

تصميم نظام تحكم بالنمط الانزلاقي مقاوم للاضطرابات الداخلية لمحرك تيار مستمر ذو استطاعة عالية

د. محسن أحمد خطيب *

د. علي أنيس ابراهيم **

م. مرام علي ناصر ***

(تاريخ الإيداع ٢٠٢٥/٨/٢٦ . قُبِلَ للنشر في ٢٠٢٦/٢/١٧)

□ ملخص □

يهدف هذا البحث إلى تصميم متحكم بالنمط الانزلاقي للتحكم بمحرك تيار مستمر ذو استطاعة عالية بوجود اضطرابات داخلية، حيث تعتبر الاضطرابات الداخلية للمحركات من أهم المشاكل التي يجب دراسة تأثيرها على أداء عمل المحركات، كما أن استخدام المتحكمات التقليدية للتحكم بمحركات التيار المستمر ذات الاستطاعات العالية عند حدوث اضطرابات داخلية ذات تأثير ضعيف من حيث الاستقرار وتقليل الخطأ الستاتيكي.

تمت الاستفادة من خوارزمية التحكم بالنمط الانزلاقي لتحسين أداء عمل هذه المحركات في الحالات الديناميكية الداخلية العابرة كتغير قيمة مقاومة ملف المتحرض نتيجة ارتفاع درجة الحرارة أو تغير قيمة محارضته نتيجة التشبع المغناطيسي والتي تسبب اضطراب في عمل المحرك. تم استخراج النموذج الرياضي لمحرك التيار المستمر ذات الاستطاعة العالية بالاعتماد على معادلاته الديناميكية، تمهيداً للاستفادة من معادلات المتحكم بالنمط الانزلاقي واستنتاج سطح الانزلاق، للحصول على قانون التحكم الذي ينقل متغير الحالة المدروس من السطح الذي يعمل عليه إلى سطح الانزلاق بما يضمن إعادة عمل النظام إلى نقطة العمل المرغوبة مباشرةً عند حدوث أي اضطراب، ومن ثم نمذجة النظام في بيئة (Matlab-Simulink). تم تغيير قيم بعض البارامترات الأساسية للمحرك عند لحظة زمنية معينة ومراقبة منحنى الاستجابة الزمنية لكل من تيار المحرك وسرعته، وقد بينت الاختبارات من خلال المحاكاة أن العمليات التحكمية ذات البنية المتغيرة حققت استجابة جيدة مقارنةً بالمتحكم التقليدي (PID)، حيث ألغى المتحكم الانزلاقي (SMC) التجاوز الأعظمي، وأعاد الخرج لوضع الاستقرار خلال زمن صغير جداً (0.01 sec)، وكما قل من قيمة الخطأ الستاتيكي بنسبة (0.3%).

الكلمات المفتاحية: محرك تيار مستمر، التحكم بالنمط الانزلاقي، المتحكم التناسبي التكامل التفاضلي.

* أستاذ مساعد في قسم الأتمتة الصناعية - كلية الهندسة التقنية - جامعة طرطوس - طرطوس - سورية.

** مدرس في قسم الأتمتة الصناعية - كلية الهندسة التقنية - جامعة طرطوس - طرطوس - سورية.

*** طالبة دكتوراه في الأتمتة الصناعية - كلية الهندسة التقنية - جامعة طرطوس - طرطوس - سورية.

Design of a Sliding-Mode Control System Resistant to Internal Disturbances for a High-Power DC Motor

Dr-Mohsen Ahmad Khateeb *

Dr-Ali Anis Ibrahim **

Engineer. Maram Ali Naser ***

(Received 26/8/2025 . Accepted 17/2/2026)

□ ABSTRACT □

The aim of this research is to design a sliding-mode controller to control a high-power DC motor when internal disturbances are present. Internal disturbances in motors are one of the most important problems whose impact on motor performance must be studied. Using conventional controllers to control high-power DC motors when internal disturbances occur has a weak impact on stability and reducing static error.

A sliding-mode control algorithm was utilized to improve the performance of these motors during transient internal dynamic conditions, such as changes in the resistance value of the inductor coil due to temperature rise or changes in its inductance value due to magnetic saturation, which causes motor disturbances. A mathematical model for high-power DC motors was derived based on its dynamic equations, in preparation for utilizing the sliding-mode controller equations and deducing the sliding surface. This results in a control law that transfers the studied state variable from the surface on which it operates to the sliding surface, ensuring that the system returns to the desired operating point immediately upon the occurrence of any disturbance. The system was then modeled in Matlab-Simulink. The values of some basic parameters of the motor were changed at a certain time point and the time response curve of both motor current and speed was monitored. Simulation tests showed that the control processes with variable structure achieved a good response compared to the traditional (PID) controller, as the sliding controller (SMC) eliminated the maximum overshoot and returned the output to the stable state within a very short time (0.01 sec), and also reduced the static error value by (0.3%).

Keywords: DC Motor, Sliding Mode Control, PID controller.

*Assistant Professor - Department of Industrial Automation - Faculty of Technical Engineering - University of Tartous - Syria.

**Lecturer in the Department of Industrial Automation - Faculty of Technical Engineering - University of Tartous - Syria.

***PhD student in the Department of Industrial Automation - Faculty of Technical Engineering - University of Tartous - Syria.

1. مقدمة

تستخدم المحركات على نطاق واسع في الصناعة، وخاصةً في الأنظمة التي تتطلب دقة عالية، مثل صناعة السيارات [1]، وأنظمة المصاعد [2]، والمعالجات الآلية [3]، وما إلى ذلك. يواجه محرك التيار المستمر الذي يعمل بالمبدل اضطرابات وحالات عدم يقين مختلفة [4]، وتشمل الاضطرابات: عزم دوران حمل ثابت أو متغير زمني غير معروف [5]، حالات الشك كقيم البارامترات غير المؤكدة مثل عدم معرفة قيمة الجهد الخارجي للمحرك [6]، ومقاومة الحمل، ومقاومة ملف المتحرض ومحارضته [7]، وحالات عابرة غير مؤكدة، مثل سلسلة المقاومات المكافئة في أنظمة المحولات وأخطاء القياس [8]. لذلك، اقترح الباحثون استراتيجيات تحكم متنوعة لحل مشكلة تنظيم السرعة الزاوية، مثل التحكم التناسبي التكاملي (PI) [9]، والتحكم بالخطوة الخلفية [10]، والتحكم بالتتابع القائم على التسطیح [11]، والتحكم بالنمط الانزلاقي [12]، والتحكم الصلد [13]، والتحكم النشط في مقاومة الاضطرابات active disturbance rejection control (ADRC) [14]، ومن هنا جاءت فكرة تطوير أنظمة التحكم الآلية للوصول إلى أنظمة التحكم الصلد، لأنها من أفضل الطرق المتبعة للوصول إلى حالة الاستقرار المطلوبة عند التعامل مع المحركات خصوصاً مع وجود اضطرابات، ومن أهم طرق التحكم الصلد التي انتشرت بكثرة لموثوقيتها العالية هي طريقة التحكم بالنمط الانزلاقي [15].

في دراسة قدمت عام (Bodur & Kaplan, 2023) تم اقتراح وحدة تحكم بالنمط الانزلاقي تستخدم التكامل لسطح الانزلاق وقانون جذب محسن من أجل تعزيز الأداء الديناميكي للتحكم بالسرعة في محركات التيار المستمر، وأظهرت نتائج المحاكاة تفوق وحدة التحكم ذات النمط الانزلاقي على الطرق الأخرى من حيث تحسين الأداء الديناميكي، وتتبع وحدة التحكم قيم السرعة المرجعية بشكل أسرع وأكثر قوة [16].

في دراسة أخرى عام (2024)، قام (Wang, Niu) وآخرون باختبار تغيير قيم المحاثة مع تغيير التشبع المغناطيسي في ملف العضو الدوار لدارة DC-Vernier Reluctance Machine، وصياغة هذا التأثير في نموذج غير خطي يعتمد على مستوى التشبع لتحسين تقدير الموضع بدون حساسات [17].

تمت مناقشة النظرية الأساسية لنظام التحكم بالنمط الانزلاقي (SMC) في بحث عام (2020)، قام به (Maghfiroh, Sujono, & Apribowo) حيث تم شرح عملية التحكم بسرعة محرك تيار مستمر، ونمذجتها باستخدام (Matlab Simulink)، وإجراء اختبار استجابة الخطوة الواحدة واختبار تتبع الإشارة المرجعية، وأظهرت الاختبارات فعالية نظام التحكم (SMC) من حيث سرعة الوصول للاستقرار وإلغاء التجاوز الأعظمي [18].

كما تم تقديم بنية التحكم النشط في مقاومة الاضطراب (ADRC) عام (2017)، في مقالة لمجموعة من الباحثين (Shi, Xue, Zhao, Wang, and Huang) حيث حققت هذه البنية أداءً قوياً وتحكماً تنظيمياً فعالاً، وقللت تأثير حالة عدم اليقين الداخلي لمحرك تيار مستمر، وقد حسنت من متانة المحرك في مواجهة الاضطرابات، وحافظت على هامش الاستقرار بغض النظر عن الحالات العابرة غير المعروفة واختلاف قيم بارامترات المحرك الداخلية [14].

2. مشكلة البحث:

تستخدم محركات التيار المستمر في الكثير من المجالات التي تتطلب موثوقية عمل عالية، وبما أن طرق التحكم التقليدية المستخدمة لا توفر الاستجابة الزمنية المرجوة خصوصاً عند الاضطرابات، كان لا بد من البحث عن طرق بديلة تضمن الاستقرار، حيث تحدث الاضطرابات عند الحالات العابرة أو تغيير في شروط التشغيل، وتعتبر الاضطرابات داخلية عندما يتغير أحد بارامترات المحرك نتيجة التأثير بالظروف المحيطة كتغير مقاومة المتحرض (R_a)

نتيجة تغير درجة الحرارة حيث تزداد قيمتها، أو عندما يصبح المحرك مشبعاً مغناطيسياً بسبب تغير قيمة الفيض تتناقص قيمة محارضته (L_a) [7]، مما يلحق الضرر بالمحرك، لذلك لا بد أن تكون الاستجابة سريعة ومقاومة لتلك الاضطرابات لتعيد النظام إلى وضع الاستقرار.

3. أهمية البحث وأهدافه:

بما أن استخدام المتحكمات التقليدية ونظم التحكم الخطية في محركات التيار المستمر ذات الاستطاعة العالية غير مجدي ولا يضمن استقرار الأداء في الحالات العابرة اللاخطية، يتمثل الهدف الرئيسي لهذا البحث بتصميم متحكم بالنمط الانزلاقي والذي ينتمي للمتحكمات ذات البنية المتغيرة لتحسين أداء محركات التيار المستمر عند حدوث اضطرابات داخلية مثل تغير البارامترات الأساسية للمحرك والتي تسبب حالات ديناميكية عابرة تؤثر على أداء هذه المحركات، وذلك لضمان عودة الاستجابة الزمنية لوضع الاستقرار والتغلب على تلك الاضطرابات.

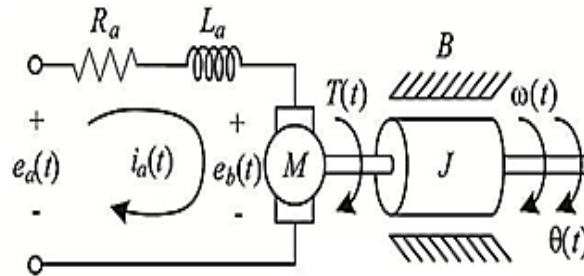
4. مواد البحث:

- بارامترات محرك تيار مستمر ذو استطاعة عالية.
- برنامج (Matlab-Simulink) لبناء ونمذجة نظام التحكم المدروس.

5. طرائق البحث:

1.5 النموذج الرياضي لمحرك التيار المستمر:

المحركات منظومات كهروميكانيكية معقدة يتطلب تصميمها الربط بين مزيج من التخصصات الهندسية (الميكانيكية، الكهربائية، الالكترونية) بالإضافة لعلوم الكمبيوتر والتحكم، وهذا ما يتطلب وجود بيئة نمذجة تتيح وضع نماذج لمختلف مكونات النظام، والتحقق من كل مكون تحت ظروف عمل محددة. كما تزود النمذجة رؤية واسعة لسلوك النظام، وتتيح اكتشاف الأخطاء الديناميكية وتحسين المعاملات وتحليل النتائج بالإضافة لمعرفة موثوقة الأنظمة ومقارنتها مع بعضها، ويوضح الشكل (1) الدارة الكهربائية لمحرك التيار المستمر.



الشكل (1): دارة محرك التيار المستمر مع الحمل الميكانيكي [15].

تعطى العلاقة الكهربائية للمحرك بالمعادلة (1) [23]:

$$R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} = V_a - k_e \omega_a \quad (1)$$

(L_a) ذاتية المتحرض، (R_a) مقاومة المتحرض، (i_a) تيار المتحرض، (k_e) الثابت الكهربائي، (ω_a) السرعة الزاوية، (V_a) جهد المتحرض، كما تبين العلاقة (2) العلاقة الميكانيكية بناء على العلاقة ($T_m = k_t i_a$) [24].

$$T_m = J \frac{d\omega_a}{dt} + B\omega_a \quad (2)$$

علماً أن (J) عزم العطالة للمحرك والحمل، (B) ثابت الاحتكاك اللزج، (k_t) ثابت العزم، (T_m) العزم و(E_a) القوة المحركة الكهربائية العكسية، وبالاعتماد على قانون نيوتن الثاني للدوران تصبح المعادلة (2) كالتالي:

$$J \dot{\omega}_a + B \omega_a = k_t i_a \quad (3)$$

تزداد القوة المحركة الكهربائية العكسية بشكل خطي مع ازدياد سرعة الدوران كما في العلاقة ($E_a = k_e \omega_a$) وبالتالي يمكن إعادة كتابة المعادلة (1) كما في المعادلة (4) [23]:

$$L_a \frac{di_a}{dt} = -R_a i_a - k_e \omega_a + V_a \quad (4)$$

تم الاعتماد على قيم بارامترات محرك التيار المستمر ذو الاستطاعة العالية المستخدم في مصنع تشكيل الحديد، ويبين الشكل (2) لوحة المواصفات الفنية للمحرك المدروس:

| DC MOTOR | | CE | |
|--|-----------|------|---------|
| TYPE | 24-35-12 | NO. | 1760247 |
| KW | 440 | V IP | 23 |
| A | 1500/1800 | rpm | INS CL |
| Excitation | 130 | V | DUTY |
| Excitation | 16 | A | WGT |
| Excitation type | S1 | kg | |
| Standard | | DATE | 2017.03 |
| SHANGHAI FORTUNE ELECTRIC CO., LTD. | | | |
| Service: sales@cn-electric.com cell: +86 13585754942 MADE IN CHINA | | | |

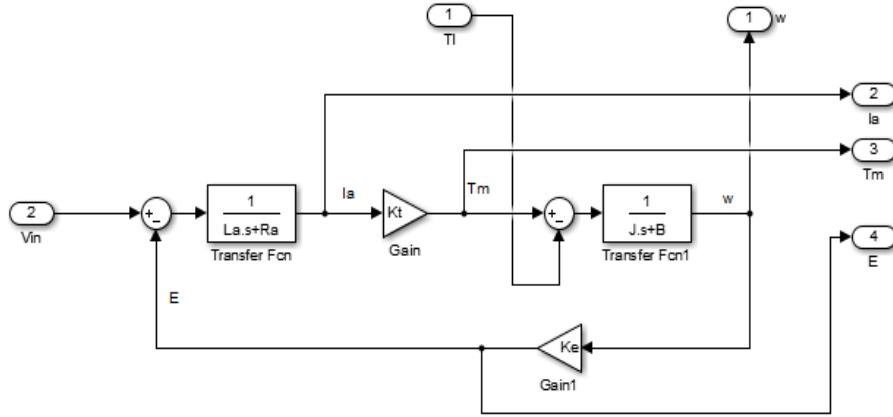
الشكل (2): لوحة المواصفات الاسمية لمحرك التيار المستمر المدروس.

أخذت البارامترات الأساسية من اللوحة الفنية، وتم الحصول على القيم الأخرى حسابياً وفق الجدول (1):

جدول (1) قيم بارامترات محرك التيار المستمر باستطاعة (355 kw) المستخدم في النمذجة.

| الرمز | القيمة | البارامتر |
|-------|---------------------------|---------------------------|
| P | 355 (KW) | الاستطاعة الفعالة |
| I_a | 863 (A) | تيار المتحرض |
| V_n | 440 (V) | الجهد الاسمي |
| n | 1500 → 1800 (rpm) | سرعة الدوران |
| V_f | 130 (V) | جهد دائرة التهييج |
| I_f | 16 (A) | تيار دائرة التهييج |
| R_a | 0.01658 (Ω) | مقاومة المتحرض |
| Wight | 2290 (kg) | وزن المحرك |
| L_a | 0.00039 (H) | مفاعلة المتحرض |
| J | 27.2 (kg. m^2) | عزم عطالة الأجزاء الدوارة |
| k_e | 4.0644 (volt.sec/rad) | ثابت الجهد |
| k_t | 3.963 (volt.sec/rad) | ثابت العزم |
| B | 10.84 (N.m.sec) | عامل الاحتكاك |

تمت نمذجة المعادلات السابقة ضمن بيئة (Matlab-Simulink) والشكل (3) يبين نموذج المحرك المدروس:



الشكل (3): تمثيل النموذج الرياضي لمحرك التيار المستمر في بيئة (Matlab-Simulink).

يتألف النموذج الرياضي من الدخل وهو عبارة عن جهد المحرك (V_{in}) وصندوقين من نوع تابع النقل، حيث يمثل الصندوق الأول المعادلة الكهربائية للمحرك من خلال تابع النقل ($G_1 = \frac{1}{L_a \cdot s + R_a}$) مضروباً بالثابت الميكانيكي k_t ضمن صندوق (Gain)، بينما يمثل الصندوق الثاني الجزء الميكانيكي للمحرك من خلال تابع النقل ($G_2 = \frac{1}{J \cdot s + B}$)، إضافة إلى التغذية الراجعة ممثلة بالقوة المحركة الكهربائية وفق المعادلة ($E_a = k_e \cdot \omega$) وهي جداء السرعة الزاوية ω مع الثابت الكهربائي K_e ضمن صندوق (Gain) آخر، أما عزم المحرك فهو يشمل عزم دوران محور المحرك والذي يعتبر عزماً منتجاً، ويضاف إليه عزم الحمل الذي يعتبر عزماً مقاوماً.

2.5. الاضطرابات الداخلية:

1.2.5 تأثير درجة الحرارة على تغير قيمة مقاومة ملفات محركات التيار المستمر:

تتأثر مقاومة ملفات محركات التيار المستمر بشكل مباشر بدرجة الحرارة المحيطة، إذ إن مقاومة الموصلات المعدنية (وخاصة النحاس المستخدم في اللثائف) تزداد طردياً مع الارتفاع الحراري نتيجة زيادة التصادمات بين الإلكترونات الحرة وذرات المعدن [19]، كما أن زيادة الحمل يسبب ارتفاع درجة حرارة المحرك ويصل لأعلى حرارة عند الحمل الكامل، ويمكن التعبير عن العلاقة بين المقاومة ودرجة الحرارة بالصيغة (5):

$$R_T = R_0 [1 + \alpha(T - T_0)] \quad (5)$$

حيث:

R_0 : المقاومة عند درجة الحرارة المرجعية (20°C).

R_T : المقاومة عند درجة الحرارة الجديدة.

α : معامل الحرارة للنحاس ($\alpha \approx 0.00393 \text{ } 1/\text{C}^\circ$) لكل درجة مئوية.

$T - T_0$: مقدار الارتفاع في درجة الحرارة.

وفقاً للمعايير الدولية [20]، تستخدم قيمة R_T لتصحيح مقاومة ملفات المحركات أثناء الاختبارات الحرارية أو عند تقييم الأداء في ظروف تشغيل مختلفة، فإذا ارتفعت درجة الحرارة بمقدار (40°C)، فإن مقاومة الملف تزداد بنسبة تقارب (15.6%) من قيمتها الأصلية، وتصبح قيمة المقاومة الجديدة ($R_a = R_a + 0.00258 \Omega$). مما يؤدي إلى زيادة بسيطة في الفقد النحاسي، وتغير طفيف في الكفاءة العامة للمحرك.

2.2.5 تأثير زيادة التشبع المغناطيسي على قيمة حثية المتحرض في محركات التيار المستمر:

عندما يبدأ القلب الحديدي لمحرك التيار المستمر بالدخول في منطقة التشبع المغناطيسي تنخفض النفاذية المغناطيسية للمادة الحديدية نتيجة اقتراب منحني (B-H) من منطقة التشبع، وبما أن حثية المتحرض تعتمد على النفاذية وفق العلاقة (6):

$$L_a = \frac{N^2 \mu A}{l} \quad (6)$$

N: عدد اللفات الكهربائية التي يمر فيها تيار المتحرض.

A: مساحة المقطع المغناطيسي الفعال التي يمر خلالها الفيض في القلب الحديدي.

l: طول المسار المغناطيسي الفعال الذي يسلكه الفيض المغناطيسي داخل الدارة المغناطيسية للمحرك.

بالتالي فإن أي انخفاض النفاذية يؤدي إلى انخفاض مباشر في قيمة L_a .

في حالة التشبع الخفيف، تكون تغيرات الفيض المغناطيسي محدودة، لذلك يكون الانخفاض في حثية المتحرض طفيفاً، ويتراوح عادةً بين (5% إلى 10%) من قيمتها الأصلية، بينما عند التشبع الكبير تنخفض الحثية بين (30% إلى 50%) [20].

في هذه الدراسة قيمة حثية المتحرض الأصلية ($L_a = 0.00039 \text{ H}$)، فعند التشبع الخفيف تنخفض الحثية

حوالي ($L_a = 0.00037 \rightarrow 0.00035 \text{ H}$)، وعند التشبع الكبير تصبح ($L_a = 0.00024 \text{ H}$) ويعد هذا الانخفاض

مهماً من الناحية الديناميكية، إذ يزيد معدل تغير تيار المتحرض، مما يؤثر على عزم المحرك اللحظي واستقراره في ظروف التشغيل العابرة.

3.5 المتحكم التناسبي التكامل التفاضلي (PID):

يعد المتحكم (PID) طريقة تحكم تقليدية خطية أساسية شائعة الاستخدام في التحكم بالمحركات، وتتكون من ثلاثة أجزاء التناسب، التفاضل والتكامل، ولها الثوابت K_p ، K_D ، K_I في المجال الزمني، ويجب ضبط هذه المعاملات بدقة للحصول على خصائص الأداء المطلوبة للنظام [15].

تم توليف الثوابت تجريبياً للحصول على أفضل استجابة، بعد ذلك تمت مقارنة استجابة المتحكم (SMC) بالمتحكم (PID)، وتعطى معادلة المتحكم (PID) بالعلاقة (7) [15]:

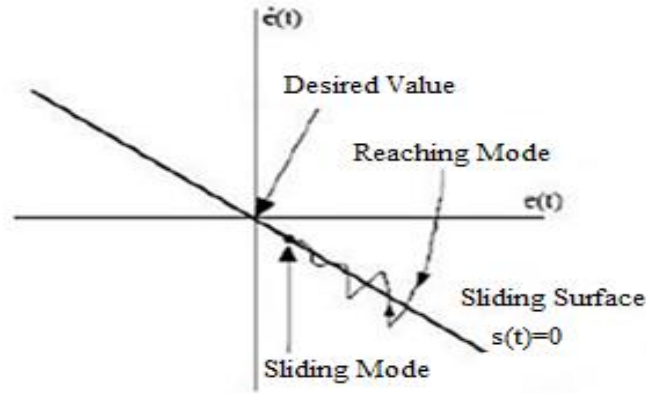
$$u(t) = K_p e(t) + K_D \frac{de(t)}{dt} + K_I \int e(t) dt \quad (7)$$

4.5 تصميم نظام التحكم بالنمط الانزلاقي:

1.4.5 نظرية التحكم بالنمط الانزلاقي Sliding Mode Control Theory:

يعتبر التحكم بالنمط الانزلاقي من أهم طرق التحكم ذات البنية المتغيرة ويعتمد على تعريف سطح يسمى سطح الانزلاق (Sliding Surface) الذي يحتوي على نقطة الهدف المرغوبة، ومن ثم جذب مسار الحالة للنظام المراد التحكم به باتجاه سطح الانزلاق وتوجيهه نحو نقطة العمل المرغوبة.

يتصف التحكم بالنمط الانزلاقي باستجابة ديناميكية عالية وبمقاومته للتغيرات التي تطرأ بشكل مفاجئ على الأنظمة كأخطاء القياس أو حدوث اضطرابات كتغير عزم الحمل الخارجي أو حدوث تغيرات في البارامترات الأساسية، وبذلك يحافظ التحكم بالنمط الانزلاقي على استقرار النظام المدروس الذي يعمل في بيئة ذات ظروف عمل متغيرة [25]، [26]، يوضح الشكل (4) مراحل عمل المتحكم بالنمط الانزلاقي.



الشكل (4): مراحل التحكم بالنمط الانزلاقي (SMC) [18].

2.4.5 دراسة الاستقرار عن طريق التحكم بتيار المتحرض (I_a):

تم بناء نموذج التحكم بالنمط الانزلاقي لتنظيم التيار وفق الاعتبارات التالية:

فرض معادلة انزلاق تحقق شرطين أساسيين هما: أن تكون معادلة الانزلاق منتهية إلى الصفر، وأن تعطي معادلة الانزلاق باشتقاقها الدخل الفعال كجهد الدخل الذي يشكل إشارة التحكم، كما في العلاقة (8):

$$I_{ref} = I_a \quad (8)$$

معادلة سطح الانزلاق المستخدمة لتنظيم التيار مبينة في العلاقة (9):

$$s = I_{ref} - I_a \quad (9)$$

تكون قيمة سطح الانزلاق مساوية للصفر عند التنظيم، لأن تيار المحرك مساوياً للتيار المرجعي، وبذلك يكون الشرط الأول محققاً، وبالنسبة للشرط الثاني، يتم اشتقاق تابع الانزلاق فنتج المعادلة (10):

$$\dot{s} = -\frac{dI_a}{dt} \quad (10)$$

نساوي مشتق المعادلة (9) بالصفر، ومن المعادلة (4) نجد الجهد المكافئ كما في المعادلة (11) [20]:

$$\frac{dI_a}{dt} = -\frac{1}{L_a} (R_a I_a + E - V_a) = \dot{I}_{ref} - \dot{I}_a \quad (11)$$

ولكي تكون المعادلة (11) تساوي الصفر يعطى (V_a) بالمعادلة (12):

$$V_a = R_a I_a + E \quad (12)$$

تصف المعادلة (12) السلوك الديناميكي للنظام على سطح الانزلاق وتمثل جهد التحكم الذي يبقي تيار المتحرض عند القيمة المطلوبة، وذلك بعد جذب متغير الحالة نحو سطح الانزلاق (أي باتجاه التيار المرجعي)، فإنه لا بد من تعويض الحد ($\frac{dI_a}{dt}$) في المعادلة (9) بقانون جذب مناسب، وللجذب بسرعة ثابتة وبسرعة تناسبية سوف نختار من بين قوانين الجذب المختلفة قانون الجذب الممثل بالعلاقة (13) [15]:

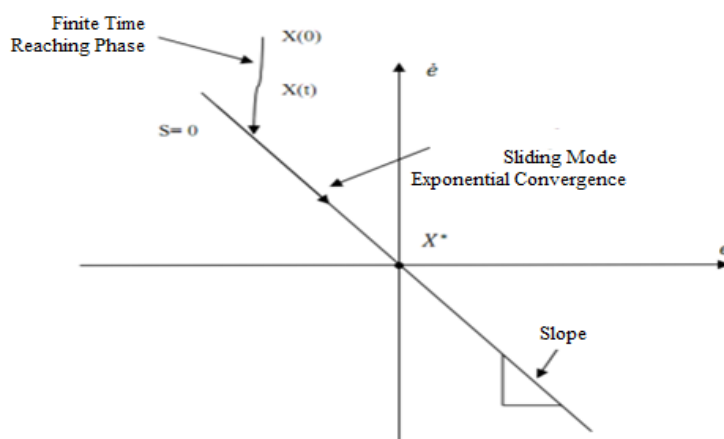
$$\dot{s}_1 = -Q_s \operatorname{sgn}(s) - K_s s \quad (13)$$

إن إضافة الحد ($-K_s s$) يجبر مسار متغير الحالة من الاقتراب من سطح الانزلاق بسرعة أكبر عندما تكون قيمة (S_1) كبيرة. كلما كانت قيمة (K_s) كبيرة كلما كان زمن البقاء في نمط الجذب قصيراً، في حين أن اختيار قيمة صغيرة لـ (Q_s) يخفض من الاهتزازات حول القيمة المرجعية.

بالاعتماد على المعادلات (10) و(11) و(13) تنتج العلاقة (14):

$$-Q_s \operatorname{sgn}(s) - K_s s = -\frac{1}{L_a}(R_a I_a + E - V) \quad (14)$$

ينقسم قانون التحكم إلى قسمين أساسيين: يصف القسم الأول سلوك النظام على سطح الانزلاق ويسمى بالتحكم المكافئ، ويصف القسم الثاني سلوك النظام خلال مرحلة جذب متغير الحالة من مكانه إلى لحظة وصوله لسطح الانزلاق ويسمى قانون الجذب. حيث أن سرعة جذب متغير الحالة المدروس إلى سطح الانزلاق تتحكم به مجموعة عوامل مثل عزم القصور الذاتي، فكلما كان عزم القصور أكبر كانت عملية الجذب أبطأ، ويمكن التحكم بديناميكية هذه المرحلة بتغيير قيم الثوابت (Q) و (K) للوصول إلى أفضل استجابة ممكنة، وتطبيق إشارة التحكم الممثلة بالمعادلة (14) تكون الاستجابة من نقطة البداية حتى الوصول إلى الاستقرار مكونة من ثلاثة أنماط: نمط الجذب، نمط الانزلاق، ونمط الحالة المستقرة، كما يوضح الشكل (5) نظرية التحكم بالنمط الانزلاقي:



الشكل (5): آلية عمل نظرية التحكم بالنمط الانزلاقي [10].

تعطى علاقة التحكم وفق العلاقة (15) [15]:

$$V = V_{eq} + V_{sw} \quad (15)$$

حيث: جهد التبديل (V_{sw}) وجهد المكافئ (V_{eq}).

قانون التحكم يؤدي بشكل تلقائي إلى نمط الانزلاق في كل مرة يصل مسار الحالة إلى سطح التبديل ($S = 0$).

وتصبح المعادلة الأساسية لجهد التحكم كما في العلاقة (16):

$$V = L_a(Q_s \operatorname{sgn}(s) + K_s s) + R_a I_a + E \quad (16)$$

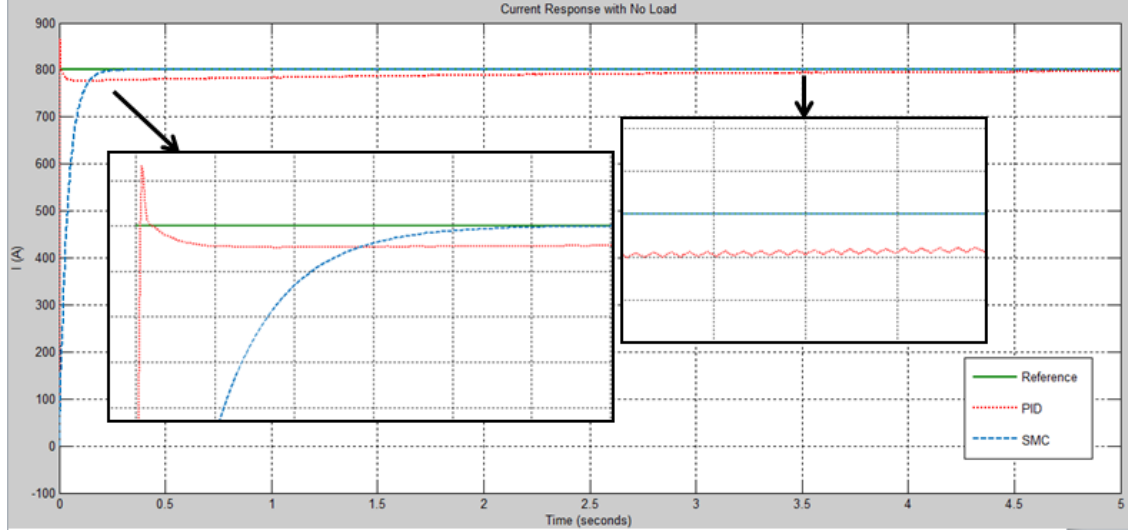
تم تشكيل معادلة الانزلاق في العلاقة (9)، ثم ضربها بالثابت (K_s) أما إشارة تابع الانزلاق يتم ضربها بالثابت (Q_s) لتشكل جهد الجذب. تم وضع الثوابت تجريبياً بما يلائم القيود الفيزيائية للنظام المدروس، ويفضل اختيار قيمة كبيرة للثابت (K_s) وقيمة صغيرة للثابت (Q_s)، لأن الأول يدخل في الحد الذي تتناسب فيه قيمة تابع الانزلاق مع البعد عن سطح الانزلاق، وهكذا تزداد قيمته عندما تكون قيمة (S) كبيرة، أي عندما يكون المتغير المتحكم به بعيداً عن سطح الانزلاق، أما الثاني فيدخل في الحد الذي يسبب الجذب بسرعة ثابتة، فتبقى قيمته ثابتة مهما كانت قيمة التابع (S)، ويتم إيجاد تابع سطح الانزلاق وفق العلاقة (17) [15]:

$$s = ce + \dot{e} \quad (17)$$

مع العلم أن: إشارة الخطأ (e) وإشارة الخطأ (c) ثابت شرط Hurwitz حيث ($c > 0$).

الشكل (7): تمثيل النموذج الرياضي لنظام التحكم الانزلاقي مع المحرك المدروس.

بإدخال بارامترات المحرك في فضاء العمل وتشغيل النموذج عند قيمة تيار مرجعي موافقة للتيار الاسمي للمحرك ($I_a = 800 \text{ A}$)، تم اختبار النموذج عند العمل على فراغ بوضع قيمة عزم الحمل ($T_L = 0 \text{ N.m}$)، كانت الاستجابة الزمنية لتيار المحرك مقارنة بإشارة دخل مرجعية من نوع (Step) كما في الشكل (8).

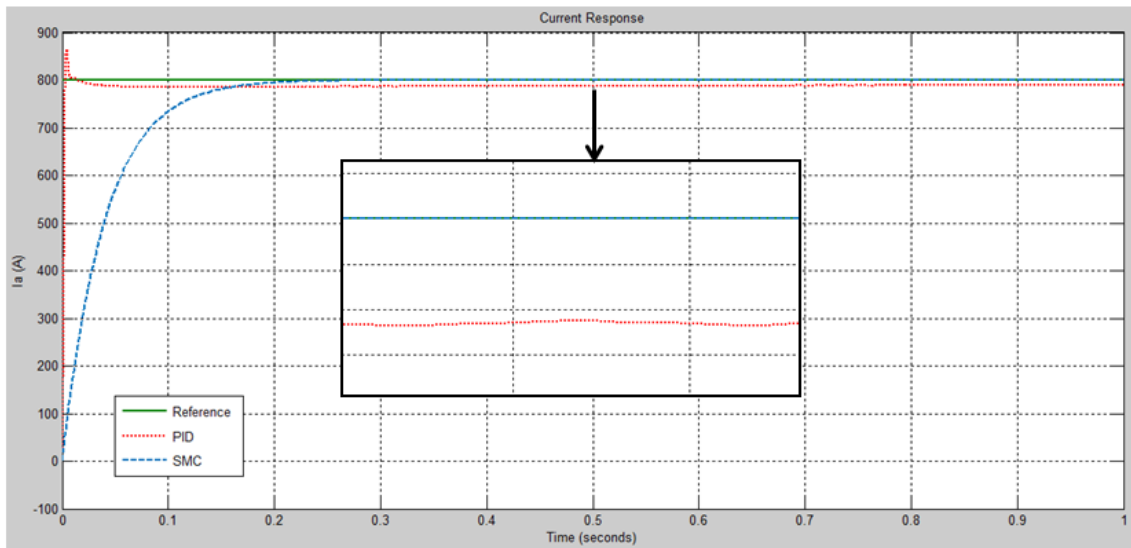


الشكل (8): الاستجابة الزمنية لتيار المحرك مقارنة بإشارة دخل مرجعية من نوع (Step) عند العمل على فراغ.

بين اختبار اللاحمل سرعة صعود كلا المتحكمين نتيجةً لسهولة عملية الإقلاع، حيث كان تيار الإقلاع بالمتحكم الانزلاقي (SMC) سلس وبدون تجاوز أعظمي، إلا أن استجابة التيار بالمتحكم (PID) كانت بتجاوز أعظمي كبير مع نبضة شوكية حادة وتأخر في زمن الاستقرار مع وجود خطأ ستاتيكي وتموج ملحوظ وفق الشكل (8).

بما أن غالبية اضطرابات التشبع المغناطيسي وارتفاع درجة الحرارة في محركات التيار المستمر تحدث عند التحميل العالي أو الكامل، وتكون محدودة جداً عند التشغيل على فراغ، تم تحميل المحرك بعزم حمل ($T_L =$

3000 N.m)، وكانت الاستجابة كما في الشكل (9):



الشكل (9): الاستجابة الزمنية لتيار المحرك مقارنة بإشارة دخل مرجعية من نوع (Step) باستخدام المتحكم (SMC).

يوضح الجدول (2) المقارنة بين الاستجابة الزمنية للمتحكم (SMC) والمتحكم (PID).

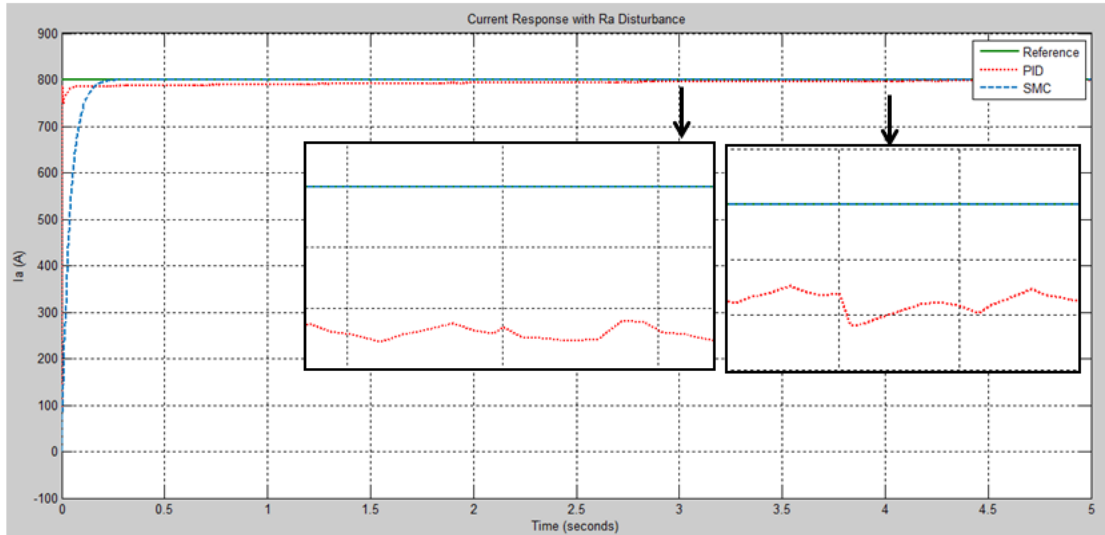
جدول (2): مقارنة بين قيم بارامترات الاستجابة الزمنية للتيار بين (SMC) و(PID).

| البارامتر | قيم استجابة المتحكم SMC: | قيم استجابة المتحكم PID: |
|--------------------------------------|--------------------------|--------------------------|
| زمن الصعود Rise Time | 0.088 (sec) | 0.002 (sec) |
| زمن الاستقرار Stability Time | 0.15 (sec) | 0.0067 (sec) |
| القيمة الصغرى المستقرة Sett Ling Min | 727.41 (A) | 786.65 (A) |
| القيمة العليا المستقرة Sett Ling Max | 800.007 (A) | 826.94 (A) |
| التجاوز الأعظمي Overshoot | 8.81e-04 % | 8.02 % |
| الذروة Peak | 800.007 (A) | 862.93 (A) |
| زمن الوصول للذروة Peak Time | 0.33 (sec) | 0.0047 (sec) |

ألقى المتحكم (SMC) للتجاوز الأعظمي وكان صعوده أبطأ وأكثر سلاسة من المتحكم (PID) مما يؤمن إقلاع آمن ومستقر للمحرك، كما أن قيمة الخطأ الستاتيكي كبيرة بالنسبة للمتحكم (PID) بقيمة (0.40%)، بينما لاحق المتحكم (SMC) القيمة المرجعية للتيار بخطأ صغير جداً حوالي ($5.5 \times 10^{-6}\%$).

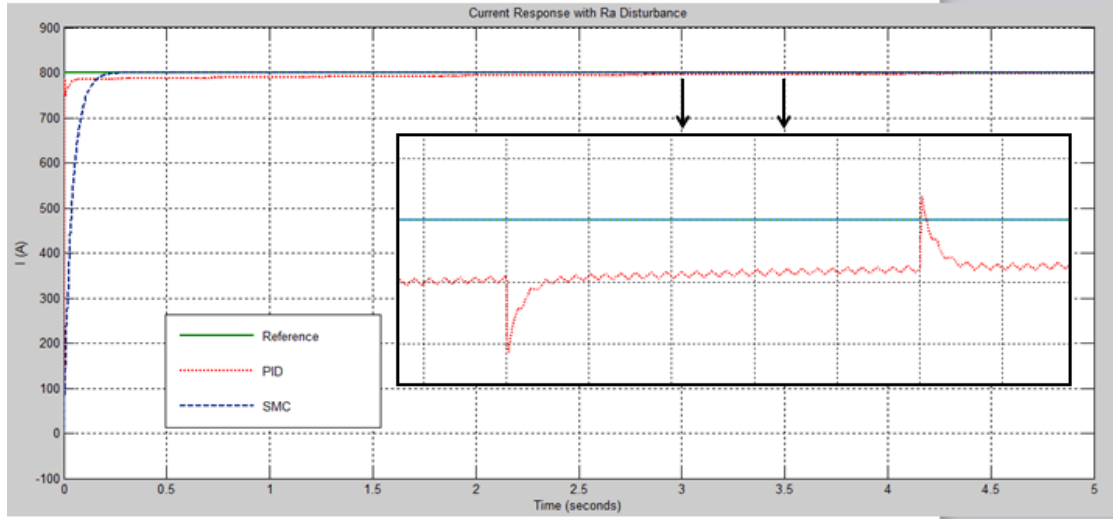
1- نتائج اختبار النظام عند تغير قيمة مقاومة المتحرض R_a :

تزداد قيمة مقاومة المتحرض بزيادة درجة الحرارة، مما يؤثر على استجابة تيار المحرك، ويظهر الفرق بين نظام التحكم بالنمط الانزلاقي (SMC)، والمتحكم (PID) عند توليد اضطراب في قيمة المقاومة بمقدار ($R_a = R_a + 0.00026$) نتيجة زيادة درجة الحرارة بمقدار (4°C) عند ($t = 3 \text{ sec}$) و ($t = 4 \text{ sec}$)، ويوضح الشكل (10) مقارنة الاستجابة الزمنية للتيار عند حدوث تغير بمقاومة المتحرض للمتحكم (SMC) مع المتحكم (PID).



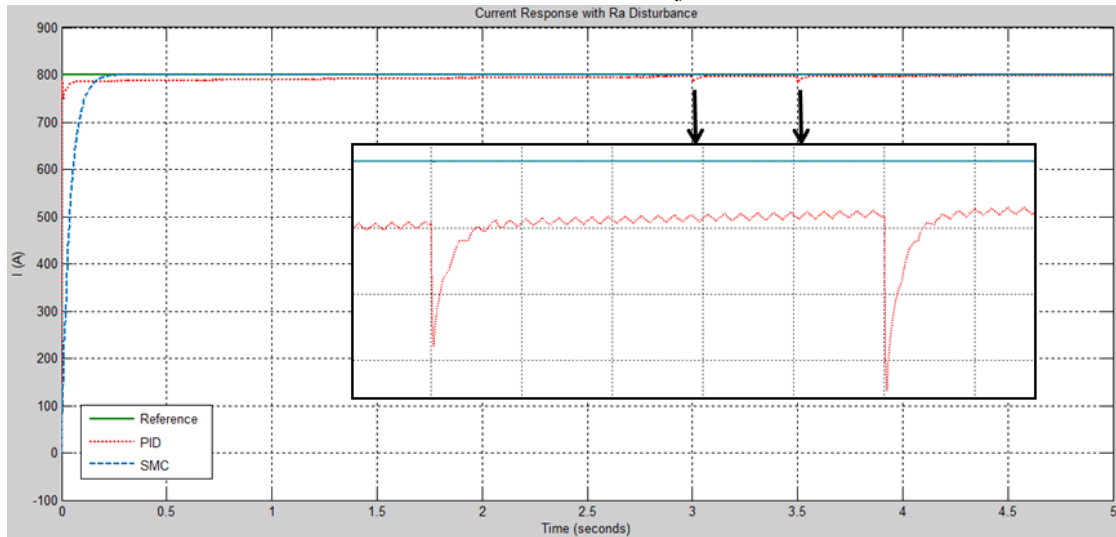
الشكل (10): مقارنة الاستجابة الزمنية للتيار عند حدوث اضطراب صغير بمقاومة المتحرض.

و بزيادة درجة الحرارة (40°C) تزداد المقاومة ($R_a = R_a + 0.00258$) فتكون الاستجابة كما في الشكل (11):



الشكل (11): مقارنة الاستجابة الزمنية للتيار عند ارتفاع درجة الحرارة (40°C).

وبما أن المحرك ذو استطاعة عالية تم الاختبار عند ازدياد درجة الحرارة (60°C) فتصبح قيمة المقاومة ($R_a = Ra + 0.00392$) عند الزمن ($t = 3 \text{ sec}$)، وعند ازدياد درجة الحرارة (90°C) تصبح ($R_a = Ra + 0.00582$) عند الزمن ($t = 3.5 \text{ sec}$) أيضاً، فتكون الاستجابة كما في الشكل (12):

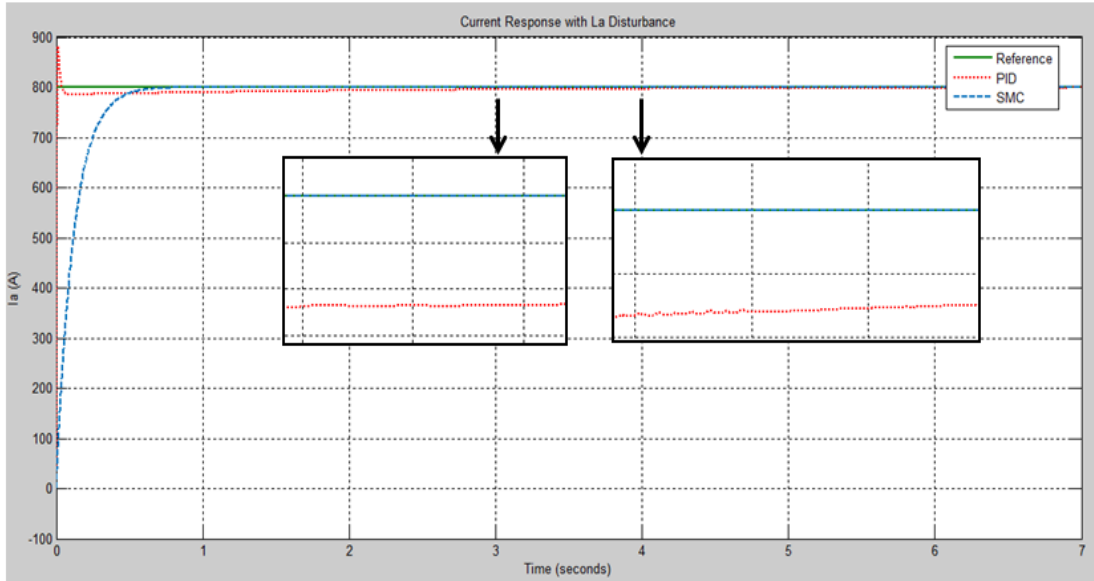


الشكل (12): مقارنة الاستجابة الزمنية للتيار عند ارتفاع درجة الحرارة (60°C) و (90°C).

في كافة الاختبارات حافظ المتحكم (SMC) على القيمة المرغوبة للتيار، وعاد لوضع الاستقرار بعد (0.01 sec)، بينما اضطرب المتحكم (PID) بنبضات شوكية ارتفاعها من (0.75%) عند (40°C) إلى (1.63%) عند (90°C) من قيمة الإشارة الأصلية، مع وجود قيمة كبيرة للخطأ الستاتيكي (0.5%).

2- نتائج اختبار النظام عند تغير قيمة ذاتية المتحرض L_a :

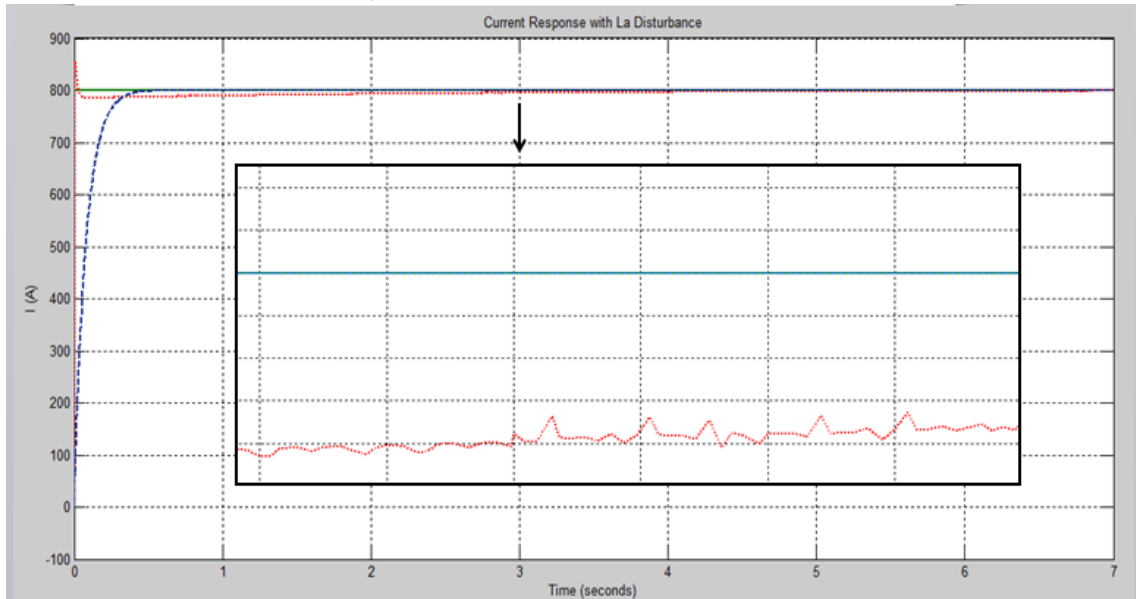
يعتبر تغير قيمة ذاتية المتحرض (L_a) نتيجة زيادة التشبع المغناطيسي أحد أنواع الاضطرابات الداخلية التي تؤثر على أداء عمل المحرك، وبما أن تابع التحكم يتعلق بشكل مباشر بقيمة بارامترات المحرك، فإن ذلك يحدث اضطراب في عمل المتحكم، تم تغيير قيمة (L_a) بإنقاص قيمتها ($L_a = L_a - 0.00004$) عند الزمن ($t = 3 \text{ sec}$)، وعند ($t = 4 \text{ sec}$)، ويوضح الشكل (13) الاستجابة الزمنية لإشارة التيار:



الشكل (13): مقارنة الاستجابة الزمنية للتيار عند تغير قيمة المحارضة (L_a) نتيجة التشبع الخفيف.

عند التشبع المغناطيسي الكبير تتناقص قيمة (I_a) إلى ($L_a=L_a-0.00015$) عند الزمن ($t=3\text{sec}$)، ويوضح

الشكل (14) الاستجابة الزمنية لإشارة التيار عند قيمة كبيرة للتشبع المغناطيسي:



الشكل (14): مقارنة الاستجابة الزمنية للتيار عند تغير كبير في قيمة المحارضة (L_a) للمتحكم (SMC) مع (PID).

في حالتي التشبع الخفيف والكبير حافظ المتحكم (SMC) على استقرار النظام دون أن يتأثر بتغير (L_a)، بينما

تأثر المتحكم (PID) بزيادة تموج التيار عند تناقص قيمة المحارضة.

3.4.5 دراسة الاستقرار عن طريق التحكم بالسرعة الزاوية ω_a :

يتطلب تصميم المتحكم نموذج فضاء الحالة، ولعدم وجود علاقات مباشرة تربط السرعة الزاوية بالدخل الفعال تم

تحديد متغيرات الحالة وفق الفرضيات: ($x_2 = \dot{i}_a$ ، $x_1 = \omega_a$) و ($\dot{x}_2 = i_a$ ، $\dot{x}_1 = \omega_a$) وبالتالي يمكن

تمثيل معادلات فضاء الحالة بالعلاقة (25) [15]:

$$\dot{X} = \begin{bmatrix} -\frac{b}{J} & \frac{k_t}{J} \\ -\frac{k_e}{L_a} & -\frac{R_a}{L_a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_a} \end{bmatrix} U \quad (25)$$

$$Y = C = [1 \quad 0] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (26)$$

حيث أن تابع النقل في المجال الزمني كما في العلاقة (25) [15],[18]:

$$\dot{\omega}_a + \frac{J.R_a+b.L_a}{J.L_a} \omega_a + \frac{b.R_a+k_e.k_t}{J.L_a} \omega_a = \frac{k_t}{J.L_a} \vartheta \quad (27)$$

وبنفس الخطوات السابقة التي اتبعت عند دراسة التيار بالاستفادة من النمط الانزلاقي، ولاستيفاء شرط الاستقرار

($s \dot{s} < 0$)، تم تصميم المتحكم بالنمط الانزلاقي وفق العلاقة (28) [15],[18]:

$$u = \frac{1}{A_1} (A_2 \omega_a + A_3 \dot{\omega}_a + \dot{\omega}_d + c. \dot{e} + K. sgn(s)) \quad (28)$$

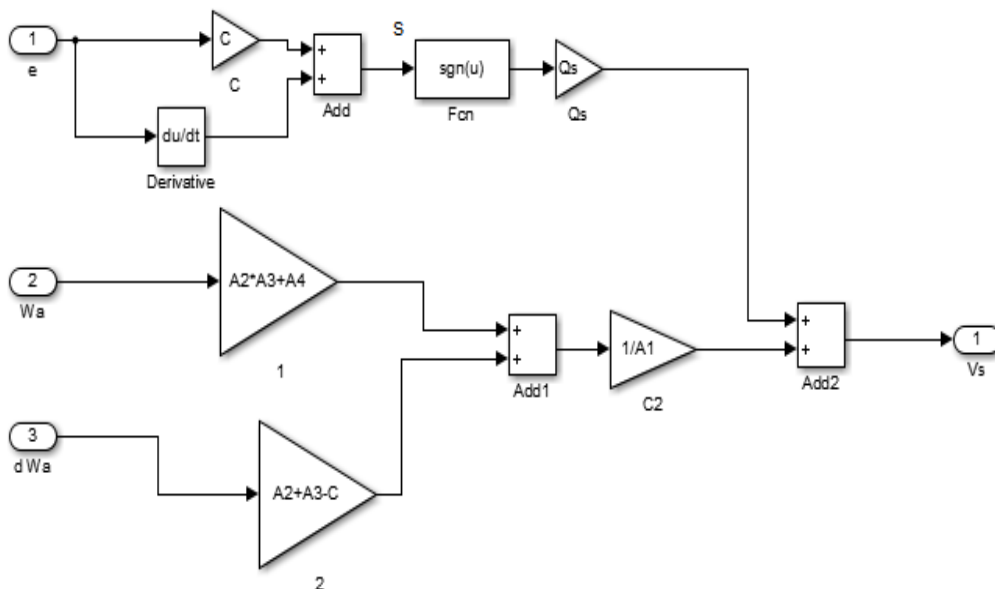
$$A_1 = \frac{k_t}{L_a}, \quad A_2 = \frac{b.R_a+k_e.k_t}{J.L_a}, \quad A_3 = \frac{J.R_a+b.L_a}{J.L_a} \quad \text{حيث:}$$

$$sgn(s) = \begin{cases} 1, & s > 0 \\ 0, & s = 0 \\ -1, & s < 0 \end{cases} \quad (29)$$

وبتعويض المعادلة (28) في الشرط ($s \dot{s} < 0$):

$$s \dot{s} = K sgn(s) < 0 \quad (30)$$

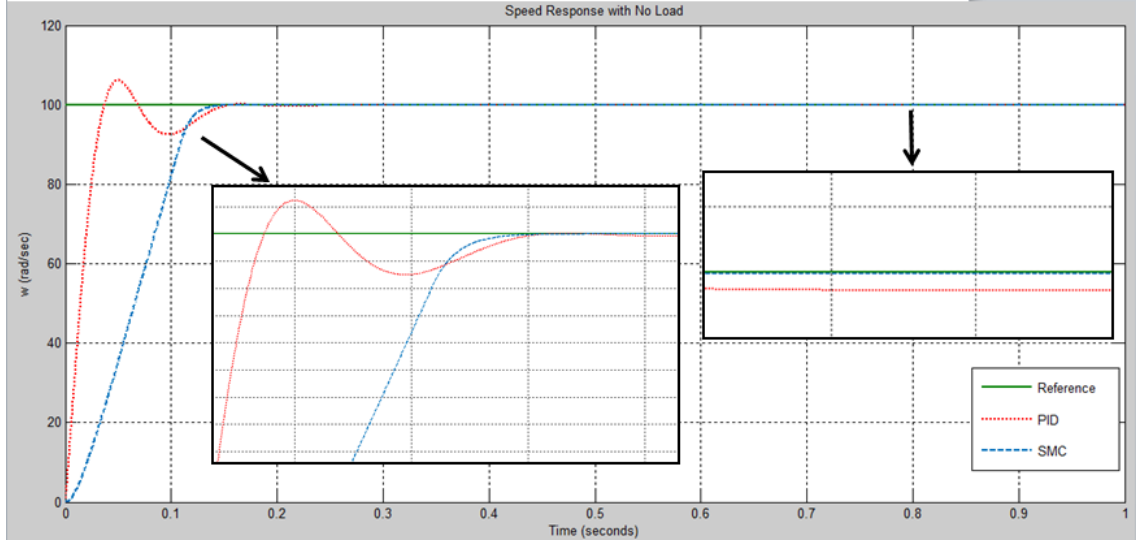
تمت نمذجة المعادلات السابقة في بيئة (Matlab-Simulink) للتحكم في السرعة كما يوضح الشكل (15):



الشكل (15): تمثيل النموذج الرياضي للمتحكم بالنمط الانزلاقي (SMC) للتحكم بالسرعة الزاوية (ω_a).

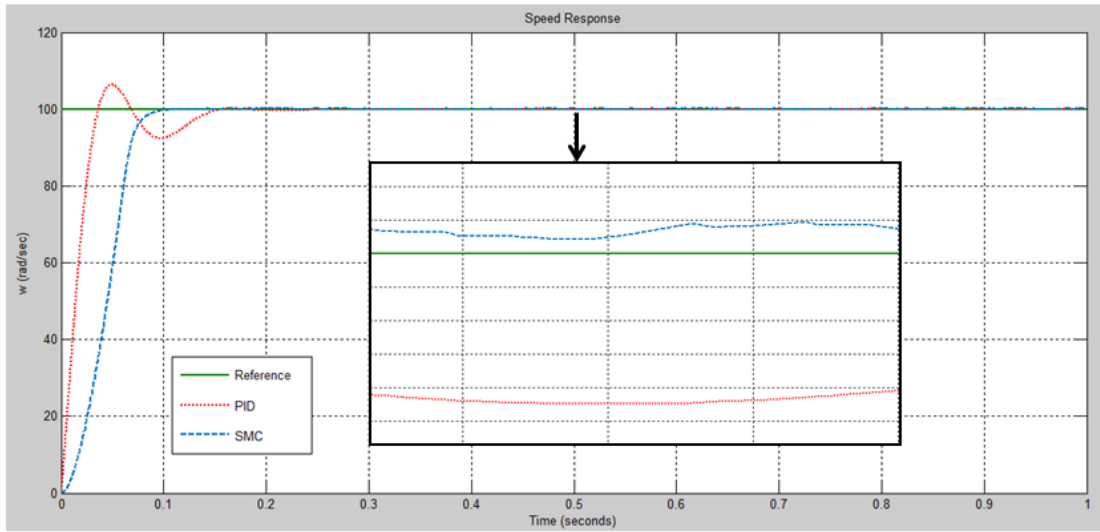
بإدخال بارامترات المحرك في فضاء العمل، وتشغيل النموذج عند سرعة مرجعية موافقة للسرعة الاسمية للمحرك

($\omega_a = 100 \text{ rad/sec}$)، وعند عزم حمل ($T_L = 0 \text{ N.m}$)، كانت الاستجابة وكما يوضح الشكل (16):



الشكل (16): الاستجابة الزمنية لسرعة المحرك بإشارة دخل مرجعية من نوع (Step) عند العمل على فراغ.

بين اختبار اللاحمل سرعة صعود المتحكم (PID)، وبطء استجابة المتحكم (SMC) إلى (0.13 sec) نتيجة صعوبة جذب متغير السرعة نحو سطح الانزلاق بسبب عزم القصور الذاتي الكبير للمحرك، واستقر كلا المتحكمين عند زمن (0.15 sec)، وعند تحميل المحرك بعزم حمل ($T_L = 3000 \text{ N.m}$) كانت الاستجابة كما في الشكل (17):



الشكل (17): الاستجابة الزمنية لسرعة المحرك بإشارة دخل مرجعية من نوع (Step) باستخدام المتحكم (SMC).

ألغى المتحكم (SMC) التجاوز الأعظمي ومن دون حدوث قيمة كبيرة للخطأ الستاتيكي، ويوضح الجدول (3) المقارنة بين قيم الاستجابة الزمنية للمتحكم (SMC) والمتحكم (PID) حيث أظهرت النتائج أفضلية المتحكم (SMC) على المتحكم (PID).

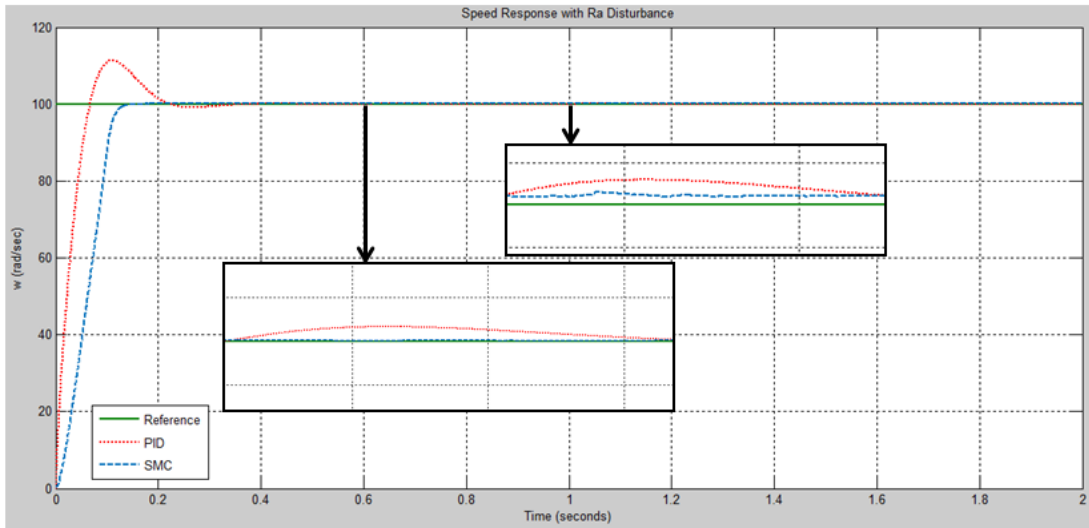
جدول (3): مقارنة بين قيم الاستجابة الزمنية للسرعة بين (SMC) و (PID).

| البارامتر | قيم استجابة المتحكم SMC: | قيم استجابة المتحكم PID: |
|--------------------------------------|--------------------------|--------------------------|
| Rise Time زمن الصعود | 0.06 (sec) | 0.027 (sec) |
| Stability Time زمن الاستقرار | 0.11 (sec) | 0.14 (sec) |
| Sett Ling Min القيمة الصغرى المستقرة | 90.040 (rad/sec) | 90.049 (rad/sec) |
| Sett Ling Max القيمة العليا المستقرة | 100.02 (rad/sec) | 105.82 (rad/sec) |
| Overshoot التجاوز الأعظمي | 0.14 % | 5.81 % |
| Peak الذروة | 100.02 (rad/sec) | 105.82 (rad/sec) |
| Peak Time زمن الوصول للذروة | 0.09 (sec) | 0.05 (sec) |

1- نتائج اختبار النظام عند تغير قيمة مقاومة المتحرض R_a :

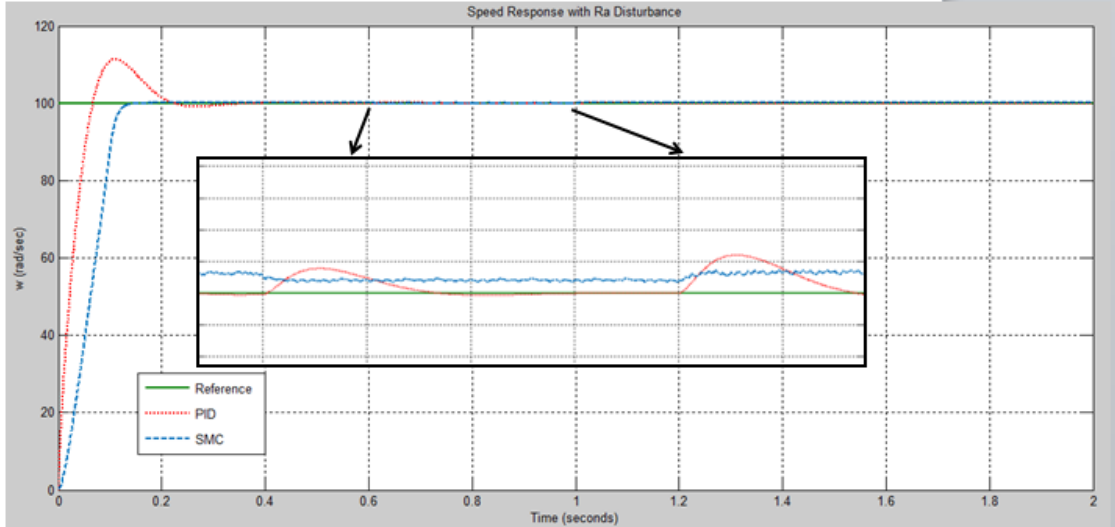
تم تغيير المقاومة ($R_a = R_a + 0.00026$) عند ($t = 0.6$ sec) و ($t = 1$ sec)، فكانت الاستجابة كما في الشكل

(18):

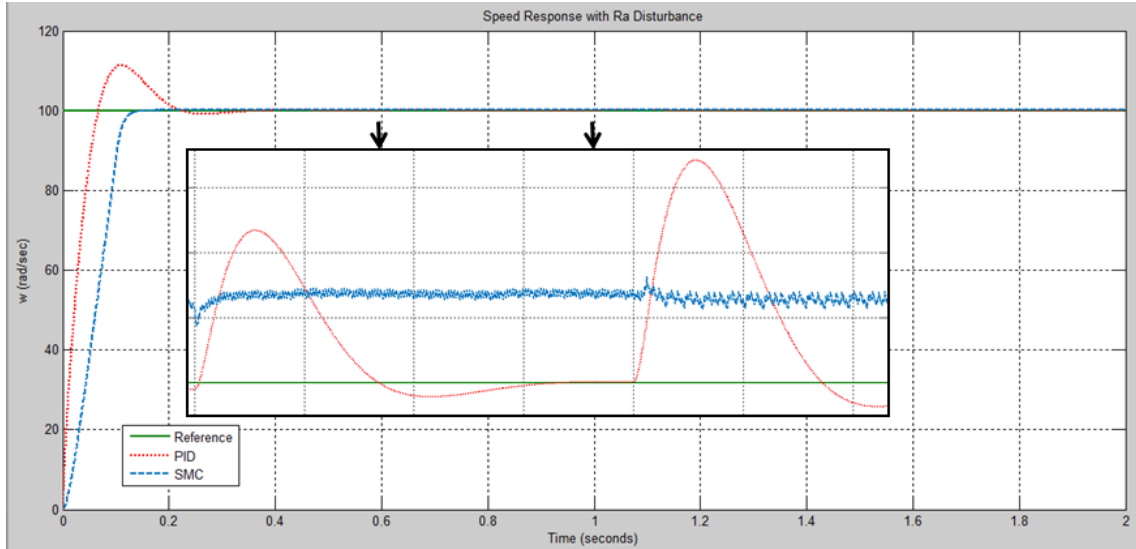


الشكل (18): مقارنة الاستجابة الزمنية للسرعة عند تغير صغير في قيمة مقاومة المتحرض (R_a).

عند زيادة درجة الحرارة (40°C) تزداد المقاومة ($R_a = R_a + 0.00258$) فكانت الاستجابة كما في الشكل (19):



الشكل (19): مقارنة الاستجابة الزمنية للسرعة عند تغير كبير في قيمة مقاومة المتحرض (Ra) للمتحكم (SMC) مع (PID). أما عند زيادة درجة الحرارة (60°C) تصبح قيمة المقاومة ($R_a = R_a + 0.00392$) عند زمن ($t = 0.6 \text{ sec}$)، وعند اضطراب آخر بزيادة درجة الحرارة بمقدار (90°C) تم زيادة قيمة المقاومة إلى ($R_a = R_a + 0.00582$) عند الزمن ($t = 1 \text{ sec}$)، فكانت الاستجابة كما في الشكل (20):

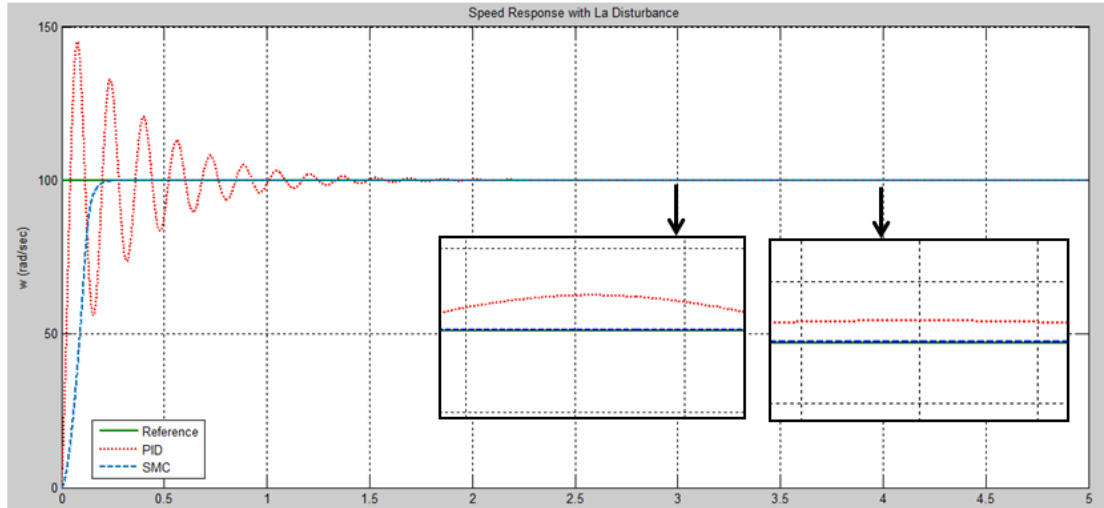


الشكل (20): الاستجابة الزمنية للسرعة عند ازدياد درجة الحرارة إلى قيم مرتفعة (60°C) و (90°C).

تأثر المتحكم (PID) بتغير قيمة مقاومة المتحرض (Ra) عند ازدياد درجة حرارة المحرك بنبضة جيبة ارتفاعها (0.3%) من قيمة السرعة الزاوية واستمرت لزمن (0.18 sec)، حيث ترتفع هذه النبضة كلما ازداد الاضطراب، بينما تأثر المتحكم (SMC) بنبضة صغيرة ارتفاعها (0.07%) لكن بوجود خطأ ستاتيكي مقداره (0.05).

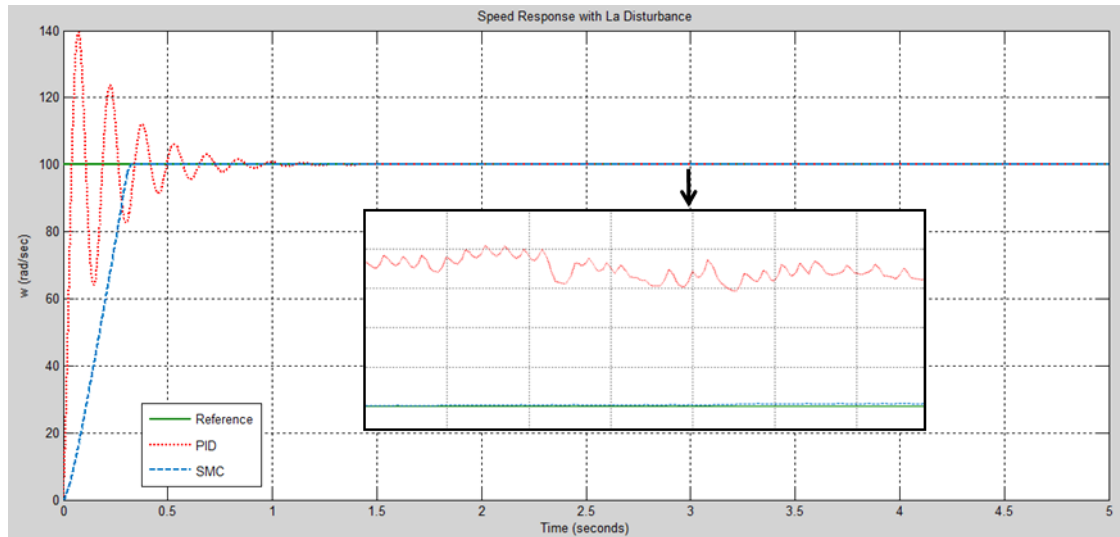
2- نتائج اختبار النظام عند تغير قيمة محارضة المتحرض (L_a):

كما في حالة إحداث تغير في المقاومة تم توليد اضطراب داخلي من خلال تغيير قيمة المحارضة الذاتية لملف المتحرض وذلك بإحداث تغير مفاجئ في قيمتها في لحظة زمنية معينة بعد وصول كلا المتحكمين لحالة الاستقرار حيث تم تغيير L_a بإنقاص قيمتها عند التشبع الخفيف بمقدار ($L_a = L_a - 0.0004$) عند ($t = 3 \text{ sec}$)، وعند ($t = 4 \text{ sec}$)، ويوضح الشكل (21) مقارنة الاستجابة الزمنية للسرعة عند تغير قيمة المحارضة (L_a) للمتحكم (SMC) مع (PID).



الشكل (21): مقارنة الاستجابة الزمنية للسرعة عند تغير قيمة المحارضة (L_a) نتيجة التشبع الخفيف.

بينما عند التشبع المغناطيسي الكبير تتناقص قيمة (L_a) إلى ($L_a = L_a - 0.00015$)، ويوضح الشكل (22) الاستجابة الزمنية لإشارة السرعة الزاوية:



الشكل (22): الاستجابة الزمنية للسرعة عند قيمة كبيرة للتشبع المغناطيسي.

أيضاً حافظ المتحكم (SMC) على استقرار تابع السرعة مع تأثر بسيط بتغير (L_a) بخطأ ستاتيكي يساوي (0.06%) وزمن استقرار عند ($t_s = 0.35$ sec)، بينما تأثر المتحكم (PID) بشكل مباشر بذلك التغير وأعطى تذبذبات عالية المطال قبل وصوله للاستقرار، كما تأخر وصوله للاستقرار إلى ما بعد (4 sec) وبقي يتأرجح حول القيمة المرغوبة.

6. مناقشة النتائج:

1. تتطلب الحالات العابرة منحنات لا خطية حيث تبين عدم فعالية المنظمات الخطية وتأثرها بحدوث تغيرات واضطرابات ديناميكية وحالات عابرة في الجملة المتحكم بها.
2. إن تأثر المتحكم (SMC) بحدوث اضطرابات داخلية للبارامترات الأساسية لمحرك التيار المستمر وتغيراتها المفاجئة كان شبه معدوم وأثبت فعاليته في الحالات العابرة في حالتي التحكم بالتيار والتحكم بالسرعة الزاوية.

3. المتحكم (SMC) متين ومقاوم للتشويش والاضطرابات الداخلية التي تظهر في نظام عمل المحركات ذات الاستطاعة العالية، لأنه ينتمي للمتحكمات الصلدة ذات البنية المتغيرة.

4. تم إلغاء التجاوز الأعظمي، واستعادة وضع الاستقرار وتقليل الخطأ الستاتيكي بنسبة (0.3%) باستخدام المتحكم (SMC) مقارنة بالمتحكم (PID) بالتالي تحسين الاستجابة الزمنية للسرعة الزاوية للمحرك المدروس، كما قارب الخطأ من الصفر بالنسبة للتحكم بالتيار.

7. الاستنتاجات والتوصيات:

بينت نتائج البحث أن استخدام المتحكم (SMC) يحسن استقرار أداء محركات التيار المستمر ذات الاستطاعات العالية (السرعة والتيار) مقارنة باستقرارها عند استخدام متحكم تقليدي، فقد حافظ على استقراره ولم يتأثر بشكل كبير بحدوث اضطرابات داخلية مقارنةً بنظيره التقليدي (PID).

نوصي باستخدام أحد تقنيات الذكاء الاصطناعي لتقليل ظاهرة التشويش التي ترافق المتحكم (SMC) مما يقلل من تذبذب إشارة الخرج، كما يمكن اختبار المتحكم (SMC) على أنواع أخرى من الاضطرابات كالاضطرابات الخارجية وحدثت تغييرات مفاجئة في العزوم الخارجية ودراسة حالات تغير عزم القصور الذاتي للمحرك.

المراجع:

- [1] SHAD, D.; NAUM, M.; TEISSIER, A.; SWANSON, D. 2003, A novel microcontroller-based sensorless brushless DC (BLDC) motor drive for automotive fuel pumps, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 39, No. 6, pp. 1734–1740.
- [2] DAS, D.; KUMARESAN, N.; NAYANAR, V. 2003, Development of BLDC motor-based elevator system for DC microgrid, IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, Vol. 21, No. 2, pp. 1552–1560.
- [3] BHATTACHARYA, A.; KORAR, A.; TRIVEDI, D. 2017, Motor imagery and error related potential induced position control of a robotic arm, IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica, Vol. 4, No. 3, pp. 639–650.
- [4] LINARES-FLORES, J.; RAMÍREZ, H. 2004, DC motor velocity control through a DC-to-DC power converter, Proc. IEEE 43rd Conference on Decision and Control, pp. 5297–5302.
- [5] DO, T. D.; HO, H. C.; JUNG, J.-W. 2015, D–Q approximation technique for nonlinear optimal speed control design of surface-mounted PMSM drives, IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, Vol. 20, No. 4, pp. 1822–1831.
- [6] WANG, J.; YANG, L.; WU, B.; LI, Q. 2016, Finite-time disturbance observer-based non-singular terminal sliding mode control for PWM-based DC–DC buck converters with mismatched load disturbances, IET Power Electronics, Vol. 9, No. 9, pp. 1995–2002.
- [7] SEBASTIAN, T. 1995, Temperature effects on torque production and efficiency of PM motors using NdFeB magnets, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, No. 2, pp. 353–357.
- [8] CHAI, S.; ZHANG, L.; ROGERS, E. 2013, A cascade MPC structure for PMSM with speed ripple minimization, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 60, No. 8, pp. 2978–2987.
- [9] PATEL, A. U.; THAKAR, V. D.; JOSHI, J. 2019, Disturbance observer-based control of PMSM using fractional order PI controller, IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica, Vol. 6, No. 1, pp. 316–326.

- [10] DAWSON, D. M.; CARROLL, J. J.; SCHNEIDER, M. 1994, Integrated backstepping control of a brush DC motor turning a robotic load, IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 2, No. 3, pp. 233–244.
- [11] ANTREK, P. 2000, Power and J. Regret, PhD Thesis, Swiss Federal Institute of Technology, pp. 36–41.
- [12] QI, W.; ZONG, G.; KARIM, H. R. 2018, Observer-based adaptive sliding mode control for nonlinear uncertain singular semi-Markov jump systems with applications to DC motor, IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems, Vol. 48, No. 9, pp. 2951–2960.
- [13] SIRA-RAMÍREZ, H. A.; OLIVER-SALAZAR, M. 2013, On the robust control of buck-converter DC-motor combinations, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 28, No. 8, pp. 3912–3922.
- [14] SHI, J.; XUE, L.; ZHOU, J.; WANG, Y.; HUANG, Y. 2017, Event-triggered active disturbance rejection control of DC torque motors, IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, Vol. 22, No. 5, pp. 2277–2287.
- [15] DURSUN, E. H.; DÜNDAR, O. 2016, Speed control of a DC motor with variable load using sliding mode control, International Journal of Computer and Electrical Engineering, Vol. 8, No. 3, pp. 219–226.
- [16] BODUR, F.; KAPLAN, O. 2023, Integral sliding mode control with improved reaching law for brushless DC motor speed control, Proc. 11th Int. Conf. on Smart Grid, pp. 1–7, IEEE.
- [17] WANG, W.; NIU, J.; ZHAO, X.; JIANG, M.; FU, W. 2024, A novel saturated differential inductance-based position estimation and sensorless startup control of non-salient DC Vernier reluctance machine, IEEE Transactions on Energy Conversion.
- [18] MAGHROFI, H.; SUJONO, A.; APRIBOWO, C. H. B. 2020, Basic tutorial on sliding mode control in speed control of DC motor, Journal of Electrical, Electronic, Information, and Communication Technology, Vol. 21, Nos. 1–4.
- [19] IEEE 2017, IEEE standard test procedure for polyphase induction motors and generators, IEEE Std 112–2017.
- [20] CHAPMAN, S. J. 2011, Electric machinery fundamentals, 5th ed., McGraw-Hill.
- [21] ZHANG, L.; YANG, J.; LI, S. 2021, A model-based unmatched disturbance rejection control approach for speed regulation of a converter-driven DC motor using output-feedback, IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica, Vol. 8, No. 2, pp. 365–376.
- [22] OKORO, I. S.; EKWEME, C. O. 2020, Robust control of a DC motor, Heliyon, Vol. 6, No. 12.
- [23] ZAHIDEE, F. M.; MCHLIEF, S.; MBIN, M. 2019, Application of fractional order sliding mode control for speed control of permanent magnet synchronous motor, IEEE Access, Vol. 7, pp. 101765–101774.
- [24] SAJID, A. B.; MARYAM, A.; ALI, M. 2021, Modelling and control of brushless DC motor, EasyChair Preprint, pp. 1–9.
- [25] AHMED, A. H. O. 2012, Performance comparison of sliding mode control and conventional PI controller for speed control of separately excited DC motors, Journal of Science and Technology, Vol. 13, No. 2, pp. 74–80.
- [26] DE DONCKER, R. W.; PULLE, D. W.; VELTMAN, A. 2020, Advanced electrical drives: analysis, modeling, and control, Springer Nature.