

MTA DOKTORI ÉRTEKEZÉS

Szabolcsi Róbert

2022

**MAGYAR TUDOMÁNYOS AKADÉMIA
IX. Gazdaság– és Jogtudományok Osztály
Hadtudományi Bizottság**

Szabolcsi Róbert

**ÁLLAMI CÉLÚ, KISMÉRETŰ PILÓTA NÉLKÜLI
LÉGIJÁRMŰ RENDSZEREK KONCEPCIONÁLIS-,
ÉS SZÁMÍTÓGÉPPEL TÁMOGATOTT ELŐZETES
TERVEZÉSE ÉS VIZSGÁLATA**

MTA doktori értekezés

Budapest, 2022

KÖSZÖNETNYILVÁNÍTÁS

Szeretnék köszönetet mondani szüleimnek, akik életet adtak (1965), megtanítottak járni, beszélni, neveltek, tanítottak, majd taníttattak.

Szeretném megköszönni a Petőfi Sándor Általános Iskola (Nyírmihálydi, 1972-1980. Igazgató: Dancs Albert†, osztályfőnök: Madarász Pálné) vezetőinek és tanárainak, hogy neveltek, megtanítottak írni, olvasni, és bevezetek a számok világába.

Szeretném megköszönni a Kossuth Lajos Tudományegyetem Gyakorló Gimnáziuma (Debrecen, 1980-1984. Igazgató: Dr. Szász Lajosné† és Titkó István†; osztályfőnök: Kerényi László) vezetőinek és tanárainak, hogy neveltek, tanítottak, és általuk többé-kevésbé olvasottá lehettem.

Szeretném megköszönni a Kijevi Katonai Repülőmérnöki Műszaki Akadémia (Kiev Military Aviation Engineering Academy, Kijev, 1984-1989. Rektor: Prof. Dr. K. B. Cselicsev okl. mk. vezérőrnagy†) vezetőinek és tanárainak, hogy megmutatták a tudományok szépségét, hasznosságát, és szükségességét.

Külön is szeretném megköszönni Prof. Dr. A. Sz. Hricenko nyá. okl. mk. ezredes úrnak, a Kijevi Katonai Repülőmérnöki Műszaki Egyetem professzorának, egykori tanáromnak, aki úgy a tudásomat, mint a felkészültségemet szükséges és elégséges alkalommal értékelte nullára, ezzel is kellőképpen motivált, és segített megértenem az irányításelmélet fontosságát, helyét és szerepét olyan területeken is, mint például a légi járművek automatikus repülésszabályozása.

Szeretném megköszönni a Killián György Repülőműszaki Főiskola Parancsnokának (Zsemberi István okl. mk. vezérőrnagy†), hogy 1989 szeptemberében lehetővé tette első beosztásba helyezésem a KGYRMF Repülő Szakág Szaktanszékén (Szaktanszék vezető: Dr. Horváth János okl. mk. alezredes, főiskolai tanár, szakcsoportvezető: Horváth Dezső okl. mk. alezredes, főiskolai docens).

Szeretném megköszönni Prof. Dr. Rohács József Professos Emeritus és Prof. Dr. Bokor József akadémikus, Professor Emeritus uraknak a több évtizedes szakmai segítségüket és önzetlen támogatásukat.

Szeretnék köszönetet mondani feleségemnek, Ildikónak, és a gyermekeimnek, Róbertnek, Attilának, Csengének, és Ildikó Nórának, hogy kellő türelemmel és megértéssel viseltek el az utóbbi néhány évtizedben.

TARTALOMJEGYZÉK

Köszönetnyilvánítás	5
Tartalomjegyzék	7
Idegen nyelvű kifejezések, és egyéb rövidítések jegyzéke	9
1. Bevezetés, motiváció, problémafelvetés	11
2. Szakmai-tudományos előzmények, kutatási téma meghatározása	13
Felhasznált irodalom	16
3. UAS rendszerek osztályozása, és alkalmazása katonai-, és nem katonai feladatokra	17
3.1 Az UAV/UAS rendszerek osztályozása	17
3.2 Az UAS rendszerek általános felépítése	20
3.3 A 'Night Watchbird UAV System' koncepciója, és annak lehetséges katonai célú alkalmazása	23
3.4 Összefoglalás, következtetések	33
3.5 Új tudományos eredmények	34
Felhasznált irodalom	34
4. UAV repülésdinamikai modellek, és azok vizsgálata	37
4.1 UAV térbeli mozgás matematikai modelljei	37
4.1.1 UAV egyenes vonalú mozgásának matematikai modellje	39
4.1.2 UAV forgó mozgásának matematikai modellje	41
4.2 Külső és belső zajok, zavarások, és paraméterbizonytalanságok	64
4.2.1 Légköri turbulencia-modellek	65
4.2.2 Paraméterbizonytalanságok	73
4.3 Összefoglalás, következtetések	85
4.4 Új tudományos eredmények	85
Felhasznált irodalom	86
5. UAV típus- és légialkalmassági kritériumok	91
5.1 Általános követelmények, fogalmak, definíciók	92
5.2 Az UAV oldalirányú mozgásának dinamikus jellemzői	98
5.3 Az UAV hosszirányú mozgásának dinamikus jellemzői	105
5.4 Összefoglalás, következtetések	110
5.5 Új tudományos eredmények	111
Felhasznált irodalom	111

6. Dinamikus rendszerek szabályozóinak előzetes számítógépes tervezése	115
6.1 Az előzetes tervezés folyamata	115
6.2 Összefoglalás, következtetések	118
Felhasznált irodalom	119
7. UAV automatikus repülésszabályozó rendszereinek előzetes számítógépes tervezése	121
7.1. Rendszertervezés klasszikus módszerekkel – LQR_PID-szabályozó tervezése	121
7.2 UAV automatikus repülésszabályozó rendszere szabályozójának tervezése a pólus allokációs módszer segítségével	140
7.3 Rendszertervezés modern módszerek segítségével - az LQR (Linear Quadratic Regulator) módszer	148
7.4 Az UAV dinamikus szabályozójának tervezése az LQG (Linear Quadratic Gaussian) módszer segítségével	155
7.5 Optimális UAV szabályozótervezés a H_2 módszer segítségével	161
7.6 Optimális UAV szabályozótervezés a H_∞ módszer segítségével	168
7.7 Modell alapú prediktív szabályozó (MPC) tervezése kisméretű UAV számára	174
7.8 Összefoglalás, következtetések	185
7.9 Új tudományos eredmények	186
Felhasznált irodalom	187
8. UAV operátorok tevékenységének és viselkedésének modellezése	193
8.1 UAV operátorok tevékenysége – a holtidő a szabályozási rendszerben	194
8.2. Légi jármű kezelők/vezetők a légi jármű irányítási rendszerében	202
8.3. UAV operátorok az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszereiben	211
8.4 Összefoglalás, következtetések	221
8.5 Új tudományos eredmények	222
Felhasznált irodalom	222
9. Összefoglalás, következtetések, fejlesztési irányok	225
10. Új tudományos eredmények, és azokat alátámasztó releváns publikációk	229
11. Felhasznált irodalom	239

IDEGEN NYELVŰ KIFEJEZÉSEK, ÉS EGYÉB RÖVIDÍTÉSEK JEGYZÉKE

UAV: Unmanned Aerial Vehicle – Pilóta nélküli légi jármű, 2005-ben az USA Védelmi Minisztériuma (DoD) által bevezetett és meghonosított kifejezés;

SUAV: small UAV: kisméretű pilóta nélküli légi jármű.

TUAV: Target UAV – légi célként használt UAV; más néven, drón.

UAS: Unmanned Aerial System – Pilóta nélküli légi jármű rendszer

GSC: Ground Control Station – Földi irányító állomás/munkahely

PP: Pole Placement – pólus allokáció (áthelyezés)

LQ-based: Linear Quadratic based– LQ (négyzetes integrálkritérium) alapú

LQR: Linear Quadratic Regulator – optimális szabályozótervezés négyzetes (kvadratikus) integrálkritérium segítségével

LQG: Linear Quadratic Gaussian – sztochasztikus külső és belső zajokkal terhelt rendszer szabályozójának tervezése négyzetes (kvadratikus) integrálkritérium segítségével

LQE: Linear Quadratic Estimator – optimális Kalman-szűrő (becslő) tervezése négyzetes integrálkritérium segítségével

LQG/LTR: Linear Quadratic Gaussian method with Loop Transfer Recovery – hurokátvitel visszaállítást biztosító, sztochasztikus külső és belső zajokkal terhelt rendszer szabályozójának tervezése négyzetes (kvadratikus) integrálkritérium segítségével

NATO: North Atlantic Treaty Organization – Észak-atlanti Szerződés Szervezete

CASA: Civil Aviation Safety Authority – Polgári Repülésbiztonsági Hivatal (Ausztrália)

FAA: Federal Aviation Authority – Szövetségi Légügyi Hivatal (Amerikai Egyesült Államok, Közlekedési Minisztérium)

CAA: Civil Aviation Authority – Polgári Légügyi Hivatal (Nagy-Britannia)

EASA: European Aviation Safety Agency – Európai Repülésbiztonsági Ügynökség (Európai Unió)

μ UAV: Micro UAV – mikro UAV

MH: Magyar Honvédség

TACEVAL: Tactical Evaluation – Harcászati képesség ellenőrzés

PiL: **P**ilot-**i**n-the-**L**oop – UAV kezelő on-line a repülésszabályozó rendszerben

Watchbird: őrmadár

LTV: Linear Time Varying – lineáris, idővariáns (idővel változó)

LTI: Linear Time Invariant – lineáris, időinvariáns (időfüggetlen)

MPC: Model Predictive Controller – Modell prediktív szabályozó

HiL-szimuláció: **H**ardware-**i**n-the-**L**oop – földi teszt, amikor a megépített kísérleti, fizikai rendszert már bekapcsolják az UAV fedélzeti rendszereibe, de maga az UAV még nem repül.

PID: **P**roportional-**I**ntegral-**D**erivative – arányos-integráló-differenciáló.

MIMO: Multi Input Multi Output – Többváltozós (több bemenetű, több kimenetű) rendszer

MISO: Multi Input Single Output – Többváltozós (több bemenetű, egy kimenetű) rendszer

SIMO: Single Input Multi Output – Többváltozós (egy bemenetű, több kimenetű) rendszer

SISO: Single Input Single Output – Egyváltozós (egy bemenetű, egy kimenetű) rendszer

IE: **I**ntegral of the **E**rror – hibajel integrálja

IAE: **I**ntegral of the **A**bsolute Value of the **E**rror: hibajel abszolút értékének integrálja

ITAE: **I**ntegral of the **T**ime Weighted **A**bsolute Value of the **E**rror: hibajel idővel súlyozott abszolút értékének integrálja

ISE: **I**ntegral of the **S**quared **E**rror: hibajel négyzetes időfüggvényének integrálja

PSD: **P**ositive **S**emi-**d**efinite: pozitív szemidefinit (nem negatív)

PD: **P**ositive **D**efinite: pozitív definit (nem negatív, és nem nulla)

TITO: **T**wo input – **T**wo output: két bemenetű, két kimenetű általános rendszerstruktúra

ol: open loop – felnyitott hurok;

cl: closed loop – zárt hurok;

VFR: Visual Flight Rules – Vizuális repülés jó meteorológiai körülmények (Visual Met Conditions VMS) esetén

IFR: Instrument Flight Rules – Műszeres repülés

RC: Radio Control – Rádió távirányítás

MMP: Model Matching Problem – Modell megfelelési probléma

MME: Model Matching Error – a modell megfelelés hibajele

in-line: a zárt szabályozási rendszerben egy elemként bekötve;

off-line: a zárt szabályozási rendszerből kizárva.

1. BEVEZETÉS, MOTIVÁCIÓ, PROBLÉMAFELVETÉS

A híradások szerint, 2018. november 12.-én a Brit Szárazföldi Erők '*Autonomous Warrior*' néven nagyszabású katonai robot-hadgyakorlatot kezdett el. A hadgyakorlat célja az, hogy a műveleti területeken az 'utolsó mérföld' zónán történő áthaladás során az emberi tevékenységet katonai légi-, és felszíni robotokkal váltsák ki, és tegyék lehetővé a műveleti területen harcot vívó katonák logisztikai robotokkal történő ellátását élelemmel, ivó vízzel, lőszerrel, és egyéb hadi anyaggal [1.1].

Ezt megelőzően, az angol Királyi Haditengerészet az '*Unmanned Warrior*' nevű hadgyakorlaton tesztelte a vízfelszínen úszó, a vízfelszín alá merülő, és a katonai légi robotok együttes alkalmazását úgy felderítési-, mint aknamentesítési céllal.

Napjainkban már nem szorul különösebb magyarázatra, hogy különféle katonai területeken (pl. harci feladatok műveleti területen, felderítési feladatok, logisztikai feladatok, szállítási feladatok, életmentő feladatok stb.) a robotok és a robot-rendszerek alkalmazása ma már megkerülhetetlen. Az elmúlt évtizedekben, de különösképpen az elmúlt néhány évben a robotika, és ennek részeként a katonai robotika alapjaiban újult meg, a fejlődése pedig nagymértékben felgyorsult.

2009-ben megfogalmazódott az igény, hogy a MH légvédelmi rakéta egységei gyakorlataik során új képességekkel bíró drónt használjanak légi célként. A projekt a korábban az Aero-Target Bt által kifejlesztett és használt Meteor-3 célrepülőgép ötletét vitte tovább, és METEOR-3MA TUAV kódjellel a HM EI Zrt és a HM Currus Zrt olyan célrepülőgépet fejlesztett ki, amely igazolta a hozzá fűzött reményeket.

A METEOR-3MA TUAV drónt 2013-ban ellátták a C4S-HMEI OSD fedélzeti robotpilótával, melynek típus alkalmassági tanúsítását, tekintettel a légügyi törvény vonatkozó előírásaira, én magam végeztem. A tanúsítás első körére a HM Fegyverzeti és Hadbiztosági Hivatal Főigazgatójának felkérésére 2013. május-júniusban került sor, amelyet megelőzött egy szakmai konzultáció, ahol a drón új robotpilótájának képességeit lehetőségem volt személyesen ellenőrizni a HM Currus Zrt gödöllői fejlesztő laboratóriumában.

A 12. Arrabona Légvédelmi Rakétaezred 2013 augusztusában részt vett a lengyelországi Ustka-ban lebonyolított „Lendülő Kard 2013” éleslövészetben, ahol légi célként Meteor-3, és METEOR-3MA TUAV drónokat használtak. A gyakorlat NATO TACEVAL ellenőrk jelenlétében zajlott le.

Tekintettel a sikeres gyakorlatra, 2013. október 29-31. között a 12. Arrabona Légvédelmi Rakétaezred katonái részt vettek a Drawsko Pomorskie (Lengyelország) gyakorlóterén végrehajtott 'Steadfast Jazz 2013 NRF (NATO Response Force – NATO Reagáló Erő)' tűzvezetési gyakorlaton, ahol szintén a Meteor-3, és a METEOR-3MA TUAV drónok álltak a figyelem középpontjában.

Az első körös szakmai tanúsítás megállapításai, és a két sikeres gyakorlat után 2014 januárjában a MH Logisztikai Központ Parancsnokának felkérésére hajtottam végre a

METEOR-3MA TUAV drón 'C4S-HMEI OSD' fedélzeti robotpilótájának II. körös szakmai tanúsítását.

A 'C4S-HMEI OSD' robotpilóta légi üzemeltetésének egyik fontos sajátossága, hogy a fedélzeti robotpilóta beállításait a fejlesztő szakértők alapvetően tapasztalataikra építve hajtják végre, és csak kevésbé támaszkodnak analitikus módszerekre, és a modern kor számítógépes szimulációs környezetére, mint az egyébként lehetséges lenne.

Más szóval, az új UAV/UAS fejlesztési projekteknél nem feltétlenül használható az a tudás és tapasztalat, ami korábban felhalmozódott, és az erős személy(ek)hez kötöttség miatt akár a meglévő projektek és eszközök rendelkezésre állása is csorbát szenvedhet.

A szerző célja a modern UAV/UAS rendszerek tervezési-, üzemeltetési-, és egyéb területeken felhalmozott tudásának megosztása főleg az UAV/UAS témában fejlesztésekkel foglalkozó szakemberekkel.

A másik fontos motivációm egy olyan mű megalkotása, amely segíti, támogatja az UAV/UAS tervezőket és üzemeltetőket, hogy a modern kor robbanásszerűen fejlődő robotikai/katonai robotikai területén is felvegyék a versenyt a nemzetközi porondon, és sikeresen álljanak helyt az elkövetkező katonai (had)gyakorlatokon is.

Érzékelve a kihívás fontosságát, a HM EI Zrt vezetése, és a témával foglalkozó fejlesztő szakemberei nyitottak voltak a kezdeményezéseimre, és szakmai együttműködésünkben 2019 őszén új fejezetet nyitunk. A HM EI Zrt Repülési Divízió PNR Csoportja részére előadássorozatot tartottam, ahol az UAV/UAS fejlesztő szakemberekkel a hazai UAV/UAS fejlesztési kihívásokat, és jövőbeli fejlesztések lehetséges irányait vitattuk meg.

A tudományos kutatómunkám során általam írt és fejlesztett MATLAB[®] tervezői forráskódokat megosztottam a HM EI Zrt Repülési Divízió PNR Csoportjával szakembereivel, ezzel is segítve és előmozdítva a hazai kutatásokat és fejlesztéseket.

Összintén reményem, hogy a szakmai-tudományos eredményeim előre viszik, és segítik sikereikben a hazai UAV/UAS fejlesztési projekteket.

Budapest, 2022. március 3.

Szabolcsi Róbert

2. SZAKMAI-TUDOMÁNYOS ELŐZMÉNYEK, KUTATÁSI TÉMA MEGHATÁROZÁSA

A pilóta nélküli légi járművek (UAV) és a pilóta nélküli légi jármű rendszerek (UAS) koncepcionális, előzetes tervezése, majd a prototípus gyártás és fejlesztés már hosszú ideje foglalkoztatja a szakembereket. Már több mint egy évszázados múltra tekint vissza az Aerial Target (1916, Anglia) és a „Kettering Bug” (1918, USA) pilóta nélküli légi járművek fejlesztésének története [2.2].

Bár az I. Világháborúban a Dr. Low, A. M. vezette projekt (Aerial Target) Angliában nem hozott átütő sikert a légi háborúban, a projektet mégis tovább folytatták, és 1924-ben Dr. Low kiépítette az első megbízhatóan működő rádiókapcsolatot a földi irányító állomás (GCS) és az UAV között, így elsőként építette meg a mai modern UAS rendszerek egyik prototípusát.

A Kettering „Bug” légi torpedó navigációs rendszere a Sperry cég pneumatikus giroszkópjaira épült. A Kettering „Bug” UAV 1918 októberében teszt-repüléseket is végrehajtott, és hat kísérletből két találatot ért el, azonban az I. Világháború befejezését követően a fejlesztés háttérbe szorult, de ezután még hosszú ideig titkosak maradtak a projekt adatai és eredményei.

1920-ban a Fairey Queen (Anglia) célrepülőgépre első alkalommal használták a *drone* kifejezést. A célrepülőgépet a földi légvédelmi gépágyúkezelők kiképzési célú légi lövészei során használták a hagyományos, rendszerint vontatott légi célok helyett. 1933-ban és 1934-ben több Fairey Queen repülőgépet alakítanak át pilóta nélküli vontatott légi céllá, amelyek közül egyet képessé tesznek a rádió távirányításra is, így az rádió távirányítással, önállóan repülhetett.

Az eltelt egy évszázadban számos előnyét mutatta meg az UAV/UAS, amelyek mára lehetővé tették a meglehetősen széleskörű alkalmazást úgy az állami- (pl. honvédelmi-, belügyi-, természetvédelmi-, energetikai-, telekommunikációs-, NAV-, és egyéb), mint a nem állami (szabadidős célú-, hobbi-, mezőgazdasági-, vagyónvédelmi-, és egyéb) alkalmazások területén.

A hazai UAV fejlesztések is több évtizedes múltra tekintenek vissza. 1990-ben csehszlovák-magyar együttműködés keretében elkezdődik a Szojka-III magyar fejlesztése. A kor színvonalát sokszor meghaladó képességei ellenére a Szojka-III-t Magyarországon nem állították hadrendbe, de a Csehországban még 2011-ig szolgált katonai felderítési feladatokat, amikor is – naptári üzemidejét elérve – kivonták a hadrendből.

1995-re hazai mérnökök megtervezték és megépítették az első magyar UAV-t, a *Denevért*. Az UAV újszerű sárkányszerkezeti kialakítással rendelkezett, de a maga képességeivel nem ért el átütő sikert a katonai vezetői berkekben. Bár 1996-ban a Haditechnikai Intézet veszi szárnyai alá a fejlesztési projektet, de az források hiányában előbb megfeneklett, majd teljesen le is állt.

Később új lendületet vette az UAVk hazai fejlesztése, és 2004–2005-re sikerült kifejleszteni a METEOR-1, METEOR-2 és a METEOR-3 UAV-kat, amelyeket légi lövészeteken légi célananyagként, *drónként* használtak légvédelmi rakétalövészeti gyakorlatokon.

2008-2009-ben a BHE Hungary Ltd, a BME és az ÓE kutatói új, BXAP15 kódjelű UAVt fejlesztett ki, amely sikeres teszt-repüléseket hajtott végre [2.3].

2009-ben új igény fogalmazódott meg léci célok (*drónok*) tekintetében, és elkezdődött a METEOR UAV-k új típusának kifejlesztése, amelyek képesek nagyobb repülési magasság és nagyobb repülési sebesség elérésére, mint a korábbi METEOR UAV típusok. Az új kifejlesztendő UAV a „METEOR-3MA” kódjelet kapta [2.4, 2.5].

Az elmúlt évek kiemelkedő UAV fejlesztéseit a HM EI Zrt, amely kifejlesztette az Ikran, a Bora, a Nemere, az Orkán felderítési célú, illetve légi célként használt METEOR-3MA és a M-8 UAV-kat [2.6].

A nem állami célú alkalmazású és hazai fejlesztésű UAVk egyelőre nem értek el hasonló sikereket, mint az állami célú UAVk, azonban várhatóan ezek az alkalmazások is rohamos ütemben fejlődnek, és gyors lesz majd az elterjedésük az élet számos területén (áruszállító UAVk, logisztikai UAVk, klímakutató UAVk ...) [2.7, 2.8, 2.9].

A kutatási téma meghatározása

A dolgozat katonai alkalmazású, kisméretű UAV/UAS rendszerek koncepcionális-, és előzetes tervezésével, valamint az UAVk fedélzeti automatikus repülésszabályozó rendszereinek, illetve robotpilótáinak előzetes, számítógépes tervezésével foglalkozik, amelyek képesek úgy normál, mint veszélyes repülési helyzetben irányítani, és biztonságosan leszállítani az UAVt.

Kutatási célok

A kutatási célok az alábbi fontosabb területekre fókuszálnak:

1. az UAV/UAS rendszerek alrendszereinek, és fontosabb elemeinek meghatározása;
2. az UAV repülésdinamikai modelljeinek meghatározása;
3. az UAVk automatikus repülésszabályozó rendszereinek előzetes, számítógépes tervezése klasszikus, és modern módszerek felhasználásával;
4. a repülési környezet (légköri turbulencia) matematikai modellezése;
5. holtidők lineáris közelítése;
6. holtidős zárt szabályozási rendszerek vizsgálata (PiL);
7. UAV típus-, és légialkalmassági követelményrendszerének felállítása;
8. szabályozótervezés egyszer használatos UAVk számára;
9. egyszerű, költséghatékony és feladatorientált megoldások keresése és alkalmazása az UAVk repülésszabályozásában.

Kutatói hipotézisek

A kutatói hipotéziseim az alábbiak:

1. az UAV/UAS rendszerek kiemelkedően fontosak számos katonai célú alkalmazásban;
2. az UAV kezelők alkalmasságának vizsgálatára a holtidő meghatározása megfelelő módszer;
3. a holtidő Padé-féle lineáris approximációja alkalmas a holtidős rendszerek modellezésére;

4. az UAV repülési környezetének modellezésére megfelelő módszer a légköri turbulencia matematikai modellezése;
5. az UAVk automatikus repülésszabályozó rendszereinek előzetes, számítógépes tervezése klasszikus, és modern módszerek felhasználásával;
6. a rendelkezésre álló hazai-, és nemzetközi tapasztalatok alapján az UAV tanúsítási rendszere létrehozható.

Kutatási módszerek

Az értekezésem elkészítése során az alábbi módszerekre támaszkodtam:

1. Szakirodalom elemzése;
2. Nemzetközi eredmények összegzése, helyzetelemzés;
3. Hazai eredmények összegzése, helyzetelemzés;
4. Számítógéppel támogatott rendszeranalízis;
5. Számítógéppel támogatott tervezés.

Eszközök

1. A vizsgált UAV: merevszárnyú, klasszikus aerodinamikai elrendezésű és irányítású, villamos hajtású, kisméretű, merev szerkezetű repülőgép (pl. Trainer-60 'Boomerang')
2. Identifikált UAV matematikai modellek (Trainer-60 'Boomerang')
3. MATLAB[®], Simulink[™], és toolbox-ok:
 - a. Control System Toolbox;
 - b. Control System Designer;
 - c. Control System Tuner;
 - d. MPC Designer;
 - e. Robust Control Toolbox;
 - f. Optimization Toolbox;
 - g. Signal Processing Toolbox;
 - h. Aerospace Blockset;
 - i. Aerospace Toolbox.

Várható eredmények és azok alkalmazása

A dolgozat eredményei az alábbi területeken hasznosíthatóak:

1. UAS rendszerek tervezése;
2. Sztochasztikus automatikus repülésszabályozó rendszerek tervezése és vizsgálata;
3. Hirtidős automatikus repülésszabályozó rendszerek szabályozóinak előzetes tervezése és vizsgálata.

Felhasznált irodalom

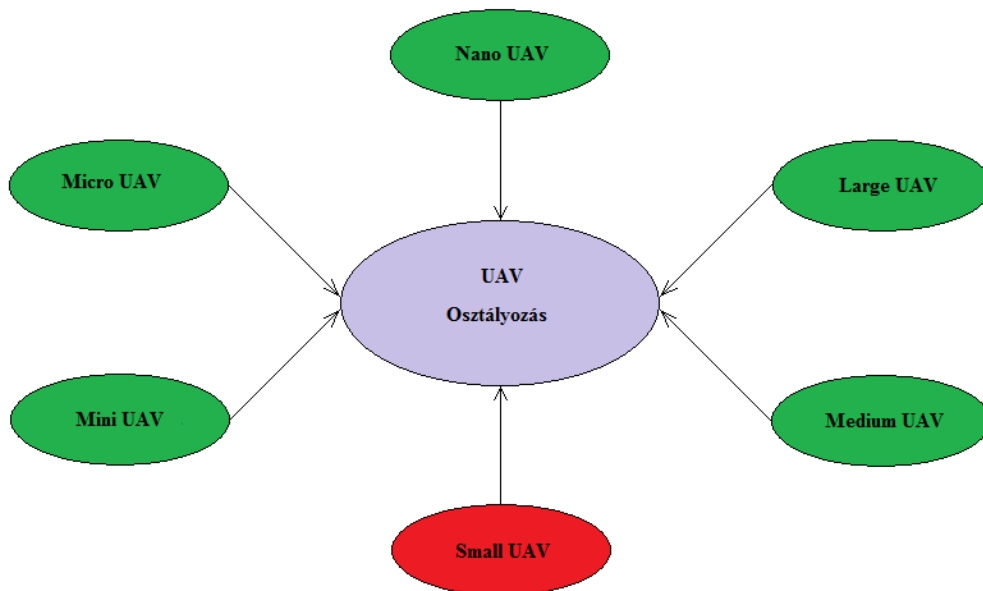
- [2.1] <https://www.gov.uk/government/news/army-start-biggest-military-robot-exercise-in-british-history-defence-secretary-announces> (Letöltve: 2018. november 16.)
- [2.2] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert (szerk.): *Légi robotok automatikus repülésszabályozása*. Budapest: Óbudai Egyetem, Bánki Donát Gépész és Biztonságtechnikai Mérnöki Kar, 2016. 478 p. ISBN: 978-615-5460-23-4.
- [2.3] <http://www.bhe-mw.eu/product/20140516/bxap15-unmanned-aerial-vehicle-uav> (Letöltve: 2018. november 19.)
- [2.4] Méhes Lénárd: *A magyar fejlesztésű Meteor pilótanélküli repülőgép-család*. I. rész. Haditechnika 2014/3, pp(61-65).
- [2.5] Méhes Lénárd: *A magyar fejlesztésű Meteor pilótanélküli repülőgép-család*. II. rész. Haditechnika 2014/4, pp(42-45).
- [2.6] <https://www.hmei.hu/kutatas-fejlesztés/#PNR> (Letöltve: 2018. november 19.)
- [2.7] Prof. Dr. Szabolcsi, R. Pilóta nélküli légi járművek automatikus repülésszabályozó rendszerei : Rendszertervezés és rendszervizsgálat. ISBN: 9789634491682. Budapest, Óbudai Egyetem, 640 p, 2020.
- [2.8] Prof. Dr. Szabolcsi, R.: UAV/UAS rendszerek koncepcionális és előzetes tervezése, vizsgálata. ISBN: 9789634491699. Budapest, Óbudai Egyetem, 280 p., 2020.
- [2.9] Prof. Dr. Szabolcsi, R.: Automatikus repülésszabályozó rendszerek. Csillapító automaták. Robotpilóták. Pályavezérlő és pályaszabályozó rendszerek. ISBN: 9789634491866. Budapest, Óbudai Egyetem, 657 p., 2021.

3. AZ UAS RENDSZEREK OSZTÁLYOZÁSA, ÉS ALKALMAZÁSA KATONAI-, ÉS NEM KATONAI FELADATOKRA

Az UAV/UAS rendszereket számos lehetséges módon osztályozhatjuk. A legelterjedtebb módszer a tömeg/méret adatok alapján történő osztályozás. A 3.1. fejezet ezt a módszert követve ad meg egy lehetséges osztályozást.

3.1 Az UAV/UAS rendszerek osztályozása

Az UAV/UAS rendszerek osztályozása meglehetősen összetett feladat, mert egy általánosan elfogadott, mindenki által használt UAV osztályozási rendszer kidolgozásával még adós a tudós társadalom. Ily módon az is természetes, hogy az egyes országok és különféle szakmai-, és politikai szervezetek (pl. NATO, FAA, CASA, CAA, EASA) az UAVk osztályozására sokszor egymástól merőben eltérő rendszert dolgoztak ki, és használnak mind a mai napig. Az egyik leginkább elterjedt módszer az UAVk mérete alapján történő osztályozás [3.1, 3.6]. A 3.1. ábra egy lehetséges osztályozást vázol fel.



3.1. ábra. A pilóta nélküli légi járművek osztályozása (Saját szerkesztés).

A 3.1. ábrán bemutatott UAV osztályok rövid jellemzése a következő (a közölt felsorolás nem teljes körű, egy-egy példával kívánja bemutatni a 3.1. ábrán bemutatott UAV osztályokat) [3.1, 3.6, 3.7, 3.22]:

1. Nano UAV: tipikus méretük a rovarvilág repülő rovarait (pl. szitakötő) mintázza. Az egyik leginkább széles körben elterjedt a Black Hornet Nano (később: PD-100 Black Hornet) felderítési célú helikopter UAV, amelynek méretei (2 × 10) cm.



Black Hornet Nano UAV
(Forrás: <https://en.wikipedia.org>)

2. Micro UAV (μ UAV): az elnevezést a DARPA 1992-ben honosította meg 'mobile microrobots' elnevezéssel. A csoporthoz sorolt UAVk általában madár méretűek, ilyenek például a MicroBat, a Kolibri (Hummingbird), és a Black Widow UAVk. Ebben a kategóriában az átlagos UAV méretek (10 ... 30) cm körül változnak.



Black Widow (Forrás: <https://google.com>)

3. Mini UAV: ebben a kategóriában az UAVk átlagos mérete (30 ... 150) cm. Egyik széles körben használt típus az AeroVironment cég által 2010-ben kifejlesztett, ma Raven[®] RQ-11B kódjelet viselő felderítési célú UAV.



Raven[®] RQ-11B
(Forrás: <https://google.com>)

4. Small UAV: ebben a kategóriában az UAVk átlagos mérete (150 ... 400) cm, és a hasznos teher már kb. (1,5 – 2) kg körül alakulhat. Ehhez a kategóriához sorolható a hazánkban 2006-ban rendszeresíteni tervezett SOFAR felderítési célú UAV (tervezője a lengyel WB Electronics), vagy a 2009-ban megkezdett fejlesztés során a HM EI Zrt által 2014-re kifejlesztett METEROR 3MA TUAV [3.3, 3.4, 3.5], és a MH-ben felderítési céllal rendszeresített Elbit Skylark-I. Ebben az UAV kategóriában elengedhetetlenül szükséges megemlíteni a hazai BHE Electronics Ltd. által kifejlesztett BXAP15 [3.2], és a HM EI Zrt által kifejlesztett Bora és Ikran UAV-kat. A hasznos teher ebben a kategóriában akár (10 ... 20) kg is lehet.



BXAP15 UAV (Forrás: <https://google.com>)

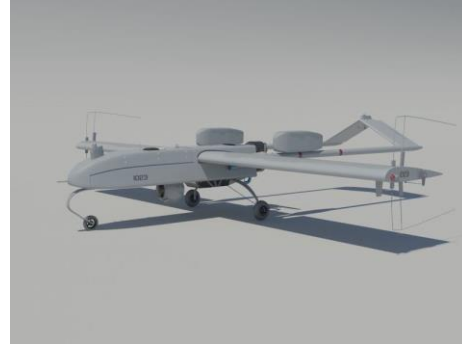


METEROR 3MA TUAV
(Forrás: <https://google.com>)

5. Medium UAV: az UAVk átlagos mérete (3 ... 10) m, amelyek akár (10 .. 200) kg hasznos terhet is szállíthatnak. Ilyen UAV típusok: Szojka-III (2011-ben a Cseh Hadsereg kivonta a hadrendből), US Boeing Eagle Eye, RQ-2 Pioneer, BAE Systems Skyeye R4E, RQ-5A Hunter, RQ-7 Shadow 200.



RQ-5A Hunter
(Forrás: <https://google.com>)



RQ-7 Shadow 200
(Forrás: <https://google.com>)

6. Large UAV: e csoporthoz alapvetően a stratégiai feladatokat végrehajtó katonai (General Atomics MQ-1 Predator, General Atomics MQ-9A Reaper, US Northrop Grumman Global Hawk, Quinetiq/Airbus Zephyr), és polgári UAVk (NASA Pathfinder/NASA Pathfinder Plus, NASA Helios, NASA Centurion, Global Observer 'Odyssey', Facebook Aquila, Pegasus) tartoznak, amelyek főleg klímakutatási célokat szolgálnak. Az UAVk átlagos mérete akár (10 ... 120) m is lehet.



General Atomics MQ-9A Reaper
(Forrás: <https://google.com>)



US Northrop Grumman Global Hawk
(Forrás: <https://google.com>)



NASA Helios
(Forrás: <https://google.com>)



Quinetiq/Airbus Zephyr
(Forrás: <https://google.com>)

Az értekezésben a „Small UAV” (SUAV) osztály kap kiemelt figyelmet (a 3.1. ábrán piros színnel jelölve), különös tekintettel a METEROR 3MA TUAV-ra [3.3, 3.4].

E dolgozat szempontjából is kézenfekvő és releváns osztályozási szempont lehet azonban a katonai-, és a nem katonai alkalmazások megkülönböztetése. A leggyakoribb katonai alkalmazások – a legfontosabbakra szorítkozva – az alábbiak:

1. felderítési feladatok;
2. logisztikai feladatok;
3. harcászati alkalmazások;
4. precíziós feladatok;
5. őrző-védő (biztonsági) feladatok;
6. tűzérség támogatása;
7. kutató-mentő feladatok;
8. térképezési feladatok.

A leggyakoribb nem katonai (állami, vagy nem állami célú) alkalmazások – törekedve a teljességre, de csak a legfontosabbakra szorítkozva – az alábbiak:

1. logisztikai/szállítási feladatok (ajándék, áru, eszköz, gyógyszer, vér, élelmiszer);
2. rendszer monitoring feladatok (pl. villamos távvezetékek, földgáz vezeték, kőolaj vezeték);
3. építkezések monitoring vizsgálata
4. klímakutatási feladatok;
5. kutató/mentő alkalmazások;
6. vagyonvédelmi alkalmazások;
7. vulkánkitörések monitoringja;
8. halászati alkalmazások;
9. közlekedésszervezési alkalmazások (pl. forgalomszámlálás);
10. filmipari alkalmazások;
11. mezőgazdasági (növénytermesztés, növényvédelem, állattenyésztés) alkalmazások;
12. nemzeti parkok (flóra, fauna) monitoringja;
13. árvízvédelmi feladatok;
14. tűzvédelmi (erdőtüzek, bozóttüzek, nádas tüzek, füves puszták tüze) feladatok.

Az UAV és az UAS fogalma számos esetben keveredik a köztudatban, és közgondolkodásban, ezért célszerű röviden jellemezni az UAS rendszereket.

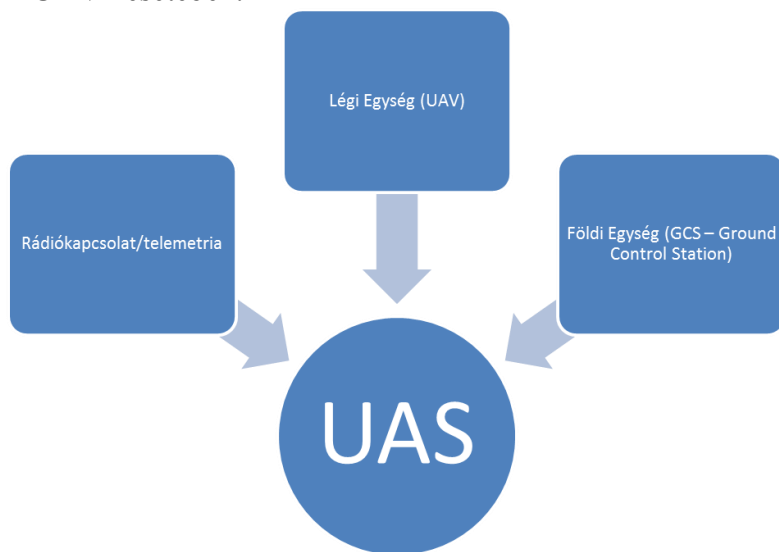
3.2 Az UAS rendszerek általános felépítése

Az UAS rendszerek (3.2. ábra) három fő alrendszerre tagozódnak, amelyek:

- légi egység, maga az irányított UAV. Az irányítás történhet rádió távirányítással (tiszta kézi irányítás, esetleg automatikus stabilitásjavító rendszer segítheti az UAV-

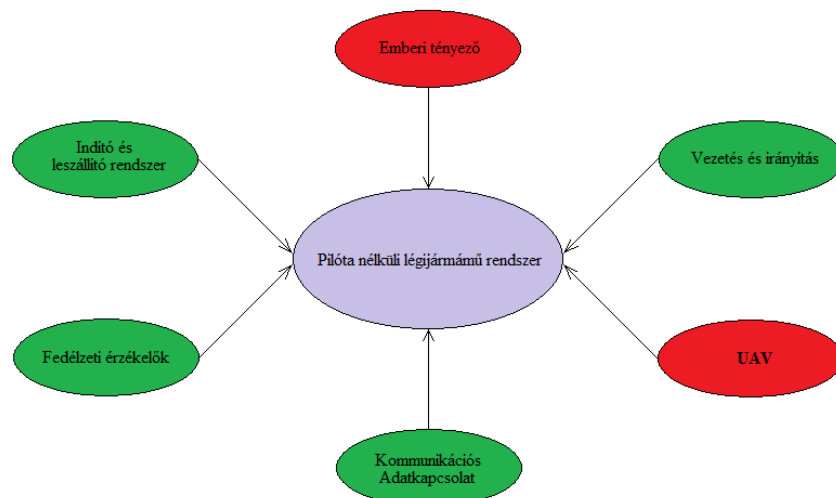
kezelő munkáját), vagy tisztán automatikusan (a repülési feladatok végrehajtása teljesen automatizált, az UAV kezelők off-line módon követik a repülési feladatok teljesülését;

- földi egység: irányító állomás, annak tárgyi eszközei az irányítást végző szakemberekkel együtt. Főként a közepes és a nagy UAV kategóriában, az UAV operátorok (kezelők) munkáját megfigyelők, meteorológusok, és egyéb szakemberek segíthetik;
- a légi- és a földi egység közötti rádiókapcsolat, és annak rendszerei (pl. antenna, és annak forgató rendszere, földi adó-vevő egység). A földi irányító állomás és a rádiókapcsolat rendszerei sokszor azonos platformra integráltak (pl. gépjármű, terepjáró, vontatmány), mint például a Szojka-III, a METEOR 3MA TUAV, vagy a Skylark-I UAVk esetében.



3.2. ábra. A pilóta nélküli légitármű rendszer (Saját szerkesztés).

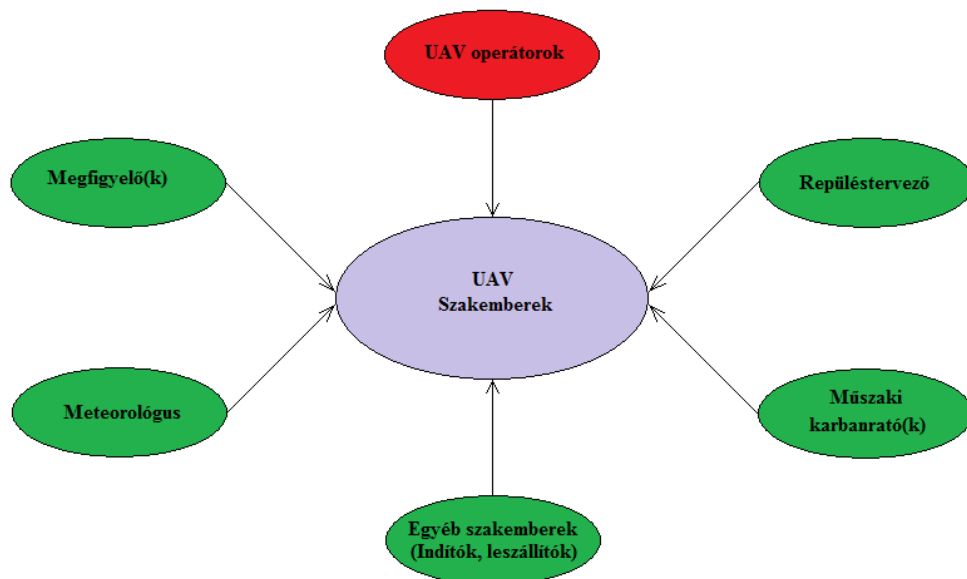
A 3.2. ábrán látható UAS rendszer egyik lehetséges kiterjesztett felépítését a 3.3. ábra mutatja be.



3.3. ábra. A pilóta nélküli légitármű rendszer fontosabb alrendszerei (Saját szerkesztés).

A 3.3. ábrán bemutatott, kiterjesztett UAS rendszer az alábbi alrendszerekből épül fel:

1. UAV: a rendszer légi egysége, és egyben az UAS rendszer egyik legfontosabb eleme.
2. Indító– és leszállító rendszer: feladata, hogy biztosítsa az UAV sikeres fel-, és leszállását. Természetesen, ha az UAV futóművel rendelkezik, akkor a le- és felszállás futóművekről történik, és a hasra szállás csak kényszerleszállások esetére tervezett. Bonyolultabb a helyzet, ha az UAV nem rendelkezik futóművel. Ilyenkor az UAV indítása történhet kézzel, egyéb segédeszközzel (pl. gumikötél), vagy bonyolultabb rendszerrel (indítóállvány, katapult), a leszállás pedig rendszerint hasra történik, és a maximálisan megengedett függőleges süllyedési sebességet vagy ejtőernyővel érik el (de így nem irányított az UAV repülési pályája), vagy pedig a kezelő száll le az UAV-val.
3. Vezetés és irányítás: a földi GCS-ről történik, ami lehet egy egyszerű eszköz (laptop, notebook, okos telefon), de lehet egy komplex harcálláspon is.
4. Kommunikációs adatkapcsolat: az UAV a repülés során folyamatosan kapcsolatot tart a földi vezetési ponttal. A földi irányítóállomásról parancsjeleket lehet küldeni a légi egységre (UAV). A fedélzeti érzékelők jeleit – rendszerint valós időben – lesugározzák a földre, ahol kézi-, vagy automatizált kiértékeléssel hozzájutnak a szükséges információkhoz (pl. személyek azonosítása, célok azonosítása, légszennyezettség mérése)
5. Fedélzeti érzékelők: a fedélzeti érzékelők feladata, hogy az UAV platformra telepítve információt gyűjtsenek folyamatokról, eszközökről, élőlényekről (emberek, állatok, növények).
6. Emberi tényező: az UAV/UAS rendszer hatékony működtetéséhez szükséges humán erőforrás, aki a szaktudásával megvalósítja, végrehajtja a repülési feladatot. AZ UAS rendszer eme szegmensét a 3.4. ábra mutatja be részletesen.



3.4. ábra. A pilóta nélküli légi jármű rendszer 'Emberi tényező' alrendszere (Saját szerkesztés).

A 3.4. ábrán az UAS rendszer „Emberi tényező” szegmense a következő szakembereket nevesíti:

1. UAV operátor: pilóta nélküli légi jármű kezelője, vezetője, aki felel a repülés sikeres és biztonságos végrehajtásáért. Hazai szabályozás hiányában még nem tisztázottak annak feltételei, hogyan lehet valaki kezelő.
2. Megfigyelő(k): azon szakemberek, akik a légtér vizuális felderítésével, szóban segítik az UAV kezelőt.
3. Repüléstervező: a repülési feladat megtervezéséért felelős szakember.
4. Meteorológus: a repülést meteorológiai adatokkal, és időjárás előrejelzéssel segíti.
5. Műszaki karbantartó(k): az UAV légi alkalmasságának, repülésre alkalmasságának elérését biztosító szakemberek.
6. Egyéb szakemberek: az UAV szállítását, indítását és leszállást segítő személyzet (gépjárművezető(k), indító(k), leszállító(k)).

3.3 A 'Night Watchbird UAV System' koncepciója, és annak lehetséges katonai célú alkalmazása

Az UAV/UAS alkalmazások – főleg nemzetközi viszonylatban – egyre bővülnek, és keresik a helyüket úgy az állami célú, mint a nem állami célú repülésben. Jelenleg számos területen, mint például a precíziós mezőgazdaság, vagy a határvédelem területén alkalmazzák az UAV/UAS rendszerek prototípusait, és meglehetősen intenzív eme rendszerek tesztelése. A fent említett, néhány kivételes terület kivételével azonban máig nem sikerült, még a jelenleg adott feltételek mellett sem az UAV/UAS térhódítás, amit már évek óta számos hazai-, és nemzetközi szervezet vizionál.

2007-ben egy országos, reprezentatív felmérést készítettem elő, és hajtottam végre azzal a céllal, hogy részletes információt kapjak az UAV felhasználók elvárásairól. A felmérés sikeres végrehajtásához egy új filozófiájú szakmai kérdőívet állítottam össze, amely az alábbi fontosabb területeken kérte a válaszadókat az elvárásaik megfogalmazására [3.9-TI, 3.10-TI, 3.11-TI, 3.12-TI, 3.13-TI, 3.14-TI, 3.15-TI, 3.16-TI, 3.23]:

1. milyen jellegű információt, adatot remél az UAV alkalmazástól?
2. milyen évszakokban véli szükségesnek az UAV alkalmazását?
3. milyen időjárási feltételek (csapadék, hőmérséklet, szél, egyéb feltételek) esetén szeretné használni az UAV-t?
4. milyen repülési tartományban (repülési magasság, repülési sebesség, hatótávolság, hatósugár) szeretné alkalmazni az UAV-t?
5. milyen repülési időt vár el az UAV-tól?
6. a megfigyelt objektumok (célok) milyen sebességgel mozognak?
7. milyen repülési (VFR: Visual Flight Rules, IFR: Instrument Flight Rules) eljárást kell alkalmaznia az UAV repülések során?
8. milyen védettséggel kell rendelkeznie az UAV-nak?
9. milyen hajtástechnikát (motort) részesít előnyben?

10. milyen aerodinamikai elrendezést (hagyományos, nem hagyományos) tart előnyösebbnek?
11. milyen rendelkezésre állási időt (a megbízó repülésre vonatkozó döntéshozatalától a repülési feladattal megbízott felszállás helyére történő kikerkezéséig eltelt idő) tart elfogadhatónak?
12. milyen készütségi időt (a repülési feladattal megbízott felszállásra kiadott utasítása és az UAV felszállása között eltelt idő) tart elfogadhatónak?
13. milyen repülési üzemmódok automatizálását látja szükségesnek?
14. szükségesnek látja-e repülésbiztonsági korlátozások alkalmazását?
15. szükségesnek látja-e veszélyes repülési üzemmódokon az UAV repülésének automatizálását?
16. a szakértő szakterületén alkalmaznak-e UAV-t?
17. ha jelenleg nem alkalmaznak UAV-t, a közeljövőben tervezik-e annak használatát?

A felmérés eredményeit hazai-, és nemzetközi folyóiratokban, illetve hazai-, és nemzetközi konferenciákon publikáltam. Bár sokan megfogalmazták ugyan a szakmai elvárásaikat, és adtak érdemi, értékelhető válaszokat a kérdésekre, mégis, a felmérés idején csak kevesen jeleztek vissza, hogy az egyes szakterületeken a közeljövőben alkalmazni tervezik ezt a technológiát.

A felmérés eredményeképpen, valamint az iraki műveleti területen szerzett tapasztalataim alapján kikristályosodott előttem egy meglehetősen futurisztikus UAV/UAS rendszer, amelyre úgy a katonai-, mint a nem katonai UAV alkalmazások során méltán támaszkodhat az alkalmazó. E felderítési célú UAV/UAS rendszer a *Night Watchbird UAV System* nevet kapta tőlem [3.17-TI, 3.18-TI, 3.19-TI, 3.20-TI], amely egy új elven működő felderítő-, adatgyűjtő-, és adatértékelő UAV/UAS rendszer, amely képes együttműködni a jelenleg is meglévő hagyományos biztonsági rendszerekkel (pl. CCTV-rendszer).

A *Watchbird* angol kifejezést első alkalommal Robert Sheckley (1928–2005) író alkalmazta. Az 1967-ben írt rövid tudományos-fantasztikus darabjában Sheckley felderítési-, és bűnmegelőzési célú pilóta nélküli légi járművek alkalmazásáról ír a jövő társadalmában (3.5. ábra) [3.8, 3.23].



3.5. ábra. 'Watchbird' felderítő/megfigyelő repülőgép
(Forrás: www.google.com, letöltés: 2018. december 14.)

A gyakorlatban azonban felmerül a kérdés, hogy egy biztonságtechnikai rendszer bővítése járhat-e olyan új tehertétellel, kihívással, mint például az UAV kezelő személyzet képzése, oktatása, hogy egy új technológiai színvonalat, és új minőséget jelentő UAV-rendszer integrálására a meglévő rendszerbe sikerrel megtörténhessen?! Úgy a hazai-, mint a nemzetközi trendek és gyakorlat alapján könnyű belátni, hogy ez a fajta rendszerfejlesztés-, és rendszerintegráció olyan új képességeket vár el a kezelőktől és az üzemeltetőktől, amit csak egy sajátos filozófia mentén tervezett rendszer képes lehetővé tenni.

Alapelvként megfogalmazhatjuk, hogy az új, UAV-alapú rendszer alkalmazása, és üzemeltetése nem jelenthet többletterhelést a biztonsági rendszerek üzemeltetői számára, ellenben az új rendszer sok olyan új képességgel, információval kell, hogy szolgáljon, amelyek lényeges mértékben javítják a biztonsági szolgálatok munkavégzésének minőségét, gyorsabb, pontosabb, és költséghatékonyabb működést tesznek lehetővé, például a téves riasztások számának minimálásával.

Nem nehéz belátni, hogy egy UAV-alapú rendszer üzemeltetése a helyszíni kezelő személyzet hiányában csak és kizárólag távfelügyelettel lehetséges, a bevetések helyszínén az UAV autonóm repülést hajt végre. Az UAV-flotta távfelügyeleti kezelője egy olyan szervezet, aki az adott UAV-típusra típus-, és légialkalmassági tanúsítást szerzett. Az UAV-flottát üzemeltető szervezet szakemberei megfelelnek továbbá úgy a hazai-, mint a nemzetközi (EASA, DoT FAA, NATO stb.) előírásoknak, és az adott szervezet úgy üzemeltető-, karbantartó-, mint oktató szervezeti minősítéssel is bír.

Most ne foglalkozunk a légtérhasználat kérdéseivel, mert sok esetben, például műveleti területi UAV-alkalmazások, a légtér eleve elkülönített, és abban csak az arra engedélyt szerzők végezhetnek repülést. Meg kell azonban említeni, hogy magáncélú UAV-alkalmazások esetén a légtérhasználat jogi aspektusait is figyelembe kell venni, hiszen ezt a kérdést úgy a nemzeti-, mint a nemzetközi légi jog is kötelezővé teszi: a repülések bejelentését, adott esetben engedélyeztetését az erre hivatott állami szervekkel el kell végezni.

Elképzelésem szerint az egyes bevetések helyén (védett objektumok)/területén olyan fizikai platform (felszálló-leszálló hely) kerül kialakításra, amelyen (3-4), készenléti állapotban felszállásra várakozó, azonos típusú UAV várja a saját bevetését. Alaphelyzetben az UAV-flotta egyes tagjai sorszámot (virtuális oldalszám) kapnak, és a bevetésükre – azonos üzemképességű szintek mellett – a sorszámuk alapján kerül sor. A műszaki állapotuk alapján az egyes UAVk sorszáma meg is változhat, a fedélzeti rendszerek műszaki paramétereinek valós idejű diagnosztikája alapján [3.17-TI, 3.18-TI, 3.19-TI, 3.20-TI].

Az új, multirotoros *Night Watchbird UAV System* elsődleges, és alapvető feladata a védett területen a behatolás tényének azonosítása. A védett objektumok általában rendelkeznek valamilyen mechanikai védelemmel (drótkerítés, betonpalánk, betonfal stb.), és sokszor hagyományos kamerás (CCTV) megfigyelő rendszer is kiépítésre kerül.

A *Night Watchbird UAV System* egy illegális behatolást jelző rendszer, amely

- képes azonosítani a behatolás tényét;
- képes azonosítani, hogy a behatoló humán, vagy nem humán(állat);
- képes azonosítani, hogy a humán behatoló szándékos, vagy véletlen behatolást hajtott végre. Ha és amennyiben a humán behatoló szándékos behatolást hajtott

vége, akkor biztonságos magasságról „megfogja”, követi, és (akár) fluoreszkáló festékekkel megfesti a behatolót;

- képes valós időben adatokat továbbítani a bevetés-irányító központba, ahol döntés születik a további beavatkozási lépésekről.

A *Night Watchbird UAV System* kétféleképpen hajtja végre őrjáratoló repüléseit. Az első repülési elv: *felfedem magam, itt vagyok, jövök ...* olyan esetben célszerű alkalmazni, ahol az UAV-repülések pszichológiai hatása olyan, hogy a repülés ténye már önmagában is elrettentő, komoly visszatartó erővel bír. Ilyen UAV-alkalmazás lehet például erdők, mezők, mezőgazdasági területek védelme lopások ellen, vagy a zöldhatár ellenőrzése jövedéki termékek csempészése esetén. Ezeket a repüléseket célszerű úgy nappal, mint éjszaka végezni, véletlenszerű, de akár kiszámítható módon is, és a kellő hatás elérése érdekében célszerű akár fénytechnikai rendszerekkel is ellátni az UAVt.

A másik elv, amikor rejtve szeretnénk tudni az UAVt a behatoló előtt: a behatolót célszerű olyan távolságból, magasságból követni, hogy az ne is tudja, hogy őt éppen megfigyelik.

A *Night Watchbird UAV System* egyik lehetséges alkalmazása a nagy kiterjedésű objektumok, ipari létesítmények behatolás elleni védelme. Egy-egy ipari létesítmény kiterjedése az élettartama során akár változhat is: növekedhet például egy gyár terjeszkedésekor, de csökkenhet is termelői kapacitások felszámolása során, extrém esetben meg is szűnhet egy (ipari) objektum.

A 3.6. ábra egy atomerőművet mutat be, amelynek területe, és a felépítményei az erőmű élettartama alatt nem, vagy csak kis valószínűséggel változnak. A védett terület sajátossága, hogy meglehetősen nagy kiterjedésű, és egy esetleges behatolás során, a behatolás azonosítása után a biztonsági szolgálat tagjai nagy távolságot kell, hogy megtegyenek a behatolás helyéig, és egyáltalán nem biztos, hogy a behatoló maga is kis sebességgel mozog, és sikerül őt azonosítani.



3.6. ábra. Kiemelt fontosságú ipari létesítmény [3.17-TI, 3.18-TI, 3.19-TI, 3.20-TI].

A 3.7. ábra egy ipari parkot ábrázol, amely elemei sokszor egymástól is elszigeteltek. Az ipari park területe gyakorlatilag állandóan változik, mert a betelepülő cégek száma sokszor

egyre nő, és az ipari parkok területén létesített inkubátorházak, és kockázati tőkét biztosító vállalkozások egyre nagyobb számban települnek le az ilyen helyeken.



3.7. ábra. Ipari Park [3.17-TI, 3.18-TI, 3.19-TI, 3.20-TI].

Könnyű belátni, hogy már a polgári objektumok védelmének kérdése is meglehetősen nehezen kezelhető, mert a változó elhelyezkedés, a változó rendeltetés és változó funkciók más és más biztonsági megközelítést kívánnak. A 3.6. és a 3.7. ábrákon jól látható, hogy az egyes védett objektumok fizikai elhelyezkedése messzemenően alkalmassá teszi az UAVt őrzés-védelmi feladatok ellátásában való részvételre. A védett határszakaszok gyakorlatilag egyenes vonalak, amelyek mentén űrjáratozó-felderítő repüléseket végrehajtva, lényeges mértékben javíthatjuk a személy-, és vagyonbiztonságot.

A katonai létesítmények őrzés-védelme mindig is kiemelt fontosságú volt, mióta létezik haderő. Egy-egy objektumban elhelyezkedő infrastruktúra, a haditechnika, és a humán erőforrás képezi a védelem központi elemét, mert az ezekről gyűjtött bármilyen információ szenzitív, és az ellenérdekelt fél mindent megtesz, hogy a leginkább napra kész, megbízható információt szerezzen a másik félről.

A 3.8. ábra egy katonai repülőteret mutat be. A repülőtér részben természetes módon (folyó által) védett, részben pedig a megfelelő műszaki megoldásokkal (pl. betonpalánk) biztosított az őrzés-védelem. Az objektum saját belső őrzés-védelmi rendszerrel rendelkezik. Könnyű belátni, hogy a repülőtér a méreteinél fogva, meglehetősen nehezen védhető a külső behatolások ellen. Az esetleges behatolások esetén pedig sok időt vesz igénybe, mire a biztonsági szolgálat valamelyik tagja eléri a repülőtér akár legtávolabbi pontját is. Ez alatt az idő alatt, a behatoló akár nagy távolságot is megtehet a behatolás helyéhez képest, és akár el is hagyhatja a védett objektumot. A repülőtér határa egyes szakaszokon, erdős-ligetes részen halad át, ami úgy a vadállatok, mint az ember számára jó rejtőzködési lehetőséget biztosít a repülőtér megközelítésekor, és akár a behatolás során is.



3.8. ábra. Katonai repülőtér [3.17-TI, 3.18-TI, 3.19-TI, 3.20-TI].

Az erők védelmének kérdése a műveleti területi katonai műveletek során is központi helyet foglal el. A haditechnika, illetve az emberi erőforrások védelme, ezek hadrafoghatósága alapvetően befolyásolja a katonai műveletek sikerességét, és nagyban hozzájárulnak a harc sikeres megvívásához. Egy jól védett objektum megnyugtató a katonák számára, ahol pihenhetnek, regenerálódhatnak, és a bázison sebesüléseikből esetleg gyógyulhatnak is. A megfelelő szintű személyi biztonság a bázison belül bonyolult rendszerben biztosított: a biztonsági rendszernek minden katona maga is rész: véd, hogy őt is védhessék.

A legmagasabb szintű biztonságot a „Zöld”-zóna jelenti, ahol a személyi védőfelszerelés (repszálló mellény, sisak) viselete nem kötelező. A legveszélyesebb biztonsági besorolás a „Vörös”-zóna, ahol az egyéni védőfelszerelést mindenki viseli, és a személyi fegyvereit csőre töltve, és kibiztosítva magánál tartja.

A 3.9. ábrán egy sivatagi (Irak) műveleti területen elhelyezkedő katonai bázist látunk. A bázis védelmét nagyban segíti, hogy a terület jellege miatt azt megközelíteni csak nyílt terepen lehetséges, ami nagyban segíti nemcsak a behatolás azonosítását, de akár a behatolás megelőzését is.

A bázis területe meglehetősen nagy: a két legtávolabbi pontja között a távolság több kilométer. A bázist 3-4 méter magasú betonfal védi, a betonkerítés megadott helyein, egy-egy őrtoronyban helyezkedik el a géppuskás, aki fegyveres védelmet is biztosít a bázis számára, és megakadályozza az illegális behatolást.



3.9. ábra. Katonai bázis sivatagi műveleti területen [3.17-TI, 3.18-TI, 3.19-TI, 3.20-TI].

3.8. és a 3.9. ábrákon jól látható, hogy az egyes védett objektumok fizikai elhelyezkedése messzemenően alkalmassá teszi az UAVt őrzés-védelmi feladatok ellátásában való részvételre. Tekintettel arra, hogy a műveleti területi objektumok műszaki védelme betonpalánk, ezért ebben az esetben vadállatok behatolásával nem kell számolni, az illegális behatolás csak ember által történhet.

A *Night Watchbird UAV System* megépítése csak számos új probléma megoldása révén lehetséges. Sokszor még alapvető fogalmak sem állnak rendelkezésünkre, hogy egy adott feladatkört leírjunk, és megoldjunk. Törekedve a teljességre, de a téma újdonságánál fogva nem biztos, hogy az összes megoldásra váró feladatot bemutatom.

Az új koncepció megvalósítása során – véleményem szerint – az alábbi feladatok megoldása szükséges [3.17-TI, 3.18-TI, 3.19-TI, 3.20-TI]:

1. A rendszer rendeltetésének megfogalmazása: korlátozott terület felett (pl. kisebb, magántulajdonú kertek, előkertek, gyárak, üzemek, ipari parkok, veszélyes üzemek stb.) éjszakai, órjázatózó felderítő repülés végrehajtása, adatgyűjtés, adattárolás a repülés során, valamint a felderítési információ, és repülési paraméterek lesugárzása a földi üzemeltető-, és a biztonsági szervezetek számára.
2. A rendszer képességeinek leírása. Repülési tartomány definiálása. Földi- és légi üzemeltetés minimum feltételeinek meghatározása. Követelmények megfogalmazása.
3. Légtérhasználati kérdések áttekintése, és megoldása a legális repülések végrehajtása érdekében.
4. Az UAS rendszer tervezése. Földi állomás definiálása, leírása. Az UAV leírása. Autonóm repülések. Fedélzeti érzékelők. Összeütközés elkerülése, kitérő manőverek definiálása, logikai feltételeinek megadása.

5. A *leszálló-felszálló hely* megtervezése. A leszálló helyen az UAVk akkumulátora folyamatosan töltődik, és a teljes flotta minden egysége üzemkés. Az egyes UAVk sorszámozottak, a bevetésükre a sorszámuk (oldalszámuk) alapján kerül sor, értelemszerűen, sorrendben. Az UAVk fedélzeti, valós idejű műszaki diagnosztikai rendszerrel rendelkeznek, és az egyes légi járművek sorrendje a műszaki állapotuk függvényében megváltozhat, újradefiniálódhat. A fedélzeti műszaki diagnosztika adatait a távoli üzemeltetést végrehajtó szervezet is látja, szükség esetén javító szakembert küld ki az UAVk üzemeltetési helyszínére.
6. Repülési feladatoknak megfelelő UAV-platform (UAV-típus) kiválasztása. Teljesítmény-viszonyok definiálása. Az UAV hasznos teher tömegének kiszámítása. Legyen felhajtóerő tartalék a további hardverfejlesztésekhez, és extrém manőverek (pl. összeütközés elkerülése) végrehajtása során. A légsavarak eredő felhajtó erejét kb. (50-60) %-ig terhelje, a maradó propulziós teljesítménytartalék maradjon a jövőben megoldandó feladatokra.
7. Manőverezés a leszálló helyen. Az UAV a leszállóhelyen történő leszállása után képes kerekein közlekedni, navigálni, megtalálni a töltőállomást, és dokkolni a töltőkészülékre. A visszatérő UAV teljes töltést hajt végre. A töltés idejére „*Repülésre nem alkalmas*” minősítéssel kizárja magát a flottából, és a flottához csak a „*Repülésre kész*” minősítés után tér vissza.
8. Az *észlelés* folyamatának definiálása. A meglévő kamera-rendszerek bemutatása. *Humán-, és nem-humán behatolók* definiálása, leírása, az azonosítás logikai feltételeinek megadása.
9. Az *illegális behatolás* definiálása, logikai feltételeinek megadása.
10. A *vétlen illegális behatolás* és a *szándékos illegális behatolás* definiálása, logikai feltételeinek megadása. Ha az azonosítás megtörtént, az UAV a *szándékos illegális behatolót* még legalább öt percig képes követni a célszemélyt, és az 5. perc végén esetleg fluoreszkáló festékkel megfesti úgy, hogy erről a behatoló személy lehetőleg ne szerezzen tudomást.
11. A *riasztás* módjának definiálása, logikai feltételeinek megadása.
12. Fedélzeti döntéshozatal leírása: előnyei, és megvalósításának korlátai.
13. Földi döntéshozatal leírása: előnyei, és megvalósításának korlátai. Adatgyűjtés, adattárolás, adatok kiértékelése.
14. Fedélzeti vezérlő bemutatása. A repülésszabályozó rendszer koncepcionális, és előzetes tervezése.
15. Egy repülési feladat összeállítása, az egyes repülési fázisok leírása repülési jellemzőkkel (sebesség, koordináta, szöghelyzet stb.). Az UAV leválása a töltőberendezésről. Az UAV kigurulása a starthelyre. A felszállási üzemmód teljes körű leírása. Útvonalrepülés, navigáció teljes körű leírása. A visszatérési manőver teljes körű leírása. A leszálló manőver teljes körű leírása.

16. A *felszállás* manőver teljes körű leírása repülési paraméterekkel, és biztonsági logikai feltételekkel. A repülési feladat végrehajtásához tartozó magasság elérése.
17. Az *útvonalrepülés/navigáció* repülési fázis teljes körű leírása repülési paraméterekkel, és biztonsági logikai feltételekkel.
18. A *repülési feladat* végrehajtása: adatfelvétel. Alacsony repülés sebesség, esetleg függés repülési helyzet elérése. E repülési fázis teljes körű leírása repülési paraméterekkel, és biztonsági logikai feltételekkel.
19. A *hazatérés* repülési fázis teljes körű leírása repülési paraméterekkel, és biztonsági logikai feltételekkel.
20. A *leszállás* manőver teljes körű leírása repülési paraméterekkel, és biztonsági logikai feltételekkel.
21. Az egyes repülési fázisok közötti átmeneti repülési üzemmódok logikai feltételeinek megadása.
22. Felkészülés ismételt repülésre. Az UAV készenléti állapotának meghatározása, az ismételt felszállás logikai feltételeinek megadása.
23. A multirotoros UAV alakja, színe alapján, és a repülési környezetben élő madarak viszonya: ellenségnek tekintik-e az ott élő madarak, vagy sem?! Számítani lehet-e pl. a ragadozó madarak (sasok, baglyok, ölyvek stb.) részéről szándékos, UAV ellen irányuló támadásra?! Ha fennáll a veszélye ilyen támadásnak, vészhelyzeti algoritmus kidolgozása a kényszerleszállás biztonságos végrehajtására, a szükséges logikai feltételek definiálása. Ilyen esetek bekövetkezési valószínűsége lényeges mértékben csökkenthető az UAV formatervezése során a megfelelő alak-, és szín megválasztásával, valamint a megfelelő propulziós rendszer tervezésével, és végül, az emisszió megfelelő szintre történő csökkentésével.
24. Összeütközés elkerülése az alábbi viszonylatokban: UAV-UAV; UAV-egyéb légi jármű; UAV-épített, statikus környezet (pl. épületek, oszlopok, tornyok stb.); UAV – dinamikus, élő légi cél (pl. madár). Az összeütközést elkerülő manőverek teljes körű leírása, logikai feltételeinek megadása. A repülési pálya egyes szakaszainak megtervezése.
25. Alacsony akkumulátor feszültség. Energiarendszer meghibásodása esetén vészhelyzeti, kényszerleszálló manőverek tervezése: logikai feltételek, pályaparaméterek megadása, szüksége esetén módosítása.
26. Motor meghibásodások detektálása. A hajtás meghibásodása (pl. motorleállás, extrém kipörgés, forgórész beékelődés, nem szándékos aszimmetriák a motorok fordulatszámában stb.) esetén vészhelyzeti, kényszerleszálló manőverek tervezése: logikai feltételek, pályaparaméterek megadása.
27. Fedélzeti számítógépes hardver/szoftver hibák esetén vészhelyzeti, kényszerleszálló manőverek tervezése: logikai feltételek, pályaparaméterek megadása.

A fenti megoldandó feladatsor számos olyan elemet tartalmaz, amit az előzetes koncepcionális tervezés során oldunk meg. Ilyen feladat lehet például az UAV-technológia meglévő biztonsági rendszerbe történő integrálhatóságának vizsgálata, vagy azoknak az orvosi-, és biometriai kérdéseknek a megoldása, amelyekre máig nem születtek általános érvénnyel megoldások, minden alkalmazó eseti-, egyedi megoldásokat mutat be.

Mint a fenti feladatsorból is jól látható, a *Night Watchbird UAV System* rendszer koncepciója számos olyan elemet tartalmaz, amelyek még kidolgozásra várnak, mint például a *vétlen illegális behatolás*, vagy a *szándékos illegális behatolás* azonosításának kérdésköre [3.17-TI, 3.18-TI, 3.19-TI, 3.20-TI].

Úgy a *vétlen illegális behatolás*, mint a *szándékos illegális behatolás* jellemzőinek definiálása, és azonosítása is meglehetősen nehéz feladat. Az illegális behatolás azonosításában segíthet, hogy a behatoló maga is tudja, hogy normasértő módon jár el, és vélelmezhetően olyan stresszes állapotban tevékenykedik, amelyet adott esetben jól azonosíthatunk is a pulzusszám, a vérnyomás, test hőmérséklete, a bőr kipárolgása és egyéb mérhető biometrikus adatok segítségével.

Az előbb ismertetett adatok megbízhatósága azonban kérdéses, ha tapasztalt 'veterán' a behatoló személy, aki képes uralkodni magán, és olyan mért adatokat 'produkálni', amelyek félrevezetőek lehetnek. Ebben az esetben a gyanús személyek előzetes azonosítása után, szükség esetén egyéb módszer is használható, például személyes beszélgetés és kikérdezés [3.17-TI, 3.18-TI, 3.19-TI, 3.20-TI].

Érdekes esetnek tekinthető a műveleti területen elhelyezkedő katonai bázisok védelme. E területeken a bázisok műszaki védelme szinte kizárja, hogy nem-humán behatolók behatoljanak az objektum területére. A védelmi vonalakon történő behatolás csak humán, illegális, és szándékos lehet. A védett objektum területére a bejutás legális formája az áteresztő ponton-, vagy a bejáraton történő bejutás, a megfelelő azonosítások és ellenőrzések után.

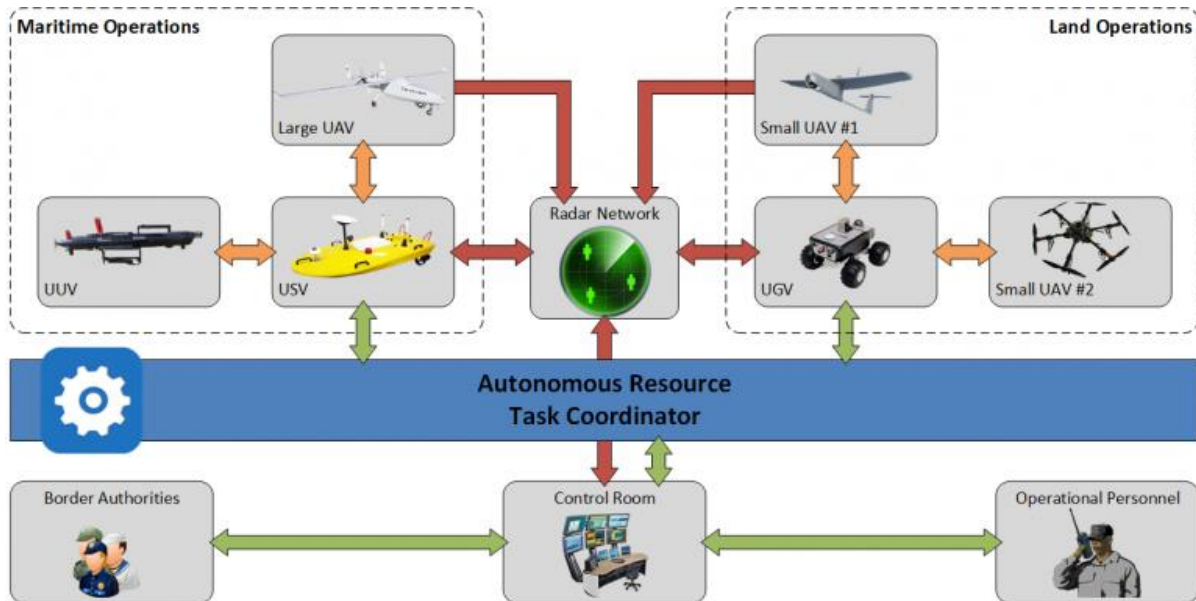
A katonai műveleti területen azonban egy objektumnak már a megközelítése is olyan ellentéveséket vált ki az őrző-védő személyzettől, hogy a védett objektumnak már a megközelítése is szinte lehetetlen. Aki ilyen magatartást tanúsít, az túlzás nélkül az életét is kockáztatja a cselekedetével [3.17-TI, 3.18-TI, 3.19-TI, 3.20-TI].

A stressz-szint mérésén alapuló módszerek ma már felvetik a mérési módszer alkalmazásának esetleges korlátait: mennyire lehet alapul venni egy azonosítási folyamatban a biometrikus távérzékelés adatait, amikor a környezetünk eleve egy magas stressz-szintű napi életet vizionál: mindenki aggódik valamiért. Van, aki a munkahelye elvesztése miatt, van, aki családi ügyek miatt, van, aki a pénzügyi helyzete miatt napi szinten aggódik, sőt, retteg valamilyen nem kívánt esemény bekövetkezésétől.

A *Night Watchbird UAV System* rendszer tehát alkalmas lehet az *illegális behatolás* tényének azonosítására, és adott esetben annak szándékosságát is objektív módon képes lehet azonosítani [3.17-TI, 3.18-TI, 3.19-TI, 3.20-TI].

Bár e gondolatom és javaslatom nem ért el számottevő hazai sikereket, és a projekt hazai megvalósítása is várat még magára, én mégis úgy gondolom, hogy az ötletem és a koncepcióm máshol inspirálta a szakembereket. Az Európai Unió 2017-ben a H2020 program keretében olyan felderítő, és előre jelző rendszer (Roborder) tervezését és kiépítését kezdte meg, amelynek feladat az illegális határátlépés előkészületének azonosítása, az illegális határátlépéshez kapcsolódó tevékenységek megfigyelése, valamint a határokon

átnyúló környezetszennyezések felderítése [3.21]. A Roborder rendszer elvi vázlatát a 3.9. ábrán látható.



3.9. ábra. A Roborder rendszer elvi vázlatát [Forrás: <https://roborder.eu/>].

A projekt megvalósítására 25 tagból álló, és 13 országot (Portugália; Görögország; Németország; Észtország; Finnország; Spanyolország; Észak-Írország; Magyarország; Egyesült Királyság; Bulgária, Svájc, Olaszország, Románia), valamint a NATO STO CMRE-t is tömörítő és reprezentáló konzorciumot alapítottak, melynek szakmai munkáját nyolc tagból álló tudományos tanácsadó testület irányítja.

A projekt célja olyan, teljesen autonóm felderítő-, és előre jelző rendszer tervezése, és megépítése, amely különféle autonóm szenzor-rendszerek (vízfelszíni, víz alatti, légi robotok, felszíni robotok) jeleit fuzionálja, és lehetővé teszi az erők alkalmazásának megfelelő irányítását, és koordinálását. A tengeri műveletek viszonylatában a HALE kategóriájú UAV/UAS autonóm légi robotok és robotrendszerek alkalmazása tervezett, míg a szárazföldi felszíni alkalmazásokra SUAV autonóm légi robot platformok alkalmazását tervezik.

A projekt várható befejezése, és a prototípus rendszer tesztjei 2020 tavaszára várhatóak. A projekthez rendelt források nagyságrendjéből ítélve, a többéves projekt megvalósítása sikerrel kecsegtet [3.21].

3.4. Összefoglalás, következtetések

A fejezetben bemutatott UAV osztályozás, a kiterjesztett UAS rendszer a nemzetközi gyakorlatnak megfelelően mutatja be főbb elemeket, azonban előfordulhat ettől részletesebb, vagy kevésbé szofisztikált UAS rendszer is. A HALE UAVk kategóriájában a GCS akár egy megerősített katonai vezetési pont, vagy parancsnokság is lehet, míg a SUAV kategóriában a GCS egy kisméretű LCD is lehet.

Hasonlóképpen, az UAS rendszer „UAV szakemberek/Emberi tényező” alrendszere a HALE UAV kategóriában számos szakember együttműködését jelenti, míg SUAV kategóriában számos a biztonságos repülések lebonyolításához számos esetben csak korlátozott erőforrás, egy-két fő áll rendelkezésre.

Az UAV repülések automatizálása, a mechatronika és a robotika legújabb eredményei lehetővé teszik számos olyan őrző-védő feladat, számos olyan folyamat automatizálását, amit eddig csak előerős biztonsági szolgálatok láttak el. Természetesen, az általam javasolt és kihívásaiban felvázolt új, működőképes biztonsági alrendszer még várat magára, de hamarosan elérkezik majd az idő, amikor ez valóság lesz.

3.5 Új tudományos eredmények

TI tézis: Módszertant dolgoztam ki reprezentatív szakmai-tudományos felmérés lebonyolítására, melynek segítségével országos, reprezentatív felmérést hajtottam végre az UAV/UAS rendszerekkel szemben támasztott elvárások, műszaki követelmények és tartalmak azonosítására. A felmérés összegzett, és kiértékelt eredményeire támaszkodva megalkottam egy merőben új UAV/UAS rendszer koncepcióját, amelyre építkezve elkezdődhet egy olyan UAS rendszer koncepcionális, és előzetes tervezése, amely úgy katonai-, mint nem katonai céllal sikeresen használható majd felderítési feladatokra, illetve a perimetrikus védelmi rendszerek új eleme is lehet.

1. Reprezentatív szakmai felmérés adatai alapján műszaki követelményrendszert alkottam meg, amely kritérium-rendszer a prototípus UAV/UAS rendszer tervezésekor jól használható [3.9-TI, 3.10-TI, 3.11-TI, 3.12-TI, 3.13-TI, 3.14-TI, 3.15-TI, 3.16-TI].
2. Megalkottam egy multirotoros UAV-ra épülő, merőben új felfogást tükröző biztonsági rendszer új alrendszerének (*Night Watchbird UAV System*) koncepcióját, amely alkalmas nagy területen elhelyezkedő polgári-, és katonai objektumok perimetrikus védelmének segítésére, és az erők védelme hatékonyságának javítására [3.17-TI, 3.18-TI, 3.19-TI, 3.20-TI].

Felhasznált irodalom

- [3.1] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert (szerk.): *Légi robotok automatikus repülésszabályozása*. Budapest: Óbudai Egyetem, Bánki Donát Gépész és Biztonságtechnikai Mérnöki Kar, 2016. 478 p. ISBN: 978-615-5460-23-4.
- [3.2] <http://www.bhe-mw.eu/product/20140516/bxap15-unmanned-aerial-vehicle-uav> (Letöltés: 2018. november 19.)
- [3.3] Méhes Lénárd: *A magyar fejlesztésű Meteor pilótánélküli repülőgép-család*. I. rész. Haditechnika 2014/3, pp (61-65).
- [3.4] Méhes Lénárd: *A magyar fejlesztésű Meteor pilótánélküli repülőgép-család*. II. rész. Haditechnika 2014/4, pp (42-45).
- [3.5] <https://www.hmei.hu/kutatas-fejlesztes/#PNR> (Letöltés: 2018. november 19.)
- [3.6] <https://www.e-education.psu.edu/geog892/node/5> (Letöltve: 2018. november 16.)
- [3.7.] <http://www.gutenberg.org/files/29579/29579-h/29579-h.htm>
- [3.8] http://en.wikipedia.org/wiki/Robert_Sheckley

- [3.9-TI] Dr. Szabolcsi Róbert: *Pilóta nélküli repülőgépek polgári alkalmazási lehetőségeinek vizsgálata*. Műszaki tudomány az Észak-Alföldi Régióban 2007 konferencia kiadványa. MTA Debreceni Akadémiai Bizottság, pp 59-65 (2007) (Elektronikus műszaki füzetek IV).
- [3.10-TI] Róbert Szabolcsi: *Some Thoughts on the Conceptual Design of the Unmanned Aerial Systems Used in Military Applications*. XVI. Repüléstudományi Napok Konferencia. Magyarország, 2008.11.13-2008.11.14. Budapest: BME Repülőgépek és Hajók Tanszék, 2008. pp. 1-8. (ISBN:978-963-420-857-0).
- [3.11-TI] Szabolcsi Róbert: *Pilóta nélküli repülőgépekkel szemben támasztott követelmények vizsgálata - az "Alpha"-csoport*. „Műszaki Tudomány az Észak-alföldi régióban 2008” tudományos konferencia kiadványa, Debreceni Akadémiai Bizottság Műszaki Szakbizottsága, Debrecen, Elektronikus Műszaki Füzetek V, pp(23-33).
- [3.12-TI] Dr. habil. Szabolcsi Róbert: *Egy felmérés margójára - néhány gondolat a pilóta nélküli repülőgépek polgári és katonai alkalmazásáról*. Szolnoki Tudományos Közlemények, ISSN 1419-256X, 2060-3002, pp(1-12), 2008.
- [3.13-TI] Dr. Róbert Szabolcsi: *Conceptual Design of the Unmanned Aerial Vehicle Systems Used for Military Applications*. Scientific Bulletin of "Henri Coanda" Air Force Academy, ISSN 2067-0850, 1/2009, pp(61-68), 2009.
- [3.14-TI] Róbert Szabolcsi: *Conceptual Design of Unmanned Aerial Vehicle Systems for Non-Military Applications*. Proceedings of the 11th Mini Conference on Vehicle System Dynamics, Identification and Anomalies. 800 p. Budapest, Magyarország, 2008.11.10-2008.11.12. (BME) Department of Railway Vehicles at the BME, 2010. pp. 637-644. (VSDIA 2008) (ISBN: 978 963 313 011 7).
- [3.15-TI] Róbert Szabolcsi: *Conceptual Design of the Unmanned Aerial Vehicle for the Firefighter Applications*. 12th International Conference on Scientific Research and Education in the Air Force: CD-ROM Proceedings. Brasov, Románia, 2010.05.27-2010.05.29. Brasov: Air Force Academy "Henri Coanda", 2010. pp. 1-4. (ISBN: 978-973-8415-76-8)
- [3.16-TI] Róbert Szabolcsi: *Conceptual Design of the Unmanned Aerial Vehicle for the Police Applications*. 12th International Conference on Scientific Research and Education in the Air Force: CD-ROM Proceedings. Brasov, Románia, 2010.05.27-2010.05.29. Brasov: Air Force Academy "Henri Coanda", 2010. pp. 1-4. (ISBN: 978-973-8415-76-8).
- [3.17-TI] Szabolcsi, R. *Night Watchbird UAV System: quadrotor alapú vagyónvédelmi-biztonsági rendszer előzetes koncepcionális-, és koncepcionális tervezése*. Hadmérnök, 1/2015, X. évf., pp(35-48).
- [3.18-TI] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert: *Night Watchbird UAV System: An Effective Tool Improving Force Protection Capabilities in the War Theatres*. Proceedings of the 17th International Conference "Scientific Research and Education in the Air Force" - AFASES 2015. 20th "Henri Coanda" Air Force Academy Anniversary: 1995-2015, pp(1-8).

- [3.19-TI] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert: *The Quadrotor-Based Night Watchbird UAV System Used in the Force Protection Tasks*. Knowledge Based Organization Proceedings, 1/2015, pp(101-107), 2015.
- [3.20-TI] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert: *The Quadrotor-Based Night Watchbird UAV System Used in the Force Protection Tasks*. The Complex Physiognomy of the International Security Environments, pp(201-216).
- [3.21] <https://roborder.eu/> (Letöltés: 2019. február 26.)
- [3.22] Prof. Dr. Szabolcsi, R. Pilóta nélküli légi járművek automatikus repülésszabályozó rendszerei : Rendszertervezés és rendszervizsgálat. ISBN: 9789634491682. Budapest, Óbudai Egyetem, 640 p, 2020.
- [3.23] Prof. Dr. Szabolcsi, R.: UAV/UAS rendszerek koncepcionális és előzetes tervezése, vizsgálata. ISBN: 9789634491699. Budapest, Óbudai Egyetem, 280 p., 2020.

4. UAV REPÜLÉSDINAMIKIA MODELLEK, ÉS AZOK VIZSGÁLATA

A fejezet célja olyan matematikai modellek meghatározása, amelyek segítségével a SUAV térbeli mozgása jól leírható, jól modellezhető. A pilóta nélküli légi járművet első közelítésben merev testnek tekintjük. Tekintettel ezen egyszerűsítő feltételre, a merev szerkezetű UAVt később anyagi ponttal helyettesítjük, amely a háromdimenziós térben összetett (egyenes vonalú, és forgó) mozgást végez.

Az UAV térbeli mozgásának identifikációja során először azzal a kihívással kerülünk szembe, hogy milyen modellben gondolkodjunk? Más szóval, mi az a rendszermodell, ami leginkább megfelelő módon szolgálja az UAV repülések egyes fázisainak automatizálását?!

Ez a fejezet azt a célt szolgálja, hogy elméleti alapot, segítséget nyújtson az UAVk rendszerdinamikai identifikációja során a lehetséges identifikációs modellek kiválasztásához, ugyanis, a MATLAB[®] System Identification Toolbox számos rendszermodellt (átviteli függvény, állapotter, nemlineáris modell, spektrális modell, korrelációs modell) kínál fel, amelyek közül célszerű választjuk ki a leginkább megfelelőt.

4.1 UAV térbeli mozgásának matematikai modelljei

A hagyományos pilóta nélküli légi járműveket sárkányszerkezeti kialakításuk és meghajtásuk szerint, az alábbi módon osztályozhatjuk [4.14, 4.15-TIII]:

1. merevszárnyú pilóta nélküli légi járművek;
2. forgószárnyas (helikopter) pilóta nélküli légi járművek;
3. multirotoros (trirotor, quadrotor, hexarotor, octorotor) pilóta nélküli légi járművek.

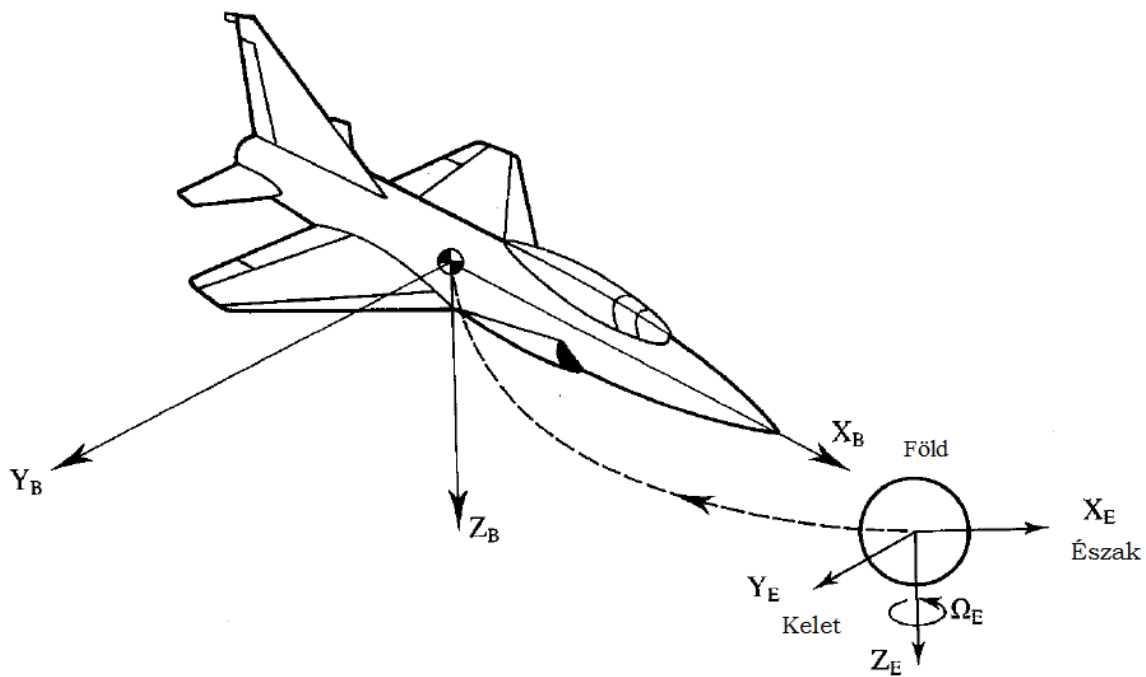
A szerző vizsgálatait a merevszárnyú, hagyományos aerodinamikai elrendezésű UAV-kra korlátozza. A merev UAV mozgásegyenleteinek levezetéséhez szükséges a vonatkoztatási (inercia) rendszer megfelelő megválasztása.

Ha a repülés során a megoldandó feladat ún. „nagy” navigációs feladat, akkor az inercia (vonatkoztatási) rendszert a távoli csillagokhoz szokás rögzíteni.

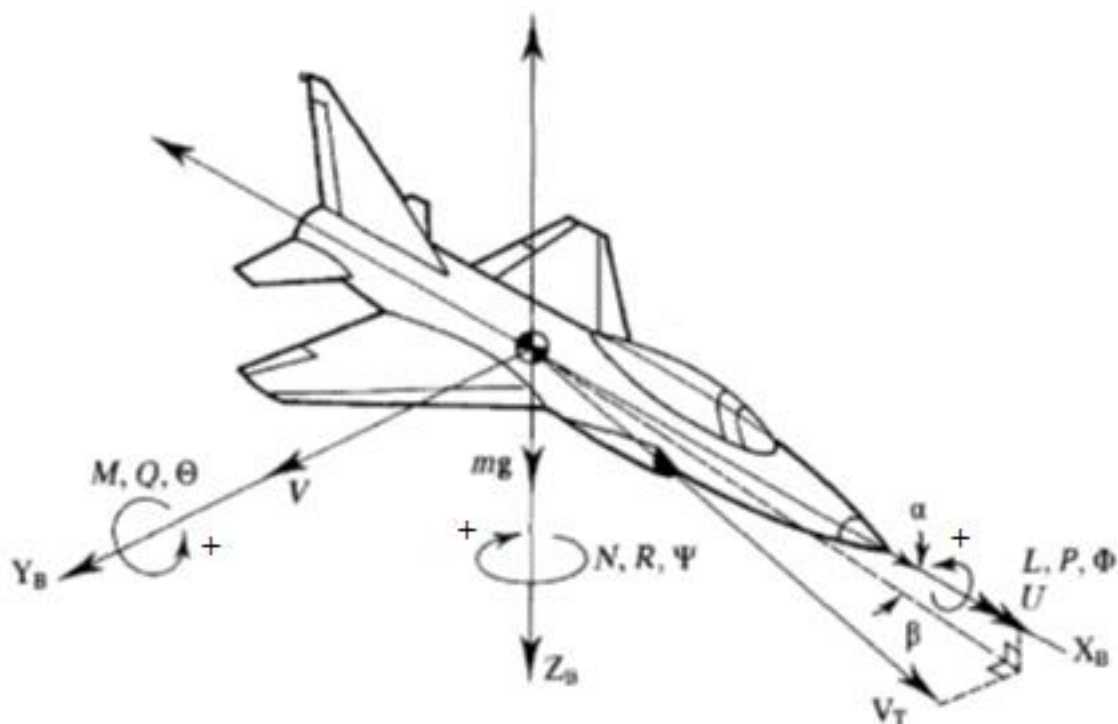
Ha az automatikus repülésszabályozó rendszer (robotpilóta) által megoldott feladat néhány percig, vagy másodpercig tart, ami kisméretű UAVk esetén jól teljesülő feltétel, akkor ez alatt az idő alatt a Föld elhanyagolhatóan kis mértékben változtatja meg helyét a világmindenséghez képest.

Ebből kifolyólag az inercia rendszert a távoli csillagoktól áthelyezhetjük a Földre. Így tehát a Földhöz rögzített koordináta-rendszert – jó közelítéssel – inercia rendszernek is tekinthetjük (4.1. ábra).

A koordináta-rendszerek megválasztása lényeges mértékben befolyásolja az UAV mozgásegyenleteinek alakját. A koordináta-rendszerek egyik csoportja az ún. fedélzethez rögzített koordináta rendszer (4.2. ábra), míg a másik részük ún. földi koordináta-rendszer. Speciális repülési feladatok megoldása során széles körben alkalmazzák a lokális koordináta-rendszereket, amelyek sajátossága, hogy a koordináta-rendszer középpontjának elhelyezkedése és a tengelyek tájolása is az adott feladatnak megfelelően történik [4.1, 4.2, 4.3, 4.4, 4.5, 4.6, 4.7, 4.8, 4.9, 4.10, 4.11, 4.12, 4.13, 4.15-TIII, 4.30, 4.31].



4.1. ábra. A Földhöz rögzített, és a test koordináta-rendszerek [4.12 után szerkesztette a szerző].



4.2. ábra. A test- és az aerodinamikai koordináta-rendszerek [4.12 után szerkesztette a szerző].

A 4.1. táblázat a merev UAV test-koordináta rendszerben származtatott repülési paramétereit, és jellemzőit foglalja össze [4.13, 4.15-III].

Repülési paraméterek és jellemzők

4.1. táblázat

	Hossztengely, X	Keresztengely, Y	Függőleges tengely Z
Szögsebesség komponensek	p	q	r
Sebesség komponensek	u	v	w
Légerő komponensek	X	Y	Z
Nyomaték komponensek	L	M	N
Főtehetetlenségi nyomatékok	I_{xx}	I_{yy}	I_{zz}
Tehetetlenségi (centrális) nyomatékok	I_{yz}	I_{xz}	I_{xy}

A koordináta-rendszerek általában jobbsodrású, derékszögű, háromdimenziós Descartes-koordináta rendszerek. Bizonyos speciális navigációs feladatok megoldása során (pl. irányszög stabilizálása a VOR/DME rendszerrel, automatikus leszállás az ILS, vagy MLS rendszerrel) azonban széles körben alkalmazzák a polár-koordináta rendszereket is [4.7, 4.18].

4.1.1 UAV egyenes vonalú mozgásának matematikai modellje

A newtoni dinamika alaptörvénye szerint a mozgásmennyiség (impulzus) időegységre eső változása arányos a testre ható külső erők algebrai (előjeles) összegével. Newton II. törvénye az egyenes vonalú mozgásra a következő alakban írható fel [4.10, 4.12, 4.18]:

$$\mathbf{R} = \frac{d(m\mathbf{v})}{dt}, \quad (4.1)$$

ahol \mathbf{R} az UAV-ra ható külső erők eredője, \mathbf{v} az UAV Földhöz viszonyított sebességvektora, m az UAV tömege.

További vizsgálataink során feltételezzük, hogy a propulziós (toló/vonó) erő állandó, valamint feltételezzük, hogy az UAV tömege nem változik. Alkalmazzuk a kis növekményes módszert, amelynek lényege: a külső erők eredője bármely időpillanatban felírható egy munkaponti, vagy más néven egyensúlyi helyzethez tartozó ún. egyensúlyi érték, valamint zavaró hatásokat figyelembe vevő az ún. kis megzavarásból származó kis értékű növekmény összegeként [4.10, 4.12, 4.13, 4.15-TIII]:

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_o + \Delta\mathbf{R} = m \frac{d\mathbf{v}}{dt}, \quad (4.2)$$

ahol \mathbf{R}_o a külső erők eredőjének munkaponti értéke, $\Delta\mathbf{R}$ a külső erők változása (differenciája). Definíció szerint a munkaponti repülési helyzetben a külső erők összege nulla $\mathbf{R}_o = 0$, más szóval, az UAV stabilan, eredeti mozgásformáját megtartva repül. A zavarás ebből a stabil egyensúlyi helyzetből mozdítja ki a légi járművet. A kis zavarások elmélete szerint a zavarás hatására a külső erők változása egy kis értékkel jellemezhető, jelölje azt $\Delta\mathbf{R}$. Ilyen formán a (4.2) egyenlet az UAV mozgását linearizált formában határozza meg.

Mivel a Földhöz rögzített koordináta rendszert (4.1. ábra) inercia rendszernek tekintjük, ezért a (4.2) egyenlet az alábbi alakban is felírható:

$$\Delta \mathbf{R} = m \left. \frac{d\mathbf{v}}{dt} \right|_E. \quad (4.3)$$

A (4.3) egyenlet alapján elmondható, hogy az UAV repülése során a \mathbf{v} sebességvektornak úgy a nagysága, mint az iránya is változhat, ezért a teljes differenciálás szabályát alkalmazva a következő egyenlet írható fel [4.13, 4.15-TIII]:

$$m \left. \frac{d\mathbf{v}}{dt} \right|_E = m \left. \frac{d\mathbf{v}}{dt} \right|_B + \boldsymbol{\Omega} \times \mathbf{v}, \quad (4.4)$$

ahol az E alsó index a Földhöz rögzített koordináta-rendszerben történő deriválást, míg a B alsó index a test-koordináta-rendszerre vonatkoztatott deriválást jelöli [4.12, 4.15-TIII].

A (4.4) összefüggés kapcsolatot létesít az álló és a mozgó vonatkoztatási rendszer, vagyis a sebességváltozás abszolút és lokális változása között, melyeket esetünkben az E és a B alsó indexek jelölnek. Ismeretes, hogy az egyes vektor mennyiségek felírhatók a test-koordináta rendszer tengelyeire eső vetületek összegeként is, vagyis

$$\mathbf{v} = iu + jv + kw, \quad (4.5)$$

ahol u a levegőhöz viszonyított egyenes vonalú repülési sebesség [m/s], v a függőleges sebesség [m/s], w a keresztirányú sebesség [m/s], valamint

$$\boldsymbol{\Omega} = ip + jq + kr, \quad (4.6)$$

ahol p a hossz tengely körül értelmezett orsózó szögsebesség [rad/s], q a kereszt tengely körül mért bólintási szögsebesség [rad/s], r függőleges tengely körüli legyező szögsebesség [rad/s], és végezetül, az i , j és a k vektorok a test koordináta-rendszer tengelyeinek egységvektorai.

A (4.4) egyenlet jobb oldalán szereplő kifejezések az alábbi módon írhatók fel:

$$m \left. \frac{d\mathbf{v}}{dt} \right|_B = i\dot{u} + j\dot{v} + k\dot{w}, \quad (4.7)$$

$$\boldsymbol{\Omega} \times \mathbf{v} = \begin{vmatrix} i & j & k \\ p & q & r \\ u & v & w \end{vmatrix} = i(qw - vr) + j(ur - pw) + k(pv - uq). \quad (4.8)$$

Az eddig követett módszert alkalmazva, a külső erők növekménye szintén felírható a test-koordináta rendszer tengelyeire eső vetületek összegeként:

$$\Delta \mathbf{R} = i\Delta R_x + j\Delta R_y + k\Delta R_z \quad (4.9)$$

A (4.3)–(5.9) egyenletek alapján a külső erők növekménye az alábbi alakban is felírható:

$$\Delta \mathbf{R} = m\{i(\dot{u} + qw - vr) + j(\dot{v} + ur - pw) + k(\dot{w} + pv - uq)\}. \quad (4.10)$$

A (4.9) és a (4.10) egyenletek alapján a test-koordináta rendszer tengelyei mentén a következő ún. komponens mozgásegyenletek írhatók fel [4.13, 4.15-TIII]:

$$\Delta R_x = m(\dot{u} + qw - vr), \quad (4.11)$$

$$\Delta R_y = m(\dot{v} + ur - pw), \quad (4.12)$$

$$\Delta R_z = m(\dot{w} + pv - uq). \quad (4.13)$$

Az egyszerűbb és áttekinthetőbb jelölések használata miatt számos szakkönyv az alábbi jelöléseket alkalmazza az erők növekményeire:

$$\Delta R_x = \Delta X; \Delta R_y = \Delta Y; \Delta R_z = \Delta Z. \quad (4.14)$$

A (4.14) egyenlettel megadott erőnövekmények segítségével az egyenes vonalú mozgás (4.11)–(4.13) egyenletei az alábbi alakban írható fel:

$$\Delta X = m(\dot{u} + qw - vr), \quad (4.15)$$

$$\Delta Y = m(\dot{v} + ur - pw), \quad (4.16)$$

$$\Delta Z = m(\dot{w} + pv - uq). \quad (4.17)$$

A merevszárnyú UAV mozgását leíró (4.15)–(4.17) linearizált egyenleteket, mint elsőrendű, inhomogén, változó paraméterű differenciál-egyenleteket megoldva lehet meghatározni a légi jármű sebességének a test koordináta-rendszer tengelyei mentén vett komponenseit, azaz az $u(t)$, $v(t)$ és a $w(t)$ időfüggvényeket [4.10, 4.12, 4.13, 4.15-TIII].

4.1.2 UAV forgó mozgásának matematikai modellje

A dinamika forgó mozgásra vonatkozó alaptörvénye szerint: a \mathbf{H} perdület (kinetikai nyomaték) időegységre eső változása arányos a testre ható erők által létesített nyomatékok algebrai (előjeles) összegével. Newton forgó mozgásra meghatározott II. alaptörvényét szokás perdület-tételnek is nevezni, amely a következő alakban is felírható [4.8, 4.9, 4.10]:

$$\mathbf{M} = \frac{d\mathbf{H}}{dt}. \quad (4.18)$$

Alkalmazzuk a kis zavarások módszerét, amelynek lényege: a külső erők által létesített nyomatékok eredője bármely időpillanatban felírható az egyensúlyi érték, valamint egy kis értékű növekmény összegeként, tehát

$$\mathbf{M} = \mathbf{M}_o + \Delta\mathbf{M} = \frac{d\mathbf{H}}{dt}, \quad (4.19)$$

ahol \mathbf{M}_o a külső erők által létesített nyomaték munkaponti értéke, $\Delta\mathbf{M}$ a külső erők nyomatékának növekménye (változása). Definíció szerint a munkaponti helyzet a stabil repülési üzemmódon, pl. állandósult, szabályos fordulóban, $\mathbf{M}_o = 0$. Mivel a Földhöz rögzített koordináta rendszert (4.1. ábra) inercia rendszernek tekintjük, ezért a (4.19) egyenlet az alábbi módon adható meg:

$$\Delta\mathbf{M} = \left. \frac{d\mathbf{H}}{dt} \right|_E. \quad (4.20)$$

Ismeretes, hogy a \mathbf{H} kinetikai nyomaték (perdület) az alábbi egyenlet szerint határozható meg [4.12, 4.15-TIII]:

$$\mathbf{H} = \mathbf{I}\boldsymbol{\Omega}, \quad (4.21)$$

ahol \mathbf{I} a tehetetlenségi mátrix, $\boldsymbol{\Omega}$ a szögsebesség vektora. Ismeretes, hogy az \mathbf{I} tehetetlenségi mátrix a következő kifejezéssel adható meg:

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} I_{xx} & -I_{xy} & -I_{xz} \\ -I_{yx} & I_{yy} & -I_{yz} \\ -I_{zx} & -I_{zy} & I_{zz} \end{bmatrix}, \quad (4.22)$$

ahol I_{ii} az ún. főtehetetlenségi nyomatékokat, míg I_{ij} a (centrális) tehetetlenségi nyomatékokat jelöli.

A (4.20) egyenlet alapján elmondható, hogy a \mathbf{H} kinetikai nyomatéknak úgy a nagysága, mint az iránya is változhat a térben, ezért a teljes differenciálás szabályát alkalmazva a következő egyenlet írható fel:

$$\Delta \mathbf{M} = \left. \frac{d\mathbf{H}}{dt} \right|_E = \left. \frac{d\mathbf{H}}{dt} \right|_B + \boldsymbol{\Omega} \times \mathbf{H}. \quad (4.23)$$

Forgassuk be a test koordináta-rendszert a Földhöz rögzített inercia koordináta-rendszerbe. A forgó mozgás egyenlete most a következő lesz:

$$\Delta \mathbf{M} = \mathbf{I} \left(\frac{d\boldsymbol{\Omega}}{dt} + \boldsymbol{\Omega} \times \boldsymbol{\Omega} \right) + \boldsymbol{\Omega} \times \mathbf{H}. \quad (4.24)$$

Ismeretes, hogy

$$\boldsymbol{\Omega} \times \boldsymbol{\Omega} \equiv 0, \quad (4.25)$$

ezért a (4.24) egyenlet zárójelében szereplő kifejezése az alábbi egyszerűbb alakban is felírható:

$$\frac{d\boldsymbol{\Omega}}{dt} = \mathbf{i}\dot{p} + \mathbf{j}\dot{q} + \mathbf{k}\dot{r}. \quad (4.26)$$

A (4.24) egyenlet jobboldalán szereplő vektor-szorzat az alábbiak szerint fejthető ki:

$$\boldsymbol{\Omega} \times \mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{i} & \mathbf{j} & \mathbf{k} \\ p & q & r \\ H_x & H_y & H_z \end{bmatrix}. \quad (4.27)$$

A (4.27) egyenlet jobboldalán látható mátrix harmadik sorának elemeit – a (4.22) egyenletnek az (4.21) egyenletbe történő behelyettesítésével – az alábbiak szerint írhatjuk fel [4.10, 4.13, 4.15-TIII]:

$$H_x = I_{xx}p - I_{xy}q - I_{xz}r, \quad (4.28)$$

$$H_y = -I_{yx}p + I_{yy}q - I_{yz}r, \quad (4.29)$$

$$H_z = -I_{zx}p - I_{zy}q + I_{zz}r. \quad (4.30)$$

A hagyományos elrendezésű, merevszárnyú UAV-kra általában jó közelítéssel feltételezhető, hogy tehetetlenségi fő tengelyeik a test koordináta rendszer tengelyeivel egybeesnek.

Ugyanakkor feltételezzük, hogy az UAV sárkányszerkezete szimmetrikus az OXZ szimmetria-síkra, ezért igaz az alábbi egyenlet is:

$$I_{xy} \cong I_{yz} = 0. \quad (4.31)$$

A (4.31) szimmetria-feltétel teljesülése esetén az (4.28)–(4.30) egyenletek – az $I_{ij} \equiv I_{ji}$ feltétel figyelembe vételével – a következő egyszerű alakban írhatók fel:

$$H_x = I_{xx}p - I_{xz}r, \quad (4.32)$$

$$H_y = I_{yy}q, \quad (4.33)$$

$$H_z = -I_{zx}p + I_{zz}r. \quad (4.34)$$

Helyettesítsük be az (4.32)–(4.34) egyenleteket a (4.27) egyenletbe. A kapott egyenleteket, valamint a (4.26) egyenletet – a (4.25) egyenlet figyelembe vételével –

helyettesítsük a (4.24) egyenletbe. Az UAV test koordináta-rendszerének tengelyei körül a forgó mozgás komponens egyenletei tehát az alábbiak lesznek [4.10, 4.13, 4.15-TIII]:

$$\Delta M_x = I_{xx}\dot{p} - I_{xz}(\dot{r} + pq) + qr(I_{zz} - I_{yy}), \quad (4.35)$$

$$\Delta M_y = I_{yy}\dot{q} + I_{xz}(p^2 - r^2) + pr(I_{xx} - I_{zz}), \quad (4.36)$$

$$\Delta M_z = I_{zz}\dot{r} - I_{xz}\dot{p} + pq(I_{yy} - I_{xx}) + I_{xz}qr \quad (4.37)$$

A továbbiakban a nyomatékok növekményeinek jelölésére használjuk az alábbi egyszerűbb jelöléseket [4.15-TIII]:

$$\Delta M_x = \Delta L; \Delta M_y = \Delta M; \Delta M_z = \Delta N. \quad (4.38)$$

A (4.35)–(4.37) egyenletek – a (4.38) egyenlet figyelembe vételével – az alábbi módon írható fel [4.12, 4.15-TIII]:

$$\Delta L = I_{xx}\dot{p} - I_{xz}(\dot{r} + pq) + qr(I_{zz} - I_{yy}), \quad (4.39)$$

$$\Delta M = I_{yy}\dot{q} + I_{xz}(p^2 - r^2) + pr(I_{xx} - I_{zz}), \quad (4.40)$$

$$\Delta N = I_{zz}\dot{r} - I_{xz}\dot{p} + pq(I_{yy} - I_{xx}) + I_{xz}qr. \quad (4.41)$$

A test koordináta-rendszer tengelyei körüli forgó mozgás (4.39)–(4.41) komponens egyenletei elsőrendű, inhomogén, változó paraméterű differenciál-egyenletek, amelyek megoldásaként a test koordináta-rendszer tengelyei körül a komponens szögsebességnek a $p(t)$, a $q(t)$ és az $r(t)$ időfüggvényeit kapjuk.

A (4.15-TIII)–(4.17) egyenletekből jól látható, hogy a forgómozgás lényeges mértékben befolyásolja az UAV egyenes vonalú mozgását, míg az (4.39)–(4.41) egyenletek jobb oldali harmadik tagjai nemlineáris, ún. kapcsolt tehetetlenségi tagok.

Nagyméretű UAVk esetén, amelyek korlátozott manőverező képességük folytán nem képesek nagy értékű szögsebességek létrehozására, az előbb említett tagokat el lehet hanyagolni, így a forgómozgás egyenletei a test koordináta-rendszerben most az alábbiak lesznek:

$$\Delta L = I_{xx}\dot{p} - I_{xz}(\dot{r} + pq), \quad (4.42)$$

$$\Delta M = I_{yy}\dot{q} + I_{xz}(p^2 - r^2), \quad (4.43)$$

$$\Delta N = I_{zz}\dot{r} - I_{xz}(\dot{p} - qr). \quad (4.44)$$

A térbeli mozgás egyenleteit az alábbiakban is részletezett feltételek mellett tovább egyszerűsíthetjük [4.10, 4.12, 4.13, 4.15-TIII]:

1. Számos UAV-ra igaz, hogy az I_{xz} tehetetlenségi nyomatéka a többi tehetetlenségi nyomatékhoz képest kis értékű, ezért azt elhanyagolhatjuk. Eme feltétel általában akkor teljesül, ha a test koordináta rendszer tengelyei egybeesnek az ún. főtehetetlenségi irányokkal.
2. Mivel a $r^2 \ll p^2$, ezért az r^2 kifejezést elhanyagolhatjuk.
3. Korlátozott manőverező képességű UAVk esetén, amelyek csak kis értékű szögsebességgel képesek térbeli helyzetüket megváltoztatni, a pq , a qr , és a $p^2 - r^2$ kifejezések szintén kis értékűek, ezért elhanyagolhatóak.

Hangsúlyozni szükséges azonban, hogy a térbeli mozgás egyenleteiben bármely tag, vagy kifejezés elhanyagolása csak oly módon történhet, hogy azt tüzetes és alapos vizsgálat előzi

meg, hogy az adott elhanyagolás milyen mértékben változtatja meg az UAV repülésdinamikai jellemzőit.

A modern UAVk például az orsózó és a bólintó mozgás közötti kapcsolt tehetetlenségi „áthatás” miatt irányíthatatlanná, vagy nehezen irányíthatóvá is válhatnak. Eme UAVk dőlési manőver végrehajtásakor emelkedő bólintó mozgást is végeznek. Ha az UAV fedélzetén automatikus repülésszabályozó rendszert is alkalmaznak, akkor a bólintó mozgás megakadályozására oly módon térítik ki a magassági kormányt, hogy az azon ébredő légerő által létesített nyomaték ellensúlyozza a dőlésből származó nyomatékot. E jelenség akkor fordulhat elő, ha a $pr(I_{xx} - I_{zz})$ szorzat kellőképpen nagyértékű ahhoz, hogy a bólintó mozgást irányíthatatlanná tegye [4.10, 4.12, 4.13, 4.15-TIII].

A mozgásegyenletek levezetése során feltételezzük, hogy az mg gravitációs erő az UAV tömegközéppontjában hat, ezért a gravitációs erő változása a tömegközéppont körül nem létesít nyomatékot: a gravitációs erő csak a külső erők eredőjének értékét változtatja meg. Az mg gravitációs erőt rendszerint a Földhöz rögzített koordináta rendszerben szokás megadni: az mg gravitációs erő egybeesik az OZ_o tengely pozitív irányával (4.1. ábra).

Mivel a mozgásegyenleteket az UAV-hoz rögzített test-koordináta rendszerben írjuk fel, ezért a gravitációs erő test-koordináta rendszer tengelyeire eső vetületei az alábbiak lesznek [4.12, 4.18, 4.37]:

$$\delta X = mg \sin(-\theta) = -mg \sin \theta, \quad (4.45)$$

$$\delta Y = mg \cos(-\theta) \sin \phi = mg \cos \theta \sin \phi, \quad (4.46)$$

$$\delta Z = mg \cos(-\theta) \cos \phi = mg \cos \theta \cos \phi. \quad (4.47)$$

Általános esetben, a θ, ψ, ϕ Euler-szögek nem egyszerű integráljai a q, r, p szögsebességeknek. Az Euler-szögek és a test koordináta-rendszer tengelyei körül a szögsebességek között ismertek az alábbi összefüggések [4.10, 4.12, 4.13, 4.15-TIII]:

$$p = \dot{\phi} - \dot{\psi} \sin \theta, \quad (4.48)$$

$$q = \dot{\theta} \cos \phi + \dot{\psi} \cos \theta \sin \psi, \quad (4.49)$$

$$r = -\dot{\theta} \sin \psi + \dot{\psi} \cos \theta \sin \psi, \quad (4.50)$$

vagy, az ismert szögsebességek alapján az Euler-szögeket a következő kifejezések segítségével határozhatjuk meg:

$$\dot{\phi} = p + \dot{\psi} \sin \theta, \quad (4.50)$$

$$\dot{\theta} = (q - \dot{\psi} \cos \theta \sin \psi) / \cos \phi, \quad (4.51)$$

$$\dot{\psi} = \frac{r}{\cos \theta \sin \psi} + \frac{\dot{\theta}}{\cos \theta}. \quad (4.52)$$

A merev UAVk mozgásegyenleteinek levezetése során előfordulhat, hogy a különféle erőket más és más koordináta-rendszerben kell megadni. Az UAV szöghelyzetét a térben az Euler-szögek adják meg.

Ismeretes, hogy a repülésmechanikában használt koordináta-rendszerek közül bármely kettő kölcsönösen egymásba forgatható [4.10, 4.12, 4.13, 4.15-TIII]. Vizsgáljuk meg a normál- és a test-koordináta rendszereket. A két koordináta rendszer három, θ, ψ, ϕ szögekre történő egymás utáni forgatással fedésbe hozható.

Az irány-koszinusok segítségével létrehozott forgatómátrixok most az alábbiak lesznek:

$$T_\psi = \begin{bmatrix} \cos\psi & \sin\psi & 0 \\ -\sin\psi & \cos\psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (4.54)$$

$$T_\theta = \begin{bmatrix} \cos\theta & 0 & -\sin\theta \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin\theta & 0 & \cos\theta \end{bmatrix}, \quad (4.55)$$

$$T_\phi = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\phi & \sin\phi \\ 0 & -\sin\phi & \cos\phi \end{bmatrix}. \quad (4.56)$$

A teljes forgatómátrix a következő egyenlettel adható meg [4.10, 4.12, 4.13, 4.15-TIII]:

$$T = T_\psi T_\theta T_\phi = \begin{bmatrix} c\psi c\theta & s\psi s\theta & -s\theta \\ c\psi s\theta s\psi - s\psi c\phi & s\psi s\theta s\phi + c\psi c\phi & c\theta s\phi \\ c\psi s\theta c\psi + s\psi c\phi & s\psi s\theta c\phi - c\psi s\phi & c\theta c\phi \end{bmatrix}, \quad (4.57)$$

ahol a rövidebb kifejezések érdekében a $c = \cos$, és az $s = \sin$ jelölést alkalmaztuk a trigonometrikus függvények jelölésére.

Korábban ismeretes, hogy a nehézségi gyorsulás \mathbf{g} vektorát az alábbi módon írhatjuk fel a test koordináta-rendszerben:

$$\mathbf{g} = g(-s\theta\mathbf{i} + c\theta c\phi\mathbf{j} + c\theta s\phi\mathbf{k}). \quad (4.58)$$

A test koordináta rendszer tengelyei mentén az UAV-ra ható erők eredőit – a kis növekményes módszert követve – következő egyenletekkel is megadhatjuk:

$$\mathbf{X} = \Delta\mathbf{X} + \delta\mathbf{X}, \quad (4.59)$$

$$\mathbf{Y} = \Delta\mathbf{Y} + \delta\mathbf{Y}, \quad (4.60)$$

$$\mathbf{Z} = \Delta\mathbf{Z} + \delta\mathbf{Z}, \quad (4.61)$$

ahol $\delta\mathbf{X}$, $\delta\mathbf{Y}$ és $\delta\mathbf{Z}$ a gravitációs erők komponenseit, míg $\Delta\mathbf{X}$, $\Delta\mathbf{Y}$ és $\Delta\mathbf{Z}$ az aerodinamikai és a propulziós erők eredőit jelöli.

A (4.54)–(4.61) egyenletek figyelembe vételével írjuk fel a merev UAV egyenes vonalú, és a forgó mozgásának egyenleteit a test koordináta rendszerben. A jelölések egyszerűsítése végett az egyenletekben hagyjuk el a Δ jelöléseket [4.8, 4.9, 4.10, 4.12, 4.13, 4.15-TIII]:

$$X = ma_x = m(\dot{u} + qw - vr + g\sin\theta), \quad (4.62)$$

$$Y = ma_y = m(\dot{v} + ur - pw - g\cos\theta\sin\phi), \quad (4.63)$$

$$Z = ma_z = m(\dot{w} + pv - uq + g\cos\theta\cos\phi), \quad (4.64)$$

$$L = I_{xx}\dot{p} - I_{xz}(\dot{r} + pq) + qr(I_{zz} - I_{yy}), \quad (4.65)$$

$$M = I_{yy}\dot{q} + I_{xz}(p^2 - r^2) + pr(I_{xx} - I_{zz}), \quad (4.66)$$

$$N = I_{zz}\dot{r} - I_{xz}\dot{p} + pq(I_{yy} - I_{xx}) + I_{xz}qr. \quad (4.67)$$

A (4.62)–(4.67) egyenletek nemlineárisak: úgy explicit (hatványfüggvények, trigonometrikus függvények, nemlineáris függvények szorzatai), mint implicit nemlinearitásokat (az erők és a nyomatékok együtthatói nemlineárisan függenek a repülési paraméterektől, pl. a repülési magasságtól, a sebességtől stb.) is tartalmaznak.

Eme nemlineáris egyenleteknek nincs analitikus megoldása (többek közt azért sem, mert sok nemlineáris hatást is csak közelítő függvényekkel, mérések approximációjával tudunk

megadni), ezért a mozgásegyenleteket csak közelítő numerikus módszerek, digitális számítógépek segítségével lehet megoldani.

E matematikai feladat megoldása egyszerűvé válhat, ha az UAV mozgását úgy fogjuk fel, mint az egyensúlyi (munkaponti, fő) mozgás, és a zavarások hatására bekövetkező dinamikus mozgás eredője. E módszert szokás kis növekményes, vagy kis zavarásos módszernek is nevezni [4.7, 4.8, 4.10, 4.12, 4.13, 4.15-TIII]. A módszert alkalmazva, a nemlineáris mozgásegyenletek helyett azok linearizált formáját kapjuk. E módszernek megfelelően minden egyes repülési paraméter (változó) az egyensúlyi, illetve a kis értékű növekmény összegeként írható fel, vagyis:

$$u = u_o + \Delta u; v = v_o + \Delta v; w = w_o + \Delta w, \quad (4.68)$$

$$p = p_o + \Delta p; q = q_o + \Delta q; r = r_o + \Delta r, \quad (4.69)$$

$$L = L_o + \Delta L; M = M_o + \Delta M; N = N_o + \Delta N, \text{ stb.}, \quad (4.70)$$

ahol az 'o' alsó index az egyensúlyi értékeket jelöli. Mivel az egyensúlyi helyzetben (pl. egyenes vonalú egyenletes mozgás, vagy szabályos, csúszásmentes forduló, melyet úgy közelítünk, mintha az UAV a mozgását jellemző pályavonalhoz húzott térbeli érintő mentén haladna) az UAV nem végez gyorsuló mozgást, ezért a (4.62)–(4.67) dinamikus mozgásegyenletek az alábbi alakban írhatók fel [4.13, 4.15-TIII]:

$$X_o = m(q_o w_o - v_o r_o + g \sin \theta_o), \quad (4.71)$$

$$Y_o = m(u_o r_o - p_o w_o - g \cos \theta_o \sin \phi_o), \quad (4.72)$$

$$Z_o = m(p_o v_o - u_o q_o + g \cos \theta_o \cos \phi_o), \quad (4.73)$$

$$L_o = -I_{xz} p_o q_o + q_o r_o (I_{zz} - I_{yy}), \quad (4.74)$$

$$M_o = I_{xz} (p_o^2 - r_o^2) + p_o r_o (I_{xx} - I_{zz}), \quad (4.75)$$

$$N_o = p_o q_o (I_{yy} - I_{xx}) + I_{xz} q_o r_o. \quad (4.76)$$

A (4.68)–(4.70) egyenleteket helyettesítsük be a (4.62)–(4.67) egyenletekbe, majd a kapott egyenletekből vonjuk ki a (4.71)–(4.76) egyensúlyi egyenleteket. Az alábbi egyenleteket kapjuk [4.7, 4.8, 4.10, 4.12, 4.13, 4.15-TIII]:

$$\Delta X = m(\dot{u} + w_o q + q_o w - v_o r - r v_o + g \cos \theta_o \theta), \quad (4.77)$$

$$\Delta Y = m(\dot{v} + u_o r + r_o u - w_o p - p_o w - g \cos \theta_o \cos \phi_o \phi + g \sin \theta_o \sin \phi_o \theta), \quad (4.78)$$

$$\Delta Z = m(\dot{w} + v_o p + p_o v - u_o q - q_o u + g \cos \theta_o \sin \phi_o \phi + g \sin \theta_o \cos \phi_o \theta), \quad (4.79)$$

$$\Delta L = I_{xx} \dot{p} - I_{xz} \dot{r} - I_{xz} (p_o q + q_o p) + (q_o r + r_o q) (I_{zz} - I_{yy}), \quad (4.80)$$

$$\Delta M = I_{yy} \dot{q} - 2I_{xz} (r_o r - p_o p) + (p_o r + r_o p) (I_{xx} - I_{zz}), \quad (4.81)$$

$$N = I_{zz} \dot{r} - I_{xz} \dot{p} + (p_o q + q_o p) (I_{yy} - I_{xx}) + I_{xz} (q_o r + r_o q). \quad (4.82)$$

A (4.77)–(4.82) egyenletek szintén nemlineárisak, és ebben az alakjukban csak ritkán használatosak. A gyakorlatban előfordul, hogy szükségesek a test koordináta rendszer tengelyei körül mért szögsebességek, melyek egyenletei az alábbiak:

$$p = \dot{\phi} - \dot{\psi} \sin \theta_o - \theta (\dot{\psi} \cos \theta_o), \quad (4.83)$$

$$q = \dot{\theta} \cos \phi_o - \theta (\dot{\psi}_o \sin \theta_o \sin \phi) + \dot{\psi} \sin \psi_o \cos \theta, \quad (4.84)$$

$$r = \dot{\psi} \cos \theta_o \cos \phi_o - \phi(\dot{\psi}_o \cos \theta_o \sin \phi_o + \dot{\psi}_o \cos \phi_o) - \dot{\theta} \sin \phi_o - \theta(\dot{\psi}_o \sin \theta_o \cos \theta_o). \quad (4.85)$$

A (4.83)–(4.85) egyenletek – Euler-féle kinematikai egyenletek – szintén nemlineáris egyenletek, hiszen az egyes változók trigonometrikus függvényeit, illetve azok szorzatait is tartalmazzák.

Repülésmechanikában gyakran alkalmazzák azt az elvet, hogy ún. egyszerűbb repülési egyensúlyi helyzetekre vonatkoztatják a (4.83)–(4.85) egyenleteket. Ilyen egyszerű, kiegyensúlyozott repülési helyzet például a szabályos, csúszásmentes forduló, az állandó pályaszögű emelkedés, vagy süllyedés. A fentiek alapján igaznak véljük az alábbi feltételek teljesülését [4.10, 4.12, 4.13, 4.15-TIII]:

$$1. \text{ Egyenes vonalú repülés esetén: } \dot{\Psi} = 0; \theta_o = 0; u_o = \text{áll.} \quad (4.86)$$

$$2. \text{ Szimmetrikus, csúszásmentes repülés esetén: } \phi_o = \text{áll.}; \beta_o = 0; u_o = \text{áll.} \quad (4.87)$$

$$3. \text{ Bedőlés nélküli repülés esetén: } \phi_o = 0 \quad (4.88)$$

A (4.86)–(4.88) feltételek teljesülése esetén az UAV (u_o, w_o, θ_o) munkaponti repülési paraméterekkel rendelkezik, amelyek akár zérusértékűek is lehetnek.

Hagyományos UAV esetén a hosszirányú mozgás u_o sebessége – a repülési tartománynak megfelelően – nagyobb, mint az átesési sebesség.

Multitrotoros, vagy helikopteres kialakítású UAVk esetén elérhető, hogy az (u_o, w_o, θ_o) paraméterek egyidejűleg zérusértékűek legyenek. A légi járművek e repülési üzemmódját „*Függés*”-nek nevezzük.

Az egyenes vonalú mozgás (4.77)–(4.79) egyenletei – a (4.86)–(4.88) feltételek figyelembevételével – az alábbi alakra egyszerűsödnek [4.8, 4.10, 4.12, 4.13, 4.15-TIII]:

$$\Delta X = m(\dot{u} + w_o q + q_o w - r_o v + g \cos \theta_o \theta), \quad (4.89)$$

$$\Delta Y = m(\dot{v} + u_o r + r_o u - w_o p - p_o w - g \cos \theta_o \phi), \quad (4.90)$$

$$\Delta Z = m(\dot{w} + p_o v - u_o q + g \sin \theta_o \theta). \quad (4.91)$$

A korábban ismerttetett munkaponti repülési helyzetben igazak az alábbi feltételek is:

$$q_o = 0; p_o = 0; r_o = 0. \quad (4.92)$$

Elmondható továbbá, hogy forgómozgás (4.80)–(4.82) egyenletei – az (4.92) feltételek figyelembevételével – az alábbi alakra egyszerűsödnek:

$$\Delta L = I_{xx} \dot{p} - I_{xz} \dot{r}, \quad (4.93)$$

$$\Delta M = I_{yy} \dot{q}, \quad (4.94)$$

$$\Delta N = I_{zz} \dot{r} - I_{xz} \dot{p}. \quad (4.95)$$

A (4.83)–(4.85) egyenletek – egyenes vonalú, egyenletes repülés esetén – szintén egyszerűbb alakra is hozhatóak [4.8, 4.9, 4.10, 4.12, 4.13, 4.15-TIII]:

$$p = \dot{\phi} - \dot{\psi} \sin \theta_o, \quad (4.96)$$

$$q = \dot{\theta}, \quad (4.97)$$

$$r = \dot{\psi} \cos \theta_o. \quad (4.98)$$

A (4.89)–(4.91), és a (4.93)–(4.95) egyenletek az UAVk térbeli mozgásának egyenleteit adják meg. A teljes egyenletrendszer tehát hat szabadságfokú: hat repülési paraméter változását adja meg.

Az UAV mozgását leíró egyenletrendszer elemzésekor megállapítható, hogy azok két csoportra oszthatók. A két egyenlet-rendszer közötti kapcsolat – jó közelítéssel – elhanyagolható. Ilyen formán, repülésmechanikában megkülönböztetjük az UAV hosszirányú-, és az UAV oldalirányú mozgását.

A hosszirányú mozgás az UAV-nak csak a függőleges síkbeli mozgását jelenti. Ilyenkor az UAV az Ox , és a Oz tengelyek mentén egyenes vonalú mozgást, míg az Oy tengely körül forgómozgást végez. A mozgás szabályozását a magassági kormány kitérítésével, és/vagy a tolóerő nagyságának változtatásával érhetjük el. Ezek hatására az UAV nem fog orsózó, vagy legyező mozgásba kezdeni.

Az oldali irányú mozgás az Oy tengely mentén, és az Ox hossz- illetve az Oz függőleges tengelyek körüli elfordulás során valósul meg, mely a csűrőlapok és az oldalkormány megfelelő szögre történő kitérítésével érhető el.

A mozgásfajták származtatását, és meghatározásának feltételeit a 4.2. táblázat foglalja össze [4.8, 4.9, 4.10, 4.12, 4.13, 4.15-III].

Mozgásfajták származtatása

4.2. táblázat

Hosszirányú mozgás		Oldalirányú mozgás	
Állapot-változói	u : hosszirányú sebesség	Állapot-változói	v : oldalirányú sebesség
	w : függőleges sebessége		p : orsózó szögsebesség
	q bólintó szögsebesség		r : legyező szögsebesség
Feltételei	$p \equiv 0; r \equiv 0; \psi \equiv \text{áll.}$	Feltételei	$u \equiv \text{áll.}; w \equiv 0$ $h \equiv \text{áll.}, \theta \equiv \text{áll.}$

A 4.2. táblázatban foglaltak figyelembevételével a merev UAV hosszirányú mozgásának egyenletei az alábbiak lesznek [4.12, 4.13]:

$$\Delta X = m(\dot{u} + w_o q + g \cos \theta_o \theta), \quad (4.99)$$

$$\Delta Z = m(\dot{w} - u_o q + g \sin \theta_o \theta), \quad (4.100)$$

$$\Delta M = I_{yy} \dot{q}, \quad (4.101)$$

míg az oldalirányú mozgás egyenletei a következő alakban írhatók fel [4.12, 4.13]:

$$\Delta Y = m(\dot{v} + u_o r - w_o p - g \cos \theta_o \phi), \quad (4.102)$$

$$\Delta L = I_{xx} \dot{p} - I_{xz} \dot{r}, \quad (4.103)$$

$$\Delta N = I_{zz} \dot{r} - I_{xz} \dot{p}. \quad (4.104)$$

A merev UAV mozgásfajtáinak szétválasztáskor tehát azt feltételezzük, hogy a hosszirányú-, és az oldalirányú irányítási csatornák között nincs „áthatás”, az UAV-nak nincs ún. kapcsolt mozgása. A valóságban azonban a propulziós (toló/vonó) erő, valamint az aerodinamikai erők révén jelentős mértékű lehet az áthatás az egyes irányítási csatornák

között [4.2, 4.3, 4.4, 4.5, 4.6, 4.7, 4.8, 4.12, 4.13, 4.15-TIII, 4.18, 4.19, 4.20, 4.37], így a fent bemutatott elv csak nagy pontatlanságok tudomásul vételével, nagy hibák mellett alkalmazható. A (4.99)–(4.101) egyenletek baloldali mennyiségei többváltozós függvények. Ismeretes, hogy [4.13, 4.15-TIII]:

$$\Delta X = f_1(u, \dot{u}, w, \dot{w}, q, \dot{q}, \delta_E, \dot{\delta}_E, \dots), \quad (4.105)$$

$$\Delta Z = f_2(u, \dot{u}, w, \dot{w}, q, \dot{q}, \delta_E, \dot{\delta}_E, \dots), \quad (4.106)$$

$$\Delta M = f_3(u, \dot{u}, w, \dot{w}, q, \dot{q}, \delta_E, \dot{\delta}_E, \dots). \quad (4.107)$$

A (4.105)–(4.107) függvények definiálásakor először feltételeztük, hogy a repülés állandó sebességgel történik, állandó és kis értékű az emelkedési szög, állandó- és kis értékű az UAV állásszöge, a repülés csúszásmentes, és végül, állandó a Reynolds-szám is. Ebben az esetben a (4.105) – (4.107) egyenletek nullával egyenlők: stabil repülési módot, egyensúlyi helyzetet definiálnak.

A (4.105)–(4.107) nemlineáris, többváltozós függvények felvételekor feltételeztük továbbá, hogy az UAV hosszirányú mozgására csak a magassági kormány δ_E szögkitérése van hatással. Amennyiben a hosszirányú mozgás állapot-változóinak megváltoztatására más kormányfelületet (pl. teljesen elmozduló vízszintes farokfelület, fékszárnyak, féklapok, elevonok, tabulátorok, stb.), illetve beavatkozó szervet (pl. hajtómű) alkalmaznak, akkor eme eszközök és berendezések vezérlő jelei, mint független változók, is kell, hogy szerepeljenek az egyes függvényekben.

Végül tegyük fel, hogy a munkapontból kimozdulva, azaz bármilyen beavatkozás (kormány szerv kitérítés), vagy zavarás (pl. szélleőkés) hatására bekövetkező változásokor a (4.105)–(4.107) függvényekre teljesülnek a Taylor-sorfejtés elengedhetetlen kritériumai, vagyis a munkapontban, és annak környékén a függvények folytonosak, végtelen sokszor deriválhatóak, és a végtelen sort jól közelíti az első differenciálhányadost is magába foglaló polinom, a Taylor-sor második-, és magasabb rendű differenciálhányadosokat tartalmazó tagjai együttesen, összességükben is elhanyagolhatóan kis értékűek.

A fenti feltételek teljesülése mellett, a (4.105)–(4.107) nemlineáris függvényeket fejtsük Taylor-sorba [4.15-TIII]:

$$\Delta X \cong X_o + \left. \frac{\partial X}{\partial u} \right|_o \Delta u + \left. \frac{\partial X}{\partial \dot{u}} \right|_o \Delta \dot{u} + \left. \frac{\partial X}{\partial w} \right|_o \Delta w + \left. \frac{\partial X}{\partial \dot{w}} \right|_o \Delta \dot{w} + \left. \frac{\partial X}{\partial q} \right|_o \Delta q + \left. \frac{\partial X}{\partial \dot{q}} \right|_o \Delta \dot{q} + \left. \frac{\partial X}{\partial \delta_E} \right|_o \Delta \delta_E + \left. \frac{\partial X}{\partial \dot{\delta}_E} \right|_o \Delta \dot{\delta}_E = m(\dot{u} + w_o q + g \cos \theta_o \theta), \quad (4.108)$$

$$\Delta Z \cong Z_o + \left. \frac{\partial Z}{\partial u} \right|_o \Delta u + \left. \frac{\partial Z}{\partial \dot{u}} \right|_o \Delta \dot{u} + \left. \frac{\partial Z}{\partial w} \right|_o \Delta w + \left. \frac{\partial Z}{\partial \dot{w}} \right|_o \Delta \dot{w} + \left. \frac{\partial Z}{\partial q} \right|_o \Delta q + \left. \frac{\partial Z}{\partial \dot{q}} \right|_o \Delta \dot{q} + \left. \frac{\partial Z}{\partial \delta_E} \right|_o \Delta \delta_E + \left. \frac{\partial Z}{\partial \dot{\delta}_E} \right|_o \Delta \dot{\delta}_E = m(\dot{w} - u_o q + g \sin \theta_o \theta), \quad (4.109)$$

$$\Delta M \cong M_o + \left. \frac{\partial M}{\partial u} \right|_o \Delta u + \left. \frac{\partial M}{\partial \dot{u}} \right|_o \Delta \dot{u} + \left. \frac{\partial M}{\partial w} \right|_o \Delta w + \left. \frac{\partial M}{\partial \dot{w}} \right|_o \Delta \dot{w} + \left. \frac{\partial M}{\partial q} \right|_o \Delta q + \left. \frac{\partial M}{\partial \dot{q}} \right|_o \Delta \dot{q} + \left. \frac{\partial M}{\partial \delta_E} \right|_o \Delta \delta_E + \left. \frac{\partial M}{\partial \dot{\delta}_E} \right|_o \Delta \dot{\delta}_E = I_{yy} \dot{q}. \quad (4.110)$$

Rendezzük a (4.108)–(4.110) egyenleteket, és vezessük be az alábbi egyszerű jelöléseket [4.8, 4.12, 4.13, 4.15-TIII]:

$$X_x = \frac{1}{m} \frac{\partial X}{\partial x}, \quad (4.111)$$

$$Z_x = \frac{1}{m} \frac{\partial Z}{\partial x}, \quad (4.112)$$

$$M_x = \frac{1}{I_{yy}} \frac{\partial M}{\partial x}, \quad (4.113)$$

ahol a baloldalon található kifejezések alsó indexe reprezentálja azokat a változókat, amelyek szerint az adott függvény parciális differenciálását elvégezzük. A (4.111)–(4.113) egyenletekben megadott kifejezéseket szokás derivatív együtthatóknak is nevezni [4.37].

Az UAV hosszirányú mozgásának (4.108)–(4.110) egyenletei $X_o \equiv 0$, $Z_o \equiv 0$, $M_o \equiv 0$ kezdeti feltételek esetén és a Δ jelöléseket elhagyva, valamint a (4.111)–(4.113) jelöléseket alkalmazva a következő alakban írható fel:

$$\dot{u} = X_{uu}u + X_{\dot{u}}\dot{u} + X_{ww}w + X_{\dot{w}}\dot{w} + X_{qq}q + X_{\dot{q}}\dot{q} + X_{\delta_E}\delta_E + X_{\dot{\delta}_E}\dot{\delta}_E - w_oq - g\cos\theta_0\theta, \quad (4.114)$$

$$\dot{w} = Z_{uu}u + Z_{\dot{u}}\dot{u} + Z_{ww}w + Z_{\dot{w}}\dot{w} + Z_{qq}q + Z_{\dot{q}}\dot{q} + Z_{\delta_E}\delta_E + Z_{\dot{\delta}_E}\dot{\delta}_E + u_oq - g\sin\theta_0\theta, \quad (4.115)$$

$$\dot{q} = M_{uu}u + M_{\dot{u}}\dot{u} + M_{ww}w + M_{\dot{w}}\dot{w} + M_{qq}q + M_{\dot{q}}\dot{q} + M_{\delta_E}\delta_E + M_{\dot{\delta}_E}\dot{\delta}_E. \quad (4.116)$$

A merev UAV hosszirányú mozgásának (4.114)–(4.116) egyenleteit szokás kiegészíteni a (4.96)–(4.98) egyszerűsített Euler-féle kinematikai egyenletekkel.

Számos merev UAV aerodinamikai jellemzőjének tanulmányozása után a szakemberek arra a következtetésre jutottak, hogy nem minden derivatív együttható mutat szignifikáns értéket: számos kis értékű derivatív együttható ily módon elhanyagolható. Mindazonáltal meg kell említeni, hogy a derivatív együtthatók elhanyagolása egy-egy UAV esetében is csak a repülési feltételek pontos ismerete esetén lehetséges. Ezért egy-egy derivatív együttható elhanyagolása előtt a megfelelő aerodinamikai jellemzőket meg kell vizsgálni.

Általában igaz, hogy az alábbi kis értékű derivatív együtthatók elhanyagolása nem okoz nagy hibát [4.12, 4.13]:

$$X_{\dot{u}}, X_q, X_{\dot{w}}, X_{\delta_E}, Z_{\dot{u}}, Z_{\dot{w}}, Z_{\dot{\delta}_E}, M_{\dot{u}}, M_{\dot{\delta}_E}. \quad (4.117)$$

A Z_q derivatív együttható nagy értékű, és szintén nagy értékű U_o repülési sebesség mellett – rendszerint – elhanyagolható. Fel kell hívnunk a figyelmet továbbá arra is, hogy a multitoros, vagy helikopteres UAVk függésének vizsgálata során e derivatív együtthatót elhanyagolni nem szabad.

A (4.117) derivatív együtthatókra megfogalmazott feltételek figyelembevételével a merev UAV hosszirányú mozgásának linearizált matematikai modellje a következő egyenletekkel adható meg [4.12, 4.13]:

$$\dot{u} = X_{uu}u + X_{ww}w - w_oq - g\cos\theta_0\theta, \quad (4.118)$$

$$\dot{w} = Z_{uu}u + Z_{ww}w + Z_{\delta_E}\delta_E + u_oq - g\sin\theta_0\theta, \quad (4.119)$$

$$\dot{q} = M_{uu}u + M_{ww}w + M_{\dot{w}}\dot{w} + M_{qq}q + M_{\delta_E}\delta_E, \quad (4.120)$$

$$\dot{\theta} = q. \quad (4.121)$$

Megjegyezzük, hogy vannak esetek, mint pl. nagy állásszögű repülés, amikor a vázolt hatásokon túlmenően további derivatív tényezőket kell, illetve lehet bevezetni a (4.105) – (4.107) összefüggésekben.

A (4.118)–(4.120) egyenletek egyenes vonalú mozgás gyorsulására felírt elsőrendű, lineáris, állandó együtthatójú, inhomogén differenciálegyenlet, míg a (4.121) egyenlet szöggyorsulásra felírt, elsőrendű, állandó együtthatójú, lineáris differenciálegyenlet.

A hosszirányú mozgás egyenletrendszerét megoldva a keresett állapotváltozókat 'ms⁻¹', és 's⁻¹' mértékegységgel kapjuk meg. A digitális számítógépes környezetben megvalósított numerikus algoritmusú modellezés sajátosságaiból kiindulva, a gyakorlatban előnyös, ha a hosszirányú mozgásegyenleteket dimenzió nélküli derivatív együttthatókkal írjuk fel, ún. 'dimenzió nélküli' időben [4.8, 4.12, 4.13, 4.15-TIII].

A 4.2. táblázatban megadott feltételek mellett a (4.89)–(4.91) és a (4.93)–(4.95) dinamikus egyenletek, valamint a (4.96)–(4.98) kinematikai egyenletek alapján a merev UAV oldalirányú mozgásegyenletei az alábbiak lesznek:

$$\Delta Y = m(\dot{v} + u_o r - w_o p - g \cos \theta_o \phi), \quad (4.122)$$

$$\Delta L = I_{xx} \dot{p} - I_{xz} \dot{r}, \quad (4.123)$$

$$\Delta N = I_{zz} \dot{r} - I_{xz} \dot{p}, \quad (4.124)$$

$$p = \dot{\phi} - \dot{\psi} \sin \theta_o, \quad (4.125)$$

$$r = \dot{\psi} \cos \theta_o. \quad (4.126)$$

A (4.122)–(4.124) egyenes vonalú mozgásegyenletek baloldali mennyiségei többváltozós, nemlineáris függvények. Ismeretes, hogy

$$\Delta Y = f_4(v, \dot{v}, r, \dot{r}, p, \dot{p}, \delta_A, \delta_R, \dots), \quad (4.127)$$

$$\Delta L = f_5(v, \dot{v}, r, \dot{r}, p, \dot{p}, \delta_A, \delta_R, \dots), \quad (4.128)$$

$$\Delta N = f_6(v, \dot{v}, r, \dot{r}, p, \dot{p}, \delta_A, \delta_R, \dots). \quad (4.129)$$

A (4.127)–(4.129) függvények linearizálásakor feltételezzük, hogy a hagyományos kormányzású UAV oldalirányú mozgására a csűrőlapok δ_A szögkitérése, valamint az oldalkormány δ_R szögkitérése van hatással. Amennyiben az oldalirányú mozgás állapotváltozóinak megváltoztatására más kormányfelületet (pl. teljesen elmozduló függőleges farkfelület, elevon) alkalmaznak, akkor eme kormányfelületek szögkitérései, mint független változók, is kell, hogy szerepeljenek az egyes függvényekben.

Feltételezzük, hogy a (4.127)–(4.129) függvényekre teljesülnek a Taylor-sorfejtés elengedhetetlen kritériumai, vagyis a munkapontban, és annak környékén a függvények folytonosak, végtelen sokszor differenciálhatóak, és a végtelen sort jól közelíti az első differenciálhányadost is magába foglaló polinom, a Taylor-sor második és magasabb rendű differenciálhányadosokat tartalmazó tagjai összegükben is elhanyagolhatóan kis értékűek.

A (4.127)–(4.129) nemlineáris függvényeket fejtsük Taylor-sorba [4.12, 4.15-TIII]:

$$\Delta Y \cong Y_o + \left. \frac{\partial Y}{\partial v} \right|_o \Delta v + \left. \frac{\partial Y}{\partial \dot{v}} \right|_o \Delta \dot{v} + \left. \frac{\partial Y}{\partial r} \right|_o \Delta r + \left. \frac{\partial Y}{\partial \dot{r}} \right|_o \Delta \dot{r} + \left. \frac{\partial Y}{\partial p} \right|_o \Delta p + \left. \frac{\partial Y}{\partial \dot{p}} \right|_o \Delta \dot{p} + \left. \frac{\partial Y}{\partial \delta_A} \right|_o \Delta \delta_A + \left. \frac{\partial Y}{\partial \delta_R} \right|_o \Delta \delta_R = m(\dot{v} + u_o r - w_o p - g \cos \theta_o \phi), \quad (4.130)$$

$$\Delta L \cong L_o + \left. \frac{\partial L}{\partial v} \right|_o \Delta v + \left. \frac{\partial L}{\partial \dot{v}} \right|_o \Delta \dot{v} + \left. \frac{\partial L}{\partial r} \right|_o \Delta r + \left. \frac{\partial L}{\partial \dot{r}} \right|_o \Delta \dot{r} + \left. \frac{\partial L}{\partial p} \right|_o \Delta p + \left. \frac{\partial L}{\partial \dot{p}} \right|_o \Delta \dot{p} + \left. \frac{\partial L}{\partial \delta_A} \right|_o \Delta \delta_A + \left. \frac{\partial L}{\partial \delta_R} \right|_o \Delta \delta_R = I_{xx} \dot{p} - I_{xz} \dot{r}, \quad (4.131)$$

$$\Delta N \cong N_o + \left. \frac{\partial N}{\partial v} \right|_o \Delta v + \left. \frac{\partial N}{\partial \dot{v}} \right|_o \Delta \dot{v} + \left. \frac{\partial N}{\partial r} \right|_o \Delta r + \left. \frac{\partial N}{\partial \dot{r}} \right|_o \Delta \dot{r} + \left. \frac{\partial N}{\partial p} \right|_o \Delta p + \left. \frac{\partial N}{\partial \dot{p}} \right|_o \Delta \dot{p} + \left. \frac{\partial N}{\partial \delta_A} \right|_o \Delta \delta_A + \left. \frac{\partial N}{\partial \delta_R} \right|_o \Delta \delta_R = I_{zz} \dot{r} - I_{xz} \dot{p}. \quad (4.132)$$

A (4.130)–(4.132) egyenletekben vezessük be az alábbi jelöléseket [4.15-TIII]:

$$Y_j = \frac{1}{m} \frac{\partial Y}{\partial j}, \quad (4.133)$$

$$L_j = \frac{1}{I_{xx}} \frac{\partial L}{\partial j}, \quad (4.134)$$

$$N_j = \frac{1}{I_{zz}} \frac{\partial N}{\partial j}, \quad (4.135)$$

ahol a baloldalon található kifejezések 'j' alsó indexe reprezentálja azokat a változókat, amelyek szerint az adott függvény parciális differenciálását elvégezzük. A (4.133)–(4.135) egyenletekben megadott kifejezéseket szokás derivatív együttthatóknak is nevezni [4.37].

Az UAV oldalirányú mozgásának (4.122)–(4.124) egyenletei – az (4.130)–(4.135) egyenletek figyelembe vételével és értelemszerű alkalmazásával – néhány egyszerű matematikai átalakítás után a következő alakban írhatók fel:

$$\dot{v} = Y_v v + Y_{\dot{v}} \dot{v} + Y_r r + Y_{\dot{r}} \dot{r} + Y_p p + Y_{\dot{p}} \dot{p} + Y_{\delta_A} \delta_A + Y_{\delta_R} \delta_R - u_o r + w_o p + g \cos \theta_o \phi, \quad (4.136)$$

$$\dot{p} = L_v v + L_{\dot{v}} \dot{v} + L_r r + \frac{I_{xz}}{I_{xx}} \dot{r} + L_p p + L_{\dot{p}} \dot{p} + L_{\delta_A} \delta_A + L_{\delta_R} \delta_R, \quad (4.137)$$

$$\dot{r} = N_v v + N_{\dot{v}} \dot{v} + N_r r + \frac{I_{xz}}{I_{zz}} \dot{p} + N_p p + N_{\dot{p}} \dot{p} + N_{\delta_A} \delta_A + N_{\delta_R} \delta_R. \quad (4.138)$$

Hagyományos építésű, hagyományos elrendezésű UAVk-ra jó közelítéssel igaz, hogy a következő derivatív együttthatók kis értékűek, ezért gyakran elhanyagolják őket:

$$Y_{\dot{v}}, Y_p, Y_{\dot{p}}, Y_r, Y_{\dot{r}}, Y_{\delta_A}, L_{\dot{v}}, N_{\dot{v}}, \frac{I_{xz}}{I_{xx}}, \frac{I_{xz}}{I_{zz}}. \quad (4.139)$$

Megjegyezzük, hogy kis értékű U_o repülési sebesség esetén a Y_r derivatív együtttható nagy értékű is lehet, és nem hanyagolható el a többi derivatív együttthatóhoz képest.

A (4.139) egyenlet figyelembe vételével a merev UAVk linearizált oldalirányú mozgásegyenletei az alábbiak lesznek [4.12, 4.13, 4.15-TIII]:

$$\dot{v} = Y_v v + Y_{\delta_A} \delta_A - u_o r + w_o p + g \cos \theta_o \phi, \quad (4.140)$$

$$\dot{p} = L_v v + L_r r + \frac{I_{xz}}{I_{xx}} \dot{r} + L_p p + L_{\delta_A} \delta_A + L_{\delta_R} \delta_R, \quad (4.141)$$

$$\dot{r} = N_v v + N_r r + \frac{I_{xz}}{I_{zz}} \dot{p} + N_p p + N_{\delta_A} \delta_A + N_{\delta_R} \delta_R, \quad (4.142)$$

$$p = \dot{\phi} - \dot{\psi} \sin \theta_o, \quad (4.143)$$

$$r = \dot{\psi} \cos \theta_o. \quad (4.144)$$

A (4.140) egyenlet egyenes vonalú mozgás gyorsulására felírt elsőrendű, állandó együttthatójú, inhomogén differenciálegyenlet, míg a (4.141)–(4.144) egyenletek szöggyorsulásra felírt, elsőrendű, állandó együttthatójú, inhomogén differenciálegyenletek.

Az oldalirányú mozgás egyenletrendszerét megoldva a keresett állapotváltozókat 'ms⁻¹', és 's⁻¹' mértékegységgel kapjuk meg. A numerikus algoritmusú modellezés sajátosságaiából kiindulva a gyakorlatban előnyös, ha az oldalirányú mozgásegyenleteket dimenzió nélküli derivatív együttthatókkal írjuk fel, ún. 'dimenzió nélküli' időben [4.7, 4.8, 4.12, 4.15-TIII].

A merev UAV (4.89)–(4.91) egyenleteinek baloldalán álló X , Y és Z eredő erők aerodinamikai összetevői a test-koordináta rendszerben megadott oldalerő, felhajtóerő, és a légellenállás. Nem szimmetrikus repülések esetén, amikor a repülés v sebességvektora nem

az UAV szimmetriasíkjában fekszik, akkor a sebességvektor helyzetét a test-koordináta rendszerhez képest két szögérték, az α állásszög, és a β csúszási szög határozzák meg.

A v repülési sebesség vektor test koordináta-rendszer tengelyeire eső komponenseit az alábbi egyenletek segítségével határozhatjuk meg [4.12, 4.13, 4.15-III]:

$$u = v \cos \beta \cos \alpha, \quad (4.145)$$

$$v = v \sin \beta, \quad (4.146)$$

$$w = v \cos \beta \sin \alpha. \quad (4.147)$$

Korábbról ismeretes, hogy szimmetrikus repülések esetén $v_o = 0$. Ezért, ha a test koordináta-rendszer tengelyei úgy irányítottak, hogy teljesül a $w_o = 0$ feltétel, akkor igaz, hogy $\alpha = 0$, és $\beta = 0$. Ebben az esetben igaz, hogy

$$U_o = v. \quad (4.148)$$

A test koordináta-rendszer eme elhelyezkedése azt jelenti, hogy az OXY sík egyben a vízszintes síkot is reprezentálja, mivel a

$$\theta_o = \gamma_o + \alpha_o \quad (4.149)$$

egyenletben igaz, hogy $\alpha = 0$.

Az eddig elhangzottak alapján a merev UAV test koordináta-rendszerében – $w_o = 0$ és $\theta_o = \gamma_o$ feltételek teljesülése esetén – a hosszirányú mozgás egyenletei a következő alakban írható fel:

$$\dot{u} = X_u u + X_w w - g \cos \gamma_o \theta, \quad (4.150)$$

$$\dot{w} = Z_u u + Z_w w + Z_{\delta_E} \delta_E + u_o q - g \sin \gamma_o \theta, \quad (4.151)$$

$$\dot{q} = M_u u + M_w w + M_{\dot{w}} \dot{w} + M_q q + M_{\delta_E} \delta_E, \quad (4.152)$$

$$\dot{\theta} = q, \quad (4.153)$$

míg az oldalirányú mozgás linearizált egyenletei az alábbiak lesznek:

$$\dot{v} = Y_v v + Y_{\delta_A} \delta_A - u_o r - g \cos \gamma_o \phi, \quad (4.154)$$

$$\dot{p} = L_v v + L_r r + \frac{I_{xz}}{I_{xx}} \dot{r} + L_p p + L_{\delta_A} \delta_A + L_{\delta_R} \delta_R, \quad (4.155)$$

$$\dot{r} = N_v v + N_r r + \frac{I_{xz}}{I_{zz}} \dot{p} + N_p p + N_{\delta_A} \delta_A + N_{\delta_R} \delta_R, \quad (4.156)$$

$$p = \dot{\phi} - \dot{\psi} \sin \gamma_o, \quad (4.157)$$

$$r = \dot{\psi} \cos \gamma_o. \quad (4.158)$$

A (4.155) és a (4.156) egyenletekben szereplő tehetetlenségi nyomatékok egyszerűen kiküszöbölhetőek: a hivatkozott egyenletekben alkalmazzuk az alábbi helyettesítéseket:

$$L'_\beta = L_\beta + I_B N_\beta, N'_\beta = N_\beta + I_A L_\beta, \quad (4.159)$$

$$L'_p = L_p + I_B N_p, N'_p = N_p + I_A L_p, \quad (4.160)$$

$$L'_r = L_r + I_B N_r, N'_r = N_r + I_A L_r, \quad (4.161)$$

$$L'_{\delta_A} = L_{\delta_A} + I_B N_{\delta_A}, N'_{\delta_A} = N_{\delta_A} + I_A L_{\delta_A}, \quad (4.162)$$

$$L'_{\delta_R} = L_{\delta_R} + I_B N_{\delta_R}, L'_{\delta_R} = L_{\delta_R} + I_B N_{\delta_R}, \quad (4.163)$$

ahol:

$$I_A = \frac{I_{xz}}{I_{xx}}, \quad (4.164)$$

$$I_B = \frac{I_{xz}}{I_{zz}}. \quad (4.165)$$

A merev UAV (4.154)–(4.158) oldalirányú mozgásegyenletei – a (4.159)–(4.165) egyenletek figyelembevételével – a következő alakban is felírhatók:

$$\dot{v} = Y_v v + Y_{\delta_A} \delta_A - u_o r - g \cos \gamma_o \phi, \quad (4.166)$$

$$\dot{p} = L'_v v + L'_r r + L'_p p + L'_{\delta_A} \delta_A + L'_{\delta_R} \delta_R, \quad (4.167)$$

$$\dot{r} = N'_v v + N'_r r + N'_p p + N'_{\delta_A} \delta_A + N'_{\delta_R} \delta_R, \quad (4.168)$$

$$p = \dot{\phi} - \dot{\psi} \sin \theta_o, \quad (4.169)$$

$$r = \dot{\psi} \cos \gamma_o. \quad (4.170)$$

A merev UAV mozgásegyenleteinek linearizálása során már talákoztunk az egyensúlyi repülés helyzet fogalmával. A repülési helyzetek kiemelt helyet foglalnak el az automatikus repülésszabályozás elméletében, hiszen e repülési üzemmódokat tekintjük a munkaponti, kezdeti repülési helyzetnek, amelyhez képest vizsgáljuk az egyes repülési paraméterek változását. Az ismert repülési helyzet paraméterei azt a célt is szolgálják, hogy segítségével a mozgásegyenletekből kiküszöböljük az egyensúlyi paramétereket, erőket és nyomatékokat [4.7, 4.8, 24.10, 4.12, 4.13, 4.15-TIII].

Az egyenes vonalú egyenletes repülés a legegyszerűbb repülési helyzetben az összes repülési paraméter idő szerinti deriváltjai zérusértékű, és az UAV nem gyorsul a tömegközépponthez képest. Ezért, zérusértékű differenciálhányadosok, és zérusértékű szögsebességek esetén a merev UAV (4.62)–(4.67) általános mozgásegyenletei az alábbi egyszerű alakban írhatók fel [4.12, 4.13]:

$$X_o = m g \sin \theta_o, \quad (4.171)$$

$$Y_o = -m g \cos \theta_o \sin \phi, \quad (4.172)$$

$$Z_o = -m g \cos \theta_o \cos \phi, \quad (4.173)$$

$$L_o = M_o = N_o = 0. \quad (4.174)$$

Ha a repülés kiegyensúlyozott, stabil üzemmódon valósul meg, akkor a bedöntési szög zérusértékű, vagyis igazak az alábbi egyenletek:

$$X_o = m g \sin \theta_o, \quad (4.175)$$

$$Y_o = 0, \quad (4.176)$$

$$Z_o = -m g \cos \theta_o, \quad (4.177)$$

$$L_o = M_o = N_o = 0. \quad (4.178)$$

A szabályos forduló esetén az összes idő szerinti derivált zérusértékű, a ϕ bedöntési szög állandó, ezért a dőlési szögsebesség zérusértékű, a θ bólintási szög állandó, tehát a bólintási szögsebesség zérusértékű, a ψ legyezőszög állandó szögsebességgel változik. A szabályos

fordulókat általában kis értékű bedöntési szög mellett hajtják végre, ezért a (4.48)–(4.50) Euler-egyenleteket az alábbi egyszerű alakban is megadhatjuk [4.13]:

$$p = -\dot{\psi}\sin\theta_o \cong -\dot{\psi}\theta_o, \quad (4.179)$$

$$q = \dot{\psi}\cos\theta\sin\phi \cong \dot{\psi}\sin\phi, \quad (4.180)$$

$$r = \dot{\psi}\cos\theta\cos\phi \cong \dot{\psi}\cos\phi. \quad (4.181)$$

Mivel a szabályos forduló végrehajtása során $\psi = \text{áll.}$, és tipikusan kis értékű, ezért a p , q és az r szögsebességek szorzatai elhanyagolhatóan kis értékűek. A csúszásmentes, szabályos forduló végrehajtása során az Y oldalerő zérusértékű, míg a ν sebességvektornak csak az Ox és az Oz tengely irányában van komponense, vagyis ν nullával egyenlő, a w pedig kicsi, mivel az állásszög is eléggé kicsi. Ezért a szabályos fordulóra igazak az alábbi egyenletek [4.10, 4.12, 4.13, 4.15-ТIII]:

$$\Delta X = mg\theta, \quad (4.182)$$

$$\Delta Y = 0, \quad (4.183)$$

$$\Delta Z = -m(\dot{\psi}u\sin\phi + g\cos\phi), \quad (4.184)$$

$$\dot{\psi} = \frac{g}{u_o}tg\phi, \quad (4.185)$$

$$\Delta L = \Delta M = \Delta N = 0. \quad (4.186)$$

Az egyenletes bólintó mozgást az UAV a keresztengely körül állandó q bólintási szögsebességgel hajtja végre, a bólintási szög folyamatosan változik. Ez a repülés a függőleges síkban végrehajtott forduló, ami kvázi-egyenletesnek mondható. A repülés során az u hosszirányú, és a w függőleges sebesség változik, míg a csúszás ν sebessége zérusértékű. Az egyenletes bólintó mozgás a hosszirányú mozgás egyik sajátos fajtája, ezért – a 4.2. táblázatban megadott feltételek mellett – az oldalirányú mozgás paraméterei zérusértékűek:

$$p = r = \phi = \psi = 0. \quad (4.187)$$

A fent ismertetett feltételek mellett a merev UAV kvázi-egyenletes, hosszirányú mozgásegyenletei az alábbiak lesznek:

$$\Delta X = m(\dot{u} + qw + g\sin\theta), \quad (4.188)$$

$$\Delta Y = 0, \quad (4.189)$$

$$\Delta Z = m(\dot{w} - uq - g\cos\theta), \quad (4.190)$$

$$\Delta L = \Delta M = \Delta N = 0. \quad (4.191)$$

Nagy értékű bólintási szögsebességek esetén (pl. az UAV hirtelen felrántásakor, ha az UAV összeütközést elkerülő manővert hajt végre) az \dot{u} , és a \dot{w} egyenesvonalú gyorsulások kis értékűek, ezért a (4.188)–(4.191) egyenletek a következő módon írható fel:

$$\Delta X = m(q_o w_o + g\sin\theta_o), \quad (4.192)$$

$$\Delta Y = 0, \quad (4.193)$$

$$\Delta Z = -m(u_o q_o + g\cos\theta_o), \quad (4.194)$$

$$\Delta L = \Delta M = \Delta N = 0. \quad (4.195)$$

A (4.194) egyenletből – egyszerű matematikai átalakítással – már könnyen kifejezhető a kvázi–egyenletes bólintó mozgás szögsebessége:

$$q_o = \frac{g}{u_o} \left(-\frac{\Delta Z}{mg} - \cos\theta_o \right) = \frac{g}{u_o} (-n_{z_B} - \cos\theta_o). \quad (4.196)$$

A gyakorlatban sokszor van dolgunk a merev UAV kiegészítő (segéd) mozgásegyenleteivel, amelyek megoldásaként az UAV fedélzetén érzékelőkkel mérhető repülési paramétereket kapunk. Az UAV tömegközéppontjában mért függőleges gyorsulás (csúszásmentes repüléskor) az alábbi egyenlet segítségével számítható ki [4.7, 4.8, 4.12, 4.13]:

$$a_{z_{c.g.}} = \dot{w} - u_o q. \quad (4.197)$$

Ismeretes, hogy kis értékű α állásszög esetén igaz az alábbi kifejezés:

$$w \cong \alpha u_o. \quad (4.198)$$

Helyettesítsük a (4.198) egyenletet a (4.197) kifejezésbe. Kapjuk, hogy:

$$a_{z_{c.g.}} = u_o (\dot{\alpha} - q). \quad (4.199)$$

A gyakorlatban az UAV gyorsulásértékeit sokszor viszonyítják a g nehézségi gyorsulás értékéhez, vagyis származtatják a terhelési többszt. A terhelési többszt is komponensekre bontható a koordináta rendszer tengelyei mentén.

A függőleges gyorsulás a függőleges irányú terhelési többsztöröst határozza meg:

$$n_{z_{c.g.}} = \frac{a_{z_{c.g.}}}{g}. \quad (4.200)$$

Ha az UAV megváltoztatja a repülési helyzetét, a függőleges tengely mentén változik a lineáris gyorsulás is, vagyis:

$$a_{z_{c.g.}} = \dot{w} - u_o q - g. \quad (4.201)$$

Ha a függőleges gyorsulást nem a tömegközéppontban, hanem valamely adott helyen, a tömegközépponttól l_x távolságra, az UAV középvonalán szeretnénk megmérni, akkor a függőleges gyorsulás a következő egyenlet alapján számítható ki:

$$a_{z_x} = \dot{w} - u_o q - l_x \dot{q}. \quad (4.202)$$

Az UAV tömegközéppontjától mért l_x távolság pozitív, ha a mérés helye a tömegközéppont előtt, az orrész felé helyezkedik el. Definíció szerint igaz az alábbi kifejezés:

$$\ddot{h}_{c.g.} = -a_{z_{c.g.}}, \quad (4.203)$$

ahol h az UAV valós repülési magassága. Következésképpen,

$$\dot{h}_{c.g.} = -w + u_o \theta, \quad (4.204)$$

$$h_{c.g.} = u_o \int \theta(t) dt - \int w(t) dt = u_o \int \gamma(t) dt, \quad (4.205)$$

$$n_{z_{c.g.}} = -u_o \frac{\dot{\gamma}}{g}. \quad (4.206)$$

Ismeretes továbbá, hogy a n_z függőleges gyorsulás az α állásszögtől is függ, vagyis:

$$n_{z\alpha} = \frac{u_o}{g} \frac{Z_{\delta_E} M_w - M_{\delta_E} Z_w}{M_{\delta_E} - Z_{\delta_E} \frac{M_q}{u_o}} \cong \frac{u_o}{g M_{\delta_E}} (Z_{\delta_E} M_w - M_{\delta_E} Z_w). \quad (4.207)$$

Hagyományos aerodinamikai elrendezésű, merev UAVk-ra igaz, hogy

$$M_{\delta_E} Z_w \gg Z_{\delta_E} M_w, \quad (4.208)$$

ezért a (4.207) egyenlet az alábbi alakra egyszerűsödik:

$$n_{z\alpha} = -u_o \frac{Z_w}{g}. \quad (4.209)$$

Egyenes vonalú, egyenletes repülés esetén igaz, hogy

$$n_{z\alpha} = -u_o \frac{Z_w}{g} = \frac{C_{L\alpha}}{C_L}, \quad (4.210)$$

ahol C_L felhajtóerő tényező, és $C_{L\alpha} = \frac{dC_L}{d\alpha}$.

A merev UAV oldalirányú egyenes vonalú mozgása során az UAV tömegközéppontjában mért gyorsulást az alábbi kifejezés adja meg:

$$a_{y_{cg}} = \dot{v} + u_o r - g\phi. \quad (4.211)$$

Az UAV Ox hossz tengelyén, a tömegközépponttól mért l_x távolságon, az Oz függőleges tengelyen pedig l_z távolságon a gyorsulás értéke a következő egyenlet segítségével határozható meg [4.8, 4.12, 4.13, 4.15-III]:

$$a_{y_{xlat}} = a_{y_{cg}} + l_x \dot{r} - l_z \dot{p}. \quad (4.212)$$

Az UAV tömegközéppontjától mért l_x távolság pozitív, ha a mérés helye a tömegközéppont előtt, az orrész felé helyezkedik el. Az l_z távolság értéke pozitív, ha a törzstől lefelé elmutat.

A merev UAV oldalirányú mozgásának vizsgálata során szokás még definiálni az útirány szöveget, amely a csúszásszög és a legyező szög összege, tehát [4.12, 4.15-III]:

$$\lambda = \beta + \Psi. \quad (4.213)$$

Az UAVk, mint többváltozós szabályozási rendszerek, állapot-egyenlettel is leírhatóak. Modern szabályozástechnikából jól ismert, hogy a dinamikus rendszerek állapot-egyenlete elsőrendű, lineáris (linearizált), állandó együtthatós (idő-invariáns), inhomogén vektor-differenciál egyenlet, amelyet a következő általános alakban lehet felírni [4.10, 4.13, 4.15-III]:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u}, \quad (4.214)$$

ahol $\mathbf{x} \in \mathfrak{R}^n$: állapot-vektor, $\mathbf{u} \in \mathfrak{R}^m$: bemeneti (vagy irányítási) vektor, \mathbf{A} : $(n \times n)$ méretű állapot-vektor, és végül, \mathbf{B} : $(n \times m)$ méretű bemeneti (irányítási, vezérlő) mátrix.

A (4.214) általános alakú állapot-egyenletet vizsgálva elmondhatjuk, hogy az egyenlet bal oldalán az egyes állapot-változók derivált függvényei állnak, míg a jobb oldalon az állapot-, és a bemeneti (irányítási, vagy vezérlő) vektor áll. Az állapot-egyenlet jól alkalmazható az UAV stabilitásvizsgálatára, és egyéb irányítástechnikai vizsgálatára is. Az állapotegyenlet integrálással könnyen megoldható. Az állapot-egyenlet jól alkalmazható szimulációs céllal is.

Jól ismert az a tény, hogy az UAV térbeli mozgását a rá ható külső zavarások (pl. légköri turbulencia) is befolyásolják. A külső zajok által gerjesztett dinamikus rendszer állapot-egyenlete a következő alakban írható fel [4.7, 4.10, 4.11, 4.12, 4.13, 4.15-TIII, 4.18]:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{E}\mathbf{d}, \quad (4.215)$$

ahol $\mathbf{d} \in \mathfrak{R}^l$ a külső zavarások vektora, és végül, \mathbf{E} egy $(n \times l)$ méretű segédmátrix. Az UAV-ra ható külső zavarás természetesen akár sztochasztikus is lehet, míg az UAV dinamikus modellje maga determinisztikus.

A merev UAV kimeneti egyenlete algebrai egyenlet, amely alapvetően az állapot-vektortól függ. Előfordul azonban olyan eset is, amikor nemcsak az állapot-vektor, hanem a bemeneti (vezérlő) vektor is befolyásolja a kimeneti egyenletet. Ha olyan repülési paraméterre van szükségünk, amelyek nem képezik az állapot-vektor rendezőit, akkor a kimeneti egyenlet segít ezt a problémát megoldani. A kimeneti egyenlet általános alakja a következő [4.7, 4.10, 4.11, 4.12, 4.13, 4.15-TIII, 4.18]:

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{D}\mathbf{u}, \quad (4.216)$$

ahol $\mathbf{y} \in \mathfrak{R}^p$ kimeneti vektor, \mathbf{C} $(p \times n)$ méretű kimeneti (szűrő) mátrix, és \mathbf{D} $(p \times m)$ méretű segédmátrix, amelyet közvetlen előre vezetési mátrixnak is szokás nevezni.

Az UAV mérhető állapotváltozóit érzékelőkkel szokás mérni. A csillapító automatákban, a robotpilótákban, és az automatikus repülésszabályozó rendszerekben e jelek alapján valósítják meg a visszacsatolást [4.7, 4.10, 4.11, 4.12, 4.13, 4.15-TIII, 4.18].

Az érzékelők kimeneti villamos jelei azonban mérési zajjal terheltek. A repülésszabályozó rendszerek eme belső, mérési zajait a kimeneti egyenletben szokás reprezentálni [4.7, 4.10, 4.11, 4.12, 4.13, 4.15-TIII, 4.18]:

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{D}\mathbf{u} + \mathbf{F}\mathbf{v}, \quad (4.217)$$

ahol \mathbf{v} a belső mérési zajok vektora, míg \mathbf{F} segédmátrix.

A merev UAV hosszirányú mozgásának (4.118)–(4.121) elsőrendű, idő-invariáns, inhomogén differenciálegyenletei alapján az UAV \mathbf{x} állapot-vektora a következő lesz:

$$\mathbf{x} = [u \quad w \quad q \quad \theta]^T. \quad (4.218)$$

A fent hivatkozott egyenletek alapján elmondható, hogy az UAV hosszirányú mozgását a magassági kormány δ_E szögkitérése hozza létre, vagyis az irányítási vektor a következő lesz:

$$\mathbf{u} = \mathbf{u} = \delta_E. \quad (4.219)$$

A merev UAV állapot- és bemeneti mátrixai – a (4.150)–(4.153) egyenletek felhasználásával – az alábbiak lesznek:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} X_u & X_w & 0 & -g\cos\gamma_o \\ Z_u & Z_w & U_o & -g\sin\gamma_o \\ \tilde{M}_u & \tilde{M}_w & \tilde{M}_q & \tilde{M}_\theta \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad (4.220)$$

$$\mathbf{B} = [X_{\delta_E} \quad Z_{\delta_E} \quad \tilde{M}_{\delta_E} \quad 0]^T. \quad (4.221)$$

A (4.120) egyenletet korábban az alábbi alakban írtuk fel:

$$\dot{q} = M_u u + M_w w + M_{\dot{w}} \dot{w} + M_q q + M_{\delta_E} \delta_E. \quad (4.222)$$

Ismeretes, hogy a \dot{w} függőleges gyorsulás az alábbi kifejezéssel is megadható [4.7, 4.10, 4.11, 4.12, 4.13, 4.15-TIII, 4.18]:

$$\dot{w} = Z_u u + Z_w w + U_o q - g \sin \gamma_o \theta + M_{\delta_E} \delta_E. \quad (4.223)$$

Helyettesítsük a (4.223) egyenletet a (4.222) egyenletbe. A behelyettesítés, és az egyenlet rendezése után az alábbi egyenletet kapjuk:

$$\dot{q} = (M_u + M_{\dot{w}} Z_u) u + (M_w + M_{\dot{w}} Z_w) w + (M_q + M_{\dot{w}} U_o) q - g M_{\dot{w}} \sin \gamma_o \theta + (M_{\delta_E} + M_{\dot{w}} Z_{\delta_E}) \delta_E, \quad (4.224)$$

vagy egyszerűbb alakban:

$$\dot{q} = \tilde{M}_u u + \tilde{M}_w w + \tilde{M}_q q + \tilde{M}_\theta \theta + \tilde{M}_{\delta_E} \delta_E, \quad (4.225)$$

ahol a (4.225) egyenlet derivatív együtthatói az alábbi egyenletekkel adhatók meg:

$$\tilde{M}_u = M_u + M_{\dot{w}} Z_u, \quad (4.226)$$

$$\tilde{M}_w = M_w + M_{\dot{w}} Z_w, \quad (4.227)$$

$$\tilde{M}_q = M_q + M_{\dot{w}} U_o, \quad (4.228)$$

$$\tilde{M}_\theta = -g M_{\dot{w}} \sin \gamma_o, \quad (4.229)$$

$$\tilde{M}_{\delta_E} = M_{\delta_E} + M_{\dot{w}} Z_{\delta_E}. \quad (4.230)$$

Ha az UAV hosszirányú mozgását – a magassági kormány mellett egyéb más vezérlő jelek, például a δ_{th} tolóerő változás, vagy a csűrők szimmetrikus δ_{sp} szöghelyzet változása is indukálja, akkor az UAV bemeneti vektora a következő alakban írható fel:

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} X_{\delta_E} & X_{\delta_{th}} & X_{\delta_{sp}} \\ Z_{\delta_E} & Z_{\delta_{th}} & Z_{\delta_{sp}} \\ \tilde{M}_{\delta_E} & \tilde{M}_{\delta_{th}} & \tilde{M}_{\delta_{sp}} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.231)$$

Ha az UAV hosszirányú mozgását, főleg aktív repülésszabályozó rendszerben több más, ún. segéd kormányfelület is irányítja, akkor a \mathbf{B} bemeneti mátrix – értelemszerűen – új oszlopokkal egészül ki.

Meg kell említenünk, hogy a merev UAV állapot-egyenlete többfajta módon is felírható. Legyen például az UAV hosszirányú mozgásának állapot-vektora a következő:

$$\mathbf{x} = [\theta \quad q \quad u \quad w]^T. \quad (4.232)$$

Ebben az esetben a merev UAV hosszirányú mozgásának \mathbf{A} állapot- és a \mathbf{B} bemeneti mátrixa most a következő lesz:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ \tilde{M}_u & \tilde{M}_w & \tilde{M}_q & \tilde{M}_\theta \\ X_u & X_w & 0 & -g \cos \gamma_o \\ Z_u & Z_w & U_o & -g \sin \gamma_o \end{bmatrix}, \quad (4.233)$$

$$\mathbf{B} = [0 \quad \tilde{M}_{\delta_E} \quad X_{\delta_E} \quad Z_{\delta_E}]^T. \quad (4.234)$$

Számos szakirodalom a w függőleges sebesség helyett az α állásszöget javasolja szabályozott paraméterként [4.10, 4.15-TIII].

Kis értékű állásszögek esetén ugyanis igaz, hogy

$$\alpha \cong \frac{w}{U_o}, \quad (4.235)$$

így igazak az alábbi egyenletek is [4.13, 4.15-III]:

$$d(\alpha U_o) \cong dw, \quad (4.236)$$

$$\dot{\alpha} = \frac{Z_u}{U_o} u + \frac{Z_w}{U_o} w + \frac{Z_{\delta_E}}{U_o} \delta_E = Z_u^* u + Z_w \alpha + q + Z_{\delta_E}^* \delta_E, \quad (4.237)$$

ahol:

$$Z_u^* = \frac{Z_u}{U_o}, Z_{\delta_E}^* = \frac{Z_{\delta_E}}{U_o}. \quad (4.238)$$

Ha az UAV szabályozott kimeneti jellemzője például az a_{z_x} függőleges gyorsulás, amelynek egyenlete – a w és a q egyenleteinek a (4.202) kifejezésbe történő behelyettesítésével és rendezéssel – a következő lesz:

$$a_{z_x} = (Z_u - l_x \tilde{M}_u) u + (Z_w - l_x \tilde{M}_w) w - l_x \tilde{M}_q q + (Z_{\delta_E} - l_x \tilde{M}_{\delta_E}) \delta_E. \quad (4.239)$$

A (4.239) egyenlet állapotteres alakban is felírható a következő összefüggés szerint:

$$y \equiv a_{z_x} = [(Z_u - l_x \tilde{M}_u) \quad (Z_w - l_x \tilde{M}_w) \quad -l_x \tilde{M}_q \quad 0] \mathbf{x} + [(Z_{\delta_E} - l_x \tilde{M}_{\delta_E})] \delta_E. \quad (4.240)$$

Vegyük észre, hogy a (4.240) egyenlet a (4.216) kimeneti egyenlet speciális alakja, amikor is:

$$\mathbf{C} = [(Z_u - l_x \tilde{M}_u) \quad (Z_w - l_x \tilde{M}_w) \quad -l_x \tilde{M}_q \quad 0], \quad (4.241)$$

$$\mathbf{D} = d = [(Z_{\delta_E} - l_x \tilde{M}_{\delta_E})]. \quad (4.242)$$

Ha az UAV szabályozott kimeneti jellemzőjének a tömegközéppont h magasságát tekintjük, akkor felírhatók a következő összefüggések:

$$\ddot{h}_{cg} = -a_{z_{cg}}, \quad (4.243)$$

$$a_{z_{cg}} = Z_u u + Z_w w + Z_{\delta_E} \delta_E. \quad (4.244)$$

A fenti két egyenlet alapján igaz, hogy:

$$\ddot{h}_{cg} = -Z_u u - Z_w w - Z_{\delta_E} \delta_E. \quad (4.245)$$

A repülési magasságot felfoghatjuk a hosszirányú mozgás x állapot-vektorának egyik új rendezőjeként is, vagyis

$$x_6 = h, \quad (4.246)$$

valamint

$$x_5 = \dot{x}_6 = \dot{h}. \quad (4.247)$$

A fentiek alapján a merev UAV hosszirányú mozgásának állapot-vektora már kibővíthető az alábbiak szerint:

$$\mathbf{x} = [u \quad w \quad q \quad \theta \quad h \quad \dot{h}]^T, \quad (4.248)$$

valamint a bemeneti vektorra igaz, hogy

$$\mathbf{u} = u = \delta_E. \quad (4.249)$$

A kibővített állapotter \mathbf{A} állapot mátrixa, és a \mathbf{B} bemeneti mátrixa a következő alakban adható meg:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} X_u & X_w & 0 & -g\cos\gamma_o & 0 & 0 \\ Z_u & Z_w & U_o & -g\sin\gamma_o & 0 & 0 \\ \tilde{M}_u & \tilde{M}_w & \tilde{M}_q & \tilde{M}_\theta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -Z_u & -Z_w & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad (4.250)$$

$$\mathbf{B} = [X_{\delta_E} \quad Z_{\delta_E} \quad \tilde{M}_{\delta_E} \quad 0 \quad -Z_{\delta_E} \quad 0]^T. \quad (4.251)$$

Ha a merev UAV hosszirányú mozgásának szabályozott jellemzője a γ pályaszög, amelyre felírható, hogy

$$\gamma = \theta - \alpha = \theta - \frac{w}{U_o}, \quad (4.252)$$

és a kimeneti vektor $\mathbf{y} = y = \gamma$ módon definiált, akkor a kimeneti egyenlet a következő alakban írható fel [4.7, 4.10, 4.11, 4.12, 4.13, 4.15-TIII, 4.18]:

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{U_o} & 0 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{x} = \mathbf{C}\mathbf{x}. \quad (4.253)$$

A fejezetben levezetett állapotteres dinamikai modelleket széles körben alkalmazzák az UAVk automatikus repülésszabályozó rendszerei szabályozóinak előzetes tervezése során.

A merev UAV oldalirányú mozgására is felírható a korábbi formában használt állapotegyenlet [4.7, 4.10, 4.11, 4.12, 4.13, 4.15-TIII, 4.18]:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u}. \quad (4.254)$$

A merev UAV oldalirányú mozgásának (4.166)–(4.170) egyenletekkel megadott elsőrendű, idő-invariáns, inhomogén differenciálegyenletei alapján a repülőgép állapotvektora a következő lesz:

$$\mathbf{x} = [v \quad p \quad r \quad \phi \quad \psi]^T. \quad (4.255)$$

Hagyományos elrendezésű, merevszárnyú UAV oldalirányú irányítását a csűrőlapok (A), és az oldalkormány (R) szöghelyzetváltozása biztosítja, vagyis:

$$\mathbf{u} = [\delta_A \quad \delta_R]^T. \quad (4.256)$$

A merev UAV állapot- és a bementi mátrixa – a (4.166)–(4.170) egyenletek felhasználásával – az alábbiak lesznek:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} Y_v & 0 & U_o & -g\cos\gamma_o & 0 \\ L'_v & L'_p & L'_r & 0 & 0 \\ N'_v & N'_p & N'_r & 0 & 0 \\ 0 & 1 & tg\gamma_o & 0 & 0 \\ 0 & 0 & sec\gamma_o & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (4.257)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & Y_{\delta_A} \\ L'_{\delta_A} & L'_{\delta_R} \\ N'_{\delta_A} & N'_{\delta_R} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.258)$$

A gyakorlatban a β csúszási szög ismerete nagyon fontos, különösen a szabályos fordulók végrehajtása esetén. Ezért a β csúszási szöget a v oldalirányú repülési sebesség helyett gyakran alkalmazzák az oldalirányú mozgás állapotváltozójaként is [4.10, 4.12, 4.15-TIII].

Kis értékű csúszási szögre igaz, hogy:

$$v \cong U_o \beta. \quad (4.259)$$

A csúszási szögre felírható a következő egyenlet is:

$$\dot{\beta} = Y_v \beta - r + \frac{g}{U_o} \cos \gamma_o \phi + \frac{Y_{\delta_R}}{U_o} \delta_R. \quad (4.260)$$

A (4.260) egyenlet az következő alakban is megadható:

$$\dot{\beta} = Y_v \beta - r + \frac{g}{U_o} \cos \gamma_o \phi + Y_{\delta_R}^* \delta_R, \quad (4.261)$$

ahol:

$$Y_{\delta_R}^* = \frac{Y_{\delta_R}}{U_o}. \quad (4.262)$$

Ha az oldalirányú mozgás \mathbf{x} állapot-vektora

$$\mathbf{x} = [\beta \quad p \quad r \quad \phi \quad \psi]^T \quad (4.263)$$

alakban definiált, akkor a (4.254) állapot–egyenlet \mathbf{A} állapot–, és a \mathbf{B} bemeneti mátrixai a következők lesznek:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} Y_v & 0 & -1 & \frac{g}{U_o} \cos \gamma_o & 0 \\ L'_\beta & L'_p & L'_r & 0 & 0 \\ N'_\beta & N'_p & N'_r & 0 & 0 \\ 0 & 1 & tg \gamma_o & 0 & 0 \\ 0 & 0 & sec \gamma_o & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (4.264)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & Y_{\delta_R}^* \\ L'_{\delta_A} & L'_{\delta_R} \\ N'_{\delta_A} & N'_{\delta_R} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.265)$$

Úgy a (4.257), mint a (4.264) állapot–mátrixok ötödik oszlopa zérusértékű elemekből áll, ezért a mátrixok determinánsai zérusértékűek. E jelenség elkerülése érdekében újra kell definiálni az oldalirányú mozgás \mathbf{x} állapot–vektorát, tehát az új állapot–vektor legyen a következő alakú [4.7, 4.10, 4.11, 4.12, 4.13, 4.15-TIII, 4.18]:

$$\mathbf{x} = [v \quad p \quad r \quad \phi]^T. \quad (4.266)$$

Ebben az esetben a merev UAV oldalirányú mozgásának \mathbf{A} állapot– és a \mathbf{B} bemeneti mátrixa a következő módon írható fel:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} Y_v & 0 & -1 & \frac{g}{U_o} \cos \gamma_o \\ L'_\beta & L'_p & L'_r & 0 \\ N'_\beta & N'_p & N'_r & 0 \\ 0 & 0 & tg \gamma_o & 0 \end{bmatrix}, \quad (4.267)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & Y_{\delta_R}^* \\ L'_{\delta_A} & L'_{\delta_R} \\ N'_{\delta_A} & N'_{\delta_R} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.268)$$

Megemlítjük, hogy az UAV kiegyensúlyozott vízszintes repülése esetén a repülés pályaszöge $\gamma_o = 0^\circ$. Ezért az oldalirányú mozgás \mathbf{A} állapot-mátrixában igazak az alábbi összefüggések [4.7, 4.10, 4.11, 4.12, 4.13, 4.15-TIII, 4.18]:

$$\sin\gamma_o = 0; \quad \operatorname{tg}\gamma_o = 0; \quad \cos\gamma_o = 1; \quad \operatorname{sec}\gamma_o = 1. \quad (4.269)$$

Gyakran szükséges az UAV egyenesvonalú mozgása gyorsulásának mérése adott l_x távolságra a tömegközépponttól, és adott l_z távolságra a függőleges tengely mentén. Ebben az esetben igaz, hogy:

$$a_{y_x} = a_{y_{cg}} + l_x \ddot{r} - l_z \dot{p}, \quad (4.270)$$

amely az alábbi egyenlettel is helyettesíthető:

$$a_{y_x} = (Y_v + l_x N'_v - l_z L'_v)v + (l_x N'_p - l_p L'_p)p + (l_x N'_r - l_z L'_r)r + (l_x N'_{\delta_A} - l_z L'_{\delta_A})\delta_A + (N'_{\delta_R} + l_x N'_{\delta_R} - l_z L'_{\delta_R})\delta_R. \quad (4.271)$$

Ha az UAV szabályozott kimeneti jellemzője az a_{y_x} oldalirányú gyorsulás, akkor a (4.271) egyenlet az alábbi mátrixos alakban is felírható [4.7, 4.10, 4.11, 4.12, 4.13, 4.15-TIII, 4.18]:

$$\mathbf{y} = \mathbf{y} = a_{y_x} = \begin{bmatrix} (Y_v + l_x N'_v - l_z L'_v) & (l_x N'_p - l_p L'_p) & (l_x N'_r - l_z L'_r) \\ (l_x N'_{\delta_A} - l_z L'_{\delta_A}) & (N'_{\delta_R} + l_x N'_{\delta_R} - l_z L'_{\delta_R}) \end{bmatrix} \mathbf{x} +$$

$$\text{ahol } \mathbf{x} = [v \quad p \quad r]^T, \text{ illetve } \mathbf{u} = [\delta_A \quad \delta_R]^T. \quad (4.272)$$

Az UAV irányított mozgásának vizsgálatakor fontos, hogy egy adott irányításra (bemenetre) az UAV milyen választ ad, vagyis a kimeneti jellemzője hogyan változik meg az adott bemeneti jelre.

A lineáris rendszerek egyik fontos tárgyalási módszere a Laplace-transzformáció, amikor az egyes változókat az $s = j\omega$ komplex frekvencia függvényében, algebrai egyenletekkel adják meg [4.10, 4.13, 4.15-TIII].

Definíció szerint, egy rendszer kimeneti válaszelének Laplace-transzformáltja, és a bemeneti jel Laplace-transzformáltjainak hányadosa – zérusértékű kezdeti feltételek mellett – adja meg az átviteli függvényt. Tekintsük adottnak a lineáris, idő-invariáns, inhomogén állapot- és kimeneti egyenleteit:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u}, \quad (4.273)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{D}\mathbf{u}. \quad (4.274)$$

Zérusértékű kezdeti feltételek mellett határozzuk meg a (4.273)–(4.274) egyenletek Laplace-transzformáltjait [4.7, 4.10, 4.11, 4.12, 4.13, 4.15-TIII, 4.18]:

$$s\mathbf{X}(s) = \mathbf{A}\mathbf{X}(s) + \mathbf{B}\mathbf{U}(s), \quad (4.275)$$

$$\mathbf{Y}(s) = \mathbf{C}\mathbf{X}(s) + \mathbf{D}\mathbf{U}(s). \quad (4.276)$$

A (4.275) egyenletből fejezzük ki az állapotvektor $X(s)$ Laplace-transzformáltját. Az alábbi egyenletet kapjuk:

$$X(s) = [sI - A]^{-1}BU(s). \quad (4.277)$$

Helyettesítsük be a (4.277) egyenletet a (4.276) egyenletbe, és rendezzük az egyenlete. Egyszerű matematikai átalakítások után kapjuk, hogy:

$$Y(s) = \{(C[sI - A]^{-1}B + D)U(s)\}. \quad (4.278)$$

A (4.278) egyenletből az átviteli függvény már könnyen számítható:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \{(C[sI - A]^{-1}B + D)\}. \quad (4.279)$$

Egyváltozós rendszerek esetén, ha

$$G_{ij}(s) = \frac{y_i(s)}{u_j(s)}, \quad (4.280)$$

akkor

$$G(s) = \{(C_i[sI - A]^{-1}B_j + D_{ij})\}, \quad (4.281)$$

ahol: B_j a B bemeneti mátrix u_j bemeneti jelnek megfelelő oszlop mátrixa, D_{ij} a D segéd mátrix y_i kimeneti jelnek megfelelő i -edik sorából, és az u_j bemeneti jelnek megfelelő j -edik oszlopából álló mátrix, és végül, C_i a C kimeneti mátrix y_i kimeneti jelnek megfelelő sormátrixa.

Az UAV átviteli függvényeit, természetesen kiszámíthatjuk a bemeneti jelre (pl. a magassági kormány kitérése, a tolóerő megváltozása stb.), valamint tetszőleges külső, vagy belső zavaró jelre, mint formális bemenetekre is.

A fejezet kellő segítséget nyújt az identifikációs feladatokkal foglalkozó mérnökök és informatikusok számára a lehetséges identifikációs modellek kiválasztásában. Természetesen, a leginkább élethű modellezést a többváltozós (MIMO) modellezés teszi lehetővé, amikor az UAV egyszerre több bemenettel irányított, több repülési paraméterét változtatja meg egyidejűleg. A többváltozós (állapotterez, időtartománybeli) UAV térbeli mozgás modellek ma már nagyon széles körben használtak, bár néhány egyszerű alkalmazásban elfogadott az egyváltozós (SISO) modellezés is, amikor az adott UAV dinamikát átviteli függvényel (Laplace-transzformált alakok) adunk meg.

4.2 Az UAV-ra ható külső és belső zajok, zavarások, és paraméterbizonytalanságok

A repülés egyik fontos sajátossága, hogy a levegő, amely környezetben a repülés lezajlik, szinte sohasem nyugodt. A klímaváltozás egyik fontos „velejárója” az extrém felmelegedés, az erdőtüzek, a bozóttüzek, láptüzek, és más természeti értékek pusztulása. A nappali felmelegedéseket sokszor hatalmas, a szárazföldi éghajlati övben már trópusinak mondható orkán erejű szelek, szélviharok, és esők követhetik.

A légi járművek, UAVk repülése valós fizikai környezetben valósul meg, ahol a repülés feltételei (pl. légnyomás, hőmérséklet, légköri turbulencia, páratartalom, a levegő sűrűsége stb) állandóan változnak, és ezek a paraméter-változások leginkább sztochasztikusak. A külső környezet folyamatos, véletlenszerű megváltozása természetesen az UAV fedélzeti rendszereiben is okozhat változásokat, amelyek alapvetően befolyásolják a repülési feladat sikeres teljesítését. Ma már számos ország használ UAVt a tüzesetek megelőzése, illetve

elhárítása céljából, de a vulkánkitörések folyamatainak megfigyelésére is széleskörű az UAVk használata. Ezen repülések során az UAVk óriási kiterjedésű konvektív levegőáramlásban repülnek, és kiemelten fontos az előzetes repülés szimulációk szerepe abban, hogy meghatározhassuk az UAV túlélő képességét az adott extrém repülési helyzetben.

A repülési paraméterek (sebesség, magasság, szöghelyzet stb.) mérése során gyakran találkozunk azzal a kihívással, hogy a mérhető repülési paraméterek maguk is 'zajosak': az érzékelők működését a külső környezet, de a zajos mérési környezet (pl. motorvibráció) is befolyásolhatja.

A fejezet célja bemutatni a légköri turbulencia sztochasztikus matematikai modelljeit, valamint extrém légköri jelenségekre megadni a légköri turbulencia sebességvektora összetevőinek idősorait, amelyek jól használhatóak az előzetes számítógépes szimulációk során, segítik az adott UAV típusra vonatkozó időjárási repülési minimumok meghatározását, és az UAVk automatikus repülésszabályozó rendszerei tervezésekor fontosak a szabályozástechnikai robusztusság értékelésére.

A nemlineáris mozgásegyenletek linearizálása a Taylor-sorfejtés módszerével (munkaponti linearizálás) gyakorlatilag, azt jelenti, hogy a munkapontban és annak kis környezetében egy nemlineáris függvényt a munkapontban a függvényhez húzott érintővel helyettesítjük.

Természetesen, a linearizálás pontossága alapvetően attól függ, hogyan tudtuk felvenni a munkapontot (pl. tipikus munkaponti repülési helyzet: állandó sebességgel, megadott magasságon végrehajtott egyenes vonalú útvonalrepülés), és hogyan értelmezzük a munkapont kis környezetét.

A módszer eleve arra épül, hogy a Taylor-sor magasabb rendű deriváltakat tartalmazó tagjainak teljes összességét – kis értékére tekintettel – elhanyagoljuk. Könnyű belátni, hogy ez a linearizálási módszer hibát eredményez a dinamikus rendszerek linearizálása során. Ismert, hogy a fizikai rendszerek jellemzői élettartamuk során – rendszerint az öregedési, kifáradási folyamatok miatt – változhatnak. Az UAV-kat az eddigi vizsgálataink során merev testnek tekintettük.

Jó közelítéssel igaz ez a kitétel kisméretű, korlátozott manőverező képességű, robusztus UAVk esetén. Magától értetődik, hogy nagyméretű, anyagában kifejezetten rugalmas, nemhagyományos elrendezésű UAVk esetén (pl. NASA Helios, vagy a Quinetiq/Airbus Zephyr) ez a megközelítés már nem alkalmazható, és az UAVt, mint rugalmas, deformációra hajlamos légi járművet kell vizsgálni.

A fejezet másik fontos célkitűzése, hogy matematikai modelleket adjon meg a paraméterbizonytalanságok modellezésére. A rugalmas deformációk viselkedésének ismerete elengedhetetlenül fontos az UAV fedélzeti szenzorikák helyének tervezésére és a beépítés módjának kiválasztására.

4.2.1 Légköri turbulencia-modellek

Az automatikus repülésszabályozás elméletében és gyakorlatában a légköri turbulencia modellezése területén széles körben alkalmazzák a sűrűség-függvény módszert [4.7, 4.10, 4.13, 4.15-III, 4.16, 4.17, 4.18].

A leggyakrabban a Kármán-, vagy a Dryden-modellt szokás alkalmazni. A Kármán-féle matematikai modell pontosabb leírását adja a turbulencia regisztrátumainak, ezért a

gyakorlatban szélesebb körben alkalmazzák. A Kármán-féle turbulencia modell sűrűség függvényét a következő egyenlettel lehet megadni módszert [4.7, 4.10, 4.13, 4.15-TIII, 4.16, 4.17, 4.18]:

$$\Phi_K(\Omega) = \frac{\sigma^2 L}{\pi} \frac{1 + \frac{8}{3}(1,339L\Omega)^2}{[1 + 1,339(L\Omega)^2]^{11/6}}, \quad (4.282)$$

ahol L [m] a turbulencia-lépték, $\Omega = \omega U_\sigma^{-1}$ [rad/m] a térbeli körfrekvencia, ω [rad/s] a megfigyelt körfrekvencia, és végezetül, σ [m/s] a turbulencia szórása (intenzitása).

A másik fontos matematikai modell a Dryden-féle turbulencia modell, amely egyszerűbb, viszont pontatlanabb leírását adja a légköri turbulenciának. E modell egyszerűségénél fogva széleskörű alkalmazást nyert, és az alábbi egyenlettel definiálható [4.7, 4.10, 4.13, 4.15-TIII, 4.16, 4.17, 4.18]:

$$\Phi_D(\Omega) = \frac{\sigma^2 L}{\pi} \frac{1 + 3(L\Omega)^2}{[1 + (L\Omega)^2]^2}. \quad (4.283)$$

Tekintettel arra, hogy a későbbi fejezetben sem törekszünk a turbulencia által keltett aeroelasztikus lengések leírására, így megelégszünk majd az egyszerűbb Dryden-féle turbulencia modell alkalmazásával.

A [4.7, 4.10, 4.13, 4.15-TIII, 4.18] szakirodalmak a légköri turbulencia test-koordináta rendszer tengelyeire vetített sebességi összetevőire az alábbi sűrűség-függvényeket adják meg:

$$\Phi_{u_g}(\Omega) = 2 \frac{\sigma_u^2 L u}{\pi} \frac{1}{1 + (L u \Omega)^2}, \quad (4.284)$$

$$\Phi_{v_g}(\Omega) = \frac{\sigma_v^2 L v}{\pi} \frac{1 + 3(L v \Omega)^2}{[1 + (L v \Omega)^2]^2}, \quad (4.285)$$

$$\Phi_{w_g}(\Omega) = \frac{\sigma_w^2 L w}{\pi} \frac{1 + 3(L w \Omega)^2}{[1 + (L w \Omega)^2]^2}. \quad (4.286)$$

ahol $\sigma_i^2 = \int_0^\infty \Phi_i(\Omega) d\Omega_i |_{i=u,v,w}$.

Ismeretes, hogy

$$\omega = \Omega U_o, \quad (4.287)$$

ezért a (4.284)–(4.286) egyenleteket az alábbi alakban is felírhatjuk [3, 4, 5, 6, 10]:

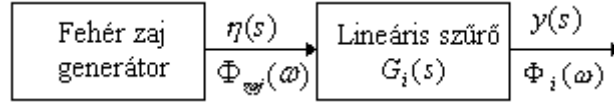
$$\Phi_{u_g}(\Omega) = 2 \frac{\sigma_u^2 L u}{\pi U_o} \frac{1}{1 + [(L u / U_o)^2 \omega^2]}, \quad (4.288)$$

$$\Phi_{v_g}(\Omega) = \frac{\sigma_v^2 L v}{\pi U_o} \frac{[1 + 3(L v / U_o)^2 \omega^2]}{[1 + (L v / U_o)^2 \omega^2]^2}, \quad (4.289)$$

$$\Phi_{w_g}(\Omega) = \frac{\sigma_w^2 L w}{\pi U_o} \frac{[1 + 3(L w / U_o)^2 \omega^2]}{[1 + (L w / U_o)^2 \omega^2]^2}. \quad (4.290)$$

A megadott statisztikai jellemzőkkel bíró sztochasztikus jeleket úgy állíthatunk elő, ha egy előre definiált $\mathbf{G}_i(\mathbf{s})$ átviteli függvényű, lineáris szűrő bemenetére korlátozatlan, $\Phi_{zaj}(\omega)$ sűrűség-függvényű, ideális fehér zajt kapcsolunk [????]. A szűrő paramétereit úgy kell megválasztani, hogy annak kimeneti jele a keresett $\Phi_i(\omega)$ legyen, amelynek statisztikai jellemzői éppen az általunk szükségesnek vélt paraméterekkel megegyezőek.

A sztochasztikus jel létrehozásának folyamatát a 4.3. ábra szemlélteti [4.16, 4.17, 4.32-TII, 4.33-TII].



4.3. ábra. A lineáris szűrő felépítése [4.37].

A szűrő kimeneti jelének sűrűség-függvénye az alábbi összefüggés alapján számítható:

$$\Phi_i(\omega) = |G_i(s)|_{s=j\omega}^2 \Phi_{zaj}(\omega) = G_i(s)G_i(-s)|_{s=j\omega} \Phi_{zaj}(\omega). \quad (4.291)$$

Ha a fehér zaj generátor ideálisnak mondott, vagyis sávkorlátolatlan jeleket állít elő, akkor igaz, hogy [4.16]:

$$\Phi_{zaj}(\omega) = 1. \quad (4.292)$$

Ebben az esetben a (4.291) egyenlet az alábbi alakra egyszerűsödik:

$$\Phi_i(\omega) = |G_i(s)|_{s=j\omega}^2 \Phi_{zaj}(\omega) = G_i(s)G_i(-s)|_{s=j\omega}. \quad (4.293)$$

A lineáris szűrő $G_i(s)$ átviteli függvényének alakjaira a [4.10, 4.13, 4.15-TIII] irodalmak az alábbi egyenleteket adják meg:

$$G_{u_g}(s) = \frac{\sqrt{K_u}}{s+\lambda_u}; \quad G_{v_g}(s) = \sqrt{K_v} \frac{s+\beta_v}{(s+\lambda_v)^2}; \quad G_{w_g}(s) = \sqrt{K_w} \frac{s+\beta_w}{(s+\lambda_w)^2}, \quad (4.294)$$

ahol:

$$K_u = 2U_o \frac{\sigma_u^2}{L_u\pi}; \quad K_v = 3U_o \frac{\sigma_v^2}{L_v\pi}; \quad K_w = 3U_o \frac{\sigma_w^2}{L_w\pi}, \quad (4.295)$$

$$\beta_v = \frac{U_o}{\sqrt{3}L_v}; \quad \beta_w = \frac{U_o}{\sqrt{3}L_w}, \quad (4.296)$$

$$\lambda_u = \frac{U_o}{L_u}; \quad \lambda_v = \frac{U_o}{L_v}; \quad \lambda_w = \frac{U_o}{L_w}. \quad (4.297)$$

A továbbiakban feltételezzük, hogy az általunk vizsgált SUAV kismagasságú, alacsony sebességű repülést hajt végre. Legyenek a kiindulási repülési paraméterek az alábbiak:

$$h = 100 \text{ m} \cong 328,084 \text{ láb}; \quad U_o = 25 \text{ m/s} = 90 \text{ km/h}^1. \quad (4.298)$$

Könnyen belátható, hogy a (4.294) átviteli függvények pontos felírásához – a (4.298) repülési paraméterek ismerete mellett – elengedhetetlenül szükséges a test-koordináta rendszer tengelyeire vett L_i turbulencia-léptékek, valamint az egyes σ_i turbulencia intenzitások ismerete. A turbulencia intenzitások [4.10, 4.36-TII, 4.37-TII] szerint az alábbi NASA-adatokkal adhatók meg:

$$\text{– a repülőgép } OX \text{ hossz tengelye mentén: } 0,85 \text{ m/s} \leq \sigma_u \leq 3,4 \text{ m/s}, \quad (4.299)$$

$$\text{– a repülőgép } OY \text{ kereszt-tengelye mentén: } 0,7 \text{ m/s} \leq \sigma_v \leq 2,8 \text{ m/s}, \quad (4.300)$$

$$\text{– a repülőgép } OZ \text{ függőleges tengelye mentén: } 0,45 \text{ m/s} \leq \sigma_w \leq 1,8 \text{ m/s}. \quad (4.301)$$

McLean, D. szerint – extrém időjárási feltételek (erős vihar) esetére – igazak az alábbi turbulencia intenzitások [4.10, 4.13, 4.15-TIII]:

¹ 1 láb \cong 0,3048 m — 1 m \cong 3,28084 láb. Bár e mértékegység nem tartozik az SI-rendszerhez, alkalmazása az angolszász mértékegység rendszerben széleskörű, repülésben történő alkalmazása miatt pedig megkerülhetetlen.

$$\sigma_u = \sigma_v = \sigma_w = 7 \text{ m/s}. \quad (4.302)$$

A kismagasságú légköri turbulencia L_i léptéktényezőit – $10 \text{ láb} \leq h \leq 100 \text{ láb}$ repülési magasságok esetén – az alábbi összefüggések szerint számíthatjuk:

$$L_u = 2L_v = \frac{h}{(0,177+0,000823h)^2}; \quad L_w = 0,5h. \quad (4.303)$$

A [4.10] irodalom alapján – extrém időjárási feltételek (erős vihar) esetére – igazak az alábbi turbulencia léptékek [4.13, 4.15-TIII]:

$$L_u = L_v = L_w = 580 \text{ m}. \quad (4.304)$$

Kismagasságú turbulencia-modellek esetén igaz, hogy a turbulencia függőleges sebességi összetevőjének σ_w intenzitása a következő összefüggés alapján is kiszámítható [4.10, 4.13, 4.15-TIII, 4.38-TII, 4.39-TII]:

$$\sigma_w = 0,1u_{20}, \quad (4.305)$$

ahol u_{20} a turbulencia állandó hosszirányú sebességi összetevője $h = 20 \text{ láb}$ repülési magasságon.

A (4.298)–(4.305) összefüggések alapján a turbulencia léptékek már könnyen kiszámíthatóak (4.3. Táblázat).

A turbulencia-lépték értékei $H = 100 \text{ m} \cong 328,084 \text{ láb}$ esetén.

4.3. Táblázat

Turbulencia lépték	Nominális (Nom)	Extrém (Worst Case)
L_u	862,185497 láb \cong 262,7941311 m	580
$L_v = 1/2L_u$	431,0927485 \cong 131,3970655 m	580
L_w	50	580

A (4.299)–(4.301) egyenletek alapján a turbulencia intenzitások könnyen kiszámíthatóak (4.4. Táblázat).

A turbulencia intenzitások értékei

4.4. Táblázat

Turbulencia intenzitások	Minimális (Min)	Maximális (Max)	Extrém (Worst Case)
σ_u , [m/s]	0,85	3,4	7
σ_v , [m/s]	0,7	2,7	7
σ_w , [m/s]	0,45	1,8	7

A 4.4. Táblázat, valamint a (4.305) egyenlet alapján a légköri turbulencia állandó hosszirányú sebességi összetevője meghatározható (4.5. Táblázat).

Az u_{20} sebesség értékei

4.5. Táblázat

Légtörési turbulencia jellemzői	Minimális (Min)	Maximális (Max)	Extrém (Worst Case)
$\sigma_w = 0,1u_{20}$, [m/s]	0,45	1,8	7
u_{20} , [m/s]	4,5	18	70

A lineáris szűrők (4.294) egyenletekkel megadott átviteli függvényeinek a 4.3. és a 4.4. Táblázatokban megadott értékek alapján számított paramétereit a 4.6, a 4.7, és a 4.8 Táblázat foglalja össze.

A lineáris szűrők paramétereit – $u_g(t)$ előállítására

4.6. Táblázat

Szűrő paraméterek	$K_u = 2U_o \frac{\sigma_u^2}{L_u \pi}$; [s ⁻¹]	$\lambda_u = \frac{U_o}{L_u}$; [s ⁻¹]
Min	0,043756496	0,095131547
Max	0,700103937	0,095131547
Extrém	1,344584864	0,043103448

A lineáris szűrők paramétereit – $v_g(t)$ előállítására

4.7. Táblázat

Szűrő paraméterek	$K_v = 3U_o \frac{\sigma_v^2}{L_v \pi}$; [s ⁻¹]	$\beta_v = \frac{U_o}{\sqrt{3}L_v}$; [s ⁻¹]	$\lambda_v = \frac{U_o}{L_v}$; [s ⁻¹]
Min	0,089027057	0,109848449	0,190263095
Max	1,324504595	0,109848449	0,190263095
Extrém	8,902705783	0,024885787	0,043103448

A lineáris szűrők paramétereit – $w_g(t)$ előállítására

4.8. Táblázat

Szűrő paraméterek	$K_w = 3U_o \frac{\sigma_w^2}{L_w \pi}$; [s ⁻¹]	$\beta_w = \frac{U_o}{\sqrt{3}L_w}$; [s ⁻¹]	$\lambda_w = \frac{U_o}{L_w}$; [s ⁻¹]
Min	0,096686627	0,288675134	0,5
Max	1,546986047	0,288675134	0,5
Extrém	2,016877296	0,024885787	0,043103448

A (4.294) átviteli függvények – a 4.6, a 4.7. és a 4.8. Táblázatok adatait felhasználva – most az alábbi módon írhatók fel [4.10, 4.13, 4.15-TIII]:

$$G_{u_g}^{Min}(s) = \frac{0,20918}{s+0,09513}; G_{u_g}^{Max}(s) = \frac{0,93672}{s+0,09513}; G_{u_g}^{Extr}(s) = \frac{1,15956}{s+0,04310} \quad (4.306)$$

$$G_{v_g}^{Min}(s) = \frac{0,29837(s+0,10984)}{s^2+0,38052s+0,03620}; G_{v_g}^{Max}(s) = \frac{1,15087(s+0,10984)}{s^2+0,38052s+0,03620}; G_{v_g}^{Extr}(s) = \frac{2,98374(s+0,02488)}{s^2+0,08620s+0,00186} \quad (4.307)$$

$$G_{wg}^{Min}(s) = \frac{0,31094(s+0,28867)}{s^2+s+0,25}; \quad G_{wg}^{Min}(s) = \frac{1,24377(s+0,28867)}{s^2+s+0,25}; \quad G_{wg}^{Extr}(s) = \frac{1,42016(s+0,0488)}{s^2+0,0862s+0,00185}. \quad (4.308)$$

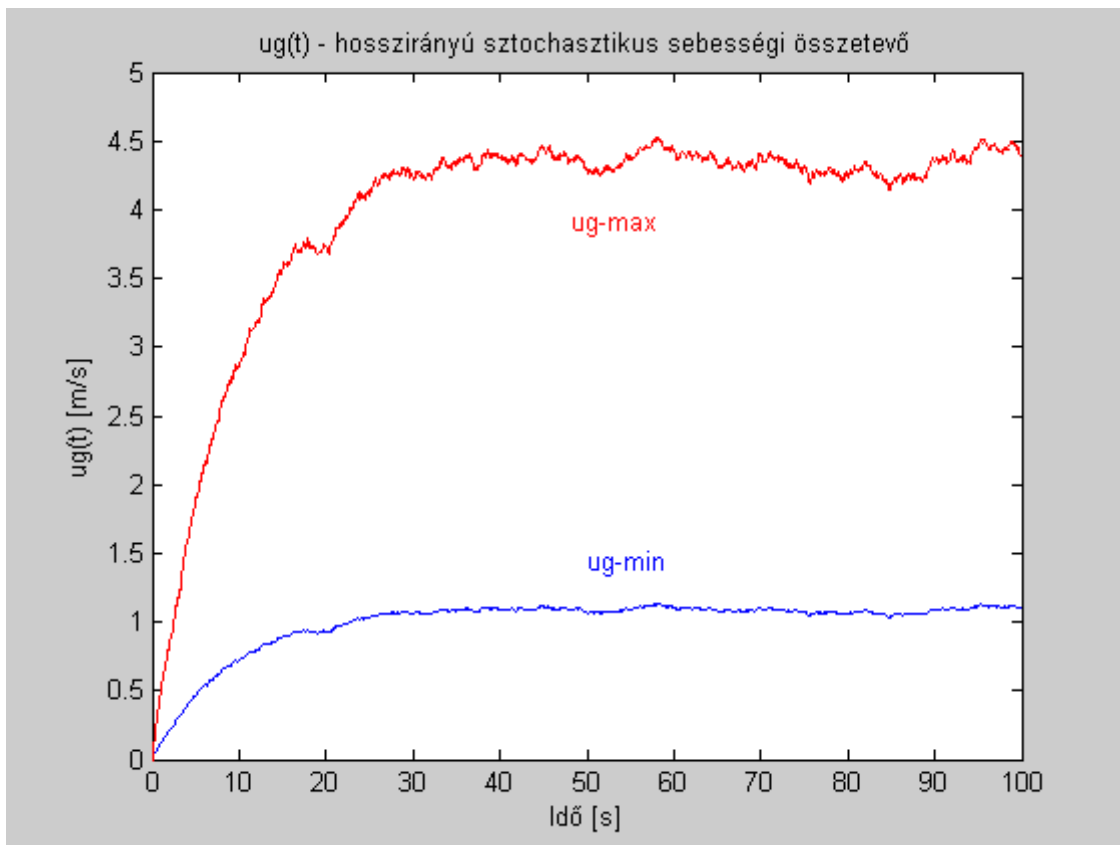
A (4.306)–(4.308) lineáris szűrők segítségével egy megadott statisztikai jellemzőkkel bíró véletlen idősorból az automatikus repülésszabályozási rendszerek analízise, és előzetes tervezése során nélkülözhetetlen idősorok már könnyen létrehozhatóak.

A 4.3. ábrán látható rendszer segítségével, támaszkodva a szűrők átviteli függvényeit megadó (4.306)–(4.308) egyenletekre MATLAB[®] forráskódot készítettem. A számítógépes szimuláció eredményei a 4.4.–4.9. ábrákon látható [4.50, 4.51].

A 4.4. ábrán a légköri turbulencia hosszirányú (hátszél, vagy ellenszél) sebességi összetevőjének NASA-adatok statisztikai adatok alapján számított idősorai láthatóak.

A 4.4. ábra alapján könnyen belátható, hogy a hosszirányú sztochasztikus sebességi összetevő maximális értéke $\approx 4,2$ m/s sebességgel változik a felfutás után.

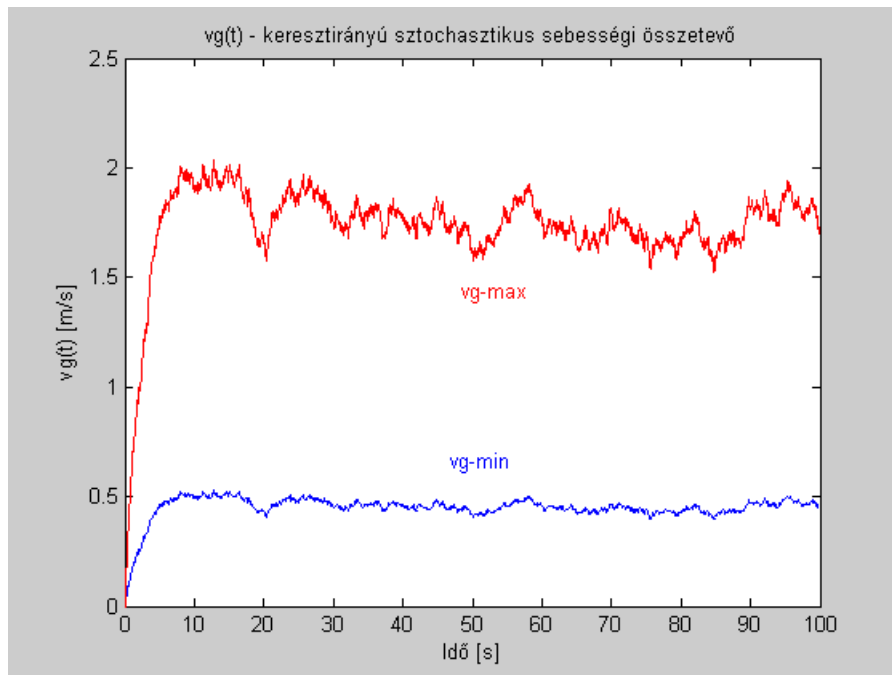
Ha a repülés ellenszélben történik, főleg kis repülési sebességek esetén ez a sebesség akár a SUAV sebességének kritikus értékű csökkenését, végső esetben, akár az átesését is eredményezheti, ami az UAV lezuhanásához, és elvesztéséhez is vezethet.



4.4. ábra. A légköri turbulencia hosszirányú sebességi összetevője (MATLAB script: Szabolcsi).

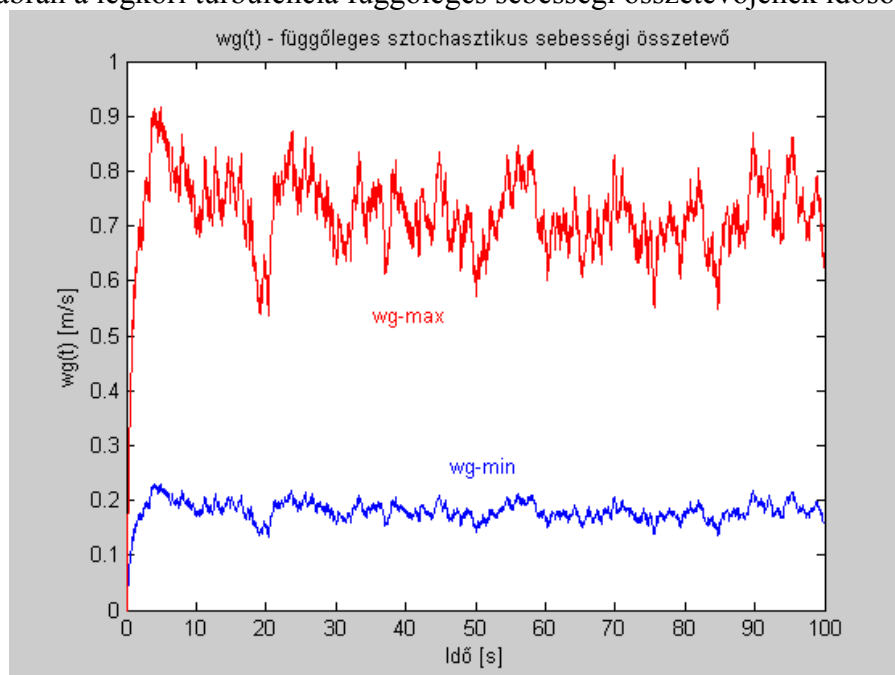
A 4.5. ábrán a légköri turbulencia keresztirányú sebességi összetevőjének idősora látható. Az ábra alapján könnyen belátható, hogy a maximális sebességi érték esetén a keresztirányú sebesség a felfutás után $\approx 1,7$ m/s sebességgel változik.

Ez azt jelenti, hogy az UAV gyorsan eltérhet a megadott repülési iránytól, ami – számos repülési feladat végrehajtása során – nem megengedett.



4.5. ábra. A légköri turbulencia keresztirányú sebességi összetevője (MATLAB script: Szabolcsi).

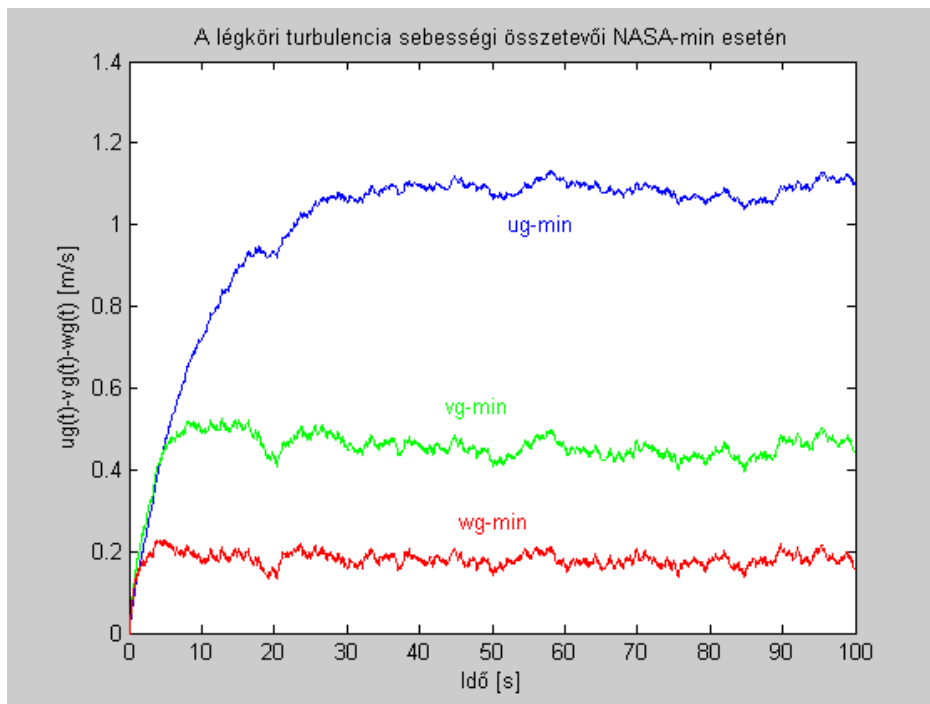
A 4.6. ábrán a légköri turbulencia függőleges sebességi összetevőjének időszora látható.



4.6. ábra. A légköri turbulencia függőleges irányú sebességi összetevője (MATLAB script: Szabolcsi).

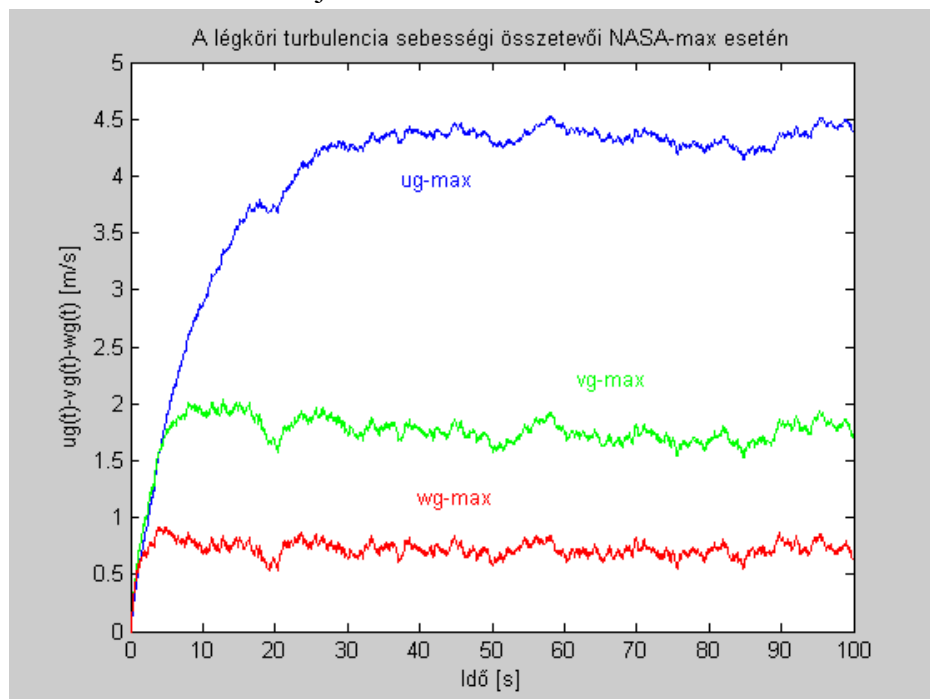
A 4.6. ábrán is jól látható, hogy a légköri turbulencia statisztikai jellemzőinek maximális értékei esetén a függőleges sebesség $\approx 0,7$ m/s értékkel változik. Könnyen belátható, hogy már 10 sec alatt is kb. 7 m-el változik a repülési magasság. A gyakorlatban az emelkedő, vagy a földfelszín felé közel függőlegesen irányban lefelé haladó levegőáramlások (pl. microburst esetén) tehát számottevően változtatják meg a repülési magasságot.

A gyakorlatban szükséges az egyes sebességi összetevők egyidejű ismerete és azok hatásának egyidejű vizsgálata. A 4.7. ábrán a léggöri turbulencia sebességi összetevőinek idősorai láthatóak NASA-min statisztikai jellemzők mellett.



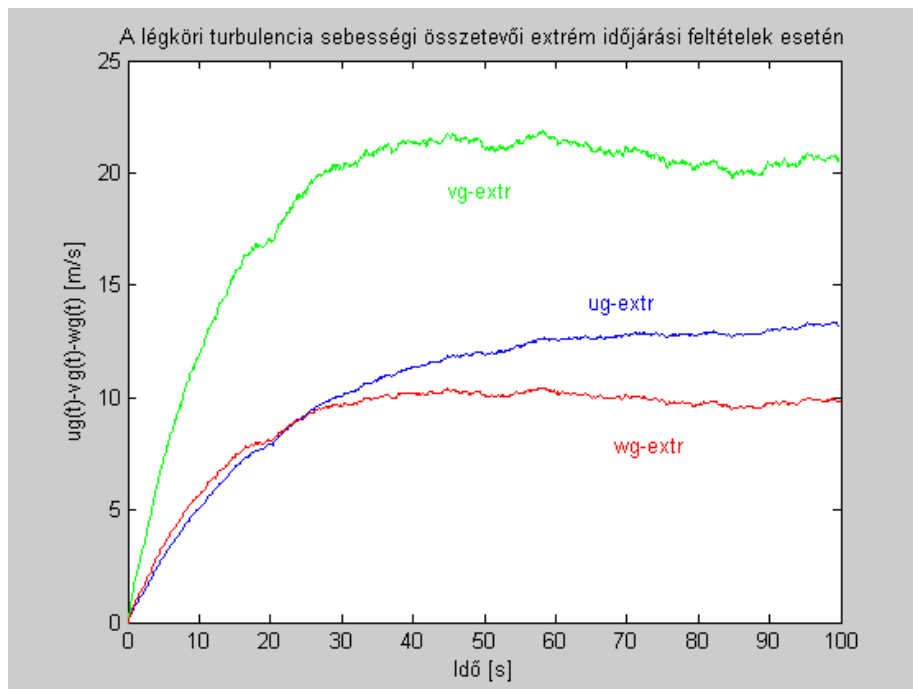
4.7. ábra. A léggöri turbulencia sebességi összetevői NASA-min feltételek esetén (MATLAB script: Szabolcsi).

Hasonlóképpen, a 4.8. ábrán a léggöri turbulencia sebességi összetevőinek idősorai láthatóak NASA-max statisztikai jellemzők mellett.



4.8. ábra. A léggöri turbulencia sebességi összetevői NASA-max feltételek esetén (MATLAB script: Szabolcsi).

Bár a gyakorlatban a repülések korlátozottak az időjárás minimumok (pl. szél, csapadék, látótávolság stb.) függvényében, az extrém időjárás feltételek vizsgálata még sem elhanyagolható, ugyanis a repülések során, ilyen nem számított környezeti feltételek mégis előfordulhatnak. A légköri turbulencia extrém viharos időjárás feltételekre megadott sebességi összetevői a 4.9. ábrán láthatóak.



4.9. ábra. A légköri turbulencia sebességi összetevői extrém időjárás feltételek esetén (MATLAB script: Szabolcsi).

A 4.9. ábra alapján könnyen belátható, hogy a SUAV repülési-, és stabilitási feltételei – a turbulencián történő berepülés során – nagyon gyorsan romlanak. Természetesen, e folyamatok hatása csökkenthető, de nem küszöbölhető ki maradéktalanul. Eme hatások kezelésére kínálkozik egy régi mondás, amely, bár eredetét tekintve a katonai repülésben keletkezett, mégis jól alkalmazható bármilyen típusú, és bármilyen rendeltetésű léggépjárműre „a termik a vitorlázó repülőök vágyálma, de a vadászipar repülőök rémálma”. Vagyis, a legjobb elkerülni a turbulens zónákat, mivel a sztochasztikus jelleg miatt bármikor akár rosszabbak is lehetnek a repülés feltételei, mint akár néhány pillanattal korábban voltak.

4.2.2 Paraméterbizonytalanságok, és azok modellezése

Korábban már vizsgáltuk, hogy úgy a dinamikus rendszerek modellezése, mint az annak alapján megtervezett zárt szabályozási rendszerek modell-, illetve paraméterbizonytalansággal bírnak. A SUAV fedélzeti robotpilóták zárt szabályozási rendszereinek robusztus stabilitása a rendszer paramétereinek bizonytalansága esetén is biztosítható.

A modern szabályozástechnikában az ún. *strukturált* és a *nemstrukturált* paraméterbizonytalanságokat szokás megkülönböztetni [4.19, 4.20, 4.21, 4.22, 4.23, 4.40-TIII, 4.41, 4.42, 4.43-TIII, 4.44-TIII]. A strukturált paraméterbizonytalanság dinamikáját, a rendszer paramétereinek lehetséges tartományát, és azok korlátait jól ismerjük [4.13, 4.19].

A nemstrukturált paraméterbizonytalanság alkalmazása a dinamikus rendszer modelljének pontatlan ismeretét feltételezi. Ebben az esetben csak annyit feltételezünk, hogy a szabályozási rendszer frekvenciafüggvénye két korlát között változik.

A gyakorlatban úgy a strukturált, mint a nemstrukturált paraméterbizonytalanságokkal is széles körben találkozhatunk. A továbbiakban vizsgálatainkat korlátozzuk a nemstrukturált paraméterbizonytalanság vizsgálatára, amelynek matematikai modellezéséhez az *additív* és a *multiplikatív struktúrák* állnak rendelkezésünkre.

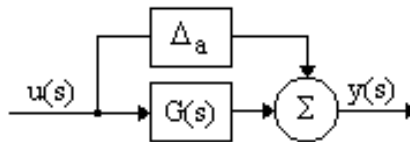
Jelölje a vizsgált dinamikus rendszer ideális modelljét $G(s)$, míg $\tilde{G}(s)$ jelölje a valós fizikai rendszer modelljét. A valós fizikai rendszer $\tilde{G}(s)$ modellje felírható a $G(s)$ ideális rendszer, és az additív paraméterbizonytalanság összegeként, vagyis [4.13, 4.45-TIII]:

$$\tilde{G}(s) = G(s) + \Delta_a(s). \quad (4.309)$$

A (4.309) egyenletből a $\Delta_a(s)$ additív paraméterbizonytalanság az alábbi egyenlettel is kifejezhető [4.19]:

$$\Delta_a(s) = \tilde{G}(s) - G(s). \quad (4.310)$$

A (4.309) egyenlet alapján az additív paraméterbizonytalanság hatásvázlata a következő:



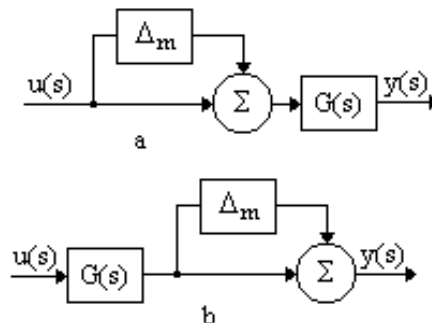
4.10. ábra. Az additív paraméterbizonytalanság hatásvázlata.

Az additív paraméterbizonytalanság matematikai modelljét gyakran alkalmazzák az UAV automatikus repülésszabályozó rendszerekben az aeroelasztikus mozgás modellezésére. Az additív paraméterbizonytalanság a dinamikus rendszer modelljének hibáját reprezentálja.

A valós fizikai rendszer modellje a multiplikatív paraméterbizonytalanság alkalmazásával a következő egyenlettel is megadható [4.20]:

$$\tilde{G}(s) = (1 + \Delta_m(s))G(s). \quad (4.311)$$

A (4.311) egyenlet alapján a multiplikatív paraméterbizonytalanság modellezésére két módszer is kínálkozik: egyik esetben a rendszer bemenetén, míg a másik esetben a rendszer kimenetén modellezzük a paraméterbizonytalanságot. A multiplikatív paraméterbizonytalanság hatásvázlata a 4.11. ábrán látható.



4.11. ábra. A multiplikatív paraméterbizonytalanság hatásvázlata
'a' – a rendszer bemenetén; 'b' – a rendszer kimenetén.

A multiplikatív paraméterbizonytalanság segítségével a rendszer matematikai modell relatív hibáját szokás modellezni [4.19, 4.20, 4.21, 4.22, 4.46-TIII, 4.47-TIII, 4.48-TIII].

Ismeretes, hogy bizonyos UAV kategóriákban az irányítás tárgyát (magát az UAVt) nem tekinthetjük merev testnek: a külső terhelések (kormányfelületen ébredő légerők, nyomatékok, légköri turbulencia miatt kialakuló terhelésekből adódó erők és nyomatékok, függesztmények változása stb.) megváltozása miatt az UAV sárkányszerkezete (törzs, szárny, kormányfelületek) akár lényeges mértékben deformálódik (4.12. ábra).

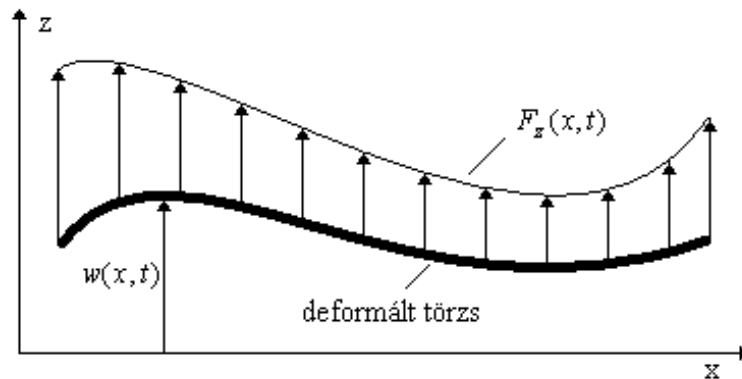


Airbus Zephyr 8 HAPS UAV

Global Observer 'Odyssey' HALE UAV

4.12. ábra. Aeroelasztikus UAV sárkányszerkezetek.

Az UAV törzs deformációjának vizsgálata során feltételezzük, hogy a törzs ún. egyszabadságfokú, másként fogalmazva, egydimenziós mechanikai lengő modellel rendelkezik. Az UAV aeroelasztikus mozgásának vizsgálata során annak törzsét karcsú, vékony *rúd*nak (tartó) tekintjük. Az UAV törzsének (4.12. ábra) egyszerű helyettesítő képe a 4.13. ábrán látható [4.15-TIII, 4.24, 4.25, 4.26, 4.27, 4.28, 4.29, 4.49-TIII, 4.15-TIII].

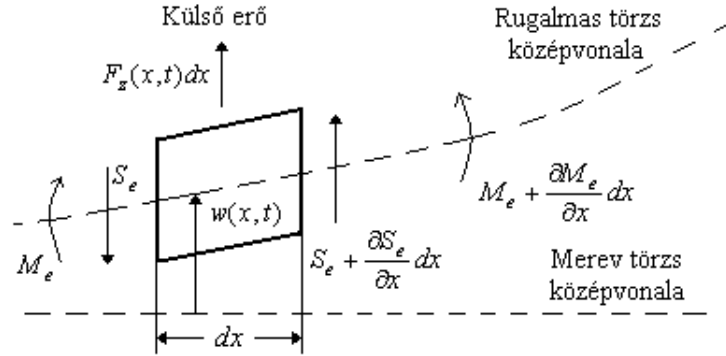


4.13. ábra. Az UAV törzs hosszirányú deformációja dinamikus külső terhelés hatására.

A rúd olyan mechanikai szerkezeti elem, amelynek keresztmetszete lényegesen kisebb annak hosszánál, a hajlítással és a csavarással szemben pedig ellenállást fejt ki.

A továbbiakban feltételezzük, hogy a rúd – a merev, deformáció nélküli helyzetéhez képest – csak hajlító mozgást végez: a rúd csavaró-, illetve nyíró terhelések miatt bekövetkező alakváltozását nem vizsgáljuk. A 4.14. ábrán $F_z(x, t)$ az UAV törzsére ható függőleges irányú dinamikus terhelést, míg a rúd (törzs) egyes kisméretű szegmenseinek függőleges tengely mentén mért egyenesvonalú elmozdulását $w(x, t)$ jelöli.

A továbbiakban vizsgáljuk meg a rúd egy kis szegmensének külső erő hatása alatt kialakuló terhelési viszonyait (4.14. ábra).



4.14. ábra. A törzs szegmensére ható erők és nyomatékok.

Általános esetben, a rúd kisméretű szegmensének a merev törzs középvonalától mért $w(x, t)$ lineáris kitérése az alábbi egyenlet alapján határozható meg [4.10, 4.13, 4.15-TIII]:

$$w(x, t) \cong \alpha_{ae}(x, t) + \beta_{ae}(x, t), \quad (4.312)$$

ahol $\alpha_{ae}(x, t)$ a merev törzs elhajlásának szögkitérése, míg $\beta_{ae}(x, t)$ pedig a törzs elcsavarásának szögkitérése. A (4.312) egyenletben alkalmazott ae alsó index az *aeroelasztikus* kifejezést jelöli, így különböztetvén meg az aeroelasztikus mozgás szögeit az állás-, és a csúszásszög korábról ismert α és β jelöléseitől.

Elhanyagolhatóan kis értékű dx esetén a törzsszegmens egyensúlyi helyzetére a következő összefüggések írhatók fel [4.15-TIII, 4.24, 4.25, 4.26, 4.27, 4.28, 4.29]:

$$m(x) \frac{\partial^2(w(x, t))}{\partial t^2} = F_z(x, t) + \frac{\partial S_e}{\partial x}, \quad (4.313)$$

$$\mu(x) \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{\partial^2(\alpha(x, t))}{\partial t^2} \right) = S_e + \frac{\partial M_e}{\partial x}. \quad (4.314)$$

A továbbiakban feltételezzük, hogy az UAV aeroelasztikus mozgása során a tömegközéppontja a rugalmas törzs középvonalán helyezkedik el. A (4.313)–(4.314) egyenletekben: $m(x)$ egységnyi törzshosszra eső tömeg, $\mu(x)$ a törzsszegmens tömege által az y tengely körül létesített tehetetlenségi nyomatéka, S_e az elasztikus nyíró nyomaték, M_e az elasztikus hajlító nyomaték, végül $F_z(x, t)$ a külső terhelőerő. A jelölések egyszerűsítése végett az idő szerinti parciális differenciálást a továbbiakban felső pontokkal jelöljük. A nyírás-, és a hajlítás nyomatékegyenletei az alábbi kifejezésekkel adhatók meg:

$$S_e = GK \frac{\partial \beta_{ae}}{\partial x}, \quad (4.315)$$

$$M_e = EI \frac{\partial^2 \alpha_{ae}}{\partial x^2}, \quad (4.316)$$

ahol GK a nyíró merevség, I a keresztmetszet x tengelyre vett tehetetlenségi nyomatéka, E a rugalmassági modulus, EI a hajlító merevség [4.15-TIII, 4.24, 4.25, 4.26, 4.27, 4.28, 4.29].

A (4.313)–(4.314) mozgásegyenletek – a (4.315)–(4.316) egyenletek figyelembevételével – az alábbi alakban is felírhatók:

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} \left(EI \frac{\partial^2 \alpha_{ae}}{\partial x^2} \right) - \frac{\partial}{\partial x} \left(\mu(x) \frac{\partial \ddot{\alpha}_{ae}}{\partial x} \right) + m(x) \ddot{w}(x, t) = F_z(x, t), \quad (4.317)$$

$$GK \frac{\partial \beta_{ae}}{\partial x} + \frac{\partial}{\partial x} \left(\left(EI \frac{\partial^2 \alpha_{ae}}{\partial x^2} \right) \right) - \mu(x) \frac{\partial \ddot{\alpha}_{ae}}{\partial x} = 0. \quad (4.318)$$

Mivel a rúd jellemzői változnak annak hossza mentén, ezért a (9.32), a (9.37), és a (9.38) egyenleteket – az $\alpha_{ae}(x, t)$, a $\beta_{ae}(x, t)$, a $\partial\alpha_{ae}/\partial x$ mennyiségek geometriai kezdeti feltételei, valamint a rúd végeire meghatározott S_e és M_e elasztikus feltételek mellett – egyidejűleg kell megoldani. A dinamikai feladatok megoldása során az α_{ae} , $\dot{\alpha}_{ae}$, β_{ae} , $\dot{\beta}_{ae}$ mennyiségekre vonatkozó kezdeti feltételeket a $t = 0$ esetre értelmezzük.

A gyakorlatban számos UAV esetén a törzs *egynemű (homogén) rúdként* is felfogható. Eme egyszerűsítő feltételt alkalmazva igazak az alábbi egyenletek:

$$EI = \text{áll.}, \quad GK = \text{áll.}, \quad m(x) = \text{áll.}, \quad \mu(x) = \text{áll.} \quad (4.319)$$

A (4.315)–(4.318) egyenletekben az α_{ae} , β_{ae} , S_e , és az M_e mennyiségek kiküszöbölésével, valamint a (4.319) egyenlet figyelembevételével egy adott rúdszegmens függőleges mozgásegyenletére a következő kifejezést kapjuk:

$$EI \frac{\partial^4}{\partial x^4} - \left(m(x) \frac{EI}{GK} + \mu(x) \right) \frac{\partial^2 \ddot{w}(x,t)}{\partial x^2} + m(x) \ddot{w}(x,t) + \frac{\mu(x)m(x)}{GK} \frac{\partial^2 \ddot{w}(x,t)}{\partial t^2} = F_z(x,t). \quad (4.320)$$

Hasonlóképpen, az α_{ae} és a β_{ae} szögekre is meghatározhatjuk a mozgásegyenleteket. További vizsgálataink során vezessük be az alábbi dimenzió nélküli mennyiségeket:

$$\tilde{w} = \frac{w}{l}; \quad \tilde{x} = \frac{x}{l}; \quad \tilde{t} = \omega t, \quad (4.321)$$

ahol l a rúd hossza, míg ω a rúd sajátlengésének körfrekvenciája.

A (4.320) egyenlet bal oldalán álló kifejezés – figyelembe véve a (4.321) dimenzió nélküli mennyiségeket – az alábbi alakban írható fel [4.15-TIII]:

$$\frac{l^3}{EI} \left\{ EI \frac{\partial^4 \tilde{w}(x,t)}{\partial \tilde{x}^4} - \left(m(x) \frac{EI}{GK} + \mu(x) \right) \frac{\partial^2 \ddot{\tilde{w}}(x,t)}{\partial \tilde{x}^2} + m(x) \ddot{\tilde{w}}(x,t) + \frac{\mu(x)m(x)}{GK} \frac{\partial^2 \ddot{\tilde{w}}(x,t)}{\partial \tilde{t}^2} \right\} = \frac{\partial^4 \tilde{w}(x,t)}{\partial \tilde{x}^4} + \frac{m(x)l^4(x)\omega^2}{EI} \left\{ \frac{\partial^2 \ddot{\tilde{w}}(x,t)}{\partial \tilde{t}^2} - \left[\frac{EI}{l^2 GK} + \frac{\mu(x)}{ml^2} \right] \frac{\partial^4 \tilde{w}(x,t)}{\partial \tilde{x}^2 \partial \tilde{t}^2} + \frac{\mu(x)\omega^2}{GK} \frac{\partial^4 \tilde{w}(x,t)}{\partial \tilde{t}^4} \right\}. \quad (4.322)$$

Karcsú, vékony rúd (tartó) esetén igazak az alábbi egyenlőtlenségi feltételek:

$$\frac{EI}{l^2 GK} \ll 1, \quad (4.323)$$

$$\frac{\mu(x)}{ml^2} \ll 1, \quad (4.324)$$

$$\frac{\mu(x)\omega^2}{GK} \ll 1. \quad (4.325)$$

A (4.323)–(4.324) egyenlőtlenségi feltételek gyakorlatilag azt jelentik, hogy a rúd keresztmetszetének és a hosszának a hányadosa kis értékű, míg a (4.325) feltétel azt jelenti, hogy a szegmens ω körfrekvenciája a lengési spektrum alsó frekvenciatartományában vesz fel értéket. Az aeroelasztikus deformáció további vizsgálata során az egyszerűség kedvéért a rúd nyíró terhelésétől–, és mozgásától eltekintünk: nem mintha az nem lenne lényeges, de a matematikai műveleteinket ez lényeges mértékben nehezíti és bonyolítja.

A fent elhangzottaknak megfelelően, legyen tehát $\beta_{ae}(x, t) = 0$. Ebben az esetben a vékony rúd (4.320) mozgásegyenlete – a (4.323)–(4.325) egyenlőtlenségi feltételek figyelembe vételével – az alábbi alakra egyszerűsödik [4.7, 4.15-TIII, 4.24, 4.25, 4.26, 4.28, 4.29]:

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} \left[EI \frac{\partial^2 w(x,t)}{\partial x^2} \right] + m(x) \frac{\partial^2 w(x,t)}{\partial t^2} = F_z(x,t). \quad (4.326)$$

A (4.326) egyenlet szétválasztható, parciális differenciál-egyenlet, ezért – az $F_z(x, t) = 0$ feltétel esetén – a homogén egyenlet megoldására az alábbi próbafüggvényt alkalmazzuk:

$$w(x, t) = W(x)T(t). \quad (4.327)$$

Visszahelyettesítve a (4.327) próbafüggvényt a (4.326) mozgásegyenletbe, az alábbi egyenletet kapjuk [4.7, 4.15-III, 4.18]:

$$-\frac{\ddot{T}(t)}{T(t)} = \frac{\partial^2}{\partial x^2} \left[EI \frac{\partial^2 W(x)}{\partial x^2} \right]. \quad (4.328)$$

Megemlítjük, hogy az x és a t független változók egymástól nem függenek, és a (4.328) egyenlet két oldala között az ω^2 szeparációs állandó teremt kapcsolatot [4.15-III]:

$$\ddot{T}(t) + \omega^2 T(t) = 0, \quad (4.329)$$

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} \left[EI \frac{\partial^2 W(x)}{\partial x^2} \right] + m(x)\omega^2 W(x) = 0. \quad (4.330)$$

Rendezzük a (4.330) egyenletet, így tehát az ω^2 szeparációs állandó a következő lesz:

$$\omega^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} \left[EI \frac{\partial^2 W(x)}{\partial x^2} \right], \quad (4.331)$$

ahol ω az aeroelasztikus mozgás körfrekvenciája.

Vizsgáljuk meg a (4.326) egyenletből az $F_z(x, t) = 0$ feltétel esetén képzett homogén differenciál-egyenlet explicit megoldását. Vizsgálataink során feltételezzük, hogy a vizsgált rúd anyaga homogén. A rúd mozgásának homogén egyenlete most a következő lesz:

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} \left[EI \frac{\partial^2 w(x, t)}{\partial x^2} \right] + m(x) \frac{\partial^2 w(x, t)}{\partial t^2} = 0. \quad (4.332)$$

A (4.331) egyenletet osszuk végig az $m(x)$ kifejezéssel. Az alábbi egyenletet kapjuk:

$$a^2 \frac{\partial^2}{\partial x^2} \left[\frac{\partial^2 w(x, t)}{\partial x^2} \right] + \frac{\partial^2 w(x, t)}{\partial t^2} = 0, \quad (4.333)$$

ahol:

$$a^2 = \frac{EI}{m(x)}. \quad (4.334)$$

A (4.328) egyenlet – a (4.334) egyenlet figyelembevételével – a következő alakban is felírható:

$$-\frac{\ddot{T}(t)}{T(t)} = a^2 \frac{\partial^2}{\partial x^2} \left[\frac{\partial^2 W(x)}{\partial x^2} \right]. \quad (4.335)$$

A (4.329)–(4.330) egyenletek most a következő alakban írhatóak fel:

$$\ddot{T}(t) + \omega^2 T(t) = 0, \quad (4.336)$$

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} \left[\frac{\partial^2 w(x, t)}{\partial x^2} \right] - \frac{\omega^2}{a^2} W(x) = 0. \quad (4.337)$$

A (4.336)–(4.337) egyenletek megoldásait az alábbi próbafüggvények alakjában keressük [4.15-III, 4.24, 4.25, 4.26, 4.27, 4.28, 4.29]:

$$T(t) = A \sin \omega t + B \cos \omega t, \quad (4.338)$$

$$W(x) = C \sinh \sqrt{\frac{\omega}{a}} x + D \cosh \sqrt{\frac{\omega}{a}} x + E \sin \sqrt{\frac{\omega}{a}} x + F \cos \sqrt{\frac{\omega}{a}} x. \quad (4.339)$$

A (4.332) homogén differenciál-egyenlet megoldása a következő lesz:

$$w(x, t) = W(x)T(t) = (A \sin \omega t + B \cos \omega t) \left(C \sinh \sqrt{\frac{\omega}{a}} x + D \cosh \sqrt{\frac{\omega}{a}} x + E \sin \sqrt{\frac{\omega}{a}} x + F \cos \sqrt{\frac{\omega}{a}} x \right). \quad (4.340)$$

A (4.340) egyenlet A , B , C , D , E , és az F együtthatóit a kezdeti feltételekből, míg az ω körfrekvenciát a szélső peremfeltételekből kell meghatározni. A (4.331) kifejezést helyettesítsük be a (4.326) mozgásegyenletbe. A behelyettesítés eredményeképpen a következő egyenletet kapjuk:

$$m(x)W(x)\ddot{T}(t) + m(x)W(x)\omega^2 T(t) = F_z(x, t). \quad (4.341)$$

A (4.341) egyenletnek végtelen sok megoldás felel meg, amelyeket az aeroelasztikus lengés alap-, illetve felharmonikusainak szokás nevezni. Ily módon a (4.341) egyenletet a következő általános alakban írhatjuk fel:

$$m(x)W_i(x)\ddot{T}_i(t) + m(x)W_i(x)\omega_i^2 T_i(t) = F_z(x, t). \quad (4.342)$$

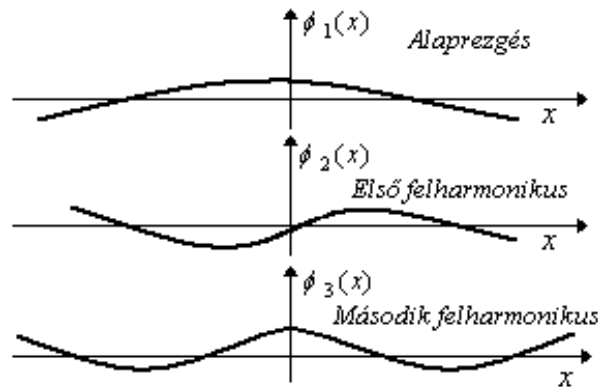
ahol $W_i(x)$ az i -edik lengésgörbe alakfüggvénye, amíg $T_i(t)$ egy megfelelően megválasztott időfüggvény. A szabad végű rúd erőhatásmentes mozgásának vizsgálata után határozzuk meg a homogén anyagú vékony rúd külső erők hatására létrejövő kényszermozgását. A karcsú rúd differenciál-egyenlete korábbról ismert, vagyis

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} \left[EI \frac{\partial^2 w(x, t)}{\partial x^2} \right] + m(x) \frac{\partial^2 w(x, t)}{\partial t^2} = F_z(x, t). \quad (4.343)$$

A Rayleigh–Ritz módszer alapján a rúd tetszőleges szegmensének $w(x, t)$ függőleges elmozdulása – a szuperpozíció elvének megfelelően – végtelen sok lengésgörbe összegeként határozható meg, és a következő egyenlet alapján számítható ki [4.15-TIII]:

$$w(x, t) = \sum_{i=0}^{\infty} \phi_i(x) \xi_i(t), \quad (4.344)$$

ahol $\phi_i(x)$ az i -edik lengésgörbe alakfüggvénye, $\xi_i(t)$ megfelelően megválasztott időfüggvény, más szóval, általános koordináta. A szabad végű tartó lengésképei a 4.15. ábrán láthatók.



4.15. ábra A szabad végű tartó lengésképei.

Helyettesítsük a (4.344) próbafüggvényt a (4.343) egyenletbe. A rúd mozgásegyenlete így most a következő lesz:

$$m(x) \sum_{i=0}^{\infty} \phi_i(x) \xi_i(t) + \sum_{i=0}^{\infty} \frac{\partial^2}{\partial x^2} \left(EI \frac{\partial^2 w(x,t)}{\partial x^2} \right) \xi_i(t) = F_z(x, t). \quad (4.345)$$

A (4.345) egyenletet szorozzuk meg a $\phi_j(x)$ kifejezéssel, majd az így kapott egyenletet integráljuk a rúd l hossza mentén. Végül, az egyenlet rendezése után kapjuk, hogy

$$\sum_{i=0}^{\infty} \ddot{\xi}_i(t) \int_0^l \phi_i(x) \phi_j(x) m(x) dx + \sum_{i=0}^{\infty} \xi_i(t) \int_0^l \frac{\partial^2}{\partial x^2} \left(EI \frac{\partial^2 \phi_i(x)}{\partial x^2} \right) \phi_j(x) dx = \int_0^l F_z(x, t) \phi_j(x) dx, \quad (4.346)$$

vagy más alakban:

$$\sum_{i=0}^{\infty} \ddot{\xi}_i(t) \int_0^l \phi_i(x) \phi_j(x) m(x) dx + \sum_{i=0}^{\infty} \xi_i(t) \omega_i^2 \int_0^l \phi_i(x) \phi_j(x) dx = \int_0^l F_z(x, t) \phi_j(x) dx. \quad (4.347)$$

Felhasználva az aeroelasztikus lengések ortogonalitási feltételét, valamint az

$$\int_0^l \phi_i(x) \phi_j(x) m(x) dx = M_i \delta_{ij} \quad (4.348)$$

egyenletet, a (4.347) mozgásegyenlet a következő alakban írható fel:

$$M_i \ddot{\xi}_i(t) + M_i \omega_i^2 \xi_i(t) = \Xi_i, \quad i = 1, 2, 3, \dots, \infty, \quad (4.349)$$

ahol:

$$M_i = \int_0^l \phi_i^2(x) m(x) dx \text{ az } i\text{-edik lengésgörbe általános tömege,} \quad (4.350)$$

$$\Xi_i = \int_0^l F_z(x, t) \phi_j(x) dx \text{ az } i\text{-edik lengésgörbe általános ereje.} \quad (4.351)$$

A (4.349) egyenlet a szabadvégű, vékony rúd (szál) egy szegmensére ható $F_z(x, t)$ függőleges külső terhelés hatására létrejövő csillapítatlan lengéseit írja le. Ha az $F_z(x, t)$ külső erő független a vékony rúd mozgásától, akkor – szeparációs elv alapján – az egyes lengésgörbék egymástól függetlenek, tehát az elasztikus mozgás egyenletei szétválaszthatóan megoldhatók.

A (4.349) egyenlet megoldásaként kapott $\xi_i(t)$ függvényeket most helyettesítsük be a (4.344) egyenletbe: így módon megkapjuk a rúd egyes szegmensei lineáris eltérését a merev UAVt szimbolizáló egyenes, karcsú rúd középvonalától [4.24, 4.25, 4.26, 4.27, 4.28, 4.29].

A fent bemutatott elmélet alkalmazásaként vizsgáljuk meg először azt az esetet, ha a külső erő harmonikusan változik, vagyis

$$F_z(x, t) = F_z(x) \sin \Omega t. \quad (4.352)$$

Feltételezzük, hogy a harmonikus bemeneti jelre a vékony rúd harmonikus alakfüggvénnyel válaszol, vagyis a (4.344) egyenletben az alakfüggvény a következő lesz

$$\phi_i(x) = \sin \left(i \pi \frac{x}{l} \right). \quad (4.353)$$

Az általános tömeg, és az általános erő – a (4.352) külső erő esetén – a következő egyenlettel adható meg:

$$M_i = m \int_0^l \sin^2 \left(i \pi \frac{x}{l} \right) dx = m \frac{l}{2}, \quad (4.354)$$

$$\Xi_i = \sin \Omega t \int_0^l F_z(x) \sin \frac{j \pi}{l} x dx. \quad (4.355)$$

Helyettesítsük be a (4.354), és a (4.355) egyenleteket a (4.349) általános mozgásegyenletbe, és rendezzük a kapott egyenletet. A behelyettesítés és rendezés eredményeképpen karcsú rúd (UAV törzs) aeroelasztikus mozgásának alábbi kifejezését kapjuk [4.7, 4.10, 4.15-TIII, 4.18, 4.24, 4.25, 4.26, 4.27, 4.28, 4.29]:

$$\ddot{\xi}_i(t) + \omega_i^2 \xi_i(t) = \left(\frac{2}{ml} \int_0^l F_z(x) \sin \frac{i\pi x}{l} dx \right) \sin \Omega t, \quad i = 1, 2, 3, \dots, \infty. \quad (4.356)$$

A továbbiakban feltételezzük, hogy a kezdeti feltételek zérusértékűek, tehát igazak a következő egyenlőségi feltételek:

$$w(x, 0) = 0, \quad (4.357)$$

$$\xi_i(0) = 0. \quad (4.358)$$

E feltételeket a (4.344) egyenlet segítségével ellenőrizhetjük. A (4.344) egyenlet $t = 0$ esetén az alábbi alakra hozható:

$$w(x, 0) = \sum_{i=0}^{\infty} \phi_i(x) \xi_i(0) = 0. \quad (4.359)$$

A $\xi_i(0) = 0$ feltételt megkapjuk, ha a (4.359) egyenletet megszorozzuk a $m\phi_j(x)$ kifejezéssel, majd a kapott egyenletet integráljuk a 0 és az l tartományon, vagyis

$$\sum_{i=1}^{\infty} \xi_i(0) \int_0^l \phi_i(x) \phi_j(x) m(x) dx = 0. \quad (4.360)$$

Az ortogonalitási feltétel figyelembevételével a (4.360) egyenlet a következő alakra redukálódik:

$$\xi_i(0) = 0. \quad (4.361)$$

Hasonló megfontolások alapján, a $\dot{w}(x, 0) = 0$ feltétel teljesülése esetén teljesül az alábbi egyenlet:

$$\dot{\xi}_i(0) = 0. \quad (4.362)$$

A (4.361) és a (4.362) kezdeti feltételek teljesülése mellett oldjuk meg a (4.356) egyenletet. Az aeroelasztikus mozgás egyenletének megoldásaként kapjuk, hogy:

$$\xi_i(t) = \frac{2}{ml} \left(\int_0^l F_z(x) \sin \frac{i\pi x}{l} dx \right) \frac{\sin \Omega t - (\Omega/\omega_i) \sin \omega_i t}{\omega_i^2 (1 - \Omega^2/\omega_i^2)}. \quad (4.363)$$

A vékony rúd kis szegmense elasztikus mozgásának válaszfüggvényét a (4.354) és a (4.363) egyenletek (4.344) egyenletbe történő behelyettesítéssel kaphatjuk meg. A rúd szegmensének kitérése a merev állapotból a következő kifejezéssel írható le [4.15-TIII]:

$$w(x, t) = \sum_{i=0}^{\infty} \phi_i(x) \xi_i(t) = \frac{2}{ml} \sum_{i=1}^{\infty} \sin \left(i\pi \frac{x}{l} \right) \left(\int_0^l F_z(x) \sin \frac{i\pi x}{l} dx \right) \frac{\sin \Omega t - (\Omega/\omega_i) \sin \omega_i t}{\omega_i^2 (1 - \Omega^2/\omega_i^2)}. \quad (4.364)$$

Másodszor, legyen a külső terhelés a rúdra merőlegesen ható egyenletes erőterhelés egyenlete a következő

$$F_z(x) = f = \text{áll.} \quad (4.365)$$

A rúd szegmensének elhajlását – a (4.364) egyenlet alapján a (4.365) egyenlet figyelembevételével – az alábbi képlet írja le:

$$w(x, t) = \frac{4f}{m\pi} \sum_{i=1}^{\infty} \sin \frac{i\pi x}{l} \frac{\sin \Omega t - (\Omega/\omega_i) \sin \omega_i t}{\omega_i^2 (1 - \Omega^2/\omega_i^2)}. \quad (4.366)$$

Végül, vizsgáljuk meg azt az esetet, amikor a merev UAV törzsére az $x = x_o$ koordinátájú helyen $F(t)$ intenzitású, koncentrált terhelés hat. Ebben az esetben terhelőerő a következő egyenlettel adható meg [4.7, 4.10, 4.15-III, 4.24, 4.25, 4.26, 4.27, 4.28, 4.29]:

$$F_z(x) = F(t)\delta(x - x_o), \quad (4.367)$$

ahol $\delta(x - x_o)$ az $x = x_o$ koordinátájú helyre eltoltt Dirac-függvény.

A rúd-szegmens elhajló mozgása egyenletének meghatározása előtt, a Dirac-függvény tulajdonságainak figyelembevételével, határozzuk meg a következő integrál értékét:

$$\int_0^l F(t)\delta(x - x_o)\sin\frac{i\pi x}{l} dx = F(t)\sin\frac{i\pi x_o}{l}. \quad (4.368)$$

Helyettesítsük be a (4.367) egyenletet a (4.364) egyenletbe, valamint vegyük figyelembe a (4.368) egyenletet is. Ily módon a rúd elhajló mozgásának egyenlete a következő lesz:

$$w(x, t) = \frac{2F(t)}{ml} \sum_{i=1}^{\infty} \sin\frac{i\pi x}{l} \sin\frac{i\pi x_o}{l} \frac{\sin\Omega t - (\Omega/\omega_i)\sin\omega_i t}{\omega_i^2(1-\Omega^2/\omega_i^2)}. \quad (4.369)$$

A (4.366) és a (4.369) mozgásegyenletek a rezonáns lengések kialakulásának feltételeit adják meg, mivel az

$$\Omega \rightarrow \omega_i \quad (4.370)$$

feltétel teljesülése esetén a szegmens eredeti állapotból mért $w(x, t)$ kitérése egyre nagyobb értékű lesz, majd az

$$\Omega = \omega_i \quad (4.371)$$

egyenlőségi feltétel teljesülése esetén igaz, hogy

$$w(x, t) \rightarrow \infty. \quad (4.372)$$

Eddigi vizsgálataink során feltételeztük, hogy a szabadvégű vékony rúd (tartó) $F_z(x, t)$ külső erő hatására kialakuló lengései csillapíthatatlanok. A csillapíthatatlan lengések (4.369) mozgásegyenlete csillapítással rendelkező rúd esetére az alábbi alakban írható fel [4.7]:

$$\ddot{\xi}_i(t) + 2\xi_i^*(t)\dot{\xi}_i(t) + \omega_i^2\xi_i(t) = \frac{\Xi_i}{M_i}, i = 1, 2, 3, \dots, \infty, \quad (4.373)$$

ahol ξ_i^* az i -edik lengésgörbe csillapítási tényezője. Általában igaz, hogy a csillapítási tényező kis értékű, és a [4.7, 4.15-III, 4.18, 4.24, 4.25, 4.26, 4.27, 4.28, 4.29] irodalmak szerint általában igaz, hogy

$$\xi_i^* \cong (0,02 \div 0,05). \quad (4.374)$$

A szabadvégű, vékony rúd egy tetszőleges szegmensének (4.343) mozgásegyenlete – a (4.348)–(4.350) egyenletek figyelembevételével – adott $F_z(x, t)$ terhelés esetén is kiszámítható. Az aeroelasztikus mozgásegyenletek, valamint az elasztikus lengésképek meghatározásakor nagy segítséget nyújtanak a [4.7, 4.10, 4.13, 4.15-III, 4.18, 4.24, 4.25, 4.26, 4.27, 4.28, 4.29] irodalmak.

A [4.7, 4.10, 4.12, 4.13, 4.15-III] irodalmak szerint, ha az elasztikus mozgást az $x = x_E$ helyen beépített magassági kormány $\delta_E(t)$ kitérésekor a felületen ébredő légerő változás hozza létre, akkor a (4.365) egyenletet a következő alakban írhatjuk fel:

$$F_z(x) = K\delta_E(t)\delta(x - x_E), \quad (4.375)$$

ahol K arányossági tényező.

Az UAV törzsére az $x = x_E$ koordinátájú pontban ható koncentrált terhelés esetén a (4.351) általános erő a következő összefüggés alapján számítható:

$$\Xi_i = \int_0^l F_z(x, t) \phi_i(x) dx = \int_0^l K \delta_E(t) \delta(x - x_E) \phi_i(x) dx = K \delta_E(t) \phi_i(x_E). \quad (4.376)$$

Az UAV-ra ható koncentrált terhelés esetén a (4.373) mozgásegyenlet – a (4.376) egyenlet figyelembevételével – az alábbi egyenlettel adható meg:

$$\ddot{\xi}_i(t) + 2\xi_i^*(t) \dot{\xi}_i(t) + \omega_i^2 \xi_i(t) = K_i \delta_E(t) \phi_i(x_E), i = 1, 2, 3, \dots, \infty, \quad (4.377)$$

ahol $K_i = K/M_i$ arányossági tényező.

Főként a nagyméretű HALE (High Altitude Long Endurance) UAVk tervezése során találkozhatunk azzal a technikai kihívással, hogy hol helyezzük el a fedélzeti szögsebesség érzékelőket, hogy azok működését az aeroelasztikus lengések minél kevésbé befolyásolják. Így tehát, a szögsebességérzékelő $x = x_{SZ.E.}$ koordinátájú beépítési helyén az UAV törzsének deformálatlan-, és a deformált középvonalai által bezárt szögre a következő összefüggés írható fel:

$$tg \nu_{SZ.E.} = \left. \frac{\partial w(x, t)}{\partial x} \right|_{x=x_{SZ.E.}} = \sum_{i=1}^{\infty} \xi_i(t) \left. \frac{\partial \phi_i(x)}{\partial x} \right|_{x=x_{SZ.E.}}. \quad (4.378)$$

Mindezek alapján megállapítható, hogy a szögsebesség érzékelő a merev UAV középvonalának kismértékű elmozdulása esetén az aeroelasztikus mozgásból eredő deformált középvonal helyzetváltozását is érzékeli, amelynek szögsebessége az alábbi kifejezéssel írható le:

$$\dot{\nu}_{SZ.E.} \cong \left. \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial w(x, t)}{\partial x} \right) \right|_{x=x_{SZ.E.}} = \sum_{i=1}^{\infty} \dot{\xi}_i(t) \left. \frac{\partial \phi_i(x)}{\partial x} \right|_{x=x_{SZ.E.}}. \quad (4.379)$$

Ha a merev UAV-n gyorsulásmérőt is alkalmaznak, akkor az a merev UAV gyorsulásai mellett az elasztikus mozgás gyorsulásait is érzékeli, és méri. Az elasztikus mozgás által létesített gyorsulás – a gyorsulásmérő $x = x_{GY.}$ koordinátájú beépítési helyén – az alábbi egyenlettel határozható meg:

$$\left(\frac{\partial^2 w(x, t)}{\partial t^2} \right) \Big|_{x=x_{GY.}} = \sum_{i=1}^{\infty} \ddot{\xi}_i(t) \phi_i(x_{GY.}). \quad (4.380)$$

Összefoglalva az elhangzottakat: a UAV q bólintási szögsebességét, a szuperpozíció elve szerint, a merev és az elasztikus UAV válaszfüggvényeinek összegeként határozhatjuk meg:

$$q = q_M + q_R, \quad (4.381)$$

ahol q_M a merev, míg q_R a rugalmas UAV bólintó szögsebességei. Korábbról ismeretes, hogy a merev UAV hosszirányú, rövidperiodikus mozgásának átviteli függvénye a következő egyenlettel is megadható [4.15-TIII, 4.24, 4.25, 4.26, 4.27, 4.28, 4.29]:

$$Y(s) = \frac{q(s)}{\delta_E(s)} = \frac{A(1+sT)}{s^2 + 2\xi\omega s + \omega^2}. \quad (4.382)$$

Írjuk fel (4.379) egyenlet Laplace-transzformáltját zérus kezdeti feltételek mellett:

$$s\nu(s) = s\vartheta_R(s) = \sum_{i=1}^{\infty} \left. \frac{\partial \phi_i(x)}{\partial x} \right|_{x=x_{SZ.E.}} s\xi_i(s). \quad (4.383)$$

Az elasztikus mozgás (4.377) egyenlete az alábbiak szerint írható fel operátoros alakban:

$$(s^2 + 2\xi_i^* \omega s + \omega_i^2) \xi_i(s) = K_i \delta_E(s) \phi_i(x_E), i = 1, 2, 3, \dots, \infty. \quad (4.384)$$

A (4.381)–(4.384) egyenletek felhasználásával az elasztikus mozgást végző UAV hosszirányú, rövidperiodikus mozgásának bólintó szögsebessége a következő egyenlettel is meghatározható [4.7, 4.13, 4.15-TIII, 4.18]:

$$q(s) = \left[\frac{A(1+sT)}{s^2 + 2\xi \omega s + \omega^2} + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{sK_i^*}{(s^2 + 2\xi_i^* \omega s + \omega_i^2)} \right] (-\delta_E(s)), \quad (4.385)$$

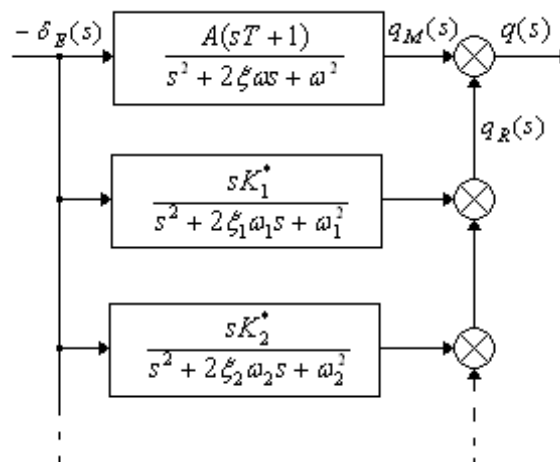
ahol:

$$K_i^* = K_i \phi_i(x_E) = \frac{K}{M_i} \phi_i(x_E), i = 1, 2, 3, \dots, \infty. \quad (4.386)$$

A (4.385) egyenletben a magassági kormány szögkitérését azért vettük negatív előjellel (a magassági kormány belépő éle lefelé tér ki), hogy a válaszjelként kapott bólintó szögsebességet pozitív előjellel (emelkedő manőver) kapjuk. A (4.385) egyenlet alapján az UAV átviteli függvénye már könnyen származtatható, vagyis [4.7, 4.13, 4.15-TIII, 4.18]:

$$Y(s) = \frac{q(s)}{-\delta_E(s)} = \left[\frac{A(1+sT)}{s^2 + 2\xi \omega s + \omega^2} + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{sK_i^*}{(s^2 + 2\xi_i^* \omega s + \omega_i^2)} \right] \quad (4.387)$$

Az UAV (4.387) egyenlettel megadott hajlékony törzs deformációját a 4.16. ábra szemlélteti [4.13, 4.15-TIII].



4.16. ábra. Az UAV hajlékony törzs matematikai modellje.

Az UAV hosszirányú, rövidperiodikus mozgásának vizsgálata során a magassági kormány $\delta_E(t)$ kitérésének modellezésére számos determinisztikus jelet szokás alkalmazni. Ily módon tehát a magassági kormány szögsebessége változhat egységimpulzus-függvény (Dirac-függvény), (egység) ugrás-függvény, (egység) sebesség-függvény, (egység)gyorsulás-függvény, négyszög-jel, trapéz-jel, vagy fűrész-jel, esetleg e jelekből származtatott tetszőleges időfüggvény szerint.

A 4.16. ábra alapján könnyű belátni, hogy az elasztikus (merev és rugalmas) UAV törzs matematikai modellje additív modellel írható le, tehát az UAV törzs elasztikus mozgásának reprezentációja megegyezik a 4.10. ábrán bemutatott additív paraméterbizonytalanság hatásvázlatával.

A (4.379) és a (4.380) egyenletek segítik az UAV tervezőket a fedélzeti szenzorok helyének meghatározásában, így az érzékelők megfelelő elhelyezésével az érzékelők

kimeneti jelének a törzs elasztikus mozgásra visszavezethető összetevői is lényeges mértékben csökkenthetőek.

4.3. Összefoglalás, következtetések

Az UAV térbeli mozgásának ismerete elengedhetetlenül fontos, hogy meggyőződhessünk az UAV irányíthatóságáról, annak kormányozhatóságáról, és az egyes irányítási eljárások érzékenységéről és hatékonyságáról, valamint az egyes irányítások energiaigényéről.

A fejezet részletesen foglalkozott a merev UAVk térbeli mozgásának matematikai modellezésével, azzal nem titkolt céllal, hogy segítse, támogassa a fejlesztőket egy-egy esetleges MATLAB® System Identification Toolbox-ra épülő dinamikai rendszer identifikáció esetén [4.52].

A fejezet bemutatta a merev UAV, az elasztikus UAV, és a valós UAV modelleket, amelyek szükségesek úgy az UAV robotpilótáinak tervezése, mint az egyes zárt repülésszabályozó rendszerek vizsgálata során.

A fejezet másik fontos célkitűzése volt, hogy a légköri turbulencia modellek felhasználásával és megfelelően megtervezett passzív szűrős segítségével az UAVk előzetes tervezése során olyan turbulencia modelleket hozunk létre, amelyek segítségével tudjuk vizsgálni az UAVk viselkedését a légköri turbulencia jelenléte mellett is.

4.4 Új tudományos eredmények

TII tézis: A légköri turbulencia egyes sebességi összetevőinek különféle kezdeti feltételek mellett történő előállítására lineáris szűrőt terveztem, melynek segítségével fehér zajból, az egyes időjárási feltételek megfelelő, és az UAV test-koordináta rendszerének tengelyeire eső véletlen szélességi vektorok idősorai számítógépes modellezés során könnyen előállíthatóak [4.32-TII, 4.33-TII, 4.36-TII, 4.37-TII, 4.38-TII, 4.39-TII].

TIII tézis: UAV aeroelasztikus mozgásának modellezése során bebizonyítottam, hogy:

- 1) a rugalmas deformációk matematikai modellje hozzáadódik a merev légijármű (UAV) térbeli mozgásának matematikai modelljéhez, más szóval az aeroelasztikus UAV modellek, mint additív paraméterbizonytalanságok viselkednek [4.15-TIII, 4.43-TIII, 4.45-TIII, 4.46-TIII, 4.48-TIII, 4.49-TIII];
- 2) az UAV törzsének lengésképe kiemelkedő fontosságú a fedélzeti érzékelők, mint például a szögsebesség-érzékelők, és a gyorsulásmérők beépítési helyének meghatározása során [4.45-TIII, 4.15-TIII, 4.53-TIII, 4.54-TIII, 4.55-TIII].
- 3) a tervezési elégtelenségek esetén célszerű az érzékelők kimeneti jeleiből kiszűrni az aeroelasztikus mozgás által generált összevetőket. A gyakorlatban az aeroelasztikus lengések alapharmonikusa és az első felharmonikusa az, amely a legkisebb frekvencián, de a legnagyobb amplitúdóval bír, így az általuk létrehozott jelösszetevőket szűrni szükséges. A szűréshez passzív szűrőt terveztem, és MATLAB környezetben megvizsgáltam az aeroelasztikus rendszert [4.42-TIII].
- 4) az aeroelasztikus légijárművek valós mozgásdinamikája jól használható a légijárművek automatikus repülésszabályozó rendszerei dinamikus szabályozóinak számítógépes tervezése során [4.40-TIII, 4.41-TIII, 4.44-TIII, 4.47-TIII].
- 5) az UAV térbeli mozgásának identifikálása során elengedhetetlenül szükséges az a matematikai rendszermodell, amelynek formájában keressük az identifikálandó

rendszermodell, melyre több alakot is javasoltam, mint például az állapotteres rendszermodell, vagy az átviteli függvény úgy zavarásmentes, mint zajos alakban [4.45-ТIII, 4.15-ТIII].

Felhasznált irodalom

- [4.1] Бюшгенс, Г. С. – Студнев, Р. В. *Динамика продольного и бокового движения*, Машиностроение, Москва, 1979.
- [4.2] Бюшгенс, Г. С. – Студнев, Р. В. *Динамика самолёта – пространственное движение*, Машиностроение, Москва, 1983.
- [4.3] McCormick, B. W. *Aerodynamics, Aeronautics, and Flight Mechanics*, John Wiley & Sons, New York–Chichester–Brisbane–Toronto, 1979.
- [4.4] Hacker, T. *Flight Stability and Control*, American Elsevier Publishing Company, Inc., New York, 1970.
- [4.5] Dickinson, B. *Aircraft Stability and Control for Pilots and Engineers*, Sir Isaac Pitman & Sons Ltd, London, 1968.
- [4.6] Под ред. Мхитаряна, А. М. *Динамика полёта*, Машиностроение, Москва, 1971.
- [4.7] Асланян, А. Э. *Системы автоматического управления полётом летательных аппаратов*, Часть I, Киевское Высшее Военное Авиационное Инженерное Училище, Киев, 1984.
- [4.8] Blakelock, J. H. *Automatic Control of Aircraft and Missiles*, John Wiley and Sons, New York-London-Sydney, 1965.
- [4.9] Duncan, W. J. *The Principles of the Control and Stability of Aircraft*, The Syndics of the Cambridge university Press, 1952.
- [4.10] McLean, D. *Automatic Flight Control Systems*, Prentice-Hall International Ltd., New York–London–Toronto–Sydney–Tokyo–Singapore, 1990.
- [4.11] Nelson, R. C. *Flight Stability and Control*, McGraw-Hill Companies, Inc., 1998.
- [4.12] Rácz, E. *Repülőgépek*, Tankönyvkiadó, Budapest, 1985.
- [4.13] Szabolcsi, R.: *Modern automatikus repülésszabályozó rendszerek*, Zrínyi Miklós Nemzetvédelmi Egyetem, ISBN 978-963-7060-32-8, p415, 2011.
- [4.14] Beard, R. W. – McLain, T.W.: *Small Unmanned Aircraft*. Princeton University Press, Princeton and Oxford, ISBN 978-0-691-14921-9, 2012.
- [4.15-ТIII] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert: *Légi robotok automatikus repülésszabályozása*. Budapest: Óbudai Egyetem, Bánki Donát Gépész és Biztonságtechnikai Mérnöki Kar, 2016. 478 p. ISBN: 978-615-5460-23-4.
- [4.16] Korn, G. A. *Random-Process Simulation and Measurements*, McGraw-Hill Book Company, New York-Toronto-London-Sydney, 1966.
- [4.17] Csáki, F. *Szabályozások dinamikája – lineáris rendszerek*, Akadémiai Kiadó, Budapest, 1974.

- [4.18] Красовский, А. А. – Вавилов, Ю. А. – Сучков, А. И.: *Системы автоматического управления летательных аппаратов*, Издание ВВИА им. проф. Н. Е. Жуковского, Москва, 1986.
- [4.19] Grimble, M. J. *Robust Industrial Control — Optimal Design Approach for Polynomial Systems*, Prentice-Hall International Inc., 1994.
- [4.20] Maciejowski, J. M. *Multivariable Feedback Design*, Addison-Wesley Publishing Company, 1989.
- [4.21] Morari, M., Zafiriou, E. *Robust Process Control*, Prentice-Hall International, Inc., 1991.
- [4.22] Dahleh, M. A., Diaz-Bobillo, I. J. *Control of Uncertain Systems – A Linear Programming Approach*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1995.
- [4.23] Weinmann, A. *Uncertain Models and Robust Control*, Springer-Verlag, Wien, New York, 1991.
- [4.24] Bisplinghoff, R. L. – Ashley, H. – Halfman, R. L. *Aeroelasticity*, Addison–Wesley Publishing Company, Inc., Cambridge, Mass., 1955.
- [4.25] Bisplinghoff, R. L. – Ashley, H. *Principles of Aeroelasticity*, John Wiley and Sons, Inc., New York–London, 1962.
- [4.26] Dowell, E. H. *A Modern Course in Aeroelasticity*, Kluwer Academic Publishers, Dordrecht–Boston–London, 1995.
- [4.27] Kármán, T. – Biot, M. A. *Matematikai módszerek műszaki feladatok megoldására*, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1967.
- [4.28] Duncan, W. J. *The Principles of the Control and Stability of Aircraft*, The Syndics of the Cambridge University Press, 1952.
- [4.29] Megson, T. H. G. *Aircraft Structures*. A Division of Hodder & Stoughton, London–Melbourne–Auckland, 1990.
- [4.30] Лебедев, А. А. – Карабанов, В. А. *Динамика систем управления беспилотными летательными аппаратами*, Машиностроение, Москва, 1965.
- [4.31] Под ред. Чернобровкина, Л. С. *Беспилотные летательные аппараты*, Машиностроение, Москва, 1967.
- [4.32-III] Dr. habil. Szabolcsi Róbert: *Mathematical Models for Gust Modeling Applied in Automatic Flight Control Systems' Design*. New challenges in the field of military sciences 2007: International Scientific Conference CD-ROM Proceedings, 2. Electrical engineering and aviation. Budapest, Magyarország, Zrínyi Miklós Nemzetvédelmi Egyetem, pp(95-118), 2007.
- [4.33-III] Dr. habil. Szabolcsi Róbert: *Légköri turbulencia modellek és azok alkalmazása az automatikus repülés szabályozás területén*. Szolnoki Tudományos Közlemények XI, 23/1, pp(1-15), 2007.
- [4.34] Szabolcsi, Róbert, Mészáros, György: *Computer Aided Simulation of the Random Atmospheric Turbulences*. Proc. of the 5th International Conference on Crisis Management, pp(366-379). Brno, Csehország, University of Defence, 2008.

- [4.35] Róbert Szabolcsi, György Mészáros: *Computer Aided Simulation of the Random Atmospheric Turbulences*. Proc. of the International Conference 'Scientific Research and Education in the Air Force – AFASES', Brasov, Romania, pp(635-649), 2008.
- [4.36-TII] Prof Dr. Róbert Szabolcsi: *Stochastic Noises Affecting Dynamic Performances of the Automatic Flight Control Systems*. Review of the Air Force Academy, 1/2009, pp(23-30), 2009.
- [4.37-TII] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert: *Stochastic Noises Affecting Dynamic Performances of the Automatic Flight Control Systems*. Proc. of the 11th International Conference "Research and Education in the Air Force AFASES 2009", Brasov, Romania, pp(1182-1192), 2009.
- [4.38-TII] Prof. Dr. Róbert Szabolcsi: *Numerical Analysis of the Low-Altitude Air Turbulence Mathematical Models Used in Modelling of the Spatial Motion of the Small Unmanned Aerial Vehicles*. Knowledge Based Organization Proceedings, Vol3, pp(120-130), 2017.
- [4.39-TII] Prof. Dr. Róbert Szabolcsi: *Numerical Analysis of the Low Altitude Air Turbulence Mathematical Models Used in Modelling of the Spatial Motion of the Small Unmanned Aerial Vehicles*. The 23rd International Conference: The Knowledge-Based Organization: Conference Proceedings 3: Applied Technical Sciences and Advanced Military Technologies, pp(120-130), 2017.
- [4.40-TIII] Róbert Szabolcsi: *Design of the Pitch Attitude Control System for the Aeroalestic Fighter Aircraft*. Bulletins For Applied Mathematics BAM-1240/'96, LXXX, pp(29-40), 1996.
- [4.41] Szabolcsi, R; Gáspár, P. *Flight Control System Synthesis for the Aero-elastic Jet Fighter Aircraft*. ROCOND 97 Robust control design : a proceedings volume from the 2nd IFAC Symposium, Budapest, Hungary, 25 - 27 June 1997, Oxford, Egyesült Királyság / Anglia : Pergamon Press, pp(453-458), 1997.
- [4.42] Szabolcsi, Róbert; Szegedi, Péter: *Robustness Stability and Robust Performance of the Automatic Flight Control Systems*. Academic and Applied Research in Military Science 1, pp(253-269), 2002.
- [4.43-TIII] Szabolcsi, Róbert: *Robust Analysis of the Automatic Control Systems*. Proceedings of the International Conference on Military Technologies ICMT'07, Brno, Csehország, University of Defence, pp(447-454), 2007.
- [4.44-TIII] Szabolcsi, Róbert: *Robust Analysis of the Stability Augmentation System*. Proceedings of the International Conference on Military Technologies : ICMT'07, Brno, Csehország : University of Defence, pp(455-463), 2007.
- [4.45-TIII] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert: *Modern automatikus repülésszabályozó rendszerek*. Budapest, Magyarország, Zrínyi Miklós Nemzetvédelmi Egyetem, p415, 2011.
- [4.46-TIII] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert: *Analysis of the Robustness of the Automatic Control Systems*. Proc. of the The 15th International Conference of Scientific Papers "Scientific Research and Education in the Air Force AFASES 2013" Brasov, Romania: Air Force Academy "Henri Coanda", pp(700-707), 2013.

- [4.47-TIII] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert: *Analysis of Robustness of the UAV Stability Augmentation System*. Proc. of the The 15th International Conference of Scientific Papers "Scientific Research and Education in the Air Force AFASES 2013" Brasov, Romania. Air Force Academy "Henri Coanda", pp(708-715), 2013.
- [4.48-TIII] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert: *Légijárművek aeroelasztikus lengései*. Hadmérnök 8: 2, pp(87-97), 2013.
- [4.49-TIII] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert: *UAV elasztikus mozgásának modellezése*. Hadmérnök8: 2, pp(66-86), 2013.
- [4.50] MATLAB 9.4 (R2018b), User's Guide, The MathWorks, 2018.
- [4.51] MATLAB 9.4 Control System Designer/Control System Toolbox 10.4, User's Guide, The MathWorks, 2018.
- [4.52] MATLAB 9.4 (R2018b) System Identification Toolbox 9.9, The MathWorks, 2018.
- [4.53-TIII] Prof. Dr. Szabolcsi, R. Pilóta nélküli légi járművek automatikus repülésszabályozó rendszerei: Rendszertervezés és rendszervizsgálat. ISBN: 9789634491682. Budapest, Óbudai Egyetem, 640 p, 2020.
- [4.54-TIII] Prof. Dr. Szabolcsi, R.: UAV/UAS rendszerek koncepcionális és előzetes tervezése, vizsgálata. ISBN: 9789634491699. Budapest, Óbudai Egyetem, 280 p., 2020.
- [4.55-TIII] Prof. Dr. Szabolcsi, R.: Automatikus repülésszabályozó rendszerek. Csillapító automaták. Robotpilóták. Pályavezérlő és pályaszabályozó rendszerek. ISBN: 9789634491866. Budapest, Óbudai Egyetem, 657 p., 2021.

5. UAV TÍPUS- ÉS LÉGIALKALMASSÁGI KRITÉRIUMOK

A pilóta nélküli légi járművek (UAV), és a légi jármű rendszerek (UAS) hazai tervezésének, gyártásának, és fejlesztésének az egyik leggyengébb pontja – véleményem szerint – a szabályozási környezet részleges, vagy teljes hiánya. 2017 nyarán reális lehetőség nyílt rá, hogy az UAV/UAS rendszerek tervezése és fejlesztése során felhalmozott tudás és tapasztalat jogszabályi formát is kapjon, de ez mégsem történt meg.

Korábbi publikációmban már fejtegettem ezt a kérdést, hogy milyen előnyökkel, illetve milyen hátrányokkal jár, ha a vonatkozó nemzetközi (úgy polgár, mint katonai) szabályozó környezet mellett hazai szabályok is rendelkezésre állnak [5.1, 5.2].

A kérdést akkor abban a formában tettem fel, hogy a szabályozás *barát*, vagy *ellenség*?! [5.14-TIV]. Tekintettel az elmúlt évek eredményeire, vagy eredménytelenségeire, a szabályozási környezet szükségességét nem sikerült közelebb hozni a szakmákhoz, és a szakemberekhez, ez viszont nagyban korlátozza azokat a piaci szereplőket, akik a termékeikkel, vagy a szolgáltatásaikkal szeretnének nemzetközi piacra is kilépni.

Az elmúlt években nagyot nem sikerült előre lépni: a 2013-ban vizionált frontok a két csoport, az avantgárd (avant-garde) és a retrográd csoportok között megmerevedett, máig jól kitapasztalható a két személet közötti ellentét. Az avantgárdok szerint, ha már egyszer szükséges, akkor legyen minimális, szükséges és elégséges szabályozás, és fejlődjön a szakma, míg a retrográd irányzat szerint a szabályozások nélkül is ragyogóan működött eddig is minden, nincs itt semmi tennivaló [5.14-TIV].

Tekintettel arra, hogy a dolgozat UAV/UAS rendszerek koncepcionális, és előzetes tervezésével foglalkozik, említsük meg azt a néhány katonai szabványt, amelyek hagyományos légi járművek térbeli mozgásának irányításával, és a térbeli mozgás automatizálásának irányítástechnikai minőségi jellemzőivel foglalkoztak, és előfutárai voltak a pilóta nélküli légi járművekkel szemben támasztott követelményrendszer összeállításának [5.3, 5.5, 5.6, 5.7, 5.8, 5.10, 5.11]. Ezen szabványok közül is külön kiemelendő a MIL-F-8785C katonai szabvány [5.5]. E szabvány 1996. évi megjelenése után természetesen rengeteg tudás, és tapasztalat halmozódott fel a légi járművek térbeli irányítása terén, és 2004-ben megjelenik az USA DoD által jegyzett MIL-STD-1797A Kézikönyv [5.9].

UAVk tervezési-, gyártási-, és üzemeltetési folyamatainak szabványosítása során kiemelkedő volt az [5.13] szabvány, melyet Magyarország ratifikált, de nem vezetett be a hazai jogrendbe [5.12].

Felmerül a kérdés, hogy az UAV/UAS rendszerek tervezésének, gyártásának, üzemeltetésének, a szükséges üzemeltető személyzet képzésének tanúsításával foglalkozunk-e, és ha igen, milyen mélységig taglalja a szabályozási környezet az egyes alrendszereket?! A szabályozás követő, vagy előre mutató legyen?! Könnyű belátni, hogy első lépésben egy olyan fogalomrendszerre is szükség van, amely jól használható tételes jogi normák kialakítása során [5.13, 5.24-TIV, 5.25-TIV].

Az UAV/UAS rendszerek típus-, és légi alkalmassági tanúsítási rendszerét az FAA, a CASA, a CAA, az EASA, és még számos más tanúsító szervezet is folyamatosan közzéteszi internetes oldalán [5.4, 5.16, 5.17, 5.18, 5.19].

5.1. Általános követelmények, fogalmak, definíciók

Az UAV/UAS rendszerek típus-, és légi alkalmasságának egyik lehetséges területe az UAV fedélzeti robotpilóták, és automatikus repülésszabályozó rendszerek tanúsítása [5.14-TIV, 5.15-TIV, 5.23-TIV, 5.26-TIV, 5.32-TIV, 5.37-TIV, 5.38-TIV].

Az UAVk repülésének automatikus irányítása során a térbeli mozgás két fajtáját szokás megkülönböztetni: az egyik az ún. hosszirányú mozgás, a másik az ún. oldalirányú mozgás. A két mozgásfajta szétválasztása lényeges mértékben lecsökkenti az irányítani kívánt állapotváltozók számát. Ha megvizsgáljuk az egyes irányítási csatornákat, azt tapasztaljuk, hogy az UAVk rövidperiodikus, és hosszúperiodikus (pályalengés) mozgásfajtaikat mintáznak, és a dinamikus jellemzőik e két mozgásformában teljesen eltérnek. Ha a vizsgálatainkat csak rövid idejű tranziensekre korlátozzuk (pl. vízszintes repülésben a zérus bedöntési szög megváltoztatása valamilyen nem zérusértékű dőlési szögre, pl. összeütközés elkerülő manőverek során), akkor az UAVk térbeli mozgásának matematikai modellje akár SISO-modell is lehet. Az UAVk térbeli mozgásának leírására általában, az előző fejezetben is bemutatott állapotterres MIMO-modellt használjuk [5.20, 5.21, 5.22]:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u}, \quad (5.1)$$

ahol: \mathbf{x} – állapotvektor, \mathbf{u} – bemeneti vektor; \mathbf{A} – állapotmátrix; \mathbf{B} – bemeneti mátrix.

A továbbiakban vizsgáljuk az UAVk hosszirányú mozgásának irányítási csatornáját, és feltételezzük, hogy az \mathbf{x} állapotvektor rendezői, más szóval, a hosszirányú mozgás repülési paraméterei – az ISO 1151-1 szabvány [5.36] jelölésrendszerét alkalmazva – az alábbiak lesznek [5.21, 5.22]:

u – hosszirányú repülési sebesség [m/s];

w – függőleges repülési sebesség [m/s];

q – bólintó szögsebesség [rad/s];

ϑ – bólintó szög [rad].

Az UAV bemeneti vektorának rendezői, más szóval, a kormányzás/irányításhoz használt bemeneti jellemzői legyenek az alábbiak [5.21, 5.22]:

δ_E – magassági kormány szöghelyzet-változása;

δ_{TH} – hajtómű vezérlő kar (gázkar) helyzetváltozása.

Az (5.1) egyenlettel megadott többváltozós, dinamikus modell bemenetei közül az UAV-k helyetteszabályozásában a gázkar helyzete, vagyis a hajtómű üzemiállapota ritkán változik: egy-egy repülési fázisban állandó toló-, vagy vonóerőt állítanak elő a megfelelő értékű repülési sebesség biztosítása érdekében. A hosszirányú irányítási csatornában tehát az UAV tekinthető egy bemenettel rendelkező SIMO légi járműnek: a repülési paraméterek megváltoztatására csak a magassági kormányt használjuk.

Felmerül a kérdés, hogy az UAV irányítása során, a magassági kormányt kitérítve, az UAV milyen módon változtatja meg a hosszirányú mozgásának repülési paramétereit?! A gyakorlatban azt figyelhetjük meg, hogy az UAV keresztengely körüli hosszirányú mozgása két mozgásfajta, a rövidperiodikus, és a hosszúperiodikus (phugoid mozgás, pályalengés) mozgásra bontható fel. Előbb a rövidperiódusú mozgás cseng le, majd ebből fejlődik ki a pályalengés, amikor a sebességvektor térbeli helyzetet is változik.

Az UAV hosszirányú mozgásának dinamikus viselkedését az alábbi reprezentatív átviteli függvényekkel is megadhatjuk. Az átviteli függvény az UAV repülési paramétere és a bemeneti jellemzője Laplace-transzformáltjainak hányadosa [5.21, 5.22]:

$$\frac{q(s)}{\delta_E(s)} = \frac{sK_0(s+1/T_{\theta_1})(s+1/T_{\theta_2})}{(s^2+2\xi_{sp}\omega_{sp}s+\omega_{sp}^2)(s^2+2\xi_{ph}\omega_{ph}s+\omega_{ph}^2)} e^{-s\tau_E}, \quad (5.2)$$

vagy

$$\frac{\vartheta(s)}{\delta_E(s)} = \frac{K_0(s+1/T_{\theta_1})(s+1/T_{\theta_2})}{(s^2+2\xi_{sp}\omega_{sp}s+\omega_{sp}^2)(s^2+2\xi_{ph}\omega_{ph}s+\omega_{ph}^2)} e^{-s\tau_E}, \quad (5.3)$$

ahol:

- $\delta_E(s)$ – a magassági kormány szöghelyzet változásának Laplace-transzformáltja;
- $q(s)$ – bólintó szögsebesség Laplace-transzformáltja;
- $\vartheta(s)$ – bólintó szög Laplace-transzformáltja;
- K_0 – az UAV erősítési tényezője;
- s – Laplace-operátor (komplex frekvencia);
- $1/T_{\theta_1}$ – hosszúperiodikus, kisfrekvenciás mozgás zérusa;
- $1/T_{\theta_2}$ – rövidperiodikus, nagyfrekvenciás mozgás zérusa;
- ω_{ph} – az UAV csillapítatlan hosszúperiodikus (phugoid) lengésének sajátfrekvenciája;
- ω_{sp} – az UAV csillapítatlan rövidperiodikus lengésének sajátfrekvenciája;
- ξ_{ph} – az UAV csillapítatlan hosszúperiodikus (phugoid) lengésének csillapítási tényezője;
- ξ_{sp} – az UAV csillapítatlan rövidperiodikus lengésének csillapítási tényezője;
- τ_E – holtidő.

Az (5.2) és az (5.3) átviteli függvények alapján könnyen belátható, hogy az UAV dinamikus rendszermodell negyedrendű, holtidős dinamikus rendszer. A lehetséges bemeneti jelektől függetlenül, az UAV válaszjele lengő lesz, tekintettel a gyakori gyenge öncsillapításokra. Ellentétben a személyzet által a fedélzetről irányított légi járművekkel, ahol a phugoid pályalengésekkel nem számolnak, mert annak kialakulását csillapító automata megelőzi; az UAV-k esetén, véleményem szerint e mozgásfajtaival számolni kell a repülésszabályozás által esetlegesen nem kezelt folyamatok miatt.

Ha az UAV egyes repülési paramétereit automatikus repülésszabályozó rendszer stabilizálja, vagy változtatja meg előre megadott algoritmus szerint, akkor a zárt repülésszabályozó rendszer minőségi jellemzőire megfogalmazhatunk elvárásokat, amelyeket a zárt repülésszabályozó rendszernek teljesítenie kell. Ebben az esetben csak az UAV rövidperiódusú mozgásának holtidős modelljét vesszük figyelembe, melynek átviteli függvényei az alábbiak [5.21, 5.22]:

$$\frac{q(s)}{\delta_E(s)} = \frac{sK_0(s+1/T_{\theta_2})}{(s^2+2\xi_{sp}\omega_{sp}s+\omega_{sp}^2)} e^{-s\tau_E}, \quad (5.4)$$

vagy

$$\frac{\vartheta(s)}{\delta_E(s)} = \frac{K_0(s+1/T_{\theta_2})}{(s^2+2\xi_{sp}\omega_{sp}s+\omega_{sp}^2)} e^{-s\tau_E}. \quad (5.5)$$

Az (5.2)–(5.5) modellek rögzítése lényeges, mert nagy jelentőséggel bírnak az UAVk térbeli mozgásának identifikációja során, ugyanis az identifikálandó modellt nekünk kell kiválasztanunk a MATLAB System Identification Toolbox-ban [5.34]. Az UAV identifikációja során meg kell adnunk, hogy egyváltozós (átviteli függvény), vagy többváltozós (állapotterez modell) modellben gondolkodunk, a keresett, identifikálandó modell lineáris, vagy nemlineáris, és az identifikálandó UAV modell tartalmaz-e holtidőt, vagy sem?!

Az UAV-k fedélzetére általában többhurkú automatikus repülésszabályozó rendszert építenek. Az UAV robotpilóták hosszirányú irányítási csatornáiban az első visszacsatolás a bőlíntó szögsebesség szerint valósul meg, és ezt a hurkot bőlíntó csillapító automatának (stabilitásjavító rendszer) is szokás nevezni [5.21, 5.22].

Az (5.4) és az (5.5) dinamikus modelleket, valamint a modellek segítségével az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszerének átmeneti függvényein számos szabályozástechnikai minőségi jellemző származtatható.

Ugyanakkor meg kell említenünk, hogy a korábban is hivatkozott NATO STANAG 4671 katonai szabvány 145, és 147 fejezetei a „Not applicable” („Nem alkalmazandó”) megjelöléssel „átlépnek” e kérdéskör vizsgálatán, mintha ezek a minőségi jellemzők nem lennének kellően súlyozva [5.13].

Az [5.26-TIV, 5.27-TIV, 5.28-TIV, 5.29-TIV, 5.30-TIV, 5.31-TIV, 5.32-TIV, 5.37-TIV, 5.38-TIV] irodalmakban általam korábban közölt és alkalmazni javasolt minőségi követelményrendszer hiánypótló az UAV szabályozások területén.

Az UAVk zárt automatikus repülésszabályozó rendszerének tervezésekor a hosszirányú mozgás átmeneti függvényein értelmezett, és figyelembe veendő (vehető) minőségi jellemzőkre tett javaslatom tehát a következő [5.27-TIV, 5.28-TIV]:

- ω_{cl} – az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszere csillapított lengéseinek sajátfrekvenciája;
- ξ_{cl} – az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszere csillapított lengéseinek csillapítási tényezője;
- σ_{cl} – az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszere csillapított lengéseinek túlszabályozása;
- t_{cl-c} – az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszer átmeneti függvényének csúcsideje;
- t_{cl-ss} – az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszer átmeneti függvényének tranziens ideje;
- Δ – az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszer tranziens folyamatainak dinamikus pontossága.

Az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszerének tervezésekor egyik tervezési kritérium lehet a zárt szabályozó rendszer pólusainak értéke, illetve helye a komplex síkon. E minőségi előírások szolgálnak alapul például a domináns póluspárra történő tervezés során is [5.21, 5.22, 5.27-TIV, 5.28-TIV]:

- p_i – az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszerének elvárt pólusai.

Az UAV repülésszabályozó rendszerek tervezésekor a hosszirányú mozgás felnyitott szabályozási körének frekvenciafüggvényein (Bode-diagram, Nyquist-diagram) értelmezett,

és figyelembe veendő minőségi jellemzőkre javaslatom a következő [5.21, 5.22, 5.27-TIV, 5.28-TIV]:

- G_m – az UAV felnyitott automatikus repülésszabályozó rendszerének erősítési tartaléka;
- φ_m – az UAV felnyitott automatikus repülésszabályozó rendszerének fázistartaléka.

A fent megadott minőségi jellemzők elégségesek az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszerének tervezéséhez, illetve a megtervezett rendszer stabilitás-, és minőségvizsgálatához.

Hasonlóan az előzőekhez, az UAV térbeli, oldalirányú mozgásának többváltozós, állapotteres modelljét zavarásmentes esetben – az ISO 1151-1 szabvány [5.36] jelölésrendszerét alkalmazva – az alábbi egyenlettel írjuk le [5.22, 5.30-TIV, 5.31-TIV]:

$$\dot{x} = Ax + Bu, \quad (5.6)$$

ahol: x – állapotvektor, u – bemeneti vektor; A – állapotmátrix; B – bemeneti mátrix.

Feltételezzük, hogy az oldalirányú mozgás repülési paraméterei az alábbiak [5.21, 5.22]:

v /vagy β – keresztirányú repülési sebesség/vagy csúszási szög [m/s]/vagy [rad];

p – orsózó szögsebesség [rad/s];

r – legyező szögsebesség [rad/s];

ϕ – dőlési szög [rad];

ψ – irányiszög (legyező szög) [rad].

Az UAV bemeneti vektorának rendezői legyenek az alábbiak [5.21, 5.22]:

δ_A – a csűrőlapok szöghelyzet-változása;

δ_R – az oldalkormány szöghelyzet-változása.

Az UAV hossz tengely körüli orsózó forgómozgásának dinamikus viselkedését az alábbi reprezentatív átviteli függvényekkel adhatjuk meg [5.21, 5.22]:

$$\frac{p(s)}{\delta_A(s)} = \frac{sK_\phi(s^2 + 2\xi_\phi\omega_\phi s + \omega_\phi^2)}{(s+1/T_s)(s+1/T_r)(s^2 + 2\xi_D\omega_D s + \omega_D^2)} e^{-s\tau_A}, \quad (5.7)$$

vagy

$$\frac{\phi(s)}{\delta_A(s)} = \frac{K_\phi(s^2 + 2\xi_\phi\omega_\phi s + \omega_\phi^2)}{(s+1/T_s)(s+1/T_r)(s^2 + 2\xi_D\omega_D s + \omega_D^2)} e^{-s\tau_A}, \quad (5.8)$$

ahol:

- $\delta_A(s)$ – a csűrőlapok szöghelyzet változása;
- $p(s)$ – orsózó szögsebesség Laplace-transzformáltja;
- $\phi(s)$ – dőlési (bedöntési) szög Laplace-transzformáltja;
- K_ϕ – az UAV erősítési tényezője;
- s – Laplace-operátor (komplex frekvencia);
- $1/T_s$ – a spirálmozgás zérusa;
- $1/T_r$ – az orsózó forgómozgás zérusa;
- ω_D – az UAV Dutch Roll (Holland orsó) lengésének sajátfrekvenciája;

- ω_ϕ – az UAV komplex zérusának sajátfrekvenciája;
- ξ_D – az UAV Dutch Roll (Holland orsó) lengésének csillapítási tényezője;
- ξ_ϕ – az UAV komplex zérusának csillapítási tényezője;
- τ_A – holtidő.

Az UAV bedöntése esetén, az oldalirányú orsózó mozgás során a legyező szög (vagy oldalirányú egyenes vonalú mozgás sebessége) is változik, melyet az alábbi átviteli függvény definiálhatunk [5.21, 5.22]:

$$\frac{\beta(s)}{\delta_A(s)} = \frac{K_\beta(s+1/T_{\beta_1})(s+1/T_{\beta_2})(s+1/T_{\beta_3})}{(s+1/T_s)(s+1/T_r)(s^2+2\xi_D\omega_Ds+\omega_D^2)} e^{-s\tau_A}, \quad (5.9)$$

ahol:

- $\beta(s)$ – a legyező szög változása [rad];
- $1/T_{\beta_1}, 1/T_{\beta_2}, 1/T_{\beta_3}$ – az oldalirányú egyenes vonalú mozgás zérusai.

Az UAV oldalirányú mozgását irányító zárt automatikus repülésszabályozó rendszer tranziens válaszfüggvényein számos minőségi jellemzőt definiálhatunk. Általában többhurkú repülésszabályozó rendszert építenek az UAV-k fedélzetére. Az első visszacsatolás az orsózó szögsebesség szerint valósul meg, és ezt a hurkot dőlési csillapító automatának (stabilitásjavító rendszer) nevezzük.

Az UAVk zárt repülésszabályozó rendszerei tervezésekor az orsózó mozgás átmeneti függvényén értelmezett, és figyelembe vehető minőségi jellemzők – javaslatom szerint – az alábbiak [5.21, 5.22, 5.37-TIV, 5.38-TIV]:

- ω_{cl} – az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszere csillapított lengéseinek sajátfrekvenciája;
- ξ_{cl} – az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszere csillapított lengéseinek csillapítási tényezője;
- σ_{cl} – az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszere csillapított lengéseinek túlszabályozása;
- t_{cl-c} – az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszer átmeneti függvényének csúcsideje;
- t_{cl-ss} – az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszer átmeneti függvényének tranziens ideje;
- Δ – az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszer tranziens folyamatainak dinamikus pontossága.

Az UAV zárt repülésszabályozó rendszere tervezésekor tervezési kritérium lehet a zárt automatikus repülésszabályozó rendszer pólusainak értéke és helye is a komplex síkon. E minőségi előírások szolgál(hat)nak alapul például a domináns póluspárra történő tervezés során is [5.21, 5.22]:

- p_i – az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszer pólusai;

Az UAV repülésszabályozó rendszerek tervezésekor az oldalirányú mozgás felnyitott szabályozási körének frekvenciafüggvényei (Bode-diagram, Nyquist-diagram) értelmezett, és figyelembe veendő (vehető) minőségi jellemzőkre javaslatom a következő [5.21, 5.22]:

- G_m – az UAV felnyitott automatikus repülésszabályozó rendszerének erősítési tartaléka;
- φ_m – az UAV felnyitott automatikus repülésszabályozó rendszerének fázistartaléka.

A fent megadott minőségi jellemzők elégségesek az UAVk zárt automatikus repülésszabályozó rendszereinek tervezéséhez, és a megtervezett rendszer stabilitás-, és minőségvizsgálatához.

Az UAV függőleges tengely körüli legyező mozgásának dinamikus viselkedését az alábbi reprezentatív átviteli függvényekkel adhatjuk meg [5.21, 5.22]:

$$\frac{\beta(s)}{\delta_R(s)} = \frac{K_\beta(s+1/T_{\beta_1})(s+1/T_{\beta_2})(s+1/T_{\beta_3})}{(s+1/T_s)(s+1/T_r)(s^2+2\xi_D\omega_Ds+\omega_D^2)} e^{-s\tau_R}, \quad (5.10)$$

vagy egyszerűbb alakban:

$$\frac{\beta(s)}{\delta_R(s)} \cong \frac{K_\beta}{(s^2+2\xi_D\omega_Ds+\omega_D^2)} e^{-s\tau_R}, \quad (5.11)$$

ahol $\delta_R(s)$ az oldalkormány szöghelyzet változása.

Az UAV zárt repülésszabályozó rendszere tervezésekor a legyező mozgás átmeneti függvényén értelmezett, és figyelembe vehető minőségi jellemzőkre javaslatom a következő [5.21, 5.22]:

- ω_{cl} – az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszere csillapított lengéseinek sajátfrekvenciája;
- ξ_{cl} – az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszere csillapított lengéseinek csillapítási tényezője;
- σ_{cl} – az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszere csillapított lengéseinek túlszabályozása;
- t_{cl-c} – az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszer átmeneti függvényének csúcsideje;
- t_{cl-ss} – az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszer átmeneti függvényének tranziens ideje;
- Δ – az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszer tranziens folyamatainak dinamikus pontossága.

Az UAV zárt repülésszabályozó rendszerek tervezésekor tervezési kritérium lehet még a zárt automatikus repülésszabályozó rendszer pólusainak értéke és helye is a komplex síkon [5.21, 5.22]:

- p_i – az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszer pólusai.

Az UAV repülésszabályozó rendszerek tervezésekor az oldalirányú mozgás felnyitott szabályozási körének frekvenciafüggvényein (Bode-diagram, Nyquist-diagram) értelmezett, és figyelembe veendő minőségi jellemzőkre javaslatom a következő:

- G_m – az UAV felnyitott automatikus repülésszabályozó rendszerének erősítési tartaléka;
- φ_m – az UAV felnyitott automatikus repülésszabályozó rendszerének fázistartaléka.

Az UAV legyező mozgásának fent megadott minőségi jellemzői elégségesek az UAV zárt repülésszabályozó rendszerének tervezéséhez, illetve a megtervezett zárt szabályozási rendszer stabilitás-, és minőségvizsgálatához.

A javasolt minőségi jellemzők közül sokszor elegendő a legfontosabbakkal számolni, míg a kevésbé fontos jellemzőkkel nem számolunk, és nem vesszük őket figyelembe, mint tervezési elvárást, kritériumot.

Megválaszolásra vár az a kérdés is, hogy az (5.2)-(5.5), és a (5.7)-(5.11) egyenletekkel megadott UAV modellek holtidősek, és a modelleket, mint holtidős modelleket vizsgáljuk-e, vagy esetleg a holtidőktől eltekintünk, elhanyagoljuk azokat. Könnyű belátni, hogy erre a kérdésre csak minden egyes UAV típus esetén, külön-külön adhatunk hiteles választ.

Ha az UAV fedélzeti-, vagy földi (GCS) számítógépes képességei megengedik, hogy akár 10-15 dimenziós, vagy magasabb rendszámú állapotteres dinamikus modelleket is képes legyen kezelni az automatikus repülésszabályozó rendszer, akkor a holtidő modellezése akár negyed-, vagy ötöd rendű Padé-approximációval is történhet, ami kellő pontossággal adja vissza a holtidő dinamikus viselkedését. Ha az UAV földi-, vagy fedélzeti számítási képességei korlátozottak, akkor vagy alacsonyabb rendszámú polinommal közelítjük a holtidőt, vagy egyszerűen elhanyagoljuk azt [5.20, 5.21, 5.22].

Tekintettel arra, hogy az UAVk zárt automatikus repülésszabályozó rendszere meglehetősen nagyszámú minőségi jellemzővel bír, válasszuk ki közülük, és használjuk az az alábbi releváns kritériumokat [5.21, 5.22]:

- ξ_{cl} – az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszere csillapított lengéseinek csillapítási tényezője;
- σ_{cl} – az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszere csillapított lengéseinek túlszabályozása;
- t_{cl-c} – az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszer átmeneti függvényének csúcsideje;
- t_{cl-ss} – az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszer átmeneti függvényének tranziens ideje;
- Δ – az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszer dinamikus pontossága.

E minőségi jellemzők a klasszikus szöghelyzet stabilizáló robotpilóta üzemmódokon alkalmasak a repülésszabályozás minőségének megítélésére. A bonyolultabb pályavezérlő repülések, összetett navigációs feladatok megoldása során e jellemzők akár más és más értékeket is felvehetnek, esetleg a minőségi jellemzők köre is megváltozhat: kiegészülhet, vagy akár csökkenhet is a megfelelésre vizsgált paraméterek száma.

5.2. Az UAV oldalirányú mozgásának dinamikus jellemzői

Az előző fejezetből ismeretes, hogy az UAV orsózó mozgásának dinamikus viselkedését az alábbi reprezentatív átviteli függvényekkel adhatjuk meg [5.22, 5.30-TIV, 5.31-TIV]:

$$W_1(s) = \frac{p(s)}{\delta_A(s)} = \frac{sK_\phi(s^2 + 2\xi_\phi\omega_\phi s + \omega_\phi^2)e^{-\tau_{ep}s}}{(s^2 + 2\xi_D\omega_D s + \omega_D^2)(s+1/T_S)(s+1/T_R)}, \quad (5.12)$$

vagy

$$W_2(s) = \frac{\phi(s)}{\delta_A(s)} = \frac{K_\phi(s^2 + 2\xi_\phi\omega_\phi s + \omega_\phi^2)e^{-\tau_{ep}s}}{(s^2 + 2\xi_D\omega_D s + \omega_D^2)(s+1/T_S)(s+1/T_R)}, \quad (5.13)$$

Az (5.12) és az (5.13) átviteli függvények alapján megállapítható, hogy a dinamikus rendszer modellje negyedrendű, és holtidős.

Ha az (5.12) és az (5.13) átviteli függvényre teljesül, hogy

$$\omega_\phi \cong \omega_{ph}; \xi_\phi \cong \xi_{ph}, \quad (5.14)$$

valamint a spirál mozgás T_S időállandója nagyon nagy értékű az orsózó mozgás időállandójához képest, és az UAV kis értékű holtidővel bír, akkor az (5.12) és a (5.13) átviteli függvények az alábbi egyszerűbb alakban is megadhatók:

$$W_1(s) = \frac{p(s)}{\delta_A(s)} \cong \frac{sK_\phi}{(T_R s + 1)}, \quad (5.15)$$

vagy

$$W_2(s) = \frac{\phi(s)}{\delta_A(s)} \cong \frac{K_\phi}{(T_R s + 1)}. \quad (5.16)$$

Ha az UAV repülési paramétereit automatikus repülésszabályozó rendszer stabilizálja, vagy változtatja meg előre megadott algoritmus szerint, akkor a zárt automatikus repülésszabályozó rendszer minőségi jellemzőire megfogalmazhatunk elvárásokat, amelyeket a zárt repülésszabályozó rendszernek teljesítenie kell.

Az UAV orsózó mozgását irányító zárt automatikus repülésszabályozó rendszer tranziens válaszfüggvényein számos minőségi jellemzőt definiálhatunk. Tekintettel az (5.15) és az (5.16) átviteli függvények alakjára, kínálkozik, hogy ez a minőségi jellemző legyen az orsózó szögsebesség időállandója. Számos esetben célszerű a megadott dőlési szög eléréshez szükséges időt is meghatározni, mint minőségi jellemzőt.

A fenti megfontolások alapján, az UAV zárt repülésszabályozó rendszereinek tervezésekor az orsózó mozgás átmeneti függvényein értelmezett, és figyelembe veendő minőségi jellemzőkre javaslatom a következő [5.21, 5.22, 5.30-TIV, 5.31-TIV, 5.37-TIV, 5.38-TIV]:

- T_{Rcl} – az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszere csillapított lengéseinek időállandója;
- t_s – az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszere csillapított lengéseinek tranziens (átmeneti) ideje;
- Δ – az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszere csillapított lengéseinek dinamikus pontossága.

Az UAV zárt repülésszabályozó rendszereinek tervezésekor az orsózó mozgás felnyitott szabályozási körének frekvenciafüggvényein (Bode-diagram, Nyquist-diagram) értelmezett, és figyelembe veendő minőségi jellemzőkre javaslatom a következő [5.30-TIV, 5.31-TIV]:

- G_m – az UAV felnyitott automatikus repülésszabályozó rendszerének erősítési tartaléka;
- φ_m – az UAV felnyitott automatikus repülésszabályozó rendszerének fázistartaléka.

A fent megadott minőségi jellemzők megfelelőek, és elégségesek a zárt szabályozási rendszerek tervezéséhez, a megtervezett rendszere stabilitás-, és minőségvizsgálatához, illetve a hatósági tanúsítások során a fenti paraméterek és jellemzők messzemenően elegendők az UAV repülésszabályozó rendszer előírásoknak megfelelése megítéléséhez.

Az UAV zárt, dőlési csillapító automata rendszerének az orsózó szögsebesség referencia bemeneti jelére vonatkoztatott eredő átviteli függvénye legyen tehát a következő alakú:

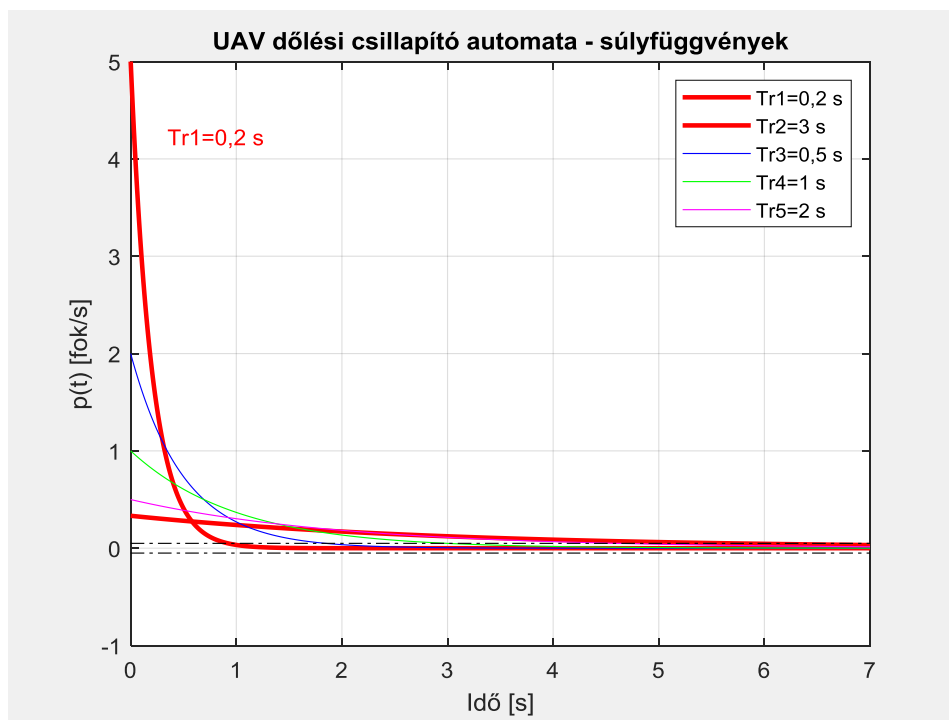
$$W_{cl}(s) = \frac{p(s)}{p_{ref}(s)} = \frac{K_{cl}}{(T_{Rcl}s+1)}, \quad (5.17)$$

ahol K_{cl} és T_{Rcl} implicit módon fejezi ki a nemirányított UAV, és a zárt repülésszabályozó rendszer paramétereinek kapcsolatát. A továbbiakban vizsgáljuk meg egy hipotetikus UAV tranziens viselkedését, az alábbi paraméterek mellett:

$$K_{cl}=1; 0,2 \text{ s} \leq T_{Rcl} \leq 3 \text{ s} \quad (5.18)$$

Az (5.17) átviteli függvénnyel leírt dőlési csillapító automata időtartománybeli viselkedése – az (5.18) adatok figyelembevételével – az 5.1., az 5.2., és az 5.3. ábrákon látható [5.33, 5.35].

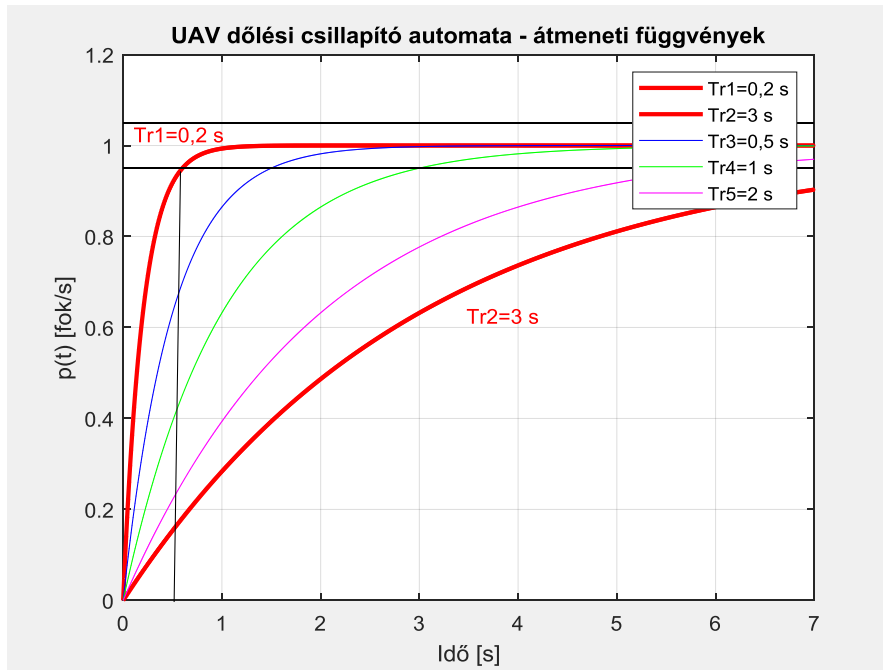
Az 5.1. ábrán jól látható, hogy az UAV hossz tengely körüli orsózó forgómozgásának fontos minőségi jellemzője a T_{Rcl} időállandó, amely alapvetően befolyásolja a tranziens időt. A vizsgálatok során bemenetnek tekintett egységimpulzus dőlési szögsebesség inkább matematikai, mint fizikai jelentőségű: a gyakorlatban ilyen jelet előállítani nem lehetséges, csak közelíteni tudjuk a bemeneti jel idősorát. A válaszfüggvényt nagyon jól használhatjuk az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszerének stabilitásvizsgálata során is [5.33, 5.35].



5.1. ábra. UAV dőlési csillapító automata súlyfüggvényei (MATLAB-script: Szabolcsi R.)

Az 5.2. ábrán az UAV zárt dőlési csillapító átmeneti függvényei a T_{Rcl} időállandó értékében paraméterezve a láthatóak [5.33, 5.35].

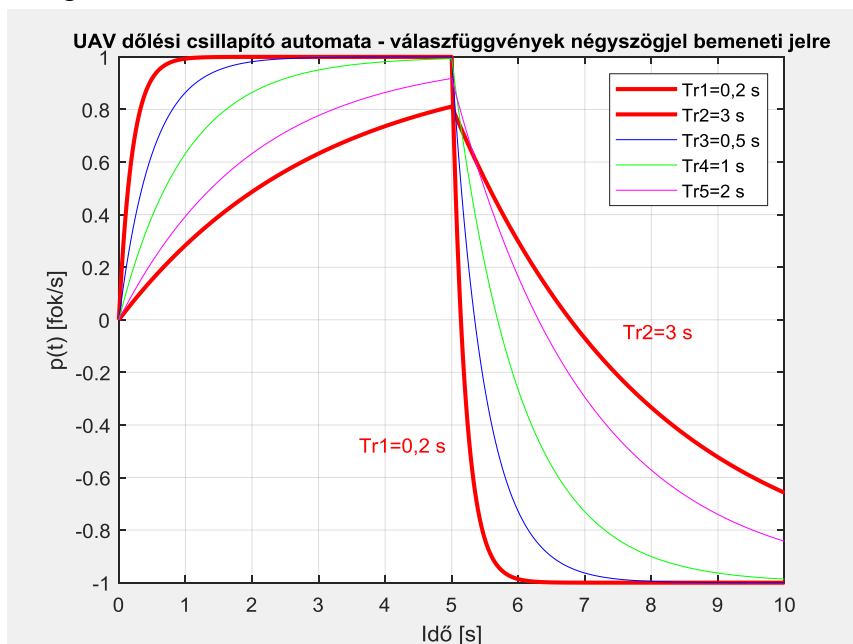
Az 5.2. ábrán függőleges vonallal jelölve a $\Delta = \pm 5\%$ dinamikus pontosság mellett meghatározott t_s tranziens idő, amely jelen esetben 0,5 s. Könnyű belátni, hogyha időbeli felső korlátot határozunk meg az UAV zárt szabályozási rendszerének átmeneti idejére, akkor előfordulhat, hogy egyes UAV szabályozó-beállítások nem felelnek meg az előírásoknak, mert lassabb rendszert eredményeznek, mint az elvárások.



5.2. ábra. UAV dőlési csillapító automata átmeneti függvényei (MATLAB-script: Szabolcsi R.).

A Δ dinamikus pontosság jelen esetben átlagos, $\pm 5\%$ értékű. Igényes, pontos szabályozásokban, mint például precíziós navigációs feladatok megoldása, a dinamikus pontosság lehet ettől jóval kisebb is, akár $(1 \div 2)\%$ értékű. Mindazonáltal, kisebb pontosságot igénylő, kevésbé igényes szabályozások esetén akár nagyobb is lehet az értéke, mint $\pm 5\%$.

Az 5.3. ábrán az UAV előjelváltó négyszögjelre adott válaszfüggvényei láthatóak. Az 5.3. ábra alapján könnyen belátható, nagy értékű T_{Rcl} időállandó esetén, amikor $T_R = 2$ s, az UAV válaszjele nem éri el a kívánt dőlési szögsebesség értéket, így a megadott értékű dőlési szög létesítése is kérdésessé válik [5.33, 5.35].



5.3. ábra. UAV dőlési csillapító automata válaszfüggvényei egységnyi, négyszögjel bemenetre (MATLAB-script: Szabolcsi R.).

Az UAV legyező mozgásának dinamikus viselkedését az alábbi, általános alakú reprezentatív átviteli függvényekkel adhatjuk meg [5.21, 5.22, 5.30-TIV, 5.31-TIV]:

$$W_3(s) = \frac{\beta(s)}{\delta_A(s)} = \frac{A_\beta(s+1/T_{\beta_1})(s+1/T_{\beta_2})(s+1/T_{\beta_3})e^{-\tau_{ep}s}}{(s^2+2\xi_D\omega_Ds+\omega_D^2)(s+1/T_S)(s+1/T_R)}, \quad (5.19)$$

$$W_4(s) = \frac{\beta(s)}{\delta_R(s)} = \frac{A_\beta(s+1/T_{\beta_1})(s+1/T_{\beta_2})(s+1/T_{\beta_3})e^{-\tau_{ep}s}}{(s^2+2\xi_D\omega_Ds+\omega_D^2)(s+1/T_S)(s+1/T_R)}, \quad (5.20)$$

$$W_5(s) = \frac{r(s)}{\delta_R(s)} = \frac{A_\beta(s+1/T_{\beta_1})(s+1/T_{\beta_2})(s+1/T_{\beta_3})e^{-\tau_{ep}s}}{(s^2+2\xi_D\omega_Ds+\omega_D^2)(s+1/T_S)(s+1/T_R)}, \quad (5.21)$$

Az (5.19)–(5.21) átviteli függvények negyedrendű, három transzmissziós zérussal bíró, és általános esetben holtidős dinamikus rendszert írnak le, függetlenül a bemenet jellegétől. A gyakorlatban sokszor eltekintünk a holtidőtől, és az (5.19)–(5.21) átviteli függvények zérusai, és valós pólusai kiejtik egymást, ezért holtidőmentes esetre, az alábbi közelítő alakban is felírhatóak:

$$W_3(s) \cong \frac{\beta(s)}{\delta_A(s)} = \frac{A_\beta(s+1/T_\beta)}{(s^2+2\xi_D\omega_Ds+\omega_D^2)}, \quad (5.22)$$

$$W_4(s) \cong \frac{\beta(s)}{\delta_R(s)} = \frac{A_\beta(s+1/T_\beta)}{(s^2+2\xi_D\omega_Ds+\omega_D^2)}. \quad (5.23)$$

$$W_5(s) \cong \frac{r(s)}{\delta_R(s)} = \frac{A_\beta(s+1/T_\beta)}{(s^2+2\xi_D\omega_Ds+\omega_D^2)}. \quad (5.24)$$

Az (5.22)–(5.24) modellek meghatározása lényeges, mert az UAV identifikációja során meg kell adnunk, hogy egyváltozós (átviteli függvény), vagy többváltozós (állapotterez modell) modellben gondolkodunk, az lineáris, vagy nemlineáris, tartalmaz-e holtidőt az identifikálandó modell, vagy sem [5.34]?!

Az UAV oldalirányú mozgását irányító zárt automatikus repülésszabályozó rendszer tranziens válaszfüggvényein számos minőségi jellemzőt definiálhatunk. Általában többhurkú repülésszabályozó rendszert építenek az UAV-k fedélzetére. Az első visszacsatolás a legyező szögsebesség szerint valósul meg, és ezt a hurkot legyező csillapító automatának szokás nevezni [5.21, 5.22, 5.30-TIV, 5.31-TIV].

Az UAV zárt repülésszabályozó rendszereinek tervezésekor az oldalirányú mozgás átmeneti függvényein értelmezett, és figyelembe veendő minőségi jellemzőkre javaslatom a következő [5.21, 5.22, 5.30-TIV, 5.31-TIV]:

- ξ_{cl} – az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszere csillapított lengéseinek csillapítási tényezője;
- σ_{cl} – az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszere csillapított lengéseinek túlszabályozása;
- t_p – az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszere csillapított lengéseinek csúcsideje;
- t_s – az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszere csillapított lengéseinek tranziens ideje;
- Δ – az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszere csillapított lengéseinek dinamikus pontossága.

Az UAV zárt repülésszabályozó rendszereinek tervezésekor tervezési kritérium lehet a zárt repülésszabályozó rendszer pólusainak értéke, illetve a helye is a komplex síkon. E minőségi előírások szolgálnak alapul domináns póluspárra történő tervezés során is [5.21, 5.22]:

- p_i – az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszer pólusai;

Az UAV zárt repülésszabályozó rendszereinek tervezésekor az oldalirányú mozgás felnyitott szabályozási körének frekvenciafüggvényein (Bode-diagram, Nyquist-diagram) értelmezett, és figyelembe veendő minőségi jellemzőkre javaslatom a következő [5.21, 5.22, 5.30-TIV, 5.31-TIV]:

- G_m – az UAV felnyitott automatikus repülésszabályozó rendszerének erősítési tartaléka;
- φ_m – az UAV felnyitott automatikus repülésszabályozó rendszerének fázistartaléka.

A fent megadott minőségi jellemzők megfelelőek, és elégségesek a zárt szabályozási rendszerek tervezéséhez, a megtervezett rendszere stabilitás-, és minőségvizsgálatához.

Az UAV zárt, legyező csillapító automata rendszerének referencia bemeneti jelre vonatkoztatott eredő átviteli függvénye legyen a következő alakú:

$$W_{cl}(s) = \frac{r(s)}{r_{ref}(s)} \cong \frac{\omega_{cl}^2}{(s^2 + 2\xi_{sc1}\omega_{cl}s + \omega_{cl}^2)}, \quad (5.25)$$

ahol ω_{cl} és ξ_{cl} implicit módon fejezi ki a nem-irányított UAV repülésdinamikai jellemzőinek, és a repülésszabályozó rendszer paramétereinek kapcsolatát.

Az (5.25) átviteli függvény nevezője a zárt automatikus repülésszabályozó rendszer domináns póluspárjának modellje. Feltételezzük, hogy tetszőleges bonyolultságú UAV repülésszabályozó rendszer esetén is tudunk olyan szabályozót tervezni, ami a zárt szabályozó rendszer karakterisztikus egyenletének gyökeit úgy helyezi el a komplex síkon, hogy a függőleges tengelyhez legközelebb egy komplex konjugált, más néven, domináns póluspár helyezkedik el.

A zárt repülésszabályozó rendszer karakterisztikus egyenletének többi gyöke ettől a póluspártól nagy távolságra, balra helyezkedik el a komplex síkon. Ennek megfelelően, az UAV zárt repülésszabályozó rendszer dinamikáját a domináns póluspár határozza meg, a többi gyök érdemben nem befolyásolja a zárt szabályozás dinamikáját. E szabályozótervezés megvalósítását a MATLAB® Control System Toolbox programjának *acker.m*, és a *place.m* segédfüggvényei is támogatják [5.35].

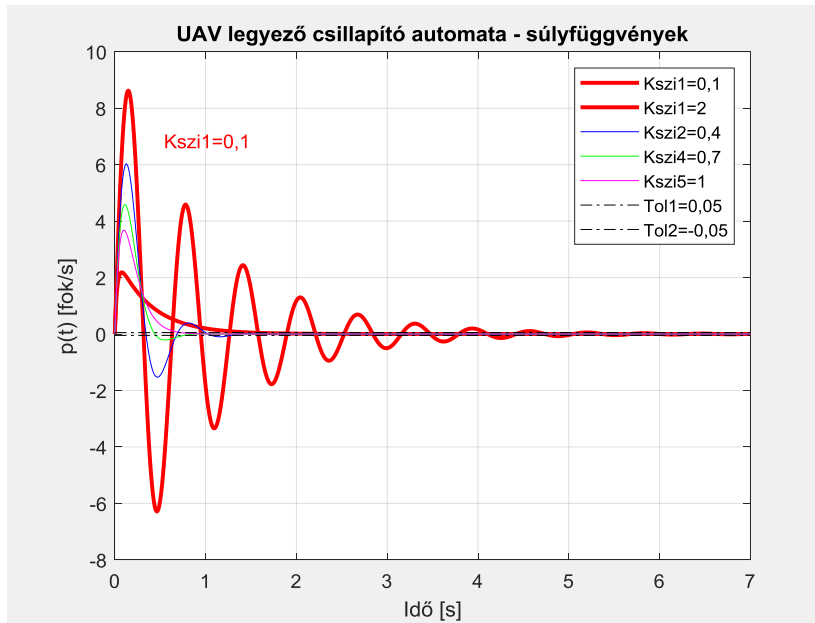
A továbbiakban vizsgáljuk meg egy hipotetikus UAV tranziens viselkedését, az alábbi paraméterek mellett:

$$\omega_{cl}=10 \text{ rad/s}, \quad 0,1 \leq \xi_{cl} \leq 2 \quad (5.26)$$

Az UAV legyező csillapító automata tranziens analízisének eredményeit az 5.4., az 5.5., és az 5.6. ábrák mutatják be [5.33, 5.35]. Az 5.4. ábrán jól látható, hogy az UAV függőleges tengely körüli legyező mozgása az erősen lengőtől az aperiodikus viselkedésig terjed, mindeközben, a minőségi jellemzők is széles határok között változnak.

A vizsgálatok során bemenetnek tekintett egységimpulzus jelleggel viselkedő legyező szögsebesség inkább matematikai, mint fizikai jelentőségű. A számítógépes szimuláció

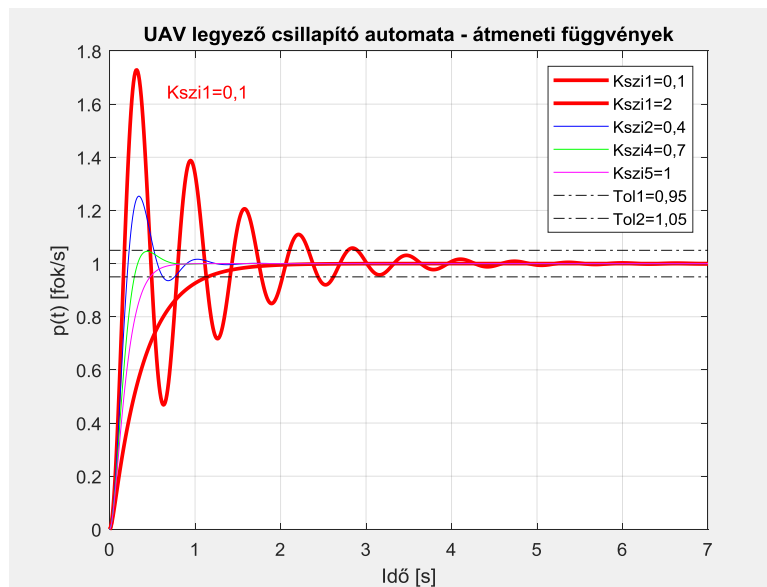
eredményeként kapott válaszfüggvényeket jól használhatjuk az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszerének stabilitásvizsgálata során [5.33, 5.35].



5.4. ábra. UAV legyező csillapító automata súlyfüggvényei (MATLAB-script: Szabolcsi R.).

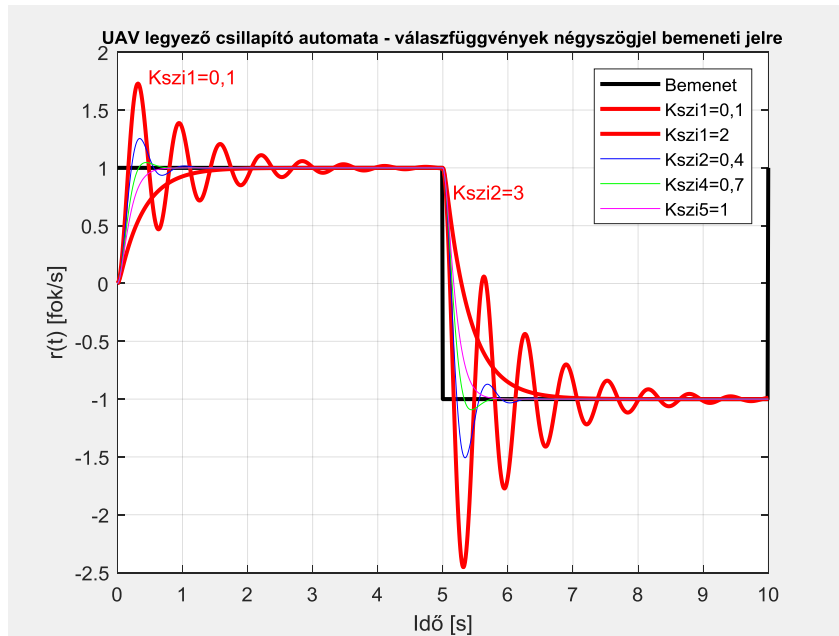
Az 5.5. ábrán bemutatott átmeneti függvények $\Delta = \pm 5\%$ dinamikus pontosság mellett mutatják az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszerének tranziens viselkedését. A leggyorsabb tranziens folyamattal a $\xi_{cl} = 0,7$ csillapítási tényezővel bíró UAV zárt repülésszabályozó rendszer rendelkezik [5.33, 5.35].

Könnyű belátni, hogy a dinamikus pontosság értékének csökkentésével igényesebb, pontosabb szabályozást kapunk, míg a dinamikus pontosság növelése kevésbé igényes, kevésbé pontos szabályozást jelent a gyakorlatban. Az UAV repülésszabályozó rendszerei egyes üzemmódjain az is előfordulhat, hogy más és más dinamikus pontossággal kell számolnunk [5.33, 5.35].



5.5. ábra. UAV legyező csillapító automata átmeneti függvényei (MATLAB-script: Szabolcsi R.).

Az 5.6. ábrán az UAV legyező csillapító automata előjelváltó, egységnyi amplitúdójú négyszögjel bemenetre adott, és a zárt szabályozási rendszer ξ_{cl} csillapítási tényezőjében paraméterezett időfüggvényeket láthatjuk [5.33, 5.35].



5.6. ábra. UAV legyező csillapító automata válaszfüggvényei az előjelváltó bemeneti négyszögjel. (MATLAB-script: Szabolcsi R.).

Az 5.6. ábrán jól látható, hogy az egyes egységnyi bemenetekre az UAV csillapító automata lengő, vagy aperiodikus válaszfüggvényekkel válaszol. Az előjelváltáskor az UAV gyorsan átáll az ellentétes előjelű válaszfüggvényre. A csillapítási tényező minimális, és maximális értékei között számos más csillapítási tényező érték is választható, amely érdemben befolyásolja a dinamikus viszonyokat [5.33, 5.35].

5.3. Az UAV hosszirányú mozgásának dinamikus jellemzői

Az 5.1. fejezetben ismertettük, hogy az UAV hosszirányú mozgásának dinamikus viselkedését az alábbi reprezentatív átviteli függvényekkel is megadhatjuk [5.21, 5.22, 5.27-TIV, 5.28-TIV]:

$$\frac{q(s)}{\delta_E(s)} = \frac{sK_0(s+1/T_{\Theta 1})(s+1/T_{\Theta 2})e^{-\tau_E s}}{(s^2+2\xi_{ph}\omega_{ph}s+\omega_{ph}^2)(s^2+2\xi_{sp}\omega_{sp}s+\omega_{sp}^2)}, \quad (5.27)$$

vagy

$$\frac{\vartheta(s)}{\delta_E(s)} = \frac{K_0(s+1/T_{\Theta 1})(s+1/T_{\Theta 2})e^{-\tau_E s}}{(s^2+2\xi_{ph}\omega_{ph}s+\omega_{ph}^2)(s^2+2\xi_{sp}\omega_{sp}s+\omega_{sp}^2)}. \quad (5.28)$$

Az (5.27) és az (5.28) átviteli függvények alapján könnyen belátható, hogy dinamikus rendszer modellje negyedrendű, holtidős dinamikus rendszer. A lehetséges bemeneti jelektől függetlenül, az UAV válaszjele lengő lesz, tekintettel a kis értékű, gyenge öncsillapításokra. Megemlítjük, hogy ellentétben a személyzet által a fedélzetről irányított légijárművekkel, ahol a fugoid pályalengésekkel nem számolnak, mert annak kialakulását csillapító automata megelőzi, az UAVk esetén, véleményem szerint e mozgásfajttával számolni kell a repülésszabályozás által esetlegesen nem kezelt folyamatok miatt.

Ha az UAV repülési paramétereit automatikus repülésszabályozó rendszer stabilizálja, vagy változtatja meg előre megadott algoritmus szerint, akkor a zárt repülésszabályozó rendszer minőségi jellemzőire megfogalmazhatunk elvárásokat, amelyeket a zárt repülésszabályozó rendszernek teljesítenie kell. Ebben az esetben csak az UAV rövidperiodikus mozgásának holtidős modelljét vesszük figyelembe, melynek átviteli függvényei az alábbiak [5.21, 5.22, 5.27-TIV, 5.28-TIV]:

$$\frac{q(s)}{\delta_E(s)} = \frac{sK_0(s+1/T_{\Theta_2})e^{-\tau_E s}}{(s^2+2\xi_{sp}\omega_{sp}s+\omega_{sp}^2)}, \quad (5.29)$$

vagy

$$\frac{\vartheta(s)}{\delta_E(s)} = \frac{K_0(s+1/T_{\Theta_2})e^{-\tau_E s}}{(s^2+2\xi_{sp}\omega_{sp}s+\omega_{sp}^2)}. \quad (5.30)$$

Az (5.27)–(5.30) modellek rögzítése fontos, mert az UAV dinamikájának identifikációja során meg kell adnunk, hogy egyváltozós (átviteli függvény), vagy többváltozós (állapotterez modell) modellben gondolkodunk, az lineáris, vagy nemlineáris, tartalmaz-e holtidőt az identifikálandó modell, vagy sem?!

A hosszirányú mozgást irányító zárt automatikus repülésszabályozó rendszer tranziens válaszfüggvényein számos minőségi jellemzőt definiálhatunk. Általában többhurkú repülésszabályozó rendszert építenek az UAV-k fedélzetére. Az első visszacsatolás a bólintó szögsebesség szerint valósul meg, és ezt a hurkot bólintó csillapító automatának szokás nevezni [5.21, 5.22, 5.27-TIV, 5.28-TIV].

Az UAV zárt repülésszabályozó rendszereinek tervezésekor a hosszirányú mozgás átmeneti függvényein értelmezett, és figyelembe veendő minőségi jellemzőkre javaslatom a következő [5.27-TIV, 5.28-TIV]:

- ξ_{cl} – az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszere csillapított lengéseinek csillapítási tényezője;
- σ_{cl} – az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszere csillapított lengéseinek túlszabályozása;
- t_p – az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszere csillapított lengéseinek csúcsideje;
- t_s – az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszere csillapított lengéseinek tranziens ideje;
- Δ – az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszere csillapított lengéseinek dinamikus pontossága.

Az UAV zárt repülésszabályozó rendszereinek tervezésekor tervezési kritérium lehet a zárt repülésszabályozó rendszer pólusainak az értéke, illetve helye a komplex síkon. E minőségi előírások szolgálnak alapul a domináns póluspárra történő tervezés során is [5.21, 5.22, 5.27-TIV, 5.28-TIV]:

- p_i – az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszer pólusai;

Az UAV zárt repülésszabályozó rendszereinek tervezésekor a hosszirányú mozgás felnyitott szabályozási körének frekvenciafüggvényein (Bode-diagram, Nyquist-diagram)

értelmezett, és figyelembe veendő minőségi jellemzőkre javaslatom a következő [5.21, 5.22, 5.27-TIV, 5.28-TIV]:

- G_m – az UAV felnyitott automatikus repülésszabályozó rendszerének erősítési tartaléka;
- φ_m – az UAV felnyitott automatikus repülésszabályozó rendszerének fázistartaléka.

A fent megadott minőségi jellemzők megfelelőek, szükségesek és elégségesek a zárt szabályozási rendszerek tervezéséhez, a megtervezett rendszere stabilitás-, és minőségvizsgálatához.

Az (5.30) egyenlettel megadott átviteli függvényt sokszor további egyszerűsítésnek vetik alá, melyek az alábbiak [5.20, 5.21, 5.22, 5.27-TIV, 5.28-TIV]:

- a számlálóban a zérustól eltekintenek;
- az UAV-t holtidőmentes rendszernek tekintik.

Az UAV zárt, hosszirányú csillapító automata rendszerének referencia bemeneti jelre vonatkoztatott eredő átviteli függvénye legyen a következő alakú:

$$\frac{q(s)}{q_{ref}(s)} \cong \frac{\omega_{cl}^2}{(s^2 + 2\xi_{scl}\omega_{cl}s + \omega_{cl}^2)}, \quad (5.31)$$

ahol ω_{cl} és ξ_{cl} implicit módon fejezi ki a nemirányított UAV, és a repülésszabályozó rendszer paramétereinek kapcsolatát.

Az (5.31) átviteli függvény nevezője a zárt automatikus repülésszabályozó rendszer domináns póluspárjának modellje. Feltételezzük, hogy tetszőleges bonyolultságú UAV repülésszabályozó rendszer esetén is tudunk olyan szabályozót tervezni, ami a zárt szabályozó rendszer karakterisztikus egyenletének gyökeit úgy helyezi el a komplex síkon, hogy a függőleges tengelyhez legközelebb egy komplex konjugált, más néven, domináns póluspár helyezkedik el. A zárt repülésszabályozó rendszer karakterisztikus egyenletének többi gyöke ettől a póluspártól nagy távolságra, balra helyezkedik el.

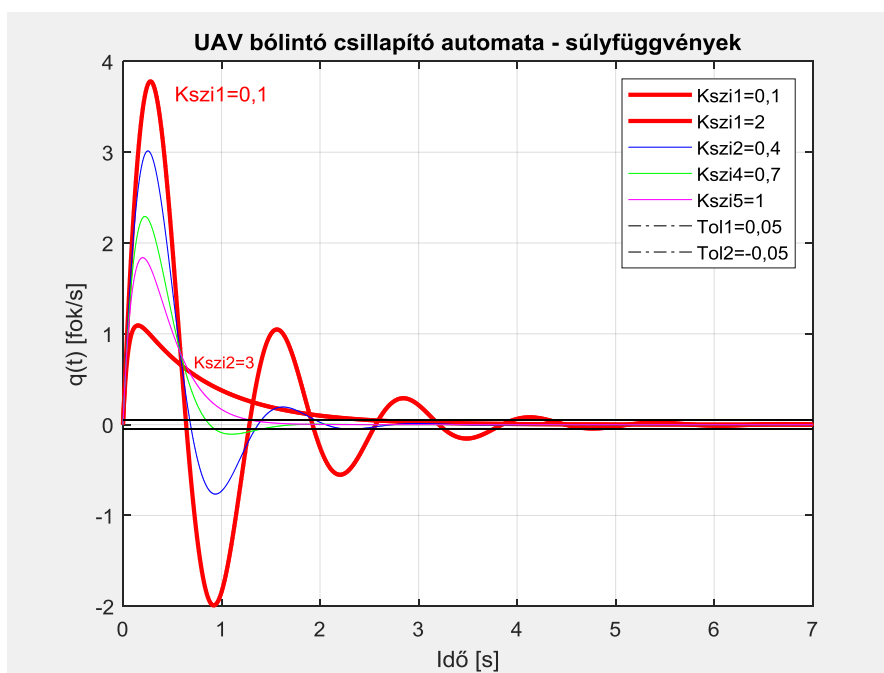
Ennek megfelelően, a zárt UAV-repülésszabályozó rendszer dinamikáját a domináns póluspár határozza meg, a többi gyök érdemben nem befolyásolja a zárt szabályozás dinamikáját. E szabályozótervezés megvalósítását a MATLAB® Control System Toolbox programjának *acker.m*, és a *place.m* segédfüggvényei támogatják [5.35].

A továbbiakban vizsgáljuk meg egy hipotetikus UAV tranziens viselkedését, az alábbi paraméterek mellett:

$$\omega_{cl} = 5 \text{ rad/s}, \quad \xi_{cl} = (0,2 \div 2). \quad (5.32)$$

Az 5.7. ábrán jól látható, hogy az UAV keresztengely körüli bólintó mozgása az erősen lengőtől az aperiodikus viselkedésig terjed, mindeközben, a minőségi jellemzők is széles határok között változnak. A vizsgálatok során bemenetnek tekintett egységimpulzus bólintó szögsebesség inkább matematikai, mint fizikai jelentőségű: a gyakorlatban ilyen jelet előállítani nem lehetséges, csak közelíteni tudjuk a bemeneti jel idősorát.

A válaszfüggvényt (5.7. ábra) viszont nagyon jól használhatjuk a zárt automatikus repülésszabályozó rendszer stabilitásának vizsgálata során [5.33, 5.35].

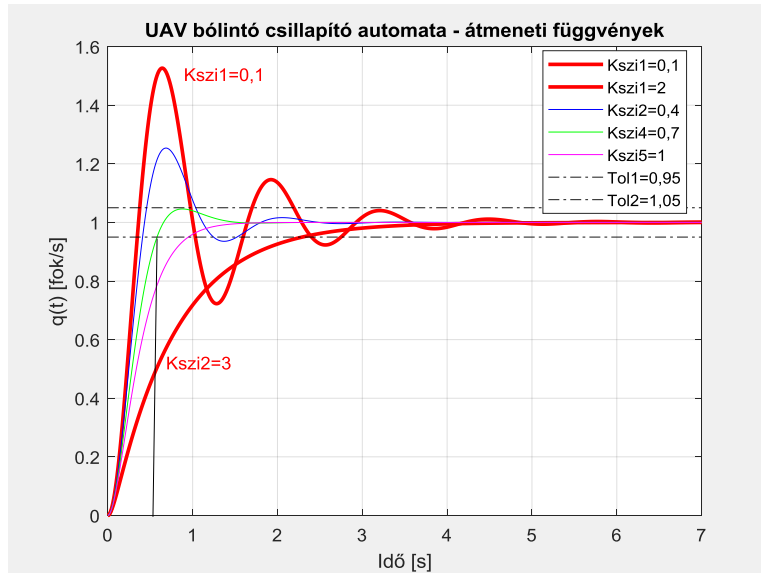


5.7. ábra. UAV hosszirányú csillapító automata súlyfüggvényei (MATLAB-script: Szabolcsi R.).

Vizsgáljuk meg a korábban szignifikánsnak nevezett minőségi jellemzőket, és határozzuk meg azok értékeit.

1. ξ_{cl} : célszerű definiálni annak minimális, maximális, és nominális értékeit. A csillapító automata minimális csillapítási tényezője legyen $\xi_{clmin} = 0,2$, ami biztosítja a rendszer súlyfüggvényének korlátos jellegét. A csillapítási tényező maximális értéke legyen $\xi_{clmax} = 2$, ami túlcillapított, aperiodikus viselkedést jelent, viszont e csillapítás növeli a tranziens időt. És végül, a nominális csillapítási tényező essen a következő értékek közé: $\xi_{clnom} = 0,6 \div 0,8$. A csillapítási tényező elfogadott értéktartománya tehát legyen a következő: $\xi_{cl} = 0,2 \div 2$.
2. σ_{cl} : ha a csillapító automata csillapítási tényezője kisebb, mint 1, akkor értelmezett a túlszabályozás (túllövés) is, melynek százalékban kifejezett értéke: $\sigma_{cl} = \frac{q_{max} - q(\infty)}{q(\infty)} \cdot 100\%$. A leginkább lengő jelleggel bíró tranziensek során a csillapítás maximális értéke legyen $\sigma_{clmax} \leq 60\%$.
3. Δ : dinamikus pontosság azt a dinamikus állapotot reprezentálja, amikor a csillapító automata válaszfüggvénye belép a válaszfüggvény stacioner értékéhez képest felvett $\pm\Delta$ csatornába, és onnan többé már nem lép ki. Könnyű belátni, hogy a dinamikus pontosság növelése mindig információvesztéssel jár, hiszen abban az időpillanatban, amikor egy válaszfüggvény belép a $\pm\Delta$ csatornába, a tranziens folyamat befejezettek tekintjük, függetlenül a valós viszonyoktól és folyamatoktól. Az UAV-k hosszirányú csillapító automatájára alkalmazzuk a $\pm 10\% \leq \Delta \leq \pm 20\%$ dinamikus pontosságot. Bár irányítástechnikában az ilyen értékkel bíró szabályozásokat *kevésbé igényesnek* szokás nevezni, nem szabad szem elől téveszteni, hogy maga az UAV repülésszabályozás teljesen új keletű a klasszikus szabályozástechnikai elvek lefektetésének idejéhez képest.
4. t_s : a tranziens idő az az időpillanat, amikor egy válaszfüggvény belép a $\pm\Delta$ dinamikus pontosság csatornába, és onnan többé már nem lép ki. Természetesen, az egyes UAV kategóriákban más és más dinamikák fordulhatnak elő, ezért legyen a tranziens idő felülről korlátos értékű: $t_s \leq 5$ s.

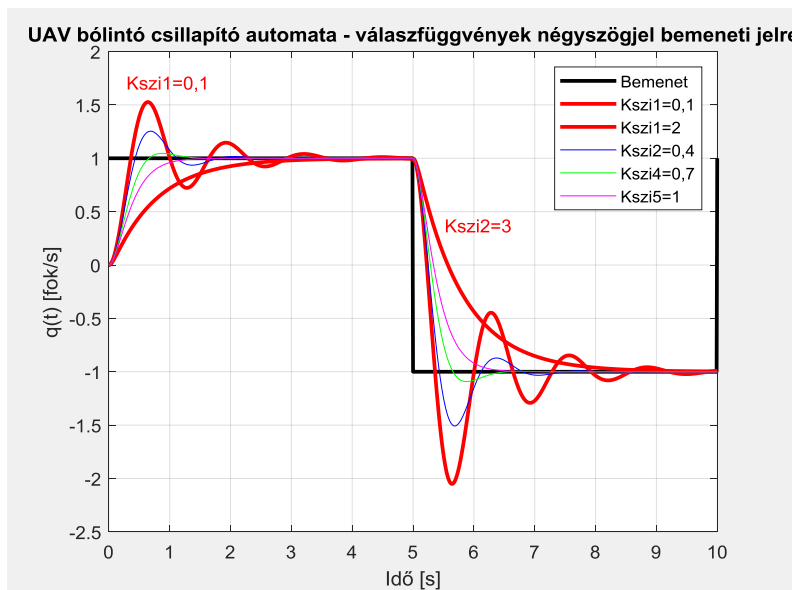
Az 5.8. ábrán az (5.31) egyenlettel megadott UAV zárt szabályozó rendszerének átmeneti függvénye látható. A tranziens viselkedések alapján megállapítható, hogy a minimális és a maximális értékű csillapítási tényezők között futó válaszfüggvények megfelelőek, és ezek a minőségi jellemzők alkalmasak lehetnek egy adott UAV típus alkalmassági megfelelésének mérésére [5.33, 5.35]



5.8. ábra. UAV hosszirányú csillapító automata átmeneti függvényei (MATLAB-script: Szabolcsi R.).

Az 5.8. ábrán jól látható, hogy a Δ dinamikus pontosság leginkább elfogadott $\pm 5\%$ értéke mellett a leggyorsabb lefolyású tranziens folyamattal a $\xi_{cl} = 0,7$ csillapítási tényezőjű zárt UAV repülésszabályozó rendszer bír. Az átmeneti idő értéke $t_s \cong 0,5$ s.

Az 5.9. ábrán az (5.31) egyenlettel megadott UAV zárt repülésszabályozó rendszer válaszfüggvényét láthatjuk előjelváltó négyszögjel bemenetre. Ez a bemeneti négyszög jel tipikusnak mondható UAVk automatikus repülésszabályozása során [5.33, 5.35].



5.9. ábra. UAV hosszirányú csillapító automata válaszfüggvények négyszögjelre (MATLAB-script: Szabolcsi R.).

Az 5.7. az 5.8., és az 5.9. ábrák alapján az UAV időtartománybeli viselkedését már könnyen meg tudjuk ítélni. Könnyű belátni, hogy a klasszikus repülésszabályozásban kialakult írott, és íratlan szabályrendszert UAV-ra közvetlenül alkalmazni nem célszerű a túlságosan is szigorú normák miatt.

Mivel az UAV fedélzetén ember nem tartózkodik, ezért a minőségi jellemzőkben jóval megengedőbbek lehetünk, mint egyébként ez hagyományos légijárművek esetén lehetséges lenne. A minőségi jellemzők degradálása, fokának romlása csak és kizárólag oly módon engedhető meg, hogy:

- a zárt automatikus repülésszabályozó rendszer stabilis maradjon;
- a stabilitási tartalékok megfelelőek legyenek;
- a lengések miatt ébredő erők és nyomatékok a kritikus helyeken (pl. a hajtómű, a szárnyak, és a vezérsíkok bekötési helyein) ne lépjék túl a megengedett maximális értékeket;
- a lengések miatt kialakuló nagyobb igénybevételek ne rontsák számottevően az UAV műszaki paramétereit (pl. élettartam, üzemeltetési jellemzők).

5.4. Összefoglalás, következtetések

Az UAV típus-, és légialkalmassági tanúsítása során célszerű a rendelkezésre álló nagyszámú minőségi jellemző közül kiválasztani azt a néhány releváns jellemzőt, amelyek jól írják le, és hűen jellemzik egy-egy UAV típus viselkedését annak térbeli mozgása során. Könnyű belátni, hogy a később megfelelésre vizsgált UAV repülésszabályozási minőségi jellemzők közül célszerű azt a minimumot megtalálni, amely szükséges, és elégséges a tanúsító hatóság számára, és maga az UAV/UAS nemcsak repülésszabályozás, hanem repülésbiztonság szempontjából is rendelkezik az előírt képességekkel.

Az UAV automatikus repülésszabályozó rendszerének tanúsítására megfontolás tárgyát képezheti a minőségi jellemzők alábbi csoportja [5.27-TIV, 5.28-TIV, 5.30-TIV, 5.31-TIV, 5.37-TIV, 5.38-TIV]:

- f. ξ_{cl} – az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszere csillapított lengéseinek csillapítási tényezője;
- g. σ_{cl} – az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszere csillapított lengéseinek túlszabályozása;
- h. t_p – az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszere csillapított lengéseinek csúcsideje;
- i. t_s – az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszere csillapított lengéseinek tranziens ideje;
- j. G_m – az UAV felnyitott automatikus repülésszabályozó rendszer erősítési tartaléka;
- k. φ_m – az UAV felnyitott automatikus repülésszabályozó rendszer fázistartaléka;
- l. Δ – az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszere csillapított lengéseinek dinamikus pontossága.

E minőségi jellemzők a klasszikus szöghelyzet stabilizáló robotpilóta üzemmódokon alkalmasak a repülésszabályozás minőségének megítélésére. A bonyolultabb pályavezérlő repülések, összetett navigációs feladatok megoldása során e jellemzők akár más és más értékeket is felvehetnek, esetleg a minőségi jellemzők köre is megváltozhat: kiegészülhet, vagy akár csökkenhet is a megfelelésre vizsgált paraméterek száma.

5.5 Új tudományos eredmények

TIV tézis: Bebizonyítottam, hogy az UAV/UAS rendszerek típus-, és légialkalmasságának tanúsítása egyaránt szolgálja úgy a tervezők, a gyártók, és az üzemeltetők érdekeit is, és lényeges mértékben javítja az UAV/UAS rendszerek repülésbiztonságát [5.14-TIV]:

1. az UAV/UAS rendszerek típus-, és légialkalmassági tanúsításához elengedhetetlenül szükséges általános követelményrendszert dolgoztam ki: alapvető fogalmakat és definíciókat vezettem be az UAV/UAS rendszerek típus-, és légialkalmasságának mérésére, valamint azonosítottam az UAV/UAS rendszerek típus-, és légialkalmasságának tanúsításához szükséges repülési paraméterek jellemzőit [5.15-TIV, 5.23-TIV, 5.24-TIV, 5.25-TIV, 5.26-TIV, 5.29-TIV, 5.32-TIV, 5.37-TIV, 5.38-TIV];
2. az UAV/UAS rendszerek fedélzeti automatikus repülésszabályozó rendszere típus-, és légialkalmassági vizsgálatához követelményrendszert dolgoztam ki, amely lehetővé teszi az UAV hosszirányú, és az oldalirányú irányítási csatornáinak vizsgálatát, és megfelelési tanúsítását. A számítógépes szimulációkhoz megfelelő MATLAB környezetet alakítottam ki [5.27-TIV, 5.28-TIV, 5.30-TIV, 5.31-TIV].

Felhasznált irodalom

- [5.1] „Légiközlekedésről szóló 1995. évi XCVII. Törvény, 1995.
- [5.2] „Az állami légi járművek nyilvántartásáról, gyártásáról és javításáról, valamint a típus- és légialkalmasságáról 21/1998. (XII. 21.) HM rendelet, 1998.
- [5.3] MIL-HDBK-516A, Department of Defense Handbook, Airworthiness Certification Criteria, DoD, USA, 2004.
- [5.4] Aircraft Certification Service – Airworthiness Directives Manual, US Department of Transportation, Federal Aviation Administration, 2010.
- [5.5] MIL-F-8785C, Notice 2, Flying Qualities of Piloted Airplanes, 1996.
- [5.6] MIL-F-9490D, Notice 1, Flight Control Systems – Design, Installation, and Test of Piloted Aircraft, General Specification, 1992.
- [5.7] MIL-C-18244A, Amendment 1, Control and Stabilization System: Automatic, Piloted Aircraft, General Specification, 1993.
- [5.8] MIL-F-83300: Flying Qualities of Piloted V/STOL Aircraft, 1985.
- [5.9] MIL-STD-1797A, Notice 3, Flying Qualities of Piloted Aircraft, Department of Defense, Interface Standard, 2004.
- [5.10] MIL-H-8501A Helicopter Flying and Ground Qualities: General Requirements, U.S. Washington D. C., Department of Defense, 1961.
- [5.11] MIL-F-83300 Flying Qualities of Piloted VSTOL Aircraft, U.S. Washington D. C., Department of Defense, 1970.
- [5.12] 47/2008. (HK 10.) HM VTI SZÁT közlemény NATO egységesítési egyezmények elfogadásáról, Honvédelmi Közlöny, CXXXV. évf., 10. szám, 2008. június 24.

- [5.13] NATO STANAG 4671 Unmanned Aerial Vehicles Systems Airworthiness Requirements (USAR), NSA/0976(2009)-JAIS/4671, 2009.
- [5.14-TIV] Szabolcsi R.: *UAV és UAS rendszerek légialkalmassági tanúsítása: barát vagy ellenség?! Műszaki Tudomány az Észak-kelet Magyarországi Régióban 2013 tudományos konferencia kiadványa. Elektronikus műszaki füzetek XIII, ISBN 978-963-7064-30-2, pp(1-10), MTA Debreceni Akadémiai Bizottság, 2013.*
- [5.15-TIV] Szabolcsi, R. *Pilóta nélküli légijármű rendszerek légialkalmassági jellemzői, és a légialkalmassági tanúsítás követelményei. Szolnoki Tudományos Közlemények, XII. évf., 1. szám, ISSN 1419-256X (2060-3002), pp (64-75), 2013.*
- [5.16] <http://www.faa.gov/>
- [5.17] <http://www.casa.gov.au/>
- [5.18] <http://www.easa.europa.eu/>
- [5.19] <https://www.caa.co.uk>
- [5.20] McLean, D. *Automatic Flight Control Systems*. Prentice-Hall International Ltd., New York-London-Toronto-Sydney-Tokyo-Singapore, 1990.
- [5.21] Szabolcsi, R. *Modern automatikus repülésszabályozó rendszerek*. ISBN 978-963-7060-328, p415, Zrínyi Miklós Nemzetvédelmi Egyetem, 2011.
- [5.22] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert (szerk.): *Légi robotok automatikus repülésszabályozása*. Budapest: Óbudai Egyetem, Bánki Donát Gépész és Biztonságtechnikai Mérnöki Kar, 2016. 478 p. ISBN: 978-615-5460-23-4.
- [5.23-TIV] Szabolcsi, R. *TUAV automatikus repülésszabályozó rendszer típus-, és légialkalmassági tanúsítása*. Hadmérnök, 2013/4. szám, p(26-32).
- [5.24-TIV] Szabolcsi, R. *A New Concept of the Basic Terms and Definitions for Measuring the UAV and UAS Systems Compliance with Airworthiness Criteria*. Bolyai Szemle, ISSN 1416-1443, 1/2014, XXIII. évf., pp(5-18), 2014.
- [5.25-TIV] Szabolcsi, R. *A New Concept of the Unmanned Aerial Vehicles Flying and Handling Qualities*. Bolyai Szemle, ISSN 1416-1443, 1/2014, XXIII. évf., pp(19-26), 2014.
- [5.26-TIV] Szabolcsi, R. *Pilóta nélküli légijárművek automatikus repülésszabályozó rendszerei típus- és légialkalmassági tanúsításának megfelelési kritériumai*. Hadtudomány, ISSN 1215-4121, 1/2014., XXIV. évf., E-szám, pp(90-104), 2014.
- [5.27-TIV] Szabolcsi, R. *UAV Longitudinal Motion Flying Qualities Applied in Airworthiness Certification Procedure*. Land Forces Academy Review, ISSN 2247-840X, eISSN 1582-6384, 2/2014(74), pp(208-216), 2014.
- [5.28-TIV] Szabolcsi, R. *UAV automatikus repülésszabályozó rendszer típus- és légialkalmassági tanúsításának megfelelési kritériumai - hosszirányú mozgás*. Hadmérnök, ISSN 1788-1919, 2/2014, IX. évf., pp(149-157), 2014.

- [5.29-TIV] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert: *A New Approach of Certification of the Airworthiness of the UAV Automatic Flight Control System*. Land Forces Academy Review, 4/2014: Vol76, pp(423-431), 2014.
- [5.30-TIV] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert: *UAV automatikus repülésszabályozó rendszer típus- és légialkalmassági tanúsításának megfelelési kritériumai - oldalirányú mozgás*. Bolyai Szemle XXIII: Vol2, pp(85-97), 2014.
- [5.31-TIV] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert: *Lateral/Directional Flying Qualities Applied in UAV Airworthiness Certification Process*. Land Forces Academy Review, 3/2014: Vol75, pp(336-346), 2014.
- [5.32-TIV] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert: *Newest Provisions in Regulations Applied for Small Unmanned Aircraft Systems*. Review of the Air Force Academy, No1(28)2015, pp(7-12), 2015.
- [5.33] MATLAB 9.4 (R2018b), User's Guide, The MathWorks, 2018.
- [5.34] MATLAB 9.4 (R2018b) System Identification Toolbox 9.9, The MathWorks, 2018.
- [5.35] MATLAB 9.4 (R2018b) Control System Designer/Control System Toolbox 10.4, User's Guide, The MathWorks, 2018.
- [5.36] <https://www.iso.org/standard/5699.html>
- [5.37-TIV] Prof. Dr. Szabolcsi, R. Pilóta nélküli légi járművek automatikus repülésszabályozó rendszerei: Rendszertervezés és rendszervizsgálat. ISBN: 9789634491682. Budapest, Óbudai Egyetem, 640 p, 2020.
- [5.38-TIV] Prof. Dr. Szabolcsi, R.: UAV/UAS rendszerek koncepcionális és előzetes tervezése, vizsgálata. ISBN: 9789634491699. Budapest, Óbudai Egyetem, 280 p., 2020.

6. DINAMIKUS IRÁNYÍTÁSI RENDSZEREK SZABÁLYOZÓINAK ELŐZETES SZÁMÍTÓGÉPES TERVEZÉSE

A mérnöki tervezés olyan innovatív folyamat, amelyben a tervező – támaszkodva a saját tudására, tapasztalataira, valamint a tervezéshez rendelkezésre álló anyagokra és eszközökre – meghatározza egy rendszer feladatait, alakját, méretét és egyéb anyagi jellemzőit.

6.1 Az előzetes tervezés folyamata

A szabályozási rendszerek lehetnek egyváltozós szabályozások, amelyek tervezését a [6,2, 6.3, 6.4, 6.5, 6.6, 6.8] irodalmak mutatják be részletesen. A valós fizikai környezetben működő irányítási rendszerek inkább tekinthetőek többváltozós szabályozásnak, amelyek tervezésével és vizsgálatával a [6.1, 6.6, 6.7, 6.8, 6.9, 6.10] irodalmak foglalkoznak.

A szabályozási rendszerek általános tervezésének koncepcionális-, és az előzetes tervezési lépéseit és különféle feladatait a 6.1. ábra foglalja össze [6.9, 6.10]. Érdekes kihívás, ha a 6.1. ábrán bemutatott eljárást UAV fedélzeti robotpilóták, vagy fedélzeti automatikus repülésszabályozó rendszer tervezésére alkalmazzuk [6.18].

Az UAV előzetes tervezése nagyon sok területre terjed ki (pl. sárkányszerkezeti tervezés, aerodinamikai terhelhetőség, kormányozhatóság, irányíthatóság, érzékenység, siklási képesség, fedélzeti hasznos terhelések stb.), ezért a további vizsgálatainkat csak és kizárólag az UAV fedélzeti automatikus repülésszabályozó rendszerének tervezésére korlátozzuk.

A 6.1. ábrán bemutatott rendszertervezési folyamat első és egyben az egyik legfontosabb fázisa a koncepcionális tervezés. A tevékenység fontosabb elemei az alábbiak [6.11, 6.12, 6.13, 6.14, 6.15, 6.16, 6.17]:

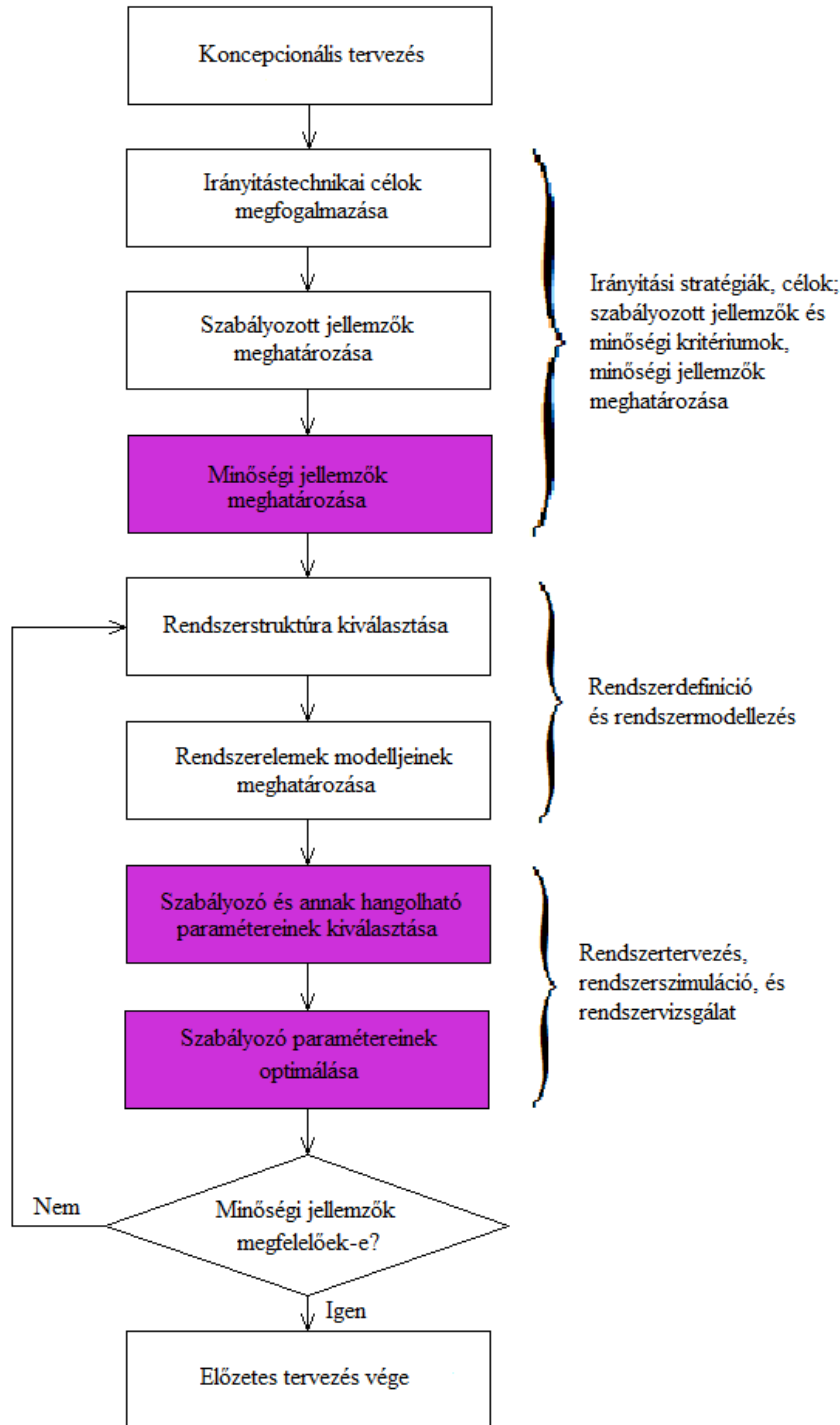
- a lehetséges UAV alkalmazók (állami, vagy nem állami (magán) felhasználók) igényeinek, elvárásainak előzetes felmérése;
- a megrendelők (felhasználók) igényeit legjobban kielégítő megoldások azonosítása, majd azok közül a legjobban megfelelő megoldás kiválasztása többkritériumú döntési rendszerben;
- a tervezés nemzetközi jogszabályi környezetének (NATO, USA FAA, EASA, CAA, CASA stb.), normarendszerének azonosítása, és a fejlesztési környezet kiválasztása;
- esetleges jogharmonizációból adódó kötelezettségek azonosítása, és a jogszabályi kötelelem végrehajtása (nemzetközi szabályok, pl. NATO, EASA stb., nemzeti ratifikálása és beépítése a hazai jogrendbe).

A fenti felsorolás utolsó eleme a jogharmonizáció kérdése, amely esetén nem lehetőség, hanem kötelesség a vonatkozó nemzetközi szabályok betartása az UAV/UAS rendszerek tervezése során.

A harmadikként felsorolt tevékenység érdekes terület, mert minél szerteágazóbb a tervezéskor használt jogszabályi követelményrendszer, annál nagyobb eséllyel lép a piacra az UAV/UAS, bár ez akár eredményezheti a fejlesztés lassulását, és a költségek növekedését is.

Az előzetes tervezés klasszikus eleme az esetleges UAV felhasználók igényeinek és elvárásainak meghatározása. A szerző 2007-ben országos, reprezentatív felmérést hajtott

vége a lehetséges UAV alkalmazók széles körében, melynek eredményeit a 2008-2012 közötti időszakban hazai-, és nemzetközi tudományos konferenciákon, illetve hazai-, és nemzetközi tudományos folyóiratokban publikálta. A felmérés kiterjedt úgy az alkalmazói elvárásokra (pl. lehetséges alkalmazások, földi üzemeltetési jellemzők, automatizált repülési üzemmódok), mint a zárt szabályozások egyes minőségi jellemzőire is [6.11, 6.12, 6.13, 6.14, 6.15, 6.16, 6.17].



6.1. ábra. A koncepcionális és előzetes mérnöki tervezés folyamata és lépései. ([6.1] és [6.2] alapján készítette a szerző).

Az előzetes tervezés (az irányítástechnikai célok megfogalmazásától a sikeres előzetes tervezésig) során az alábbi feladatokat kell még megoldani [6.9, 6.10, 6.11]:

1. Az irányítástechnikai stratégiák, célok, szabályozott jellemzők, minőségi követelmények meghatározása

- a. általános célok, elvárások, követelmények meghatározása a stabilitás, a kormányozhatóság, az irányíthatóság, a megfigyelhetőség, a rekonstruálhatóság, és egyéb területeken;
- b. a szabályozási rendszer struktúrájának meghatározása (egyváltozós, vagy többváltozós rendszer, egyhurkú vagy többhurkú zárt szabályozási rendszer);
- c. értéktartó (pl. magasságstabilizálás), és értékkövető (kismagasságú terepkövetés) képességek, funkciók meghatározása;
- d. a zárt szabályozási rendszer szabályozott jellemzőinek (repülési paraméterek, állapotváltozók) meghatározása;
- e. külső zavarások és belső zajok modellezése;
- f. minőségi követelmények (jellemzők) meghatározása: csúcsidő, tranziens idő, dinamikus pontosság, túlszabályozás, lengésszám, csillapítási tényező, erősítési tartalék, fázistartalék, domináns póluspár stb.
- g. esetlegesen megengedett statikus hibák (tűrések) meghatározása;
- h. holtidős folyamatok, jelenségek vizsgálata.

2. Rendszer identifikáció és rendszermodellezés

- a. az UAV fedélzeti robotpilótája rendszerének megválasztása;
- b. az UAV fedélzeti robotpilóta egyes építőelemei (szabályozó: jelformáló, erősítő, végrehajtó szerv, beavatkozó szerv, érzékelő(k); szabályozott szakasz: maga az irányított UAV) dinamikus modelljeinek meghatározása.

3. Rendszertervezés, rendszer szimuláció, és rendszervizsgálat

- a. a szabályozó kiválasztása (PID, optimális PID, optimális PID szűrőkkel kiegészítve, LQR, LGQ, LQG/LTR, H_2 LQG, H_∞ , μ -szintézis módszer, MPC stb.);
- b. a szabályozó szabályozható paramétereinek (pl. PID-szabályozó esetén a K_p erősítés, és a T_I és a T_D időállandók) meghatározása;
- c. szabályozó paraméteroptimalása;
- d. az UAV zárt repülésszabályozó rendszerének számítógépes vizsgálata idő-, és frekvenciatartományban (stabilitásvizsgálat, minőségvizsgálat);
- e. minőségi jellemzők összehasonlítása az előírt követelményrendszerrel;
- f. ha szükséges, paraméterhangolások a szabályozóban;
- g. ha a paraméterhangolás sem vezet eredményre, új szabályozó kiválasztása és alkalmazása;
- h. új számítógépes stabilitás-, és minőségvizsgálat mindaddig, amíg a szabályozó által biztosított minőségi kritériumok megfelelnek az előírt követelményeknek.

Az UAV alkalmazások sajátosságai és körülményei (pl. repülés rossz időjárási körülmények között), valamint az egyes elvárt UAV képességek a tervezők számára nagyon hasznos *a priori* információként szolgálnak. Számos esetben, ez a tudás az, ami a tervező szakemberek számára is vezérfonalként szolgál. A már korábban is felsorolt UAV repülésszabályozó rendszer tervezésére szolgáló algoritmusok az alábbiak:

- 1) PID-szabályozó: máig az egyik leginkább elterjedt módszer, amelyet számos repülő fedélzeti robotpilóta (MP1028, MP2028, MP2128, MP2×28, Paparazzi STM32F7, Paparazzi STM32F1, Paparazzi STM32F4, Paparazzi LPC2148, C4) használ. A szabályozó paramétereit a Ziegler-Nichols szabály, vagy a Kessler módszer segítségével állíthatjuk be, vagy hangolhatjuk a minőségi jellemzők alapján. A módszer alkalmazásának előnye, hogy meglehetősen sok tapasztalat halmozódott már fel a sokrétű alkalmazás miatt. A módszer hátránya, hogy az egyváltozós (SISO), zárt automatikus repülésszabályozó rendszer egy jelét, a hibajelet veszi csak figyelembe, míg a zárt szabályozási rendszer többi jelének viselkedése nem releváns. A szabályozó I-tagja alapvetően zavarelhárítási funkciókat lát el, míg a D-tag az ebből eredő esetleges tranziens időnövekedést hivatott kompenzálni.
- 2) LQR-módszer: az automatikus repülésszabályozó rendszert, mint többváltozós (MIMO) rendszert képes kezelni, és az optimális szabályozótervezés alapját képező négyzetes integráلكritérium már a zárt szabályozás összes állapotváltozóját, és az összes bemeneti jelét képes egyidejűleg figyelembe venni. A módszer hátránya, hogy nem képes még kezelni a rendszerre ható sztochasztikus külső zavarásokat, és a rendszer építőelemeiben ébredő belső zajokat sem.
- 3) LQG-módszer: az automatikus repülésszabályozó rendszert jobban leíró szabályozótervezési módszer, amely már képes kezelni a rendszerre ható külső és belső sztochasztikus zavarásokat és zajokat is, és alkalmazhatjuk úgy idővariáns (LTV), mint lineáris idő invariáns (LTI) szabályozási rendszerekre is. A módszer a szeparációs elv alapján két tervezési fázisra bontható. Az egyik fázis a tisztán determinisztikus rendszer LQR-szabályozójának optimális tervezését jelenti, míg a másik fázis a tisztán sztochasztikus rendszer Kalman-szűrőjének optimális tervezését (LQE) jelenti
- 4) LQG/LTR-módszer: hurokátvitel visszaállítást biztosító LQG optimális szabályozótervezési módszer, amely az LQG módszer alkalmazásából eredő esetleges minőségromlásokat hivatott kompenzálni.
- 5) H_2 LQG-módszer: optimális H_2 -szabályozó tervezése frekvenciatartományban.
- 6) H_∞ -módszer: optimális H_∞ -szabályozó tervezése időtartományban.
- 7) μ -szintézis: paraméterbizonytalanságokkal rendelkező zárt szabályozási rendszerek optimális szabályozóinak tervezése.
- 8) MPC-módszer: prediktív jelkövető zárt szabályozási rendszer szabályozójának tervezése.

6.2 Összefoglalás, következtetések

A zárt szabályozási rendszerek tervezésének folyamata régről ismert, többek között az automatikus repülésszabályozó rendszerek tervezése során is használt. A tervezési folyamat

alapvetően két fő részre, és fő tevékenységre bontható. Az első terület a koncepciók, célok, stratégiák, és elvárások megfogalmazása, mely ma leginkább a *soft engineering* kifejezéssel jellemzett és leírt tevékenység.

A másik nagy terület a céloknak és a stratégiának leginkább megfelelő struktúra kiválasztása, és az egyes elemek tervezése. Bár a zárt szabályozások szabályozóinak tervezését számos tervezőprogram segíti, a tervezési folyamat nem nélkülözi a mérnöki intuíciót, a mérnöki gyakorlatot és tapasztalatot sem.

Felhasznált irodalom

- [6.1] Brogan, W. L. *Modern Control Theory*, Prentice–Hall International, Inc., 1991
- [6.2] D’Azzo, J. J., Houpis, C. H. *Linear Control System Analysis and Design, Conventional and Modern*, McGraw-Hill, Inc., 1995
- [6.3] Lantos, B. *Irányítási rendszerek elmélete és tervezése I, Egyváltozós szabályozások*, Akadémiai Kiadó, Budapest, 2001.
- [6.4] Burns, R. S. *Advanced Control Engineering*: Butterworth-Heinemann, Oxford-Auckland-Boston-Johannesburg-Melbourne-New Delhi, 2001.
- [6.5] Franklin, G. F. – Powell, J. D. – Emami-Naeini, A. *Feedback Control of Dynamic Systems*: Prentice-Hall, Pearson Education International, 2002.
- [6.6] Stefani, R. T., Shahian, B., Savant Jr., C. J., Hostetter, G. H. *Design of Feedback Control Systems*: Oxford University Press, New York-Oxford, 2002.
- [6.7] Lantos, B. *Irányítási rendszerek elmélete és tervezése II, Korszerű szabályozási rendszerek*, Akadémiai Kiadó, Budapest, 2003.
- [6.8] Nise, N. S. *Control Systems Engineering*, John Wiley & Sons, Inc., 2004.
- [6.9] Dorf, C.R., Bishop, R.H.: *Modern Control Systems*. Prentice Hall, Upper Saddle River Boston Columbus San Francisco New York Indianapolis London Toronto Sydney Singapore Tokyo Montreal Dubai Madrid Hong Kong Mexico City Munich Paris Amsterdam Cape Town, 12th Edition, 2011.
- [6.10] Dorf, C.R., Bishop, R.H.: *Modern Control Systems*. Pearson Education Limited, Edinburg Gate, 2014.
- [6.11] Prof. Dr. Róbert Szabolcsi: *Conceptual Design of the Unmanned Aerial Vehicle for the Firefighter Applications*. CD-ROM Proceedings of the 12th International Conference on Scientific Research and Education in the Air Force, Brasov, Romania, p4, 2010.
- [6.12] Prof. Dr. Róbert Szabolcsi: *Conceptual Design of the Unmanned Aerial Vehicle for the Police Applications*. CD-ROM Proceedings of the 12th International Conference on Scientific Research and Education in the Air Force, Brasov, Romania, p4, 2010.
- [6.13] Szabolcsi, Róbert: *Conceptual Design of Unmanned Aerial Vehicle Systems for Non-Military Applications*. Proceedings of the 11th Mini Conference on Vehicle System Dynamics, Identification and Anomalies, Budapest, Hungary, pp(637-644), 2010.

- [6.14] Dr. Szabolcsi, Róbert: Conceptual Design of the Unmanned Aerial Vehicle Systems Used for Military Applications. Scientific Bulletin of "Henri Coanda" Air Force Academy, 1/2009, pp(61-68).
- [6.15] Dr. habil. Szabolcsi Róbert: Egy felmérés margójára – néhány gondolat a pilóta nélküli repülőgépek polgári és katonai alkalmazásáról. Szolnoki Tudományos Közlemények, 1/2008, p12.
- [6.16] Dr. habil, Szabolcsi Róbert: Pilóta nélküli repülőgépekkel szemben támasztott követelmények vizsgálata - az "Alpha"-csoport. Műszaki Tudomány az Észak-alföldi régióban 2008 konferencia kiadványa, pp(23-33), Debrecen, MTA Debreceni Akadémiai Bizottság Műszaki Szakbizottság.
- [6.17] Szabolcsi Róbert: Some Thoughts on the Conceptual Design of the Unmanned Aerial Systems Used in Military Applications. XVI. Repüléstudományi Napok Konferencia kiadványa, Budapest, Magyarország, BME Repülőgépek és Hajók Tanszék, p8, 2008.
- [6.18] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert: Automatikus repülésszabályozó rendszerek hardver és szoftver elemeinek koncepcionális-, és előzetes tervezése. Szolnoki Tudományos Közlemények, 1/2012, pp(171-179).
- [6.19] Prof. Dr. Szabolcsi, R.: Szabályozásemélet. ISBN 9789634491880. Budapest, Óbudai Egyetem, 470 p., 2019.
- [6.20] Prof. Dr. Szabolcsi, R.: Irányítástechnikai rendszerek tervezése és vizsgálata MATLAB[®] környezetben. ISBN 9789634491873. Budapest, Óbudai Egyetem, 396 p., 2020.
- [6.21] Prof. Dr. Szabolcsi, R. Pilóta nélküli légi járművek automatikus repülésszabályozó rendszerei : Rendszertervezés és rendszervizsgálat. ISBN: 9789634491682. Budapest, Óbudai Egyetem, 640 p, 2020.
- [6.22] Prof. Dr. Szabolcsi, R.: UAV/UAS rendszerek koncepcionális és előzetes tervezése, vizsgálata. ISBN: 9789634491699. Budapest, Óbudai Egyetem, 280 p., 2020.
- [6.23] Prof. Dr. Szabolcsi, R.: Automatikus repülésszabályozó rendszerek. Csillapító automaták. Robotpilóták. Pályavezérlő és pályaszabályozó rendszerek. ISBN: 9789634491866. Budapest, Óbudai Egyetem, 657 p., 2021.

7. UAV AUTOMATIKUS REPÜLÉSSZABÁLYOZÓ RENDSZEREINEK ELŐZETES SZÁMÍTÓGÉPES TERVEZÉSE

Az elmúlt néhány évszázad, de főleg az elmúlt néhány évtized során az irányítástechnika, és annak szerves részeként, a szabályozástechnika is óriási mértékben alakult át, változott meg, és vált az ember mindennapjainak szerves részévé. Az első gőzgépek üzemállapotának (pl. nyomás, hőmérséklet, fordulatszám) szabályozásakor még rácsodálkoztak az emberek a technika nagyszerűségére, míg a ma felnövő generációk számára már természetes, hogy a gazdaság, a bankrendszer, a közlekedés, a háztartások, és számos más rendszer is szép számmal alkalmaz automatikus szabályozásokat, vezérléseket.

Az első automatikus repülésszabályozó rendszert az Askania és a Siemens cégek fejlesztették ki 1927-ben az Zeppelin LZ-127 léghajó irányszögének stabilizálására. A rendszert „Autopilot” néven szabadalmaztatták, de a rendszer alapját képező, de a meglehetősen megbízhatatlan hagyományos állandó mágneses irányszög mérés pontatlansága miatt ez a robotpilóta rendszer csak korlátozottan volt alkalmazható. A rendszer eme gyenge pontját később az E. A. Sperry által kifejlesztett és tökéletesített giroszkópikus félíránytű alkalmazása küszöböli ki [7.9, 7.22].

Az automatikus repülésszabályozó rendszerek előzetes tervezése során már hosszú ideje használják a számítógépes tervezési-, és szimulációs képességeket. A számítógépek alkalmazása nagyban lerövidíti a szükséges tervezési időt, amíg az első prototípus megépül és az UAV fedélzetén telepítik azt. A számítógépes tervezés lényeges mértékben csökkentheti a tervezési költségeket, javítja a tervezés költséghatékonyságát, és javítja az UAV repülésbiztonságát is, hiszen az első szimulációk teljesen virtuális környezetben történnek. Ezt követi a HiL-szimuláció, amikor földi környezetben tesztelik a fedélzeti automatikus repülésszabályozó rendszert.

A sikeres földi HiL-tesztek után a robotpilótát beépítik az UAV fedélzetére, és egy speciális berepülési program keretében, elkezdődhetnek a próba(teszt)repülések, melyek során tesztelik a robotpilóta képességeinek megfelelését az előre megadott követelményrendszernek [7.23, 7.33].

A modern szabályozástechnika térhódításával már az '50-es, '60-as évektől megjelenik az optimális tervezés, mint kritérium, és ezzel a hagyományos zárt szabályozási rendszerek egyre inkább háttérbe szorultak, de mind a mai napig találkozhatunk még velük, mert alkalmazásuk számos előnnyel is jár.

E fejezet célja bemutatni egy klasszikus-, és néhány modern tervezési eljárást, amelyek jól használhatóak SUAV légi járművek fedélzeti robotpilótáinak előzetes tervezése során. Tekintettel arra, hogy az elmúlt évtizedekben úgy a klasszikus-, mint a modern szabályozástechnika nagyon sok tervezési módszert, algoritmust dolgozott ki a szabályozási rendszerek szabályozóinak előzetes méretezésére, az ismert módszerek közül azokra esett a választásom, amelyeket a HM EI Zrt UAV Divíziója a saját fejlesztései során már alkalmaz, vagy a közeljövőben alkalmazni kíván a fejlesztései során.

7.1. Rendszertervezés klasszikus módszerekkel – LQR_PID-szabályozó tervezése

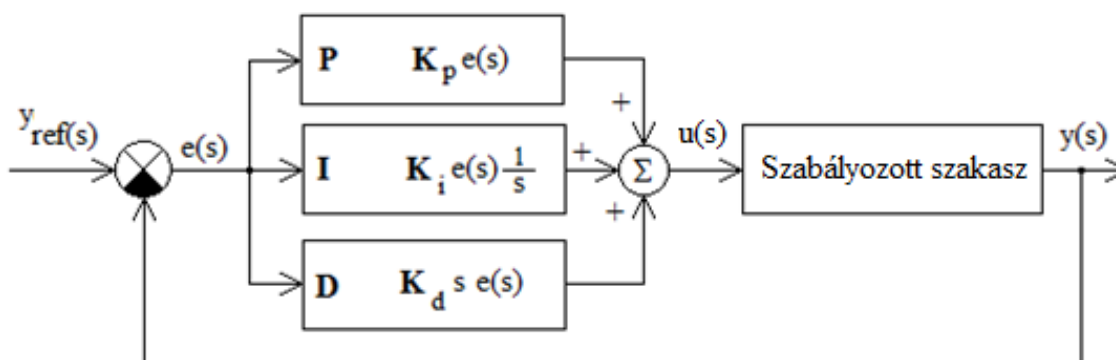
A PID-szabályozót már az 1910-es évek óta sikeresen alkalmazzák, főleg ipari szabályozásokban. Felépítésük meglehetősen egyszerű, mindazonáltal, az elmúlt évtizedekben az élet számos területén megjelentek, és meglehetősen széles körben

alkalmazzák őket, többek között az UAV robotpilótáinak tervezése során is [7.2, 7.3, 7.4, 7.5, 7.6, 7.7, 7.8, 7.10, 7.11, 7.12, 7.13].

Az UAVk térbeli mozgása automatizálásának szükségessége, vagy pedig az alkalmazók elvárásai szerint a gyártók számos univerzális robotpilótát fejlesztettek ki az elmúlt évtizedekben. A teljességre törekedve, néhány példa: MP1028g2, MP2028g2, MP2128g2, MP2128heli2, Paparazzi, C4, Ardupilot, BHE UAV Autopilot.

A felsorolt robotpilóták néhány típusát sokszor nyílt forráskóddal (Paparazzi, Ardupilot) fejlesztik, így az alkalmazók a saját UAV platformjukhoz könnyebben tudják hangolni a robotpilótát, és a saját igényeiknek és elvárásaiknak megfelelően, akár új alkalmazásokat is kifejleszthetnek.

A klasszikus PID-szabályozó három, egymással párhuzamosan kapcsolt arányos (P), integráló(I) és deriváló(D) tagot tartalmaz, amelynek hatásvázlatát a 7.1. ábra mutatja be [7.13, 7.84-TV].



7.1. ábra. Egyváltozós szabályozó rendszer PID-szabályozóval [7.13, 7.86-TV, 7.87-TV].

A zárt szabályozó rendszer feladata, hogy a rendszer kimenetén hozza létre a $y_{ref}(s)$ bemeneti jellel – lehetőleg – azonos $y(s)$ kimeneti jelet. Másképpen fogalmazva, a szabályozó feladata, hogy kiküszöbölje, vagy pedig minimalíza az $e(s)$ hibajel stacioner értékét az $u(s)$ bemeneti jellemző megfelelő beállításával, amikor is az $u(s)$ szabályozó bemenet a három párhuzamos ág súlyozott jeleinek összegeként írható fel.

A P-ág kimeneti jele arányos a hibajel értékével. Az ideális I-ág a hibajel múltbéli értékeit integrálja az idő szerint. Főként a zavarvédelem, és a minőségi jellemzők javítására használjuk, és a megfelelő súly kiválasztásához a priori információval kell rendelkezünk a külső zavarásokról, és a belső, rendszerint nagyfrekvenciás zajokról is.

A D-ág a hibajel jövőbeli értékének predikciója, amely arányos a hibajel deriváltjával. Hatása főleg a transziens idő csökkentésében nyilvánul meg, amely velejárója az I-tag alkalmazásának. A D-tagot a zajkiemelő hatása miatt nagy odafigyeléssel használjuk a gyakorlatban, vagy éppen elimináljuk a használatát. A gyakorlatban a PID-szabályozó helyett, vagy vele együtt, sokszor alkalmazunk fázis-késleltető(FK), fázis-siettető(FS), vagy fázis késleltető-siettető (FKS) jelformáló szerveket.

A módszer alkalmazását SUAV kategóriájú UAV példáján keresztül mutatom be. A Trainer-60 ('Boomerang') UAV egy közkedvelt típus, amely fizikai méreteinél, és repülésdinamikai jellemzőinél fogva már igényli a repülés egyes fázisainak automatizálását, és az UAV kezelő munkájának támogatását, segítését.

Tekintsük adottnak az UAV oldalirányú mozgásának identifikált, állapotteres, dinamikus modelljét [7.1, 7.13-TV, 7.18, 7.86-TV, 7.87-TV]:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} = \begin{bmatrix} \dot{v} \\ \dot{p} \\ \dot{r} \\ \dot{\phi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0,7724 & 0 & -18,9671 & 9,0867 \\ 1,9247 & -19,9149 & 7,7565 & 0 \\ 69,1314 & -23,8689 & -2,5966 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v \\ p \\ r \\ \phi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 2,2582 \\ -23,8289 & 1,5015 \\ -11,7532 & -15,2855 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta_a \\ \delta_r \end{bmatrix} \quad (7.1)$$

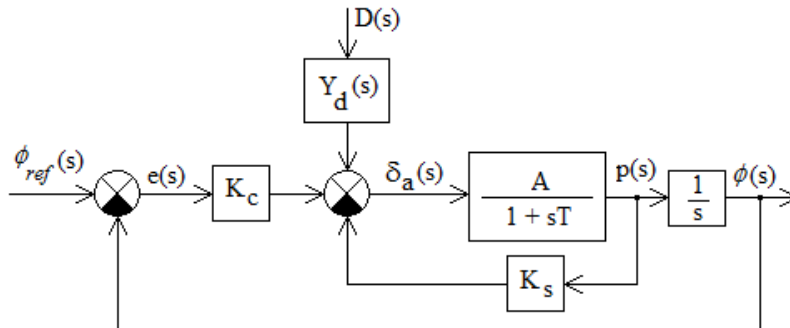
A (7.1) egyenletben alkalmazott jelölések: v az oldalirányú egyenes vonalú mozgás sebessége; p az orsózó szögsebesség; r a legyező szögsebesség; ϕ a dőlési szög; δ_a a csűrőlapok szögheylzet változása; és végül, δ_r az oldalkormány szögheylzet változása.

A (7.1) egyenlet alapján az UAV rövidperiodikus mozgásának állapotegyenlete a következő alakban írható fel [7.13-TV]:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} = \begin{bmatrix} \dot{p} \\ \dot{\phi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -19,9149 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ \phi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -23,8289 \\ 0 \end{bmatrix} \delta_a \quad (7.2)$$

A dinamikus rendszer \mathbf{A} állapot-, \mathbf{B} bemeneti mátrixait felhasználva, és feltételezve, hogy a \mathbf{C} mátrix 2×2 méretű identitás mátrix, és a \mathbf{D} 2×1 méretű null mátrix, a rendszer eleget tesz a Kalman-féle irányíthatósági, és megfigyelhetőségi rang-feltételeknek, tehát a dinamikus rendszer számára akár hagyományos szabályozó is tervezhető [7.13-TV].

Az UAV dőlési szög stabilizáló rendszerének (fedélzeti robotpilóta) hatásvázlata – $K_i = 0$ és $K_d = 0$ esetére – a 7.2. ábrán látható [7.13-TV].



7.2. ábra. Az UAV robotpilótájának hatásvázlata, külső zavarással [7.13].

A 7.1. ábrán jól látható, hogy a soros szabályozó az előre vezető ágba most P-típusú, amit optimális LQR szabályozótervezéssel határozzunk meg. A [7.34-TV] irodalomban az LQR feladat megoldására az alábbi súlyozó mátrixok alkalmazását javasoltam:

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 10 \end{bmatrix}; \mathbf{R} = 1 \quad (7.3)$$

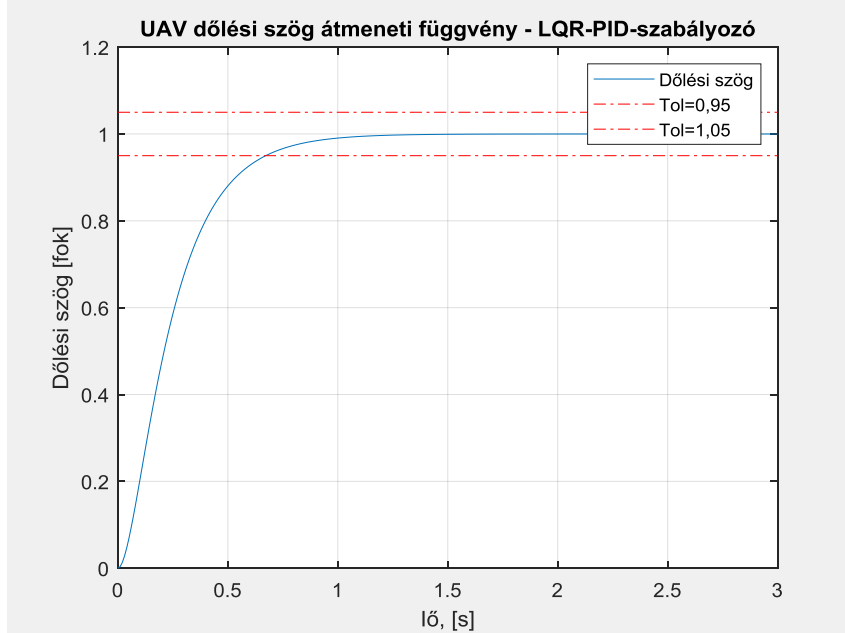
A (7.3) egyenletben megadott súlyozó mátrixokat felhasználva, a \mathbf{K} optimális állapot-visszacsatolási mátrix, és a \mathbf{P} költség (Ljapunov)-mátrix a következő lesz [7.34-TV, 7.80, 7.81]:

$$\mathbf{K} = [K_s \quad K_c] = [0.5656 \quad 3.1623]; \mathbf{P} = \begin{bmatrix} 0.0237 & 0.1327 \\ 0.1327 & 4.4316 \end{bmatrix} \quad (7.4)$$

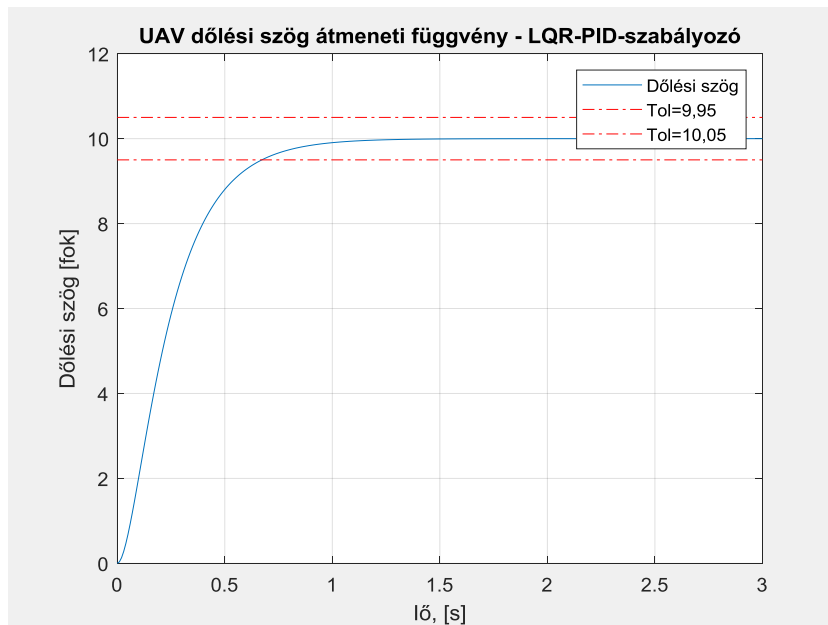
A (7.1) egyenletből az UAV erősítése, és időállandója könnyen meghatározható:

$$A = 1,196536262; T = 0,050213659 \text{ s} \quad (7.5)$$

A 7.2. ábrán bemutatott UAV robotpilóta zárt szabályozási rendszerének átmeneti függvényei a 7.3. ábrán láthatóak [7.80, 7.81, 7.85-TV].



(a) $\phi_{ref}(t) = 1 * 1(t)^o$



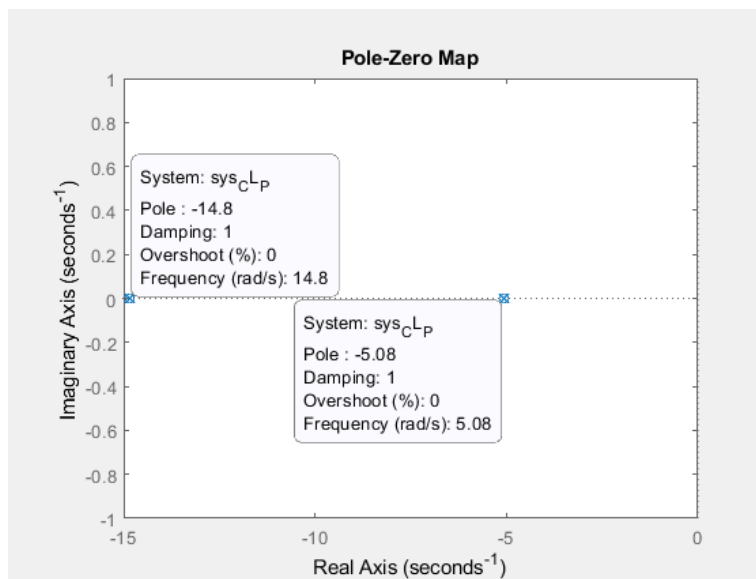
(b) $\phi_{ref}(t) = 10 * 1(t)^o$

7.3. ábra. UAV dőlési szög stabilizáló rendszer vizsgálata (MATLAB-script: Szabolcsi R.).

A 7.3. ábrán a tranziens idő meghatározásához $\pm 5\%$ dinamikus pontosságot (Tol) alkalmaztam. Az egységnyi dőlési szög bemenetre a zárt repülésszabályozó rendszer $\approx 0,6$ sec tranziens idővel, míg a tízfokos dőlési szög referencia értékre $\approx 0,7$ sec tranziens idővel válaszol a zárt szabályozási rendszer. Bár a tranziens idő kismértékben növekszik, értéke még így is elfogadható.

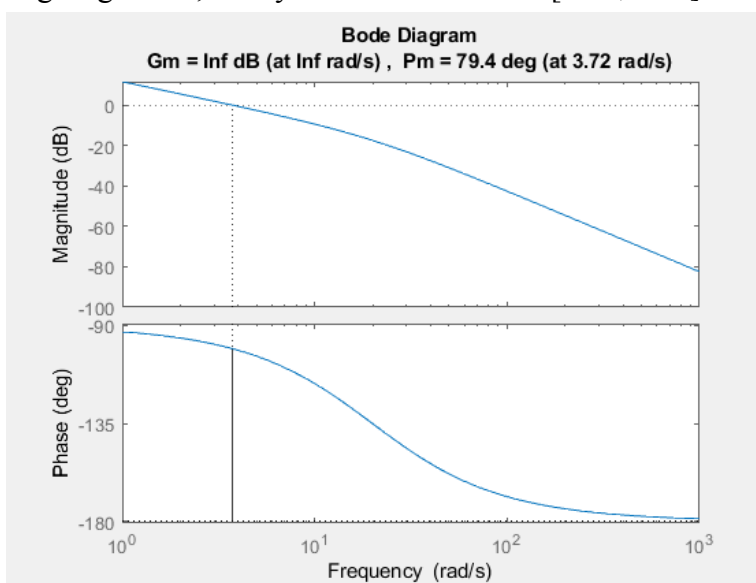
Ha előzetesen kritériumként megadták a tranziens idő maximális értékét, akkor mindössze annyi a feladatunk, hogy összevessük a kapott értéket az előírt értékkel, és ha szükséges, az új tervezéshez elkezdjük hangolni a súlyozó mátrixokat.

Az UAV zárt dőlési szög stabilizáló rendszerének szükséges a stabilitásvizsgálata is, bár a 7.3. ábrán már jól látható a stabilis viselkedés. A dőlési szög zárt szabályozási rendszerének stabilitásvizsgálatát a 7.4. ábra segítségével is elvégezhetjük, amely a zárt szabályozási rendszer pólusait és zérusait mutatja be. Az ábra alapján elmondhatjuk, hogy a zárt szabályozási rendszer stabilis működésű, mert a rendszer pólusai a komplex sík baloldali felén helyezkednek el. A két pólus negatív előjelű valós, vagyis a zárt szabályozási rendszer időtartományban exponenciális jelleggel viselkedik, melyet alapvetően a $(-5,08+0*j)$ valós gyök határoz meg.



7.4. ábra. A zárt szabályozási rendszer pólusai és zérusai – P-szabályozó (MATLAB-script: Szabolcsi R.).

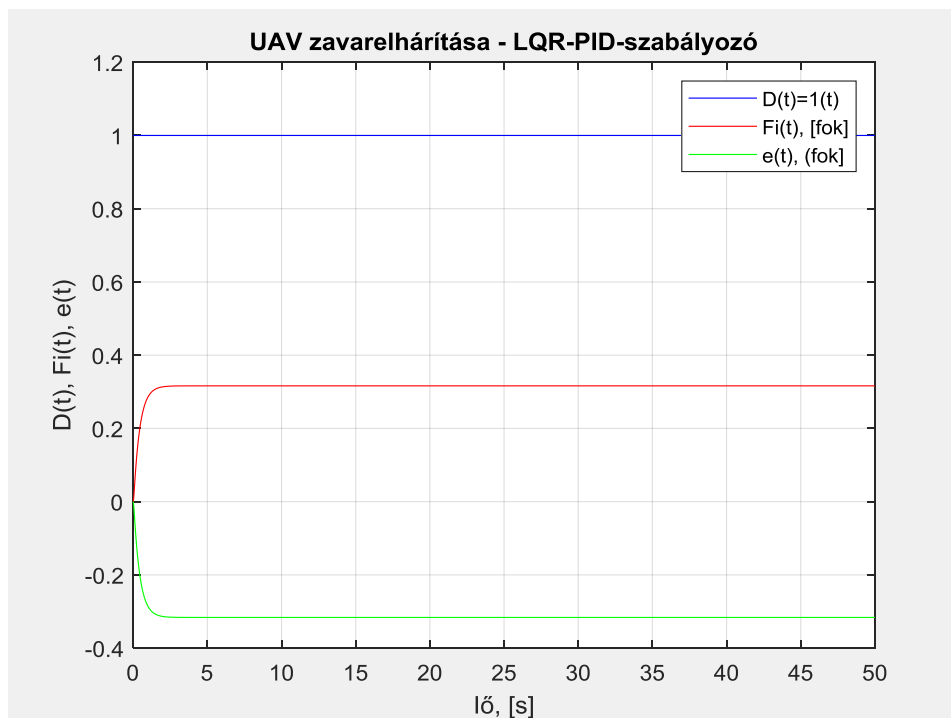
A zárt szabályozási rendszer stabilitása vizsgálható a felnyitott szabályozási rendszer Bode diagramja segítségével is, amely a 7.5. ábrán látható [7.80, 7.81].



7.5. ábra. A felnyitott szabályozási rendszer Bode diagramja – P-szabályozó (MATLAB-script: Szabolcsi R.).

A 7.5. ábrán látható diagramot a MATLAB programcsomag `margin.m` segédfüggvényével határoztam meg, amely egy időben számítja és ábrázolja a Bode diagramot, valamint az erősítési-, és a fázistartalékokat is. Az UAV zárt repülésszabályozó rendszere most végtelen nagy erősítési tartalékkal, és a 3,72 rad/sec körfrekvencián $+79,4^0$ fázistartalékkal bír, így elmondható, hogy az UAV zárt dőlési szög stabilizáló rendszere stabilis működésű.

A P-szabályozóval működő UAV dőlési szög stabilizáló rendszer valós fizikai környezetben működik, így a külső környezeti hatások és zavarások (pl. oldalszél, aszimmetrikus jegesedés a szárnyakon, aszimmetrikus függesztmények) eredményezhetik az UAV dőlési szögének megváltozását $\phi_{ref}(t) = 0$ esetén is. Vizsgáljuk $Y_d(s) = 1$ esetén a $D(t) = I * I(t)$ jelleggel viselkedő külső zavarás UAV-ra gyakorolt hatását. A számítógépes szimuláció eredménye a 7.6. ábrán látható [7.80, 7.81].



7.6. ábra. UAV dőlési szög stabilizáló rendszer zavarelhárításának vizsgálata – P-szabályozó. (MATLAB-script: Szabolcsi R.).

A Laplace-transzformáció végérték-tételét felhasználva az alábbi egyenletet kapjuk:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \phi(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s\phi(s) = \lim_{s \rightarrow 0} sW_D(s)D(s) = \lim_{s \rightarrow 0} W_D(s) = \frac{1,1965}{0,002521s^2 + 1,6767s + 3,7821} \cong 0,3162^0 \quad (7.6)$$

A hibajel az alábbi kifejezéssel határozható meg:

$$e(\infty) = \phi_{ref}(\infty) - \phi(\infty) = -\phi(\infty) \cong -0,3163^0 \quad (7.7)$$

A (7.7) egyenletből jól látható, hogy a soros P-szabályozó nem képes teljes mértékben kompenzálni a külső zavarás hatását, és nem képes az eredeti zérus szögértékű bedöntést megtartani, így a maradó statikus hiba lassan változó irányszög változást is eredményez, sőt, bizonyos UAVk esetén a fordulóban az UAV leengedi az orrát, és a repülési magasságából is veszít, ami természetesen nem kívánatos, hiszen az UAV oldalirányú mozgása 'áthat' a hosszirányú mozgásra is.

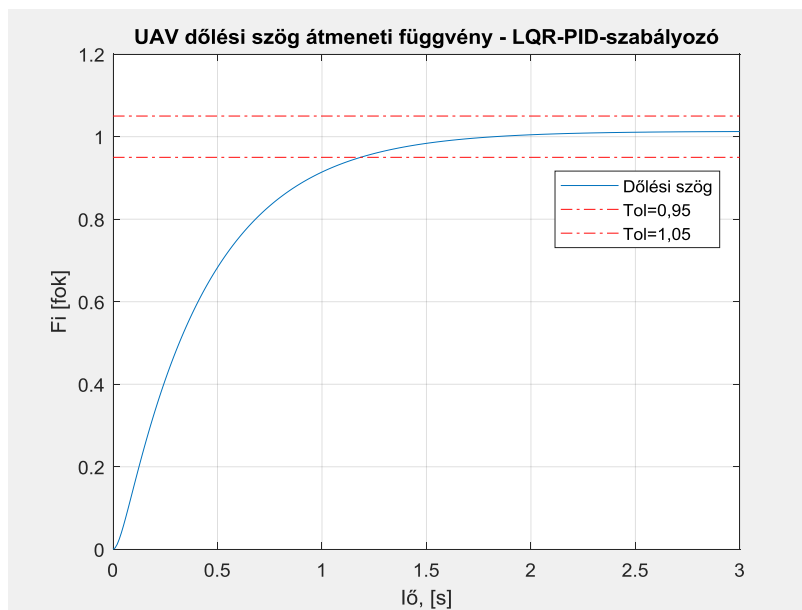
Szabályozástechnikából ismeretes, ha egy UAV zárt szabályozási rendszerére ható $D(t)$ külső zavarás O-típusú (impulzusfüggvény), vagy 1-típusú (ugrásfüggvény, állandó jel), akkor a szabályozó megfelelő megválasztásával a zavarás rendszerre gyakorolt hatásának káros következményei kiküszöbölhetőek még egyszerű PID-szabályozóval is.

Ha az UAV-ra ható külső zavarás 2-típusú (sebességugrás függvény, lineáris függvény), akkor a PID-szabályozó maradó hibával képes kompenzálni a külső zavarás káros hatását. Ha az UAV-ra gyorsulás-ugrásfüggvény jellegű (3-típusú, másodrendű függvény), vagy attól magasabb típusszámú külső zavarás hat, akkor a PID-szabályozó már nem képes kompenzálni a rendszer kimenetén a dőlési szög változását. Más szóval, az UAV zárt szabályozási rendszere (dőlési robotpilóta) divergál, és a kimenetén állandóan nő a dőlési szög, ami a meglévő – ha vannak ilyenek – légi üzemeltetési korlátozásokon is túl növekedhet.

Ismeretes, hogy a zárt szabályozási rendszerek zavarvédeltsége javításának, és a statikus hibák kiküszöbölésének egyik lehetséges módja, ha a szabályozó struktúráját megváltoztatjuk, és PI-szabályozó alkalmazunk a zárt szabályozási rendszer elővezető ágában. A szabályozó átviteli függvénye így a következő általános alakban adható meg:

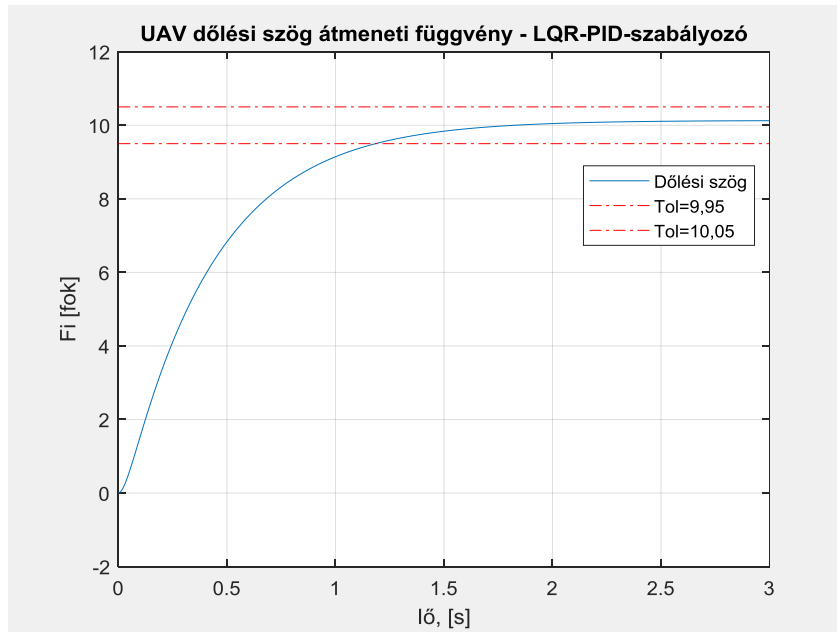
$$Y_c = K_c + \frac{1}{sT_I} = \frac{sT_I K_c + 1}{sT_I}; \quad K_c = 3,1623 \text{ V/fok} \quad (7.8)$$

A (7.8) egyenletben az integráló tag időállandója legyen $T_I = \frac{1}{K_I} = 10$ s. Megemlítjük, hogy a szabályozóban a T_I időállandó (vagy a K_I erősítés) sokszor hangolható. Mi több, helyesen inkább akkor fogalmazunk, ha azt mondjuk, hogy az uniszális robotpilótákban alkalmazott PID-szabályozó I-tagját is hangolni szükséges, a külső zavarások lehetséges spektrumának megfelelően. Nem szorul különösebb magyarázatra, hogy a (7.8) egyenlettel megadott, PI-szabályozót alkalmazó, és a 7.2. ábrán bemutatott UAV zárt dőlési szög szabályozási rendszer alapjel követési képessége is megváltozik. A PI-szabályozóval működő UAV zárt dőlési szög stabilizáló rendszer tranziens viselkedését a 7.7. ábrán vizsgálhatjuk.



$$(a) \quad \phi_{ref}(t) = 1 * 1(t)^0$$

7.7. ábra. UAV dőlési szög stabilizáló rendszer vizsgálata – PI-szabályozó.
(MATLAB-script: Szabolcsi R.).



$$(b) \phi_{ref}(t) = 10 * 1(t)^\circ$$

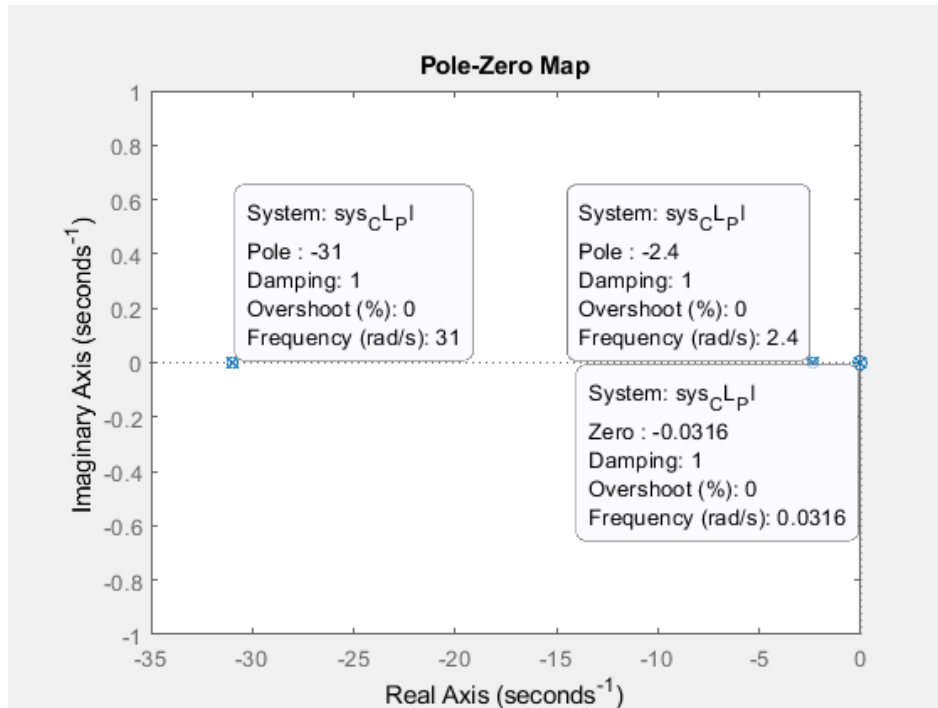
7.7. ábra. UAV dőlési szög stabilizáló rendszer vizsgálata – PI-szabályozó (Folyt.).
(MATLAB-script: Szabolcsi R.).

A 7.7. ábrán jól látható, hogy $\pm 5\%$ dinamikus pontosság esetén egységugrás dőlési szög bemenetre a zárt szabályozás exponenciális jellegű tranziens folyamattal válaszol, és a tranziens idő $\approx 1,1$ sec. Könnyű belátni, hogy a gyakorlatban előfordul, hogy nagy dőlésszöggel végrehajtott fordulót kell végrehajtson az UAV (pl. összeütközést elkerülő, kikerülő manőver). Legyen a következő vizsgáló jel a $\phi_{ref}(t) = 10 * 1(t)^\circ$. A tranziens idő – szintén $\pm 5\%$ dinamikus pontosság esetén – most $\approx 1,2$ sec. A megnövekedett tranziens idő értéke is megfelel a SUAV kategóriában általánosan elfogadott tapasztalati értékeknek. Ha a tranziens idő növekedése a megadott értékek fölé nő, akkor az átmeneti folyamatok gyorsítása érdekében a PID-szabályozó D-tagját is aktiválni szükséges, esetleg FS-kapcsolással gyorsíthatjuk a tranziens folyamatokat.

Az UAV dőlési szög stabilizáló rendszerének stabilitásvizsgálatát a 7.8. ábra segítségével is elvégezhetjük [7.80, 7.81, 7.85-TV].

Szabályozástechnikából ismeretes, hogy a zárt szabályozási rendszerek stabilitásának elégséges feltétele, hogy a zárt szabályozási rendszer pólusai a komplex sík baloldali felére kell essenek, vagyis a pólusok valós része negatív előjelű kell legyen. Ha akár egy gyök is a komplex sík jobboldali felére esik, akkor a zárt szabályozás instabil működésű lesz: tetszőleges korlátos bemeneti jelre a zárt szabályozási rendszer válasza divergálni fog.

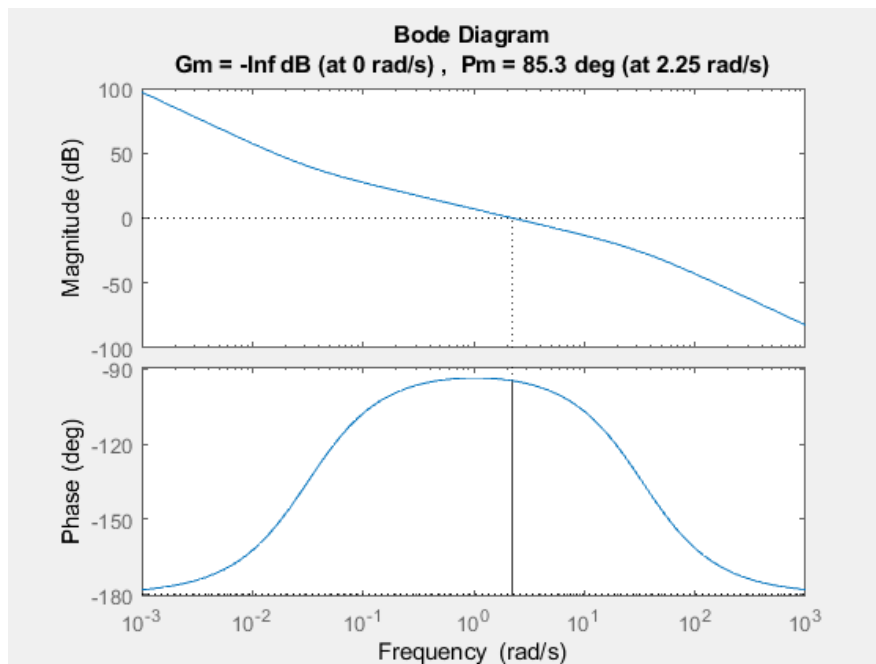
Ha akár egy gyök is a komplex síkon a függőleges tengelyre esik, a zárt szabályozási rendszer a stabilis működés határára került. Ez a határeset a lineáris rendszerekben nem megengedett.



7.8. ábra. A zárt szabályozási rendszer pólusai és zérusai – PI-szabályozó (MATLAB-script: Szabolcsi R.).

Figyeljük meg, hogy az UAV zárt szabályozási rendszerének $(-0,0321+0*j)$ pólusa és a $(-0,0316+0*j)$ zérusa hatásukban kioltják egymást, így módon az UAV zárt dőlési szög stabilizáló rendszerének viselkedését a $(-2,4+0*j)$ pólus határozza meg, mert a $(-31+0*j)$ pólus elhanyagolható mértékű hatást gyakorol a zárt szabályozás időtartománybeli viselkedésére [7.13].

Az UAV zárt szabályozási rendszerének viselkedése vizsgálható a felnyitott szabályozási rendszer Bode diagramja segítségével is (7.8. ábra) [7.13-TV, 7.80, 7.81].



7.9. ábra. A felnyitott szabályozó rendszer Bode diagramja – PI-szabályozó (MATLAB-script: Szabolcsi R.).

A 7.5. és a 7.9. ábrákon látható Bode diagramokat összehasonlítva könnyen megállapíthatjuk, hogy a fázistartalék a kezdeti értékéről – a 2,25, rad/s körfrekvencián – $85,3^0$ -ra növekedett, ami robusztusabb szabályozási jellemzőket jelent.

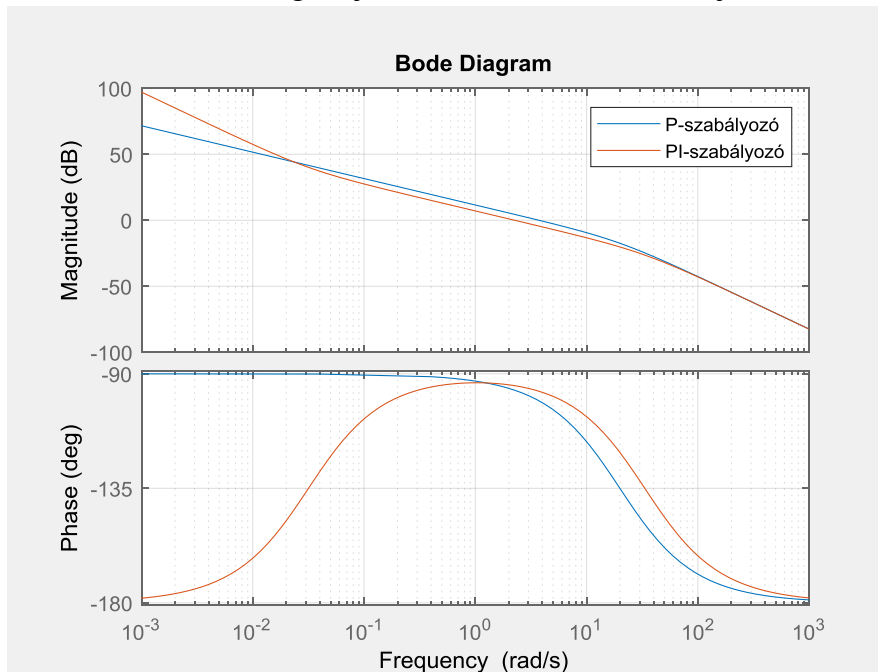
A 7.9. ábrán az is jól látszik, hogy a PI-szabályozóval működő szabályozási rendszer 2-típusú, vagyis a felnyitott szabályozási rendszer két ideális integráló tagot is tartalmaz. A felnyitott szabályozási rendszer átviteli függvénye – a 7.2. ábrát felhasználva – tehát az alábbi alakban adható meg:

$$Y_{O.L.} = \frac{(1+31,623s)}{10s} \frac{1,1965}{(1,6767+0,0502s)s} \quad (7.9)$$

A 7.9. ábrán is jól látható, hogy a felnyitott szabályozási rendszer erősítés-körfrekvencia jelleggörbéje – 2-típus miatt – -40 dB/dekád meredekséggel metszi a függőleges tengelyt, majd a (7.9) egyenlet számlálójában található $(1+31,623s)$ tag a $\omega_1 = 1/K_c T_I = 0,0316$ 1/s körfrekvencián és a fölött éreztetni differenciáló hatását, és az erősítés jelleggörbe meredeksége a 2,25 rad/s vágási körfrekvencián és annak megfelelő környezetében -20 dB/dekád lesz, tehát a zárt szabályozási rendszer a fázisviszonyoktól függetlenül stabilis, és robusztus is lesz.

Végezetül, a (7.9) egyenlet nevezőjében a $(1,6767+0,0502s)$ egytárolós tag -90 fokkal csökkenti a fázisszög értékét, így a vizsgálójelek nagyfrekvenciás tartományában az erősítés jelleggörbe meredeksége újra -40 dB/dekád lesz. Ez egyben azt is jelenti, hogy a zárt szabályozási rendszer a nagyfrekvenciás jeleket (pl. érzékelők mérési hibái, zajai) jól szűri.

Meg kell azonban említeni, hogy a P-szabályozóval működő UAV szabályozási rendszer erősítési jelleggörbéjének 3,72 rad/s vágási körfrekvenciája a PI-szabályozóval működő rendszer esetében 2,25 rad/s értékre csökkent. A P-, és a PI-szabályozóval működő UAV szabályozási rendszerek Bode diagramjait a 7.10. ábrán hasonlíthatjuk össze.

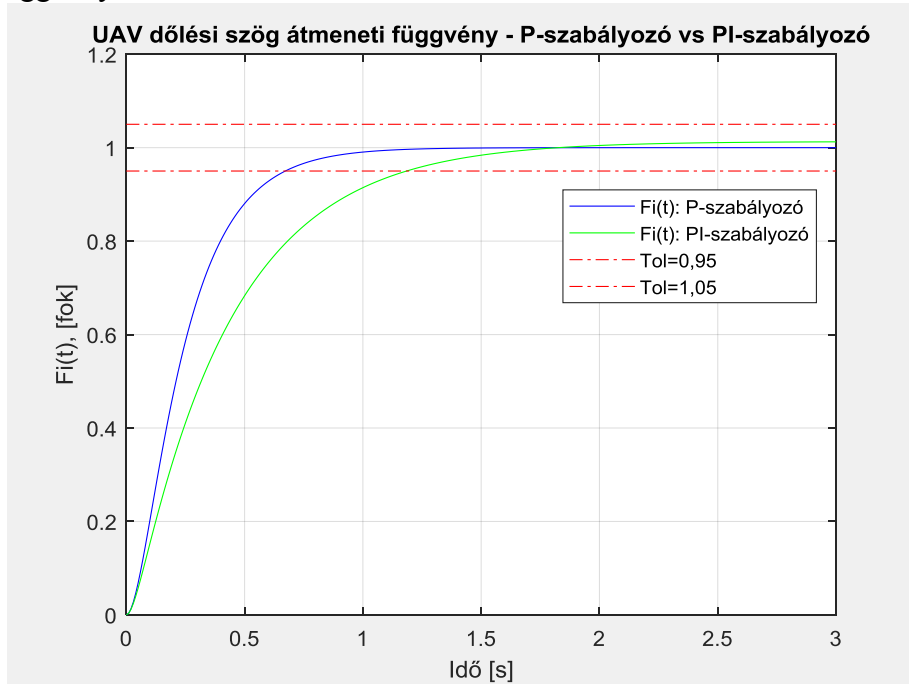


7.10. ábra. A felnyitott szabályozó rendszer Bode diagramja – P-szabályozó vs PI-szabályozó. (MATLAB-script: Szabolcsi R.).

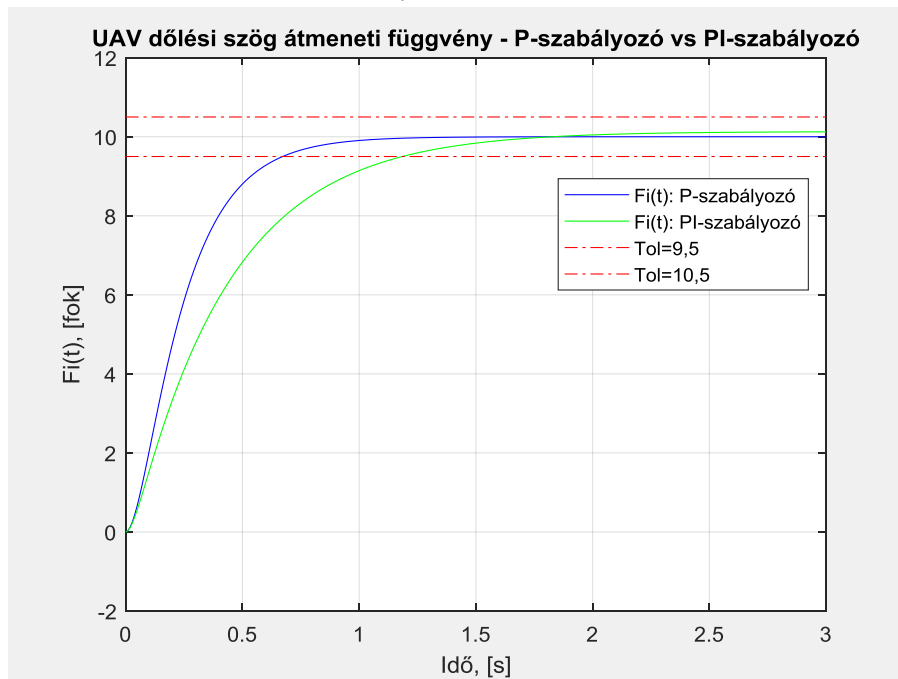
A 7.10. ábra alapján is könnyen belátható, hogy az ω_c vágási körfrekvencia növekedése egyben azzal is jár, hogy az időtartománybeli tartási folyamatok t_{ss} átmeneti ideje megnő, mert ismeretes, hogy [7.13-TV, 7.15, 7.16, 7.17, 7.19, 7.20, 7.21-TV]:

$$\frac{\pi}{\omega_c} \leq t_{ss} \leq \frac{3\pi}{\omega_c} \quad (7.10)$$

Hasonlítsuk össze a P-, és a PI-szabályozóval működő zárt UAV szabályozó rendszereket átmeneti függvényeit a 7.11. ábrán.



(a) $\phi_{ref}(t) = 1 * 1(t)^o$



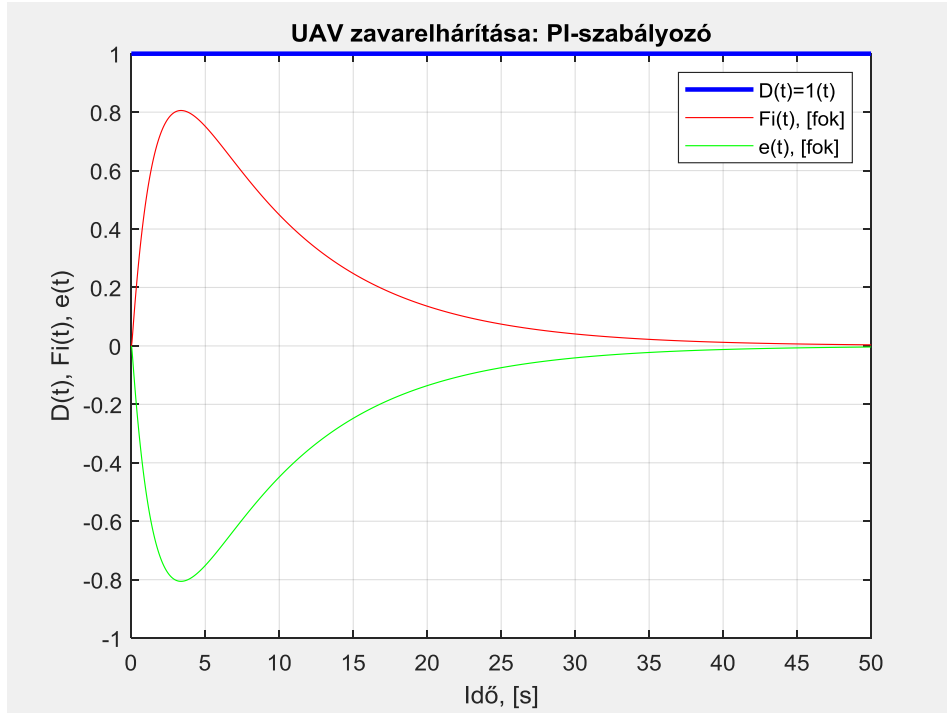
(b) $\phi_{ref}(t) = 10 * 1(t)^o$

7.11. ábra. Az UAV zárt szabályozási rendszerének átmeneti függvényei (MATLAB-script: Szabolcsi R).

A 7.11. ábrán is jól látható a tranziens idő növekedése úgy az egységnyi, mint a tízszeres értékű dőlési szög bemeneti jel esetén.

Bár a PI-szabályozóval működő UAV szabályozási rendszer alapjel követés tekintetében rontja a minőségi jellemzőt: megnöveli a tranziens időt, mindazon által mégis használatos, mert a $D(t)$ külső zavarás káros következményeit jól kompenzálja.

A 7.2. ábrán bemutatott UAV zárt szabályozási rendszer zavarvédettséget a $D(t)=1(t)$ külső zavarásra a 7.12. ábrán vizsgálhatjuk [7.80, 7.81].



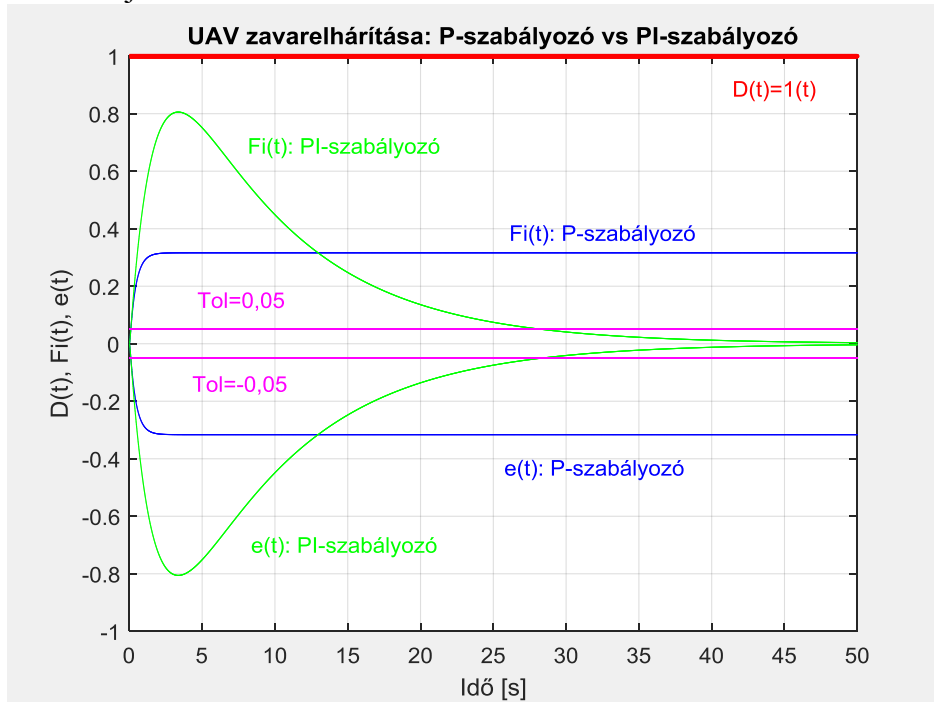
7.12. Az UAV zárt szabályozási rendszer zavarelhárításának vizsgálata (MATLAB-script: Szabolcsi R.).

A 7.12. ábra alapján könnyű belátni, hogy $\phi_{ref}(t) = 0$ dőlési referencia szögérték esetén az $e(t) = \phi_{ref}(t) - \phi(t) = -\phi(t)$ hibajel az idő előre haladtával zérus értékhez tart. Az UAV szabályozó rendszere tehát az 1-típusú külső zavarás (ugrásfüggvény) káros következményeit képes kiszűrni. Szabályozástechnikából ismeretes, hogy a szabályozó az alacsonyabb típuszámú (0-típusú, impulzus-függvény) zavarások következményeit (maradó dőlési szög) is képes kompenzálni, míg az eggyel magasabb típuszámú zavaró jelet (2-típusú, sebesség-ugrás függvény) már csak maradó hibával képes kompenzálni, míg a kettővel magasabb típuszámú zavaró jelek (3-típusú, gyorsulás-ugrás függvény) káros következményeit már nem képes az UAV zárt szabályozó rendszere kompenzálni, és a korlátos zavaró jelet divergáló rendszerválaszt eredményez.

Az UAV P-, és PI-szabályozóval működő zárt szabályozási rendszerének viselkedését a 7.13. ábrán hasonlíthatjuk össze.

A 7.13. ábrán jól látható, hogy a P-szabályozó maradó statikus hibával képes kompenzálni a külső zavarás káros hatását, míg a PI-szabályozó teljes egészében kiküszöböli a rendszer hibajelét. Mindazonáltal, a tranziens idő $t_{ss} \cong 27 \text{ sec}$, ami az alapjel követés során megszokott értékek sokszorososa.

Ez a tulajdonság a PI-szabályozók megkerülhetetlen velejárója, ami az alkalmazásuk során nemcsak az alapjel követés, de a zavarelhárítási tranzienst folyamatok minőségi jellemzőit is lerontja.



7.13. Az UAV zárt szabályozási rendszer zavarelhárításának vizsgálata (MATLAB-script: Szabolcsi R.).

Ismeretes, hogy a lassuló zárt szabályozási rendszer működése a differenciáló hatás alkalmazásával (7.1. ábra) gyorsítható. Első közelítésben vizsgáljuk a 7.2. ábrán bemutatott PID-szabályozó mindhárom ágának aktiválását:

$$Y_c = K_c + \frac{1}{sT_I} + sT_D = \frac{sT_I K_c + 1 + s^2 T_D T_I}{sT_I}; \quad K_D = T_D \quad (7.11)$$

Szabályozástechnikából ismeretes, hogy egy dinamikus rendszer megvalósíthatóságának szükséges és elégséges feltétele, hogy az átviteli függvénye nevezőjében álló 's'-polinom mindig magasabb, de legalább azonos rendszámú legyen, mint a számláló 's'-polinomja.

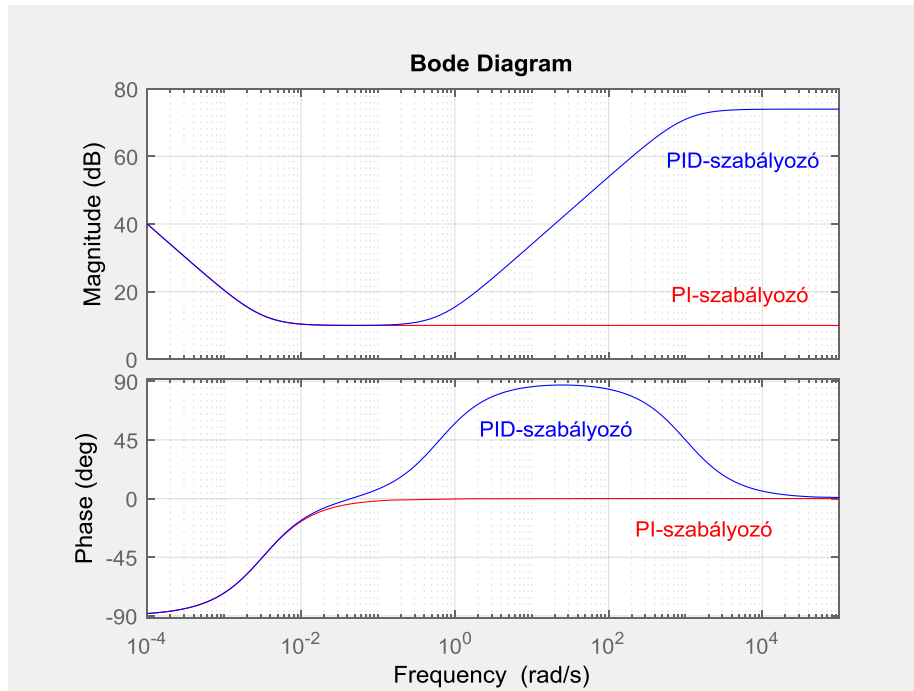
Könnyű belátni, hogy a klasszikus PID-szabályozó (7.11) egyenlettel megadott struktúrája *nem megfelelő*, mivel a számlálóban álló 's'-polinom fokszáma magasabb, mint a nevező 's'-polinomjéé.

Ily módon, a (7.11) egyenlettel megadott klasszikus PID-szabályozó az alábbi átviteli függvénnyel is közelíthető [7.13-TV]:

$$Y_c = K_c + \frac{1}{sT_I} + sT_D \cong \frac{sT_I K_c + 1 + s^2 T_D T_I}{sT_I(1 + sK)}; \quad K \rightarrow 0 \quad (7.12)$$

Ismeretes, hogy a (7.12) egyenlettel közelített PID-szabályozó gyakorlatilag sávszűrőként viselkedik. A 7.14 ábra a PI-, és a közelített PID-szabályozók Bode diagramjait mutatja be.

A 7.14. ábrán is jól látható, hogy a PI-szabályozó alul áteresztő, míg a PID-szabályozó sávszűrőként viselkedik, és a szabályozó K_c , T_I , T_D , és a K paramétereinek segítségével a szűrők viselkedése hangolható. Megemlíteni szükséges, hogy a K_c erősítést az LQR tervezési feladat újbóli megoldásával változtathatjuk csak meg.



7.14. ábra. A PI-, és a közelített PID-szabályozók viselkedés frekvenciatartományban (MATLAB-script: Szabolcsi R.).

A másik lehetséges mód, ahogyan az ω_c vágási körfrekvencia növelhető, és így a t_{ss} tranziens idő csökkenthető, ha fázissiettető (FS) szűrőt alkalmazunk a PI-szabályozóval együtt. Az FS-tag átviteli függvénye most a következő alakban írható fel [7.13-TV]:

$$Y_{FS} = K_{FS} \frac{1+sT_1}{1+sT_2}; \quad 0 < K_{FS}; \quad T_1 > T_2 \quad (7.13)$$

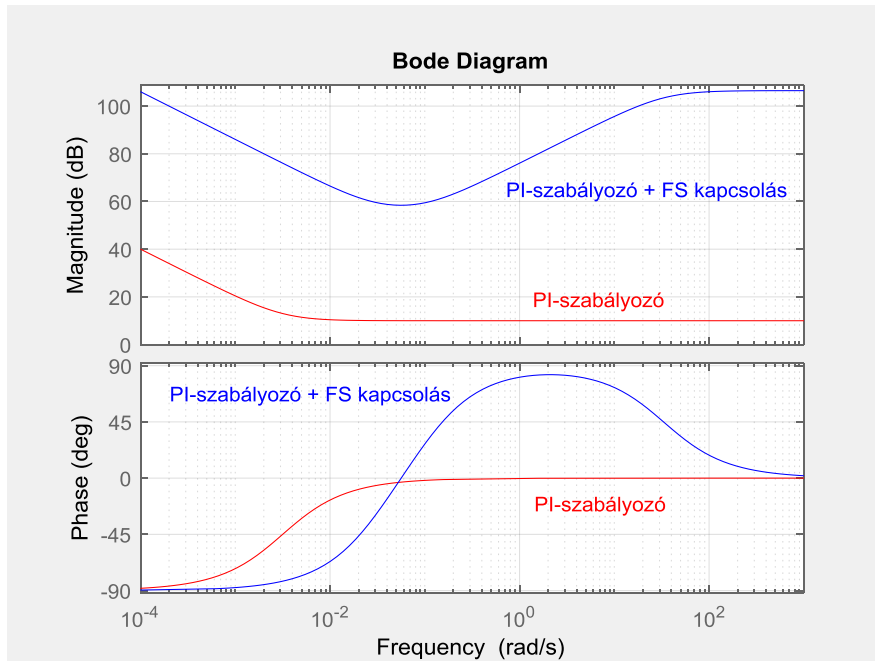
A 7.10. ábrán látható Bode-diagramokat felhasználva az FS soros jelformáló paramétereit az alábbi módon vettem fel [7.13-TV]:

$$T_1 = 10 \text{ sec}; \quad T_2 = 0,03 \text{ sec}; \quad K_{FS} = 200 \quad (7.14)$$

A (7.8) és a (7.13) egyenletek felhasználva a 72. ábrán látható UAV repülésszabályozó rendszer soros szabályozója (jelformáló) az alábbi átviteli függvénnyel adható meg [7.13]:

$$Y_C = \frac{sT_I K_C + 1}{sT_I} K_{FS} \frac{T_1 s + 1}{T_2 s + 1} \quad (7.15)$$

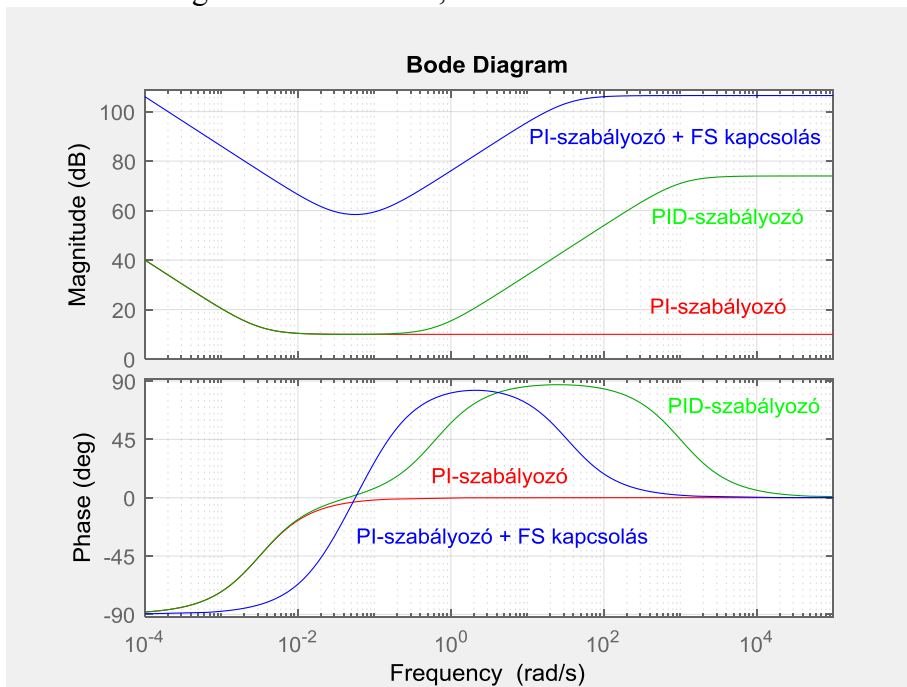
A PI-, és a módosított PI-szabályozók Bode diagramjait a 7.15. ábra mutatja be. A 7.15. ábrán jól látható, hogy a módosított, előszűrővel működő PI-szabályozó sávszűrőként viselkedik, és a PI-szabályozóhoz képest, a fázisviszonyok megváltoztatásán túl, lényeges mértékben megnöveli a felnyitott szabályozási kör erősítését is.



7.15. ábra. A PI-, és a módosított PI-szabályozók Bode diagramja (MATLAB-script: Szabolcsi R.).

Végezetül, hasonlítsuk össze a PI-, a közelített PID-, és az előszűrővel működő PI-szabályozók viselkedését frekvenciatartományban, és ehhez használjuk a 7.16. ábrán látható Bode diagramokat.

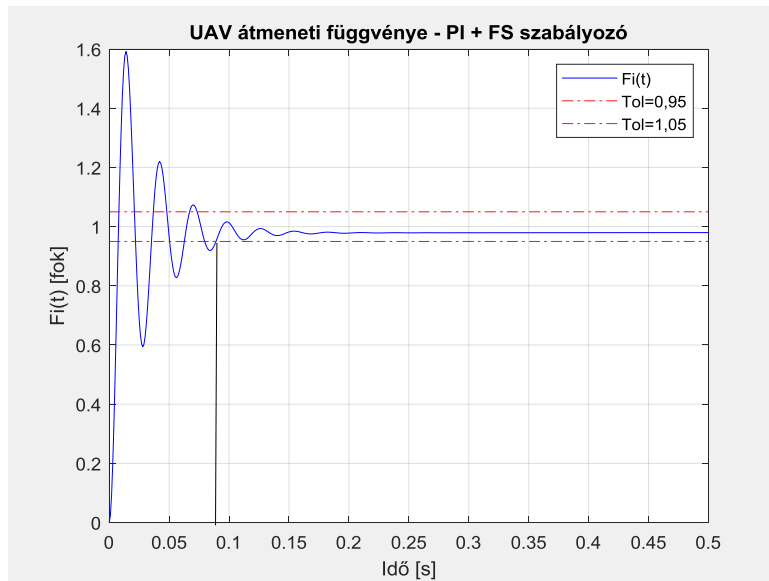
A 7.16. ábrán jól látható, hogy a legnagyobb erősítéssel az előszűrővel működő PI-szabályozó bír, míg a fázisviszonyok tekintetében a közelített PID-, és az előszűrővel működő PI-szabályozó alkalmazása előnyös, mert a felnyitott UAV szabályozási rendszerben növelik a vágási körfrekvenciát, és csökkentik a tranziens időt.



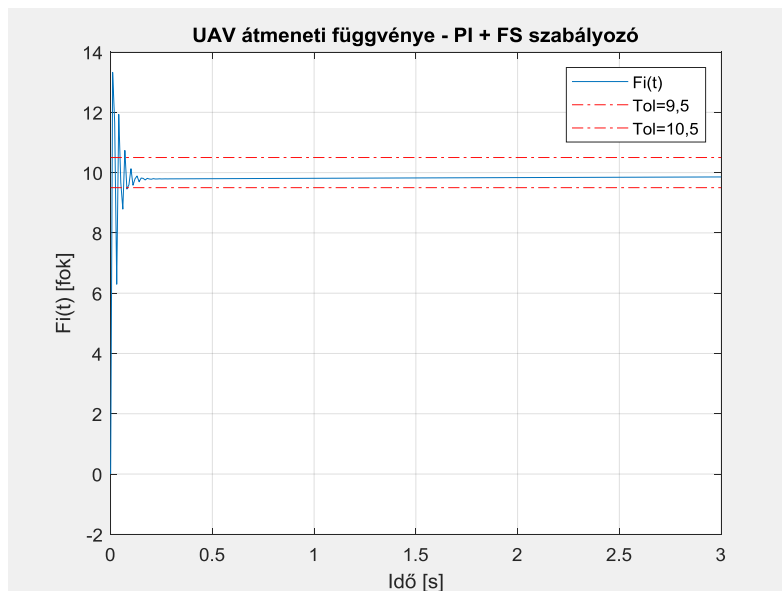
7.16. ábra. A PI-, a közelített PID-, és az előszűrővel ellátott PI-szabályozó Bode diagramja. (MATLAB-script: Szabolcsi R.).

A vizsgálatainkat a továbbiakban korlátozzuk az előszűrővel ellátott PI-szabályozó alkalmazására. Tegyük fel, hogy a 7.2 ábrán bemutatott UAV automatikus repülésszabályozó rendszer (robotpilóta) előrevezető ágában a szabályozót a (7.15) egyenlet írja le. Vizsgáljuk meg a zárt szabályozási rendszer tranziens viselkedését. A számítógépes szimuláció eredményeit a 7.17. ábra mutatja be [7.80, 7.81].

A 7.17. ábra alapján könnyen belátható, hogy a szabályozó lényeges mértékben gyorsítja az UAV zárt szabályozási rendszerének működését, vagyis csökkenti a tranziens időt. Az egységugrás jelleggel változó dőlési szög (7.17. a) ábra) 0,1 sec idő alatt áll be az új értékére. A szabályozó azonban lényeges mértékben növeli a túlszabályozást, és a rendszer lengési hajlamát [7.80, 7.81].



(a) $\phi_{ref}(t) = 1 * 1(t)^o$

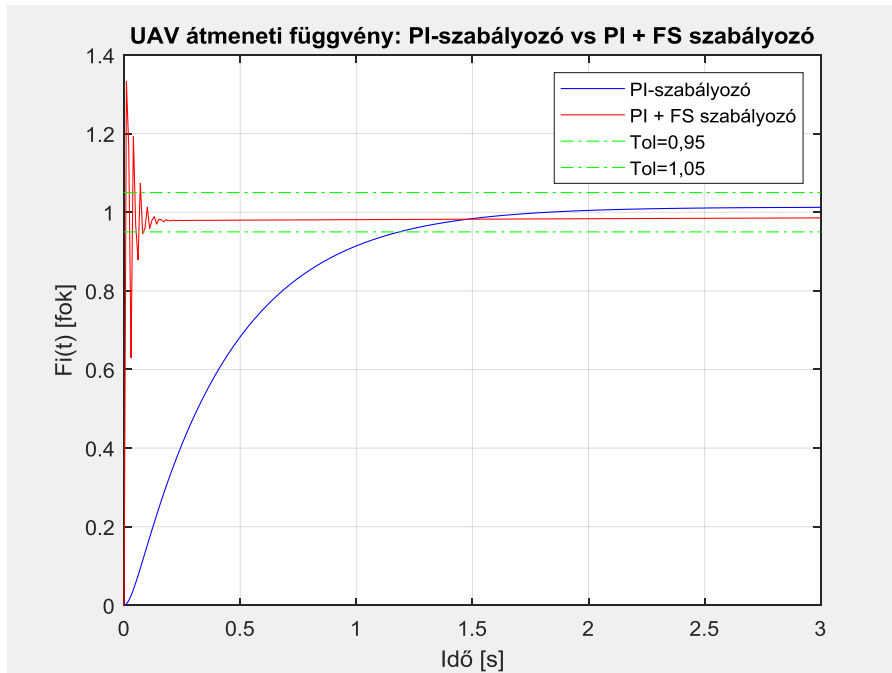


(b) $\phi_{ref}(t) = 10 * 1(t)^o$

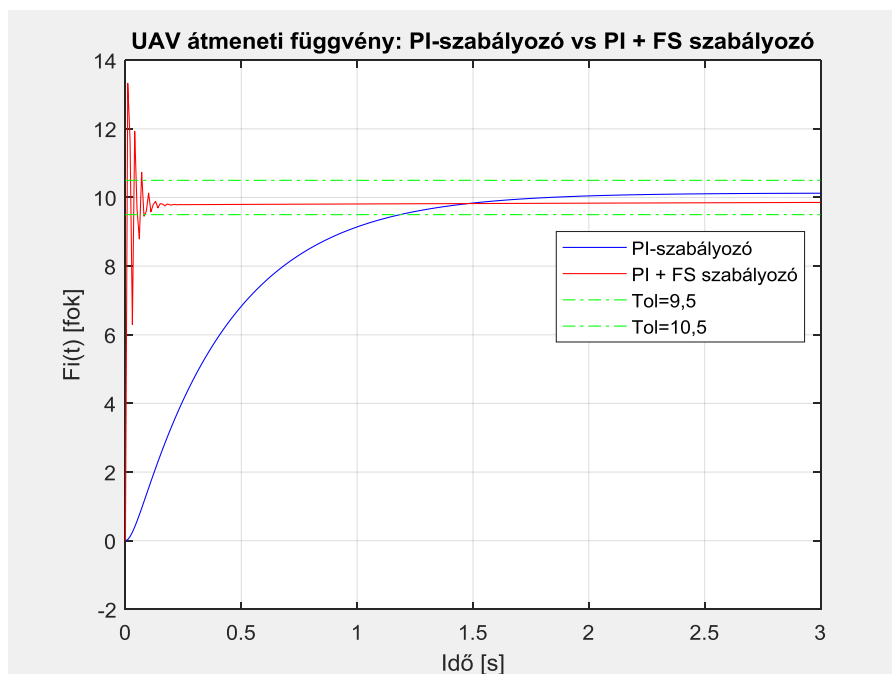
7.17. ábra. Az előszűrővel működő PI-szabályozóval ellátott UAV robotpilóta tranziens viselkedése (MATLAB-script: Szabolcsi R.).

Ha a túlszabályozás értékére előzetesen korlátozó értéket vettünk fel, és ezt túllépi a zárt szabályozási rendszer, akkor a K_{FS} erősítés csökkentésével a lengési hajlam, és a túlszabályozás is csökkenthető, viszont a tranziens idő újra növekedni kezd majd, tehát az előszűrő, és a PI-szabályozó paramétereinek kompromisszumos megválasztása szükséges.

A közelített PI-, és az előszűrővel működő PI-szabályozóval ellátott UAV dőlési szög robotpilóta tranziens analízisének eredményét a 7.18. ábra mutatja be [7.80, 7.81].



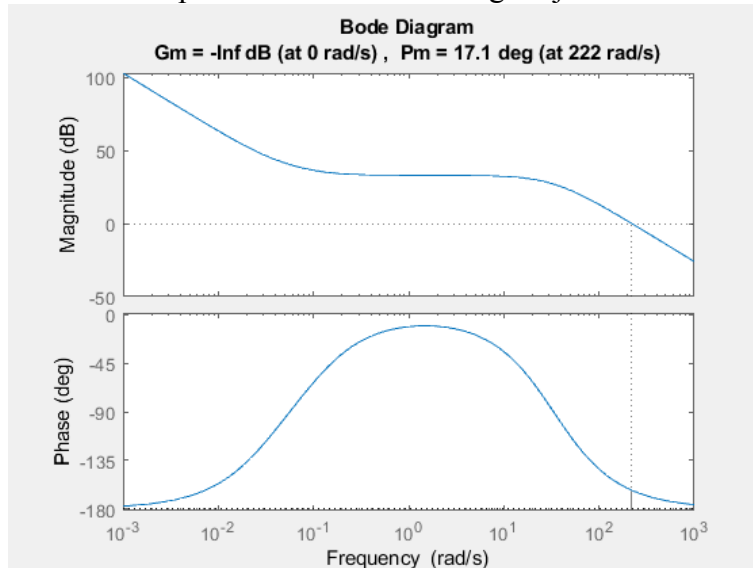
$$(a) \phi_{ref}(t) = 1 * 1(t)^o$$



$$(b) \phi_{ref}(t) = 10 * 1(t)^o$$

7.18. ábra A közelített PI-, és az előszűrővel működő PI-szabályozóval ellátott UAV robotpilóta tranziens viselkedése (MATLAB-script: Szabolcsi R.).

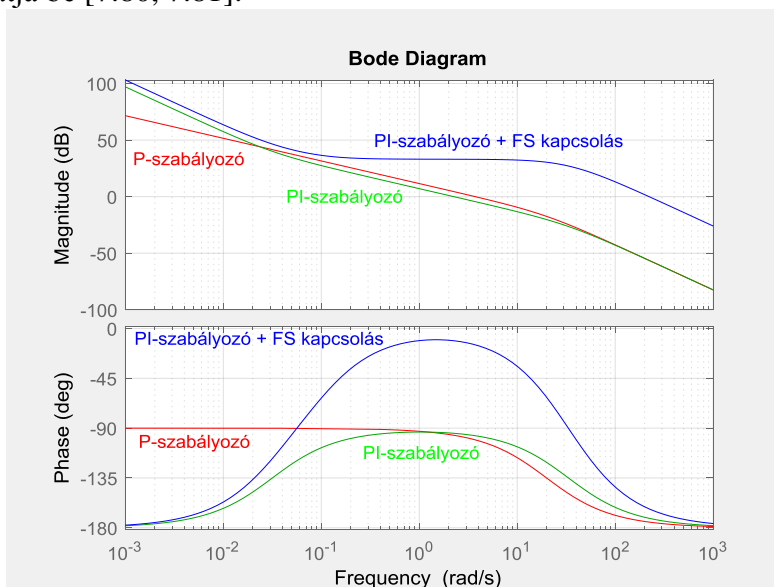
A 7.18. ábrán jól látható, hogy az előszűrő alkalmazása gyorsítja a szabályozás működését, de a PI-szabályozó rész miatt a zárt szabályozási rendszer megtartja a zavarelhárításban előnyös tulajdonságait. Az előszűrővel kombinált PI-szabályozóval működő felnyitott UAV robotpilóta rendszer Bode diagramját a 7.19. ábra mutatja be [7.81].



7.19. ábra. Az előszűrővel kombinált PI-szabályozóval működő felnyitott UAV robotpilóta rendszer Bode diagramja (MATLAB-script: Szabolcsi R.).

A 7.19. ábrán jól látható, hogy az előszűrővel kombinált PI-szabályozóval működő felnyitott UAV robotpilóta rendszer vágási körfrekvenciája 222 rad/sec értékre nőtt (2,25 rad/sec értékű volt a közelített PI-szabályozó alkalmazása esetén), és így a tranziens idő jelentős mértékben csökkent, ezáltal a zavarvédetség javítására használt, közelített PI-szabályozó zárt szabályozásra gyakorolt káros hatását sikerült kompenzálni.

A P-, a közelítő PI-, és az előszűrővel ellátott PI-szabályozók Bode diagramjait a 7.20. ábra mutatja be [7.80, 7.81].



7.20. ábra. Az előszűrővel kombinált PI-szabályozóval működő felnyitott UAV robotpilóta rendszer Bode diagramja (MATLAB-script: Szabolcsi R.).

A 7.20. ábrán is jól követhető úgy a felnyitott UAV szabályozási rendszer erősítésének, mint a fázistolásának alakulása a frekvencia függvényében. Szemléletes, hogy úgy a közepes, mint a nagyfrekvenciás tartományban a felnyitott szabályozás erősítése lényeges mértékben növekszik, és nő a vágási körfrekvencia is, más szóval, csökken a tranziens idő.

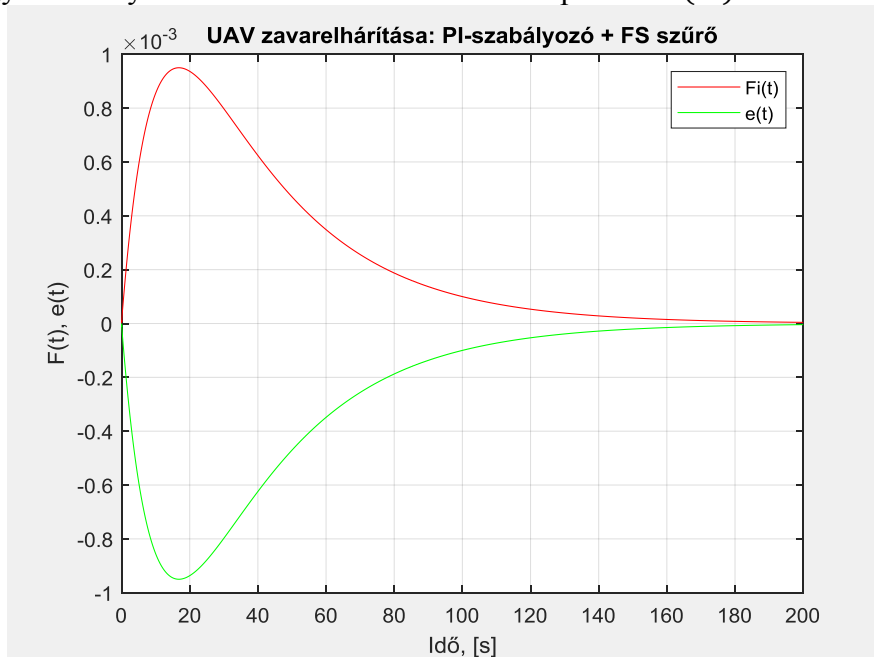
Meg kell említenünk, hogy amennyiben a nagyfrekvenciás tartományban az erősítés jelleggörbe felülről korlátos a robusztus működési követelmények miatt, akkor a K_{FS} erősítés csökkentésével elérhetjük a belső (szenzor) zajok megfelelő szűrését (elnyomását) is.

Vizsgáljuk meg, hogyan alakul az UAV zárt szabályozási rendszerének zavarelhárítási képessége, ha a külső zavarás $D(t)=I(t)$ egységugrás jelleggel változik. A Laplace-transzformáció végérték tételét felhasználva kapjuk, a dőlési szög végértékére (stacioner) kapjuk, hogy [7.13-TV]:

$$\phi(\infty) = \lim_{t \rightarrow \infty} \phi(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s\phi(s) = \lim_{s \rightarrow 0} sW_D(s)D(s) = \lim_{s \rightarrow 0} W_D(s) = \frac{0,3588s^2 + 11,96s}{0,01506s^4 + 1,0051s^3 + 73944,33s^2 + 9730,756s + 233,8} = 0^\circ \quad (7.16)$$

Az UAV dőlési szög zárt szabályozási rendszerének időtartománybeli viselkedését a 7.21. ábra mutatja be, ha a rendszert külső, $D(t)=I(t)$ egységugrás jelleggel változó zavarás gerjeszti.

A 7.21. ábrán is jól látható, hogy a zavarás ugyan “kibillenti” az UAV dőlési szögét az eredeti zérus állapotából, de az előszűrős PI-szabályozó visszatéríti azt annak kezdeti értékére, így a szabályozási hiba értéke állandósult állapotban: $e(\infty) \rightarrow 0$.



7.21. ábra. Az előszűrővel kombinált PI-szabályozóval működő zárt UAV robotpilóta rendszer zavarelhárításának vizsgálata (MATLAB-script: Szabolcsi R.)

Ez a képesség azért lényeges az UAVk számára, mert a kiindulási repülési állapotát így az UAV képes megtartani, és állandósult állapotban nem marad statikus hiba a dőlési szög értékében, és így nem kell számolni az irányyszög, vagy a repülési magasság esetleges megváltozásával. Az egységugrás jelleggel viselkedő $D(t)$ külső zavarás lehet légköri turbulencia, vagy esetleg visszavezethető a függesztmények megváltozására.

Összefoglalva a fejezet fontosabb megállapításait és eredményeit:

1) az egyszerű P-szabályozó erősítése, bár LQR optimális módszerrel tervezett, sokszor nem biztosítja az UAV zárt szabályozási rendszerének megfelelő zavarvédetségét, robusztusságát;

2) a zavarvédetség javítható PI-szabályozó alkalmazásával, ahol a P-ág LQR módszerrel tervezett;

3) az I-tag aktiválásának feltétlen velejárója, hogy lassítja az UAV zárt szabályozási rendszerének működését;

4) ha a tranziens idő növekedése nem megengedett, akkor szükséges a PID-szabályozó D-ágának aktiválása is, amit csak közelítéssel tudunk jól felvenni annak érdekében, hogy a szabályozó átviteli függvényének nevezőjében szereplő 's'-polinom legalább olyan rendszámú legyen mint a számláló 's' polinomjának rendszáma.

5) a PI-szabályozó okozta minőségromlás (tranziens idő növekedése) kiküszöbölhető úgy is, ha a PI-szabályozóhoz megfelelő módon megtervezett előszűrőt kapcsolunk, így sikerül növelni a felnyitott UAV robotpilóta vágási körfrekvenciáját.

7.2 UAV automatikus repülésszabályozó rendszere szabályozójának tervezése a pólus allokációs módszer segítségével

Szabályozástechnikából ismeretes, hogy a zárt szabályozási rendszerek pólusainak és zérusainak ismerete nagyban segíti úgy a zárt szabályozási rendszerek stabilitásának, mint a minőségi jellemzőinek a vizsgálatát is.

A 7.8. ábrán bemutattuk az UAV PI-szabályozóval működő, zárt repülésszabályozó rendszerének (dőlési szög stabilizáló robotpilóta) pólusait és zérusait, amelyek meghatározzák a zárt szabályozási rendszer tranziens viselkedését.

A zárt szabályozási rendszerek szabályozójának tervezése a pólus allokációs módszer segítségével egy olyan tervezési folyamatot jelent, amikor *a priori* rendelkezésre állnak az UAV dinamikájának jellemzői (pl. erősítés, időállandók, sajátlengések körfrekvenciái, csillapítatlan lengések csillapítási tényezője, túlszabályozás stb.), és olyan szabályozót tervezünk, amely biztosítja, hogy az UAV zárt szabályozási rendszerének pólusai általunk előre megadott értékeket vesznek fel [7.23, 7.33].

A zárt szabályozási rendszer pólusainak meghatározásakor alapvetően az előre megadott minőségi követelményekre (csúcsidő, tranziens idő, túlszabályozás, lengésszám, megengedett statikus hiba értéke, erősítési tartalék, fázistartalék stb.) támaszkodunk, amelyek lehetnek egyenlőségi, vagy egyenlőtlenégi kritériumok [7.23, 7.33].

A szabályozótervezési feladat az alábbi módon fogalmazható meg: keressük a (7.4) egyenlettel megadott \mathbf{K} teljes (statikus) állapot-visszacsatolási mátrixot, amely biztosítja, hogy a tervezett UAV zárt szabályozási rendszerének pólusai általunk előre megadott helyet (értéket) vesznek fel a komplex síkon, feltételezve, hogy az UAV eleget tesz a Kalman-féle irányíthatóság, és megfigyelhetőségi rang-feltételeknek [7.14, 7.15, 7.19, 7.21-TV, 7.22-TV, 7.24-TV, 7.84-TV, 7.86-TV, 7.87-TV, 7.88-TV].

A többváltozós irányítási rendszerek dinamikáját azok állapot-egyenletével is megadhatjuk [7.9-TV, 7.14, 7.18, 7.21-TV, 7.22-TV, 7.24-TV, 7.86-TV, 7.87-TV, 7.88-TV]:

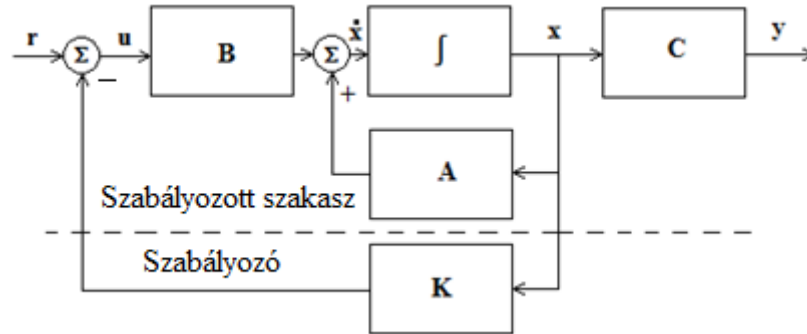
$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u}; \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{D}\mathbf{u}, \quad (7.17)$$

ahol: $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^{n \times 1}$ állapotvektor, $\mathbf{u} \in \mathbb{R}^{r \times n}$ bemeneti vektor, $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{n \times n}$ állapotmátrix, $\mathbf{B} \in \mathbb{R}^{n \times r}$ bemeneti mátrix, $\mathbf{C} \in \mathbb{R}^{m \times n}$ kimeneti mátrix, és végül, $\mathbf{D} \in \mathbb{R}^{m \times r}$ segéd mátrix; $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^{m \times 1}$ kimeneti vektor.

Számos esetben a \mathbf{D} mátrix zérus mátrix alakot vesz fel, más szóval, az irányított dinamikus rendszerben nincs közvetlen előrevezetés. A (7.17) egyenlet most az alábbi alakot veszi fel:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u}; \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} \quad (7.18)$$

A (7.18) egyenlet alapján a zárt szabályozási rendszer hatásvázlata a következő lesz (7.22. ábra):



7.22. ábra. Többváltozós zárt szabályozási rendszer hatásvázlata (saját szerkesztés).

A zárt szabályozási rendszer két fő részből áll. A 7.22. ábra felső részén az irányított szakasz látható, míg a szaggatott vonal alatti rész a \mathbf{K} szabályozót reprezentálja. Az UAVk egy-egy repülési paramétere (bólintó szög, dőlési szög, repülési irányyszög) gyakran egy-egy bemeneti jellel irányított, és így a (7.18) egyenlettel definiált MIMO-irányítási rendszer SIMO alakúra fajul, melynek állapotegyenlete a következő lesz [7.9-TV, 7.18, 7.22-TV]:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u}; \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} \quad (7.19)$$

Az UAV dinamikáját reprezentáló eredeti rendszer (7.19) állapotegyenletének karakterisztikus egyenlete most a következő alakban írható fel [7.14, 7.19, 7.24-TV]:

$$a(s) = \det[s\mathbf{I} - \mathbf{A}] = s^n + a_{n-1}s^{n-1} + a_{n-2}s^{n-2} + \dots + a_1s + a_0, \quad (7.20)$$

ahol \mathbf{I} ($n \times n$) méretű identitásmátrix.

A 7.21. ábrán bemutatott UAV zárt szabályozási rendszer vezérlési törvénye az alábbi egyenlettel adható meg:

$$\mathbf{u} = \mathbf{r} - \mathbf{K}\mathbf{x}, \quad (7.21)$$

ahol \mathbf{r} az UAV bemeneti (referencia) jeleinek vektora. A \mathbf{K} teljes állapot-visszacsatolási mátrix most a következő lesz:

$$\mathbf{K} = [k_{n-1} \quad \dots \quad k_0]. \quad (7.22)$$

Helyettesítsük a (7.21) egyenletet a (7.19) egyenletbe. Legyen $\mathbf{r} = \mathbf{0}$, így az alábbi egyenletet kapjuk:

$$\dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{K}]\mathbf{x}; \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} \quad (7.23)$$

A UAV (7.23) egyenlettel megadott tervezett zárt szabályozási rendszerének karakterisztikus

egyenlete az alábbi alakban írható fel:

$$\alpha(s) = \det[sI - A + BK] = s^n + \alpha_{n-1}s^{n-1} + \alpha_{n-2}s^{n-2} + \dots + \alpha_1s + \alpha_0 \quad (7.24)$$

ahol α_i a karakterisztikus egyenlet együtthatói. Ha az A , B és a C mátrixok által meghatározott rendszer teljesen irányítható, és teljesen megfigyelhető, akkor a zárt szabályozási rendszer pólusai az elvárt helyekre allokálhatóak.

Ismeretes, hogy a többváltozós szabályozási rendszerek az alábbi irányíthatósági kanonikus alakban is felírhatóak:

$$\dot{x} = A_c x + B_c u; \quad y = C_c x \quad (7.25)$$

ahol A_c , B_c , és C_c rendre az irányítható kanonikus alak állapot-, bemeneti-, és kimeneti mátrixa:

$$A_c = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & 0 & 0 & \ddots & 0 & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \ddots & 1 \\ -a_{n-1} & -a_{n-2} & -a_{n-3} & -a_{n-4} & \dots & -a_0 \end{bmatrix} \quad (7.26)$$

$$B_c^T = [0 \quad 0 \quad \dots \quad 0 \quad 1] \quad (7.27)$$

A tervezett zárt szabályozási rendszer állapotmátrixa ebben az esetben a következő alakban írható fel:

$$A_{CL} = A_c - B_c K = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & 0 & 0 & \ddots & 0 & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \ddots & 1 \\ -a_{n-1} - k_{n-1} & -a_{n-2} - k_{n-2} & -a_{n-3} - k_{n-3} & -a_{n-4} - k_{n-4} & \dots & -a_0 - k_0 \end{bmatrix} \quad (7.28)$$

A tervezett UAV zárt szabályozási rendszer karakterisztikus egyenlete megadható az alábbi egyenlettel is:

$$\alpha(s) = \det[sI - A_c + B_c K] = s^n + (a_{n-1} + k_{n-1})s^{n-1} + \dots + (a_1 + k_1)s + (a_0 + k_0) \quad (7.29)$$

Jelölje $p_1, p_2, p_3, \dots, p_n$ a tervezett UAV zárt szabályozási rendszerének általunk megadott pólusait, melyek segítségével a zárt szabályozási rendszer karakterisztikus egyenlete az alábbi gyöktényezős alakban is felírható:

$$\alpha(s) = (s - p_1)(s - p_2)(s - p_3) \dots (s - p_n) = s^n + \alpha_{n-1}s^{n-1} + \dots + \alpha_1s + \alpha_0, \quad (7.30)$$

ahol α_i a módosított karakterisztikus egyenlet együtthatói. A k_i , az a_i , és az α_i együtthatók között ismert az alábbi összefüggés:

$$\alpha_i = a_i + k_i; \quad i = 0, 1, 2, \dots, n - 1. \quad (7.31)$$

A (7.31) egyenlet alapján a K állapot-visszacsatolási mátrix (szabályozó) elemeit az alábbi összefüggések segítségével számíthatjuk:

$$k_i = \alpha_i - a_i; \quad i = 0, 1, 2, \dots, n - 1 \quad (7.32)$$

Ha az UAV dinamikus modell ugyan irányítható, de nem a (7.26) társ-alakban áll rendelkezésre, akkor erre az alakra hozható egy T nem szinguláris transzformációs mátrix segítségével. Vezessük be az alábbi Bass-Gura transzformációt [7.19, 7.24]:

$$\mathbf{x} = \mathbf{T}\hat{\mathbf{x}} \quad (7.33)$$

$$\frac{d\hat{\mathbf{x}}}{dt} = \mathbf{T}^{-1} \frac{d\mathbf{x}}{dt} \quad (7.34)$$

$$\frac{d\hat{\mathbf{x}}}{dt} = \mathbf{T}^{-1}(\mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u) \quad (7.35)$$

$$\frac{d\hat{\mathbf{x}}}{dt} = (\mathbf{T}^{-1}\mathbf{A}\mathbf{T})\hat{\mathbf{x}} + (\mathbf{T}^{-1}\mathbf{B})u \quad (7.36)$$

A Bass-Gura transzformáció lényege, hogy a \mathbf{T} mátrixot úgy választjuk meg, hogy teljesüljön rá, hogy a $\mathbf{T}^{-1}\mathbf{A}\mathbf{T}$ mátrix társ-, vagy kanonikus alakkal rendelkezik. Mindezek alapján, a \mathbf{T} transzformációs mátrix legyen a következő alakú:

$$\mathbf{T} = \mathbf{M}\mathbf{W}, \quad (7.37)$$

ahol \mathbf{M} a Kalman-féle irányíthatósági hiper-mátrix:

$$\mathbf{M} = [\mathbf{B} \quad \mathbf{A}\mathbf{B} \quad \mathbf{A}^2\mathbf{B} \quad \dots \quad \mathbf{A}^{n-1}\mathbf{B}], \quad (7.38)$$

és \mathbf{W} az alábbi társ-alakkal adott:

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} a_{n-1} & a_{n-2} & \dots & a_1 & 1 \\ a_{n-2} & \dots & \ddots & \dots & 0 \\ \vdots & \dots & \ddots & \dots & \vdots \\ a_1 & 1 & \dots & \dots & \vdots \\ 1 & 0 & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (7.39)$$

A tervezett UAV zárt szabályozási rendszer irányítási (bemeneti) vektora – $\mathbf{r} = 0$ esetén – most az alábbi egyenlettel adható meg:

$$\mathbf{u} = -\hat{\mathbf{K}}\hat{\mathbf{x}} = -(\hat{\mathbf{K}}\mathbf{T}^{-1})\mathbf{x} = -\mathbf{K}\mathbf{x} \quad (7.40)$$

Az \mathbf{u} irányító vektor (bemeneti vektor) tervezésének lépéseit az alábbiak szerint foglalhatjuk össze [7.14, 7.24]:

- ellenőrizzük a (7.19) egyenlettel megadott dinamikus rendszer állapot irányíthatóságát, és állapot megfigyelhetőségét, és határozzuk meg az \mathbf{M} irányíthatósági mátrixot;
- a (7.20) egyenlet alapján határozzuk meg az eredeti dinamikus rendszer karakterisztikus egyenletének a_i együtthatóit;
- a (7.29) egyenlet alapján határozzuk meg a tervezett rendszer karakterisztikus egyenletének α_i együtthatóit;
- a (7.37) egyenlet alapján határozzuk meg a \mathbf{T} transzformációs mátrixot;
- a (7.32) egyenlet segítségével határozzuk meg a \mathbf{K} teljes állapot-visszacsatolási mátrix (szabályozó) elemeit, és így a szabályozótervezési feladatot megoldottnak tekinthetjük.

A MIMO szabályozási rendszerek szabályozóinak tervezését a MATLAB® Control System Toolbox `place.m` segédfüggvénye, míg a SIMO rendszerek szabályozóinak tervezését az `acker.m` segédfüggvények támogatják, amelyek olyan szabályozó tervezését teszik lehetővé, amely a zárt szabályozási rendszer pólusait a komplex síkon az általunk előzetesen megadott helyre allokálják [7.80, 7.81, 7.85-TV].

Mindazonáltal meg kell említenünk, hogy a minőségi jellemzők pólusokban történő kifejezése – különösen összetett dinamikával rendelkező rendszerek esetén – meglehetősen

nehéz feladat, amely nagy gyakorlatot és tapasztalatot kíván meg a tervezőktől.

Tekintsük adottnak egy n -ed rendű zárt szabályozási rendszer átviteli függvényét [7.24-TV]:

$$W(s) = \frac{x_{ki}(s)}{x_{be}(s)} = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + b_{m-2} s^{m-2} + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + a_{n-2} s^{n-2} + \dots + a_1 s + a_0}, \quad n \geq m \quad (7.41)$$

A (7.41) egyenlettel megadott dinamikus rendszer súlyfüggvényét – egyszeres valós gyökök esetén – az alábbi egyenlettel határozhatjuk meg:

$$w(t) = \mathcal{L}^{-1}\{W(s)\} = C_1^0 e^{p_1 t} + C_2^0 e^{p_2 t} + \dots + C_n^0 e^{p_n t} = \sum_{k=1}^n \{C_k^0 e^{p_k t}\}, \quad (7.42)$$

ahol a C_i^0 együtthatókat a kezdeti feltétek segítségével határozzuk meg, míg a p_i karakterisztikus egyenlet gyökeit jelöli. A (7.42) egyenlet alapján könnyű belátni, hogy a rendszer válaszfüggvénye az egyes gyökök által meghatározott dinamikák algebrai összege.

Korábban ismeretes, hogy összetett, bonyolult dinamikával bíró rendszerek esetén meglehetősen nehéz a tervezett zárt szabályozási rendszer pólusainak megfelelő allokálása, ezért számos esetben alkalmazzák a domináns póluspár módszerét.

A módszer lényege: a zárt szabályozási rendszer dinamikáját úgy közelítjük, hogy a pólusok közül kettő domináns (meghatározó) lesz, amelyek rendszerint komplex konjugált gyökei a karakterisztikus egyenletnek, míg a többi pólus a komplex síkon a domináns póluspártól kellően nagy távolságra helyezkedik el, így azok hatása elhanyagolható, vagyis:

$$W(s) = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + b_{m-2} s^{m-2} + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + a_{n-2} s^{n-2} + \dots + a_1 s + a_0} \cong \frac{b_0}{a_2 s^2 + a_1 s + a_0} = \frac{1}{T^2 s^2 + 2\xi T s + 1} \quad (7.43)$$

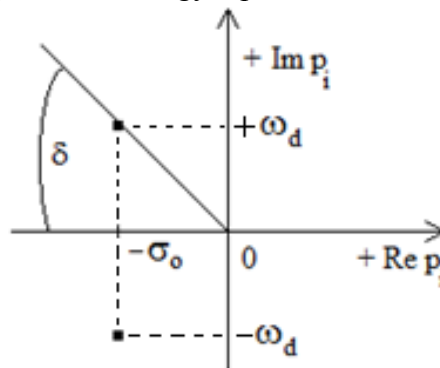
ahol $T^2 = \frac{a_2}{b_0}$, $2\xi T = \frac{a_1}{b_0}$, és $b_0 = a_0$.

A (7.43) átviteli függvény karakterisztikus egyenletének gyökei az alábbiak lesznek:

$$p_{1,2} = -\sigma_0 \pm j\omega_d = -\frac{\xi}{T} \pm j\frac{1}{T}\sqrt{1 - \xi^2} \quad (7.44)$$

ahol: $\omega_0 = 1/T$ a természetes körfrekvencia, $\sigma_0 = \xi\omega_0$ a gyökpár valós része, $\omega_d = \omega_0\sqrt{1 - \xi^2}$ a gyökpár képeztes része, és $\omega_0 = \sqrt{\sigma_0^2 + \omega_d^2}$.

A (7.44) komplex konjugált *domináns* gyökpár a 7.23. ábrán látható.



7.23. ábra. Zárt szabályozási rendszer domináns póluspárja.

A zárt UAV szabályozási rendszer (7.43) átviteli függvényének időállandós alakja a következő alakban is felírható:

$$W(s) = \frac{b_0}{a_2 s^2 + a_1 s + a_0} = \frac{1}{T^2 s^2 + 2\xi T s + 1} = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\sigma_0 s + \omega_0^2}. \quad (7.45)$$

A (7.45) egyenlettel definiált másodrendű rendszer minőségi jellemzői az alábbiak:

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{\omega_d}{\sigma_0} = \sqrt{1 - \xi^2} \quad (7.46)$$

$$\xi = \cos\delta - \text{csillapítási tényező} \quad (7.47)$$

$$t_p = \frac{\pi}{\omega_d} = \frac{\pi}{\omega_0\sqrt{1-\xi^2}} - \text{csúcsidő} \quad (7.48)$$

$$t_s = \frac{3}{\sigma_0} = \frac{3}{\xi\omega_0} - \text{tranziens (beállási) idő} \quad (7.49)$$

A (7.46)–(7.49) minőségi jellemzők jól használhatóak UAVk zárt repülésszabályozó rendszereinek tervezése során is, mint előre megfogalmazott irányítási követelmény, vagy elvárt minőség.

A következő példa a módszer alkalmazásának fontosabb lépéseit mutatja be. Legyen adott a Trainer-60 (Boomerang) SUAV hosszirányú, rövidperiodikus mozgásának állapotteres modellje [7.1, 7.24-TV]:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} = \begin{bmatrix} \dot{w} \\ \dot{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0,9966 & 19 \\ -3,9794 & -12,991 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w \\ q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1,2965 \\ -18,7890 \end{bmatrix} \delta_e \quad (7.50)$$

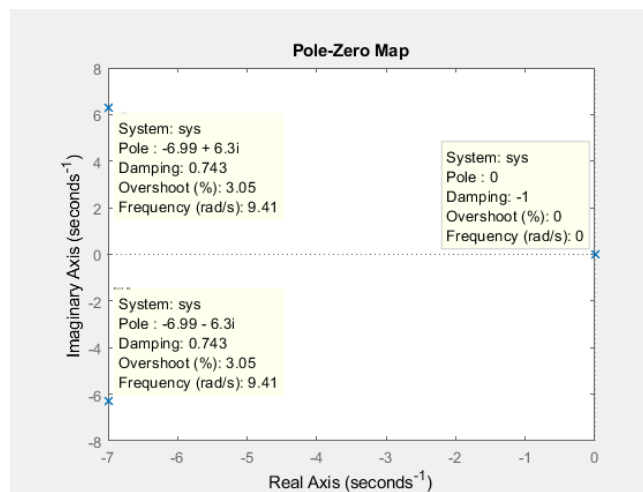
ahol w a függőleges sebesség, q a bólintó szögsebesség, és δ_e a magassági kormány szöghelyzet változása. A (7.50) állapotegyenlettel megadott UAV dinamika jól felhasználható a bólintó szög stabilizáló rendszer tervezésekor. Feltételezzük, hogy az UAV hosszirányú és az oldalirányú mozgása teljesen elkülönül, és nincs áthatás a két irányítási csatorna között. Ismeretes, hogy ebben az esetben a bólintó szögsebesség az alábbi egyenlettel adható meg [7.9-TV, 7.18, 7.22-TV, 7.24-TV]:

$$\dot{\vartheta} = q \quad (7.51)$$

A (7.50) egyenletrendszeret bővítjük a (7.51) kinematikai egyenlettel:

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \dot{w} \\ \dot{q} \\ \dot{\vartheta} \end{bmatrix} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} = \begin{bmatrix} -0,9966 & 19 & 0 \\ -3,9794 & -12,991 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w \\ q \\ \vartheta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1,2965 \\ -18,7890 \\ 0 \end{bmatrix} \delta_e \quad (7.52)$$

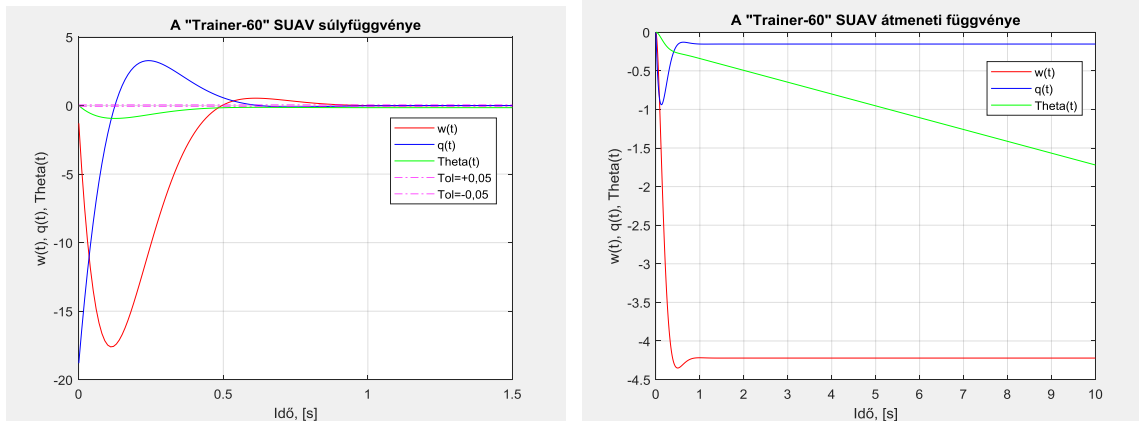
Az UAV mozgását leíró (7.52) állapotegyenlet pólusait és zérusait a 7.24. ábra mutatja be [7.80, 7.81].



7.24. ábra: A Trainer-60 UAV hosszirányú mozgásának pólusai és zérusai. (MATLAB script: Szabolcsi R.)

A 7.24. ábrán jól látható, hogy az UAV (7.50) dinamikus mozgásegyenletének egy negatív valós részű, komplex konjugált gyökpárja van, amely 3,05 % értékű túlszabályozást eredményez az UAV tranziens viselkedésében.

A (7.52) egyenletben a bólintó szögsebesség és a bólintó szög közötti kinematikai kapcsolat egy, az origóban elhelyezkedő pólust eredményez, ami az UAV átmeneti függvényének divergens viselkedését határozza meg. A Trainer-60 'Boomerang' UAV súlyfüggvénye és az átmeneti függvénye a 7.24. ábrán látható.



a) Súlyfüggvény

b) Átmeneti függvény

7.24. ábra. A Trainer-60 UAV viselkedése időtartományban (MATLAB script: Szabolcsi)

A 7.24. a) ábrán jól látható, hogy az UAV stabilis viselkedésű, mert az összes hosszirányú állapotváltozója zérushoz tart, mikor $t \rightarrow \infty$.

A 7.24. b) ábrán az átmeneti függvények alapján megállapítható, hogy az UAV w függőleges sebessége, és a q bólintó szögsebessége stabilis (korlátozott) válaszfüggvényt ad a δ_e magassági kormánylap egységnyi helyzetváltozására, míg a ϑ bólintó szög divergál (szigorúan monoton növekszik), mert a bólintó szög integrálja a q bólintó szögsebességnek.

Tervezzünk az UAV zárt szabályozási rendszere számára olyan szabályozót, más szóval, határozzuk meg azt a \mathbf{K} teljes állapot-visszacsatolási mátrixot, amely az alábbi minőségi jellemzőket biztosítja [7.23, 7.24-TV]:

$$\xi = (0,6 \dots 0,8) \quad (7.53)$$

$$t_s = \frac{3}{\sigma_0} = \frac{3}{\xi\omega_0} \leq 2 \text{ sec} \quad (7.54)$$

A (7.53)–(7.54) elvárt minőségi jellemzők alapján az UAV zárt szabályozási rendszerének pólusait válasszuk meg az alábbiak szerint:

$$p_{1,2} = -6 \pm 6j \quad (7.55)$$

$$p_3 = -10 \quad (7.56)$$

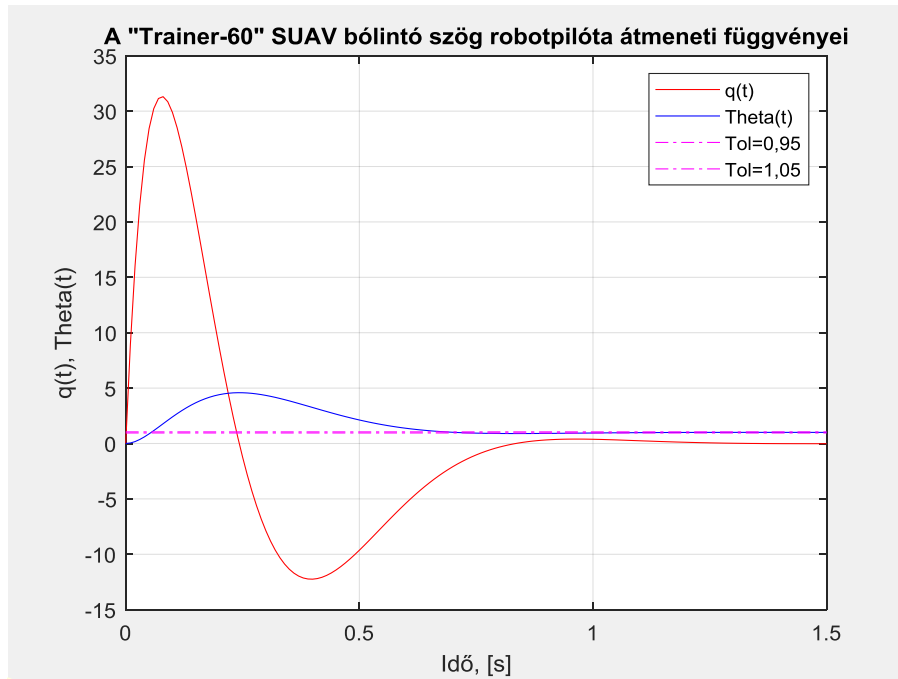
Az UAV zárt szabályozási rendszerének elvárt gyökeit felhasználva, a MATLAB® place.m segédfüggvénye a következő megoldást számítja [7.80, 7.81]:

$$\mathbf{K} = [2.4123 \quad -0.5929 \quad -53.0745] \quad (7.57)$$

A (7.57) szabályozó első eleme pozitív előjelű, mert az UAV rendszerdinamika maga negatív magassági kormánykitérésre (belépőél le) reagál pozitív előjelű bólintó szögsebességgel (UAV orr fel).

Úgy is fogalmazhatunk, hogy az egyes hosszirányú repülési paraméterek pozitív mérőirányai miatt az UAV belső hurokjában pozitív előjelű a visszacsatolás, de a közbenső, és a külső hurkok visszacsatolása már negatív előjelű.

Vizsgáljuk meg az UAV zárt repülésszabályozó rendszerének viselkedését időtartományban. Az UAV válaszfüggvényei a bólintó szög egységnyi értékű $\vartheta_{ref}(t) = 1 * 1(t)^0$ megváltozása esetére a 7.25. ábrán láthatóak.



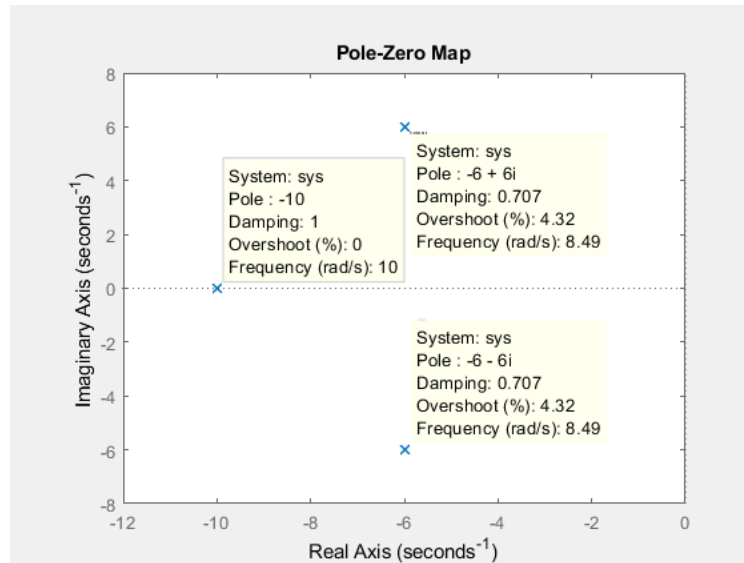
7.25. ábra. A Trainer-60 UAV bólintó szög stabilizáló rendszerének átmenetifüggvényei.
(MATLAB script: Szabolcsi R.)

A 7.25. ábrán jól látható, hogy az egységnyi bólintó szög bemenetre adott rendszerválasz nagy túlszabályozással működik, ami még az UAVk esetében sem megengedett.

Az UAV zárt szabályozási rendszerének pólusait és zérusait a 7.26. ábra mutatja be.

A 7.26. ábra alapján könnyen belátható, hogy az UAV domináns póluspárja által meghatározott csillapítási tényező 0,707, ami az előre megadott (7.53) értéktartományban helyezkedik el.

A tranziens idő közel 0,9 sec, ami szintén eleget tesz a (7.54) egyenlőtlenségi feltételnek. Az irányítási energia minimalása érdekében a zárt, tervezett szabályozás pólusait szokás az UAV eredeti pólusaihoz közelíteni.



7.26. ábra. A Trainer-60 UAV bólintó szög zárt stabilizáló rendszerének pólusai és zérusai. (MATLAB script: Szabolcsi R.)

A pólus áthelyezés módszere tehát egy elegáns tervezési módszer. Könnyen alkalmazható, ha tisztában vagyunk a zárt szabályozási rendszerek pólusainak elhelyezkedésével, és a tervezett szabályozó rendszer elvárt minőségét a pólusok koordinátaival jól ki tudjuk fejezni a komplex s -síkon.

7.3 Rendszertervezés modern módszerek segítségével – az LQR (Linear Quadratic Regulator) módszer

A modern automatikus repülésszabályozó rendszerek dinamikus optimalása már régóta magától értetődő tervezői feladatnak, alapvető elvárásnak számít. Az 1960-as években főleg a szabályozások energiaigényét optimaló (minimáló) kritériumokat alkottak meg, amelyek segítségével sikert minimálni az irányításhoz szükséges energiát, aminek révén sikerült növelni a repülési időt.

A zárt szabályozási rendszerek tervezése során gyakran használunk integrál-kritériumokat, amelyek főleg a zárt szabályozási rendszer hibajelét veszik alapul. A gyakorlatban a leginkább elterjedt integrál-kritériumok az alábbiak [7.21-TV, 7.22-TV, 7.24-TV, 7.84-TV, 7.86-TV]:

1) IE: a hibajel integrálján alapuló integrálkritérium. Alkalmazása lengő (alulcsillapított) dinamikus rendszerekben, ahol hibajel lehet előjelváltó, nem ajánlott, hiszen negatív előjelű területeket is összegeznünk kell.

2) IAE: a hibajel abszolút értéke integrálján alapuló kritérium. Alkalmazása esetén az abszolút érték művelet az előjelváltás miatt kialakuló problémát kiküszöböli.

3) ITAE: a hibajel idővel súlyozott abszolút értéke integrálján alapuló kritérium. Alkalmazása esetén az abszolút érték művelet az előjelváltás miatt kialakuló problémát kiküszöböli, és a tranziens folyamatok gyorsítása érdekében, az átmeneti folyamatok kezdetén súlyozza (növeli) az intagrandus értékét.

4) ISE: a hibajel négyzetes időfüggvénye integrálján alapuló kritérium. Alkalmazása esetén négyzetre emelés művelete az előjelváltás miatt kialakuló problémát kiküszöböli.

A fent felsorolt hibajel alapú integrál-kritériumok gyakorlatilag az egyes függvények integrálját, más szóval, megadott időtartományon a függvénygörbe alatti terület minimálását jelenti. Ez a megközelítés alapvetően azt a cél szolgálta, hogy képesek legyünk a tervezett zárt szabályozási rendszerek funkcionalitását (alapjel követés képessége, zavarelhárítás képessége) megítélni.

Ismeretes, hogy a hibajelre épülő integrál-kritériumok csak közvetett módon jellemzik egy-egy szabályozás energiaszükségletét, így joggal merül fel a kérdés, hogy a zárt szabályozás mely jelei szolgálnak közvetlenül információt. Más szóval, a zárt szabályozási rendszernek mely jelét, vagy jeleit vegyük alapul a szabályozók megtervezése során?! Könnyű belátni, hogy meglehetősen nehéz a szabályozási rendszer egy, vagy több releváns jelének kiválasztása. Ezt a nehézséget az LQ-alapú kritériumok alkalmazása hidalja át, amely egyidejűleg veszi figyelembe úgy az \mathbf{u} vezérlő (bemeneti) vektor, mint az \mathbf{x} állapotvektor valamennyi rendezőjét: azok súlyozott négyzetes idősorainak összegfüggvényeit minimálja [7.25, 7.26, 7.27, 7.28, 7.29, 7.30, 7.31, 7.32, 7.34-TV].

Az LQR tervezési feladat – a 7.2. ábrát felhasználva – az alábbiak szerint fogalmazható meg: a tervezett zárt szabályozási rendszer állapotegyenlete az alábbi kifejezéssel adható meg [7.34-TV, 7.35-TV, 7.36-TV, 7.37-TV, 7.38-TV, 7.39, 7.40-TV, 7.41-TV, 7.43-TV]:

$$\dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{A} - \mathbf{BK}]\mathbf{x} + \mathbf{BK}\mathbf{r} = \mathbf{A}_{cl}\mathbf{x} + \mathbf{B}_{cl}\mathbf{r} \quad (7.58)$$

$\mathbf{r} = 0$ esetére keressük azt az \mathbf{u} optimális irányítási vektort, más szóval, a \mathbf{K}_{opt} optimális teljes állapotvisszacsatolás mátrixot, amely a dinamikus rendszert úgy viszi át a kezdeti állapotából (t_0) egy új egyensúlyi állapotába (t_f), hogy egy előre megválasztott funkcionál (integrál-kritérium) szélső (minimális) értéket vegyen fel. A minimálandó funkcionál (költségfüggvény) legyen a következő alakú [7.14, 7.18, 7.19, 7.21-TV, 7.22-TV]:

$$J = \psi(\mathbf{x}(t_f)) + \int_{t_0}^{t_f} L(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t), t) dt \rightarrow Min, \quad (7.59)$$

ahol az állapotegyenlet általános alakja

$$\dot{\mathbf{x}} = f(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t), t), \quad (7.60)$$

és a kezdeti feltétek

$$\mathbf{x}(t_0) = \mathbf{x}_0 \quad (7.61)$$

A (7.59) egyenlet a teljes funkcionál, melynek $\psi(\mathbf{x}(t_f))$ tagja a végállapot költségösszetevője. Feltételezzük, hogy $L(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t), t)$ nem negatív költségfüggvény. A (7.61) egyenletben vezessük be a $\lambda(t)$ segéd állapotvektort. Így a módosított költségfüggvény a következő alakban írható fel [7.34-TV]:

$$\bar{J} = \psi(\mathbf{x}(t_f)) + \int_{t_0}^{t_f} (L + \lambda^T(t)(f - \dot{\mathbf{x}})) dt \rightarrow Min \quad (7.62)$$

A $\lambda(t)$ segédvektor tetszőleges matematikai alakot is felvehet, mert vele a $f - \dot{\mathbf{x}}$ különbségvektort szorozzuk. Ismeretes, kellően hosszú idő elteltével, vagyis $t \rightarrow t_f$ esetén úgy az eredeti J költségfüggvény, mint a módosított \bar{J} költségfüggvény értéke zérushoz kell

tartson. A (7.62) módosított költségfüggvény variációja most a következő módon is megadható:

$$\bar{\delta J} = \psi_x \delta \mathbf{x}(t_f) + \int_{t_0}^{t_f} (L_x \delta \mathbf{x} + L_u \delta \mathbf{u} + \boldsymbol{\lambda}^T f_x \delta \mathbf{x} + \boldsymbol{\lambda}^T f_u \delta \mathbf{u} - \dot{\boldsymbol{\lambda}}^T \delta \mathbf{x}) dt \quad (7.63)$$

ahol $\psi_x = \frac{\partial \psi}{\partial \mathbf{x}}$, $L_x = \frac{\partial L}{\partial \mathbf{x}}$, $L_u = \frac{\partial L}{\partial \mathbf{u}}$, $f_x = \frac{\partial f}{\partial \mathbf{x}}$, és végül $f_u = \frac{\partial f}{\partial \mathbf{u}}$.

A (8) egyenlet parciális integrálja az alábbi módon határozható meg:

$$- \int_{t_0}^{t_f} \dot{\boldsymbol{\lambda}}^T \delta \mathbf{x} dt = -\boldsymbol{\lambda}^T(t_f) \delta \mathbf{x}(t_f) + \boldsymbol{\lambda}^T(t_0) \delta \mathbf{x}(t_0) + \int_{t_0}^{t_f} \boldsymbol{\lambda}^T \delta \mathbf{x} dt \quad (7.64)$$

Helyettesítsük a (7.64) egyenletet a (7.63) egyenletbe, és kapjuk, hogy:

$$\bar{\delta J} = \psi_x(\mathbf{x}(t_f)) \delta \mathbf{x}(t_f) + \int_{t_0}^{t_f} (L_u + \boldsymbol{\lambda}^T f_u) \delta \mathbf{u} dt + \int_{t_0}^{t_f} (L_x + \boldsymbol{\lambda}^T f_x + \dot{\boldsymbol{\lambda}}^T) \delta \mathbf{x} dt - \boldsymbol{\lambda}^T(t_f) \delta \mathbf{x}(t_f) + \boldsymbol{\lambda}^T(t_0) \delta \mathbf{x}(t_0) \quad (7.65)$$

Mivel a kezdeti feltételek későbbi időpillanatokban is változatlanok, ezért a (7.65) egyenlet utolsó tagja zérusértékű. Megvizsgálva a (7.65) egyenletet arra a következtetésre juthatunk, hogy változó $\mathbf{x}(t)$, $\mathbf{u}(t)$, és $\mathbf{x}(t_f)$ esetén igazak az alábbi egyenletek [7.34-TV]:

$$L_u + \boldsymbol{\lambda}^T f_u = 0 \quad (7.66)$$

$$L_x + \boldsymbol{\lambda}^T f_x + \dot{\boldsymbol{\lambda}}^T = 0 \quad (7.67)$$

$$\psi_x(\mathbf{x}(t_f)) - \boldsymbol{\lambda}^T(t_f) = 0 \quad (7.68)$$

A (7.67) és a (7.68) egyenleteket rendezve kapjuk, hogy:

$$-L_x - \boldsymbol{\lambda}^T f_x = \dot{\boldsymbol{\lambda}}^T \quad (7.69)$$

$$\psi_x(\mathbf{x}(t_f)) = \boldsymbol{\lambda}^T(t_f) \quad (7.70)$$

A vázolt optimálási feladat megoldására a $\boldsymbol{\lambda}(t)$ segéd állapotvektort időben visszafelé számítjuk, annak végállapotából haladva a kezdeti állapot felé.

Az optimálási feladat megoldásának egyik lehetséges módszere a gradiens módszer. A módszer az alábbi iteratív lépésekkel jellemezhető [7.18, 7.21-TV, 7.22-TV, 7.34-TV, 7.84-TV, 7.85-TV]:

1. lépés: egy adott \mathbf{x}_0 kezdeti állapotra adjuk meg az $\mathbf{u}(t)$ irányítási (bemeneti) vektort;
2. lépés: adjuk meg az $\dot{\mathbf{x}} = f(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t), t)$ állapot-egyenletet normál időben;
3. lépés: a (7.69) egyenletet felhasználva, a t_f és a t_0 kezdeti idő közötti tartományon értékeljük ki a $\psi_x(\mathbf{x}(t_f))$ költségfüggvényt, és adjuk meg visszafelé az időben a $\boldsymbol{\lambda}(t)$ segéd állapotvektort;
4. lépés: az irányítási vektor variációja legyen minden időpillanatban $\delta \mathbf{u} = -\mathbf{K}(L_u + \boldsymbol{\lambda}^T f_u)$, ahol \mathbf{K} pozitív skalár, vagy MIMO rendszerekre pozitív definit mátrix.
5. lépés: legyen $u_{i+1} = u_i + \delta u$.
6. lépés: térjünk vissza a 2. lépéshez, és folytassuk addig a keresést, amíg a megoldás nem konvergens.

Az optimálási feladat másik lehetséges megoldása, ha $\psi_x(\mathbf{x}(t_f)) = 0$, és feltételezzük, hogy az L költségfüggvény most az alábbi alakban adható meg [7.18, 7.21-TV, 7.22-TV]:

$$L = \frac{1}{2} \mathbf{x}^T \mathbf{Q} \mathbf{x} + \frac{1}{2} \mathbf{u}^T \mathbf{R} \mathbf{u} \quad (7.71)$$

ahol $L \geq 0$, $Q \geq 0$ PSD, $\mathfrak{R}^{n \times n}$ diagonális súlyozó mátrix, $R > 0$ $\mathfrak{R}^{m \times m}$ PD, diagonális súlyozó mátrix.

A lineáris (gyakran inkább linearizált) dinamikus rendszerekre felírható a következő egyenletrendszer:

$$L_x = \mathbf{x}^T \mathbf{Q} \quad (7.72)$$

$$L_u = \mathbf{u}^T \mathbf{R} \quad (7.73)$$

$$f_x = \mathbf{A} \quad (7.74)$$

$$f_u = \mathbf{B} \quad (7.75)$$

Korábbról ismeretes, hogy:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B} \quad (7.76)$$

$$\mathbf{x}(t_0) = \mathbf{x}_0 \quad (7.77)$$

$$\dot{\boldsymbol{\lambda}} = -\mathbf{Q}\mathbf{x} - \mathbf{A}^T \boldsymbol{\lambda} \quad (7.78)$$

$$\boldsymbol{\lambda}(t_f) = 0 \quad (7.79)$$

$$\mathbf{R}\mathbf{u} + \mathbf{B}^T \boldsymbol{\lambda} = 0 \quad (7.80)$$

Mivel vizsgálatainkat csak a lineáris rendszerekre korlátozzuk, ezért a társ állapotvektor most $\boldsymbol{\lambda} = \mathbf{P}\mathbf{x}$ alakban adható meg, ahol \mathbf{P} a költség (Ljapunov) mátrix. Helyettesítsük ezt az alakot a (7.78) egyenletbe, és a (7.76) állapot-egyenletet felhasználva a Ricatti-féle mátrixegyenletet (RME) kapjuk [7.18, 7.19, 7.21-TV, 7.22-TV 7.34-TV]:

$$\mathbf{P}\mathbf{A} + \mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{Q} - \mathbf{P}\mathbf{B}\mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P} + \dot{\mathbf{P}} = 0 \quad (7.81)$$

Ha $t_f \rightarrow \infty$, $\mathbf{Q}=\text{áll.}$, és $\mathbf{R}=\text{áll.}$, akkor $\dot{\mathbf{P}} \rightarrow 0$, $\forall t$. A (7.81) egyenlet az alábbi alakra fajul:

$$\mathbf{P}\mathbf{A} + \mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{Q} - \mathbf{P}\mathbf{B}\mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P} = 0 \quad (7.82)$$

A (7.82) egyenletet szokás elfajult Ricatti-féle mátrixegyenletnek is nevezni, amelyet megoldva megkapjuk a \mathbf{P} költségmátrixot. A (7.82) egyenlet megoldását a MATLAB program `are.m`, diszkrét időre a `dare.m` segédfüggvénye támogatja [7.80, 7.81].

Végül, az $\mathbf{R}\mathbf{u} + \mathbf{B}^T \boldsymbol{\lambda} = 0$ egyenletből az optimális irányítási (bemeneti) vektor már könnyen meghatározható [7.18, 7.19, 7.21-TV, 7.22-TV 7.34-TV]:

$$\mathbf{u} = -\mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P}\mathbf{x} = -\mathbf{K}_{opt} \mathbf{x} \quad (7.83)$$

ahol $\mathbf{K}_{opt} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P}$ az optimális állapot-visszacatolási mátrix (szabályozó). A szabályozótervezés lépései most az alábbiak lesznek [7.18, 7.19, 7.21, 7.22, 7.34]:

1. lépés: ellenőrizzük az eredeti UAV dinamikát: Kalman-féle értelemben az $\{\mathbf{A}, \mathbf{B}\}$ mátrixpár teljesen irányítható, a $\{\mathbf{A}, \mathbf{C}\}$ mátrixpár teljesen megfigyelhető rendszert határoz meg;
2. vegyük fel a \mathbf{Q} és az \mathbf{R} súlyozó mátrixokat a Bryson-szabály alapján, vagy az egységnyi súlyozás elvét felhasználva;
3. lépés: oldjuk meg a (7.82) egyenletet, és határozzuk meg a \mathbf{P} költségmátrixot;
4. lépés: helyettesítsük be a \mathbf{P} mátrixot a (7.83) egyenletbe, és határozzuk meg a $\mathbf{K}_{opt} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P}$ optimális állapot-visszacatolási mátrixot (optimális irányítási törvényt);
5. lépés: ellenőrizzük a zárt szabályozási rendszer minőségi jellemzőit, azok hogyan felelnek meg az előírt dinamikus jellemzőknek;

6. lépés: Ha a tervezett zárt szabályozási rendszer minőségi jellemzői nem megfelelőek, heurisztikusan addig hangoljuk a \mathbf{Q} és az \mathbf{R} súlyozó mátrixokat, amíg a tervezett zárt szabályozási rendszer megfelelő minőségi jellemzőkkel bír.

Vizsgáljuk a Trainer-60 SUAV oldalirányú, rövidperiodikus mozgásának dinamikáját [7.1, 7.9-TV, 7.34-TV]:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} = \begin{bmatrix} \dot{v} \\ \dot{p} \\ \dot{r} \\ \dot{\phi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0,7724 & 0 & -18,9671 & 9,0867 \\ 1,9247 & -19,9149 & 7,7565 & 0 \\ 69,1314 & -23,8689 & -2,5966 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v \\ p \\ r \\ \phi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 2,2582 \\ -23,8289 & 1,5015 \\ -11,7532 & -15,2855 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta_a \\ \delta_r \end{bmatrix} \quad (7.84)$$

ahol v az oldalirányú, egyenes vonalú mozgás sebessége; p a dőlési szögsebesség, r a legyező szögsebesség, ϕ a dőlési szög, δ_a a csűrőlapok szöghelyzetének változása, és végül, δ_r az oldalkormány szöghelyzetváltozása.

Az LQR módszer segítségével határozzuk meg a 7.2. ábrán látható zárt szabályozási rendszer \mathbf{K}_{opt} optimális állapotvisszacsatolási mátrixát, amely biztosítja a ϕ dőlési szög megfelelő szabályozását (értéktartását, vagy érték követését).

A szabályozó tervezése előtt határozzuk meg annak rövidperiodikus mozgásegyenletét. A (7.84) egyenletből kapjuk, hogy [7.34-TV]:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} = \begin{bmatrix} \dot{p} \\ \dot{\phi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -19,9149 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ \phi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -23,8289 \\ 0 \end{bmatrix} \delta_a \quad (7.85)$$

A dinamikus rendszer \mathbf{A}, \mathbf{B} mátrixpárját felhasználva megállapítható, hogy az UAV dinamika irányítható, mert az irányíthatósági hipermatrix [7.22-TV, 7.24-TV, 7.80, 7.81]:

$$\mathbf{Co} = [\mathbf{B} \quad \mathbf{AB} \quad \mathbf{A}^2\mathbf{B} \quad \dots \quad \mathbf{A}^{n-1}\mathbf{B}] = \begin{bmatrix} -23,8289 & 474,5502 \\ 0 & -23,8289 \end{bmatrix}, \quad (7.86)$$

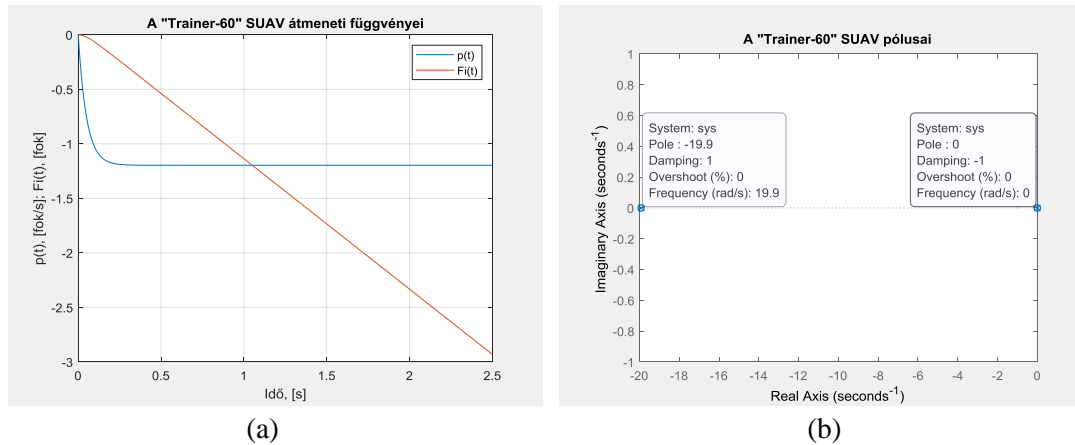
és ennek rangja 2, vagyis az UAV Kalman-féle értelemben irányítható [7.22, 7.24].

A dinamikus rendszer \mathbf{A}, \mathbf{C} mátrixpárját felhasználva megállapítható, hogy az UAV dinamika megfigyelhető, mert a megfigyelhetőségi hipermatrix [7.22-TV, 7.24-TV, 7.80, 7.81:]

$$\mathbf{Ob} = [\mathbf{C} \quad \mathbf{CA} \quad \mathbf{CA}^2 \quad \dots \quad \mathbf{CA}^{n-1}]^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -19,9149 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad (7.87)$$

és ennek rangja 2, vagyis az UAV Kalman-féle értelemben megfigyelhető [7.22-TV, 7.24-TV].

A Trainer-60 SUAV oldalirányú, rövidperiodikus viselkedése a 7.27. ábra segítségével is megvizsgálható. Az UAV bemenete most a csűrőlapok $\delta_a = 1 * 1(t)^0$ egységnyi kitérése lesz. A 7.27.a ábrán jól látható, hogy az orsózó szögsebesség exponenciális jelleggel változik, míg a dőlési szög, ennek integráljaként szigorúan monoton növekszik. A 7.27.b. ábrán jól látható az UAV két pólusa, amelyek közül a $p_1 = 19,9$ pólus az orsózó szögsebesség sajátértéke, míg a $p_2 = 0$ pólust a dőlési szögsebesség és a dőlési szög közötti integráló kapcsolat hozza létre [7.80, 7.81].



7.27. ábra. A Trainer-60 oldalirányú mozgásának transziens analízise (MATLAB script: Szabolcsi R.)

Az UAV repülésszabályozásának célja, hogy a zárt rendszer legyen képes állandó értéken tartani a ϕ dőlési szöget, ami gyakran fordul elő a gyakorlatban. Az optimális szabályozó tervezése során feltételezzük, hogy a zárt rendszerben nem megengedett a túlszabályozás, más szóval, a zárt szabályozási rendszer túlszabályozott. Másik kritériumként adjunk meg felső korlátot a transziens idő nagyságára, ami szintén gyakran alkalmazott elvárás [7.33, 7.34-TV]:

$$t_s \leq 2 \text{ sec} \quad (7.88)$$

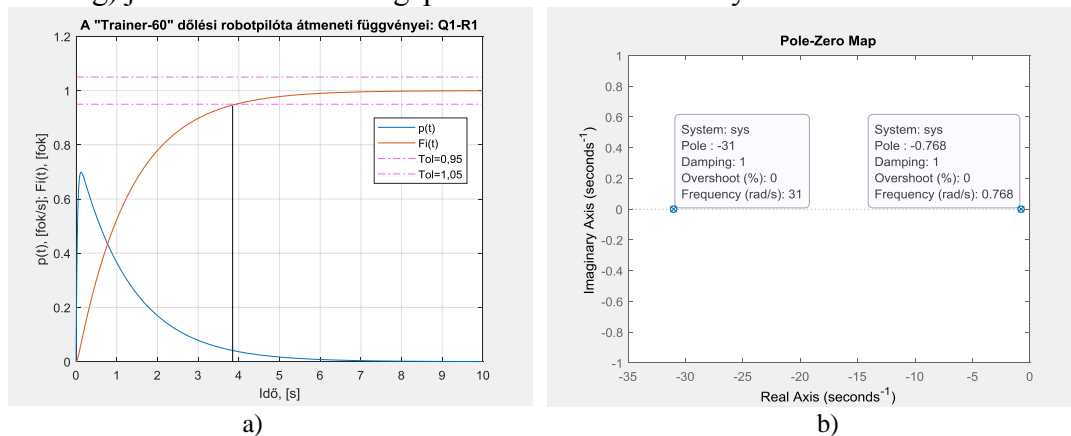
Az LQR tervezési feladat megoldásakor – *a priori* adatok hiányában – alkalmazzuk az egységnyi súlyozás elvét, vagyis:

$$\mathbf{Q}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \mathbf{R}_1 = 1 \quad (7.89)$$

A zárt szabályozási rendszer \mathbf{K}_{opt} optimális, teljes állapot-visszatolási mátrixát, és a \mathbf{P} Ljapunov-féle költségmátrixot a MATLAB[®] `lqr2.m` segédfüggvénye segítségével számítottam ki [7.34-TV, 7.80, 7.81]:

$$\mathbf{K}_1 = [-0,4993 \quad -1,0000]; \mathbf{P}_1 = \begin{bmatrix} 0,0210 & 0,0420 \\ 0,0420 & 1,3351 \end{bmatrix} \quad (7.90)$$

Az UAV zárt szabályozási rendszerének vizsgálatát a 7.28. ábra segítségével végezhetjük el. Vizsgáljuk meg előbb a zárt rendszer átmeneti függvényét a $\phi_{ref} = 1 * 1(t)^0$ bemeneti (dőlési szög) jel esetén. A számítógépes szimuláció eredménye a 7.28. ábrán látható.



7.28. ábra. A Trainer-60 oldalirányú mozgásának transziens analízise (MATLAB script: Szabolcsi R.)

A 7.28.a. ábrán jól látható, hogy az UAV zárt szabályozási rendszerének viselkedésében nincs túlszabályozás: a zárt rendszer válaszfüggvénye exponenciális jelleggel, aszimptotikusan alulról közelíti meg az egységnyi referencia dőlési szögértéket.

Az általánosan elfogadott $\Delta = \pm 5\%$ dinamikus pontossággal számolva a tranziens idő $t_s \cong 4$ sec lesz, ami nem felel meg az előzetesen támasztott minőségi követelménynek. Az UAV zárt szabályozási rendszerének valós gyökei az s -síkon a $p_1 = -31$ és a $p_2 = -0,768$ koordinátájú helyeken található.

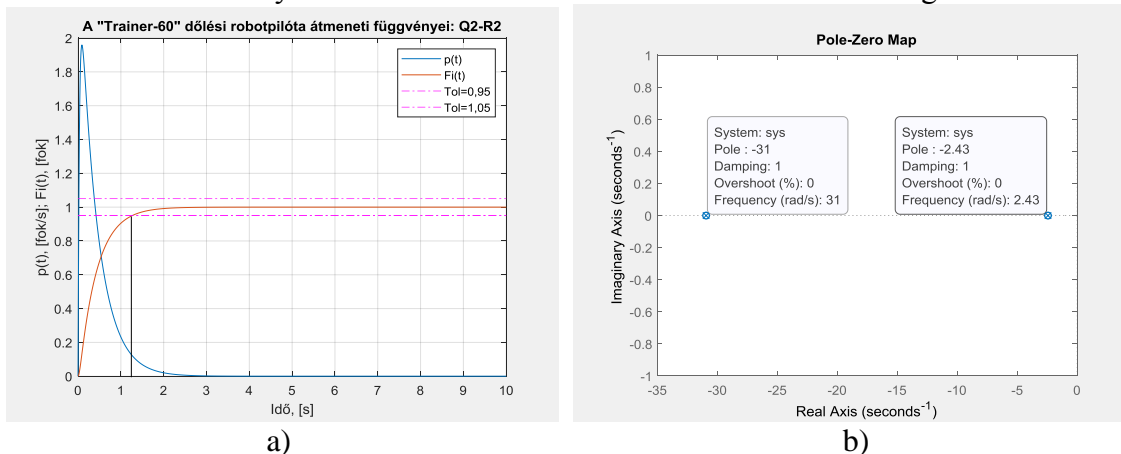
A gyökök negatív előjele miatt kijelenthetjük, hogy a zárt szabályozási rendszer stabilis, és a dinamikus viselkedést a $p_2 = -0,768$ gyök határozza meg, amíg a $p_1 = -31$ pólus hatása gyakorlatilag elhanyagolható. Az UAV zárt szabályozási rendszerének viselkedése javításra szorul, a működését gyorsítani szükséges, és ehhez – heurisztikus hangolással – válasszuk a következő súlyozó mátrixpárt [7.84-TV, 7.85-TV]:

$$\mathbf{Q}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 10 \end{bmatrix}; \mathbf{R}_2 = 1 \quad (7.91)$$

Az optimális szabályozótervezés – a (7.91) súlyokat felhasználva – az alábbi megoldást adja [7.34-TV, 7.80, 7.81]:

$$\mathbf{K}_2 = [-0.5656 \quad -3.1623]; \mathbf{P}_2 = \begin{bmatrix} 0.0237 & 0.1327 \\ 0.1327 & 4.4316 \end{bmatrix} \quad (7.92)$$

Az UAV zárt szabályozási rendszerének viselkedése a 7.29. ábrán vizsgálható.

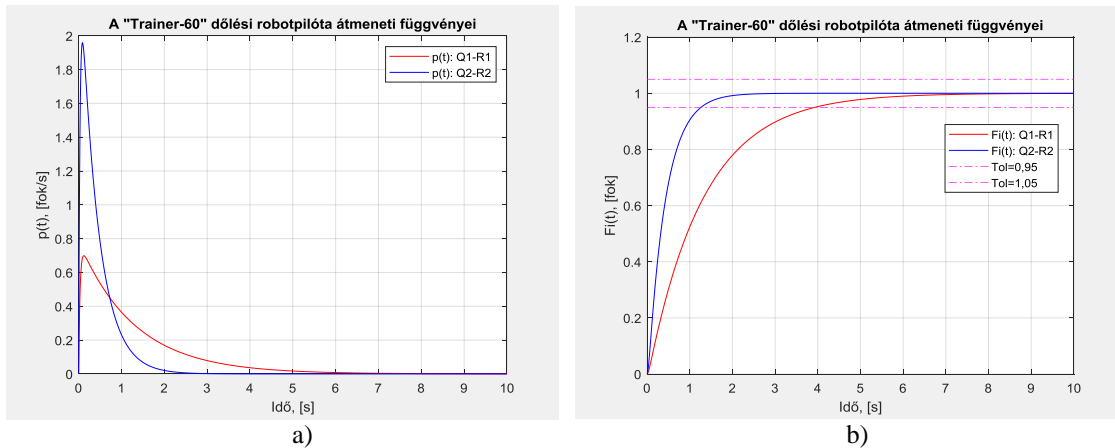


7.29. ábra. A Trainer-60 oldalirányú mozgásának tranziens analízise (MATLAB script: Szabolcsi R.)

A 7.29.a. ábra alapján – $\Delta = \pm 5\%$ dinamikus pontossággal számolva – a tranziens idő $t_s \cong 1,5$ sec lesz, ami megfelel a (7.88) előzetesen támasztott minőségi követelménynek.

A 7.29.b. ábrán jól látható, hogy az UAV zárt szabályozási rendszerének $p_2 = -0,768$ pólusa – az új súlyozás révén – az s -síkon átkerült a $p_2^* = -2,43$ helyre, míg a másik pólus helye nem változott meg.

A (7.89) és a (7.91) súlyozásokat használó tervezési lépések eredményeit a 7.30. ábrán hasonlíthatjuk össze.



7.30. ábra. A Trainer-60 oldalirányú mozgásának vizsgálata (MATLAB script: Szabolcsi R.)

A 7.30.b. ábrán jól látható, hogy a (7.91) heurisztikusan megválasztott súlyozás a külső hurokban gyorsítja a zárt szabályozási rendszer viselkedését, míg a belső hurokban megnöveli az orsózó szögsebesség csúcstértékét.

Az optimális szabályozó tervezése során az előzetesen támasztott követelményeknek egy időben kell megfelelni, ami a tervezőktől magas szintű tudást, és tapasztalatot követel, és nem mellékes a mérnöki intuíció sem.

Összefoglalva a fejezet eredményeit, megállapíthatjuk, hogy az LQ-alapú szabályozótervezés egyik alapvető lépcsőfoka az optimális LQR-szabályozó tervezése, amely jól kombinálható a PID-szabályozó tervezésével, és annak akár az első lépése is lehet az arányos ágban az optimális erősítés meghatározásával. Az UAV rendszerdinamika (7.84) állapot-egyenletéből is jól látszik, hogy a tervezési eljárás alkalmazásának egyik hátránya, hogy nem veszi figyelembe sem az UAV-ra ható esetleges külső zavarásokat, sem pedig a zárt szabályozás belső zajait (szenzor zaj). Ily módon könnyű belátni, hogy az LQR módszer gyakorlati alkalmazása csak nagyon korlátozott lehet. E hátrányt az LQG módszer segít kiküszöbölni.

7.4 Az UAV dinamikus szabályozójának tervezése az LQG (Linear Quadratic Gaussian) módszer segítségével

A repülés valós fizikai környezetében az UAV-ra ható külső zavarások (pl. légköri turbulencián átrepülés, függesztmények változó terheléséből eredő terhelések), és a fedélzeti érzékelők rendszerint additív zajjal terhelik, és így változtatják meg az UAV dinamikáját. Az LQG dinamikus szabályozótervezési módszer lehetővé teszi a valós fizikai környezet, és az érzékelők sztochasztikus zajainak figyelembevételét. A gyakorlatban a statikus LQR tervezési feladat megoldásához nem mindig állnak rendelkezésre az egyes állapotváltozók, gyakran előfordul az is, hogy csak a kimenet-visszacsatolás megengedett. A sztochasztikus rendszerek elmélete így lehetővé teszi a Gauss eloszlással bíró sztochasztikus zajok figyelembevételét is [7. 45, 7.46, 7.47, 7.48, 7.49, 7.50, 7.51, 7.52, 7.53, 7.54, 7.55, 7.56].

Véletlenszerűen változó külső és belső zavarások és zajok esetén az LTI dinamikával bíró MIMO UAV állapot-, és kimeneti egyenlete – $\mathbf{D} \in \mathbb{R}^{m \times r} = \mathbf{0}$ esetén – az alábbi egyenletekkel írható le [7.21, 7.22, 7.43, 7.56]:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{\Gamma}\mathbf{w}; \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{v} \quad (7.93)$$

ahol: $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^{n \times 1}$ állapotvektor, $\mathbf{u} \in \mathbb{R}^{r \times n}$ bemeneti vektor, $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{n \times n}$ állapotmátrix, $\mathbf{B} \in \mathbb{R}^{n \times r}$ bemeneti mátrix, $\mathbf{C} \in \mathbb{R}^{m \times n}$ kimeneti mátrix, $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^{m \times 1}$ kimeneti vektor, $\mathbf{w} \in \mathbb{R}^{n \times 1}$ a külső zavarások vektora; $\mathbf{\Gamma} \in \mathbb{R}^{n \times r}$ zajok bemeneti mátrixa, és végül, $\mathbf{v} \in \mathbb{R}^{m \times 1}$ a mérési zajok vektora.

A $\mathbf{w}(t)$ külső zavarásokról, és a $\mathbf{v}(t)$ belső mérési zajokról feltételezzük, hogy azok korrelálatlan, zérus középértékű, Gauss-eloszlású sztochasztikus jelek, vagyis [7.45, 7.56-TV]:

$$E\{\mathbf{w}(t)\} = 0; \quad E\{\mathbf{v}(t)\} = 0; \quad E\{\mathbf{w}(t)\mathbf{v}^T(t + \tau)\} = 0 \quad (7.94)$$

A külső zavarások és a belső zajok várható értékei (kovarianciái) az alábbi egyenletekkel adható meg [7.43-TV, 7.44, 7.45, 7.56-TV]:

$$E\{\mathbf{w}(t)\mathbf{w}^T(t)\} = \mathbf{Q}_0 \geq 0; \quad E\{\mathbf{v}(t)\mathbf{v}^T(t)\} = \mathbf{R}_0 > 0 \quad (7.95)$$

Az LQG szabályozótervezés során az alábbi funkcionál (költségfüggvény) minimalását hajtjuk végre [7.45, 7.46, 7.47, 7.48, 7.49, 7.50, 7.51, 7.52, 7.53, 7.54, 7.55, 7.56-TV]:

$$J_{LQG} = \lim_{T \rightarrow \infty} E \left\{ \frac{1}{T} \int_0^T (\mathbf{x}^T \mathbf{Q} \mathbf{x} + \mathbf{u}^T \mathbf{R} \mathbf{u}) dt \right\} \rightarrow \text{Min}, \quad (7.96)$$

ahol \mathbf{Q} and \mathbf{R} az LQR feladat megoldása során használatos súlyozó mátrixok, amelyekre igaz, hogy $\mathbf{Q} = \mathbf{Q}^T \geq 0$; $\mathbf{R} = \mathbf{R}^T > 0$, végül, a (7.96) funkcionálban $E\{\cdot\}$ a várható érték operátor.

A szeparációs elvet felhasználva, az LQG szabályozótervezés két fázisra bontható [7.44, 7.45, 7.46, 7.47, 7.48, 7.49, 7.50, 7.51, 7.52, 7.53, 7.54, 7.55, 7.56-TV, 7.84-TV, 7.85-TV]:

- a Kalman-féle megfigyelő tervezése: a Kalman-szűrő \mathbf{L} optimális, statikus erősítésének meghatározása (LQE tervezési feladat megoldása);
- az optimális $\mathbf{u} = -\mathbf{K}\hat{\mathbf{x}}$ vezérlési törvény, vagyis a \mathbf{K} teljes állapot-visszacsatolási mátrix meghatározása, ahol $\hat{\mathbf{x}}$ az állapotvektor becsült értéke (LQR tervezési feladat megoldása).

A szeparációs elv szerint, az állapotbecslő-alapú rendszer állapot-, kimeneti-, és irányító egyenlete az alábbi egyenletrendszerrel adható meg [7.21-TV, 7.44, 7.45, 7.46, 7.56-TV]:

$$\left. \begin{aligned} \dot{\hat{\mathbf{x}}} &= \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{L}(\mathbf{y} - \hat{\mathbf{y}}) \\ \hat{\mathbf{y}} &= \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}} \\ \mathbf{u} &= -\mathbf{K}\hat{\mathbf{x}} \end{aligned} \right\}, \quad (7.97)$$

ahol a megfigyelő \mathbf{L} optimális erősítése [7.21-TV, 7.44, 7.45, 7.46, 7.56-TV]:

$$\mathbf{L} = \mathbf{\Sigma} \mathbf{C}^T \mathbf{R}_0^{-1} \quad (7.98)$$

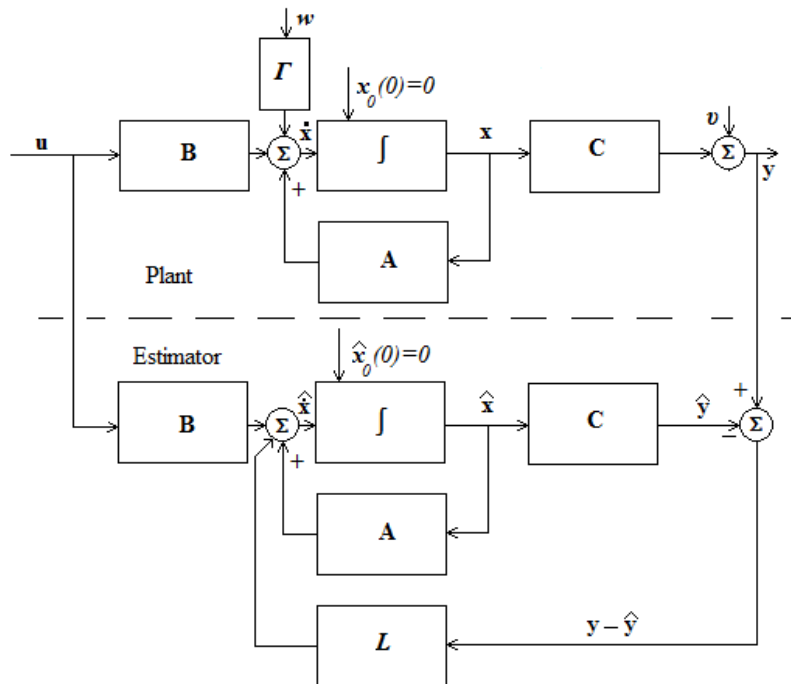
A (7.98) egyenlet $\mathbf{\Sigma}$ költségmátrixát az alábbi Ricatti-féle elfajult algebrai egyenlet (ARE) megoldásaként keressük [7.21-TV, 7.44, 7.45, 7.46, 7.56-TV]:

$$\mathbf{A}\mathbf{\Sigma} + \mathbf{\Sigma}\mathbf{A}^T - \mathbf{\Sigma}\mathbf{C}^T \mathbf{R}_0^{-1} \mathbf{C}\mathbf{\Sigma} + \mathbf{G}\mathbf{Q}_0\mathbf{G}^T = 0 \quad (7.99)$$

A dinamikus rendszer (7.93), és a megfigyelő (7.97) egyenletét felhasználva az alábbi mátrixegyenlet írható fel [7.21-TV, 7.44, 7.45, 7.46, 7.56-TV]:

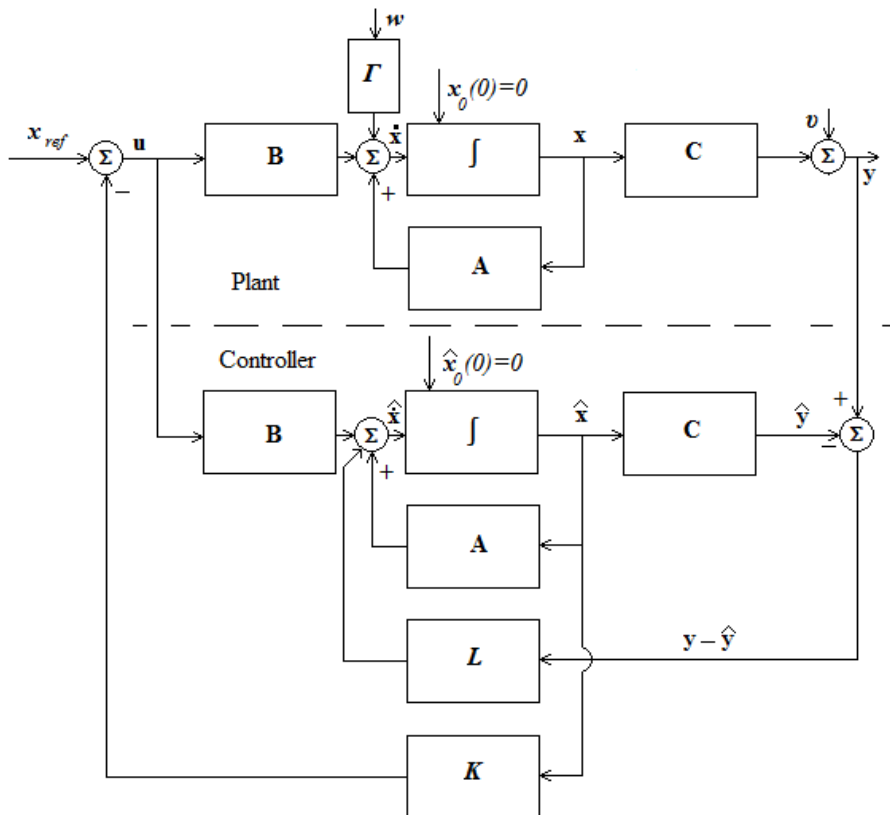
$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}} \\ \dot{\hat{\mathbf{x}}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & 0 \\ \mathbf{L}\mathbf{C} & \mathbf{A} - \mathbf{L}\mathbf{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \hat{\mathbf{x}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B} & \mathbf{G} & 0 \\ \mathbf{B} & 0 & \mathbf{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{u} \\ \mathbf{w} \\ \mathbf{v} \end{bmatrix} \quad (7.100)$$

A dinamikus rendszer (7.93), és a megfigyelő (7.97) egyenlete segítségével a Kalman-szűrő hatásvázlata már könnyen meghatározható (7.31. ábra) [7.21-TV, 7.44, 7.45, 7.46, 7.56-TV, 7.84-TV, 7.85-TV]:



7.31. ábra. A Kalman-megfigyelő hatásvázlata (Saját szerkesztés)

Az LQG dinamikus szabályozó hatásvázlata a 7.32. ábrán látható.



7.32. ábra. A dinamikus LQG szabályozó hatásvázlata (Saját szerkesztés)

A Kalman-szűrő, és az LQR szabályozótervezési feladat egyenleteit a 7.32. ábra felhasználásával felírhatjuk a következő alakban is [7.21-TV, 7.44, 7.45, 7.46, 7.56-TV]:

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}} \\ \hat{x} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & -\mathbf{BK} \\ \mathbf{LC} & \mathbf{A} - \mathbf{LC} - \mathbf{BK} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x} \\ \hat{x} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B} & \mathbf{G} & \mathbf{0} \\ \mathbf{B} & \mathbf{0} & \mathbf{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{ref} \\ \mathbf{w} \\ \mathbf{v} \end{bmatrix} \quad (7.101)$$

Ismeretes, hogy az UAV w függőleges repülési sebessége, és annak irányítása kiemelt feladat például a felszállások és a leszállások automatizálása, valamint egyéb fontos repülési manőverek (pl. összeütközés elkerülése, kivezetés veszélyes valós repülési magasságról, kismagasságú terepkövető repülések) végrehajtása során.

Legyen most adott a Trainer-60 "Boomerang" SUAV hosszirányú mozgásának külső és belső zajokkal terhelt dinamikus modellje [7.1, 7.56-TV, 7.84-TV, 7.85-TV]:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \dot{w} \\ \dot{q} \end{bmatrix} &= \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} + \mathbf{\Gamma w} = \begin{bmatrix} -0,9966 & 19 \\ -3,9794 & -12,991 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w \\ q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1,2965 \\ -18,789 \end{bmatrix} [\delta_e] + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \mathbf{w}, \\ \mathbf{y} = \mathbf{Cx} + \mathbf{v} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w \\ q \end{bmatrix} + \mathbf{v} \end{aligned} \quad (7.102)$$

ahol w a függőleges repülési sebesség, q a bólintó szögsebesség, δ_e a magassági kormány szöghelyzet változása, \mathbf{W} a külső zavarás (pl. légköri turbulencia függőleges sebességi összetevője), és végül, \mathbf{v} a mérési zaj.

Tervezzünk meg a Trainer-60 "Boomerang" SUAV dinamikus LQG szabályozóját (7.32. ábra), melynek feladata az UAV függőleges repülési sebességének szabályozása. Az UAV zárt szabályozási rendszere tegyen eleget a következő előírt minőségi követelményeknek [7.23, 7.84-TV, 7.85-TV]:

$$t_s \leq 1 \text{ sec}, \Delta = \pm 2\%, \sigma \leq 5\%. \quad (7.103)$$

Az \mathbf{A} , \mathbf{B} mátrixpárt felhasználva, az irányíthatósági hipermatrix a következő:

$$\mathbf{Co} = [\mathbf{B} \quad \mathbf{AB} \quad \mathbf{A}^2\mathbf{B} \quad \dots \quad \mathbf{A}^{n-1}\mathbf{B}] = \begin{bmatrix} -1,2965 & -355,6989 \\ -18,789 & 249,2472 \end{bmatrix}, \quad (7.104)$$

melynek rangja 2, tehát az UAV teljesen irányítható [7.80, 7.81].

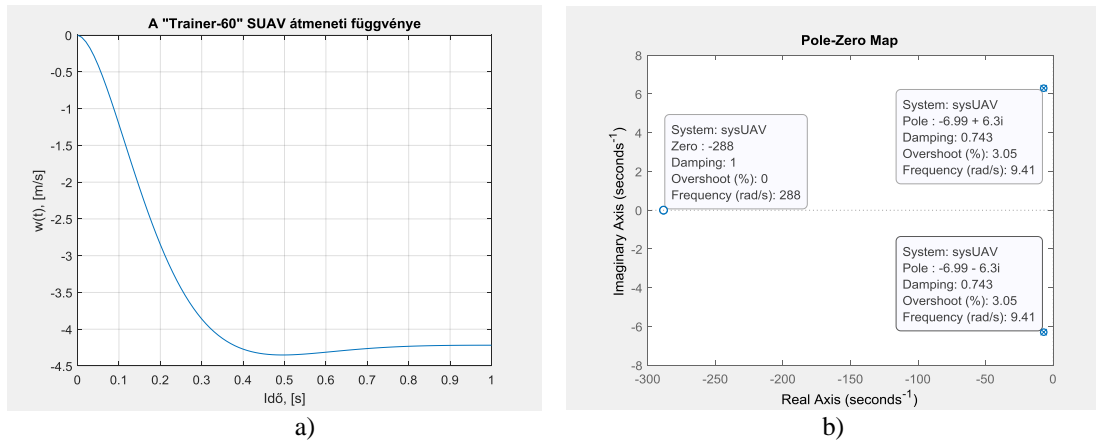
Az \mathbf{A} , \mathbf{C} mátrixpárt felhasználva, a megfigyelhetőségi hipermatrix a következő:

$$\mathbf{Ob} = [\mathbf{C} \quad \mathbf{CA} \quad \mathbf{CA}^2 \quad \dots \quad \mathbf{CA}^{n-1}]^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -0,9966 & 19 \end{bmatrix}, \quad (7.105)$$

melynek rangja 2, tehát az UAV állapotai teljesen megfigyelhetők [7.80, 7.81].

Első lépésben vizsgáljuk meg az UAV szabad mozgását, tekintsük bemeneti jelnek a magassági kormánylap $\delta_e = 1 * 1(t)^0$ szöghelyzetváltozását! A számítógépes szimuláció eredménye a 7.33. ábrán látható. A 7.33.a. ábrán jól látszik, hogy az UAV lengéssel válaszol a magassági kormánylap kitérésére.

Az UAV pólusai és zérusai a 7.33.b. ábrán láthatóak. Az UAV dinamikáját a 7.33.b. ábrán látható $p_{1,2} = -6,99 \pm 6,3i$ póluspár határozza meg, és a lengések csillapítási tényezője $\xi = 0,743$, míg a túlszabályozás értéke $\sigma = 3,05$ lesz. Emellett az UAV még egy zérussal is rendelkezik a komplex sík $z_1 = -288$ koordinátájú helyén [7.80, 7.81].



7.33. ábra. A Trainer-60 hosszirányú mozgásának transziens analízise (MATLAB script: Szabolcsi R.)

A szabályozótervezést a korábban már ismertetett szeparációs elv alapján hajtjuk végre. Az LQR tervezési fázis első szakaszában az egységnyi, azonos súlyozás elvét alkalmaztam, amely révén olyan szabályozót sikerült terveznem, amely által biztosított minőségi követelmények nem feleltek meg a (7.103) elvárásoknak.

Néhány próbálkozás, néhány heurisztikus hangolási lépés után sikerült olyan súlyozást találni, amely biztosítja a zárt szabályozás minőségi jellemzőit [7.56-TV, 7.84-TV, 7.85-TV]:

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 10000000000 & 0 \\ 0 & 0.000001 \end{bmatrix}, \mathbf{R} = 10000 \quad (7.106)$$

A szabályozótervezést MATLAB környezetben hajtottam végre, melynek eredményeképpen a \mathbf{K} optimális szabályozó, és a \mathbf{P} költségfüggvény a következő lesz [7.56-TV, 7.80. 7.81, 7.82]:

$$\mathbf{K} = [-998,6082 \quad -13,2355]; \mathbf{P} = 10^6 * \begin{bmatrix} 6,9975 & 0,0486 \\ 0,0486 & 0,0037 \end{bmatrix} \quad (7.107)$$

Az LQE tervezési fázisban a zavarások, és a zajok intenzitása a következő volt [7.80. 7.81, 7.82]:

$$\mathbf{Q}_0 = 0,1; \mathbf{R}_0 = 0,001 \quad (7.108)$$

Az optimális Kalman-szűrő \mathbf{L} statikus erősítése, és a $\mathbf{\Sigma}$ költségmátrix most a következő lesz [7.56-TV, 7.80. 7.81, 7.82]:

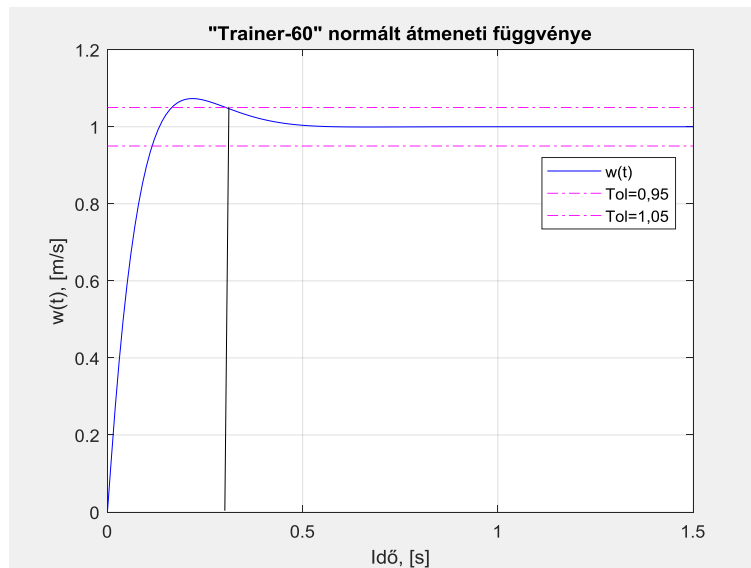
$$\mathbf{L}^T = [6,8207 \quad -1,0496]; \mathbf{\Sigma} = \begin{bmatrix} 0,0068 & -0,0010 \\ -0,0010 & 0,0003 \end{bmatrix} \quad (7.109)$$

Az LQG szabályozót a MATLAB[®] program segítségével hoztam létre. Az UAV zárt szabályozási rendszere (7.32. ábra) normált függőleges repülési sebességének viselkedését a 7.34. ábrán vizsgálhatjuk. A zárt szabályozási rendszer bemenete a függőleges repülési sebesség egységnyi referencia értéke $w_{ref} = 1 * 1(t)$ m/s.

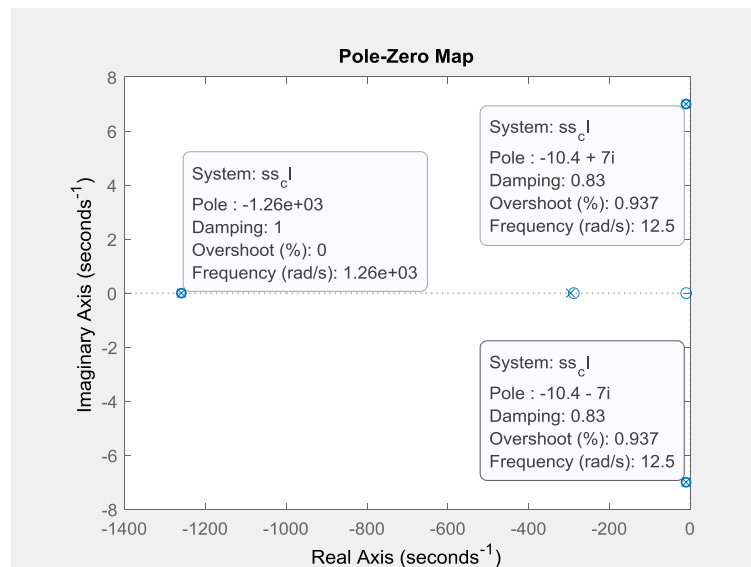
A 7.34. ábra alapján könnyű belátni, hogy a dinamikus LQG szabályozó robusztus zárt szabályozási rendszert határoz meg, és az UAV zárt szabályozási rendszere gyorsan válaszol a referencia bemenetre (7.34.a. ábra).

A zárt szabályozási rendszer pólusai az alábbiak lesznek [7.80. 7.81, 7.82]:

Pólusok	Csillapítási tényező, ξ	Sajátfrekvencia (rad/sec)	Időállandó (sec)
$-10,4 + 7i$	0,83	12,5	0,0961
$-10,4 - 7i$	0,83	12,5	0,0961
-296	1	296	0,00338
-1260	1	1260	0,000793



(a)



(b)

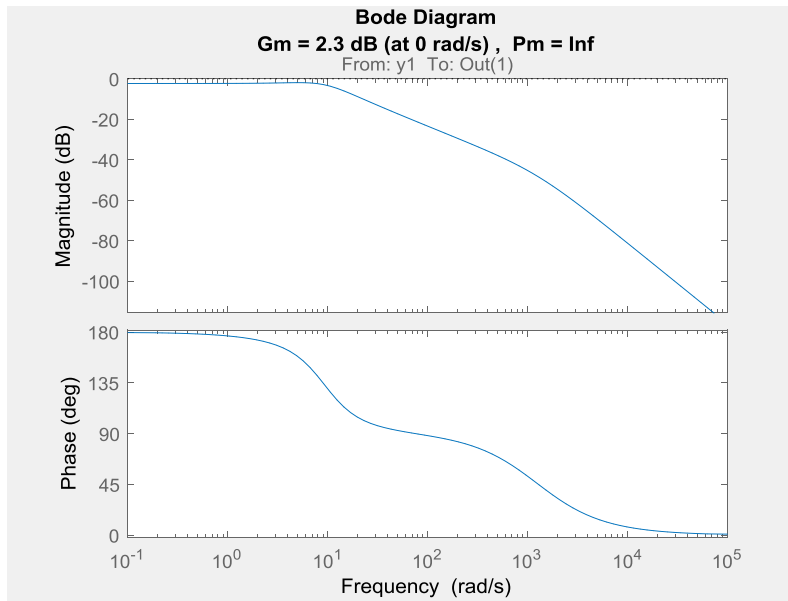
7.34. ábra. Trainer-60 UAV viselkedése az LQG-szabályozóval (MATLAB script: Szabolcsi R.)

A 7.34.b. ábra és a fenti táblázat alapján könnyű belátni, hogy a zárt szabályozási rendszer viselkedését a $p_{1,2} = -10,4 \pm 7i$ komplex konjugált (domináns) gyökpár határozza meg, míg a $p_3 = -296$, és a $p_4 = -1260$ gyökök hatása a zárt szabályozási rendszer viselkedésében elhanyagolható.

A dinamikus LGQ szabályozóval működő tervezett zárt szabályozási rendszer minőségi jellemzői most az alábbiak lesznek [7.80, 7.81, 7.82]:

$$t_s = 0,5 \text{ sec}, \sigma = 0,937 \% \quad (7.110)$$

Összevetve a (7.103) előírt minőségi követelményeket a tervezett rendszer (7.110) jellemzőivel megállapíthatjuk tehát, hogy úgy az LQR, mint az LQE feladatok megoldásakor is használt súlyozás heurisztikus megválasztása megfelelő szabályozót eredményezett. A Bode-diagram segítségével vizsgáljuk meg a felnyitott szabályozási rendszer viselkedését frekvenciatartományban is. A számítógépes szimuláció eredménye a 7.35. ábrán látható.

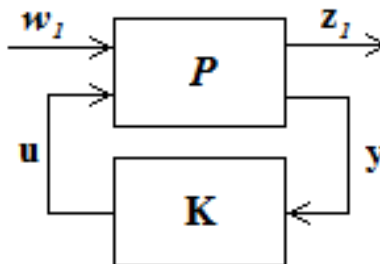


7.35. ábra. Az UAV felnyitott szabályozási rendszerének Bode diagramja (MATLAB-script: Szabolcsi R.).

A 7.35. ábra alapján megállapíthatjuk, hogy az UAV tervezett zárt szabályozási rendszere, tekintettel a pozitív erősítési-, és a végtelen nagy értékű fázistartalékra, kellően robusztus. Ha a tervezéskor az erősítési tartalékra nagyobb értéket írnak elő, mint amivel a tervezett rendszer rendelkezik, akkor az LQR tervezési fázis \mathbf{Q} ; \mathbf{R} súlyozó mátrixpárja, és az LQE tervezési fázisok \mathbf{Q}_0 ; \mathbf{R}_0 súlyozó mátrixpárja heurisztikus hangolása révén az elvárt minőségi jellemzők beállíthatóak.

7.5 Optimális UAV szabályozótervezés a H_2 módszer segítségével

A robusztus szabályozási rendszerek tervezését a H_2 módszer segítségével is elvégezhetjük [7.14, 7.57, 7.58, 7.59, 7.60, 7.61, 7.62, 7.63, 7.64-TV]. Legyen most adott az UAV zárt szabályozási rendszere az alábbi általános rendszerstruktúrával (7.36. ábra).



7.36. ábra. Az UAV általános rendszerstruktúrája (Saját szerkesztés).

A (7.36) ábrán $\mathbf{P}(s)$ az UAV általános modelljét adja meg [7.14, 7.60, 7.64-TV]:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{z} \\ \mathbf{y} \end{bmatrix} = \mathbf{P}(s) \begin{bmatrix} \mathbf{w} \\ \mathbf{u} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}_{11}(s) & \mathbf{P}_{12}(s) \\ \mathbf{P}_{21}(s) & \mathbf{P}_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{w} \\ \mathbf{u} \end{bmatrix}. \quad (7.111)$$

ahol $\mathbf{z} := [\mathbf{z} \ \mathbf{y}]^T$, $\mathbf{w} := [\mathbf{w} \ \mathbf{u}]^T$, \mathbf{u} az irányítási vektor, \mathbf{w} az exogén (külső) bemenetek vektora (ismert bemeneti irányító jelek, ismeretlen eredetű parancsjelek, külső zavarások, belső zajok), \mathbf{z} a szabályozott (mért) kimenet, és végül, \mathbf{y} a megfigyelés vektora.

A (7.111) egyenletben $\mathbf{P}(s)$ az UAV általános lineáris dinamikus modellje, és az alábbi módon írható fel [7.14, 7.60, 7.64-TV]:

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{P}_{11}(s) &= \begin{bmatrix} \mathbf{D}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{F} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{P}_{12}(s) = \begin{bmatrix} \mathbf{D}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} \\ \mathbf{I} \end{bmatrix} \\ \mathbf{P}_{21}(s) &= [\mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{F} \ \mathbf{I}]; \quad \mathbf{P}_{22}(s) = [\mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B}] \end{aligned} \right\}. \quad (7.112)$$

Tekintettel arra, hogy az UAV térbeli mozgásának vizsgálatakor, és a fedélzeti robotpilóták tervezésekor máig elfogadott a külső zavarások determinisztikus modellje, így a továbbiakban a H_2 szabályozótervezési feladat megoldásakor mi is a determinisztikus esettel foglalkozunk. Ilyen lehet például a légköri turbulencia determinisztikus modellezése a fokozatos szél, vagy az éles szélű szélökés modelljeinek felhasználásával [7.9-TV, 7.22-TV].

A korábbról ismeretes LQG dinamikus szabályozótervezési feladat megoldását most világítsuk meg egy másik lehetséges szemszögből is: a dinamikus kimenet-visszacsatolt LQG szabályozó tervezési megoldottnak tekinthető, ha a $E\{\mathbf{z}^T(t)\mathbf{z}(t)\}$ várható érték minimális értékű.

A 7.36. ábra alapján a \mathbf{z} szabályozott kimeneti vektor az alábbi módon írható fel [7.14, 7.60, 7.64-TV]:

$$\mathbf{z} = \mathbf{T}_{z_1w_1}(s)\mathbf{w} \quad (7.113)$$

ahol $\mathbf{T}_{z_1w_1}$ a zárt szabályozási rendszer állapot-átviteli mátrixa, melyet a következő kifejezés segítségével írhatunk fel:

$$\mathbf{T}_{z_1w_1}(s) = \mathbf{P}_{11}(s) + \mathbf{P}_{12}(s)[\mathbf{I} - \mathbf{K}(s)\mathbf{P}_{22}(s)]^{-1}\mathbf{K}(s)\mathbf{P}_{21}(s) \quad (7.114)$$

A Parseval-tételt felhasználva, a (7.36) ábrán látható $\mathbf{K}(s)$ irányítást (kauzális szabályozó) az alábbi integrál-kritérium minimálásával határozhatjuk meg [7.64-TV]:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} E\{\mathbf{z}^T(t)\mathbf{z}(t)\} = \frac{1}{2\pi} \operatorname{tr} \int_{-\infty}^{+\infty} \mathbf{T}_{z_1w_1}(-j\omega)\mathbf{T}_{z_1w_1}(j\omega)d\omega \rightarrow \operatorname{Min} \quad (7.115)$$

A (7.115) egyenlet jobb oldalán álló kifejezés felírható, mint:

$$\|\mathbf{T}_{z_1w_1}(s)\|_2^2 = \frac{1}{2\pi} \operatorname{tr} \int_{-\infty}^{+\infty} \mathbf{T}_{z_1w_1}(-j\omega)\mathbf{T}_{z_1w_1}(j\omega)d\omega \rightarrow \operatorname{Min} \quad (7.116)$$

Megállapítható tehát, hogy a dinamikus LQG szabályozó tervezése során minimáljuk az UAV zárt szabályozási rendszere $\mathbf{T}_{z_1w_1}$ átviteli függvényének második normáját, és a szabályozó tervezését frekvenciatartományban végezzük. A szabályozott dinamikus rendszer lineáris $\mathbf{P}(s)$ rendszerdinamikát az alábbi állapot-, és kimeneti egyenletekkel adjuk meg [7.14, 7.60, 7.64-TV]:

$$\left. \begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_1\mathbf{w}(t) + \mathbf{B}_2\mathbf{u}(t) \\ \mathbf{z}(t) &= \mathbf{C}_1\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}_{11}\mathbf{w}(t) + \mathbf{D}_{12}\mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C}_2\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}_{21}\mathbf{w}(t) + \mathbf{D}_{22}\mathbf{u}(t) \end{aligned} \right\} \quad (7.117)$$

A $\mathbf{P}(s)$ rendszerdinamikát az alábbi partícionált mátrix struktúrával adhatjuk meg:

$$\mathbf{P}(s) := \left[\begin{array}{c|cc} \mathbf{A} & \mathbf{B}_1 & \mathbf{B}_2 \\ \hline \mathbf{C}_1 & \mathbf{D}_{11} & \mathbf{D}_{12} \\ \mathbf{C}_2 & \mathbf{D}_{21} & \mathbf{D}_{22} \end{array} \right]. \quad (7.118)$$

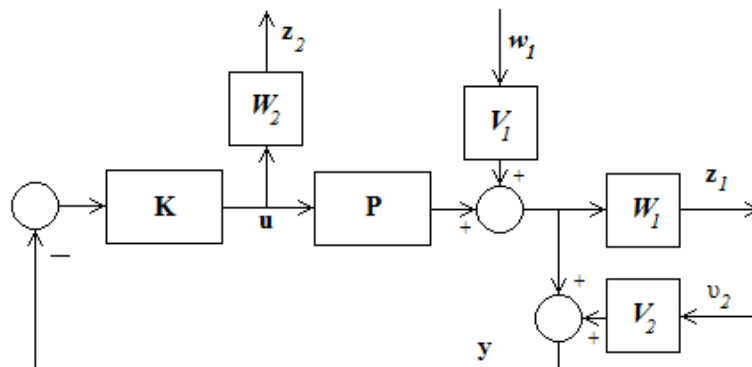
A (7.117) egyenletben a véges második norma miatt $\mathbf{D}_{11} = 0$, és $\mathbf{D}_{22} = 0$, mivel a valós fizikai rendszerek végtelen nagy frekvenciákon zérus amplitúdóval bírnak. A (7.117) dinamikus rendszer többi mátrixára az alábbi megkötéseket tesszük:

1. a $(\mathbf{A}, \mathbf{B}_2)$ mátrixpár irányítható (stabilizálható) rendszert ír le;
2. a $\mathbf{D}_{12}^T \mathbf{D}_{12}$ mátrix invertálható;
3. $\mathbf{D}_{12}^T \mathbf{C}_1 = 0$;
4. a $(\mathbf{C}_1, \mathbf{A})$ mátrixpárnak a komplex sík függőleges tengelyén nincsenek nem megfigyelhető módusai;
5. a $(\mathbf{C}_2, \mathbf{A})$ mátrixpár detektálható;
6. a $\mathbf{D}_{21} \mathbf{D}_{21}^T$ mátrix invertálható;
7. $\mathbf{D}_{21} \mathbf{B}_1^T = 0$;
8. a $(\mathbf{A}, \mathbf{B}_1)$ mátrixpárnak a komplex sík függőleges tengelyén nincsenek nem irányítható módusai.

Az (1)-(4) feltételek az optimális teljes állapot-visszacsatolás tervezésének kritériumait, míg a (5)-(8) feltételek az optimális állapotbecslés kritériumait adják meg.

A H_2 optimális szabályozótervezés úgy is felfogható, mint a determinisztikus esetre korlátozott LQG optimálási feladat, amikor a kauzális szabályozó tervezését az UAV zárt szabályozási rendszerének $\mathbf{T}_{z_1 w_1}$ állapot-átviteli mátrixa második normájának minimalálásával hajtjuk végre. Az LQG optimális szabályozótervezés a H_2 optimális szabályozótervezés egyik speciális esetének is tekinthető.

A hagyományos optimális LQG szabályozótervezést most vizsgáljuk a 7.37. ábrán.



7.37. ábra. Az általános H_2 /LQG szabályozótervezés hatásvázlata (Saját szerkesztés).

A $\mathbf{w}_1(s)$ külső zavarás és az $\mathbf{v}_2(s)$ mérési zaj a $\mathbf{V}_1(s)$ és a $\mathbf{V}_2(s)$ hangolható szűrőkön haladnak át, amelyek segítségével a frekvenciatartománybeli viselkedésük változtatható.

A $\mathbf{z}_1(s)$ szabályozott kimenet és a $\mathbf{u}(s)$ irányító vektor rendezőnek viselkedését a $\mathbf{W}_1(s)$ és a $\mathbf{W}_2(s)$ súlyozó mátrixok segítségével változtathatjuk.

A H_2 optimális szabályozótervezés célja olyan $\mathbf{K}(s)$ irányítás tervezése, amely

1. biztosítja az UAV zárt szabályozási rendszerének stabilitását;
2. biztosítja az UAV zárt szabályozási rendszerétől elvárt, és előre megadott minőségi követelmények teljesülését;
3. biztosítja az UAV zárt szabályozási rendszerének robusztusságát.

A fenti követelmények teljesülése érdekében a $\mathbf{K}(s)$ kauzális irányítás biztosítja, hogy:

1. a vizsgálójelek kisfrekvenciás tartományában az UAV felnyitott szabályozási rendszerének erősítése nagy értékű;
2. a vizsgálójelek nagyfrekvenciás tartományában az UAV felnyitott szabályozási rendszerének erősítése kis értékű;
3. az UAV felnyitott szabályozási rendszere kellően nagy értékű erősítési-, és fázistartalékkal rendelkezik.

A 7.37. ábrán látható zárt szabályozási rendszer bemeneti (alap)jelre vonatkoztatott $\mathbf{S}(s)$ érzékenységfüggvénye, és a zárt rendszer $\mathbf{T}(s)$ átviteli függvénye a következő alakban írható fel [7.14, 7.60, 7.64-TV]:

$$\mathbf{S}(s) = \frac{1}{I + P(s)K(s)}, \quad \mathbf{T}(s) = \frac{P(s)K(s)}{I + P(s)K(s)} \quad (7.119)$$

A (7.119) egyenletben az $\mathbf{S}(s)$ érzékenységfüggvény azt mutatja meg, hogy a külső zavarások hogyan hatnak a zárt szabályozás kimeneti jelére (szabályozott jellemző). A $\mathbf{T}(s)$ átviteli függvénye azt mutatja meg, hogy a zárt szabályozás hogyan reagál a referencia bemeneti jelekre [7.14, 7.60, 7.64-TV]:

A (7.119) egyenlet alapján könnyen belátható, hogy

$$\mathbf{S}(s) + \mathbf{T}(s) = 1 \quad (7.120)$$

A $\mathbf{K}(s)$ irányítással szemben az előzőekben támasztott követelmények az $\mathbf{S}(s)$ és a $\mathbf{T}(s)$ függvények segítségével az alábbi módon fogalmazhatók meg [7.14, 7.60, 7.64]:

1. a vizsgálójelek kisfrekvenciás tartományában az $\mathbf{S}(s)$ érzékenységfüggvény erősítése kis értékű kell legyen (felül áteresztő jellegű): így a külső zajokat, amelyek rendszerint kisfrekvenciások, a $\mathbf{K}(s)$ irányítás jól csillapítja, viszont közepes, és nagyfrekvenciás tartományban mindent áteresztő jelleggel viselkedik;
2. a vizsgálójelek nagyfrekvenciás tartományában a $\mathbf{T}(s)$ átviteli függvény erősítése kis értékű kell legyen (alul áteresztő jellegű): így a $\mathbf{K}(s)$ irányítás jól csillapítja a nagyfrekvenciás mérési zajokat.
3. a vágási körfrekvencián sem a $\mathbf{S}(s)$ sem pedig a $\mathbf{T}(s)$ függvények nem rendelkeznek csúcsokkal.

A fenti célok elérése érdekében legyen $\mathbf{V}_2(s) = 0$, más szóval, a mérési zajokat elimináljuk. A 7.37. ábra alapján felírhatjuk a következő egyenletet:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{z}_1 \\ \mathbf{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_1(s)\mathbf{S}(s)\mathbf{V}_1(s) \\ \mathbf{W}_2(s)\mathbf{R}(s)\mathbf{V}_1(s) \end{bmatrix} \mathbf{w}_1(s) = \mathbf{T}_{zw}(s)\mathbf{w}_1(s) \quad (7.121)$$

ahol $\mathbf{R}(s)$ az ún. bemeneti érzékenységgüggvény, amelyre igaz, hogy:

$$\mathbf{R}(s) = \frac{\mathbf{K}(s)}{[I + \mathbf{P}(s)\mathbf{K}(s)]}; \mathbf{T}(s) = \mathbf{P}(s)\mathbf{R}(s) \quad (7.122)$$

Ha a vizsgált UAV zárt szabályozási rendszer SISO egyváltozós, akkor a $\mathbf{K}(s)$ irányítás tervezése a \mathbf{T}_{zw} átviteli függvény második normájának minimalizálását jelenti:

$$J = \|\mathbf{T}_{zw}(s)\|_2^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \{|\mathbf{W}_1(j\omega)\mathbf{S}(j\omega)\mathbf{V}_1(j\omega)|^2 + |\mathbf{W}_2(j\omega)\mathbf{R}(j\omega)\mathbf{V}_1(j\omega)|^2\} d\omega \rightarrow \text{Min.} \quad (7.123)$$

A (7.123) norma minimalizálását a $\mathbf{V}_1(s)$, a $\mathbf{W}_1(s)$ és a $\mathbf{W}_2(s)$ súlyozó függvények segítségével érhetjük el.

A $\mathbf{V}_1(s)$ szűrő tervezésekor figyelembe vesszük, hogy:

$$\mathbf{V}_1(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{F} \quad (7.124)$$

Legyen $\mathbf{F}=\mathbf{B}$, ebben az esetben:

$$\mathbf{V}_1(s) = \mathbf{P}(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} \quad (7.125)$$

A $\mathbf{V}_1(s)$ szűrő szerepe úgy is megfogalmazható, hogy segítségével a felnyitott szabályozás frekvenciafüggvényén (pl. Bode diagram) a külső zavarás rendszerre gyakorolt hatása minimalizálható. A $\mathbf{V}_1(s)$ szűrő átviteli függvény alakjára Kwakernaak az alábbi alakot javasolta [7.14, 7.60, 7.64-TV]:

$$\mathbf{V}_1(s) = \mathbf{P}(s) \frac{s+\alpha}{s} \quad (7.126)$$

A (7.126) egyenletben α hangolható paraméter. A nevezőben álló integráló tag által meghatározott, a komplex síkon az origóban elhelyezkedő $p = 0$ pólus biztosítja, hogy $\mathbf{S}(0) = 0$ legyen, így a (7.123) integrálkritérium második normája véges értékű lesz. Ebben az esetben a $\mathbf{W}_1(s)$ súlyozó átviteli függvényt hangolási céllal használjuk, és első lépésben általában $\mathbf{W}_1(s) = 1$ értéket állítunk be. A $\mathbf{W}_2(s)$ szűrő a $\mathbf{V}_1(s)$ szűrő origóban elhelyezkedő pólusának kompenzálása érdekében az origóban egy zérussal kell rendelkezzen. Ily módon, a $\mathbf{W}_2(s)$ szűrő struktúráját az alábbi alakokban szokás megadni:

$$\mathbf{W}_2(s) = \frac{\rho s}{s+\alpha} \quad (7.127)$$

vagy

$$\mathbf{W}_2(s) = \frac{\rho s}{s+\alpha} (1 + \tau s) \quad (7.128)$$

ahol a szűrő ρ és az α paramétereit hangolási célra alkalmazzuk.

A továbbiakban példán keresztül illusztráljuk az optimális H_2 szabályozótervezési feladat megoldásának fontosabb lépéseit. A vizsgált UAV legyen a Trainer-60 SUAV, melynek oldalirányú mozgását az alábbi állapot-egyenletet adhatjuk meg [7.1, 7.9-TV, 7.64-TV]:

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \dot{v} \\ \dot{p} \\ \dot{r} \\ \dot{\gamma} \end{bmatrix} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} = \begin{bmatrix} -0,7724 & 0 & -18,9671 & 9,0867 \\ 1,9247 & -19,9149 & 7,7565 & 0,0000 \\ 69,1314 & -23,8689 & -2,5966 & 0,0000 \\ 0,0000 & 1,0000 & 0,0000 & 0,0000 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v \\ p \\ r \\ \gamma \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0,0000 & 2,2582 \\ -23,8289 & 1,5015 \\ -11,7532 & -15,2855 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta_a \\ \delta_r \end{bmatrix} \quad (7.129)$$

ahol v az oldalirányú egyenes vonalú mozgás sebessége, p az orsózó szögsebesség, r a legyező szögsebesség, γ a dőlési szög, δ_a a csűrőlapok szöghelyzetváltozása, és végül, δ_r az oldalkormány szöghelyzetváltozása. Az UAV (7.129) oldalirányú mozgásegyenletéből a rövidperiodikus mozgás dinamikus modellje már könnyen meghatározható [7.9-TV, 7.64-TV]:

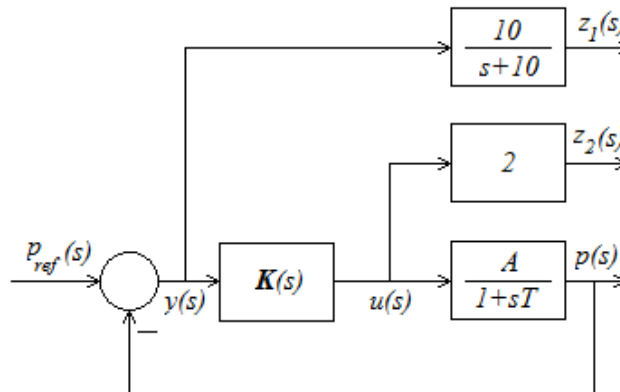
$$\dot{p}(t) = -19,9149 p(t) - 23,8289 \delta_a(t) \quad (7.130)$$

A (7.130) egyenletből a Trainer-60 SUAV oldalirányú, rövidperiodikus mozgásának átviteli függvénye a következő alakban írható fel:

$$Y(s) = \frac{p(s)}{-\delta_a(s)} = \frac{23,8289}{s+19,9149} = \frac{A}{1+sT} \quad (7.131)$$

ahol az UAV erősítése $A=1,1965$, és az UAV időállandója $T=0,0502$ s.

A Trainer-60 SUAV dőlési stabilitásjavító rendszerének (csillapító automata) hatásvázlata a 7.38. ábrán látható.



7.38. ábra. A Trainer-60 UAV stabilitásjavító rendszere (Saját szerkesztés).

A 7.38. ábra alapján felírhatóak az alábbi egyenletek [7.64-TV]:

$$\begin{aligned} p_{ref} &= w \\ p &= x_1 \\ x_2 &= 0,1z_1 \rightarrow z_1 = 10x_2 \\ \dot{x}_1 &= -\frac{1}{T}x_1 + \frac{A}{T}u \\ \dot{x}_2 &= -x_1 - 10x_2 + w \\ z_2 &= 2u \\ y &= -x_1 + w \end{aligned} \quad (7.132)$$

Zavarásmentes esetre, a zárt szabályozási rendszer súlyozó mátrixait az alábbi módon választottam meg [7.64-TV]:

$$W_1 = \frac{10}{10+s}; W_2 = 2 \quad (7.133)$$

A (7.132) egyenleteket felhasználva, a $P(s)$ dinamikus rendszer (7.118) mátrixai az alábbi alakban írhatók fel:

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{T} & 0 \\ 0 & -10 \end{bmatrix}; \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}; \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \frac{A}{T} \\ 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{C}_1 &= \begin{bmatrix} 0 & 10 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{C}_2 = [-1 \quad 0] \\ \mathbf{D}_{11} &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \mathbf{D}_{12} = \begin{bmatrix} 0 \\ 2 \end{bmatrix}; \mathbf{D}_{21} = 1; \mathbf{D}_{22} = 0 \end{aligned} \right\} \quad (7.134)$$

A (7.134) egyenletet felhasználva, a 7.36. ábrán látható általános rendszerstruktúrát a MATLAB® program `mktito.m` segédfüggvénye segítségével állítottam össze.

A $K(s)$ irányítást az UAV zárt szabályozási rendszere $T_{z_1 w_1}$ átviteli függvénye második normája minimalása ((7.116) integrál-kritérium) révén határoztam meg a MATLAB® program szükséges toolbox-ainak segítségével.

A $K(s)$ irányítás tervezését a MATLAB® Robust Control Toolbox `h2syn.m` segédfüggvénye támogatja [7.80, 7.81, 7.82]. A tervezés eredményeiként az alábbi mennyiségeket kapjuk [7.86-TV, 7.87-TV]:

K – LTI optimális szabályozó;

$CL = \text{lft}(P, K)$ – LTI zárt szabályozási rendszer bemeneti jelre meghatározott átviteli függvénye $T_{z_1 w_1}$;

$\text{Gam} = \text{norm}(CL)$ – H_2 optimális szabályozótervezés integrálkritériumának értéke $\gamma = \|T_{z_1 w_1}\|_2$.

A H_2 optimális szabályozótervezés eredményei – felhasználva a (7.132)-(7.134) egyenleteket – az alábbiak lesznek [7.64-TV, 7.80, 7.81, 7.82]:

$$\left. \mathbf{K} = \left[\begin{array}{c|c} \mathbf{A}_k & \mathbf{B}_k \\ \hline \mathbf{C}_k & \mathbf{D}_k \end{array} \right] \right\} \quad (7.135)$$

$$\mathbf{A}_k = \begin{bmatrix} -21 & 22,11 \\ 0 & -10 \end{bmatrix}; \mathbf{B}_k = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}; \mathbf{C}_k = [-0,04536 \quad 0,9279]; \mathbf{D}_k = 0$$

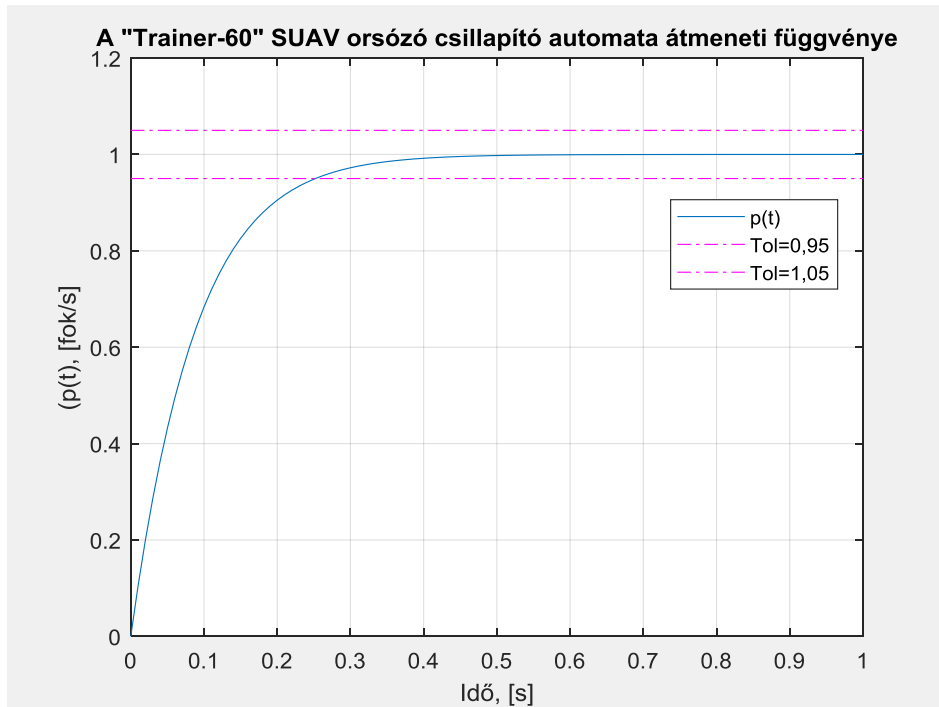
$$\left. \mathbf{CL} = \left[\begin{array}{c|c} \mathbf{A}_{cl} & \mathbf{B}_{cl} \\ \hline \mathbf{C}_{cl} & \mathbf{D}_{cl} \end{array} \right] \right\} \quad (7.136)$$

$$\mathbf{A}_{cl} = \begin{bmatrix} -19,91 & 0 & -1,081 & 22,11 \\ -1 & -10 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -21 & 22,11 \\ -1 & 0 & 0 & -10 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_{cl} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}; \mathbf{C}_{cl} = \begin{bmatrix} 0 & 10 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -0,09072 & 1,856 \end{bmatrix}; \mathbf{D}_{cl} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\gamma = \|T_{z_1 w_1}\|_2 = 2,1972. \quad (7.137)$$

A Trainer-60 "Boomerang" SUAV dőlési csillapító automatájának tranziens viselkedését vizsgáljuk meg a 7.39. ábrán [7.80. 7.81, 7.82, 7.84-TV, 7.85-TV].



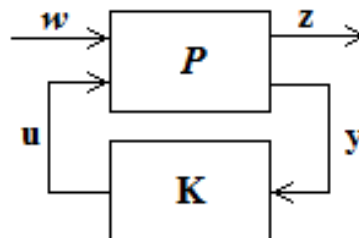
7.39. ábra. A Trainer-60 SUAV oldalirányú stabilitásjavító zárt szabályozási rendszerének átmeneti függvénye (MATLAB-script: Szabolcsi R.)

A 7.39. ábrán is jól látszik, hogy az UAV gyorsan reagál a $p(t) = 1 * 1(t)$ fok/s bemenetre, leköveti azt, és túlszabályozás nélküli a folyamat. Nyilvánvaló, ha erre a szabályozási körre még egy visszacsatolást építünk, és dőlési szög stabilizáló rendszert tevezünk, az is megfelelően gyors működésű lesz.

Az UAV ezen képessége jól aknázható ki az összeütközést elkerülő rendszerekben, a kismagasságú terepkövető repülések során, vagy bármely más, normál repülési helyzetben (pl. útvonalrepülés).

7.6 Optimális UAV szabályozótervezés a H_∞ módszer segítségével

Az UAV szabályozójának tervezése során vezessük be, és alkalmazzuk a 7.40. ábrán látható alábbi általános rendszerstruktúrát [7.65, 7.66, 7.67, 7.68, 7.69, 7.70, 7.71-TV]:



7.40. ábra. Az UAV zárt szabályozási rendszerének általános rendszerstruktúrája (Saját szerkesztés).

ahol $\mathbf{P}(s)$ az UAV lineáris dinamikája, $\mathbf{K}(s)$ az irányítás, $\mathbf{z} := [\mathbf{z} \ \mathbf{y}]^T$, $\mathbf{w} := [\mathbf{w} \ \mathbf{u}]^T$, \mathbf{u} az irányítási vektor, \mathbf{w} az exogén (külső) bemenetek vektora (ismert bemeneti irányító jelek, ismeretlen eredetű parancsjelek, külső zavarások, belső zajok), \mathbf{z} a szabályozott (mért) kimenet, és végül, \mathbf{y} a megfigyelés vektora.

A H_∞ optimális szabályozó tervezési feladat az alábbi módon is megfogalmazható: a $\mathbf{P}(s)$ dinamikával rendelkező UAV számára tervezzünk olyan $\mathbf{K}(s)$ irányítást, amely eleget tesz az alábbi feltételnek [7.14, 7.65, 7.66, 7.67, 7.68, 7.69, 7.70, 7.71-TV]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \min \|\mathbf{T}_{w \rightarrow z}(\mathbf{P}, \mathbf{K})\|_\infty \\ \text{ahol } \mathbf{K} \text{ stabilizálja a } \mathbf{P} \text{ rendszert} \\ \text{és } \mathbf{K} \in \mathcal{K} \end{array} \right\} \quad (7.138)$$

A (7.138) egyenletben a $\min \|\cdot\|_\infty$ operátor a zárt szabályozási rendszer $\mathbf{T}_{w \rightarrow z}(\mathbf{P}, \mathbf{K})$ átviteli függvényének H_∞ -normája, és a \mathbf{K} irányítás része a \mathcal{K} térnek. A szabályozott dinamikus $\mathbf{P}(s)$ rendszert most írjuk fel az alábbi alakban:

$$\left. \begin{array}{l} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_1\mathbf{w}(t) + \mathbf{B}_2\mathbf{u}(t) \\ \mathbf{z}(t) = \mathbf{C}_1\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}_{11}\mathbf{w}(t) + \mathbf{D}_{12}\mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{C}_2\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}_{21}\mathbf{w}(t) + \mathbf{D}_{22}\mathbf{u}(t) \end{array} \right\}, \quad (7.139)$$

vagy megadhatjuk az alábbi mátrixos alakot is:

$$\text{TITO}(s) : \left[\begin{array}{c|cc} \dot{\mathbf{x}} & & \\ \mathbf{z} & & \\ \mathbf{y} & & \end{array} \right] = \left[\begin{array}{c|cc} \mathbf{A} & \mathbf{B}_1 & \mathbf{B}_2 \\ \mathbf{C}_1 & \mathbf{D}_{11} & \mathbf{D}_{12} \\ \mathbf{C}_2 & \mathbf{D}_{21} & \mathbf{D}_{22} \end{array} \right] \left[\begin{array}{c} \mathbf{x} \\ \mathbf{w} \\ \mathbf{u} \end{array} \right] = \mathbf{P}(s) \left[\begin{array}{c} \mathbf{x} \\ \mathbf{w} \\ \mathbf{u} \end{array} \right], \quad (7.140)$$

ahol

$$\mathbf{P}(s) = \left[\begin{array}{c|cc} \mathbf{A} & \mathbf{B}_1 & \mathbf{B}_2 \\ \mathbf{C}_1 & \mathbf{D}_{11} & \mathbf{D}_{12} \\ \mathbf{C}_2 & \mathbf{D}_{21} & \mathbf{D}_{22} \end{array} \right], \quad (7.141)$$

és $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^{n_p}$ az állapotvektor, $\mathbf{u} \in \mathbb{R}^{n_u}$ a bemeneti vektor, $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^{n_y}$ a mért kimeneti vektor, $\mathbf{w} \in \mathbb{R}^{n_w}$ az exogén bemeneti vektor, $\mathbf{z} \in \mathbb{R}^{n_z}$ a zárt szabályozási rendszer szabályozott kimenete.

A 7.40 ábra alapján a $\mathbf{K}(s)$ kauzális irányítás most a következő alakban adható meg:

$$\mathbf{K}(s) : \left\{ \begin{array}{l} \dot{\mathbf{x}}_k = \mathbf{A}_K\mathbf{x}_k + \mathbf{B}_K\mathbf{y} \\ \mathbf{u} = \mathbf{C}_K\mathbf{x}_k + \mathbf{D}_K\mathbf{y} \end{array} \right. \quad \mathbf{K}(s) : \left[\begin{array}{c|c} \mathbf{A}_K & \mathbf{B}_K \\ \mathbf{C}_K & \mathbf{D}_K \end{array} \right] \quad (7.142)$$

ahol $\mathbf{x}_k \in \mathbb{R}^k$.

A 7.40. ábrán látható zárt szabályozási rendszer $\mathbf{T}_{w \rightarrow z}(\mathbf{P}, \mathbf{K})$ állapot-átviteli mátrixa az alábbi egyenlettel adható meg [7.14, 7.65, 7.66, 7.67, 7.68, 7.69, 7.70, 7.71-TV]:

$$\mathbf{T}_{w \rightarrow z}(\mathbf{P}, \mathbf{K}) : \left[\begin{array}{c|c} \mathbf{A}(K) & \mathbf{B}(K) \\ \mathbf{C}(K) & \mathbf{D}(K) \end{array} \right] \quad (7.143)$$

melynek dimenziója $n_p + k$.

A (7.138) egyenlet H_∞ -normája az alábbi egyenlettel adható meg:

$$\|T_{w \rightarrow z}(\mathbf{P}, \mathbf{K})\|_{\infty} = \max_{\omega \in \mathbb{R}} \bar{\sigma}(\mathbf{T}(j\omega)) \quad (7.144)$$

ahol $\bar{\sigma}(\mathbf{T}(j\omega))$ a $\mathbf{T}(j\omega)$ mátrix sajátértékének a maximumát jelöli.

A szabályozótervezési feladatban szereplő $T_{w \rightarrow z}(\mathbf{P}, \mathbf{K})$ lineáris operátor azt mutatja meg, hogy a zárt szabályozási rendszer a w bemeneti vektort hogyan viszi át a z szabályozott kimeneti vektorba. Ha a $\mathbf{K}(s)$ irányítás képes a $\mathbf{P}(s)$ rendszert stabilizálni, akkor a (7.143) egyenletben szereplő $\mathbf{A}(\mathbf{K})$ mátrix az $\omega \in \mathcal{L}^2$ bemeneti jeleket a $z \in \mathcal{L}^2$ kimeneti jelekbe viszi át, és a (7.144) egyenlet egy \mathcal{L}^2 - \mathcal{L}^2 operátor, ezért igaz, hogy:

$$\|T_{w \rightarrow z}(\mathbf{P}, \mathbf{K})\|_{\infty} = \sup_{\omega \neq 0} \frac{\|T\omega\|_2}{\|\omega\|_2} = \sup_{\omega \neq 0} \frac{\|z\|_2}{\|w\|_2} \quad (7.145)$$

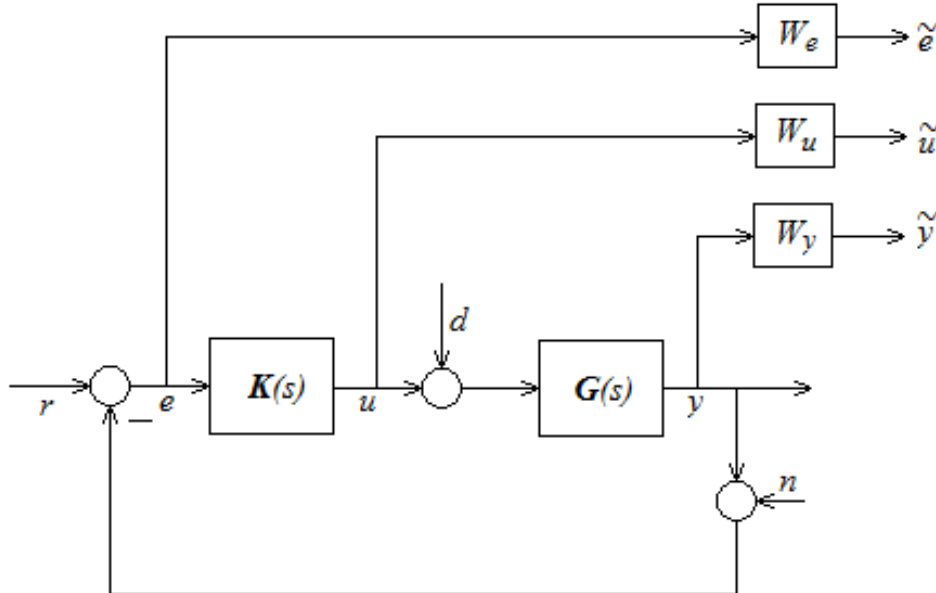
A (7.145) egyenlet a $w \rightarrow z$ irányításra adja meg a $\gamma = T_{w \rightarrow z}(\mathbf{P}, \mathbf{K})$ mátrix normáját. Más szóval, megadja, hogy a zárt szabályozási rendszer a w bemeneti vektor rendezőinek amplitúdója a z kimeneti vektor rendezőiben mekkora amplitúdóval jelenik meg, ahol a w bemeneti jelek energiája $\|w\|_2^2$, míg a zárt szabályozás z kimeneti jeleinek energiája $\|z\|_2^2$, melyre igaz, hogy egy megtervezett $\mathbf{K}(s)$ irányítás esetén kisebb, mint $\gamma^2 \cdot \|w\|_2^2$.

A H_{∞} optimális szabályozó tervezési feladat megoldása során keressük azt a $\mathbf{K}(s)$ optimális irányítást, melyre igaz, hogy [7.14, 7.65, 7.66, 7.67, 7.68, 7.69, 7.70, 7.71-TV]:

$$\|z\|_2 \leq \gamma^2 \cdot \|w\|_2, \quad \text{ahol} \quad \gamma = \|T_{w \rightarrow z}(\mathbf{P}, \mathbf{K})\|_{\infty} \quad (7.146)$$

A (7.146) egyenlettel megadott reprezentáció segítségével egyszerűen meghatározhatjuk, hogy a $w \rightarrow z$ irányítási csatornában a w bemeneti vektor milyen hatást gyakorol a zárt szabályozási rendszer z kimeneti vektorára.

Ez a tulajdonság és ez az elv gyakran alkalmazott a zárt szabályozási rendszer minőségi jellemzőinek hangolása során, melyhez a 7.41. ábrán látható hatásvázlatot használjuk [7.14, 7.65, 7.66, 7.67, 7.68, 7.69, 7.70, 7.71-TV, 7.86-TV, 7.87-TV]:



7.41. ábra. Az UAV zárt szabályozási rendszerének hangolása (Saját szerkesztés).

A 7.41. ábrán látható zárt szabályozási rendszerben $G(s)$ jelöli a szabályozott berendezést (UAV dinamika), $K(s)$ a soros szabályozó (irányítás), y a mért kimenet, u az irányított berendezés fizikai bemeneti jele (UAV kormányfelület kitérés), e a zárt szabályozási rendszer hibajele, r a zárt szabályozási rendszer referencia jele, d a külső zavaró jel, és végül, n a mérési zaj.

Az UAV tervezett, zárt szabályozási rendszerének kimeneti jeleként válasszuk az alábbi jeleket: $\tilde{e} = W_e e$, $\tilde{u} = W_u u$, és $\tilde{y} = W_y y$, ahol W_e , W_u , és W_y megfelelően megválasztott (megtervezett) szűrők átviteli függvényei. Ebben az esetben a bemeneti vektor $\mathbf{w}^T = [r \ d \ n]$, míg a kimeneti vektor $\mathbf{z}^T = [\tilde{e} \ \tilde{u} \ \tilde{y}]$ alakban adható meg.

A 7.41. ábrán bemutatott és a kimeneti jelek szűrésére alkalmazott szűrők lehetnek statikusak, vagy dinamikusak. Ha a szűrők dinamikusak, akkor a dinamikájuk függvényében a (7.141) egyenlettel megadott $\mathbf{P}(s)$ általános rendszerstruktúra újabb állapotokkal egészül ki.

A 7.41. ábrán bemutatott UAV zárt szabályozási rendszer egyik fontos jellemzője lesz a tranziens idő, ami megmutatja, hogy a zárt szabályozás hogyan képes stabilizálni, vagy értékében követni az r bemeneti referencia jelet, és ha ezzel a képességgel bír a zárt szabályozás, mekkora az e hibajel értéke.

A 7.41. ábra alapján felírható az alábbi átviteli függvény [7.71-TV]:

$$\mathbf{T}_{r \rightarrow e}(\mathbf{K}) = \frac{1}{I + G(s)K(s)} \quad (7.147)$$

Ha az UAV zárt szabályozási rendszer alapjel követési tulajdonságát kisfrekvenciás r bemeneti jelre vizsgáljuk, és a kimeneti jele az \tilde{e} súlyozott hibajel, akkor a W_e hibajel súlyozó átviteli függvény aluláteresztő jellegűre választjuk meg. Ekkor a zárt szabályozási rendszer

$$\|\mathbf{T}_{r \rightarrow \tilde{e}}(\mathbf{K})\|_{\infty} = \left\| \frac{W_e}{I + G(s)K(s)} \right\|_{\infty} \quad (7.148)$$

végtelen normája azt adja meg, hogy az e hibajel \tilde{e} súlyozott (kisfrekvenciás) alakja mekkora értékű, más szóval, a zárt szabályozás y mért kimenete hogyan képes követni az r kisfrekvenciás bemeneti jelet [7.71-TV].

Az UAV zárt szabályozási rendszerének zavarvédetségét a következő átviteli függvény segítségével is vizsgálhatjuk:

$$\mathbf{T}_{n \rightarrow \tilde{u}}(\mathbf{K}) = -\frac{K(s)}{I + G(s)K(s)} W_u \quad (7.149)$$

Bár az n mérési zaj rendszerint nagyfrekvenciás jel, sohasem eredményezheti az u bemeneti jel nagyfrekvenciás komponenseinek kialakulását, más szóval, ha \tilde{u} az u bemeneti jel nagyfrekvenciás összetevője, akkor az W_u átviteli függvény feladata az \tilde{u} súlyozott bemeneti jel létrehozása. A

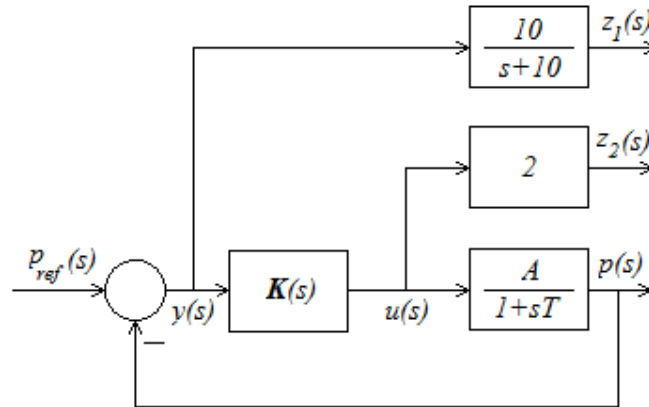
$$\|\mathbf{T}_{n \rightarrow \tilde{u}}(\mathbf{K})\|_{\infty} = \left\| -\frac{K(s)}{I + G(s)K(s)} W_u \right\|_{\infty} \quad (7.150)$$

végtelen norma az u bemeneti vektor nagyfrekvenciás összetevőit súlyozza (szűri).

Ha a (7.138) tervezési kritérium segítségével meghatározható a $\mathbf{K}(s)$ irányítás, akkor az UAV zárt szabályozási rendszere kellően robusztus lesz, amely képes minimálni, vagy teljesen kiszűrni a mérési zajok zárt szabályozásra gyakorolt hatását.

A (7.147)–(7.150) egyenletek segítségével a zárt szabályozási rendszer megfelelő alapjel követését is biztosító $\mathbf{K}(s)$ irányítás tervezhető [7.71-TV].

Az elméleti összefoglaló után következzen egy gyakorlati alkalmazás is. Tekintsük adottnak a Trainer-60 ‘Boomerang’ SUAV oldalirányú mozgásának egyenleteit a (7.129)–(7.131) egyenletekkel. Az UAV dőlési stabilitásjavító rendszerének (csillapító automata) hatásvázlata a 7.42. ábrán látható [7.21-TV, 7.71-TV]:



7.42. ábra. A Trainer-60 SUAV stabilitásjavító rendszere (Saját szerkesztés).

A 7.42. ábra alapján a rendszer egyenletei időtartományban:

$$\begin{aligned}
 p_{ref} &= w \\
 p &= x_1 \\
 x_2 &= 0,1z_1 \rightarrow z_1 = 10x_2 \\
 \dot{x}_1 &= -\frac{1}{T}x_1 + \frac{A}{T}u \\
 \dot{x}_2 &= -x_1 - 10x_2 + w \\
 z_2 &= 2u \\
 y &= -x_1 + w
 \end{aligned} \tag{7.151}$$

Zavarásmentes esetre, az UAV zárt szabályozási rendszerének súlyozó mátrixait az alábbi módon választottam meg [7.71-TV]:

$$W_1 = \frac{10}{10+s}; W_2 = 2 \tag{7.152}$$

A 7.42. ábra alapján, és felhasználva a (7.151) egyenleteket, az állapotterez általános rendszermodell mátrixai az alábbiak lesznek [7.71-TV]:

$$\left. \begin{aligned}
 \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{T} & 0 \\ 0 & -10 \end{bmatrix}; \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}; \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \frac{A}{T} \\ 0 \end{bmatrix} \\
 \mathbf{C}_1 &= \begin{bmatrix} 0 & 10 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{C}_2 = \begin{bmatrix} -1 & 0 \end{bmatrix} \\
 \mathbf{D}_{11} &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \mathbf{D}_{12} = \begin{bmatrix} 0 \\ 2 \end{bmatrix}; \mathbf{D}_{21} = 1; \mathbf{D}_{22} = 0
 \end{aligned} \right\} \tag{7.153}$$

Az optimális $\mathbf{K}(s)$ irányítás H_∞ -alapú tervezését a MATLAB® Robust Control Toolbox `hinfsyn.m` beépített segédfüggvénye segítségével végeztem el, amely a (7.138) tervezési kritériumban szereplő \mathbf{T}_{wz_1} állapotátviteli mátrix végtelen normáját minimalja [7.71-TV, 7.80, 7.81, 7.82].

A tervezés eredménye az alábbiak [7.80, 7.81, 7.82]:

\mathbf{K} – H_∞ optimális irányítás;

`CL=lft(P,K)` – az LTI zárt szabályozási rendszer \mathbf{T}_{wz_1} állapotátviteli mátrixa;

`Gam=norm(CL)` – H_∞ optimális költségfüggvény $\gamma = \|\mathbf{T}_{wz_1}\|_\infty$ értéke.

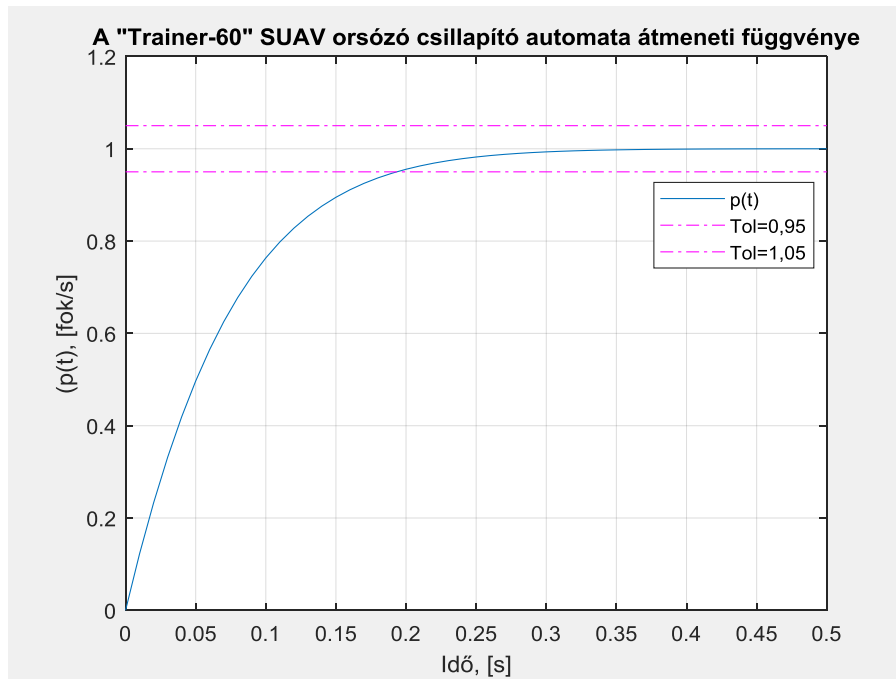
A H_∞ alapú, optimális szabályozótervezés eredményei az alábbiak:

$$K = \left. \begin{array}{c} \left[\begin{array}{c|c} \mathbf{A}_k & \mathbf{B}_k \\ \hline \mathbf{C}_k & \mathbf{D}_k \end{array} \right] \\ \mathbf{A}_k = \begin{bmatrix} -19,91 & 0 \\ -1 & -10 \end{bmatrix}; \mathbf{B}_k = \begin{bmatrix} 0 & 23,83 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{C}_k = \begin{bmatrix} 0 & 10 \\ 0 & 0 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{D}_k = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 2 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \end{array} \right\} \quad (7.154)$$

$$CL = \left. \begin{array}{c} \left[\begin{array}{c|c} \mathbf{A}_{cl} & \mathbf{B}_{cl} \\ \hline \mathbf{C}_{cl} & \mathbf{D}_{cl} \end{array} \right] \\ \mathbf{A}_{cl} = \begin{bmatrix} -19,91 & 0 & -5,632 & 90,71 \\ -1 & -10 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -25,07 & 83,1 \\ -0,9161 & 0 & 0 & -10 \end{bmatrix} \\ \mathbf{B}_{cl} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0,9161 \end{bmatrix}; \mathbf{C}_{cl} = \begin{bmatrix} 0 & 10 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -0,4727 & 7,613 \end{bmatrix}; \mathbf{D}_{cl} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \end{array} \right\} \quad (7.155)$$

$$\gamma = \|\mathbf{T}_{wz_1}\|_\infty = 0,8591 \quad (7.156)$$

A (7.137) és a (7.156) normaértékeket összehasonlítva megállapíthatjuk, hogy a H_∞ optimális szabályozótervezés a költségfüggvény jóval kisebb érték elérését teszi lehetővé, mint a H_2 optimális tervezés. Az UAV zárt szabályozási rendszerének tranziens viselkedését vizsgáljuk meg a 7.43. ábrán [7.71-TV, 7.80. 7.81, 7.82].



7.43. ábra. A Trainer-60 SUAV oldalirányú stabilitásjavító zárt szabályozási rendszerének átmeneti függvénye (MATLAB-script: Szabolcsi R.).

A 7.43. ábrán jól látszik, hogy az UAV tervezett zárt szabályozási rendszere gyorsan reagál a $p(t) = 1 * 1(t)$ fok/s bemenetre leköveti azt, valamint könnyű azt is belátni, hogy a tranziens folyamat túlszabályozás nélküli. Ha erre a szabályozási körre még egy visszacsatolást építünk, és dőlési szög stabilizáló rendszert tervezünk, az is megfelelően gyors működésű lesz. Az UAV ezen képessége jól kiaknázható majd az összeütközést elkerülő rendszerekben, a kismagasságú terepkövető repülések során, de bármely más, normál repülési helyzetben (pl. útvonalrepülés) is.

A 7.43. ábrán bemutatott zárt UAV repülésszabályozó rendszer robusztusságának vizsgálata a [7.81, 7.82, 7.84-TV, 7.85-TV] irodalmakban is bemutatott módszerek segítségével is lehetséges.

7.7 Modell alapú prediktív szabályozó (MPC) tervezése kisméretű UAV számára

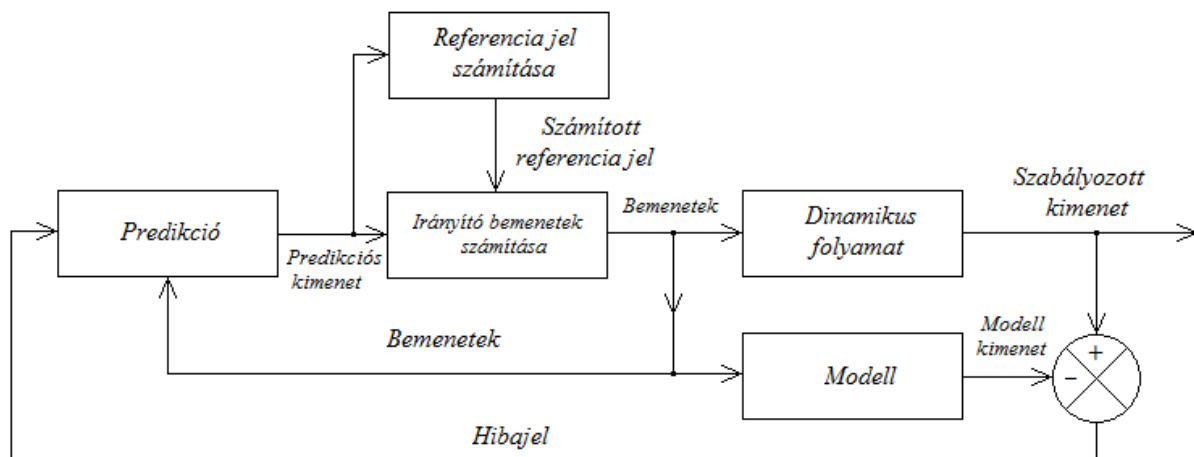
Az elmúlt időszakban számos új UAV alkalmazás keltette fel a figyelmet. Csakhogy a legfontosabbakról beszéljük, nem kifejezetten régi keletű a dróntaxi koncepciója, a városnézési célra bérelhető drónok rendelkezésre állása, vagy a lebegő 'rendőrmotorok' koncepciója. A városi épített környezetben tervezett kismagasságú UAV repülések repülési pályájának tervezése, a pályakövetésre alkalmas UAVk tervezése számos új feladat elé állította a tervezőket. Az 'optimális', biztonságos repülési pályán történő repülés lehetővé teszi a repülési idő, és egyben a repülési hatótávolság megnövelését is.

Az UAV modell prediktív irányításának stratégiája a következő, jövőbeli rendszerkimenet becslése az eddigi bemenetek és kimenetek, valamint a következő bemenet segítségével.

Az MPC irányítást csúszóhorizontú irányításként is szokás nevezni [7.72, 7.73, 7.74, 7.75-TV, 7.76-TV, 7.79, 7.86-TV, 7.87-TV, 7.88-TV]. Az MPC irányítás alap gondolatát, és fontosabb jellemzőit Seeborg az alábbiak szerint foglalta össze [7.73]:

- a bemeneti irányítás és a becsült jövőbeli kimenet korlátainak figyelembevétele;
- a szabályozások optimális kimeneti jelének korlátozása;
- a bemeneti jel agresszív megváltozásának megelőzése;
- a lehető legnagyobb számú állapotváltozó irányítása akár a szenzor, akár a beavatkozó szerv kiesése esetén.

A csúszóhorizontú MPC irányítás a 7.44. ábrán illusztrálható [7.73, 7.75-TV, 7.76-TV]:



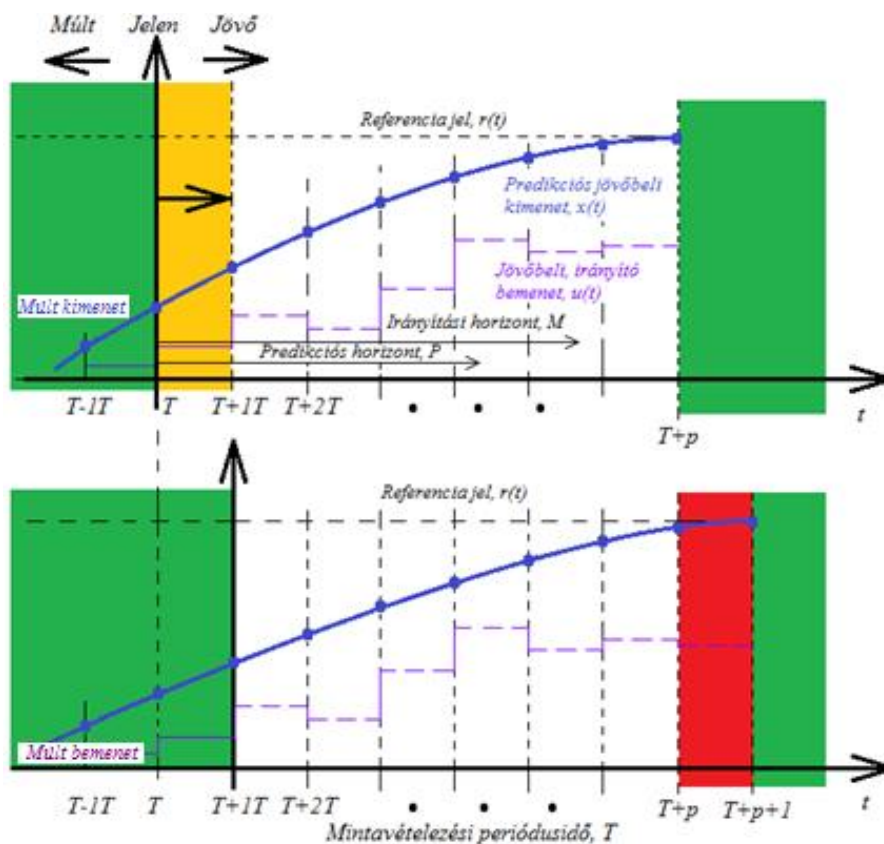
7.44. Az MPC irányítás elvi vázlata (saját szerkesztés).

Ugyanazon bemeneti jel kerül úgy a valós fizikai rendszer, mint annak idealizált modellje bemenetére is. A valós rendszer és annak idealizált modellje kimeneteit összehasonlítjuk: a két rendszer válaszainak esetleges hibajelét használjuk a predikció bemeneteként. Minden egyes mintavételezési időben két számítás is zajlik a rendszerben. Az egyik a becült jövőbeli állapot (set points) számítása, míg a másik az ehhez szükséges irányítás számítása. Mindkét számítás során feltételezzük, hogy a becült kimeneti jellemzőkre az előre meghatározott egyenlőtlenségi feltételek (korlátok: kisebb, mint, ... vagy nagyobb, mint ...) adottak.

A valós fizikai rendszer becült jövőbeli állapotának kiszámítása egy előre megfelelően megválasztott költségfüggvény minimalálásán alapuló optimális kritérium segítségével történik. Az optimális jövőbeli állapotok értéke függ a zajtól, a paraméterek állandóságától, a rendszer bizonytalanságaitól, valamint az egyenlőtlenségi korlátok esetleges változásától is.

Az egyenlőtlenségi korlátok a valós fizikai rendszer környezetének, és a rendszer építő elemeinek (pl. érzékelők, jelformálók, beavatkozó szervek, végrehajtó szervek) változása miatt maguk is változhatnak. Az MPC rendszerekben a jövőbeli állapotot a szükséges irányítás számításának minden egyes időpillanatában újraszámítják. Mindkét, korábban vázolt számítás a jelen állapotban történő mérések és fizikai rendszer becült jövőbeli értéke alapján történik. Az MPC irányítás célja olyan irányítások számítása, amelyek a valós fizikai rendszert az 'optimális' jövőbeli állapothoz közelítik úgy, hogy egy előre megválasztott költségfüggvény minimális értéket vesz fel.

A csúszóhorizontú MPC irányítás alap gondolatát most vizsgáljuk meg a 7.45. ábrán [7.72, 7.73, 7.74, 7.75-TV, 7.76-TV, 7.79, 7.86-TV, 7.87-TV, 7.88-TV].



7.45. A csúszóhorizontú MPC irányítás stratégiája (saját szerkesztés)

Az MPC alapgondolata legkönnyebben a mintavételes, diszkrét idők segítségével magyarázható. A 7.45. ábrán a jelen pillanatot jelölje $t=T$. A valós rendszer jövőbeli értékét a modell válasza alapján becslik a teljes, véges $T+p$ horizonton, amikor is a rendszer becsült kimeneti jele megegyezik annak optimális, elvárt értékével. A zárt irányítási rendszer jövőbeli elvárt értéke $r(t)$ egy olyan új érték, amelyhez szeretnénk közelíteni a valós fizikai rendszert, más szóval, szeretnénk egyik egyensúlyi állapotból átvinni a másik egyensúlyi állapotba. Az MPC szabályozó minden egyes $t=T+nT$ mintavételezési időpillanatban elvégzi az $x(t)$ jövőbeli rendszerkimenet becslését az $u(t-T)$ előző bemenetek és az $x(t-T)$ előző kimenetek, valamint a következő $u(t+T)$ bemenet segítségével úgy, hogy a rendszer becslési hibája az optimális $x(t)$ pályán minimális értékű legyen.

Az MPC irányítás induljon ki $t=T$ jelen időből. A $t=T+IT$ időben úgy a modell rendszer, mint a valós fizikai szabályozó rendszer bemenetére kapcsoljuk a $t=T$ előző mintavételezési időre számított $u(t=T)$ bemeneti jelet. A modell rendszer válaszát számítjuk, míg a valós fizikai rendszer válaszát mérjük, és minden egyes mintavételezési időpontban megállapítjuk a rendszer jövőbeli becsült kimenetének, és a rendszermodell válaszának különbségét. A becslési hiba alapján újabb bemeneti jel becslés történik, amivel irányítjuk a valós rendszer becsült jövőbeli viselkedését a teljes $T+p$ horizonton, a valós időhöz képest mindig T idővel előre tartva.

Bár a fent bemutatott és alkalmazott mintavételes rendszermodell nagyon jól használható a szabályozási elvek bemutatására, a gyakorlatban azonban a nagy számítási igény miatt a gyakorlatban inkább orthonormál függvényekre épülő, folytonos idejű modelleket szokás használni [7.72, 7.73, 7.74, 7.75-TV, 7.76-TV].

Az UAVk repülésszabályozásában is gyakran fordul elő, hogy egyes repülési paraméterek egyik értékét egy másik értékűre kell változtatni, más szóval, az UAVt egyik egyensúlyi állapotából egy másik egyensúlyi állapotba kell átvinni. Ilyen repülési feladat lehet például az UAVk összeütközését elkerülő manőver, a vízszintes síkban végrehajtott forduló, ha azt a dőlési szög új értékének megfelelő beállításával hajtják végre.

Az MPC irányításokat tervezhetjük úgy SISO-, mint MIMO dinamikus rendszerekre is. Az irányított dinamikus folyamat nemlineáris állapot-egyenlete legyen adott a következő alakban [7.72, 7.73, 7.74, 7.75-TV, 7.76-TV]:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, t) \quad (7.157)$$

A modell kimenetét számítsuk a teljes véges horizonton, amíg $t=T+p$. Tervezzünk olyan MPC szabályozást, amely minimalja a következő integrál funkcionált (költségfüggvényt):

$$V(\mathbf{x}, \mathbf{u}, t) = \int_0^p \mathbf{l}(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t), t) dt + \mathbf{F}(\mathbf{x}(p)) \quad (7.158)$$

ahol $\mathbf{l}(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t), t) \geq 0$, $\mathbf{F}(\mathbf{x}(p))$ a $t=T+p$ időhöz tartozó súly, és $\mathbf{u}(t)$ a modell és rendszer bemeneti vektora egyidejűleg, amely korlátozott, vagyis $\mathbf{u}(t) \in \mathbf{U}$.

A (7.158) költségfüggvény minimalása az alábbi parciális differenciálegyenlet megoldása révén lehetséges:

$$\frac{\partial}{\partial t} V^0(\mathbf{x}, t) = \min_{\mathbf{u} \in \mathbf{U}} \mathbf{H}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \frac{\partial}{\partial t} V^0(\mathbf{x}, t)) \quad (7.159)$$

A (7.159) egyenletben $\mathbf{H}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \lambda) = \mathbf{l}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) + \lambda \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u})$ a Hamilton-függvény $V(\mathbf{x}, p) = \mathbf{F}(\mathbf{x}(p))$ feltétel mellett, és λ a Lagrange-szorzó. A (7.159) egyenletet szokás Hamilton-

Bellman-Jacobi egyenletnek is nevezni, melynek megoldásához néhány peremfeltétel teljesülése is szükséges.

A további vizsgálataink során feltételezzük, hogy a szabályozott rendszer (folyamat) lineáris, ily módon a $f(\mathbf{x}, \mathbf{u}, t)$ nemlineáris függvény az alábbi lineáris alakot veszi fel:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(t)\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}(t)\mathbf{u}(t), \quad (7.160)$$

Az \mathbf{l} és az \mathbf{F} függvények az alábbi kvadratikus lakot veszik fel [7.75-TV, 7.76-TV]:

$$\begin{aligned} \mathbf{l}(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t), t) &= \mathbf{x}^T(t)\mathbf{Q}(t)\mathbf{x}(t) + \mathbf{u}^T(t)\mathbf{R}(t)\mathbf{u}(t) \\ \mathbf{F}(\mathbf{x}(p)) &= \mathbf{x}^T(p)\mathbf{S}(t)\mathbf{x}(p) \end{aligned} \quad (7.161)$$

A (7.161) egyenlet négyzetes, diagonális súlyozó mátrixai az alábbi tulajdonságokkal bírnak: $\mathbf{Q}(t) \geq 0$, $\mathbf{S}(t) \geq 0$, $\mathbf{R}(t) > 0$. E feltételek teljesülése esetén Hamilton-Bellman-Jacobi egyenlet a jól ismert Ricatti-féle közönséges differenciálegyenlet (ODE) alakjára egyszerűsödik.

A Hamilton-Bellman-Jacobi egyenlet megoldható az alábbi Ljapunov-függvény bevezetésével is:

$$\mathbf{V}^0(\mathbf{x}, t) = \mathbf{x}^T(t)\mathbf{P}(t)\mathbf{x}(t), \quad \mathbf{P}(t) = \mathbf{P}^T(t) \quad (7.162)$$

ahol $\mathbf{P}(t)$ a Ljapunov (költség) mátrix.

A (7.162) egyenlet segítségével a (7.159) Hamilton-Bellman-Jacobi egyenlet az alábbi alakban is megadható:

$$\left. \begin{aligned} -\dot{\mathbf{P}}(t) &= \mathbf{P}(t)\mathbf{A}(t) + \mathbf{A}^T(t)\mathbf{P}(t) + \mathbf{Q}(t) - \mathbf{P}(t)\mathbf{B}(t)\mathbf{R}^{-1}(t)\mathbf{B}^T(t)\mathbf{P}(t) \\ \mathbf{P}(p) &= \mathbf{S} \end{aligned} \right\} \quad (7.163)$$

A (7.163) egyenlet megoldása az alábbi $\mathbf{u}(t)$ irányítási vektort határozza meg:

$$\mathbf{u}(t) = -\mathbf{K}(t)\mathbf{x}(t) \quad (7.164)$$

ahol $\mathbf{K}(t)$ az optimális statikus, teljes állapot-visszacsatolás mátrix, melyet az alábbi egyenlet segítségével számíthatunk:

$$\mathbf{K}(t) = \mathbf{R}^{-1}(t)\mathbf{B}^T(t)\mathbf{P}(t) \quad (7.165)$$

ahol $\mathbf{P}(t)$ a (7.163) Ricatti-egyenlet megoldása.

A (7.163) egyenlet megoldása sokszor meglehetősen nehézkes, ezért, törekedve az egyszerűbb megoldásokra, az MPC irányítások tervezésekor gyakran alkalmaznak orthonormál függvényeket: a becült $\mathbf{x}(t)$ jövőbeli rendszerkimenetet analitikus alakban keressük, míg a becült optimális irányítási pályát előre megfelelően megválasztott orthonormál függvények segítségével számítjuk. Ez a módszer alapvetően folytonos működésű rendszerek MPC tervezését teszi lehetővé, de a módszer kiterjeszhető diszkrét, mintavételes rendszerekre is [7.72, 7.73, 7.74, 7.75-TV, 7.76-TV].

A [7.74] irodalom Laguerre-féle orthonormál függvényeket mutat be, és használ fel az MPC irányítási feladat megoldására. A módszer alap gondolata, hogy az $\mathbf{u}(t)$ optimális irányítások számítása visszavezethető a Laguerre-együtthatók számítására. A módszer csökkenti a számítások során szükséges paraméterek számát, és gyorsítja a feladat megoldását, ami főleg valós idejű számítások során fontos és lényeges tulajdonság.

Ismeretes, hogy egy tetszőleges $f(t)$ időfüggvény sorba fejthető:

$$f(t) = \sum_{i=1}^{\infty} \xi_i l_i(t), \quad i=1,2,3 \dots \quad (7.166)$$

ahol ξ_i az orthonormál függvény együtthatói, és az $l_i(t)$ orthonormál függvények eleget tesznek az alábbi feltételeknek:

$$\int_0^\infty l_i^2(t) dt = 1; \int_0^\infty l_i(t) l_j(t) dt = 0; \quad \forall i \neq j \quad (7.167)$$

Feltételezzük továbbá, hogy az $f(t)$ függvény szakaszonként folytonos, és eleget tesz az alábbi feltételnek:

$$\int_0^\infty f^2(t) dt < \infty, \quad (7.168)$$

ekkor a $0 \leq t \leq \infty$ időtartományon bármely $\varepsilon > 0$ értékre létezik egy N véges egész szám, hogy minden $k \geq N$ esetére igaz, hogy

$$\int_0^\infty (f(t) - \sum_{i=1}^k \xi_i l_i(t))^2 dt < \varepsilon \quad (7.169)$$

Más szóval, a $\sum_{i=1}^N \xi_i l_i(t)$ kifejezést használjuk a tetszőleges $f(t)$ függvény közelítésére, ahol ε az approximáció hibája.

A gyakorlatban meglehetősen széles körben használják azokat az $l_i(t)$ Laguerre-függvényeket, melyek Laplace-transzformáltja egyszerű alakkal rendelkezik, mint például:

$$\int_0^\infty l_i(t) e^{-st} dt = \sqrt{2p} \frac{(s-p)^{i-1}}{(s+p)^i} \quad (7.170)$$

A (7.170) egyenletben a $p > 0$ együttható. A (7.170) egyenlet alapján meghatározható olyan differenciálegyenlet, amely eleget tesz a Laguerre-függvényekkel szemben támasztott követelményeknek:

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{L}(t) &= [l_1(t) \quad l_2(t) \quad \dots \quad l_N(t)]^T \\ \mathbf{L}(0) &= \sqrt{2p} [1 \quad 1 \quad \dots \quad 1]^T \end{aligned} \right\} \quad (7.171)$$

A (7.171) Laguerre-függvények alapján az alábbi differenciálegyenlet írható fel:

$$\dot{\mathbf{L}}(t) = \mathbf{A}_p \mathbf{L}(t), \text{ ahol } \mathbf{A}_p = \begin{bmatrix} -p & 0 & \dots & 0 \\ -2p & -p & \dots & 0 \\ \vdots & \dots & \ddots & \vdots \\ -2p & \dots & -2p & -p \end{bmatrix} \quad (7.172)$$

A (7.172) egyenlet megoldásai az $\mathbf{L}(t)$ Laguerre-függvények, amelyeket az alábbi mátrix exponenciális alakban számíthatunk ki:

$$\mathbf{L}(t) = e^{\mathbf{A}_p t} \mathbf{L}(0) \quad (7.173)$$

Könnyű belátni, hogy a zárt LTI irányítási rendszerek MPC alapú irányítása során a tranziens folyamat minden egyes periódusa alatt az $\mathbf{x}(t)$ becsült optimális kimenet eléréséhez szükséges jövőbeli számított $\mathbf{u}(t)$ optimális irányítás egy adott állandó értékhez konvergál majd, vagyis, minden egyes $T_i \leq t \leq T_i + p$ diszkrét periódusban (mintavételezési ablakban) igaz, hogy $\dot{\mathbf{u}}(t) = 0$. Mindezek alapján teljesül, hogy

$$\int_{T_i}^{T_i+p} \dot{\mathbf{u}}^2(t) dt < \infty \quad (7.174)$$

Az MPC irányítás jövőbeli számított $\mathbf{u}(t)$ optimális irányítása első, idő szerinti deriváltja Laguerre-függvények segítségével az alábbi alakban írható fel:

$$\dot{\mathbf{u}}(t) = \sum_{i=1}^\infty \xi_i l_i(t) = \mathbf{L}^T(t) \boldsymbol{\eta} \quad (7.175)$$

A (7.175) egyenletben $\boldsymbol{\eta} = [\xi_1 \quad \xi_2 \quad \dots \quad \xi_N]^T$ a Laguerre-együtthatók oszlopvektora.

A továbbiakban feltételezzük, hogy az irányított rendszer MIMO típusú: a becült jövőbeli $\mathbf{x}(t)$ optimális kimeneti vektor q -dimenziós oszlopvektor, míg az optimális kimenet eléréséhez szükséges jövőbeli számított $\mathbf{u}(t)$ optimális irányítás r -dimenziós oszlopvektor.

Az UAVk, ahogyan más légi járművek is, valós fizikai környezetben hajtják végre a repülést, ahol $\mathbf{w}(t)$ külső zajok hatnak rá, mint például a légköri turbulencia, a levegő hőmérséklet változása, a levegő sűrűségének megváltozása, a környezeti statikus légnyomás megváltozása. A mért repülési jellemzők mérési folyamatában számolni kell az $\mathbf{n}(t)$ mérési zajokkal is.

A továbbiakban feltételezzük, hogy a külső $\mathbf{w}(t)$ zavarások és a $\mathbf{n}(t)$ mérési zajok nem korreláltak, zérus várható középértékű fehér zajok, vagyis [7.74, 7.75-TV, 7.76-TV]:

$$E \left\{ \begin{array}{l} \frac{d\mathbf{w}(t)}{dt} = 0; E \left\{ \frac{d\mathbf{n}(t)}{dt} = 0 \\ \frac{d\mathbf{w}(t)}{dt} \frac{d\mathbf{w}^T(\tau)}{d\tau} = W_w \delta(t - \tau); E \left\{ \frac{d\mathbf{n}(t)}{dt} \frac{d\mathbf{n}^T(\tau)}{d\tau} = R_n \delta(t - \tau) \end{array} \right\}, \quad (7.176)$$

ahol $E\{ \}$ a várható érték operátor, $\delta(\cdot)$ a Dirac-függvény; W_w és R_n rendre a külső zavarások és a belső zajok intenzitásai.

Ismeretes, hogy a MIMO LTI rendszer állapot- és kimeneti egyenlete az alábbi alakban is felírható [7.74, 7.75-TV, 7.76-TV]:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) + \mathbf{w}(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}\mathbf{u}(t) + \mathbf{n}(t) \end{cases} \quad (7.177)$$

Vezessünk be egy új $\mathbf{z}(t) = \dot{\mathbf{x}}(t)$ állapot-változót, amelynek deriváltja – felhasználva a (7.177) egyenletrendszer első egyenletét – a következő lesz:

$$\dot{\mathbf{z}}(t) = \ddot{\mathbf{x}}(t) = \frac{d}{dt} \{ \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) + \mathbf{w}(t) \} \quad (7.178)$$

A (7.178) és a (7.177) egyenletrendszerek az alábbi módosított alakban írhatók fel:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{z}}(t) = \ddot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}_a \mathbf{X}(t) + \mathbf{B}_a \dot{\mathbf{u}}(t) + \begin{bmatrix} \dot{\mathbf{w}}(t) \\ \dot{\mathbf{n}}(t) \end{bmatrix} \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{C}_a \mathbf{X}(t) \end{cases} \quad (7.179)$$

A (7.179) egyenletben:

$$\mathbf{X}(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{z}(t) \\ \mathbf{y}(t) \end{bmatrix}; \quad \mathbf{A}_a = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0} \\ \mathbf{C} & \mathbf{0} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B}_a = \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{D} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{C}_a = [\mathbf{0} \quad \mathbf{I}] \quad (7.180)$$

A (7.180) egyenletben \mathbf{I} egy $q \times q$ méretű identitásmátrix. A (7.179) egyenlet alapján könnyű belátni, hogy a rendszer irányítása most $\dot{\mathbf{u}}(t)$, míg a $\mathbf{y}(t)$ rendszer irányított kimenete pedig ugyanaz marad, mint volt a (7.177) eredeti rendszerdinamikában. A sztochasztikus külső és belső zavarások és zajok tulajdonságai miatt azoknak az MPC irányításra gyakorolt hatását elhanyagoljuk.

Feltételezzük, hogy a módosított rendszer bármely $t = T_i$ mintavételezési időpillanatában a módosított rendszer $\mathbf{X}(T_i)$ állapotvektora rendelkezésünkre áll. Tetszőleges jövőbeli $t = T_i + T$ mintavételezési (predikciós) időre a módosított állapotvektor $\mathbf{X}(T_i + T)$ – zavarásmentes esetet feltételezve – az alábbi alakban írható fel [7.74, 7.75-TV, 7.76-TV]:

$$\begin{aligned} \mathbf{X}(T_i + T) &= e^{AT_i} \mathbf{X}(T_i) + \int_{T_i}^{T_i+T} e^{A(T_i+T-\beta)} \mathbf{B} \dot{\mathbf{u}}(\beta) d\beta = \\ &= e^{AT_i} \mathbf{X}(T_i) + \int_0^T e^{A(T_i-\gamma)} \mathbf{B} \dot{\mathbf{u}}(T_i + \gamma) d\gamma \end{aligned} \quad (7.181)$$

A becsült optimális irányítás deriváltja az alábbi oszlopvektor alakban is felírható:

$$\dot{\mathbf{u}}(t) = [\dot{u}_1(t) \quad \dot{u}_2(t) \quad \dots \quad \dot{u}_r(t)]^T \quad (7.182)$$

A (7.177) egyenlettel megadott MIMO MPC irányítás bemeneti mátrixa felírható a következő sorvektor alakban:

$$\mathbf{B} = [B_1 \quad B_2 \quad \dots \quad B_r] \quad (7.183)$$

A (7.182) irányítási vektor rendezői az alábbi egyenlettel határozhatók meg:

$$\dot{u}_i(t) \cong \mathbf{L}_i^T(t) \boldsymbol{\eta}_i, \quad (7.184)$$

ahol: $\mathbf{L}_i^T(t) = [l_1^i(t) \quad l_2^i(t) \quad \dots \quad l_{N_i}^i(t)]$; $\boldsymbol{\eta}_i^T(t) = [\eta_1^i(t) \quad \eta_2^i(t) \quad \dots \quad \eta_{N_i}^i(t)]$, és N_i előre megfelelően megválasztott érték. A módosított állapotvektor $\mathbf{X}(T_i + T)$ becsült jövőbeli értékre a $t = T_i + T$ mintavételezési (predikciós) időben most a következő alakban adható meg:

$$\mathbf{X}(T_i + T) = e^{AT_i} \mathbf{X}(T_i) + \int_0^{T_i} e^{A(T_i-\gamma)} [B_1 L_1^T(\gamma) \quad B_2 L_2^T(\gamma) \quad \dots \quad B_r L_r^T(\gamma)] \boldsymbol{\eta} d\gamma, \quad (7.185)$$

ahol az $\boldsymbol{\eta}^T = [\eta_1 \quad \eta_2 \quad \dots \quad \eta_r]$ együtttható oszlopvektor dimenziója $\sum_{i=1}^r N_i$. Az $\mathbf{y}(T_i + T)$ becsült kimeneti (mért) vektor felírható a következő módon is:

$$\mathbf{y}(T_i + T) = \mathbf{C} \mathbf{X}(T_i + T) \quad (7.186)$$

A (7.185) egyenletet konvolúciós módszerrel oldhatjuk meg, amely $(n + q) \times \sum_{i=1}^r N_i$ számú integrálegyenlet megoldását jelenti, ami rendkívül nagy számítási igényt jelent a gyakorlatban, ezért sokszor numerikusan oldják meg az egyenleteket. A i -edik bemenetnek megfelelő válaszokat a konvolúciós integrál alábbi analitikus megoldása

$$\mathbf{I}_{int}(T_i)^i = \int_0^{T_i} e^{A(T_i-\gamma)} B_i L_i^T(\gamma) d\gamma. \quad (7.187)$$

A (7.187) egyenletben $\mathbf{I}_{int}(T_i)^i$ egy $(n + q) \times N_i$ dimenziójú mátrix.

A (7.187) egyenlet (7.185) egyenletbe történő behelyettesítése azt mutatja, hogy $1 \leq i \leq r$ esetén az $\mathbf{y}(T_i + T)$ becsült kimeneti (mért) vektor kifejezhető a (7.187) alakban. Az $\mathbf{I}_{int}(T_i)^i$ mátrix alakja most:

$$\mathbf{A} \mathbf{I}_{int}(T_i) - \mathbf{I}_{int}(T_i) \mathbf{A}_p^T = -\mathbf{B} \mathbf{L}^T(T_i) + e^{AT_i} \mathbf{B} \mathbf{L}^T(0) \quad (7.188)$$

Az $\mathbf{I}_{int}(T_i)^i$ mátrix ismeretében $i = 1, 2, 3, \dots, r$ esetén az optimális pálya $\mathbf{X}(T_i + T)$, valamint az $\mathbf{y}(T_i + T)$ becsült jövőbeli értéke már könnyen meghatározható.

A MPC irányítások tervezésekor rendszeroptimalási céllal integrálkritériumot (költségfüggvényt) használunk. A továbbiakban feltételezzük, hogy a teljes $0 \leq T_i \leq T + p$ predikciós horizonton az optimális pálya az $\mathbf{r}(T_i + T) = [r_1(T_i + T) \quad r_2(T_i + T) \quad \dots \quad r_q(T_i + T)]$ vektorral megadott.

Az MPC irányítás alap gondolata: keressük azt az $\mathbf{u}(t)$ optimális becsült jövőbeli irányítást, amely a becsült jövőbeli $\mathbf{x}(T_i + T)$ rendszerkimenetet a legkisebb négyzetes értelemben a lehető legközelebb viszi az $\mathbf{r}(T_i + T)$ becsült jövőbeli optimális pályához, más szóval, az optimális $\mathbf{u}(t)$ hatására az $\mathbf{e}(T_i + T) = \mathbf{r}(T_i + T) - \mathbf{x}(T_i + T)$ hibajel legkisebb négyzetes értelemben minimális lesz. A $\mathbf{u}(t)$ optimális irányítás minimalja az alábbi integrálkritériumot [7.74, 7.75-TV, 7.76-TV]:

$$\mathbf{J} = \int_0^{T_p} \{ [r(T_i + T) - y(T_i + T)]^T \mathbf{Q} [r(T_i + T) - y(T_i + T)] + \dot{\mathbf{u}}^T(T) \mathbf{R} \dot{\mathbf{u}}(T) \} \rightarrow \text{Min}. \quad (7.189)$$

A (7.189) egyenletben $\mathbf{Q} \geq 0$ PSD és $\mathbf{R} > 0$ PD négyzetes, diagonális súlyozó mátrixok, melyek elemeit a Bryson-szabályt felhasználva, esetleg az egységnyi azonos súlyozás elvét, vagy pedig a heurisztikus súlyozás módszerét alkalmazva állítjuk be.

A [7.74, 7.75-TV, 7.76-TV] irodalmak szerint az MPC minőség alapvetően függ p értékétől (Laguerre-függvények pólusai), és N -től, más szóval, az orthonormál függvények számától, más szóval, a (7.189) integrálkritérium megfelelő súlyozó mátrixait nem feltétlenül szükséges megtalálnunk.

Ismeretes, hogy a (7.189) integrálkritérium az $y(T_i + T)$ helyett támaszkodhat η -ra is. Feltételezzük, hogy az UAV optimális $r(t)$ trajektóriája nem változik a teljes $T + p$ predikciós horizonton (7.45. ábra), a minimálandó (7.189) költségfüggvény az alábbi alakra hozható:

$$J = \boldsymbol{\eta}^T \Pi \boldsymbol{\eta} - 2\boldsymbol{\eta}^T \{\boldsymbol{\Psi}_1 \mathbf{r}(T) - \boldsymbol{\Psi}_2 \mathbf{X}(T)\} + \int_0^{T_p} \mathbf{w}^T(T_i + T) \mathbf{Q} \mathbf{w}(T_i + T) dT \rightarrow \text{Min}, \quad (7.190)$$

ahol:

$$\Pi = \int_0^{T_p} \boldsymbol{\phi}(T_i) \mathbf{Q} \boldsymbol{\phi}^T(T_i) dT + \bar{\mathbf{R}}, \quad (7.191)$$

$$\boldsymbol{\Psi}_1 = \int_0^{T_p} \boldsymbol{\phi}(T_i) \mathbf{Q} dT, \quad (7.192)$$

$$\boldsymbol{\Psi}_2 = \int_0^{T_p} \boldsymbol{\phi}(T_i) \mathbf{Q} \mathbf{C} e^{A^T T} dT, \quad (7.193)$$

$$\bar{\mathbf{R}} = \text{diag}(\lambda_i \cdot \mathbf{I}_{N_i \times N_i}), \quad (7.194)$$

ahol λ_i a módosított rendszer \mathbf{A} állapot-mátrixának sajátértékei, és $\mathbf{I}_{N_i \times N_i}$ egy $N_i \times N_i$ dimeziójú identitásmátrixot jelöl.

A (7.190) költségfüggvény minimum – korlátozások teljes hiánya mellett – a legkisebb négyzetes módszer segítségével számítható, ahol [7.74, 7.75-TV, 7.76-TV]

$$\boldsymbol{\eta} = \Pi^{-1} \{\boldsymbol{\Psi}_1 \mathbf{r}(T) - \boldsymbol{\Psi}_2 \mathbf{X}(T)\}, \quad (7.195)$$

míg az irányító vektor becült jövőbeli vektorának deriváltja

$$\dot{\mathbf{u}}(T) = \begin{bmatrix} L_1^T(0) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & L_2^T(0) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & L_r^T(0) \end{bmatrix} \Pi^{-1} \{\boldsymbol{\Psi}_1 \mathbf{r}(T) - \boldsymbol{\Psi}_2 \mathbf{X}(T)\} \quad (7.196)$$

lesz. Az $\mathbf{u}(t)$ becült optimális jövőbeli irányítást a (7.196) egyenlet integrálásával kapjuk:

$$\mathbf{u}(t) = \int_0^t \dot{\mathbf{u}}(T) dT \quad (7.197)$$

A folytonos MPC irányítás stabilitását a (7.191) végállapotú súly megfelelő megválasztása biztosítja. Az MPC irányítás tervezésekor bevezetett négyzetes integrálkritériumban szereplő $\mathbf{x}(t)$, $\dot{\mathbf{u}}(T)$, és az $\mathbf{u}(t)$ változók lehetnek korlátosak is, legyen például:

$$\dot{\mathbf{u}}_{\min}(T_i + T) \leq \begin{bmatrix} L_1^T(T_i) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & L_2^T(T_i) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & L_r^T(T_i) \end{bmatrix} \boldsymbol{\eta} \leq \dot{\mathbf{u}}_{\max}(T_i + T) \quad (7.198)$$

A (7.198) egyenlet egy lineáris egyenlőtlenségi egyenletrendszer határoz meg, ahol T_i , $i = 1, 2, 3, \dots$ azokat a diszkrét időpontokat jelöli, amelyeken az $\dot{\mathbf{u}}(T)$ deriváltat számítjuk.

Mivel $\mathbf{L}_k(T); k = 1, 2, 3, \dots, r$ exponenciális függvényeket jelöl, amelyek biztosítják az $\dot{\mathbf{u}}(T_i + T)$ derivált vektor exponenciális lecsillapodását, ezért elegendő az MPC irányítás tervezésének kezdetén a teljes $T + p$ predikciós horizontra korlátokat bevezetni.

Az $\mathbf{u}(T_i + T)$ optimális becslt irányító jelre adjuk meg a következő korlátot [7.74, 7.75-TV, 7.76-TV, 7.86-TV, 7.87-TV, 7.88-TV]:

$$\mathbf{u}_{\min}(T_i + T) \leq \begin{bmatrix} \int_0^{T_i} L_1^T(\gamma) d\gamma & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \int_0^{T_i} L_2^T(\gamma) d\gamma & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \int_0^{T_i} L_r^T(\gamma) d\gamma \end{bmatrix} \boldsymbol{\eta} + \mathbf{u}(T_i - T) \leq \mathbf{u}_{\max}(T_i + T), \quad (7.199)$$

ahol $\mathbf{u}(T_i - T)$ az előző predikciós időpontban adja meg az optimális irányítást.

Számítógépes szimulációk tapasztalatai alapján, amelyeket előre kiválasztott p és N értékekre hajtottak végre, a (7.199) egyenlet főátlóján álló véges horizontú integrálok az alábbi alakban írhatók fel:

$$\int_0^{T_i} L_k(\gamma) d\gamma = [\mathbf{A}_p^{-1}(e^{\mathbf{A}_p T_i} - \mathbf{I})\mathbf{L}(0)]^T, \quad (7.200)$$

ahol \mathbf{A}_p a (7.172) egyenletben megadottak szerint számítható. Megadott T_i predikciós időpontokra a (7.199) egyenlet egy lineáris, egyenlőtlenségi korlátozásokból álló egyenletrendszert határoz meg:

$$\mathbf{u}_{\min}(T_i + T) \leq e^{\mathbf{A}_p T_i} + [\mathbf{I}_{int}^1(T_i) \quad \mathbf{I}_{int}^2(T_i) \quad \dots \quad \mathbf{I}_{int}^r(T_i)]\boldsymbol{\eta} \leq \mathbf{u}_{\max}(T_i + T), \quad (7.201)$$

és így az MPC irányítás $\mathbf{x}(T_i)$ becslt kimenete a következő összefüggés alapján számítható:

$$\mathbf{x}_{\min}(T_i + T) \leq e^{\mathbf{A}_p T_i} + [\mathbf{I}_{int}^1(T_i) \quad \mathbf{I}_{int}^2(T_i) \quad \dots \quad \mathbf{I}_{int}^r(T_i)]\boldsymbol{\eta} \leq \mathbf{x}_{\max}(T_i + T). \quad (7.202)$$

A bemutatott eljárás feltételezi, hogy bármely $t = T_i$ mintavételezési időpillanatban az egyes állapotváltozók mérhetőek és ismertek. Sok esetben azonban nem tudjuk, vagy egyszerűen csak nem célszerű az MPC irányítás összes állapotváltozóját mérni, ezért az egyes $\mathbf{x}(T_i)$ változókat becsléssel célszerű megállapítani.

A folytonos MPC irányítás egyenlete az egyes változók becslt értékeire most a következő alakban adhat meg [7.72, 7.73, 7.74, 7.75]:

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}}(t) = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}\dot{\mathbf{u}}(t) + \mathbf{J}_{obs}[\mathbf{y}(t) - \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(t)] \quad (7.203)$$

A (7.203) egyenletben $\hat{\mathbf{x}}(t)$ az $\mathbf{x}(t)$ becslt kimeneti jel becslése, és \mathbf{J}_{obs} a becslő off-line, rekurzív számított erősítési mátrixa. Más szóval, ebben az esetben nem szükséges a Ricatti-féle mátrixegyenlet megoldására.

A becslt irányító bemenet $\dot{\mathbf{u}}(t)$ deriváltját az MPC optimális stratégia megoldása adja, míg a becslőt a Kalman-féle LQE feladat megoldása adja. Feltéve, hogy az UAV térbeli mozgását leíró állapotterezes modell $(\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}, \mathbf{D})$ mátrixai egy teljesen irányítható, és teljesen megfigyelhető dinamikus rendszert határoznak meg (\mathbf{A}, \mathbf{B}) , és (\mathbf{A}, \mathbf{C}) mátrixpáronként, az \mathbf{J}_{obs} mátrix az optimális becslő (LQE) tervezési módszere segítségével megtervezhető úgy, hogy a becslés $\mathbf{e}(t) = \mathbf{x}(t) - \hat{\mathbf{x}}(t)$ hibajele állandósult állapotban exponenciális függvény szerint aszimptotikusan lecsillapodjon, és $t \rightarrow \infty$ esetén az értéke minimális (zérus) legyen [7.72, 7.73, 7.74, 7.75].

A [7.1, 7.13-TV] irodalmakban is bemutatott, és használt UAV modellt felhasználva tervezzünk olyan MPC szabályozót, amely képes az UAVt egy előre megadott új repülési üzemmódba (új helyzetbe, új repülési pályára) átvinni oly módon, hogy a predikciós hiba minimális értéket vegyen fel. Ismeretes, hogy a SUAV oldalirányú, rövidperiodikus mozgásának modellje a (7.1) és a (7.2) egyenletek alapján a következő alakban írható fel [7.1, 7.13-TV]:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} = \begin{bmatrix} \dot{p} \\ \dot{\phi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -19,9149 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ \phi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -23,8289 \\ 0 \end{bmatrix} \delta_a. \quad (7.204)$$

A (7.204) egyenlet ideális, zavarásmentes repülési állapotot ír le. Könnyű belátni, hogy számos valós repülési helyzetben azonban nem kerülhetjük meg a külső környezet (pl. légköri turbulencia) modellezését, és a tervezések során azok figyelembe vételét. Ebben az esetben a (7.204) egyenlet a következő alakot veszi majd fel:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} = \begin{bmatrix} \dot{p} \\ \dot{\phi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -19,9149 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ \phi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -23,8289 \\ 0 \end{bmatrix} \delta_a + Y_d d. \quad (7.205)$$

A (7.205) egyenletben a külső zavarás az alábbi tagon át befolyásolja a rendszer kimeneti (szabályozott) jellemzőjét:

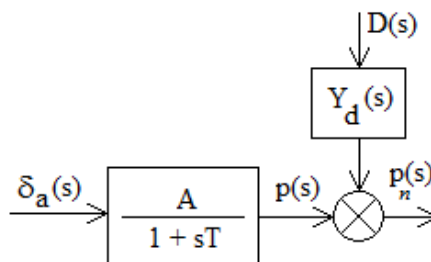
$$Y_d(s) = \frac{0,1}{0,01s+1}. \quad (7.206)$$

A (7.206) átviteli függvény arányos-, egytárolós tagot ír le, és alul áteresztő szűrőként, kis-, és közepes frekvenciatartományon is csillapítja a ‘bemenet’ (külső zavarás) amplitúdóját, míg nagyfrekvenciás tartományban a csillapítás egyre inkább kiteljesedik, egyre inkább ‘kiszűri’ a külső zavarást.

A (7.205) egyenlet Laplace-transzformáltja – zérus kezdeti feltételek mellett – a következő alakban írható fel:

$$p_n(s) = \frac{A}{1+sT} \delta_a(s) + Y_d(s)D(s) = \frac{1,1965}{0,0502s+1} \delta_a(s) + \frac{0,1}{0,1s+1} D(s). \quad (7.207)$$

A (7.207) egyenlet alapján, az UAV nyílt hatásláncú viselkedését a 7.46. ábra írja le.



7.46. SUAV oldalirányú, rövidperiodikus mozgásának hatásvázlata (saját szerkesztés).

A 7.46. ábrán látható SUAV nyílt hatásláncú irányítási rendszer számára tervezzünk MPC szabályozót, amely biztosítja, hogy az UAV zárt szabályozási rendszere eleget tesz a [7.33]-ban bemutatott irányítástechnikai minőségi jellemzőknek.

Az MPC szabályozó tervezése során az alábbi paramétereket választottam [7.73; 7.75-TV, 7.76-TV; 7.80; 7.81; 7.83]:

- 1) A dőlési szögsebesség referencia értéke: $5^\circ/\text{sec}$;
- 2) Mintavételezési idő: $\Delta t = 0,1 \text{ sec}$;

- 3) Tranziens idő: $t_s = 6 \text{ sec}$;
- 4) Modell horizont, N : $N\Delta t = t_s$; $N=60$;
- 5) Irányítási horizont, M : $M=5$;
- 6) Predikciós horizont, P : $P=50$;
- 7) Súlyozó mátrix: $\mathbf{Q}=1$;
- 8) Súlyozó mátrix: $\mathbf{R}=[1 \ 1]$.

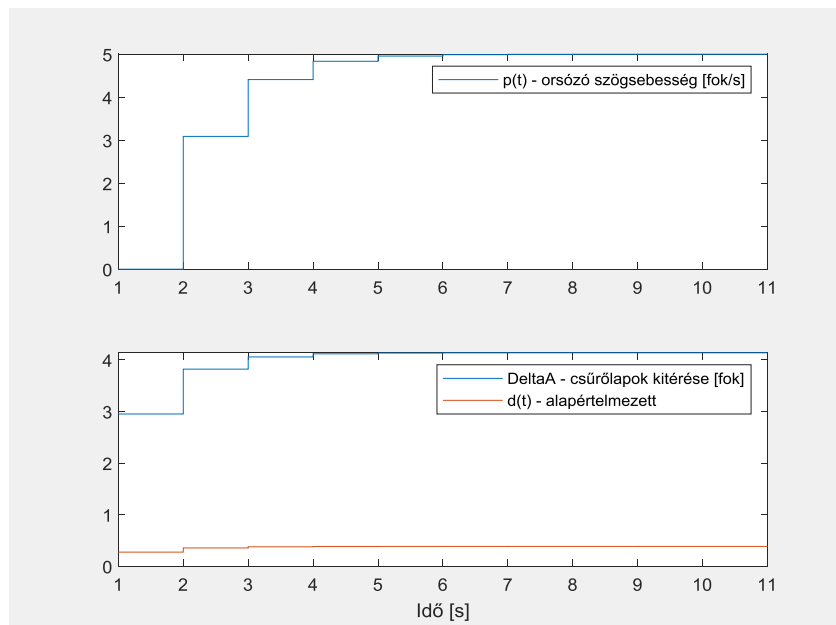
Feltételezzük, hogy az UAV összeütközés elkerülő manőver közben irányszög változtatást kell végrehajtson. Könnyű belátni, hogy ilyen repülési helyzetben az UAV-val szemben támasztott alapvető követelmény, hogy képes legyen a dőlési szögét gyorsan megváltoztatni.

Legyen az UAV orsózó mozgását irányító zárt szabályozás bemenete a következő követendő pályamodell:

$$p_m(t) = 5 * 1(t) \text{ °/s} \quad (7.208)$$

A (7.208) egyenlet, és a fent közölt tervezési beállítások (M , P , \mathbf{Q} , \mathbf{R}) segítségével a MATLAB Predictive Control Toolbox `mpc.m` beépített segédfüggvénye segítségével elvégeztem az MPC szabályozó tervezését [7.83].

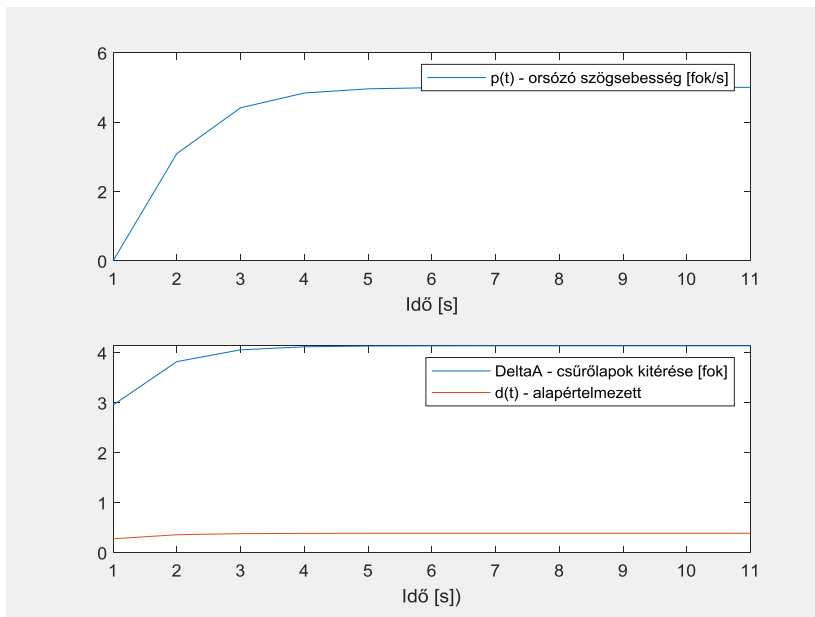
Az MPC szabályozóval működő, zárt UAV szabályozó rendszer tranziens analízisének eredményei a 7.47. (lépcsős nyomtatási opció), és a 7.48. ábrán (alapértelmezett nyomtatási opció) láthatóak [7.80; 7.81; 7.83].



7.47. SUAV oldalirányú, rövidperiodikus mozgásának jellemzői (MATLAB-script: Szabolcsi R.)

A 7.47. ábrán jól látható, hogy az UAV MPC-zárt irányítási rendszere stabilis viselkedésű, és a megadott tranziens idő alatt eléri a modell (referencia) orsózó szögsebesség értéket, eleget téve a [7.33] irodalomban bemutatott minőségi követelményeknek. Az UAV zárt szabályozási rendszere minőségi jellemzőinek hangolása az M , a P , a \mathbf{Q} és az \mathbf{R} paraméterek megfelelő megválasztásával lehetséges. A súlyozás \mathbf{Q} és \mathbf{R} mátrixainak beállításával – a korábbi fejezetekben – részletesen foglalkoztunk már. Ha az egyes állapotváltozókról, vagy

a bemeneti jellemzőkről rendelkezésre állnak *a priori* adatok, akkor a Bryson-szabály jól használható a mátrixok első beállítására. Ha ilyen adatokkal nem rendelkezünk, akkor az egységnyi súlyozás elvét, majd ezt követően a heurisztikus hangolási módszert alkalmazzuk.



7.48. SUAV oldalirányú, rövidperiodikus mozgásának jellemzői (MATLAB-script: Szabolcsi R.)

Megemlíteni szükséges, ha az M irányítási horizont értékét növeljük, akkor egyre növekszik az UAV zárt szabályozási rendszerének lengési hajlama, és egyre inkább növekszik a számítási igény is, ami valós idejű rendszerekben sokszor nem megengedhető értéket vehet fel, tehát célszerű az ökölszabályként javasolt $5 \leq M \leq 20$ értéktartomány kisebb értékeit felvenni [7.73, 7.74, 7.75-TV, 7.76-TV].

A szabályozótervezés időigénye $0,006$ s (6 ms) volt. Könnyen belátható, hogy a légitárszárművek, többek között, az UAVk holtideje is, melynek tipikus értéke (0,01 - 0,1) s, nagyobb, mint a számításokhoz szükséges idő. Más szóval, az aerodinamikai kormányzással bíró légi járművek holtideje alatt a számítógépes szabályozótervezés akár valós időben is végrehajtható. A számítások pontossága $1,4 \cdot 10^{-14}$ %, ami meglehetősen nagy számítási pontosságot jelent.

7.8 Összefoglalás, következtetések

A szabályozási rendszerek előzetes, számítógépes tervezése a mérnöki-, tervezői gyakorlatban, széles körben alkalmazott, mert lényeges mértékben lerövidíti a projektek futamidejét, javítja úgy a tervezés hatékonyságát, mint a költséghatékonyságot.

A modell-alapú, előzetes tervezések során számos tervezési módszer áll rendelkezésünkre, amelyek közül az UAV rendeltetésének leginkább megfelelő tervezési eljárást kell kiválasztanunk. Nem célszerű például egy légi célként használt UAV robotpilótájaként túlságosan szofisztikált rendszert alkalmazni, ha egy egyszerűbb robotpilóta is megfelel az elvárásoknak, hiszen egy sikeres repülés alkalmával az UAVt találat éri majd, és megsemmisül. Ha viszont olyan környezetben szeretnénk működtetni az UAVt, amelyben még a normál repülési üzemmódok végrehajtása is kihívásnak számít,

akkor természetesen minden olyan módszert, eljárást, és eszközt alkalmaznunk kell, amelyek biztosítják az UAV repüléseinek előírt szintű repülésbiztonságát.

A fejezetben bemutatott tervezési eljárások, és azok alkalmazása révén átfogó képet kaphatunk az egyes tervezések lépéseiről, sajátosságairól, előnyeiről, hátrányairól, és az egyes tervezési módszerek esetleges korlátairól.

7.9 Új tudományos eredmények

TV tézis: Szakirodalmi kutatásokra alapozva megállapítottam, hogy az UAVk automatikus repülésszabályozó (robotpilóta) rendszereinek tervezése során széles körben használatosak a modern számítógépes tervező rendszerek, amelyek lényegesen lerövidítik egy-egy UAV prototípusának fejlesztési idejét, csökkentik a költségeket, és javítják a hatékonyságot [7.9-TV, 7.21-TV, 7.22-TV, 7.40-TV, 7.41-TV, 7.84-TV, 7.85-TV, 7.86-TV, 7.87-TV, 7.88-TV]:

1. optimális PID-szabályozót terveztem, illetve a pólus allokáció elvére épülő szabályozótervezést hajtottam végre a 'Trainer-60' SUAV identifikált modelljein [7.13-TV, 7.24-TV, 7.86-TV, 7.87-TV, 7.88-TV];
2. az LQR tervezési módszer segítségével optimális szabályozót terveztem a 'Trainer-60' SUAV részére. Igazoltam a módszer alkalmazhatóságát, bebizonyítottam a módszer alkalmazásának előnyeit, és vizsgáltam az alkalmazásának korlátait is [7.34-TV, 7.35-TV, 7.36-TV, 7.37-TV, 7.38-TV, 7.43-TV, 7.86-TV, 7.87-TV, 7.88-TV];
3. a hagyományos, egyszerű LQG tervezési módszer segítségével optimális szabályozót terveztem a 'Trainer-60' SUAV részére. Bebizonyítottam, hogy az LQG módszer jól alkalmazható a sztochasztikus külső zavarások és belső zajok jelenléte mellett, igazoltam a módszer alkalmazásának előnyeit, és vizsgáltam az alkalmazásának korlátait is [7.41-TV, 7.43-TV, 7.56-TV, 7.86-TV, 7.87-TV, 7.88-TV].
4. elvégeztem a 'Trainer-60' SUAV robotpilótájának előzetes tervezését a H_2 és H_∞ kritérium szerint is. Igazoltam e módszerek alkalmazhatóságát, és bebizonyítottam az egyes módszerek alkalmazásának előnyeit, és vizsgáltam az alkalmazásuk korlátait is. Megállapítottam, hogy az alkalmazott tervezési eljárások segítségével a zárt szabályozási rendszerek előírt minőségi jellemzői biztosíthatóak. A zárt repülésszabályozó rendszerek robusztuságának vizsgálatára a zárt rendszerek $S(s)$ és a $T(s)$ eredő átviteli függvényeit használtam [7.64-TV, 7.71-TV, 7.86-TV, 7.87-TV, 7.88-TV].
5. csúszóhorizontú MPC szabályozások elméleti háttérét foglaltam össze, és igazoltam, hogy a módszer jól használható UAVk robotpilótáinak tervezése során, amikor is a lekövetendő referencia jel jól mintázza a tipikus UAV repülési helyzeteket akár normál, akár veszélyes repülési helyzetekben is [7.75-TV, 7.76-TV, 7.86-TV, 7.87-TV, 7.88-TV].
6. A szabályozók tervezéséhez saját MATLAB függvénykönyvtárat hoztam létre, amely magába foglalja úgy a rendszertervezést, mint a megtervezett zárt szabályozási rendszer stabilitásvizsgálatát, valamint a szűkebb értelemben vett minőségi jellemzők (pl. tranziens idő, túlszabályozás, erősítési tartalék, fázistartalék) számítását is [7.13-TV, 7.24-TV, 7.34-TV, 7.35-TV, 7.36-TV, 7.37-TV, 7.38-TV, 7.43-TV, 7.56-TV, 7.64-TV, 7.71-TV, 7.84-TV, 7.85-TV].

Felhasznált irodalom

- [7.1] Eng, P. C. S. *Path Planning, Guidance and Control for a UAV Forced Landing*. PhD Thesis, Queensland University of Technology, Australia, 2011.
- [7.2] Batmaz, A. U., Elbir, O., Kasnakoglu, C. (2013): Design of a Quadrotor Roll Controller Using System Identification to Improve Empirical Results. *International Journal of Mechanics and Manufacturing*. Vol 1, No4, pp(347-349), 2013.
- [7.3] Bolandi, H., Rezaei, M., Mohnesipour, R., Nemati, H., Smailzadeh, S. M. (2013): Attitude Control of a Quadrotor with Optimized PID Controller. *Intelligent Control and Automation*. Vol 4, pp(335-342), 2013.
- [7.3] Jose, C.V., De Paula, J.C., Leandro, G.V., Bonfim, M.C. (2013): Stability and Control of a Quad-Rotor Using a PID Controller. *Brazilian Journal of Instrumentation and Control*. Vol 1, No1, pp(15-20), 2013.
- [7.4] Haq, A. U., Reddy, S. G.M., Raj, C. P. P. (2014): Design, modeling and Tuning of Modified PID Controller for Autopilot in MAVs. *International Journal of Sciences & Engineering Research*. Vol 5, Issue 12, pp(506-513), 2014.
- [7.5] Koszewnik, A. (2014): The Parrot UAV Controlled by PID Controllers. *Acta Mechanica et Automatica*. Vol 8, No2, pp(65-69), 2014.
- [7.6] Tanveer, M.H., Hazry, D., Ahmed, S. F., Joyo, M.K., Warsi, F. A., Razlan, Z.M., Wan, K., Hussain, A.T. (2014): PID Based Controller Design for Attitude Stabilization of Quad-rotor. *Australian Journal of Basic and Applied Sciences*. Vol 8(4), pp(1-5), 2014.
- [7.7] Alaimo, A., Artale, V., Barbaraci, G., Milazzo, C.L.R., Orlando, C., Ricciardello, A. (2016): LQR-PID Control Applied to Hexacopter Flight. *Journal of Numerical Analysis, Industrial and Applied Mathematics*. Vol 9-10, No3-4, pp(47-57), 2016.
- [7.8] Praveen, V., Pillai, A. S. (2016): *Modeling and Simulation of Quadrotor Using PID Controller*. *IJCTA*. 9(15), pp(7154-7158), 2016.
- [7.9-TV] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert (szerk.): *Légi robotok automatikus repülésszabályozása*. Budapest: Óbudai Egyetem, Bánki Donát Gépész és Biztonságtechnikai Mérnöki Kar, 2016. 478 p. ISBN: 978-615-5460-23-4.
- [7.10] Satla, Z., Elajrami, M., Bendine, K. (2018): Easy Tracking of UAV Using PID Controller. *Periodica Polytechnica Transportation Engineering*. (Accessed 3 July 2018 at <https://pp.bme.hu/tr/article/view/10838>).
- [7.11] Sendoya-Losada, D.F., Quinterro-Polanco, J.D.(2018): PID Controller Applied to an Unmanned Aerial Vehicle. *ARNP Journal of Engineering and Applied Sciences*. Vol 13, No1, pp(325-334), 2018.
- [7.12] Sattar, M., Ismail, A. (2017): PID Control of a Quadrotor UAV. *International research Journal of Engineering and Technology*. Vol 04, Issue 8, pp(1490-1493), 2017.
- [7.13-TV] Prof. Dr. Róbert Szabolcsi: *Optimal PID Controller Based Autopilot Design and System Modelling for Small Unmanned Aerial Vehicle*. Review of the Air Force Academy, No.3 (38)/2018, pp(43-58).

- [7.14] Bokor, J., Gáspár, P., Szabó, Z. (2014). *Irányításmélelet*. BME MOGI, ISBN 978-963-313-175-6 (Letöltés: 2018. szeptember 11., <http://www.mogi.bme.hu/TAMOP/iranyitaselmelet/index.html>).
- [7.15] Franklin, G. F., Powell, J. D., Emami-Naeini, A (1994). *Feedback Control of Dynamic Systems*. Reading – Menlo Park – New York – Don Mills – Wokingham – Amsterdam – Bonn – Sydney – Singapore – Tokyo – Madrid – San Juan – Milan – Paris: Addison-Wesley Publishing Company.
- [7.16] Friedland, B. (1986). *Control System Design*. New York – London: McGraw-Hill.
- [7.17] Golten, J., Verwer, A. (1991). *Control System Design and Simulation*. New York: McGraw-Hill Book Company.
- [7.18] McLean, D. (1990). *Automatic Flight Control Systems*. New York – London – Toronto – Sydney – Tokyo – Singapore: Prentice-Hall International Ltd.
- [7.19] Ogata, K. (1999). *Modern Control Engineering*. New York – London: Prentice-Hall.
- [7.20] Skelton, R. E. (1988). *Dynamic Systems Control*. New York – Chichester – Brisbane – Toronto – Singapore: John Wiley & Sons.
- [7.21-TV] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert (szerk.): Korszerű szabályozási rendszerek számítógépes tervezése. Budapest: Zrínyi Miklós Nemzetvédelmi Egyetem, 415 p. ISBN: 978-615-5057-26-7, 2011.
- [7.22-TV] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert (szerk.): Modern automatikus repülésszabályozó rendszerek. Budapest: Zrínyi Miklós Nemzetvédelmi Egyetem, 2011. 415 p. ISBN: 978-963-7060-32-8.
- [7.23] Szabolcsi, R. (2014): Longitudinal Motion Flying Qualities Applied in Airworthiness Certification Procedure. *Land Forces Academy Review*. 74:(2), 208-216.
- [7.24-TV] Prof. Dr. Róbert Szabolcsi: *Pole Placement Technique Applied in Unmanned Aerial Vehicles Automatic Flight Control System Design*. *Land Forces Academy Review* 1(89)/2018: pp. 88-98. (2018).
- [7.25] Z. Tahir, M. Jamil, S. A. Liaqat, L. Mubarak, Waleed Tahir and Syed Omer Gilani, Design and Development of Optimal Control System for Quad Copter UAV, *Indian Journal of Science and Technology*, Vol 9(25), 10.17485/ijst/2016/v9i25/96611, July 2016.
- [7.26] C. Z. Myint, H. M. Tun, Z. M. Naing, Development Of Linear Quadratic Regulator Design For Small UAV System; *International Journal Of Scientific & Technology Research* Volume 5, Issue 07, July 2016.
- [7.27] A. Joukhadar, I. Hasan, A. Alsabbagh, M Alkouzbary, Integral Lqr-Based 6dof Autonomous Quadcopter Balancing System Control, (*IJARAI*) *International Journal of Advanced Research in Artificial Intelligence*, Vol. 4, No.5, 2015
- [7.28] D. C. Tosun, Y. Işık, H. Korul, Comparison of PID and LQR controllers on a quadrotor helicopter, *International Journal of Systems Applications, Engineering & Development*, Volume 9, 2015.

- [7.29] K. Turkoglu, E. M. Jafarov, *Augmented optimal LQR control system design for the longitudinal flight dynamics of an UAV: Inner and outer loop concepts*, Proceedings of the 9th WSEAS International Conference on Automatic Control, Modeling & Simulation, Istanbul, Turkey, May 27-29, 2007.
- [7.30] K. K. Yit, P. Rajendran, L. K. Wee, Proportional-derivative linear quadratic regulator controller design for improved longitudinal motion control of unmanned aerial vehicles, *International Journal of Micro Air Vehicles* January-March 2016: 41–50.
- [7.31] C. Hajiyev, S. Y. Vural, LQR Controller with Kalman Estimator Applied to UAV Longitudinal Dynamics, *SciRes Journal*, 2013, 4, 36-41.
- [7.32] H. Purnawan, Mardijah, E. B. Purwanto, Design of linear quadratic regulator (LQR) control system for flight stability of LSU-05, *IOP Conf. Series: Journal of Physics: Conf. Series* 890 (2017) 012056.
- [7.33] R. Szabolcsi, Lateral/Directional Flying Qualities Applied in UAV Airworthiness Certification Process, *Land Forces Academy Review*, 3/2014:(75) pp. 336-346, 2014.
- [7.34-TV] Prof. Dr. Róbert Szabolcsi: *Design and Development of the LQR Optimal Controller for the Unmanned Aerial Vehicle*. Review of the Air Force Academy, ISSN 1842-9238, eISSN 2069-4733, 1:(36/2018), pp. 45-54. (2018).
- [7.35-TV] R. Szabolcsi: *Solution of the Flight Path Tracking Problems in UAV Automatic Flight Control Systems*. Proc. of the 19th International Conference “The Knowledge-based Organization” KBO 2011, Conference Proceedings3: Session ‘Applied technical Sciences and Advanced Military Technology’, pp(385-395).
- [7.36-TV] R. Szabolcsi: *LQ-Based Algorithms Applied in Solution of the UAV Flight Path Tracking Problems*. Proc. of the 19th International Conference “The Knowledge-based Organization” KBO 2011, Conference Proceedings3: Session ‘Applied technical Sciences and Advanced Military Technology’, pp(396-402).
- [7.37-TV] R. Szabolcsi: *LQ-Based Preliminary Design of the Multirotor UAV Automatic Flight Control System*. Proc. of the 17th International Conference “The Knowledge-based Organization” KBO 2011, Session ‘Applied technical Sciences and Advanced Military Technology’, pp(187-197).
- [7.38-TV] R. Szabolcsi: *UAV Controller Synthesis Using LQ-Based Design Methods*. The International Conference of Scientific Papers, 1/2011, pp(1252-1254)
- [7.39] Dr habil Szabolcsi Róbert, Mészáros György: *Computer-Aided Preliminary Design of the Height Control Systems*. Review of the Air Force Academy, ISSN 1842-9238, No2/(13)/2008: pp. 5-14. (2008).
- [7.40-TV] Szabolcsi Róbert: Pilótánélküli repülőgép repülésszabályozó rendszerének előzetes méretezése. *Repüléstudományi Közlemények (1997-TŐL)* (ISSN: 1417-0604) (eISSN: 1789-770X) XVII:(38/2) pp 1-15. (2005)
- [7.41-TV] Szabolcsi Róbert: Robust Controller Sythesis for the Aircraft Pitch Attitude Control System. *Repüléstudományi Közlemények (1997-TŐL)* (ISSN: 1417-0604) (eISSN: 1789-770X) XII:(29/1) pp. 79-88. (2000).

- [7.42] R. Szabolcsi, L. Ludányi, L. Szabó: *LQ-Based Design Methods Applied in Automatic Flight Control Systems*. Proc. of the 12th Hungarian Days of Aeronautical Sciences: the Challenge of the Next Millenium, pp(258-269), 1999.
- [7.43-TV] R. Szabolcsi: Aircraft Flight Control Systems' Optimization Using LQR and LQG Methods. Proc. of the 5th Minin Conference on Vehicle Systems Dynamics, Identification and Anomalies, pp(435-444), 1996.
- [7.44] J. M. Maciejowski, *Multivariable Feedback Design*: Addison-Wesley Publishing Company, 1989.
- [7.45] B. Shahian, M. Hassul, *Control System Design Using MATLAB[®]*: Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1993.
- [7.46] M. J. Gimble, *Robust Industrial Control Optimal - Design Approach for Polinomial Systems*: Prentice-Hall, Inc., 1994.
- [7.47] R. S. Burns, *Advanced Control Engineering*: Butterworth-Heinemann, Oxford-Auckland-Boston-Johannesburg-Melbourne-New Delhi, 2001.
- [7.48] G. F. Franklin, J.D. Powell, A. Emami-Naeini, *Feedback Control of Dynamic Systems*: Prentice-Hall, Pearson Education International, 2002.
- [7.49] R. T. Stefani, B. Shahian, C. J. Savant Jr., G. H. Hostetter, G. H., *Design of Feedback Control Systems*: Oxford University Press, New York-Oxford (2002).
- [7.50] N. S. Nise, *Control Systems Engineering*, John Wiley & Sons, Inc., 2004.
- [7.51] H. Chingiz, S. Y. Vural, LQR Controller with Kalman Estimator Applied to UAV Longitudinal Dynamics, *Scientific Research*, 2013, 4, pp36-4, 2013 (Letöltés: 2018. július 3., <http://dx.doi.org/10.4236/pos.2013.41005>)
- [7.52] A. Zulu, S. John, A Review of Control Algorithms for Autonomous Quadrotors, *Open Journal of Applied Sciences*, 2014, 4, pp 547-556.
- [7.53] H. Lee, B. Lee, D. Yoo, G. Moon, M. Tahk, *Dynamics Modeling and Robust Controller Design of the Multi-UAV Transportation System*, 29th Congress of the ICAS, St. Petersburg, 7-12 September 2014.
- [7.54] B. K. Aliyu, A. M. Chindo, A. O. Opasina, A. Abdulrahaman, Comparative Design for Improved LQG Control of Longitudinal Flight Dynamics of a Fixed-Wing UAV, *Advances in Research*, 3(5): 477-487, 2015, Article no.AIR.2015.043
- [7.55] R. Fessi, S. Soufiene Bouall`egue, *Modeling and Optimal LQG Controller Design for a Quadrotor UAV*, 3rd International Conference on Automation, Control, Engineering and Computer Science (ACECS'16), 2016, pp 264-270.
- [7.56-TV] Prof. Dr. Róbert Szabolcsi: *Robust LQG Controller Design for the Small Unmanned Aerial Vehicle*. Review of the Air Force Academy, ISSN 1842-9238, eISSN 2069-4733, 1:(36/2018) pp. 31-38. (2018).
- [7.57] Dahleh, M. A., Diaz-Bobillo, I. J. (1995) *Control of Uncertain Systems – A Linear Programming Approach*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey.

- [7.58] Golten, J., Verwer, A. (1991). *Control System Design and Simulation*. New York: McGraw-Hill Book Company.
- [7.59] Hartley, G. A. (1990). *F-18 Robust Control design Using H_2 and H -infinity methods*. Monterey, California, USA.
- [7.60] Kwakernaak, H. (2002). H_2 -Optimization – Theory and Applications to Robust Control Design. *Annual Reviews in Control*, 26, 45-56.
- [7.61] Morari, M., Zafiriou, E. (1991) *Robust Process Control*, Prentice-Hall International, Inc., 1991
- [7.62] Vesely, V., Rosinova, D., Kozakova, A. (2015). *Robust Controller Design*. Slovak University of Technology in Bratislava.
- [7.63] Weinmann, A. (1991) *Uncertain Models and Robust Control*, Springer-Verlag, Wien, New York.
- [7.64-TV] Prof. Dr. Róbert Szabolcsi: *Robust Control System Design for Small UAV Using H_2 -optimization*. Land Forces Academy Review (ISSN: 2247-840X) (eISSN: 1582-6384) 2/2018: (90/2018) pp. 151-159. (2018).
- [7.65] Stefani, R. T., Shahian, B., Savant Jr., C.J., Hostetter, G. H. (2002) *Design of Feedback Control Systems*: Oxford University Press, New York-Oxford.
- [7.66] Apkarian, P., Noll, D. (2006) Nonsmooth H_∞ -synthesis, *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 51, No1, pp (229-244).
- [7.67] Chingiz, H., Vural, S.Y. (2013) LQR Controller with Kalman Estimator Applied to UAV Longitudinal Dynamics, *Scientific Research*, Vol 4, pp (36-41).
- [7.68] Zulu, A., John, S. (2014) A Review of Control Algorithms for Autonomous Quadrotors, *Open Journal of Applied Sciences*, 2014, 4, pp 547-556.
- [7.69] H. Lee, H., Lee, B., Yoo, D., Moon, G., Tahk, M. (2014) *Dynamics Modeling and Robust Controller Design of the Multi-UAV Transportation System*, 29th Congress of the ICAS, St. Petersburg, 7-12 September 2014.
- [7.70] Aliyu, B. K., Chindo, A. M., Opasina, A. O., Abdulrahman, A. (2015) Comparative Design for Improved LQG Control of Longitudinal Flight Dynamics of a Fixed-Wing UAV, *Advances in Research*, 3(5): pp(477-487).
- [7.71-TV] Prof. Dr. Róbert Szabolcsi: *Robust H_∞ Optimal Controller Design for the Small Unmanned Aerial Vehicle*. Land Forces Academy Review, 4 (92)/2018, pp(313-322)
- [7.72] Löfberg, J. (2001): *Linear Model Predictive Control – Stability and Robustness*. Linköping University, Division of Automatic Control.
- [7.73] Seeborg, D. E. et al. (2005): *Process Dynamics and Control*. John Wiley & Sons, Inc., 2nd Edition.
- [7.74] Raemaekers, A.J.M.: *Design of a model predictive controller to control UAVs*. DCT 2007.141, Technical University of Eindhoven, 2007.

- [7.75-TV] Prof. Dr. Róbert Szabolcsi: *Model Predictive Control Applied in UAV Flight Path Tracking Missions*. Review of the Air Force Academy, Vol. XVII, No.1 (39)/2019, pp(49-62), 2019.
- [7.76-TV] Prof. Dr. Róbert Szabolcsi: *Kisméretű UAV modell prediktív alapú irányítása*. Repüléstudományi Közlemények, eISSN 1789-770X, 1/2019, pp(125-139), 2019.
- [7.77] Maciejowski, J.M: *Predictive Control with Constraints*. Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, 2002.
- [7.78] Rawlings, J.B.: Tutorial Overview of the Model Predictive Control. *IEEE Control Systems Magazine*, 20(3), 38 2000.
- [7.79] Dávid László, György Katalin, Kelemen András: Comparisons Between Applied Model Predictive Control, State Dependent Riccati Equation, and Finite Horizon Discrete Optimal Control Algorithms. *V. Műszaki Tudományos Ülésszak, Kolozsvár, 2014. Műszaki Tudományos Közlemények 2.*, pp(61-74).
<https://eda.eme.ro/xmlui/handle/10598/28549> (Accessed: 1 March 2019.)
- [7.80] MATLAB® R2018b, User's Guide, The MathWorks, 2018.
- [7.81] MATLAB® Control System Designer/Control System Toolbox 10.3, User's Guide, The MathWorks, 2018.
- [7.82] MATLAB® Robust Control Toolbox, User's Guide, The MathWorks, 2018.
- [7.83] MATLAB® Model Predictive Control Toolbox, User's Guide, The MathWorks, 2018.
- [7.84] Prof. Dr. Szabolcsi, R.: Szabályozáselmélet. ISBN 9789634491880. Budapest, Óbudai Egyetem, 470 p., 2019.
- [7.85] Prof. Dr. Szabolcsi, R.: Irányítástechnikai rendszerek tervezése és vizsgálata MATLAB® környezetben. ISBN 9789634491873. Budapest, Óbudai Egyetem, 396 p., 2020.
- [7.86] Prof. Dr. Szabolcsi, R. Pilóta nélküli légi járművek automatikus repülésszabályozó rendszerei : Rendszertervezés és rendszervizsgálat. ISBN: 9789634491682. Budapest, Óbudai Egyetem, 640 p, 2020.
- [7.87] Prof. Dr. Szabolcsi, R.: UAV/UAS rendszerek koncepcionális és előzetes tervezése, vizsgálata. ISBN: 9789634491699. Budapest, Óbudai Egyetem, 280 p., 2020.
- [7.88] Prof. Dr. Szabolcsi, R.: Automatikus repülésszabályozó rendszerek. Csillapító automaták. Robotpilóták. Pályavezérlő és pályaszabályozó rendszerek. ISBN: 9789634491866. Budapest, Óbudai Egyetem, 657 p., 2021.

8. UAV OPERÁTOROK TEVÉKENYSÉGÉNEK ÉS VISELKEDÉSÉNEK MODELLEZÉSE

A holtidő rendszerint megfigyelhető a szabályozási rendszerekben, igazából a kérdés csak az értéke. Egy gépjármű üzemanyag rendszerében az üzemanyag térfogatáramának növekedése nagyon kis értékű szállítási holtidővel bír, míg például a Marsra szervezett modern felderítő missziók – hagyományos rádiótechnikai kommunikációs rendszereket és átlagos bolygó közötti távolságot feltételezve – során a rádiójelek kb. 12,5 perc alatt érnek a földi vezérlő állomásról a Mars felszínén kutató robotok fedélzeti vevőberendezéseihez, és még a Holdra is kb. 1,28 másodperc alatt érnek el a rádiójelek. A felszíni kutató robotok földről történő irányításakor természetesen ezekkel a holtidőkkel számolni kell.

Az emberi tevékenység, legyen szó akár in-line, akár off-line „ember–szabályozási rendszer” kapcsolatról, mind a mai napig elengedhetetlen része a zárt szabályozási rendszerek működésének. Ily módon, ha az ember tevőlegesen is részt vesz a zárt szabályozási rendszerek működtetésében, akkor elengedhetetlen a tevékenységének a modellezése is.

Az emberi tevékenység lehet érzékelés (információgyűjtés), döntéshozatal, és a beavatkozás is, akár egyenként, vagy együttesen is. Természetesen, nem csak a nagy távolságú adatátvitelre, hanem például az emberi tevékenységre is tipikusan jellemző a holtidő.

Az emberi tulajdonságok mérhetősége és azok mérése már régóta foglalkoztatja a szakembereket. Mérföldkőnek számít a McRuer és Krendel által 1974-ben publikált NATO AGARD tanulmány, amelyben már részletesen tanulmányozták ezt a problémát, és különféle modelleket javasoltak alkalmazni az emberi (hajózó) tevékenység modellezésére [8.1].

Már az első kutatási eredmények is azt igazolták, hogy a hajózó a légi jármű irányítási rendszerében csak bonyolult matematikai modellel írható le, amely ráadásul holtidős is, és alapvetően függ attól, hogy a hajózó irányítási/kormányzási tevékenységét hány csatornában végzi.

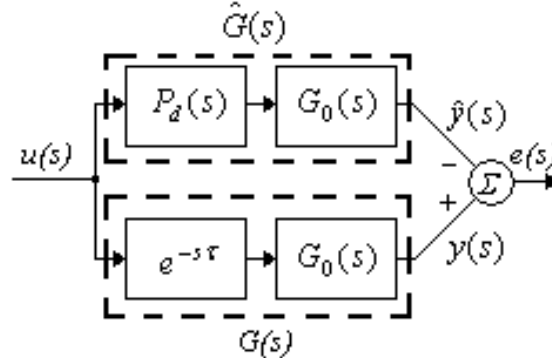
Valós repülési mérésekkel és szimulációkkal is igazolták, hogy a figyelemmegosztó, időben párhuzamos tevékenység, mint például a légi jármű vezetése azzal jár, hogy az egyre inkább megosztott erőforrások miatt a hajózó csak nagyobb holtidővel, és képességek vesztésével (pl. előrelátás) tud részt venni az irányítás amúgy sem egyszerű folyamatában.

Az UAV operátorok tevékenysége során tipikusan előfordul az érzékelési, információszerzési tevékenység, aminek segítségével, és ami alapján az operátor dönt bizonyos irányítási kérdésekben, és beavatkozik az RC konzol kezelőszervei segítségével (pl. VFR repülés során). Az UAV operátorok egyidejűleg legalább három (magasság, sebesség, szöghelyzet), esetleg több irányítási csatornában is tevékenykedhetnek, így képességeik kihatnak az általuk irányított rendszerek minőségére és stabilitására is.

A fejezet célja, hogy matematikai összefoglalót adjon a holtidő leírásáról és esetleges approximációjáról, valamint módszertant kidolgozni arra az esetre, ha szeretnénk a zárt szabályozások segítségével vizsgálni az operátorok jellemzőit, mint például a holtidejük kritikus értékét, amely kifejezi az operátorok alkalmasságát, vagy alkalmatlanságát egy adott UAV típus repülésére.

8.1. UAV operátorok tevékenysége – a holtidő a szabályozási rendszerben

A holtidő egyik lehetséges közelítő leírását Henri Padé adta meg [8.2, 8.3, 8.4, 8.5, 8.6, 8.7, 8.18-TVI, 8.19-TVI, 8.20-TVI]. Vizsgáljuk a holtidő viselkedését a 8.1. ábrán.



8.1. ábra. A holtidő modellezése (saját szerkesztés).

A 8.1. ábrán: $G(s)$ a holtidős dinamikus rendszer modellje, τ a holtidő, $\hat{G}(s)$ a dinamikus rendszer közelítő modellje, $G_o(s)$ a holtidőmentes rendszerdinamika, amely önmagában stabilis, és végül, $P_d(s)$ a holtidőt közelítő lineáris tag. A τ holtidő közelítése az alábbiak szerint fogalmazható meg: a valós, holtidős

$$G(s) = e^{-s\tau} G_o(s) \quad (8.1)$$

fizikai rendszert közelítsük a

$$\hat{G}(s) = P_d(s) G_o(s), \quad (8.2)$$

modellel, ahol $P_d(s) = N_d(s)/D_d(s)$ a τ holtidő egy olyan közelítő polinomja, amely biztosítja, hogy a valós és az approximált rendszer ugyanazon $u(s)$ bemeneti jelre adott válaszjelei egymással megegyezzenek, vagy a megadott pontossággal (vagy pontatlansággal) közelítsék egymást. A 8.1. ábra alapján az $e(s)$ hibajel az $y(s)$ és az $\hat{y}(s)$ kimeneti jelek különbsége.

Szabályozástechnikában ez az ún. modell-megfelelési probléma. A modell megfelelés (követés) hibája (MME) az alábbi egyenlettel adható meg [8.1, 8.2]:

$$MME = \sup \left(\frac{\|e\|_2}{\|u\|_2} \right) \Big|_{u \neq 0}, \quad (8.3)$$

ahol $\|e\|_2 = \|y - \hat{y}\|_2$ a hibajel második euklideszi normája, míg $\|u\|_2$ a bemeneti jel második euklideszi normája.

A (8.3) egyenlet alapján elmondható, hogy modell megfelelés hibája (MME) a hibajel és a bemeneti jel energiái hányadosának a maximuma, vagyis:

$$MME \equiv MME_{H_\infty} \equiv MME_{L_\infty}, \quad (8.4)$$

ahol:

$$MME_{H_\infty} \equiv \|G(s) - \hat{G}(s)\|_{H_\infty}, \quad (8.5)$$

$$MME_{L_\infty} = \sup |G(j\omega) - \hat{G}(j\omega)| = \sup (|G_o(j\omega)| |e^{-j\omega\tau} - P_d(j\omega)|). \quad (8.6)$$

Könnyű belátni, ha és amennyiben MME_{L_∞} kis értékű, akkor a $G(s)$ és a $\hat{G}(s)$ rendszerek Nyquist diagramjai közötti eltérés szintén kis értékű lesz, ha és amennyiben $G_o(s)$ önmagában stabilis.

Ebben az esetben, az $e^{-j\omega\tau}$ holtidőt olyan $P_d(s)$ lineáris modellel helyettesítjük, amely biztosítja, hogy az MME_{L_∞} közelítési hibajel értéke kisebb, mint egy előre megadott $\delta > 0$ skalár [8.11-TVI, 8.12-TVI, 8.13-TVI, 8.19-TVI, 8.20-TVI].

A továbbiakban a holtidő közelítését az alábbi lineáris modellel végezzük [8.11-TVI, 8.12-TVI, 8.19-TVI, 8.20-TVI]:

$$e^{-s\tau} \cong P_d(s) = \frac{N_d(s)}{D_d(s)} = \frac{\sum_{k=0}^n (-1)^k c_k \tau^k s^k}{\sum_{k=0}^n c_k \tau^k s^k}, \quad (8.7)$$

és a (8.7) egyenlet c_k együtthatói az alábbiak lesznek:

$$c_k = \frac{(2n-k)! \cdot n!}{2n! \cdot k! \cdot (n-k)!}; n = 1, 2, 3, \dots; k = 0, 1, 2, 3, \dots, n. \quad (8.8)$$

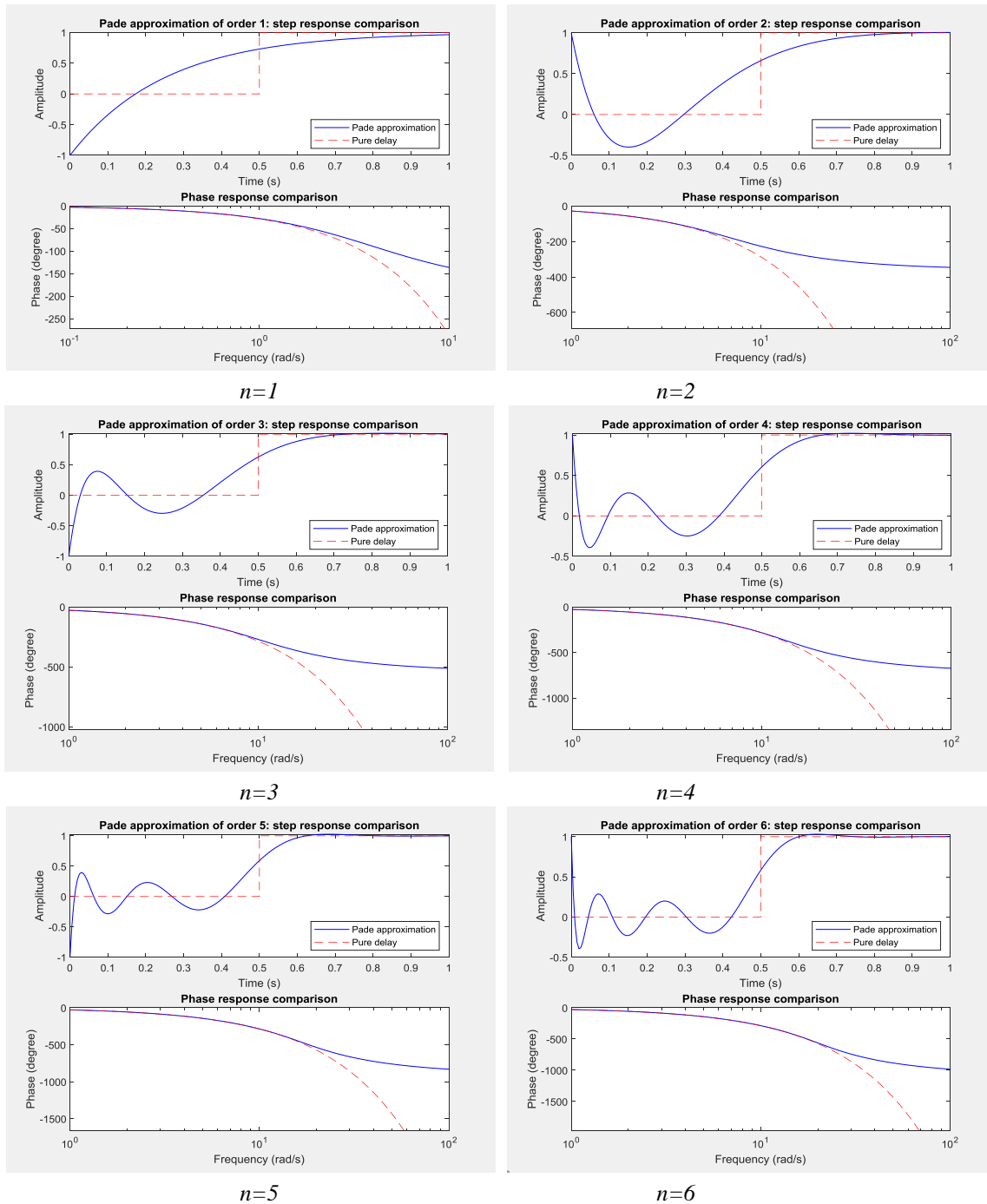
A (8.8) egyenlet együtthatóit $n \leq 10$ esetén a 8.1. táblázat foglalja össze [8.11-TVI, 8.12-TVI, 8.19-TVI, 8.20-TVI]:

8.1. Táblázat

n	k	c
$n = 1$	$k = 0$	$c_0 = 1$
	$k = 1$	$c_1 = 1/2$
$n = 2$	$k = 2$	$c_2 = \frac{2!}{4!} = 1/12$
$n = 3$	$k = 3$	$c_3 = \frac{3!}{6!} = 1/120$
$n = 4$	$k = 4$	$c_4 = \frac{4!}{8!} = 1/1680$
$n = 5$	$k = 5$	$c_5 = \frac{5!}{10!} = 1/30240$
$n = 6$	$k = 6$	$c_6 = \frac{6!}{12!} = 1/66528$
$n = 7$	$k = 7$	$c_7 = \frac{7!}{14!} = 1/17297280$
$n = 8$	$k = 8$	$c_8 = \frac{8!}{16!} = 1/518918400$
$n = 9$	$k = 9$	$c_9 = \frac{9!}{18!}$
$n = 10$	$k = 10$	$c_{10} = \frac{10!}{20!}$

A gyakorlatban sokszor kell arra a kérdésre válaszolnunk, hogy mi az a közelítési rendszám, amely még elég pontosan írja le a holtidő viselkedését, de a $P_d(s)$ átviteli függvény sem túlságosan bonyolult még, ugyanis a közelítő átviteli függvény új pólusokat, és új zérusokat visz majd a rendszerbe, amelyeket a szabályozó tervezése során figyelembe kell vennünk [8.11-TVI, 8.12-TVI, 8.13-TVI, 8.19-TVI, 8.20-TVI].

A 8.2. ábra $\tau = 0,5$ s sec értékű holtidőre, és $n = 1, \dots, 6$ rendszámokra mutatja be a $P_d(s)$ közelítő modell tranziens viselkedését [8.16, 8.17, 8.18-TVI, 8.19-TVI, 8.20-TVI].



8.2. ábra. Holtidős tag viselkedése időtartományban (Matlab-script: Szabolcsi R.)

Az időtartománybeli válaszfüggvények jól mutatják, hogy az approximációs fokszám növekedésével a $P_d(s)$ közelítő modell válasza egyre hűbben adja vissza a holtidő időfüggvényét.

Vizsgáljuk meg, hogyan adhatunk meg olyan minimális approximációs rendszámot, amely még biztosítja a holtidő viselkedésének minimális hibával történő közelítését, de nem eredményez túlságosan bonyolult $P_d(s)$ közelítő modellt.

Az approximációs hiba a (8.6) egyenlet felhasználásával a következő alakban is felírható:

$$|e^{-j\omega\tau} - P_d(j\omega)| \leq \begin{cases} 2 \left(\frac{e\omega\tau}{4n}\right), & \text{ha } \omega \leq \frac{4n}{e\tau} \\ 2, & \text{ha } \omega \geq \frac{4n}{e\tau} \end{cases} \quad (8.9)$$

A (8.9) egyenlet alapján a megadott (elvárt) approximációs rendszám a következő lépésekben határozható meg [8.11-TVI, 8.12-TVI, 8.13-TVI, 8.19-TVI, 8.20-TVI]:

1. lépés: a $G_o(j\omega)$ rendszer erősítés-körfrekvencia jelleggörbéjét felhasználva keressük azt az ω_x frekvenciát, amelyre igaz, hogy

$$|G_o(j\omega)| \leq \frac{\delta}{2}, \forall \omega \geq \omega_x \text{ esetén,} \quad (8.10)$$

és legyen $n = 1$.

2. lépés: $\forall n \geq 1$ esetén legyen

$$\omega_n = \max\left\{\omega_x, \frac{4n}{e\tau}\right\}, \quad (8.11)$$

majd határozzuk meg az alábbi hibajel-függvényt, és jelenítsük meg azt:

$$\varepsilon(\omega) = \begin{cases} 2 |G_o(j\omega)| \left(\frac{e\omega\tau}{4n}\right)^{2n+1}, & \forall \omega \leq \frac{4n}{e\tau} \\ 2 |G_o(j\omega)|, & \forall \omega_n \geq \omega \geq \frac{4n}{e\tau} \end{cases} \quad (8.12)$$

3. lépés: vezessük be:

$$E(n) = \frac{1}{\delta} \max\{\varepsilon(\omega)\}; \omega \in [0, \omega_x]. \quad (8.13)$$

Ha $E(n) \leq 1$, akkor a számításnak vége. Ebben az esetben igaz, hogy

$$MME_{L_\infty} \leq \delta. \quad (8.14)$$

Ha a (8.14) feltétel nem teljesül, legyen $n = 2$, és a (8.11) egyenlettel kezdve, folytassuk a számításokat.

4. lépés: jelenítsük meg a

$$|G_o(j\omega)| |e^{-j\omega\tau} - P_d(j\omega)| \quad (8.15)$$

approximációs hiba Nyquist-diagramját, és határozzuk meg az eltérések maximális értékeit, majd vessük össze a közelítés δ pontosságával.

Ha a számított eltérések kisebbek, mint az előre megadott δ közelítési tűrés, akkor az approximáció megfelelő. Nagy pontosságú közelítések esetén az approximáció statikus hibája a $\delta = 10^{-4}, \dots, 10^{-2}$ tartományban vesz fel értéket.

Mindazonáltal, meg kell említenünk, hogy a zárt szabályozási rendszerek tranziens folyamatainak beállási idejét akár $\pm 2\%$, vagy $\pm 5\%$ dinamikus pontosságra számítják, vagyis a tűrésekkel megadott minőségi jellemzők megengedhetnek akár nagyobb közelítési pontatlanságot is.

Könnyű belátni, hogy a gyakorlatban kompromisszumos megoldásra kell törekednünk, ahol a zárt szabályozási rendszerek eleget tesznek az előre megadott minőségi követelményeknek.

Vizsgáljuk azt az esetet, amikor a holtidő approximációs hibája

$$\delta \leq \pm 0,02 \quad (8.16)$$

A továbbiakban vizsgáljuk az alábbi légitánc-vezető (UAV operátor) matematikai modellt [8.8-TVI, 8.9-TVI, 8.10-TVI, 8.14-TVI, 8.15-TVI, 8.19-TVI, 8.20-TVI]:

$$Y_p(s) = G(s) = \frac{x_{ki}(s)}{x_{be}(s)} = \frac{K_p}{1+sT_1} e^{-s\tau}. \quad (8.17)$$

A (8.17) egyenletben legyen $s = j\omega$. Az operátor frekvenciafüggvénye most az alábbi egyenlettel írható le:

$$G(j\omega) = \frac{x_{ki}(j\omega)}{x_{be}(j\omega)} = \frac{K_p}{1+j\omega T_1} e^{-j\omega\tau} = \frac{K_p(1-j\omega T_1)}{1+(\omega T_1)^2} e^{-j\omega\tau} = P_{TD}(\omega) + jQ_{TD}(\omega). \quad (8.18)$$

A (8.18) egyenletben a $G(j\omega)$ frekvencia-függvény valós része

$$P_{TD}(\omega) = \text{real} \left(\frac{K_p(1-j\omega T_1)}{1+(\omega T_1)^2} e^{-j\omega\tau} \right) \quad (8.19)$$

lesz, míg a képzetes része az alábbi alakban írható fel [8.10-TVI, 8.14-TVI, 8.15-TVI]:

$$Q_{TD}(\omega) = \text{imag} \left(\frac{K_p(1-j\omega T_1)}{1+(\omega T_1)^2} e^{-j\omega\tau} \right). \quad (8.20)$$

A $\hat{G}(s)$ approximációs modell most a következő átviteli függvénnyel írható le:

$$\hat{G}(s) = \frac{x_{ki}(s)}{x_{be}(s)} \cong \frac{K_p}{1+sT_1} P_d(s). \quad (8.21)$$

A (8.21) egyenletben helyettesítsünk $s = j\omega$ -t. Ily módon, a $\hat{G}(j\omega)$ frekvencia-függvényt kapjuk:

$$\hat{G}(j\omega) = \frac{x_{ki}(j\omega)}{x_{be}(j\omega)} \cong \frac{K_p}{1+j\omega T_1} P_d(j\omega) = \frac{K_p(1-j\omega T_1)}{1+(\omega T_1)^2} \frac{1-\frac{1}{2}(j\omega\tau)+\frac{1}{12}(j\omega\tau)^2+\dots}{1+\frac{1}{2}j\omega\tau+\frac{1}{12}(j\omega\tau)^2+\dots}, \quad (8.22)$$

vagy más alakban:

$$\hat{G}(j\omega) \cong \frac{K_p}{1+j\omega T_1} P_d(j\omega) = \frac{K_p(1-j\omega T_1)}{1+(\omega T_1)^2} \frac{1-\frac{1}{2}(j\omega\tau)+\frac{1}{12}(j\omega\tau)^2+\dots}{1+\frac{1}{2}j\omega\tau+\frac{1}{12}(j\omega\tau)^2+\dots} = P_{APPR.}(\omega) + jQ_{APPR.}(\omega), \quad (8.23)$$

ahol a $\hat{G}(j\omega)$ frekvencia-függvény valós része

$$P_{APPR.}(\omega) = \text{real} \left(\frac{K_p(1-j\omega T_1)}{1+(\omega T_1)^2} \frac{1-\frac{1}{2}(j\omega\tau)+\frac{1}{12}(j\omega\tau)^2+\dots}{1+\frac{1}{2}j\omega\tau+\frac{1}{12}(j\omega\tau)^2+\dots} \right), \quad (8.24)$$

míg a képzetes része

$$Q_{APPR.}(\omega) = \text{imag} \left(\frac{K_p(1-j\omega T_1)}{1+(\omega T_1)^2} \frac{1-\frac{1}{2}(j\omega\tau)+\frac{1}{12}(j\omega\tau)^2+\dots}{1+\frac{1}{2}j\omega\tau+\frac{1}{12}(j\omega\tau)^2+\dots} \right) \quad (8.25)$$

lesz.

A Padé-approximáció n -rendszerét lépésről lépésre, egy-egy értékkel növelve, keressük azt az n értéket, amelyre a

$$|P_{TD}(\omega) - P_{APPR.}(\omega)| \leq, \quad (8.26)$$

és a

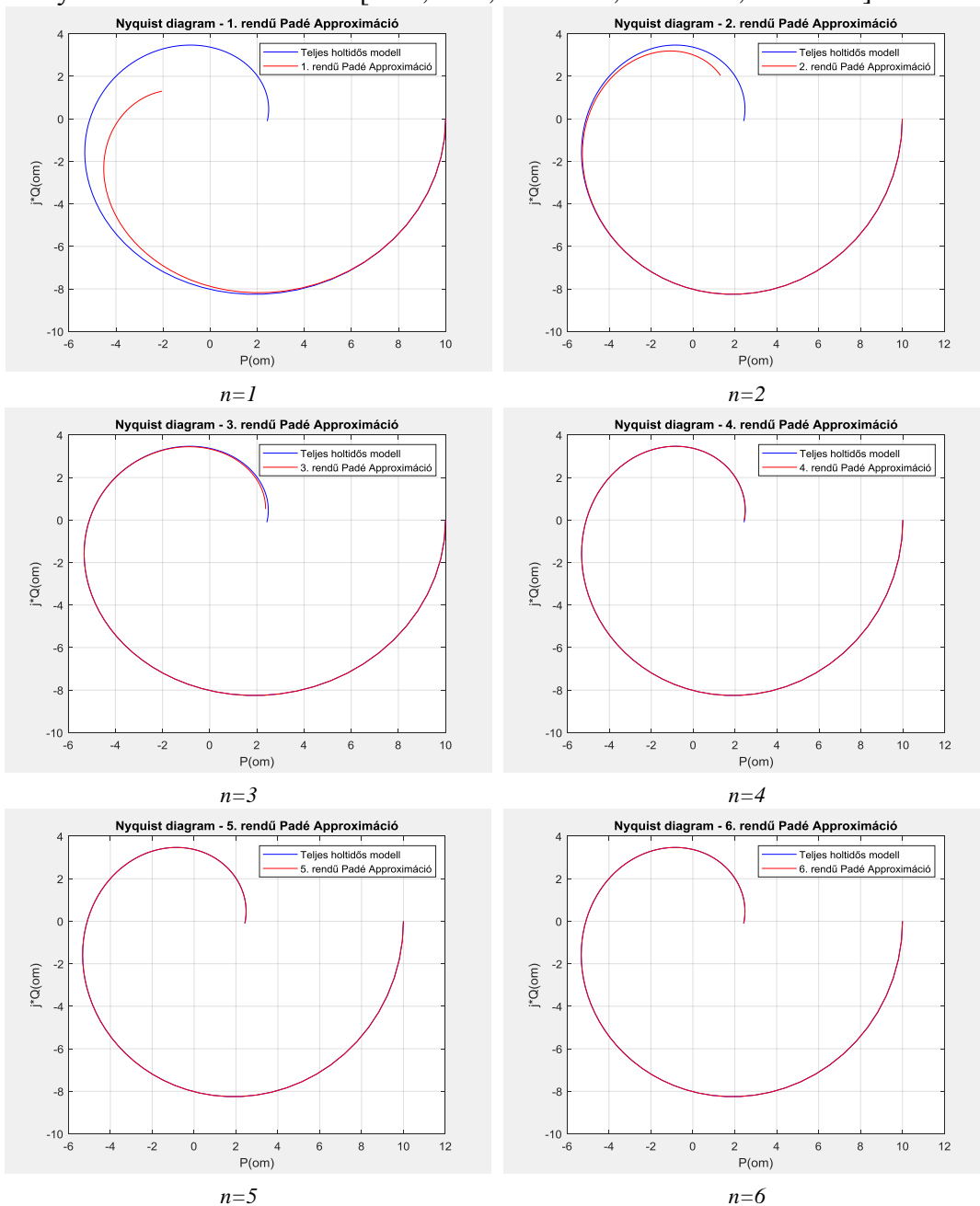
$$|Q_{TD}(\omega) - Q_{APPR.}(\omega)| \leq \quad (8.27)$$

egyenlőtlenségi feltételek egyidejűleg teljesülnek [8.11-TVI, 8.12-TVI].

A továbbiakban vizsgáljuk meg az alábbi operátor-modellt [8.9-TVI, 8.10-TVI, 8.14-TVI, 8.15-TVI, 8.19-TVI, 8.20-TVI]:

$$Y_p(s) = G(s) = \frac{x_{ki}(s)}{x_{be}(s)} = \frac{K_p}{1+sT_1} e^{-s\tau} = \frac{10}{1+0,4s} e^{-0,5s}. \quad (8.28)$$

Közelítsük ezt a modellt a (8.21) egyenlettel, és különféle n approximációs rendszámokra határozzuk meg, és ábrázoljuk a Nyquist diagramokat. A számítógépes szimuláció eredményei a 8.3. ábrán láthatóak [8.16, 8.17, 8.18-TVI, 8.19-TVI, 8.20-TVI].



8.3. ábra. A $G(j\omega)$ és a $\hat{G}(j\omega)$ frekvenciafüggvényei (MATLAB-script: szerző).

A frekvencia-függvények számításához az $\omega = (0 \div 10) \text{ rad/s}$ frekvenciatartományt választottam, amely leginkább jellemző az emberi tevékenységekre [8.8-TVI, 8.9-TVI, 8.10-TVI, 8.14-TVI, 8.15-TVI].

A 8.3. ábrán jól látható, hogy a közelítő rendszermodell a közelítés rendszámának növekedésével egyre inkább konvergál a holtidős rendszer viselkedéséhez. Vizsgáljuk meg, hogy a (8.16) egyenlőtlenségi feltétel mely n approximációs rendszám esetén teljesül.

A számítások eredményeit a 8.2. Táblázat foglalja össze [8.16, 8.17, 8.18-TVI, 8.19-TVI, 8.20-TVI]:

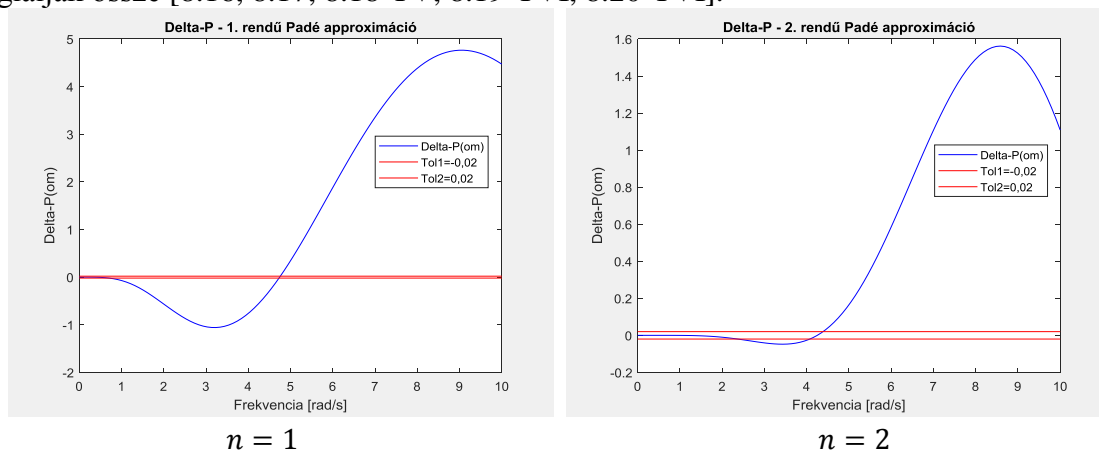
8.2. Táblázat

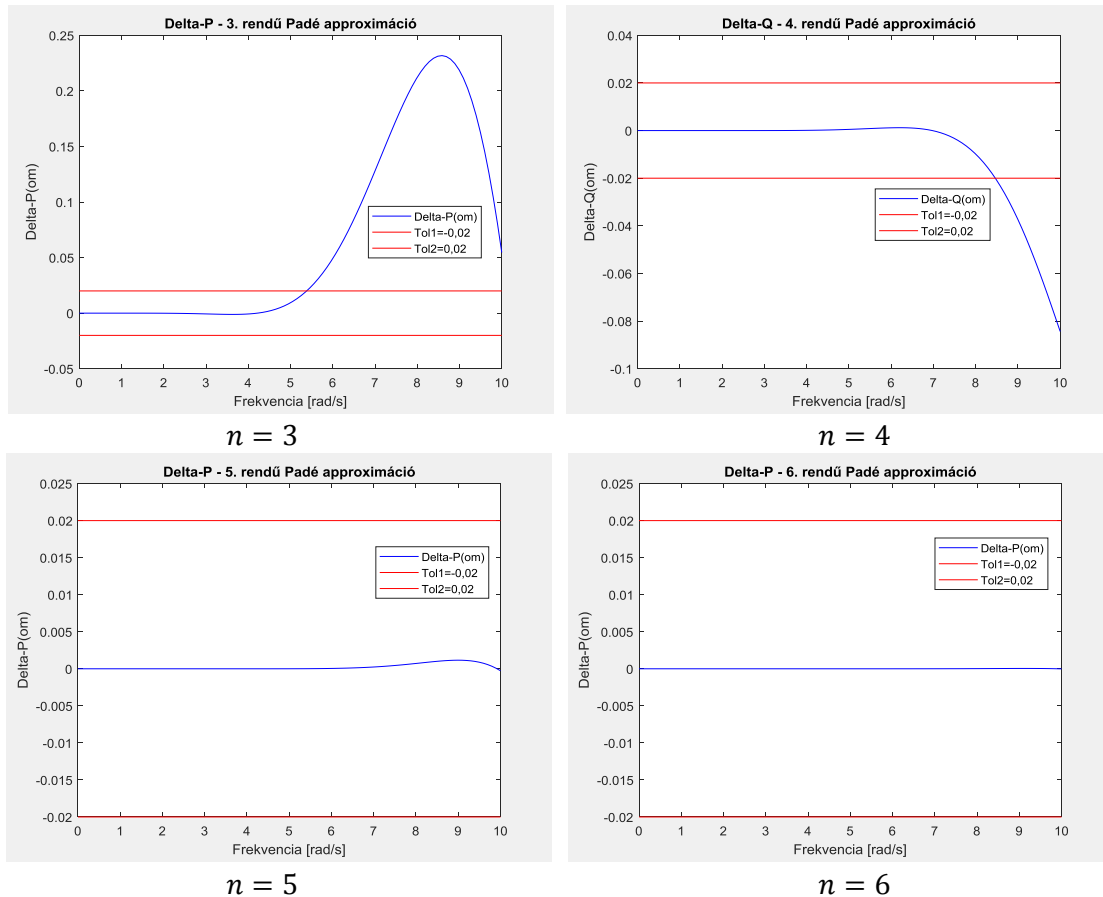
Rendszám	Számított eltérések ($\Delta P, \Delta Q$)	
	$\Delta P(\omega) = P_{TD}(\omega) - P_{APPR.}(\omega) $	$\Delta Q(\omega) = Q_{TD}(\omega) - Q_{APPR.}(\omega) $
$n = 1$	4,7642	3,3276
$n = 2$	1,5617	0,4369
$n = 3$	0,2317	0,0297
$n = 4$	0,0204	0,0012
$n = 5$	0,0012	$3,1679 \cdot 10^{-5}$
$n = 6$	$4,5377 \cdot 10^{-5}$	$5,8809 \cdot 10^{-7}$

A 8.2. Táblázat alapján megállapíthatjuk tehát, hogy az előírt $|\delta| \leq 0,02$ approximációs pontosság $n = 5$ rendű approximáció mellett érhető el, vagyis a holtidőt közelítő átviteli függvény a következő alakban írható fel [8.8-TVI, 8.9-TVI, 8.10-TVI, 8.11-TVI, 8.12-TVI, 8.13-TVI, 8.14-TVI, 8.15-TVI]:

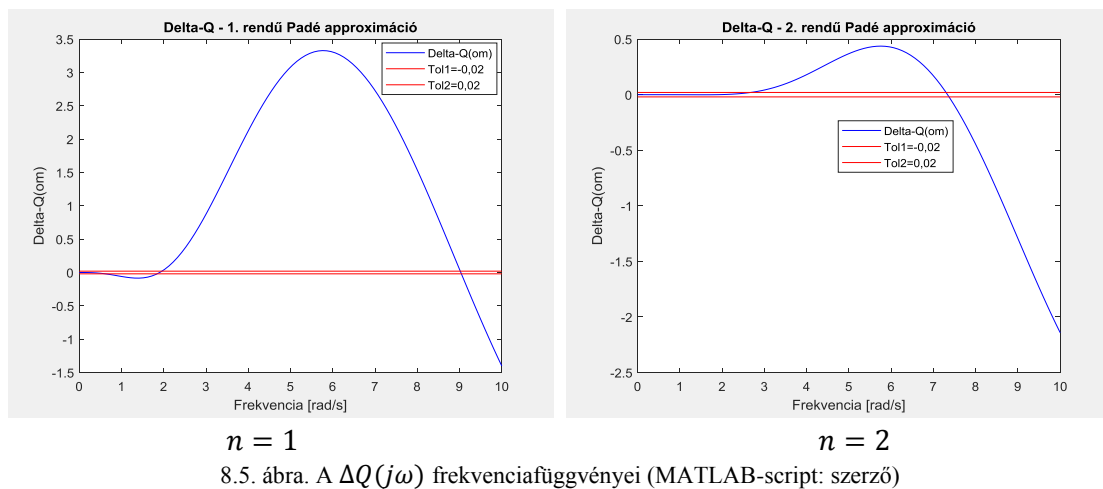
$$e^{-0,5s} \cong P_d(s) = \frac{1 - \frac{1}{2}s\tau + \frac{1}{12}(s\tau)^2 - \frac{3!}{6!}(s\tau)^3 + \frac{4!}{8!}(s\tau)^4 - \frac{5!}{10!}(s\tau)^5}{1 + \frac{1}{2}s\tau + \frac{1}{12}(s\tau)^2 + \frac{3!}{6!}(s\tau)^3 + \frac{4!}{8!}(s\tau)^4 + \frac{5!}{10!}(s\tau)^5} \quad (8.29)$$

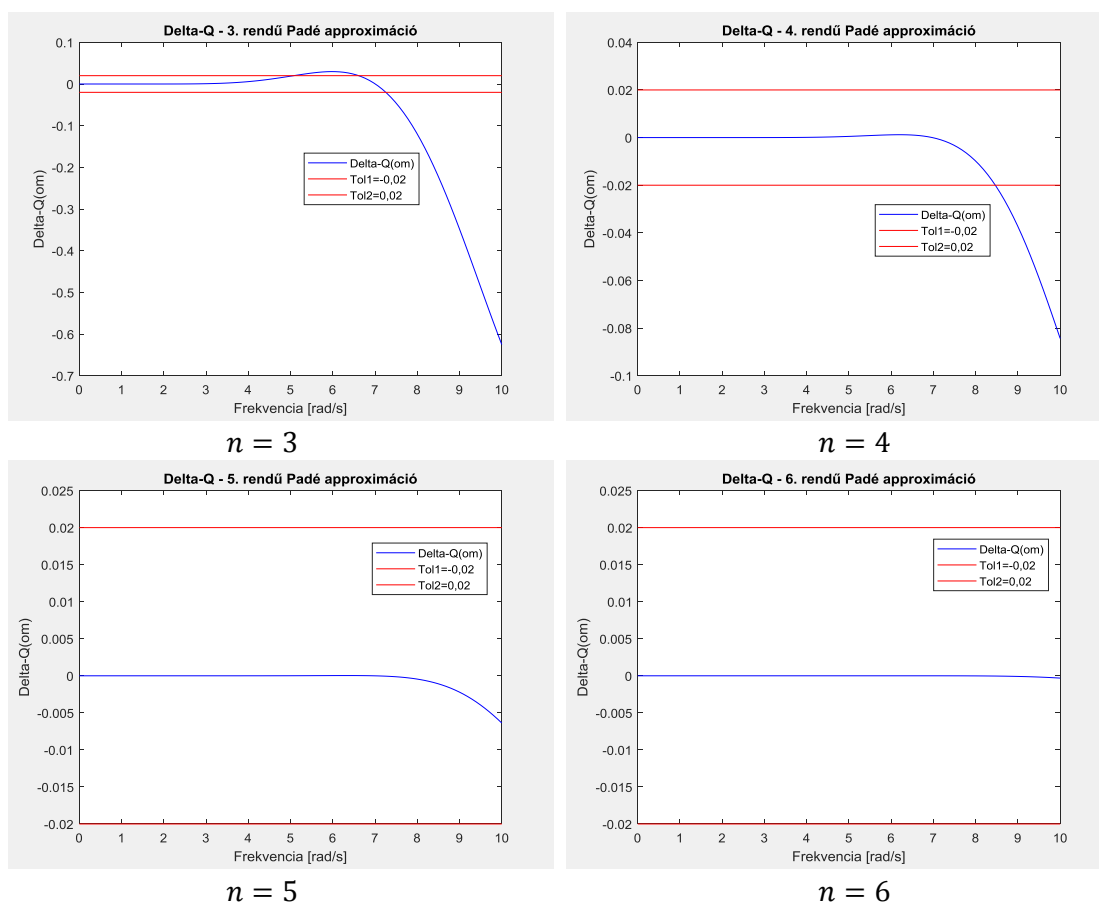
Mivel a 8.2. Táblázat alapján is, a (8.26) és a (8.27) különbségek lényeges mértékben eltérnek egymástól, érdemes külön is vizsgálni az approximációs hibajelek viselkedését frekvenciatartományban. A számítógépes szimulációk eredményeit a 8.4. és a 8.5. ábrák foglalják össze [8.16, 8.17, 8.18-TV, 8.19-TVI, 8.20-TVI].

8.4. ábra. A $\Delta P(j\omega)$ frekvenciafüggvényei (MATLAB-script: szerző)

8.4. ábra. A $\Delta P(j\omega)$ frekvenciafüggvényei (Folyt.) (MATLAB-script: szerző).

A 8.4. ábrán jól látható, hogy a bemeneti jelek $\omega = (0 \div 10) \text{ rad/s}$ frekvenciatartományán a $\Delta P(j\omega)$ hibajel abszolút értéke az n approximációs rendszám növelésével egyre csökken [8.16, 8.17].

8.5. ábra. A $\Delta Q(j\omega)$ frekvenciafüggvényei (MATLAB-script: szerző)

8.5. ábra. A $\Delta Q(j\omega)$ frekvenciafüggvényei (Folyt.) (MATLAB-script: szerző)

A 8.5. ábrán jól látható, hogy a bemeneti jelek frekvenciatartományán a $\Delta Q(j\omega)$ hibajel abszolút értéke az n approximációs rendszám növelésével egyre csökken.

8.2. Légijármű kezelők/vezetők a légijármű irányítási rendszerében

Természetesen, sokan szeretnének valamilyen légi járművet irányítani, de ehhez a tevékenységhez nem mindenki rendelkezik megfelelő képességekkel. Az adottságaink és a tanulható képességeink, a társuló tapasztalatainkkal együtt is, sokszor nem megfelelőek, hogy légi járművet irányítsunk.

Az egyes járművezetői (légi, gépjármű, hajó) képességek és a minimum megfelelési követelmények sokszor merőben eltérőek. Ha valaki gépjárművet vezethet, nem feltétlenül alkalmas légi jármű vezetésére. A vezetői képességek egyik fontos mérhető paramétere a holtidő, amely kiemelten fontos szerepet tölt be az alkalmassági vizsgálatokon.

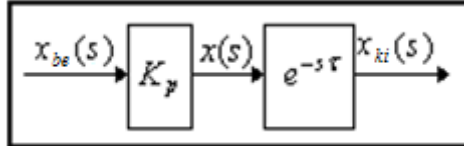
A holtidő szerepe kiemelten fontos azon repülési helyzetek azonosításában, ahol az ember – képességei folytán – nem irányíthat légi járművet, mert ezzel veszélyezteti a repülésbiztonságot, így ezen repülési helyzetekben (pl. leszállás, kilebegtetés) célszerű a repülés automatikus irányítása, és a kezelő off-line állapotban vesz részt a folyamatokban.

A légijármű vezető (operátor) tevékenységének méréseken és identifikáción alapuló leírására McRuer és Krendel vállalkoztak elsők között.

Munkájukban számos modellt alkottak meg, amelyek közül az egyik legegyszerűbb a következő [8.1, 8.10-TVI, 8.14-TVI, 8.15-TVI, 8.18-TVI, 8.20-TVI]:

$$Y_p(s) = \frac{x_{ki}(s)}{x_{be}(s)} = K_p e^{-s\tau}, \quad (8.30)$$

ahol x_{be} a bemeneti jel, x_{ki} a légi jármű vezető válaszjele, K_p a légi jármű vezető erősítése (neuromuszkuláris rendszer egyszerűsített modellje), és végül, τ a holtidő. A (8.30) egyenlet alapján az operátor irányító tevékenysége hatásvázlata a 8.6. ábrán látható.



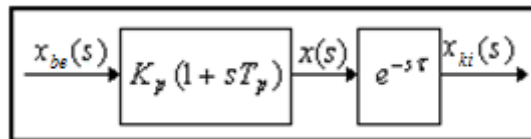
8.6. ábra. Az operátor viselkedésének modellje (saját szerkesztés).

A (8.30) egyenlet alapján könnyen belátható, hogy az operátor modellje arányos-holtidős. Természetesen ez a modell egy nagyon egyszerű matematikai leírása az operátor tevékenységének, főleg akkor használatos, ha egy bemeneti jelet kell követnie az operátornak.

Ismert egy másik operátor modell is, amely képes definiálni az operátor prediktív képességét, ilyenkor az alábbi átviteli függvényt szokás használni: [8.1, 8.10-TVI, 8.14-TVI, 8.15-TVI, 8.19-TVI, 8.20-TVI]:

$$Y_p(s) = \frac{x_{ki}(s)}{x_{be}(s)} = K_p (1 + sT_p) e^{-s\tau}, \quad (8.31)$$

ahol T_p az operátor predikciós idő. A (8.31) egyenlet alapján az operátor viselkedésének modellje a 8.7. ábrán látható.

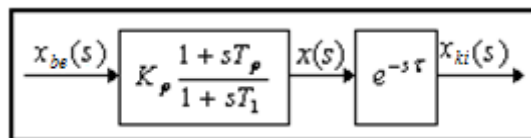


8.7. ábra. Az operátor viselkedésének modellje (saját szerkesztés).

Az operátorok tevékenységének egyik legpontosabb leírására az alábbi modell szolgál [8.1, 8.10-TVI, 8.14-TVI, 8.15-TVI, 8.19-TVI, 8.20-TVI]:

$$Y_p(s) = \frac{x_{ki}(s)}{x_{be}(s)} = K_p \frac{(1+sT_p)}{(1+sT_1)} e^{-s\tau}, \quad (8.32)$$

ahol T_1 az operátor ideg-, és izomrendszere időkésését leíró időállandó. A (8.32) átviteli függvény alapján az operátor tevékenysége a 8.8. ábra segítségével vizsgálható:



8.8. ábra. Az operátor viselkedésének modellje (saját szerkesztés).

A 8.8. ábra alapján az operátor tevékenységének átviteli függvénye a következő alakban írható fel [8.1, 8.10-TVI, 8.14-TVI, 8.15-TVI]:

$$Y_p(s) = \frac{x_{ki}(s)}{x_{be}(s)} = \frac{x(s)}{x_{be}(s)} \frac{x_{ki}(s)}{x(s)} = K_p \frac{(1+sT_p)}{(1+sT_1)} e^{-s\tau}. \quad (8.33)$$

A 8.8. ábra alapján, a holtidőmentes rendszer $x(t)$ kimeneti jele a következő egyenlettel írható le:

$$x(s) = K_p \frac{(1+sT_p)}{(1+sT_1)} x_{be}(s). \quad (8.34)$$

A (8.34) egyenlet inverz Laplace-transzformáltját az alábbi összefüggés adja:

$$\dot{x} = -\frac{1}{T_1} x(t) + \frac{K_p}{T_1} x_{in} + \frac{K_p T_p}{T_1} \dot{x}_{in} \quad (8.35)$$

Felhasználva a (8.29) egyenletet, a (8.33) egyenlet és a benne szerepeltetett τ holtidő elsőrendű Padé-approximációja az alábbi lineáris modellel írható le:

$$Y_p(s) = \frac{x_{ki}(s)}{x_{be}(s)} = K_p \frac{(1+sT_p)}{(1+sT_1)} e^{-s\tau} \cong K_p \frac{(1+sT_p)}{(1+sT_1)} \left(-\frac{s-2/\tau}{s+2/\tau} \right). \quad (8.36)$$

Válasszuk meg a dinamikus rendszer állapotváltozóit az alábbi alakban [8.1, 8.10, 8.14]:

$$x_1(t) = x_{ki}(t) + x(t), \quad (8.37)$$

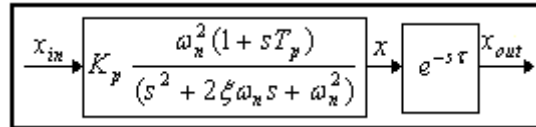
$$x_2(t) = x(t). \quad (8.38)$$

A (8.35)-(8.38) egyenleteket írjuk fel mátrixos alakban [8.1, 8.14-TVI, 8.15-TVI]:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -(K_p/T_p)/T_1 \end{bmatrix} \dot{x}_{be} = \begin{bmatrix} -2/\tau & 4/\tau \\ 0 & -1/T_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ K_p/T_p \end{bmatrix} x_{be}, \quad (8.39)$$

$$x_{ki} = \begin{bmatrix} 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}. \quad (8.40)$$

Végezetül, ismert az operátorok tevékenységének következő, másodrendű modellje is [8.1, 8.10-TVI, 8.14-TVI, 8.15-TVI, 8.19-TVI, 8.20-TVI]:



8.9. ábra. Az operátor viselkedésének modellje (saját szerkesztés).

A 8.9. ábra alapján, figyelembe véve a tisztán holtidőmentes dinamikát, és a tisztán holtidős tagot, az operátor tevékenységét az alábbi átviteli függvénnyel írhatjuk le:

$$Y_p(s) = \frac{x_{ki}(s)}{x_{be}(s)} = \frac{x(s)}{x_{be}(s)} \frac{x_{ki}(s)}{x(s)} = K_p \frac{\omega_n^2(1+sT_p)}{(s+2\xi\omega_n s + \omega_n^2)} e^{-s\tau}, \quad (8.41)$$

ahol a (8.41) egyenletben a

$$\frac{\omega_n^2(1+sT_p)}{(s+2\xi\omega_n s + \omega_n^2)} \quad (8.42)$$

másodrendű, rendszerint lengő tag az operátor neuro-muszkuláris rendszerének egyszerűsített modellje.

A 8.9. ábra alapján az operátor holtidőmentes dinamikájának átviteli függvénye az alábbi kifejezéssel határozható meg:

$$Y_p(s) = \frac{x(s)}{x_{be}(s)} = K_p \frac{\omega_n^2(1+sT_p)}{(s+2\xi\omega_n s + \omega_n^2)}. \quad (8.43)$$

A (8.43) átviteli függvény alapján az operátor alábbi állapotteres modellje határozható meg [8.1, 8.10, 8.14, 8.15]:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_n^2 & -2\xi\omega_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} x_{be}, \quad (8.44)$$

$$x = \omega_n^2 K_p \begin{bmatrix} 1 & T_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}. \quad (8.45)$$

Vezessük be az alábbi állapot-változót:

$$x_3 = x_{ki} + x. \quad (8.46)$$

A (8.41) egyenlet τ holtidejét közelítsük az elsőrendű Padé-approximáció segítségével. A (8.29) egyenletet felhasználva kapjuk, hogy [8.2, 8.3, 8.4, 8.5, 8.11-TVI, 8.12-TVI]:

$$e^{-s\tau} \cong -\frac{s-2/\tau}{s+2/\tau}. \quad (8.47)$$

Helyettesítsük a (8.48) egyenletet a (8.41) egyenletbe! Néhány egyszerű matematikai átalakítás után az alábbi állapotteres dinamikai modellt kapjuk:

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -\omega_n^2 & -2\xi\omega_n & 0 \\ 4/\tau(\omega_n^2 K_p) & 4/\tau(\omega_n^2 K_p T_p) & -2/\tau \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} x_{be}, \quad (8.48)$$

$$x_{ki} = \begin{bmatrix} -\omega_n^2 K_p & -\omega_n^2 K_p T_p & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}. \quad (8.49)$$

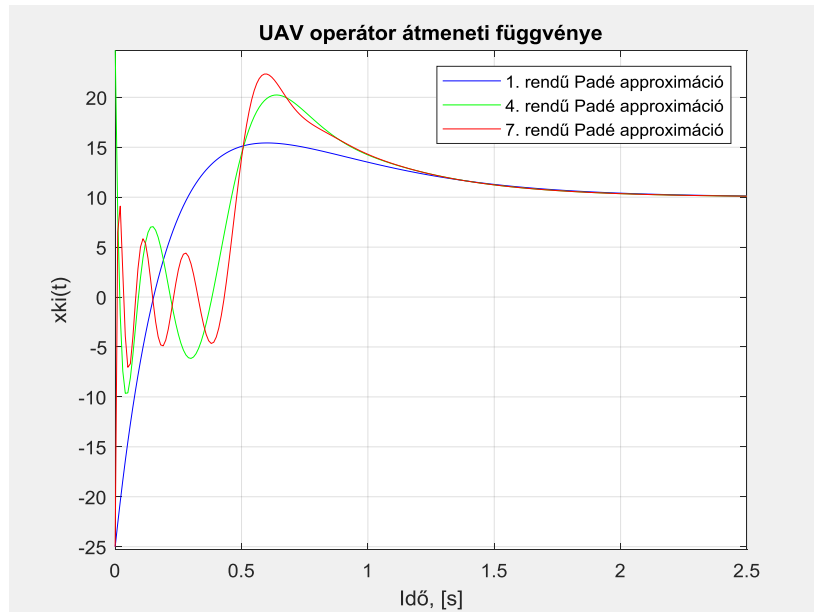
A gyakorlatban az UAV operátorok alapvetően kézzel irányítják az UAVt. Ha ez előírás, vagy célszerű az UAV repülésének egyes fázisait automatizálni (pl. leszállás, felszállás, térbeli szöghelyzet stabilizálás, magasságstabilizálás, terepkövetés, sebességstabilizálás, automatikus hazatérés a felszállóhelyre stb.), akkor előfordulhat, hogy az UAV kezelő (operátor) *off-line* módon működik együtt a repülésszabályozó rendszerrel, de szükség esetén, bármikor átveheti az automatikától az UAV irányítását.

A teljes humánereforrás-igény mentes, teljesen autonóm UAS rendszerek egyelőre mint prototípus rendszerek üzemelnek, és ezen rendszerek integrálása a nemzeti, vagy a nemzetközi légtérbe még számos feladat megoldását feltételezi, amelyeknek csak az egyik részét jelenti a mérnök-műszaki kihívások és megoldások, a másik rész a *soft-engineering*, például a felhasználóbarát jogi környezet kialakítása.

Az előzőekben számos lehetséges UAV operátor tevékenység-modellt vizsgáltunk, a továbbiakban korlátozzuk vizsgálatainkat a (8.32) átviteli függvénnyel adott modellre, amit a 8.8. ábra mutat be. Az UAV-operátor tevékenységek modellezéséhez használjuk az alábbi adatokat [8.8-TVI, 8.9-TVI, 8.10-TVI]:

$$K_p 10; T_p = 1s; T_1 = 0,4s; \tau = 0,5s. \quad (8.50)$$

A 8.28. egyenlet és a 8.2. Táblázatban foglaltak szerint, a 0,5s holtidő 2%-os túrésszel történő közelítéséhez legalább ötödrendű közelítés szükséges, ezért a (8.50) egyenletben szereplő holtidő közelítését első-, negyed-, és hetedrendű közelítéssel végeztem el, majd a közelítő, lineáris modelleket felhasználva számítógépes szimulációt végeztem. Az $x_{be}(t) = 1(t)$ állandó bemeneti jelre adott válaszokat a 8.10. ábrán láthatjuk [8.16, 8.17].

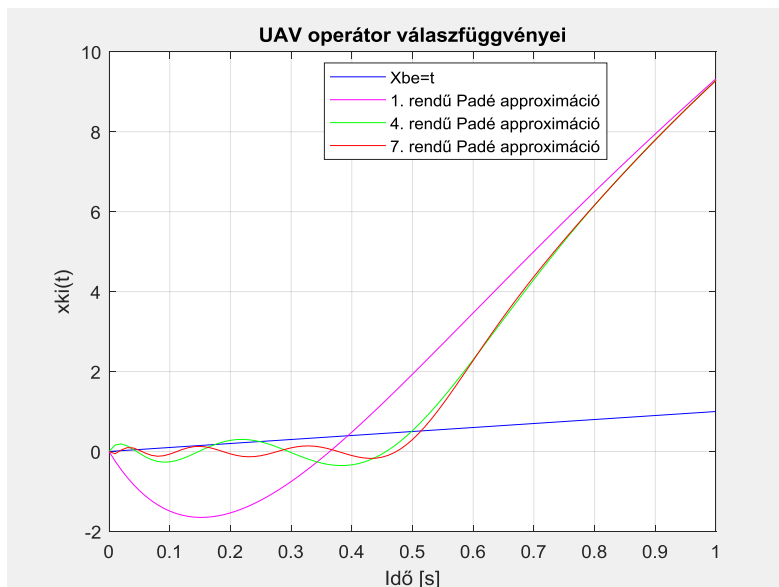


8.10. ábra. Az operátor viselkedése időtartományban (MATLAB-script: szerző).

A 8.10. ábrán jól látható, hogy az approximáció rendszámának növelésével a $(0 \div 0,5)$ s holtidő tartományán belül a válaszfüggvény egyre inkább közelíti a holtidős rendszer viselkedését, más szóval, a vizsgált időtartományon egyre kisebb lesz a kimeneti jel amplitúdója [8.16, 8.17].

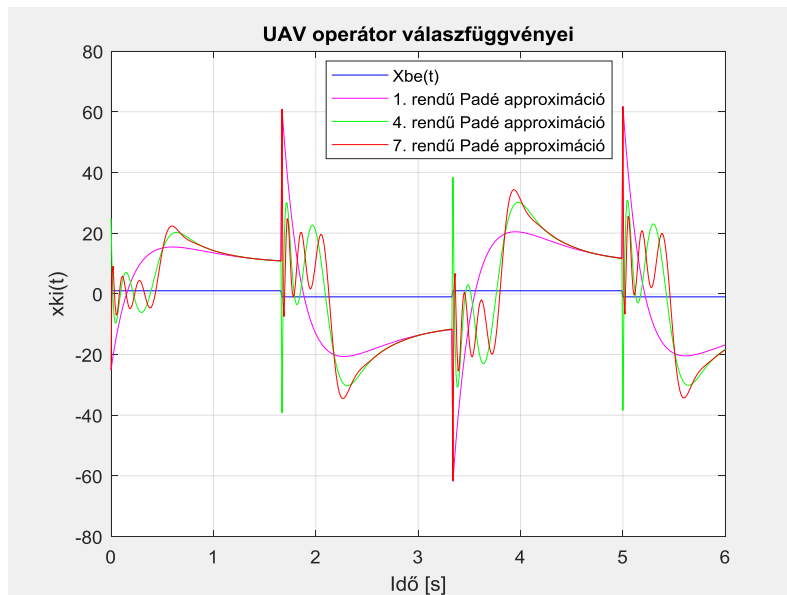
Az UAV operátorok számos esetben nem állandó, hanem valamilyen változó, determinisztikus időfüggvényt kell kövessenek (pl. a repülési magasság irányítása a leszállás során). A 8.11. ábrán az UAV operátor időtartománybeli viselkedését látjuk a $x_{be}(t) = t$ egység-sebességugrás bemeneti jelre.

A 8.11. ábrán is nagyon jól látható, hogy az approximáció rendszámának növelésével a $(0 \div 0,5)$ s holtidő tartományán belül a válaszfüggvény egyre inkább közelíti a holtidős rendszer viselkedését [8.16, 8.17].



8.11. ábra. Az operátor viselkedése időtartományban (MATLAB-script: szerző).

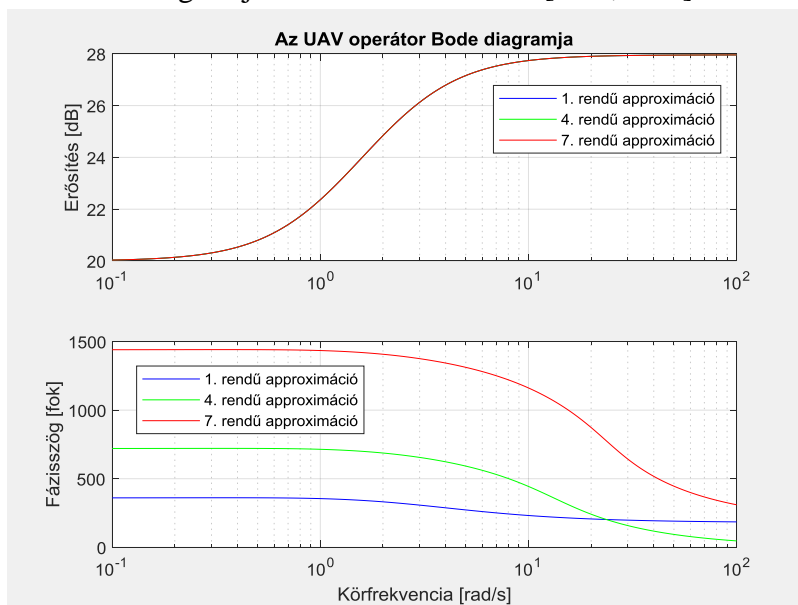
Végezetül, vizsgáljuk a humán operátor tevékenységét, ha előjelváltó, periodikus bemeneti négyszögjelet kell lekövetnie. A bemeneti jel legyen $f=0,3$ Hz frekvenciájú. A számítógépes szimuláció eredménye a 8.12. ábrán látható [8.16, 8.17].



8.12. ábra. Az operátor viselkedése időtartományban (MATLAB-script: szerző).

A 8.12. ábrán is jól látható, hogy az approximáció rendszámának növelésével a $(0 \div 0,5)$ s holtidő tartományán belül a válaszfüggvény egyre inkább közelíti a holtidős rendszer viselkedését, viszont a holtidő tartományán belül az approximációs rendszám növelése a rendszer lengési hajlamának növekedéséhez vezet [8.16, 8.17].

A humán operátorok időtartománybeli viselkedést megvizsgálva, folytassuk tovább vizsgálatainkat frekvenciatartományban. Most legyen az operátor által követendő bemeneti jel egységnyi amplitúdójú, zérus kezdeti fázisszögű, adott frekvenciájú szinuszos jel. A humán operátor Bode-diagramja a 8.13. ábrán látható [8.16, 8.17].



8.13. ábra. Az operátor viselkedése frekvenciatartományban (MATLAB-script: szerző).

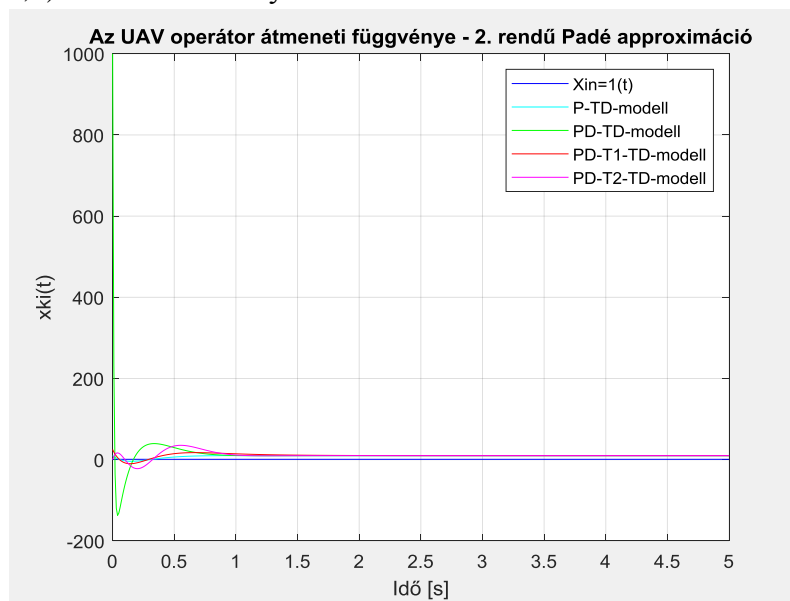
A 8.13. ábrán jól látható, hogy az egyes approximációs rendszámok érdemben nem befolyásolják az erősítési tényező viselkedését, míg a fázisszög érzékeny az approximáció rendszámára, és 1 rad/s-tól nagyobb körfrekvenciákon, az approximációs rendszám növekedésével egyre inkább csökken a fázisszög értéke.

Az előzőekben négy lehetséges operátor-modellt vizsgáltunk, amelyek az alábbiak voltak:

- P-TD: arányos, holtidős (P-TD): (8.30) egyenlet;
- PD-TD: arányos, differenciálós, holtidős: (8.31) egyenlet;
- PD-1O-TD: arányos, egytárolós, differenciálós, holtidős: (8.32) egyenlet;
- PD-2O-TD: arányos, kéttárolós (lengő), differenciálós, holtidős (8.41) egyenlet.

Vizsgáljuk meg az operátorok matematikai modelljeit, és határozzuk meg az $x_{be}(t) = 1(t)$ egységugrás bemeneti jelre adott válaszaikat a holtidő másodrendű Padé-approximációja segítségével. A (8.50) egyenlettel megadott paramétereket felhasználva, a számítógépes szimuláció eredményeit a 8.14. ábra mutatja be [8.16, 8.17].

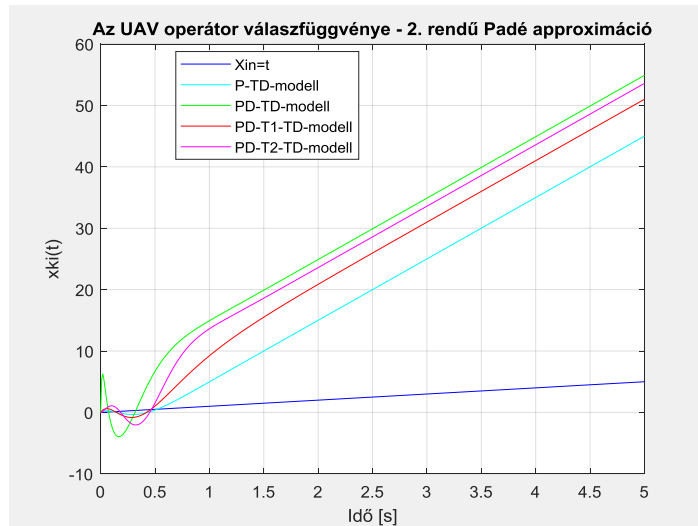
A 8.14. ábrán jól látható, hogy az egységnyi amplitúdójú bemeneti jelre a PD-TD-modell válaszol a legnagyobb túllövéssel, míg az UAV operátorok tevékenységét egyre pontosabb leíró, azt hűen reprezentáló PD-2O-TD-modell pedig a legkisebb eltérésekkel reprezentálja a holtidőt a (0-0,5) sec időtartományon.



8.14. ábra. Az operátor viselkedése időtartományban (MATLAB-script: szerző).

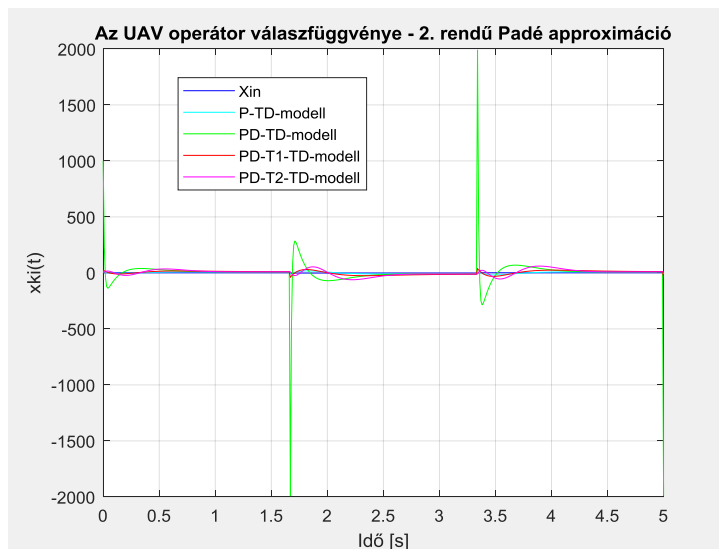
Vizsgáljuk meg az operátorok matematikai modelljeit, és határozzuk meg az $x_{be}(t) = t$ egységsebesség-ugrás függvény bemeneti jelre adott válaszaikat a holtidő másodrendű Padé-approximációja segítségével. A (8.50) egyenlettel megadott paramétereket felhasználva, a számítógépes szimuláció eredményeit a 8.15. ábra mutatja be [8.16, 8.17].

A 8.15. ábrán jól látható, hogy az egységsebesség-ugrásfüggvény bemeneti jelre a P-TD-modell jól adja vissza az UAV operátor képességét, hogy kövesse a bemeneti jelet, míg a többi operátor modell – a holtidő approximációs pontatlanságai miatt – zérustól jóval letérő kezdeti értékről kezd el változni: a legnagyobb kezdeti hibával a PD-TD-modell válaszol.



8.15. ábra. Az operátor viselkedése időtartományban (MATLAB-script: szerző).

Vizsgáljuk meg az operátorok viselkedését, ha 0,3 Hz frekvenciájú, egységnyi amplitúdójú, előjelváltó négyszögjel kapcsolunk a modellek bemenetére. A szimuláció eredményei a 8.16. ábrán láthatóak [8.16, 8.17].



8.16. ábra. Az operátor viselkedése időtartományban (MATLAB-script: szerző).

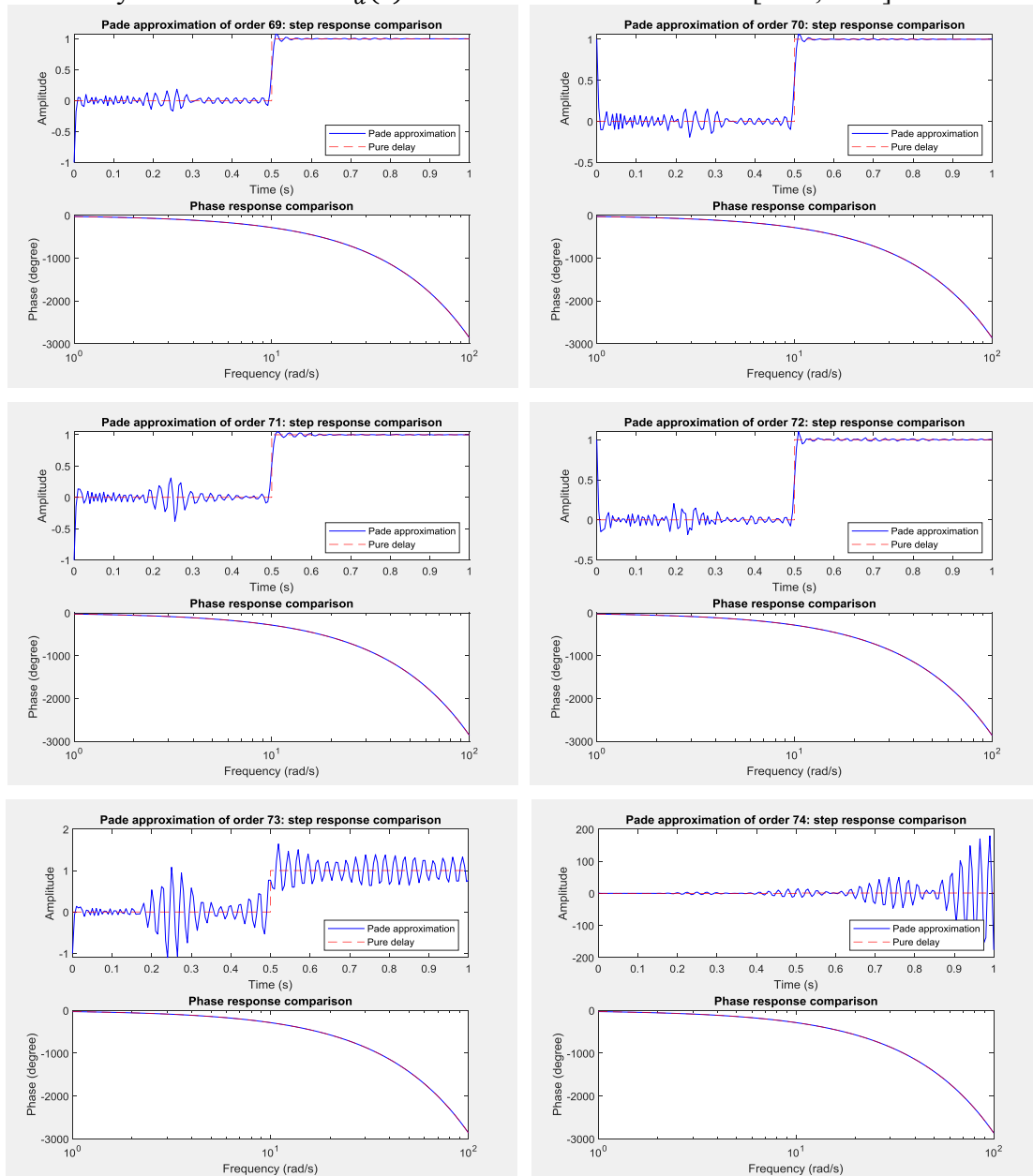
A 8.16. ábrán jól látható, hogy a négyszögjel bemeneti jelre a PD-TD-modell jól adja vissza az UAV operátor képességét, hogy kövesse a bemeneti jelet, míg például az UAV operátorok tevékenységét pontosabb leíró, azt hűen reprezentáló PD-2O-TD-modell pedig a legkisebb eltérésekkel reprezentálja a holtidőt a (0-0,5) sec időtartományon.

Könnyű belátni, hogy a Padé-approximáció δ közelítési pontosságának csökkentése magasabb rendű approximációt követel meg, így az approximációs együtthatók c_o/c_n hányadosa (8.1. Táblázat) egyre nagyobb értékű lesz, és ez a számítógépes szimulációk során számítási nehézséget okozhat.

Másrésről, ha növekszik a modellezendő τ holtidő nagysága, akkor természetes az igény, hogy a δ közelítési pontatlanságra meghatározott (8.16) egyenlőtlenségi feltétel megtartásához az approximáció rendszámát növeljük.

A MATLAB program a $\tau = 0,5s$ értékű holtidőt, ami humán operátorok (pl. UAV operátorok) esetében is egy reális, gyakran előforduló érték, a legmagasabb, $n = (69 \div 74)$ lehetséges approximációs rendszámok mellett, a $P_d(s)$, közelítő modell tranziens viselkedését 8.17. ábrán bemutatott szimulációs jellemzi [8.16, 8.17]. A 8.17. ábrán jól látható a trend, hogy $n = 69$ rendszámú közelítés estén az ideális holtidő közelítése a legpontosabb, míg $n = 70$ esetén már növekvő amplitúdójú lengések figyelhetők meg az ideális, zérusértékű kimeneti jelben, és a lengések amplitúdója az $n = 71$ és az $n = 72$ értékű approximációk során rendre növekszik, majd az $n = 73$ approximációs rendszámra már határesetbe fordul a holtidő közelítése, ahol úgy a holtidő (0-0,5 sec), mint a normál szimulációs idősíkon (0,5-1 sec) a közelítés során közel harmonikus lengések ébrednek a $P_d(s)$ közelítő modell vizsgálata során.

Végezetül, $n=74$ rendszám esetén úgy a holtidő, mint a normál szimulációs időtartományon instabil lesz a $P_d(s)$ közelítő modell viselkedése [8.16, 8.17].



8.17. ábra. Az operátor viselkedése frekvenciatartományban (MATLAB-script: Szabolcsi R.)

Más szóval, a gyakorlatban arra is figyelmet kell fordítanunk, hogy az approximáció pontosságának növelése a $P_d(s)$ közelítő modell viselkedését trendszerűen az instabil viselkedések irányába viszi el, és a lehetséges maximális approximációs úgy kell megválasztani, hogy önmagában a holtidő közelítése ne tegye instabillá a $P_d(s)$ dinamikus rendszert.

Természetes, hogy az n approximációs rendszám megválasztásakor arra is tekintettel kell lennünk, hogy a PiL-szabályozások esetén az operátorok tevékenységének minél pontosabb dinamikájának figyelembe vétele azt is jelenti, hogy az adott rendszám által meghatározott pólusokat a zárt szabályozási rendszerek szabályozóinak tervezése során megfelelő módon allokálni kell a komplex síkon.

Könnyű belátni, hogy ebben az esetben a dinamikus rendszer állapotterének dimenziója elérheti akár a néhány tízes nagyságrendet is, ami az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszerének tervezőit szinte megoldhatatlan, vagy csak aránytalanul nagy befektetések révén megoldható feladattal állítja szembe. Az előzőekben megvizsgáltuk, hogy a humán operátor (kezelő) tevékenysége milyen módon írható le a matematika nyelvén. A további vizsgálatainkat terjesszük ki a PiL-szabályozásokra.

8.3. UAV operátorok az UAV zárt automatikus repülésszabályozó rendszereiben

A 8.1. fejezetben bemutatott lehetséges UAV operátor-modellek közül további alkalmazásra válasszuk ki az alábbi PD-TD-modellt (arányos, differenciáló, holtidős):

$$Y_p(s) = \frac{x_{ki}(s)}{x_{be}(s)} = K_p(1 + sT_p)e^{-s\tau}. \quad (8.51)$$

A (8.51) UAV operátor modell nem is a legbonyolultabb, nem is a legegyszerűbb, de arra mindenképpen alkalmas, hogy a későbbiekben részletezendő irányítástechnikai vizsgálatokat, új vizsgálati módszereket a segítségével bemutassuk.

A (8.51) egyenletben:

- $x_{be}(s)$ az UAV operátor „bemeneti jele”: az a referencia jel, amit az UAV operátornak az irányító tevékenysége során követnie kell (pl. leszállás során a megfelelő repülési magassági pálya);
- $x_{ki}(s)$ az UAV operátor „kimeneti jele”: tevékenységének eredménye, más szóval, válasz jele;
- K_p az UAV operátor erősítési tényezője, melynek értéke általában: $K_p = (5 \div 10)$. A bemeneti jel frekvenciájának növekedésével az az UAV operátor erősítési tényezője rendszerint csökkenő tendenciát mutat [8.8, 8.9, 8.10, 8.14, 8.15].
- T_p a repülőgép-vezető valós differenciálási (predikciós) időállandója, amely a repülőgép-vezető azon képességét reprezentálja, hogy a pilóta rendelkezik egyfajta „előre látással”, és akár képes “előre látni”, és megelőzni a kimeneti jel bizonyos jellegű nemkívánatos változásait is. Általában igaz, hogy $T_p = (1,0 \div 1,5)s$.
- $\tau > 0$ az az UAV operátor holtideje: megadja, hogy az operátor milyen késéssel reagál a bemeneti jel változásaira. Jól képzett, és a repülésre megfelelő fizikai-mentális fittséggel rendelkező UAV kezelőkre általában igaz, hogy: $\tau = (0,1 \div 0,5)s$ [8.8-TVI, 8.9-TVI, 8.10-TVI, 8.14-TVI, 8.15-TVI, 8.19-TVI, 8.20-TVI]. Általában igaz, hogy egyszerre több irányítási csatornában történő beavatkozások esetén az UAV operátor holtideje egyre inkább növekszik.

Korábban ismeretes, hogy a holtidő transzcendens függvény, és teljes pontossággal csak végtelen sorral írható le, és a holtidő közelítésére a Padé–approximációt szokás alkalmazni. A $n = 1$ esetén a holtidő közelítésére – felhasználva a (8.7) és a (8.8) egyenleteket – az alábbi átviteli függvényt használhatjuk [8.11-TVI, 8.12-TVI, 8.13-TVI]:

$$e^{-\tau s} \cong \frac{N_d(s)}{D_d(s)} = \frac{(-1)^0 c_0 \tau^0 s^0 + (-1)^1 c_1 \tau^1 s^1}{c_0 \tau^0 s^0 + c_1 \tau^1 s^1} = \frac{1 - \frac{1}{2} s \tau}{1 + \frac{1}{2} s \tau} \quad (8.52)$$

A $n = 2$ esetén a holtidő közelítésére – felhasználva a (8.7) és a (8.8) egyenleteket – a következő átviteli függvényt használhatjuk [8.8-TVI, 8.9-TVI, 8.10-TVI, 8.14-TVI, 8.15-TVI, 8.19-TVI, 8.20-TVI]:

$$e^{-\tau s} \cong \frac{N_d(s)}{D_d(s)} = \frac{(-1)^0 c_0 \tau^0 s^0 + (-1)^1 c_1 \tau^1 s^1 + (-1)^2 c_2 \tau^2 s^2}{c_0 \tau^0 s^0 + c_1 \tau^1 s^1 + c_2 \tau^2 s^2} = \frac{1 - \frac{1}{2} s \tau + \frac{1}{12} \tau^2 s^2}{1 + \frac{1}{2} s \tau + \frac{1}{12} \tau^2 s^2}. \quad (8.53)$$

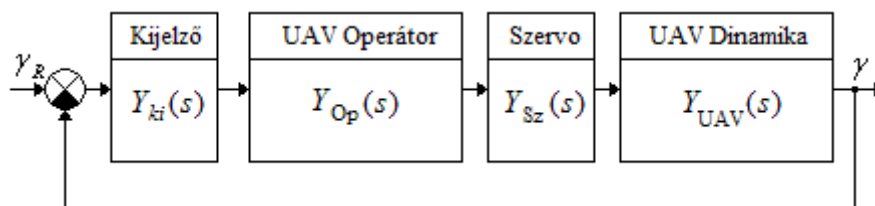
Természetesen, a (8.8) egyenlet segítségével magasabb rendszámú approximációt lehetővé tevő együtthatókat is ki tudunk számolni, az előző fejezetben részletezett stabilitási megkötésekkel.

Az UAVk fél automatikus, parancskövető vezetése során az egyik megoldandó feladat a parancsközlő műszereken közölt, vagy a kijelzőkön megjelenített információk követése –, illetve az egyes műveletek (pl. emelkedés, süllyedés, gyorsítás, lassítás, fordulás) közölt parancsjelek alapján történő végrehajtása. Könnyen belátható, hogy eme műveletek végrehajtása során az UAV kezelő (operátor) más–más matematikai modellel írható le.

A Pil-szabályozásokban az UAV operátor maga is a zárt szabályozási rendszer része, a hatásvázlatban az UAV operátor viselkedését és tevékenységét leíró átviteli függvényt szerepeltetnünk kell, a zárt szabályozási rendszerek vizsgálata során figyelembe kell őt is venni.

A továbbiakban az UAV operátor tevékenységét olyan szabályozási körben vizsgáljuk, amelyben a feladata mindösszesen egy paraméter követése korlátozódik. Megjegyezni szükséges azonban, hogy a valós pilóta nélküli légi járművek irányítása során, természetesen, nagyszámú repülési paramétert kell követni, de az egyszerűség és a könnyű áttekinthetőség miatt most ettől elvonatkoztatva csak egy paraméter követését vizsgáljuk: legyen ez az irányítási csatorna a dőlési szög szabályozó rendszer.

Az UAV operátor tevékenységét most a 8.18. ábrán vizsgálhatjuk.



8.18. ábra. PiL: UAV operátor a dőlési szög zárt irányítási rendszerében (saját szerkesztés)

A 8.18. ábrán bemutatott zárt szabályozási rendszerben az alábbi funkcionális egységeket, irányítástechnikai tagokat alkalmaztuk és különböztettük meg:

1) az UAV vezetéséhez szükséges információkat az operátor számára kijelzőn jelenítik meg. A továbbiakban feltételezzük, hogy a kijelző holtidő-, és időkéscsés nélküli, gyors információ

megjelenítést tesz lehetővé, ezért annak átviteli függvényét egységnyi erősítésűnek tekintjük, vagyis [8.8-TVI, 8.9-TVI, 8.10-TVI, 8.14-TVI, 8.15-TVI]:

$$Y_{ki}(s) = 1 \quad (8.54)$$

2) kisméretű UAVk esetén általában villamos szervo(végrehajtó) berendezéseket használnak a kormányfelületek szükséges kitérítésére. Ismeretes, hogy a gyors működésű villamos szervo berendezés átviteli függvénye a következő alakban írható fel:

$$Y_{Sz}(s) = \frac{20}{20+s} = \frac{1}{1+0,05s} \cong 1 \quad (8.55)$$

3) a továbbiakban egy hipotetikus UAV dinamikájának leírására használjuk az alábbi átviteli függvényt [8.8-TVI, 8.9-TVI, 8.10-TVI, 8.14-TVI, 8.15-TVI]:

$$Y(s) = \frac{\gamma(s)}{\delta_{cs}(s)} = \frac{0,21}{s(s+0,9)} \quad (8.56)$$

Az UAV operátor átviteli függvényét, és a számítógépes szimuláció során alkalmazott paramétereket a 8.3. Táblázat foglalja össze [8.9-TVI, 8.10-TVI, 8.14-TVI, 8.15-TVI].

8.3. Táblázat

Az UAV operátor matematikai modellje	Az UAV operátor átviteli függvénye	A repülőgép-vezető modelljének paraméterei
PD-TD	$Y(s) = K_p(1 + sT_p)e^{-s\tau}$ $\cong K_p(1 + sT_p) \frac{1 - \tau/2s}{1 + \tau/2s}$	$K_p = 10$ $T_p = 1s$

A 8.18. ábrán bemutatott PiL-szabályozás vizsgálata számos újszerű eredménnyel is kecsegtet: a hagyományos irányítástechnikai vizsgálatokon túl, nagyon jól alkalmazható az UAV operátorok matematikai modelljeiben alkalmazott paraméterek kritikus értékeinek számítására.

Korábban ismeretes, hogy a humán operátorok holtideje megnő, ha bonyolultabb, több irányítási csatornára is kiterjedő tevékenységet kell végeznie. Kérdésként felmerül, hogy a holtidő tekintetében hogyan határozhatjuk meg azt a τ_{krit} kritikus értéket, amely esetén a PiL-szabályozás instabillá válik.

Az UAV operátor matematikai modelljében az egyetlen ismeretlen a τ holtidő, és annak kritikus értékét a zárt szabályozási rendszer stabilásvizsgálata segítségével határozhatjuk meg [8.8, 8.9]. A 8.18. ábrán bemutatott PiL-szabályozási rendszer alapjelre (dőlési szög referencia értéke, amit az UAV operátornak követnie kell) vonatkoztatott eredő átviteli függvénye most a következő alakban írható fel [8.8-TVI, 8.9-TVI]:

$$W(s) = \frac{\gamma(s)}{\gamma_R(s)} = \frac{Y_{ki}(s)Y_{Op}(s)Y_{Sz}(s)Y_{UAV}(s)}{1+Y_{ki}(s)Y_{Op}(s)Y_{Sz}(s)Y_{UAV}(s)} = \frac{Y_{Op}(s)Y_{UAV}(s)}{1+Y_{Op}(s)Y_{UAV}(s)} = \frac{10(1+s)^{\frac{1-\tau/2s}{1+\tau/2s}} \frac{0,21}{s(s+0,9)}}{1+10(1+s)^{\frac{1-\tau/2s}{1+\tau/2s}} \frac{0,21}{s(s+0,9)}} = \frac{0,21(10+10s)(1-\tau/2s)}{(s^2+0,9s)(1+\tau/2s)+0,21(10+10s)(1-\tau/2s)} \quad (8.57)$$

Szabályozástechnikából ismeretes, hogy a zárt szabályozási rendszerek stabilitásának vizsgálatára számos módszert alkalmazhatunk. A rendelkezésünkre álló módszerek közül válasszuk a Hurwitz-módszert, amely közvetett, algebrai stabilitásvizsgálati módszer.

A módszer lényege: a karakterisztikus egyenlet gyökeinek kiszámítása nélkül, a karakterisztikus egyenlet együtthatói alapján lehetővé teszi a stabilitás eldöntését. A stabilitási kritérium az alábbiak szerint fogalmazható meg [8.6, 8.7, 8.9-TVI]:

- a stabilitás szükséges feltétele, hogy a karakterisztikus egyenlet a_i együtthatói pozitívak legyenek;
- a stabilitás elégséges feltétele, hogy a karakterisztikus egyenlet együtthatóiból képzett Hurwitz-determináns összes főátlóra támaszkodó Δ_i algebrai alldeterminánsa pozitív előjelű.

Ha akár egy determináns is negatív előjelű, akkor a zárt szabályozási rendszer instabil működésű. E tulajdonságot használjuk a zárt szabályozási rendszer τ_{krit} paraméterének megállapítására, mert ebben az esetben legalább egy főátlóra támaszkodó alldetermináns értéke zérus. Írjuk fel a zárt szabályozási rendszer karakterisztikus egyenletét, amely nem más, mint a (8.57) átviteli függvény nevezője, nullával egyenlővé téve, vagyis

$$K(s) = (s^2 + 0,9s)(1 + (\tau/2)s) + 0,21(10 + 10s)(1 - (\tau/2)s) = 0. \quad (8.58)$$

Végezzük el a (8.58) egyenletben kijelölt műveleteket, és rendezzük az egyenletet. A karakterisztikus egyenlet most a következő alakban írható fel:

$$K(s) = (\tau/2)s^3 + (1 - 0,6\tau)s^2 + (3 - 1,5(\tau/2)s) + 0,21 = 0. \quad (8.59)$$

A (8.59) egyenlet alapján határozzuk meg a stabilitás szükséges feltételeit:

$$a_0 = (\tau/2) > 0; \rightarrow \tau > 0s, \quad (8.60)$$

$$a_1 = (1 - 0,6\tau) > 0; \rightarrow \tau < 1,6666s, \quad (8.61)$$

$$a_2 = (3 - 1,5(\tau/2)) > 0; \rightarrow \tau < 2,8571s. \quad (8.62)$$

A (8.60)–(8.62) egyenletek alapján már elmondható, hogy a stabilitás szükséges feltétele: $0 < \tau < 1,6666s$. (8.63)

A továbbiakban vizsgáljuk meg a stabilitás elégséges feltételeit is. A (8.59) karakterisztikus egyenlet együtthatóit felhasználva a zárt szabályozási rendszer Hurwitz-determinánsa most a következő lesz:

$$\Delta_3 = \begin{vmatrix} 1 - 0,6\tau & 2,1 & 0 \\ \tau/2 & 3 - 1,5(\tau/2) & 0 \\ 0 & 1 - 0,6\tau & 2,1 \end{vmatrix}. \quad (8.64)$$

A (8.64) egyenletet felhasználva határozzuk meg a főátlóra támaszkodó algebrai alldeterminánsok értékét. Az UAV operátor kritikus holtidejének meghatározása során azt feltételezzük, hogy a zárt szabályozási rendszer főátlóra támaszkodó algebrai alldeterminánsai zérusértékűek, vagyis [8.18-TVI]:

$$\Delta_1 = 1 - 0,6\tau = 0; \rightarrow \tau_{krit} = 1,6666 s; \quad (8.65)$$

$$\Delta_2 = \begin{vmatrix} 1 - 0,6\tau & 2,1 \\ \tau/2 & 3 - 1,5(\tau/2) \end{vmatrix} = 0; \rightarrow 0,63\tau^2 - 3,9\tau + 3 = 0 \rightarrow \begin{cases} \tau_{krit} = 5,2904 s \\ \tau_{krit} = 0,9001 s \end{cases}; \quad (8.66)$$

$$\Delta_3 = \begin{vmatrix} 1 - 0,6\tau & 2,1 & 0 \\ \tau/2 & 3 - 1,5(\tau/2) & 0 \\ 0 & 1 - 0,6\tau & 2,1 \end{vmatrix} = 2,1\Delta_2 = 0; \rightarrow \Delta_2 = 0; \rightarrow \begin{cases} \tau_{krit} = 5,2904 s \\ \tau_{krit} = 0,9001 s \end{cases}. \quad (8.67)$$

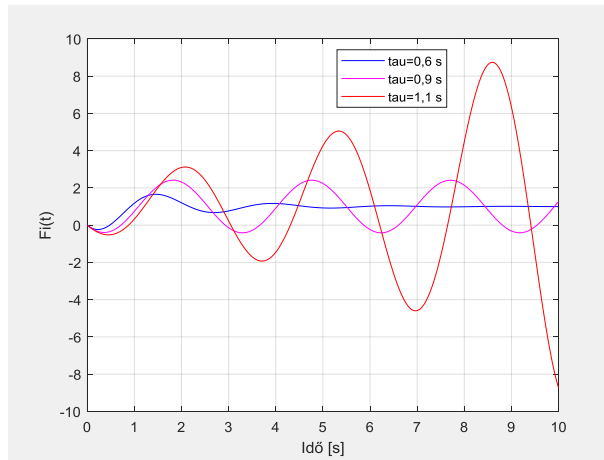
A (8.63)–(8.67) egyenletek alapján az UAV operátor kritikus holtideje az alábbi lesz:

$$\tau_{krit} = 0,9001 \text{ s} \quad (8.68)$$

A (8.68) egyenlet alapján megállapítható, hogy a kritikus időállandó beleesik a (8.63) egyenlet által is megadott tartományba, és azt tovább szűkíti. Ennek megfelelően a 8.18. ábrán bemutatott zárt szabályozási rendszer stabilis működésének feltétele – holt idő tekintetében – az alábbi lesz:

$$0 < \tau < 0,9001 \text{ s}. \quad (8.69)$$

Határozzuk meg a 8.18. ábrán bemutatott UAV PiL zárt szabályozási rendszer átmeneti függvényét három tipikus, de a szerző által önkényesen kiválasztott holtidő értékre, amelyek legyenek rendre 0,6 s (stabilis), 0,9 s (a stabilitás határán), és végül, 1 s (instabil viselkedés) értékűek. A számítógépes szimuláció eredménye a 8.19. ábrán látható [8.17, 8.18-TVI].



8.19. ábra: PiL-szabályozás viselkedése időtartományban (MATLAB-script: Szabolcsi R.)

A 8.19. ábrán jól látható, hogy a kritikustól kisebb holtidők esetén a zárt szabályozási rendszer stabil működésű. A τ_{krit} kritikus holtidő esetén a zárt szabályozási rendszer a stabilis működés határára kerül: harmonikus lengések ébrednek, és maradnak fenn a rendszerben. Végezetül, a kritikuskál nagyobb holtidő esetén a zárt szabályozási rendszer instabil működésűvé válik: a $\gamma_R(t) = 1(t)$ egységugrás referencia jelre divergál, más szóval, korlátos bemeneti jelre periodikus, szigorúan monoton növekvő lesz az UAV zárt szabályozási rendszerének kimeneti válaszfüggvénye. Az UAV PiL zárt szabályozás minőségi jellemzőit a 8.4. Táblázat foglalja össze [8.16, 8.17].

8.4. Táblázat

Holtidő, τ , [s]	Sajátértékek	Csillapítási tényező, ξ	Körfrekvencia, ω , [rad/s]
$\tau = 0,6$	$\lambda_1 = -1,04$ $\lambda_{2,3} = -0,549 \pm 2,54j$	$\xi_1 = 1$ $\xi_{2,3} = 0,211$	$\omega_1 = 1,04$ $\omega_{2,3} = 2,6$
$\tau = 0,9$	$\lambda_1 = -1,02$ $\lambda_{2,3} = -1,32 \cdot 10^{-4} \pm 2,14j$	$\xi_1 = 1$ $\xi_{2,3} = 6,18 \cdot 10^{-5}$	$\omega_1 = 1,02$ $\omega_{2,3} = 2,14$
$\tau = 1$	$\lambda_1 = -1,02$ $\lambda_{2,3} = 0,199 \pm 1,93j$	$\xi_1 = 1, \xi_{2,3} = -0,103$	$\omega_1 = 1,02$ $\omega_{2,3} = 1,94$

A 8.19. ábra, és a 8.4. Táblázat alapján tehát elmondható, hogy $\tau_{krit} = 0,9$ esetén a zárt szabályozási rendszer karakterisztikus egyenletének egy komplex konjugált gyökpárja a képzetes tengelyre esik, és az általa meghatározott lengések csillapítási tényező gyakorlatilag zérusértékű, ezért a zárt szabályozási rendszer korlátos bemeneti jelre periodikus lengéssel válaszol, vagyis a stabilis működés határára került.

A fenti táblázat alapján az is szembe tűnő, hogy $\tau = 1$ s esetén a zárt szabályozási rendszer $\lambda_{2,3} = 0,199 \pm 1,93j$ komplex konjugált gyöke a komplex sík jobb oldali felére esik, vagyis a zárt szabályozási rendszer periodikusan instabillnak mondható [8.8, 8.9, 8.10].

A (8.51) egyenlettel megadott UAV operátor PD-TD-modellben változhat az operátor erősítési tényezője is, mint ahogyan azt korábban már taglaltuk. Határozzuk meg az UAV PiL-szabályozásában az operátor K_p erősítésének kritikus értékét, amely esetén a PiL zárt szabályozás instabillá válik. Az UAV operátor paramétereit most a 8.5. táblázat mutatja be.

8.5. Táblázat

Az UAV operátor modelljének típusa	Az UAV operátor modelljének átviteli függvénye	Az UAV operátor modelljének paramétere
PD-TD	$Y(s) = K_p(1 + sT_p)e^{-s\tau}$ $\cong K_p(1 + sT_p) \frac{1 - \tau/2s}{1 + \tau/2s}$	$\tau = 0,5 \text{ s}$ $T_p = 1 \text{ s}$

A 8.18. UAV PiL zárt szabályozási rendszer alapjelre vonatkoztatott eredő átviteli függvénye most a következő lesz:

$$W(s) = \frac{Y(s)}{Y_R(s)} = \frac{Y_{ki}(s)Y_{Op}(s)Y_{Sz}(s)Y_{UAV}(s)}{1+Y_{ki}(s)Y_{Op}(s)Y_{Sz}(s)Y_{UAV}(s)} = \frac{Y_{Op}(s)Y_{UAV}(s)}{1+Y_{Op}(s)Y_{UAV}(s)} = \frac{K_p(1+s) \frac{1-0,25s}{1+0,25s} \frac{0,21}{s(s+0,9)}}{1+K_p(1+s) \frac{1-0,25s}{1+0,25s} \frac{0,21}{s(s+0,9)}} = \frac{0,21K_p(1+s)(1-0,25s)}{(s^2+0,9s)(1+0,25s)+0,21K_p(1+s)(1-0,25s)} \quad (8.70)$$

A (8.70) egyenlet alapján az UAV PiL zárt szabályozási rendszerének $K(s)$ karakterisztikus egyenlete az alábbi alakban adható meg:

$$K(s) = (s^2 + 0,9s)(1 + 0,25s) + 0,21K_p(1 + s)(1 - 0,25s) = 0. \quad (8.71)$$

A (8.71) egyenletet átalakítva kapjuk, hogy:

$$K(s) = 0,25s^3 + s^2(1,225 - 0,0525K_p) + s(0,9 + 0,1575K_p) + 0,21K_p = 0. \quad (8.72)$$

A (8.72) egyenlet alapján határozzuk meg a stabilitás szükséges feltételeit:

$$a_1 = (1,225 - 0,0525K_p) > 0, \rightarrow K_p < 23,3333, \quad (8.73)$$

$$a_2 = (0,9 + 0,1575K_p) > 0, \rightarrow K_p > -5,1742, \quad (8.74)$$

$$a_3 = 0,21K_p > 0, \rightarrow K_p > 0. \quad (8.75)$$

A (8.73)–(8.75) egyenletek alapján már elmondható, hogy a stabilitás szükséges feltétele: $0 < K_p < 23,3333$. (8.76)

A továbbiakban vizsgáljuk a stabilitás elégséges feltételeit is. A (8.72) karakterisztikus egyenlet együtthatóit felhasználva a zárt szabályozási rendszer Hurwitz–determinánsa most a következő lesz:

$$\Delta_3 = \begin{vmatrix} 1,225 - 0,0525K_p & 0,21K_p & 0 \\ 0,25 & 0,9 + 0,1575K_p & 0 \\ 0 & 1,225 - 0,0525K_p & 0,21K_p \end{vmatrix} = 0. \quad (8.77)$$

A (8.77) egyenletet felhasználva meghatározhatjuk a főátlóra támaszkodó algebrai aldeterminánsok értékét is. A K_p erősítési tényező kritikus értékének meghatározása során azt feltételezzük, hogy a zárt szabályozási rendszer főátlóra támaszkodó algebrai aldeterminánsai zérusértékűek, vagyis:

$$\Delta_1 = (1,225 - 0,0525K_p) = 0, \rightarrow K_{p_{krit}} = 23,3333, \quad (8.78)$$

$$\Delta_2 = \begin{vmatrix} 1,225 - 0,0525K_p & 0,21K_p \\ 0,25 & 0,9 + 0,1575K_p \end{vmatrix} = 0, \quad (8.79a)$$

$$-0,00826875K_p^2 + 0,09315K_p + 1,1025 = 0, \quad (8.79b)$$

$$\left. \begin{array}{l} K_{p_{1krit}} = 18,0494 \\ K_{p_{2krit}} = -0,67841 \end{array} \right\} \quad (8.79c)$$

$$\Delta_3 = \begin{vmatrix} 1,225 - 0,0525K_p & 0,21K_p & 0 \\ 0,25 & 0,9 + 0,1575K_p & 0 \\ 0 & 1,225 - 0,0525K_p & 0,21K_p \end{vmatrix} = 0,21K_p \Delta_2 = 0, \quad (8.80a)$$

$$K_{p_{krit}} = 0. \quad (8.80b)$$

A (8.73)–(8.75), valamint a (8.78)–(8.80) egyenletek alapján az UAV operátor kritikus erősítési tényezője az alábbi lesz:

$$K_{p_{krit}} = 18,0494. \quad (8.81)$$

A (8.81) egyenlet alapján megállapítható, hogy a kritikus erősítési tényező beleesik a (4.23) egyenlet által is megadott tartományba, de azt tovább szűkíti. Ennek megfelelően, a 8.18. ábrán bemutatott zárt szabályozási rendszer stabilis működésének feltétele most az alábbi lesz:

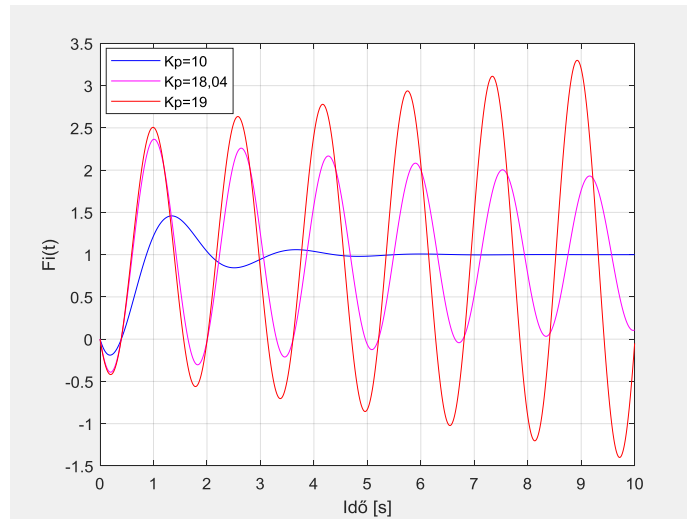
$$0 < K_p < 18,0494. \quad (8.82)$$

Határozzuk meg a 8.18. ábrán bemutatott zárt szabályozási rendszer átmeneti függvényét a $\gamma_R(t) = 1 * 1(t)$ bemeneti jelre, melyhez válasszunk három tipikus erősítési tényező értéket, amelyek legyenek $K_p = 10$ (stabilis viselkedés), $K_{p_{krit}} = 18,04$ (a stabilitás határán), és végül, $K_p = 19$ (instabil viselkedés) értékűek. A számítógépes szimuláció eredménye a 8.20. ábrán látható [8.16, 8.17].

A 8.20. ábrán jól látható, hogy $K_p = 10$ esetén a zárt UAV PiL szabályozás stabilis, mert az operátor képes lekövetni az egységnyi értékű bemeneti jelet.

A $K_{p_{krit}} = 18,04$ értékre a zárt UAV PiL rendszer a stabilis működés határára kerül.

Végezetül, $K_p = 19$ értékű erősítések esetén a zárt UAV PiL rendszer instabil működésű lesz, és a zárt rendszer válaszfüggvénye periodikusan divergál, és szigorúan monoton növekvő lesz [8.16, 8.17].



8.20. ábra: PiL-szabályozás viselkedése időtartományban (MATLAB-script: Szabolcsi R.)

A zárt UAV PiL szabályozási rendszer minőségi jellemzőit a 8.6. Táblázat foglalja össze.

8.6. Táblázat

Erősítési tényező, K_p	Sajátértékek	Csillapítási tényező, ξ	Körfrekvencia ω , [rad/s]
$K_p = 10$	$\lambda_1 = -1,04$ $\lambda_{2,3} = -0,879 \pm 2,7j$	$\xi_1 = 1$ $\xi_{2,3} = 0,31$	$\omega_1 = 1,04$ $\omega_{2,3} = 2,84$
$K_{p_{krit}} = 18,04$	$\lambda_1 = -1,02$ $\lambda_{2,3} = -0,0463 \pm 3,86j$	$\xi_1 = 1$ $\xi_{2,3} = 1,2 \cdot 10^{-2}$	$\omega_1 = 1,02$ $\omega_{2,3} = 3,86$
$K_p = 19$	$\lambda_1 = -1,02$ $\lambda_{2,3} = -0,0539 \pm 3,96j$	$\xi_1 = 1$ $\xi_{2,3} = -1,36 \cdot 10^{-2}$	$\omega_1 = 1,02$ $\omega_{2,3} = 3,96$

A 8.20. ábra, és a 8.6. Táblázat alapján könnyű belátni, hogy $K_{p_{krit}} = 18,04$ esetén a zárt UAV PiL szabályozási rendszer karakterisztikus egyenletének $\lambda_{2,3} = -0,0463 \pm 3,86j$ komplex konjugált gyökpárja gyakorlatilag a komplex sík függőleges tengelyére esik, így a zárt szabályozás válasza periodikusan lengő dőlési szögérték.

Az UAV operátor $K_p = 19$ erősítése esetén a domináns póluspár által meghatározott csillapítás értéke $\xi_{2,3} = -1,36 \cdot 10^{-2}$, így tehát a zárt UAV PiL rendszer válasza a korlátos bemeneti jelre periodikusan divergáló, labilis tranziens folyamat.

Ismeretes, hogy a jól képzett, tapasztalt UAV operátor, hasonlóan más humán operátorokhoz, predikciós képességgel is bír, és ez az “előre látás” segítheti a veszélyes repülési helyzetek elkerülésében.

Végezetül, vizsgáljuk meg, mely T_p predikciós időállandó érték mellett lesz instabil a zárt UAV PiL szabályozási rendszer. Az UAV operátor paramétereit a 8.7. Táblázat foglalja össze.

Az UAV operátor modelljének típusa	Az UAV operátor modelljének átviteli függvénye	Az UAV operátor modelljének paraméterei
PD-TD	$Y(s) = K_p(1 + sT_p)e^{-s\tau}$ $\cong K_p(1 + sT_p) \frac{1 - \tau/2s}{1 + \tau/2s}$	$\tau = 0,5 \text{ s}$ $K_p = 10$

A 8.18. ábrán látható zárt UAV PiL szabályozási rendszer alapjelre vonatkoztatott eredő átviteli függvénye – tekintettel a 8.7. Táblázat adataira – az alábbi összefüggés alapján határozható meg [8.8-TVI, 8.9, 8.10, 8.14, 8.15]:

$$W(s) = \frac{\gamma(s)}{\gamma_R(s)} = \frac{Y_{ki}(s)Y_{Op}(s)Y_{Sz}(s)Y_{UAV}(s)}{1+Y_{ki}(s)Y_{Op}(s)Y_{Sz}(s)Y_{UAV}(s)} = \frac{Y_{Op}(s)Y_{UAV}(s)}{1+Y_{Op}(s)Y_{UAV}(s)} = \frac{10(1+sT_p) \frac{1-0,25s}{1+0,25s} \frac{0,21}{s(s+0,9)}}{1+10(1+sT_p) \frac{1-0,25s}{1+0,25s} \frac{0,21}{s(s+0,9)}} = \frac{0,21(10+10sT_p)(1-0,25s)}{(s^2+0,9s)(1+0,25s)+0,21(10+10sT_p)(1-0,25s)} \quad (8.83)$$

A zárt szabályozási rendszer karakterisztikus egyenlete most a következő lesz:

$$K(s) = 0,25s^3 + s^2(1,225 - 0,525T_p) + s(0,375 + 2,1T_p) + 2,1 = 0. \quad (8.84)$$

A (8.84) karakterisztikus egyenlet alapján határozzuk meg a stabilitás szükséges feltételeit, amelyek most az alábbiak lesznek:

$$a_1 = (1,225 - 0,525K_p) > 0, \rightarrow T_p < 2,3333 \text{ s}, \quad (8.85)$$

$$a_2 = (0,375 + 2,1T_p) > 0, \rightarrow T_p > -0,1785 \text{ s}. \quad (8.86)$$

A (8.85), és a (8.86) egyenletek alapján elmondható, hogy a zárt szabályozási rendszer stabilitásának szükséges feltétele:

$$0 \text{ s} < T_p < 2,3333 \text{ s}. \quad (8.87)$$

A továbbiakban vizsgáljuk meg a stabilitás elégséges feltételeit is. A (8.84) karakterisztikus egyenlet együtthatóit felhasználva a zárt szabályozási rendszer Hurwitz-determinánsa a következő módon írható fel:

$$\Delta_3 = \begin{vmatrix} (1,225 - 0,525T_p) & 0,21 & 0 \\ 0,25 & 0,375 + 2,1T_p & 0 \\ 0 & (1,225 - 0,525T_p) & 0,21 \end{vmatrix} = 0. \quad (8.88)$$

Határozzuk meg a zárt szabályozási rendszer stabilitásának elégséges feltételeit: a (8.88) egyenletet felhasználva határozzuk meg a főátlóra támaszkodó algebrai aldeterminánsok értékét.

A T_p predikciós időállandó kritikus értékének meghatározása során azt feltételezzük, hogy a zárt szabályozási rendszer főátlóra támaszkodó algebrai aldeterminánsai zérusértékűek, vagyis:

$$\Delta_1 = (1,225 - 0,525T_p) = 0, \rightarrow T_{p_{krit}} = 2,3333 \text{ s}, \quad (8.89)$$

$$\Delta_2 = \begin{vmatrix} 1,225 - 0,525T_p & 0,21 \\ 0,25 & 0,375 + 2,1T_p \end{vmatrix} = 0, \quad (8.90a)$$

$$-1,1025T_p^2 + 2,375625T_p - 0,065625 = 0, \quad (8.90b)$$

$$\left. \begin{aligned} T_{p1krit} &= 2,1268 \text{ s} \\ T_{p2krit} &= 0,028 \text{ s} \end{aligned} \right\} \quad (8.90c)$$

$$\Delta_3 = \begin{vmatrix} 1,225 - 0,525T_p & 0,21 & 0 \\ 0,25 & 0,375 + 2,1T_p & 0 \\ 0 & 1,225 - 0,525T_p & 0,21 \end{vmatrix} = 0,21\Delta_2 = 0. \quad (8.91)$$

A (8.85)–(8.86), valamint a (8.89)–(8.91) egyenletek alapján az UAV kezelő T_p predikciós időállandójának kritikus értéke most a következő lesz:

$$T_{pkrit} = 2,1268 \text{ s} \quad (8.92)$$

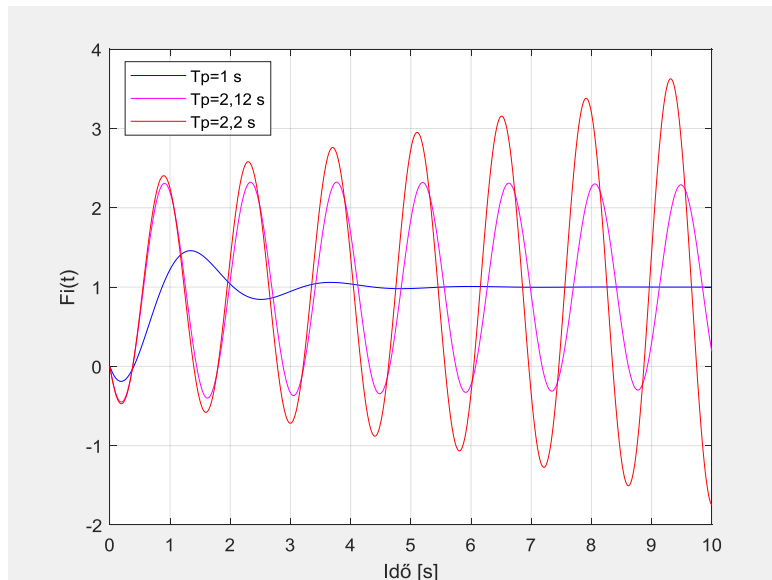
A (8.92) egyenlet alapján könnyen belátható, hogy a kritikus időállandó beleesik a (8.87) egyenlet által is megadott tartományba, és szűkíti azt. Ennek megfelelően a 8.18. ábrán bemutatott zárt UAV PiL szabályozási rendszer stabilis működésének feltétele most az alábbi lesz:

$$0 \text{ s} < T_p < 2,1268 \text{ s} \quad (8.93)$$

Felhasználva a predikciós időállandó értékeit, határozzuk meg a 8.18. ábrán látható zárt szabályozási rendszer átmeneti függvényét a predikciós időállandó három tipikus értékére, amelyek legyenek $T_{pstab} = 1 \text{ s}$ (stabilis viselkedés), $T_{pkrit} = 2,12 \text{ s}$ (a stabilitás határán), és végül, $T_{pinstab} = 2,2 \text{ s}$ (instabil viselkedés) értékűek.

A 8.18. ábrán látható zárt UAV PiL szabályozás tranzienis viselkedése a $\gamma_R(t) = 1(t)$ bemeneti jelre a 8.21. ábrán látható [8.16, 8.17].

Az ábrán jól látható, hogy a $T_{pstab} = 1 \text{ s}$ értékre a zárt szabályozás stabilis választ ad, $T_{pkrit} = 2,12 \text{ s}$ esetén a rendszerválasz a stabilitás határát jelenti, míg a $T_{pinstab} = 2,2 \text{ s}$ időállandó esetén a zárt UAV PiL szabályozási rendszer periodikusan labilis választ ad a korlátos, egységugrás bemeneti jelre.



8.21. ábra: PiL-szabályozás viselkedése időtartományban (MATLAB-script: Szabolcsi R.)

A 8.18. ábrán látható zárt UAV PiL szabályozási rendszer minőségi jellemzőit a 8.8. Táblázat foglalja össze [8.16, 8.17].

8.8. Táblázat

Predikciós időállandó, T_p [s]	Sajátértékek	Csillapítási tényező, ξ	Körfrekvencia ω , [rad/s]
$T_p = 1$	$\lambda_1 = -1,04$ $\lambda_{2,3} = -0,879 \pm 2,7j$	$\xi_1 = 1$ $\xi_{2,3} = 0,31$	$\omega_1 = 1,04$ $\omega_{2,3} = 2,84$
$T_{p_{krit}} = 2,12$	$\lambda_1 = -0,435$ $\lambda_{2,3} = -0,0064 \pm 4,39j$	$\xi_1 = 1$ $\xi_{2,3} = 1,46 \cdot 10^{-3}$	$\omega_1 = 0,435$ $\omega_{2,3} = 4,39$
$T_p = 2,2$	$\lambda_1 = -0,419$ $\lambda_{2,3} = -0,0696 \pm 4,48j$	$\xi_1 = 1$ $\xi_{2,3} = -1,55 \cdot 10^{-2}$	$\omega_1 = 0,419$ $\omega_{2,3} = 4,48$

A 8.8. Táblázat alapján könnyű belátni, hogy a predikciós időállandó kritikus $T_{p_{krit}} = 2,12$ s értéke esetén a (8.84) karakterisztikus egyenlet $\lambda_{2,3} = -0,0064 \pm 4,39j$ komplex konjugált sajátértéke gyakorlatilag a komplex sík függőleges tengelyére esik.

A predikciós időállandó instabil dinamikát meghatározó $T_{p_{instab}} = 2,2$ s értéke esetén a (8.84) karakterisztikus egyenlet $\lambda_{2,3} = -0,0696 \pm 4,48j$ komplex konjugált sajátértéke a komplex sík jobboldali felére esik, és így a zárt UAV PiL szabályozás periodikusan labilis viselkedést mutat: korlátos $\gamma_R(t) = 1 * 1(t)$ bemeneti jelre a zárt szabályozás válaszjele divergálva, folytonosan növekszik.

8.4 Összefoglalás, következtetések

A fejezet célja, hogy a holtidők tekintetében alapvető matematikai-, és megfelelő irányításméleti iránymutatást adjon az UAV PiL szabályozási rendszerek tervezői számára. Az UAV operátorok kezelői tevékenységének modellezése során számos modellt használhatunk, amelyek lehetővé teszik az operátorok tevékenységének egzakt leírását, és a zárt UAV PiL rendszerek vizsgálatát, és előzetes számítógépes tervezését.

Bár az UAV kezelők többszornás (bedőlés, irány, bólintás, vonó/tolóerő) irányítási rendszerben vezetnek és irányítják az UAVt, első közelítésben, egyszornás (dőlés) irányítási csatornát vettünk alapul. Megvizsgáltuk, és megállapítottuk, hogy az emberi szervezet fiziológiai jellemzői lényeges mértékben kihatnak a zárt UAV PiL szabályozási rendszer stabilitására.

Az UAV egyik irányítási csatornában megvizsgáltuk, hogyan hatnak az operátor modelljének egyes paraméterei a zárt szabályozási rendszerek stabilitási viszonyaira. Az alkalmazott PD-TD operátor modell, bár még nem is a legbonyolultabb, meglehetősen összetetté teszi a feladat megoldását.

Tekintettel arra, hogy az alapvető cél egy sajátos vizsgálati módszer kidolgozása volt, így az operátor holtidejét az elsőrendű Padé-approximációval közelítettük. Figyelembe véve a tényt, hogy a holtidő igazán jó közelítéséhez legalább ötöd-, vagy magasabb rendű Padé-approximációra van szükség, az általam bemutatott számítások meglehetősen hosszadalmasak lesznek.

Az UAV operátorok kritikus paramétereinek számítására a klasszikus, algebrai stabilitásvizsgálati módszerek közül a Hurwitz-módszert alkalmaztuk. E stabilitásvizsgálati módszer harmad-, vagy magasabb fokszámú karakterisztikus egyenletek esetén is könnyen alkalmazható, mert lehetővé teszi a stabilitásvizsgálatot a karakterisztikus egyenlet

gyökeinek kiszámítása nélkül is, csak és kizárólag a karakterisztikus egyenlet együtthatói alapján.

A zárt UAV PiL szabályozási rendszer stabilitásvizsgálata olyan új alkalmazási területet mutat be, amely segítségével a gyakorlatban az UAV kezelők alkalmassága főleg a holtidő tekintetében, könnyen megítélhető.

8.5 Új tudományos eredmények

TVI tézis: Szakirodalmi kutatások alapján megállapítottam, hogy a holtidő matematikai modellezése elengedhetetlen, főleg erre érzékeny irányítási rendszerekben. A holtidő lineáris közelítésére a Padé-approximáció módszerét alkalmaztam:

1. számításokkal és számítógépes szimulációkkal bebizonyítottam, hogy megfelelő pontosságú (2% hiba) közelítés $n=5$, és ettől magasabb rendszámok esetén várható. A közelítés felső rendszáma $n=69$, amikor még nem lelhető fel instabilitás a közelítő holtidős modellek viselkedésében [8.11-TVI, 8.12-TVI, 8.13-TVI];
2. szakirodalmi kutatások és saját tudományos kutatómunkán eredményeként megállapítottam, hogy az UAV kezelők (operátorok) tevékenységének modellezésére számos modell ismert, és alkalmazott. Elvégeztem az egyes matematikai modellek vizsgálatát, meghatároztam a rendszermodellek jellemzőit, amelyek befolyásolják a zárt szabályozási rendszerek stabilitását [8.8-TVI, 8.9-TVI, 8.10-TVI];
3. Az UAV kezelők PD-TD modelljét alapul véve, meghatároztam az UAV operátor τ holtidejének, a K_p erősítésének, és a T_p predikciós időállandójának kritikus értékeit, amelyek destabilizálják a zárt UAV PiL szabályozási rendszer viselkedését [8.8-TVI, 8.9-TVI, 8.14-TVI, 8.15-TVI];
4. A matematikai és az irányításméleti feladatok megoldására saját MATLAB függvénykönyvtárat hoztam létre [8.8-TVI, 8.9-TVI, 8.10-TVI, 8.11-TVI, 8.12-TVI, 8.13-TVI, 8.14-TVI, 8.15-TVI].

Felhasznált irodalom

- [8.1] McRUER, D. T. – Krendel, E. S. *Mathematical Models for Human Pilot Behavior*, NATO Advisory Group for Aerospace Research and Development, AGARDograph AG 188, 1974.
- [8.2] Korn, G. A. – Korn, T. M. *Matematikai kézikönyv műszakiaknak*. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1975.
- [8.3] Асланян, А. Э. *Системы автоматического управления полётом летательных аппаратов*, Часть I, Киевское Высшее Военное Авиационное Инженерное Училище, Киев, 1984.
- [8.4] Красовский, А. А. – Вавилов, Ю. А. – Сучков, А. И. *Системы автоматического управления летательных аппаратов*, Изд. ВВИА им. проф. Н. Е. Жуковского, 1986.
- [8.5] McLean, D. *Automatic Flight Control Systems*, Prentice-Hall International, New York-London-Toronto-Sydney-Tokyo-Singapore, 1990.

- [8.6] Dorf, C.R., Bishop, R.H.: *Modern Control Systems*. Pearson Education Limited, Edinburg Gate, 2014.
- [8.7] Lantos, B. *Irányításirendszerek elmélete és tervezése*, I-II kötet, Akadémiai Kiadó, Budapest, 2001.
- [8.8-TVI] Szabolcsi Róbert: *A repülőgép-vezető repülésbiztonság szempontjából kritikus paramétereinek meghatározása*. Debreceni Műszaki Közlemények, ISSN 1785-0622, 3/2006, pp(13-24), 2006.
- [8.9-TVI] Dr. habil. Szabolcsi Róbert: *A repülőgép-vezető kritikus paramétereinek komplex vizsgálata az oldallirányú irányítási csatornában*. Repüléstudományi Közlemények (1997-től) (1417-0604 1789-770X): XVIII 38/1. pp 97-117 (2006).
- [8.10-TVI] Dr. habil Szabolcsi Róbert: *A repülőgép-vezető hagyományos és modern matematikai modellezése a repülőgépek irányítási rendszerében*. Repüléstudományi Közlemények (1997-től) (1417-0604 1789-770X): XVIII 38/2 pp 1-18 (2006).
- [8.11-TVI] Dr. Szabolcsi Róbert: *Holtidős tagok közelítése Padé-sorokkal*. Repüléstudományi Közlemények (1997-től) (1417-0604 1789-770X): 2007 1 pp 110-129 (2007).
- [8.12-TVI] Dr. habil Szabolcsi Róbert: *Modeling of the Human Pilot time delay Using Padé Series*. Academic and Applied Research in Military Science (1588-8789 1788-0017): 6 3 pp 405-428 (2007).
- [8.13-TVI] Dr. habil Szabolcsi Róbert: *Handling Time Delay in Control of Unmanned Robots*. Bolyai Szemle (1416-1443): XVII 4 pp 47-60 (2008).
- [8.14-TVI] Prof. Dr. Róbert Szabolcsi: *Pilot-in-the-Loop Problem and its Solution*. Review of the Air Force Academy (1842-9238 2069-4733): 1/2009 pp 12-22 (2009) (Selected Paper of the 11th International Conference "Research and Education in the Air Force" AFASES 2009).
- [8.15-TVI] Prof. Dr. Róbert Szabolcsi: *Pilot-in-the-Loop Problem and its Solution*. Proc. of the 11th International Conference "Research and Education in the Air Force" - AFASES 2009, Brasov, Romania, pp(1169-1181), 2009.
- [8.16] MATLAB[®] R2021b, User's Guide, The MathWorks, 2021.
- [8.17] MATLAB[®] Control System Designer/Control System Toolbox 10.3, User's Guide, The MathWorks, 2021.
- [8.18-TVI] Prof. Dr. Szabolcsi, R.: *Irányítástechnikai rendszerek tervezése és vizsgálata MATLAB[®] környezetben*. ISBN 9789634491873. Budapest, Óbudai Egyetem, 396 p., 2020.
- [8.19-TVI] Prof. Dr. Szabolcsi, R. *Pilóta nélküli légi járművek automatikus repülésszabályozó rendszerei: Rendszertervezés és rendszervizsgálat*. ISBN: 9789634491682. Budapest, Óbudai Egyetem, 640 p, 2020.
- [8.20-TV] Prof. Dr. Szabolcsi, R.: *UAV/UAS rendszerek koncepcionális és előzetes tervezése, vizsgálata*. ISBN: 9789634491699. Budapest, Óbudai Egyetem, 280 p., 2020.

9. ÖSSZEFOGLALÁS, KÖVETKEZTETÉSEK, FEJLESZTÉSI IRÁNYOK

A pilóta nélküli légi járművek automatikus repülésszabályozása – az új UAV alkalmazások által vezérelve – egyre szélesebb teret hódít meg. Könnyű belátni, hogy a robotpilóta tervezők elsődleges célja, hogy csökkenjen a hajózó személyzet elfáradása, az UAVk esetében kicsit másképpen értelmezendő. Az UAV-kezelők, bár nem az UAV fedélzetén teljesítenek szolgálatot, hasonlóképpen elfáradnak, mint a hagyományos légi járművek vezetői. Főképpen igaz ez a harcászati UAVk vezetőire (operátoraira), akik ugyan nagy távolságokból, sokszor fedett akciók keretében hajtják végre a repülési feladataikat, azonban úgy feladat végrehajtás során, mint azt követően is, számottevő az UAV operátorok pszichés-mentális terhelése.

Az automatikus repülésszabályozás, annak új szakmai fogalma és tartalma utat nyitott az autonóm UAV alkalmazások felé. Az autonóm UV/UAS rendszerek teljesen, vagy nagymértékben automatizáltak, így elengedhetetlen, hogy a megfelelő repülésbiztonság elérése érdekében úgy a normál-, mint a veszélyes repülési helyzetekben az UAV irányítási rendszere kellő gyorsasággal hozzon döntést, és hajtson végre beavatkozást.

A dolgozat modell alapú szabályozótervezéssel foglalkozó fejezete ismert UAV (Trainer-60) térbeli mozgásának dinamikus modelljét használta, így az eredmények alkalmazhatósága hazai viszonylatban akkor lehet eredményes, ha a szabályozás tárgyát képező minden egyes UAV típus térbeli mozgásának matematikai modellje ismert.

Másképpen fogalmazva, a szabályozótervezéseket meg kell előznie olyan identifikációs célú repülés, amikor identifikációs céllal tipikus manővereket repültetünk az UAV-val (pl. felszállás, leszállás, kilebegtetés, hirtelen kormánykitérésekre válaszmanőverek stb.).

A gyakorlatban az ilyen fajta utólagos teszt(identifikációs) repülések meglehetősen nehezen (légtérigénylés) szervezhetőek meg, és az eredmények hasznosíthatósága csak a tesztrepülések után derül ki. Ha bármilyen oknál fogva is, identifikációra nem alkalmasak a rögzített adatsorok, akkor újra identifikációs repülést kell tervezni, és végrehajtani.

Az utólagos identifikációs célú repülések nélkül azonban az irányított UAVt, mint *fekete dobozt* kell figyelembe vennünk, és az egyes UAV dinamikákat csak becsléssel tudjuk felvenni, ami meglehetősen kockázatos. Célravezető, ha inkább utólagos tesztrepüléseket tervezünk, mert ma már inkább az a jellemző, hogy az UAV fedélzeti szenzorok kellően nagy számban állnak rendelkezésre, és nagyszámú repülési paramétert érzékelnek, amelyekből még számos más állapotváltozó is származtatható.

Az identifikációs célú manővereket természetesen minden lehetséges irányítási csatornában el kell végezzük. A gyakorlatban problémát jelenhet, hogy egy-egy UAV típus fedélzeti adatgyűjtő rendszere nem teszi lehetővé az egyes repülési jellemzők mérését, és rögzítését (esetleg adatlesugárzást a GCS-re), így a akár speciális adatrögzítő rendszert is tervezünk, és beépítünk az UAV fedélzetére. Ha már rendelkezünk a megfelelő adatsorokkal, akkor elkezdődhet az adott UAV típus modell-, és aztán a parametrikus identifikációja.

Az UAV modell identifikációját ezen dolgozat 4. fejezete segíti abban az értelemben, hogy a MATLAB® System Identification (SID) Toolbox alkalmazása során lehetővé teszi leginkább megfelelő matematikai modell kiválasztását. Célszerű és ésszerű törekvés, hogy többváltozós rendszert próbálunk első lépésben identifikálni, hiszen maga az UAV is több bemenettel irányított, és több kimenettel (repülési paraméterrel) válaszol a bemeneti jelekre.

Az UAVk automatikus repülésszabályozó rendszere alapvetően két modell szerint épül fel:

1. a robotpilóta az UAV fedélzetén helyezkedik el, és a földön megtervezett pályaadatokat feltöltik a fedélzeti számítógépre (mikrokontrollerre);
2. az UAV fedélzetén csak szenzorokat helyeznek el, amelyek adatait lesugározzák a GCS-re. Az UAV robotpilóta szabályozója és annak szoftvere a GCS-en telepített: a GCS-n kialakított vezérlő jeleket visszasugározzák az UAVk fedélzetére, és a fedélzeten történik meg a beavatkozás (kormányfelület kitérítés, motorvezérlés).

A fent ismertetett első módszer a klasszikus és széles körben alkalmazott megközelítés. Mindazonáltal, a TUAVk esetén meglehetősen költséges megoldás, ha a sikeres repülési feladat végrehajtása esetén a drónnal együtt megsemmisül a nagyon költséges robotpilóta is. Természetesen, minimálhatjuk a költségeket, ha olcsóbb robotpilótát használunk a fedélzeten, de vélelmezhetően a robotpilóta képességei annak árával arányosan csökkennek majd.

Könnyű belátni, hogy a TUAV-ok esetén célszerű olyan irányítási rendszert kiépíteni, amely minimálisra csökkenti a légi egység árát, és minél több hardver és szoftver funkciót a GCS-n helyez el. E megoldás előnye továbbá, hogy így módon a földi számítási képességet drasztikusan tudjuk növelni, szemben az UAV fedélzeti mikrokontrollerekkel, így lehetőség nyílik a dinamikus szabályozók alkalmazására is.

A dolgozat 7. fejezete a statikus, és dinamikus szabályozók tervezésének elméletével, és gyakorlati kihívásaival foglalkozik, melyek a klasszikus és a modern szabályozástechnikára épülnek. Ma már egyre inkább gyakori a poszt-modern szabályozástechnika eredményeinek alkalmazása az UAV automatikus repülésszabályozásában is. Bár elég nehéz éles határokat húzni az irányításelmélet egyes fő fejezetei között, mégis, leggyakrabban a légyszámítási módszereket szokás poszt-modern módszernek nevezni. E módszerek közül is az egyik legismertebb a Fuzzy-irányítás.

Az UAVk, de inkább a hagyományos légijárművek automatikus repülésszabályozó rendszerei típus-, és légiállomási tanúsításának követelményeit (pl. időállandók, tranziens idő, csillapítási tényező, erősítési tartalék, fázistartalék) sokszor valamilyen tartomány szélső értékeivel adják meg. Ez a gondolkodás kifejezetten előnyös, mert a repülésszabályozó rendszer komplex minőségi követelményei egzakt értékeit sokszor elég nehéz egyidejűleg teljesíteni. Így módon viszont a tervezők számára lehetőség nyílik az egyes

minőségi jellemzőket azok tartományába hangolni, ami gyakorlatilag azt jelenti, nem kell feltétlenül egzakt értékekre hangolni a minőségi jellemzőket. Ez a szemlélet gyakorlatilag megegyezik a Fuzzy irányítások elméletében és gyakorlatában alkalmazott megközelítéssel, amely megenged olyan gondolkodást, miszerint egy minimális és egy maximális értékkel megadott minőségi jellemző tartományán felvehetünk olyan *lágyszámított értékeket*, mint a *'középtérték'*, a *'középtértéktől alig kisebb'*, a *'középtértéktől kisebb'*, a *'középtértéktől jóval kisebb'*, a *'középtértéktől alig nagyobb'*, a *'középtértéktől nagyobb'*, és végül, a *'középtértéktől jóval nagyobb'*. Természetesen, a lágyszámítási módszerekre épülő algoritmusok is valós idejű, nagy sebességű számítást igényelnek, amelyek feltételei a kisméretű UAVk esetében leginkább a GCS-en állnak rendelkezésre, és a beavatkozó parancsjeleket a földi irányítóállomásról indítják le az UAVk fedélzetére.

A valós légi járművek aerodinamikai elvű irányítása eleve magában hordozza, hogy az egyes kormányfelületeken a megfelelő nagyságú kormányerők és nyomatékok létrehozásához időre van szükség. A SUAV fedélzeti szervo berendezések ma már meglehetősen nagy sebességgel képesek kitéríteni az aerodinamikai kormányfelületeket, és az áramlástani sajátosságok (holtidő és időkésés) miatt az erők és a nyomatékok időben csak később jelennek meg.

Természetesen, nem ez az egyedül holtidő, amely jelenlétével számolni kell az UAVk automatikus repülésszabályozásában, hanem holtidősnek tekinthetjük az alábbi folyamatokat is:

1. adatátvitel az 'UAV-GCS' viszonylatában;
2. holtidők (érzéketlenségi sávok) a robotpilóták egyes építő elemeiben;
3. PiL-szabályozási kérdések.

E dolgozat csak a PiL-szabályozási kérdésekkel foglalkozott. A jövőben érdekes lehet tovább vizsgálni az UAVk fedélzeti hardver elemeinek viselkedését is, és esetleg azonosítani olyan kritikus építő elemeket, amelyek funkcionalitása, megbízható működése a rendszer szempontjából kritikus, így kulcskérdés is.

Első olvasatra feleslegesnek tűnhet az 'UAV-GCS' adatátvitel esetleges holtidejének vizsgálata. Ha azonban alaposan megvizsgáljuk az adatátviteli csatormát, könnyű belátni, hogy a kétirányú adatátvitelt (UAV fedélzeti szenzorjelek lesugárzása, GCS parancsjelek feljuttatása az UAV fedélzetére) sokszor földön telepített követő antenna-rendszer teszi lehetővé, melynek elsődleges feladata az UAV követése, és a legmegbízhatóbb rádiókapcsolat lehetővé tétele. Az antenna automatikus szervo mechanikus hajtása önmagában is egy meglehetősen bonyolult rendszer, és lehetséges, hogy egyben a rendszer leginkább holtidős része is, így tehát könnyű belátni, hogy indokolt a teljes zárt szabályozási rendszer holtidejének a vizsgálata.

A kisméretű UAVk repülésének automatizálása sokszor komoly dilemmákat is felvet: megéri-e az anyagi befektetés olyan feladatok ellátására, amit manuálisan maga az operátor is el tud végezni?

A másik, meglehetősen komoly érv: ha az UAVt drónként (légi célként) használják, vagy az UAV rendeltetése szerint egyszer használatos (felderítési célú μ UAV, vagy harcászati 'kamikaze' UAV), megéri-e, szükséges-e a robotpilóta beépítése a fedélzetre?!

E kérdésekre a válasz egyértelműen igen, hiszen az egyes repülési feladatok végrehajtása során számos esetben fordul elő olyan manőverigény (pl. körözés felszíni pont felett, körözés várakozó légtérben, felszíni célok keresése stb.), amikor szükséges a repülés automatizálása.

Az UAVk repülési paramétereinek, repülési teljesítményének növekedésével (pl. repülési sebesség, repülési idő), de akár az időjárási feltételek (látótávolság) romlásával is könnyen kerülhet az operátor abba a helyzetbe, hogy az UAV robotpilótájára kell támaszkodnia, különben veszélyeztetheti a repülésbiztonságot, és az UAV repülés akár végzetes következményekkel, az UAV elvesztésével is járhat.

Ilyen esetekben természetesen olyan kompromisszumokra van szükség, amelyek biztosítják a megfelelő szintű repülésbiztonságot, de az UAV robotpilóta ára a teljes UAS rendszer bekerülési és üzemeltetési költségéhez képest nem lesz meghatározó.

A dolgozat 2. fejezete kutatói hipotéziseket fogalmazott meg, amelyeket a dolgozat téziseivel, azokat publikációkkal alátámasztva, hitelt érdemlően, maradéktalanul igazoltam.

Őszintén él bennem a remény, hogy az 1989 óta tartó három évtizedes kutató-, fejlesztő-, és innováló munkám előre vitte a tudományokat, és eredményeivel gazdagította a repüléstudományt is.

Remélem, hogy társadalmi felelősségvállalásommal is jó szolgálatot tettem úgy a szakmai-, mint a tudományos közéletnek is, úgy itthon, mint külföldön.

10. ÚJ TUDOMÁNYOS EREDMÉNYEK, ÉS AZOKAT ALÁTÁMASZTÓ RELEVÁNS PUBLIKÁCIÓK

Értekezésem tudományos tézisei több évtizednyi tudományos kutató-, fejlesztő-, innováló munkám eredményeit mutatják be, amelyek az alábbiak:

TI tézis: Módszertant dolgoztam ki reprezentatív szakmai-tudományos felmérés lebonyolítására, melynek segítségével országos, reprezentatív felmérést hajtottam végre az UAV/UAS rendszerekkel szemben támasztott elvárások, műszaki követelmények és tartalmak azonosítására. A felmérés összegzett, és kiértékelt eredményeire támaszkodva megalkottam egy merőben új UAV/UAS rendszer koncepcióját, amelyre építkezve elkezdődhet egy olyan UAS rendszer koncepcionális, és előzetes tervezése, amely úgy katonai-, mint nem katonai céllal sikeresen használható majd felderítési feladatokra, illetve a perimetrikus védelmi rendszerek új eleme lehet.

1. Reprezentatív szakmai felmérés adatai alapján műszaki követelményrendszert alkottam meg, amely kritérium-rendszer a prototípus UAV/UAS rendszer tervezésekor jól használható [3.9-TI, 3.10-TI, 3.11-TI, 3.12-TI, 3.13-TI, 3.14-TI, 3.15-TI, 3.16-TI].
2. Megalkottam egy multirotoros UAV-ra épülő, merőben új felfogást tükröző biztonsági rendszer új alrendszerének (*Night Watchbird UAV System*) koncepcióját, amely alkalmas nagy területen elhelyezkedő polgári-, és katonai objektumok perimetrikus védelmének segítésére, és az erők védelme hatékonyságának javítására [3.17-TI, 3.18-TI, 3.19-TI, 3.20-TI].

[3.9-TI] Dr. Szabolcsi Róbert: *Pilóta nélküli repülőgépek polgári alkalmazási lehetőségeinek vizsgálata*. Műszaki tudomány az Észak-Alföldi Régióban 2007 konferencia kiadványa. MTA Debreceni Akadémiai Bizottság, pp 59-65 (2007) (Elektronikus műszaki füzetek IV).

[3.10-TI] Róbert Szabolcsi: *Some Thoughts on the Conceptual Design of the Unmanned Aerial Systems Used in Military Applications*. XVI. Repüléstudományi Napok Konferencia. Magyarország, 2008.11.13-2008.11.14. Budapest: BME Repülőgépek és Hajók Tanszék, 2008. pp. 1-8. (ISBN:978-963-420-857-0).

[3.11-TI] Szabolcsi Róbert: *Pilóta nélküli repülőgépekkel szemben támasztott követelmények vizsgálata - az "Alpha"-csoport*. „Műszaki Tudomány az Észak-alföldi régióban 2008” tudományos konferencia kiadványa, Debreceni Akadémiai Bizottság Műszaki Szakbizottsága, Debrecen, Elektronikus Műszaki Füzetek V, pp(23-33).

[3.12-TI] Dr. habil. Szabolcsi Róbert: *Egy felmérés margójára - néhány gondolat a pilóta nélküli repülőgépek polgári és katonai alkalmazásáról*. Szolnoki Tudományos Közlemények, ISSN 1419-256X, 2060-3002, pp(1-12), 2008.

[3.13-TI] Dr. Róbert Szabolcsi: *Conceptual Design of the Unmanned Aerial Vehicle Systems Used for Military Applications*. Scientific Bulletin of "Henri Coanda" Air Force Academy, ISSN 2067-0850, 1/2009, pp(61-68), 2009.

- [3.14-TI] Róbert Szabolcsi: *Conceptual Design of Unmanned Aerial Vehicle Systems for Non-Military Applications*. Proceedings of the 11th Mini Conference on Vehicle System Dynamics, Identification and Anomalies. 800 p. Budapest, Magyarország, 2008.11.10-2008.11.12. (BME) Department of Railway Vehicles at the BME, 2010. pp. 637-644. (VSDIA 2008) (ISBN: 978 963 313 011 7).
- [3.15-TI] Róbert Szabolcsi: *Conceptual Design of the Unmanned Aerial Vehicle for the Firefighter Applications*. 12th International Conference on Scientific Research and Education in the Air Force: CD-ROM Proceedings. Brasov, Románia, 2010.05.27-2010.05.29. Brasov: Air Force Academy "Henri Coanda", 2010. pp. 1-4. (ISBN: 978-973-8415-76-8)
- [3.16-TI] Róbert Szabolcsi: *Conceptual Design of the Unmanned Aerial Vehicle for the Police Applications*. 12th International Conference on Scientific Research and Education in the Air Force: CD-ROM Proceedings. Brasov, Románia, 2010.05.27-2010.05.29. Brasov: Air Force Academy "Henri Coanda", 2010. pp. 1-4. (ISBN: 978-973-8415-76-8).
- [3.17-TI] Szabolcsi, R. *Night Watchbird UAV System: quadrotor alapú vagyónvédelmi-biztonsági rendszer előzetes koncepcionális-, és koncepcionális tervezése*. Hadmérnök, 1/2015, X. évf., pp(35-48).
- [3.18-TI] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert: *Night Watchbird UAV System: An Effective Tool Improving Force Protection Capabilities in the War Theatres*. Proceedings of the 17th International Conference "Scientific Research and Education in the Air Force" - AFASES 2015. 20th "Henri Coanda" Air Force Academy Anniversary: 1995-2015, pp(1-8).
- [3.19-TI] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert: *The Quadrotor-Based Night Watchbird UAV System Used in the Force Protection Tasks*. Knowledge Based Organization Proceedings, 1/2015, pp(101-107), 2015.
- [3.20-TI] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert: *The Quadrotor-Based Night Watchbird UAV System Used in the Force Protection Tasks*. The Complex Physiognomy of the International Security Environments, pp(201-216).

TII tézis: A légköri turbulencia egyes sebességi összetevőinek különféle kezdeti feltételek mellett történő előállítására lineáris szűrőt terveztem, melynek segítségével fehér zajból, az egyes időjárási feltételek megfelelő, és az UAV test-koordináta rendszerének tengelyeire eső véletlen szélesebbeségi vektorok idősorai számítógépes modellezés során könnyen előállíthatóak [4.32-TII, 4.33-TII, 4.36-TII, 4.37-TII, 4.38-TII, 4.39-TII].

- [4.32-TII] Dr. habil.Szabolcsi Róbert: *Mathematical Models for Gust Modeling Applied in Automatic Flight Control Systems' Design*. New challenges in the field of military sciences 2007: International Scientific Conference CD-ROM Proceedings, 2. Electrical engineering and aviation. Budapest, Magyarország, Zrínyi Miklós Nemzetvédelmi Egyetem, pp(95-118), 2007.

- [4.33-TII] Dr. habil. Szabolcsi Róbert: *Légköri turbulencia modellek és azok alkalmazása az automatikus repülésszabályozás területén*. Szolnoki Tudományos Közlemények XI, 23/1, pp(1-15), 2007.
- [4.36-TII] Prof. Dr. Róbert Szabolcsi: *Stochastic Noises Affecting Dynamic Performances of the Automatic Flight Control Systems*. Review of the Air Force Academy, 1/2009, pp(23-30), 2009.
- [4.37-TII] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert: *Stochastic Noises Affecting Dynamic Performances of the Automatic Flight Control Systems*. Proc. of the 11th International Conference "Research and Education in the Air Force AFASES 2009", Brasov, Romania, pp(1182-1192), 2009.
- [4.38-TII] Prof. Dr. Róbert Szabolcsi: *Numerical Analysis of the Low-Altitude Air Turbulence Mathematical Models Used in Modelling of the Spatial Motion of the Small Unmanned Aerial Vehicles*. Knowledge Based Organization Proceedings, Vol3, pp(120-130), 2017.
- [4.39-TII] Prof. Dr. Róbert Szabolcsi: *Numerical Analysis of the Low Altitude Air Turbulence Mathematical Models Used in Modelling of the Spatial Motion of the Small Unmanned Aerial Vehicles*. The 23rd International Conference: The Knowledge-Based Organization: Conference Proceedings 3: Applied Technical Sciences and Advanced Military Technologies, pp(120-130), 2017.

TIII tézis: UAV aeroelasztikus mozgásának modellezése során bebizonyítottam, hogy:

- 1) a rugalmas deformációk matematikai modellje hozzáadódik a merev légi jármű (UAV) térbeli mozgásának matematikai modelljéhez, más szóval az aeroelasztikus UAV modellek, mint additív paraméterbizonytalanságok viselkednek [4.43-TIII, 4.45-TIII, 4.46-TIII, 4.48-TIII, 4.49-TIII, 4.15-TIII,];
- 2) az UAV törzsének lengésképe kiemelkedő fontosságú a fedélzeti érzékelők, mint például a szögsebesség-érzékelők, és a gyorsulásmérők beépítési helyének meghatározása során [4.45-TIII, 4.15-TIII].
- 3) az aeroelasztikus légi járművek valós mozgásdinamikája jól használható a légi járművek automatikus repülésszabályozó rendszerei dinamikus szabályozóinak számítógépes tervezése során [4.40-TIII, 4.41-TIII, 4.44-TIII, 4.47-TIII].
- 4) az UAV térbeli mozgásának identifikálása során elengedhetetlenül szükséges az a matematikai rendszermodell, amelynek formájában keressük az identifikálandó rendszermodellt, melyre több alakot is javasoltam, mint például az állapotteres rendszermodell, vagy az átviteli függvény úgy zavarásmentes, mint zajos alakban [4.45-TIII, 4.15-TIII].

- [4.40-TIII] Róbert Szabolcsi: *Design of the Pitch Attitude Control System for the Aeroelastic Fighter Aircraft*. Bulletins For Applied Mathematics BAM-1240/96, LXXX, pp(29-40), 1996.

- [4.43-TIII] Szabolcsi, Róbert: *Robust Analysis of the Automatic Control Systems*. Proceedings of the International Conference on Military Technologies ICMT'07, Brno, Csehország, University of Defence, pp(447-454), 2007.
- [4.44-TIII] Szabolcsi, Róbert: *Robust Analysis of the Stability Augmentation System*. Proceedings of the International Conference on Military Technologies : ICMT'07, Brno, Csehország : University of Defence, pp(455-463), 2007.
- [4.45-TIII] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert: *Modern automatikus repülésszabályozó rendszerek*. Budapest, Magyarország, Zrínyi Miklós Nemzetvédelmi Egyetem, p415, 2011.
- [4.46-TIII] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert: *Analysis of the Robustness of the Automatic Control Systems*. Proc. of the The 15th International Conference of Scientific Papers "Scientific Research and Education in the Air Force AFASES 2013" Brasov, Romania: Air Force Academy "Henri Coanda", pp(700-707), 2013.
- [4.47-TIII] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert: *Analysis of Robustness of the UAV Stability Augmentation System*. Proc. of the The 15th International Conference of Scientific Papers "Scientific Research and Education in the Air Force AFASES 2013" Brasov, Romania. Air Force Academy "Henri Coanda", pp(708-715), 2013.
- [4.48-TIII] Prof, Dr. Szabolcsi Róbert: *Légijárművek aeroelasztikus lengései*. Hadmérnök 8: 2, pp(87-97), 2013.
- [4.49-TIII] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert: *UAV elasztikus mozgásának modellezése*. Hadmérnök8:, 2, pp(66-86), 2013.
- [4.15-TIII] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert: *Légi robotok automatikus repülésszabályozása*. Budapest, Magyarország, Óbudai Egyetem, Bánki Donát Gépész és Biztonságtechnikai Mérnöki Kar, p478, 2016.

TIV tézis: Bebizonyítottam, hogy az UAV/UAS rendszerek típus-, és légialkalmasságának tanúsítása egyaránt szolgálja úgy a tervezők, a gyártók, mint az üzemeltetők érdekeit is, és lényeges mértékben javítja az UAV/UAS rendszerek repülésbiztonságát [5.14-TIV]:

1. az UAV/UAS rendszerek típus-, és légialkalmassági tanúsításához elengedhetetlenül szükséges általános követelményrendszert dolgoztam ki: alapvető fogalmakat és definíciókat vezettem be az UAV/UAS rendszerek típus-, és légialkalmasságának mérésére, valamint azonosítottam az UAV/UAS rendszerek típus-, és légialkalmasságának tanúsításához szükséges repülési paraméterek jellemzőit [5.15-TIV, 5.23-TIV, 5.24-TIV, 5.25-TIV, 5.26-TIV, 5.29-TIV, 5.32-TIV];
2. az UAV/UAS rendszerek fedélzeti automatikus repülésszabályozó rendszere típus-, és légialkalmassági vizsgálatához követelményrendszert dolgoztam ki, amely lehetővé teszi az UAV hosszirányú, és az oldalirányú irányítási csatornáinak vizsgálatát, és megfelelési tanúsítását. A számítógépes szimulációkhoz megfelelő MATLAB környezetet alakítottam ki [5.27-TIV, 5.28-TIV, 5.30-TIV, 5.31-TIV].

[5.14-TIV] Szabolcsi R.: *UAV és UAS rendszerek légialkalmassági tanúsítása: barát vagy ellenség?!* Műszaki Tudomány az Észak-kelet Magyarországi Régióban 2013

tudományos konferencia kiadványa. Elektronikus műszaki füzetek XIII, ISBN 978-963-7064-30-2, pp(1-10), MTA Debreceni Akadémiai Bizottság, 2013.

- [5.15-TV] Szabolcsi, R. *Pilóta nélküli légi jármű rendszerek légi alkalmassági jellemzői, és a légi alkalmassági tanúsítás követelményei*. Szolnoki Tudományos Közlemények, XII. évf., 1. szám, ISSN 1419-256X (2060-3002), pp (64-75), 2013.
- [5.23-TIV] Szabolcsi, R. *TUAV automatikus repülésszabályozó rendszer típus-, és légi alkalmassági tanúsítása*. Hadmérnök, 2013/4. szám, p(26-32).
- [5.24-TIV] Szabolcsi, R. *A New Concept of the Basic Terms and Definitions for Measuring the UAV and UAS Systems Compliance with Airworthiness Criteria*. Bolyai Szemle, ISSN 1416-1443, 1/2014, XXIII. évf., pp(5-18), 2014.
- [5.25-TIV] Szabolcsi, R. *A New Concept of the Unmanned Aerial Vehicles Flying and Handling Qualities*. Bolyai Szemle, ISSN 1416-1443, 1/2014, XXIII. évf., pp(19-26), 2014.
- [5.26-TIV] Szabolcsi, R. *Pilóta nélküli légi járművek automatikus repülésszabályozó rendszerei típus- és légi alkalmassági tanúsításának megfelelési kritériumai*. Hadtudomány, ISSN 1215-4121, 1/2014., XXIV. évf., E-szám, pp(90-104), 2014.
- [5.27-TIV] Szabolcsi, R. *UAV Longitudinal Motion Flying Qualities Applied in Airworthiness Certification Procedure*. Land Forces Academy Review, ISSN 2247-840X, eISSN 1582-6384, 2/2014(74), pp(208-216), 2014.
- [5.28-TIV] Szabolcsi, R. *UAV automatikus repülésszabályozó rendszer típus- és légi alkalmassági tanúsításának megfelelési kritériumai - hosszirányú mozgás*. Hadmérnök, ISSN 1788-1919, 2/2014, IX. évf., pp(149-157), 2014.
- [5.29-TIV] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert: *A New Approach of Certification of the Airworthiness of the UAV Automatic Flight Control System*. Land Forces Academy Review, 4/2014: Vol76, pp(423-431), 2014.
- [5.30-TIV] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert: *UAV automatikus repülésszabályozó rendszer típus- és légi alkalmassági tanúsításának megfelelési kritériumai - oldalirányú mozgás*. Bolyai Szemle XXIII: Vol2, pp(85-97), 2014.
- [5.31-TIV] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert: *Lateral/Directional Flying Qualities Applied in UAV Airworthiness Certification Process*. Land Forces Academy Review, 3/2014: Vol75, pp(336-346), 2014.
- [5.32-TIV] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert: *Newest Provisions in Regulations Applied for Small Unmanned Aircraft Systems*. Review of the Air Force Academy, No1(28)2015, pp(7-12), 2015.

TV tézis: Szakirodalmi kutatásokra alapozva megállapítottam, hogy az UAVk automatikus repülésszabályozó (robotpilóta) rendszereinek tervezése során széles körben használatosak a modern számítógépes tervező rendszerek, amelyek lényegesen lerövidítik egy-egy UAV

prototípusának fejlesztési idejét, csökkentik a költségeket, és javítják a hatékonyságot [7.9-TV, 7.21-TV, 7.22-TV, 7.40-TV, 7.41-TV]:

1. optimális PID-szabályozót terveztem, illetve a pólus allokáció elvére épülő szabályozótervezést hajtottam végre a 'Trainer-60' SUAV identifikált modelljein [7.13-TV, 7.24-TV];
2. az LQR tervezési módszer segítségével optimális szabályozót terveztem a 'Trainer-60' SUAV részére. Igazoltam a módszer alkalmazhatóságát, bebizonyítottam a módszer alkalmazásának előnyeit, és vizsgáltam az alkalmazásának korlátait is [7.34-TV, 7.35-TV, 7.36-TV, 7.37-TV, 7.38-TV, 7.43-TV];
3. a hagyományos, egyszerű LQG tervezési módszer segítségével optimális szabályozót terveztem a 'Trainer-60' SUAV részére. Bebizonyítottam, hogy az LQG módszer jól alkalmazható a sztochasztikus külső zavarások és belső zajok jelenléte mellett, igazoltam a módszer alkalmazásának előnyeit, és vizsgáltam az alkalmazásának korlátait is [7.41-TV, 7.43-TV, 7.56-TV].
4. elvégeztem a 'Trainer-60' SUAV robotpilótájának előzetes tervezését a H_2 és H_∞ kritérium szerint is. Igazoltam e módszerek alkalmazhatóságát, és bebizonyítottam az egyes módszerek alkalmazásának előnyeit, és vizsgáltam az alkalmazásuk korlátait is. Megállapítottam, hogy az alkalmazott tervezési eljárások segítségével a zárt szabályozási rendszerek előírt minőségi jellemzői biztosíthatóak. A zárt repülésszabályozó rendszerek robusztuságának vizsgálatára a zárt rendszerek $S(s)$ és a $T(s)$ eredő átviteli függvényeit használtam [7.64-TV, 7.71-TV].
5. csúszóhorizontú MPC szabályozások elméleti hátterét foglaltam össze, és igazoltam, hogy a módszer jól használható UAVk robotpilótáinak tervezése során, amikor is a lekövetendő referencia jel jól mintázza a tipikus UAV repülési helyzeteket akár normál, akár veszélyes repülési helyzetekben is [7.75-TV, 7.76-TV].
6. A szabályozók tervezéséhez saját MATLAB függvénykönyvtárat hoztam létre, amely magába foglalja úgy a rendszertervezést, mint a megtervezett zárt szabályozási rendszer stabilitásvizsgálatát, valamint a szűkebb értelemben vett minőségi jellemzők (pl. tranziens idő, túlszabályozás, erősítési tartalék, fázistartalék) számítását is [7.13-TV, 7.24-TV, 7.34-TV, 7.35-TV, 7.36-TV, 7.37-TV, 7.38-TV, 7.43-TV, 7.56-TV, 7.64-TV, 7.71-TV].

[7.9-TV] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert (szerk.): *Légi robotok automatikus repülésszabályozása*. Budapest: Óbudai Egyetem, Bánki Donát Gépész és Biztonságtechnikai Mérnöki Kar, 2016. 478 p. ISBN: 978-615-5460-23-4.

[7.13-TV] Prof. Dr. Róbert Szabolcsi: *Optimal PID Controller Based Autopilot Design and System Modelling for Small Unmanned Aerial Vehicle*. Review of the Air Force Academy, No.3 (38)/2018, pp(43-58).

[7.21-TV] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert (szerk.): *Korszerű szabályozási rendszerek számítógépes tervezése*. Budapest: Zrínyi Miklós Nemzetvédelmi Egyetem, 415 p. ISBN: 978-615-5057-26-7, 2011.

- [7.22-TV] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert (szerk.): *Modern automatikus repülésszabályozó rendszerek*. Budapest: Zrínyi Miklós Nemzetvédelmi Egyetem, 2011. 415 p. ISBN: 978-963-7060-32-8.
- [7.24-TV] Prof. Dr. Róbert Szabolcsi: *Pole Placement Technique Applied in Unmanned Aerial Vehicles Automatic Flight Control System Design*. Land Forces Academy Review 1(89)/2018: pp. 88-98. (2018).
- [7.34-TV] Prof. Dr. Róbert Szabolcsi: *Design and Development of the LQR Optimal Controller for the Unmanned Aerial Vehicle*. Review of the Air Force Academy, ISSN 1842-9238, eISSN 2069-4733, 1:(36/2018), pp. 45-54. (2018).
- [7.35-TV] R. Szabolcsi: *Solution of the Flight Path Tracking Problems in UAV Automatic Flight Control Systems*. Proc. of the 19th International Conference “The Knowledge-based Organization” KBO 2011, Conference Proceedings3: Session ‘Applied technical Sciences and Advanced Military Technology’, pp(385-395).
- [7.36-TV] R. Szabolcsi: *LQ-Based Algorithms Applied in Solution of the UAV Flight Path Tracking Problems*. Proc. of the 19th International Conference “The Knowledge-based Organization” KBO 2011, Conference Proceedings3: Session ‘Applied technical Sciences and Advanced Military Technology’, pp(396-402).
- [7.37-TV] R. Szabolcsi: *LQ-Based Preliminary Design of the Multirotor UAV Automatic Flight Control System*. Proc. of the 17th International Conference “The Knowledge-based Organization” KBO 2011, Session ‘Applied technical Sciences and Advanced Military Technology’, pp(187-197).
- [7.38-TV] R. Szabolcsi: *UAV Controller Synthesis Using LQ-Based Design Methods*. The International Conference of Scientific Papers, 1/2011, pp(1252-1254).
- [7.40-TV] Szabolcsi Róbert: *Pilótanélküli repülőgép repülésszabályozó rendszerének előzetes méretezése*. Repüléstudományi Közlemények (1997-TŐL) (ISSN: 1417-0604) (eISSN: 1789-770X) XVII:(38/2) pp 1-15. (2005)
- [7.41-TV] Szabolcsi Róbert: *Robust Controller Synthesis for the Aircraft Pitch Attitude Control System*. Repüléstudományi Közlemények (1997-TŐL) (ISSN: 1417-0604) (eISSN: 1789-770X) XII:(29/1) pp. 79-88. (2000).
- [7.43-TV] R. Szabolcsi: *Aircraft Flight Control Systems’ Optimization Using LQR and LQG Methods*. Proc. of the 5th Minin Conference on Vehicle Systems Dynamics, Identification and Anomalies, pp(435-444), 1996.
- [7.56-TV] Prof. Dr. Róbert Szabolcsi: *Robust LQG Controller Design for the Small Unmanned Aerial Vehicle*. Review of the Air Force Academy, ISSN 1842-9238, eISSN 2069-4733, 1:(36/2018) pp. 31-38. (2018).
- [7.64-TV] Prof. Dr. Róbert Szabolcsi: *Robust Control System Design for Small UAV Using H_2 -optimization*. Land Forces Academy Review (ISSN: 2247-840X) (eISSN: 1582-6384) 2/2018: (90/2018) pp. 151-159. (2018).

- [7.71-TV] Prof. Dr. Róbert Szabolcsi: *Robust H_∞ Optimal Controller Design for the Small Unmanned Aerial Vehicle*. Land Forces Academy Review, 4 (92)/2018, pp(313-322)
- [7.75-TV] Prof. Dr. Róbert Szabolcsi: *Model Predictive Control Applied in UAV Flight Path Tracking Missions*. Review of the Air Force Academy, Vol. XVII, No.1 (39)/2019, pp(49-62), 2019.
- [7.76-TV] Prof. Dr. Róbert Szabolcsi: *Kisméretű UAV modell prediktív alapú irányítása*. Repüléstudományi Közlemények, eISSN 1789-770X, 1/2019, pp(125-139), 2019.

TVI tézis: Szakirodalmi kutatások és saját tudományos kutatómunkám eredményeként megállapítottam, hogy a holtidő matematikai modellezése elengedhetetlen, főleg erre érzékeny irányítási rendszerekben. A holtidő lineáris közelítésére a Padé-approximáció módszerét alkalmaztam.

1. számításokkal és számítógépes szimulációkkal bebizonyítottam, hogy megfelelő pontosságú (2% hiba) közelítés $n=5$, és ettől magasabb rendszámok esetén várható. A közelítés felső rendszáma $n=69$, amikor még nem lelhető fel instabilitás a közelítő holtidős modellek viselkedésében [8.11-TVI, 8.12-TVI, 8.13-TVI].
2. szakirodalmi kutatások alapján megállapítottam, hogy az UAV kezelők (operátorok) tevékenységének modellezésére számos modell ismert, és alkalmazott. Elvégeztem az egyes matematikai modellek vizsgálatát, meghatároztam a rendszermodellek jellemzőit, amelyek befolyásolják a zárt szabályozási rendszerek stabilitását [8.8-TVI, 8.9-TVI, 8.10-TVI].
3. Az UAV kezelők PD-TD modelljét alapul véve, meghatároztam az UAV operátor τ holtidejének, a K_p erősítésének, és a T_p predikciós időállandójának kritikus értékeit, amelyek destabilizálják a zárt UAV PiL szabályozási rendszer viselkedését [8.8-TVI, 8.9-TVI, 8.14-TVI, 8.15-TVI].
4. A matematikai és az irányításméleti feladatok megoldására saját MATLAB függvénykönyvtárat hoztam létre [8.8-TVI, 8.9-TVI, 8.10-TVI, 8.11-TVI, 8.12-TVI, 8.13-TVI, 8.14-TVI, 8.15-TVI].

[8.8-TVI] Szabolcsi Róbert: *A repülőgép-vezető repülésbiztonság szempontjából kritikus paramétereinek meghatározása*. Debreceni Műszaki Közlemények, ISSN 1785-0622, 3/2006, pp(13-24), 2006.

[8.9-TVI] Dr. habil. Szabolcsi Róbert: *A repülőgép-vezető kritikus paramétereinek komplex vizsgálata az oldalirányú irányítási csatornában*. Repüléstudományi Közlemények (1997-től) (1417-0604 1789-770X): XVIII 38/1. pp 97-117 (2006).

[8.10-TVI] Dr. habil Szabolcsi Róbert: *A repülőgép-vezető hagyományos és modern matematikai modellezése a repülőgépek irányítási rendszerében*. Repüléstudományi Közlemények (1997-től) (1417-0604 1789-770X): XVIII 38/2 pp 1-18 (2006).

- [8.11-TVI] Dr. Szabolcsi Róbert: *Holtidős tagok közelítése Padé-sorokkal*. Repüléstudományi Közlemények (1997-től) (1417-0604 1789-770X): 2007 1 pp 110-129 (2007).
- [8.12-TVI] Dr. habil Szabolcsi Róbert: *Modeling of the Human Pilot time delay Using Padé Series*. Academic and Applied Research in Military Science (1588-8789 1788-0017): 6 3 pp 405-428 (2007).
- [8.13-TVI] Dr. habil Szabolcsi Róbert: *Handling Time Delay in Control of Unmanned Robots*. Bolyai Szemle (1416-1443): XVII 4 pp 47-60 (2008).
- [8.14-TVI] Prof. Dr. Róbert Szabolcsi: *Pilot-in-the-Loop Problem and its Solution*. Review of the Air Force Academy (1842-9238 2069-4733): 1/2009 pp 12-22 (2009) (Selected Paper of the 11th International Conference "Research and Education in the Air Force" AFASES 2009).
- [8.15-TVI] Prof. Dr. Róbert Szabolcsi: *Pilot-in-the-Loop Problem and its Solution*. Proc. of the 11th International Conference "Research and Education in the Air Force" - AFASES 2009, Brasov, Romania, pp(1169-1181), 2009.

11. FELHASZNÁLT IRODALOM

2. fejezet

- [2.1] <https://www.gov.uk/government/news/army-start-biggest-military-robot-exercise-in-british-history-defence-secretary-announces> (Letöltve: 2018. november 16.)
- [2.2] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert (szerk.): *Légi robotok automatikus repülésszabályozása*. Budapest: Óbudai Egyetem, Bánki Donát Gépész és Biztonságtechnikai Mérnöki Kar, 2016. 478 p. ISBN: 978-615-5460-23-4.
- [2.3] <http://www.bhe-mw.eu/product/20140516/bxap15-unmanned-aerial-vehicle-uav> (Letöltve: 2018. november 19.)
- [2.4] Méhes Lénárd: *A magyar fejlesztésű Meteor pilótanélküli repülőgép-család*. I. rész. Haditechnika 2014/3, pp(61-65).
- [2.5] Méhes Lénárd: *A magyar fejlesztésű Meteor pilótanélküli repülőgép-család*. II. rész. Haditechnika 2014/4, pp(42-45).
- [2.6] <https://www.hmei.hu/kutatas-fejlesztis/#PNR> (Letöltve: 2018. november 19.)

3. fejezet

- [3.1] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert (szerk.): *Légi robotok automatikus repülésszabályozása*. Budapest: Óbudai Egyetem, Bánki Donát Gépész és Biztonságtechnikai Mérnöki Kar, 2016. 478 p. ISBN: 978-615-5460-23-4.
- [3.2] <http://www.bhe-mw.eu/product/20140516/bxap15-unmanned-aerial-vehicle-uav> (Letöltés: 2018. november 19.)
- [3.3] Méhes Lénárd: *A magyar fejlesztésű Meteor pilótanélküli repülőgép-család*. I. rész. Haditechnika 2014/3, pp(61-65).
- [3.4] Méhes Lénárd: *A magyar fejlesztésű Meteor pilótanélküli repülőgép-család*. II. rész. Haditechnika 2014/4, pp(42-45).
- [3.5] <https://www.hmei.hu/kutatas-fejlesztis/#PNR> (Letöltés: 2018. november 19.)
- [3.6] <https://www.e-education.psu.edu/geog892/node/5> (Letöltve: 2018. november 16.)
- [3.7.] <http://www.gutenberg.org/files/29579/29579-h/29579-h.htm>
- [3.8] http://en.wikipedia.org/wiki/Robert_Sheckley
- [3.9-TI] Dr. Szabolcsi Róbert: *Pilóta nélküli repülőgépek polgári alkalmazási lehetőségeinek vizsgálata*. Műszaki tudomány az Észak-Alföldi Régióban 2007 konferencia kiadványa. MTA Debreceni Akadémiai Bizottság, pp 59-65 (2007) (Eletronikus műszaki füzetek IV).
- [3.10-TI] Róbert Szabolcsi: *Some Thoughts on the Conceptual Design of the Unmanned Aerial Systems Used in Military Applications*. XVI. Repüléstudományi Napok Konferencia. Magyarország, 2008.11.13-2008.11.14. Budapest: BME Repülőgépek és Hajók Tanszék, 2008. pp. 1-8. (ISBN:978-963-420-857-0).

[3.11-TI] Szabolcsi Róbert: *Pilóta nélküli repülőgépekkel szemben támasztott követelmények vizsgálata - az "Alpha"-csoport*. „Műszaki Tudomány az Észak-alföldi régióban 2008” tudományos konferencia kiadánya, Debreceni Akadémiai Bizottság Műszaki Szakbizottsága, Debrecen, Elektronikus Műszaki Füzetek V, pp(23-33).

[3.12-TI] Dr. habil Szabolcsi Róbert: *Egy felmérés margójára - néhány gondolat a pilóta nélküli repülőgépek polgári és katonai alkalmazásáról*. Szolnoki Tudományos Közlemények, ISSN 1419-256X, 2060-3002, pp(1-12), 2008.

[3.13-TI] Dr. Róbert Szabolcsi: *Conceptual Design of the Unmanned Aerial Vehicle Systems Used for Military Applications*. Scientific Bulletin of "Henri Coanda" Air Force Academy, ISSN 2067-0850, 1/2009, pp(61-68), 2009.

[3.14-TI] Róbert Szabolcsi: *Conceptual Design of Unmanned Aerial Vehicle Systems for Non-Military Applications*. Proceedings of the 11th Mini Conference On Vehicle System Dynamics, Identification and Anomalies. 800 p. Budapest, Magyarország, 2008.11.10-2008.11.12. (BME) Department of Railway Vehicles at the BME, 2010. pp. 637-644. (VSDIA 2008) (ISBN: 978 963 313 011 7).

[3.15-TI] Róbert Szabolcsi: *Conceptual Design of the Unmanned Aerial Vehicle for the Firefighter Applications*. 12th International Conference on Scientific Research and Education in the Air Force: CD-ROM Proceedings. Brasov, Románia, 2010.05.27-2010.05.29. Brasov: Air Force Academy "Henri Coanda", 2010. pp. 1-4. (ISBN: 978-973-8415-76-8)

[3.16-TI] Róbert Szabolcsi: *Conceptual Design of the Unmanned Aerial Vehicle for the Police Applications*. 12th International Conference on Scientific Research and Education in the Air Force: CD-ROM Proceedings. Brasov, Románia, 2010.05.27-2010.05.29. Brasov: Air Force Academy "Henri Coanda", 2010. pp. 1-4. (ISBN: 978-973-8415-76-8).

[3.17-TI] Szabolcsi, R. *Night Watchbird UAV System: quadrotor alapú vagyónvédelmi-biztonsági rendszer előzetes koncepcionális-, és koncepcionális tervezése*. Hadmérnök, 1/2015, X. évf., pp(35-48).

[3.18-TI] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert: *Night Watchbird UAV System: An Effective Tool Improving Force Protection Capabilities in the War Theatres*. Proceedings of the 17th International Conference "Scientific Research and Education in the Air Force" - AFASES 2015. 20th "Henri Coanda" Air Force Academy Anniversary: 1995-2015, pp(1-8).

[3.19-TI] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert: *The Quadrotor-Based Night Watchbird UAV System Used in the Force Protection Tasks*. Knowledge Based Organization Proceedings, 1/2015, pp(101-107), 2015.

[3.20-TI] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert: *The Quadrotor-Based Night Watchbird UAV System Used in the Force Protection Tasks*. The Complex Physiognomy of the International Security Environments, pp(201-216).

[3.21] <https://roborder.eu/> (Letöltés: 2019. február 26.)

4. fejezet

[4.1] Бюшгенс, Г. С. – Студнев, Р. В. *Динамика продольного и бокового движения*, Машиностроение, Москва, 1979.

- [4.2] Бюшгенс, Г. С. – Студнев, Р. В. *Динамика самолёта – пространственное движение*, Машиностроение, Москва, 1983.
- [4.3] McCormick, B. W. *Aerodynamics, Aeronautics, and Flight Mechanics*, John Wiley & Sons, New York–Chichester–Brisbane–Toronto, 1979.
- [4.4] Hacker, T. *Flight Stability and Control*, American Elsevier Publishing Company, Inc., New York, 1970.
- [4.5] Dickinson, B. *Aircraft Stability and Control for Pilots and Engineers*, Sir Isaac Pitman & Sons Ltd, London, 1968.
- [4.6] Под ред. Мхитаряна, А. М. *Динамика полёта*, Машиностроение, Москва, 1971.
- [4.7] Асланян, А. Э. *Системы автоматического управления полётом летательных аппаратов*, Часть I, Киевское Высшее Военное Авиационное Инженерное Училище, Киев, 1984.
- [4.8] Blakelock, J. H. *Automatic Control of Aircraft and Missiles*, John Wiley and Sons, New York-London-Sydney, 1965.
- [4.9] Duncan, W. J. *The Principles of the Control and Stability of Aircraft*, The Syndics of the Cambridge university Press, 1952.
- [4.10] McLean, D. *Automatic Flight Control Systems*, Prentice-Hall International Ltd., New York–London–Toronto–Sydney–Tokyo–Singapore, 1990.
- [4.11] Nelson, R. C. *Flight Stability and Control*, McGraw-Hill Companies, Inc., 1998.
- [4.12] Rácz, E. *Repülőgépek*, Tankönyvkiadó, Budapest, 1985.
- [4.13] Szabolcsi, R.: *Modern automatikus repülésszabályozó rendszerek*, Zrínyi Miklós Nemzetvédelmi Egyetem, ISBN 978-963-7060-32-8, p415, 2011.
- [4.14] Beard, R. W. – McLain, T.W.: *Small Unmanned Aircraft*. Princeton University Press, Princeton and Oxford, ISBN 978-0-691-14921-9, 2012.
- [4.15-III] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert: *Légi robotok automatikus repülésszabályozása*. Budapest: Óbudai Egyetem, Bánki Donát Gépész és Biztonságtechnikai Mérnöki Kar, 2016. 478 p. ISBN: 978-615-5460-23-4.
- [4.16] Korn, G. A. *Random-Process Simulation and Measurements*, McGraw-Hill Book Company, New York-Toronto-London-Sydney, 1966.
- [4.17] Csáki, F. *Szabályozások dinamikája – lineáris rendszerek*, Akadémiai Kiadó, Budapest, 1974.
- [4.18] Красовский, А. А. – Вавилов, Ю. А. – Сучков, А. И.: *Системы автоматического управления летательных аппаратов*, Издание ВВИА им. проф. Н. Е. Жуковского, Москва, 1986.
- [4.19] Grimble, M. J. *Robust Industrial Control — Optimal Design Approach for Polynomial Systems*, Prentice-Hall International Inc., 1994.
- [4.20] Maciejowski, J. M. *Multivariable Feedback Design*, Addison-Wesley Publishing Company, 1989.
- [4.21] Morari, M., Zafiriou, E. *Robust Process Control*, Prentice-Hall International, Inc.,

- 1991.
- [4.22] Dahleh, M. A., Diaz-Bobillo, I. J. *Control of Uncertain Systems – A Linear Programming Approach*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1995.
- [4.23] Weinmann, A. *Uncertain Models and Robust Control*, Springer-Verlag, Wien, New York, 1991.
- [4.24] Bisplinghoff, R. L. – Ashley, H. – Halfman, R. L. *Aeroelasticity*, Addison–Wesley Publishing Company, Inc., Cambridge, Mass., 1955.
- [4.25] Bisplinghoff, R. L. – Ashley, H. *Principles of Aeroelasticity*, John Wiley and Sons, Inc., New York–London, 1962.
- [4.26] Dowell, E. H. *A Modern Course in Aeroelasticity*, Kluwer Academic Publishers, Dordrecht–Boston–London, 1995.
- [4.27] Kármán, T. – Biot, M. A. *Matematikai módszerek műszaki feladatok megoldására*, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1967.
- [4.28] Duncan, W. J. *The Principles of the Control and Stability of Aircraft*, The Syndics of the Cambridge University Press, 1952.
- [4.29] Megson, T. H. G. *Aircraft Structures*. A Division of Hodder & Stoughton, London–Melbourne–Auckland, 1990.
- [4.30] Лебедев, А. А. – Карабанов, В. А. *Динамика систем управления беспилотными летательными аппаратами*, Машиностроение, Москва, 1965.
- [4.31] Под ред. Чернобровкина, Л. С. *Беспилотные летательные аппараты*, Машиностроение, Москва, 1967.
- [4.32-TII] Dr. habil. Szabolcsi Róbert: *Mathematical Models for Gust Modeling Applied in Automatic Flight Control Systems' Design*. New challenges in the field of military sciences 2007: International Scientific Conference CD-ROM Proceedings, 2. Electrical engineering and aviation. Budapest, Magyarország, Zrínyi Miklós Nemzetvédelmi Egyetem, pp(95-118), 2007.
- [4.33-TII] Dr. habil. Szabolcsi Róbert: *Légköri turbulencia modellek és azok alkalmazása az automatikus repülésszabályozás területén*. Szolnoki Tudományos Közlemények XI, 23/1, pp(1-15), 2007.
- [4.34] Szabolcsi, Róbert, Mészáros, György: *Computer Aided Simulation of the Random Atmospheric Turbulences*. Proc. of the 5th International Conference on Crisis Management, pp(366-379). Brno, Csehország, University of Defence, 2008.
- [4.35] Róbert Szabolcsi, György Mészáros: *Computer Aided Simulation of the Random Atmospheric Turbulences*. Proc. of the International Conference 'Scientific Research and Education in the Air Force – AFASES', Brasov, Romania, pp(635-649), 2008.
- [4.36-TII] Prof Dr. Róbert Szabolcsi: *Stochastic Noises Affecting Dynamic Performances of the Automatic Flight Control Systems*. Review of the Air Force Academy, 1/2009, pp(23-30), 2009.
- [4.37-TII] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert: *Stochastic Noises Affecting Dynamic Performances of the Automatic Flight Control Systems*. Proc. of the 11th International Conference

- "Research and Education in the Air Force AFASES 2009", Brasov, Romania, pp(1182-1192), 2009.
- [4.38-TII] Prof. Dr. Róbert Szabolcsi: *Numerical Analysis of the Low-Altitude Air Turbulence Mathematical Models Used in Modelling of the Spatial Motion of the Small Unmanned Aerial Vehicles*. Knowledge Based Organization Proceedings, Vol3, pp(120-130), 2017.
- [4.39-TII] Prof. Dr. Róbert Szabolcsi: *Numerical Analysis of the Low Altitude Air Turbulence Mathematical Models Used in Modelling of the Spatial Motion of the Small Unmanned Aerial Vehicles*. The 23rd International Conference: The Knowledge-Based Organization: Conference Proceedings 3: Applied Technical Sciences and Advanced Military Technologies, pp(120-130), 2017.
- [4.40-TIII] Róbert Szabolcsi: *Design of the Pitch Attitude Control System for the Aeroelastic Fighter Aircraft*. Bulletins For Applied Mathematics BAM-1240/'96, LXXX, pp(29-40), 1996.
- [4.41] Szabolcsi, R; Gáspár, P. *Flight Control System Synthesis for the Aero-elastic Jet Fighter Aircraft*. ROCOND 97 Robust control design : a proceedings volume from the 2nd IFAC Symposium, Budapest, Hungary, 25 - 27 June 1997, Oxford, Egyesült Királyság / Anglia : Pergamon Press, pp(453-458), 1997.
- [4.42] Szabolcsi, Róbert; Szegedi, Péter: *Robustness Stability and Robust Performance of the Automatic Flight Control Systems*. Academic and Applied Research in Military Science 1, pp(253-269), 2002.
- [4.43-TIII] Szabolcsi, Róbert: *Robust Analysis of the Automatic Control Systems*. Proceedings of the International Conference on Military Technologies ICMT'07, Brno, Csehország, University of Defence, pp(447-454), 2007.
- [4.44-TIII] Szabolcsi, Róbert: *Robust Analysis of the Stability Augmentation System*. Proceedings of the International Conference on Military Technologies : ICMT'07, Brno, Csehország : University of Defence, pp(455-463), 2007.
- [4.45-TIII] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert: *Modern automatikus repülésszabályozó rendszerek*. Budapest, Magyarország, Zrínyi Miklós Nemzetvédelmi Egyetem, p415, 2011.
- [4.46-TIII] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert: *Analysis of the Robustness of the Automatic Control Systems*. Proc. of the The 15th International Conference of Scientific Papers "Scientific Research and Education in the Air Force AFASES 2013" Brasov, Romania: Air Force Academy "Henri Coanda", pp(700-707), 2013.
- [4.47-TIII] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert: *Analysis of Robustness of the UAV Stability Augmentation System*. Proc. of the The 15th International Conference of Scientific Papers "Scientific Research and Education in the Air Force AFASES 2013" Brasov, Romania. Air Force Academy "Henri Coanda", pp(708-715), 2013.
- [4.48-TIII] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert: *Légijárművek aeroelasztikus lengései*. Hadmérnök 8: 2, pp(87-97), 2013.
- [4.49-TIII] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert: *UAV elasztikus mozgásának modellezése*. Hadmérnök8, 2, pp(66-86), 2013.

- [4.15-TIII] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert: *Légi robotok automatikus repülésszabályozása*. Budapest, Magyarország, Óbudai Egyetem, Bánki Donát Gépész és Biztonságtechnikai Mérnöki Kar, p478, 2016.
- [4.50] MATLAB 9.4 (R2018b), User's Guide, The MathWorks, 2018.
- [4.51] MATLAB 9.4 Control System Designer/Control System Toolbox 10.4, User's Guide, The MathWorks, 2018.
- [4.52] MATLAB 9.4 (R2018b) System Identification Toolbox 9.9, The MathWorks, 2018.

5. fejezet

- [5.1] „Légiközlekedésről szóló 1995. évi XCVII. Törvény, 1995.
- [5.2] „Az állami légi járművek nyilvántartásáról, gyártásáról és javításáról, valamint a típus- és légi alkalmasságáról 21/1998. (XII. 21.) HM rendelet, 1998.
- [5.3] MIL-HDBK-516A, Department of Defense Handbook, Airworthiness Certification Criteria, DoD, USA, 2004.
- [5.4] Aircraft Certification Service – Airworthiness Directives Manual, US Department of Transportation, Federal Aviation Administration, 2010.
- [5.5] MIL-F-8785C, Notice 2, Flying Qualities of Piloted Airplanes, 1996.
- [5.6] MIL-F-9490D, Notice 1, Flight Control Systems – Design, Installation, and Test of Piloted Aircraft, General Specification, 1992.
- [5.7] MIL-C-18244A, Amendment 1, Control and Stabilization System: Automatic, Piloted Aircraft, General Specification, 1993.
- [5.8] MIL-F-83300: Flying Qualities of Piloted V/STOL Aircraft, 1985.
- [5.9] MIL-STD-1797A, Notice 3, Flying Qualities of Piloted Aircraft, Department of Defense, Interface Standard, 2004.
- [5.10] MIL-H-8501A Helicopter Flying and Ground Qualities: General Requirements, U.S. Washington D. C., Department of Defense, 1961.
- [5.11] MIL-F-83300 Flying Qualities of Piloted VSTOL Aircraft, U.S. Washington D. C., Department of Defense, 1970.
- [5.12] 47/2008. (HK 10.) HM VTI SZÁT közlemény NATO egységesítési egyezmények elfogadásáról, Honvédelmi Közlöny, CXXV. évf., 10. szám, 2008. június 24.
- [5.13] NATO STANAG 4671 Unmanned Aerial Vehicles Systems Airworthiness Requirements (USAR), NSA/0976(2009)-JAIS/4671, 2009.
- [5.14-TIV] Szabolcsi R.: *UAV és UAS rendszerek légi alkalmassági tanúsítása: barát vagy ellenség?! Műszaki Tudomány az Észak-kelet Magyarországi Régióban 2013 tudományos konferencia kiadványa. Elektronikus műszaki füzetek XIII, ISBN 978-963-7064-30-2, pp(1-10), MTA Debreceni Akadémiai Bizottság, 2013.*

- [5.15-TIV] Szabolcsi, R. *Pilóta nélküli légi jármű rendszerek légi alkalmassági jellemzői, és a légi alkalmassági tanúsítás követelményei*. Szolnoki Tudományos Közlemények, XII. évf., 1. szám, ISSN 1419-256X (2060-3002), pp (64-75), 2013.
- [5.16] <http://www.faa.gov/>
- [5.17] <http://www.casa.gov.au/>
- [5.18] <http://www.easa.europa.eu/>
- [5.19] <https://www.caa.co.uk>
- [5.20] McLean, D. *Automatic Flight Control Systems*. Prentice-Hall International Ltd., New York-London-Toronto-Sydney-Tokyo-Singapore, 1990.
- [5.21] Szabolcsi, R. *Modern automatikus repülésszabályozó rendszerek*. ISBN 978-963-7060-328, p415, Zrínyi Miklós Nemzetvédelmi Egyetem, 2011.
- [5.22] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert (szerk.): *Légi robotok automatikus repülésszabályozása*. Budapest: Óbudai Egyetem, Bánki Donát Gépész és Biztonságtechnikai Mérnöki Kar, 2016. 478 p. ISBN: 978-615-5460-23-4.
- [5.23-TIV] Szabolcsi, R. *TUAV automatikus repülésszabályozó rendszer típus-, és légi alkalmassági tanúsítása*. Hadmérnök, 2013/4. szám, p(26-32).
- [5.24-TIV] Szabolcsi, R. *A New Concept of the Basic Terms and Definitions for Measuring the UAV and UAS Systems Compliance with Airworthiness Criteria*. Bolyai Szemle, ISSN 1416-1443, 1/2014, XXIII. évf., pp(5-18), 2014.
- [5.25-TIV] Szabolcsi, R. *A New Concept of the Unmanned Aerial Vehicles Flying and Handling Qualities*. Bolyai Szemle, ISSN 1416-1443, 1/2014, XXIII. évf., pp(19-26), 2014.
- [5.26-TIV] Szabolcsi, R. *Pilóta nélküli légi járművek automatikus repülésszabályozó rendszerei típus- és légi alkalmassági tanúsításának megfelelési kritériumai*. Hadtudomány, ISSN 1215-4121, 1/2014., XXIV. évf., E-szám, pp(90-104), 2014.
- [5.27-TIV] Szabolcsi, R. *UAV Longitudinal Motion Flying Qualities Applied in Airworthiness Certification Procedure*. Land Forces Academy Review, ISSN 2247-840X, eISSN 1582-6384, 2/2014(74), pp(208-216), 2014.
- [5.28-TIV] Szabolcsi, R. *UAV automatikus repülésszabályozó rendszer típus- és légi alkalmassági tanúsításának megfelelési kritériumai - hosszirányú mozgás*. Hadmérnök, ISSN 1788-1919, 2/2014, IX. évf., pp(149-157), 2014.
- [5.29-TIV] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert: *A New Approach of Certification of the Airworthiness of the UAV Automatic Flight Control System*. Land Forces Academy Review, 4/2014: Vol76, pp(423-431), 2014.
- [5.30-TIV] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert: *UAV automatikus repülésszabályozó rendszer típus- és légi alkalmassági tanúsításának megfelelési kritériumai - oldalirányú mozgás*. Bolyai Szemle XXIII: Vol2, pp(85-97), 2014.

- [5.31-TIV] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert: *Lateral/Directional Flying Qualities Applied in UAV Airworthiness Certification Process*. Land Forces Academy Review, 3/2014: Vol75, pp(336-346), 2014.
- [5.32-TIV] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert: *Newest Provisions in Regulations Applied for Small Unmanned Aircraft Systems*. Review of the Air Force Academy, No1(28)2015, pp(7-12, 2015.
- [5.33] MATLAB 9.4 (R2018b), User's Guide, The MathWorks, 2018.
- [5.34] MATLAB 9.4 (R2018b) System Identification Toolbox 9.9, The MathWorks, 2018.
- [5.35] MATLAB 9.4 (R2018b) Control System Designer/Control System Toolbox 10.4, User's Guide, The MathWorks, 2018.
- [5.36] <https://www.iso.org/standard/5699.html>

6. fejezet

- [6.1] Brogan, W. L. *Modern Control Theory*, Prentice–Hall International, Inc., 1991
- [6.2] D'Azzo, J. J., Houpis, C. H. *Linear Control System Analysis and Design, Conventional and Modern*, McGraw-Hill, Inc., 1995
- [6.3] Lantos, B. *Irányítási rendszerek elmélete és tervezése I, Egyváltozós szabályozások*, Akadémiai Kiadó, Budapest, 2001.
- [6.4] Burns, R. S. *Advanced Control Engineering*: Butterworth-Heinemann, Oxford-Auckland-Boston-Johannesburg-Melbourne-New Delhi, 2001.
- [6.5] Franklin, G. F. – Powell, J. D. – Emami-Naeini, A. *Feedback Control of Dynamic Systems*: Prentice-Hall, Pearson Education International, 2002.
- [6.6] Stefani, R. T., Shahian, B., Savant Jr., C. J., Hostetter, G. H. *Design of Feedback Control Systems*: Oxford University Press, New York-Oxford, 2002.
- [6.7] Lantos, B. *Irányítási rendszerek elmélete és tervezése II, Korszerű szabályozási rendszerek*, Akadémiai Kiadó, Budapest, 2003.
- [6.8] Nise, N. S. *Control Systems Engineering*, John Wiley & Sons, Inc., 2004.
- [6.9] Dorf, C.R., Bishop, R.H.: *Modern Control Systems*. Prentice Hall, Upper Saddle River Boston Columbus San Francisco New York Indianapolis London Toronto Sydney Singapore Tokyo Montreal Dubai Madrid Hong Kong Mexico City Munich Paris Amsterdam Cape Town, 12th Edition, 2011.
- [6.10] Dorf, C.R., Bishop, R.H.: *Modern Control Systems*. Pearson Education Limited, Edinburg Gate, 2014.
- [6.11] Prof. Dr. Róbert Szabolcsi: *Conceptual Design of the Unmanned Aerial Vehicle for the Firefighter Applications*. CD-ROM Proceedings of the 12th International Conference on Scientific Research and Education in the Air Force, Brasov, Romania, p4, 2010.

- [6.12] Prof. Dr. Róbert Szabolcsi: *Conceptual Design of the Unmanned Aerial Vehicle for the Police Applications*. CD-ROM Proceedings of the 12th International Conference on Scientific Research and Education in the Air Force, Brasov, Romania, p4, 2010.
- [6.13] Szabolcsi, Róbert: *Conceptual Design of Unmanned Aerial Vehicle Systems for Non-Military Applications*. Proceedings of the 11th Mini Conference on Vehicle System Dynamics, Identification and Anomalies, Budapest, Hungary, pp(637-644), 2010.
- [6.14] Dr. Szabolcsi, Róbert: *Conceptual Design of the Unmanned Aerial Vehicle Systems Used for Military Applications*. Scientific Bulletin of "Henri Coanda" Air Force Academy, 1/2009, pp(61-68).
- [6.15] Dr. habil. Szabolcsi Róbert: *Egy felmérés margójára – néhány gondolat a pilóta nélküli repülőgépek polgári és katonai alkalmazásáról*. Szolnoki Tudományos Közlemények, 1/2008, p12.
- [6.16] Dr. habil, Szabolcsi Róbert: *Pilóta nélküli repülőgépekkel szemben támasztott követelmények vizsgálata - az "Alpha"-csoport*. Műszaki Tudomány az Észak-alföldi régióban 2008 konferencia kiadványa, pp(23-33), Debrecen, MTA Debreceni Akadémiai Bizottság Műszaki Szakbizottság.
- [6.17] Szabolcsi Róbert: *Some Thoughts on the Conceptual Design of the Unmanned Aerial Systems Used in Military Applications*. XVI. Repüléstudományi Napok Konferencia kiadványa, Budapest, Magyarország, BME Repülőgépek és Hajók Tanszék, p8, 2008.
- [6.18] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert: *Automatikus repülésszabályozó rendszerek hardver és szoftver elemeinek koncepcionális-, és előzetes tervezése*. Szolnoki Tudományos Közlemények, 1/2012, pp(171-179).

7. fejezet

- [7.1] Eng, P. C. S. *Path Planning, Guidance and Control for a UAV Forced Landing*. PhD Thesis, Queensland University of Technology, Australia, 2011.
- [7.2] Batmaz, A. U., Elbir, O., Kasnakoglu, C. (2013): Design of a Quadrotor Roll Controller Using System Identification to Improve Empirical Results. *International Journal of Mechanics and Manufacturing*. Vol 1, No4, pp(347-349), 2013.
- [7.3] Bolandi, H., Rezaei, M., Mohnesipour, R., Nemati, H., Smailzadeh, S. M. (2013): Attitude Control of a Quadrotor with Optimized PID Controller. *Intelligent Control and Automation*. Vol 4, pp(335-342), 2013.
- [7.3] Jose, C.V., De Paula, J.C., Leandro, G.V., Bonfim, M.C. (2013): Stability and Control of a Quad-Rotor Using a PID Controller. *Brazilian Journal of Instrumentation and Control*. Vol 1, No1, pp(15-20), 2013.
- [7.4] Haq, A. U., Reddy, S. G.M., Raj, C. P. P. (2014): Design, modeling and Tuning of Modified PID Controller for Autopilot in MAVs. *International Journal of Sciences & Engineering Research*. Vol 5, Issue 12, pp(506-513), 2014.
- [7.5] Koszewnik, A. (2014): The Parrot UAV Controlled by PID Controllers. *Acta Mechanica et Automatica*. Vol 8, No2, pp(65-69), 2014.

- [7.6] Tanveer, M.H., Hazry, D., Ahmed, S. F., Joyo, M.K., Warsi, F. A., Razlan, Z.M., Wan, K., Hussain, A.T. (2014): PID Based Controller Design for Attitude Stabilization of Quad-rotor. *Australian Journal of Basic and Applied Sciences*. Vol 8(4), pp(1-5), 2014.
- [7.7] Alaimo, A., Artale, V., Barbaraci, G., Milazzo, C.L.R., Orlando, C., Ricciardello, A. (2016): LQR-PID Control Applied to Hexacopter Flight. *Journal of Numerical Analysis, Industrial and Applied Mathematics*. Vol 9-10, No3-4, pp(47-57), 2016.
- [7.8] Praveen, V., Pillai, A. S. (2016): *Modeling and Simulation of Quadrotor Using PID Controller*. *IJCTA*. 9(15), pp(7154-7158), 2016.
- [7.9-TV] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert (szerk.): *Légi robotok automatikus repülésszabályozása*. Budapest: Óbudai Egyetem, Bánki Donát Gépész és Biztonságtechnikai Mérnöki Kar, 2016. 478 p. ISBN: 978-615-5460-23-4.
- [7.10] Satla, Z., Elajrami, M., Bendine, K. (2018): Easy Tracking of UAV Using PID Controller. *Periodica Polytechnica Transportation Engineering*. (Accessed 3 July 2018 at <https://pp.bme.hu/tr/article/view/10838>).
- [7.11] Sendoya-Losada, D.F., Quinterro-Polanco, J.D.(2018): PID Controller Applied to an Unmanned Aerial Vehicle. *ARNP Journal of Engineering and Applied Sciences*. Vol 13, No1, pp(325-334), 2018.
- [7.12] Sattar, M., Ismail, A. (2017): PID Control of a Quadrotor UAV. *International research Journal of Engineering and Technology*. Vol 04, Issue 8, pp(1490-1493), 2017.
- [7.13-TV] Prof. Dr. Róbert Szabolcsi: *Optimal PID Controller Based Autopilot Design and System Modelling for Small Unmanned Aerial Vehicle*. Review of the Air Force Academy, No.3 (38)/2018, pp(43-58).
- [7.14] Bokor, J., Gáspár, P., Szabó, Z. (2014). *Irányításmélet*. BME MOGI, ISBN 978-963-313-175-6 (Letöltés: 2018. szeptember 11., <http://www.mogi.bme.hu/TAMOP/iranyitaselmelet/index.html>).
- [7.15] Franklin, G. F., Powell, J. D., Emami-Naeini, A (1994). *Feedback Control of Dynamic Systems*. Reading – Menlo Park – New York – Don Mills – Wokingham – Amsterdam – Bonn – Sydney – Singapore – Tokyo – Madrid – San Juan – Milan – Paris: Addison-Wesley Publishing Company.
- [7.16] Friedland, B. (1986). *Control System Design*. New York – London: McGraw-Hill.
- [7.17] Golten, J., Verwer, A. (1991). *Control System Design and Simulation*. New York: McGraw-Hill Book Company.
- [7.18] McLean, D. (1990). *Automatic Flight Control Systems*. New York – London – Toronto – Sydney – Tokyo – Singapore: Prentice-Hall International Ltd.
- [7.19] Ogata, K. (1999). *Modern Control Engineering*. New York – London: Prentice-Hall.
- [7.20] Skelton, R. E. (1988). *Dynamic Systems Control*. New York – Chichester – Brisbane – Toronto – Singapore: John Wiley & Sons.

- [7.21-TV] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert (szerk.): *Korszerű szabályozási rendszerek számítógépes tervezése*. Budapest: Zrínyi Miklós Nemzetvédelmi Egyetem, 415 p. ISBN: 978-615-5057-26-7, 2011.
- [7.22-TV] Prof. Dr. Szabolcsi Róbert (szerk.): *Modern automatikus repülésszabályozó rendszerek*. Budapest: Zrínyi Miklós Nemzetvédelmi Egyetem, 2011. 415 p. ISBN: 978-963-7060-32-8.
- [7.23] Szabolcsi, R. (2014): Longitudinal Motion Flying Qualities Applied in Airworthiness Certification Procedure. *Land Forces Academy Review*. 74:(2), 208-216.
- [7.24-TV] Prof. Dr. Róbert Szabolcsi: *Pole Placement Technique Applied in Unmanned Aerial Vehicles Automatic Flight Control System Design*. *Land Forces Academy Review* 1(89)/2018: pp. 88-98. (2018).
- [7.25] Z. Tahir, M. Jamil, S. A. Liaqat, L. Mubarak, Waleed Tahir and Syed Omer Gilani, Design and Development of Optimal Control System for Quad Copter UAV, *Indian Journal of Science and Technology*, Vol 9(25), 10.17485/ijst/2016/v9i25/96611, July 2016.
- [7.26] C. Z. Myint, H. M. Tun, Z. M. Naing, Development Of Linear Quadratic Regulator Design For Small UAV System; *International Journal Of Scientific & Technology Research* Volume 5, Issue 07, July 2016.
- [7.27] A. Joukhadar, I. Hasan, A. Alsabbagh, M Alkouzbary, Integral Lqr-Based 6dof Autonomous Quadrocopter Balancing System Control, (*IJARAI*) *International Journal of Advanced Research in Artificial Intelligence*, Vol. 4, No.5, 2015
- [7.28] D. C. Tosun, Y. Işık, H. Korul, Comparison of PID and LQR controllers on a quadrotor helicopter, *International Journal of Systems Applications, Engineering & Development*, Volume 9, 2015.
- [7.29] K. Turkoglu, E. M. Jafarov, *Augmented optimal LQR control system design for the longitudinal flight dynamics of an UAV: Inner and outer loop concepts*, Proceedings of the 9th WSEAS International Conference on Automatic Control, Modeling & Simulation, Istanbul, Turkey, May 27-29, 2007.
- [7.30] K. K. Yit, P. Rajendran, L. K. Wee, Proportional-derivative linear quadratic regulator controller design for improved longitudinal motion control of unmanned aerial vehicles, *International Journal of Micro Air Vehicles* January-March 2016: 41–50.
- [7.31] C. Hajiyev, S. Y. Vural, LQR Controller with Kalman Estimator Applied to UAV Longitudinal Dynamics, *SciRes Journal*, 2013, 4, 36-41.
- [7.32] H. Purnawan, Mardlijah, E. B. Purwanto, Design of linear quadratic regulator (LQR) control system for flight stability of LSU-05, *IOP Conf. Series: Journal of Physics: Conf. Series* 890 (2017) 012056.
- [7.33] R. Szabolcsi: *Lateral/Directional Flying Qualities Applied in UAV Airworthiness Certification Process*. *Land Forces Academy Review*, 3/2014:(75) pp. 336-346, 2014.

- [7.34-TV] Prof. Dr. Róbert Szabolcsi: *Design and Development of the LQR Optimal Controller for the Unmanned Aerial Vehicle*. Review of the Air Force Academy, ISSN 1842-9238, eISSN 2069-4733, 1:(36/2018), pp. 45-54. (2018).
- [7.35-TV] R. Szabolcsi: *Solution of the Flight Path Tracking Problems in UAV Automatic Flight Control Systems*. Proc. of the 19th International Conference “The Knowledge-based Organization” KBO 2011, Conference Proceedings3: Session ‘Applied technical Sciences and Advanced Military Technology’, pp(385-395).
- [7.36-TV] R. Szabolcsi: *LQ-Based Algorithms Applied in Solution of the UAV Flight Path Tracking Problems*. Proc. of the 19th International Conference “The Knowledge-based Organization” KBO 2011, Conference Proceedings3: Session ‘Applied technical Sciences and Advanced Military Technology’, pp(396-402).
- [7.37-TV] R. Szabolcsi: *LQ-Based Preliminary Design of the Multirotor UAV Automatic Flight Control System*. Proc. of the 17th International Conference “The Knowledge-based Organization” KBO 2011, Session ‘Applied technical Sciences and Advanced Military Technology’, pp(187-197).
- [7.38-TV] R. Szabolcsi: *UAV Controller Synthesis Using LQ-Based Design Methods*. The International Conference of Scientific Papers, 1/2011, pp(1252-1254)
- [7.39] Dr habil Szabolcsi Róbert, Mészáros György: *Computer-Aided Preliminary Design of the Height Control Systems*. Review of the Air Force Academy, ISSN 1842-9238, No2/(13)/2008: pp. 5-14. (2008).
- [7.40-TV] Szabolcsi Róbert: *Pilótanélküli repülőgép repülésszabályozó rendszerének előzetes méretezése*. Repüléstudományi Közlemények (1997-TŐL) (ISSN: 1417-0604) (eISSN: 1789-770X) XVII:(38/2) pp 1-15. (2005)
- [7.41-TV] Szabolcsi Róbert: *Robust Controller Sythesis for the Aircraft Pitch Attitude Control System*. Repüléstudományi Közlemények (1997-TŐL) (ISSN: 1417-0604) (eISSN: 1789-770X) XII:(29/1) pp. 79-88. (2000).
- [7.42] R. Szabolcsi, L. Ludányi, L. Szabó: *LQ-Based Design Methods Applied in Automatic Flight Control Systems*. Proc. of the 12th Hungarian Days of Aeronautical Sciences: the Challenge of the Next Millenium, pp(258-269), 1999.
- [7.43-TV] R. Szabolcsi: *Aircraft Flight Control Systems’ Optimization Using LQR and LQG Methods*. Proc. of the 5th Minin Conference on Vehicle Systems Dynamics, Identification and Anomalies, pp(435-444), 1996.
- [7.44] J. M. Maciejowski, *Multivariable Feedback Design*: Addison-Wesley Publishing Company, 1989.
- [7.45] B. Shahian, M. Hassul, *Control System Design Using MATLAB®*: Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1993.
- [7.46] M. J. Gimble, *Robust Industrial Control Optimal - Design Approach for Polinomial Systems*: Prentice-Hall, Inc., 1994.

- [7.47] R. S. Burns, *Advanced Control Engineering*: Butterworth-Heinemann, Oxford-Auckland-Boston-Johannesburg-Melbourne-New Delhi, 2001.
- [7.48] G. F. Franklin, J.D. Powell, A. Emami-Naeini, *Feedback Control of Dynamic Systems*: Prentice-Hall, Pearson Education International, 2002.
- [7.49] R. T. Stefani, B. Shahian, C. J. Savant Jr., G. H. Hostetter, G. H., *Design of Feedback Control Systems*: Oxford University Press, New York-Oxford (2002).
- [7.50] N. S. Nise, *Control Systems Engineering*, John Wiley & Sons, Inc., 2004.
- [7.51] H. Chingiz, S. Y. Vural, LQR Controller with Kalman Estimator Applied to UAV Longitudinal Dynamics, *Scientific Research*, 2013, 4, pp36-4, 2013 (Letöltés: 2018. július 3., <http://dx.doi.org/10.4236/pos.2013.41005>)
- [7.52] A. Zulu, S. John, A Review of Control Algorithms for Autonomous Quadrotors, *Open Journal of Applied Sciences*, 2014, 4, pp 547-556.
- [7.53] H. Lee, B. Lee, D. Yoo, G. Moon, M. Tahk, *Dynamics Modeling and Robust Controller Design of the Multi-UAV Transportation System*, 29th Congress of the ICAS, St. Petersburg, 7-12 September 2014.
- [7.54] B. K. Aliyu, A. M. Chindo, A. O. Opasina, A. Abdulrahman, Comparative Design for Improved LQG Control of Longitudinal Flight Dynamics of a Fixed-Wing UAV, *Advances in Research*, 3(5): 477-487, 2015, Article no.AIR.2015.043
- [7.55] R. Fessi, S. Soufiene Bouall`egue, *Modeling and Optimal LQG Controller Design for a Quadrotor UAV*, 3rd International Conference on Automation, Control, Engineering and Computer Science (ACECS'16), 2016, pp 264-270.
- [7.56-TV] Prof. Dr. Róbert Szabolcsi: *Robust LQG Controller Design for the Small Unmanned Aerial Vehicle*. Review of the Air Force Academy, ISSN 1842-9238, eISSN 2069-4733, 1:(36/2018) pp. 31-38. (2018).
- [7.57] Dahleh, M. A., Diaz-Bobillo, I. J. (1995) *Control of Uncertain Systems – A Linear Programming Approach*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey.
- [7.58] Golten, J., Verwer, A. (1991). *Control System Design and Simulation*. New York: McGraw-Hill Book Company.
- [7.59] Hartley, G. A. (1990). *F-18 Robust Control design Using H₂ and H-infinity methods*. Monterey, California, USA.
- [7.60] Kwakernaak, H. (2002). H₂-Optimization – Theory and Applications to Robust Control Design. *Annual Reviews in Control*, 26, 45-56.
- [7.61] Morari, M., Zafiriou, E. (1991) *Robust Process Control*, Prentice-Hall International, Inc., 1991
- [7.62] Vesely, V., Rosinova, D., Kozakova, A. (2015). *Robust Controller Design*. Slovak University of Technology in Bratislava.
- [7.63] Weinmann, A. (1991) *Uncertain Models and Robust Control*, Springer-Verlag, Wien, New York.

- [7.64-TV] Prof. Dr. Róbert Szabolcsi: *Robust Control System Design for Small UAV Using H_2 -optimization*. Land Forces Academy Review (ISSN: 2247-840X) (eISSN: 1582-6384) 2/2018: (90/2018) pp. 151-159. (2018).
- [7.65] Stefani, R. T., Shahian, B., Savant Jr., C.J., Hostetter, G. H. (2002) *Design of Feedback Control Systems*: Oxford University Press, New York-Oxford.
- [7.66] Apkarian, P., Noll, D. (2006) Nonsmooth H_∞ -synthesis, *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 51, No1, pp (229-244).
- [7.67] Chingiz, H., Vural, S.Y. (2013) LQR Controller with Kalman Estimator Applied to UAV Longitudinal Dynamics, *Scientific Research*, Vol 4, pp (36-41).
- [7.68] Zulu, A., John, S. (2014) A Review of Control Algorithms for Autonomous Quadrotors, *Open Journal of Applied Sciences*, 2014, 4, pp 547-556.
- [7.69] H. Lee, H., Lee, B., Yoo, D., Moon, G., Tahk, M. (2014) *Dynamics Modeling and Robust Controller Design of the Multi-UAV Transportation System*, 29th Congress of the ICAS, St. Petersburg, 7-12 September 2014.
- [7.70] Aliyu, B. K., Chindo, A. M., Opasina, A. O., Abdulrahman, A. (2015) Comparative Design for Improved LQG Control of Longitudinal Flight Dynamics of a Fixed-Wing UAV, *Advances in Research*, 3(5): pp(477-487).
- [7.71-TV] Prof. Dr. Róbert Szabolcsi: *Robust H_∞ Optimal Controller Design for the Small Unmanned Aerial Vehicle*. Land Forces Academy Review, 4 (92)/2018, pp(313-322)
- [7.72] Löfberg, J. (2001): *Linear Model Predictive Control – Stability and Robustness*. Linköping University, Division of Automatic Control.
- [7.73] Seeborg, D. E. et al. (2005): *Process Dynamics and Control*. John Wiley & Sons, Inc., 2nd Edition.
- [7.74] Raemaekers, A.J.M.: *Design of a model predictive controller to control UAVs*. DCT 2007.141, Technical University of Eindhoven, 2007.
- [7.75-TV] Prof. Dr. Róbert Szabolcsi: *Model Predictive Control Applied in UAV Flight Path Tracking Missions*. Review of the Air Force Academy, Vol. XVII, No.1 (39)/2019. pp(49-62), 2019.
- [7.76-TV] Prof. Dr. Róbert Szabolcsi: *Kisméretű UAV modell prediktív alapú irányítása*. Repüléstudományi Közlemények, eISSN 1789-770X, 1/2019, pp(125-139), 2019.
- [7.77] Maciejowski, J.M: *Predictive Control with Constraints*. Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, 2002.
- [7.78] Rawlings, J.B.: Tutorial Overview of the Model Predictive Control. *IEEE Control Systems Magazine*, 20(3), 38 2000.
- [7.79] Dávid László, György Katalin, Kelemen András: Comparisons Between Applied Model Predictive Control, State Dependent Riccati Equation, and Finite Horizon Discrete Optimal Control Algorithms. *V. Műszaki Tudományos Ülésszak, Kolozsvár, 2014. Műszaki Tudományos Közlemények 2.*, pp(61-74).
<https://eda.eme.ro/xmlui/handle/10598/28549> (Letöltés: 2019. március 1.)

- [7.80] MATLAB® R2018b, User's Guide, The MathWorks, 2018.
- [7.81] MATLAB® Control System Designer/Control System Toolbox 10.3, User's Guide, The MathWorks, 2018.
- [7.82] MATLAB® Robust Control Toolbox, User's Guide, The MathWorks, 2018.
- [7.83] MATLAB® Model Predictive Control Toolbox, User's Guide, The MathWorks, 2018.

8. fejezet

- [8.1] McRUER, D. T. – Krendel, E. S. *Mathematical Models for Human Pilot Behavior*, NATO Advisory Group for Aerospace Research and Development, AGARDograph AG 188, 1974.
- [8.2] Korn, G. A. – Korn, T. M. *Matematikai kézikönyv műszakiaknak*. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1975.
- [8.3] Асланян, А. Э. *Системы автоматического управления полётом летательных аппаратов*, Часть I, Киевское Высшее Военное Авиационное Инженерное Училище, Киев, 1984.
- [8.4] Красовский, А. А. – Вавилов, Ю. А. – Сучков, А. И. *Системы автоматического управления летательных аппаратов*, Изд. ВВИА им. проф. Н. Е. Жуковского, 1986.
- [8.5] McLean, D. *Automatic Flight Control Systems*, Prentice-Hall International, New York-London-Toronto-Sydney-Tokyo-Singapore, 1990.
- [8.6] Dorf, C.R., Bishop, R.H.: *Modern Control Systems*. Pearson Education Limited, Edinburg Gate, 2014.
- [8.7] Lantos, B. *Irányításrendszerek elmélete és tervezése*, I-II kötet, Akadémiai Kiadó, Budapest, 2001.
- [8.8-TVI] Szabolcsi Róbert: *A repülőgép-vezető repülésbiztonság szempontjából kritikus paramétereinek meghatározása*. Debreceni Műszaki Közlemények, ISSN 1785-0622, 3/2006, pp(13-24), 2006.
- [8.9-TVI] Dr. habil. Szabolcsi Róbert: *A repülőgép-vezető kritikus paramétereinek komplex vizsgálata az oldalirányú irányítási csatornában*. Repüléstudományi Közlemények (1997-től) (1417-0604 1789-770X): XVIII 38/1. pp 97-117 (2006).
- [8.10-TVI] Dr. habil Szabolcsi Róbert: *A repülőgép-vezető hagyományos és modern matematikai modellezése a repülőgépek irányítási rendszerében*. Repüléstudományi Közlemények (1997-től) (1417-0604 1789-770X): XVIII 38/2 pp 1-18 (2006).
- [8.11-TVI] Dr. Szabolcsi Róbert: *Holtidős tagok közelítése Padé-sorokkal*. Repüléstudományi Közlemények (1997-től) (1417-0604 1789-770X): 2007 1 pp 110-129 (2007).

- [8.12-TVI] Dr. habil Szabolcsi Róbert: *Modeling of the Human Pilot time delay Using Padé Series*. Academic and Applied Research in Military Science (1588-8789 1788-0017): 6 3 pp 405-428 (2007).
- [8.13-TVI] Dr. habil Szabolcsi Róbert: *Handling Time Delay in Control of Unmanned Robots*. Bolyai Szemle (1416-1443): XVII 4 pp 47-60 (2008).
- [8.14-TVI] Prof. Dr. Róbert Szabolcsi: *Pilot-in-the-Loop Problem and its Solution*. Review of the Air Force Academy (1842-9238 2069-4733): 1/2009 pp 12-22 (2009) (Selected Paper of the 11th International Conference "Research and Education in the Air Force" AFASES 2009).
- [8.15-TVI] Prof. Dr. Róbert Szabolcsi: *Pilot-in-the-Loop Problem and its Solution*. Proc. of the 11th International Conference "Research and Education in the Air Force" - AFASES 2009, Brasov, Romania, pp(1169-1181), 2009.
- [8.16] MATLAB[®] R2018b, User's Guide, The MathWorks, 2018.
- [8.17] MATLAB[®] Control System Designer/Control System Toolbox 10.3, User's Guide, The MathWorks, 2018.