d^2\theta_L}{dt^2} + c \frac{d\theta_L}{dt} + k\theta_L - k\theta_M = 0 \quad (4)$$

وبالتالي، فإنه مما سبق يمكننا أن نكتب النموذج الرياضي لموضوع التحكم (محرك التيار المستمر مع الحمل) بتركيب معادلتى التوازن الكهربائي والتوازن الميكانيكي للمحرك مع معادلات الحمل لنحصل على المعادلة التالية:

$$\left( \frac{L_A J_L}{K_T} + \frac{K_E J_L}{k} \right) \frac{d^3\theta_L}{dt^3} + \left( \frac{L_A c}{K_T} + \frac{R_A J_L}{K_T} + \frac{K_E c}{k} \right) \frac{d^2\theta_L}{dt^2} + \left( K_E + \frac{R_A c}{K_T} \right) \frac{d\theta_L}{dt} = v_{in} \quad (5)$$

وهي معادلة تربط بشكل أساسي بين الجهد المغذي للمحرك وسرعة دوران محور الحمل الميكانيكية

$\omega = \frac{d\theta_L}{dt}$ . وبالتالي يمكن مكافئة موضوع التحكم (المحرك + الحمل) بالصندوق التالي:



الشكل (3) المخطط الصندوقي لمحرك تيار مستمر مع الحمل.

إن  $v_{in}$  هنا هو جهد الدخل للمحرك الذي يؤمنه مضخم سيرفو والذي بدوره يحتوي على متحكم تيار من النوع PI بريح عالٍ و بدرجة كافية [6]. أي أن:

$$v(t) = K_p^* [i_d^* - i(t)] + K_i^* \int_0^t [i_d^* - i(t)] dt \quad (6)$$

حيث  $i_d = K_{sa} \cdot \hat{v}$  هو التيار المرغوب،  $K_{sa}$  - ربح المضخم،  $\hat{v}$  - يحدد لاحقاً،  $i(t)$  - التيار الفعلي،  $K_p^*$ ،  $K_i^*$  - معاملات الربح التناسبي والتكاملي لمتحكم التيار. بافتراض أن حلقة التيار المغلقة تنفذ بمعاملات ربح عالية، فيمكننا أن نفترض أن التيار الفعلي  $i(t)$  يقترب من التيار المرغوب  $i_d^*$  بسرعة كافية بحيث أن:

$$i(t) = i_d = K_{sa} \cdot \hat{v} \quad (7)$$

بما أن الحلقات العملية في دارة التحكم بسرعة المحرك تنفذ بمعاملات ربح عالية، فالمعادلة السابقة صحيحة ومعادلة التوازن الميكانيكي للمحرك، الذي يعمل مع مضخم سيرفو يستخدم كسباً عالياً لحلقة التيار PI تصبح على الصورة:

$$j \frac{d\omega}{dt} + c\omega + T_d = K \cdot \hat{v} \quad (8)$$

حيث  $K = K_m \cdot K_{sa}$  - ثابت المحرك،  $\hat{v}$  - هو جهد الدخل الجديد.

من أجل تجنب الإحماء الزائد وحالات الأعطال، فإن جهد الدخل الجديد  $\hat{u}$  يعرف كما يلي:

$$\hat{v} = \left\{ v \in R : v_{\min} \leq \hat{v} \leq v_{\max} \right\} \quad (9)$$

حيث:  $v_{\max}$  - جهد الدخل الأعظمي،  $v_{\min}$  - جهد الدخل الأصغري.

تتضمن مسألة التحكم بالسرعة تصميم التحكم بجهد دخل، بحيث يكون خطأ السرعة  $e(t) = \omega_d - \omega(t)$  الذي يعبر عن الفرق بين السرعة المرغوبة وسرعة دوران محور المحرك تبلغ النهاية:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} [\omega_d - \omega(t)] = 0 \quad (10)$$

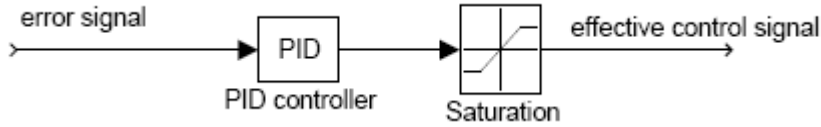
والآن لنعرف تابع الإشباع من اجل المناقشة اللاحقة كما يلي:

$$v_{sat} = \begin{cases} v_{\max} & \text{for } u > v_{\max} \\ v & \text{for } v_{\min} \leq u \leq v_{\max} \\ v_{\min} & \text{for } v < v_{\min} \end{cases} \quad (11)$$

## 2- إشباع المشغل وهيجان المكامل

### Actuator Saturation and Integrator Windup

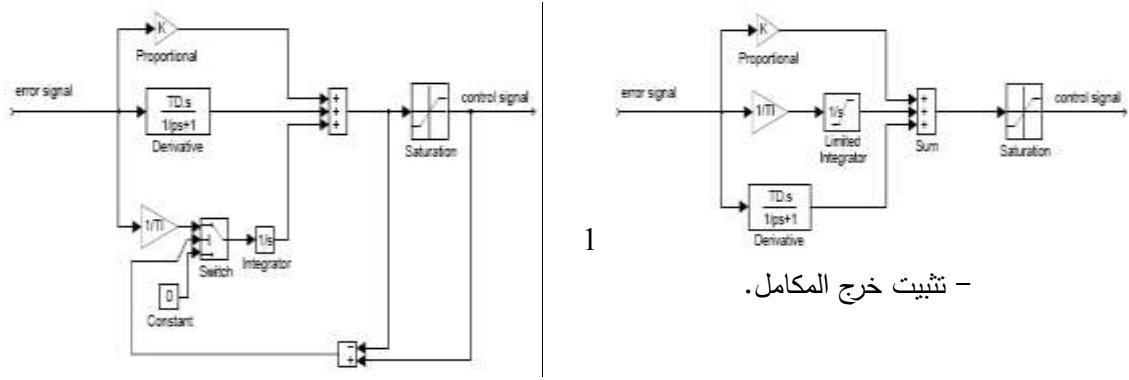
تمتلك كل نظم التحكم بالسرعة نهايات عظمى وصغرى لإشارة التحكم يمكن أن يقبلها المشغل. إلا أن معظم طرق التصميم تهمل ذلك. فعندما يصبح خرج المكامل أكبر من مستوى إشباع المشغل، فإن خرج النظام يثبت عند قيمة محددة، وإشارة الخطأ التي تقود المتحكم لا تتناقص، وفي هذه الحالة يتابع المكامل العمل على زيادة إشارة التحكم. لتفادي ذلك نضع صندوق الإشباع على خرج المتحكم PID كما في الشكل التالي:



الشكل (4) المتحكم PID مع صندوق الاشباع.

إن استخدام الفعل التكاملي ( في المتحكم PID) مع وجود إشباع المشغل ينتج تأثيرات غير مرغوبة. فإذا كانت إشارة الخطأ كبيرة بدرجة كافية، فإن المكامل سيجعل المشغل يعمل في مجال الإشباع، ويتعطل ممر التغذية العكسية، لأن المشغل يبقى مشبعاً، حتى لو تغير خرج موضوع التحكم. يصبح المكامل هنا عامل عدم استقرار في النظام، حيث أنه يتابع المكاملة إلى قيم كبيرة جداً. عندما ينقص الخطأ في النهاية، فإن التكامل يكون عندئذ ذو قيمة كبيرة ويستغرق وقتاً طويلاً قبل أن يتناقص خرج المكامل إلى القيمة الطبيعية، وهذا ما يسمى بهيجان المكامل Integrator Windup. هناك عدد من الطرق الشائعة الاستخدام للحد من تأثير هيجان المكامل [3]. من أهم تلك الطرق والموضحة في الشكل التالي:

1. تثبيت خرج المكامل.
2. التوقف عن المكاملة عند حصول الإشباع.
3. التغذية العكسية للإشباع.

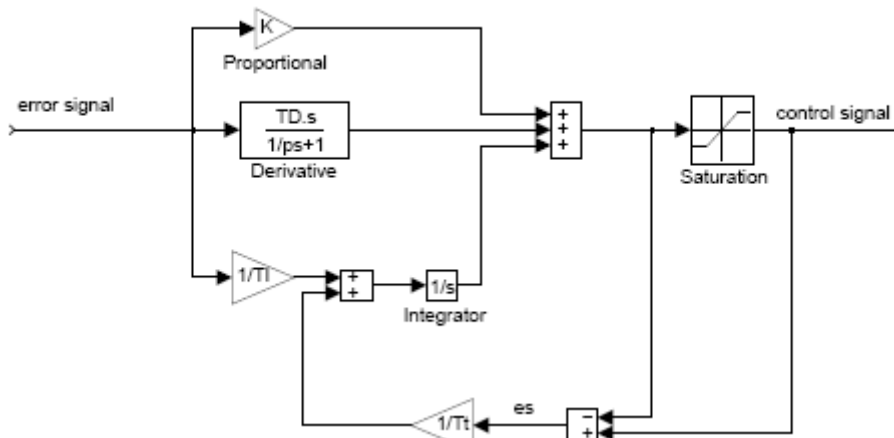


1

- تثبيت خرج المكامل.

2

- توقيف المكاملة عند الإشباع.



3- التغذية العكسية للإشباع.

الشكل (5) أشهر طرق الحد من هيجان مكامل المتحكم PID.

### 3- المتحكم PID:

يعرف متحكم السرعة التناسبي التكامل التفاضلي PID من خلال العلاقة الرياضية التالية:

$$v = K_p \cdot e + K_i \cdot \int_0^t e(t) \cdot dt + K_d \cdot \frac{de(t)}{dt} \quad (12)$$

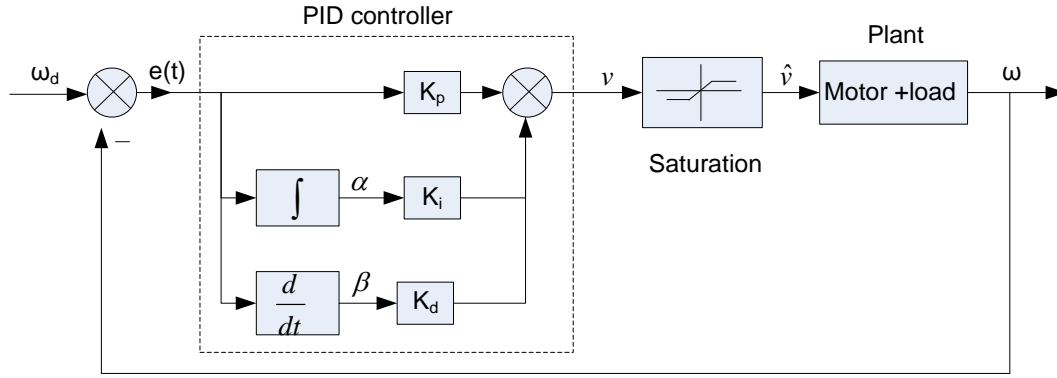
حيث  $(K_p, K_i, K_d)$  - هي ثوابت المتحكم. في الحياة العملية من الطبيعي إشباع فعل التحكم PID المتولد

عن المعادلة السابقة [7] لذلك فإن عمل التحكم الفعال  $\hat{v}$  المطبق على المحرك يعطى بالعلاقة:

$$\hat{v} = v_{sat} \quad (13)$$

يظهر الشكل (3) المخطط الصندوقي للمتحكم PID على التسلسل مع تابع الإشباع.





الشكل (6) المخطط الصندوقي لنظام تحكم بالسرعة.

تتخذ كل المتحكمات من النوع PID في الوقت الحاضر بشكل رقمي، حيث أن التنفيذ في السابق لتلك المتحكمات كان يعتمد على معادلة  $v$  والتي تغفل الكثير من المميزات التي يجب تضمينها في عملية التصميم. من غير المسموح تنفيذ فعل تحكمي تفاضلي صرف، وذلك بسبب التضخيم الكبير لتثويش القياس، من الواجب أن يعتمد هذا الفعل أيضاً على خرج موضوع التحكم، وليس على إشارة الدخل المرجعي. يجب أن يكون الريح التفاضلي محدوداً، وذلك عبر إضافة مرشح إمرار منخفض ذي معامل ربح  $N$  عند الترددات العالية. من المفيد في معظم الحالات أيضاً ترك الريح التناسبي يعتمد فقط على نسبة محددة  $b$  من إشارة الدخل المرجعي. وبالتالي فإن خرج المتحكم PID بعد أخذ ما سبق بعين الاعتبار يصبح:

$$v = K.(b \omega_d(t) - \omega(t)) + \frac{K}{s.T_i} (\omega_d(t) - \omega(t)) - \frac{s.K.T_i}{1 + s.T_d/N} .\omega(t) \quad (14)$$

للحصول على الشكل الرقمي للمتحكم PID نأخذ الطريقة التالية والتي تعتبر الأسهل في اشتقاق:

- القسم التناسبي لا يحتاج إلى أية تحويلات، لأنه قسم ثابت، ويمكن التعبير عنه بالعلاقة:

$$P(t) = K.(b \omega_d(t) - \omega(t)) \quad (15)$$

- يمكن تقريب القسم التناسبي إلى الشكل:

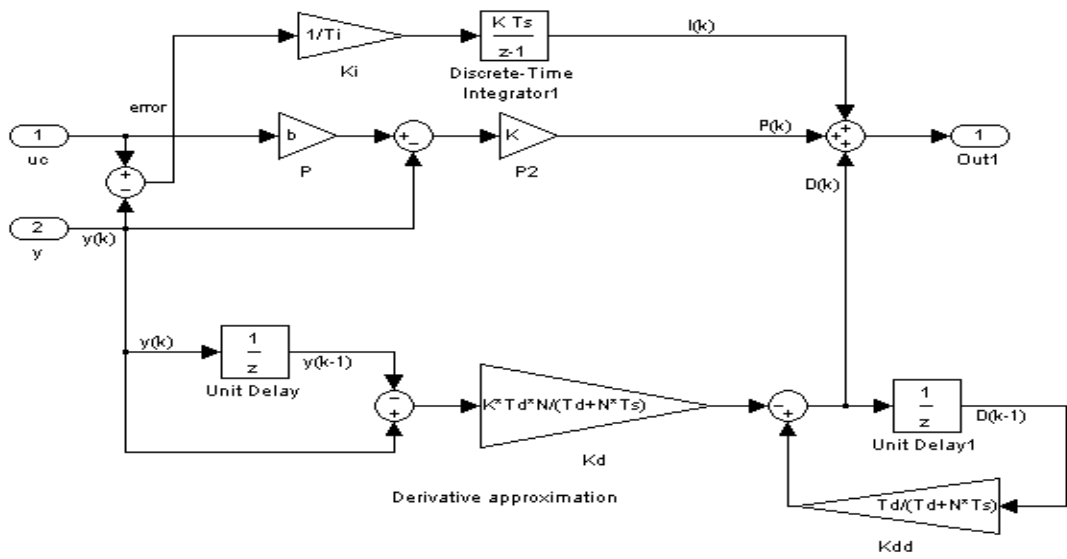
$$I(t + T_s) = I(t) + \frac{K.T_s}{T_i} (b \omega_d(t) - \omega(t)) \quad (16)$$

- أما القسم التفاضلي فيمكن تقريبه إلى الصورة التالية:

$$D(t) = \frac{T_d}{T_d + N.T_s} D(t - T_s) - \frac{K.T_d.N}{T_d + N.T_s} (\omega_d(t) - \omega(t - T_s)) \quad (17)$$

وبالتالي فإن إشارة التحكم للمتحكم الرقمي تصبح:

$$u(t) = K.(b \omega_d(t) - \omega(t)) + \frac{K.T_s}{T_i} \times \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} (\omega_d(t) - \omega(t)) - \frac{K.T_d.N}{T_d + N.T_s} \times \frac{1 - z^{-1}}{1 - \frac{T_d.N}{T_d + N.T_s} \cdot z^{-1}} \omega(t) \quad (18)$$

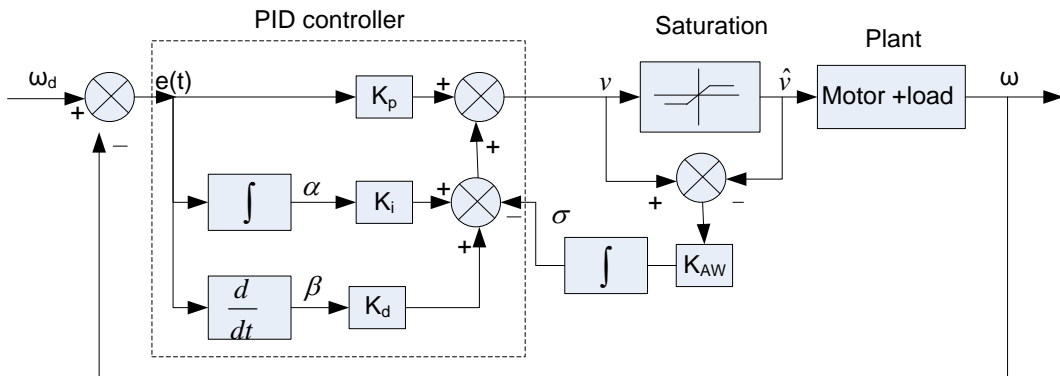


الشكل (7) مخطط المحاكاة للمتحكم الرقمي PID بدون خوارزمية إنهاء الهيجان.

بوجود تشويش الحمل وعند اختيار ربح تكاملي عالٍ، فإن المتحكم PID المشبع قد يمتلك أداء بزمان تخامد طويل، تجاوز أعظمي للهدف وغالباً توقف غير مرغوب للتحكم) تأرجح إشارة التحكم بين نهاياتها العظمى والصغرى عدة مرات) للتغلب على هذه السيئات نضيف إحدى خوارزميات إنهاء التشبع، كما في الشكل (8) عند تزويد المتحكم PID بالخوارزمية التي تتجنب حدوث هيجان المكامل والتي تعطى بالعلاقة:

$$v = K_p \cdot e + K_i \cdot \int_0^t e(t) \cdot dt + K_d \cdot \frac{de(t)}{dt} - K_{AW} \cdot \int_0^t (v - \hat{v}) dt \quad (19)$$

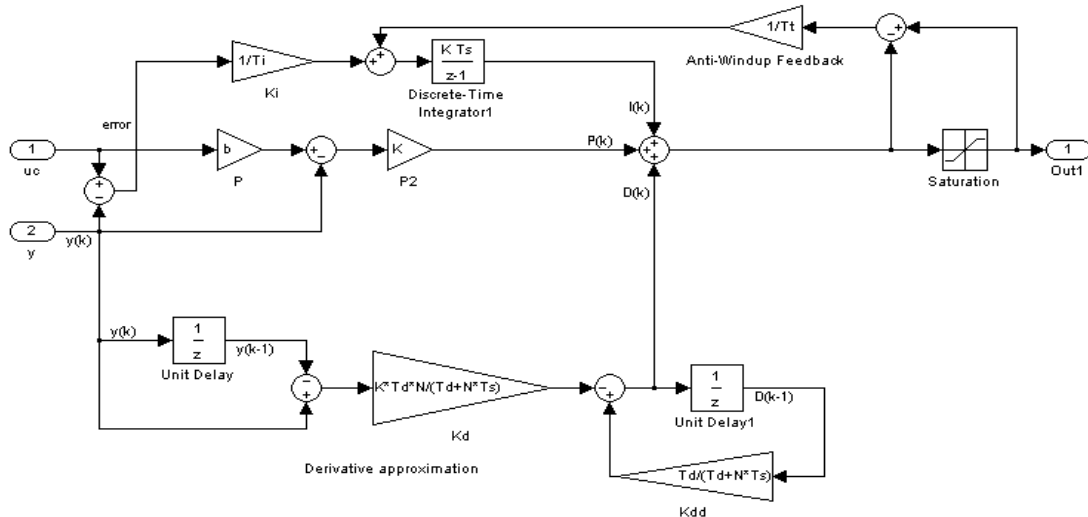
حيث  $K_{AW} > 0$ .



الشكل (8) المخطط الصندوقي لنظام تحكم بالسرعة مع خوارزمية إنهاء الجموح.

من أجل تجنب هيجان المكامل، فإن تكامل الفرق بين خرج المتحكم  $v$  ودخل موضوع التحكم  $\hat{v}$  يغذى عكسياً إلى خرج المتحكم عبر معامل  $K_{AW}$  قابل للتعبير. إن ذلك سيجعل هذا المتحكم يلاحق الحالة التي يتحقق فيها

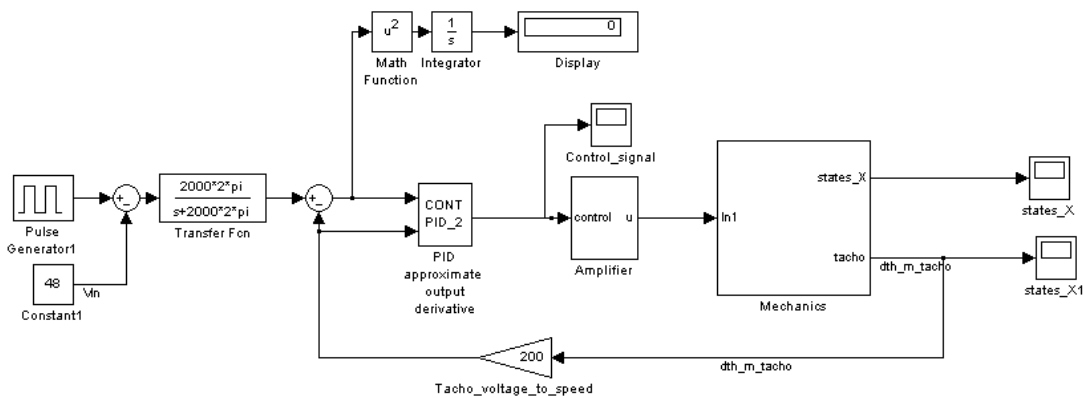
التساوي بين  $v$  و  $\hat{v}$ . الفكرة هنا هي أنه يعاد حساب إشارة التحكم إلى قيمة جديدة تبقى ضمن الحدود المسموحة لجهد التغذية. إن الريح  $K_{Aw}$  يتحكم بالنسبة التي يستعاد عندها أداء المتحكم PID.



الشكل (9) مخطط المحاكاة للمتحكم الرقمي PID مع خوارزمية إنهاء الجموح.

#### 4- نتائج النمذجة والمحاكاة (أمثلة تطبيقية)

يمكن استخدام Matlab simulink/ package [8] لتنفيذ المحاكاة لنموذج نظام التحكم بالسرعة بعناصره المختلفة ابتداءً بموضوع التحكم (المحرك والحمولة) مروراً بالمضخمات والتاكو متر والمتحكم التناسبي التكاملي التفاضلي الرقمي PID ومولد الإشارة الخارجية، حيث يبين الشكل (10) نموذج المحاكاة السابق.



الشكل (10) نموذج المحاكاة لنظام تحكم رقمي بالسرعة.

سنتمكن بمساعدة نموذج المحاكاة السابق من رصد الصدمة التناسبية والصدمة التفاضلية، وكيفية تخفيف النموذج الجديد لهذه الصدمة، وسنتمكن من رصد تغيرات إشارة التحكم بوجود خوارزمية إنهاء التشبع للمتحكم الرقمي PID.

إن بارامترات نموذج الحساب [7] واردة في الجدول التالية:

الجدول (1) بارامترات محرك التيار المستمر

Maxon Re25 10 watt dc motor					
$R_A(\Omega)$	$L_A(H)$	$K_b(V.sec/rad)$	$K_t(Nm/A)$	$J_m(kg.m^2)$	$b_m$
2.06	0.000238	0.0235	0.0235	1.07 e-6	12e-7

الجدول (2) بارامترات الحمولة

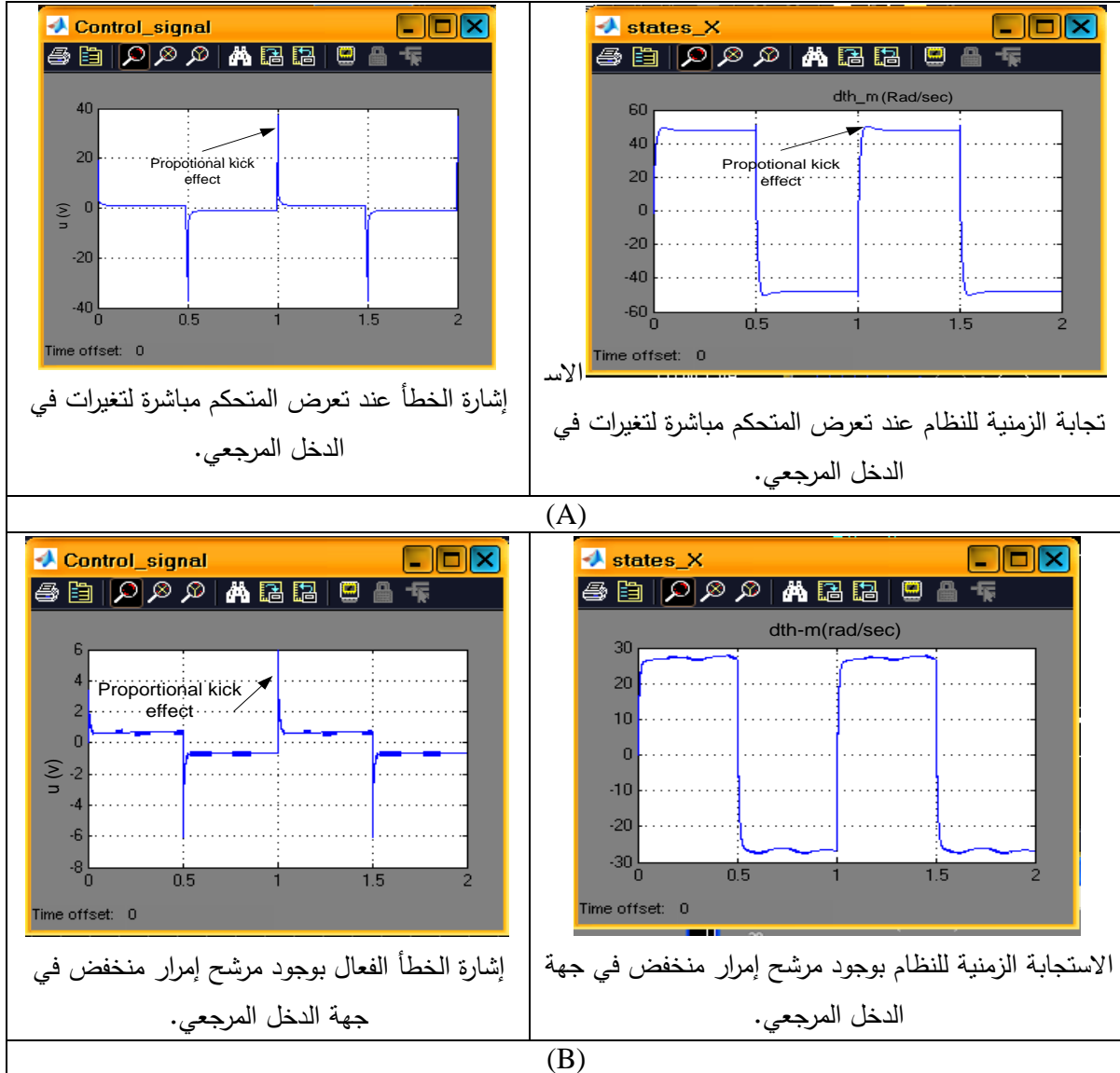
$J_L$	$b_L$	$K_s$	$b$
10.07e-6	12e-6	100	0.0001

الجدول (3) بارامترات المتحكم الرقمي PID

$b$	$T_i$	$T_d$	$N$	$T_t$	$u_{max}$	$u_{min}$	$T_s$
0.7	0.01	$1.e^{-5}$	4	0.005	12	-12	100 $\mu$ sec

### الصدمة التناسبية Proportional kick:

هي الأثر للحد التناسبي في المتحكم PID التقليدي على التغيرات السريعة للإشارة المرجعية. إذ يؤدي التغير في الإشارة المرجعية إلى تغير في خرج المتحكم ليتم الإيعاز للمشغل بالتنفيذ، الأمر الذي يسبب ما يسمى بالصدمة التناسبية. لقد أظهر استخدام النموذج المقترح في تحليل أنظمة التحكم بالسرعة وعبر استخدام مرشح إمرار منخفض في جهة الدخل المرجعي، وكما هو مبين في الشكل (11) تخفيضاً كبيراً في أثر الصدمة التناسبية .



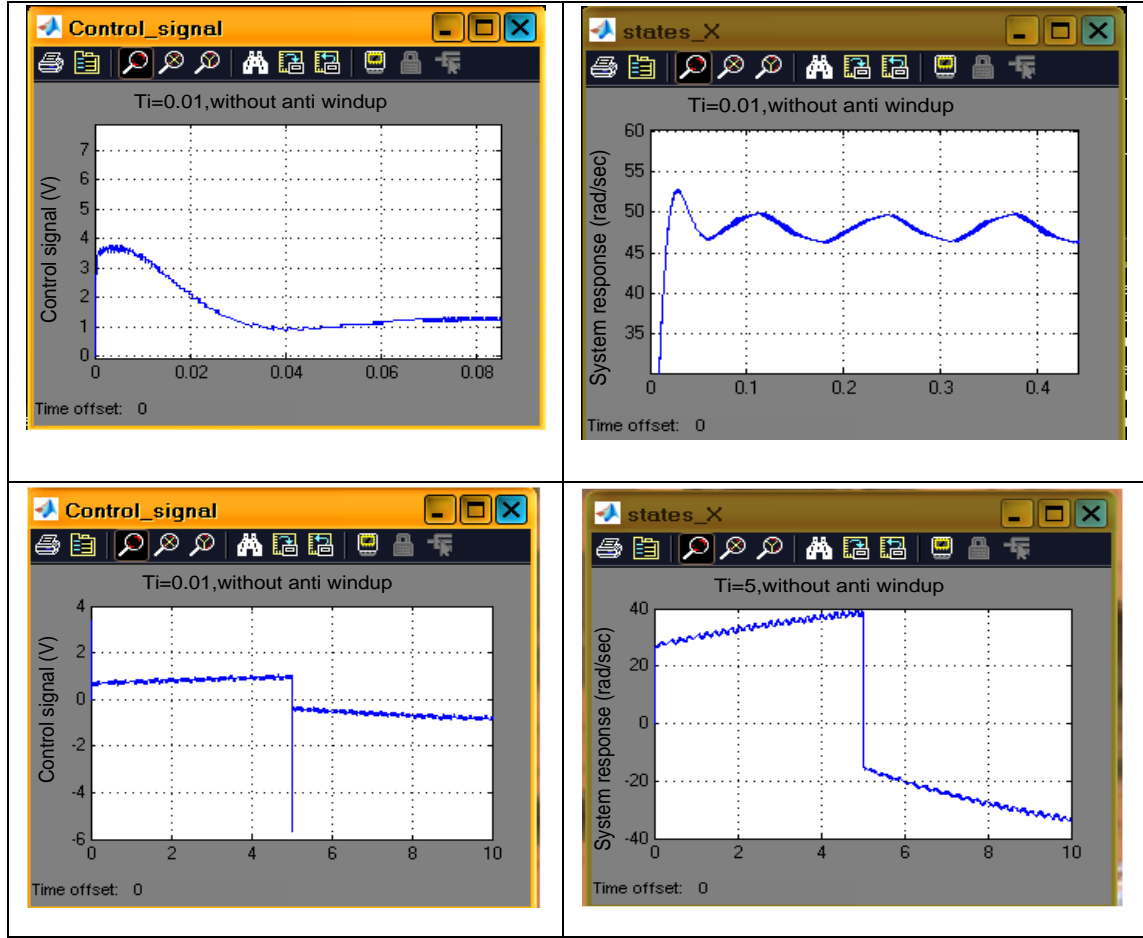
الشكل (11) أثر الصدمة التناسبية (A) في البنية التقليدية (B) في البنية المعدلة للمتحكم PID لنظام تحكم بالسرعة.

### الصدمة التفاضلية Derivative kick:

ينتج التغير في خطوة الدخل المرجعي قفزة في إشارة التحكم عند تفاضل هذا التغير بفعل وجود الحد التفاضلي في المتحكم PID (الصدمة التفاضلية)، ولذلك وتفادياً لحصول ذلك، نجعل الحد التفاضلي في نموذج الحساب مستقلاً عن إشارة الدخل المرجعي ويعتمد فقط على خرج موضوع التحكم (المحرك + الحمولة).

### هيجان المكامل Integrator Windup :

سننقش هنا كلاً من إشارتي الخطأ والاستجابة للنموذج السابق في حالة عدم استخدام طرق الحد من هيجان المكامل، ومع استخدام الطريقة الثالثة (التغذية العكسية للإشباع) للحد من هيجان المكامل، وذلك بتغيير قيم الثابت التكاملي  $T_i$  في ظروف إشباع المشغل. حيث أن نتائج الحساب مبيّنه على الشكل (12).



الشكل (12) تأثير قيمة الثابت التكاملية  $T_i$  على استجابة نظام المتحكم PID الرقمي بالسرعة عند عدم وجود خوارزمية إنهاء الإشباع للمتحكم .

يبين الجدول (4) قيم الاستجابة الزمنية المستقرة (السرعة) لنظام التحكم، وإشارة التحكم عند قيم مختلفة ل  $T_i$  وقيمة مرغوبة للسرعة عند  $\omega_d=48 \text{ rad/sec}$  وفي ظروف إشباع المشغل، وعند عدم وجود خوارزمية إنهاء هيجان المكامل.

الجدول (4) قيم الاستجابة الزمنية لنظام التحكم بالسرعة بمتحكم رقمي PID

$\omega_d=48 \text{ rad/sec}, T_d=1 \text{e-}5, N=4, K_p=0.1$					
TI	0.1	1	2	5	10
Response ( $\omega$ )	48	47.3	45	38.5	34
Control signal(v)	1.174	1.238	1.24	1.253	1.26

من الجدول، يتبين أنه بزيادة الثابت التكاملية للمتحكم الرقمي يصبح النظام غير قادر على بلوغ الخرج المرغوب، على الرغم من الزيادة في مطال إشارة التحكم.

يبين الجدول (5) قيم الاستجابة الزمنية المستقرة (السرعة) لنظام التحكم وإشارة التحكم عند قيم مختلفة لـ  $T_i$  وقيمة مرغوبة للسرعة عند  $\omega_d=48 \text{ rad/sec}$  وفي ظروف إشباع المشغل وعند وجود خوارزمية إنهاء هيجان المكامل. الجدول (5)

الجدول (5) قيم الاستجابة الزمنية لنظام التحكم بالسرعة بمتحكم رقمي PID عند وجود خوارزمية إنهاء هيجان المكامل

$\omega_d=48 \text{ rad/sec}, [u_{\max}, u_{\min}]=\pm 12v, T_d=1e-5, N=4, K_p=0.1, T_t=0.005$					
TI	0.1	1	2	5	10
Response ( $\omega$ )	48	48	48	48	48
Control signal(v)	1.174	1.165	1.13	0.985	0.83

يظهر الجدول أن النظام يصل إلى الخرج المرغوب عند قيم مختلفة للثابت التكامل للـ PID. يتيح النموذج المعتمد أيضاً تقييم أداء النظام في حالتي وجود خوارزمية إنهاء هيجان المكامل وعدم وجودها من خلال مؤشر الأداء ISE (تكامل مربع الخطأ)، حيث يتبين من الجدول أن هذا الخطأ أصبح أقل بوجود الخوارزمية السابقة مما يدل على تحسن الأداء.

الجدول (6) قيم مؤشر الأداء ISE لنظام التحكم بالسرعة بمتحكم رقمي PID

Index	PID	PID + Anti Windup
$ISE = \int_0^5 e^2 .dt$	1.15	1.03

### الاستنتاجات والتوصيات:

تم في هذا البحث تحليل نظم التحكم الرقمي بالسرعة (محرك تيار مستمر +حمولة) التي تستخدم المتحكمات PID عندما يتعرض هذا النظام لجهود تحكم إشباع ووضعت النماذج الرياضية لعناصر النظام، وعلى أساس هذا التحليل تم وضع نموذج محاكاة لتلك الأنظمة يراعي الشروط العملية لعمل تلك الأنظمة، حيث تبين ما يلي:

- تحتاج إلى تحويل المتحكم PID إلى الشكل المتقطع لتنفيذ هذا المتحكم في المعالج الصغير.
- يمكن تفادي الصدمة التناسبية لهذه المتحكمات بجعل الريح التناسبي يعتمد فقط على مقدار استخدام إشارة الخطوة (الدخل المرجعي)  $b=0.1-1$ .
- إن جعل الجزء التفاضلي يعتمد فقط على خرج موضوع التحكم يساهم إلى حد كبير في تخفيض الصدمة التفاضلية بشكل كبير، واستخدام مرشح إمرار منخفض في هذا الجزء يخفض الحساسية لإشارات التشويش.
- إن التزود بخوارزمية منع هيجان القسم التكامل عبر ثابت ربح  $(T_i=0.1-0.5)$  يمنع إشباع المتحكم PID في ظروف إشباع مشغل نظام التحكم، الذي يتجلى بسلوك نظام التحكم كنظام بحلقة مفتوحة.

- تتميز طريقة منع هيجان المكامل المعتمدة في نموذج المحاكاة بإمكانية الاستخدام مع الأنواع المختلفة للمشغلات، وليس فقط للمشغلات بخرج مقيد صغير.
- يمكن تقييم أداء نظام التحكم الرقمي بالسرعة مع نموذج المحاكاة من خلال حساب مؤشر الأداء ISE.

### المراجع:

1. CORKE, P.I. *The Unimation PUMA Servo systems*. MTM-226 CSIRO Division and Technology, 2003. 408.
2. DAGGET, K.E.; ONAGA, E.M.; CASLER, R.J. *Position and velocity feedback system for digital robot control*. USA, N4876494 . 1999,103.
3. ASTROM, K.; WITTENMARK, B. *Computer controlled systems theory and practice*. Prentice Hall, USA, 1990 ,684.
4. DROF, R.; Bishop, R. *Modern control systems*. Addison-Wesley, Reasing , 1998, 80.
5. BOLEDA, I.; NASAR, S. A. *Vector control of AC drives*. CRC Press, Boca Raton, 1998, 423.
6. JAVIER, M. *Experimental comparison of saturated velocity controllers for DC motors*. Journal of ELECTRICITY ENGINEERING, vol.59. No. 5,2008, 254-259.
7. ASTROM, K.; HAGGLUND, T. *PID Controllers: Theory , Design, and Tuning*, 2nd ed., ISA The Instrumentation, Systems, and Automation Society, Research Triangle Park, 1995,343.
8. Matlab, Simulink Package, Toolboxes, control system Demos.