



التحكّم الأمثل التكاملي بتوازن روبوت طائر 6DoFs Autonomous Quadcopter

أطروحة مشروع أعدّ لنيل الإجازة في الهندسة الالكترونية

قسم هندسة الميكاترونكس

تقديم

معاذ الكزبرى

عمّار الصباغ

ابراهيم حسن

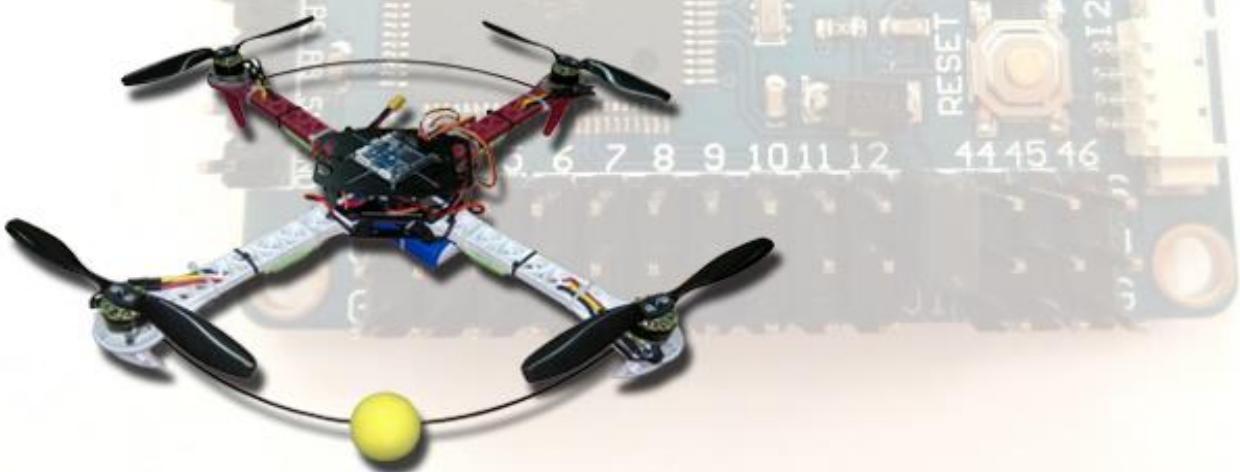
إشراف

الدكتور المهندس

يمان جانات

الدكتور المهندس

عبد القادر جوخدار



العام الدراسي 2014-2015

Integral LQR-Based 6DoFs Autonomous Quadcopter Balancing System Control

التحكم الأمثل التكاملي بتوزن روبوت طائر 6DoFs Autonomous Quadcopter

إلى من كُلَّهُ اللَّهُ بِالْحُبْيَةِ وَالْوَقَارِ ... إِلَى مَنْ عَلِمْنِي الْعَطَاءَ بِدُونِ انتِظَارٍ ... إِلَى مَنْ أَحْمَلَ اسْمَهُ بِكُلِّ افْتِخارٍ

أَرْجُو اللَّهُ أَنْ يَمْدُّ فِي عُمْرِكَ لَتَرِى ثُمَّاً قَدْ حَانَ قَطْافُهَا بَعْدَ طُولِ انتِظَارٍ

سَتَبْقَى كَلْمَاتُكَ كَالنَّجُومِ تُرْشِدِنِي إِلَيَّوْمٍ وَفِي الْغَدِ وَإِلَى الأَبْدِ

إِلَى وَالِدِي الْعَزِيزِ

إِلَى مَلَائِكَيِّ فِي الْحَيَاةِ ... إِلَى مَعْنَى الْحُبِّ وَإِلَى مَنْبَعِ الْحَنَانِ ... إِلَى مَنْ كَانَ دُعَاؤُهَا سَرَّ نَجَاحِي ... إِلَى بَسْمَةِ الْحَيَاةِ

إِلَى مَنْ يَسْعُدُ قَلْبِي بِلَقْيَاها ... إِلَى الْغَالِيَةِ الَّتِي لَا أُرَى الْأَمْلَ إِلَّا مِنْ عَيْنِيهَا

إِلَى أُمِّي الْحَبِيبَةِ

إِلَى مَنْ أُرَى التَّفَاؤُلَ فِي أَعْيُونِهِمْ وَأُرَى السَّعَادَةَ بِقَرْبِهِمْ ... إِلَى شَعْلَةِ الذَّكَاءِ وَالنُّورِ

إِلَى أَحْوَاتِي وَإِخْوَتِي

إِلَى مَنْ رَافَقَنِي فِي طَرِيقِ حَيَاةِي ... إِلَى مَنْ قَضَيْتُ بِصَحْبَتِهِمْ أَجْمَلَ لَهَاظَاتِ حَيَايِي وَأَحْرَنَهَا

إِلَى أَصْدِقَائِي

ابراهيم

إلى من منحتني ثقتها منذ صغرى ... إلى من أفت نفسها لأعيش عمري ... إلى من حناها في الدم يسري
إلى من تحت قدميها يرتفع قدرى.

أمي الحبيبة

إلى من تحمل من أجلي كل العناء ... إلى من مبدؤه في الدنيا العطاء ... إلى من أستفتح به كل دعاء
إلى من تعلّمت منه الإباء.

أبي الغالي

إلى من بكم أكبر وعليهم أعتمد ... إلى الشمعات المتقدة التي تنير الظلمة في حياتي
إلى من بوجودهم أكتسب القوة والمحبة
إخوتي وأخواتي الأعزاء

إلى من آنسوا وحشة دربي ... إلى من كانوا في الصعب قربى ... إلى من شاركوني بفرحي وحزني
إلى إخوتي الذين لم تلدهم أمي

أصدقاءي المميزين

عمّار

إلى عائلتي ومدرسي وأصدقائي ... الذين ساهموا في تكويني نفسياً وعلمياً
راجياً من الخالق دوام الصحة والنجاح لهم جميعاً
عسى أن يأتي اليوم الذي أستطيع فيه رد جزء من الجميل الذي قدموه لي
متعهداً على نفسي تقديم كل ما في إستطاعتي لتقديم الخير للإنسانية

معاذ

إلى من بفضله تعلمنا أن للحياة قيمةً ومعنى ... معلمونا ... منك تعلمنا كيف يكون التفاني
والإخلاص في العمل

ومعك آمنا ألا مستحيل في سبيل الإبداع والرقي ... مهمماً كبرنا ففي القلب مكانك
ومهما بعدها فمن المستحيل نسيانك ... معلمونا ... معلمونا العزيز

الدكتور عبد القادر جوخدار

ABSTRACT

Recently, UAVs control has acquired significant attention due to its efficiency in various domains. Many researches have been carried out on Multirotor UAVs owing to its capabilities; the two most remarkable examples are: the vertical take-off and landing (VTOL) which eliminate the need for a runway, secondly, the Free Motion which means the ability to move freely in the Cartesian coordinate system i.e. performing linear motions along with x-y-z axes; moreover, around them. This thesis presents an LQR-based 6DoFs control of unmanned aerial vehicles (UAVs), namely a small-scale quadcopter. Due to its high nonlinearity and high degree of coupling system, the control of a UAV is very challenging. Quadcopter trajectory tracking in a 3D space is greatly affected by the quadcopter balancing around its roll-pitch-yaw frame. Lack of precise tracking control about the body frame may result in inaccurate localization with respect to a fixed frame. Thus, the present thesis provides a high-dynamic-control-tracking-balancing-system response. An integral-LQR-based controller is proposed to enhance the dynamic system response balancing on roll, pitch and yaw. The control on the hovering angles consists of two-cascaded loops: an inner loop for the angular speed control of each angular motion around the body frame axes, and an outer loop for the desired position control. In general, the proposed balancing control system on roll, pitch and yaw has six control loops. Practical results

ABSTRACT

obtained from the developed control algorithm implemented utilizing ATMega 2560 coincides with the simulation results conducted from the developed nonlinear dynamic model of the UAV built-in C language. The proposed control approach exhibits fast control response and high disturbance rejection. It is worthmentioning that a part of this research has been published in the *International Journal of Advanced Research in Artificial Intelligence* (IJARAI), 2015.

ABSTRACT

ملخص

في العقد الأخير، أُولى موضوع التحكم بالطائرات دون طيار أهمية كبيرة في مختلف مراكز الأبحاث وذلك لأهمية النظام في مختلف التطبيقات. في هذا البحث تم استعراض عملية التحكم بطائرة بـ 6 درجات حرية من نمط Quadcopter بتحكم أتملي تكاملي، لأن نظام الـ Quadcopter يعتبر من الأنظمة عالية الالخطية حيث تعتبر عملية التحكم بهذا النظام من التحديات الكبيرة. في هذا البحث نوقشت نتائج التحكم بثلاث درجات حرية Roll وPitch وYaw حيث تعد عملية التحكم بزايا التوجيه مرحلة مهمة في أي نظام ملاحي لتأثيرها على نتائج ملاحقة المسارات في الفضاء ثلاثي الأبعاد. تحوي كل درجة من درجات الحرية على حلقتين تحكم متداخلتين، الأولى هي حلقة السرعة الزاوية في جملة إحداثيات الجسم، والحلقة الخارجية هي حلقة التحكم بالموضوع. تم استخدام تحكم أتملي تكاملي بأداء ديناميكي مرتفع وذلك للحصول على استجابة سريعة ومانعة لاضطرابات الهوائية الديناميكية وبالتالي فإنه للتحكم بدرجات الحرية الثلاث تحتاج لست حلقات تحكم. طبقت المتحكمات المختارة في خوارزمية التحكم على النظام باستخدام معالج ATMega2560، حيث أُستخدمت جملة من الحسّاسات العطالية والتي تعتمد على تكنولوجيا الـ MEMS ذات النمط السعوي لتشكيل وحدة IMU بتسع محاور للحصول على إشارات التغذية العكسيّة. اختير النظام على منصّات التجارب في مخبر أنظمة الميكاترونิกس المتّكاملة، قسم هندسة الميكاترونิกس. كما تم مناقشة مسألة التحكم بتموضع الطائرة في جملة الإحداثيات الثابتة xyz وذلك بشكل نظري في بيئة الـ Simulink في برنامج الـ MATLAB على نموذج للطائرة مبني بلغة الـ C، وذلك بمناقشة مسألة الـ Inverse Kinematics لنقل الخطأ من جملة الإحداثيات المرجعية الثابتة إلى جملة إحداثيات الجسم. واستعرضت

ABSTRACT

أيضاً خوارزميات تحكم ذكية (FLC, AINN) لجعل أداء المتحكم قوي ضد تغيير بaramترات النظام. من الجدير بالذكر أنه قد تم نشر جزء من هذا البحث في المجلة العالمية للأبحاث المتقدمة في الذكاء الصنعي (IJARAI)، عام 2015.

الفهرس

الفصل الأول: المودل الرياضي لـ QUADCOPTER	
1.....	مقدمة..... 1.1
2.....	المودل الرياضي 2.1
4.....	مفهوم الجمل المرجعية واستنتاج مصفوفات التوجيه..... 1.2.1
6.....	استخدام زوايا Euler في الإرجاع إلى جملة إحداثيات ثابتة..... 2.2.1
7.....	استنتاج مصفوفات التحويل بين الجملتين الإحداثيتين..... 3.2.1
9.....	استنتاج مصفوفة عزم العطالة لجسم الطائرة 4.2.1
10.....	القوى والعزوم المؤثرة على الطائرة 5.2.1
14.....	استنتاج المودل الرياضي دون تقرير 6.2.1
16.....	استنتاج المودل الرياضي بعد التقرير 7.2.1
17.....	نمذجة ومحاكاة المودل الديناميكي لـ QUADCOPTER 3.1
الفصل الثاني: التحكم بال QUADCOPTER	
24.....	مقدمة..... 1.2
24.....	التحكم بال QUADCOPTER باستخدام متحكمات تعتمد على المودل الرياضي 2.2
28.....	1. تصميم متحكم من نوع PI للتحكم بقطب السرعة $S_2 = -2$
29.....	2. تصميم متحكم من نوع PD للتحكم بقطب الموضع $S_1 = -1$
الفصل الثالث: المتحكمات المقيدة	
43.....	المتحكمات الأمثلية 1.3
43.....	Quadratic Performance Indices 1.1.3
44.....	متحكمات LQR 2.1.3

الفهرس

50	3.1.3	متحكمات Integral-LQR
52	2.3	متحكمات الذكاء الصنعي
52	1.2.3	الأنظمة الخبيرة
53	2.2.3	متحكمات المنطق العامض FLC
53	1.2.2.3	المجموعة الغامضة Fuzzy Set
53	2.2.2.3	تابع الاتمام Membership Functions
62	3.2.3	شبكات الذكاء الصنعي
65	1.3.2.3	تدريب شبكات الانتشار الأمامي باستخدام خوارزمية الانتشار العكسي
71		الفصل الرابع: الحساسات
71	1.4	مقدمة
71	2.4	MPU6050
72	1.2.4	Gyroscope
73	1.1.2.4	مبدأ عمل ال Gyroscope
73	2.2.4	Accelerometer
73	1.2.2.4	مبدأ عمل ال Accelerometer
75	3.2.4	Digital Motion Processor (DMP)
76	4.2.4	Primary I2C Communication Interface
76	5.2.4	Auxiliary I2C Serial Interface
76	1.5.2.4	نقط ال Master
77	2.5.2.4	نقط ال Bypass
77	6.2.4	Sensor Data Registers
77	7.2.4	Digital Interface
78	8.2.4	سبب اختيار الحساس MPU6050 في مشروع ال Quadcopter

الفهرس

79	حساب الزاويتين θ, ϕ بالاعتماد على الـ Accelerometer	9.2.4
84	التخلص من مشكلة الحلول الدورية (Duplicate Solutions) في التوابع المثلثية	10.2.4
85	HMC5883L	3.4
86	واجهة I2C	1.3.4
86	Clock داخلي	2.3.4
86	أنمات عمل حساس HMC58832L	3.3.4
86	نمط القياس المستمر Continuous-Measurement Mode	1.3.3.4
87	نمط القياس الوحيد Single-Measurement Mode	2.3.3.4
87	نمط العطالة Idle Mode	3.3.3.4
87	المسجلات Registers	4.3.4
87	قائمة المسجلات	1.4.3.4
88	إمكانية الوصول للسجل	2.4.3.4
88	Configuration Register A	3.4.3.4
90	Configuration Register B	4.4.3.4
91	Mode Register	5.4.3.4
92	Data Output Z Registers A and B	6.4.3.4
93	Data Output Register Operation	7.4.3.4
93	Status Register	8.4.3.4
94	استنتاج زوايا Euler في الـ MAGNETOMETER	4.4
96	EXTENDED KALMAN FILTER	5.4
100	النتائج العملية لقيم الزوايا المقاسة باستخدام الحساسات	6.4
106	MS5611-01BA01	7.4
110	SRF05 (ULTRASOUND SENSOR)	8.4

الفهرس

111	BAROMETER & ULTRASOUND FUSION SENSOR	9.4
113	الفصل الخامس: النتائج العملية.....	
113	مقدمة.....	1.5
114	متحكمات INTEGRAL LQR	2.5

1	الشكل 1.1 أنماط التحكم بال Quadcopter
2	الشكل 1.2 توضيح الجملتين الإحداثيتين مع القوى والعزوم المطبقة على النظام
3	الشكل 1.3 زوايا Euler
4	الشكل 1.4 تمثيل النقطة A في الجملتين الإحداثيتين $x'y'z'$ و xyz
6	الشكل 1.5 النقطة A بالنسبة للجملتين الإحداثيتين
12	الشكل 1.6 تغير حركة الطائرة بتغيير سرعات المحركات
19	الشكل 1.7 مداخل ومخارج نظام الـ Quadcopter
20	الشكل 1.8 المخطط الصندوقي للتحويل من سرعات المحركات إلى العزوم المطبقة على الطائرة
20	الشكل 1.9 قيمة الزاوية ϕ من أجل قيم متساوية لسرعات المحركات
21	الشكل 1.10 قيمة الزاوية θ من أجل قيم متساوية لسرعات المحركات
21	الشكل 1.11 قيمة الزاوية ψ من أجل قيم متساوية لسرعات المحركات
22	الشكل 1.12 قيمة الموضع على المحور x من أجل قيم متساوية لسرعات المحركات
22	الشكل 1.13 قيمة الموضع على المحور y من أجل قيم متساوية لسرعات المحركات
23	الشكل 1.14 قيمة الموضع على المحور z من أجل قيم متساوية لسرعات المحركات
27	الشكل 2.1 المخطط الصندوقي العام لتحكم من نوع PID
29	الشكل 2.2 المخطط الصندوقي للتحكم بقطب السرعة الانسحابية على المحور z
30	الشكل 2.3 المخطط الصندوقي للتحكم بالموضع على المحور z
31	الشكل 2.4 الاستجابة على المحور z من أجل عدة قيم لأرباح المتحكمات
31	الشكل 2.5 المخطط الصندوقي للتحكم بـ z باستخدام متحكمات PID تقليدية
32	الشكل 2.6 اختبار أداء متحكم PID تقليدي
33	الشكل 2.7 قانون التحكم بالارتفاع z
33	الشكل 2.8 اختبار أداء المتحكم التقليدي من أجل أوامر على شكل Ramp
34	الشكل 2.9 قانون التحكم بالارتفاع z من أجل أوامر على شكل Ramp
35	الشكل 2.10 شكل إشاري الموضع والموضع المطلوب لـ ϕ من أجل أمر بقيمة $\frac{\pi}{6}$
36	الشكل 2.11 شكل إشاري الموضع والموضع المطلوب لـ θ من أجل أمر بقيمة $\frac{\pi}{6}$
37	الشكل 2.12 شكل إشاري الموضع والموضع المطلوب لـ ψ من أجل أمر بقيمة $\frac{\pi}{6}$

الشكل 2.13 المخطط الصندوقي للتحكّم بـ ϕ باستخدام متحكّمات PID تقليدية	38
الشكل 2.14 المخطط الصندوقي للتحكّم بـ θ باستخدام متحكّمات PID تقليدية	38
الشكل 2.15 المخطط الصندوقي للتحكّم بـ ψ باستخدام متحكّمات PID تقليدية	38
الشكل 2.16 قانون التحكّم بالزاوية ϕ من أجل أمر بقيمة $\frac{\pi}{6}$	39
الشكل 2.17 قانون التحكّم بالزاوية θ من أجل أمر بقيمة $\frac{\pi}{6}$	39
الشكل 2.18 قانون التحكّم بالزاوية ψ من أجل أمر بقيمة $\frac{\pi}{6}$	40
الشكل 2.19 المخطط الصندوقي الواصف للمعادلة بين x و y وسرعاتها الانسحابية	40
الشكل 2.20 الاستجابة على المحو x	41
الشكل 2.21 الاستجابة على المحو y	42
الشكل 3.1 المخطط الصندوقي الممثل لنظام خطّي في فضاء الحالة	47
الشكل 3.2 المخطط الصندوقي الممثل لنظام خطّي متحكّم به باستخدام متحكّم LQR	50
الشكل 3.3 المخطط الصندوقي الممثل لنظام خطّي متحكّم به باستخدام متحكّم Integral LQR	51
الشكل 3.4 بنية النظام الخبرير	52
الشكل 3.5 بعض توابع الانتماء الشهيره	54
الشكل 3.6 توابع الانتماء للخطأ	55
الشكل 3.7 توابع الانتماء لغير الخطأ	56
الشكل 3.8 إشارة الخطأ	56
الشكل 3.9 توابع الانتماء للخرج	58
الشكل 3.10 المساحة المعبرة عن قيمة قانون التحكّم الواجب تطبيقه على النظام	59
الشكل 3.11 متحكّم منطق غامض من نمط PD	59
الشكل 3.12 متحكّم منطق غامض من نمط PI	60
الشكل 3.13 توابع الانتماء للخطأ بعد التوسيعة	60
الشكل 3.14 توابع الانتماء لغير الخطأ بعد التوسيعة	60
الشكل 3.15 توابع الانتماء للخرج بعد التوسيعة	61
الشكل 3.16 البنية العامة لشبكة الانتشار الأمامي	63
الشكل 3.17 بعض توابع التفعيل المشهورة	65
الشكل 3.18 فرع من شبكة الانتشار الأمامي	66

قائمة الأشكال

69	الشكل 3.19 شبكة ذكاء صنعي من نمط PD
70	الشكل 3.20 شبكة ذكاء صنعي من نمط PI
71	الشكل 4.1 MPU6050 4.1
72	الشكل 4.2 المخطط الصندوقي لحسّاس الـ MPU6050
72	الشكل 4.3 مسجل الضبط لل Gyroscope
73	الشكل 4.4 مسجّلات الخرج لـ Gyroscope
73	الشكل 4.5 البنية الداخلية لـ Gyroscope
74	الشكل 4.6 شكل توضيحي لـ MEMS Accelerometer
74	الشكل 4.7 مسجل الضبط لـ Accelerometer
75	الشكل 4.8 مسجّلات الخرج لـ Accelerometer
76	الشكل 4.9 شكل توضيحي لوظيفة خوارزمية معالجة الحركة
77	الشكل 4.10 رسالة 2byte وفق I2C
78	الشكل 4.11 تفصيل لإشارة رسالة I2C
88	الشكل 4.12 قائمة المسجّلات
89	الشكل 4.13 Configuration Register A
89	الشكل 4.14 دلالة الـ bits في Configuration Register A
89	الشكل 4.15 معدلات خرج البيانات
90	الشكل 4.16 أنماط القياس
90	الشكل 4.17 Configuration Register B
90	الشكل 4.18 دلالة الـ bits في Configuration Register B
91	الشكل 4.19 إعدادات الربح
91	الشكل 4.20 Mode Register
92	الشكل 4.21 دلالة الـ bits في Mode Register
92	الشكل 4.22 أنماط العمل
93	الشكل 4.23 Data Output Z Registers A and B
93	الشكل 4.24 Status Register
94	الشكل 4.25 دلالة الـ bits في Status Register
100	الشكل 4.26 الزاوية Roll المخمنة من حسّاس الـ Gyro
100	الشكل 4.27 الزاوية Roll المخمنة من حسّاس الـ Accelerometer

الشكل 4.28 الزاوية Roll المخمنة باستخدام الـ Kalman 101
الشكل 4.29 الزاوية Pitch المخمنة من حساس الـ Gyro 101
الشكل 4.30 الزاوية Pitch المخمنة من حساس الـ Accelerometer 102
الشكل 4.31 الزاوية Pitch المخمنة باستخدام الـ Kalman 103
الشكل 4.32 الزاوية Roll المخمنة باستخدام الـ Kalman بوجود اهتزازات المحركات 103
الشكل 4.33 الزاوية Pitch المخمنة باستخدام الـ Kalman بوجود اهتزازات المحركات 104
الشكل 4.34 الزاوية Yaw المخمنة باستخدام الـ Kalman بوجود اهتزازات المحركات 104
الشكل 4.35 الزاوية Roll المخمنة باستخدام الـ Kalman بوجود اهتزازات المحركات بعد إضافة DLPF 105
الشكل 4.36 الزاوية Pitch المخمنة باستخدام الـ Kalman بوجود اهتزازات المحركات بعد إضافة DLPF 105
الشكل 4.37 الزاوية Yaw المخمنة باستخدام الـ Kalman بوجود اهتزازات المحركات بعد إضافة DLPF 106
الشكل 4.38 المخطط التدفقي الموضح لخوارزمية معايرة تأثير درجة الحرارة على حساس الضغط 107
الشكل 4.39 المخطط الصندوقي للحساس MS5611 107
الشكل 4.40 جدول بالأوامر التي تقدم للحساس عن طريق الـ I2C 108
الشكل 4.41 الأمر المقدم للحساس للبدء بعمليّة التبديل لقياس الضغط وفق قيم المسجلات (OSR=4096 , type=D1) 108
الشكل 4.42 طور القراءة من ADC 108
الشكل 4.43 الإجابة المقدمة من الحساس للمعاجل 109
الشكل 4.44 جدول تعريفي لأقطاب الحسس 109
الشكل 4.45 الحسس SRF05 110
الشكل 4.46 المخطط الزمني للحس 110
الشكل 4.47 إشارة الـ Barometer عند وضع مستقر ثابت عند سطح الأرض 111
الشكل 4.48 الإشارة المصححة وإشارة الـ Ultrasound 112
الشكل 5.1 المخطط الصندوقي الممثل لخوارزمية التحكم المستخدمة من أجل كل من ϕ و θ 114
الشكل 5.2 المخطط الصندوقي الممثل لخوارزمية التحكم المستخدمة من أجل ψ 115
الشكل 5.3 النظام الحقيقي الذي تم تطبيق خوارزميات التحكم عليه 120
الشكل 5.4 إشارة الزاوية المرجعية مع الإشارة المقاومة Roll 121
الشكل 5.5 قانون التحكم المطبق للتحكم بالزاوية Roll 122
الشكل 5.6 السرعة الزاوية المرجعية والمقاومة للزاوية Roll 123
الشكل 5.7 إشارة الزاوية المرجعية مع الإشارة المقاومة Pitch 124

الشكل 5.8 قانون التحكم المطبق للتحكم بالزاوية Pitch	125
الشكل 5.9 السرعة الزاوية المرجعية والمقاسة للزاوية Pitch	126
الشكل 5.10 إشارة الزاوية المرجعية مع الإشارة المقاسة Yaw	127
الشكل 5.11 قانون التحكم المطبق للتحكم بالزاوية Yaw	128
الشكل 5.12 السرعة الزاوية المرجعية والمقاسة للزاوية Yaw	129
الشكل 5.13 المخطط الصندوقي للتحكم بال Quadcopter	129
الشكل 5.14 استجابة النظام للتحكم بالموضع x (Optimal Control)	132
الشكل 5.15 استجابة النظام للتحكم بالموضع y (Optimal Control)	133
الشكل 5.16 استجابة النظام للتحكم بالارتفاع z (Optimal Control)	133
الشكل 5.17 ملاحة المسار في فضاء ثلاثي الأبعاد xyz لنظام متحكم به بمحكمات أمثلية.	134
الشكل 5.18 استجابة للموضع x النظام عند تغيير كتلة الطائرة من 1kg إلى 1.5kg	135
الشكل 5.19 استجابة للموضع y النظام عند تغيير كتلة الطائرة من 1kg إلى 1.5kg	135
الشكل 5.20 استجابة للموضع z النظام عند تغيير كتلة الطائرة من 1kg إلى 1.5kg	136
الشكل 5.21 ملاحة المسار في فضاء ثلاثي الأبعاد xyz لنظام متحكم به بمحكمات أمثلية Fuzzy Controllers	136
الشكل 5.22 ملاحة المسار في فضاء ثلاثي الأبعاد xyz لنظام متحكم به بمحكم نوع Neural Network	137
الشكل 5.23 التحكم بالطائرة في الفضاء الإحداثي x، y و z باستخدام خوارزمية الـ SLAM وخوارزميات الذكاء الصنعي	138

قائمة الجداول

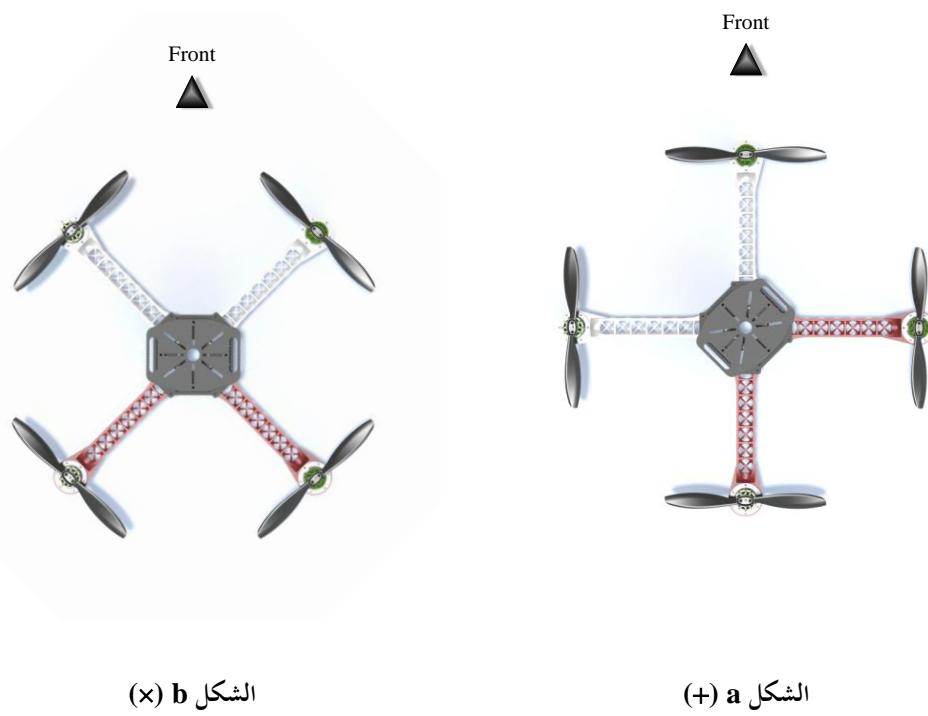
الجدول 1.1	البارامترات المستخدمة في النمذجة.....	18
الجدول 3.1	تحليل إشارة الخطأ وتحيير الخطأ	57
الجدول 3.2	جدول الخبرة الممثل لثلاث مجموعات انتماء	57
الجدول 3.3	جدول الخبرة الممثل لخمس مجموعات انتماء.....	61
الجدول 3.4	مقارنة بين العصبونات الحيوية والعصبونات الصناعية من حيث البنية.....	62
الجدول 5.1	أبحاث نُتِّمت في مجال التحكم بال Quadcopter	114

الفصل الأول

المودل الرياضي لـ Quadcopter

1.1 مقدمة

تعتبر مسألة التحكم بالطائرات دون طيار UAVs¹ من التحديات الصعبة وخاصةً الطائرات التي تعتمد على مبدأ الإقلاع والهبوط العمودي² VTOL، وذلك بسبب الميزات الكبيرة التي تتمتع بها بالمقارنة مع الطائرات التقليدية، وهذا بسبب التطور الكبير المستمر على مستوى الـ MEMS³، والذي بدوره أعطى إمكانية بناء نماذج لطائرات ذات حجم صغير ووزن خفيف.



الشكل 1.1 أنماط التحكم بالـ Quadcopter

Unmanned Aerial Vehicles¹
Vertical Take-off and Landing²
Micro-Electromechanical Systems³

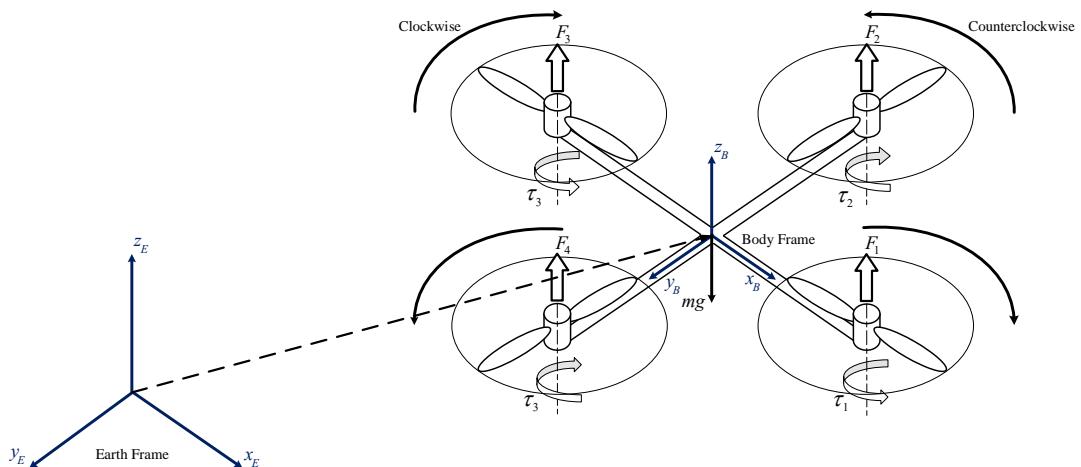
الفصل الأول: المودل الرياضي لـ Quadcopter

تعتبر — Quadcopter إحدى أشهر طائرات الإقلاع والهبوط العمودي. يمكن أن يتم التحكم بالطائرة وفقاً لشكل \times (الشكل 1.1-b)، أو + (الشكل 1.1-a)، وكل طرف مزود بمحرك. إن أهمية الطائرات من نوع VTOL تكمن في إمكانية الوصول لأماكن حرجية وخاصة في البيئات المزدحمة وذلك لسهولة ومرنة حركتها.

يسقط الشكل المتناظر الذي تتمتع به الـ Quadcopter استنتاج المعادلات الرياضية الواسعة للنظام كما ويستطيع خوارزمية التحكم في الطائرة، وسيتم استنتاج المودل الرياضي للطائرة بالاعتماد على طريقة Newton-Euler.

2.1 المودل الرياضي

تتلقى الـ Quadcopter ست درجات حرية، ثلاث درجات حرية انسحابية ممثلة بشعاع الموضع \mathbf{r} ، وثلاث درجات حرية دورانية ممثلة بشعاع التوجيه $\mathbf{\eta}$ ، ويكون شعاع متحولات الحالة الكلي \mathbf{q} ، وتدعى حركة الـ Quadcopter في الفضاء بـ .Free motion



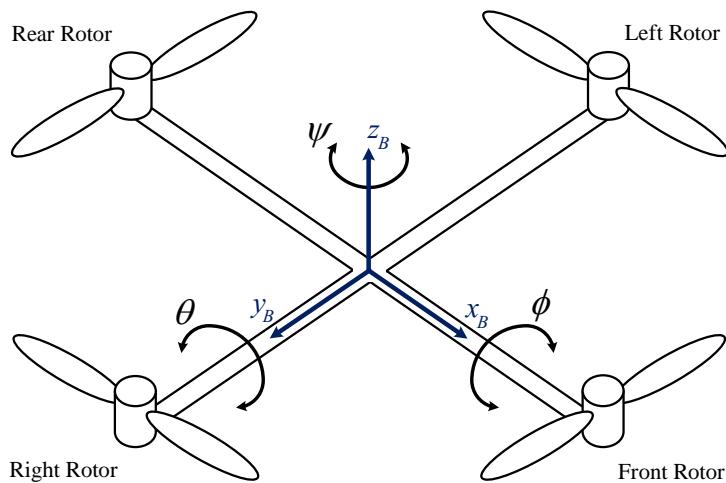
الشكل 1.2 توضيح الجملتين الإحداثيتين مع القوى والعزوم المطبقة على النظم

$$\dot{\mathbf{q}} = [x \ y \ z]^T \quad [1.1]$$

$$\mathbf{\eta} = [\phi \ \theta \ \psi]^T \quad [1.2]$$

$$\mathbf{q} = [\xi \quad \eta]^T \quad [1.3]$$

حيث أنَّ الزاوية⁴ ϕ هي زاوية الدوران حول المحور x ، الزاوية⁵ θ هي زاوية الدوران حول المحور y ، والزاوية⁶ ψ هي زاوية الدوران حول محور z ، هذا موضح بالشكل 1.3.



الشكل 1.3 زوايا Euler

يمكن تعريف شعاعين للسرعات في —Quadcopter، شعاع السرعات الانسحابية \mathbf{V}_B ، وشعاع السرعات الدورانية \mathbf{v} ، وذلك بالنسبة لجملة إحداثيات مثبتة في مركز ثقل الطائرة.

$$\mathbf{V}_B = [u \quad v \quad w]^T \quad [1.4]$$

$$\mathbf{v} = [p \quad q \quad r]^T \quad [1.5]$$

للانتقال من جملة إحداثيات الطائرة إلى الجملة المرجعية هناك طريقتان من أكثر الطرق استخداماً:

1. زوايا Euler: وتعتبر طريقة فعالة إذ تتمكن من تحديد توجيه الجسم (الطائرة) في الفضاء بالنسبة للإحداثيات

المرجعية الثابتة بالاعتماد على ثلاث زوايا افتراضية.

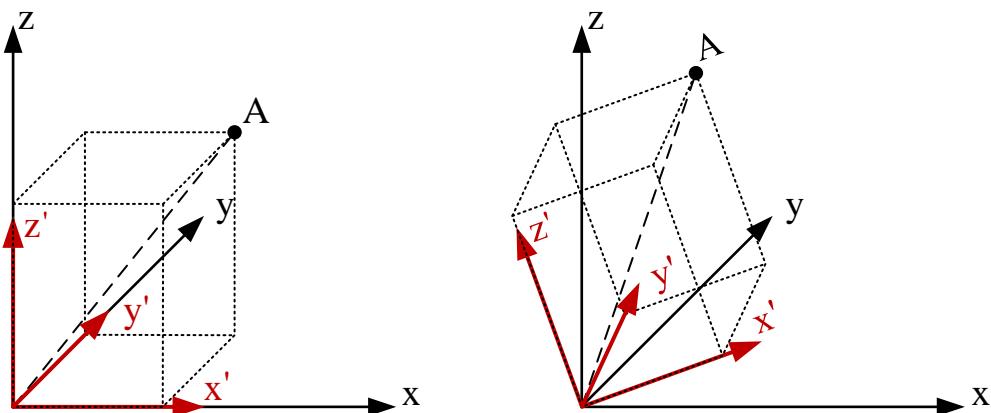
⁴ تدعى أيضاً بالزاوية Roll.

⁵ تدعى أيضاً بالزاوية Pitch.

⁶ تدعى أيضاً بالزاوية Yaw.

2. Quaternion: وهي طريقة تعتمد على الجداء غير التبديلي في مجموعة الأعداد العقدية، حيث أنه ولتحديد توجه أي جسم، يجب تعريف أربعة بارامترات. تحتاج هذه الطريقة لعمليات حسابية كبيرة وتعتبر هذه الطريقة شديدة التعقيد، لذلك سيتم استنتاج المودل الرياضي لـ Quadcopter بالاعتماد على طريقة زوايا Euler.

1.2.1 مفهوم الجمل المرجعية واستنتاج مصفوفات التوجيه



الشكل 1.4 تغيل النقطة A في الجملتين الإحداثيتين xyz و $x'y'z'$

لتوصيف تموض أي جسم في الفضاء الإحداثي يجب تحديد إحداثيات تموض هذا الجسم وزوايا التوجيه. يتّصف نظام الـ Quadcopter بأنه نظام ذو حركة معتممة. يتم تحميل جسم الطائرة جملة إحداثيات تدعى جملة إحداثيات الجسم، وللعمل في وسط التشغيل يتم نقل الحركات إلى جملة مرجعية ثابتة. هذا يتطلّب استخدام مصفوفات التوجيه التي سيتم استنتاجها كما يلي.

بفرض نقطة A واقعة في الفضاء، يمكن تعريف هذه النقطة في كلا جملتي الإحداثيات xyz و $x'y'z'$ في الحالة

الأولى كما في الشكل 1.4 تمثل النقطة A:

$$\vec{A} = A_x \vec{i}_x + A_y \vec{j}_y + A_z \vec{k}_z \quad [1.6]$$

$$\vec{A} = A_{x'} \vec{i}_{x'} + A_{y'} \vec{j}_{y'} + A_{z'} \vec{k}_{z'} \quad [1.7]$$

$$A_x = A_{x'}, A_y = A_{y'}, A_z = A_{z'} \quad [1.8]$$

إذا تم تدوير الجملة $x'y'z'$ ستمتلك النقطة A إحداثيات جديدة ولتكن:

$$\vec{A}' = A'_{x'} \vec{i}_{x'} + A'_{y'} \vec{j}_{y'} + A'_{z'} \vec{k}_{z'} \quad [1.9]$$

وإذا كان من المرغوب إيجاد إحداثيات النقطة A بعد التحريك يمكن إيجادها كما يلي:

$$A'_x = \vec{i}_x * \vec{A}' = A'_{x'} \vec{i}_{x'} \vec{i}_{x'} + A'_{y'} \vec{i}_{x'} \vec{j}_{y'} + A'_{z'} \vec{i}_{x'} \vec{k}_{z'} \quad [1.10]$$

$$A'_y = \vec{j}_y * \vec{A}' = A'_{x'} \vec{j}_y \vec{i}_{x'} + A'_{y'} \vec{j}_y \vec{j}_{y'} + A'_{z'} \vec{j}_y \vec{k}_{z'} \quad [1.11]$$

$$A'_z = \vec{k}_z * \vec{A}' = A'_{x'} \vec{k}_z \vec{i}_{x'} + A'_{y'} \vec{k}_z \vec{j}_{y'} + A'_{z'} \vec{k}_z \vec{k}_{z'} \quad [1.12]$$

يمكن كتابتها بالشكل المصفوفي:

$$\begin{bmatrix} A'_x \\ A'_y \\ A'_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \vec{i}_x \vec{i}_{x'} & \vec{i}_x \vec{j}_{y'} & \vec{i}_x \vec{k}_{z'} \\ \vec{j}_y \vec{i}_{x'} & \vec{j}_y \vec{j}_{y'} & \vec{j}_y \vec{k}_{z'} \\ \vec{k}_z \vec{i}_{x'} & \vec{k}_z \vec{j}_{y'} & \vec{k}_z \vec{k}_{z'} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A'_{x'} \\ A'_{y'} \\ A'_{z'} \end{bmatrix} \quad [1.13]$$

$$\vec{i}_x \vec{i}_{x'} = |\vec{i}_x| |\vec{i}_{x'}| \cos \theta \quad [1.14]$$

$$R(x, \phi) = \begin{bmatrix} 1 \cdot 1 \cdot C_0 & 1 \cdot 1 \cdot C_{90} & 1 \cdot 1 \cdot C_{90} \\ 1 \cdot 1 \cdot C_{90} & 1 \cdot 1 \cdot C_\phi & 1 \cdot 1 \cdot C_{\phi+90} \\ 1 \cdot 1 \cdot C_{90} & 1 \cdot 1 \cdot C_{90-\phi} & 1 \cdot 1 \cdot C_\phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & C_\phi & -S_\phi \\ 0 & S_\phi & C_\phi \end{bmatrix} \quad [1.15]$$

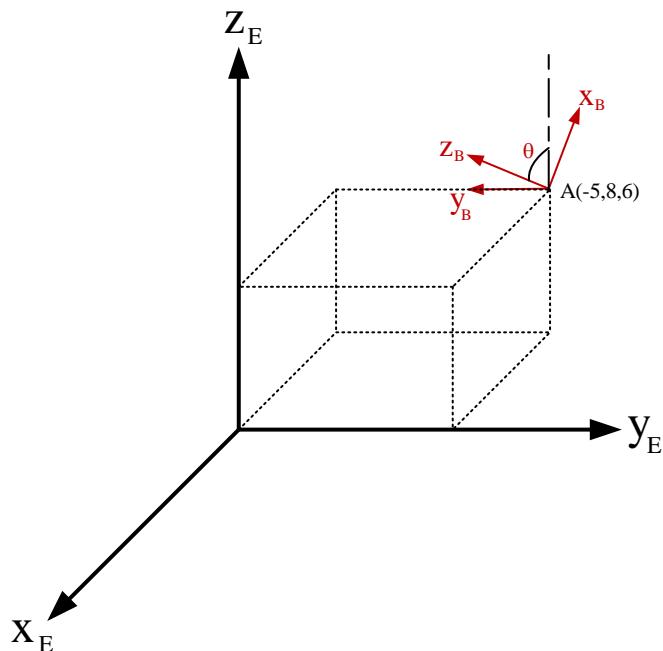
$$R(y, \theta) = \begin{bmatrix} 1 \cdot 1 \cdot C_\theta & 1 \cdot 1 \cdot C_{90} & 1 \cdot 1 \cdot C_{90-\theta} \\ 1 \cdot 1 \cdot C_{90} & 1 \cdot 1 \cdot C_0 & 1 \cdot 1 \cdot C_{90} \\ 1 \cdot 1 \cdot C_{90+\theta} & 1 \cdot 1 \cdot C_{90} & 1 \cdot 1 \cdot C_\theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_\theta & 0 & S_\theta \\ 0 & 1 & 0 \\ -S_\theta & 0 & C_\theta \end{bmatrix} \quad [1.16]$$

$$R(z, \psi) = \begin{bmatrix} 1 \cdot 1 \cdot C_{\psi} & 1 \cdot 1 \cdot C_{90+\psi} & 1 \cdot 1 \cdot C_{90} \\ 1 \cdot 1 \cdot C_{90-\psi} & 1 \cdot 1 \cdot C_{\psi} & 1 \cdot 1 \cdot C_{90} \\ 1 \cdot 1 \cdot C_{90} & 1 \cdot 1 \cdot C_{90} & 1 \cdot 1 \cdot C_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{\psi} & -S_{\psi} & 0 \\ S_{\psi} & C_{\psi} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad [1.17]$$

2.2.1 استخدام زوايا Euler في الإرجاع إلى جملة إحداثيات ثابتة

عند الإرجاع باستخدام زوايا Euler فإن ترتيب الحركات سيتم وفق قاعدة — Post multiply أي أن الحركة

الأولى ترتّب أولاً.



الشكل 1.5 النقطة A بالنسبة للجملتين الإحداثيتين

بفرض النقطة A ذات الإحداثيات المبينة بالشكل 1.5، يُراد إرجاع هذه النقطة إلى جملة الإحداثيات المرجعية

الثابتة بفرض أن الزاوية $\theta=45^\circ$.

$${}^E R_B = R(y, \theta) R(z, \psi) {}^E T_B \quad [1.18]$$

$${}^E R_B = \begin{bmatrix} C_\theta & 0 & S_\theta & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -S_\theta & 0 & C_\theta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_\psi & -S_\psi & 0 & 0 \\ S_\psi & C_\psi & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & +5 \\ 0 & 1 & 0 & -8 \\ 0 & 0 & 1 & -6 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad [1.19]$$

$${}^E R_B = \begin{bmatrix} -\frac{\sqrt{2}}{2} & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{5\sqrt{2}}{2} - \frac{6\sqrt{2}}{2} \\ 0 & -1 & 0 & 8 \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{5\sqrt{2}}{2} - \frac{6\sqrt{2}}{2} \\ \frac{1}{2} & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad [1.20]$$

3.2.1 استنتاج مصفوفات التحويل بين الجملتين الإحداثيتين

تكمّن سيّئة استخدام طريقة زوايا Euler في ظهور الـ Singularities في مصفوفات الانتقال بين الجمل الإحداثيّة، إنّ قيمة الزوايا التي ستؤدي لظهور الـ Singularity تختلف باختلاف الحالة وباختلاف ترتيب مصفوفات التحويل للوصول لمصفوفة التحويل النهائيّة، هنا ستظهر حالة الـ Singularity عندما تكون الزاوية $\theta = \pm \frac{\pi}{2}$ ، العلاقة [1.26]، لذلك عند استخدام طريقة زوايا Euler يجب التأكّد من عدم المرور في هذه الحالة.

يمكن استخدام مصفوفات الدوران حول محاور الإحداثيات للانتقال من جملة إحداثيات الطائرة إلى الجملة المرجعية، إنّ الترتيب الأكثر شيوعاً في ترتيب مصفوفات التوجيه في الطائرات هو $\psi \leftarrow \phi \leftarrow \theta$ ، بحيث تصبح مصفوفة التوجيه هي:

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}(Z, \psi) \mathbf{R}(Y, \theta) \mathbf{R}(X, \phi) = \begin{bmatrix} C_\psi C_\theta & C_\psi S_\theta S_\phi - S_\psi C_\phi & C_\psi S_\theta C_\phi + S_\psi S_\phi \\ S_\psi C_\theta & S_\psi S_\theta S_\phi + C_\psi C_\phi & S_\psi S_\theta C_\phi - C_\psi S_\phi \\ -S_\theta & C_\theta S_\phi & C_\theta C_\phi \end{bmatrix} \quad [1.21]$$

حيث أنّ: $\mathbf{R}^{-1} = \mathbf{R}^T$ و $S_\phi = \sin \phi, C_\phi = \cos \phi$

للانتقال بشعاع السرعة بين الجملتين، يجب إيجاد ترتيب مختلف لمصفوفات التحويل مع الأخذ بعين الاعتبار

ترتيب مصفوفات التوجيه السابق.

$$\mathbf{v} = \mathbf{R}^{-1}(X, \phi) \mathbf{R}^{-1}(Y, \theta) \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} + \mathbf{R}^{-1}(X, \phi) \begin{bmatrix} 0 \\ \dot{\theta} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad [1.22]$$

$$\begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & C_\phi & S_\phi \\ 0 & -S_\phi & C_\phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_\theta & 0 & -S_\theta \\ 0 & 1 & 0 \\ S_\theta & 0 & C_\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & C_\phi & S_\phi \\ 0 & -S_\phi & C_\phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \dot{\theta} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad [1.23]$$

يمكن تبسيط الصيغة السابقة ليصبح مصفوفة الانتقال من السرعات في الجملة الثابتة لجملة الطائرة بالشكل:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -S_\theta \\ 0 & C_\phi & S_\phi C_\theta \\ 0 & -S_\phi & C_\phi S_\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} \quad [1.24]$$

$$\mathbf{W}_n = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -S_\theta \\ 0 & C_\phi & S_\phi C_\theta \\ 0 & -S_\phi & C_\phi S_\theta \end{bmatrix} \quad [1.25]$$

الانتقال من جملة الطائرة للجملة المرجعية يتم بعد حساب مقلوب المصفوفة \mathbf{W}_n

$$\mathbf{W}_n^{-1} = \frac{adj(\mathbf{W}_n)}{\det(\mathbf{W}_n)} = \begin{bmatrix} 1 & S_\phi T_\theta & C_\phi T_\theta \\ 0 & C_\phi & -S_\phi \\ 0 & S_\phi/C_\theta & C_\phi/C_\theta \end{bmatrix} \quad [1.26]$$

وبالتالي:

$$\begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & S_\phi T_\theta & C_\phi T_\theta \\ 0 & C_\phi & -S_\phi \\ 0 & S_\phi/C_\theta & C_\phi/C_\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} \quad [1.27]$$

حيث أن: $T_\phi = \tan \phi$

4.2.1 استنتاج مصفوفة عزم العطالة لجسم الطائرة

$$\mathbf{I} = \iiint \rho dm \quad [1.28]$$

$$\mathbf{I}_B = \begin{bmatrix} \iiint (y^2 + z^2) dm & -\iiint xy dm & -\iiint zx dm \\ -\iiint xy dm & \iiint (x^2 + z^2) dm & -\iiint zy dm \\ -\iiint zx dm & -\iiint zy dm & \iiint (x^2 + y^2) dm \end{bmatrix} \quad [1.29]$$

$$\mathbf{I}_B = \begin{bmatrix} I_{x_B x_B} & I_{x_B y_B} & I_{x_B z_B} \\ I_{y_B x_B} & I_{y_B y_B} & I_{y_B z_B} \\ I_{z_B x_B} & I_{z_B y_B} & I_{z_B z_B} \end{bmatrix} \quad [1.30]$$

إن كل عناصر مصفوفة الـ ToI^7 هي حدود ثابتة تمثل الـ MoI^8 بالنسبة للمحاور الإحداثية، وبما أن الحركات تتم بالنسبة لجملة إحداثيات مثبتة على الجسم المتحرك، وهو جسم منتظر، فإن مركبات مصفوفة ToI بالنسبة لإحداثيات

الجسم يمكن كتابة مصفوفة ToI كما يلي:

$$\mathbf{I}_B = \begin{bmatrix} I_{x_B x_B} & 0 & 0 \\ 0 & I_{y_B y_B} & 0 \\ 0 & 0 & I_{z_B z_B} \end{bmatrix} \quad [1.31]$$

وبما أنها مصفوفة عزوم العطالة الوحيدة في المودل الرياضي يمكن كتابتها اختصاراً بالشكل:

Tensor of Inertia ⁷
Moment of Inertia ⁸

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} I_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & I_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & I_{zz} \end{bmatrix} \quad [1.32]$$

5.2.1 القوى والعزوم المؤثرة على الطائرة

عند دوران الدوار (المحرك بالإضافة للمرόحة) سيولّد قوة رفع اتجاهها باتجاه المحور z في الجملة المرجعية، كما ستولّد عزم دوران حول المحور نفسه، وبالتالي يمكن القول أن العزم أو القوة المولّدة عن دوران أي دوار i تعطى:

$$f_i = b\omega_i^2, \tau_{Mi} = d\omega_i^2 + I_M \dot{\omega}_i \quad [1.33]$$

حيث أن:

معامل الرفع b

معامل النبذ d

سرعة الدوار i ω_i

عزم عطالة المحرك في الدوار I_M

إن كل من معاملي الرفع والنبذ هي ثوابت خاصة بالدوار.

وكنتيجة للقوى والعزوم المولّدة من الدوارات الأربع، يمكن تعريف ثلاث قوى وعزم مؤثرة على جسم الطائرة وهي:

$$U_1 = \sum_{i=1}^4 f_i = b \sum_{i=1}^4 \Omega_i^2 \quad [1.34]$$

U_1 تمثل قوة الرفع التي تؤثر على جسم الطائرة وتؤدي لارتفاعه على المحور z .

$$U_2 = b(-\Omega_2^2 + \Omega_4^2) \quad [1.35]$$

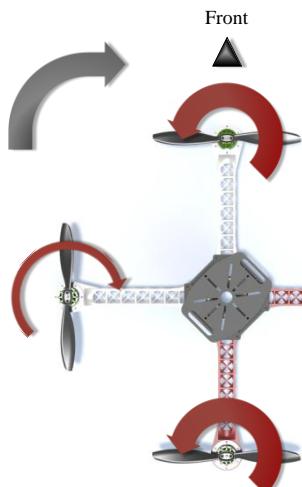
U_2 تمثل القوة التي تولّد عزم التدوير حول المحور y مولّداً الزاوية ϕ وذلك بضربيها بطول ذراع القوة l .

$$U_3 = b(-\Omega_1^2 + \Omega_3^2) \quad [1.36]$$

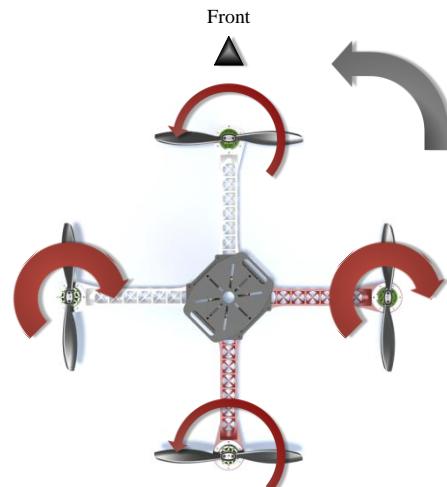
U_3 تمثل القوة التي تولّد عزم التدوير حول المحور x مولّداً الزاوية θ وذلك بضربيها بطول ذراع القوة l .

$$U_4 = \sum_{i=1}^4 (-1)^{n+1} \tau_{Mi} \quad [1.37]$$

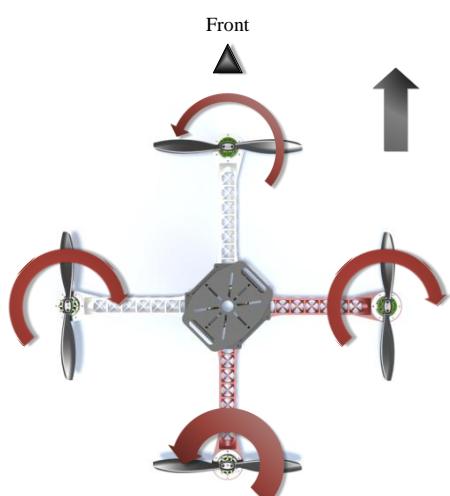
U_4 يمثل عزم التدوير حول المحور z مولّداً الزاوية ψ .



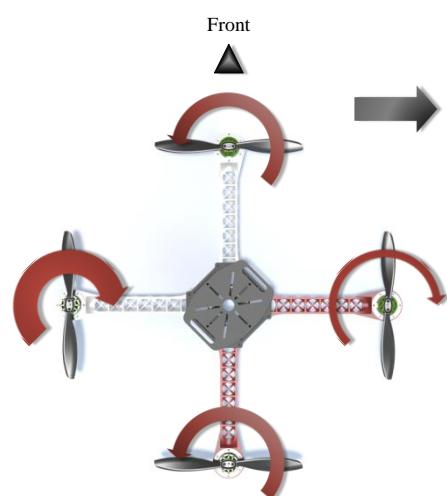
الشكل c الدوران مع عقارب الساعة



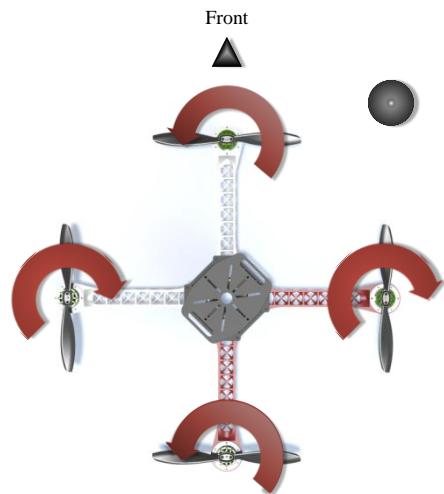
الشكل d الدوران عكس عقارب الساعة



الشكل e الحركة نحو الأمام



الشكل f الحركة نحو اليمين



الشكل g الحركة نحو الأعلى

الشكل 1.6 تغير حركة الطائرة بتغير سرعات المحركات

يبين الشكل 1.6-*c* السرع الواجب تقديمها للمحركات للدوران حول المحور *z* مع عقارب الساعة ($0 < \psi$)

حيث تكون محصلة العزوم $0 < U_4$ ، حيث توضح المعادلة [1.37] أنّ U_4 هي مجموع العزوم المولدة من المحركات

حيث يولد كل من المحركين 1 و 3 العزم الموجب (المحركان يدوران مع عقارب الساعة)، وبشكل معاكس فإنّ الشكل

1.6-*d* يبيّن دوران بزاوية ($0 < \psi$) وبالتالي على المحركين 2 و 4 الدوران بسرعة أكبر من 1 و 2 مما يعطي عزم U_4

$. < 0$

يبين الشكل 1.6-*f* إمكانية تحريك الطائرة على المحور *y* وبالاتجاه السالب ($0 < \phi$)، حيث عند دوران المحرك 4

بسريعة أكبر من المحرك 2 تصبح القوة $0 < U_2$ كما هو موضح في المعادلة [1.35]، يمكن ببساطة استنتاج الحركة على

المotor *x* بالاعتماد على المعادلة [1.36]، الشكل 1.6-*e* يوضح ذلك.

يبين الشكل 1.6-*g* كيفية الإقلاع بشكل عمودي وذلك بإعطاء سرعات متساوية للمحركات الأربع مما

يؤدي للحصول على قوة $0 > U_1$.

- حسب القانون الثاني لنيوتون: مجموع القوى المؤثرة على الجسم تساوي جداء كتلة الجسم بتسارعه.

$$\mathbf{F} = \mathbf{R} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ U_1 \end{bmatrix} = m \begin{bmatrix} \ddot{x} \\ \ddot{y} \\ \ddot{z} \end{bmatrix} + mg \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad [1.38]$$

$$\begin{bmatrix} (C_\psi S_\theta C_\phi + S_\psi S_\phi)U_1 \\ (S_\psi S_\theta C_\phi - C_\psi S_\phi)U_1 \\ (C_\theta C_\phi)U_1 \end{bmatrix} = m \begin{bmatrix} \ddot{x} \\ \ddot{y} \\ \ddot{z} \end{bmatrix} + mg \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad [1.39]$$

$$\begin{bmatrix} \ddot{x} \\ \ddot{y} \\ \ddot{z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (C_\psi S_\theta C_\phi + S_\psi S_\phi) \frac{U_1}{m} \\ (S_\psi S_\theta C_\phi - C_\psi S_\phi) \frac{U_1}{m} \\ (C_\theta C_\phi) \frac{U_1}{m} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ g \end{bmatrix} \quad [1.40]$$

$$\boldsymbol{\tau} = \mathbf{I}\dot{\boldsymbol{\omega}} + \mathbf{v} \times (\mathbf{I}\boldsymbol{\omega}) + \boldsymbol{\Gamma} \quad [1.41]$$

حيث أن $\boldsymbol{\tau}$ يمثل شعاع العزوم الخارجية المطبقة على الجسم.

$\mathbf{I}\dot{\boldsymbol{\omega}}$ التسارع الزاوي مضروب بعزم عطالة الجسم.

$\mathbf{v} \times (\mathbf{I}\boldsymbol{\omega})$ قوى الجذب المركبة، ومثل إشارة \times ، عملية الضرب الشعاعي التصالي.

$\boldsymbol{\Gamma}$ تمثل تأثير القوى الجايروسكوبية على جسم الطائرة.

$$\boldsymbol{\tau} = [lU_2 \quad lU_3 \quad U_4]^T \quad [1.42]$$

$$\mathbf{v} \times (\mathbf{I}\boldsymbol{\omega}) = \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_{xx}p \\ I_{yy}q \\ I_{zz}r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (I_{zz} - I_{yy})qr \\ (I_{xx} - I_{zz})pr \\ (I_{yy} - I_{xx})pq \end{bmatrix} \quad [1.43]$$

$$\Gamma = J_r \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \Omega_d \end{bmatrix} = J_r \begin{bmatrix} q\Omega_d \\ -p\Omega_d \\ 0 \end{bmatrix} \quad [1.44]$$

حيث $\Omega_d = -\Omega_1 + \Omega_2 - \Omega_3 + \Omega_4$

$$\begin{bmatrix} \dot{p} \\ \dot{q} \\ \dot{r} \end{bmatrix} = \mathbf{I}^{-1} \begin{bmatrix} lU_2 \\ lU_3 \\ U_4 \end{bmatrix} - \mathbf{I}^{-1} \begin{bmatrix} (I_{zz} - I_{yy})qr \\ (I_{xx} - I_{zz})pr \\ (I_{yy} - I_{xx})pq \end{bmatrix} - \mathbf{I}^{-1} J_r \begin{bmatrix} -q\Omega_d \\ p\Omega_d \\ 0 \end{bmatrix} \quad [1.45]$$

لإرجاع العلاقة لجملة الإحداثيات المرجعية يجب ضرها بمصفوفة التحويل \mathbf{W}_η لتصبح العلاقة:

$$\ddot{\mathbf{v}} = \frac{d}{dt} (\mathbf{W}_\eta^{-1}) \mathbf{v} + \mathbf{W}_\eta^{-1} \ddot{\mathbf{v}} \quad [1.46]$$

6.2.1 استنتاج المودل الرياضي دون تقرير

$$\ddot{\mathbf{v}} = \mathbf{I}^{-1} \begin{bmatrix} lU_2 \\ lU_3 \\ U_4 \end{bmatrix} - \mathbf{I}^{-1} \begin{bmatrix} (I_{zz} - I_{yy})qr \\ (I_{xx} - I_{zz})pr \\ (I_{yy} - I_{xx})pq \end{bmatrix} - \mathbf{I}^{-1} J_r \begin{bmatrix} -q\Omega_d \\ p\Omega_d \\ 0 \end{bmatrix} \quad [1.47]$$

$$\frac{d}{dt} (\mathbf{W}_\eta^{-1}) = \begin{bmatrix} 0 & \dot{\phi}C_\phi T_\theta + \dot{\theta}\frac{S_\phi}{C_\theta^2} & -\dot{\phi}S_\phi C_\theta + \dot{\theta}\frac{C_\phi}{C_\theta^2} \\ 0 & -\dot{\phi}S_\phi & -\dot{\phi}C_\phi \\ 0 & \dot{\phi}\frac{C_\phi}{C_\theta} + \dot{\theta}\frac{S_\phi T_\theta}{C_\theta} & -\dot{\phi}\frac{S_\phi}{C_\theta} + \dot{\theta}\frac{C_\phi T_\theta}{C_\theta} \end{bmatrix} \quad [1.48]$$

$$\begin{bmatrix} \ddot{\phi} \\ \ddot{\theta} \\ \ddot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \dot{\phi}C_\phi T_\theta + \dot{\theta}\frac{S_\phi}{C_\theta^2} & -\dot{\phi}S_\phi C_\theta + \dot{\theta}\frac{C_\phi}{C_\theta^2} \\ 0 & -\dot{\phi}S_\phi & -\dot{\phi}C_\phi \\ 0 & \dot{\phi}\frac{C_\phi}{C_\theta} + \dot{\theta}\frac{S_\phi T_\theta}{C_\theta} & -\dot{\phi}\frac{S_\phi}{C_\theta} + \dot{\theta}\frac{C_\phi T_\theta}{C_\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q \\ p \\ r \end{bmatrix} + \quad [1.49]$$

$$\begin{bmatrix} 1 & S_\phi T_\theta & C_\phi T_\theta \\ 0 & C_\phi & -S_\phi \\ 0 & S_\phi/C_\theta & C_\phi/C_\theta \end{bmatrix} \mathbf{I}^{-1} \begin{bmatrix} lU_2 \\ lU_3 \\ U_4 \end{bmatrix} -$$

$$\begin{bmatrix} 1 & S_\phi T_\theta & C_\phi T_\theta \\ 0 & C_\phi & -S_\phi \\ 0 & S_\phi/C_\theta & C_\phi/C_\theta \end{bmatrix} \mathbf{I}^{-1} \begin{bmatrix} (I_{zz} - I_{yy})qr \\ (I_{xx} - I_{zz})pr \\ (I_{yy} - I_{xx})pq \end{bmatrix} -$$

$$\begin{bmatrix} 1 & S_\phi T_\theta & C_\phi T_\theta \\ 0 & C_\phi & -S_\phi \\ 0 & S_\phi/C_\theta & C_\phi/C_\theta \end{bmatrix} \mathbf{I}^{-1} J_r \begin{bmatrix} -q\Omega_d \\ p\Omega_d \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\ddot{x} = (C_\phi S_\theta C_\psi + S_\phi S_\psi) \frac{1}{m} U_1 \quad [1.50]$$

$$\ddot{y} = (C_\phi S_\theta S_\psi - S_\phi C_\psi) \frac{1}{m} U_1 \quad [1.51]$$

$$\ddot{z} = -g + (C_\phi C_\theta) \frac{1}{m} U_1 \quad [1.52]$$

$$\ddot{\phi} = (\dot{\phi} C_\phi T_\theta + \dot{\theta} \frac{S_\phi}{C_\theta^2}) p + (-\dot{\phi} S_\phi C_\theta + \dot{\theta} \frac{C_\phi}{C_\theta^2}) r - \frac{I_{zz} - I_{yy}}{I_{xx}} qr -$$

$$S_\phi T_\theta \frac{I_{xx} - I_{zz}}{I_{xx}} pr - C_\phi T_\theta \frac{I_{yy} - I_{xx}}{I_{xx}} pq - (\frac{-q}{I_{xx}} + S_\phi T_\theta \frac{p}{I_{yy}}) J_r \Omega_d +$$

$$\frac{l}{I_{xx}} U_2 + \frac{l}{I_{yy}} S_\phi T_\theta U_3 + \frac{1}{I_{zz}} C_\phi T_\theta U_4 \quad [1.53]$$

$$\ddot{\theta} = -\dot{\phi} S_\phi p - \dot{\phi} C_\phi r - C_\phi \frac{I_{xx} - I_{zz}}{I_{yy}} pr + S_\phi \frac{I_{yy} - I_{xx}}{I_{zz}} pq - C_\phi \frac{p}{I_{yy}} J_r \Omega_d +$$

$$\frac{l}{I_{yy}} C_\phi U_3 - \frac{1}{I_{zz}} S_\phi U_4 \quad [1.54]$$

$$\ddot{\psi} = (\dot{\phi} \frac{C_\phi}{C_\theta} + \dot{\theta} \frac{S_\phi T_\theta}{C_\theta}) p + (-\dot{\phi} \frac{S_\phi}{C_\theta} + \dot{\theta} \frac{C_\phi T_\theta}{C_\theta}) r + \frac{S_\phi}{C_\theta} \frac{I_{xx} - I_{zz}}{I_{yy}} pr + \frac{C_\phi}{C_\theta} \frac{I_{yy} - I_{xx}}{I_{zz}} pq - \frac{S_\phi}{C_\theta} p J_r \Omega_d + \frac{l}{I_{yy}} \frac{S_\phi}{C_\theta} U_3 + \frac{1}{I_{zz}} \frac{C_\phi}{C_\theta} U_4 \quad [1.55]$$

7.2.1 استنتاج المودل الرياضي بعد التقريرب

بما أنّ الهدف النهائي هو التحكّم بالطائرة وموازتها بالنسبة للإحداثيات المثبتة على جملة الطائرة والإحداثيات المرجعية، يمكن اعتبار إحداثيات الطائرة والإحداثيات المرجعية متوفقة وزوايا التوجيه صغيرة، وبالتالي تصبح المصفوفة

على الشكل التالي: \mathbf{W}_n

$$\mathbf{W}_n = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad [1.56]$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \ddot{\phi} \\ \ddot{\theta} \\ \ddot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{p} \\ \dot{q} \\ \dot{r} \end{bmatrix} \quad [1.57]$$

ويصبح شعاع السرعة الزاوية في الجملتين متوفقين، ويمكن كتابة المعادلات الواصفة للمودل الديناميكي للطائرة:

$$\begin{cases} \ddot{x} = (C_\phi S_\theta C_\psi + S_\phi S_\psi) \frac{1}{m} U_1 \\ \ddot{y} = (C_\phi S_\theta S_\psi - S_\phi C_\psi) \frac{1}{m} U_1 \\ \ddot{z} = -g + (C_\phi C_\theta) \frac{1}{m} U_1 \\ \ddot{\phi} = \dot{\theta} \psi \left[\frac{I_{yy} - I_{zz}}{I_{xx}} \right] + \frac{J_r}{I_{xx}} \dot{\theta} \Omega_d + \frac{l}{I_{xx}} U_2 \\ \ddot{\theta} = \dot{\phi} \psi \left[\frac{I_{zz} - I_{xx}}{I_{yy}} \right] - \frac{J_r}{I_{yy}} \dot{\phi} \Omega_d + \frac{l}{I_{yy}} U_3 \\ \ddot{\psi} = \dot{\theta} \dot{\phi} \left[\frac{I_{xx} - I_{yy}}{I_{zz}} \right] + \frac{1}{I_{zz}} U_4 \end{cases} \quad [1.58]$$

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ U_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b & b & b & b \\ 0 & -b & 0 & b \\ -b & 0 & b & b \\ d & -d & d & -d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Omega_1^2 \\ \Omega_2^2 \\ \Omega_3^2 \\ \Omega_4^2 \end{bmatrix} \quad [1.59]$$

3.1 نبذة ومحاكاة المودل الديناميكي لـ Quadcopter

سيتم إيجاد المودل الديناميكي لـ Quadcopter لفهم النظام ككل من حيث إمكاناته ومحدوديته، ولتسهيل مرحلة التحكم بالنظام باختبار خوارزمية التحكم قبل تطبيقها عملياً على الـ Quadcopter.

تم بناء المودل الديناميكي لـ Quadcopter باستخدام لغة الـ C-Code ببرنامج الـ MATLAB.

الجدول 1.1 يمثل بaramترات النظام.

القيمة	الوصف	الرمز
0.800 kg	وزن الكلي لـ Quadcopter	m
9.81 kg/m ²	تسارع الجاذبية الأرضية	g
0.3 m	طول ذراع الـ Quadcopter	l
0.01567 kgm ²	عزم العطالة على المحور x	I_{xx}

0.01567 kgm^2	عزم العطالة على المحور y	I_{yy}
0.02834 kgm^2	عزم العطالة على المحور z	I_{zz}
0.000016032 Ns^2	عامل الدفع Thrust factor	b
0.0000004003 Nms^2	عامل الجر Drag factor	d
0.0000601 kgm^2	عطالة المروحة Propeller inertia	J_r

الجدول 1.1 البارامترات المستخدمة في النمذجة

من مجموعة المعادلات [1.58] يمكن تحديد موقع الـ Quadcopter، وذلك بتكاملة التسارعات مرتين، مع العلم

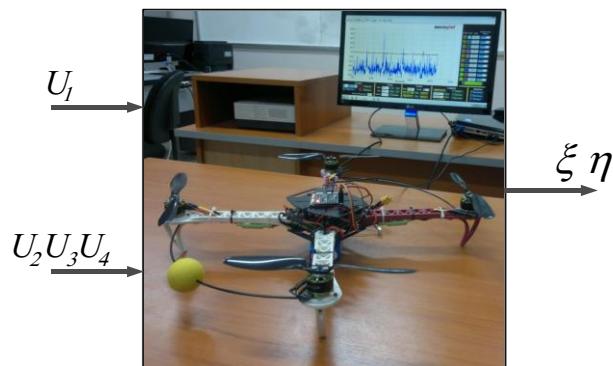
أنه في النظام الحقيقي يمكن الحصول على زوايا Euler عن طريق وحدة IMU، شرح كيفية الحصول على زوايا Euler من وحدة IMU سيعرض الفصل الرابع. أما بالنسبة لموقع الـ Quadcopter فإن تحديد كل من y , x , z يكون بواسطة كاميرا مثبتة على سقف الغرفة، قياس قيمة الارتفاع z سيتم باستخدام حستاسي Altimeter و Ultrasonic.

بفرض التالي:

$$\left\{ \begin{array}{l} x_1 = x \\ x_2 = \dot{x}_1 = \dot{x} \\ x_3 = y \\ x_4 = \dot{x}_3 = \dot{y} \\ x_5 = z \\ x_6 = \dot{x}_5 = \dot{z} \\ x_7 = \phi \\ x_8 = \dot{x}_7 = \dot{\phi} \\ x_9 = \theta \\ x_{10} = \dot{x}_9 = \dot{\theta} \\ x_{11} = \psi \\ x_{12} = \dot{x}_{11} = \dot{\psi} \end{array} \right. \quad [1.60]$$

بتعييض [1.60] في [1.58] يتم الحصول على المعادلة [1.61]:

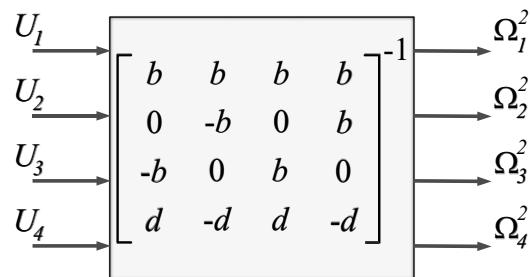
$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = (C_{x_7} S_{x_9} C_{x_{11}} + S_{x_7} S_{x_{11}}) \frac{1}{m} U_1 \\ \dot{x}_3 = x_4 \\ \dot{x}_4 = (C_{x_7} S_{x_9} S_{x_{11}} - S_{x_7} C_{x_{11}}) \frac{1}{m} U_1 \\ \dot{x}_5 = x_6 \\ \dot{x}_6 = -g + (C_{x_7} C_{x_9}) \frac{1}{m} U_1 \\ \dot{x}_7 = x_8 \\ \dot{x}_8 = x_{10} x_{12} \left[\frac{I_{yy} - I_{zz}}{I_{xx}} \right] + \frac{J_r}{I_{xx}} x_{10} \Omega_d + \frac{l}{I_{xx}} U_2 \\ \dot{x}_9 = x_{10} \\ \dot{x}_{10} = x_8 x_{12} \left[\frac{I_{zz} - I_{xx}}{I_{yy}} \right] - \frac{J_r}{I_{yy}} x_8 \Omega_d + \frac{l}{I_{yy}} U_3 \\ \dot{x}_{11} = x_{12} \\ \dot{x}_{12} = x_{10} x_8 \left[\frac{I_{xx} - I_{yy}}{I_{zz}} \right] + \frac{1}{I_{zz}} U_4 \end{cases} \quad [1.61]$$



الشكل 1.7 مدخل وخارج نظام الـ Quadcopter

للحصول على سرعات الحركات سيتم إضافة Block يمثل مقلوب المصفوفة [1.59]، ويكون الـ Block المضاف

كما في الشكل 1.8.

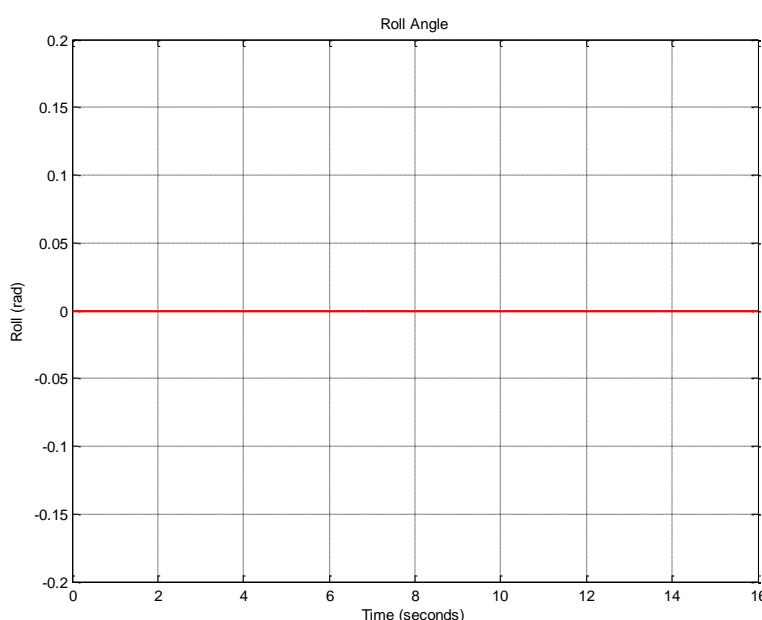


الشكل 1.8 المخطط الصندوقي للتحويل من سرعات الحركات إلى العزوم المطبقة على الطائرة

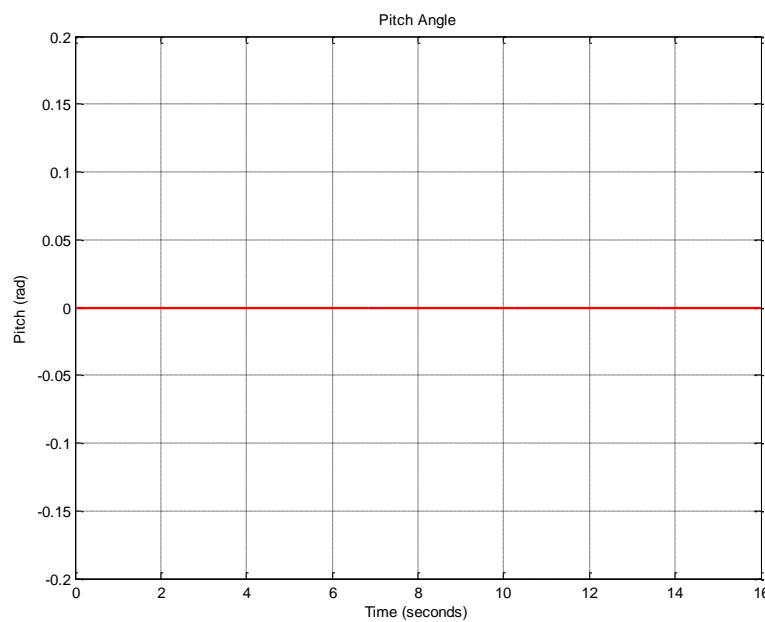
من الأشكال 1.9، 1.10، 1.11، 1.12 و 1.13 يمكن ملاحظة أنّ قيم x و y وأيضاً قيم زوايا Euler صفرية،

وهذا أمر منطقي كون أنّ قيم السرعات المتساوية سوف تجعل الطائرة ترتفع على المحور z ، بينما قيمة z حسب الشكل

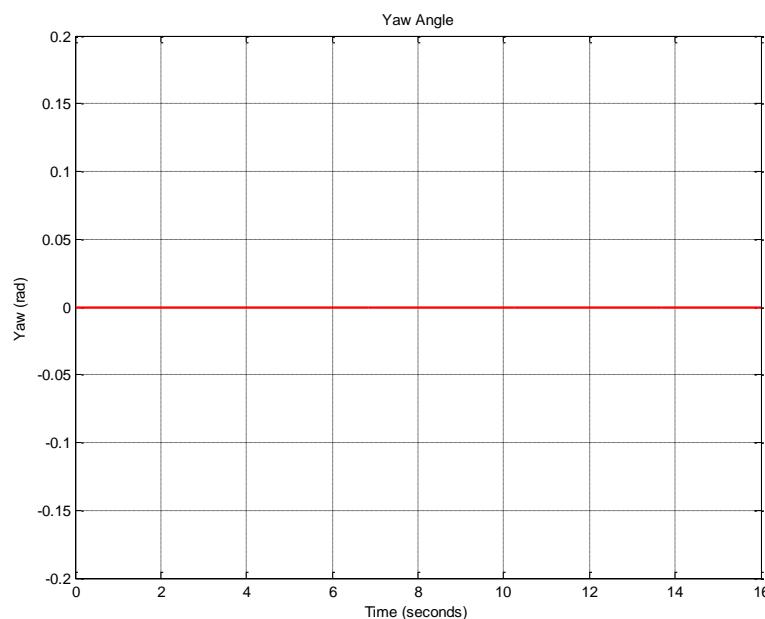
1.14 فهي تسعى للانهاء، وهذا يجعل النظام غير مستقر.



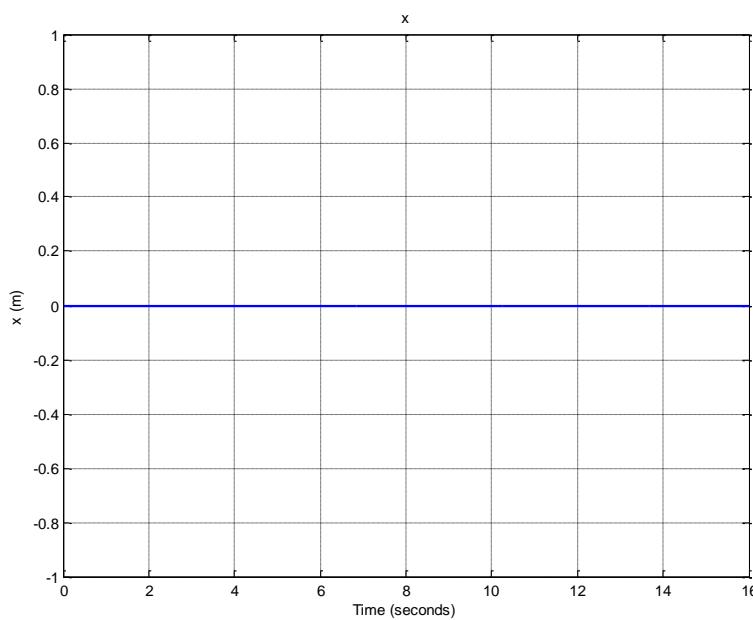
الشكل 1.9 قيمة الزاوية ϕ من أجل قيم متساوية لسرعات الحركات



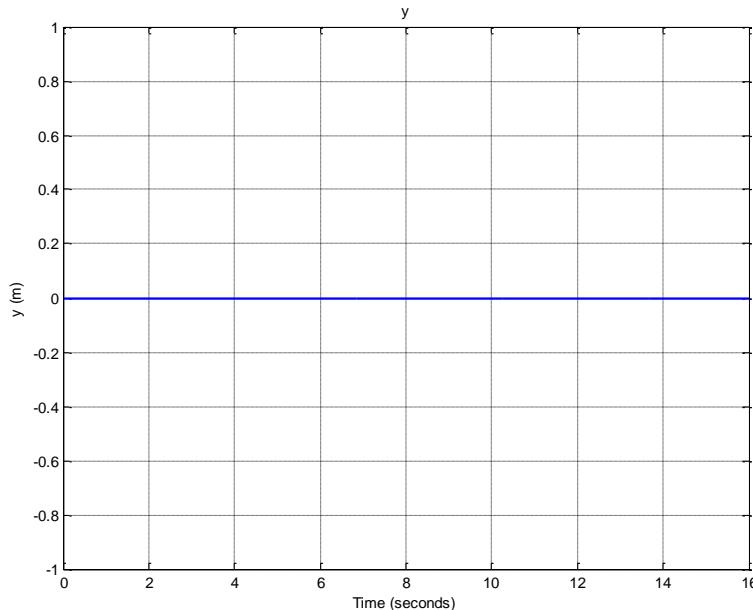
الشكل 1.10 قيمة الزاوية θ من أجل قيم متساوية لسرعات الحركات



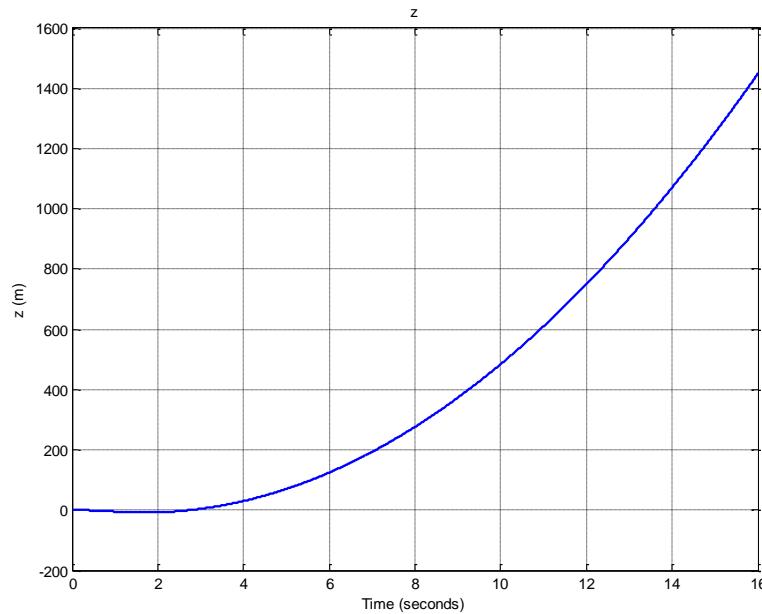
الشكل 1.11 قيمة الزاوية ψ من أجل قيم متساوية لسرعات الحركات



الشكل 1.12 قيمة الموضع على المحور x من أجل قيم متساوية لسرعات الحركات



الشكل 1.13 قيمة الموضع على المحور y من أجل قيم متساوية لسرعات الحركات



الشكل 1.14 قيمة الموضع على المحور z من أجل قيم متساوية لسرعات المحركات

الآن وبعد أن تم اختبار النظام في الحلقة المفتوحة، يمكن البدء بتطبيق خوارزميات التحكم المناسبة.

الفصل الثاني

التحكم بال Quadcopter

1.2 مقدمة

تم مناقشة النموذج الرياضي للنظام في الفصل الأول للتحكم بالطائرة بدرجات الحرية الست، يمكن تقسيم عملية التحكم إلى مرحلتين، المرحلة الأولى يتم التحكم بزايا التوجيه للطائرة Attitude Control والمراحل الثانية هي ال Path

.Planning

تُعد عملية التحكم بـ Attitude مرحلة حساسة في تصميم نظام التحكم لأي نظام ملاحي، وذلك لأن أي مسار أو خوارزمية ستطبق على النظام بعد انتهاء عملية التحكم سيكون نجاحها مرتبط بنجاح هذه المرحلة وخاصة بسبب كون التحكم بكل من x و y مرتبط بشكل وثيق مع زوايا التوجيه في مسألة ال Inverse Kinematics كما سيتم توضيح ذلك من خلال هذا الفصل.

2.2 التحكم بال Quadcopter باستخدام متحكمات تعتمد على الموديل الرياضي

في البداية يجب استنتاج النموذج الرياضي الخطي الواصف للنظام وذلك لتصميم المتحكمات التي تعتمد على النموذج الرياضي PID-Controller و Optimal-Controller، سيتم الاعتماد على طريقة Jacobian في إيجاد النموذج الخطي كما هو مبين في المعادلة [2.1] و [2.2].

$$\mathbf{A}_{n \times n} = \left[\frac{\partial f}{\partial \mathbf{X}} \right]_{(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_n}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial f_n}{\partial x_n} \end{bmatrix}_{(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)} \quad [2.1]$$

$$\mathbf{B}_{n \times m} = \left[\frac{\partial f}{\partial \mathbf{U}} \right]_{(\mathbf{X}_0, \mathbf{U}_0)} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial u_1} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial u_m} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_n}{\partial u_1} & \dots & \frac{\partial f_n}{\partial u_m} \end{bmatrix}_{(\mathbf{X}_0, \mathbf{U}_0)} \quad [2.2]$$

وبالاعتماد على [2.1] و [2.2] و مجموعة المعادلات المماثلة للنظام [1.58] يمكن تعريف النموذج الخطي للنظام

كما هو مُبيّن في [2.3].

$$\begin{cases} \dot{x}_5 = x_6 \\ \dot{x}_6 = u_1 \\ \dot{x}_7 = x_8 \\ \dot{x}_8 = \frac{l}{I_{xx}} u_2 \\ \dot{x}_9 = x_{10} \\ \dot{x}_{10} = \frac{l}{I_{yy}} u_3 \\ \dot{x}_{11} = x_{12} \\ \dot{x}_{12} = \frac{1}{I_{zz}} u_4 \end{cases} \quad [2.3]$$

يمكن ملاحظة أن كل درجة حرية من الدرجات الست أصبحت نظام مستقل بدخل وحد وخرج وحد ما عدا x و y حيث أن نموذجيهما الرياضي يختلف تماماً عند الانتقال للنموذج الخطي المكافئ، مما يؤدي لزيادة صعوبة تصميم متحكمات لكل من x و y .

يتم تصميم المتحكمات بالاعتماد على تابع النقل أو فضاء الحالة لكل درجة حرية على حدا، من مجموعة المعادلات

[2.3] يمكن إيجاد فضاء الحالة لكل درجة حرية كما يلي.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_5 \\ \dot{x}_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_5 \\ x_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u_1 \quad [2.4]$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_7 \\ \dot{x}_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_7 \\ x_8 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{l}{I_{xx}} \end{bmatrix} u_2 \quad [2.5]$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_9 \\ \dot{x}_{10} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_9 \\ x_{10} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{l}{I_{yy}} \end{bmatrix} u_3 \quad [2.6]$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{11} \\ \dot{x}_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{11} \\ x_{12} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{I_{zz}} \end{bmatrix} u_4 \quad [2.7]$$

أمّا توابع النقل فيمكن أن تكتب كما في [2.8].

$$\left\{ \begin{array}{l} G_z(s) = \frac{Z(s)}{U_1(s)} = \frac{1}{S^2} \\ G_\phi(s) = \frac{\Phi(s)}{U_2(s)} = \frac{1}{a_1 S^2} \\ G_\theta(s) = \frac{\Theta(s)}{U_3(s)} = \frac{1}{a_2 S^2} \\ G_\psi(s) = \frac{\Psi(s)}{U_4(s)} = \frac{1}{a_3 S^2} \end{array} \right. \quad [2.8]$$

$$. a_1 = \frac{I_{xx}}{l}, a_2 = \frac{I_{yy}}{l}, a_3 = I_{zz}$$

حيث

من [2.8] يمكن ملاحظة أنّ النظام الخطي المكافئ يمتلك ثمانية أقطاب على حافة الاستقرار.

التحكم بدرجات الحرية Z , ϕ , θ و ψ يتم بطريقة اعتيادية وذلك بإضافة متحكم حلقة السرعة الداخلية ومتحكم

آخر حلقة الموضع، سيتم في هذا الفصل استعراض بعض نتائج التحكم على النموذج الرياضي باستخدام متحكمات من

نط PID وذلك بغية التعرف على النظام ولسهولة تطبيق هذا النوع من المتحكمات. إن المسألة الخاصة بالتحكم بنظام

الـ Quadcopter عند التحكم بالإحداثيات x و y هي الحاجة لنقل إشارة الخطأ من جملة الإحداثيات الثابتة EF

لجملة الإحداثيات المثبتة على النظام BF وذلك باستخدام منقول مصفوفة الانتقال الموضحة في العلاقة [1.21] وتعرف

عملية نقل الخطأ بـ Inverse Kinematic وتعطى المعادلات كما يلي.

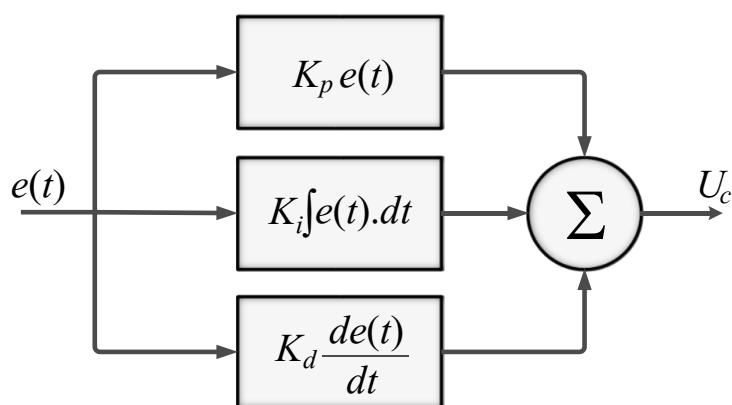
$$\begin{bmatrix} e_{x,B} \\ e_{y,B} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_\theta C_\psi & S_\theta S_\psi \\ S_\phi S_\theta C_\psi - C_\phi S_\psi & S_\phi S_\theta S_\psi + C_\phi C_\psi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{x,E} \\ e_{y,E} \end{bmatrix} \quad [2.9]$$

$$\begin{aligned} e_{x,B} &= C_\theta C_\psi e_{x,E} + S_\theta S_\psi e_{y,E} \\ e_{y,B} &= (S_\phi S_\theta C_\psi - C_\phi S_\psi) e_{x,E} + (S_\phi S_\theta S_\psi + C_\phi C_\psi) e_{y,E} \end{aligned} \quad [2.10]$$

باعتبار أن كل من ϕ و θ هي زوايا صغيرة، تصبح المعادلات في [2.10] على الشكل التالي:

$$\begin{aligned} e_{x,B} &= C_\psi e_{x,E} + S_\psi e_{y,E} \\ e_{y,B} &= -S_\psi e_{x,E} + C_\psi e_{y,E} \end{aligned} \quad [2.11]$$

الآن أصبح من الممكن بناء المتحكمات المرغوبة، يمثل الشكل 2.1 المخطط الصندوقي لمتحكم من نوع PID



الشكل 2.1 المخطط الصندوقي العام لمتحكم من نوع PID

سيتم استخدام طريقة Zero Pole Cancelation لحساب أرباح المتحكمات، للحصول على عامل إخماد

$$\cdot \gamma = 1$$

يجب تصميم متحكمات State Feedback من أجل دفع الأقطاب إلى يسار المحور التخييلي، الجدير بالذكر أنه

وعند استخدام متحكم State Feedback يجب عدم المبالغة في إزاحة الأقطاب إلى يسار المحور التخييلي، لأن ذلك

يتطلب المزيد من الطاقة، وفي الأنظمة الحقيقية يكون مصدر الطاقة محدود.

تم الاعتماد في حساب أرباح متحكم State Feedback لـ z على طريقة Ackerman وباستخدام المعادلة

كما يلي: [2.4]

$$|SI - A + BK_{\text{ack}}| = \text{DesiredPoles} \quad [2.12]$$

$$\begin{bmatrix} S & 0 \\ 0 & S \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} k_{1_z} & k_{2_z} \end{bmatrix} = (S+2)(S+1) \quad [2.13]$$

كما يمكن حساب مصفوفة الربح L عن طريق تعليمية Ackerman في بيئة الـ

MATLAB. وتكون الأرباح بعد الحساب $G_z(s) = [2 \ 3]$ على الشكل التالي:

$$G_z(s) = \frac{1}{(S+1)(S+2)} \quad [2.14]$$

الآن وبعد تطبيق متحكم التغذية العكسية، أصبح بالإمكان تطبيق طريقة حذف القطب بصفر من أجل حساب

أرباح المتحكمات PID التقليدية.

انطلاقاً من العلاقة [2.14] سيتم التحكم بجميع أقطاب تابع الانتقال $G_z(s)$ وذلك ابتداءً من القطب الأسع

بليه القطب الأكشن بطيء.

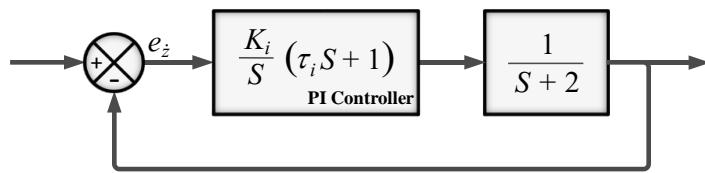
1. تصميم متحكم من نوع PI للتحكم بقطب السرعة $-S_2$:

$$u_c = K_p e(t) + K_i \int e(t) \quad [2.15]$$

تتمثل العلاقة [2.15] معادلة المتحكم من النوع PI، تصبح بعد كتابتها في فضاء لا بلس وعلى شكل تابع انتقال:

$$G_{pi}(s) = \frac{U_c(s)}{e(s)} = \frac{K_i}{S} (\tau_i s + 1) \quad [2.16]$$

حيث $\tau_i = \frac{K_p}{K_i}$



الشكل 2.2 المخطط الصندوقي للتحكم بقطب السرعة الانسحابية على المحور z

يجب إيجادتابع النقل المكافئ لحساب ثوابت الحلقة الخارجية وبالتالي:

$$G_{z,1}(s) = \frac{\frac{K_i(\tau_i s + 1)}{S}}{1 + \frac{K_i(\tau_i s + 1)}{S}} = \frac{K_i(\tau_i s + 1)}{S^2 + (K_i \tau_i + 2)S + K_i} \quad [2.17]$$

مع العلم أنَّ:

$$G(s) = \frac{\omega_n^2(t_i s + 1)}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \quad [2.18]$$

بالمقارنة بين [2.17] و [2.18] يمكن إيجاد ما يلي:

$$K_p = 2, K_d = 4 \quad [2.19]$$

2. تصميم متحكم من نوع PD للتحكم بقطب الموضع $-S_1$:

$$u_c = K_p e(t) + K_d \frac{d}{dt} e(t) \quad [2.20]$$

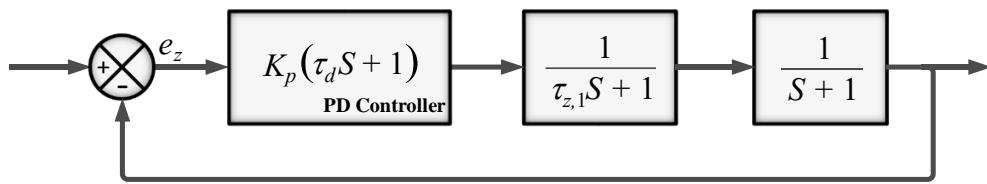
تمثيل العلاقة [2.20] معادلة المتحكم من النوع PD، تصبح بعد كتابتها في فضاء لا بلانس وعلى شكل تابع انتقال:

$$G_{pd}(s) = \frac{U_c(s)}{e(s)} = K_p (\tau_d s + 1) \quad [2.21]$$

$$\tau_d = \frac{K_d}{K_p} \quad \text{حيث}$$

بمكائنة النظام بعد تعويض أرباح المتحكم PI يتم الحصول على النظام الممثل بالشكل 2.3، والذي يمثل التحكم

بالحلقة الخارجية للارتفاع z.



الشكل 2.3 المخطط الصنديقي للتحكم بالوضع على المحور z

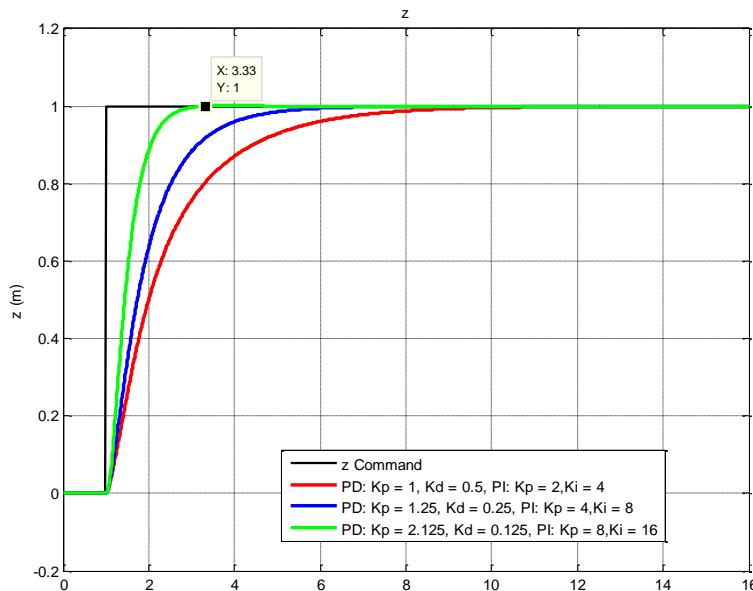
$$\tau_{z,1} = \frac{2}{K_i} \text{ حيث}$$

ويمكّنة النظام الحصول على $G_{z,2}(s)$ الممثل بالعلاقة [2.22].

$$G_{z,2}(s) = \frac{\frac{K_p(\tau_d S + 1)}{(\tau_{z,1} S + 1)(S + 1)}}{1 + \frac{K_p(\tau_d S + 1)}{(\tau_{z,1} S + 1)(S + 1)}} = \frac{\frac{K_p}{\tau_{z,1}}(\tau_d S + 1)}{S^2 + \left(\frac{K_p \tau_d + \tau_{z,1} + 1}{\tau_{z,1}}\right)S + \frac{K_p + 1}{\tau_{z,1}}} \quad [2.22]$$

بالمقارنة بين [2.22] و [2.18] يمكن الحصول على:

$$K_p = 1, K_d = 0.5 \quad [2.23]$$



الشكل 2.4 الاستجابة على المحور z من أجل عدة قيم لأرباح المتحكمات

يتم الاستمرار في زيادة قيم الأرباح حتى الحصول على الاستجابة المطلوبة، والتي تكون مرضية من حيث زمن الاستجابة، لأن ارتفاع الطائرة بمسافة متر يجب أن تتحقق خلال زمن معين مطلوب، وبالتالي تم الحصول على الاستجابات الممثلة بالشكل 2.4.

وتكون أرباح المتحكمات من أجل التحكم \dot{z} :

PI Controller

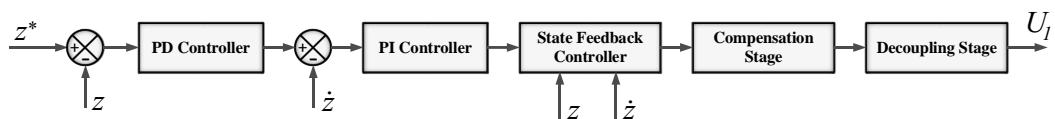
$$K_{p,z} = 8, K_{i,z} = 16 \quad [2.24]$$

PD Controller

$$K_{p,z} = 2.125, K_{d,z} = 0.125$$

ويصبح نظام التحكم بال Altitude في ال High Level كما هو ممثل بالشكل 2.5.

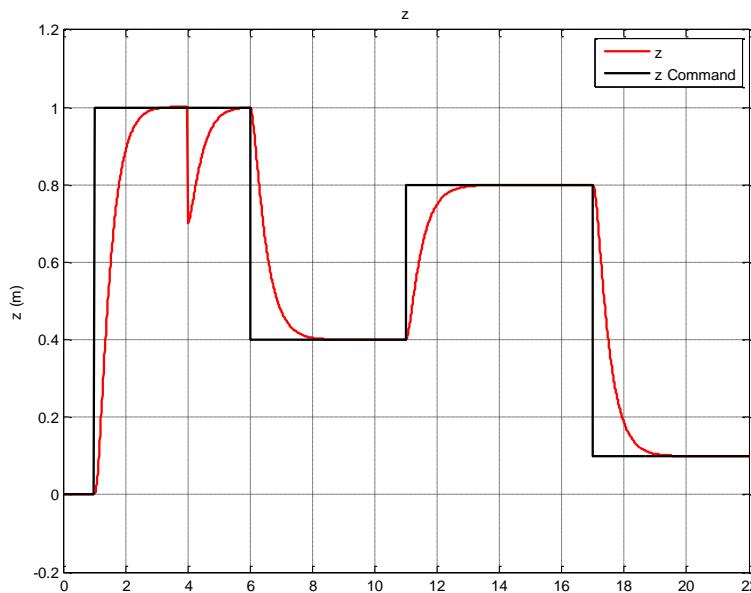
يجب التنويه إلى أنه من أجل ضمان عمل المتحكم جيداً يجب إضافة مرحلة فك ارتباط Decoupling Stage، لأنّه قد تم بناء المتحكم انطلاقاً من اعتبار أنّ النظام هو نظام خطّي، كذلك قد تم إضافة مرحلة تعويض من أجل الارتفاع لأنّه قد تم بناء المتحكم انطلاقاً من اعتبار أنّ القيم الابتدائية لسرعة المحركات هي تلك السرعة التي من أجلها تتغلّب الـ Quadcopter على تسارع الجاذبية الأرضية.



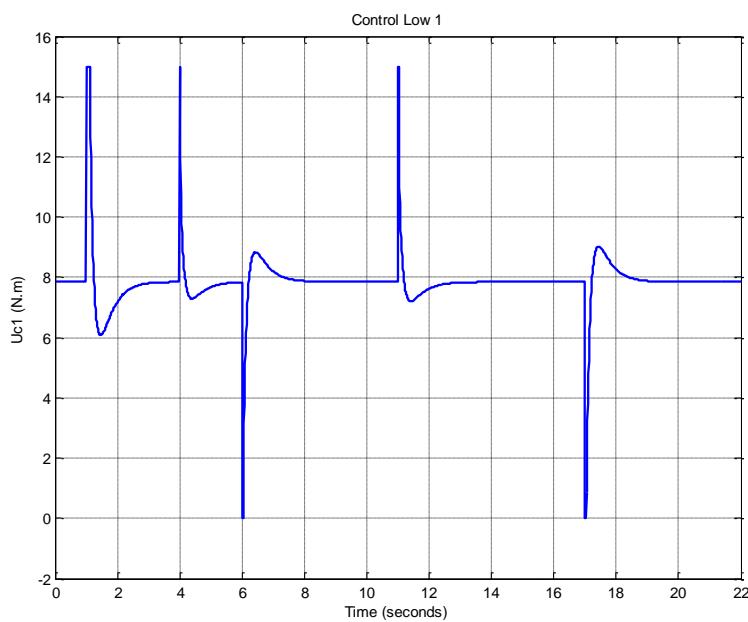
الشكل 2.5 المخطط الصندوقى للتحكم \dot{z} باستخدام متحكمات PID تقليدية

ولاختبار أداء المتحكم المنفذ سابقاً، يتم توليد اضطراب عند اللحظة 4 ثانية، بالإضافة إلى إعطاء قيم متغيرة للارتفاع المطلوب، وتكون الاستجابة الموافقة ممثلة بالشكل 2.6.

ما يمكن ملاحظته من الشكل 2.6، أن القيمة الحقيقة للارتفاع قد لاحقت القيمة المطلوبة لارتفاع المطلوب، وبالإضافة إلى ذلك فقد تمكّن المتحكم من التغلب على الاضطراب المطبق، وهذا يدل على أن المتحكم قد أدى المهمة المطلوبة منه.

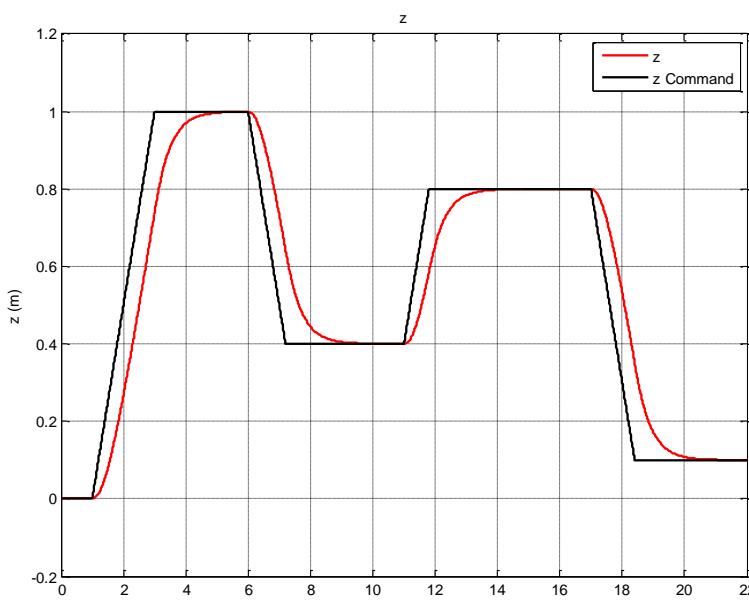


الشكل 2.6 اختبار أداء متحكم PID تقليدي

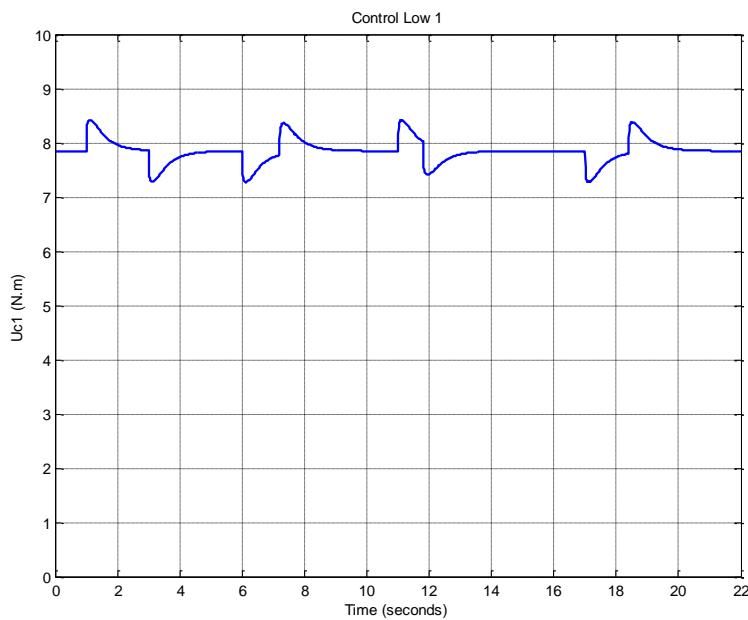


الشكل 2.7 قانون التحكم بالارتفاع z

بالنسبة لقانون التحكم الممثل بالشكل 2.7 يعود إلى قيمة لا تساوي الصفر وذلك بسبب وجود مرحلة التعويض، ويعتبر قانون التحكم كبير نسبياً بسبب استخدام متحكمات تقليدية.



الشكل 2.8 اختبار أداء المتحكم التقليدي من أجل أوامر على شكل Ramp



الشكل 2.9 قانون التحكم بالارتفاع z من أجل أوامر على شكل Ramp

يبيّن الشكل 2.9 قانون التحكم الموفق، حيث أصبح قانون التحكم أصغر بكثير بسبب تطبيق الأوامر على شكل

.Ramp

بعد تطبيق كل من Zero Pole Cancellation و State Feedback Controller، لحساب أرباح

متحكمات زوايا Euler، نتجت النتائج التالية:

تكون قيم أرباح متحكمات التغذية العكسيّة بالنسبة لزوايا Euler:

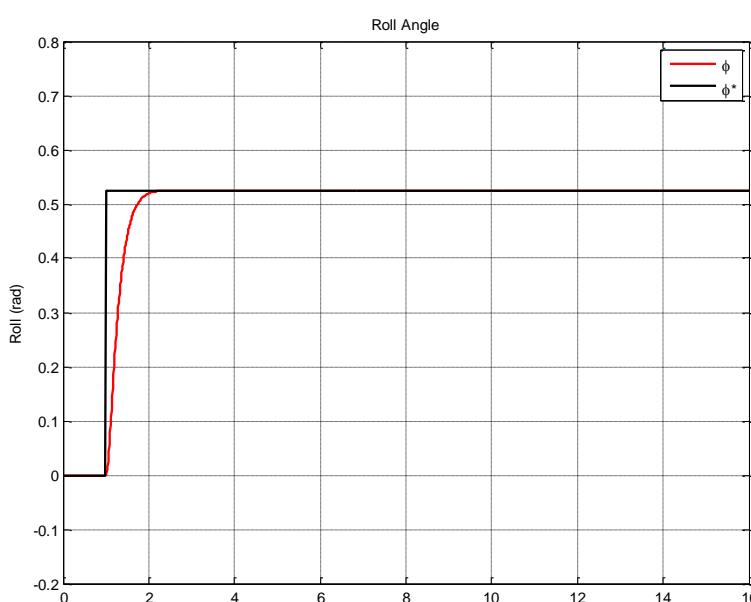
$$\begin{aligned} K_{ack,\phi} &= [0.1045 \quad 0.1567] \\ K_{ack,\theta} &= [0.1045 \quad 0.1567] \\ K_{ack,\psi} &= [0.0567 \quad 0.0850] \end{aligned} \quad [2.25]$$

وتصبح توابع الانتقال الممثلة بالمعادلات [2.8] على الشكل التالي:

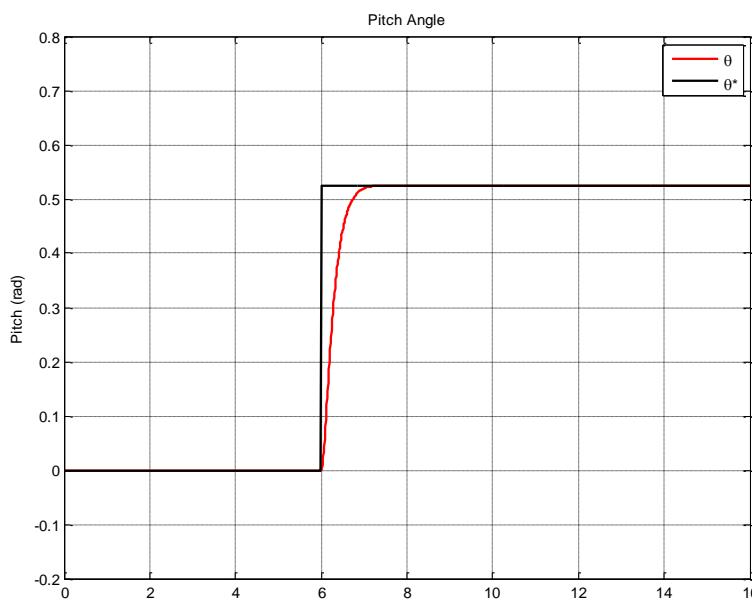
$$\begin{aligned}
 G_\phi(s) &= \frac{1}{(S+1)(S+2)} \\
 G_\theta(s) &= \frac{1}{(S+1)(S+2)} \\
 G_\psi(s) &= \frac{1}{(S+1)(S+2)}
 \end{aligned} \tag{2.26}$$

الآن وبعد تطبيق طريقة حذف القطب بصفر، وإجراء تسريع مناسب للأقطاب، تكون أشكال إشارات زوايا

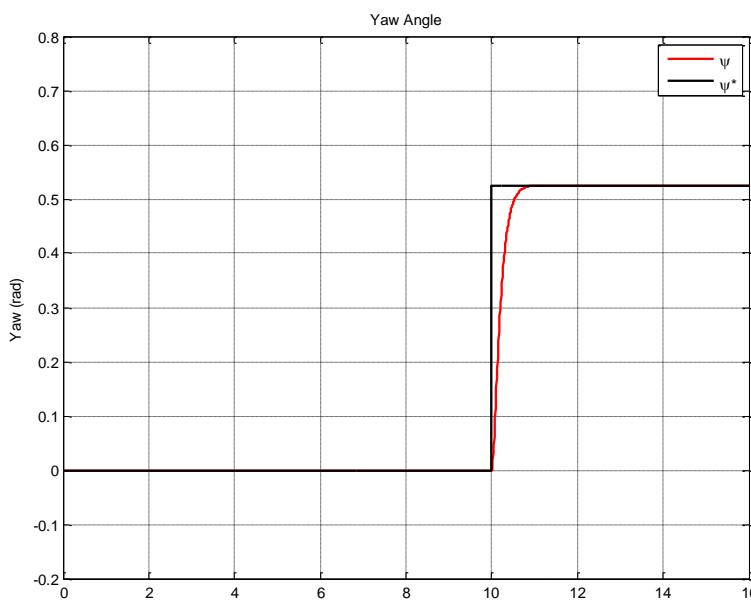
من أجل تطبيق أمر بقيمة $\frac{\pi}{6}$ وعند لحظات مختلفة.



الشكل 2.10 شكل إشاري الموضع والموضع المطلوب لـ ϕ من أجل أمر بقيمة $\frac{\pi}{6}$



الشكل 2.11 شكل إشاري الموضع والموضع المطلوب لـ θ من أجل أمر بقيمة $\frac{\pi}{6}$



الشكل 2.12 شكل إشاري الموضع والموضع المطلوب لـ ψ من أجل أمر بقيمة $\frac{\pi}{6}$

من الأشكال 2.10، 2.11 و 2.12 يمكن ملاحظة أن القيم الحقيقة للزوايا تصل إلى الموضع المطلوب خلال زمن مقبول عملياً، وتكون قيم أرباح المتحكمات كالتالي:

PI Controller

$$K_{p,\phi} = 0.75, K_{i,\phi} = 1.5$$

[2.27]

PD Controller

$$K_{p,\phi} = 3.6593, K_{d,\phi} = 0.0696$$

PI Controller

$$K_{p,0} = 0.75, K_{i,0} = 1.5$$

[2.28]

PD Controller

$$K_{p,0} = 3.6593, K_{d,0} = 0.0696$$

PI Controller

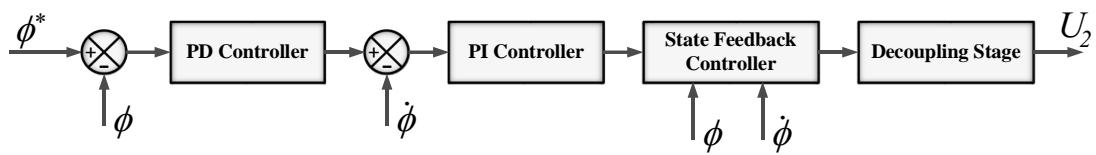
$$K_{p,\psi} = 0.5, K_{i,\psi} = 1$$

[2.29]

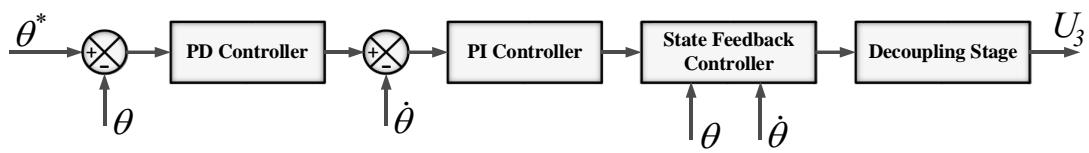
PD Controller

$$K_{p,\psi} = 4.4674, K_{d,\psi} = 0.0567$$

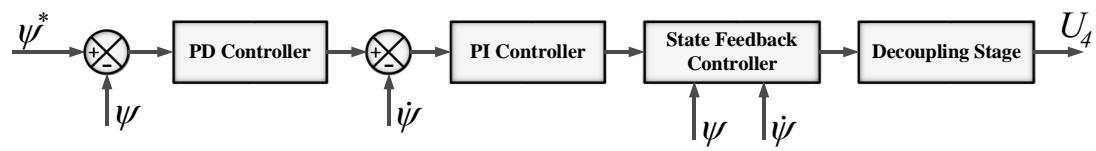
وتمثل أنظمة التحكم بزوايا Euler بالأشكال التالية:



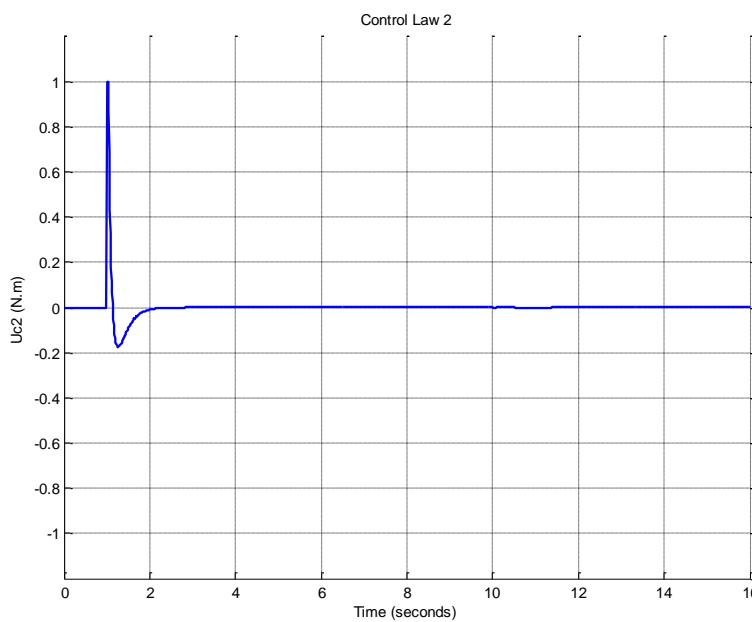
الشكل 2.13 المخطط الصندوقي للتحكم ϕ باستخدام متحكمات PID تقليدية



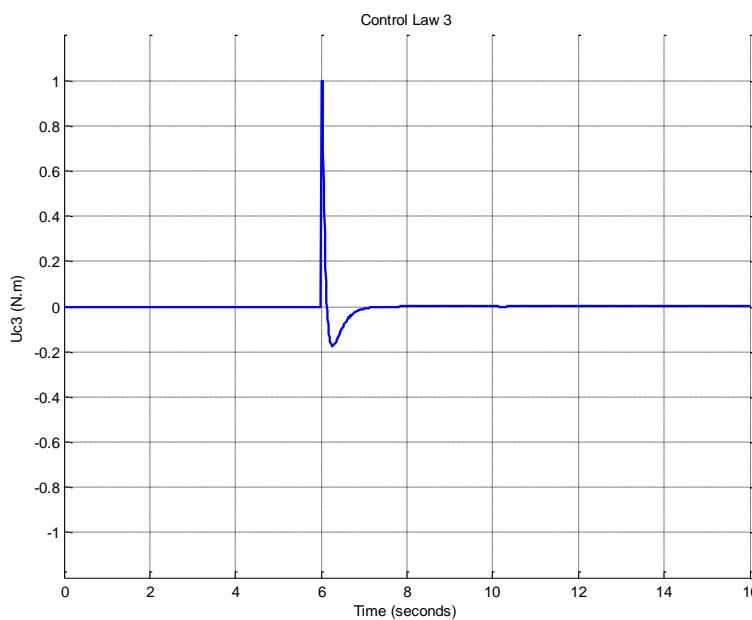
الشكل 2.14 المخطط الصندوقي للتحكم θ باستخدام متحكمات PID تقليدية



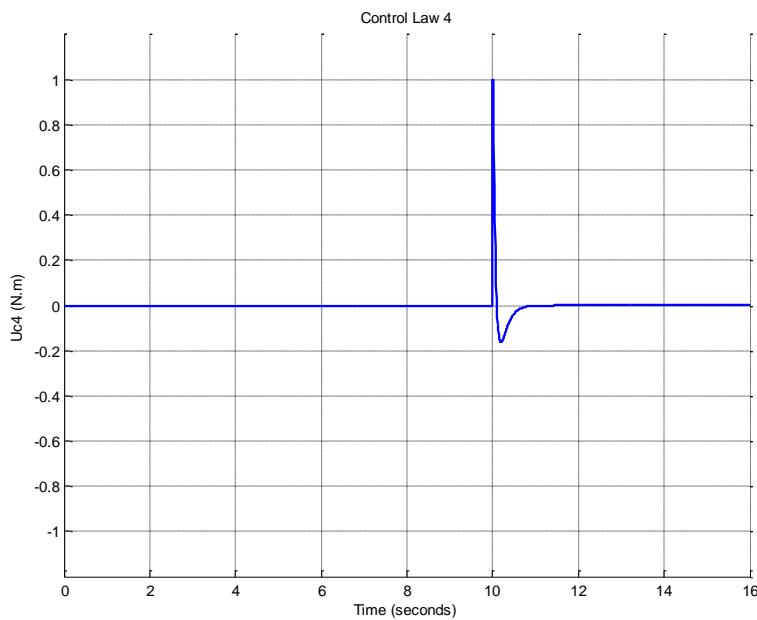
الشكل 2.15 المخطط الصندوقي للتحكم ψ باستخدام متحكمات PID تقليدية



الشكل 2.16 قانون التحكم بالزاوية ϕ من أجل أمر بقيمة $\frac{\pi}{6}$



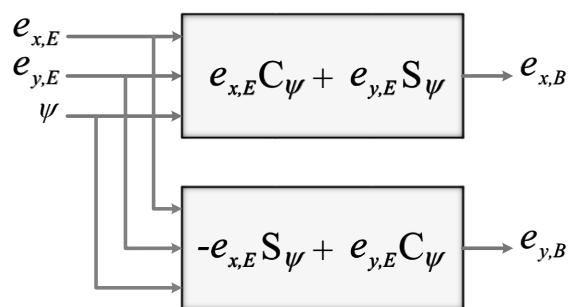
الشكل 2.17 قانون التحكم بالزاوية θ من أجل أمر بقيمة $\frac{\pi}{6}$



الشكل 2.18 قانون التحكم بالزاوية ψ من أجل أمر بقيمة $\frac{\pi}{6}$

من الملاحظ أنّ قييم قوانين التحكم الممثلة بالأشكال 2.16، 2.17 و 2.18 تحدث للحظات فقط؛ عند إعطاء

أوامر للزوايا حتى الوصول إلى الزوايا المطلوبة، ولذلك فإنّ عودة قوانين التحكم هنا إلى القيم الصفرية هو أيضاً أمر نظري، أمّا في الواقع العملي فإنّ قوانين التحكم تبقى عند القيم التي تحقق الزوايا المطلوبة.



الشكل 2.19 المخطط الصندوقى الواصف للمعادلة بين x و y وسرعاتها الانسحابية

إنّ خرج المخطط الصندوقى المبين في الشكل 2.19 هو عبارة عن السرعة المرغوبة لكل من x و y ، حيث سيتم

إضافة متحكم من النوع PD للتحكم بالسرعة على محوري x و y .

لقد تم إيجاد قيم أرباح المتحكمات هنا بطريقة Trial & Error، تعتمد هذه الطريقة على إعطاء قيمة اختيارية للأرباح حتى الحصول على الاستجابة المطلوبة، من أجل التحكم بكل من x و y .

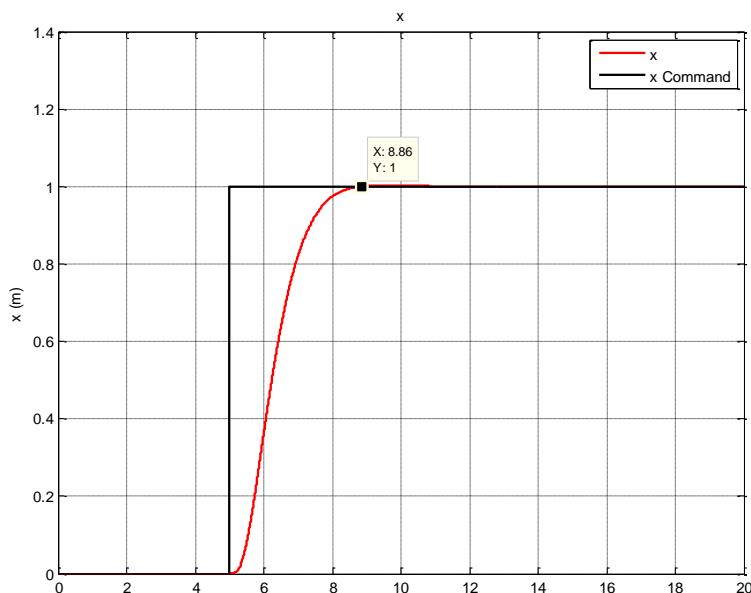
PD Controller

$$K_{p,x} = 0.32, K_{d,x} = 0.1 \quad [2.30]$$

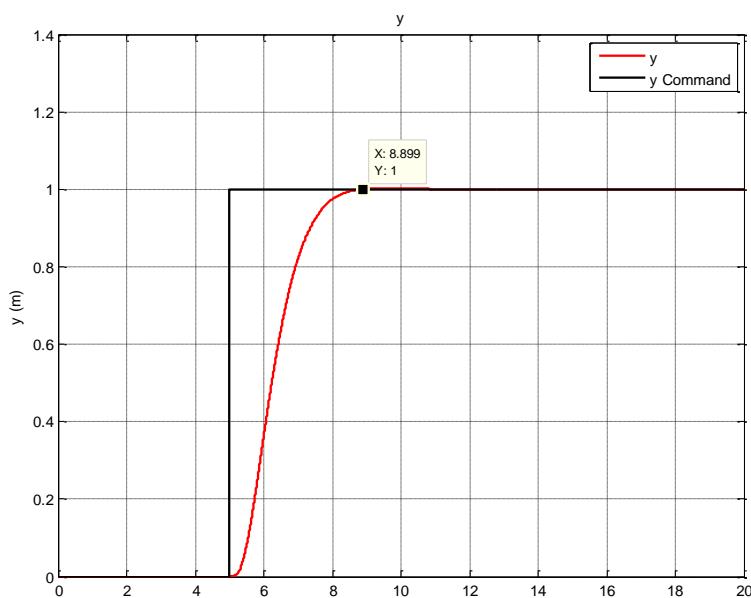
PD Controller

$$K_{p,y} = 0.32, K_{d,y} = 0.1$$

الشكل 2.20 والشكل 2.21 يوضحان شكل الاستجابة على كل من x و y .



الشكل 2.20 الاستجابة على المحوّل x



الشكل 2.21 الاستجابة على المحور y

الفصل الثالث

المُتحَكّمات المتقدّمة

1.3 المُتحَكّمات الأمثلية

إنّ هدف المُتحَكّمات الأمثلية هو الحصول على الاستجابة المثلثى للنظام وذلك بأقل كلفة عن طريق تطبيق شعاع التحكّم \mathbf{u} والذي يجعل متحوّلات الحالة في النظام $(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t), t)$ تلاحق أمر التحكّم وفقاً لتابع الكلفة الموضّح في العلاقة:

$$J = \int_{t_0}^{t_1} h(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t), t) dt \quad [3.1]$$

لإيجاد شعاع التحكّم المناسب هناك عدّة طرق رياضيّة، في عام 1962 قام Dreyfus بحساب شعاع التحكّم وذلك بحل مجموعة من المعادلات التفاضليّة بشرط ابتدائيّة معلومة، هذه المعادلات تعرف باسم معادلات Euler، كما أنّ القاعدة الأعظميّة لـ Pontryagin يمكن أن تعطي نفس الحدود وذلك باستخدام معادلة Lagrange، أو باستخدام طريقة البرمجة الديناميكيّة لـ Bellman المقترحة في عام 1957. حساب شعاع التحكّم باستخدام معادلات Euler-Lagrange أو قاعدة Pontryagin يكون لأنظمة اللاخطيّة، بينما تُستخدم طريقة Hamilton-Jacobi في الأنظمة الخطيّة.

Quadratic Performance Indices 1.1.3

إنّ تابع الكلفة لنظام خطّي معروف في فضاء الحالة يعطى بالشكل:

$$J = \int_{t_0}^{t_1} (q_{11}x_1 + q_{22}x_2 + \dots + q_{nn}x_n + r_{11}u_1 + \dots + r_{mm}u_m) dt \quad [3.2]$$

أو بالشكل المصفوفي:

$$J = \int_{t_0}^{t_1} (\mathbf{Q}\mathbf{x} + \mathbf{R}\mathbf{u}) dt \quad [3.3]$$

إذا تم تربيع متغيرات الحالة وشاع الدخل فإن أداء النظام الموافق لتابع الكلفة الجديد سيصبح Quadratic

كما في المعادلتين التاليتين.

$$J = \int_{t_0}^{t_1} (q_{11}x^2_1 + q_{22}x^2_2 + \dots + q_{nn}x^2_n + r_{11}u^2_1 + \dots + r_{mm}u^2_m) dt \quad [3.4]$$

$$J = \int_{t_0}^{t_1} (\mathbf{x}^T \mathbf{Q} \mathbf{x} + \mathbf{u}^T \mathbf{R} \mathbf{u}) dt \quad [3.5]$$

إن الفائدة من استخدام توابع كلفة تربيعية هو أن شعاع التحكم الذي سيتم التوصل إليه رياضيًّا هو شعاع تحكم

خطي كما في المعادلة [3.6].

$$\mathbf{u}_{opt} = -\mathbf{k}\mathbf{x} \quad [3.6]$$

LQR⁹ 2.1.3 مُتَحَكِّمَاتٌ

بفرض التابع الموضع في المعادلة التالية.

$$f(\mathbf{x}, t) = \min_u \int_{t_0}^{t_1} h(\mathbf{x}, \mathbf{u}) dt \quad [3.7]$$

حيث $f(\mathbf{x}, t_1) = 0$ و $f(\mathbf{x}, t_0) = f(\mathbf{x}(0))$

يمكن توصيف معادلة Hamilton-Jacobi كما في المعادلة [3.8].

$$\frac{\partial f}{\partial t} = -\min_u \left[h(\mathbf{x}, \mathbf{u}) + \left(\frac{\partial f}{\partial \mathbf{x}} \right)^T g(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \right] \quad [3.8]$$

Linear Quadratic Regulator⁹

يتم تمثيل فضاء الحالة لنظام خطّي بالمعادلة [3.9].

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \quad [3.9]$$

ويعطىتابع الكلفة بالمعادلة [3.10].

$$J = \int_{t_0}^{t_1} (\mathbf{x}^T \mathbf{Qx} + \mathbf{u}^T \mathbf{Ru}) dt \quad [3.10]$$

وبتعويض [3.9] و [3.10] في [3.8] يمكن الحصول على معادلة Hamilton-Jacobi المماثلة بالمعادلة [3.11].

$$\frac{\partial f}{\partial t} = -\min_u \left[\mathbf{x}^T \mathbf{Qx} + \mathbf{u}^T \mathbf{Ru} + \left(\frac{\partial f}{\partial \mathbf{x}} \right)^T (\mathbf{Ax} + \mathbf{Bu}) \right] \quad [3.11]$$

يمكن تعريف التابع f بالمعادلة [3.5].

$$f(\mathbf{x}, t) = \mathbf{x}^T \mathbf{Px} \quad [3.12]$$

وبالتالي يكون مشتق التابع بالنسبة للزمن مبيّناً في [3.13]، ومشتق التابع بالنسبة لشعاع متحوّلات الحالة مبيّناً في

$$. [3.7]$$

$$\frac{\partial f}{\partial t} = \mathbf{x}^T \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{Px} \quad [3.13]$$

$$\frac{\partial f}{\partial x} = 2\mathbf{Px} \quad [3.14]$$

من المعادلة [3.14]:

$$\left[\frac{\partial f}{\partial x} \right]^T = 2\mathbf{x}^T \mathbf{P} \quad [3.15]$$

بتتعويض [3.11] و [3.15] في [3.13] :

$$\mathbf{x}^T \frac{\partial \mathbf{P}}{\partial t} \mathbf{x} = -\min_u [\mathbf{x}^T \mathbf{Q} \mathbf{x} + \mathbf{u}^T \mathbf{R} \mathbf{u} + 2 \mathbf{x}^T \mathbf{P}(\mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{B} \mathbf{u})] \quad [3.16]$$

للحصول على شعاع تحكم أصغر يتم اشتقاق المعادلة [3.16] بالنسبة لشعاع الدخل.

$$\frac{\partial [\partial f / \partial t]}{\partial \mathbf{u}} = 2 \mathbf{u}^T \mathbf{R} + 2 \mathbf{x}^T \mathbf{P} \mathbf{B} = 0 \quad [3.17]$$

من [3.17] يمكن الحصول على قانون التحكم الأمثل الموضح في [3.18].

$$\mathbf{u}_{opt} = -\mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{x} \quad [3.18]$$

أو يمكن أن يعطى كما في المعادلة [3.19]:

$$\mathbf{u}_{opt} = -\mathbf{k} \mathbf{x} \quad [3.19]$$

حيث أن \mathbf{k} يعطى بالمعادلة [3.20].

$$\mathbf{k} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P} \quad [3.20]$$

بتعويض المعادلة [3.19] في [3.16] :

$$\mathbf{x}^T \dot{\mathbf{P}} \mathbf{x} = -\mathbf{x}^T (\mathbf{Q} + 2\mathbf{P}\mathbf{A} - \mathbf{P}\mathbf{B}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^T\mathbf{P}) \mathbf{x} \quad [3.21]$$

يمكن كتابة $\mathbf{x}^T 2\mathbf{P}\mathbf{A}\mathbf{x}$ كما هو موضح في [3.22]:

$$\mathbf{x}^T 2\mathbf{P}\mathbf{A}\mathbf{x} = \mathbf{x}^T (\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P}\mathbf{A}) \mathbf{x} \quad [3.22]$$

$$\dot{\mathbf{P}} = -\mathbf{Q} - \mathbf{A}^T \mathbf{P} - \mathbf{P}\mathbf{A} + \mathbf{P}\mathbf{B}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^T\mathbf{P} \quad [3.23]$$

المعادلة [3.23] هي معادلة تفاضلية لخطية تعرف بمعادلات Riccati، إن الحدود في $\mathbf{P}(t)$ يمكن أن تحسب بعمليّة تكميل بعكس المجال الزمني وبشرط أن يكون:

$$\mathbf{x}^T(t_1)\mathbf{P}(t_1)\mathbf{x}(t_1) = 0 \quad [3.24]$$

لجعل قيم حدود مصفوفة التابع \mathbf{P} ثابتة مع الزمن يجب أن يسعى t_1 إلى اللانهاية، أو أن يكون t_1 بعيد جدًا عن t_0 ، وبذلك يمكن كتابة المعادلة [3.23] بالشكل:

$$\mathbf{Q} + \mathbf{A}^T\mathbf{P} + \mathbf{P}\mathbf{A} - \mathbf{P}\mathbf{B}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^T\mathbf{P} = 0 \quad [3.25]$$

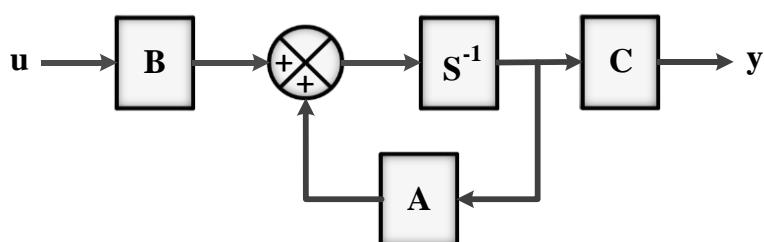
كلا المعادلين [3.23] و[3.25] يعطيان حلول معادلة Riccati في الفضاء الزمني المستمر.

مثال:

ليكن لدينا النظام الخطّي المعروف في فضاء الحالة المعطى في [3.26] و[3.27].

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \mathbf{u} \quad [3.26]$$

$$\mathbf{y} = [1 \quad 0]\mathbf{x} \quad [3.27]$$



الشكل 3.1 المخطط الصنديوني الممثل لنظام خطّي في فضاء الحالة

أقطاب النّظام في الحلقة المفتوحة $-S_{1,2}$.

يمكن حساب تابع الكلفة بالاعتماد على المعادلة [3.5] ويمكن كتابته كما هو موضح في العلاقة [3.28].

$$J = \int_0^{\infty} \left[\mathbf{x}^T \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{x} + \mathbf{u}^2 \right] dt \quad [3.28]$$

مصفوفات النظام ومصفوفات الشوايت للمتحكّم نوع LQR:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & -2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R} = 1 \quad [3.29]$$

$$\mathbf{Q} + \mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} - \mathbf{P} \mathbf{B} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P} = 0 \quad [3.30]$$

$$\mathbf{P} \mathbf{A} = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{21} & p_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & -2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -p_{12} & p_{11} - 2p_{12} \\ -p_{22} & p_{21} - 2p_{22} \end{bmatrix} \quad [3.31]$$

$$\mathbf{A}^T \mathbf{P} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{21} & p_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -p_{21} & -p_{22} \\ p_{11} - 2p_{21} & p_{12} - 2p_{22} \end{bmatrix} \quad [3.32]$$

$$\mathbf{P} \mathbf{B} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P} = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{21} & p_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{21} & p_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_{12} \\ p_{21} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{21} & p_{22} \end{bmatrix} \quad [3.33]$$

$$\mathbf{P} \mathbf{B} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P} = \begin{bmatrix} p_{12}p_{21} & p_{12}p_{22} \\ p_{22}p_{21} & p_{22}p_{22} \end{bmatrix} \quad [3.34]$$

بتعويض [3.31] و [3.32] و [3.33] في [3.34] :

$$\begin{bmatrix} -p_{12} & p_{11} - 2p_{12} \\ -p_{22} & p_{21} - 2p_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -p_{21} & -p_{22} \\ p_{11} - 2p_{21} & p_{12} - 2p_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} p_{12}p_{21} & p_{12}p_{22} \\ p_{22}p_{21} & p_{22}p_{22} \end{bmatrix} = 0 \quad [3.35]$$

اعتماداً على [3.35] وبما أن المصفوفة \mathbf{P} مصفوفة متناظرة فإن $p_{12}=p_{21}$ ومنه:

$$-2p_{12} + 2 - p_{12}^2 = 0 \quad [3.36]$$

$$p_{11} - 2p_{12} - p_{22} - p_{12}p_{22} = 0 \quad [3.37]$$

$$-p_{22} + p_{11} - 2p_{12} - p_{12}p_{22} = 0 \quad [3.38]$$

$$p_{12} - 2p_{22} + p_{12} - 2p_{22} + 1 - p_{22}^2 = 0 \quad [3.39]$$

يمكن ملاحظة أن المعادلين [3.37] و[3.38] متساوين.

من المعادلة [3.36] يمكن حساب p_{12}, p_{21} :

$$p_{12}^2 + 2p_{12} - 2 = 0 \rightarrow p_{12} = 0.732 \text{ or } p_{12} = -2.732 \quad [3.40]$$

باختيار الحل الموجب $p_{12} = p_{21} = 0.732$.

بتعويض قيمة p_{21} وبكل المعادلة [3.39]:

$$p_{22}^2 + 4p_{22} - 2.464 = 0 \rightarrow p_{22} = 0.542 \text{ or } p_{22} = -2.542 \quad [3.41]$$

باختيار الحل الموجب وتعويض الحلول في المعادلة [3.36] أو [3.37] وبذلك يتم حساب p_{11} .

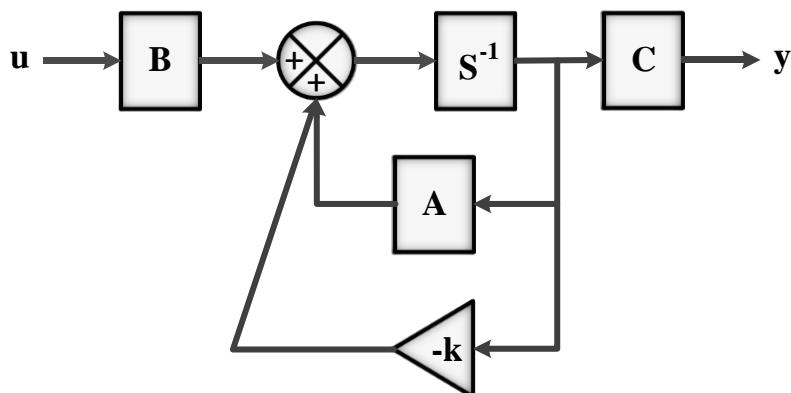
$$p_{11} - 2p_{12} - p_{22} - p_{12}p_{22} = 0 \rightarrow p_{11} = 2.403 \quad [3.42]$$

تكون مصفوفة التباعد \mathbf{P} :

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 2.403 & 0.732 \\ 0.732 & 0.542 \end{bmatrix} \quad [3.43]$$

يمكن حساب أرباح المُتَحَكِّم من المعادلة [3.20].

$$\mathbf{k} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^T\mathbf{P} = 1[0 \quad 1] \begin{bmatrix} 2.403 & 0.732 \\ 0.732 & 0.542 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.732 & 0.542 \end{bmatrix} \quad [3.44]$$



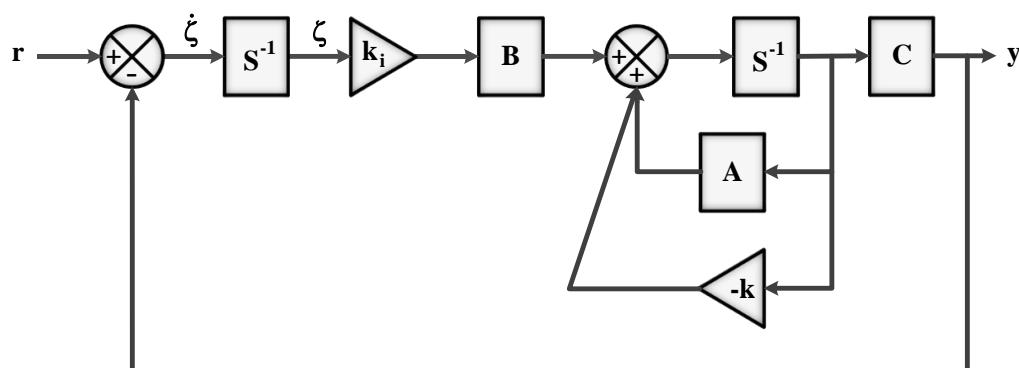
الشكل 3.2 المخطط الصندي للمُتَحَكِّم خطّي مُتَحَكِّم به باستخدام مُتَحَكِّم LQR

$$S_{1,cl}, S_{2,cl} = -1 \pm 0.341j \quad \text{حيث: } j$$

3.1.3 مُتَحَكِّمَات Integral-LQR

للحصول على مُتَحَكِّمٍ تكامليٍّ مثلٍٰ كما هو مبيّن في الشكل 3.3 يجب إيجاد طريقة لدمج الحد التكاملي مع

مصفوفة النّظام لكي تبقى عملية توليف البارامترات مصوّرة في المصفوفتين \mathbf{R} ، \mathbf{Q} .



الشكل 3.3 المخطط الصندوقى الممثل لنظام خطى متتحكم به باستخدام متتحكم Integral LQR

من الشكل 3.3 فإن $r - \mathbf{C}\mathbf{x} = \dot{\mathbf{x}}$.

يمكن كتابة فضاء الحالة الجديدة للنظام كما يلي:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}} \\ \dot{\zeta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & 0 \\ -\mathbf{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \zeta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ 0 \end{bmatrix} \mathbf{u} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} r \quad [3.45]$$

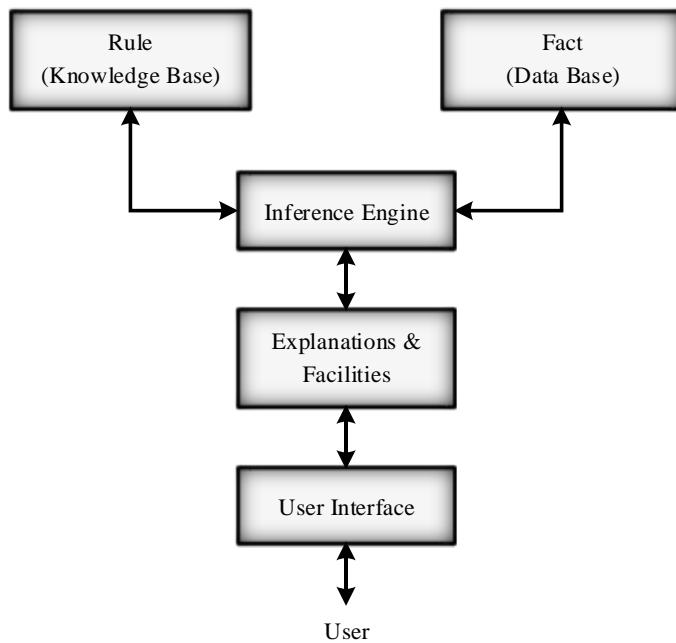
ويصبح شعاع التحكم الأمثلى للمتحكم:

$$\mathbf{k}_{\text{extended}} = [\mathbf{k} \quad -\mathbf{k}_i] \quad [3.46]$$

يتم حساب مصفوفة التباعد \mathbf{P} باستخدام المعادلة [3.25].

2.3 مُتَحَكِّمَاتُ الذِّكَاءِ الصُّنْعِيِّ

1.2.3 الأنظمة الخبيرة



الشكل 3.4 بنية النظام الخبير

تعتبر الأنظمة الخبيرة إحدى فروع الذكاء الصناعي التي تعتمد على بناء قواعد خبرة مستمدّة من خبير، في عام 1970 تمّ قبول فكرة أنّه لكي تقوم الآلة بحل مشكلة تفاعلية يجب أن تكون لديها المعرفة النظرية الكافية عن عدد من المشاكل وطرق حلها، ل تستطيع الآلة تحليل أي مشكلة وحلّها.

يتم بناء النظام الخبير على قواعد الخبرة بطريقة قريبة من تحليل الإنسان للمشاكل كالتالي:

IF (antecedent1) THEN (consequant1)

أو بتجمّيع عدّة شروط وأفعال ترتبط مع بعضها البعض باستخدام العبارتين AND, OR

يتَأَلَّفُ أَيْ نَسَامَةُ خَبِيرٍ مِنْ وَاجْهَةِ الْمُسْتَخَدِمِ User Interface، التَّسْهِيلَاتِ وَالْإِيَضَاحَاتِ Explanations، قَوَاعِدِ الْعِلْمَاتِ Knowledge Base، قَوَاعِدِ الْخَبِيرَةِ Inference Engine، وَقَوَاعِدِ الْعِلْمَاتِ Facilities Base.

أَحَدُ أَشْهَرِ وَأَهْمَمِ الْأَنْظَمَةِ الْخَبِيرَةِ هِيَ الْأَنْظَمَةُ الَّتِي تَعْتَمِدُ عَلَى الْمُنْطَقِ الْغَامِضِ Fuzzy Logic.

2.2.3 مُتَحَكِّمَاتُ الْمُنْطَقِ الْغَامِضِ FLC

إِنَّ الـ FLC¹⁰ تَعْدُ مِنْ أَوْسَعِ تَطْبِيقَاتِ الـ FLS¹¹ اِنْتَشَاراً. هُنَاكَ ثَلَاثَةُ أَنْمَاطٍ مُتَتَّلِّعةٍ لِبَنَاءِ الـ FLC وَهِيَ FLC، Tsukamoto type، Sugeno type وَ Mamdani type.

قَبْلِ الْبَدْءِ بِشَرْحِ أَجْزَاءِ الـ FLC لَابْدَ مِنْ الْمَرْورِ عَلَى بَعْضِ التَّعَارِيفِ الْمُهِمَّةِ وَالْأَسَاسِيَّةِ فِي الْأَنْظَمَةِ الْغَامِضَةِ.

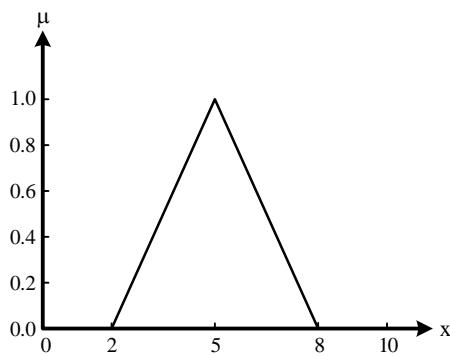
1.2.2.3 المُجَمُوعَةُ الْغَامِضَةُ Fuzzy Set

قَامَ البروفيسور Zadeh في عام 1965 بتوسيع مفهوم المجموعة الثنائية التي يتم تحديد انتماء أي عنصر لها بـ 0، أي لا انتماء، أو 1، أي انتماء مطلق، إلى مفهوم المجموعة الغامضة حيث يتم تحديد انتماء كل عنصر لها عن طريق درجة انتماء تتراوح بشكل مستمر بين 0 (أي درجة انتماء العنصر للمجموعة صفرية) وحتى الـ 1 (أي أن العنصر منتسب بشكل كامل للمجموعة)، يمكن أن ينتمي عنصر ما لمجموعتين أو أكثر بنفس الوقت، حيث تعتبر المجموعات الغامضة هي الحالة العامة من المجموعات الثنائية.

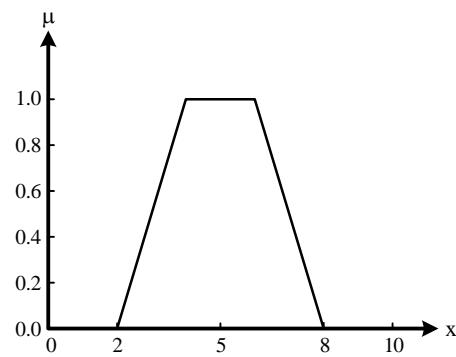
2.2.2.3 توابِعُ الانتماء Membership Functions

وَهِيَ توابِعٌ تَقُومُ بِتَوصِيفِ درجةِ انتماءِ عَنْصَرٍ مِنَ الْمُجَمُوعَاتِ الْغَامِضَةِ، يُوضَّحُ الشَّكَلُ 3.5 بَعْضَ توابِعِ الانتماء الشهيرة.

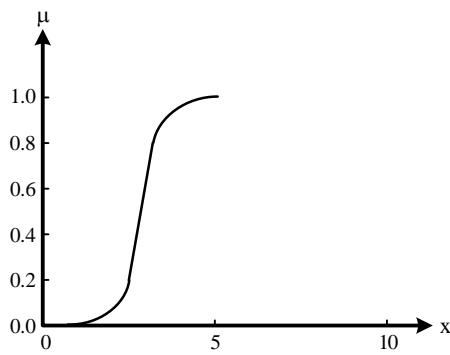
Fuzzy Logic Controller¹⁰
Fuzzy Logic System¹¹



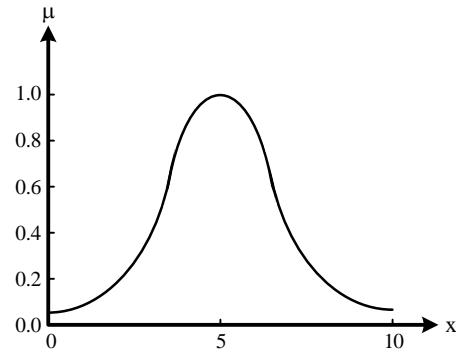
الشكل h: تابع انتماء مثلثي



الشكل i: تابع انتماء شبه منحرف



الشكل j: تابع انتماء شهير



الشكل k: تابع انتماء غوصي

الشكل 3.5 بعض توابع الانتماء الشهيرة

كما هو مبين في الشكل 3.4 هناك عدّة عناصر يتألّف منها الـ FLC وهي:

1. **Fuzzifier**: وهي عملية تحويل قيم الدخل الـ Crisp المعبر عنها رقمياً إلى قيم Fuzzy أي قيم موصّفة بشكل

لغوي من خلال إيجاد درجة انتماء هذا الدخل للمجموعات الغامضة، إنّ عدد المجموعات الغامضة يحدّد دقة

المُتَحَكِّم، إن تحديد انتمائية الدخل لمجموعة ما يتم عن طريق تابع الانتماء، سيتم الاعتماد على التوابع المثلثية كتابع

انتماء في المُتَحَكِّمَات المستخدمة في هذا الفصل.

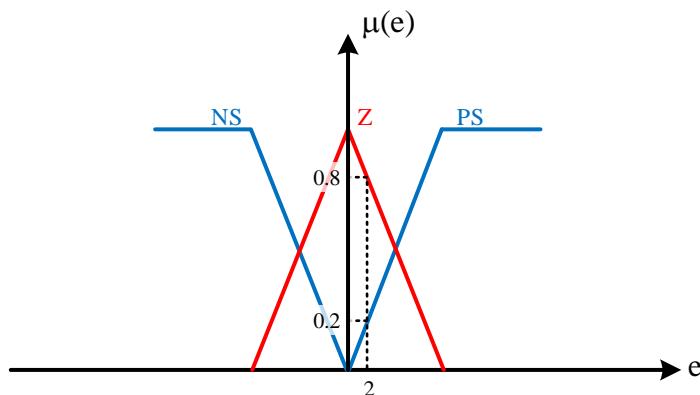
2. **Inference Engine**: يقوم بإيجاد القاعدة الأمثل من جدول الخبرة للتعامل مع القيم المدخلة للنظام.

3. **Knowledge Base (Rule Base and Data Base)**: وهي الوحدة التي تحوي قواعد الخبرة والحقائق

الموصّفة بشكل لغوي على شكل قواعد الـ IF...THEN.

4. **Defuzzifier**: يقوم بتحويل النتائج المستخلصة من قواعد الخبرة والتي تكون موصفة بشكل لغوي إلى قيم معبر عنها بشكل رقمي ليتم تطبيقها على النظام ويتم ذلك بعدّة طرق منها¹² MOM،¹³ FOM و¹⁴ COG. في غضي Tsukamoto و Sugeno يتم الحصول على الخرج موصفاً بشكل رقمي دون الحاجة لوجود وحدة الـ Defuzzifier.

ليصبح عمل كل جزء من الأجزاء واضحاً، سيتم تصميم متحكم FLC-like PD مبنياً بالاعتماد على ثلاث مجموعات غامضة لكل دخل (NS, Z, PS)، وثلاث مجموعات للخرج (NS, Z, PS)، وتتواءع انتماء مثلثية.



الشكل 3.6 توابع الانتماء للخطأ

يوضح الشكل 3.6 عمل وحدة الـ Fuzzifier، حيث أن الخطأ $e = 2$ ينتمي للمجموعة الغامضة Z بدرجة

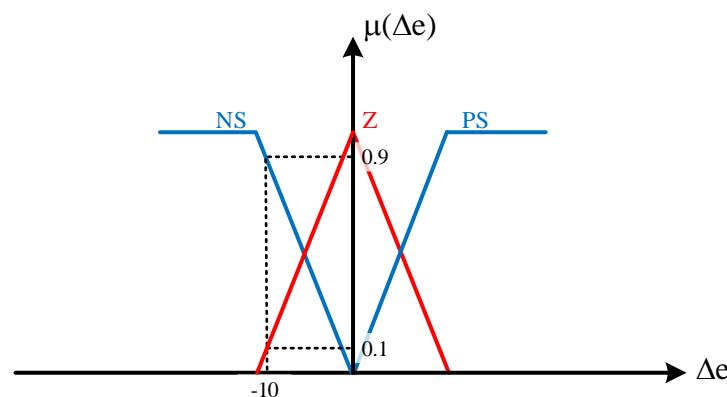
انتماء $\mu_Z(2) = 0.8$ بينما ينتمي للمجموعة PS بدرجة انتماء $\mu_{PS}(2) = 0.2$.

أيضاً إنّ تغيير الخطأ $\Delta e = -10$ ينتمي للمجموعة الغامضة Z بدرجة انتماء $\mu_Z(-10) = 0.1$ ، وللمجموعة NS

بدرجة انتماء $\mu_{NS}(-10) = 0.9$ ، بعد هذه المرحلة سيقوم الـ Inference Engine بإيجاد القاعدة المناسبة من الـ

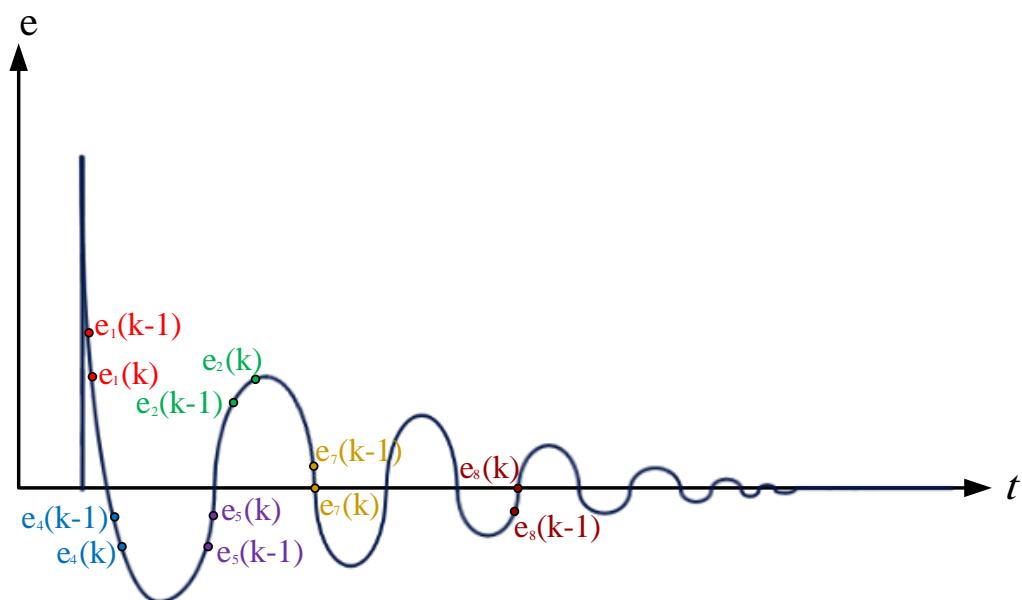
Knowledge Base

Mid Of Maximum¹²
First Of Maximum¹³
Center Of Gravity¹⁴



الشكل 3.7 توابع الانتماء لغير الخطأ

يمكن استنتاج جدول الخبرة بالاعتماد على قيم الخطأ وغير الخطأ كما يلي:



الشكل 3.8 إشارة الخطأ

من الشكل 3.8 يمكن ملاحظة ما يلي:

قانون التحكم	حالة النظام	إشارة الخطأ
PS	النظام يتوجه للقيمة المرجعية بخطأ متناقص.	$\Delta e_1 < 0$

الفصل الثالث: المُتحَكّمات المتقدّمة

PS	النظام يبتعد عن القيمة المرجعية بالاتجاه السالب وخطأ متزايد.	$\Delta e_2 > 0$	$e_2 > 0$
PS	حالة خطأ ستابيكي، النظام لم يتمكّن من الوصول للقيمة المرجعية.	$\Delta e_3 = 0$	$e_3 > 0$
NS	النظام يبتعد عن القيمة المرجعية وخطأ متزايد .(Over shoot)	$\Delta e_4 < 0$	$e_4 < 0$
NS	النظام يقترب من القيمة المرجعية وخطأ متناقص.	$\Delta e_5 > 0$	$e_5 < 0$
NS	حالة خطأ ستابيكي، النظام تجاوز القيمة المرجعية.	$\Delta e_6 = 0$	$e_6 < 0$
PS	النظام وصل للقيمة المرجعية وخطأ متناقص.	$\Delta e_7 < 0$	$e_7 = 0$
NS	النظام وصل للقيمة المرجعية وخطأ متزايد.	$\Delta e_8 > 0$	$e_8 = 0$
Z	استقرار النظام عند القيمة المرجعية.	$\Delta e_9 = 0$	$e_9 = 0$

الجدول 3.1 تخليل إشارة الخطأ وتغيير الخطأ

ويكون جدول الخبرة كما هو مبيّن في الجدول 3.12.

Δe	e	NS	Z	PS
NS		NS	PS	PS
Z		NS	Z	PS
PS		NS	NS	PS

الجدول 3.2 جدول الخبرة الممثّل لثلاث مجموعات انتماص

ويمكن كتابة قواعد الخبرة للمُتحَكّم المطلوب كما يلي:

IF ($e \in NS$ and $\Delta e \in NS$) THEN $u_c \in NS$.

IF ($e \in NS$ and $\Delta e \in Z$) THEN $u_c \in NS$.

IF ($e \in NS$ and $\Delta e \in PS$) THEN $u_c \in NS$.

IF ($e \in Z$ and $\Delta e \in NS$) THEN $u_c \in PS$.

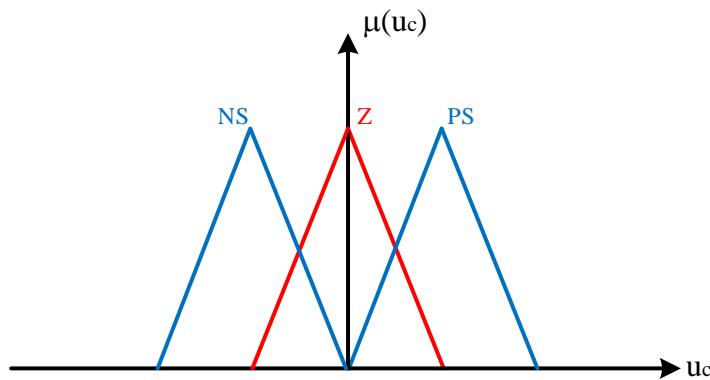
IF ($e \in Z$ and $\Delta e \in Z$) THEN $u_c \in Z$.

IF ($e \in Z$ and $\Delta e \in PS$) THEN $u_c \in NS$.

IF ($e \in PS$ and $\Delta e \in NS$) THEN $u_c \in PS$.

IF ($e \in PS$ and $\Delta e \in Z$) THEN $u_c \in PS$.

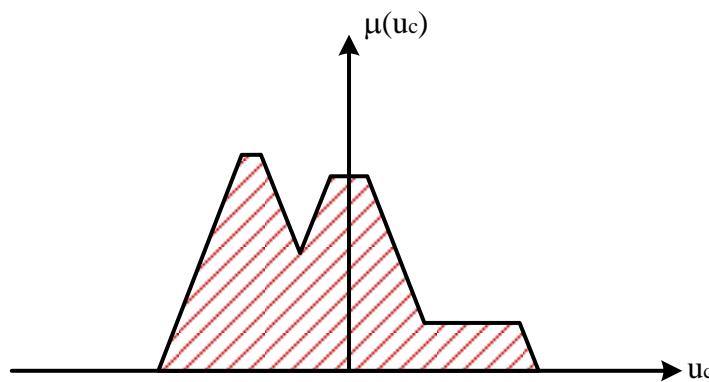
IF ($e \in PS$ and $\Delta e \in PS$) THEN $u_c \in PS$.



الشكل 3.9 توابع الانتماء للخرج

يبيّن الشكل 3.9 توابع انتماء الخرج، يجب ملاحظة أنّ توابع انتماء الخرج هي توابع مغلقة وذلك ليتوافق مع حقيقة أنّ منبع الطاقة في النظام هو منبع ذو طاقة محدودة. لاستنتاج قانون التحكّم النهائي يجب القيام بعملية الـ Defuzzification، سيتم الاعتماد على طريقة الـ COG، بالرجوع للقيم الموضحة في الشكلين يمكن الحصول على

المجسّم المبيّن بالشكل 3.10.

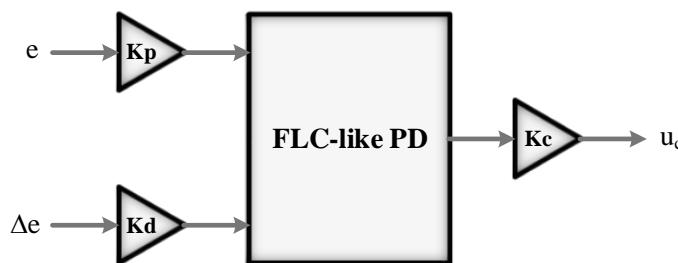


الشكل 3.10 المساحة المعبّرة عن قيمة قانون التحكّم الواجب تطبيقه على النّظام

$$u_c^* = \frac{\sum_{k=1}^n u_{ck} \mu(u_{ck})}{\sum_{k=1}^n \mu(u_{ck})} \quad [3.47]$$

$$= \frac{-2 \cdot 0 - 1.5 \cdot 0.9 - 1 \cdot 0.5 - 0.5 \cdot 0.5 + 0 \cdot 0.8 + 0.5 \cdot 0.5 + 1 \cdot 0.2 + 1.5 \cdot 0.2 + 2 \cdot 0}{0.9 + 0.5 + 0.5 + 0.8 + 0.5 + 0.2 + 0.2}$$

$$= -0.46$$



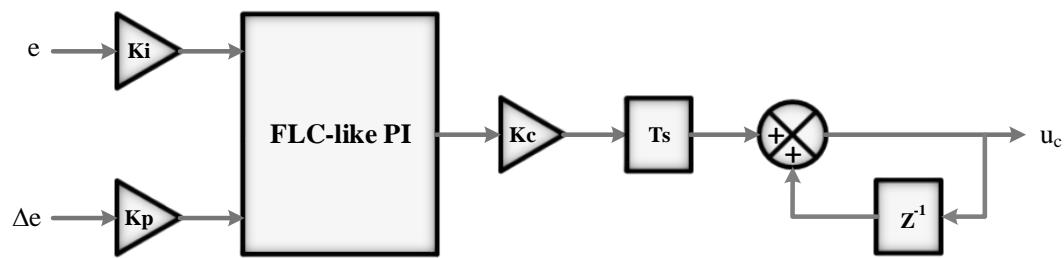
الشكل 3.11 مُتَحَكِّمٌ منْطَقِي غامضٌ مِنْ نُظَرٍ PD

يمكن تمثيل مُتَحَكِّمٌ غامضٌ مِنْ نُظَرٍ PI كما هو موضّح في الشكل 3.13.

إنّ قيم الأرباح المبيّنة في الشكلين 3.12 و 3.13 يجب توليفها للحصول على استجابةً أمثلية حيث تلعب أرباح

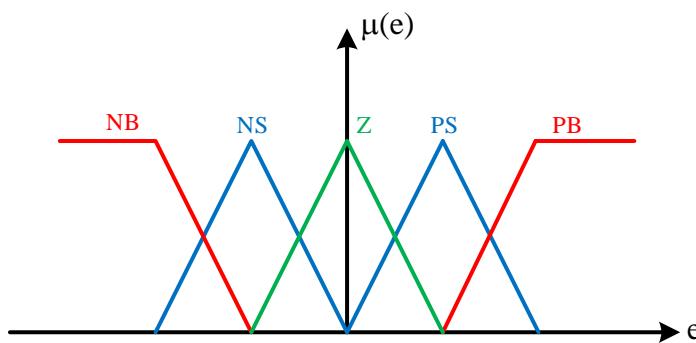
الدخل دوراً مهتماً في تحديد درجة انتماء الدخل لمجموعات الدخل الغامضة، ويحدّد ربح الخرج قيمة قانون التحكّم المطبّق

على النّظام.

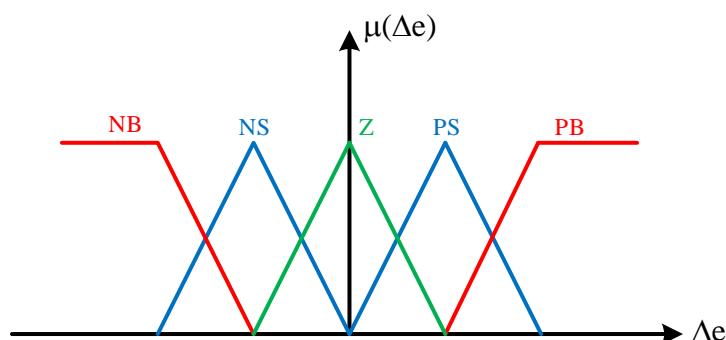


الشكل 3.12 مُتَحَكّمٌ منْطَقِي غامضٌ مِنْ نَطْقِ PI

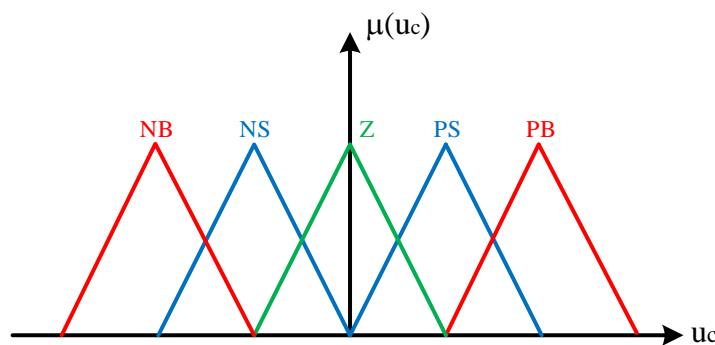
لزيادة دقة المُتَحَكّمَات تمّ زيادة عدد مجموعات الدخول والخرج وتوسيع جدول الخبرة ليصبح كما في الجدول 3.3.



الشكل 3.13 توابع الانتماء للخطأ بعد التوسيعة



الشكل 3.14 توابع الانتماء لتغيير الخطأ بعد التوسيعة



الشكل 3.15 توابع الانتماء للخرج بعد التوسيع

$\Delta e \backslash e$	NB	NS	Z	PS	PB
NB	NB	NB	NB	NS	Z
NS	NB	NB	NS	Z	PS
Z	NB	NS	Z	PS	PB
PS	NS	Z	PS	PS	PB
PB	Z	PS	PB	PB	PB

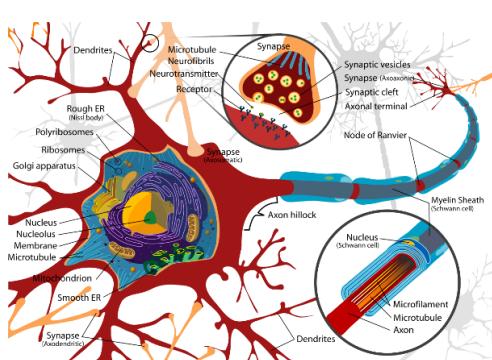
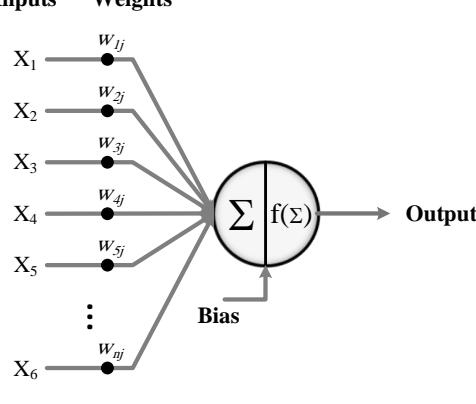
الجدول 3.3 جدول الخبرة الممثل لخمس مجموعات انتماء

إن سلسلة المُتَحَكّمَات من نوع FLC هو زمن المعالجة الكبير نسبياً الذي يتطلب المُتَحَكّم لتنفيذ العمليات، وهذا يحتاج معالج ذو مواصفات عالية وبالتالي زيادة الكلفة. للحصول على الأداء المميز الذي تمتّع به هذه المُتَحَكّمَات ولكن بدون المرور بمشكلة طول زمن المعالجة، سيتم تدريب شبكة ذكاء صنعي على أداء النظام الخبير وبذلك يتم الاستفادة من ميّزات النظام الخبير دون استهلاك زمن معالجة كبير.

3.2.3 شبكات الذكاء الصنعي

تعتبر هذه الطريقة مستمدّة من الآلية التي يعتمد عليها الإنسان لبناء الإدراك والتعلم. يحوي دماغ الإنسان حوالي 10^{11} عصبون، كل عصبون لديه حوالي 10^4 اتصال مع عصبونات أخرى، هذا يعني أن هناك حوالي 10^{15} اتصال بين العصبونات لتشكيل الشبكة العصبية الحيوية ¹⁵. BNNs

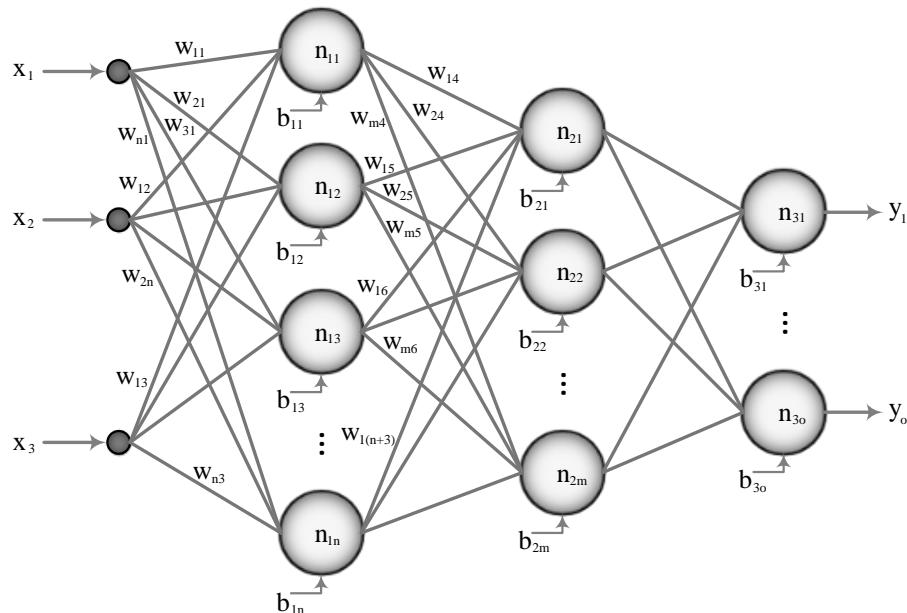
يشبه العصبون الصنعي إلى حدٍ بعيد العصبون الحيوي عند الإنسان من حيث البنية، يوضح الجدول 3.4 مقارنة بين العصبونات الحيوية والعصبونات الصناعية من حيث البنية. خرج الشبكة العصبية التقليدي هو عبارة عن مجموع مدخل مثلاً، بعد تطبيقتابع التفعيل AF^{16} على هذا المجموع.

العصبون الحيوي	العصبون الصنعي
	<p>Inputs Weights</p>  <p>$\sum f(\Sigma)$</p> <p>Bias</p>
Soma	Neural
Dendrite	Input
Axon	Output
Synapse	Weight
Static electrochemical potential	Bias

الجدول 3.4 مقارنة بين العصبونات الحيوية والعصبونات الصناعية من حيث البنية

يمكن تقسيم شبكات الذكاء الصنعي إلى شبكات تحتاج لمعلم، Supervised، وهي الشبكات التي يتم تدريبيها على كل من عيّنات الدخل والخرج المرغوبة. الشبكات التي لا تحتاج لمعلم، Unsupervised، هي الشبكات التي يتم إعادة حساب أوزانها في كل دور تقطيع، مما يعطي الشبكة طبيعة تكيفية للتعامل مع النظم اللاخطية، في هذا النمط تكون الشبكة وخوارزمية التدريب المختارة مضمنة في خوارزمية التحكم.

كما يمكن تصنيف شبكات الذكاء الصنعي حسب طبيعة المعلومات التي تعامل معها إلى شبكات رقمية وشبكات تشائجية، في هذا الفصل سيتم التعريف بشبكات الانتشار الأمامي FF¹⁷ والتي تعتبر من أشهر الشبكات التشائجية التي تستطيع التعامل مع الأنظمة اللاخطية، يبيّن الشكل 3.16 البنية العامة لشبكات الانتشار الأمامي.



الشكل 3.16 البنية العامة لشبكة الانتشار الأمامي

أشهر تابع التفعيل المستخدمة في هذه الشبكات:

$$f_{\text{sigmoind}}(S) = \frac{1}{1-e^S} \quad [3.48]$$

Feedforward ¹⁷

$$f_{\text{tansigmoid}}(S) = \frac{1-e^S}{1+e^S} \quad [3.49]$$

$$\forall S_i = \sum_{j=1}^n w_{ij}x_j + b_i \quad [3.50]$$

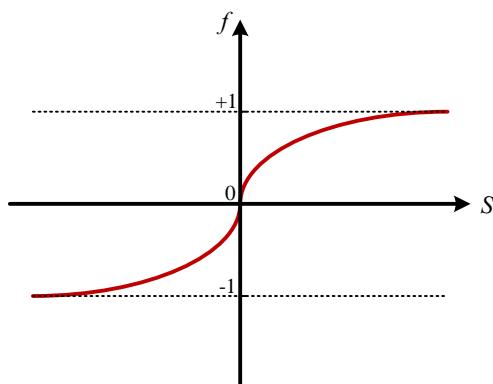
حيث أن كل التابعين يتلکان مشتق من المرتبة n. كما يمكن أن يستخدم التابع الخطّي في طبقة الخرج للشبكة.

مدخل العصبون x_j

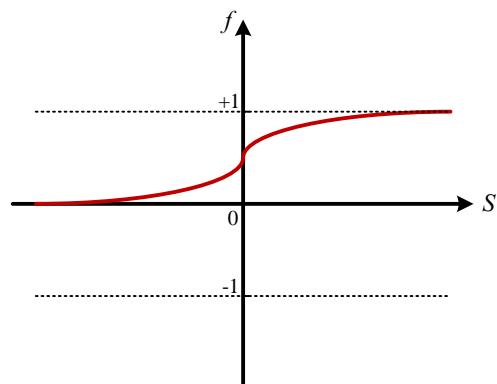
الوزن الموافق لكل دخل w_{ij}

الخياز العصبون b_i

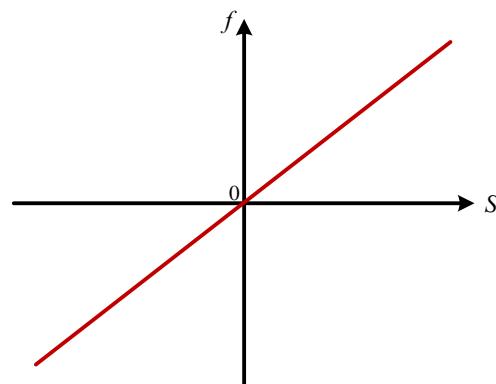
يبين الشكل 3.17 أشهر تابع التفعيل المستخدمة في شبكات الانتشار الأمامي.



الشكل m: تابع تفعيل Tansigmoid



الشكل I: تابع تفعيل Sigmoid



الشكل n: تابع تفعيل خطّي

الشكل 3.17 بعض توابع التفعيل المشهورة

1.3.2.3 تدريب شبكات الانتشار الأمامي باستخدام خوارزمية الانتشار العكسي¹⁸

تعتبر خوارزمية الانتشار العكسي أحد أهم المعالم في شبكات الذكاء الصنعي منذ اكتشافها عام 1980، تم تطوير

هذه الخوارزمية بحيث يتم تسريع عملية التدريب للوصول إلى الأوزان المناسبة.

تعتمد خوارزمية الانتشار العكسي على مراقبة خرج الشبكة لكل دخل وبشكل متزامن، وإذا كان خرج الشبكة

صحيح فلا حاجة لتغيير أوزان وانحيازات الشبكة، وإلا فيجب تعديلها. بشكل عام عند تدريب شبكات الذكاء الصنعي

باستخدام خوارزمية الانتشار العكسي فإن التدريب يكون بطيء حيث تأخذ الشبكة آلاف ال Epochs للوصول لقيم

الأوزان الصحيحة.

إن الهدف من شبكات الذكاء الصنعي هو تعلم العلاقة بين سلسلة من عينات الدخل وعينات الخرج المرغوب

للتستطيع الشبكة التعامل مع مشكلة مشابهة عند استخدامها. عند تدريب الشبكة باستخدام خوارزمية الانتشار العكسي

يتم تعديل أوزان الشبكة للوصول لأصغر خطأ ممكن بين خرج الشبكة والخرج الحقيقي، يمكن استنتاج الخطوات الرياضية

للخوارزمية كما يلي:

Back Propagation¹⁸

الخطأ الكلّي للشبكة يمكن حسابه باستخدام تابع الكلفة SSE^{19} على الشكل التالي:

$$E = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^P \sum_{j=1}^K (t_{kj} - y_{kj})^2 \quad [3.51]$$

حيث:

الخطأ الكلّي للشبكة E

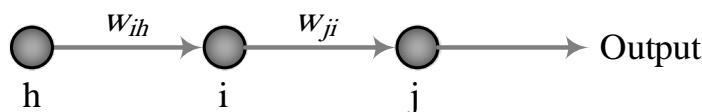
عدد العينات في كل شعاع من أشعة التدريب P

عدد مخارج الشبكة K

الخرج المرغوب t_{kj}

الخرج المُحْقِيق للشبكة y_{kj}

فيما يلي سيتم استنتاج تغيير الوزنين w_{ih} و w_{ji} المبيّنين في الشكل 3.18.



الشكل 3.18 فرع من شبكة الانتشار الأمامي

ما أنّ المُدِفَّ هو الوصول لخطأً أصغر، فإنّ تغيير الوزن Δw_{ji} بالنسبة للخطأ سالب ومنه:

$$\Delta w_{ji} = -\frac{\partial E}{\partial w_{ji}}; \quad E(S_j(w_{ji})) \quad [3.52]$$

$$\frac{\partial E}{\partial w_{ji}} = \frac{\partial E}{\partial S_j} \frac{\partial S_j}{\partial w_{ji}} \quad [3.53]$$

$$S_j = w_{j1}x_1 + w_{j2}x_2 + \dots + w_{jp}x_p + b_i \quad [3.54]$$

Sum Square Error ¹⁹

$$\frac{\partial S_j}{\partial w_{ji}} = x_i \quad [3.55]$$

$$\Delta w_{ji} = -\frac{\partial E}{\partial S_j} x_i \quad [3.56]$$

$$\frac{\partial E}{\partial S_j} = \frac{\partial E}{\partial y_j} \frac{\partial y_j}{\partial S_j} \quad [3.57]$$

$$\frac{\partial y_j}{\partial S_j} = f'_j(S_j) \quad [3.58]$$

إن ظهور مشتق تابع الكلفة في خوارزمية التدريب سيحتاج زمن حساب إضافي، وعندما يكون تدريب الشبكة من غير المقبول زيادة الزمن المستغرق للانتهاء من خوارزمية التدريب، لذلك من الممكن تقليل الزمن وذلك بإيجاد علاقة تربط بين مشتق تابع الكلفة وخرج الشبكة، سيتم استنتاج هذه العلاقة لأكثر تابعين مستخدمين في شبكات الانتشار الأمامي.

$$f'_{sigmoind}(S) = \frac{e^{-s}}{(1+e^{-s})^2} = \frac{1+e^{-s}}{(1+e^{-s})^2} - \frac{1}{(1+e^{-s})^2} \quad [3.59]$$

$$f'_{sigmoind}(S) = y - y^2 = y(1-y) \quad [3.60]$$

$$f'_{tansigmoind}(S) = \frac{2e^{-s}}{(1+e^{-s})^2} = \frac{1}{2} \frac{2e^{-s}}{(1+e^{-s})} \frac{2}{(1+e^{-s})} \quad [3.61]$$

$$f'_{tansigmoind}(S) = \frac{1}{2}(1-y)(1+y) = \frac{1}{2}(1-y^2) \quad [3.62]$$

يمكن حساب مشتق الخطأ الكلي للشبكة بالنسبة لخرج الشبكة ببساطة من المعادلة [3.51].

$$\frac{\partial E}{\partial y_j} = -(t_j - y_j) \quad [3.63]$$

$$\Delta w_{ji} = x_i(t_j - y_j) f'_j(S_j) \quad [3.64]$$

ليصبح تدريب الشبكة تدريجي ومستقر يتم إضافة معدل التعلم $\zeta < 0$ ، مع اقتراب قيمة معدل التعلم للواحد فإن الشبكة تجنب للحفظ أكثر من التعلم. يعد معدل التعلم أحد أهم البارامترات التي تؤثر بشكل كبير على نجاح الشبكة في التدريب. إن إحدى التعديلات التي تم إضافتها لخوارزمية الانتشار العكسي هي جعل معدل التعلم متغير خلال مراحل تدريب الشبكة وذلك لتجنب الوقوع في حالات الجمود عند خطأ ثابت أثناء تدريب الشبكة.

$$\Delta w_{ji} = \zeta x_i(t_j - y_j) f'_j(S_j) \quad [3.65]$$

$$\delta_j = (t_j - y_j) f'_j(S_j) \quad [3.66]$$

$$\Delta w_{ji} = \zeta x_i \delta_j \quad [3.67]$$

وبالتالي يمكن حساب الوزن الجديد للشبكة باستخدام المعادلة [3.68].

$$w_{ji}(k+1) = w_{ji}(k) + \Delta w_{ji} \quad [3.68]$$

يتم حساب تغيير الوزن في العقدة i المبنية في الشكل 3.18 بنفس الأسلوب كما يلي:

$$\Delta w_{ih} = -\frac{\partial E}{\partial w_{ih}} \quad [3.69]$$

$$\frac{\partial E}{\partial w_{ih}} = \frac{\partial E}{\partial S_i} \frac{\partial S_i}{\partial w_{ih}} \quad [3.70]$$

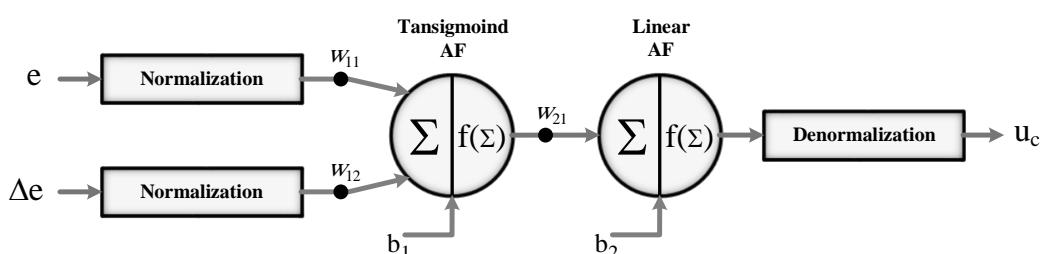
$$\frac{\partial S_i}{\partial w_{ih}} = x_h \quad [3.71]$$

$$\frac{\partial E(y_i(S_i))}{\partial S_i} = \frac{\partial E(y_j(y_i(S_i)))}{\partial S_i} = \frac{\partial E}{\partial y_j} \frac{\partial y_j}{\partial S_j} \frac{\partial S_j}{\partial y_i} \quad [3.72]$$

من المعادلة [3.72] وبما أن خوارزمية الانتشار العكسي تعتمد على نشر الخطأ الكلي للشبكة بالتجاه تصحيح أوزان الشبكة كافة، سيؤدي لظهور بعض التعقيد مع زيادة عدد الطبقات المخفية للشبكة.

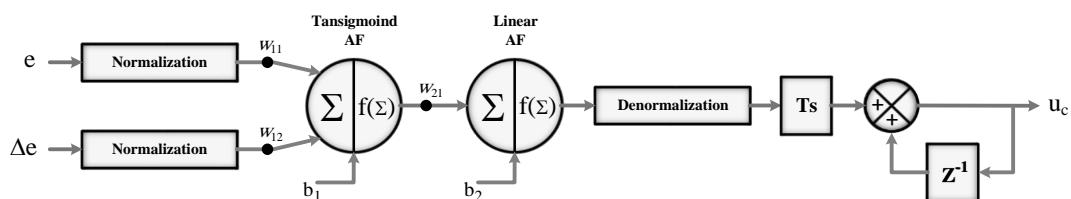
$$\Delta w_{ih} = \zeta x_h f'_i(S_i) \left(\sum_{j=1}^K \delta_j w_{ji} \right) \Big|_{l+1} \quad [3.73]$$

عند تدريب الشبكة على PD FLC-like يتم الاعتماد على الخطأ وتحفيز الخطأ كدخل للشبكة، ويعتبر قانون تحكم النظام الخبير هو ال Target، يبيّن الشكل 3.19 البنية التفصيلية للمتحكم المقترن. في شبكات الذكاء الصنعي يتم إجراء عملية ال Normalization لتكون قيم الدخل محصورة في المجال [-1,+1] بما يتواافق مع توابع التفعيل المستخدمة في الشبكة.



الشكل 3.19 شبكة ذكاء صنعي من نمط PD

إن الفرق الرئيسي بين تدريب مُتَحَكِّمٍ من نمط PI أو من نمط PD هو الاعتماد على تغيير قانون التحكم بدلاً من قانون التحكم، لأن الشبكات التي لا تعتمد مبدأ Recurrent في بنيتها لا يمكنها تعدد الطبقات أو العصبيونات فيها أن تقوم بإجراء عملية التكامل، يوضح الشكل 3.20 البنية التفصيلية لمُتَحَكِّم ذكي من نمط PI.



الشكل 3.20 شبكة ذكاء صنعي من نمط PI

الفصل الرابع

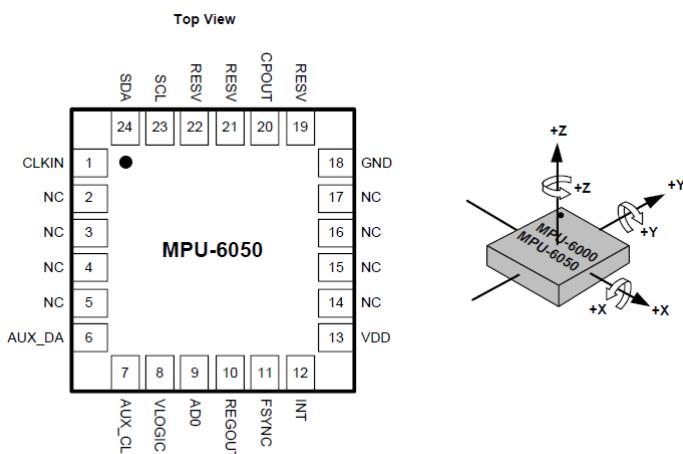
الحسّاسات

1.4 مقدمة

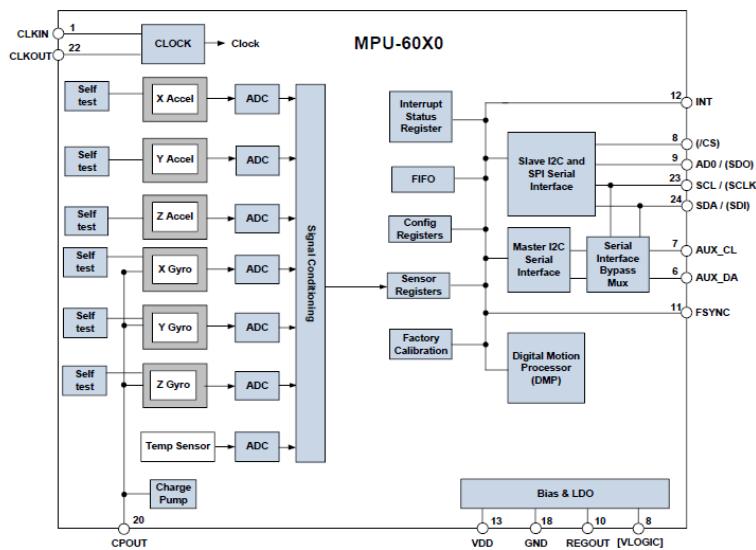
إنَّ أي نظام حركي يملك جملة من حسّاسات والتي تلعب الدور الرئيسي في تأمين إشارات التغذية العكسية لحلقات التحكم، مما يجعل جملة الحسّاسات العطالية التي تشَكّل وحدة الـ IMU من أهم الوحدات في نظام الـ Quadcopter والتي تساهُم في استقرار وتوازن النّظام، في هذا الفصل سيتم استعراض الحسّاسات المستخدمة للتحكم بالنّظام.

MPU6050 2.4

الحسّاس MPU6050 هو حسّاس بـ 6 محاور، يجمع Accelerometer بثلاث محاور مع Gyroscope بثلاث محاور، بالإضافة إلى Digital Motion Processor، مع وجود مرـ_{I₂C}، فهو يقبل قيم الدخـل القادمة بشكل مباشر من حسّاس البوصلة ثلاثي المحاور ليحقق خـرـج كامل Fusion Motion بـ 9 محاور.



الشكل 4.1 MPU6050



الشكل 4.2 المخطط الصندوقي لحساس الـ **MPU6050**

Gyroscope 1.2.4

يمتلك الحساس ثلاث وحدات MEMS وظيفتها التحسس بالحركات الدورانية على المحاور x, y و z حيث يمكن ضبط المجال الأعظمي للدوران حول أحد المحاور (Scale Range Full) وفقاً للمجالات التالية:

$$\pm 250, \pm 500, \pm 1000 \text{ or } \pm 2000 [\text{degree per sec(dps)}]$$

كما يحتوي الحساس على مرشح تردد منخفض LPF تردد قطعه قابل للضبط. يبين الشكل 4.3 مسجل الضبط لحساس الـ Gyroscope.

Register (Hex)	Register (Decimal)	Bit7	Bit6	Bit5	Bit4	Bit3	Bit2	Bit1	Bit0
1B	27	XG_ST	YG_ST	ZG_ST	FS_SEL[1:0]	-	-	-	-

FS_SEL	Full Scale Range
0	$\pm 250 \text{ } ^\circ/\text{s}$
1	$\pm 500 \text{ } ^\circ/\text{s}$
2	$\pm 1000 \text{ } ^\circ/\text{s}$
3	$\pm 2000 \text{ } ^\circ/\text{s}$

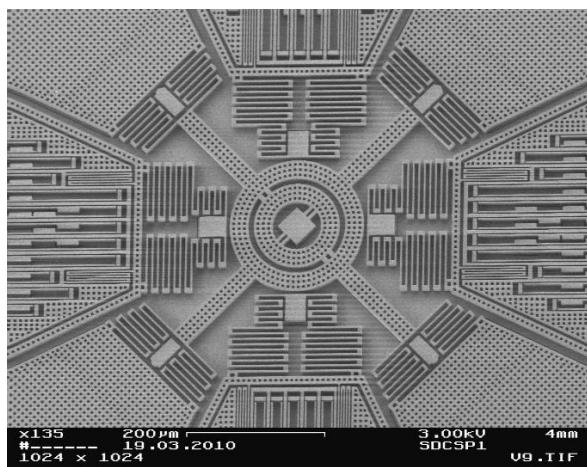
الشكل 4.3 مسجل الضبط لـ **Gyroscope**

Register (Hex)	Register (Decimal)	Bit7	Bit6	Bit5	Bit4	Bit3	Bit2	Bit1	Bit0
43	67								GYRO_XOUT[15:8]
44	68								GYRO_XOUT[7:0]
45	69								GYRO_YOUT[15:8]
46	70								GYRO_YOUT[7:0]
47	71								GYRO_ZOUT[15:8]
48	72								GYRO_ZOUT[7:0]

الشكل 4.4 مسجلات الخرج لل Gyroscope

1.1.2.4 مبدأ عمل ال Gyroscope

عند دوران الحساس وكنتيجة لرد الفعل ستتهاز الوحدة MEMS، ونتيجة لهذا الاهتزاز تتولّد إشارة جهد يتم معالجتها بحيث توافق زاوية دوران الحساس، ومن ثم يتم إدخال الإشارة الناتجة لمبدل ADC بدقة 16bit.



الشكل 4.5 البنية الداخلية لل Gyroscope

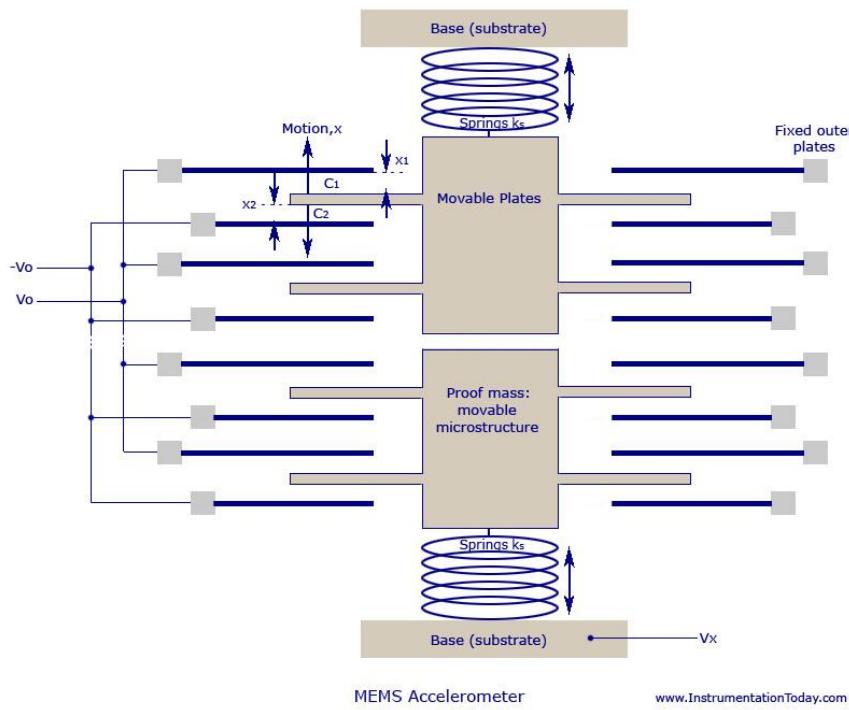
يبين الشكل 4.5 بنية ميكروية عن حساس ال Gyroscope مبني بتقنية ال MEMS.

2.2.4 Accelerometer

1.2.2.4 مبدأ عمل ال Accelerometer

يتحسّس هذا الحساس للتسارع من خلال ثلات وحدات MEMS. إنّ أي تسارع للحساس على أي من المحاور x,y أو z سيؤدي لحصول إزاحة لل Proof Mass (وهو الجزء الميكانيكي في MEMS حساس التسارع)، حيث يتم قياس الإزاحة الناتجة باستخدام حساس سعوي.

عند وضع الحساس على سطح مصقول فإنّ خرج الحساس سيكون "0" على المحورين y , x , بينما تكون قيمة على المحور z عبارة عن $+1g$ (حيث g تسارع الجاذبية الأرضية، عامل تثبيت يساوي الواحد). إنّ عامل تثبيت مقياس التسارع مستقل بشكل كامل عن جهد التغذية، كما ويتبع الحساس إمكانية ضبط المجال الأعظمي للتسارع (Full scale range) وفقاً للمجالات التالية $\pm 2g, \pm 4g, \pm 8g$ or $\pm 16g$ حيث يبيّن الشكل 4.6 بنية توضيحية لحساس الـ Accelerometer على أحد المحاور.



الشكل 4.6 شكل توضيحي لـ MEMS Accelerometer

Register (Hex)	Register (Decimal)	Bit7	Bit6	Bit5	Bit4	Bit3	Bit2	Bit1	Bit0				
1C	28	XA_ST	YA_ST	ZA_ST	AFS_SEL[1:0]								
		AFS_SEL Full Scale Range											
		0 $\pm 2g$											
		1 $\pm 4g$											
		2 $\pm 8g$											
		3 $\pm 16g$											

الشكل 4.7 مسجل الضبط لـ Accelerometer

يبيّن الشكل 4.7 مسجل ضبط حساسية الـ Accelerometer في حساس الـ MPU6050.

Register (Hex)	Register (Decimal)	Bit7	Bit6	Bit5	Bit4	Bit3	Bit2	Bit1	Bit0
3B	59								ACCEL_XOUT[15:8]
3C	60								ACCEL_XOUT[7:0]
3D	61								ACCEL_YOUT[15:8]
3E	62								ACCEL_YOUT[7:0]
3F	63								ACCEL_ZOUT[15:8]
40	64								ACCEL_ZOUT[7:0]

الشكل 4.8 مسجّلات المغطّيات لـ Accelerometer

يوضّح الشكل 4.8 مسجّلات المغطّيات لكلّ محور من محاور الحسّاسات وعناوينها.

Digital Motion Processor (DMP) 3.2.4

تمّ دمج نظام DMP في حسّاسات الـ MPU60X0 وذلك لتنفيذ خوارزمية معالجة الحركة ضمن الحسّاس بدلاً

عن تفريذها في الـ Host Processor. للأسف إنّ الشركة المصنّعة للحسّاس لم تبيّن مكان المسجل الذي سيتم تخزين

نتائج المعالجة فيه، أو أي معلومة عن طبيعة الخوارزمية المتّبعة، لذلك تمّ بناء خوارزمية معالجة حركة تعتمد على خوارزمية

Kalman Filter، سيتم استعراض الخوارزمية بقدر من التفصيل في هذا الفصل.

تتطلّب وحدة DMP بيانات من:

• Accelerometer

• Gyroscope

بالإضافة إلى معلومات من وحدة خارجيّة (كما هو الحال في الـ Flight Controller حيث يتم أخذ

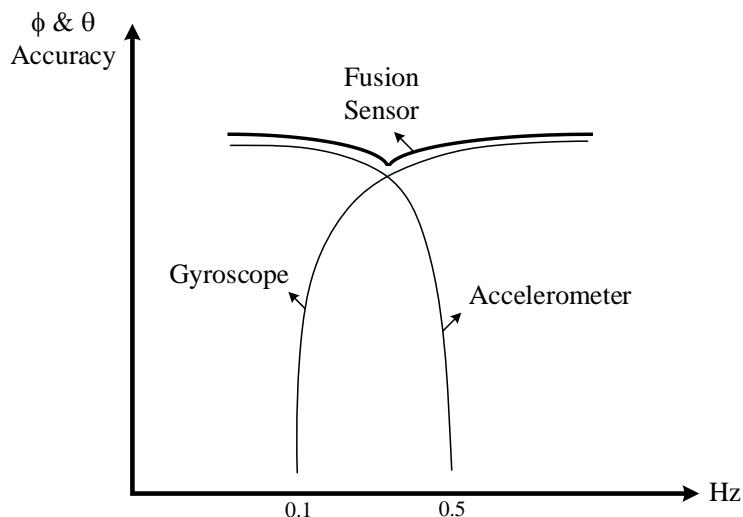
المعلومات من الـ Magnetometer)، إنّ هذه المعلومات ضروريّة بسبب حساسيّة حسّاس التسارع للاهتزازات

والصّجيج الميكانيكي والتسارع الخطّي.

الـ Gyroscope غير حسّاس للحركة الميكانيكيّة الخطّيّة، ولكنه يملّك مشكلة الـ zero drift، أي أنّ الحسّاس

لا يعود لإعطاء صفر على المخرج بعد زوال الحركة، كما أنه لا يمكن الاعتماد على المعلومات المقدمة من الـ

Magnetometer بسبب تأثّر قيمه بالمواد المغناطيسية المحيطة.



الشكل 4.9 شكل توضيحي لوظيفة خوارزمية معالجة الحركة

Primary I2C Communication Interface 4.2.4

في الـ Flight controller يتحقق التواصل بين الحسّاس والمعالج باستخدام بروتوكول الاتصال I2C، يكون الحسّاس هو Slave، عند التخاطب مع المعالج يمكن ضبط عنوان الحسّاس عن طريق الـ Pin9 (AD0) . في الحسّاس MPU6050 يتم تحديد المستوى المنطقي للتواصل بين الـ Master والـ Slave عن طريق الـ Pin8 (V_{logic}) .

Auxiliary I2C Serial Interface 5.2.4

يمتلك الحسّاس MPU6050 منفذ I2C مساعد للتواصل مع الأجهزة الخارجية وذلك لدعم وحدة DMP، يمكن ضبط هذا المنفذ المساعد على وضعين:

Master 1.5.2.4

في هذا النمط يقوم الحسّاس بإعطاء الأوامر لحسّاسات الموصولة على مر الـ I2C ما يؤمّن تخاطب مباشر بين الـ Host Processor وحسّاسات الأخرى على الخط دون الحاجة لاستخدام الـ MPU6050

2.5.2.4 بـط الـ Bypass

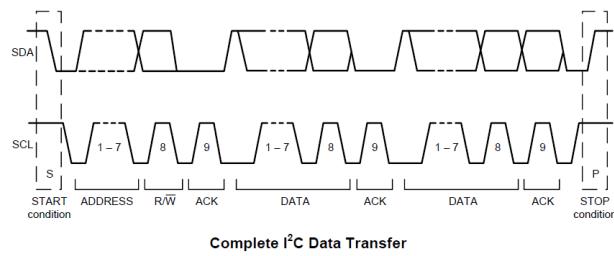
في هذا النمط يسمح الحساس **MPU6050** للمعالج الرئيسي بأخذ المعلومات من الحساس الخارجي ويبقى في وضع **Low Power** إذا لم يكن هناك حاجة لأنخذ معلومات منه.

Sensor Data Registers 6.2.4

تحوي مسجلات الحساس على معلومات القياس المأخوذة من **Gyroscope**، ومقياس التسارع، ومقاييس الحرارة، وجميع الحساسات الموصولة على المنفذ الإضافي.

هذه المسجلات قابلة للقراءة من قبل المستخدم وموصولة على المنفذ التسلسلي الرئيسي، يمكن قراءة المسجلات في أي لحظة والاستفادة من خدمة المقاطعة التي تتفعل عندما تصبح معلومات القياس الجديدة متاحة.

Digital Interface 7.2.4



الشكل 4.10 رسالة 2byte وفق I²C

I ² C Terms	
Signal	Description
S	Start Condition: SDA goes from high to low while SCL is high
AD	Slave I ² C address
W	Write bit (0)
R	Read bit (1)
ACK	Acknowledge: SDA line is low while the SCL line is high at the 9 th clock cycle
NACK	Not-Acknowledge: SDA line stays high at the 9 th clock cycle
RA	MPU-60X0 internal register address
DATA	Transmit or received data
P	Stop condition: SDA going from low to high while SCL is high

الشكل 4.11 تفصيل لإشارة رسالة I²C

8.2.4 سبب اختيار الحساس MPU6050 في مشروع الـ Quadcopter

يتميز الحساس MPU6050 بحساس تسارع نوع MEMS Capacitive، كما تم توضيح هذا سابقاً وفيما

يلي سُيُوْضَّح بعض أنواع حسّاسات التسارع وحسّانات وسّيئات كل منها.

حسّانات الحساس	مميزات الحساس	الحساس
قابل للأنكماش بسهولة (Fragile).	<ul style="list-style-type: none"> أداء مرتفع تكلفة عالية جداً. 	Electromechanical
زمن طويل للوصول للحالة المستقرة.	<ul style="list-style-type: none"> يقوم بقياس التسارعات المستمرة. مجال تحمس واسع لتسارع الجاذبية الأرضية g. 	Piezo resistive
أداء ضعيف ضدّ تغيرات درجة الحرارة.	<ul style="list-style-type: none"> لا يتحمس للتسارعات المستمرة. محدودة الاستقرار والأداء عند التغيير في درجات الحرارة 	Piezo electrical
حرمة ترددية منخفضة (تصل إلى 5000 Hz).	<ul style="list-style-type: none"> يقوم بقياس التسارعات المستمرة. موثوق ودقيق. أداء مميز بالنسبة لسعر الحساس. 	MEMS Capacitive
تكون قابلة للأنكماش عندما تكون القيمة مقاسة من رتبة g 200000 .		

بالاعتماد على الجدول السابق نلاحظ أنّ مميزات حسّاس التسارع السعوي تناسب التطبيق ولكن يجب الإشارة

إلى أنّ الإشارة المقاسة يجب أن تمرّ على مرحلة معالجة ممثّلة بـ MAVR Filter لعزل الترددات العالية التي لا تحمل

أي نوع من المعلومات، إنّ الحسّاس MPU6050 مزوّد بهذا المرشح، يمكن العودة للوثائق الفنية للحسّاس للتعامل مع هذا المرشح.

9.2.4 حساب الزاويتين θ, ϕ بالاعتماد على الـ Accelerometer

$$G_p = \begin{bmatrix} G_{px} \\ G_{py} \\ G_{pz} \end{bmatrix} = R(g - a_r) \quad [4.1]$$

الشعاع الممثّل لخرج حسّاس التسارع. G_p

R مصفوفات التوجيه على المحاور التي تصف توجّه Quadcopter بالنسبة للجملة المرجعية الثابتة.

G الشعاع الممثّل لتسارع الجاذبية الأرضية.

a_r التسارع الخطّي للحسّاس.

حل المعادلة [4.1] نعتبر أنّ التسارع الخطّي للحسّاس يساوي الصفر ($0 \approx a_r$)، ظهور أي تسارع خطّي سيؤدي لتوليد أخطاء في القيمة المقاسة لزاوية التوجيه (سبب من أسباب استخدام Gyroscope مع Accelerometer).

إنّ المحور Z المثبت على جسم الطائرة هو على امتداد المحور Z للإحداثيات المرجعية، وكما ذكر سابقاً فإنّ واحدة القياس لقيم خرج الحسّاس هي (g)، يكون الشعاع.

يمكن كتابة المعادلة [4.1] على الشكل التالي:

$$G_p = \begin{bmatrix} G_{px} \\ G_{py} \\ G_{pz} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}^T \quad [4.2]$$

$$R_x(\phi) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & C_\phi & S_\phi \\ 0 & -S_\phi & C_\phi \end{bmatrix} \quad [4.3]$$

$$R_y(\theta) = \begin{bmatrix} C_\theta & 0 & -S_\theta \\ 0 & 1 & 0 \\ S_\theta & 0 & C_\theta \end{bmatrix} \quad [4.4]$$

$$R_z(\psi) = \begin{bmatrix} C_\psi & S_\psi & 0 \\ -S_\psi & C_\psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad [4.5]$$

العلاقات [4.3]، [4.4] و [4.5] هي مصفوفات الدوران حول المحاور x, y, z .

يمكن إجراء عملية الضرب للحصول على المصفوفة R بستة ترتيبات مختلفة كل منها يدل على توجّه مختلف للحساس وذلك وفقاً لترتيب الدورانات حول المحاور.

$$R_{xyz} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = R_x(\phi) R_y(\theta) R_z(\psi) \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad [4.6]$$

$$R_{xyz} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_\theta C_\psi & C_\theta S_\psi & -S_\theta \\ C_\psi S_\theta S_\phi - C_\phi S_\psi & C_\phi C_\psi + S_\theta S_\phi S_\psi & C_\theta S_\phi \\ C_\phi C_\psi S_\theta + S_\phi S_\psi & C_\phi S_\theta S_\psi - C_\psi S_\phi & C_\theta C_\phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad [4.7]$$

$$R_{xyz} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -S_\theta \\ C_\theta S_\phi \\ C_\theta C_\phi \end{bmatrix} \quad [4.8]$$

$$R_{yxz} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = R_y(\theta) R_x(\phi) R_z(\psi) \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad [4.9]$$

$$R_{yxz} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_\psi C_\theta - S_\theta S_\phi S_\psi & S_\psi C_\theta + S_\theta S_\phi C_\psi & -S_\theta C_\phi \\ -C_\phi S_\psi & C_\phi C_\psi & S_\phi \\ C_\theta S_\phi S_\psi + S_\theta C_\psi & -C_\psi C_\theta S_\phi + S_\psi S_\theta & C_\theta C_\phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad [4.10]$$

$$R_{yxz} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -S_\theta C_\phi \\ S_\phi \\ C_\theta C_\phi \end{bmatrix} \quad [4.11]$$

$$R_{xzy} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = R_x(\phi) R_z(\psi) R_y(\theta) \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad [4.12]$$

$$R_{xzy} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_\theta C_\psi & S_\psi & -C_\psi S_\theta \\ -C_\phi C_\theta S_\psi + S_\psi S_\theta & C_\phi C_\psi & C_\theta S_\phi + C_\phi S_\psi S_\theta \\ C_\theta S_\psi S_\phi + C_\phi S_\theta & -C_\psi S_\phi & C_\phi C_\theta - S_\theta S_\phi S_\psi \end{bmatrix} \quad [4.13]$$

$$R_{xzy} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -C_\psi S_\theta \\ C_\theta S_\phi + C_\phi S_\psi S_\theta \\ C_\phi C_\theta - S_\theta S_\phi S_\psi \end{bmatrix} \quad [4.14]$$

$$R_{yzx} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = R_y(\theta) R_z(\psi) R_x(\phi) \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad [4.15]$$

$$R_{yzx} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_\psi C_\theta & C_\phi C_\theta S_\psi + S_\theta S_\phi & C_\theta S_\phi S_\psi - S_\theta C_\phi \\ -S_\psi & C_\phi C_\psi & C_\psi S_\phi \\ C_\psi S_\theta & -C_\theta S_\phi + C_\phi S_\psi S_\theta & C_\theta C_\phi + S_\theta S_\phi S_\psi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad [4.16]$$

$$R_{yzx} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_\theta S_\phi S_\psi - S_\theta C_\phi \\ C_\psi S_\phi \\ C_\theta C_\phi + S_\theta S_\phi S_\psi \end{bmatrix} \quad [4.17]$$

$$R_{zxy} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = R_z(\psi) R_x(\phi) R_y(\theta) \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad [4.18]$$

$$R_{zxy} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_\psi C_\theta + S_\theta S_\phi S_\psi & C_\phi S_\psi & C_\theta S_\phi S_\psi - S_\theta C_\psi \\ -C_\theta S_\psi + C_\psi S_\phi S_\theta & C_\phi C_\psi & C_\psi C_\theta S_\phi + S_\theta S_\psi \\ C_\phi S_\theta & -S_\phi & C_\theta C_\phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad [4.19]$$

$$R_{zxy} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_\theta S_\phi S_\psi - S_\theta C_\psi \\ C_\psi C_\theta S_\phi + S_\theta S_\psi \\ C_\theta C_\phi \end{bmatrix} \quad [4.20]$$

$$R_{zyx} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = R_z(\psi) R_y(\phi) R_x(\theta) \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad [4.21]$$

$$R_{zyx} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_\psi C_\theta & C_\phi S_\psi + C_\psi S_\phi S_\theta & S_\phi S_\psi - C_\phi C_\psi S_\theta \\ -C_\theta S_\psi & C_\psi C_\phi - S_\theta S_\phi S_\psi & C_\psi S_\phi - C_\phi S_\psi S_\theta \\ S_\theta & -C_\theta S_\phi & C_\theta C_\phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad [4.22]$$

$$R_{zyx} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_\phi S_\psi - C_\phi C_\psi S_\theta \\ C_\psi S_\phi - C_\phi S_\psi S_\theta \\ C_\theta C_\phi \end{bmatrix} \quad [4.23]$$

من المعادلة [4.6] وحتى المعادلة [4.11] يمكن تخمين الزاويتين θ, ϕ .

من المعادلة [4.12] وحتى المعادلة [4.23] سوف ينتج عنها معادلات بعدد مجهيل أكبر من عدد المعادلات

وهذا سيؤدي لعدم إمكانية قياس الزاوية ψ ، المعبأة عن الدوران حول المحور Z باستخدام قراءات الـ

.Accelerometer

حساب الزاويتين (ϕ, θ) بالاعتماد على قراءات الحساس:

من المعادلة [4.8] وعما أَنَّ القياسات (قياسات خرج الحساس) خاضعة لعملية Normalization لكي تصبح

$g=1$ ستكتب المعادلة على الشكل التالي:

$$\frac{G_p}{|G_p|} = \frac{1}{\sqrt{G_{px}^2 + G_{py}^2 + G_{pz}^2}} \begin{bmatrix} G_{px} \\ G_{py} \\ G_{pz} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -S_\theta \\ C_\theta S_\phi \\ C_\theta C_\phi \end{bmatrix} \quad [4.24]$$

من المعادلة [4.24] يمكن إيجاد:

$$\tan \phi_{xyz} = \left(\frac{G_{py}}{G_{pz}} \right) \quad [4.25]$$

$$\tan \theta_{xyz} = \frac{-G_{px}}{G_{px} \sin \phi + G_{py} \cos \phi} = \frac{-G_{px}}{\sqrt{G_{pz}^2 + G_{py}^2}} \quad [4.26]$$

حساب قيم الزوايا بالاعتماد على المعادلة [4.11]:

$$\frac{G_p}{|G_p|} = \frac{1}{\sqrt{G_{px}^2 + G_{py}^2 + G_{pz}^2}} \begin{bmatrix} G_{px} \\ G_{py} \\ G_{pz} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -S_\theta C_\phi \\ S_\phi \\ C_\theta C_\phi \end{bmatrix} \quad [4.27]$$

$$\tan \phi_{yxz} = \frac{G_{py}}{\sqrt{G_{px}^2 + G_{pz}^2}} \quad [4.28]$$

$$\tan \theta_{yxz} = \left(\frac{-G_{px}}{G_{pz}} \right) \quad [4.29]$$

10.2.4 التخلص من مشكلة الحلول الدورية (Duplicate Solutions) في التوابع المثلثية

إن المعادلين [4.8] و [4.11] يمكن أن تكتبا كما يلي:

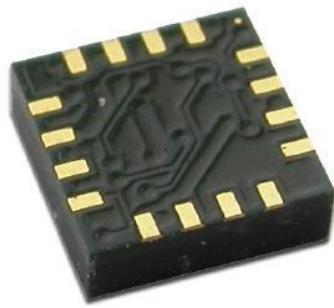
$$\begin{bmatrix} -\sin\theta \\ \cos\theta\sin\phi \\ \cos\theta\cos\phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin(\pi-\theta) \\ \cos(\pi-\theta)\sin(\pi+\phi) \\ \cos(\pi-\theta)\cos(\pi-\phi) \end{bmatrix} \quad [4.30]$$

$$\begin{bmatrix} -\sin\theta\cos\phi \\ \sin\phi \\ \cos\theta\cos\phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin(\pi+\theta)\cos(\pi-\phi) \\ \sin(\pi-\phi) \\ \cos(\pi+\theta)\cos(\pi-\phi) \end{bmatrix} \quad [4.31]$$

يمكن حل هذه المشكلة بتحديد مجال تغيير إحدى الزاويتين ϕ, θ ضمن المجال $[-90^\circ, +90^\circ]$ وترك مجال أمام الزاوية الأخرى مفتوح $[+180^\circ, -180^\circ]$ ، لكن مع ذلك ستظهر مشكلة ظهور حلول تتسمi لأربع مختلفة، يمكن تحديد الزاوية الصحيحة بدراسة إشارات G_{px}, G_{py}, G_{pz} ، برجحياً لا وجود لهذه المشكلة لأنّه يمكن استخدام التابع $a \tan 2(x, y)$ الذي يعيد قيمة الزاوية الصحيحة وذلك بفحص إشارة القيمة الممربلة له.

أيّاً من أجل الحصول على قيم الزوايا باستخدام Gyroscope، يجب القيام بعملية متكاملة وحيدة على القراءة عند كل محور للوصول لقيمة الزاوية المطلوبة.

HMC5883L 3.4



الشكل 12 الشكل الخارجي للحساس HMC5883L

I2C واجهة 1.3.4

تم التحكّم بهذا الحسّاس بواسطة مُرّار I²C. هذا الحسّاس سيتّعامل معه كـ Master لـ Slave قد يكون معالج أو حسّاس آخر.

ينتّمّن هذا الحسّاس بعنوان متسلّسل 7-bit. يدعم هذا الجهاز الأنماط السريعة والقياسية لبروتوكول الاتّصال I²C 100 و 400 هرتز، ولكنه لا يدعم نمط السرعة العالية (Hs).

في هذا الحسّاس تكون الأفضليّة دائمًا للأوامر التي يطلبها الـ Master على حساب العمليّات الأخرى (عملية القياس على سبيل المثال) وهذا مهم لتسرّيع عملية الاتّصال وعدم جعل الـ Master في حالة انتظار.

Clock داخلي 2.3.4

لدى هذا الحسّاس Clock داخلي من أجل التوابع المنطقية الداخليّة وإدارة التوقّيت. هذا الـ Clock غير متاح للاستخدام الخارجي.

أنماط عمل حسّاس HMC58832L 3.3.4

لدى هذا الحسّاس أنماط عمل عدّيدة والغاية الرئيسيّة منها هي إدارة الطاقة المستهلكة من الحسّاس، ويتم التحكّم بهذه الأنماط بواسطة المسجل Mode Register.

نمط القياس المستمر Continuous-Measurement Mode 1.3.3.4

أثناء نمط القياس المستمر، يقوم الجهاز بالقياس بشكل مستمر، وبمعدل محدّد من المستخدم، ويتم تخزين بيانات القياس في مسجلات الخرج.

إذا لم يقرأ الـ Master مسجلات الخرج قبل اكتمال عملية القياس التالية، فإن مسجلات الخرج سوف يتم ملؤها بالقيمة الجديدة. للحفاظ على الاستمرارية في عمليّات القياس، يتم وضع هذا الحسّاس في حالة مماثلة لنمط العطالة،

ولكن لا يتم تغيير مسجل النمط إلى نمط العطالة. تؤثر الإعدادات في Configuration Register A على معدل خرج البيانات، ضمن نمط القياس المستمر. يتم تحديث قيم المسجلات طوال فترة العمل.

2.3.3.4 نمط القياس الوحيد Single-Measurement Mode

هذا هو النمط الافتراضي بعد الإقلاع. أثناء العمل في نمط القياس الوحيد، يقوم الحساس بعملية قياس وحيدة ويقوم بوضع القيمة المقاسة في مسجلات الخرج. بعد انتهاء عملية القياس يتم حفظ البيانات في مسجل الخرج، ثم يوضع الحساس في نمط العطالة، ويتم تغيير مسجل النمط لنمط العطالة. تؤثر إعدادات A Configuration على معدل خرج البيانات ضمن نمط القياس الوحيد. تحصل كل المسجلات على قيمة وحيدة طوال فترة العمل.

3.3.3.4 نمط العطالة Idle Mode

أثناء هذا النمط يكون الحساس متاح عبر مر I²C، إن مر — I²C يكون مفعّل للاستخدام بواسطة أجهزة أخرى على الشبكة طوال العمل في نمط العطالة.

4.3.4 المسجلات Registers

يتم التحكم وضبط هذا الجهاز عبر عدد من مسجلات on-chip.

1.4.3.4 قائمة المسجلات

الجدول المبين في الشكل 4.12 يحوي كافة المسجلات وعنوانها.

كل موقع العناوين عبارة عن 8 bits.

Address Location	Name	Access
00	Configuration Register A	Read/Write
01	Configuration Register B	Read/Write
02	Mode Register	Read/Write
03	Data Output X MSB Register	Read
04	Data Output X LSB Register	Read
05	Data Output Z MSB Register	Read
06	Data Output Z LSB Register	Read
07	Data Output Y MSB Register	Read
08	Data Output Y LSB Register	Read
09	Status Register	Read
10	Identification Register A	Read
11	Identification Register B	Read
12	Identification Register C	Read

الشكل 4.12 قائمة المسجلات

2.4.3.4 إمكانية الوصول للمسجل

يستخدم الـ Master مؤشر عنوان يشير إلى موقع المسجل المطلوب القراءة منه أو الكتابة عليه. هذه الموقع المؤشرة تُرسل من الـ Master إلى الحساس وتصل عبر عنوان ذو الـ 7 bit (0x1E) مضافًا إليه 1 bit لتحديد كتابة/قراءة (0x3D للقراءة و 0x3C من أجل الكتابة).

لتقليل الاتصال بين الـ Master والحساس، مؤشر العنوان يتم تحديده أتوماتيكياً بدون تدخل الـ Master. مؤشر العنوان سوف يزداد بمقدار 1 أتوماتيكياً بعد تمام قراءة المسجل الحالي بنجاح.

لا يمكن لقيمة مؤشر العنوان نفسها أن تُقرأ عبر مر I²C.

Configuration Register A 3.4.3.4

يستخدم هذا المسجل لضبط إعدادات عملية القياس ومعدل خرج البيانات. CRA0 حتى CRA7 تشير إلى مواقع الـ bits، تعيّن CRA عن الـ bits الموجودة في الـ Configuration Register. إن القيمة الافتراضية لهذا المسجل هي 0x10.

CRA7	CRA6	CRA5	CRA4	CRA3	CRA2	CRA1	CRA0
(0)	MA1(0)	MA0(0)	DO2 (1)	DO1 (0)	DO0 (0)	MS1 (0)	MS0 (0)

الشكل 4.13 Configuration Register A

Location	Name	Description
CRA7	CRA7	Bit CRA7 is reserved for future function. Set to 0 when configuring CRA.
CRA6 to CRA5	MA1 to MA0	Select number of samples averaged (1 to 8) per measurement output. 00 = 1(Default); 01 = 2; 10 = 4; 11 = 8
CRA4 to CRA2	DO2 to DO0	Data Output Rate Bits. These bits set the rate at which data is written to all three data output registers.
CRA1 to CRA0	MS1 to MS0	Measurement Configuration Bits. These bits define the measurement flow of the device, specifically whether or not to incorporate an applied bias into the measurement.

الشكل 4.14 دلالة الـ bits في Configuration Register A

يبيّن الشكل في الأسفل كل معدلات الخرج القابلة للاختيار في نمط القياس المستمر. كل القنوات يجب أن تقايس بمعدل الخرج المعطى. معدلات الخرج الأخرى والتي تكون بمعدل أعظمي 160 هرتز يمكن الحصول عليها بمراقبة قطب المقاطة DRDY في نمط القياس الوحيد.

DO2	DO1	DO0	Typical Data Output Rate (Hz)
0	0	0	0.75
0	0	1	1.5
0	1	0	3
0	1	1	7.5
1	0	0	15 (Default)
1	0	1	30
1	1	0	75
1	1	1	Reserved

الشكل 4.15 معدلات خرج البيانات

يوضح الشكل 4.15 إعدادات الضبط لمعدل نقل البتات المسؤولة عن معدل نقل البيانات في المسجل CRA.

MS1	MS0	Measurement Mode
0	0	Normal measurement configuration (Default). In normal measurement configuration the device follows normal measurement flow. The positive and negative pins of the resistive load are left floating and high impedance.
0	1	Positive bias configuration for X, Y, and Z axes. In this configuration, a positive current is forced across the resistive load for all three axes.
1	0	Negative bias configuration for X, Y and Z axes. In this configuration, a negative current is forced across the resistive load for all three axes..
1	1	This configuration is reserved.

الشكل 4.16 أنماط القياس

الشكل 4.16 يوضح البّنات المسؤولة عن أنماط العمل الموجودة في المسجل CRA.

Configuration Register B 4.4.3.4

يستخدم هذا المسجل لضبط إعدادات ربح الحساس. CRB0 حتى CBR7 تشير إلى موقع الـ bits، تعرّف

عن الـ bits الموجودة في الـ Configuration Register CRB. إنّ القيمة الافتراضية لهذا المسجل هي 0x20.

CRB7	CRB6	CRB5	CRB4	CRB3	CRB2	CRB1	CRB0
GN2 (0)	GN1 (0)	GN0 (1)	(0)	(0)	(0)	(0)	(0)

Configuration Register B 4.17

Location	Name	Description
CRB7 to CRB5	GN2 to GN0	Gain Configuration Bits. These bits configure the gain for the device. The gain configuration is common for all channels.
CRB4 to CRB0	0	These bits must be cleared for correct operation.

الشكل 4.18 دلالة الـ bits في Configuration Register B

يوضح الشكل 4.18 شرح لبّنات المسجل CRB.

الشكل 4.19 يظهر إعدادات الربح الاسمي. استخدم العمود Gain لتحويل عدد البتات إلى Gauss. العمود Digital Resolution هو القيمة النظرية في واحدة mille-Gauss لكل عدّة (LSb) والذي يعكس القيم في Gain العمود.

GN2	GN1	GN0	Recommended Sensor Field Range	Gain (LSb/Gauss)	Digital Resolution (mG/LSb)	Output Range
0	0	0	± 0.88 Ga	1370	0.73	0xF800–0x07FF (-2048–2047)
0	0	1	± 1.3 Ga	1090 (default)	0.92	0xF800–0x07FF (-2048–2047)
0	1	0	± 1.9 Ga	820	1.22	0xF800–0x07FF (-2048–2047)
0	1	1	± 2.5 Ga	660	1.52	0xF800–0x07FF (-2048–2047)
1	0	0	± 4.0 Ga	440	2.27	0xF800–0x07FF (-2048–2047)
1	0	1	± 4.7 Ga	390	2.56	0xF800–0x07FF (-2048–2047)
1	1	0	± 5.6 Ga	330	3.03	0xF800–0x07FF (-2048–2047)
1	1	1	± 8.1 Ga	230	4.35	0xF800–0x07FF (-2048–2047)

الشكل 4.19 إعدادات الربح

Mode Register 5.4.3.4

مسجل النمط عبارة عن مسجل 8-bit وهو مسجل قابل للقراءة والكتابة. يستخدم هذا المسجل من أجل اختيار نمط عمل هذا الجهاز. تشير الـ MR0 bits حتى MR7 إلى موقع الـ bits CRA عن الـ bits الموجودة في الـ Configuration Register. إن الـ القيمة الافتراضية لهذا المسجل هي 0x01.

MR7	MR6	MR5	MR4	MR3	MR2	MR1	MR0
HS(0)	(0)	(0)	(0)	(0)	(0)	MD1 (0)	MD0 (1)

الشكل 4.20 Mode Register

Location	Name	Description
MR7 to MR2	HS	Set this pin to enable High Speed I2C, 3400kHz.
MR1 to MR0	MD1 to MD0	Mode Select Bits. These bits select the operation mode of this device.

الشكل 4.21 دلالة الـ bits في Mode Register

MD1	MD0	Operating Mode
0	0	Continuous-Measurement Mode. In continuous-measurement mode, the device continuously performs measurements and places the result in the data register. RDY goes high when new data is placed in all three registers. After a power-on or a write to the mode or configuration register, the first measurement set is available from all three data output registers after a period of $2/f_{DO}$ and subsequent measurements are available at a frequency of f_{DO} , where f_{DO} is the frequency of data output.
0	1	Single-Measurement Mode (Default). When single-measurement mode is selected, device performs a single measurement, sets RDY high and returned to idle mode. Mode register returns to idle mode bit values. The measurement remains in the data output register and RDY remains high until the data output register is read or another measurement is performed.
1	0	Idle Mode. Device is placed in idle mode.
1	1	Idle Mode. Device is placed in idle mode.

الشكل 4.22 أنماط العمل

Data Output Z Registers A and B 6.4.3.4

مسجلات خرج البيانات Z هي عبارة عن مسجلين 8-bit، مسجل خرج البيانات A ومسجل خرج البيانات

B. تخزن هذه المسجلات نتائج عملية القياس من القناة Z. يحوي مسجل Data output Z register A على الـ

MSB من نتائج عملية القياس، بينما يحوي مسجل Data output Z register A على الـ LSB من نتائج عملية

القياس. القيمة المخزنة في هذين المسجلين هي قيمة بطول 16-bit، والتي تتراوح ضمن المجال 0xF800 إلى

DZRA0 وDZRB0 حتى DZRA7 وDZRB7. تشير DXRA0 إلى موقع الـ bits. تعبر

Z عن الـ bits الموجودة في مسجلات خرج البيانات.

DZRA7	DZRA6	DZRA5	DZRA4	DZRA3	DZRA2	DZRA1	DZRA0
(0)	(0)	(0)	(0)	(0)	(0)	(0)	(0)
DZRB7	DZRB6	DZRB5	DZRB4	DZRB3	DZRB2	DZRB1	DZRB0
(0)	(0)	(0)	(0)	(0)	(0)	(0)	(0)

الشكل 4.23 Data Output Z Registers A and B

Data Output Register Operation 7.4.3.4

عندما تتم قراءة واحد أو أكثر من مسجلات الخرج، لا يمكن لأية بيانات جديدة التوضع في أي من مسجلات الخرج وذلك حتى تمام قراءة كل مسجلات خرج البيانات الستة. هذه الضرورة تمنع أيضاً RDY و DRDY، حيث لا يمكنها أن تصبح cleared حتى تتوضع كل البيانات الجديدة في كل مسجلات الخرج.

Status Register 8.4.3.4

مسجل الحالة عبارة عن مسجل للقراءة فقط بطول 8-bit. يستخدم هذا المسجل للإشارة لحالة الجهاز.

حيث SR7 تشير إلى موقع الـ bits، حيث SR تعني الـ bits الموجودة في مسجل الحالة.

SR7	SR6	SR5	SR4	SR3	SR2	SR1	SR0
(0)	(0)	(0)	(0)	(0)	(0)	LOCK (0)	RDY(0)

الشكل 4.24 Status Register

Location	Name	Description
SR7 to SR2	0	These bits are reserved.
SR1	LOCK	Data output register lock. This bit is set when: 1.some but not all four of the six data output registers have been read, 2. Mode register has been read. When this bit is set, the six data output registers are locked and any new data will not be placed in these registers until one of these conditions are met: 1.all six bytes have been read, 2. the mode register is changed, 3. the measurement configuration (CRA) is changed, 4. power is reset.
SR0	RDY	Ready Bit. Set when data is written to all six data registers. Cleared when device initiates a write to the data output registers and after one or more of the data output registers are written to. When RDY bit is clear it shall remain cleared for a 250 µs. DRDY pin can be used as an alternative to the status register for monitoring the device for measurement data.

الشكل 4.25 دالة الـ bits في الـ Status Register

4.4 استنتاج زوايا Euler في الـ Magnetometer

كما في الـ Accelerometer فإن الـ Magnetometer يعطي قياس متعلق بشعاع الحقل المغناطيسي

الأرضي لذلك نحتاج لمصفوفات الانتقال، لاستنتاج قيمة الزاوية ψ بالاعتماد على قيم قراءة الحساس.

$$B_r = B \begin{bmatrix} C_\delta \\ 0 \\ S_\delta \end{bmatrix} \quad [4.32]$$

القيمة المقاسة B_r

شدة الحقل المغناطيسي الأرضي B

زاوية ميل شعاع المقل المغناطيسي الأرضي باعتبار القطب الجنوبي يمثل $—90^\circ$ والقطب الشمالي δ
 $+90^\circ$

$$B_p = R_x(\phi)R_y(\theta)R_z(\psi)B_r + V \quad [4.33]$$

الشعاع المعيّر عن تأثير الأجسام المغنة (Hard Iron) V

$$R_y^T(\theta)R_x^T(\phi)(B_p - V) = R_z(\psi)B_r \quad [4.34]$$

$$\begin{bmatrix} C_\psi BC_\delta \\ -S_\psi BC_\delta \\ BS_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_\theta & 0 & -S_\theta \\ 0 & 1 & 0 \\ S_\theta & 0 & C_\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & C_\phi & S_\phi \\ 0 & -S_\phi & C_\phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_{px} - V_x \\ B_{py} - V_y \\ B_{pz} - V_z \end{bmatrix} \quad [4.35]$$

$$\begin{bmatrix} B_{fx} \\ B_{fy} \\ B_{fz} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (B_{px} - V_x)C_\theta + (B_{py} - V_y)S_\phi S_\theta - (B_{pz} - V_z)C_\phi S_\theta \\ (B_{py} - V_y)C_\phi - (B_{pz} - V_z)S_\phi \\ -(B_{px} - V_x)S_\theta + (B_{py} - V_y)S_\phi C_\theta + (B_{pz} - V_z)C_\phi C_\theta \end{bmatrix} \quad [4.36]$$

$$B_{fx} = C_\psi BC_\delta \quad [4.37]$$

$$B_{fy} = -S_\psi BC_\delta \quad [4.38]$$

$$\tan \psi = \frac{-B_{fy}}{B_{fx}} = \frac{(B_{py} - V_y)C_\phi - (B_{pz} - V_z)S_\phi}{(B_{px} - V_x)C_\theta + (B_{py} - V_y)S_\phi S_\theta - (B_{pz} - V_z)C_\phi S_\theta} \quad [4.39]$$

تم استعراض طريقة استنتاج زوايا Euler والعمليات الواجب تطبيقها على قراءات الحساسات للوصول لقيم الزوايا من خلال الفقرة 3.4.1.4، لكن وكما تم الإشارة له، أن لكل حساس عدة مشاكل تؤدي لزيادة ارتباطية القيمة المقاسة، لذلك يجب إضافة خوارزمية لمعالجة الحركة لتؤدي بالنهاية للتوصّل إلى معلومات موثوقة بالاعتماد على قراءات الحساس هناك عدة خوارزميات متّعة أشهرها—the Extended Kalman Filter و Complementary Filter، تم اختيار خوارزمية EKF وذلك لدقة الخوارزمية، ولأنّها لا تضيف تأخير على قراءات الحساسات كما هو الحال في CF، كما أنّ خوارزمية EKF تقوم بمعالجة حالة—the Singularity التي يمكن أن تظهر عندما ينتقل أحد المحاور x أو y ليصبح على استقامة مع شعاع الجاذبية الأرضية كما هو واضح في المعادلين [4.26] و [4.28].

Extended Kalman Filter 5.4

إنّ خوارزمية EKF تتألف من مرحلتين رئيسيّتين، المرحلة الأولى هي مرحلة الحساب Prediction Stage والممرحلة الأخرى هي مرحلة التصحيح Correction Stage.

1. مرحلة الحساب :Prediction Stage

إنّ شعاع متحولات الحالة المخمنة بالاعتماد على الخوارزمية مبيّنة في العلاقة [4.40].

$$\hat{x} = \begin{bmatrix} \hat{\theta} & \hat{\dot{\theta}}_b \end{bmatrix}^T \quad [4.40]$$

الزاوية المخمنة $\hat{\theta}$

قيمة الإزاحة الناتجة أثناء عملية القياس $\hat{\dot{\theta}}_b$

$$\hat{x}_{k+1|k} = F\hat{x}_{k|k} + Bu_k \quad [4.41]$$

شعاع متحوّلات الحالة المخمن في دور التقطيع الحالي $\hat{x}_{k+1|k}$

مصفوفة النظام F

شعاع متحوّلات الحالة المصحّح في دور التقطيع السابق $\hat{x}_{k|k}$

مصفوفة الدخل B

شعاع الدخل u_k

$$F = \begin{bmatrix} 1 & -\Delta t \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad [4.42]$$

من الملاحظ أنَّ العنصر $-\Delta t = F_{1 \times 2}$ وذلك من أجل حذف الإزاحة الناتجة عن حسّاس الـ Gyroscope.

$$u_k = \dot{\theta}_k \quad [4.43]$$

شعاع الدخل موضّح في العلاقة [4.43] وهو السرعة الزاوية المقاسة باستخدام الـ Gyroscope.

$$B = \begin{bmatrix} \Delta t \\ 0 \end{bmatrix} \quad [4.44]$$

إنَّ العنصر Δt يمثل قيمة الزمن لإجراء عملية التكامل اللازم لاستنتاج قيمة الزاوية.

$$Z_k = Hx_k + R \quad [4.45]$$

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \quad x_k = \begin{bmatrix} \theta & \dot{\theta}_b \end{bmatrix}^T$$

شعاع الخرج المقاس بالاعتماد على حسّاس التسارع Z_k

شعاع متحوّلات الحالة الحقيقي x_k

مصفوفة الخرج H

الصحيح المرافق للقياس R

$$P_{k+1|k} = FP_{k|k}F^T + Q \quad [4.46]$$

مصفوفة التباعد بين القيمة المخمنة والقيمة المقاسة المصححة في دور التقطيع السابق $P_{k|k}$

مصفوفة التباعد بين القيمة المخمنة والقيمة المقاسة التي يتم حسابها في دور التقطيع الحالي $P_{k+1|k}$

مصفوفة التباعد Q

$$Q = \begin{bmatrix} Q_0 & 0 \\ 0 & Q_{\theta_b} \end{bmatrix} \Delta t \quad [4.47]$$

حيث أن:

التباعد بين القيمة الحقيقية والقيمة المقاسة Q_θ

التباعد في قيمة الإزاحة لـ Gyroscope $Q_{\dot{\theta}_b}$

من الملاحظ أن قيم الأرباح تم ضربها بقيمة الزمن وذلك لأن قيمة الضجيج ترداد بازدياد الفاصل الزمني عن آخر

عملية تحديث للقيم.

قيمة الزاوية بالاعتماد على قراءة حساس التسارع تعطى بالعلاقة [4.47].

$$P_{k|k} = \begin{bmatrix} P_{0x0} & P_{0x1} \\ P_{1x0} & P_{1x1} \end{bmatrix} \quad [4.48]$$

عند عملية التشغيل الأولى يمكن القيام بإعطاء قيمة صفرية لكل عناصر المصفوفة $P_{k|k}$ لأن قراءات الحساس

تكون موثوقة ولا توجد إزاحة مضافة لقراءة ال Gyroscope .

مرحلة التصحيح 2 . Correction Stage .

$$e = z_k - H\hat{x}_{k+1|k} \quad [4.49]$$

شعاع الخطأ بين القيمة المقاسة والقيمة المخمنة قبل التصحيح e

$$K = P_{k+1|k} H^T (H P_{k+1|k} H^T + R)^{-1} \quad [4.50]$$

مصفوفة الربح لشغيل الخطأ باتجاه تصحيح القيمة المخمنة K

$$K = \begin{bmatrix} K_{0 \times 0} & K_{1 \times 0} \end{bmatrix}^T \quad [4.51]$$

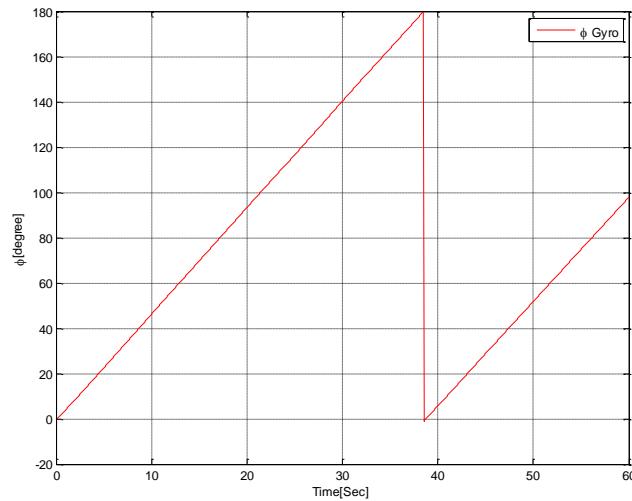
$$P_{k+1|k+1} = (I - KH)P_{k|k} \quad [4.52]$$

مصفوفة التابع المصححة لدور التقطيع التالي $P_{k+1|k+1}$

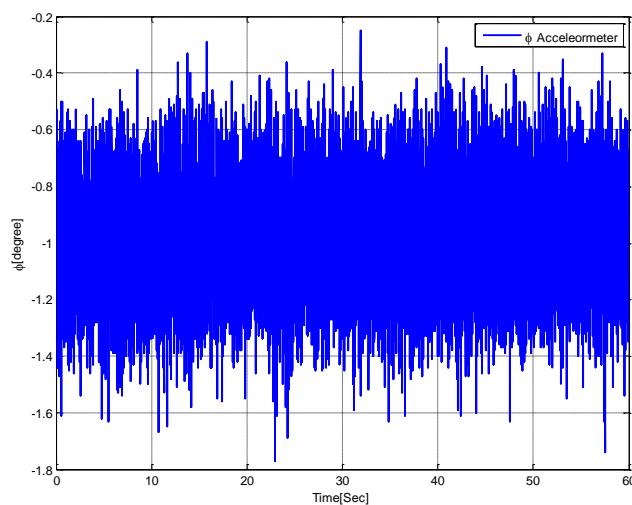
$$\hat{x}_{k+1|k+1} = \hat{x}_{k+1|k} + Ke \quad [4.53]$$

شعاع متحوالات الحالة المختمنة والمصححة $\hat{x}_{k+1|k+1}$

6.4 النتائج العملية لقيم الزوايا المقاسة باستخدام الحساسات

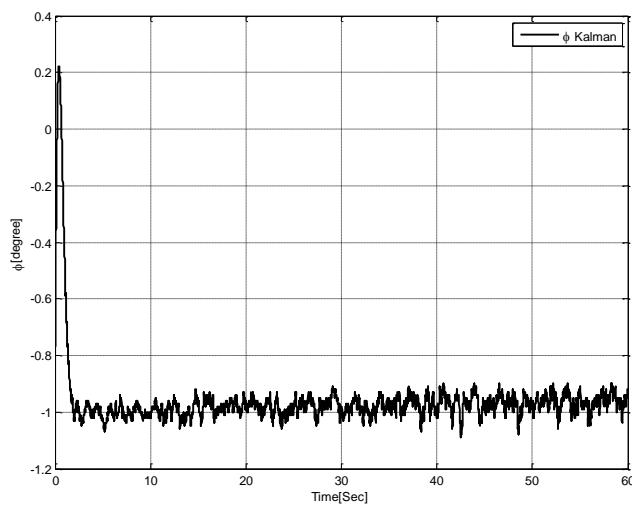


الشكل 4.26 الزاوية Roll المختمنة من حسّاس الـ Gyro



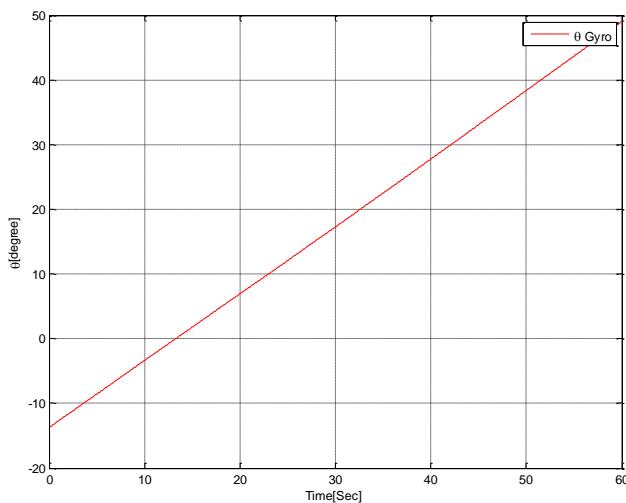
الشكل 4.27 الزاوية Roll المختمنة من حسّاس الـ Accelerometer

من الشكل 4.26 لوحظ قيمة خطأ الإزاحة في ال Gyroscope والذي يكون تأثيره كبير جدًا بسبب إجراء عملية التكامل على خرج الحساس للحصول على قيمة الزاوية Roll حيث أنّ الحساس له زاوية ميلان تساوي -1° على المحور X. أمّا الشكل 4.27 فيبيّن القراءة الحمّلة بالضجيج والمقاسة باستخدام Accelerometer.



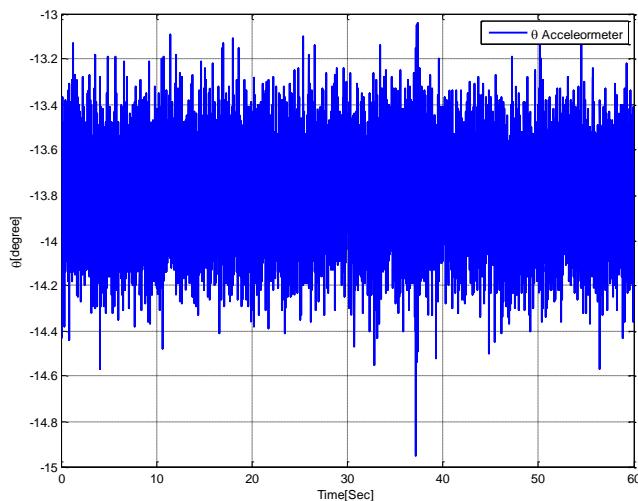
الشكل 4.28 الزاوية Roll المخمنة باستخدام ال Kalman

الشكل 4.28 قيمة الزاوية المخمنة باستخدام خوارزمية KF.



الشكل 4.29 الزاوية Pitch المخمنة من حساس ال Gyro

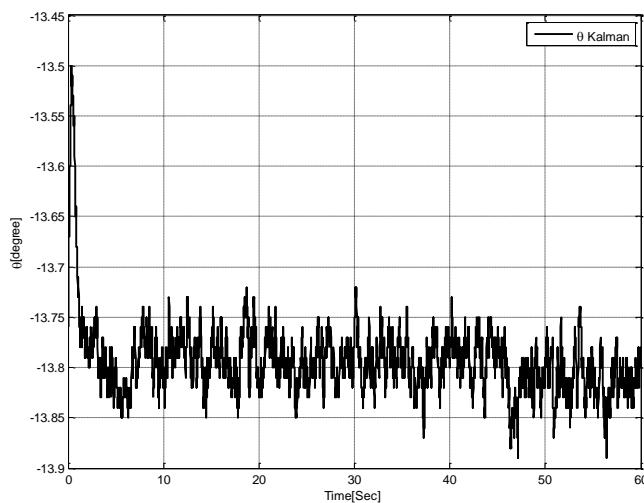
من الشكل 4.29 نلاحظ قيمة خطأ الإزاحة في ال Gyroscope والذي يكون تأثيره كبير جداً بسبب إجراء عملية التكامل على خرج الحسّاس للحصول على قيمة الزاوية Pitch حيث أنّ الحسّاس له زاوية ميلان تساوي -13.8° على المحور y.



الشكل 4.29 الزاوية Pitch المخمنة من حسّاس ال Accelerometer

من الشكل 4.30 من الملاحظ أنه ورغم الضجيج الكبير المحمّل على الإشارة المقاومة باستخدام ال Accelerometer فإنّ الإشارة تحمل معلومات جيدة عن زاوية الميلان وهذا السبب الذي من أجله تم اعتبار قراءة حسّاس التسارع قراءة مرجعية في عملية التخمين.

الشكل 4.31 قيمة الزاوية المخمنة باستخدام خوارزمية KF.



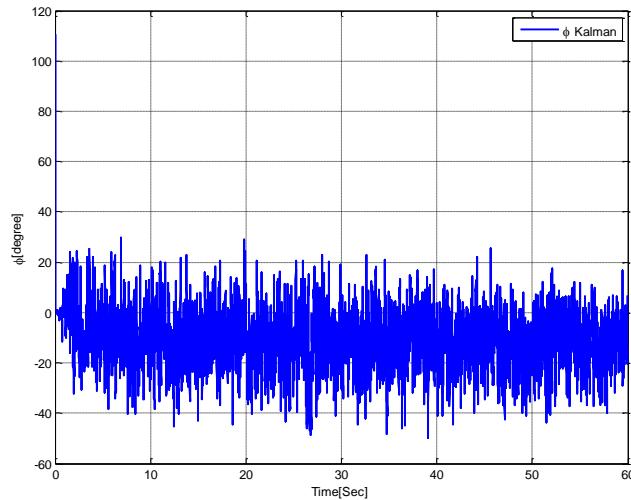
الشكل 4.31 الزاوية Pitch المخمنة باستخدام Kalman

إن بيئه عمل الحسّاسات في الطائرة تعد من بيئات العمل السيئة وذلك لأن الضجيج الميكانيكي (الاهتزاز)

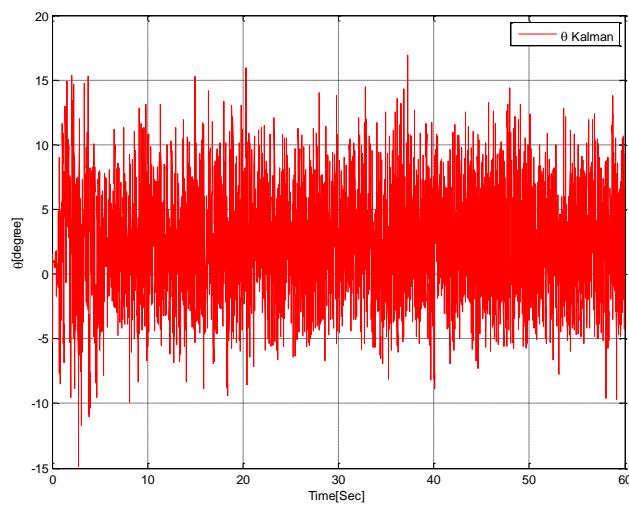
الناتج عن الحركات سينتقل خلال جسم الطائرة إلى الحسّاسات المثبتة على جسم الطائرة مما يؤدي لتحميل إشارات

الحسّاسات ضجيج إضافي وخاصة حسّاس التسارع فهو يتأثر بشكل كبير بالاهتزازات. الأشكال الثلاثة التالية تبيّن

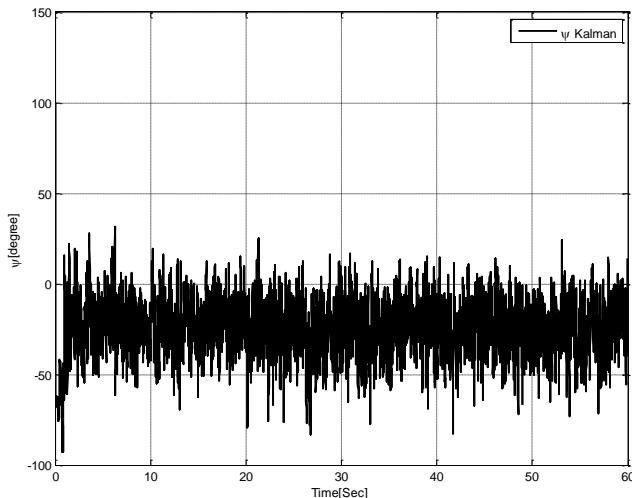
تأثير دوران الحركات على قيمة الإشارة المخمنة.



الشكل 4.32 الزاوية Roll المخمنة باستخدام Kalman بوجود اهتزازات الحركات



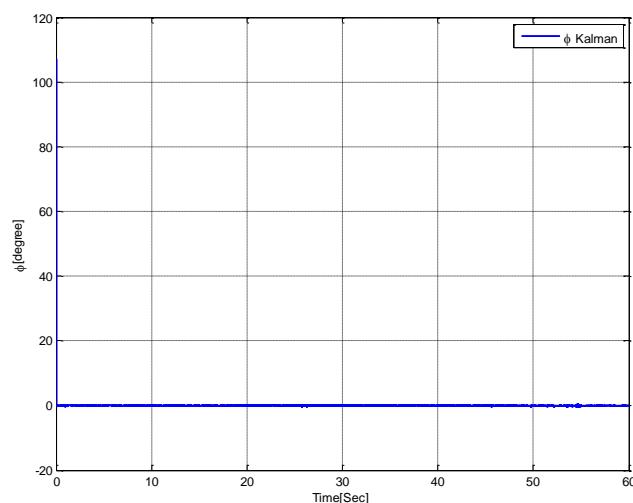
الشكل 4.33 الزاوية Pitch المخمنة باستخدام Kalman بوجود اهتزازات المحركات



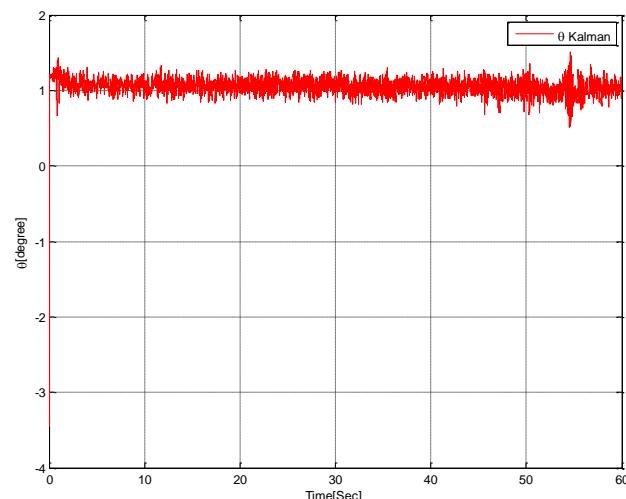
الشكل 4.34 الزاوية Yaw المخمنة باستخدام Kalman بوجود اهتزازات المحركات

إن الاهتزاز الناتج عن دوران المحركات يحمل الإشارة ضجيج ذو تردد مرتفع لذلك تم تفعيل مرشح التمرين

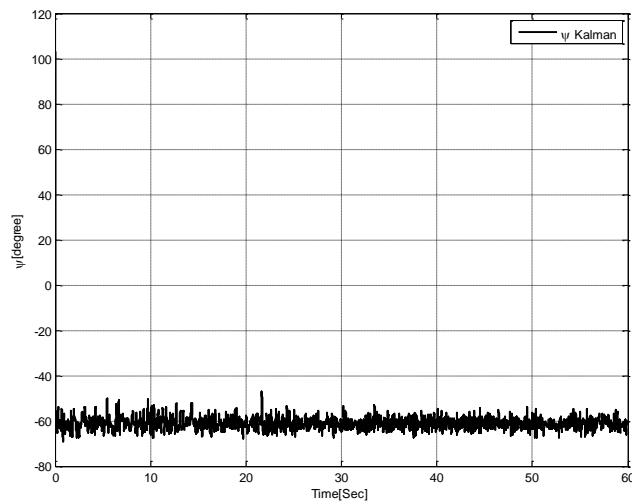
المتحفظ الموجود في الحساس MPU6050 وتبين الأشكال الثلاثة التالية الإشارة المخمنة بعد تفعيل المرشح.



الشكل 4.35 الزاوية Roll المخمنة باستخدام Kalman بوجود اهتزازات المركبات بعد إضافة DLPF



الشكل 4.36 الزاوية Pitch المخمنة باستخدام Kalman بوجود اهتزازات المركبات بعد إضافة DLPF



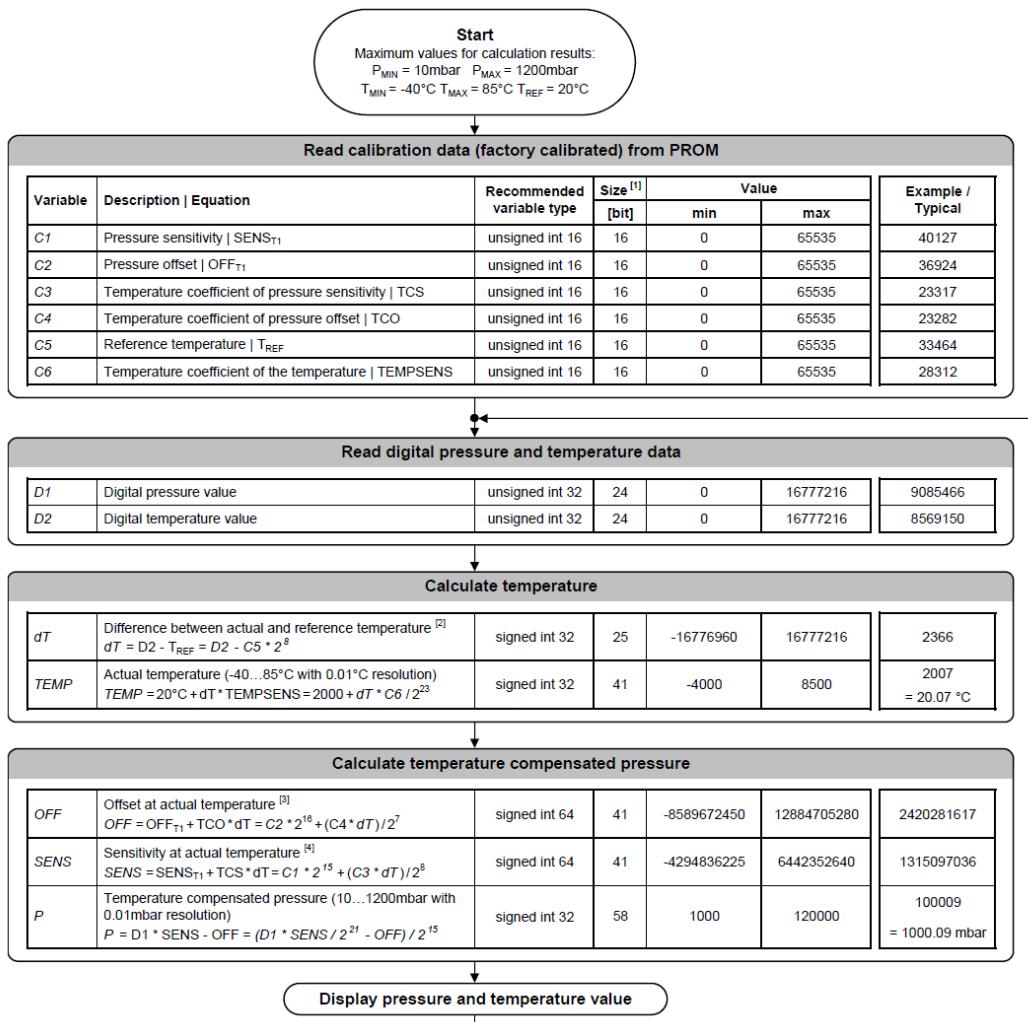
الشكل 4.37 الزاوية Yaw المختنة باستخدام Kalman بوجود اهتزازات الحركات بعد اضافة DLPF

MS5611-01BA01 7.4

يمكن استخدام هذا الحسّاس كحسّاس لارتفاع أو Barometer، تقدّر دقة الحسّاس لارتفاع 10cm،

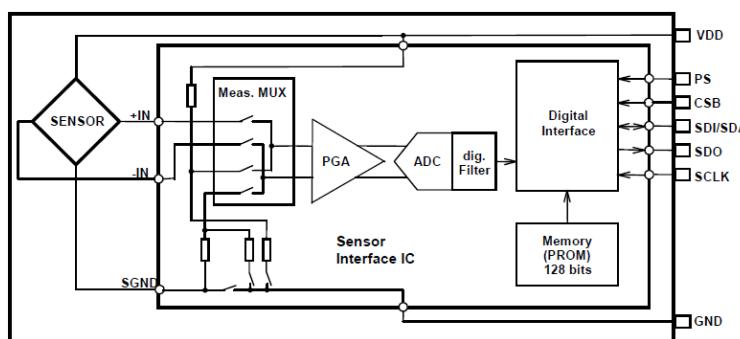
يتضمّن Module الحسّاس، حسّاس ضغط ذو ميزة عالية الخطّية، ومبدل ADC24bit ultra low power بعامل ربح قابل للضبط، يسمح بال Operation mode للمستخدم بتحديد سرعة عملية التبديل ومقدار استهلاك التيار.

عنصر التحسّس هو Piezo Resistive.



الشكل 4.38 المخطط التدفقي الموضح خوارزمية معابرة تأثير درجة الحرارة على حساس الضغط

الشكل 4.38 يوضح الخوارزمية المقترنة من الشركة المصممة للحساس للحصول على قراءات صحيحة للارتفاع.



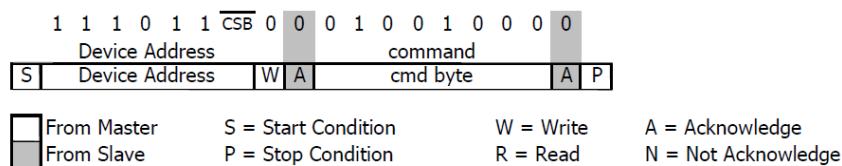
الشكل 4.39 المخطط الصندوقي للحساس MS5611

	Command byte								hex value
Bit number	0	1	2	3	4	5	6	7	
Bit name	PR M	COV	-	Typ	Ad2/ Os2	Ad1/ Os1	Ad0/ Os0	Stop	
Command									
Reset	0	0	0	1	1	1	1	0	0x1E
Convert D1 (OSR=256)	0	1	0	0	0	0	0	0	0x40
Convert D1 (OSR=512)	0	1	0	0	0	0	1	0	0x42
Convert D1 (OSR=1024)	0	1	0	0	0	1	0	0	0x44
Convert D1 (OSR=2048)	0	1	0	0	0	1	1	0	0x46
Convert D1 (OSR=4096)	0	1	0	0	1	0	0	0	0x48
Convert D2 (OSR=256)	0	1	0	1	0	0	0	0	0x50
Convert D2 (OSR=512)	0	1	0	1	0	0	1	0	0x52
Convert D2 (OSR=1024)	0	1	0	1	0	1	0	0	0x54
Convert D2 (OSR=2048)	0	1	0	1	0	1	1	0	0x56
Convert D2 (OSR=4096)	0	1	0	1	1	0	0	0	0x58
ADC Read	0	0	0	0	0	0	0	0	0x00
PROM Read	1	0	1	0	Ad2	Ad1	Ad0	0	0xA0 to 0xAE

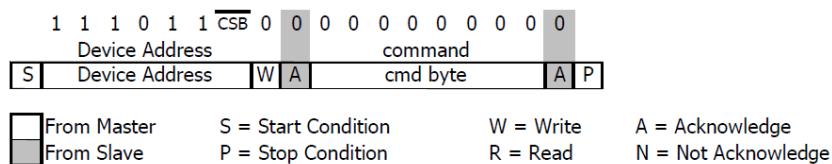
الشكل 4.40 جدول بالأوامر التي تقدم للحساس عن طريق الـ I2C

يبيّن الشكل 4.41 مثال عن رسالة تخطاب بين الـ Master والـ Slave باستخدام I2C حيث يكون الحساس

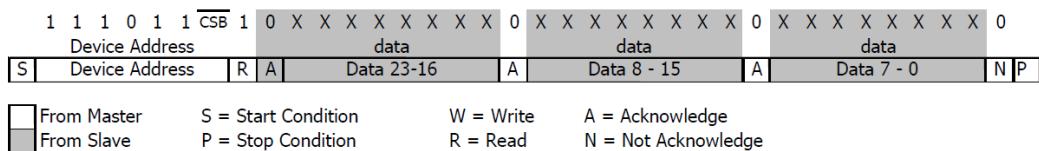
بشكل دائم.



الشكل 4.41 الأمر المقدم للحساس للبدء بعملية التبديل لقياس الضغط وفق قيم المسجلات (OSR=4096, type=D1)

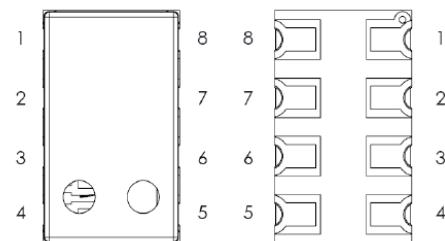


الشكل 4.42 طور القراءة من ADC



الشكل 4.43 الإجابة المقدمة من الحساس للمعاج

Pin	Name	Type	Function
1	VDD	P	Positive supply voltage
2	PS	I	Protocol select PS high (VDD) → I ² C PS low (GND) → SPI
3	GND	G	Ground
4	CSB	I	Chip select (active low), internal connection
5	SDO	O	Serial data output
7	SDI / SDA	I / IO	Serial data input / I ² C data IO
8	SCLK	I	Serial data clock



الشكل 4.44 جدول تعريفي لأقطاب الحساس

تم استخدام هذا الحساس في نظام الطائرة لحساب الارتفاع عن طريق قياس الضغط ودرجة الحرارة وذلك بتطبيق

المعادلة [4.54].

$$h = \frac{\left(\left(\frac{P_0}{P}\right)^{\frac{1}{5.257}} - 1\right) \times (T + 273.15)}{0.0065} \quad [4.54]$$

حيث:

تتمثل قيمة الضغط عند سطح البحر. P_0

الضغط المقاس من قبل الحساس. P

درجة الحرارة المئوية المقاسة. T

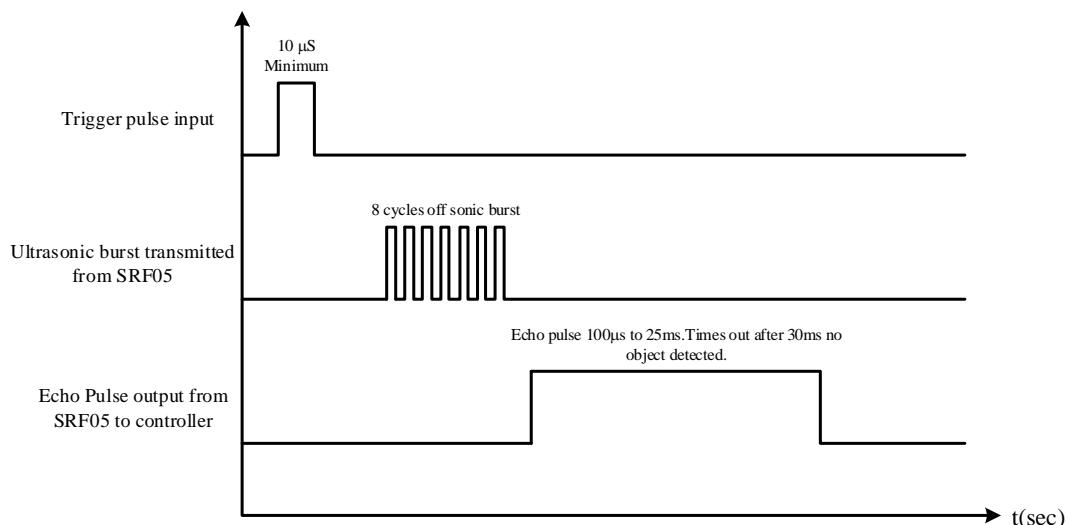
هذه المعادلة تعطي نتائج صحيحة حتى ارتفاع 11km، حيث في الارتفاعات الأعلى من ذلك يزداد تأثير

درجة الحرارة على الارتفاع.

SRF05 (Ultrasound Sensor) 8.4



الشكل 4.45 الحساس 4.45



الشكل 4.46 المخطط الزمني للحساس SRF05

حساب البعد عن أقرب جسم يتم بتأمين نبضة قذح للحساس مدة $10\mu\text{s}$ ، سيقوم الحساس بتوليد ثمان موجات

Ultrasound بتردد 40kHz ، يقوم بتغيير وضع Echo output ليصبح واحد منطقي، والانتظار حتى ارتداد الإشارة.

في حال ارتدت إشارة يقوم بتغيير حالة الخرج لتعود صفر منطقي، وفي حال لم تردد أي إشارة سيتم إعادة الخرج للصفر المنطقي بعد 30ms ، يتم حساب المسافة من خلال الزمن المقضي لارتداد الموجة.

Barometer & Ultrasound Fusion Sensor 9.4

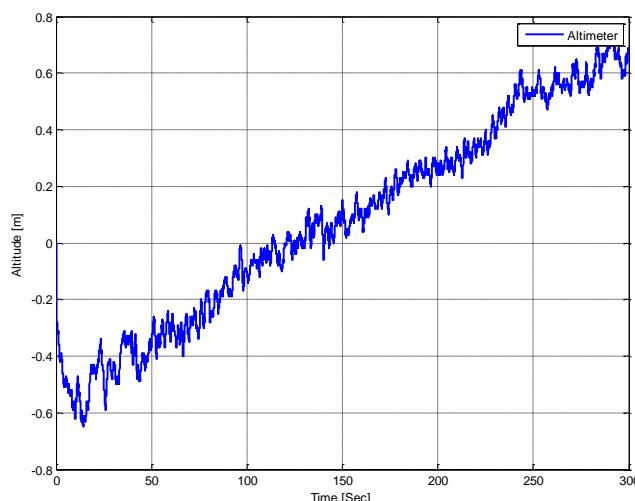
إن حسّاس الـ Barometer يعاني من تأثيره الشديد بكل من الحرارة، الرطوبة والإضاءة، كما هو مبيّن في الشكل

1.45، لذلك لا يمكن الاعتماد على المعلومات القادمة منه في حلقة التغذية العكسيّة، كما أنّ حسّاس الـ

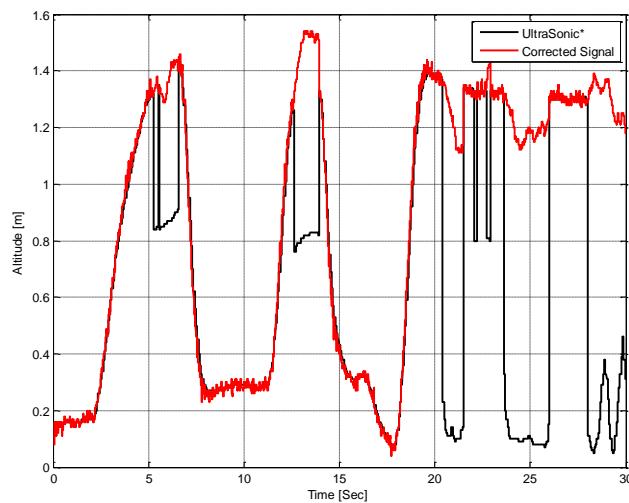
Ultrasound له العديد من المشاكل، حيث يتأثّر بالوسط المحيط من حيث الانكسارات في موجة الصوت، كما وأنّه

يقيس البعد الوسطي، أيضًا هناك التردد المنخفض للمعلومة المأخوذة من الحسّاس، لذلك تمّ دمج قراءات الحسّاسين

بالاعتماد على قواعد خبرة تمّ بناؤها بحيث يتم التخلص من مشاكل الحسّاسين.



الشكل 4.47 إشارة الـ Barometer عند وضع مستقر وثبت عند سطح الأرض



الشكل 4.48 الإشارة المصححة وإشارة الـ **Ultrasound**

من الشكل 4.48 يلاحظ أن الخطأ الناتج عن آلـ Barometer تم التخلص منه تماماً كما أن الإشارة لا تتأثر

بالقراءات الخاطئة للـ **Ultrasound** نتيجة ظهور عائق في وجه الحساس.

الفصل الخامس

النتائج العملية

1.5 مقدمة

في السنوات العشر الماضية، اهتمت العديد من الأبحاث بموضوع نمذجة الـ Quadcopter والتحكم بها، إذ تم استخدام متحكمات عديدة لهذا الغرض (خطية أو غير خطية).

استخدمت متحكمات الـ PID التقليدية بسبب بساطتها وسهولة بنائها، وقورن أداء النظام المتحكم به مع نظام متحكم به عن طريق متحكم أمثل (Optimal Controller)، ونشر هذا البحث عام 2006 من قبل Tayebi و McGilvray.

في عام 2005 تم استخدام متحكم Backstepping من نوع، الذي يتطلب عمليات حسابية كبيرة من قبل Guenard والعديد من الباحثين الآخرين.

الحصول على إشارات التغذية العكسية يكون إما من External Sensor (IMU) Onboard Sensor أو من Camera مع عمليات تخمين.

في عام 2006 استخدمت تقنيات التحكم الغامض FLC من قبل Coza و Macnab، وتم استخدام متحكمات من نوع Neural Networks من قبل Tarbouchi عام 2004.

واستخدمت طرق أخرى للتحكم، يوضح بعضها في المجدول 5.1.

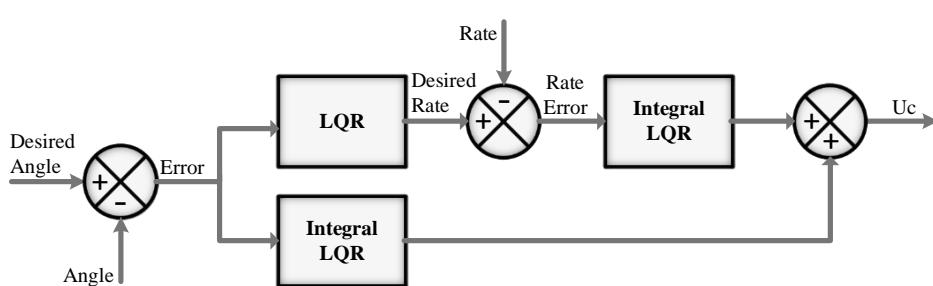
البحث	تقنية التحكم
STARMAC, Stanford university, 2005 Waslander.	Reinforcement Lrn.

OS4, EPFL, December 2006 Bouabdallah	Backstepping
Pennsylvania State University, Hanford, 2005	PI
Helio-copter, Brigham Young university Fowers, 2008	Visual feedback
HMX-4, Pennsylvania State University, 2002 Altug.	Feedbacl Lin.
Quad-Rotor UAV, University of British Columbia Chen and Huzmezan 2003	MBPC and H^∞
Quad-rotor Flying Robot, University Teknologi Malaysia Weng and Shukri 2006	PID

الجدول 5.1 أبحاث ثُمّت في مجال التحكم بال Quadcopter

متتحكمات Integral LQR 2.5

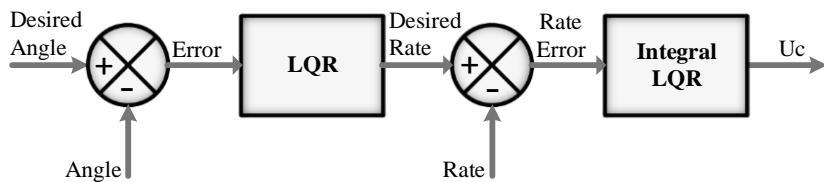
بما أنّ النموذج الديناميكي للنظام ذو لاختيّة عاليّة وبما أنّ المرغوب تطبيق التحكم في بيئه داخلية Indoor تم استخدام خوارزمية التحكم الأمثل Optimal Control Application، حيث اختير متتحكم أمثل من نوع Roll & Pitch ذو البنية المبيّنة بالشكل 5.1، وذلك للتّحكم بكل من Integral LQR



الشكل 5.1 المخطط الصندوقي الممثل لخوارزمية التحكم المستخدمة من أجل كل من ϕ و θ

حيث تم إضافة حلقة تكميلية في التغذية الأمامية لجعل استجابة النظام للقيمة المرجعية أسرع وتقليل الاهتزاز في الحالة المستقرة.

أمّا للتحكّم ب Yaw، تم استخدام Integral LQR ذو البنية المبيّنة بالشكل 5.2، حيث أنّ الفرق بين المتحكّمين في الشكل 5.1 والشكل 5.2 هو أنّ المتحكّم الأول يقوم بالمحافظة على قيمة قانون التحكّم من أجل الحفاظ على الزاوية المطلوبة (وهذا ما تقوم به الحلقة التكاملية في التغذية الأمامية)، أمّا المتحكّم في الشكل 5.2 فيقوم بتصرف قانون التحكّم عند الوصول للزاوية المطلوبة التي ينبغي على النظام أن يستقرّ عندها.



الشكل 5.2 المخطّط الصندوقي للمثّل خوارزميّة التحكّم المستخدمة من أجل ψ

يمكن كتابة المعادلات الممثلة للنظام كما في مجموعة المعادلات [5.1].

$$\begin{cases} \ddot{\phi} = a_1 \dot{\theta} \psi + b_1 \dot{\theta} \Omega_d + c_1 U_2 \\ \ddot{\theta} = a_2 \dot{\phi} \psi - b_2 \dot{\phi} \Omega_d + c_2 U_3 \\ \ddot{\psi} = a_3 \dot{\theta} \phi + c_3 U_4 \\ \ddot{x} = (C_\phi S_\theta C_\psi + S_\phi S_\psi) d_1 U_1 \\ \ddot{y} = (C_\phi S_\theta S_\psi - S_\phi C_\psi) d_1 U_1 \\ \ddot{z} = -g + (C_\phi C_\theta) d_1 U_1 \end{cases} \quad [5.1]$$

حيث أنّ:

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{I_{yy} - I_{zz}}{I_{xx}}, \quad a_2 = \frac{I_{zz} - I_{xx}}{I_{yy}}, \quad a_3 = \frac{I_{xx} - I_{yy}}{I_{zz}} \\ b_1 &= \frac{J_r}{I_{xx}}, \quad b_2 = \frac{J_r}{I_{yy}} \\ c_1 &= \frac{l}{I_{xx}}, \quad c_2 = \frac{l}{I_{yy}}, \quad c_3 = \frac{1}{I_{zz}} \\ d_1 &= \frac{1}{m} \end{aligned}$$

لإنجاز خوارزميّة التحكّم الأمثل يحبّ تقرير المعادلات [5.1] الممثلة للنظام إلى الشكل الخطّي حول نقطة العمل. ويتعرّف شعاع متحوّلات الحالة في المعادلة [5.2]، وشعاع دخل النظام الموضّح في المعادلات [5.3].

لإيجاد معادلات فضاء الحالة يتم فرض المعادلات [5.4]، ومنها يمكن الحصول على معادلات الحالة للنظام [5.5].

$$\mathbf{X} = [\phi, \dot{\phi}, \theta, \dot{\theta}, \psi, \dot{\psi}]^T \quad [5.2]$$

$$\mathbf{U} = [U_2, U_3, U_4]^T \quad [5.3]$$

$$x_1 = \phi$$

$$x_2 = \dot{\phi}$$

$$x_3 = \theta \quad [5.4]$$

$$x_4 = \dot{\theta}$$

$$x_5 = \psi$$

$$x_6 = \dot{\psi}$$

$$f(\mathbf{X}, \mathbf{U}) = \begin{bmatrix} x_2 \\ a_1 x_4 x_6 + b_1 x_4 \Omega_d + c_1 U_2 \\ x_4 \\ a_2 x_2 x_6 - b_2 x_2 \Omega_d + c_2 U_3 \\ x_6 \\ a_3 x_4 x_2 + c_3 U_4 \end{bmatrix} \quad [5.5]$$

المعادلات [5.5] هي معادلات تفاضلية غير خطية لنقريبيها للشكل الخطّي حول نقطة العمل سيتم استخدام طريقة جاكوبيان.

$$\dot{\mathbf{X}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ c_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & c_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & c_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_2 \\ U_3 \\ U_4 \end{bmatrix} \quad [5.6]$$

تم تقسيم النظام إلى ثلاثة أقسام منفصلة لأنّه يمكن اعتبار أن كل نظام هو نظام حركي مستقل بسبب عدم وجود ارتباط بين متغيرات الحالة المختلفة عند تحويل النظام إلى نظام خطّي.

المعادلة [5.7] هي معادلة فضاء الحالة الممثلة للقسم الأول من النظام (الزاوية Roll).

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ c_1 \end{bmatrix} U_2 \quad [5.7]$$

المعادلة [5.7] يجب أن توسيع لحساب ثوابت المتحكم المرغوب (الموضح في الشكل 5.1)، وبالتالي تم الحصول على المعادلة [5.8].

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{\xi}_1 \\ \dot{\xi}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \xi_1 \\ \xi_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ c_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} U_2 \quad [5.8]$$

أثنا قيم ثوابت المصفوفات Q و R فهي موضحة في المصفوفات [5.9]، حيث عند توليف هذه الثوابت ظهرت مشكلة الـ Singularity بسبب الأصفار الكثيرة في المصفوفة الديناميكية A الممثلة للنظام الجزئي، وتم التخلص من هذه المشكلة عن طريق إضافة مصفوفة عشوائية Random بقيم صغيرة إلى المصفوفة الديناميكية A .

$$Q_\phi = \begin{bmatrix} 170 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 320 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.01 \end{bmatrix}, R_\phi = [100] \quad [5.9]$$

وبالتالي تم الحصول على ثوابت المتحكمات الموضحة في المصفوفة [5.10].

$$K_\phi = [1.0333 \ 0.447 \ -1.791 \ -0.7841] \quad [5.10]$$

وبشكل مشابه للقسم الأول للنظام فإن المعادلات المماثلة للقسم الثاني من النظام (الزاوية Pitch) هي المعادلات [5.11]، [5.12]، [5.13] و [5.14]، وكما تم الذكر مسبقاً فإنّ نمط المتحكّم المستخدم هو المتحكّم المماثل في الشكل

.5.1

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ c_2 \end{bmatrix} U_3 \quad [5.11]$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \\ \dot{\xi}_3 \\ \dot{\xi}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_3 \\ x_4 \\ \xi_3 \\ \xi_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ c_2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} U_3 \quad [5.12]$$

$$\mathbf{Q}_\theta = \begin{bmatrix} 170 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 320 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.001 \end{bmatrix}, \mathbf{R}_\theta = [100] \quad [5.13]$$

$$\mathbf{K}_\theta = [1.0333 \quad 0.447 \quad -1.791 \quad -0.7841] \quad [5.14]$$

أيضاً القسم الثالث من النظام (الزاوية Yaw) فقد تم استخدام المتحكّم الموضّح في الشكل 5.2 ومعادلات هذا

القسم هي المعادلة [5.15].

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_5 \\ \dot{x}_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_5 \\ x_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ c_3 \end{bmatrix} U_4 \quad [5.15]$$

بتوسيع المعادلة [5.15] لتطبيق المتحكّم الموضّح في الشكل 5.2 يمكن الحصول على المعادلة [5.16] الموسّعة للنظام.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_5 \\ \dot{x}_6 \\ \dot{\xi}_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_5 \\ x_6 \\ \xi_5 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ c_3 \\ 0 \end{bmatrix} U_4 \quad [5.16]$$

قيم ثوابت المصفوفات موضحة في [5.17] و[5.18].

$$\mathbf{Q}_{\psi} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1.1 & 0 \\ 0 & 0 & 0.0001 \end{bmatrix}, \mathbf{R}_{\psi} = [2.5] \quad [5.17]$$

$$\mathbf{K}_{\psi} = [0.8421 \ 0.6872 \ -0.2067] \quad [5.18]$$

تم تطبيق قيم الثوابت المحسوبة بطريقة الـ LQR على كل من النظام المبني بلغة الـ C-code في برنامج

الـ MATLAB.

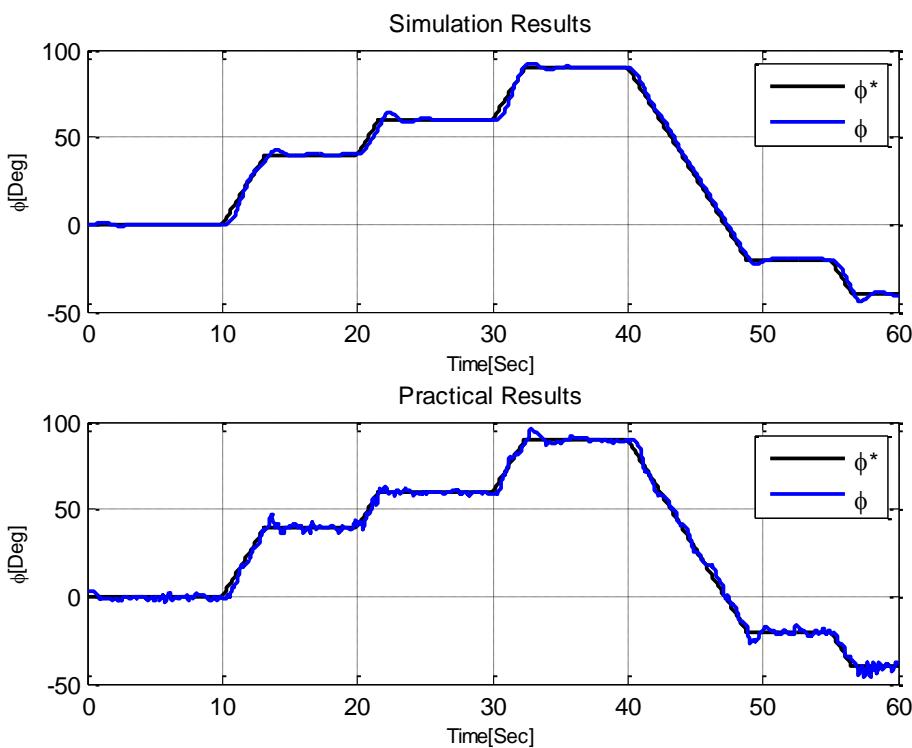
يُظهر الشكل 5.3 نظام التحكم بتوازن الطائرة على مستوى الـ Body Frame، وبالنسبة للأربطة الصفراء فهي عبارة عن إجراء للحماية فقط كون الاختبار يتم في بيئة داخلية ولم يتم بعد التحكم بدرجات الحرية الانسحابية x ، y و z ، ولا علاقة لها في مسألة التوازن.



الشكل 5.3 النظام الحقيقي الذي تم تطبيق خوارزميات التحكم عليه.

الأشكال من 5.4 وحتى 5.12 تمثل مقارنة كل من الاستجابة الحقيقية واستجابة النظام الممثل رياضياً ببرنامج الـ

.MATLAB



الشكل 5.4 إشارة الزاوية المرجعية مع الإشارة المقاسة Roll

الشكل 5.4 في قسم المحاكاة يلاحظ ملاحقة الإشارة المقاسة للإشارة الحقيقية مع وجود Overshoot صغيرة

يمكن القبول بما في هذا النظام، وانطباق الإشارة المقاسة على الإشارة الحقيقية بعد فاصل زمني صغير.

والاستجابة العملية تكون قريبة بشكل كبير من الاستجابة النظرية لكن مع اختلاف صغير، حيث يوجد اهتزازات

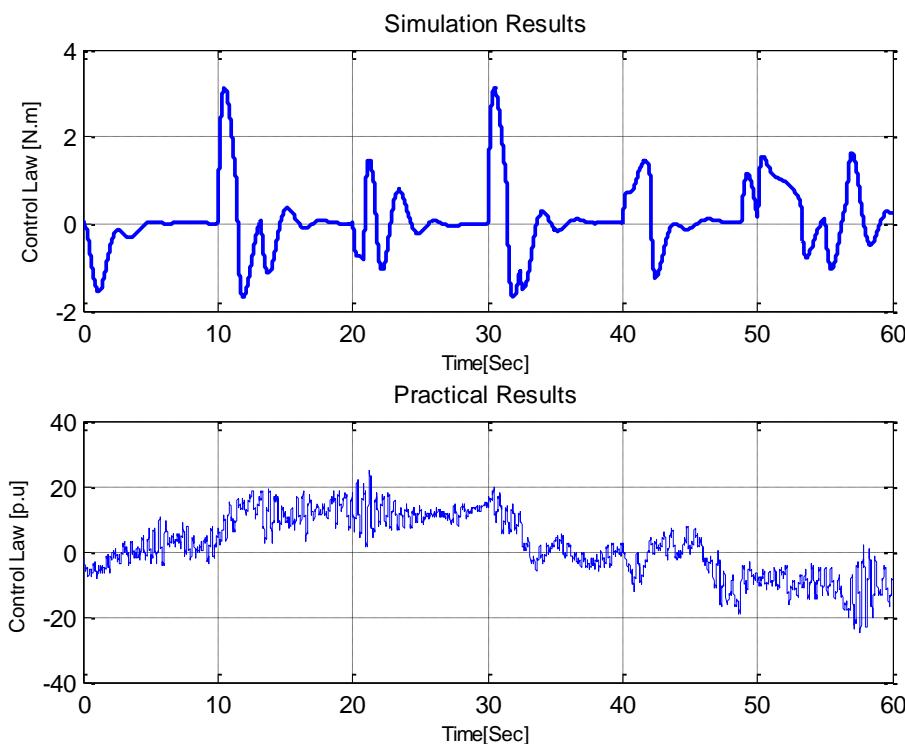
حول نقطة العمل، وهذه الاهتزازات سببها عدم خطية النظام وعدم خطية المحركات (BLDC)، بالإضافة للضجيج

الناتج عن اهتزاز المحركات والذي يؤثر بشكل كبير على قراءات الحساسات والذي من الصعب التخلص منه باستخدام

Moving المرشحات، حيث كما تم الذكر في فصل الحساسات فقد تم استخدام Digital LPF، وتليه مرحلة ترشيح بـ

Average Filter بطول 16 عينة واستخدام محمد ميكانيكي لمنع انتقال اهتزاز المحركات إلى الحساسات، ومع ذلك

فمن الصعب إلغاء تأثير هذه الظاهرة بشكل كامل.



الشكل 5.5 قانون التحكم المطبق للتحكم بالزاوية Roll

الشكل 5.5 يمثل قانون التحكم المطبق للتحكم بالزاوية Roll، في استجابة المحاكاة تم ملاحظة أن قانون التحكم يعود للصفر عند وصول الزاوية Roll إلى الموضع المطلوب، ولكن عملياً فإن هذا غير صحيح حيث يتطلب من المتحكم المحافظة على قيمة قانون التحكم ثابتة من أجل المحافظة على الموضع ثابت، وعودة قانون التحكم إلى الصفر سببها اعتبار كتلة الطائرة في مركز الجسم وعدمأخذ تأثير كتلة الذراع مع الحركات وتأثيرها في إعادة الزاوية Roll إلى الصفر عند عودة قانون التحكم إلى الصفر.

أما القسم العملي فمن الواضح أن قانون التحكم لا يعود إلى الصفر عند وصول الزاوية Roll إلى الموضع المطلوب، وبالمقارنة بين الإشارتين يمكن ملاحظة وجود اختلاف في الوحدات بين الإشارتين حيث أن إشارة المحاكاة واحدتها هي N.m بسبب عدم تمثيل محرك الـ (BLDC) في النظام. أما في النظام الحقيقي فواحدتها هي μSec ومتى المضاف لفتح الترانزستورات في الـ Driver من أجل زيادة سرعة الحركات كما هو واضح في المعادلتين [5.19] و[5.21] حيث أن قانون التحكم المسؤول عن التحكم بالزاوية Roll هو $Uc2$.

$$Pwm1 = Uc1 + Uc2 + Uc4$$

[5.19]

$$Pwm2 = Uc1 + Uc3 - Uc4$$

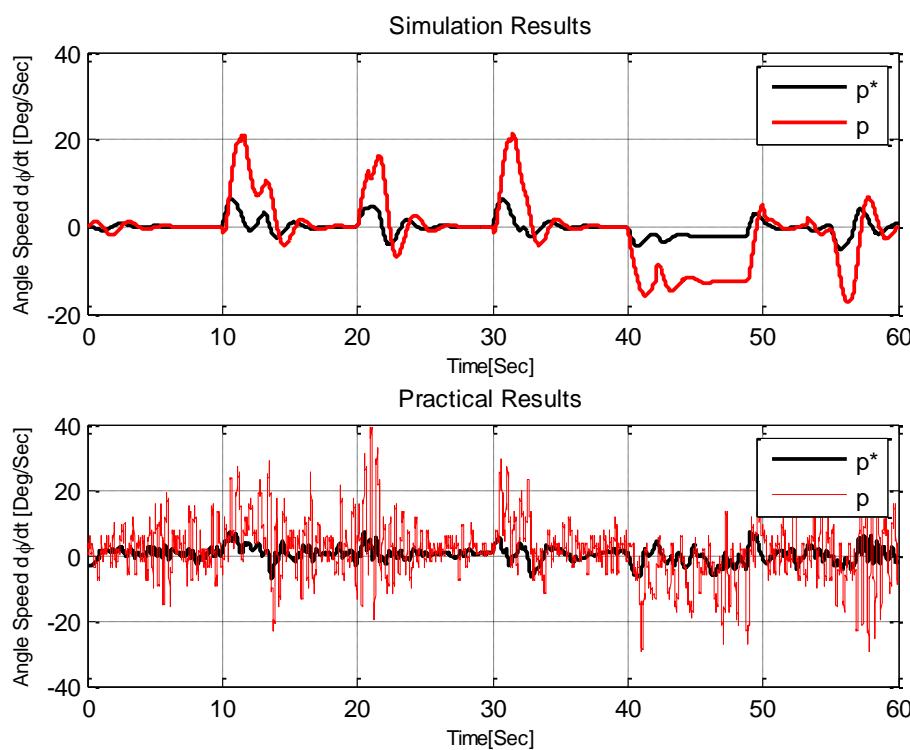
[5.20]

$$Pwm3 = Uc1 - Uc2 + Uc4$$

[5.21]

$$Pwm1 = Uc1 - Uc3 - Uc4$$

[5.22]

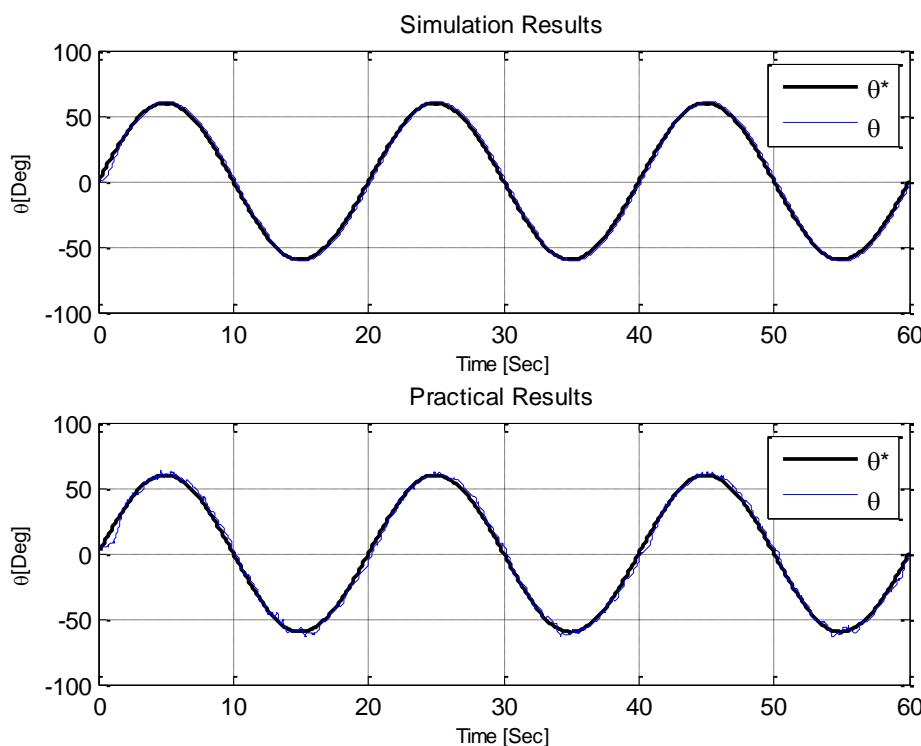


الشكل 5.6 السرعة الزاوية المرجعية والمقاسة للزاوية Roll

الشكل 5.6 يبيّن السرعة الزاوية للزاوية Roll حيث الإشارة باللون الأسود تمثّل الإشارة المرجعية والإشارة باللون

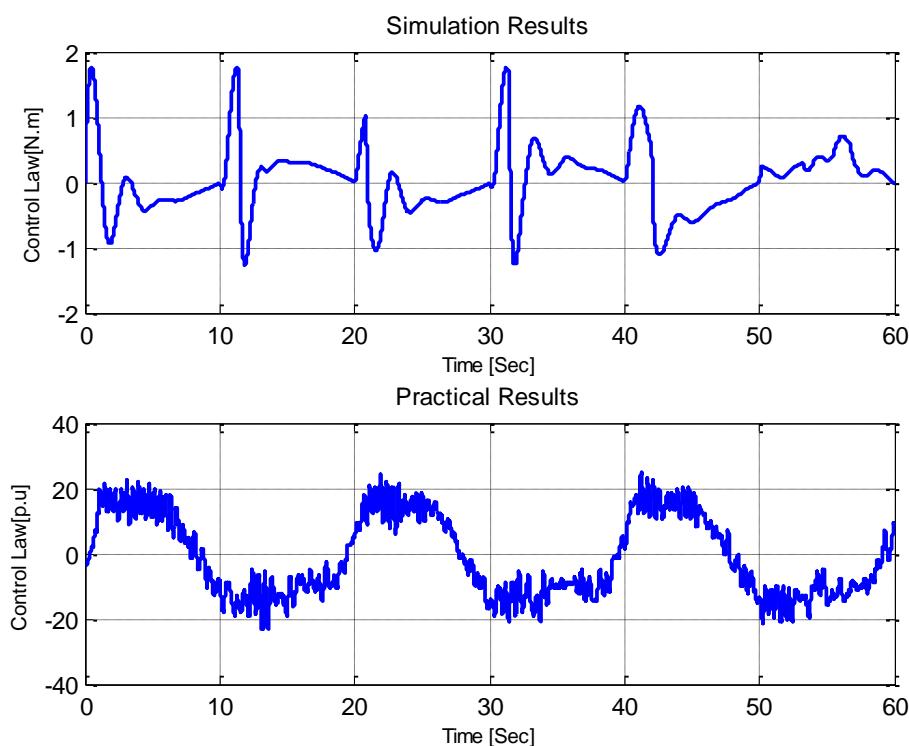
الأحمر تمثّل الإشارة المقاسة. من نتائج المحاكاة يمكن ملاحظة ملاحة إشارة السرعة الزاوية المقاسة للإشارة المرجعية. أمّا

النتائج العملية فتظهر وجود اهتزازات في إشارة السرعة الزاوية المقاسة بشكل أكبر من الاهتزازات في الزاوية حيث تم تطبيق Digital LPF فقط على السرعة الزاوية ولم يتم تطبيق Moving Average Filter من أجل اختصار من زمن المعالجة.



الشكل 5.7 إشارة الزاوية المرجعية مع الإشارة المقاسة Pitch

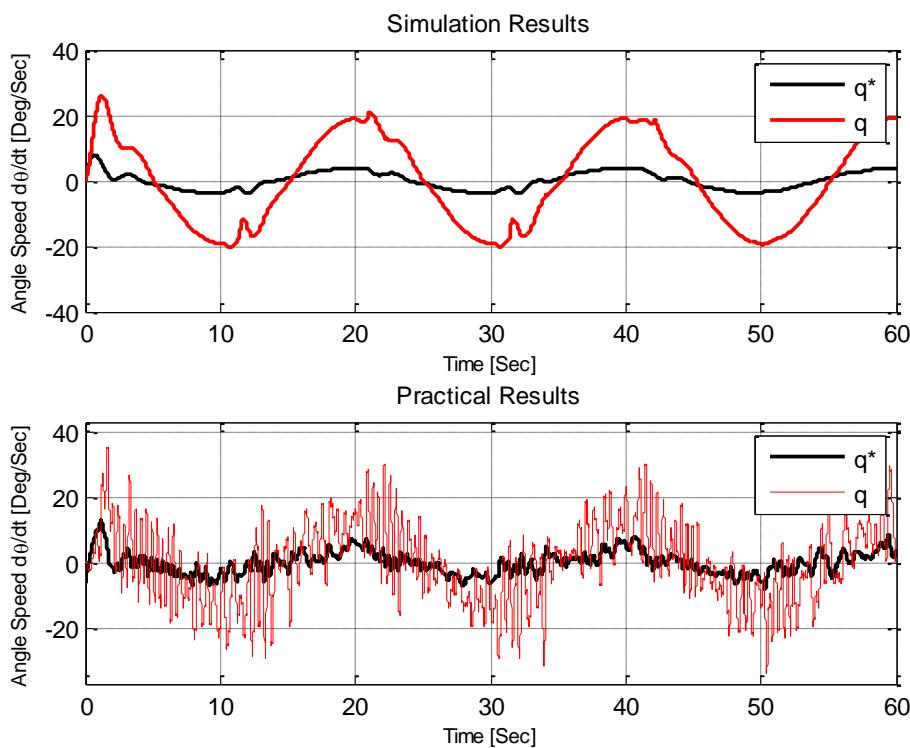
من الشكل 5.7 تم تطبيق إشارة مرجعية جيبية بمطال 60 درجة للزاوية Pitch ويمكن ملاحظة ملاحة الإشارة المقاسة للإشارة الحقيقية بانطباق شبه كامل. أمّا في النتائج الحقيقة فيمكن ملاحظة وجود بعض الاهتزازات للأسباب التي تم ذكرها في مناقشة النتائج العملية في الشكل 5.4.



الشكل 5.8 قانون التحكم المطبق للتحكم بالزاوية Pitch

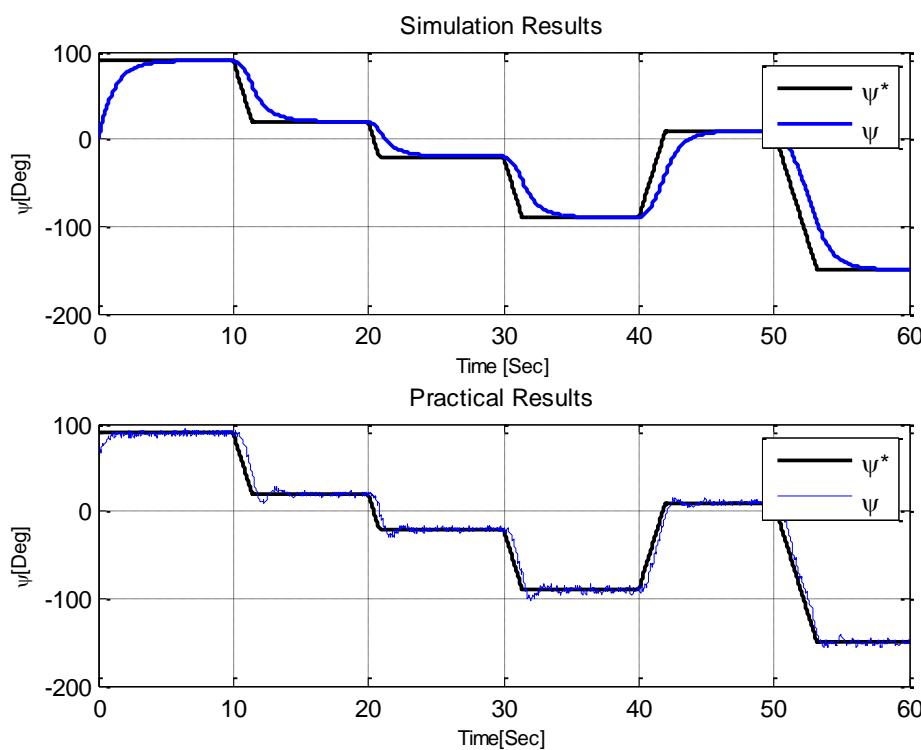
الشكل 5.8، القسم النظري يوضح قانون التحكم المطبق من أجل التحكم بالزاوية Pitch. القسم العملي يوضح قانون التحكم بواحدة الزمن حيث تم مناقشة سبب اختلاف الوحدات واختلاف قانون التحكم المطبق في مناقشة الشكل 5.5.

من المعادلتين [5.20] و [5.22] يمكن ملاحظة أن قانون التحكم المسؤول عن التحكم بالزاوية Pitch هو U_{C3} .



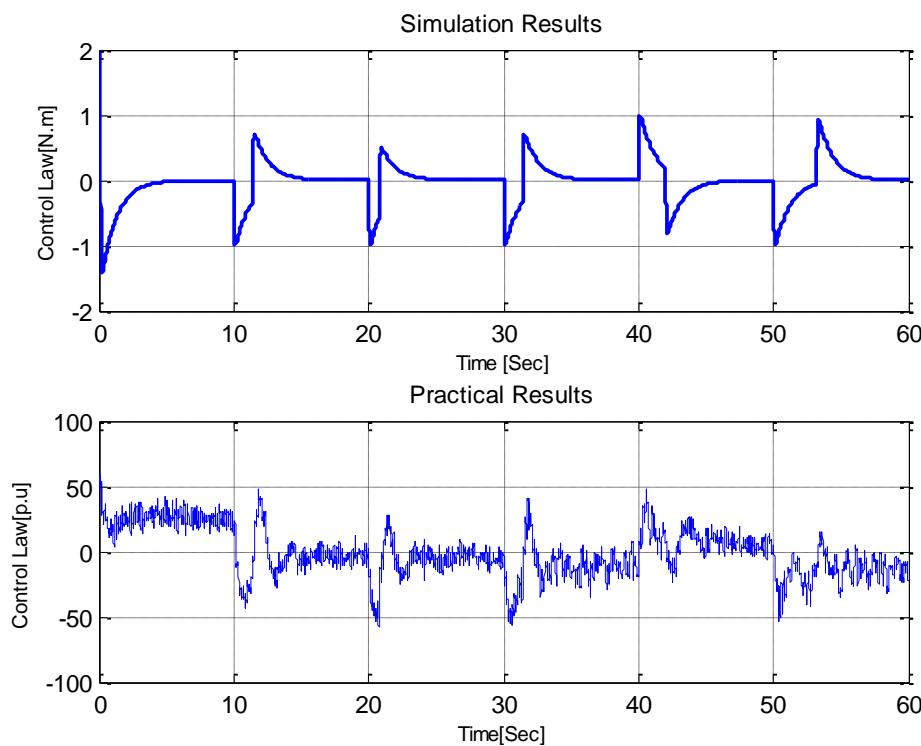
الشكل 5.9 السرعة الزاوية المرجعية والمقاسة للزاوية Pitch

الشكل 5.9 يوضح كل من الإشارات المرجعية والمقاسة للسرعة الزاوية للزاوية Pitch للكل من النظام الحقيقي والنظام المنمذج في برنامج الـ MATLAB. حيث أن الاهتزازات الظاهرة في النتائج العملية تم مناقشتها في الحديث عن النتائج في الشكل 5.6.



الشكل 5.10 إشارة الزاوية المرجعية مع الإشارة المقاسة Yaw

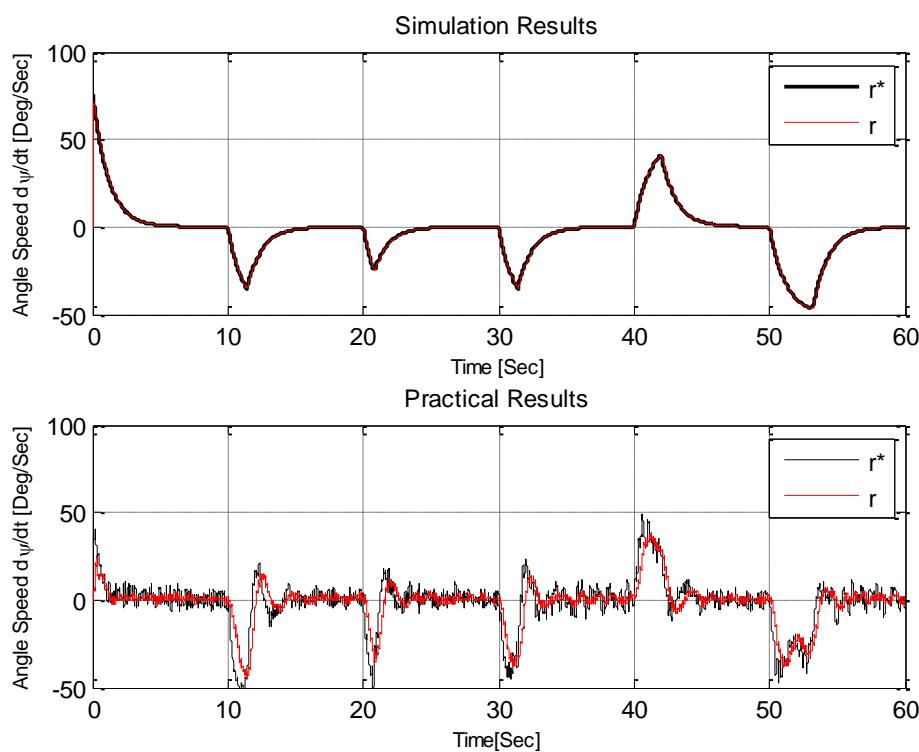
الشكل 5.10 يوضح استجابة الزاوية Yaw في النظام للإشارة المرجعية الموضحة في اللون الأسود. تم مناقشة الاهتزازات الظاهرة في الإشارة المقاسة للنظام الحقيقى في مناقشة الإشارات في الشكل 5.4.



الشكل 5.11 قانون التحكم المطبق للتحكم بالزاوية Yaw

الشكل 5.11 القسم النظري يوضح قانون التحكم المطبق من أجل التحكم بالزاوية Yaw. القسم العملي يوضح قانون التحكم بواحدة الزمن، حيث تم مناقشة اختلاف الوحدات في مناقشة الشكل 1.5 النقطة A بالنسبة للجميلتين الإلحاديتين، يمكن ملاحظة التقارب الكبير في كل من قانوني التحكم لنتائج المحاكاة والنتائج العملية، حيث يمكن ملاحظة عودة قانون التحكم إلى الصفر عند وصول الزاوية Yaw إلى الموضع المطلوب، حيث تقوم الطائرة بالاستقرار عند موضع الدوران حول z التي تكون عنده عندما يكون قانون التحكم يساوي الصفر.

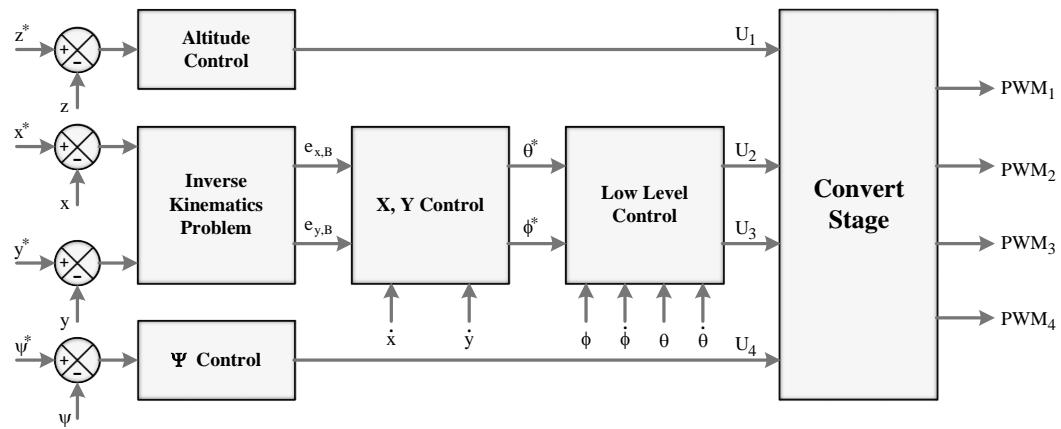
من المعادلات [5.19] و[5.20] و[5.21] و[5.22] يمكن ملاحظة أن قانون التحكم المسؤول عن التحكم بالزاوية .Uc4 هو Yaw



الشكل 5.12 السرعة الزاوية المرجعية والمقاسة للزاوية Yaw

الشكل 5.12 السرعة الزاوية المرجعية والمقاسة للزاوية Yaw يوضح استجابة السرعة الزاوية لحلقة التحكم الداخلية

للزاوية Yaw ويمكن ملاحظة التقارب الكبير بين النتائج العملية ونتائج المحاكاة.



الشكل 5.13 المخطط الصندوقى للتحكم بالQuadcopter

تعبر كافة النتائج التي تم عرضها في هذا الفصل عن التحكم بزوايا التوجيه من أجل التحكم بدرجات الحرية الانسحابيتين x و y ي يجب نقل إشارة الخطأ من جملة الإحداثيات الثابتة إلى جملة إحداثيات الجسم كما ذكر في الفصل الثاني من هذا البحث الشكل 2.19، والمخطط الصندوقي للتحكم بالنظام موضح في الشكل 5.12.

للتحكم بدرجات الحرية الانسحابية يجب التحكم بمتغيرات الحالة الموضحة في العلاقة [5.23].

$$\mathbf{X} = [x, \dot{x}, y, \dot{y}, z, \dot{z}]^T \quad [5.23]$$

$$\mathbf{U} = U_1 \quad [5.24]$$

باتباع الفرضيات في [5.25] يتم الحصول على معادلات الحالة الممثّلة للنظام [5.26]، وتحويلها للشكل الخطّي باستخدام طريقة جاكوبيان (كما تم الشرح في الفصل الثاني) يتم الحصول على المعادلات [5.27].

$$x_1 = x$$

$$x_2 = \dot{x}$$

$$x_3 = y$$

[5.25]

$$x_4 = \dot{y}$$

$$x_5 = z$$

$$x_6 = \dot{z}$$

$$f(\mathbf{X}, \mathbf{U}) = \begin{bmatrix} x_2 \\ (C_\phi S_\theta C_\psi + S_\phi S_\psi) \frac{1}{m} U_1 \\ x_4 \\ (C_\phi S_\theta S_\psi - S_\phi C_\psi) \frac{1}{m} U_1 \\ x_6 \\ -g + (C_\phi C_\psi) \frac{1}{m} U_1 \end{bmatrix} \quad [5.26]$$

$$\dot{\mathbf{X}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{1}{m} \end{bmatrix} U_1 \quad [5.27]$$

بسبب عدم وجود ارتباط بين مركبات شعاع متغيرات الحالة يمكن تقسيم المعادلات إلى ثلاثة أقسام المعادلات

. [5.32] و [5.30] و [5.28]

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} U_1 \quad [5.28]$$

$$\mathbf{Q}_{\dot{x}} = [1], \mathbf{R}_{\dot{x}} = [1 \ 0] \quad [5.29]$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} U_1 \quad [5.30]$$

$$\mathbf{Q}_{\dot{y}} = [1], \mathbf{R}_{\dot{y}} = [1 \ 0] \quad [5.31]$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_5 \\ \dot{x}_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_5 \\ x_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{m} \end{bmatrix} U_1 \quad [5.32]$$

للحكم بكل من x و y يتم استخدام متحكم ثوابت هذين المتتحكمين موضعين في المعادلات

Integral LQR [5.29]. بينما للتحكم z تحتاج لمتحكمين الأول من نوع LQR والآخر من نوع

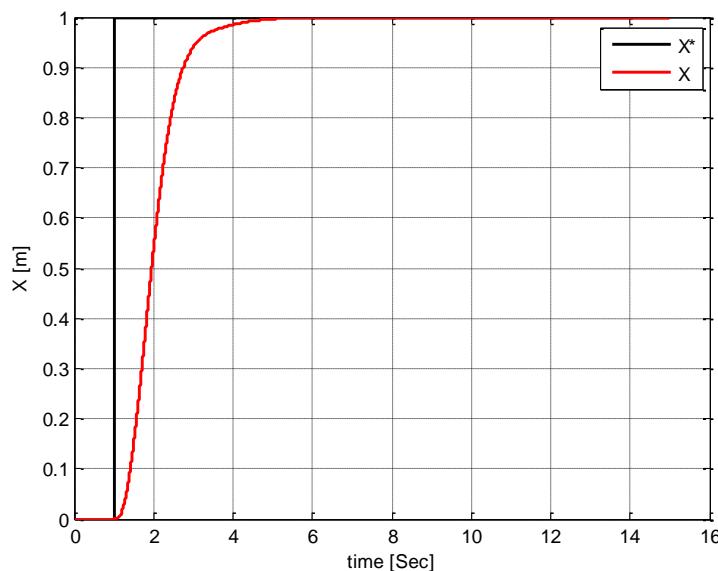
وبالتالي سيتم توسيع فضاء الحالة المعرف بـ [5.32] كما في المعادلات [5.33] والثوابت موضحة في المعادلة [5.34].

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_5 \\ \dot{x}_6 \\ \dot{\xi}_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_5 \\ x_6 \\ \xi_5 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{m} \\ 0 \end{bmatrix} U_1 \quad [5.33]$$

$$\mathbf{Q}_z = \begin{bmatrix} 0.1 & 0 & 0 \\ 0 & 1500 & 0 \\ 0 & 0 & 3.5 \end{bmatrix}, \mathbf{R}_z = [20] \quad [5.34]$$

بعد تطبيق المتحكم الأمثل على النموذج الرياضي للنظام تم الحصول على الاستجابات الموضحة في الأشكال

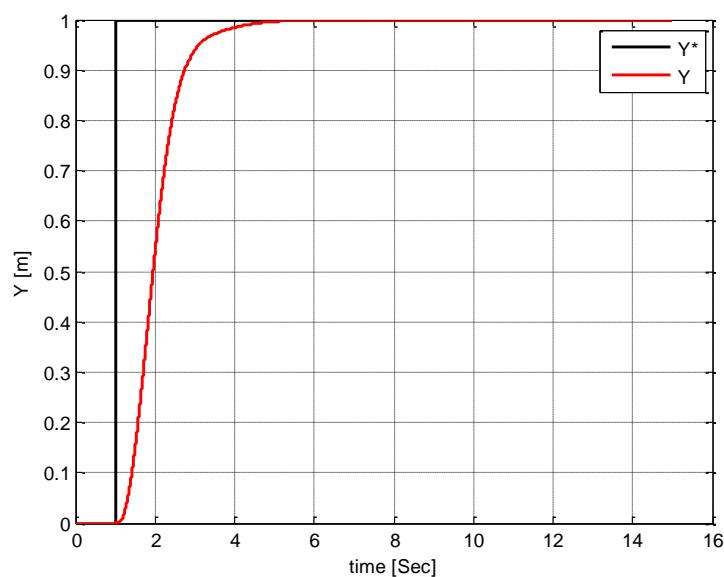
.5.16 و 5.15 و 5.14



الشكل 5.14 استجابة النظام للتحكم بالموقع (Optimal Control) x

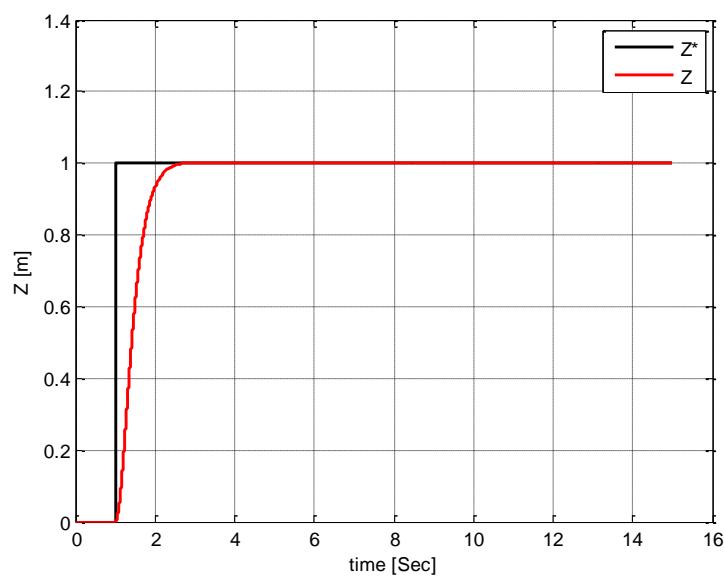
من الشكل 5.14 يمكن ملاحظة ملاحقة المطلوب على المحور x بالنسبة للجملة الثابتة (Earth)

وذلك باستخدام متحكم أمثل (Optimal Controller Frame)



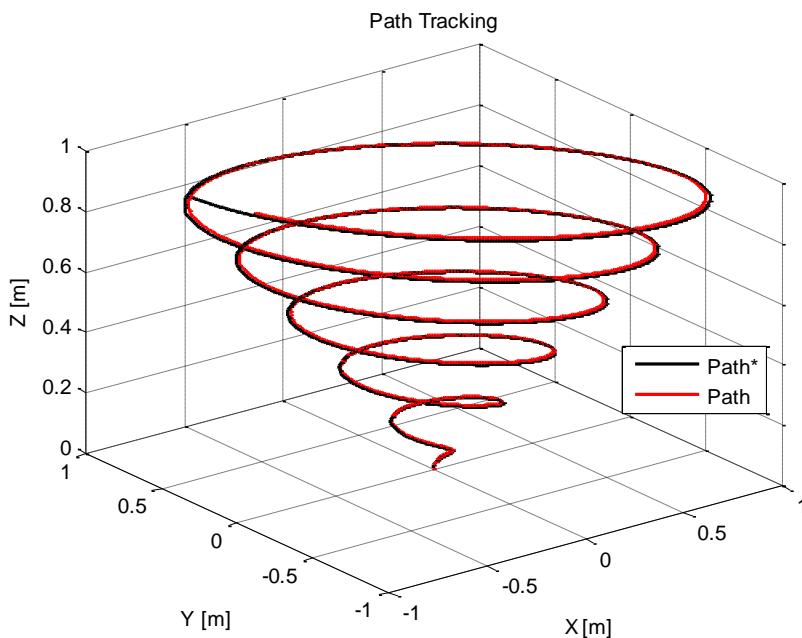
.الشكل 5.15 استجابة النظام للتحكم بالوضع y .(Optimal Control) y

الشكل 5.15 يوضح استجابة النظام لأمر التحكم بالوضع y .



.الشكل 5.16 استجابة النظام للتحكم بالارتفاع z .(Optimal Control) z

يظهر الشكل 5.16 وصول الطائرة لارتفاع 1m بزمن أقل من 2Sec وبدون Overshoot.



الشكل 5.17 ملاحة المسار في فضاء ثلاثي الأبعاد xyz لنظام متحكم به بمتتحكمات أمثلية.

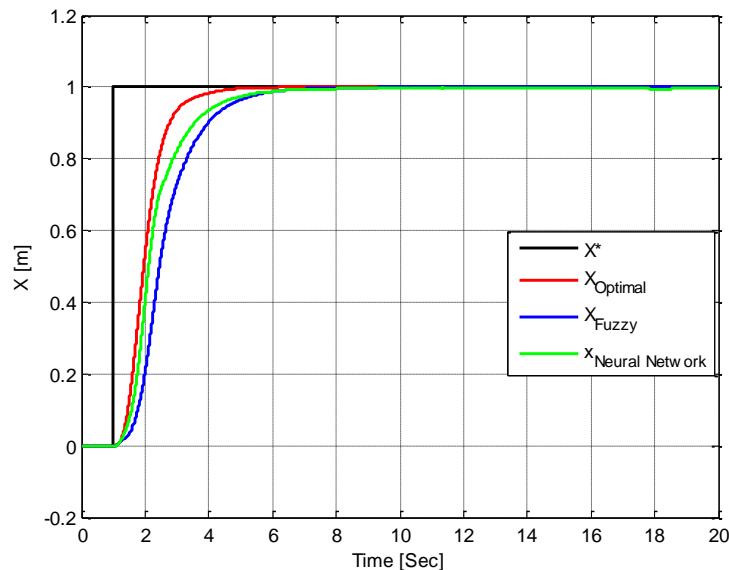
تم إعطاء مسار حلزوني كأمر في الفضاء ثلاثي الأبعاد xyz في جملة Earth Frame وهو يعتبر من المسارات المعقدة والذي يكون من الصعب على النظام ملاحته إذا لم يتم التحكم به بشكل جيد، الشكل 5.17 يوضح ملاحة النظام للمسار المرغوب وذلك باستخدام متتحكم أمثل Optimal Controller.

تم تصميم متتحكمات ذكية كما ذكر في الفصل الثالث من هذا البحث وذلك بعرض التخلص من تأثير تغير بaramترات النظام على أداء المتتحكم الأمثل.

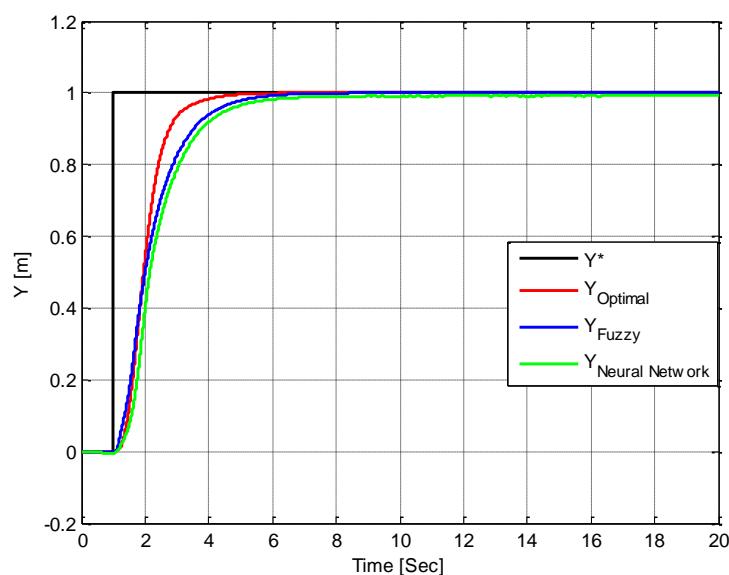
بفرض أن الطائرة قامت بحمل جسم كتلته 0.5 kg فإن استجابة النظام للمتحكمات ستحتاج إلى تغيير كما تظهر في الأشكال 5.18، 5.19 و 5.20.

الشكلين 5.18 و 5.19 يظهرا عدم تأثير التحكم بالموضع على المحورين x و y بشكل ملحوظ عند ازدياد الكتلة بمقدار 0.5 kg. الشكل 5.20 يظهر أن زيادة الكتلة بمقدار 0.5 kg قد أدى إلى اختلال التحكم بالارتفاع (على المحور z) وذلك عند تطبيق المتتحكم الأمثل، أثنا المتتحكم الذي يعتمد المنطق الغامض، ومتتحكم الشبكة العصبية.

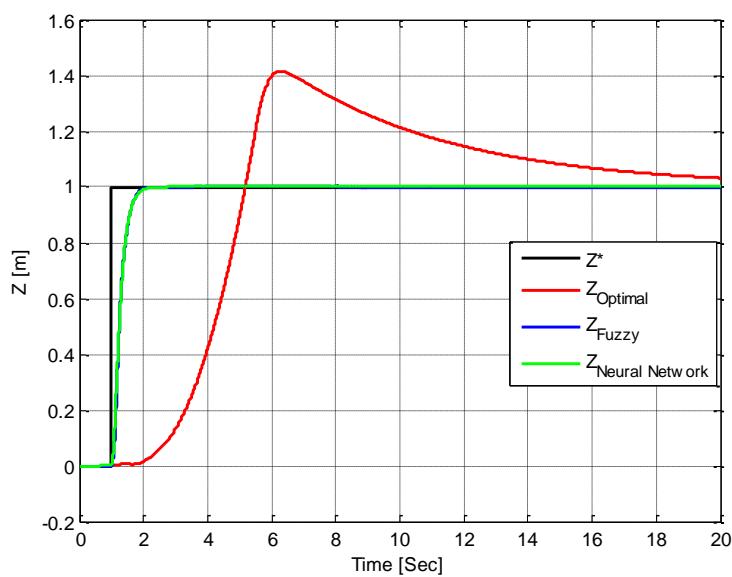
المدرية على متحّكم Fuzzy Logic فلم يتأثرا بغير الكتلة، وهذا من أهم الأسباب التي تفضي لاستخدام المُتحّكمات الذكية.



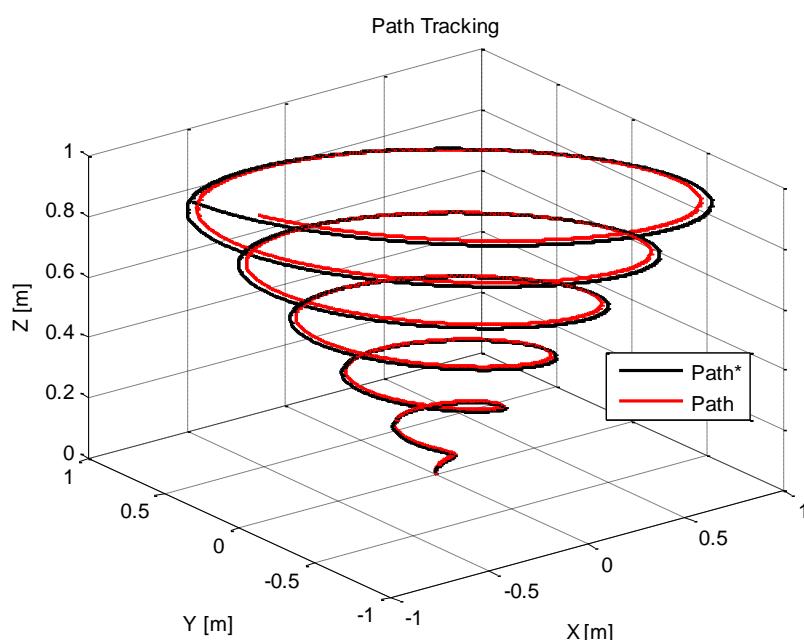
الشكل 5.18 استجابة للموضع x النظام عند تغيير كتلة الطائرة من 1kg إلى 1.5kg.



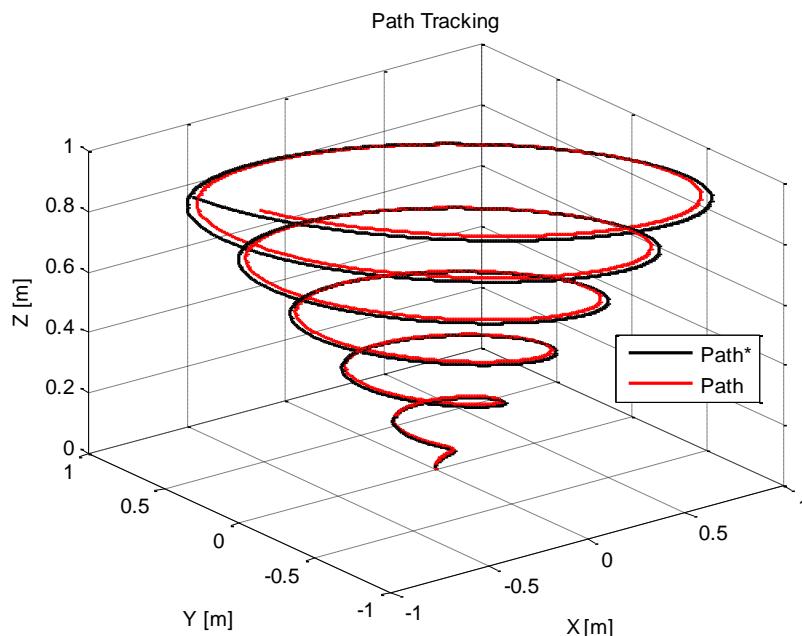
الشكل 5.19 استجابة للموضع y النظام عند تغيير كتلة الطائرة من 1kg إلى 1.5kg.



. الشكل 5.20 استجابة للموضع z النظام عند تغير كتلة الطائرة من 1kg إلى 1.5kg



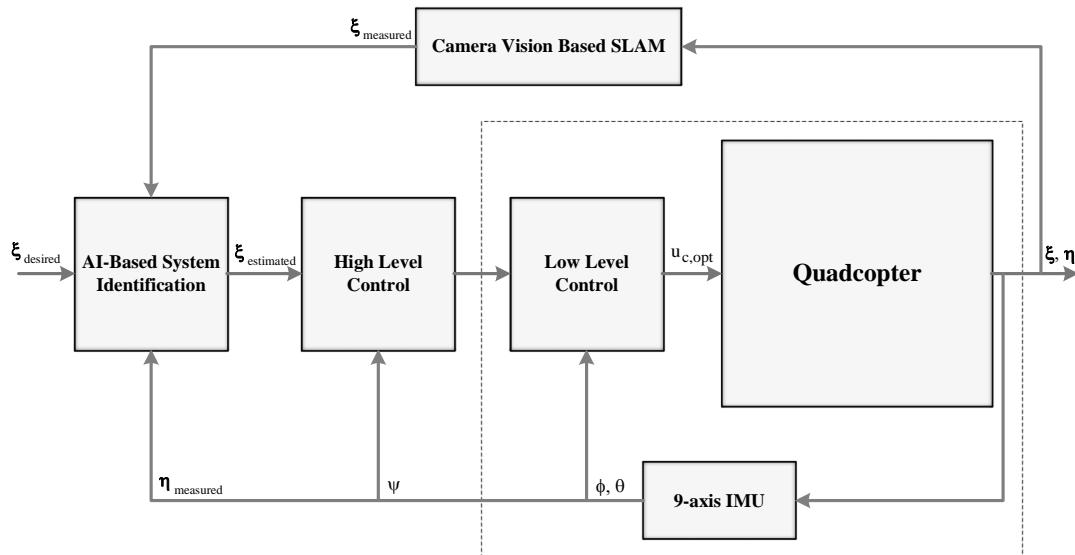
. الشكل 5.21 ملاحقة المسار في فضاء ثلاثي الأبعاد xyz لنظام متحكم به بـ Fuzzy Controllers



الشكل 5.21 يظهر ملاحة الطائرة للمسار الحلزوني للنظام المتحكم به بـ Fuzzy Controllers حيث أن ملاحة الطائرة للمسار لم يتأثر بازدياد كتلة الطائرة.

الشكل 5.22 يظهر ملاحة الطائرة للمسار في الفضاء ثلاثي الابعاد بالنظام المتحكم به بـ Neural Network مدربة على نظام Fuzzy Controller الشكل يظهر عدم تأثر مسار الطائرة بازدياد كتلتها.

الآفاق المستقبلية



الشكل 5.23 التحكم بالطائرة في الفضاء الإحداثي x , y و z باستخدام خوارزمية **SLAM** وخوارزميات الذكاء الصنعي

تم في هذا البحث التحكم بثلاث درجات حرية بشكل عملي وتم التحكم بالطائرة بدرجات حريتها الست بشكل نظري، للتمكن من تطبيق الخوارزميات المقترحة على النظام يجب استخدام خوارزميات معالجة صورة متقدمة (SLAM²⁰) للحصول على معلومات عن توضع الطائرة في الفضاء الإحداثي، لتطبيق خوارزمية التحكم بشكل موثوق ودقيق ستظهر الحاجة لوجود مخمن متقدم للوصول لدور تقطيع يمكن معه تنفيذ خوارزمية التحكم عنده يمكن استخدام خوارزميات احتمالية كـ **UKF²¹** أو يمكن الاعتماد على خوارزميات الذكاء الصنعي **Artificial Intelligent Neural Networks Based System Identification**.

يمكن استخدام شبكات نوع **FF-Unsupervised Networks** باستخدام خوارزمية **GEKF²²** في عملية تدريب الشبكة وذلك لتخفيف زمن المعالجة الذي تحتاجه خوارزمية **Back propagation**، ليصبح النظام جاهز لتنفيذ خوارزميات تحكم العوائق والمناورة. تأمين مساحة وفضاء عمل لتمكن من اختبار الروبوت وتحقيق التحكم ذات مناعة **Back-Stepping Control, and Intelligent FLC** ذات **6DoFs**، تطبيق خوارزميات تحكم متقدمة **Simultaneous Localization and Mapping²⁰** **Unscented Kalman Filter²¹** **Global Extended Kalman Filter²²**

الآفاق المستقبلية

مرتفعة تجاه تغير بaramترات النظام Robust against system parameters mismatch والاضطرابات المواتية

الديناميكية Aerodynamic Disturbance بالإضافة لقوى وعزم الإرتباط Torque-Forces Coupling

Floating Point Microcontroller Components، التوجه نحو استخدام معالجات رقمية مدمجة

.Embedded System 32Bit

References

Papers:

- [1] T. Luukkonen, “Modelling and control of quadcopter,” Independent research project in applied mathematics. pp. 2–4, School of Sience, Espoo, August 22, 2011.
 - [2] O. Santos, H. Romero, S. Salazar and R. Lozano, , “Discrete Optimal Control for a Quadrotor UAV: Experimental Approach,” pp. 1139-1141, Orlando, FL, USA, May 27-30, 2014.
 - [3] Dr. R. Padhi, “Linearization of Nonlinear Systems,” Dept. of Aerospace Engineering, Indian Institute of Science, Bangalore.
 - [4] M. Önkol and M. Önder Efe. “Experimental Model Based Attitude Control Algorithms for a Quadrotor Unmanned Vehicle”, TOBB Economics and Technology University, Turkey, pp 1-6.
 - [5] A. Ö. Kivrak, “Design of control systems for a quadrotor flight vehicle equipped with inertial sensors”, master’s thesis in Mechatronics Engineering Atilim University, December 2006, pp 1-37.
 - [6] T. Jiřinec, “Stabilization and control of unmanned quadcopter”, master’s thesis in Czech Technical University In Prague Faculty Of Electrical Engineering Department Of Cybernetics.
 - [7] A. Lebedev, “Design and Implementation of a 6DOF Control System for an Autonomous Quadrocopter”, Master Thesis in Julius Maximilian University of Würzburg Faculty of Mathematics and Computer Science.
 - [8] M. Rich, “Model development, system identification, and control of a quadrotor helicopter”,A thesis submitted to the graduate faculty in partial fulfillment of the requirements for the degree of MASTER OF SCIENCE.Iowa State UniversityAmes, Iowa2012.
 - [9] M. Vendittelli, “Electev in Robotics-Quadrotor modeling”,November 21,2012.
 - [10] R. Mahony, V. Kuar, P. Corke, “Multirotor Aerial Vehicles: Modeling, Estiation, and Control of Quadcopter,” IEEE Robotics & Automation Magazine, vol. 19, no.3, pp. 20-32, Sept. 2012.
 - [11] Mark Pedly, “Tilt sensing using three axis accelerometer” freescale application note 2006.
 - [12] Talat Orzyagclar“Implememanting a tilt-compenstaed ecompass using accelerometer and magnetometer sensor” freescale application note 2012.
 - [13] S. Bouabdullah “Design and Control of Quadrotors with Application to Autonomous Flying” EPFL, thesis No.3727, 129 pages, 2007.
 - [14] A. Eresen – N. İmamoğlu – M. Ö. Efe “Motion Detection and Tracking of classified Objects with Intelligent Systems” 2009 IFAC.
 - [15] W. Wang, H. Ma, C. -Y. Sun “Control System Design for Multi-Rotor MAV” Journal of Theoretical and Applied Mechanics, 51, 4, pp. 1027-1038, July 25-27 2013.
 - [16] A. A. Saif M. Dhaifullah M. Al-Malki M. El Shafie “Modified Backstepping Control of Quadrotor” 2012 9th International Conference on Systems, Signal and Devices.
-

المراجع

- [17] G. -V. Raffo M. -G. Ortega F. -R. Rubio “Backstepping/Nonlinear H_∞ Control for Path Tracking of a QuadRotor Unmanned Aerial Vehicle” 2008 American Control Conference, 3356-3361 pp, June 11-13 2008.
- [18] G. Cui – B. M. Chen – T. H. Lee “ Unmanned Rotorcraft Systems” Springer, 267 pages, 2011.
- [19] H. Khebbache M. Tadjine “Robust Fuzzy Backstepping Sliding Mode Control for a Quadrotor Unmanned Aerial Vehicle” CEAJ, Vol.15, No.2, pp 3-11, 2013.
- [20] K. Nonami - F. Kendoul - S. Suzuki - W. Wang - D. Nakazawa “ Autonomous Flying Robots” Springer, 329 pages, 2013.
- [21] L. R. G. Carillo - A. E. D. López - R. Lozano - C. Pégard “ Quad Rotorcraft Control ” Springer, 179 pages, 2013.
- [22] P. Castillo – R. Lozano – A. E. Dzul “Modeling and Control of Mini Flying Machines” Springer, 251 pages, 2005.
- [23] H. Khalil “ Nonlinear Systems” Prentice Hall, 680 pages, 2002.
- [24] M. Krstić I. Kanellakopoulos P. Kokotović “Nonlinear Adaptive Control Design” Springer, 595 pages, 2010.
- [25] C. Diao, B. Xian, X. Gu, B. Zhao, J. Guo “Nonlinear Control for an Underactuated Quadrotor Unmanned Aerial Vehicle with Parametric Uncertainties” proceeding of 31st Chinese Conference on Automatic Control, 998-1003 pp, July 25-27 2012.
- [26] Z. Yaou Z. Wansheng L. Tiansheng L. Jingsong “The attitude control of the four-rotor unmanned helicopter based on feedback linearization control” WSEAS, Issue 4, Volume 12, April 2013.
- [27] A. C. Satici H. Poonawla M. W. Spong “Robust Optimal Control of Quadrotor UAVs” IEEE, Volume 1, pp 79-93, 2013.
- [28] A. Ö. Kivrak, “Design of control systems for a quadrotor flight vehicle equipped with inertial sensors”, master’s thesis in Mechatronics Engineering Atilim University, December 2006, pp 1-37.
- [29] A Joukhadar, I Hasan, A Alsabbagh, “M Alkouzbary, Integral Lqr-Based 6dof Autonomous Quadrocopter Balancing System Control” IJARAI, Volume 4, No5, 2015.

Books:

- [30] Advanced Control Engineering Roland by S.Burns Professor of Control Engineering Department of Mechanical and Marine Engineering University of Plymouth,UK 2001.
- [31] Artificial-intelligence-based electrical machines and drivers application of fuzzy,neural,fuzzy-neural and genetic-algorithm-based-techniques by Peter Vas Professor of Electrical Engineering University of Aberdeen 1999.
- [32] Kalman Filtering and neural networks,Communications Research Laboratory by Simon Haykin McMaster University, Hamilton, Ontario, Canada 2001.
- [33] Exploring Arduino tools and techniques for engineering wizardry by Jeremy Blum 2013.

Datasheets:

المراجع

- [34] ATmega640/1280/1281/2560/2561
- [35] MPU6000 and MPU6050 product specification
- [36] MPU6000 and MPU6050 Register Map and Descriptions
- [37] 3-Axis Digital Compass IC HMC5883L
- [38] MS5611-01BA01 Barometric Pressure Sensor Module,with LCP cap

Net Wedsites:

- [39] Googlecode
- [40] English Wikipedia
- [41] Arduino.cc
- [42] Github.co



Dept. of Mechatronics Engineering

Faculty of Electrical & Electronic Engineering

University of Aleppo

University of Aleppo

Integral LQR-Based 6DoFs Autonomous Quadcopter Balancing System Control

This Project has been submitted as a partial fulfillment for the BSc degree
in Electronic Engineering - Mechatronics Engineering Department

By

Ammar Alsabbagh
BSc (Candidate)

Ibrahim Hasan
BSc (Candidate)

Mouaz Alkouzbary
BSc (Candidate)

Supervisors

Abdulkader Joukhadar
BSc, MPhil, PhD

Yaman Janat
BSc, DEA, PhD