

Robusztus zavarkompenzációs eljárások és gépi tanulásra alkalmas digitális ikermodell koncepció csúszómód szabályozóhoz telemanipulációs célok megvalósítására

Doktori (PhD) értekezés

Fink Nándor

Témavezető: Prof. Dr. Korondi Péter

Debreceni Egyetem
Természettudományi és Műszaki Tudományi
Doktori Tanács
Informatikai Tudományok Doktori Iskola
Debrecen, 2026

Ezen értekezést a Debreceni Egyetem Természettudományi és Műszaki Tudományi Doktori Tanács, Informatikai Tudományok Doktori Iskola Informatikai rendszerek és hálózatok ipari alkalmazásokkal programja keretében készítettem a Debreceni Egyetem műszaki doktori (PhD) fokozatának elnyerése céljából.

Nyilatkozom arról, hogy a tézisekben leírt eredmények nem képezik más PhD disszertáció részét.

Debrecen, 2026.08.28.



.....
a jelölt aláírása

Tanúsítom, hogy Fink Nándor doktorjelölt 2022 - 2026 között a fent megnevezett Doktori Iskola Informatikai rendszerek és hálózatok ipari alkalmazásokkal programjának keretében irányításommal végezte munkáját. Az értekezésben foglalt eredményekhez a jelölt önálló alkotó tevékenységével meghatározóan hozzájárult. Nyilatkozom továbbá arról, hogy a tézisekben leírt eredmények nem képezik más PhD disszertáció részét.

Az értekezés elfogadását javasolom.

Debrecen, 2026.08.28.



.....
témavezető aláírása

Robusztus zavarkompenzációs eljárások és gépi tanulásra alkalmas digitális ikermodell koncepció csúszómód szabályozóhoz telemanipulációs célok megvalósítására

Értekezés a doktori (Ph.D.) fokozat megszerzése érdekében
az informatika tudományágban

Írta: Fink Nándor, okleveles mechatronikai mérnök

Készült a Debreceni Egyetem Informatikai Tudományok doktori iskolája
(*Informatikai rendszerek és hálózatok ipari alkalmazásokkal* programja) keretében

Témavezető: Prof. Dr. Korondi Péter

Az értekezés bírálói:

Dr. .....
Dr. .....

A bírálóbizottság:

elnök: Dr. .....
tagok: Dr. .....
Dr. .....
Dr. .....
Dr. .....

Az értekezés védésének időpontja: 20 .....

Köszönetnyilvánítás

Ezúton szeretnék köszönetet mondani mindazoknak, akik doktori tanulmányaim és kutatómunkám során szakmai vagy személyes támogatásukkal hozzájárultak e disszertáció elkészültéhez.

Elsősorban témavezetőmnek, Dr. Korondi Péter professzor úrnak szeretném megköszönni a doktori kutatás során nyújtott szakmai iránymutatását, értékes észrevételeit, valamint a munkám iránt tanúsított bizalmát. Az elmúlt évek során kapott tanácsai és kritikái nemcsak a jelen disszertáció elkészítésében, hanem kutatói szemléletem formálásában is meghatározóak voltak.

A Budapesti Műszaki Egyetem Mechatronika, Optika és Gépészeti Informatika Tanszékének, ahol doktoranduszi tevékenységemet kezdtem, és ahol számos értékes és tudományosan meghatározó kolléga segítette a munkámat és járult hozzá a mostani szemléletem kialakulásához. Külön kiemelném Dr. Kiss Rita Mária tanszékvezető asszonyt, Dr. Samu Krisztián és Dr. Budai Csaba tanszékvezető-helyettes urakat, akik hasznos tanácsaik mellett kutatási eszközeim fejlesztésével és rendelkezésemre bocsátásával is segítettek. Valamint Dr. Czmerk András adjunktus urat, aki a mechatronika német gyökereivel ismertetett meg és biztosított szakmai segítségéről távozásom után is, Dr. Botzheim János docens urat, aki mostanra már az Eötvös Loránd Tudományegyetem Mesterséges Intelligencia Tanszékét vezeti és aki rendelkezésemre bocsátotta a BMA algoritmust és értékes tudásával találkozásunk óta segítette a kutatásom.

A Debreceni Egyetem Villamosmérnöki és Mechatronikai Tanszékének, ahol doktoranduszi képzésem második felében nagyon sok támogatást és nagyon emberséges, segítőkész hozzáállást kaptam. Külön szeretném kiemelni Korsoveczki Gyula és Mikuska Róbert doktorandusz társaimat, akik értékes tudásukon túl a kutatásaim áttelepítésében az új környezetbe és a képzéssel kapcsolatos ügyekben is segítségemre voltak, valamint Nusser Dávid Péter doktorandusz társamat, aki a kaotikus jelenségek vizsgálatához kifejlesztett keretrendszerével segítette a harmadik tézisem szükségességének indoklását.

A Műszaki Alaptárgyi Tanszékről Dr. Kocsis Imre professzor úrnak és Dr. Kézi Csaba Gábor docens úrnak a matematikai megközelítéseknél nyújtott meghatározó segítségét.

Természetesen barátaimnak, akik velem voltak a nehezebb pillanatokban is, és mindig számíthattam rájuk életem során.

A tudományos publikációk esetén a két kitüntetett hely az első és az utolsó, ennek megfelelően ezt a helyet szánom arra, hogy megköszönjem családomnak azt a rengeteg szeretetet, támogatást és bizalmat amellyel végigkísértek utamon. Édesanyámnak, néhai Édesapámnak, Testvéremnek és Páromnak.

Absztrakt

A dolgozatban vizsgált problémákat a telemanipuláció témaköre kapcsolja össze, így az ehhez kapcsolódó irodalmi áttekintés és publikációs rések elemzése vezeti be a disszertációt a felhasznált eszközökkel és célkitűzésekkel együtt.

A 3. fejezet lineáris, pertubált átviteli függvényű rendszerek zavarkompenzációjával foglalkozik, kifejezetten a direkt-modell alapú megközelítéssel (DMBDO). A fejezet célja az irodalomban korábban perturbált erősítésű egyszerű arányos szakaszra levezetett direkt modell alapú zavarbecslő eljárás kiterjesztése egy általánosabb esetre. Ez elsőként matematikai levezetéssel történik, majd kétféle gyakorlati példán keresztül (egyszerű szervorendszeren és egy szabadságfokú telemanipulációs rendszeren) is igazolásra kerül.

A 4. fejezet egy csúszómódban végzett robusztus, modellreferenciás szabályozás matematika levezetését majd fizikai megvalósítását mutatja be. Itt a jobboldalán nem folytonos differenciál egyenletek matematikáján keresztül kerül a csúszómód szemlélet bemutatásra hidat képezve a matematikai szemlélet és a fizikai megvalósíthatóság között.

A 5. fejezet a csúszómód numerikus szimulációjánál jelentkező problémákkal foglalkozik, melynek forrása a kapcsoló üzemmód. A differenciálegyenletek megoldására leggyakrabban használt megoldó szoftverek kapcsoló üzemmódban sok esetben nem teljesítek jól és a kapcsolások kaotikus tulajdonságokkal is rendelkezhetnek. Ez a fejezet a szimulációk és mérések során felmerülő problémák okainak feltárásától indulva, azok megoldására tett javaslatokon át jut el egy újfajta digitális ikermodell koncepciójához, amely már alkalmas a baktérium memetikus algoritmussal történő paraméteridentifikációra is.

Abstract

The problems investigated in the dissertation are connected by the field of telemanipulation. Accordingly, the dissertation is introduced by a review of the relevant literature and an analysis of research gaps, together with the tools employed and the objectives pursued.

Chapter 3 deals with disturbance compensation in linear systems with perturbed transfer functions, specifically using the direct-model-based approach (DMBDO). The aim of the chapter is to extend the direct-model-based disturbance estimation method previously derived in the literature for a simple proportional element with perturbed gain to a more general case. This is first accomplished through a mathematical derivation and is then validated through two types of practical examples: a simple servo system and a one-degree-of-freedom telemanipulation system.

Chapter 4 presents the mathematical derivation and subsequent physical implementation of robust model reference control performed in sliding mode. Here, the sliding-mode approach is introduced through the mathematics of differential equations that are discontinuous on the right-hand side, thereby establishing a bridge between the mathematical perspective and physical implementability.

Chapter 5 addresses the problems arising in the numerical simulation of sliding mode, originating from the switching operation. The solver software most commonly used for solving differential equations often performs poorly in switching operation, and the switching phenomena may also exhibit chaotic properties. Starting with the investigation of the causes of the problems encountered during simulations and measurements, this chapter proceeds through proposals for their resolution to the concept of a novel type of digital twin model, which is also suitable for parameter identification using a bacterial memetic algorithm.

Tartalomjegyzék

1. Bevezetés **1**
1.1. A disszertáció felépítése 1
1.2. A telemanipuláció fogalmának definiálása, körbejárása 2
1.3. Van-e létjogosultsága napjainkban a telemanipuláció kutatásának? 4
1.4. A telemanipuláció kutatásának főbb irányvonalai: történeti áttekintés és a tudomány jelenlegi állása 7
1.4.1. Víz alatt végzett telemanipuláció 8
1.4.2. Sugázó területen végzett telemanipuláció . . . 10
1.4.3. Levegőben végzett telemanipuláció 12
1.4.4. Világűrben végzett telemanipuláció 13
1.4.5. Haptikus visszacsatolás 14
1.4.6. Telemanipulációs eljárásoknál alkalmazott szenzorok 14
1.4.7. Megosztott autonómia 17
1.4.8. Kommunikációs csatorna és időkésleltetés . . . 18
1.4.9. Mikromanipuláció 19
1.5. Zavarkompenzáció áttekintése 21
1.6. A csúszómód-szabályozás történeti áttekintése 21
1.7. Digitális ikermodell 25
1.8. Baktérium Memetikus Algoritmus 26

2. A disszertáció témája **26**
2.1. Kutatási rések és elméleti kihívások 27
2.1.1. Lineáris, perturbált átviteli függvényű rendszerek zavarkompenzációja 27
2.1.2. Robusztus modellreferenciás szabályozás csúszómódban 28
2.1.3. Digitális iker modellezése csúszómód-szabályozás esetén 28
2.2. Elérni kívánt eredmények 29

2.2.1. Lineáris, perturbált átviteli függvényű rendszerek 30
2.2.2. Robusztus modellreferenciás Szabályozás Csúszómódban 30
2.2.3. Digitális iker modellezése csúszómód-szabályozás esetén 30
2.3. A kutatás módszertana 32
2.3.1. A kutatás során alkalmazott elméleti/matematikai eszközök ismertetése 32
2.3.2. A kutatás során alkalmazott kísérleti eszközök ismertetése 33

3. Az 1. tézissel kapcsolatos kutatások: Lineáris, perturbált átviteli függvényű rendszerek zavarkompenzációja 41
3.1. Motiváció, elméleti kihívás 41
3.1.1. Az 1. tézis elméleti háttere: Direkt modell alapú zavarmegfigyelő 42
3.2. A zavarójel-kompenzáció alkalmazása egyszerű mozgásszabályozási rendszerre 44
3.2.1. Rendszeregyenletek 45
3.2.2. Szimulációs eredmények 49
3.2.3. Mérési eredmények 53
3.2.4. Robusztusság vizsgálata 54
3.3. A zavarójel kompenzáció alkalmazása mester-szolga eszközből álló telemanipulációs rendszerre 55
3.3.1. A zavarkompenzáló tag megtervezése 57
3.3.2. A modell kalibrálása 59
3.3.3. A modell verifikálása 62
3.3.4. Eredmények 63
3.3.5. Végső modell 63
3.3.6. Kísérleti eredmények összefoglalás 65
3.3.7. Következtetés 65
3.4. 1. tézis 66

4. A 2. tézissel kapcsolatos kutatások: Robosztus modellreferenciás Szabályozás Csúszómódban 67
4.1. Motiváció, elméleti kihívás 67
4.1.1. A csúszómód-alapú súrlódáskompenzáció állapottéregyenleteinek felírása és megoldása 67
4.2. Alkalmazás 71
4.2.1. A diszkrét idejű modell 71
4.2.2. Szimulációs eredmények 73
4.2.3. Kísérleti eredmények 78
4.2.4. Következtetések 85
4.3. 2. tézis 86

5. A 3. tézissel kapcsolatos kutatások: Csúszómódban működő rendszerek digitális ikrének matematikai szimulációja 87
5.1. Motiváció, elméleti kihívás 87
5.2. A probléma bemutatása egy másodrendű differenciálegyenlettel leírható kapcsolóüzemű tápegység esetén . 89
5.2.1. Csúszómód szabályozó 89
5.2.2. Rendszeregyenletek 92
5.2.3. Hibatrajektória 93
5.2.4. Szabályozási törvény 94
5.2.5. Stabilitás analízis 95
5.2.6. Szimuláció 96
5.2.7. MATLAB-Simulink modell 97
5.2.8. Modellvalidálás 98
5.2.9. A szimulációs eredmények elemzése 100
5.3. A probléma bemutatása egy egyszerű mozgásszabályozási rendszerre 103
5.3.1. Kapcsoló üzemmód számítása Runge Kutta módszerrel 105
5.3.2. A nem-modellezett dinamika hatása 108
5.3.3. Kapcsoló üzemmód számításánál kialakuló kaotikus jelenség 112

5.4. A probléma bemutatása a Gépi tanulás kapcsán . . . 115
5.4.1. Rendszeregyenletek 117
5.4.2. Eredmények 117
5.5. 3. tézis 119

6. Összefoglalás/Summary 121
6.1. A három tézis egymásra épülése 121
6.2. Interrelation of the Three Theses 122
6.3. A tézisekhez kapcsolódó saját publikációk listája . . . 124

7. Appendix, a disszertációban használt matematikai eszközök 126
7.1. A klasszikus inverz modell alapú zavarmegfigyelő . . 126
7.2. csúszómód-szabályozás matematikai alapjai 129
7.2.1. A csúszómód alkalmazása (mint a műszaki problémák megoldására szolgáló szabályozási módszer)) 129
7.2.2. A matematikai kihívás 131
7.2.3. A matematikai modell 132
7.2.4. Néhány alapvető definíció a jobb oldalán nem folytonos differenciálegyenletek elméletéből . . 132
7.2.5. Filippov megközelítésének alkalmazása a modellezésben 137
7.3. A káosz és annak vizsgálati módszerei 139
7.3.1. A káosz definíciója [1] 139
7.3.2. A káosz kialakulása [2] 140
7.3.3. Poincaré leképzés [3] 140
7.3.4. Bifurkáció [4] 144
7.3.5. Lyapunov-exponens [4] 146
7.3.6. Együttesen létező attraktorok [4] 146
7.3.7. Furcsa attraktor [1] 148
7.4. A Bakteriális Memetikus Algoritmus rövid áttekintése 148
7.4.1. Értékelés (a jósági függvény definíciója), a paraméteridentifikáció célja 150

7.4.2. Baktériummutáció 151
7.4.3. A Levenberg–Marquardt (LM) algoritmus . . 152
7.4.4. Géntranszfer (többszörös infekció) 155
7.4.5. A műveletek magyarázata 156
7.4.6. Konvergencia és egyértelmű megoldás 158

8. Bibliográfia **160**

1. Bevezetés

1.1. A disszertáció felépítése

Tekintettel arra, hogy a disszertáció a telemanipuláció témakörén belül keresi a választ a későbbiekben kifejtett kérdésekre, így elsőként ezzel kapcsolatban fog egy részletes összefoglaló következni közvetlenül a bevezetés fejezetben. Ebben az összefoglalóban definiálva lesz, hogy mi is az a telemanipuláció, elhelyezésre fog kerülni a szakirodalomban a későbbiekben előforduló hozzá kapcsolódó tudományterültetek irodalmával együtt.

Ezt követi a disszertáció témája című fejezet, ahol szó lesz az irodalmi résekről, az elérni kívánt eredményekről, az alkalmazott matematikai eszközökről (melyek részletesebb kifejtése az appendixben található), valamint részletesen be lesznek mutatva a kutatás során alkalmazott kísérleti eszközök. Egy-egy alkalmazási példa több tézisben is megjelenik (az alkalmazások nem köthetők egy konkrét tézishez), ezért ezek általános ismertetése itt fog megtörténni.

A 3. fejezet lineáris, pertubált átviteli függvényű rendszerek zavarkompenzációjával fog foglalkozni. Az elméleti megközelítés után a gyakorlati alkalmazási példák kerülnek bemutatásra és ezt követően kerül kimondásra az 1. tézis, amely egy irodalomban már szereplő eljárás kiterjesztése.

A 4. fejezet egy csúszómódban végzett robusztus, modellreferenciás szabályozás matematika levezetését majd fizikai megvalósítását mutatja be. Ezek alapján lesz kimondva a 2. tézis.

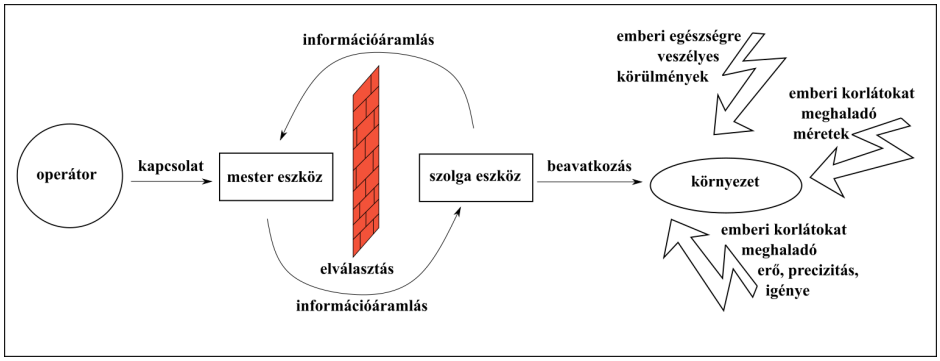
A 5. fejezetben ismertetett 3. tézis a csúszómód numerikus szimulációjánál jelentkező problémákkal foglalkozik, melynek forrása a kapcsoló üzemmód. A differenciálegyenletek megoldására leggyakrabban használt megoldó szoftverek kapcsoló üzemmódban sok esetben nem teljesítenek jól és a kapcsolások kaotikus tulajdonságokkal is rendelkezhetnek.

Az 6. fejezetben kapott helyet a magyar, majd pedig az angol nyelvű összefoglalás és a saját publikációkat tartalmazó lista.

A 7. fejezet a Függelék. Ide kerültek azok az elméleti alapok, amelyek talán a szokásos egyetemi tananyagon túlmutatnak, így sok olvasó számára segítséget nyújthat a disszertáció megértéséhez.

1.2. A telemanipuláció fogalmának definiálása, körbejárása

Telemanipuláció során a humán operátor egy mester eszközönkeresztül irányitja a szolgaeszköz mozgását a távoli környezetben, miközben a távoli környezetből különböző információkat kap vissza az 1.1. ábrának megfelelően. A telemanipuláció alkalmazásának szükségességét általában az indokolja, hogy az operátor nem rendelkezik valamilyen tulajdonsággal az adott feladat elvégzéséhez, vagy pedig valamilyen tulajdonságának felerősítése szükséges ahhoz, esetleg annak kényelmessé tételéhez. Ezek a teljesség igénye nélkül lehetnek például a távoli munkavégzés, az emberi erőt meghaladó terhek mozgatása, az ember érzékszerveivel észlelhető precizitás meghaladása, veszélyes munkakörnyezetben történő munkavégzés, stb.

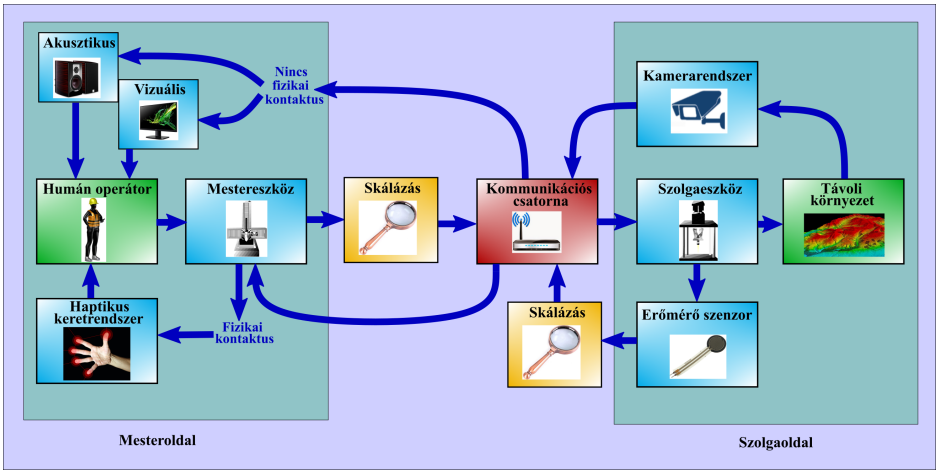


1.1. ábra – Telemanipuláció szükségessége

A telemanipulációs rendszernek a legfontosabb részei a következők (1.2. ábra):

- mester eszköz,

- szolga eszköz,
- kommunikációs csatorna,
- erő és mozgás szenzorok,
- audiovízuális kijelzők,
- erő és tapintási információt közvetítő aktuátorok.



1.2. ábra – Telemanipuláció folyamatábrája

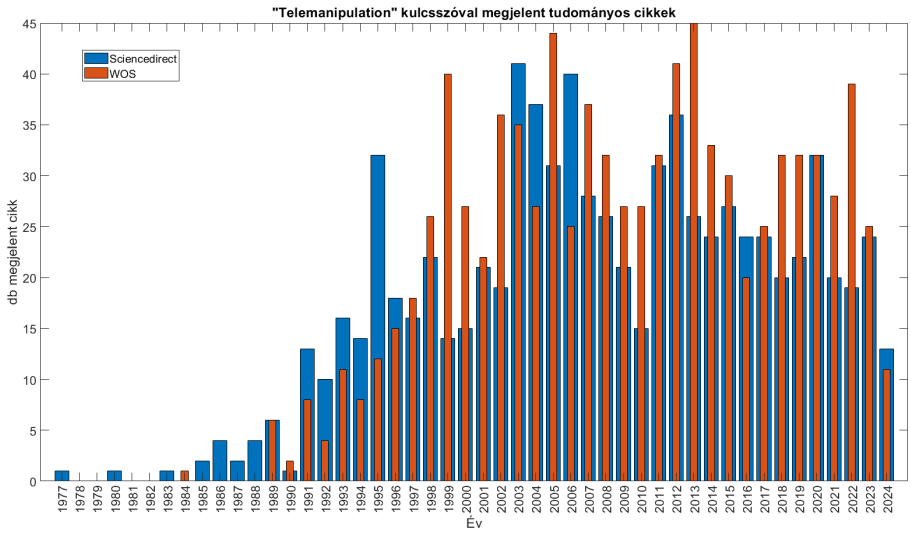
Az 1.2. ábrát érdemes különböző mélységekből megvizsgálni. Már csak a színek szerinti csoportosítás felől közelítve is rengeteg információt árul el az ábra. Egyrészt a teljes rendszert a mester- és a szolgaoldal összekapcsolása alkotja. Az élénkzöld mezőkre tekintve megfigyelhető, hogy az eljárás célja az, hogy a humán operátor kihatással lehessen a távoli környezetre. A kék mezők jelölik midkét oldalon az ehhez szükséges hardveres infrastruktúrát, a piros mező a két oldalt összekötő kommunikációs csatornát és a sárga mezők itt most csak a skálázást emelik ki a szoftveres oldal kihívásai közül. A kék nyilak jelölik a rendszerben megjelenő jelek áramlási irányát. A mikromanipuláció a telemanipuláció egy olyan speciális területe, ahol a szolgaeszköz felől érkező mozgási- és erő-információk értékét növelni kell, míg a mestereszköztől a szolgaeszköz felé küldött jelek értékét

csökkenteni. Ez a skálázás lehet lineáris, alapvetően lineáris, vagy nem lineáris az alkalmazás természetétől függően. Természetesen, ha erő- és nyomatékvisszacsatolás szükséges, akkor a telemanipulációs eljárás feladata Newton harmadik törvényének (erő-ellenerő törvénye) érvényesítése a helyi és a távoli eszköz között. Ezenfelül, mivel a telemanipuláció egy ember-robot együttműködés természetű folyamat, így bizonyos biztonsági funkciók figyelembevétele is szükséges azért, hogy mindkét oldalon elkerülhetőek legyenek a sérülések (ilyenek például a változási sebességnek, vagy az abszolút érték nagyságának a korlátozása).

1.3. Van-e létjogosultsága napjainkban a telemanipuláció kutatásának?

Erre a kérdésre tudománymetrikus vizsgálat segítségével adható válasz. A tudományos szempontból fontos témák általában nemzetközi szinten, nagyszámban foglalkoztatják a kutatókat, ami a sok témához kapcsolódó tudományos cikkben mutatkozik meg. A vizsgálni kívánt területhez kapcsolódó legfontosabb kulcsszavakra történő kereséssel a különböző tudományos adatbázisokban tehát számszerű érték kapható az egyes területek fontosságáról (fontos azonban megjegyezni, hogy különböző tudományterületekhez eltérő nagyságrendben jelenhetnek meg cikkek, így más területekkel történő összehasonlítás esetén körültekintően kell eljárni). Éves bontásban vizsgálható egy tudományterület életútja, fejlődése is, valamint az is kiderül, hogy ha a téma valamikor elveszítette a tudományos érdeklődést. Magyarországon a ScienceDirect és a WOS tudományos rendszerezése és értékelése általánosan elfogadottnak és meghatározónak számít, így a vizsgálat ezeknek az adatbázisaiban lett elvégezve. A *telemanipulation* kulcsszóra az 1.3. ábrán látható eloszlással 812 db találatot mutatott a Sciencedirect- és 915 db találatot a WOS adatbázisa. Bár a telemanipuláció kutatása az 1890-es évekre nyúlik vissza [5], felhasznált adatbázisban 1977-es a legkorábbi, telemanipulációval foglalkozó cikk, 1983-tól minden egyes évben jelennek meg tudományos közlemények a témában és 1995 óta

átlagosan 20 cikk megjelenik évente, amely tartalmazza ezt a kulcsszót. A csúcs 45 db cikk megjelenése volt a WOS szerint a 2013-as évben.

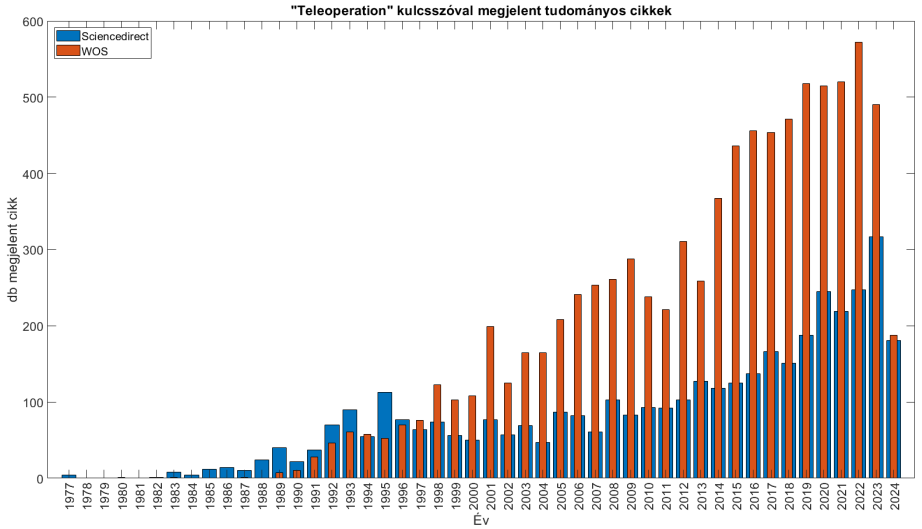


1.3. ábra – Tudományos publikációk *telemanipulation* kulcsszóval

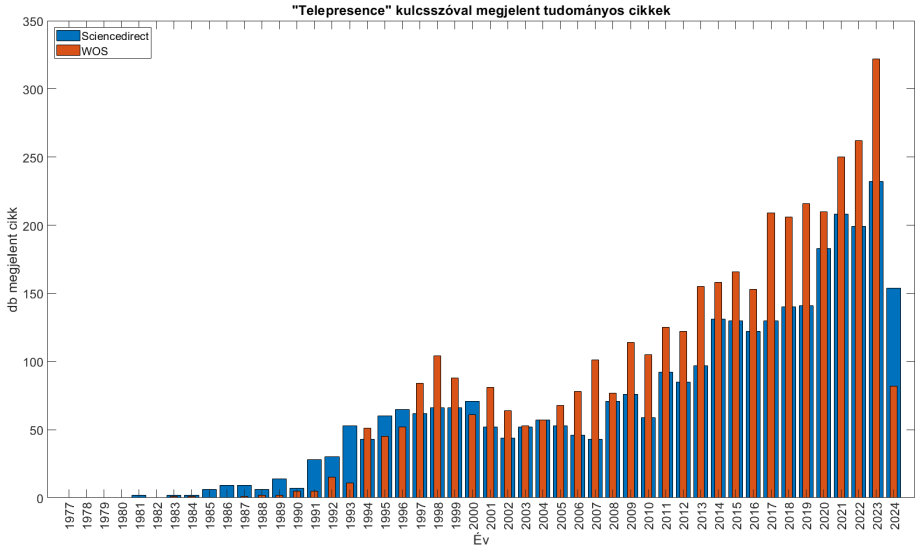
A *teleoperation* kulcsszóra már 4008 db találatot hozott fel a Sciencedirect, míg a WOS 8767 db-ot az 1.4. ábrának megfelelően. Itt is elmondható, hogy már 1977-ben adtak ki teleoperációval foglalkozó cikket, 1982 óta folyamatosan jelennek meg újabb és újabb tudományos értekezések, valamint megfigyelhető egyfajta folyamatos növekedés a grafikonon. Itt a csúcs szintén a WOS szerint a 2022-es év volt 572 db megjelent cikkel.

A *telepresence* kulcsszó beírása után 3177 db cikket talált a Sciencedirect, míg 3962 db-ot a WOS. 1981-ben jelent meg az első cikk melyben ez a kulcsszó szerepelt és 1983-tól minden évben jelent meg ilyen cikk. 2003-tól figyelhető meg egy trendszerű növekedés az évenként kiadott publikációk számában és a 322 db-os csúcsértéket 2023-ban érte el a WOS szerint (1.5. ábra).

Összességében a bemutatott grafikonok alapján kijelenthető, hogy



1.4. ábra – Tudományos publikációk *teleoperation* kulcsszóval



1.5. ábra – Tudományos publikációk *telepresence* kulcsszóval

a telemanipuláció fogalomkörével régóta foglalkozik a tudományos élet mind a mai napig egyre fokozódó érdeklődéssel. Érdemes tehát a tudományterületet beható tanulmányozásnak alávetni különös tekintettel a máig nyitott kérdésekre, majd azokra a kutatás eszközeivel keresni a válaszokat.

1.4. A telemanipuláció kutatásának főbb irányvonalai: történeti áttekintés és a tudomány jelenlegi állása

Az első telemanipulációs eszközöket 1890-ben építette Nikola Tesla, amelyre az [5] cikk hivatkozik. Az 1940-es évek közepén Raymond Goertz megalkotta az első mechanikus mester–szolga (master–slave) teleoperátoros berendezést [6], elsősorban azért, hogy elkerülhető legyen a veszélyes környezetben végzett közvetlen emberi munka.

A behatóbb áttekintés okán érdemes csoportokba gyűjteni a hasonló területre fókuszáló tudományos értekezéseket. Szinkronban a bevezető alapgondolatával, az első nagy csoport legyen az, amikor a telemanipuláció célja, hogy a munkavégzést olyan környezetben lehessen végrehajtani, ahol az emberi tartózkodás nem komfortos, veszélyes, vagy nem lehetséges. Ennek megfelelően a következő alcsoportok lesznek vizsgálva: víz alatt-, sugárzó területen, levegőben- és a világűrben végzett telemanipuláció.

Egy másikfajta csoportosítás végezhető például aszerint, hogy egy adott célra tervezett telemanipulációs eljárás esetén mik azok a speciális témakörök, amivel az eljárás alkalmassága és hatékonysága miatt foglalkozni kell. Itt kerülnek tárgyalásra a haptikus visszacsatolás, az alkalmazott szenzorok, a megosztott autonómia kérdésköre, az időkésleltetés, a mikromanipuláció, az alkalmazott szabályozókhoz kapcsolódóan a zavarkompenzáció és a csúszómód szabályozás, végül pedig a digitális ikermodell kérdésköre. Annak ellenére, hogy a disszertációban nagy hangsúly került a tudományos irodalmi háttér feltárására a terjedelmi korlátok közel sem teszik lehetővé ennek az igencsak szerteágazó területnek az alapos lefedését.

Tekintettel arra, hogy a technikai fejlődés lépcsőfokain alkalmazási területtől függetlenül végig kellett haladnia az összes telemanipulációs alkalmazásnak, így bizonyos esetek aprólékos kifejtése mellett más esetekhez rövidebb leírás fog tartozni.

1.4.1. Víz alatt végzett telemanipuláció

A víz alatti munkavégzésre alkalmas céleszközöket UUV-nek, azaz Unmanned Underwater Vehicle-nek (pilóta nélküli vízalatti jármű), vagy általánosságban ROV-nak, azaz Remotelli Opetated Vehicle-nek (távolról irányított jármű) nevezi az irodalom. Annak meghatározása, hogy pontosan mi volt az első meghatározó alapkő egy kutatási területen nem minden esetben lehetséges, jelen esetben a Luppis-Whitehead Automobile által 1864-ben megalkotott PUV-jét (Programmed Underwater Vehicle), azaz programozott vízalatti járművét említi közvetetten az irodalom [7][8]. Fontos megemlíteni azonban, hogy bár meghatározó előzmény, telemanipulációról itt még nincsen szó. Az első távolról irányítható vízalatti jármű 1953-ban került megvalósításra és Dimitri Rebikoff nevéhez köthető [7][8]. A következő lépcsőfokot a Naval Ordnance Test Station által 1960-ban kifejlesztett US Navy CURV (Cable Controlled Underwater Recovery Vehicle - Vezetékes irányítású vízalatti visszaszerző jármű) névre keresztelt prototípus jelentette, amely feladata a víz alatt maradt éles harcászati eszközök felkutatása és felszínre hozása volt [7]. Gyakorlatilag innentől kezdve beszélhetünk valódi telemanipulációról. Sajnos a mindenki által könnyen hozzáférhető online adatbázisokban csak a '90-es évektől szerepelnek tudományos cikkek ebben a témában, így a részletesebb elemzés ettől a dátumtól lehetséges.

1990-ben egy olyan telemanipulációs karral felszerelt ROV került megalkotásra, amely alkalmas volt többek között ultrahangos falvastagságmérésre, hegesztési varratok repedéseinek feltárására, kefés tisztításra, szelepek működtetésére és drótkötelek elvágására [9]. Későbbi tesztelések az eszközről a következő évben megjelent [10]. cikkben olvashatóak.

1992-re már általános gyakorlattá vált a különféle távolról irányítható manipulátor karok alkalmazása karbantartó-, visszaszerző-, vagy kutató feladatot ellátó ROV-ok esetében [11]. A szenzorok és aktuátorok korlátain túl ezen a területen külön nehézséget okoz, hogy az irányítandó effektor (a robotkarok irányított végeleme, például megfogó) egy mobil eszközön található, melynek imbolygásából fakadó bizonytalanságokat kezelni kell. A tervezésnél tehát figyelembe kell venni a ROV nemlineáris dinamikáját, a jármű-manipulátor dinamikát, valamint a manipulátor dinamikáját. A víz alatti teleoperációs rendszerek tervezésénél felmerülő nehézségeket a [12] cikk foglalja össze.

1994-ben a pontosabb telemanipuláció megvalósításának érdekében egy mestereszközzel irányítható, 6 szabadságfokú, 160 kg tömegű és 30 kg-al terhelhető robotkar tesztelését és felkészítését kezdték meg a víz alatti munkavégzésre [13]. Itt a mestereszköz súrlódásának csökkentését úgy oldották meg, hogy zérus nyomaték mellett mérték a visszafordításhoz szükséges erő küszöbértékét. A [14] cikkben egy továbbfejlesztett szabályozás kerül bemutatásra vízalatti telemanipulációhoz.

1995-ben a kommunikációs csatorna (ultrahang alapú kommunikációs rendszer) korlátaira egy úgynevezett modell alapú teleoperációs áthidaló eljárást valósítottak meg, amely a képi megjelenítést matematikai alalpon a mesteroldalon számítással határozta meg [15].

1997-ben a robotika akkor innovatívnak számító eljárásai kerültek intergrálásra egy ipari ROV-ba [16]. A [17] cikkben a egy elektromechanikus telemanipulációs karral folytattak le laboratóriumi kísérleteket a hidraulikus rendszerek pontatlansága miatt.

2003-ban [18] szerint úgy került megvalósításra egy vízalatti terület felmérésére és aknák eltávolítására is alkalmas mobil robot haptikus teleoperációja, hogy egy lézeres távolságmérő által számított értékből került mehgatározásra a mestereszközön érzékelt erő.

2016-ban [19] alapján egy kétkarú ROV-ra szerelt teleoperációs rendszer fejlesztése kezdődött el, melynek irányítását egy külön erre a célra tervezett exoszkeleton biztosította. A szatellit alapú

kommunikáció késleltetési problémája úgy került áthidalásra, hogy a mesteroldalon a ROV szenzorai alapján felépített 3D-s modellkörnyezetben végzett beavatkozást egy mesterséges intelligencia alapú szoftver mozgásprimitívekre bontotta, amelyeket a szolga oldali aktuátor végrehajtott.

A technológia fejlődésével, beleértve a hardveres (szenzorok, aktuátorok és processzorok) illetve a szoftveres (szabályozók, tömörítési eljárások, mesterséges intelligencia alapú algoritmusok) oldalt lehetővé vált ezeknek a viszonylag egyszerű és repetitív feladatoknak az automatizálása. Ennek megfelelően az autonóm működésű vízalatti járművek, (Autonomous Underwater Vehicle) AUV-ok kerültek a kutatás középpontjába [20] [21] [22]. A [23] publikációban egy vízalatti kábelek karbantartására létrehozott ROV kerül bemutatásra, amely az érintőképernyő segítségével kiadott karbantartási feladatot önállóan végzi el. A [24] cikkben egy megosztott irányítású mélytengeri vizsgálatokat végző ROV szerepel, amely egy VR (virtuális valóság) alapú rendszerben kézmozdulatokkal irányítható.

ROV/AUV-ok tervezéséhez használható moduláris hardverarchitektúrával a [25] publikáció-, ROV/AUV-ok szállítorendszerének egy lehetséges hidrodinamikai modellezésével pedig a [26] publikáció foglalkozik. Szintén AUV-okhoz megvalósított adaptív, nem szinguláris, trajektória követő csúszómódszabályozó a [27] cikkben szerepel.

1.4.2. Sugázó területen végzett telemanipuláció

1989-ben a távoli karbantartású atomerőműveknél már eleve úgy kellett megtervezni az újrafeldolgozó üzemet, hogy az alkalmas legyen a telemanipulációs rendszerrel való munkára. Ennek a rendszernek bár meg voltak a maga korlátai, a rutinfeladatokon túl lehetőséget biztosított távirányítású javítóhegesztések elvégzésére, ahogyan az a [28] cikkben olvasható. Később, ahogy a sugárzó területeken alkalmazott telemanipulációs eszközök a fejlettebb ipari robotkarok irányába mozdultak el sorra jelentek meg az operátor feladatát megkönnyítő funkciók, mint például a közelség- és orientáció érzékelés,

automatikus távolság- és/vagy erőtartás. Az ezekhez alkalmazott szenzoroknak és elektronikáknak köszönhetően azonban már nem volt olyan robusztus a telemanipulációs kar a sugárzással szemben. Ennek hatásaival a [29] cikk -, általánosságban a nukleáris környezetben felmerülő teleoperációs kihívásokról pedig a [30] értekezés foglalkozik.

A [31] publikációban egy prevenciós karbantartásra és távoli vizsgálatra tervezett teleoperációs rendszer kerül bemutatásra virtuális tanulókörnyezettel. A [32] publikáció egy olyan teleoperációval működtethető mobilrobot tervezését közli, amellyel a reaktor maximális fokozaton történő működése közben is elvégezhetőek a karbantartási folyamatok. A [33] cikk célkitűzései között szerepel a produktivitás növelése a telemanipulációval elvégezhető feladatok számának bővítésével és a folyamat gyorsításával egy mester-szolga típusú "man in the loop" rendszer bemutatásával. A [34] cikk a hatékonyság növelését az operátor személyének fókuszpontba helyezésével közelíti meg, hasonlóan [35] cikkhez, ahol felvételek elemzése köré épül az elemzés.

A reaktorok esetében is elmodható, hogy bizonyos feladatok ellátása speciális céleszközök kifejlesztését igénylik. A [36] cikkben egy a reaktor úgynevezett divertor területében dolgozni képes vízhidraulikus mestereszköz kerül bemutatásra, melynek előnye, hogy a tisztasági feltételeknek megfelelő hidraulikus folyadéknak köszönhetően alkalmazhatóvá válik ez a kisebb tömeggel- és térfogattal is jelentős erőkifejtésre képes eszköz. A [37] publikációban egy olyan Articulated Inspection Arm (AIA), azaz csuklós vizsgálókar típusú telemanipulációs eszköz fejlesztése kerül bemutatásra, amely a reaktor egy olyan területére lett tervezve, ahol vákuumban kell dolgoznia szélsőséges hőmérsékleti viszonyok között. A [38] cikkben pedig egy argon gázos közegben működő teleoperációs rendszer tervezését mutatják be.

A 2019-es [39] értekezésben egy olyan szoftveres keretrendszer kerül bemutatásra, amely a reaktor elemek valós helyzetét képes modellezni és átültetni egy VR (virtuális valóság) környezetbe, amely nagyban segíti az operátor munkáját a telemanipuláció során. [40] publikációban a különféle egyedi alkalmazású távoli kezelésre alkalmas eszközök egységesítésére alkalmas rendszer kerül bemutatásra. A [41]

cikkben egy olyan rendszer fejlesztésének első szakasza kerül bemutatásra, amely egy VR környezetben valós időben képes megjeéeníteni a szolgaeszköz mozgását. [42] cikk átfogóan ír arról a taiwani atomerőmű négy blokkjának megközelítőleg 20 éves leszerelési időtartamának példáján, hogy a telemanipulációra képes okosrobotok fejlesztésével nemzetközi ipari együttműködések segítségével jelentős technikai és gazdasági előnyre tehetne szert országuk.

1.4.3. Levegőben végzett telemanipuláció

A levegőben végzett telemanipulációhoz azok az esetek kerültek besorolásra, amikor egy lebegő, vagy repülő eszköz közbeiktatásával történik meg a telemanipuláció. Ebben az esetben szükség van az UAV (Unmanned Aerial Vehicle), azaz pilóta nélküli légi jármű, vagy elterjedtebb nevén drón mozgásegyenleteinek felírására és paramétereinek identifikálására. A [43] cikkben egy kétszabadságfokú-, a [44] cikkben pedig egy oktorotoros drón paraméter identifikációja kerül ismertetésre.

Az ilyen jellegű telemanipulációs eljárások egy fontos jellemzője, hogy itt a telemanipulációs eszköz nem egy fixponthoz van rögzítve, hanem egy állandó mozgásban lévő drónhoz. A [45]-es publikáció egy légijárműre erősített manipulátorkar vibráció szabályozását vizsgálja. A [46] publikáció egy UAV helikopter vibrációs analízisét mutatja be kitérve a vibráció látórendszerre gyakorolt hatásaira, valamint egy Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System (ANFIS) alapú szabályozót mutat be ennek csillapítására. A [47] cikkben a tehetetlenségi navigációs szenzorok segítségével történő stabilizálás-, a [48] cikkben pedig a frekvencia-adaptív optimális szabályozás segítségével biztosított stabilitás kerül bemutatásra.

Egy másik fontos sajátosság a környezet objektumaival való ütközéskor keletkező hirtelen fellépő erősen dinamikus behatások kezelése. Ennek érdekében a [49] cikkben az operátor karjaira szerelhető haptikus eszköz kerül bemutatásra, [50] cikkben szabályozási eljárások kerülnek összehasonlításra, [51] cikkben pedig egy motion capture

rendszerrel egybekötött haptikus mestereszközzel történő itányítást valósítanak meg.

Az UAV-t és az ahhoz kapcsolódó telemanipulációs kart és egyéb kiegészítőket egységbe foglaló rendszer megnevezése az UAS (Unmanned Aerial System). Egy ilyen rendszer modellezését és szabályozását vizsgálja az [52] cikk szimuláció segítségével, az [53] cikk adaptív szabályozással, az [54] cikk hierarchiális szabályozással, az [55] pedig dinamikus modellezéssel és szabályozással. Az [56] publikációban egy képalapú szabályozást valósítanak meg, az [57] értekezésben pedig egy quadrotor UAV-hoz kapcsolt flexibilis manipulátor karral alkotott rendszernek mutatják be a modellezését és szabályozását.

Meg kell még említeni az [58] cikkben bemutatott esetet, amikor is több UAV közös együttműködéssel szállít egy nehezebb terhet, vagy amikor az [59] cikknek megfelelően egy drón teljesen autonóm módon szállít el egy célobjektumot egy célkoordinátára, amelyek már csak tágabb értelemben kapcsolódnak a telemanipuláció témaköréhez.

1.4.4. Világűrben végzett telemanipuláció

A világűrben és távoli bolygókon végzett missziók esetében elengedhetetlen a megfelelő kommunikációs csatorna biztosítása. Az ezzel kapcsolatos tudományágat telematikának nevezik, amelyről a [60] cikk értekezik, [61] cikkben pedig egy adatkomminukációs rendszer tervezése kerül bemutatásra űrben végzett telemanipulációhoz. A [62] cikk azt vizsgálja, hogy az ember-gép kapcsolat hogyan optimalizálható az űrben végzett teleoperáció során.

A [63] cikkben egy műholdra szerelt robotkar teleoperációja kerül bemutatásra a műhold orientációjának (határok közötti) fixen tartása mellett. A [64] publikációban egy mester-szolga típusú erővisszacsatolásos telemanipulációs rendszer kerül bemutatásra jelentős időkésleltetés figyelembevételével. A [65] cikkben egy kaszkád rendszerstruktúrát alkalmazva küszöbölik ki az időkésleltetést egy világűrben történő orvosi célokrara fejlesztett telerobot irányításához.

1.4.5. Haptikus visszacsatolás

A haptikus visszacsatolás egy több tudományterületet érintő téma. Az ide kapcsolódó legkorábbi kutatások az emberi haptikus, vagy taktilis ésrzékelésre irányultak. [66] publikációban megállapításra került, hogy az alany saját kézmozgásai aktívan hozzájárulnak a környezet megismeréséhez. Később az ember kezében található mechanoreceptorok és a hozzá kapcsolódó idegi aktivitás vizsgálatával elkülönítésre kerültek a gyorsan és lassan adaptálódó afferens egységek [67], majd az ezekhez artozó hatátárértékek is rögzítésre kerültek [68]. Vizsgálták a mechanikai inger frekvenciájának hatását [69], valamint azt, hogy hogyan lehet tapintással alakot, méretet, vagy textúrát megkülönböztetni [70].

A társtudomány-terület feltérképezése által nyert tudás vezetett napjaink modern vibrotaktilis-, és erővisszacsatoláson alapuló eszközeihez, és a hozzájuk kapcsolódó kutatásokhoz. Vibrotaktilis visszacsatolást alkalmaztak a [71] cikkben járásteljesítmény növelésére VR környezetben, [72] publikációban pedig szintén VR környezetben motoros képességek fejlesztésére. [73] kutatás keretein belül egy erővisszacsatolással ellátott toll segítségével történő vonalkövetést vizsgáltak VR környezetben, a [74] publikációban pedig VR környezetben rugalmas erőterekkel történő interakciók során vizsgálták az időkésleltetett erővisszacsatolások hatását. Protézist használók érzékelésének pótlására mind vibrotaktilis [75], mind pedig erővisszacsatolást alkalmaztak [76]. A teleoperációt segítették erővisszacsatolást [77], valamint erő- és vibrotaktilis visszcsatolást alkalmazó eszközök segítségével. A drága és bonyolultabb hardverigényű erővisszacsatolás vibrotaktilis visszacsatolással történő helyettesítése is kutatott terület [78].

1.4.6. Telemanipulációs eljárásoknál alkalmazott szenzorok

Már az 1950-es években felfedezték az erőérzékelés fontosságát telemanipulációs eljárások során [79], valamint a vizuális érzékelésre sztereo-televíziót használtak, ami lehetővé tette a mélység érzékelését [80]. Az 1960-as években még egyszerűbb felépítésű szenzorokat hasz-

náltak. Ilyen volt például a távoli környezetben elhelyezett objektum érintésének érzékelésére használt induktív elmozdulás-átalakító [81]. Ekkor már az analóg szenzorjeleket analóg-digitál (AD) átalakítók segítségével digitális számítógépen dolgozták fel [82]. Az 1977-es [83] cikkben már közelség-, taktilis, valamint erő/nyomaték-érzékelők hatását vizsgálták a telemanipuláció teljesítményére, 1980-ban pedig már egy átfogó cikk jelent meg a technológiai fejlődések összefoglalására [84], amiben a szerző már "okos szenzorokra" (itt még szenzor és hozzá tartozó intelligens jelfeldolgozás értelemben) és ember-gép interfészre hivatkozik.

Az 1990-es években már megjelent a szenzorfúzió foglama [85], és a taktilis szenzorok váltak a kutatás egyik meghatározó tárgyává. Vizsgálták, hogy az erő alapú-, vagy pedig a taktilis visszacsatolás vezet jobb eredményre a telemanipuláció szempontjából [86]. A [87] folyóiratban egy 64 elemes taktilis tömbszenzort vizsgálnak. A [88] cikk 3 fő problémát határoz meg: kevés a taktilis és érintési információ, a 2D-s vizuális kijelzők miatt hiányzik a mélységérzékelés és a szabályozási hurok időkésleltetését. A [89] folyóiratcikkben pedig egy átfogó összefoglalás található a taktilis érzékelők fejlődéséről.

A 2000-es években egy többujjas robotkezet szereltek fel olyan szenzorokkal, amely optikai alapon valósított meg taktilis érzékelést, majd az így kapott információkat egy speciális érzékelő kesztyűbe irányította, melyet az operátor viselt [90]. A [91] cikkben egy 6 szabadságfokú robotkart, amely csuklói fel voltak szerelve optikai nyomatékmérőkkel kiegészítettek egy Kinotex nevű érzékelővel, amely a gyakorlatban egy tapintásra képes mesterséges bőrfelületet kölcsönzött a robotkarnak, melynek érzékenysége összehasonlítható az emberi bőr érzékenységével. A robotkar nagy felületén elhelyezett mesterséges bőr lehetővé teszi az érintkezési terület pontos lokalizációját, valamint az ott kialakuló nyomáseloszlás mérését. Később ezt a rendszert felhasználták tárgymerevség becslésére és a tárgy alakjának felismerésére szolgáló módszerek fejlesztésére, azaz a tárgyak háromdimenziós térben történő feltérképezésére [92]. A [93] publikációban egy elasztikus, emberi ujj formájú szenzort fejlesztettek ki, amely képes háromdimenziós

vektormezőkként érzékelni a szolgaoldalon ébredő erőket. Elmondható tehát, hogy a meghatározó irány a pontosság növelése mellett az erőérzékelés kiterjesztése volt az erő térbeli eloszlásának érzékelésére.

A 2010-es években a telesebészeti alkalmazásoknál felmerül az igény olyan speciális, kis méretű erőmérő szenzorok fejlesztésére, amelyeket minimál invaziv beavatkozásoknál lehet majd használni [94]. A [95] cikkben a DaVinci teleoperációs rendszerhez fejlesztettek egy olyan szenzort, amely a kezelők számára biztosítja a műszerek érintkezéséből származó gyorsulás visszacsatolását. Ez a visszajelzés hang formájában, hangszórókon keresztül és/vagy haptikus módon, egyedi hangtekercses aktuátormodulok segítségével jeleníthető meg és a környezettel való kölcsönhatás durvaságára lehet általa következtetni. A [96] összefoglaló tanulmány áttekintést nyújt az emberi kéz tevékenységét és mozgásait leíró modellekről, és meghatározza a kézben történő manipulációhoz szükséges funkcionális és műszaki követelmények együttesét. A [97] publikációban szintén teleoperációs eljárásokhoz egy újfajta, érzékelési kivonásnak (sensory subtraction) nevezett eljárás alapján, melynek lényege, hogy a kinetikus komponensből és bőrdeformációból álló haptikus ingereket kizárólag bőrérzeti ingerekkel helyettesítik hoztak létre egy újfajta érzékelőt, amelyhez hasonló kutatás a [98] cikkben olvasható elasztomerrel. A [99] cikkben egy vizuális alapon kiértékelt optikai taktilis szenzort fejlesztettek GelSigh néven, amely szintén elasztomer alapú szenzorkutatás.

A 2020-as években a tanulóalgoritmusok elterjedése nagy hatással van a szenzorok fejlődésére. A nagyon finom érzékelés alapjául szolgáló hatalmas adatmezők feldolgozása lehetőséget ad előremutató célok kitűzésére. A [100] cikkben egy újfajta, DIGIT nevű taktilis szenzort mutatnak be, amelynél már a nagy felbontás mellett a kis méret és az alacsony gyártási költség is követelmény. A szenzor adatait mélytanulásos modell alapú prediktív szabályozással alkalmazva egy robotkar segítségével képesek voltak üveggolyókat célpozícióba mozgatni. A [101] publikációban a korábban már említett VTacArm került továbbfejlesztésre oly módon, hogy képes legyen az érintkezési felületek azonosítására, valamint az érintkezési helyek és a deformáció mértéké-

nek meghatározására is. A cél már az volt, hogy bemutassák a robot azon képességét, ahogy a környezettel való interakció során utánozza az emberi cselekvéseket. A [102] értekezésben taktilis képszekvenciák mélytanulásos feldolgozásával olyan modelleket hoztak létre, melyek képesek előre jelezni, ha a taktilis szenzoron érkező adatok mintázata alapján a tárgy meg fog csúszni. A szenzorok és a hozzákapcsolódó adatfeldolgozás fejlődése már magas szintű megosztott autonómiát tesz lehetővé [103]. A [104] cikkben megosztott autonómia segítségével kerülik el, hogy a megfogott tárgy megcsússzon a robotkézben, a [105] publikáció esetében pedig feltanítás után a robotkéz már egyedül is képes lesz képzben tartott objektumok megszámolására. Lehetőség van a taktilis képességek online keretrendszer segítségével való feltanítására is két robot között [106]. A [107] cikkben pedig közvetlenül az aktuátor felszínébe kerül beágyazásra a szenzor. Összefoglalásul a modern telemanipulációs eljárások során a kezdetekhez képest lényegesen megváltozak az igények. Nem pusztán információnyerés a cél a távoli környezetből, hanem egy komplett operátor támogató keretrendszer megvalósítása, amely ha kell részben, vagy egészben autonóm módon is be tud avatkozni az operátor tevékenységébe. A szenzorok összessége egy komplex, egymással együttműködő rendszert alkot és az erre a szemléletre való rámutatás itt most fontosabb, mint konkrét feladatokra kifejlesztett célszenzorok ismertetése.

1.4.7. Megosztott autonómia

Már az 1960-as években felmerült a megosztott autonómia szükségessége. Itt a telemanipuláció során jelentkező időkésleltetés áthidalására vetődött fel az az ötlet, hogy a mester oldalról ellenőrzött módon ugyan, de a szolgaoldal képes legyen bizonyos döntések meghozatalára limitáltan autonóm módon [108]. A cél egy olyan hierarchikus rendszer létrehozása, amely az operátor által kiadott magasabb rendű utasítást alacsonyabb rendű uatsításokra bontva valósít meg [109]. A ’70-es évekre megfogalmazódik az ember felügyelő (supervisor) szerepe, melynek egyik kiemelt része a bizalom az autonóm módon működő

rendszerben [110]. Az 1980-as évektől a teleoperációban egyre nagyobb szerepet kaptak a kezelőt támogató vizuális és prediktív megjelenítési technikák. A predictive display a távoli manipulátor és környezet modelljének felhasználásával a kommunikációs késleltetésből eredő információs hiányt igyekezett kompenzálni [111] [112], így a kezelő számára nem kizárólag a késleltetett szenzoros visszajelzés állt rendelkezésre. A '90-es években megjelent [113] cikk összefoglalást nyújt az űrben végzett telemanipuláció esetén felmerülő időkésleltetés áthidalási lehetőségeiről a feladat alapján érintve a prediktív megjelenítést és a magas fokú hierarchia kérdéskörét. Ahhoz, hogy a magasszintű hierarchia megvalósítható lehessen szükség van a szolgaoldali eszközt ehhez szükséges szenzorokkal és szabályozási körökkel ellátni a kisebb korrekciókhoz [114]. A '90-es évek végére pedig már önálló feladatokra a [115] cikk szerzője robotkéz-teleoperációban autonóm manipulációs primitíveket vezetett be.

1.4.8. Kommunikációs csatorna és időkésleltetés

Az időkésleltetés kérdésköre már több alfejezetben is szerepelt. Ez nem véletlen, ugyanis meghatározó probléma a telemanipuláció során, ami csökkenti a rendszer transzparencióját (a távoli környezet tiszta érzékelését) és a rendszer stabilitását is negatívan befolyásolja [116]. Bilaterális szabályzás esetén a [117] cikkben egy robusztus viselkedést értek el véletlenszerű időkésleltetés esetére egy mester-oldali virtuális rendszermodell és egy passzivitás megfigyelő kombinálásával. Később további hibrid megoldások születtek az időkésleltetéssel szembeni robusztusságra, mint például az energiahatároló megközelítés (energy-bounding approach, EBA) Smith predictorral (SP) kombinálva [118], vagy az idősorokon alapuló becslés. A legújabb kutatásokban már a különféle mesterséges intelligencia eljárásokat is integráltak. Jó példa erre a mély megerősítéses tanuláson alapuló algoritmust bemutató értekezések [119], [120], vagy a neurális hálókat alkalmazóak, mint például a [121] publikáció, melyben a radiális bázisfüggvény-hálózatok (radial basis function neural networks, RBFNNs) eljárásának segítségével

tették a rendszer viselkedését robusztussá a paraméterbizonytalanságokkal szemben.

1.4.9. Mikromanipuláció

A mikromanipuláció olyan terület, ahol kifinomult szabályozási módszerek alkalmazása szükséges. Központi problémát jelent a súrlódás kompenzálása, amely nemlinearitása miatt nehézségeket okoz. Számos módszert fejlesztettek ki a telemanipulációs rendszerek szabályozására. Ezek közül az egyik hatékony és robusztus eljárás a csúszómód-szabályozás.

Az 1960-as évek közepéig a telemanipulációs rendszerek munkaterülete viszonylag korlátozott volt, így az időbeli késleltetés problémája nem jelentett számottevő kihívást. 1965-ben bemutatták az úgynevezett move-and-wait (mozgatás és várakozás) stratégiát, amely alkalmasnak bizonyult a késleltetés kezelésére [122]. Az űrkutatás fejlődése szükségessé tette a telemanipuláció hatótávolságának jelentős növelését, aminek következtében az időbeli késleltetésből eredő problémák kompenzálása a szabályozórendszer feladatává vált, tehermentesítve ezzel a kezelőt [123]. Ezzel párhuzamosan szükségessé vált a telemanipulátor szolgaoldali egységének olyan hordozóplatformra történő telepítése, amely képes azt a célterületre eljuttatni [124]. A telemanipulációs rendszerekben az emberi tényező szerepe szintén egyre nagyobb figyelmet kapott mind a tervezés, mind az üzemeltetés területén [125].

Az 1980-as évek közepén és az 1990-es évek elején jelentős előrelépések történtek az időbeli késleltetés kezelésének területén. A [126] közlemény egy olyan tervezési keretrendszert mutatott be teleoperációs rendszerek számára, amely kinesztetikus visszacsatolást és kétoldali impedanciaszabályozást alkalmazott. A [127] cikk szerint az első valódi telerobotot az űrben üzemeltették. A mikroelektromechanikai rendszerek (MEMS) technológiájának fejlődésével párhuzamosan megjelentek az első mikro-telemanipulációs rendszerek is.

A [128] tanulmányban egy hat szabadságfokú (6 DOF) mikroma-

nipulátort terveztek és teszteltek piezoelektromos (PZT) aktuátorok alkalmazásával. A [129] munkában az erő-visszacsatolást és a vizuális visszajelzést egyesítették egy szenzoralapú mikro-összeszerelési feladat támogatása érdekében.

A 2000-es évekre a mikromanipuláció széles körben elterjedt kutatási és alkalmazási területté vált. A [130] közlemény egy mikrorobot-alapú mikro-összeszerelő állomást mutatott be. A [131] tanulmány egy elektrosztatikus MEMS mikrorobotot ismertetett, amely egy-két nagyságrenddel kisebb volt a korábbi mikrorobot-rendszereknél, és teleoperációval volt irányítható. A [132] munkában egy mikro- és makroléptékű alkalmazásokhoz használható telemanipulációs rendszer haptikus megjelenítési technikáját mutatták be. A [133] közlemény egy sebészeti célokra kifejlesztett telerobotikai rendszer tervezését és integrációját ismertette. A [134] tanulmányban egy piezoaktuátoros mikro-telemanipulációs rendszer nagy pontosságú szabályozását demonstrálták. A [135] munkában egy új szabályozási stratégiát dolgoztak ki egy nemlineáris, kétoldali makro–mikro teleoperációs rendszer számára, figyelembe véve az időbeli késleltetés hatásait. A [136] közlemény egy új értékelő és oktatórendszert mutatott be középfülsebészeti alkalmazásokhoz fejlesztett mikro-telemanipulációs feladatok támogatására.

Az elmúlt öt év kutatási eredményei tovább gazdagították a mikromanipuláció területét. A [137] tanulmány egy origami által inspirált mikromanipulátort mutatott be távoli mikrosebészeti alkalmazások számára. A [138] munkában egy intuitív és átfogó platformot ismertettek erő-visszacsatolással támogatott mikromanipulációs feladatok megvalósítására. A [139] közlemény egy kombinált szabályozási módszert mutatott be egy piezoelektromos aktuátorhoz, amely egy előrecsatolt neurális hálót és egy visszacsatolt integráló gyors terminális csúszómód szabályozót ötvözött. A [140] publikáció áttekintést nyújtott a mágnesesen vezérelt mikrorobotok mikro- és nanomanipulációs alkalmazásairól. A [141] tanulmány akusztikus működtetőelemek alkalmazását mutatta be mikro- és nanorobotok manipulációjában. A [142] közlemény egy állítható megfelelőségű, állandó erő biztosítása-

ra képes mikro-megfogó tervezését és értékelését ismertette, míg a [143] cikkben egy elektropermanens mágnessel működő aktuátorral felszerelt mikromegfogós robot került bemutatásra.

1.5. Zavarkompenzáció áttekintése

Az irodalomban számos cikk foglalkozik az olyan zavarbecslővel, illetve zavarkompenzációval, amely az átviteli függvény inverzióján alapul [144]. Ezt a módszert a japán Ohnishi professzor alapozta meg még a nyolcvanas években [145], majd sikerrel alkalmazták a telemanipuláció területén [146]. Később sokan az átviteli függvény inverzióján alapuló zavarbecslést szabályozással kombinálták és a módszernek számos módosított és javított verziója jelent meg az irodalomban [147]. Az átviteli függvény inverziójának a legnagyobb problémája az, hogy az inverzió során fizikailag megvalósthatatlan, illetve a kauzalitást sértő rendszerek jönnek létre, melyeket szűrővel lehet kompenzálni [148]. A direkt modell alapú megközelítéssel az a probléma, hogy nagyon nagy értékű visszacsatoló ágat feltételez, ami folytonos értékű visszacsatolással a gyakorlatban nem minden esetben megvalósítható és ezért kell hozzá a csúszómód szemlélet.

1.6. A csúszómód-szabályozás történeti áttekintése

Az irodalomban legkorábbak fellelhető, nagyfrekvenciás kapcsolási üzemmódban működő szabályozókat ekkor még „vibrációs szabályozóknak" nevezték. Ezt az eljárást az 1930-as években már széleskörűen alkalmazták, mint például a [149] cikkben repülőgépek egyenáramú (DC) generátorainak szabályozórendszereiben. Az olyan rendszerekben, amelyekben a diszkontinualitások elszigetelt pontokban jelentkeztek számos matematikai módszert dolgoztak ki a klasszikus differenciálegyenletek elméletére támaszkodva, mint például a pontok közötti transzformációk és átlagolási eljárások, melynek alkalmazása a [150] cikkben jelenik meg egy hajó adott iránytartása melletti stabilitásának fenntartására. Sajnos ezek a korai publikációk nehezen

elérhetőek, azonban a [151] könyv elméleti része tartalmazza ezeket az információkat.

A változó struktúrájú szabályozás (VSC) megszületése az 1950-es évekre tehető. A cél olyan szabályozók létrehozása volt, amelyek robusztus viselkedést mutatnak a paraméterváltozásokkal- és a külső zavarásokkal szemben. Ekkor több könyv is megjelent a témában [152], [153], valamint fontos kiemelni a [154] cikket, amely a csúszómód jelenség korai vizsgálatát mutatja be.

1967-ben megjelenik egy összefoglaló köny Váltakozó struktúrájú szabályozási rendszerek címmel [155], ami a később csúszómód-szabályozásnak nevezett eljárás közvetlen alapjának tekinthető. Ezt követően a [156] cikk egy rendszer érzékenységének csökkentési lehetőségeit tárgyalva megállapítja, hogy a paraméterváltozások és egyéb zavarások csak addig vannak hatással a rendszerre, amig a csúszómód kialakul. A [157] értekezésben pedig változó struktúrájú szabályozást alkalmazva egy szervorendszerre értek el zérus maradandó hibájú jelkövetést.

Az eddig főként szovjet tudományos irodalomban megjelenő eljárás az 1970-es években vált nemzetközileg is ismertté. A [158] cikkben egy folytonos alrendszerekből álló, azokat megfelelő kapcsolási logikával összekapcsolt változó struktúrájú rendszer tervezése és vizsgálati módja került bemutatásra. Itt már megjelenik az egyenértékű szabályozási eljárás (equivalent control method) fogalma. A [159] könyv az addig szovjet nyelven megjelent eredményeket foglalta össze a változó struktúrájú rendszerekről és közvetítette a nyugati tudományos közözösségek számára.

Az 1980-as években a csúszómódhoz kapcsolódó kutatások célja a gyakorlati alkalmazásokra öszpontosult. A [160] értekezésben egy robotmanipulátor jelkövetése került megvalósításra csúszómódban. Itt már felvetődik a csattogás (chattering) problémája, melynek hatását a [161] folyóiratcikkben ismertetett határréteg (boundary layer) módszerrel csökkenti. A [162] publikáció kifejezetten a többváltozós rendszerek csúszómód-szabályozását mutatja be.

Az 1990-es években a csúszómód alkalmazásra került az elektromos

hajtásokban is [163], köszönhetően annak paraméterbizonytalanságokkal szembeni érzéketlenségének, zavarelnyomásának, a rendszer dinamikai rendjének redukáló jellege miatt, valamint a teljesítményelektronikai kapcsolóelemekkel történő könnyű megvalósíthatósága miatt. A [164] cikkben elemzésre kerülnek a csattogás kialakulásának okai, valamint csökkentésének lehetőségei, amely a digitális implementáció kapcsán is felmerül a [165] publikációban. A csúszómód-szabályozás elektromechanikai rendszerek esetén az évtized végére már kiforrott ipari alkalmazássá vált [166].

A 2000-es években az úgynevezett magasabb rendű csúszómód (Higher Order Sliding Mode, HOSM [167]) eljárásokra került a nagyobb hangsúly. Ezeknél az eljárásoknál a szabályozójel simább lesz (azaz a csattogás mérsékeltebben fog jelentkezni). Ilyen eljárás például a Super-Twisting Sliding Mode (STSM). A [168] cikk bemutat egy erős Lyapunov függvényt a STSM-hoz. Az elérési idő becslését STSM eljárások esetén a [169] publikáció tárgyalja, míg egy MIMO (több bemenetű és több kimenetű) rendszer ismeretlen paramétereinek becsléséhez alkalmazott STSM alapú megfigyelőjének tervezését a [170] ismerteti. Egyik első STSM alkalmazás üzemanyagcellás rendszerek esetére szintén erre az időszakra tehető [171]. Megjegyzendő, hogy a STSM témaköre napjainkban is kutatott és alkalmazott módszer, a [172] cikkben egy impedanciamodell kerül kombinálásra STSM szabályozóval annak érdekében, hogy egy mobil platformra szerelt manipulátor felborulását megakadályozza munkavégzés közben. Egy másik elterjedt változatot képeznek az adaptív csúszómód-szabályozások (ASMC). A [173] cikkben egy másodrendű adaptív csúszómód eljárás kerül megvalósításra, míg a [174] cikkben klasszikus adaptív csúszómódot alkalmaznak egy olyan erősen nem lineáris rendszeren, melyben a motor forgó mozgását egy csúszka lineáris mozgatására használják, [175]-ben pedig egy MEMS giroszkóphoz. Az ASMC is manapság széleskörben alkalmazott és kutatott eljárásnak minősül. A [176] cikkben egy időben változó kommunikációs késleltetésekkel és ismeretlen, de korlátos bizonytalanságokkal rendelkező teleoperációs rendszerhez alkalmazott ASMC kerül bemutatásra.

A 2010-es időszakra tehető a csúszómód gépi tanulással történő kombinálásának lehetőségeinek vizsgálata. (Megjegyzendő, hogy a két terület kombinálására már a '90-es évektől történtek kísérletek [177] [178], de ezeknél még a mesterséges intelligencia csak segédkomponensként volt használva és a számítási kapacitások korlátozottsága miatt kevésbé volt jelentős szerepe.) A [179] cikkben a szerzők egy neurális hálózattal kiegészített adaptív csúszómód szabályozót használnak egy modelbizonytalansággal rendelkező nem holonom mobilrobot irányítására, a [180] értekezésben pedig ismeretlen nemlineáris dinamika közelítésére. A [181] publikációban ASMC és fuzzy modell segítségével írtak fel egy bonyolult nemlineáris rendszert több egyszerű lineáris alrendszer kombinációjával, a [182] értekezésben pedig MIMO rendszerre alkalmazták. Természetesen ezzel párhuzamosan folyamatosan zajlott az ipari területeken való egyre szélesebbkörű alkalmazhatóság kutatása is, például a [183] cikkben UAV irányítására alkalmazzák az SMC-t.

Végezetül a 2020-as években, azaz a jelen évtizedben nagy hangsúly kerül a diszkrét idejű csúszómód-szabályozásra, (melyről egy áttekintés a [184] cikkben olvasható), valamint a terminál csúszómódra (áttekintés: [185]). A magasabb rendű csúszómód szabályozók előnye, hogy csökkentik a csattogás hatását, de gyengén reagálnak a kommunikációs késleltetésre, melyre a több lépéses prediktor egy lehetséges válasz [186], szintén prediktoros diszkrét idejű SMC-t alkalmaznak a [187] cikkben teljesítményelektronikai feladatra, valamint a [188] értekezésben eseményvezérelt módon. Továbbra is erősen kutatott terület maradt a csúszómód és az egyre fejlődő mesterséges intelligencia alapú eljárások szinergiájának erősítése [189], [190], [191], valamint a csattogás csökkentése. A [192] publikációban egy zavarmegfigyelőt terveztek erre a célra, a [193] cikkben bihomogén diszkretizálási módszer segítségével csökkentik a csattogást, míg a [194] értekezésben egy csattogásmentes diszkrét idejű csúszómód szabályozást mutatnak be, ahol a csattogásmentességet zavarbecslő és módosított csattogásmentes elérési törvény segítségével valósítják meg.

Összességében elmondható, hogy a csúszómódnál jelentkező csat-

togás egy nemkívánatos jelenség, így érthető módon a tudományos kutatások ennek mérséklésére, vagy pedig teljes eliminációjára irányultak. A tanulóalgoritmusok fejlődésével azonban felmerül az igény, hogy a validációs függvény valósághűen modellezni tudja ezt a jelenséget. Napjainkban a kapcsolóüzem szinte minden háztartás elektromos készülékeiben megtalálható. Ezek tervezéséhez, szimulációjához nagymértékben hozzájárulna, ha garantálható volna ezek minél pontosabb, úgynevezett digitális ikreinek reprezentálása. Célszerű volna tehát a csattogás jelenségét egy teljesen új nézőpontból vizsgálni, ami lehetővé tenné a jelenség valósághű modellezését, ezzel új kapukat nyitva meg a jövőbeli kutatások számára. Ez a terület egy olyan tudományos rés, amivel véleményem szerint nagyon is megéri foglalkozni.

1.7. Digitális ikermodell

A digitális ikermodell koncepciója a Society of Manufacturing Engineering konferencián merült fel elsőként Michiganben, a 2000-es évek elején [195]. Kezdeti definíciója 3 elemből állt, egy fizikai dolog, egy vírtuális dolog és a kettő közötti kapcsolat. A szakirodalom szerint azonban az iparban és a tudományos életben jelenleg is számos, egymástól eltérő definíció használatos, ezért a digitális iker irodalmának áttekintése nem könnyű feladat. A [196] cikk szerzője 19 pont szerint vizsgálja, hogy milyen tulajdonságaival érdemes foglalkozni a digitális ikernek. Ezek a következők: fizikai entitás, virtuális entitás, fizikai környezet, virtuális környezet, leképezési pontosság, állapot, paraméterek, fizikai–virtuális kapcsolat, virtuális–fizikai kapcsolat, ikresítés / ikresítési gyakoriság, fizikai folyamatok, virtuális folyamatok, észlelt előnyök, digitális iker a termék életciklusa során, alkalmazási esetek, technikai megvalósítások, leképezési pontossági szintek, adattulajdonjog, virtuális entitások közötti integráció. A [197] értekezés bemutatja, hogy milyen alapvetően más definició kiterjesztése lehet a digitális iker különböző szerzők szerint, és egy részen azt is részletezi, hogy mi különbözteti meg már eleve létező, más definícióktól. Megint más forrás pedig egy táblázatos összefoglalást közöl arról, hogy különböző

szerzők, különböző területeken mit tartanak digitális ikernek [198].

Ezek alapján megállapítható, hogy számos különböző ipari-, és tudományterületnek szüksége van a "maga digitális ikrére", melynek definícióját a saját igényei szerint kezeli és ennek vizsgálata nem képezi célját ennek a disszertációnak.

Az viszont biztosan kijelenthető, hogy azokon a műszaki területeken, amelyekkel ez a munka foglalkozik (telejelenlét, telemanipiláció) nagy jelentősége van a digitális ikernek. A [199] cikkben egy felhő alapú robotikai keretrendszert mutatnak be, ami a digitális ikermodellen alapul. [200] publikációban egy bilaterális szabályozáshoz mutatnak be egy hapto-vizuális digitális ikermodellt. [201] cikkben pedig egy prediktív digitális iker segítségével oldják meg az időkésleltetés problémáját teleoperáció során.

1.8. Baktérium Memetikus Algoritmus

A Baktérium Memetikus Algoritmus bemutatása az alkalmazott szoftver felöl került megközelítésre, azzal szerves egységet alkot. Ezért attól szétválasztani nem lenne célszerű, ennek megfelelően az appendixben 7.4 kerül kifejtésre.

2. A disszertáció témája

A cím is utal arra, hogy ez egy alkalmazásorientált disszertáció. Annak ellenére, hogy maguk a tézisek inkább elméleti jellegűek, azok jelentőségét mindig alátámasztja a mellette közölt gyakorlati alkalmazás. Összesen három tézisről lesz szó, amelyhez négy különböző alkalmazási példa kerül bemutatásra. Mivel maguk a tézisek eléggé szerteágazó területeket érintenek, leginkább a telemanipulációs alkalmazás az, ami összeköti őket. A konkrét célok ismertetése már a bevezetésben megkezdődött és folyamatosan egyre mélyebben kerülnek majd feltárásra az adott tézisek kimondásáig. A három tézis támája:

- lineáris, perturbált átviteli függvényű rendszerek zavarkompenzációja,
- robusztus modellreferenciás szabályozás csúszómódban,
- és csúszómódban működő rendszerek matematikai szimulációja és digitális iker létrehozása.

2.1. Kutatási rések és elméleti kihívások

A telemanipuláció egyik alapfeladata, hogy a mester eszközt úgy kell szabályozni, hogy az operátor a távoli környezetben ébredő erőket minél pontosabban érezze, ugyanakkor ne érezze a mestereszköz mozgatásához szükséges erőt. Ez utóbbira szokás használni a zavarkompenzációt.

- Megszokott módon inverz átviteli függvány alapú zavarkompenzációt használnak egy megfelelő szűrővel. Azonban a szűrő számos problémát okoz, például időkésleltetést és csökkenti a telejelenlét érzését (transzparenciáját). Megoldás: direkt átviteli függvény alkalmazása nem folytonos visszacsatolással.
- A csúszómód elérése relés szabályozóval sokkal egyszerűbb, mint a csúszómódban működő rendszer egyenleteinek egzakt megoldása.
- Általánosságban a csúszómód esetén jelentkező nemkívánatos kis időállandójú dinamika elkerülése a cél, így ezek alapvetően a digitális ikreknél is elhanyagolásra kerülnek. Azonban egy csúszómódban működő rendszer digitális ikermodelljének létrehozásához pont, hogy ezeket is modellezni kell.

2.1.1. Lineáris, perturbált átviteli függvényű rendszerek zavarkompenzációja

A szakirodalomban (, ahogyan az az 1.5 fejezetben bemutatásra került) az inverz átviteli függvényen alapuló zavarkompenzációs eljárásokra

kerül a hangsúly. Ennek oka feltételezhetően az, hogy a direkt modell alapú megvalósításhoz nagyon nagy erősítésű visszacsatolást kell biztosítani, ez pedig folytonos esetben nem mindig megvalósítható. Az inverz alapú módszerrel viszont az a baj, hogy az inverzió során létrejövő rendszerek sokszor szintén fizikailag megvalósíthatatlanok, és sérthetik a kauzalitást. Ezek kompenzálása szűrő alkalmazásával lehetséges, azonban, ahogyan az már tárgyalásra került a szűrő késleltetést visz a rendszerbe és rontja annak transzparenciáját is. A direkt modell esetén felmerült probléma viszont a csúszómód szemlélet segítségével orvosolható.

2.1.2. Robusztus modellreferenciás szabályozás csúszómódban

A csúszómódban működő változó struktúrájú rendszer differenciálegyenletét nem lehet megoldani a differenciálegyenletek szokásos elmélete alapján. A kihívás abban rejlik, hogy ennek megoldásához a mérnöki és matematikai szemlélet között kell egy hidat képezni. Az újszerűség ebben a kettős megközeltésben rejlik.

2.1.3. Digitális iker modellezése csúszómód-szabályozás esetén

A csúszómód-szabályozás sajátos helyet foglal el szabályozáselméletben. Az egzakt matematikai kezelése számos érdekes kihívást tartogat a matematikusok számára, azonban e komoly matematikai háttér mélyebb ismerete nélkül is sok esetben viszonylag könnyen alkalmazható.

A csúszómód alkalmazásának nagy előnye, hogy robusztusan viselkedik a paraméterváltozásokkal szemben és nagyban megkönnyíti a tervezési folyamatot is, hogy nem kell minden paraméterét ismerni a rendszernek. A legnagyobb problémája viszont a csúszófelület körüli nagyfrekvenciás oszcilláció, az úgynevezett csattogás (chattering), amely a szabályozás teljesítőképességét erősen csökkenti.

A kezdeti időszakban emiatt kerülték alkalmazását, később pedig ennek kiküszöbölése, mérséklése volt a mérnökök és kutatók célja.

Ezzel kapcsolatban rengeteg bíztató eredmény született, így mára már széleskörűen alkalmazott eljárás.

Napjainkban a chattering egy teljesen más összefüggésben kerülhet ismét a fókuszba. Gyakori eljárás, hogy fizikai eszközökhöz készül egy digitális ikerpár és az anyagilag költséges és időigényes vizsgálatok ezen kerülnek elvégzésre. Mivel a csúszómód-szabályozás legnagyobb problémája a chattering, így a csúszómód-szabályozó tervezési fázisában fontos a csökkentett csattogású alkalmazás vizsgálata. Ehhez azonban az kell, hogy a szimuláció (pontosabban a digitális iker) a csúszómód-szabályozó működését jellemző kapcsolási mintát és még inkábban a chattering jelenséget minél jobban adja vissza. Ezért fontos foglalkozni azzal, hogy a digitális szimuláció során hogyan lehet a lehető legpontosabban meghatározni a kapcsolások helyét, illetve a digitális szimuláció során hogyan lehet a legjobban visszaadni a valóságban mindig megjelenő chattering jelenséget.

2.2. Elérni kívánt eredmények

Az első két tézishez tartozó fejezet felépítése a következő. A fejezet elején a motiváció, a konkrét elméleti kihívást, majd egy elméleti levezetés kerül ismertetésre. Az elmélet gyakorlati alkalmazhatóságára minden tézis esetén több alkalmazás is be lesz mutatva, végül pedig a konkrét tézist a fejezet végén kap helyet.

A harmadik tézis esete annyiban eltérő, hogy ott a kísérletek során felmerült akadályok oka kerül feltárásra, majd ezek feloldására egy újfajta modellmegközelítés kerül bemutatásra és matematikai alátámasztásra.

Ahhoz, hogy egy kutatás igazán mélyreható és sikeres legyen, véleményem szerint nagyban hozzájárul, ha nemzetközileg láthatóvá válik és olyan témával foglalkozik, ami alapvetően sokakat érdekel, sokan tartják hasznosnak. Ekkor a világ minden pontjáról be tudnak csatlakozni a kutatásba, ami azt fogja eredményezni, hogy számos oldalról és nézőpontból is vizsgálva lesz az adott téma, bővülni fog a tudományos irodalma és végül megvalósut ipari alkalmazások formájá-

ban jut el az átlagemberhez. Bár egy kutatás nemzetközi sikeressége nem feltétlenül garantálható, a célkitűz megválasztásánál törekedni kell erre.

2.2.1. Lineáris, perturbált átviteli függvényű rendszerek

Az előző gondolatok mentén szeretném a direkt modell alapú csúszómódú zavarmegfigyelő alkalmazhatóságát kiterjeszteni az irodalmoban már bemutatottnál (pertubált erősítésű egyszerű arányos szakasz) szélesebb körű alkalmazhatóságra. Ehhez szeretném biztosítani mind az elméleti, mind pedig a gyakorlati megközelítést úgy, hogy egy olyan alapvetően fontos célra alkalmazom, mint a telemanipulációs mestereszközök súrlódáskompenzációja, valamint összehasonlítom az irodalomban elérhető inverz modell alapú modszerrel.

2.2.2. Robusztus modellreferenciás Szabályozás Csúszómódban

A direkt modell alapú megközelítéssel az a probléma, hogy nagyon nagy értékű visszacsatoló ágat feltételez, ami folytonos értékű visszacsatolással a gyakorlatban nem minden esetben megvalósítható és ezért kell hozzá a csúszómód szemlélet. Ebben a részben azt szeretném elérni, hogy az előzőekben bemutatott, sok esetben rendelkezésre álló könnyű alkalmazhatóságot követően megjelenjen a mögötte húzódó komoly matematikai megközelítés is (természetesen továbbra is a gyakorlati alkalmazással megtámogatva).

2.2.3. Digitális iker modellezése csúszómód-szabályozás esetén

Tekintettel arra, hogy a kutatás egyik legjobban elérhető formája a szimuláció, mert ehhez nem kellenek költséges specifikus eszközök, valamint az ipari tervezés is sok esetben itt kezdődik fontos kérdésnek tartom a digitális iker biztosítását. Ez amellett, hogy támogatja az

eddig elmondottakat lehetőséget biztosít a kutatások jövőbeli kiterjesztésére.

Ahelyett, hogy a digitális ikerre egy teljeskörű leírást mutatnék be, a célom itt az, hogy alkalmazhatóság szempontjából közelítsem meg a problémát. Azt szeretném bemutatni, hogy a jelenleg rendelkezésre álló digitális ikermodell alkalmazása milyen problémákhoz vezet, ezeket mi okozza és milyen megoldás lehetséges erre.

A csúszómód szabályozó alapgondolata: A legtöbb hibát leginkább energetikai okokból pillanatszerűen nem lehet megszüntetni. Például hiába kerül egy nagyobb sebesség előírásra a tempomatnak, az autó sebessége nem tud ugrásszerűen megváltoztni. A hibát megszüntető folyamat (hibatranziens lefolyása) megtervezésekor figyelembe kell venni a fizikai korlátokat. Az előző példánál maradva a fizikai korált a gyorsulás (a sebesség idő szerinti deriváltja), így a sebességváltoztatás a maximálisan megengedhető gyorsulással történhet. A gyorsulás pillanatszerű változtatása elvileg lehetséges. Általánosságban, ha van egy n-ed rendű differenciálegyenlettel leírható rendszer, akkor az n-1-dik derivált biztosan folytonos és majdnem mindenütt deriválható (mérnöki értelemben az n-1-dik deriváltnak lehetnek törései, ahol az n-dik deriváltnak véges nagyságú ugrásai vannak). Mivel a hiba és annak deriváltjai az n-1-ikig bezáróan folytonosak, így adódik, hogy a hibatrajektória az n dimenziós fázistérében egy folytonos felület segítségével tervezhető meg, ahol az egyes dimenziókat a hiba és annak deriváltjai n-1-ig bezárólag alkotják.

Ha már megvan a hibatranziens lefolyása az n-dimenziós fázistérben, akkor már csak azt kell biztosítani, hogy a rendszer ne hagyja el ezt a felületet. Ha mégis megtenné, akkor be kell avatkozni, és egy "pofonnal" vissza kell téríteni arra. A hibatrajektória azért az n dimenziós fázistérben kerül megtervezésre, mert feltételezhető, hogy egy megfelelő beavatkozójellel itt a trajektória egy töréssel visszairányítható a felület felé. Ehhez természetesen az kell, hogy a hiba n dimenziós fázisterében a trajektóriának lehessenek törései.

A valóságot nem lehet teljes pontossággal modellezni, ezért hiába változik meg a beavatkozó jel pillanatszerűen, a trajektóra nem fog

visszafordulni a felület felé pillanatszerűen. Legrosszabb esetben egy egyre nagyobb amplitúdójú lengés alakul ki a felület mentén. Vannak módszerek ennek elkerülésére, de ezeket a módszereket a digitális iker segítségével akkor lehet tanulmányozni, ha ezeket a jelenségeket a digitális iker is produkálja.

A gépkocsi esetén a gyorsulás változása csak akkor lehet pillanatszerű, ha a benzin adagoló szelepet pillanatszerűen lehet változtatni, ami ismételten fizikailag lehetetlen. A valóságot csak elhanyagolásokkal lehet modellezni. Ez a legtöbb szabályozási algoritmus vizsgálatánál nem okoz gondot. A csúszómód-szabályozó algoritmusok esetén sokszor a gyakorlati alkalmazás okozza a gondot, és ezért kell foglalkozni a digitális iker modellezésével.

Ha a chattering jelenségnek az az oka, hogy hibatranziens lefolyása bizonyos elhanyagolásokkal lett megtervezve és így a valóságos rendszernek a szabályozó tervezésénél van nem-modellezett dinamikája, akkor a digitális iker modellezésénél kevesebb elhanyagolást kell tenni, mint a szabályozó tervezésénél.

2.3. A kutatás módszertana

Az első két tételnél a matematikai levezetést fogja a gyakorlati alkalmazhatóság bemutatása követni. Az utolsó tétel esetében viszont a kísérletek közben tapasztalt nemvárt jelenségek oka kerül feltárásra és az ezekre javasolt megoldás fog egy tézissé kiteljesedni.

2.3.1. A kutatás során alkalmazott elméleti/matematikai eszközök ismertetése

Mivel a bevezetés így is túl hosszúra sikeredett ennek részletes kifejtése az appendixben kapott helyet.

Elsőként az első tézis kiindulásaként használt inverz átviteli függvényre alapozott zavarbecslő és kompenzálási módszer matematikája kerül áttekintésre.

Ezt követi a második tézis matematikai alapjának tekinthető csúszómód-szabályozás elmélete, a jobboldalán nem folytonos dif-

ferenciálegyenletek elméletének segítségével, amely mostanara jelentős szakirodalommal rendelkezik. Filippov alapozta meg a kapcsolási üzemmódú szabályozási feladatok elméleti hátterét [202, 203]. Munkájában a mérnöki (fizikai) és matematikai modellek egységes keretben kerültek tárgyalásra, amely így egy olyan megközelítést eredményezett, amely közvetlenül alkalmazható a gyakorlati szabályozástervezésben.

A harmadik tézishez két alfejezet tartozik az Appendixben, melyek az alkalmazott "Bakteriális Memetikus Algoritmus- és a káoszelmélet rövid áttekintése.

2.3.2. A kutatás során alkalmazott kísérleti eszközök ismertetése

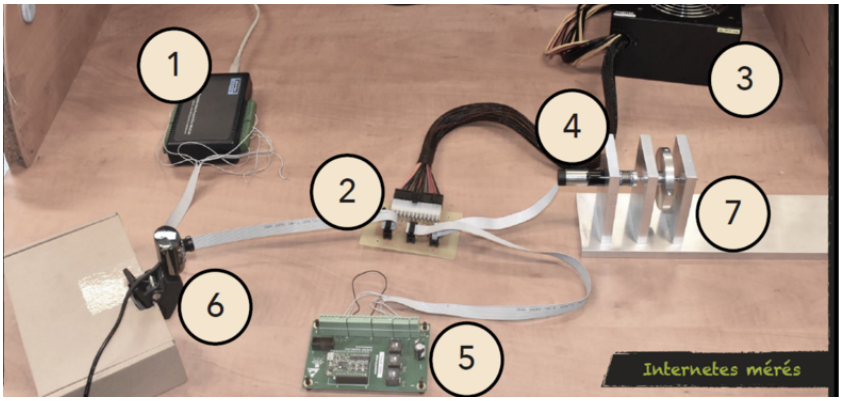
Az itt bemutatott kísérleti eszközök mindegyike kapcsolódik a telemanipulációhoz. A legegyszerűbb eset az *Egyszerű mozgásszabályozási rendszer*, amely oktatási célra lett kidolgozva. Ennek segítségével a disszertáció eredményei közvetlenül bekerülhetnek a posztgraduális képzésbe. Az *Egyszerű egyszabadságfokú mester-szolga rendszer* és az *Hat szabadságfokú mikromanipulációs eszköz* esetén ez a kapcsolat egyértelmű. Ezek esetén konkrét telemenipulációs problémát lehet megoldani a tézisek segítségével. A legnagyobb ipari relevanciája a szünetmentes tápegységnek van, amelyik minden villamos berendezéshez szükséges és a harmadik tézis problémaköre látványosan bemutatható a segítségével.

2.3.2.1 Egyszerű (oktatási célú) mozgásszabályozási rendszer

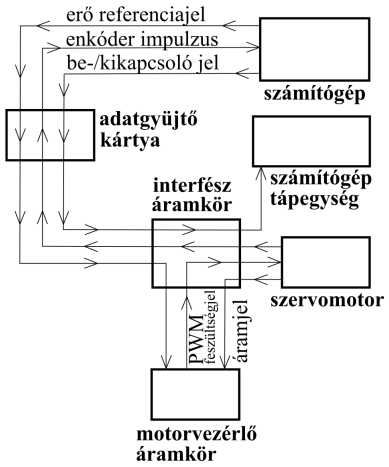
Az első kísérleti eszköz egy távoli elérésű mérőrendszer. A rendszerkomponensek listája az 1. táblázatban kerültek összefoglalásra, a rendszerről készült fénykép a 2.1. ábrán-, a jelfolyam pedig a 2.2. ábrán látható.

A számítógéphez egy (1) jelű külső adatgyűjtő kártya van csatlakoztatva, amely be-/kikapcsolási parancsot küld a számítógépről. Ez a parancs a (2) jelű interfész áramkörön keresztül kerül elküldésre

a (3) jelű számítógép tápegységére. (A számítógép tápegysége analóg 0-5V-os jellel kapcsolható be és ki). A szervomotor (4) részét képező inkrementális útadó impulzusai az interfész áramkörön (2) és az adatgyűjtő kártyán (1) keresztül jutnak el a számítógéphez. Az aktuális referenciajel, amely nyomaték referenciajelként szolgál, az adatgyűjtő kártyán (1) és az interfész áramkörön (2) keresztül kerül továbbításra a számítógépről a motorvezérlőre (5). A szervomotor (4) áramjele az interfész áramkörön (2) keresztül kerül továbbításra a motorvezérlőhöz (5), és a PWM feszültségjel visszatér a szervomotorhoz (4). Az adatáramláson túl az interfész áramkör (2) egyben az energiaáramlás központi egysége is. Az áramforrás a számítógép tápegysége (3). A tárcsa (7) tengelykapcsolón keresztül terhelésként kapcsolódik a motor tengelyéhez és a tárcsa forgása a mérés során a webkamera (6) segítségével követhető.



2.1. ábra – A kísérleti elrendezés fényképe



2.2. ábra – Az adatáramlás

1. táblázat. Komponensek

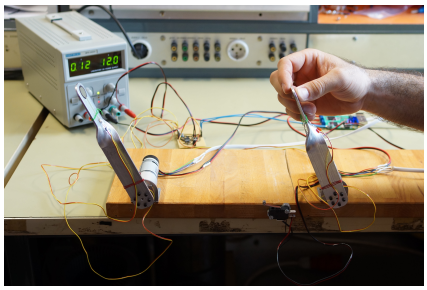
Sorszám	**Elem**	**Típus**
1	Adatgyűjtő (Számláló és DA) kártya	Advantech USB-4704
2	Interfész áramkör	ASIC
3	Számítógép tápegység	ATX 12V GPS-500A8
4	Szervo hajtás	maxon A-max 110075,
	Inkrementális útadó	MR, Type M, 512 CPT
5	Motor szabályozó egység	maxon
6	Webkamera	
7	Alumínium tárcsa, terhelés	

A rendszer előnyei közé tartozik a 0-24 órás üzemidő, amely lehetővé teszi egymás utáni mérések előreprogramozott lemérését is a mérések hosszától függetlenül. Lehetőség nyílik nagyobb fordulatszámon történő mérések elvégzésére végállások nélkül. Lehetőség van az eszköz hideg állapotánál jelentkező tranziensek elkerülésére bemelegítő forgatással. Annak köszönhetően, hogy a mérés nincs laboratóriumi jelenléthez kötve sokkal könnyebb hallgatókat is bevonni a kísérletekbe.

2.3.2.2 Egyszerű egyszabadságfokú mester-szolga rendszer

Az második eszköz kiindulási alapja egy korábbi szakdolgozat volt, aminek a keretén belül a 2.3a képen látható, egészen kezdetleges telemanipulációs rendszer készült el.

Ennek a rendszernek a legfőbb hibáját az okozta, hogy elkészítésekor nem egy többéves doktori kutatás megalapozása volt a cél, így nem rendelkezett a kellő felbontással, bővíthetőséggel, adatrögzítéssel és egyéb funkciókkal. Első lépésben egy olyan elektronika tervezésére került sor egy újabb diplomamunka keretén belül, amely az előbb említett funkciókat biztosította a kísérleti eszköz számára, majd a hordozhatóságot és a felhasználást megkönnyítendő tokozás és a csatlakozók kivezetése következtek a 2.3b ábrának megfelelően.



(a) 1. kísérleti eszköz előzménye

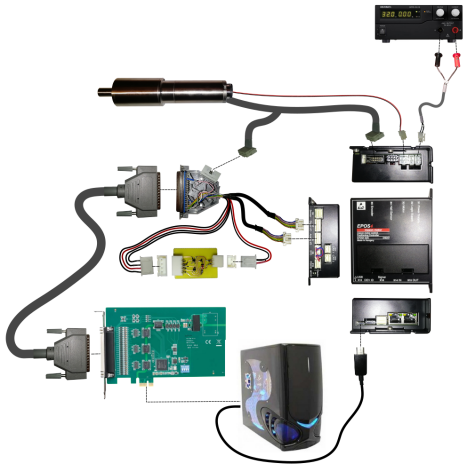


(b) 1. Kísérleti eszköz fejlesztése

Végezetül a nagyságrendekkel pontosabb mérés biztosításához az elektromos táplálás egy laboratóriumi tápegységre lett cserélve (Voltcraftt DPPS-32-15), valamint ipari hajtásrendszer (Maxon EPOS4 50/5) és PC-be szerelhető számlálókártya (Advantech PCIE-1816H-AE) váltotta fel a korábban alkalmazott célelektronikát, a szervomotort pedig a maxon (DCX26L EB KL 24V) motorja (GPX32HP 439:1) bolygóműves hajtásrendszerrel és lényegesenn nagyobb felbontású encoderrel (ENX 16 RIO 1280IMP) (2.4. ábra).

A rendszer előnye a hordozhatóságában és konfigurálhatóságában rejlik. A mester és a szolgaeszköz elhelyezhető egymás mellett, egymástól távol, vagy esetleg a szolgaeszköz szimulálásával elegendő csak

a mestereszköz használata. A célelektronika számtalan kivezetésével fel lett készítve különféle szenzorok és aktuátorok egyidejű csatlakoztatására. Alapprogramja pedig - amely tartalmazza a szolgaeszköz szimulálását is - könnyedén módosítható a mikrokontroller programozó lábainak csatlakozóra történő kivezetésének köszönhetően.

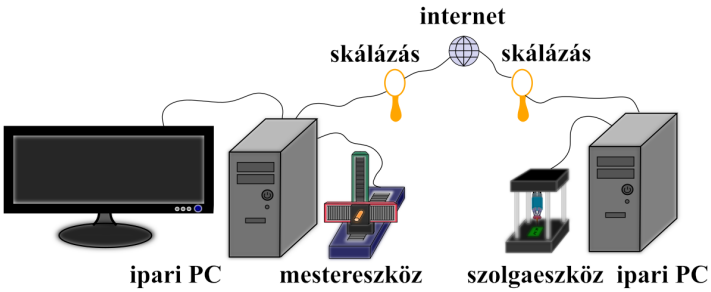


2.4. ábra – 1. kísérleti eszköz következő fejlesztése

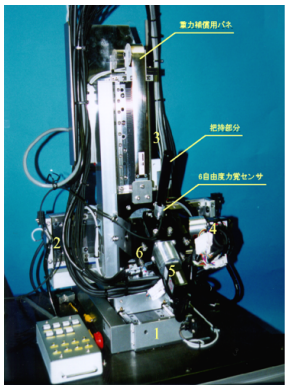
2.3.2.3 Hat szabadságfokú mikromanipulációs eszköz

A harmadik, hat szabadságfokú mikro-manipulációs rendszer a 2.5. ábrán látható. Mikromanipulációs eljárás lévén nagyon fontos szerepe lesz a mester- és szolgaeszköz közötti skálázásnak mind a mozdulatokmind pedig a kifejtett erők nagyságának tekintetében.

A 2.6. ábrán látható mestereszköz a precíz mozgathatóság megvalósítása érdekében igencsak robusztus. Ennek velejárója, hogy így a szabad mozgatásához relatívan nagy, 30 N nagyságú erő szükséges (a mozgó alkatrészek között fellépő súrlódás miatt), melynek kompenzálása szintén részét kell képezze a mérnöki tervezésnek.

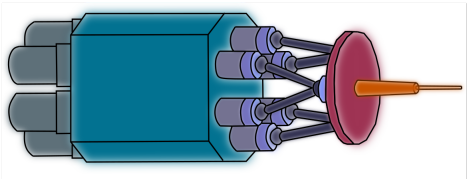


2.5. ábra – Telemanipulációs rendszer



2.6. ábra – Mester mikromanipulátor eszköz

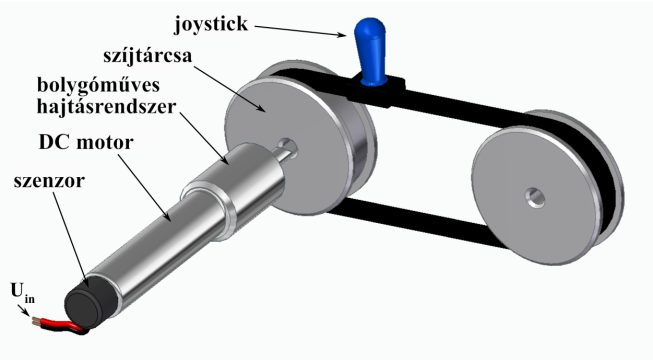
A szolga oldalon pedig egy párhuzamos láncú manipulátor található (2.7. ábra).



2.7. ábra – Szolga mikromanipulátor eszköz

2.3.2.4 Mestereszköz

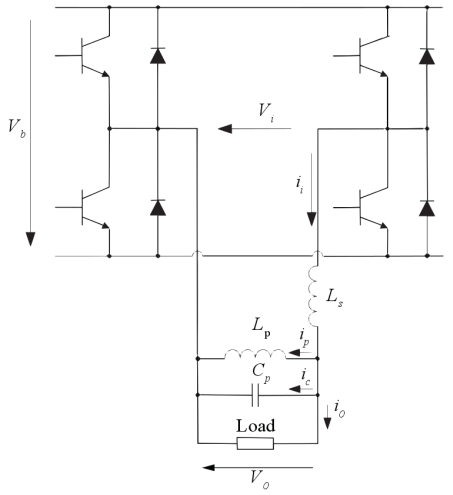
A most következőt nem külön eszköznek tekintem, hanem az előző mestereszközének egy transzlációs szabadsági fokához tartozó egyszerűsített szerkezetnek, amely 2.8 ábrán látható. Egy DC szervo motor egy szíjon keresztül mozgatja a joysticket. A mechanizmus több részén ébred súrlódási erő. Ezek közül a legnagyobb a kotyogásmentes bolygóműnél van, mert a kotyogás elkerülésének az ára a nagy súrlódás. Az összes tömeg és tehetetlenségi nyomaték, valamint súrlódási erők a joystick oldalára történő redukálást követően egy ekvivalens tömegként és súrlódási erőként lettek figyelembe véve.



2.8. ábra – Egy szabadságfokhoz tartozó egyszerűsített szerkezet

2.3.2.5 Másodrendű differenciálegyenlettel leírható kapcsolóüzemű tápegység

A harmadik kísérleti eszköz egy szünetmentes tápegység inverteregységének áramköre [204]. Az inverter és a szűrő egyszerűsített diagramja a 2.9. ábrán látható. V_b az akkumulátor feszültsége, v_i a rendszer bemenőfeszültsége, ami a szűrőből és a terhelésből áll. L_s a transzformátor szivárgási induktanciája.



2.9. ábra – Az inverter és szűrő egyszerűsített modellje

A bemenőjelnek három különböző értéke van (V_b,$-V_b$, és 0) a tranzisztor kapcsolási állapotától függően. Az a cél, hogy a tranzisztor oly módon kapcsoljon, hogy v_o, a rendszer kimenőfeszültsége kövesse a szinuszos referenciajelet. L_s értékének beállítása egy speciális struktúra szerint történik. Az elektromos rezgőkör nézőpontjából nem hanyagolható el a fő indukciós mező L_p. A transzformátorveszteség megnövelt terhelésként került modellezésre.

$$v_o(t) = \sqrt{2} \cdot 230 \cos(2\pi 50t) \tag{2.1}$$

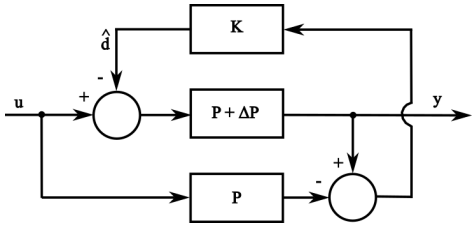
Ennek a rendszernek az előnye az egyszerűségében rejlik, lehetővé téve a különféle csúszómód szabályozók tesztelését és az úgynevezett csattogás jelenségének vizsgálatát.

3. Az 1. tézissel kapcsolatos kutatások: Lineáris, perturbált átviteli függvényű rendszerek zavarkompenzációja

A fejezet felépítése: A szakirodalom által széleskörűen tárgyalt inverz modell alapú leírás az appendixben kapott helyet. Elsőként elméleti (matematikai) módon kerül bemutatásra, hogy miként lehet a szakirodalomban pertubált erősítésű arányos tagra megadott direkt modell alapú zavarbecslő eljárást kiterjeszteni egy általánosabb esetre. Ezt követően egy egyszerűsített szervomotoros mérőeszköz segítségével kerül igazolásra, hogy ez a módszer a gyakorlatban is működik. Ez a mérési elrendezés a legalkalmasabb az inverz és a direkt modell alapú megközelítés összehasolnítására. Ezután egy komplexebb, egyszabadságfokú telemanipulációs rendszeren is alkalmazásra kerül a korábban bemutatott módszer. Itt az kerül kiemelésre, hogy egyáltalán miért van szükség a bemutatott módszerre. A fejezet végén kerül sor a tényleges tézis kimondására.

3.1. Motiváció, elméleti kihívás

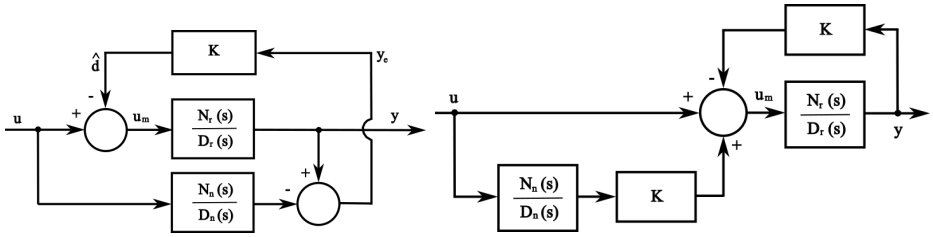
A csúszómód alapú súrlódáskompenzáció perturbált erősítésű egyszerű arányos szakaszra volt csak levezetve [205], de a gyakorlati alkalmazás azt sejtette, hogy a módszer nem csupán perturbált erősítésű egyszerű arányos szakaszra érvényes. Az első tézis ezzel foglalkozik.



3.1. ábra – Perturbált erősítésű egyszerű arányos szakasz kompenzációja [205]

3.1.1. Az 1. tézis elméleti háttere: Direkt modell alapú zavarmegfigyelő

A továbbiakban ismét ugyanarról az egyszerű motormodellről (7.3. egyenlet) lesz szó, ugyanazzal a paraméter-perturbációval (7.5. egyenlet), mint az IMBDO esetében (az IMBDO-hez tartozó levezetéseket, szimulációkat és méréseket szerzőtársam, Zenan Guo végezte [FN1]). Az elv nagyon egyszerű, az ideális és a y_e perturbált modell kimenőjelei közötti különbség kerül majd visszacsatolásra kellően nagy erősítéssel a perturbált modellre, ahogyan az a 3.2a. ábrán látható.



(a) Direkt modell alapú zavarmegfigyelő

(b) Újrarajzolt direkt modell alapú zavarmegfigyelő

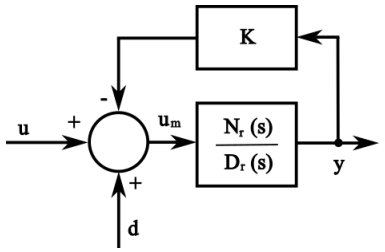
Ha a K elég nagy, akkor a két jel y_e közötti különbségnek kicsinek kell lennie, hogy a $\hat{d}$ visszacsatolójel ne legyen túl nagy, ami azt jelenti, hogy a $\hat{d}$ visszacsatolójel információkat tartalmaz a paraméterbizonytalanságokról: ΔN_n és ΔD_n.

Az átviteli függvény kiszámításához u és y között a 3.2a. ábrán látható átviteli függvényt a 3.2b. ábrának megfelelően kell átrajzolni.

A 3.2b. ábrának megfelelően, az átviteli függvény bemenete u és kimenete y a l'Hospital szabály segítségével a következőképpen fog alakulni:

$$\lim_{K\to\infty}\left(\left(1+K\frac{N_n(s)}{D_n(s)}\right)\frac{\frac{N_r(s)}{D_r(s)}}{1+K\frac{N_r(s)}{D_r(s)}}\right)=$$
$$\lim_{K\to\infty}\left(\frac{D_n(s)+KN_n(s)}{D_n(s)}\frac{N_r(s)}{D_r(s)+KN_r(s)}\right)= \tag{3.1}$$
$$\lim_{K\to\infty}\left(\frac{\frac{D_n(s)}{K}+N_n(s)}{D_n(s)}\frac{N_r(s)}{\frac{D_r(s)}{K}+N_r(s)}\right)=\frac{N_n(s)}{D_n(s)}$$

A 7.1.ábrához hasonlóan, korlátos zavarjel $d(t)$ kerül hozzáadásra a pertubált szabályozott szakasz bemenetéhez (, ahogyan az a 3.3. ábrán látható).



3.3. ábra – A direkt modell alapú zavarmegfigyelő zavarkompenzálásért felelős része

A zavar $d(t)$ hatása a kimenetre:

$$\lim_{K\to\infty}\frac{\frac{N_r(s)}{D_r(s)}}{1+K\frac{N_r(s)}{D_r(s)}}=0 \tag{3.2}$$

Ez úgy is értelmezhető, hogy a $\hat{d}$ visszacsatolójel, ahogyan az a 7.4. ábrán látható információt hordoz mind a korlátos paraméterbizonytalanságról, mind pedig a korlátos bemeneti zavarról.

A módszer általánosítható több bemenetes, több kimenetes (MIMO) rendszerekre is.

3.1.1.1 Relé, mint a végtelen erősítés közelítése

Legyen helyettesítve K erősítés egy egyszerű relével, melynek erősítése legyen G_r.

$$\hat{d} = G_r \text{sign}(y_e) \tag{3.3}$$

A zavarkompenzáló módszer robusztusságát nagy (ideális esetben végtelenül nagy) erősítésének köszönheti. Ezt egy relé biztosítja a visszacsatoló ágban. Az erősítést a kimenő és bemeneti jelek aránya határozza meg. Mivel a hiba nullához tart, az erősítés végtelenhez fog tartani.

$$K = \lim_{y_e \to 0} \frac{G_r \text{sign}(y_e)}{y_e} = \infty \tag{3.4}$$

A gyakorlati alkalmazás szempontjából a relé szabályozási törvény (3.3. egyenlet) legnagyobb előnye, hogy egyszerű analóg műveleti erősítővel is könnyen megvalósítható. Így viszonylag magas kapcsolási frekvencia érhető el, és (3.3.egyenlet) közvetlenül vezérelheti a teljesítményelektronika félvezető kapcsolóelemeit. Ezért ott is alkalmazható, ahol a szabályozott szakasz maximális időállandója viszonylag kicsi (ms alatti), és ahol gyors szabályozásra van szükség, és az alkalmazott hardver nem alkalmas két minta közötti összetett számítások elvégzésére. Ezzel szemben az a hátránya, hogy (3.3. egyenlet) nem tudja biztosítani a nagy erősítést a teljes állapottérben. Két egymásnak ellentmondó elvárás létezik a G_r értékével kapcsolatban. Minél nagyobb G_r értéke, annál nagyobb az állapottér tartománya, amelyen nagy erősítést tud biztosítani, de ugyanakkor nagyobb csattogást is eredményezhet az ideális kimeneti jel körül.

3.2. A zavarójel-kompenzáció alkalmazása egyszerű mozgásszabályozási rendszerre

[FN1] alapján A hardver pontos leírása a 2.3.2.1 alfejezetben található.

3.2.1. Rendszeregyenletek

3.2.1.1 Referencia modell

Mivel a referenciamodell a valós mérésben online kerül kiszámításra a szabályozókód részeként, ezért először a diszkrét idejű $W_{dm}(z)$ átviteli függvényeket kell kiválasztani, ahol a bemenet a nyomaték, a kimenet pedig a sebesség (ω).

$$W_{dm}(z) = \frac{0.06}{z - 0.6} \; T_s = 2 \text{ ms} \tag{3.5}$$

, ahol T_s a kísérleti rendszer mintavételi ideje. A folytonos idejű átviteli függvény $W_{cm}(s)$ a 3.5. egyenletből számítható.

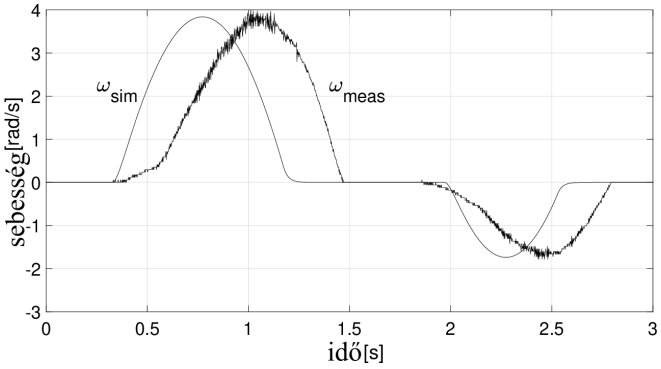
$$W_{cm}(s) = \frac{0.15}{0.004s + 1} \tag{3.6}$$

Az egyszerűsített modellel szemben (3.5. egyenlet) és (3.6. egyenlet), a szervorendszer egy részletesebb modellje került felhasználásra a Simulink szimulációban. A kibővített modell magában foglalja a súrlódásmodellt, a rendszer nem-modellezett dinamukáját, valamint a paraméterperturbációt. Ez azt jelenti, hogy a zavarjel d ezt a három hatást tartalmazza.

3.2.1.2 A szervorendszer modellje

A szimuláció célja a kísérleti zavarmegfigyelő paramétereinek hangolása, ezért egy olyan egyszerűsített modell került alkalmazásra, amely magában foglalja az összes kihívást jelentő elemet: a nem-modellezett dinamikát, a súrlódás pillanatnyi változását, a paraméterperturbációt és a sebességtelítettséget, ahogyan azt a 3.5. ábra mutatja. Ennek a rendszermodellnek a bemenete a zavarmegfigyelő által kiszámított referencianyomaték. A nyomaték mértékegysége %. $T_e = 0.1$ ms az elektromos dinamikát képviseli (beleértve a motor elektromos időállandóját és az áramszabályozó hurkot is), ami a zavarmegfigyelő tervezése szempontjából nem-modellezett. A modellezetlen elektromos

rész kimenete a motor elektromos nyomatéka. A Coulomb-súrlódási nyomatékot a telítődés modellezi. Ha a motor nyomatékának abszolút értéke kisebb, mint $Tr_C = 11\%$, akkor nullára lesz állítva. A szimulált ω_{sim} és a mért ω_{meas} sebességek összehasonlítása a 3.4. ábrán látható.



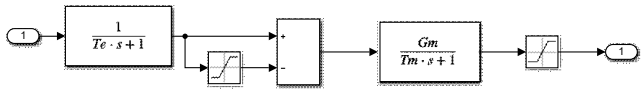
3.4. ábra – A szimulált és mért sebesség összehasonlítása

A Stribeck-effektus jól látható az ω_{meas} mért görbe esetén. A statikus súrlódás nagyobb, mint a mozgási súrlódás és hiszterézis effektus is van, ezért az ω_{sim}-től eltérően az ω_{meas} első negyedperiódusának a tükrözése nem fogja megadni a második negyedperiódust. (A súrlódás pontos modellezése nem képzi ennek a fejezetnek a tárgyát. Ez az egyszerűsített súrlódási modell a paraméterek beállításának szempontjából kielégítő. A rendszer egy ennél részletesebb súrlódási modelljének leírása megtalálható a(z) [206] cikkben.) $T_m = 23$ ms a mechanikai időállandó és $G_m = 0.7$ pedig az erősítés. A paraméterbizonytalanságok elég nagyok $\Delta T_m = -19$ ms és $\Delta G_m = -0.55$. Ezeknek az értéke körülbelül 80%. A kimeneti sebesség szintén telített $\omega_{max} = 11$ rad/s. Az időállandók a motor adatlapjáról olvashatók le. A G_m, Tr_C és az eltolás értékeit a 3.4. ábrán bemutatott méréssel lehet meghatározni. A Stribeck-effektus ebben a modellben nem lett figyelembe véve, mivel a valós rendszer és a referenciamodell közötti minden eltérés tekinthető zavarnak, melynek csökkentése a szabályozás célja.

A cél a szervorendszer eredeti dinamikájának megváltoztatása és a referenciamodell követésére való kényszerítése a zavarkompenzáló módszer segítségével. Legyen az elsőrendű referenciamodell a következő:

$$J_r\dot{\omega}(t) = u_m(t) - B_r\omega(t) \tag{3.7}$$

, ahol J_r a tehetetlenségi nyomaték és B_r a referenciamodell viszkózus súrlódásának állandója és u_m a bemeneti elektromos nyomaték. Az alkalmazott egyszerűsített modell paraméterei a 3.5. ábrán láthatóak és a (3.7) egyenletből kerültek kiszámításra.



3.5. ábra – A motor Simulink modellje

$$T_m = \frac{J_r}{B_r} \quad G_m = \frac{Tr_{max}}{100J_r} \tag{3.8}$$

Az elméletnél használt jelölésekkel az alapmodell, ahol az ra alsó index arra utal, hogy ez a valós alapmodell, ami a 3.2.1.4 fejezetben kiegészül a szűrővel (3.12. egyenlet).

$$\frac{N_{ra}(s)}{D_{ra}(s)} = \frac{G_m}{1 + T_m S} \tag{3.9}$$

3.2.1.3 Inverz modell alapú zavarbecslés és kompenzáció

A 7.4. ábrán bemutatott hatásvázlat került diszkrét időben megvalósításra. A zavarmegfigyelővel rendelkező rendszer Simulink modellje a 3.6. ábrán látható. A mintavételi módszert nulladrendű tartó modellezi. Az ábra alsó része a zavarmegfigyelő. Két szűrő került

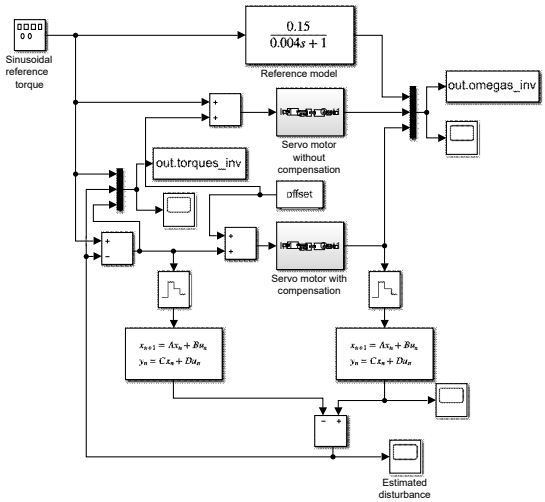
alkalmazásra. Az első u_m a módosított bemeneti nyomatékjelhez tartozó másodrendű aluláteresztő szűrő diszkrét idejű változata, amelyet a (3.10). egyenélet tartalmaz.

$$W_f(s) = \frac{1}{(1 + sT_1)(1 + sT_2)} \tag{3.10}$$

A sebességjel szűrője a (3.10) egyenlet és a referenciamodell inverzének (3.6) egyenlet szorzataként kapható meg.

$$W_{fx}(s) = \frac{0.004s + 1}{0.15(1 + sT_1)(1 + sT_2)} \tag{3.11}$$

A tervezés egyik legfontosabb lépése a T_1 és T_2 megválasztása. A szűrő időállandói a mintavételi idő és a mechanikai időállandó közé vannak beállítva.



3.6. ábra – Az általános IMBDO simulink modellje

3.2.1.4 Direkt modell alapú zavarmegfigyelés és kompenzálás

Hasonlóan az előbbi esethez a valós rendszer pontos paraméterei (azon belül leginkább a súrlódási paraméterek) most is ismeretlenek. A motor villamos- T_e, mechanikai- T_m, valamint a másodrendű szűrő T_1 és T_2 időállandóinak figyelembevételével a (7.1) átviteli függvény nevezője egy negyedrendű polinom lesz. Ez az elméletnél használt jelölésekkel a következőképpen fog kinézni:

$$\frac{N_r(s)}{D_r(s)} = \frac{G_m}{(1+T_m s)(1+T_e s)(1+T_1 s)(1+T_2 s)} \tag{3.12}$$

Mivel a becsült zavarjel $\hat{d}$ a relé kimenete, így van egy magasfrekvenciás komponense is, amely csattogást idézhet elő az ω jelen. Egyfelől a lehető legkisebb G_r erősítésre van szükség a csattogási jelenség csökkentésére, másfelöl G_r-nek elég nagynak kell lennie, hogy elfedje a zavarjelet ($G_r > \hat{d}_{max}$). Ha $\hat{d}(t)$ folytonos és korlátos függvény, akkor a zavar megváltozása egy perióduson belül ($\Delta\hat{d}(t)$) szintén korlátos kell legyen és a relének csak ezt a változást kell elfednie a diszkrét idős alkalmazásnál.

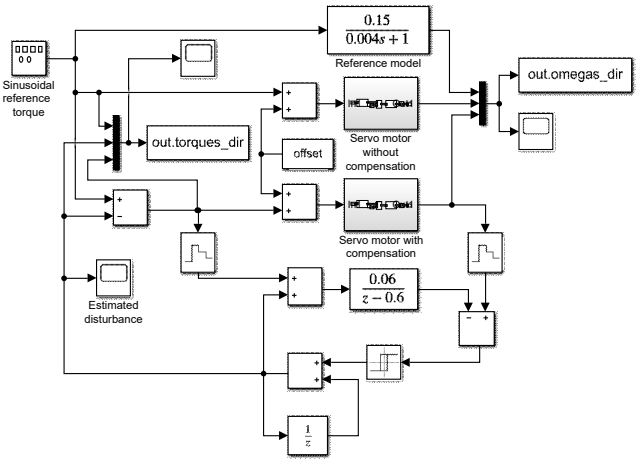
$$\hat{d}[k] = \hat{d}[k-1] + G_r \text{sign}(y_e) \tag{3.13}$$

A direkt modell a 3.7. ábrának megfelelően fog kinézni.

3.2.2. Szimulációs eredmények

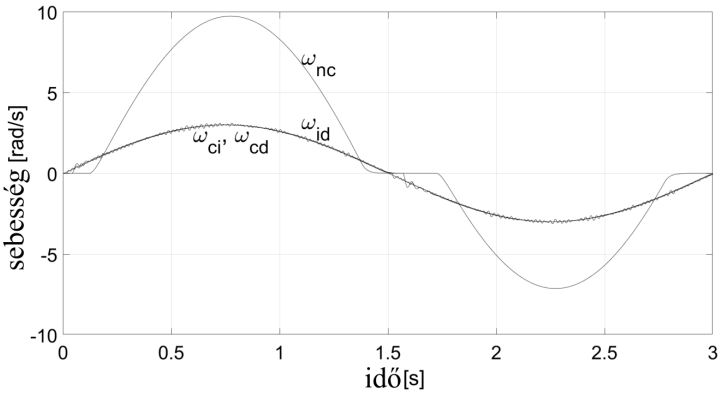
A szimulációs paraméterek a 2. táblázatban kerültek összefoglalásra.

A fő kihívás a súrlódás. Két mérési eredmény kerül bemutatásra. A u bemenetek ebben a fejezetben minden esetben szinuszosak. Fizikai szempontból u a nyomaték referenciajel, amely egységszázalékban van megadva. Elsőként u amplitudója 20%. Az armatúra áramának a szabályozóhurkát egy műveleti erősítő valósítja meg, amely nem kompenzálja az offsetet. A tényleges gyorsulási nyomaték függőleges irányban eltolódik a pozitív irányba. A műveleti erősítő offsetje



3.7. ábra – Simulink model of the proposed DMBDO

aszimmetrikus, nem kompenzált ω_{nc} sebességet okoz, amint az a(z) 3.8. ábrán látható, amikor a zavarmegfigyelő ki van kapcsolva.



3.8. ábra – Sebességek ($u_{max} = 20\%$)

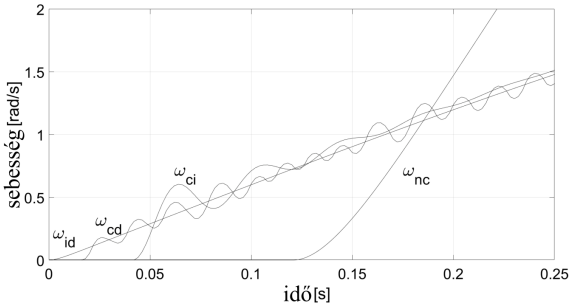
Amikor a szinuszos nyomaték bemenőjel u kisebb, mint a statikus súrlódás nyomatéka, akkor a motor nem tud megmozdulni. A mozgás

2. táblázat. Szimulációs paraméterek

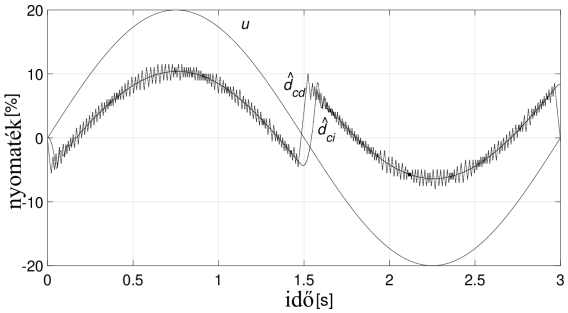
Nyomaték referencia			
Amplitúdó = 20 és 40		$T_p = 3$	$offset = 1.5$
Időállandók			
$T_e = 0.0001$	$T_s = 0.002$	$T_m = 0.023$	$T_1 = T_2 = 0.004$
Erősítések			
$G_m = 0.7$		$G_r = 0.6$	
Telítődések			
$\omega_{max} = 11$		$Tr_C = 11$	
Paraméter perturbáció			
$\Delta T_m = -0.019$		$\Delta G_m = -0.55$	

körülbelül 0.1 s-nál kezdődik és a sebesség az ideális ω_{id} sebességnél gyorsabban emelkedik. A motor ismét leáll, ha a mozgási súrlódási nyomaték nagyobb lesz, mint a valódi motornyomaték. A három sebesség (az ω_{id} ideális modellel, az IMBDO ω_{ci} és a DMBDO ω_{cd} alapján) meglehetősen hasonlónak tűnik a 3.8. ábra alapján. A különbségek bemutatására a nullátmenet körüli jelenség felnagyatásra került a 3.9. ábrán. A DMBDO válasza gyorsabb, de ω_{cd} esetében megfigyelhető egy folyamatos oszcilláció ω_{id} körül. Az IMBDO esetében egyfajta tullövés figyelhető meg a nullátmenetnél és nagyon kicsi a maradandó hiba. A DMBDO modell gyorsabb válasza a 3.10. ábrán és a 3.12. ábrán is megfigyelhető. A Coulomb-súrlódás a sebességjel nullátmeneténél megváltoztatja előjelét, így a zavarmegfigyelőnek is követnie kell ezt a változást. A becsült zavarjel a DMBDO $\hat{d}(t)_{cd}$ esetén gyorsabban követi a Coulomb súrlódást, mint az IMBDO $\hat{d}(t)_{ci}$ esetében. Az offset miatt a pozitív és negatív félperiódus asszimetrikus. Ez megmagyarázza a becsült zavarjelek alakját: $\hat{d}(t)_{ci}$ és $\hat{d}(t)_{cd}$ (3.10.- és 3.12. ábra).

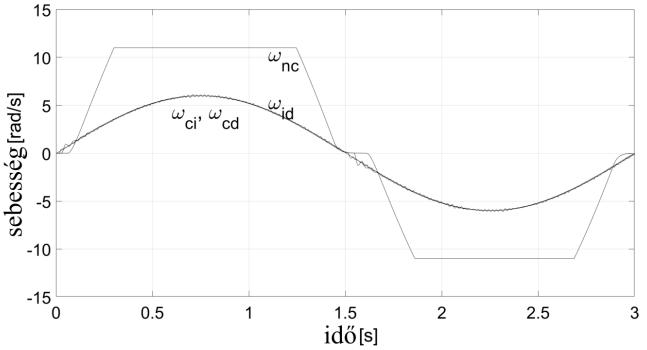
Ha a referencianyomaték amplitudója 40%, akkor a kompenzálatlan sebességjel ω_{nc} telítődni fog a motor maximálisan megengedett sebességének elérésénél, ahogyan az a 3.11. ábrán látható. Az offset miatt a telítődés tovább tart a pozitív félperiódus esetében, mint a negatív félperiódusében.



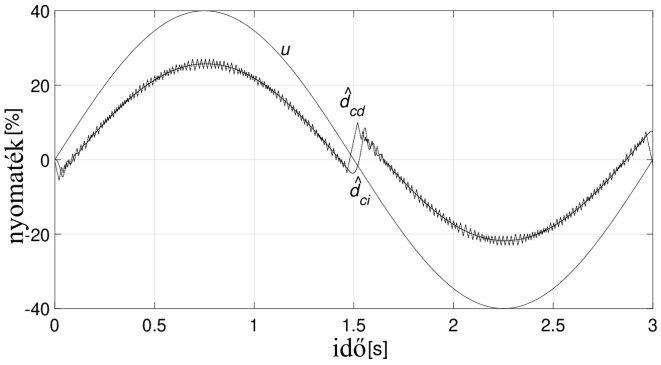
3.9. ábra – Sebességek a nullátmenet körül ($u_{max} = 20\%$)



3.10. ábra – Nyomatékok a nullátmenet körül ($u_{max} = 20\%$)



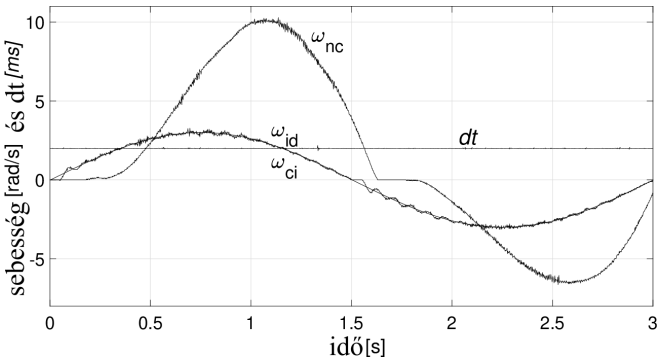
3.11. ábra – Sebességek ($u_{max} = 40\%$)



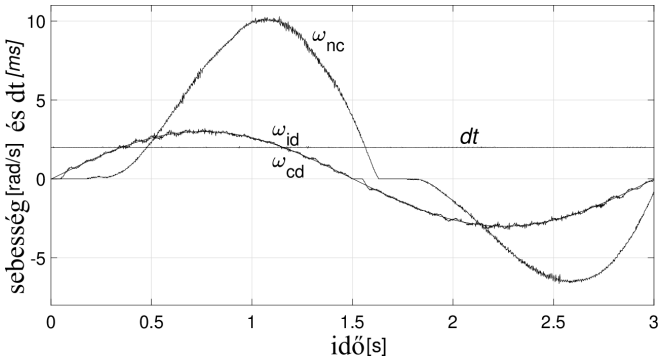
3.12. ábra – Nyomatékok ($u_{max} = 40\%$)

3.2.3. Mérési eredmények

A kísérleti eredmények nagyon hasonlóak a szimuláció eredményeihez. Mivel a sebesség az inkrementális útadó impulzusaiból kerül kiszámításra, ezért elég zajos. Először $u_m = 20\%$ lett beállítva. A legtöbb esetben a mérési zaj nagyobb, mint a két módszer különbsége, amint azt a 3.13. ábra és a 3.14 ábra mutatja.



3.13. ábra – Sebességjelek az IMBDO modell esetében ($u_{max} = 20\%$)



3.14. ábra – Sebességjelek az DMBDO modell esetében ($u_{max} = 20\%$)

3.2.4. Robusztusság vizsgálata

Mivel az u bemeneti jelet egy relé határozza meg, ezért impulzusszélesség-modulált (PWM) bemenőjel lesz. A forgatónyomaték u átlagértéke a kitöltési tényező változtatásával befolyásolható. A robusztusság oka, hogy a nyomaték referenciajelének kapcsolási frekvenciája 500 [Hz]. Ezáltal a rendszer válasza a terhelés változására 2 [ms]-nál gyorsabb lehet. Ennek értelmezéséhez össze kell hasonlítani a mintavételi időt a rendszer időállandójával. A motor adatlapja szerint a mechanikai időállandó $T_m = 23$ [ms], ami egy nagyságrenddel nagyobb, mint a mintavételi idő, így a vezérlő gyorsabban tud reagálni, mint ahogy a változás a mozgásállapotban megjelenne. A másik fontos kérdés, hogy a digitálisan számított u bemeneti jel mennyi idő alatt alakul át fizikai nyomatékká. Ebben meghatározó szerepe van az armatúra tekercs és az áramszabályozó hurok nem-modellezett dinamikájának, amely a $T_e = 0,1$ [ms] elektromos időállandóval jellemezhető (az említett időállandók a 3. táblázatban kerültek összefoglalásra).

3. táblázat. A rendszer időállandóinak összehasonlítása

Idők		
Aktuátorkésleltetés	***Mintavételezési idő***	***Domináns időállandó***
$T_e = 0.1$ ms	$T_s = 2$ ms	$T_m = 23$ ms

Megállapítható, hogy a modellben használt bemeneti jel legalább egy nagyságrenddel gyorsabban változik, mint a mintavételi idő. A(z) 3.13. ábrát a(z) 3.14. ábrával összehasonlítva látható, hogy nincs szignifikáns különbség a kompenzált ω_{ci} és ω_{cd} sebességjelek között. (Megjegyzendő, hogy amennyiben a tényleges mintavételi periódusok $T_s = 2$ [ms] közelében helyezkednek el, akkor a sebességjel mindkét modell esetén jól fogja közelíteni az ideális ω_{id} jelet.)

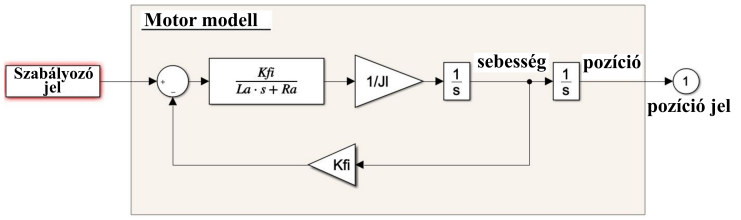
3.3. A zavarójel kompenzáció alkalmazása mester-szolga eszközből álló telemanipulációs rendszerre

[FN2] alapján a 2.3.2.2 alfejezetben ismertetett eszköz került felhasználásra. Ebben az esetben a mestereszköz $W_r(s) = N_r(s)/D_r(s)$ alakú átviteli függvénye pontosan nem ismert, de az érzékelhető, hogy zavarkompenzáció nélkül az operátor nehézkesen tudja mozgatni a mestereszközt, mert együttesen érzékeli a távoli körenyezetben a szolgaeszköztől számazó erőt és a mestereszköz mozgatásához szükséges erőt. Ez utóbbit kell zavarójelnek tekinteni és kompenzálni.

Az volna ideális, ha a mestereszköz egy kis tömegű és kis súrlódású eszköz lenne. Az ehhez tartozó átviteli függvény legyen $W_n(s) = N_n(s)/D_n(s)$. A (7.5) egyenletben megadott ΔN_n és ΔD_n perturbáció a valós rendszer súrlódásából és a relatívan nagy inerciájából ered. A csúszómód alapú zavarjel-kompenzációnak az a célja, hogy rákényszerítse a mestereszközt egy lényegesen lecsőkkentett súrlódással és inerciával rendelkező $W_n(s) = N_n(s)/D_n(s)$ modell követésére. A mester- és szolgaeszköz MATLAB modellje a 3.15 ábrán látható.

A motor pozíciójának szabályozása egy egyszerű arányos és differenciáló tagból álló PD szabályozóval valósult meg. A három szimuláció eredményei a következőképpen kerültek összehasonlításra:

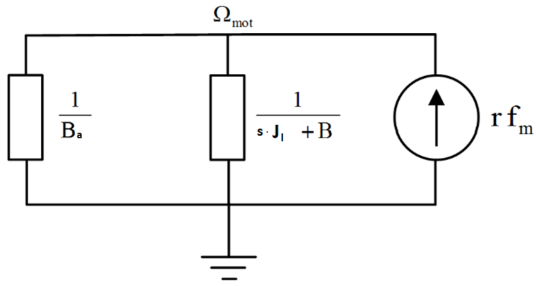
- PD szabályozó a valós motorparaméterekkel
- PD szabályozó a kívánt motorparaméterekkel



3.15. ábra – A mester- és szolgaeszköz modellje

- PD szabályozó a valós motorparaméterekkel, ami módosul a csúszómód alapú zavarjel-kompenzáció hozzáadásával.

Amennyiben az utolsó két szimuláció hasonló eredményre vezet, az azt jelenti, hogy a csúszómód alapú zavarjel-kompenzáció alkalmazható a bilaterális telemanipulációs eszközöknél. A modell paraméterei számíthatóak. A [207] cikkben egy egyszabadságfokú telemanipulációs eszközt vizsgáltak, ahol a mestereszköz erő-visszacsatolásának a hatása került modellezésre a 3.16 ábrán látható módon, amelyhez a következő egyenlet írható fel:



3.16. ábra – Az erő-visszacsatolás modellje

$$\frac{\boldsymbol{\Omega_{mot}}}{\boldsymbol{r \cdot f_m}} = \frac{1}{s \cdot J_l + B + B_a} \tag{3.14}$$

$$\frac{\Omega_{mot}}{f_m} = \frac{\frac{r}{B+B_a}}{s \cdot \frac{J_l}{B+B_a} + 1} = \frac{\frac{r}{B_m}}{s \cdot T + 1} \tag{3.15}$$

, ahol s jelöli a komplex változót, T pedig a telemanipulátor időállandója:

$$T = \frac{J_l}{B_m} \tag{3.16}$$

J_l a következőképpen számolható:

$$J_l = J_r + J_{tr2} + J_a \tag{3.17}$$

és az eredő tehetetlenségi nyomatékot jelöli, J_r a rotorhoz tartozó-, J_{tr2} az átviteli-, J_a pedig a telemanipulátor karhoz tartozó tehetetlenségi nyomaték.

$$B_m = B + B_a \tag{3.18}$$

, ahol B_m az eredő-, B a mechanikai-, míg B_a az armatúra ellenállása által okozott csillapítást jelöli.

$$B_a = \frac{K_{fi}^2}{R_a} \tag{3.19}$$

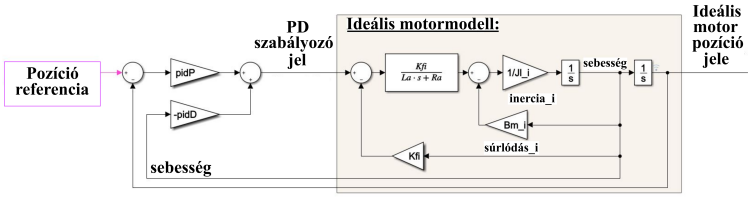
, ahol K_{fi} a motor nyomatékkonstansát-, míg R_a az armatúraellenállást jelöli. Ω_{mot} a motor tengelyének szögsebessége, f_m az erő, $\boldsymbol{r}$ pedig az erőkar vektora a motor nyomatékának megfelelően.

Ez a kísérlet a következő konstans értékekkel lett elvégezve: $K_{fi} = 0,1222[Nm/A]$, $R_a = 80[\Omega]$, $L_a = 0,0011[H]$ és $J_l = 0,12[kgm^2]$.

Az ideális motormodell a 3.17 ábrának megfelelően tartalmazza a súrlódást, azonban a további modellek ezt más módon veszik figyelembe.

3.3.1. A zavarkompenzáló tag megtervezése

Az emberi érzékelést alapul véve az elektromos időállandó (az egyenáramú motor induktivitása) elhanyagolható. Két állapotváltozó került



3.17. ábra – Az ideális motormodell PD szabályozó hozzáadásával

felhasználásra: a telemanipulációs kar pozíciója φ és a szögsebessége ω. A rendszeregyenletet a következő formában kell felírni:

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\varphi\\ \omega\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}0 & 1\\ 0 & a_{motor}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\varphi\\ \omega\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}0\\ b_{motor}\end{bmatrix}\boldsymbol{u^0} \tag{3.20}$$

, ahol a_{motor} és b_{motor} a két zavarjelet tartalmazó paraméter. Külső zavarójel nincs a rendszerhez csatlakoztatva. A megfigyelő ω állapotváltozóhoz lett megtervezve.

Meg kell jegyezni, hogy az ideális rendszer esetében a modell a súrlódást is figyelembe veszi. Az ideális rendszerhez tartozó paraméterek a súrlódás és a tehetetlenségi nyomaték figyelembevételével lettek megválasztva. Fontos, hogy ezek körültekintően legyenek kiválasztva, mert ez a két paraméter fogja kijelölni azt a trajektóriát, amelyet a kompenzált motor pozíciójelének követnie kell. Ha az ideális paraméterek értéke túlságosan irreális, akkor a kompenzált jel nem fogja tudni lekövetni a trajektóriát. A szimuláció során a következő paraméterértékek lettek beállítva:

$$J_{l_i} = \frac{J_l}{12} b_{m_i} = \frac{B_m}{5} \tag{3.21}$$

, ahol J_{l_i} a tehetetlenségi nyomatékot-, B_{m_i} pedig a súrlódási együtthatót jelöli, mindkét esetben az ideális motorhoz viszonyítva.

A kompenzációs tagban lévő megfigyelő a következő átviteli függvénnyel írható fel:

$$\frac{b_{motor}}{s + a_{motor}} \tag{3.22}$$

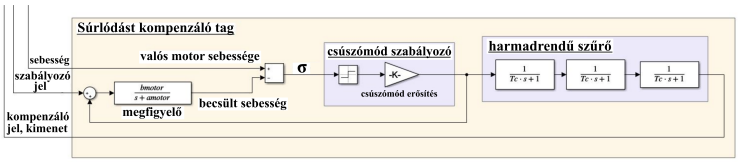
, ahol a_{motor} a következőképpen számítható:

$$a_{motor} = \frac{B_{m_i}}{J_{m_i}} - \frac{K_{fi}^2}{R_a \cdot J_{l_i}} \tag{3.23}$$

b_{motor} pedig:

$$b_{motor} = \frac{K_{fi}}{R_a \cdot J_{l_i}} \tag{3.24}$$

Ezt követően a PD pozíció szabályozó került hozzáadásra minden egyes motormodellhez (3.17. ábra), majd a csúszómód alapú zavarjel-kompenzáló tag lett csatlakoztatva az első valós motormodellhez (3.18. ábra).

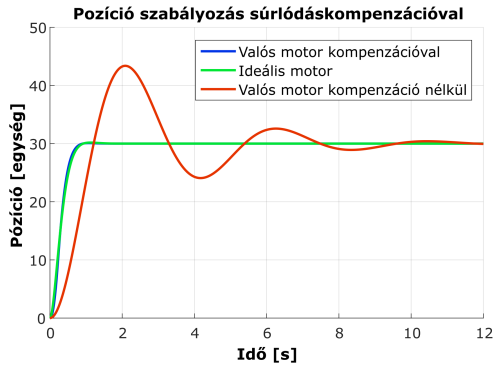


3.18. ábra – A súrlódás kompenzálására szolgáló tag

Ebben a tagban a megfigyelő segítségével előállított becsült sebességjel kerül összehasonlításra a valós sebességgel. Az így kapott jel van a csúszómód szabályozó bemenetére kapcsolva, amely a szignum függvényből és egy erősítés tagból áll. Innen egy pozitív visszacsatolás kerül a csúszómód szabályozó kimenetéről a megfigyelő bemenetére, valamint a csúszómód szabályozó kimenete a harmadrendű aluláteresztő szűrőn megszűrve lesz az egész kompenzáló tag kimenete (3.18. ábra).

3.3.2. A modell kalibrálása

A rendszerparaméterek meghatározásához elsőként implementálni kell a már említett modelleket. Az első esetben egy pozíció szabályozó került behangolásra (3.19. ábra).



3.19. ábra – A kompenzált jel leköveti a megkívánt trajektóriát

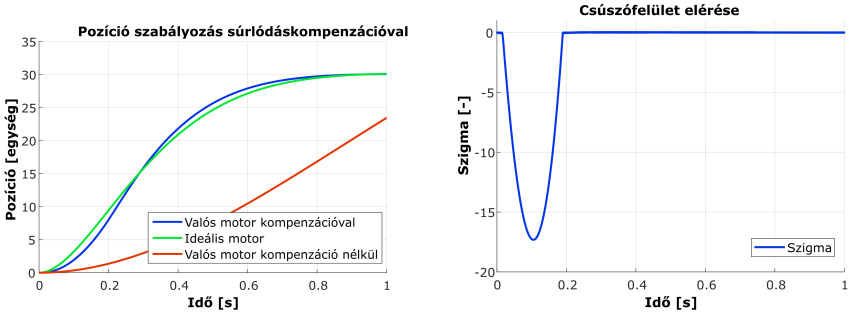
Érdemes megjegyezni, hogy a valós motor pozíciójele oszcillációval és túllendülésekkel éri el a kívánt értéket, míg az ideális- és a kompenzált motormodell esetében a pozíciójel sokkal simábban, túllendülés nélkül áll be az előre meghatározott értékre. Azt is meg kell említeni, hogy a PD szabályozó nem az önálló feladatra van optimalizálva, hanem inkább a kompenzációra. A kísérlet során a következő paraméterértékek kerültek felhasználásra: $pdP = 190$, $pdD = 60$ és $Gain_{sliding} = 30000$.

A különbség az ideális és a kompenzált modell pozíció trajektóriái között egy egymásodperces szimuláció eredményeként tekinthető meg a 3.20. ábra (a) részén.

A 3.20. ábra (b) részén jól látható, hogy a csúszómód szabályozó körülbelül 0,2 secundumon keresztül inaktív. Ennyi idő szükséges ahhoz, hogy a szabályozó elérje a csúszófelületet.

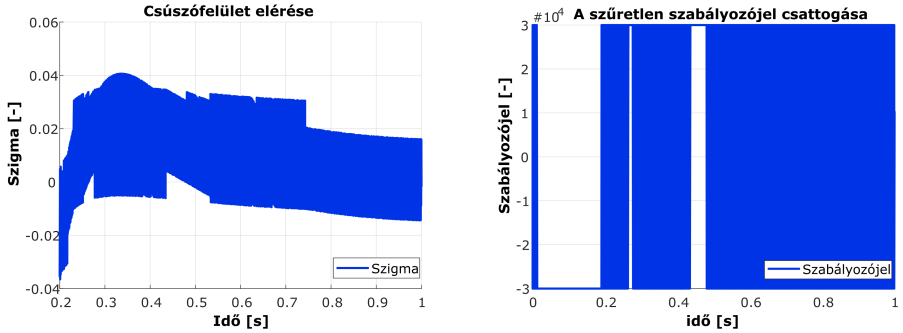
Belenagyítva a -0,04 és +0,04 egységnyi jelerősség közötti részébe az előbbi grafikonnak a csúszómód működése láthatóvá válik (3.21. ábra (a) rész).

A 3.21. ábra (b) részén látható, hogy a csúszómód szabályozó kimenetén jelentős mértékű csattogás mérhető, amelyet a 3.22. ábrán látható módon a harmadrendű aluláteresztő szűrő sikeresen kiszűr a szabályozójelből.



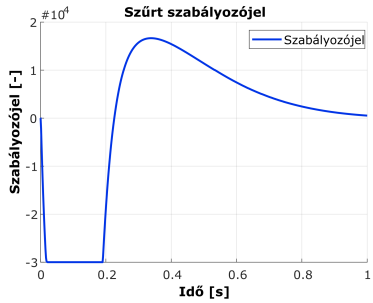
(a) (b)

3.20. ábra – (a) A különbség az ideális és a kompenzált motor pozíciójelei között és (b) a csúszófelület elérése



(a) (b)

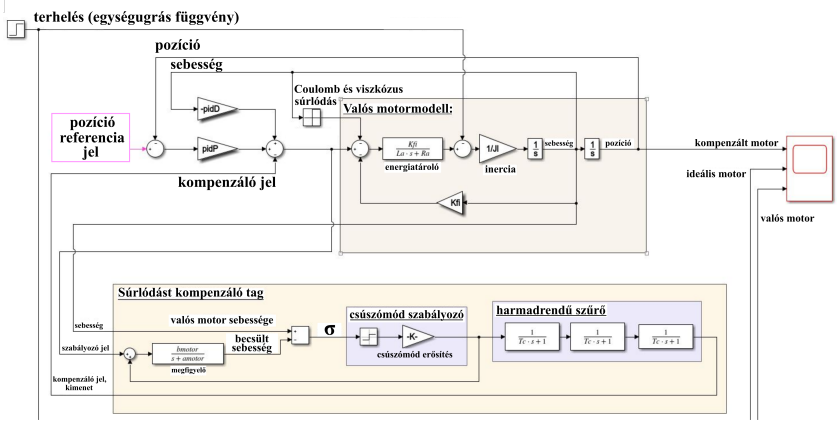
3.21. ábra – (a) A csúszófelület elérése után a csúszómód aktiválódik és (b) a csattogás a csúszómód szabályozó kimenetén



3.22. ábra – A csúszómód szabályozó szűrt jele

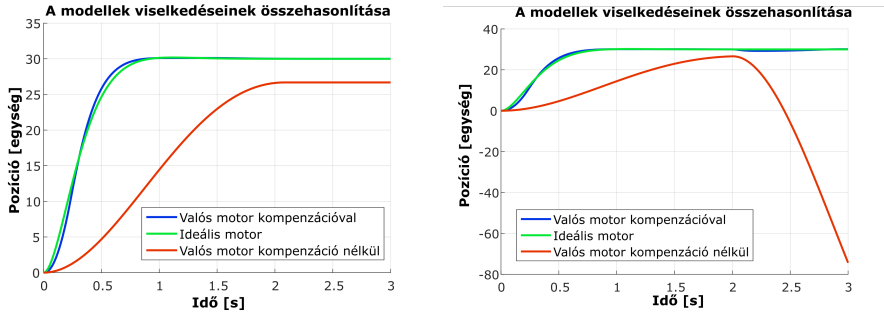
3.3.3. A modell verifikálása

A kalibrációs szakaszt a modell verifikálása követi. Az előbbi szimulációk közel ideális körülmények között kerültek futtatásra, de most egy nem elhanyagolható mértékű Coulomb súrlódással és egy ugrásszerű terheléssel egészül ki a rendszer. A 3.23. ábrán a valós paramétereket használó súrlódáskompenzációval kiegészített rendszer modellje látható (az ideális és egyszerű valós motor modelljei helytakarékosságból nem kerülnek közlésre).



3.23. ábra – A kalibrálás során használt, súrlódáskompenzált motor teljes modellje

A 3.24. ábra (a) részén a Coulomb súrlódással kiegészített modell pozíciójele látható. Ennek az új komponensnek olyan mértékű csillapító hatása van a valós motor oszcillációjára, amelyet a rendszer már nem képes maradandó hiba nélkül kompenzálni. A kompenzált motor pozíciójele azonban változatlan marad. A kísérlet során a Coulomb súrlódás értéke 2200, a viszkózus súrlódásé pedig $0,3$ volt. 2 másodperc múlva egy kiegészítő terhelés került hozzáadásra a rendszerhez (3.24. ábra (b) része). Megfigyelhető, hogy míg a valós rendszer pozíciójele a hozzáadott nyomaték hatására csökkent, addig a kompenzált motor alkalmazkodott az új körülményekhez. A 2 *secundum*nál hozzáadott terhelés értéke 42 Nm volt.



(a) (b)

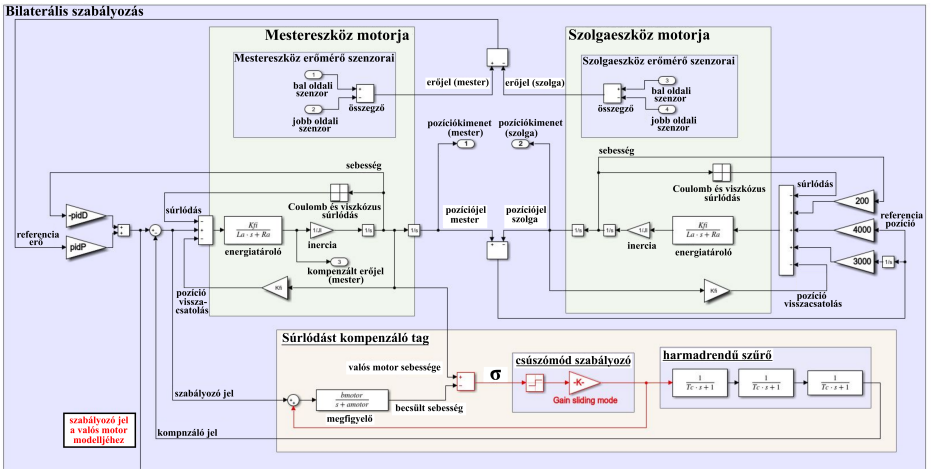
3.24. ábra – (a) Pozíciójelek a Coulombsúrlódás hozzáadását követően és (b) Kiegészítőterhelés hozzáadása a rendszerhez

3.3.4. Eredmények

3.3.5. Végső modell

Végül a 3.25. ábrán látható bilaterális haptikus szabályozás került megvalósításra. A valós eszköz erőmérő cellái integrálásra kerültek a modellbe azonos logikát használva. Mindkét motormodell egy jobb- és egy baloldali erőblokkal került kibővítésre.

A bilaterális szabályozás megvalósítása érdekében az erőblokkok értékei előjelesen összegzésre kerültek mindkét joystick esetében, ami a



3.25. ábra – A bilaterális szabályozás teljes modellje

mestereszköz esetében egyúttal az erőszabályozás bemenetét is jelenti. Ezt követően a mester és a szolgaeszköz pozíciója került összehasonlításra, ami pedig a szolgaeszköz esetében képezte a pozíciószabályozás bemenő jelét (3.25).

A mechanika teljes súrlódását és tehetetlenségi nyomatékát megszüntetni nem lehetséges, azonban jelentősen lecsökkenteni ezek hatását nagyon is lehetséges. Eredetileg a súrlódási erő meghaladta azt a mértéket, ami még lehetővé tette volna a kényelmes, egyenletes működtetést. A kompenzáció célja tehát az volt, hogy az eszköz úgy viselkedjen, mint egy minimális súrlódással rendelkező ideális modell. A kompenzáció megvalósítását követően az operátor könnyedén irányíthatja a szolgaeszközt a mestereszköz joystickjának használatával.

Egy kísérletsorozaton keresztül klasszikus és csúszómód alapú modellreferenciás adaptív szabályozó eljárás került összahasonlításra. A különféle eljárások alkalmazhatósága - különös tekintettel a súrlódáskompenzációra - a [208] és [209] cikkekben kerültek publikálásra.

Döntő fontosságú az adaptációs paraméter optimális identifikációja, amely lehetővé teszi a gyors alkalmazkodást a túlkompenzálás elkerülése mellett. Túlkompenzáció esetén ugyanis a joystick véletlen-

szerű mozgást fog végrehajtani referenciaerő hiányában is, a mérési zajok felerősítése miatt. Minél jobban növekszik az adaptációs paraméter értéke, annál gyorsabban fog a rendszer alkalmazkodni, viszont nagyobb eséllyel fognak a véletlenszerű mozgások is megjelenni.

3.3.6. Kísérleti eredmények összefoglalás

Ebben a fejezetben egy kísérleti telemanipulációs eszköz modellje került megvalósításra. A mestereszköz a szolgaeszközzel sorosan összekötött, kar típusú haptikus manipulátor erővisszacsatolással. Annak ellenére, hogy a mechanikus rendszer teljes tehetetlenségi nyomatéka és súrlódása nem volt eltörölhető, egy lényegesen kisebb súrlódással rendelkező referenciamodell megtervezésre és megvalósítása megtörtént. Ez a rendszer rá lett kényszerítve, hogy kövesse a referenciamodellt. Másképpen fogalmazva az eredeti rendszer dinamikája ki lett cserélve egy virtuális dinamikára, amely biztosítja a telemanipuláció kényelmes végzését az operátor számára.

3.3.7. Következtetés

Ebben a fejezetben a DMBDO eljárás került egy szélesebb körben alkalmazható kiterjesztésre. Elsőként a probléma elméleti (matematikai) oldala lett ismertetve, majd pedig a gyakorlati oldalról kétféle mérnöki alkalmazás bemutatásával került igazolásra.

Mind a szervomotoros rendszer-, mind pedig a telemanipulációs rendszer esetén sikerült a rendszer dinamikáját az ideális állapotot kellő mértékben közelítő dinamikára megváltoztatni.

A szervomotoros rendszer esetében egy diszkrét idejű inverz modell alapú zavarmegfigyelő (IMBDO) és egy közvetlen modell alapú zavarfigyelő (DMBDO) került megvalósításra. A két típusú zavarmegfigyelő teljesítménye szimulációval és kísérletekkel lett összehasonlítva. Ennél az alkalmazásnál a DMBDO előnyösebbnek bizonyult néhány esetben az IMBDO-nál. A DMBDO megvalósítása egyszerűbb, mivel nincs szükség a szűrőre, ezért a tervezés is-, és a kapott vezérlőkód is egyszerűbb. Emellett a vezérlő algoritmusának futási ideje is rövidebb,

ami az alacsony költségű alkalmazások esetében fontos szempont lehet. A DMBDO gyorsabban tud reagálni a zavar hirtelen változására és kevésbé érzékeny a nem egyenlő távolságú mintavételezésre, ami egyébként alkalmassá teszi az általános Windows-os környezetben történő futtatásra is.

A telemanipulációs rendszer esetében pedig azért is van kifejezetten nagy szükség a bemutatott módszerek alkalmazására, hogy egyrészt az operátort ne zavarja a mestereszköz súrlódása és tisztán a távoli környezet hatásaira tudjon koncentrálni. Másrészt, hogy a mestereszközön megjelenő erők olyan kényelmes tartományba essenek, ami lehetővé teszi a hosszútávú hatékony munkavégzést.

3.4. 1. tézis

Az irodalomban korábban perturbált erősítésű egyszerű arányos szakaszra levezetett direkt modell alapú zavarbecslő eljárást [205] kiterjesztettem a következő alakú átviteli függvénnyel rendelkező esetre

$$W_r(s) = \frac{N_r(s)}{D_r(s)}, \tag{3.25}$$

ahol $N_r(s)$ **és** $D_r(s)$ **egy-egy** s**-re nézve valósegyütthatójú polinom, továbbá** $W_r(s)$ **egy megvalósítható rendszert ír le, amelynek a feltétele, hogy** $N_r(s)$ **fokszáma nem lehet nagyobb** $D_r(s)$ **fokszámál.** Ennek értelmében, ha a 3.2a konfigurációban a $K \to \infty$, akkor az eredő átviteli függvény az előírt névleges átviteli függvényhez tart.

$$W_n(s) = \frac{N_n(s)}{D_n(s)}, \tag{3.26}$$

A $K \to \infty$ feltételről egy csúszómódban működő változó struktúrájú beavatkozójel gondoskodik.
A tézishez kapcsolódó saját publikációk: [FN2] [FN1]

4. A 2. tézissel kapcsolatos kutatások: Robosztus modellreferenciás Szabályozás Csúszómódban

4.1. Motiváció, elméleti kihívás

4.1.1. A csúszómód-alapú súrlódáskompenzáció állapottéregyenleteinek felírása és megoldása

Az egyenletek a jól ismert Newton-féle második törvényen (a mozgás törvényén) alapulnak. A mestereszköz esetében a következő adódik:

$$F_a = m_{eq}a = m_{eq}\frac{dv}{dt}, \quad F_a = F_{in} - F_{fric}, \tag{4.1}$$

ahol F_a a rendszert gyorsító erő, míg F_{in} és F_{fric} a bemeneti erőt, illetve a súrlódási erőt jelölik.

Megjegyzendő, hogy ez a szakasz a csúszómód-alapú súrlódáskompenzációra fókuszál, és nem tárgyalja azt, hogy az F_{in} erőt a külső bilaterális szabályozási rendszer hogyan állítja elő (innen származik az F_{in} jelölés). Más szóval, F_{in} a súrlódáskompenzációs alrendszer bemeneti erőjele, amely egyben a referencia modell bemenete is. A mechanikai rendszer bemenete (F_{in}), valamint a kompenzáció összege adja az F_{sys} mennyiséget (ahogy az a 4.1 ábrán szerepel).

A mestereszköz csúszómód-szabályozásának vizsgálatához az állapotváltozók és a szabályozási bemenetek az alábbiak szerint kerülnek megválasztásra

$$\mathbf{x}_S = \begin{bmatrix} v_x \\ \hat{v}_x \end{bmatrix} \text{ and } \mathbf{u}_S = \begin{bmatrix} F_{sys} \\ F_{in} \end{bmatrix}, \tag{4.2}$$

ahol v_x és $\hat{v}_x$ rendre a valós rendszer, illetve a referencia modell sebességét jelölik, míg F_{sys} és F_{in} a mestereszköz mechanikai rendszerének, illetve a referencia modellnek a bemeneti erőit jelentik. Ebben a fejezetben a „kalap” jelölés a referencia modellhez tartozó változók és konstansok megkülönböztetésére kerül alkalmazásra.

Mivel valamennyi állapotváltozó kimenetként is értelmezett ($\mathbf{x} \equiv \mathbf{y}$), a kimeneti $\mathbf{y}$ külön egyenletben történő felírása az egyenletrendszerben nem szükséges. A mestereszköz csúszómód-szabályozásának vizsgálatához a következő állapottér-egyenletek kerülnek figyelembevételre:

$$\begin{aligned}
\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix}\mathbf{x}_S\end{bmatrix} &= \begin{bmatrix}\mathbf{S}_{LPV}(\mathbf{p})\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\mathbf{x}_S\\ \mathbf{u}_S\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\mathbf{A}(\mathbf{p}) & \mathbf{B}(\mathbf{p})\end{bmatrix}\begin{bmatrix}v_x\\ \hat{v}_x\\ F_{sys}\\ F_{in}\end{bmatrix} \\
\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix}v_x\\ \hat{v}_x\end{bmatrix} &= \begin{bmatrix}0 & -a_{21}(p_{a_{21}})\\ 0 & -\hat{a}_{22}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}v_x\\ \hat{v}_x\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}b_1(p_{b_1}) & 0\\ 0 & \hat{b}_2\end{bmatrix}\begin{bmatrix}F_{sys}\\ F_{in}\end{bmatrix} \qquad (4.3)\\
a_{21}(p_{a_{21}}) &= \hat{a}_{22} + \Delta a_{21} = \frac{\hat{\nu}_{eq} + \Delta\nu_{eq}}{\hat{m}_{eq} + \Delta m_{eq}} \\
b_1(p_{b_1}) = \hat{b}_2 + \Delta b_1 + \frac{F_{nl_f}(v_x)}{F_{sys}} &= \frac{\hat{G}_{eq} + \Delta G_{eq}}{\hat{m}_{eq} + \Delta m_{eq}} + \frac{F_{nl_f}(v_x)}{F_{sys}},
\end{aligned}$$

ahol m és G a rendszer tömegét, illetve erősítését jelölik, míg ν a lineáris viszkózus súrlódás paramétere. $F_{nl_f}(v_x)$ a súrlódás nemlineáris komponensét reprezentálja (amely a (7.6) egyenletben külső zavarásként, $d(t)$-ként is értelmezhető). Jelen fejezetben az „eq” alsó index az úgynevezett ekvivalens mennyiségek jelölésére szolgál a különböző típusú rendszerparaméterek esetén; például az m_{eq} egyetlen tömegparamétert reprezentál a számítások során, nem pedig a mechanizmus egyes elemeinek külön tömegeit.

A kompenzáció végső célja, hogy a rendszer az eredeti (természetes) dinamikája helyett a referenciamodell dinamikáját kövesse, amelyet a $\hat{a}_{22}$ és $\hat{b}_2$ paraméterek határoznak meg. A referencia modell egyenlete két szabadon választott paramétert tartalmaz ($\hat{a}_{22}$ és $\hat{b}_2$). A csúszófelület legyen megadva az alábbiak szerint:

$$s(\mathbf{x}_S) = \begin{bmatrix}1 & -1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}v_x\\ \hat{v}_x\end{bmatrix} = 0 \qquad (4.4)$$

és

$$\gamma = \begin{cases} \Gamma, \text{ ha } s(\mathbf{x}) > 0 \\ -\Gamma, \text{ ha } s(\mathbf{x}) < 0 \end{cases}, \tag{4.5}$$

ahol Γ egy konstans, amely az 5.24. ábrán szereplő F_{comp} szerepét tölti be. Legyen a rendszer (a mestereszköz mechanizmusának) bemeneti jele az alábbi:

$$F_{sys} = F_{in} - \gamma \tag{4.6}$$

Ekkor a (4.3) egyenlet a (7.23) alakban írható fel az alábbiak szerint:

$$\mathbf{f}^{+}(\mathbf{x}_S) = \begin{bmatrix} -(\hat{a}_{22} + \Delta a_{21})v_x + (\hat{b}_2 + \Delta b_1)(F_{in} - \Gamma) + F_{nl_f}(v_x) \\ -\hat{a}_{22}\hat{v}_x + \hat{b}_2 F_{in} \end{bmatrix}, \tag{4.7}$$

$$\mathbf{f}^{-}(\mathbf{x}_S) = \begin{bmatrix} -(\hat{a}_{22} + \Delta a_{21})v_x + (\hat{b}_2 + \Delta b_1)(F_{in} + \Gamma) + F_{nl_f}(v_x) \\ -\hat{a}_{22}\hat{v}_x + \hat{b}_2 F_{in} \end{bmatrix}, \tag{4.8}$$

Az S csúszófelület $\mathbf{x}_S$ pontjaiban az $\mathbf{f}(\mathbf{x}_S)$ irányába mutató s szerinti iránymenti derivált S felület mindkét oldalán a következők:

$$L_{f^+}s(\mathbf{x}_S) = -(\hat{a}_{22} + \Delta a_{21})v_x + \hat{a}_{22}\hat{v}_x + \Delta b_1 F_{in} + F_{nl_f}(v_x) - (\hat{b}_2 + \Delta b_1)\Gamma \tag{4.9}$$

és

$$L_{f^-}s(\mathbf{x}_S) = -(\hat{a}_{22} + \Delta a_{21})v_x + \hat{a}_{22}\hat{v}_x + \Delta b_1 F_{in} + F_{nl_f}(v_x) + (\hat{b}_2 + \Delta b_1)\Gamma, \tag{4.10}$$

rendre. A csúszómód kialakulásához szükséges feltételeket

$$L_{f^+}s(\mathbf{x}_S) < 0, \text{ ha } s(\mathbf{x}_S) > 0, \quad L_{f^-}s(\mathbf{x}_S) > 0, \text{ ha } s(\mathbf{x}_S) < 0 \tag{4.11}$$

ellenőrizni kell. A (4.9), (4.10) és (4.11) egyenletek összehasonlítása azt mutatja, hogy a csúszómód az alábbi feltételek teljesülésével jön létre:

$$|-(\hat{a}_{22} + \Delta a_{21})v_x + \hat{a}_{22}\hat{v}_x + \Delta b_1 F_{in} + F_{nl_f}(v_x)| < |(\hat{b}_2 + \Delta b_1)\Gamma|. \tag{4.12}$$

Ha a (4.12) feltétel teljesül, akkor az ekvivalens vektor az alábbi:

$$\mathbf{f}^{eq}(\mathbf{x}_S) = \zeta\mathbf{f}^{+}(\mathbf{x}_S) + (1-\zeta)\mathbf{f}^{-}(\mathbf{x}_S) \tag{4.13}$$

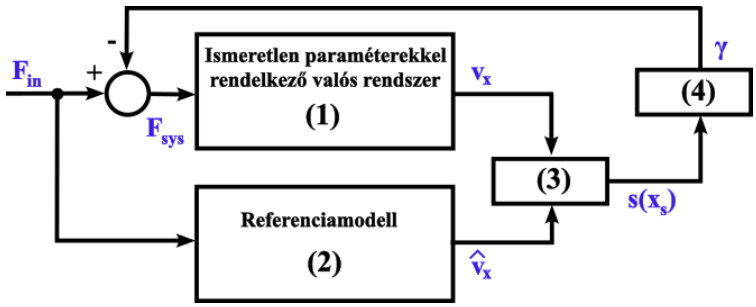
az $\mathbf{x}_S$ pontban a trajektória változását írja le, ahol

$$\zeta = \frac{-\Delta a_{21} v_{x_s} + \Delta b_1 F_{in} + F_{nl_f}(v_x) + (\hat{b}_2 + \Delta b_1)\Gamma}{2(\hat{b}_2 + \Delta b_1)\Gamma}. \tag{4.14}$$

A (4.14), (4.7) és (4.8) helyettesítésével a (4.13) egyenletbe az alábbi adódik:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix} v_{x_s} \\ \hat{v}_{x_s} \end{bmatrix} = \mathbf{f}^{eq}\left(\begin{bmatrix} v_{x_s} \\ \hat{v}_{x_s} \end{bmatrix}\right) = \begin{bmatrix} -\hat{a}_{22} v_{x_s} + \hat{b}_2 F_{in} \\ -\hat{a}_{22} v_{x_s} + \hat{b}_2 F_{in}, \end{bmatrix} \tag{4.15}$$

ami azt jelenti, hogy a v_{x_s} és $\hat{v}_{xs}$ változását ugyanaz a differenciálegyenlet írja le. A (4.15) alapján azonos kezdeti állapotból indulva v_x és $\hat{v}_{xs}$ megegyeznek. Mivel a rendszerek energiamentes kezdeti állapotból indulnak (azaz valamennyi állapotváltozó kezdeti értéke nulla), a kezdeti feltételek azonosak. A fentieket a 4.1. ábrán látható blokkdiagram foglalja össze.

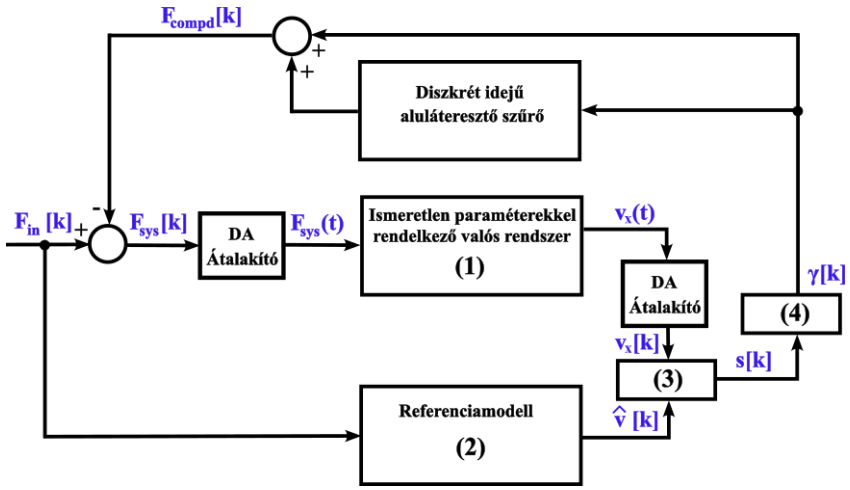


4.1. ábra – Referenciamodell alapú csúszómód pozíció szabályozás, ahol a zárójeles számok a következő egyenleteket jelölik: (1): (4.3) egyenlet első sora, (2): (4.3) egyenlet 2. sora, (3): (4.4) egyenlet, (4): (4.5) egyenlet

4.2. Alkalmazás

4.2.1. A diszkrét idejű modell

A bilaterális szabályozás számítógépes implementációjának előkészítéséhez a (4.3) egyenlet diszkrét idejű változatára van szükség. A(z) 4.2. ábra a 4.1. ábra diszkrét idejű megfelelője.



4.2. ábra – Diszkrét idejű csúszómód-kompenzáció, ahol a zárójeles számok a következő egyenleteket jelölik: (1): (4.3) egyenlet első sora, (2): (4.17) egyenlet, ami a(z) (4.3) egyenlet 2. sorának diszkrét idejű megfelelője, (3): (4.4) egyenlet, (4): (4.5) egyenlet

A kísérlet során $F_r = 0$ (a távoli környezetben ébredő erő), és a cél az, hogy az operátor a rendszert a lehető legkisebb erővel (F_o) legyen képes mozgatni. Ideális esetben az erőszabályozó időben változó referenciajelet követ, és ebben az üzemállapotban $F_o = 0$, miközben $v_x \neq 0$. Mivel PID-típusú szabályozóval nem biztosítható megfelelően alacsony hibaszint ($F_e = 0$), szükség van egy $F_{comp} = \gamma$ kompenzációs erőre, amely a mozgási információt figyelembe vevő előrecsatolt (feedforward) komponensként értelmezhető.

Ebben a vizsgálati szakaszban az F_{in} bemeneti jel nem a külső

bilaterális szabályozórendszer által kerül előállításra, és nem is a kezelő által kifejtett erőként értelmezett (mivel a kezelő nem képes pontosan állandó erőt kifejteni), hanem szoftveresen generált, kis amplitúdójú négyszögjel formájában kerül megadásra. Ebben a fázisban a kutatási kérdés arra irányul, hogy a nagy erősítésű referencia modell kis amplitúdójú F_{in} referencia-négyszögjelre adott válasza a valós rendszerben követhető-e a kompenzáció segítségével, annak ellenére, hogy az erősítés nagyságrendekkel kisebb.

Valós rendszerekben a korlátozott kapcsolási frekvencia többféle problémát okoz. Ezen hatások csökkentése érdekében célszerű a (4.6) egyenletben szereplő nemfolytonos Γ tag nagyságának csökkentése. Ez szűréssel – a 4.2. ábrán bemutatott módon, vagy a [210] cikk alapján egy becsült ekvivalens kompenzációs tag, $\hat{\gamma}_{eq}$ előállításával is megvalósítható. Aluláteresztő szűrés alkalmazása esetén elegendő a trajektóriát a csúszófelületre visszavezetni, amennyiben Γ nagysága nagyobb, mint az ekvivalens szabályozójel két kapcsolás közötti változása, amely a jel nagyságánál lényegesen kisebb.

A sebességjel az inkrementális utadó jeléből numerikus deriválással kerül kiszámításra, amely ismerten zajnövekedést eredményez. Ennek megfelelően a valós rendszerben a sebességjelet aluláteresztő szűrővel szükséges szűrni. Hasonló módon az aluláteresztő szűrés a Γ értékének csökkentésében is szerepet játszhat (a [210] cikknek megfelelően). Mindkét esetben három, sorosan kapcsolt, elsőrendű aluláteresztő szűrő került alkalmazásra, amelyeket a Laplace-transzformált az alábbi módon jellemez:

$$signal_{filtered} = \frac{1}{T_c s + 1} signal_{measured}, \tag{4.16}$$

ahol T_c a szűrő időállandója ($T_c = T_{f_{v_x}}$ a sebességszűrő esetében, illetve $T_c = T_{f_{relay}}$ a relészűrő esetében a 4. táblázatnak megfelelően. A (4.16) helyett annak z-transzformált alakja kerül felhasználásra.

A súrlódáskompenzáció kizárólag a sebességjelet használja, azonban a mestereszköz vizsgálata során a pozíciójel is fontos szerepet játszik. A „mesterszköz x-tengely” alrendszerben (4.3. ábra) a pozíciójel is bevezetésre kerül az egyenletekbe, miközben a referenciamodell

továbbra is kizárólag a sebességjelre támaszkodik. A szabályozó műveleti erősítőkkel kerül megvalósításra, amelyek kis offsethibával rendelkeznek, azaz a mérőjeleken egy állandó tag adódik hozzá az operációs erősítőkön keresztülhaladó jelekhez. Ennek következtében a mérőjelek pozitív és negatív félperiódusai nem tökéletesen szimmetrikusak. Ez az eltérés az $F_{off_{eq}}$ ekvivalens tag bevezetésével kerül szimulálásra, a 4.3 ábrán látható módon. A referenciamodell egyenlete z-transzformált alakban kerül felhasználásra:

$$v_x[z] = \frac{0.007987}{z + 0.9968} F_{in}[z]. \tag{4.17}$$

4.2.2. Szimulációs eredmények

A csúszómód-szabályozás egyik előnye, hogy a szabályozott rendszer részletes ismerete nélkül is alkalmazható. A szimuláció létrehozása érdekében a rendszer paraméterei gépi tanulási eljárással kerültek azonosításra. Az így meghatározott rendszerparaméterek a szabályozó algoritmusban nem jelennek meg. A csúszómód alapú súrlódáskompenzáció a rendszerparaméterek ismerete nélkül is működőképes.

Néhány mérési eredmény korábban már publikálásra került [211], azonban a telemanipulációs rendszer ekvivalens paraméterei akkor még nem voltak ismertek. Azóta gépi tanulási algoritmusok és nagyobb számítási kapacitású számítógépek alkalmazásával a (4.3) szimulációs modell paraméterei a mérési eredmények alapján azonosításra kerültek. (A gépi tanulás alapú azonosításról külön tanulmány számol be.) Ennek eredményeként lehetővé vált a szimulációs eredmények és a mérések összehasonlítása.

A szakirodalomban számos különböző súrlódási modell található. A szimulációban a nemlineáris komponensek leírására a következő egyszerű modell került alkalmazásra:

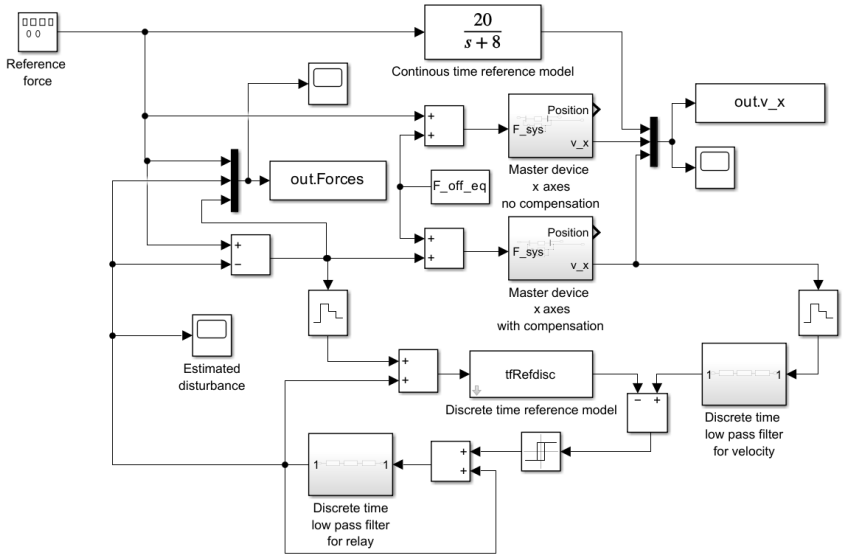
$$F_{nl_f}(v_x) = -\text{sign}(v_x) F_{C_{eq}} - \text{sign}(v_x) \frac{F_{Str_{eq}}}{1+(v_x/v_S)^2}, \tag{4.18}$$

ahol $F_{C_{eq}}$ és $F_{Str_{eq}}$ rendre a Coulomb- és a Stribeck-súrlódás paramétereit jelölik.

A mintavételi idő $T_s = 0.0004, \mathrm{s}$ (2.5 kHz) [212]. A referencia- és az azonosított modell paraméterei a következő táblázatban kerülnek összefoglalásra: 4. táblázat.

4. táblázat. Paraméterek összefoglalása

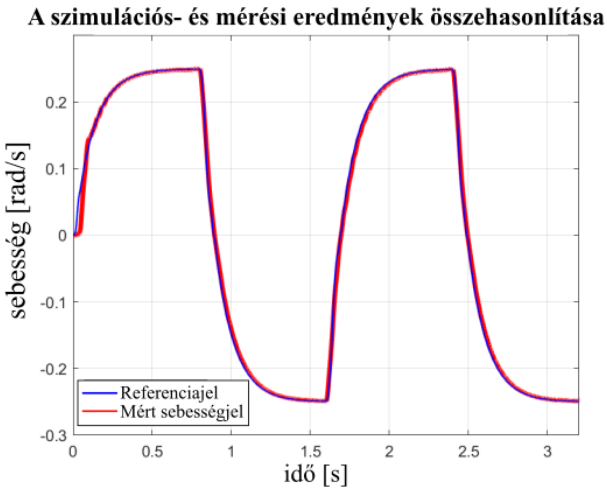
Állapottér modell	referencia modell	Identifikált
$\hat{a}_{22}$	8	2.8896
$\hat{b}_2$	20	1.1317
Egyéb paraméterek	referencia modell	Identifikált
m_{eq}	0.0500	0.8836
ν_{eq}	8	2.8896
$F_{off_{eq}}$	0	0.03
$F_{C_{eq}}$	0	0.3593
$F_{Str_{eq}}$	0	1.3250
v_s	-	0.0026
$T_{f_{vx}}$	-	0.0001
$T_{f_{relay}}$	-	0.0010
γ	-	0.7000



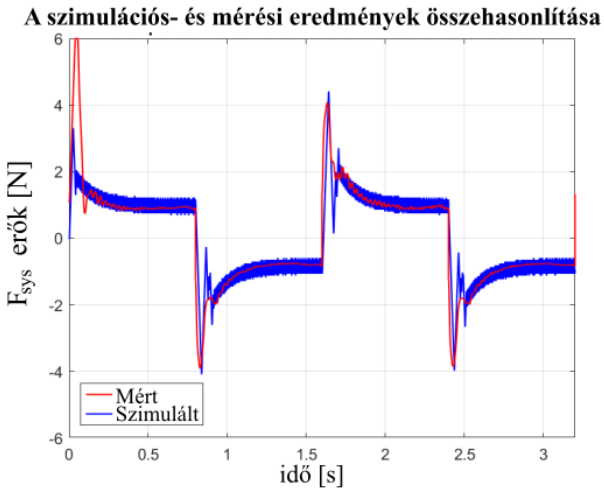
4.3. ábra – MATLAB Simulink teljes szimulációs modell

A mért és szimulált sebesség- és erőjelek összehasonlítása 0.1 N referenciaerő esetén a 4.4 és 4.5. ábrákon látható. A válaszok összehasonlítása 0.01 N referenciaerő esetén a 4.6 és 4.7. ábrákon kerül bemutatásra. A referencia impulzusok amplitúdójának csökkentése esetén a rendszer az üzemi határ közelébe kerül a 4.8 és 4.9. ábrának megfelelően.

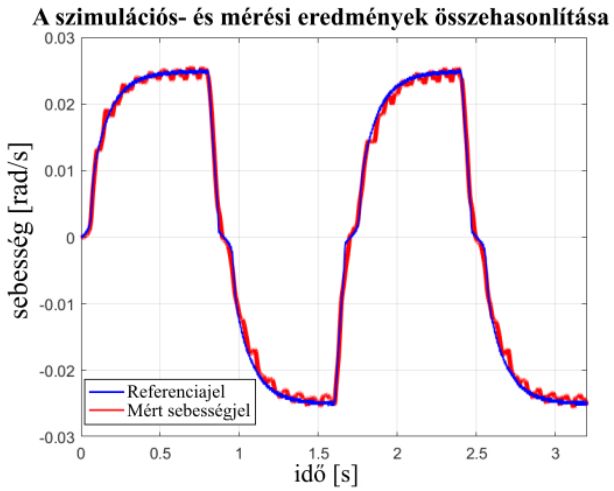
A valós rendszer mindig tartalmaz úgynevezett nem-modellezett dinamikát, amely megakadályozza a szimulációban tapasztalható hirtelen változások megjelenését a valós jelben. A mért jelekben kis amplitúdójú oszcillációk figyelhetők meg a 4.6 és 4.7. ábráknak megfelelően. Elméletileg fennáll annak a lehetősége, hogy a rendszer instabillá válik a nem-modellezett dinamika rezonanciája miatt. Szerencsére a telemanipulációs rendszer hosszútávú használata során ilyen jelenség nem volt tapasztalható. Megjegyzendő, hogy korábban már publikálásra került a nem-modellezett dinamika által okozott instabil rezonancia csökkentésének módszere [213], azonban ez a jelen mérések során nem bizonyult szükségesnek.



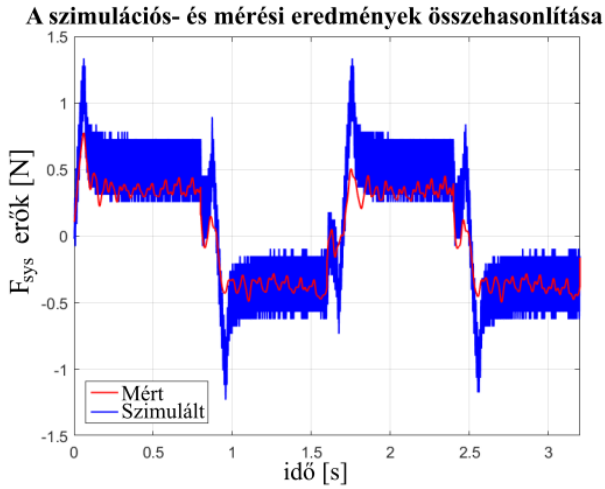
4.4. ábra – Mért és szimulált sebesség F_{in} váltakozó $0,1$ N erőimpulzusok esetén



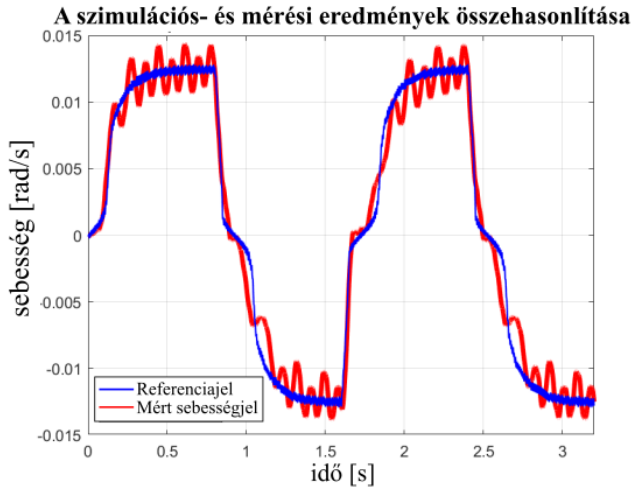
4.5. ábra – Mért és szimulált F_{sys} erő váltakozó $0,1$ N referenciaerő-impulzusok esetén



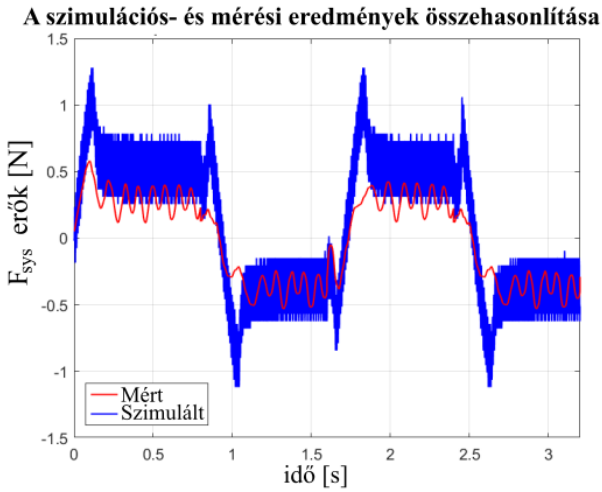
4.6. ábra – Mért és szimulált sebesség F_{in} váltakozó $0,01$ N erőimpulzusok esetén



4.7. ábra – Mért és szimulált F_{sys} erő váltakozó $0,01$ N referenciaerő-impulzusok esetén



4.8. ábra – Mért és szimulált sebesség F_{in} váltakozó $0,005$ N erőimpulzusok esetén



4.9. ábra – Mért és szimulált F_{sys} erő váltakozó $0,005$ N referenciaerő-impulzusok esetén

4.2.3. Kísérleti eredmények

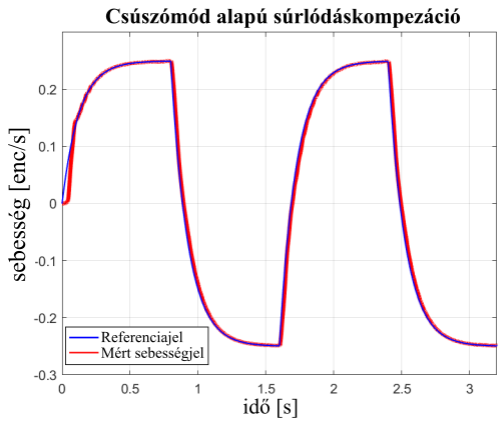
A kísérlet során feltételezésként szerepelt, hogy a távoli környezet nem hat a szolgaeszközre ($F_r = 0$), továbbá hogy a kezelő a rendszerrel különböző amplitúdójú négyszögimpulzusokból álló erőjellel lép kölcsönhatásba. Az összehasonlíthatóan sima működés biztosítása érdekében azonban a kezelő helyett egy további erőszabályozó került alkalmazásra.

A valós rendszer a referenciamodell sebességét jól követi (piros görbe a 4.10. ábrán). A nyomatékimpulzusok nagyságának további növelésével a joystick mozgása a telemanipulációs feladat szempontjából kellő pontossággal képes követni a referenciamodellt. Kisebb értékek esetén problémák jelentkeztek. A 4.12 és 4.14. ábrák határeseteknek tekinthetők. A bemeneti erő további csökkentése a módszer gyakorlati alkalmazhatóságának határához vezet, ahogyan az a 4.15. ábrán látható. Ennek oka a mintavételi frekvencia felső korlátja. Ez azonban gyakorlati szempontból nem lényeges, mivel a $0,001$ N nagyságú erő a kezelő érzékelési tartományán már kívül esik.

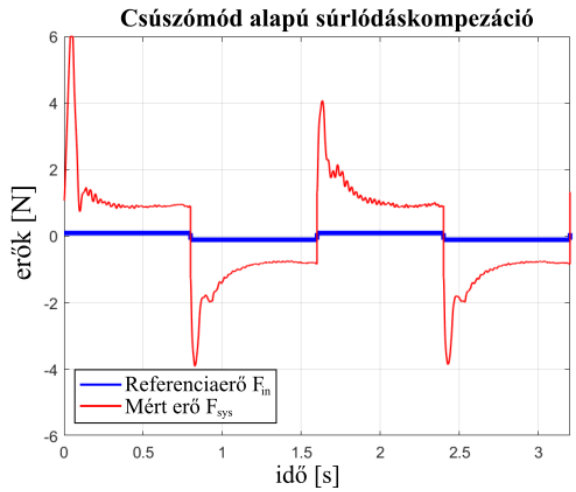
Annak érdekében, hogy a mestereszköz a kívánt mozgást a kezelő ilyen kis erőkifejtése mellett is elérje, a mechanizmus mozgatását alapvetően a motorok végzik. A 4.10. ábrán jól látható, hogy a mestereszköz addig nem indul el, míg a motorok működésbe nem lépnek. Az F_{in} erő kisebb, mint a tapadási súrlódási erő, ezért a rendszer önmagában az F_{in} hatására nem képes megmozdulni, azaz szükség van az F_{comp} kompenzációs erőre, amely azonban a diszkrét idejű aluláteresztő szűrés miatt csak egy felfutási idő után éri el a szükséges nagyságot. A joystick mozgása akkor indul meg, amikor az alábbi feltétel teljesül:

$$\text{abs}(F_{comp} + F_{in}) > \text{abs}(F_{C_{eq}} + F_{Str_{eq}}). \tag{4.19}$$

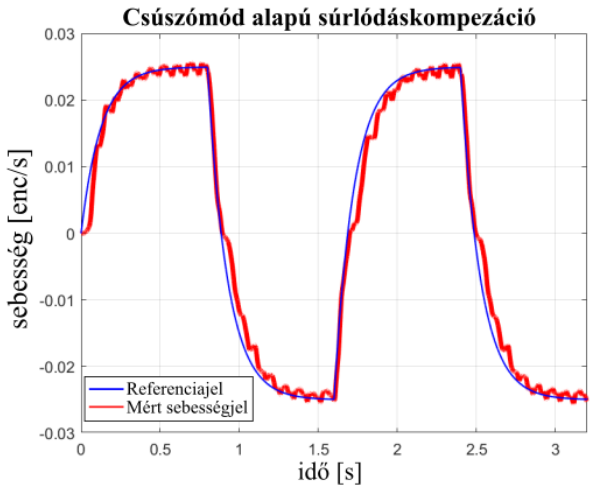
A mechanizmus mozgatásához szükséges, a kezelő által kifejtett F_{in} erő, valamint a F_{sys} erő a 4.11 és 4.13. ábrákon kerül összehasonlításra. Az ábrákon az F_{sys} erő a jobb szemléltetés érdekében folytonos görbeként jelenik meg, azonban a valóságban nem folytonos jelről van szó. Megfigyelhető, hogy a mechanizmus mozgatásához a kezelő által kifejtett erőhöz képest közel két nagyságrenddel nagyobb erő szükséges.



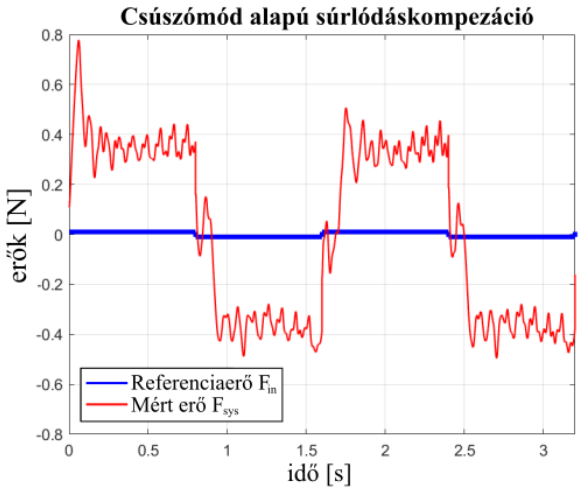
4.10. ábra – Referencia- és mért sebesség F_{in} váltakozó $0,1$ N erőimpulzusok esetén



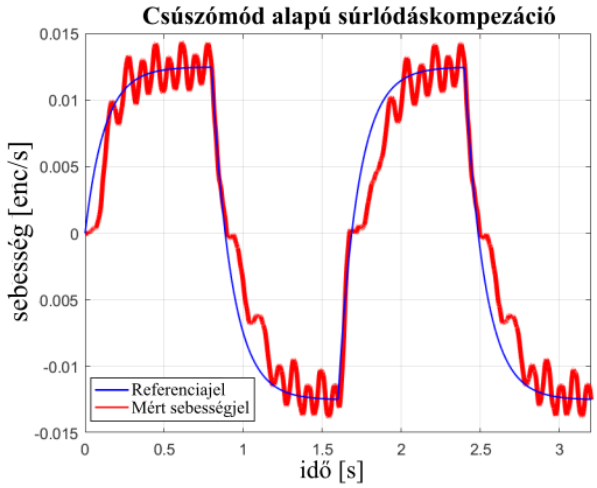
4.11. ábra – Mért F_{sys} erő és referencia váltakozó $0,1$ N erőimpulzusok esetén



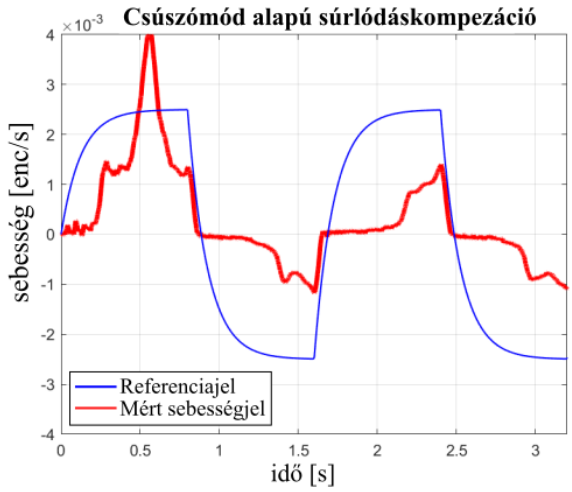
4.12. ábra – Referencia- és mért sebesség F_{in} váltakozó $0,01$ N erőimpulzusok esetén



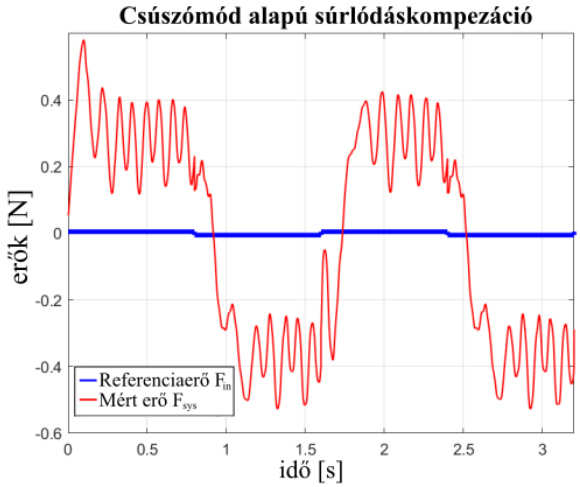
4.13. ábra – Mért F_{sys} erő és referencia F_{in} váltakozó $0,01$ N erőimpulzusok esetén



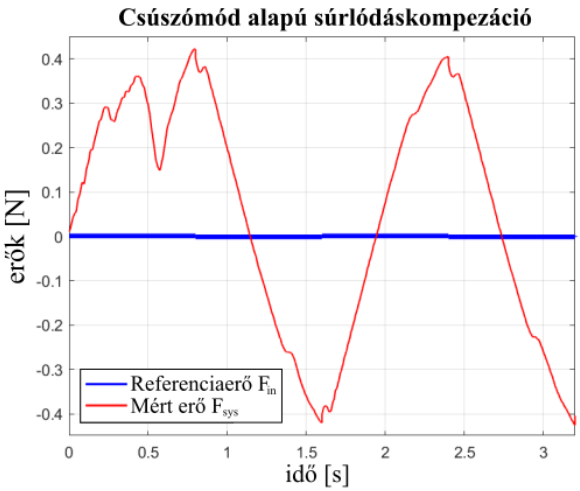
4.14. ábra – Referencia- és mért sebesség F_{in} váltakozó $0,005$ N erőimpulzusok esetén



4.15. ábra – Mért F_{sys} erő és referencia F_{in} $0,001$ N erőimpulzusok esetén



4.16. ábra – A mért F_{sys} erő és a referencia F_{in} váltakozó $0,005$ N nagyságú erőimpulzusokk esetén

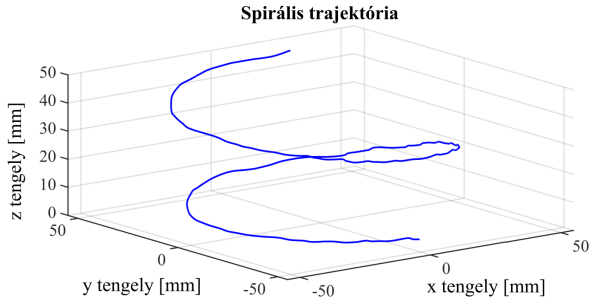


4.17. ábra – A mért F_{sys} erő és a referencia F_{in} váltakozó $0,001$ N nagyságú erőimpulzusokk esetén

A kezelő a mestereszközt térbeli spirális pályán mozgatva működtette. Először szabályozó kikapcsolása mellett, majd egyszerű PD szabályozással (csúszómódú kompenzáció nélkül), végül pedig PD szabályozással és a korábban bemutatott csúszómód kompenzációval. Nyilvánvaló, hogy ezek a mozgások nem voltak pontosan azonosak (illusztratív példa látható a 4.18. ábrán), ezért az egyes esetekben a kezelő által érzékelt erők időfüggvényei közvetlenül nem hasonlíthatók össze. Ehelyett a spirális művelet során a kezelő által tapasztalt maximális erők kerültek összefoglalásra az 5. táblázatban.

Megállapítható, hogy az 5.24. ábrán bemutatott szabályozó alkalmazása mellett a mestereszköz a kezelő számára lehetővé teszi, hogy nagyságrendileg egy renddel kisebb erővel végezze a mozgatást, mint szabályozás nélkül. Továbbá az itt bemutatott csúszómód kompenzáció a kezelő által kifejtendő erőt még egy további nagyságrenddel képes csökkenteni. A körülbelül 1 N nagyságú erő a kezelő számára egyértelműen érzékelhető, míg a $0,01$ N alatti erő már olyan mértékben kicsi, hogy gyakorlatilag nem észlelhető a kezelő által.

A spirális pályakövetés során a kezelő által az egyes irányokban

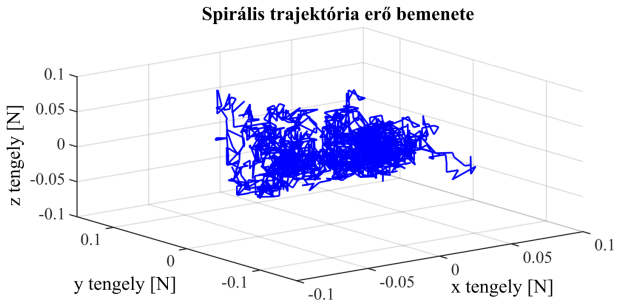


4.18. ábra – A kezelő szabadkézi mozgatásának 3D pályája

5. táblázat. Az érzékelt maximális erők összefoglalása

Szabályozó/tengelyek	X	Y	Z
Szabályozó nélkül [N]	10	32	14
PD kompenzáció nélkül [N]	1.2	1.9	2.8
PD csúszómód kompenzációval [N]	0.07	0.14	0.09

érzékelt erő a 4.19. ábrán látható. Megfigyelhető, hogy ebben a konkrét kísérletben az erő egyik irányban sem haladja meg a $0,1$ N értéket.



4.19. ábra – A kezelő szabadkézi mozgatása során mért erő 3D pályája

4.2.4. Következtetések

Ez a fejezet az erőkompenzáció kérdéskörével foglalkozik mind matematikai, mind mérnöki megközelítésben csúszómód-szabályozás alkalmazásával. A vizsgált eljárásban a kihívást az jelenti, hogy a pályát egy olyan fázissíkbeli felületre kell kényszeríteni, amely az ideális működést reprezentálja. Matematikai szempontból ez azt jelenti, hogy a kívánt ideális trajektória a fázissíkban olyan állapotokból áll, amelyek esetén az eredeti autonóm differenciálegyenlet nem értelmezett. A jobb oldalán nemfolytonos differenciálegyenletek elmélete olyan eszköztárat biztosít, amely alkalmas az ilyen típusú problémák kezelésére. A telemanipulációs alkalmazásokban gyakorlati szempontból a mestereszköz dinamikai tulajdonságainak módosítása szükséges annak érdekében, hogy a kezelő a mozgatás során kisebb reakcióerőket, vagy nyomatékokat érzékeljen (egy kisebb tömegű és tehetetlenségű „virtuális" rendszer érzetével). Továbbá csak a súrlódási erő kis részét tapasztalja, amely akár így is jelentős mértékű lehet. Lényegében az erőkompenzáció célja egy dinamikai rendszer karakterisztikájának módosítása.

A matematikai modell szempontjából a csúszómód fennállásának egy elégséges feltétele a jobb oldalán nemfolytonos differenciálegyenletek elméletén keresztül kerül megfogalmazásra. A matematikailag tárgyalt módszer gyakorlati alkalmazhatóságát kísérleti eszközön végzett mérések, valamint a jelen fejezet keretében bemutatott szimuláció igazolja.

A csúszómód-szabályozás hatékonyságának szemléltetésére megállapítható, hogy hagyományos PID típusú erőszabályozó alkalmazása mellett a kezelő a mestereszközt nagyságrendileg egy renddel kisebb erővel képes mozgatni, mint szabályozás nélkül, míg a csúszómód alapú erőkompenzáció a kezelő által kifejtett erőt egy további nagyságrenddel képes csökkenteni. A lefolytatott kísérletek alapján a módszer alkalmazhatósági határa a kezelő észlelési tartományán belül nem került elérésre.

A csúszómód-szabályozás olyan módszer, amely nem igényli a

rendszer nemlinearitását okozó jelenség (pl. súrlódás) előzetes ismeretét, ugyanakkor ennek ellenére rendkívül pontos kompenzációt képes biztosítani. A vizsgált műszaki probléma természetének megfelelően a módszer alkalmazásához szükséges matematikai háttér részletesen bemutatásra került, amely ilyen komplex megközelítésben a tudományos irodalomban eddig nem volt elérhető.

4.3. 2. tézis

A jobb oldalán nem folytonos differenciálegyenletek elméletére alapozva matematikailag levezettem és megoldottam egy csúszómódban működő telemanipulációs eszköz egyenletét és a tézist a gyakorlatban is alkalmaztam. A tézishez kapcsolódó saját publikációk: [FN3], [FN4].

5. A 3. tézissel kapcsolatos kutatások: Csúszómódban működő rendszerek digitális ikrének matematikai szimulációja

5.1. Motiváció, elméleti kihívás

Napjainkban zajlik a digitális ikrek korszaka. Sok idő és energia takarítható meg, ha például egy új szabályozó előzetesen, a valós rendszer helyett a digitális iker segítségével kerül behangolásra. Ehhez az kell, hogy a digitális iker minél pontosabban modellezze a valóságot.

Az itt bemutatásra kerülő kísérletek során olyan nem várt jelenségek mutatkoztak meg, amelyek bizonyos esetekben negatívan befolyásolták azok kimenetelét. Amikor a(z) - alapvetően körültekintően elvégzett - mérési és szimulációs eredmények között valamilyen eltérés tapasztalható az abból ered, hogy a modell nem ideális. Más szavakkal a valóság és a modellben definiáltak különbözősége okozza az eltérést. Ez nem egy alapvetően rossz dolog, hiszen egy jó modell eleve úgy kerül megtervezésre, hogy a szükséges részeket a kellő pontossággal visszaadja, de emellett olyan elhanyagolásokkal él, ami viszont jelentős mértékben csökkenti alkalmazása bonyolultságát (és egyéb költségeit).

Ebben a fejezetben bemutatásra kerül az a feltáró folyamat, amelyben lokálizálva lettek, hogy pontosan mely elhanyagolások vezettek a felmerült különbségekhez. Ennek során az alkalmazott modell, vagy eljárás vizsgálva lett a szabályozótervezés lépései mentén, valamint a folyamatra jellemző egyedi fizikai jelenségek alapján. Igazolásképpen pedig mindig a folyamat jellegére legmegfelelőbbnek ítélt mód került alkalmazásra, amely valahol matematikai bizonyítást, valahol a mérési eredmények vizsgálatát, valahol pedig a tervezési folyamatnál figyelembe veendő dolgok listájának kibővítését jelenti. Az okok feltárását pedig minden esetben egy javaslat követi egy lehetséges megoldásra.

Most pedig következzen egy rövid áttekintés a konkrét problémákról. A csúszómód-szabályozás esetén a legnagyobb gondot az

úgynevezett chattering jelenség okozza, melynek oka az ideális és a valóságos eset eltérése. Ez elsőre ellentmondásnak tűnik, de praktikus szempontból ezt úgy kell értelmezni, hogy a szabályozót egy egyszerűbb modell alapján kell megtervezni, mint az egész rendszer szimulációja a digitális ikerben. A nem-modellezett dinamika így modellezhetővé válik. (A nem-modellezettség a szabályozó tervezése szempontjából értendő.) Ha a cél a csúszómód szimulálása, akkor a chatteringet is szimulálni kell. Ahhoz, hogy a digitális iker alkalmas legyen egy csúszómód szabályozó behangolására, annak három fontos jelenséget is hűen kell visszaadnia.

- Fontos a kapcsolások pontos visszaadása. A szokásos Runge Kutta módszerek a kapcsolások helyénél pontatlanul számolnak, ez egy normál szabályozásnál nem okoz gondot, de a csúszómódra jellemző nagyfrekvenciás kapcsolásoknál összegződő numerikus hibát okozhat.

- A szabályozó tervezésénél szükségszerűen elhanyagolásokkal kell élni (a valóság mindig csak egy bizonyos pontossággal modellezhető). Az elhanyagolások miatt a rendszernek lehetnek a nagyfrekvenciás tartományban olyan sajátfrekvenciái, amely egy normál szabályozásnál nem okoz gondot, de a csúszómódban a beavatkozójel nagyfrekvenciás kapcsolgatásai miatt megjelenő nagyfrekvenciás felharmonikusok rezonanciába kerülhetnek a más esetben elhanyagolható (nagyfrekvenciás) tartományban lévő sajátfrekvenciával.

- Sok esetben a beavatkozójel kapcsolási frekvenciája hiszterézises szabályozóval kerül korlátozásra, de a hiszterézises szabályozók hajlamosak a kaotikus jelenségre, amely további problémák forrása lehet.

5.2. A probléma bemutatása egy másodrendű differenciálegyenlettel leírható kapcsolóüzemű tápegység esetén

A rendszer részletes leírása a 2.3.2.5 alfejezetben található.

5.2.1. Csúszómód szabályozó

Az egybemenetű és egykimenetű (SISO) rendszer állapotirányítható kanonikus formában a következő:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{b}u(t) \tag{5.1}$$

$$y(t) = \mathbf{c}\mathbf{x}(t), \tag{5.2}$$

ahol $\mathbf{x}(t) \in \mathbb{R}^n$, $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{n\times n}$, $\mathbf{b} \in \mathbb{R}^{n\times 1}$, $\mathbf{c} \in \mathbb{R}^{1\times n}$ és $u(t), y(t) \in \mathbb{R}$. $y(t)$, a kimeneti változója a szabályozott szakasznak felírható egy n-ed rendű differenciál egyenlettel és tételezzük fel, hogy $y_r(t)$, a referenciajel legalább n-szer differenciálható.

Az elérni kívánt cél a következő (5.3):

$$y_r(t) = y(t) \text{ ha } t > T_c, \tag{5.3}$$

ahol T_c a szabályozási periódus. A rendszer hibája $e_y(t)$ az (5.4) egyenletben kerül bemutatásra.

$$e_y(t) = y_r(t) - y(t) \tag{5.4}$$

Így a hibajel $e_y(t)$ is legalább n-szer differenciálható, tehát az $n-1$-edik deriváltnak is léteznie kell és folytonosnak kell lennie. Utóbbi tulajdonsága miatt, a hiba eliminálásakor az is fontos, hogy a deriváltak is szabályozva legyenek (beleértve az $n-1$-edik deriváltat). Máskülönben a rendszer tehetetlensége miatt magas amplitudójú oszcilláció léphet fel. A csúszómód lényege a következőképpen foglalható össze: annak érdekében, hogy az n-edik dimenziójú fázistérben eliminálásra kerüljön a hiba, egy folyamatos, origóba tartó hibatrajektória

kerül megtervezésre. A tervezés során figyelembe kell venni a fizikai korlátokat. Egy előre megtervezett tranziens után az ideális rendszer hiba nélkül követi a referenciajelet. A szabályozójel úgy lett megtervezve, hogy a megvalósult trajektória nem tér el az előírttól és ha elérte az origót nyugalomban marad.

Általában definiálható egy olyan skaláris változó (σ), amely az előjelesen vett távolság az elvárt és az aktuális trajektória között, így minden egyes pályaszakaszt egyetlen skalárváltozó írhat elő. A szabályozó feladata ennek a változónak az értékét nullán tartani. A csúszómód-szabályozás klasszikus esetében ennek a skalárváltozónak az értékét a hibajel és annak deriváltjainak lineáris kombinációiból számítják [214]. Legyen a skalárváltozó az $n = 2$ esetben a következőképpen definiálva:

$$\sigma(t) = e_y(t) + \tau \dot{e}_y(t), \tag{5.5}$$

ahol τ egy általunk választott időállandó típusú szabályozó paraméter. Csúszómód esetén:

$$\sigma = 0, \tag{5.6}$$

és a trajektóriát a következő egyenlet írja le:

$$e_y(t) = -\tau \dot{e}_y(t). \tag{5.7}$$

(5.7) megfelel egy $-1/\tau$ meredekségű egyenesnek a fázissíkon. Erre általában csúszóegyenesként, vagy csúszófelületként szoktak hivatkozni többdimenzios fázistér esetében. Az (5.7) egyenlet megoldása egy negatív kitevőjű exponenciális függvény.

$$e_y(t) = E_0 e^{-\frac{t}{\tau}} \ \mathrm{t} \geq 0, \tag{5.8}$$

ahol $E_0 = e_y(0)$. Értelemszerűen a hiba a választott időkonstansnak (τ) megfelelően fog csökkenni függetlenül a rendszerparaméterektől, mint például a terhelés. Azt exponenciális tranziens folyamatot követően $y_r(t) = y(t)$. Annak a biztosítására, hogy a rendszer minden

esetben a csúszómód felé fog tartani (azaz a $\sigma(t) = 0$ állapothoz) a következő körülmények szükségesek:

$$\sigma(t)\dot{\sigma}(t) \leq 0. \tag{5.9}$$

A csúszómód szabályozó tervezése nem kívánja meg a pontos modellezést: csak a modellparaméterek és a zavarás korlátainak ismeretére van szükség. Csúszómód alatt az egyetlen feladat az, hogy a szabályozójel úgy kapcsoljon, hogy az (5.9) feltétel minden pillanatban teljesüljön. Semmi más információra nincs szükség a szabályozott szakaszról és a zavarásról. Egyszerű esetben (a hiba és annak deriváltjainak egy adott környezetén belül) a szabályozójel és $\dot{\sigma}(t)$ előjele ellentétes. Ezért sokszor elég egy relé típusú szabályozó használata, amely a $\sigma(t)$ paraméter előjelének megfelelően kapcsolja a szabályozójelet.

5.2.1.1 Jelkövető szabályozás

Mivel $y_r(t)$ nem konstans, ezért $W_{y_r,u}(s)$-t, az átviteli függvényt $u(t)$ $(v_i(t))$ és $y_r(t)$ $(v_o(t))$ között ki kell számítani. Az (5.3) egyenletnek megfelelően ez az invertált rendszer átviteli függvényének inverze.

$$y(s) = W_{u,y}(s)u(s) \tag{5.10}$$

$$W_{y_r,u}(s) = W_{u,y}^{-1}(s). \tag{5.11}$$

Általában $W_{u,y}(s)$ inverze nem megvalosítható. Jelen esetben $y_r(t)$ szinuszos:

$$y_r(t) = \sqrt{2}V_r \cos(\omega_r t), \tag{5.12}$$

ezért csak két paramétert szükséges kiszámítani. A rendszer átviteli függvényének erősítését (G_r) és a fázistolását (φ_r) a referencia körfrekvencián (ω_r). A hiba definicióját (5.4) módosítani szükséges.

$$e_y(t) = \frac{\sqrt{2}}{G_r}V_r \cos(\omega_r t - \varphi_r) - y(t). \tag{5.13}$$

5.2.2. Rendszeregyenletek

5.2.2.1 Szűrő és terhelés

A 2.9. ábra jelölését használva, az áramokra felírható egyenlet a következő:

$$i_i(t) = i_o(t) + i_p(t) + i_c(t). \tag{5.14}$$

Feltételezve, hogy R_L rezisztív terhelés

$$i_o(t) = \frac{1}{R_L} v_o(t). \tag{5.15}$$

A bemeneti feszültség egyenlete

$$v_i(t) = L_s \frac{\mathrm{d}i_i(t)}{\mathrm{d}t} + v_o(t). \tag{5.16}$$

Behelyettesítve az (5.16) egyenltetbe (5.14)-t és (5.15)-t a szűrőáramkör a rezisztív terheléssel a következő differenciálegyenlettel írható le:

$$v_i(t) = L_s C_p \ddot{v}_o(t) + \frac{L_s}{R_L} \dot{v}_o(t) + \frac{1}{G} v_o(t), \tag{5.17}$$

ahol

$$G = \frac{L_p}{L_s + L_p}. \tag{5.18}$$

Az $u(t)$ ($v_i(t)$)-től $y_r(t)$ ($v_o(t)$)-ig felírható átviteli függvény (a rezisztív terhelés hatását is beleértve) (5.17) Laplace transzformált alakjából számítható.

$$v_o(s) = \frac{G}{G L_s C_p s^2 + \frac{G L_s}{R_L} s + 1} v_i(s) = W(s) v_i(s). \tag{5.19}$$

5.2.2.2 Az állapottér egyenlet állapotai

Mivel az inverter és a terhelés külön kezelendő, a rendszernek két bemenete van u_i és i_o. A bemeneti áramot ki kell számítani, ezért három állapotváltozó került kiválasztásra a három energiatároló elemnek, annak ellenére, hogy ezek nem függetlenek és a rendszermátrix rangja mindössze 2. A 2.9. ábra jelöléseit használva a három állapotváltozó a következő: $i_i(t)$, $i_p(t)$ és $v_c(t)$.

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} i_i(t) \\ i_p(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \tag{5.20}$$

A terhelés párhuzamosan kerül bekötésre az inverter kondenzátorával C_p. A terhelési áram magában foglalja a transzformátor veszteségének hatását. A rendszernek három kimenete van, mert $v_o(t) = v_c(t)$ és annak deriváltja szükséges a skaláris változó kiszámításához, és az $i_i(t)$ megjelenítésre kerül. A valós rendszerben a kondenzátor áramát mérik a $\dot{v}_o(t)$ helyett.

(5.14), (5.15) és (5.16) egyenleteknek megfelelően a rendszermátrixok a következőek:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{A} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_p} \\ \frac{1}{C_p} & -\frac{1}{C_p} & 0 \end{bmatrix} & \boldsymbol{B} &= \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_p} & 0 \end{bmatrix} \\ \boldsymbol{C} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} & \boldsymbol{D} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{5.21}$$

5.2.3. Hibatrajektória

Az (5.13) egyenlet által definiált hiba számításához G_r és φ_r értékének meghatározása szükséges. (5.19) egyenletnek megfelelően:

$$W(j\omega_r) = \frac{G}{GL_sC_p(j\omega_r)^2 + \frac{GL_s}{R_L}j\omega_r + 1}. \tag{5.22}$$

G_r és φ_r az (5.22) egyenletből számítható, ahol $W(j\omega_r)$ egy egyszerű komplex szám:

$$G_r = |W(j\omega_r)| \tag{5.23}$$

$$\varphi_r = \text{szög}(W(j\omega_r)). \tag{5.24}$$

Mivel a szűrőnek induktívnak kell lennie, a φ_r előjelének negatívnak kell lennie. Ez azt jelenti, hogy a referenciajelnek $v_o(t)$-hoz kell tartania, ami az (5.13) szabályozójele:

$$y(t) = v_o(t). \tag{5.25}$$

A hiba deriváltja:

$$\dot{e}_y(t) = -\omega_r \frac{\sqrt{2}}{G_r} V_r \sin(\omega_r t - \varphi_r) - \dot{v}_o(t). \tag{5.26}$$

A csúszómód skalárváltozója az (5.5) egyenlet segítségével számítható ki.

5.2.4. Szabályozási törvény

Három különböző szabályozási törvény került megvizsgálásra. Mindegyik közvetlenül képes szabályozni a tranzisztorok kapcsolását. Ez a csúszómód-szabályozás fő előnye a teljesítményelektronika területén. Még fejlettebb szabályozókról a [215] cikkben található információ.

5.2.4.1 Egyszerű relé

A szűrő bemeneti feszültsége a $\sigma(t)$ előjele szerint van kapcsolva

$$v_i(t) = V_b \text{sign}(\sigma(t)). \tag{5.27}$$

Az (5.27) egyenlet fő problémái gyakorlati szempontból a következők:

- az inverter rendelkezik nulla állapottal, ami nem került alkalmazásra

- a kapcsolási frekvencia nincs szabályozva.

5.2.4.2 Kettős relé

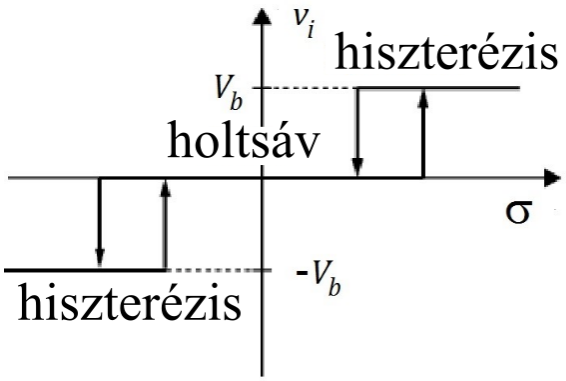
Az első problémára a megoldás két relé használata

$$v_i(t) = \frac{V_b}{2}\text{sign}(\sigma(t)) + \frac{V_b}{2}\text{sign}(\cos(\omega_r t - \varphi_r)). \tag{5.28}$$

V_b és 0 a pozitív félperiódusban-, $-V_b$ és 0 pedig a negatív félperiódusban kerülnek kapcsolásra. Azonban az (5.28) egyenlet nem jelent megoldást a második problémára.

5.2.4.3 Holtsáv-hiszterézis kettős relé

Mindkét probléma megoldható holtsáv-hiszterézis kettős relé alkalmazásával. Ez a szabályozási törvény az 5.1 ábrán látható.



5.1. ábra – Holtsáv-hiszterézis relé

5.2.5. Stabilitás analízis

Egyszerű relés szabályozó használatával ellenőrzésre került, hogy az (5.9) egyenlet teljesül-e, vagy sem. Először a $\dot{\sigma}(t)$ kifejezést kell megadni:

$$\dot{\sigma}(t) = \dot{e}_y(t) + \tau \ddot{e}_y(t). \tag{5.29}$$

Az (5.26) egyenletnek megfelelően

$$\ddot{e}_y(t) = -\omega_r^2 \frac{\sqrt{2}}{G_r} V_r \cos(\omega_r t - \varphi_r) - \ddot{v}_o(t). \tag{5.30}$$

$\ddot{v}_o(t)$ kifejezhető az (5.17) egyenletből

$$\ddot{v}_o(t) = \frac{1}{L_s C_p} v_i(t) - \frac{1}{R_L C_p} \dot{v}_o(t) - \frac{1}{G L_s C_p} v_o(t). \tag{5.31}$$

Az (5.27) egyenletet behelyettesítve az (5.31) egyenletbe

$$\ddot{v}_o(t) = \frac{V_b \text{sign}(\sigma(t))}{L_s C_p} - \frac{\dot{v}_o(t)}{R_L C_p} - \frac{v_o(t)}{G L_s C_p}. \tag{5.32}$$

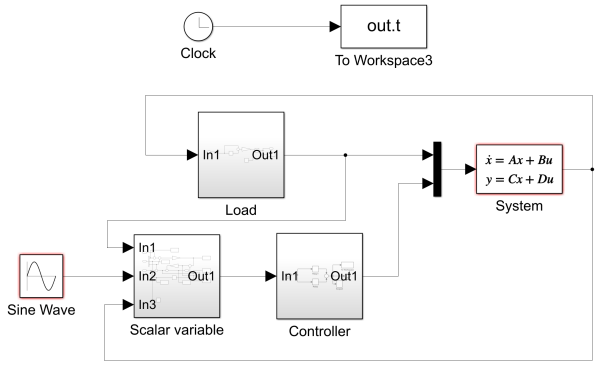
Az (5.29) és (5.30) egyenleteknek megfelelően, ha $\ddot{v}_o(t)$ értéke elég nagy és a rendszer egy olyan területen működik, ami elég közel van a csúszómódhoz, akkor $\ddot{v}_o(t)$ előjele ellentétes $\dot{\sigma}(t)$ előjelével. Az (5.32) egyenletből tisztán látszik, hogy ha V_b értéke elég nagy és a rendszer egy olyan területen működik, ami elég közel van a csúszómódhoz, akkor $\ddot{v}_o(t)$ előjele megegyezik $\sigma(t)$ előjelével. Konklúzióképpen, ha V_b értéke elég nagy és a rendszer egy olyan területen működik, ami elég közel van a csúszómódhoz, akkor $\sigma(t)$ előjele ellentétes $\dot{\sigma}(t)$ előjelével. Hasonló analízis elvégezhető mind a három szabályozási törvény esetében. A gyakorlati esetekben a rendszer aktuális paramétereit helyettesítve minden vizsgált szabályozási törvénybe az (5.9) feltétel teljesül a normál működési tartományon belül. A szimulációk ezt az állítást igazolták.

5.2.6. Szimuláció

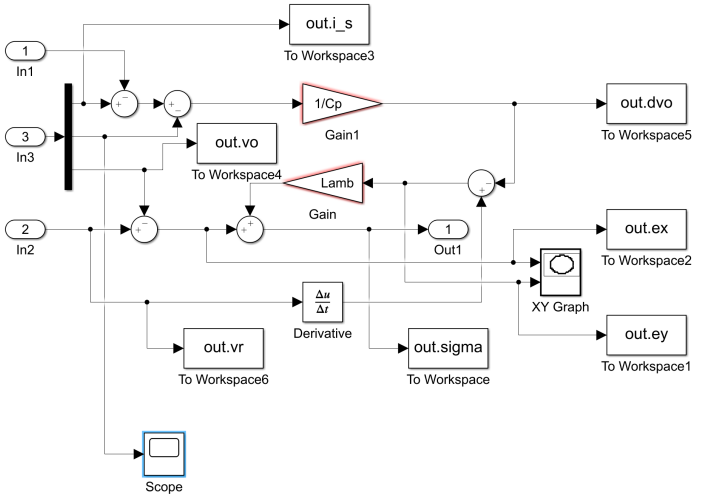
A szimulációk a MATLAB-Simulink környezetben kerültek elvégzésre.

5.2.7. MATLAB-Simulink modell

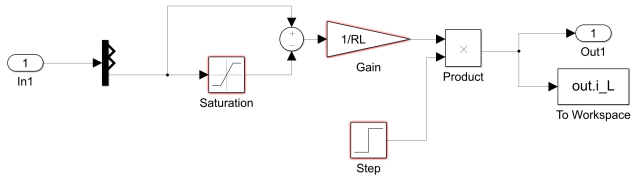
A MATLAB-Simulink modell főbb elemei a következő ábrán láthatóak: 5.2, 5.3, 5.4 és 5.5. ábra.



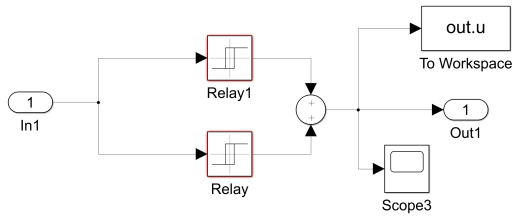
5.2. ábra – A teljes rendszer



5.3. ábra – Alrendszer a skaláris változó kiszámításához.



5.4. ábra – Alrendszer a terheléshez.



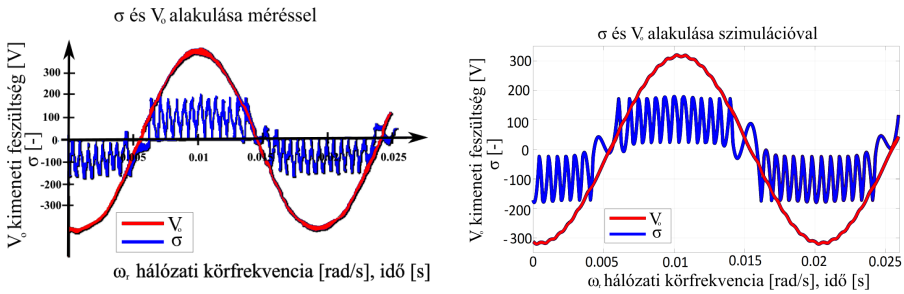
5.5. ábra – A holsáv-hiszterézis relé szabályozó alrendszere

Annak ellenére, hogy a szabályozó struktúrája az 5.5. ábrának megfelelően igen egyszerű, viselkedése elég robusztus.

5.2.8. Modellvalidálás

A szimulációs eredmények összehasonlítása a(z) [216] cikkben található régi mérési eredményekkel az 5.6. ábra (a) részén látható. Az inverter névleges teljesítménye 10 VA. Az (5.13) egyenlet és az (5.21) rendszermátrixok összes paramétere, valamint a holtsáv és a hiszterézis értékei, melyek az 5.1. ábrán láthatóak a(z) [216] cikkből ismertek.

A valós rendszerhez hasonlóan, ahol a σ manuálisan került behangolásra a periódusonkénti kapcsolások számának beállításához. σ oly módon került megváltoztatásra, hogy a szimuláció a valós rendszerhez hasonló eredményt adjon. A σ értékének beállítását követően elvégzett szimuláció eredményét az 5.6. ábra (b) része mutatja.

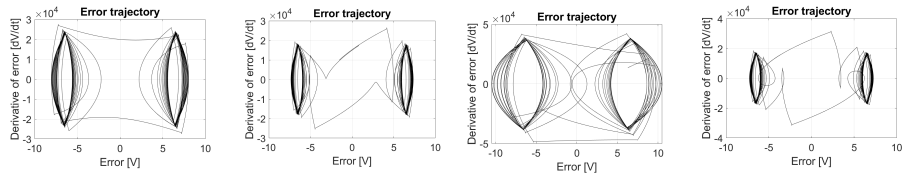


(a) (b)

5.6. ábra – Kiementi feszültség és σ (a) mérés- (b) szimuláció esetén

Az első probléma a szimulációban az állandósult állapotnál jelentkezett. A valós rendszer mérése esetén az oszcilloszkóp képernyője a legtöbb σ beállításnál lefagyottnak tűnt. Ez azt jelenti, hogy a hibatrajektória egy állandósult állapotú periódusban zárt görbe.

A Simulink alapértelmezett beállításait használva a szimuláció hibatrajektóriájának kvázi állandósult állapotú periódusa az 5.7. (a) ábrán látható. Az 5.7. (c) ábrán jól látható, hogy a hibajel trajektória nem zárt görbe nem ott végződik, ahol elkezdődik. Ennél kisebb eltérés van az 5.7. (b) és (d) ábrán. Az ebből következő periódusok kis mértékben eltérőek, ez szubharmonikusokat okoz, amelynek döntő jelentősége van gyakorlati szempontból.



(a) (b) (c) (d)

5.7. ábra – Az üzemmódváltások kaotikus jellegének demonstrációja

A fő kérdés az, hogy ez a szubharmonikus az alkalmazott kap-

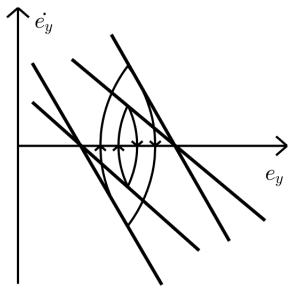
csolási módszer immanens tulajdonsága, vagy a szimuláció elégtelen pontosságának az eredménye. Számos szimuláció elvégzése után a Simulink különböző modellkonfigurációs paramétereivel megállapítható, hogy a kapcsolási pillanat pontos kiszámítása a kulcsfontosságú pontja a megfelelő állandósult állapot szimulációjának. Az Ode113(Adam) módszer a legalkalmasabb integrálási módszer a folyamatosan nagyfrekvenciával kapcsoló rendszerek esetén. (Az UPS-eknél használt egyenletmegoldó algoritmusok összahasonlítása a [217] cikkben tekinthető meg).

5.2.9. A szimulációs eredmények elemzése

A PWM technika fő előnye, hogy a szűrő kisebb lehet, ami kisebb üresjárati áramot eredményez. A szűrő paraméterei az (5.33) egyenletben vannak megadva. A névleges terhelés értéke $R_L = 5,3\Omega$.

$$L_s = 3.5\text{mH},\ L_p = 32\text{mH},\ C_p = 320\mu\text{F} \tag{5.33}$$

A kapcsolási egyenes meredeksége és a kapcsolások száma közötti összefüggés az 5.8. ábrán látható.

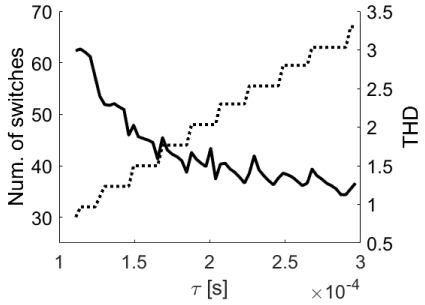


5.8. ábra – τ hatása a kapcsolások számára

Minél nagyobb a τ, annál kisebb a kapcsolási egyenes meredeksége, és annál nagyobb a periódusonkénti kapcsolások száma. Másrészt pedig

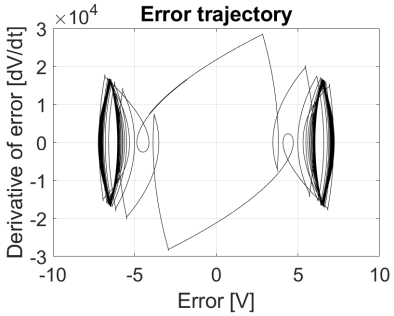
minél nagyobb τ értéke, annál hosszabb lesz a tranziens (az 5.8 egyenletnek megfelelően). Az optimumot számítással kell meghatározni.

A periódusonkénti kapcsolások számát és a teljes harmonikus torzítást (THD) a τ függvényében az 5.9. ábra mutatja.



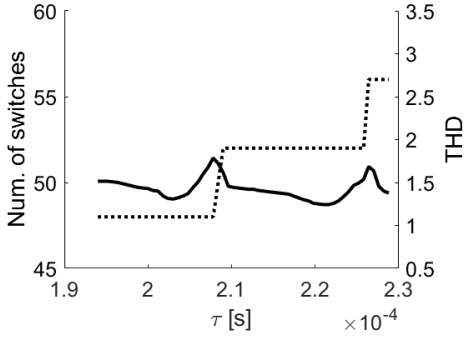
5.9. ábra – A kapcsolások száma és a THD a kapcsolási egyenes meredekségének függvényében

Az első lépcsőzetes. Minél nagyobb a kapcsolások száma, annál nagyobb a kapcsolási veszteség, és annál kisebb a THD. Az optimum beállítását követően a kimenet és a hibatrajektória tranziense rendre az 5.6. és 5.10. ábrán látható.



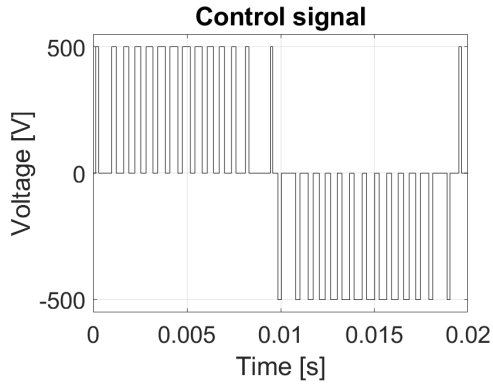
5.10. ábra – A hibatrajektória tranziense a kapcsolási szám megnövelését követően

Az optimális kapcsolási szám környéke az 5.11. ábrán került kinagyításra. Ez a paraméterek behangolását követően körülbelül 52 kapcsolásszámnál található, amihez 13 impulzus tartozik periódusonként.



5.11. ábra – A kapcsolások optimális száma és annak THDja

Létezik a THD-nak egy lokális minimuma az 5.11. ábrán látható lépcső közepénél, ahol a pozitív és negatív félperiódusok közötti tranziens egyenletes, ahogy az az 5.7. (a) ábrán látható. τ növelésével a tranziensek kis mértékben változnak. Először egy V alak jelenik meg, ahogyan az az 5.7. (b) ábrán látható. τ további növelésével a korábbi V alak egy hurokká alakul (5.7. (c) ábra) és az utolsó impulzusok minden félperiódusban ellentétes előjelűek, mint a referenciajel (5.12. ábra) ami megnöveli a THD-t. Végül a periódusonkénti kapcsolások száma 4-gyel lett megnövelve és a tranziens újra V és hurok alakot vett fel (5.7. (d) ábra). Az 5.7. ábra alapján nem mondható ki egyértelműen a káosz kialakulása, viszont annak gyanúja felmerül és további vizsgálatokat helyez kilátásba. Ellenben az ezen a ponton már határozottan kijelenthető, hogy az itt tapasztalt jelenség kihat a THD értékre (legyen ez akár kaotikus akár nem).

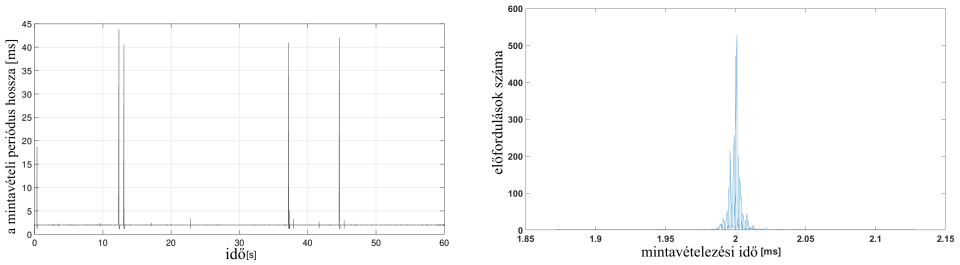


5.12. ábra – Szabályozó jel

5.3. A probléma bemutatása egy egyszerű mozgásszabályozási rendszerre

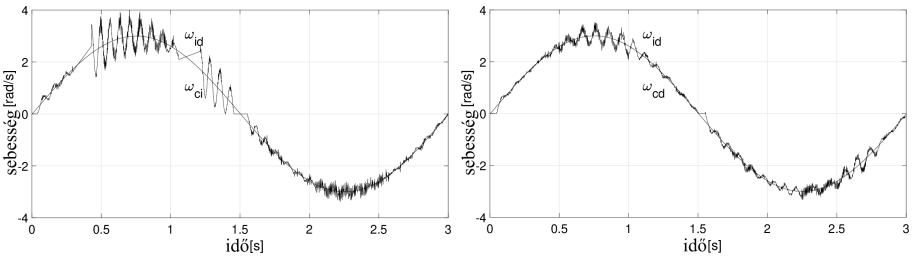
Leírás a 2.3.2.1 alfejezetben. A fő kihívást a nem egyenközű mintavételezés jelenti. A Windows nem valós idejű operációs rendszer, a pontos mintavétel nem biztosítható. Általában a mintavételezési késleltetés kevesebb, mint 0,2 ms, de néha a két mintavétel közötti időkülönbség 20-szor nagyobb lehet, mint a tervezett $T_s = 2$ ms. Az 5.13. (a) ábra megmutatja a mérés során előforduló egyik legrosszabb periódust, az 5.13. (b) pedig a mintavételezések lépésközeinek nagyságának eloszlását.

Az időben változó mintavételezési periódusok oszcillációt idéznek elő, ami IMBDO esetén nagyobb amplitúdójú, mint DMBDO esetén. A rendszer 5 percig működött (100 periódus), és mindkét esetben a legrosszabb periódusok kerültek kiválasztásra. Az eredmények az 5.14. (a) ábrán és az 5.14. (b) ábrán láthatók. Amint az a 3.9. ábra alapján várható, a DMBDO teljesítménye egy kicsit jobb, mint az IMBDO-é. Végül a mérés $u_m = 40\%$ bemenőjellel is elvégzésre került, melynek eredményei az 5.15. (a) ábrán és az 5.15. (b) ábrán láthatóak. A Stribeck jelenség ismét tisztán látszik.
A nullátmenet az 5.16. ábrán látható. A 3.9. ábrához hasonlóan



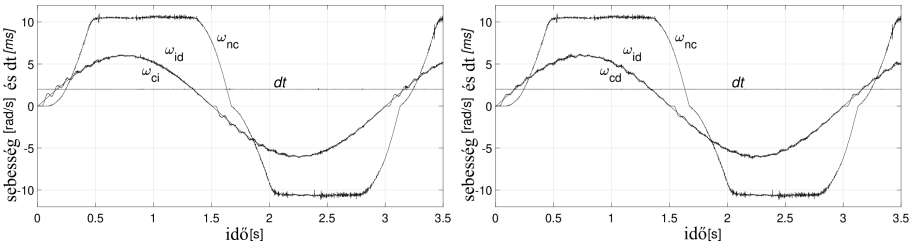
(a) (b)

5.13. ábra – A mintavételezések lépésközeinek (a) nagysága és (b) nagyságának eloszlása



(a) (b)

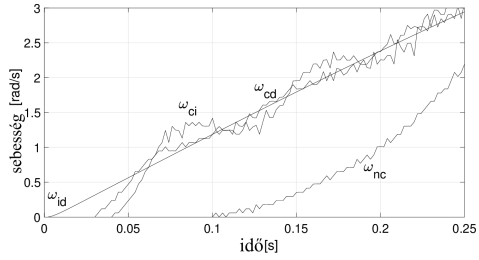
5.14. ábra – Sebességjelek (a) IMBDO és (b) DMBDO modell esetén ($u_{max} = 20\%$)



(a) (b)

5.15. ábra – Sebességjelek (a) IMBDO és (b) DMBDO modell esetén ($u_{max} = 40\%$)

DMBDO esetén a mozgás késleltetése és az oszcilláció amplitúdója is kisebb.



5.16. ábra – Nullátmenet DMBDO és IMBDO esetén ($u_{max} = 40\%$)

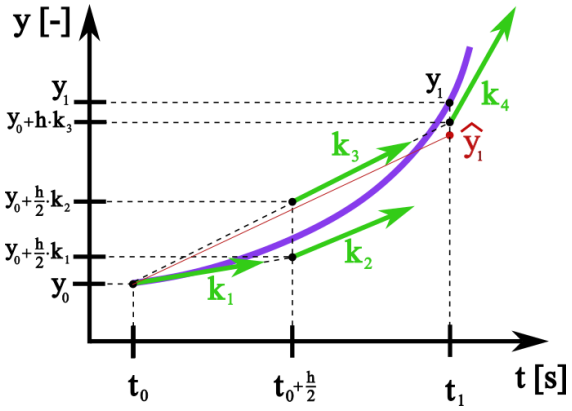
5.3.1. Kapcsoló üzemmód számítása Runge Kutta módszerrel

A Runge-Kutta módszerek több kisebb belső lépésre épülnek. Négy különböző módon számítják ki a változást és ezek súlyozott átlagát veszik az 5.17. ábrán látható módon. Alapvetően olyan kis lépésközt kell választani, hogy a négy különböző módon kiszámított növekmény ne térjen el jelentősen. Ha az adott lépésközben a függvény meredeksége csak kis mértékben változik, akkor a kiszámított négy meredekség között nincs nagy különbség (5.17. ábra).
Ha azonban a Runge-Kutta módszer olyan rendszereknél kerül alkalmazásra, amire jellemzőek a hirtelen és szabálytalan mintázatban megjelenő üzemmódváltások, akkor eseménydetektálás nélkül előfordulhat, hogy a rendszer egy lépésen belül átlagolhatja a kapcsolás előtti és utáni értéket.

Legyen a rendszer általános alakja

$$\dot{x} = f_i(t, x), \qquad i \in \{1, 2, \ldots, m\}, \tag{5.34}$$

ahol i az aktuális üzemmódot jelöli. A váltást valamely kapcsolási feltétel határozza meg:



5.17. ábra – Runge-Kutta meredekségek folytonosan változó föggvény esetén

$$s_j(t, x) = 0. \tag{5.35}$$

Ha egy numerikus lépés során

$$s(t_n, x_n)\, s(t_{n+1}, x_{n+1}) < 0, \tag{5.36}$$

akkor a trajektória átlépte a kapcsolási felületet. Ekkor létezik olyan

$$\tau_{sw} \in (t_n, t_{n+1}), \tag{5.37}$$

amelyre

$$s\Big(\tau_{sw}, x(\tau_{sw})\Big) = 0. \tag{5.38}$$

Ebben az esetben a teljes $[t_n, t_{n+1}]$ intervallumot nem célszerű egyetlen sima Runge–Kutta-lépésként kezelni, mert az félrevezető numerikus eredményt adhat.

A csúszómód-szabályozott rendszer természetes módon hibrid dinamikai rendszerként írható le. Legyen

$$\dot{x} = f_q(x, t), \qquad q \in Q, \tag{5.39}$$

ahol $x(t) \in \mathbb{R}^n$ az állapotvektor, q az aktuális diszkrét üzemmód, Q pedig az üzemmódok véges halmaza. A kapcsolási felületek az

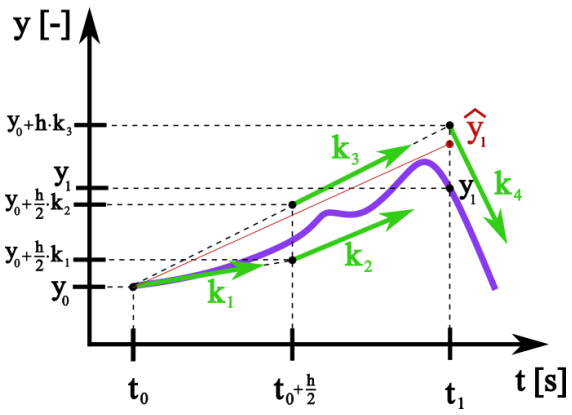
$$S_j = \{x \in \mathbb{R}^n : s_j(x,t) = 0\}, \qquad j = 1, \ldots, r \tag{5.40}$$

halmazokkal definiálhatók. Ha a trajektória eléri valamelyik kapcsolási felületet, akkor az üzemmód megváltozik:

$$q^+ = \Gamma(q^-, x, t), \tag{5.41}$$

ahol q^- a kapcsolás előtti, q^+ pedig a kapcsolás utáni üzemmódot jelöli. Ez a formalizmus azért lényeges, mert a vizsgált probléma nem klasszikus sima differenciálegyenlet-probléma, így a szimulációs eljárásnak nemcsak a folytonos dinamikát, hanem a kapcsolási eseményeket is pontosan kell kezelnie.

Az üzemmódváltások a meredekséget akár közel ellentétes irányúvá tehetik, ahogy az a 7.5. ábrán látható. Ha az üzemmód váltás egy RK4 lépésen belül történik, akkor az RK4 lépésen belüli meredekségek átlaga értelmetlenné válik az 5.18. ábrának megfelelően. Az üzemmód váltás helyén a függvény hagyományos értelemben nem deriválható.

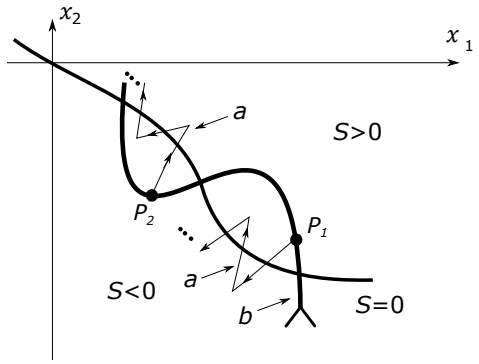


5.18. ábra – Runge-Kutta meredekségek ugrásszerű változások esetén

5.3.2. A nem-modellezett dinamika hatása

Itt meg kell jegyezni, hogy a csúszómód szabályozó megvalósításánál a nagyfrekvenciás kapcsolások miatt kiemelt szerepet kap a nem-modellezett dinamika, amely a valóságban sok esetben káros lengésekhez vezethet. Egy szimulációs eredmény akkor hiteles, ha figyelembe veszi a nem-modellezett dinamika lengéseit és azt külön kompenzálja. Ez úgy valósítható meg, hogy egyszerűbb modellt kell alkalmazni a szabályozó tervezéséhez, mint a szimulációhoz.

Egy szemléletesebb megközelítésben legyen az 5.19. ábra P_1 pontja az a pont, ahol az, hogy a trajektória elhagyta a csúszófelületet érzékelésre kerül. A beavatkozójel átkapcsol, de a trajektória ahelyett, hogy megfordulna és az a jelű görbének megfelelően a felület felé mozogna (és utána is a felület körül csattogna), a nem-modellezett dinamika miatt a b jelű görbe mentén tovább távolodik a felülettől. Ez lezajlik a P_2 pontban a másik irányba is, és akár egyre nagyobb lengések alakulhatnak ki.



5.19. ábra – A nem-modellezett dinamika hatása a kapcsolgatásokra

Ez minőségileg azért más jelenség, mint az, amikor a véges kapcsolási frekvencia miatt csattog a trajektória a csúszófelület körül, mert abban az esetben átkapcsolás után a rendszer mindig visszafordul a csúszófelület felé.

A csúszófelületet jelölje

$$s(x) = 0. \tag{5.42}$$

A klasszikus csúszási feltétel lokálisan úgy írható fel, hogy a trajektória a felület mindkét oldaláról a kapcsolási felület felé mutasson:

$$s(x) > 0 \quad \Longrightarrow \quad \dot{s}(x) < 0, \tag{5.43}$$

$$s(x) < 0 \quad \Longrightarrow \quad \dot{s}(x) > 0. \tag{5.44}$$

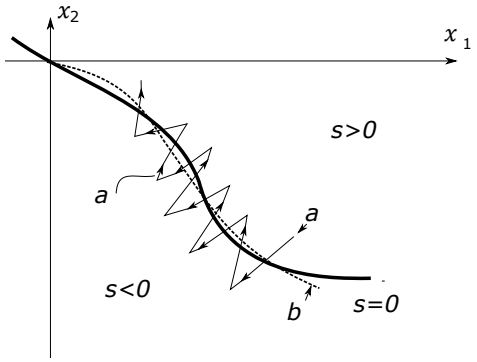
Ezzel ekvivalens módon a kapcsolási felület környezetében megkövetelhető, hogy

$$s(x)\dot{s}(x) < 0 \tag{5.45}$$

teljesüljön. Ha azonban a nem-modellezett dinamika miatt kapcsolás után sem teljesül a fenti feltétel, akkor a trajektória nem fordul vissza a csúszófelület felé, ahogy ez jól látszik az a és b görbe különbségén.

A szabályozott szakaszt kellene egyszerűsíteni, de a valós szakasz adott (ahhoz nem lehet hozzányúlni), ezért egy állapotmegfigyelőt kell készíteni. Erre a legtöbb esetben amúgy is szükség van, mert a csúszómód-szabályozás teljes állapot-visszacsatoláson alapul és legtöbbször nem mérhető az összes állapotváltozó. Bizonyos esetekben az állapotmegfigyelő megoldást jelenthet a csattogási problémákra is [214]. Az állapotmegfigyelő állapottrajektóriája minden kapcsolásnál visszafordítható a felület felé, így a csúszómód-szabályozó a valós rendszer állapottrajektóriája helyett a megfigyelő állapottrajektóriáját kényszeríti a csúszófelületre az 5.20. ábra **a** görbéjének megfelelően. Ennek már nincs akadálya. Ilyenkor az állapotmegfigyelő egyfajta impulzusszélesség-modulációs egység szerepét látja el.

A kapcsolási felületet és a beavatkozó jelet az állapotváltozók megfigyelt (becsült) értékéből kell számítani még akkor is, ha a tényleges állapotváltozók mérhetőek. Végül a megfigyelőt úgy kell tervezni, hogy a valós és a megfigyelt trajektória kellően közel legyen egymáshoz, ekkor a valós trajektória nem pontosan a csúszófelületen, de annak közvetlen közelében halad az 5.20. ábra b görbéje szerint. Ha



5.20. ábra – Csökkentett rendszámú megfigyelőre alapozott csúszómód-szabályozó állapottrajektóriája

a szimulációban, a klasszikus megközelítésben az 5.19. ábra b görbéje kerül kiválasztásra, akkor jelentős lengések alakulnak ki. Amennyiben a megfigyelőre alapozott csúszómódban az 5.20. ábra a görbéje kerül alkalmazásra, akkor a közbenső lépésekben a meredeksége közel ellentétesre válthat.

A csúszómód-szabályozás lényege a nagyfrekvenciás kapcsolgatás. Ha a hibakorlát kicsi, akkor a lépésköz olyan kicsire csökkenhet, hogy a számítás elakadhad, ha a hibakorlát nagy, akkor a nagyfrekvenciás (nagy) hiba összeadódhat.

Kerüljön bevezetésre egy becslés az üzemmódváltás időpontjának pontatlan becsléséből származó hibára. Legyen τ_{sw} a valódi kapcsolási időpont, $\tilde{\tau}_{sw}$ pedig a numerikusan meghatározott kapcsolási időpont. Ekkor

$$\delta = |\tau_{sw} - \tilde{\tau}_{sw}| \tag{5.46}$$

a kapcsolási időpont hibája. Legyen feltételezve, hogy a kapcsolás előtt a rendszer jobb oldala f^-, a kapcsolás után pedig f^+. Ekkor az állapothiba a következő lesz

$$\|e\| \approx \|f^+ - f^-\| \, |\tau_{sw} - \tilde{\tau}_{sw}| \, . \tag{5.47}$$

Ez azt mutatja, hogy minél nagyobb az eltérés a kapcsolás előtti és utáni állapot között, annál érzékenyebb a szimuláció a kapcsolási időpont meghatározásának hibájára.

A probléma összefoglalására kerüljön bevezetésre az alábbi, szakaszonként állandó jobboldalú differenciálegyenlet:

$$\dot{x} = \begin{cases} a, & t < \tau_{sw}, \\ b, & t > \tau_{sw}, \end{cases} \tag{5.48}$$

ahol $a, b \in \mathbb{R}$, $a \neq b$, és $\tau_{sw} \in (t_n, t_{n+1})$ a kapcsolási időpont. Az egzakt megoldás egy lépésen belül:

$$x(t_{n+1}) = x_n + a(\tau_{sw} - t_n) + b(t_{n+1} - \tau_{sw}). \tag{5.49}$$

Ha azonban a teljes lépés egyetlen Runge–Kutta-lépésként van kezelve, akkor a módszer alakja

$$x_{n+1}^{\mathrm{RK4}} = x_n + \frac{h}{6}\left(k_1 + 2k_2 + 2k_3 + k_4\right), \tag{5.50}$$

ahol a k_i-k akár különböző üzemmódokból is származhatnak. Például előfordulhat, hogy

$$k_1, k_2 \in f^-, \qquad k_3, k_4 \in f^+. \tag{5.51}$$

Ekkor a módszer olyan meredekségeket átlagol, amelyek különböző dinamikai törvényekhez tartoznak. Ez a példa világosan mutatja, hogy a kapcsolási időpont pontos kezelése nélkül a Runge–Kutta-módszer által számított átlagos meredekség nem feltétlenül reprezentálja helyesen a valódi mozgást. A probléma különösen akkor jelentős, ha

$$|a - b| \tag{5.52}$$

nagy, vagy többdimenziós esetben

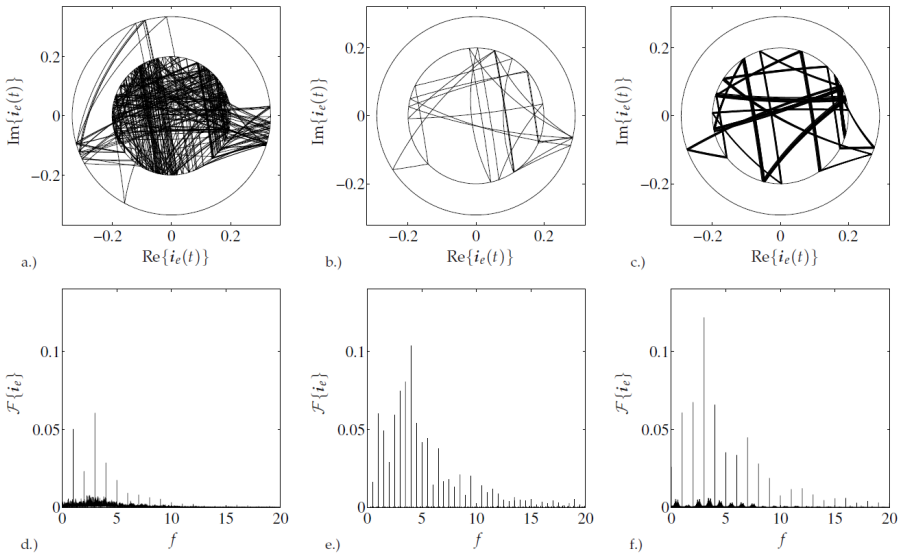
$$\|f^+ - f^-\| \tag{5.53}$$

nagy.

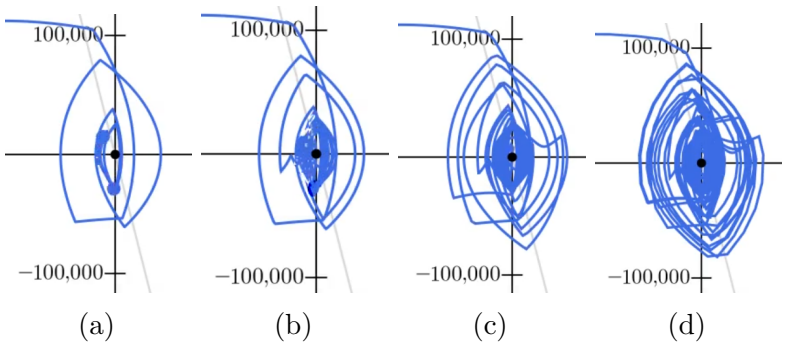
5.3.3. Kapcsoló üzemmód számításánál kialakuló kaotikus jelenség

A kétezres évek elején Nagy István akadémikus vezetésével egy kutatói team kimutatta, hogy ha van egy alapvetően lineáris rendszer és ez kiegészül a teljestményelektronikára jellemző nem lineáris viselkedéshez vezető üzemmód váltásokkal, akkor önmagában az üzemmód váltások kaotikus viselkedéshez vezethetnek ([2], [218], [219] és [3]). A darabonként lineáris rendszerek mellett megjelenik ugyanis az egy, vagy több állapotváltozótól függő üzemmódváltás (gyakorlatilag kapcsolási idő), ami viszont a teljes rendszert nemlineárissá változtatja. Az utóbbi PhD disszertáció [3], valamint [220], [221] és [222] is bizonyította, hogy a hiszterézises szabályozók kifejezetten hajlamosak a kaotikus viselkedésre. Erről disszertációjában [3] a szerző a következőt írja "Általában a trajektória látszólag véletlenszerű módon mozog a hiszterézissávban. A váltakozó áramú (AC) oldali feszültségek néhány száz periódusa után kaotikus állapot esetén „befeketíti" a belső kört. A tipikus hibaáram-trajektóriákat az 5.21. ábra mutat". (A szerző egyébként itt több ábrára is hivatkozik, de itt most csak egy kerül bemutatásra.)

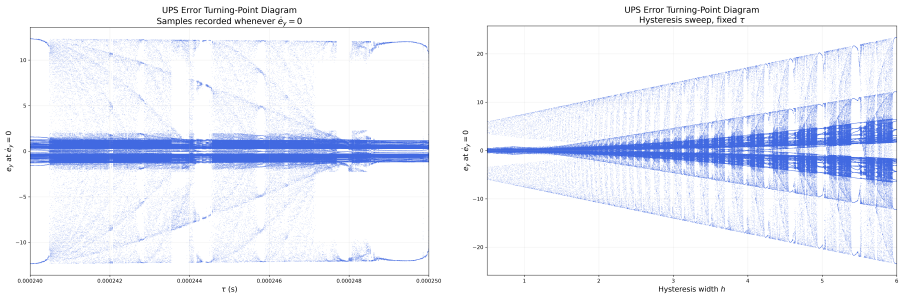
A kaotikus viselkedés megjelenésére irányuló teszteket Nusser Dávid Péter, a Debreceni Egyetem Villamosmérnöki és Mechatronikai Tanszékén káoszkutatással foglalkozó doktorandusz kolléga végezte el, és eredményeiben az 5.21. ábrához hasonló bepókhálósódás tapasztalható, ahogyan az az 5.22. ábrán látszik. Itt a hibaváltozás ($\dot{e_y}$) került vizsgálatra a hiba (e_y) függvényében, rögzített τ érték mellett. Ez a vizsgálat több τ értékre is el lett végezve, és különböző τ értékek mellett máskép viselkedett a rendszer, amelyet az 5.23a. ábra is alátámaszt. Az 5.23b. ábra pedig a hiszterézis szélességének megváltozására való érzékenységet mutatja. A rendszer erős paraméterérzékenysége kaotikus viselkedésre utal.



5.21. ábra – (a) Kaotikus trajektória; $\rho_o/\rho_i = 1{,}675$. (b) Másodrendű szubharmonikus trajektória; $\rho_o/\rho_i = 1{,}46$. (c) Kaotikus trajektória; $\rho_o/\rho_i = 1{,}46$. (d) Az (a) ábrán látható trajektória spektruma. (e) A (b) ábrán látható trajektória spektruma. (f) A (c) ábrán látható trajektória spektruma. [3]



5.22. ábra – Kaotikus viselkedésre jellemző pókhálósodás megjelenése a 2.9 rendszer mérési eredményeinél



(a) τ (b) Hiszterézis szélesség

5.23. ábra – A 2.9 rendszer kimenete erős paraméterérzékenységet mutat a kiemelt paraméterre

Mivel maga a rendszer alapvetően akár lineáris is lehet, ezért az üzemváltások okozta káosz a jelhez hozzáadódó és sok esetben elhanyagolható nagyságú zajként jelentkezhet, de a hibaszámításban kumulatív is lehet, főleg a csúszómódra jellemző nagyfrekvenciás kapcsolgatások miatt. Ez kumulatív jellege miatt a szimuláció, illetve a gépi tanulás korlátjává válhat, hiszen az üzemmód váltások esetén a meredekségek szignifikánsan megváltozhatnak. A fejezetben kimondott állítások három kísérleti eszközön végzett méréseken alapulnak.

A rendszer kaotikus viselkedésének kimutatására alkalmas lehet a Poincaré-leképezés. Jelölje x_k a rendszer állapotát a k-adik kapcsolási eseménynél. Ekkor a következő kapcsolási eseményhez tartozó állapotot egy leképezés írja le:

$$x_{k+1} = P(x_k). \tag{5.54}$$

Így a folytonos idejű kapcsoló rendszer kapcsolási eseményeihez egy diszkrét dinamikai rendszer rendelhető:

$$x_0, x_1, x_2, \ldots \tag{5.55}$$

Egy dimenzióban a kaotikus jelleg egyik egyszerű indikátora lehet, ha

$$|P'(x)| > 1 \tag{5.56}$$

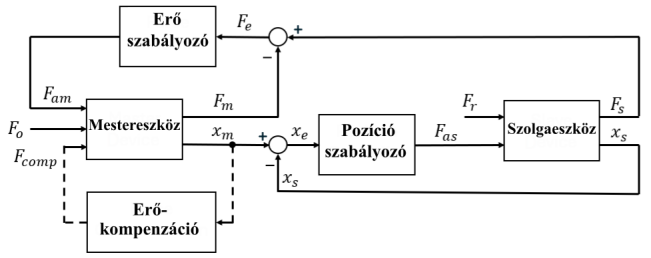
teljesül valamely tartományban, vagyis a leképezés lokálisan tágító jellegű. Magasabb dimenzióban a kaotikus viselkedés vizsgálható a legnagyobb Ljapunov-exponens segítségével:

$$\lambda_{\max} > 0. \tag{5.57}$$

Pozitív legnagyobb Ljapunov-exponens esetén a rendszer érzékenyen függ a kezdeti feltételektől, ami a kaotikus viselkedés egyik alapvető matematikai jellemzője.

5.4. A probléma bemutatása a Gépi tanulás kapcsán

A gyakorlati telemanipulációs példa során az 5.24. ábrán látható bilaterális szabályozási feladatot kell megoldani, amelyen az F_o, F_r, F_{am}, F_{as}, F_m, F_s változók rendre az operátorhoz tartozó-, a távoli környezetben ébredt külső-, a mestereszköz és a szolgaeszköz gyorsulásáért felelős- (ezek mozgatják a mechanizmust), valamint a mestereszközben és a szolgaeszközben ébredő belső erőket jelölik. x_m és x_s jelölik a mester- illetve a szolgaeszköz elmozdulását.



5.24. ábra – Egy telemanipulációs rendszer bilaterális szabályozása

Az 5.24. ábra minden egyes szabadságfokra felrajzolható annak figyelembevételével, hogy csuklók esetén erők helyett nyomatékokat-, elmozdulás helyett pedig szögelfordulást kell felírni.

Ideális esetben

$$F_{am} = F_{as} \quad \text{and} \quad F_m = F_s \quad \Rightarrow \quad F_o = F_r. \tag{5.58}$$

Sok esetben, különösképpen mikromanipuláció esetén azonban $F_{am} \neq F_{as}$, ami a következő problémát veti fel: a rendszert mozgató erő olyan tartományba esik, amely nem érzékelhető az operátor által, tehát ennek kompenzációjára van szükség. Másképpen fogalmazva, magát a mestereszközt szervomotorok hozzák mozgásba és az ezekhez tartozó nyomatékszabályozást meg kell oldani. Azonban a szervomotorok nyomatékszabályozójának a hatása elhanyagolható, mivel az időállandója számos nagyságrenddel kisebb, mint a mechanikai időállandó. Annak ellenére tehát, hogy maga a mechanizmus komplex és sok elemből áll, mégis helyettesíthető az ismeretlen egyenértékű tömegekkel m_{eqm}, m_{eqs} és súrlódásokkal F_{eqfrm}, F_{eqfrs} a bilaterális szabályozás szempontjából.

$$(F_{am} - F_{eqfrm}) = m_{eqm} * a_{eqm} \quad (F_{as} - F_{eqfrs}) = m_{eqs} * a_{eqs} \tag{5.59}$$

A cél kettős. Egyrészt a mechanizmus mozgatásáért felelős erőt kompenzálni kell, másrészt a távoli környezetben ébredő erőt vissza kell csatolni az operátorhoz. Ideális, teljes (100 %-os) kompenzációt megvalósítani elvileg lehetetlen. Ehelyett arra kell kényszeríteni a rendszert, hogy úgy viselkedjen, mintha a mozgatott tömeg az operátor számára jól érzékelhető tartományba esne és a súrlódás pedig sokkal kisebb lenne, mint a valóságban. Egy ilyen rendszerben végzett szabad mozgás esetén (amikor nincs erővisszacsatolás a távoli környezet felől) az operátor azt érzi, hogy könnyedén tudja mozgatni a mestereszköz karját, hiszen a mechanizmust valójában a szervomotorok mozgatják, nem pedig az operátor. Ezt nevezik modellreferenciás-adaptív megközelítésnek. A referenciamodellen alapulva kerül meghatározásra az ideális mozgási trajektória, és abban az esetben, amikor a valóságos trajektória ettől eltér egy úgynevezett bang-bang szabályozás fogja visszatéríteni az ideális trajektóriára.

5.4.1. Rendszeregyenletek

Az mestereszköz ismeretlen paramétereket és zavaravarást egyaránt tartalmazó rendszeregyenlete a következő:

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\varphi\\ v_x\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}0 & 1\\ 0 & -(\bar{A}_{22}+\Delta A_{22})\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\varphi\\ v_x\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}0\\ \bar{B}_2+\Delta B_2\end{bmatrix} F_{sys} + \begin{bmatrix}0\\ E_2\end{bmatrix} z(t), \tag{5.60}$$

ahol F_{sys} a rendszer bemenőjele, amelyet az operátor fejt ki.

$$\begin{aligned}\bar{A}_{22}+\Delta A_{22} &= \frac{\bar{F}_v+\Delta F_v}{\bar{m}_{eq}+\Delta m_{eq}} + \frac{(\bar{k}\bar{\phi}+\Delta k\phi)^2}{(\bar{R}+\Delta R)(\bar{m}_{eq}+\Delta m_{eq})}\\ \bar{B}_2+\Delta B_2 &= \frac{\bar{k}\bar{\phi}+\Delta k\phi}{\bar{m}_{eq}+\Delta m_{eq}},\end{aligned} \tag{5.61}$$

ahol m_{eq} a rendszer egyenértékű tömege. Coulomb- és viszkózus súrlódás Stribeck-effektussal.

$$F_{friction} = \underbrace{\nu_{eq}v_x}_{\substack{\text{viszkózus}\\ \text{tag}}} + \underbrace{\operatorname{sign}(v_x)F_{C_{eq}}}_{\text{Coulomb tag}} + \underbrace{\operatorname{sign}(v_x)\frac{F_{str_{eq}}-F_{C_{eq}}}{1+(v_x/v_S)^2}}_{\text{Stribeck emelkedő tag}}, \tag{5.62}$$

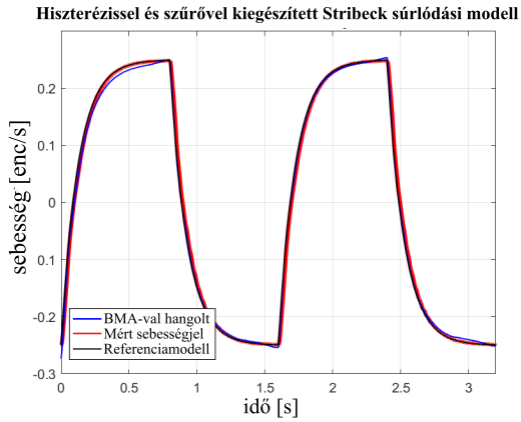
ahol az eq alsó index ekvivalens paramétert, az $F_{C_{eq}}$, és $F_{str_{eq}}$, a Coulomb és Stribeck erőkonstanst-, ν_{eq} a súrlódási együtthatót-, v_S a Stribeck sebességkonstanst-, v_x pedig a sebességet jelöli. A kompenzáció célja, hogy a rendszerre egy referencia-modell dinamikája legyen ráerőltetve, melynek paraméterei $\bar{A}_{22}$ és $\bar{B}_2$.

5.4.2. Eredmények

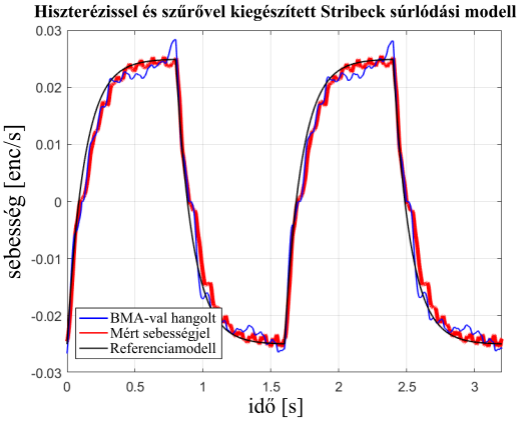
A gépi tanuláshoz felhasznált mérési adatbázis egy egyetemi tantárgy gyakorlata keretében, 91 felsőéves hallgató 2.1 rendszerrel elvégzett méréseiből került összeaállításra.

A gépi tanulás során megfigyelhető volt, hogy bizonyos esetekben, mint például az 5.25. ábrán látható a gépi tanulás kiváló eredményre

vezetett, más eseteknél azonban nemvárt eltérések voltak tapasztalhatóak, amint azt az 5.25. ábra mutatja.



5.25. ábra – $F_{op} = 0.1N$



5.26. ábra – BMA segítségével behangolt modell hiányosságai $F_{op} = 0.01N$

A probléma elméleti megközelítésére kerüljön bevezetésre a $\theta \in \mathbb{R}^p$, mint becsülendő paramétervektor, és legyenek az észlelt adatok

$$y_1^{\text{obs}}, y_2^{\text{obs}}, \ldots, y_N^{\text{obs}}. \tag{5.63}$$

A szokásos négyzetes veszteségfüggvény legyen:

$$J(\theta) = \sum_{k=1}^{N} \left\| y(t_k;\theta) - y_k^{\text{obs}} \right\|^2. \tag{5.64}$$

Kapcsoló rendszereknél azonban a kapcsolási időpontok maguk is függnek a paraméterektől:

$$\tau_j = \tau_j(\theta). \tag{5.65}$$

Ezért a modellkimenet

$$y(t;\theta) \tag{5.66}$$

nem feltétlenül sima függvénye a paramétereknek. Kis paraméterváltozás módosíthatja a kapcsolási időpontokat, sőt bizonyos esetekben a kapcsolási sorrendet is. Ennek következtében a veszteségfüggvény

$$J(\theta) \tag{5.67}$$

lokálisan nem sima, rosszul kondicionált vagy numerikusan instabil lehet. Ez különösen problémás gradiensalapú optimalizálás vagy gépi tanulási eljárások esetén, ahol a szimuláció pontatlansága közvetlenül torzíthatja a paraméterbecslést. Ezért a paraméteridentifikáció szempontjából is lényeges, hogy a szimuláció során az üzemmódváltások helyei pontosan lokalizálva legyenek, és el kell kerülni, hogy a numerikus integrátor egy lépésen belül összekeverje a különböző üzemmódokhoz tartozó állapotokat.

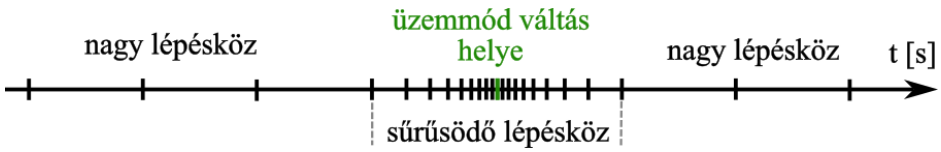
5.5. 3. tézis

Egy folytonos beavatkozójellel rendelkező szabályozó validálására alkalmas digitális iker általában nem alkalmas a

csúszómódban működő szabályozó validálására. Ennek megfelelően:

- **A valóságos rendszernél közvetlenül alkalmazott csúszómódban működő szabályozó beavatkozójelének nagyfrekvenciás összetevői rezonanciába kerülhetnek a rendszernek a szabályozó tervezésénél elhanyagolt nagyfrekvenciás tartományban található sajátfrekvenciáival. Ennek, a valós rendszereknél gyakori jelenségnek a modellezéséhez a digitális ikret leíró (nem feltétlen lineáris) differenciálegyenletnek magasabb rendűnek kell lennie, mint a szabályozó tervezésénél használt modell rendje.**

- **A kapcsolási mechanizmus komplex, bizonyos esetekben akár kaotikus viselkedést is eredményezhet, ezért a kapcsolási események numerikus helyének pontatlan meghatározása lényegesen torzíthatja a szimuláció eredményét. A hatékony szimulációban ezért úgynevezett multifidelity szimulációt kell alkalmazni. A kapcsolások közötti sima szakaszokon nagyobb numerikus lépések (low fidelity) és magasabb rendű integrálási módszerek alkalmazhatók, míg a kapcsolási események környezetében "lényegesen finomabb" lépésközt (high fidelity) célszerű alkalmazni és megfelelő pontossággal kell meghatározni a "váltások" helyét, kizárólag olyan integrálási módszerrel (például Euler), amely nem alkalmaz átlagolást (mint például Runge-Kutta) (5.27. ábra).**



5.27. ábra – A 3. tézis magyarázó ábrája

A tézishez kapcsolódó saját publikációk: [FN5], [FN1], [FN4].

6. Összefoglalás/Summary

6.1. A három tézis egymásra épülése

A bevezetésben bemutattam a telemanipuláció kutatásának fontosságá, majd kiterjedt irodalomkutatást végeztem mind a telemanipuláció, mind pedig egyéb szorosan hozzákapcsolódó témákban, amelyeket a disszertáció érint.

Az első tézisben elméletileg mondtam ki, hogy $K = \infty$ esetben a tézisben megfogalmazott feltételeknek megfelelő lineáris rendszerek esetén a perturbáció okozta zavar elméletileg teljesen kompenzálható, és bemutattam az irodalomban korábban perturbált erősítésű egyszerű arányos szakaszra levezetett direkt modell alapú zavarbecslő eljárás kiterjesztését egy általánosabb esetre. Azonban a mérnöki gondolkodás azt sugalja, hogy ez egy szép matematikai játék, de egy valós rendszerben a $K = \infty$-nek még a közelébe sem lehet jutni. Ezért van szükség a "Változó Struktúrájú Rendszerek" elméletéhez kapcsolódó csúszómód-, pontosabban csúszó üzemmód szemléletére. Ennek lényege, hogy a visszacsatolás nem folytonos, hanem kapcsolóüzemű, és ezért kell átlépni a Változó Struktúrájú Rendszerek körébe, ahol definiálható a csószómód.

Ezt a látszólagos ellentmondást hivatott eloszlatni a második tézis, melyben egy konkrét telemanipulációs céllal alkalmazott csúszómód alapú eljárásra mutatom be mind a matematikai levezetést, mind pedig a gyakorlati alkalmazást. A bemutatott eljárás alapgondolata az, hogy ha két rendszer kimenetének különbsége pozitív, akkor egy negatív "pofont" ad neki a szabályozó, és az ellenkezőjét teszi a másik irányban. Viszont, ahogy a hiba egyre kisebb lesz, úgy lesz a "pofon" relatívan egyre nagyobb a folytonos esethez képest, és nulla hiba esetén megvalósul a $K = \infty$ eset. Így van egy elméletben létező nagyon ígéretes megoldás, de ez csak akkor ér valamit, ha a gyakorlatban is működik. Ezt hivatott bizonyítani a gyakorlati alkalmazás példája, amivel együtt már ez kimondható mérnöki téziskén.

Az első tézis tehát csak a jelenség létezésére vonatkozik, de nem

derül ki belőle, hogy matematikailag hogyan írható le és "hiányzik belőle" a nemlineáris rendszerek elmélete. Ezért a második tézisben egy nemlineáris esetben vezetem le a rendszer matematikai egyenletét, felhasználva jobboldalán nem-folytonos differenciálegyenletek elméletét.

A harmadik tézis pedig úgy kapcsolódik az előzőekhez, hogy az eddig alkalmazott gyakorlati eljárásokat (kibővítve a gépi tanulással) elemzi a szimulációk során előforduló "furcsa jelenségek" szempontjából. Ezek alapján kimondom, hogy az általánosan, folytonos beavatkozójellel rendelkező szabályozó validálására alkalmas digitális iker általában nem alkalmas a csúszómódban működő szabályozó validálására, majd pedig javaslatot teszek a feltárt okok egy lehetséges megoldására.

6.2. Interrelation of the Three Theses

In the introduction, I presented the importance of research in telemanipulation, followed by an extensive literature review covering both telemanipulation and other closely related topics addressed in the dissertation.

In the first thesis, I theoretically stated that, in the case of $K = \infty$, for linear systems satisfying the conditions formulated in the thesis, the disturbance caused by the perturbation can, in theory, be fully compensated, and I presented the extension of a direct model-based disturbance estimation method previously derived in the literature for a simple proportional system with perturbed gain to a more general case. However, engineering intuition suggests that this is a mathematically elegant exercise, but in a real system it is not possible to approach even the vicinity of $K = \infty$. Therefore, the sliding-mode, or more precisely, sliding operation mode approach associated with the theory of "Variable Structure Systems" is required. The essence of this is that the feedback is not continuous but operates in switching mode, and therefore it is necessary to move into the domain of Variable Structure Systems, where the sliding mode can be defined.

The second thesis is intended to resolve this apparent contradiction, in which I present both the mathematical derivation and the practical application of a specific sliding-mode-based method applied for a telemanipulation purpose. The fundamental idea of the presented method is that if the difference between the outputs of two systems is positive, the controller applies a negative "strike" to it, and does the opposite in the other direction. However, as the error becomes smaller, the "strike" becomes increasingly large relative to the continuous case, and in the case of zero error, the $K = \infty$ case is realized. Thus, there is a highly promising solution that exists theoretically, but it is only of value if it also operates in practice. The example of the practical application is intended to demonstrate this, and together with it, the result can already be stated as an engineering thesis.

The first thesis therefore concerns only the existence of the phenomenon; however, it does not reveal how it can be described mathematically, and the theory of nonlinear systems is "missing" from it. Therefore, in the second thesis, I derive the mathematical equation of the system for a nonlinear case, using the theory of discontinuous differential equations on its right-hand side.

The third thesis is related to the preceding ones in that it analyzes the practical methods applied so far (extended with machine learning) from the perspective of the "strange phenomena" occurring during the simulations. Based on these observations, I state that a digital twin generally suitable for validating a controller with a continuous control signal is generally not suitable for validating a controller operating in sliding mode, and I then propose a possible solution to the identified causes.

6.3. A tézisekhez kapcsolódó saját publikációk listája

A végleges verzió benyújtásakor összesen 5 db angol nyelvű folyóirat cikk készült, ebből 4 db megjelenik a WoS adatbázisban, ahol 1 db Q1 [FN4], 1 db Q2 [FN1] van, továbbá 2 db cikk ugyan szerepel a WoS adatbázisban (van WoS azonostója), de nincs Q besorolása [FN2], [FN5]. Ez egy tradicionálisan impakt faltoros folyóirat, amelyik sajnálatos módon ideiglenesen azért került ki a WoS/Scopus minősítési köréből, mert megváltoztatták a folyóirat nevét. Maga a folyóirat a névváltoztatás előtt Q3-s volt jelenleg csak Q4-es. Az ötödik cikk egy angol nyelvű folyóiratban külföldön jelent meg [FN3]. Van még két magyar nyelvű folyóirat cikk, amelyek a tézisekhez csak lazán kapcsolódnak, de ezek célja a magyar nyelvű publikációk követelményének kielégítése és az anyanyelvű tudományos irodalom támogatása [FN6], [FN7].

A cikkekre kapott független hivatkozások száma 9 és ebből 7 db WoS-os idéző. A független hivatkozásokból számolt H-index: 3.

Saját publikációs lista

[FN1] Fink Nándor, Zenan Guo, Szemes Péter, and Korondi Péter. Comparison of direct and inverse model-based disturbance observer for a servo drive system. *ACTA POLYTECHNICA HUNGARICA*, 20:205–228, 2023. doi:10.12700/APH.20.4.2023.4.12.

[FN2] Fink Nándor. Model reference adaptive control for telemanipulation. *HUNGARIAN JOURNAL OF INDUSTRY AND CHEMISTRY*, 47:41–48, 2019. doi:10.33927/hjic-2019-07.

[FN3] Fink Nándor. Observer based sliding mode control of a dc motor via internet. *CAX TECHNOLOGIES JOURNAL*, 7:37–44, 2019.

[FN4] Korondi Péter, Fink Nándor, Mikuska Róbert, Szemes Péter Tamás, Kézi Csaba, and Kocsis Imre. On the mathematical background of sliding mode-based friction compensation of a micro-telemanipulation system. *MATHEMATICS*, 12:1–26, 2024. doi:10.3390/math12203182.

[FN5] Domonkos Márk and Fink Nándor. Follow-up control of a second order system in sliding mode. *HUNGARIAN JOURNAL OF INDUSTRY AND CHEMISTRY*, 48:13–21, 2020. doi:10.33927/hjic-2020-23.

[FN6] Balázs Szilárd, Reuter Richárd, Bodor Ferenc, Fink Nándor, and Korondi Peter. Csúszómód szabályozási algoritmusok robusztusságának összehasonlítása egy internetes szervohajtás kapcsán. *RECENT INNOVATIONS IN MECHATRONICS*, 9 (1):1–8, 2022. doi:10.17667/riim.2022.1/2.

[FN7] Fink Nándor and Horváth Csongor Márk. A szolgÁltatÓ robotika helyzete És kutatÁsi irÁnyai. *FELDERÍTŐ SZEMLE*, 16:90–102, 2017.

7. Appendix, a disszertációban használt matematikai eszközök

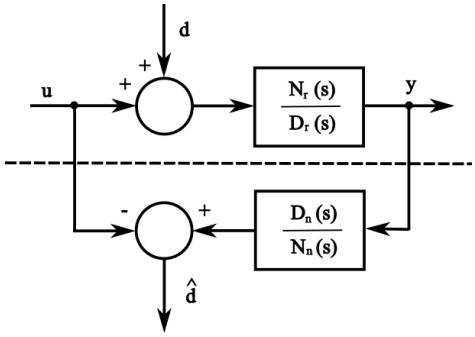
7.1. A klasszikus inverz modell alapú zavarmegfigyelő

A 7.1. ábra a (7.4) egyenlet által leírt nagyon egyszerű zavarmegfigyelő elvi működését mutatja be. A felső rész a valós rendszer átviteli függvénye:

$$W_r(s) = \frac{N_r(s)}{D_r(s)} \tag{7.1}$$

míg az alsó része az előírt névleges átviteli függvény inverze.

$$W_n(s) = \frac{N_n(s)}{D_n(s)} \tag{7.2}$$



7.1. ábra – Egyszerű zavarmegfigyelő

Az egyszerű modellt a (7.3) egyenlet írja le

$$y(s) = \frac{N_r(s)}{D_r(s)}(u(s) + d(s)) \tag{7.3}$$

A bemenetre terhelődő zavarjel d, melynek becsült értéke $\hat{d}$.

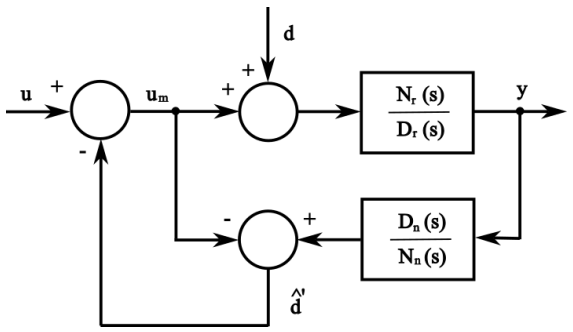
$$
\begin{aligned}
d(s) &= \frac{N_r(s)}{D_r(s)} y(s) - u(s) \\
\hat{d}(s) &= \frac{N_n(s)}{D_n(s)} y(s) - u(s)
\end{aligned}
\tag{7.4}
$$

A nominális és a valós rendszermodell közötti különbségek paraméter-perturbációként vannak figyelembe véve.

$$
\begin{aligned}
N_r(s) &= N_n(s) + \Delta N_n(s) \\
D_r(s) &= D_n(s) + \Delta D_n(s)
\end{aligned}
\tag{7.5}
$$

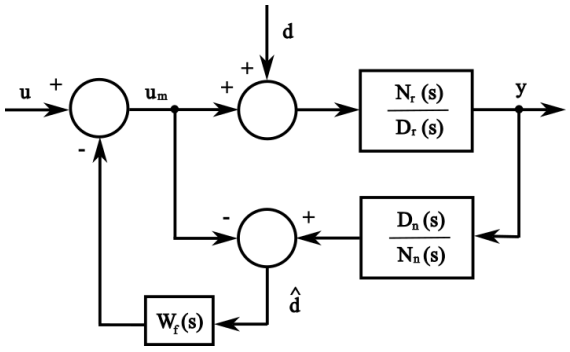
ΔN_n és ΔD_n korlátos.

A 7.1. ábrán látható becsült zavarjel $\hat{d}$ nem csak a valós zavarjel értékét tartalmazza, hanem információt hordoz a paraméterek eltéréséről is (7.5. egyenlet). A d zavarjel hatása a $\hat{d}$ becsült zavarjel visszacsatolásával kompenzálható (7.2. ábra).



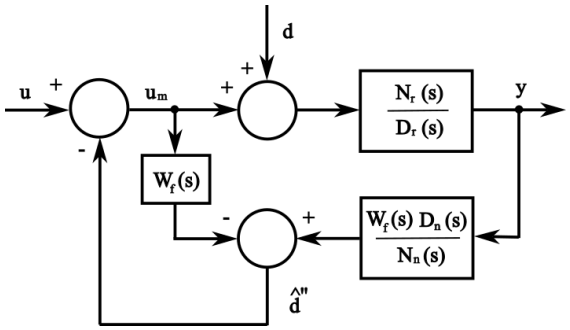
7.2. ábra – Egyszerű zavarmegfigyelő visszacsatolással

Egyszerű számítások után az következik, hogy az u bemenettől az y kimeneti jelig az átviteli függvény $N_n(s)/D_n(s)$ (7.2. ábra), és y nem függ a zavarjeltől. A gyakorlatban a tiszta differenciáló tag alkalmazása komoly problémát jelenthet, mivel felerősíti a zajokat. Ezeket egy aluláteresztő szűrő $W_f(s)$ segítségével ki kell szűrni a visszacsatolt ágban, ahogyan az a 7.3. ábrán látható.



7.3. ábra – Egyszerű zavarmegfigyelő visszacsatolással és szűrővel

Gyakorlati alkalmazásnál tehát a vágási frekvenciát jóval nagyobbra kell választani a szervórendszer domináns időállandójának a reciprokánál (így elkerülhető a hasznos jel kíszűrése), de ugyanakkor elég kicsire kell választani ahhoz, hogy a mérési zajt kellőképpen elnyomja. Természetesen a $W_f(s)$ aluláteresztő szűrő kombinálható a rendszermodell inverzével és ezeket együtt kell megvalósítani (7.4 ábra).



7.4. ábra – Egyszerű zavarfigyelő visszacsatolással és osztott szűrővel

Abban az esetben, ha $W_f(s)$ megfelelően lett megtervezve, akkor az y-ra ható zavarjel átviteli függvényének az abszolútértéke kellő mértékben kicsi lehet az alacsony frekvenciasávban. Ez a módszer általánosítható, de akkor is fennáll a probléma, hogy a legtöbb szabá-

lyozott szakasz integráló jellegű, tehát az inverz deriváló természetű lesz. Az esetleges késleltetés további problémát jelenthet. Az 1990-es évek végén számos cikk foglalkozott egy olyan $W_f(s)$ szűrő megtervezésével, amely széles tartományban optimális működést biztosít. Összefoglalva, ezzel a módszerrel a legnagyobb probléma az, hogy az inverz modellen alapul.

7.2. csúszómód-szabályozás matematikai alapjai

7.2.1. A csúszómód alkalmazása (mint a műszaki problémák megoldására szolgáló szabályozási módszer))

A csúszómód-szabályozás előnyeinek szemléltetése érdekében kerüljön bemutatásra az alábbi elsőrendű differenciálegyenlet-rendszerrel leírható rendszer:

$$\begin{gathered} \dot{x}_1(t) = x_2(t) \\ \dot{x}_2(t) = f_{op}\Big(x_1(t), x_2(t)\Big) + g_{op}\Big(x_1(t), x_2(t)\Big)u(t) + d(t) \\ y(t) = x_1(t) \end{gathered} \tag{7.6}$$

ahol $u(t)$, $y(t)$ és $d(t)$ rendre a bemeneti, a kimeneti és a zavaró jelet jelölik, míg az f_{op}, g_{op}, u és d adott korlátos függvények.

Ez a rendszer az $x_1(t)$ függvényre vonatkozó másodrendű nemlineáris differenciálegyenletet reprezentál.

Feltételezve, hogy a rendszer egy tetszőleges kezdeti állapotból indul, és a szabályozás célja az, hogy az $y(t)$ kimeneti jel nullához tartson. Mivel a fizika törvényeinek értelmében az állapotváltozók csak folytonosan változhatnak az időben (azaz nem képesek ugrásszerű változásra), célszerű a kétdimenziós fázissíkon egy sima pályát tervezni, amely az origóba vezet, majd a rendszert ennek a pályának a követésére kényszeríteni. A csúszómód-szabályozás gyakorlati megvalósítása során a szabályozójel a pálya két oldalán eltérő értéket vesz fel, és annak érdekében, hogy az állapot az ideális pálya szűk környezetében maradjon, a szabályozójelet az aktuális állapot függvényében kapcsolgatni kell. Ebben a folyamatban fontos szerepet játszanak az

$x_2(t)$ függvény töréspontjai, amelyeket a $u(t)$ szabályozójel idéz elő a $\dot{x}_2(t)$ derivált ugrásszerű változásain keresztül.

Nagyobb dimenziójú fázisterek esetén egy hiperfelületet definiálnak, amelyet csúszófelületnek (sliding surface) neveznek, és amelyet az adott alkalmazás követelményeinek megfelelően terveznek meg. A kapcsolás akkor történik, amikor a rendszer pályája áthalad a csúszófelület valamely pontján. Emiatt a csúszófelület kapcsolófelületként (switching surface) is említhető.

Vizsgált példában legyen ez egy $s(x_1, x_2) = 0$ egyenlettel meghatározott kapcsolási görbe, ahol az s egy sima skalárértékű függvény, amely a kétdimenziós $x_1 - x_2$ fázissíkban a görbe két oldalán eltérő előjelű a 7.5. ábrának megfelelően.

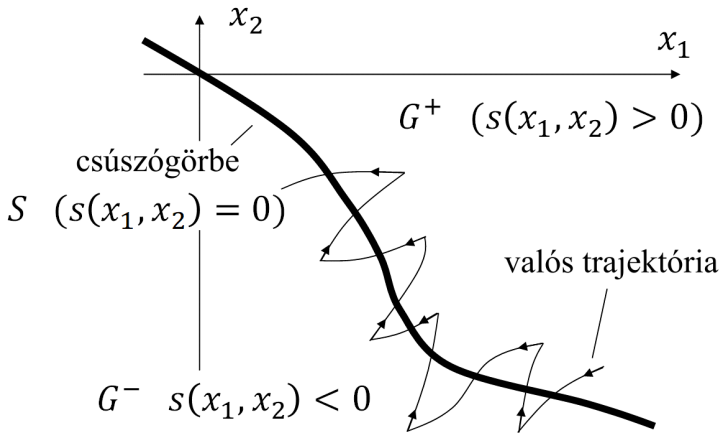
Amikor a rendszer tényleges pályája metszi a kapcsolási görbét, a szabályozójel megváltozik annak érdekében, hogy a pályát visszakényszerítse az ideális trajektóriára. Mivel a valós rendszerekben a kapcsolás mindig bizonyos időbeli késleltetéssel valósul meg, a tényleges pálya nem tud azonnal „visszafordulni" a kapcsolási görbénél, hanem attól kis mértékben eltávolodik. Ezt a jelenséget csattogásnak (chattering) nevezik, és jelenléte a valós csúszómódú rendszerekben elkerülhetetlen. A csattogás csökkentésére számos módszert dolgoztak ki, amelyeket több tanulmány is tárgyal [223]. Ideális esetben, az úgynevezett csúszómódban (sliding mode), a rendszer állapota nem hagyja el a kapcsolási (vagy csúszó-) görbét, hanem azon haladva közelíti meg a kívánt célállapotot.

Legyen s az x_1 és x_2 állapotváltozók lineáris kombinációja (ami az alkalmazásokban tipikus eset). Ekkor a csúszó görbe egy egyenes, amely a következő alakban adható meg:

$$s(x_1, x_2) = x_1 + \tau x_2 = 0. \tag{7.7}$$

Ha feltesszük, hogy a rendszer működés közben nem hagyja el ezt az egyenest a fázissíkban, akkor a (7.6) egyenlet az alábbi egyszerű alakra redukálódik:

$$\dot{y}(t) = -\frac{1}{\tau} y(t) \tag{7.8}$$



7.5. ábra – A valós pálya és a kapcsolási görbe kölcsönös helyzetének szemléltetése a kétdimenziós fázistérben

amely a $y(t)$ kimeneti jelre vonatkozó elsőrendű homogén differenciálegyenletet eredményez, amelynek megoldása a következő:

$$y(t) = Y_0 \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}, \quad t > 0, \tag{7.9}$$

ahol $Y_0 = y(0)$ a kimeneti jel kezdeti értéke, τ pedig a rendszer időállandója.

Megállapítható, hogy egy dinamikus rendszer csúszómódban történő üzemeltetése lehetőséget biztosít a modell jelentős egyszerűsítésére, vagy más szóval a differenciálegyenlet rendjének jelentős csökkentésére.

7.2.2. A matematikai kihívás

A csúszómód-szabályozás kulcsgondolata az, hogy ha valamilyen módon biztosítani tudjuk, hogy a rendszer pályája a fázistérben a csúszófelületen maradjon, akkor a szabályozás függetlenné válik a rendszer paramétereitől, és a rendszer egyenletei a csúszófelület egyenletével helyettesíthetők (az állapotváltozók közötti adott összefüggés révén). Filippov elmélete megmutatja, hogy milyen feltételek mellett valósítható meg ez a matematikai modellben. Ha ezek a feltételek teljesülnek,

akkor a fázistérbeli „mozgás” a csúszófelületre korlátozódik, így alkalmazható a fent bemutatott redukciós eljárás. Valós rendszerekben az állapottrajektóriát a csúszófelület egy kis környezetében tartják két megfelelő szabályozójel közötti kapcsolgatással, megfelelő időpontokban. Ennek eredményeként a trajektória a csúszófelület körül váltakozva oszcillál. Az ideális matematikai modellben feltételezve van, hogy a visszaterelő hatás „azonnal” aktiválódik, amint az állapot eltér a csúszófelülettől, azaz a kapcsolások közötti idő nulla (infiniteszimális). A rendszer differenciálegyenletében a két különböző szabályozási hatás a jobb oldalon két külön függvénnyel jelenik meg, amelyek a csúszófelület két oldalán vannak értelmezve. Ennek megfelelően a differenciálegyenlet jobb oldala szakadást mutat a csúszófelület pontjaiban. A fenti példában, ahol a rendszert eredetileg egy másodrendű differenciálegyenlet (7.6) írta le, bevezethető egy elsőrendű differenciálegyenlet (7.8), amely a (7.9) megoldáshoz vezet bizonyos feltételek teljesülése esetén.

A jobboldalán nem folytonos differenciálegyenletek elméletének segítségével, amely mostanara jelentős szakirodalommal rendelkezik Filippov megalapozta a kapcsolási üzemmódú szabályozási feladatok elméleti hátterét. Munkájában a mérnöki (fizikai) és matematikai modellek egységes keretben kerültek tárgyalásra, amely így egy olyan megközelítést eredményezett, amely közvetlenül alkalmazható a gyakorlati szabályozástervezésben.

7.2.3. A matematikai modell

7.2.4. Néhány alapvető definíció a jobb oldalán nem folytonos differenciálegyenletek elméletéből

Számos fontos műszaki probléma vezet jobb oldalán nem folytonos differenciálegyenletekhez. Ismert példák erre a súrlódással rendelkező mechanikai rendszerek, illetve a reléket tartalmazó villamos rendszerek.

Két alapvető típus különböztethető meg:
Legyen $G \subset \mathbb{R}^n$ egy nyílt tartomány, és $M \subset G$ legyen egy Lebesque

nullmértékű halmaz. Kerüljön bevezetésre két egyenlet (differenciálegyenlet-rendszer) a következő módon. Az első egyenletet legyen:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\mathbf{x}(t) = \mathbf{f}\Big(\mathbf{x}(t)\Big), \tag{7.10}$$

, ahol $\mathbf{f} : G \to \mathbb{R}^n$ folytonos a $G \backslash M$ halmazon, és szakadással rendelkezik az M halmazon.

Mivel a szabályozástechnikai feladatokban a külső szabályozójel (gerjesztés) $u\Big(\mathbf{x}(t)\Big)$ általában szakadással rendelkezik, célszerű azt a jobb oldalon expliciten feltüntetni, és a következőt írni:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\mathbf{x}(t) = \mathbf{f}_1\Big(\mathbf{x}(t), u\Big(\mathbf{x}(t)\Big)\Big), \tag{7.11}$$

ahol $\mathbf{f}_1$ folytonos, míg $u : G \to \mathbb{R}$ folytonos a $G \backslash M$ halmazon, és szakadással rendelkezik az M halmazon.

A [202] és [203] munkákban kapcsolatot állapítanak meg ezek között a differenciálegyenletek és az úgynevezett differenciális inklúziók között.

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\mathbf{x}(t) \in \mathbf{F}\Big(\mathbf{x}(t)\Big) \quad \text{és} \quad \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\mathbf{x}(t) \in \mathbf{F}_1\Big(\mathbf{x}(t), U\Big(\mathbf{x}(t)\Big)\Big), \tag{7.12}$$

ahol $\mathbf{F}$, $\mathbf{F}_1$ és U megfelelő halmazértékű függvények.

A (7.12) differenciális inklúziók megoldásai rendre a (7.10) és a (7.11) egyenletek megoldásainak tekinthetők. Bizonyos feltételek teljesülése esetén a $\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\mathbf{x}(t)$ derivált egyértelműen meghatározható a folytonossági pontokban felvett értékek segítségével.

A gyakorlati alkalmazások szempontjából különösen fontos speciális eset, amikor az M halmaz egy sima hiperfelületet alkot a G tartományban.

A (7.10) egyenlet esetén, $\mathbf{F}(\mathbf{x}) = \mathbf{f}(\mathbf{x})$, ha $\mathbf{x} \in G \backslash M$ és $\mathbf{F}(\mathbf{x})$ a $\lim_{x^* \notin M,\ \mathbf{x}^* \to \mathbf{x}} \mathbf{f}(\mathbf{x}^*)$ határérték konvex burkának lezártja, ha $\mathbf{x} \in M$.

Ennek szemléletes jelentése az, hogy a szakadási pontokban a derivált (azaz a differenciálegyenlet jobb oldala) a közeli folytonossági pontokban érvényes deriváltértékek alapján kerül meghatározásra.

Ezek az értékek általában eltérnek a felület két oldalán. Ennek a gondolatnak a pontosabb megfogalmazásához kerüljenek bevezetésre a következő fogalmak. Legyen $\mathbf{f}$ egy, az $S \subset G$ sima felületen szakadással rendelkező függvény, ahol az S felületet az $s(\mathbf{x}) = 0$ egyenlet definiálja, $s : G \to \mathbb{R}$, és tegyük fel, hogy $\mathbf{f}$ folytonos a $G \backslash S$ halmazon. Az S felület két oldala a következőképpen legyen definiálva:

$$G^+ = \{\mathbf{x} : s(\mathbf{x}) > 0\} \quad \text{és} \quad G^- = \{\mathbf{x} : s(\mathbf{x}) < 0\}, \tag{7.13}$$

további egyenletek

$$\mathbf{f}^+(\mathbf{x}) = \mathbf{f}(\mathbf{x}) \quad \mathbf{x} \in G^+ \quad \text{és} \quad \mathbf{f}^-(\mathbf{x}) = \mathbf{f}(\mathbf{x}), \quad \mathbf{x} \in G^- \tag{7.14}$$

és határértékek

$$L_{\mathbf{f}^+}(\mathbf{x}) = \lim_{x^* \in G^+,\ \mathbf{x}^* \to \mathbf{x}} \mathbf{f}(\mathbf{x}^*) \quad \text{and} \quad L_{\mathbf{f}^-}(\mathbf{x}) = \lim_{x^* \in G^-,\ \mathbf{x}^* \to \mathbf{x}} \mathbf{f}(\mathbf{x}^*), \quad \mathbf{x} \in S \tag{7.15}$$

kerüljenek bevezetésre. Ekkor a $\mathbf{F}(\mathbf{x})$ halmaz a $\mathbf{f}^+(\mathbf{x})$ és $\mathbf{f}^-(\mathbf{x})$ pontokat összekötő szakaszként definiálható. Ha ez a szakasz metszi az $\mathbf{x}$ ponthoz tartozó P érintősíkot, akkor a szakasz és az érintősík metszéspontját jelölje $\mathbf{f}^{eq}(\mathbf{x})$.

Az alábbi egyenlet egy $\mathbf{x}(t)$ megoldására:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\mathbf{x}(t) = \mathbf{f}^{eq}\Big(\mathbf{x}(t)\Big) \tag{7.16}$$

Az az $\mathbf{x}$, amely az említett egyenlet megoldása a (7.10) egyenlet megoldásának is tekinthető. Ha $\mathbf{f}^+(\mathbf{x}) \neq \mathbf{f}^{eq}(\mathbf{x}) \neq \mathbf{f}^-(\mathbf{x})$, akkor egy ilyen megoldást csúszómódnak neveznek.

A (7.10) egyenlet megoldásának kell tekinteni minden olyan folytonos $\mathbf{x}(t)$ függvényt, amely az időintervallum egy részén a G^+ (vagy G^-) tartományban helyezkedik el, és ott eleget tesz a (7.10) egyenletnek, míg az időintervallum fennmaradó részében az S felületen halad, és ott kielégíti a (7.16) egyenletet.

Érdemes megjegyezni, hogy az így kapott trajektória olyan állapotokat is tartalmaz, amelyekre az eredeti differenciálegyenlet nincs definiálva. Ez jól szemlélteti, hogy a jobb oldalán nem folytonos differenciálegyenletek elmélete milyen többletet nyújt a rendszer-modellezés számára bizonyos speciális műszaki rendszerek vizsgálata során.

Az S felület gradiense, valamint a $\mathbf{f}^+$ és $\mathbf{f}^-$ vektorok irányainak egymáshoz viszonyított helyzetének leírására a következő jelölések kerüljenek bevezetésre:

$$L_{\mathbf{f}^+}s(\mathbf{x}) = \frac{\nabla s(\mathbf{x})}{|\nabla s(\mathbf{x})|} \cdot \mathbf{f}^+(\mathbf{x}) \quad \text{és} \quad L_{\mathbf{f}^-}s(\mathbf{x}) = \frac{\nabla s(\mathbf{x})}{|\nabla s(\mathbf{x})|} \cdot \mathbf{f}^-(\mathbf{x}), \quad (7.17)$$

ahol $\cdot$ a skaláris szorzat operátora. Ha

$$L_{\mathbf{f}^+}s(\mathbf{x}) < 0 \quad \text{és} \quad L_{\mathbf{f}^-}s(\mathbf{x}) > 0, \quad \mathbf{x} \in S \quad (7.18)$$

akkor az S felület közelében minden megoldás mindkét oldalról az S felület felé tart (az idő növekedésével), és egyik sem hagyja el az S felületet annak elérése után (azaz egy olyan megoldás, amely áthalad az S egy pontján, azon is marad). A (7.18) feltétel a csúszómód elégséges feltétele.

$\mathbf{f}^{eq}$ felírható konvex kombinációként:

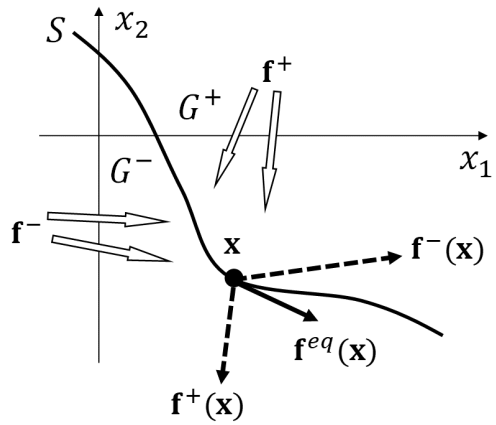
$$\mathbf{f}^{eq} = \zeta\mathbf{f}^+ + (1-\zeta)\mathbf{f}^-, \quad (7.19)$$

, ahol

$$\zeta = \frac{L_{\mathbf{f}^-}s(\mathbf{x})}{L_{\mathbf{f}^-}s(\mathbf{x}) - L_{\mathbf{f}^+}s(\mathbf{x})}, \quad (7.20)$$

(ahogy a [203] publikációban szerepel, és a 7.6 ábrán látható).

A (7.11) egyenlet esetében az U függvény a következőképpen legyen definiálva: $U(\mathbf{x}) = u(\mathbf{x})$, ha $\mathbf{x} \in G\backslash M$ és $U(\mathbf{x})$ a $\lim\limits_{x^* \notin M,\ \mathbf{x}^* \to \mathbf{x}} u(\mathbf{x}^*)$ határérték konvex burkának lezártja, ha $x \in M$. Ekkor $\mathbf{F}_1(\mathbf{x}) = \mathbf{f}_1(\mathbf{x})$, ha $\mathbf{x} \in G\backslash M$ és $\mathbf{F}_1(\mathbf{x})$ a $\mathbf{f}_1\Big(\mathbf{x}, U(\mathbf{x})\Big)$ halmaz konvex burkának lezárása, ha $\mathbf{x} \in M$.



7.6. ábra – A $\mathbf{f}^{eq}$ szemléltetése kétdimenziós esetben

Egy speciális eset a következő. Az S pontjaiban kerüljön feltevésre, hogy

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\mathbf{x}(t) = \mathbf{f}_1\Big(\mathbf{x}, u^{eq}(\mathbf{x})\Big) \tag{7.21}$$

ahol az úgynevezett ekvivalens szabályozás u^{eq} úgy van definiálva, hogy g érinti az S felületet (azaz tangenciális ahhoz), és $u^{eq}(\mathbf{x})$ abba a zárt intervallumba esik, amelynek végpontjai $u^+(\mathbf{x})$ és $u^-(\mathbf{x})$, ahol u^+ és u^- az S felület két oldalán vett határértékek.

A $u^{eq}(\mathbf{x})$ függvény az alábbi egyenlőségből határozható meg:

$$\nabla s(\mathbf{x}) \cdot \mathbf{f}_1\Big(\mathbf{x}, u^{eq}(\mathbf{x})\Big) = 0. \tag{7.22}$$

A megoldás egy abszolút folytonos függvény, amely az S felületen kívül kielégíti a (7.10) egyenletet, míg az S felületen eleget tesz a (7.12) egyenletnek.

Az $\mathbf{f}_1(\mathbf{x}, u^{eq}(\mathbf{x}))$ vektor végpontja S felület $\mathbf{x}$ pontban vett érintősíkjának és $\mathbf{f}_1(\mathbf{x}, u(\mathbf{x}))$ végpontjai által kifeszített ív metszéspontjában helyezkedik el, ahol u az $u^+(\mathbf{x})$ és $u^-(\mathbf{x})$ értékek között változik.

A továbbiakban az általános leírásokban a jelölés egyszerűsítése érdekében inkább az $\mathbf{f}(\mathbf{x})$ alak használata lesz előnyben részesítve az

$\mathbf{f}_1(\mathbf{x}, u(\mathbf{x}))$ helyett. Természetesen a szabályozójel u minden számításban továbbra is megjelenik.

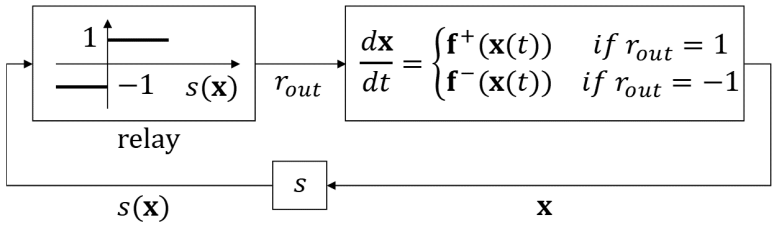
7.2.5. Filippov megközelítésének alkalmazása a modellezésben

Legyen az S egy sima felület, valamint legyenek a 7.2.4 alfejezet szerint definiálva a G^+ és G^- halmazok, továbbá az f^+ és f^- folytonos függvények.

A következőkben egy olyan rendszer kerül vizsgálatra, amelyet az alábbi autonóm differenciálegyenlet modellez:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\mathbf{x}(t) = \begin{cases} \mathbf{f}^+\Big(\mathbf{x}(t)\Big), & \text{, ha } \mathbf{x} \in G^+ \\ \mathbf{f}^-\Big(\mathbf{x}(t)\Big), & \text{, ha } \mathbf{x} \in G^- \end{cases} . \tag{7.23}$$

Kerüljön megjegyzésre, hogy a (7.23) egyenlet az S felületen nem értelmezett, továbbá az $\mathbf{f}^+$ és $\mathbf{f}^-$ függvények az S két oldalán nem esnek egybe. A rendszer grafikus értelmezését a 7.7. ábra szemlélteti.



7.7. ábra – Zárt körű relés szabályozó

A relé állapota az s jel előjelétől függ (vagyis attól, hogy a csúszófelület S melyik oldalán helyezkedik el az aktuális állapot), és ennek

megfelelően a differenciálegyenlet jobb oldalát az $\mathbf{f}^+$ és $\mathbf{f}^-$ függvények között váltogatja.

A szabályozás célja az, hogy az állapottrajektóriát az S felületre kényszerítse, azaz csúszómódú szabályozást valósítson meg. Ezt a problémát Filippov vizsgálta a [202] és [203] publikációkban. Megoldásként a (7.23) egyenlet $\mathbf{x}$ megoldását az S felület pontjaiban úgy kereste, hogy a differenciálegyenlet (azaz az $\mathbf{x}$ deriváltja) viselkedését az adott pont környezetében elemezte. Megengedte, hogy a derivált viselkedése egy Lebesgue-mérték szerint nullmértékű halmazon eltérjen a környezetében tapasztalttól. Ez a munka autonóm differenciálegyenletekkel foglalkozik, jóllehet Filippov eredeti definíciója nem-autonóm egyenletekre is érvényes. Feltételezte, hogy $\mathbf{f}$ egy mérhető és lokálisan korlátos függvény, amely egy nyílt $\mathbb{R}^n$-beli tartományban értelmezett és majdnem mindenütt folytonos.

Az $\mathbf{x}$ szakadási pontokban a következő halmazt vezette be:

$$K_{conv}(\mathbf{x}) = \bigcap_{\delta>0} \bigcap_{\mu(N)=0} \text{conv}\, \mathbf{f}\Big(Q(\mathbf{x},\delta)\backslash N\Big), \tag{7.24}$$

, ahol $Q(\mathbf{x},\delta)$ az $\mathbf{x}$ pont δ sugarú környezete, μ a Lebesgue-mérték, a „conv" pedig egy halmaz konvex burkának lezártját jelöli.

Az egyenlet megoldásaira

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\mathbf{x}(t) = \mathbf{f}\Big(\mathbf{x}(t)\Big), \tag{7.25}$$

Filippov a következő definíciót vezette be.

1. Definition. *Egy abszolút folytonos* $\mathbf{x} : [T_0, T_2] \to G \subset \mathbb{R}^n$ *függvény a (7.25) differenciálegyenlet megoldása, ha*

$$\frac{d}{dt}\mathbf{x}(t) \in K_{conv}(\mathbf{x}) \tag{7.26}$$

majdnem mindenütt teljesül a $[T_0, T_2]$ *intervallumon.*

Fontos kiemelni, hogy ha $\mathbf{f}$ folytonos az $\mathbf{x}$ pontban, akkor $K_{conv}(\mathbf{x})$ egyetlen elemet tartalmaz, nevezetesen $\mathbf{f}(\mathbf{x})$-t, vagyis Filippov definíciója összhangban van a folytonos jobb oldali differenciálegyenletek megoldásfogalmával.

7.3. A káosz és annak vizsgálati módszerei

Az itt megjelenített ismeretek a megjelölt forrásokból kerültek lefordításra, esetenként lerövídítve az ott leírtakat. A képek esetenként módosításra kerültek (például a szövegek magyarra fordítása).

7.3.1. A káosz definíciója [1]

A „káosz" kifejezésre nincs még általánosan elfogadott definíció, de szinte mindenki egyetértene az alábbi munkadefiníció három összetevőjével:

A káosz aperiodikus hosszú távú viselkedés egy determinisztikus rendszerben, amely érzékeny függést mutat a kezdeti feltételekre.

1. „Aperiodikus hosszú távú viselkedés"

   Ez azt jelenti, hogy léteznek olyan trajektóriák, amelyek nem konvergálnak fix pontokhoz, periodikus pályákhoz vagy kváziperiodikus pályákhoz, ahogy az idő $\mathbf{t} \to \infty$.

   Gyakorlati okokból megkövetelhető, hogy ezek a trajektóriák ne legyenek túl ritkák. Például kiköthető, hogy létezzen egy nyílt halmaz a kezdeti feltételek között, amely ilyen aperiodikus trajektóriákhoz vezet, vagy hogy ezek a trajektóriák nemnulla valószínűséggel forduljanak elő véletlen kezdeti feltételek esetén.

2. „Determinisztikus"

   Ez azt jelenti, hogy a rendszerben nincsenek véletlen vagy zajos bemenetek, illetve paraméterek. A szabálytalan viselkedést nem külső zaj, hanem a rendszer nemlinearitása hozza létre, nemlineáris belső dinamika miatt.

3. „Érzékeny függés a kezdeti feltételekre"

Ez azt jelenti, hogy a közeli trajektóriák exponenciálisan gyorsan eltávolodnak egymástól, vagyis a rendszernek pozitív Ljapunov-exponense van.

7.3.2. A káosz kialakulása [2]

A kezdeti feltételekből induló trajektóriák az átmeneti folyamat után disszipatív rendszerekben valamely fixponthoz, határciklushoz vagy kváziperiodikus görbéhez tartanak. Ezeket összefoglalóan attraktoroknak, illetve klasszikus attraktoroknak nevezik, mivel a rendszer ezen állapotok valamelyikéhez vonzódik. Amikor egy rendszerben kaotikus állapot alakul ki, a trajektória szintén egy attraktorhoz közelít és előbb-utóbb eléri azt. Ezt az attraktort furcsa attraktornak (strange attractor) nevezik.

A szabályos állapotokból a káoszba vezető átmeneteknek több jellegzetes formája létezik. Különösen figyelemre méltó ezeknek az utaknak az univerzalitása: fizikailag teljesen eltérő rendszerek gyakran ugyanazon úton jutnak el a kaotikus állapotba. A lokális bifurkációk esetén egyetlen határciklus veszíti el stabilitását (periódusmegkettőződés, kváziperiodicitás és intermittencia). Globális bifurkáció esetén pedig több fixpont és/vagy határciklus válik instabillá (kaotikus tranziensek és krízis).

7.3.3. Poincaré leképzés [3]

Ha a dinamikai rendszer modelljét diszkrét időben, iterált leképezésekkel (differenciaegyenletekkel) tudjuk felírni, az evolúciós törvény explicit függvényként adódik, ami ezek kezelését lényegesen egyszerűbbé teszi. Valóban, a nemlineáris dinamikával foglalkozó kutatók nagy erőfeszítéseket tesznek arra, hogy a differenciálegyenletekkel adott modelleket speciális iterált leképezési osztályokká alakítsák, amelyeket Poincaré-leképezéseknek neveznek, tisztelegve a francia tudós, Jules Henri Poincaré (1854–1912) előtt [224] [225] [226].

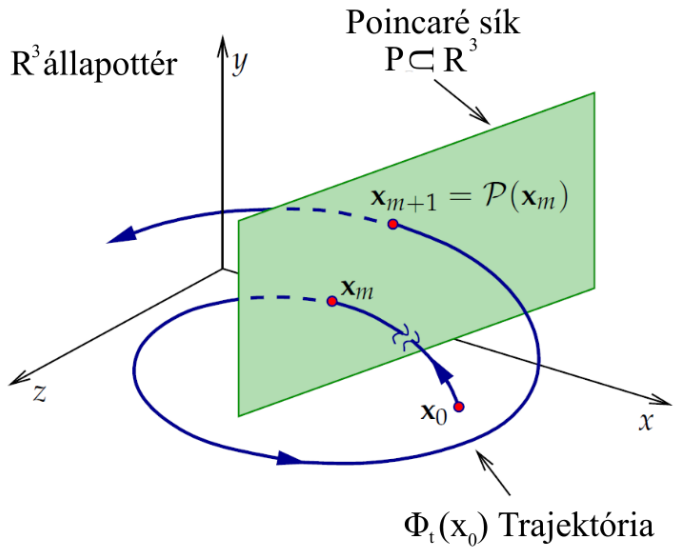
A nemlineáris dinamikai rendszerek bonyolult és gyakran kaotikus viselkedésének vizsgálatához szükséges eszközök lényegesen különböz-

nek a lineáris esetekben alkalmazottaktól. A hagyományos módszerekkel – például idősorok vagy frekvenciaspektrumok vizsgálatával – a kaotikus mozgás általában nem különböztethető meg a sztochasztikus zajtól, annak ellenére, hogy a kettő között alapvető különbségek vannak.

A Poincaré-leképezés egy folytonos idejű dinamikai rendszer mintavételezésének technikája, vagyis egy diszkrét idejű modell, egy iterált leképezés létrehozása, amely az eredeti rendszer minden fontos dinamikai jellemzőjét tartalmazza. A periódikus vagy kaotikus állapotú (illetve más állapotú) rendszerek egyaránt vizsgálhatók Poincaré-leképezések segítségével. A nemlineáris jelenségek analitikus és numerikus vizsgálata is ezen a technikán alapul.

Autonóm eset

A Poincaré-leképezés módszere egy megfelelő hipersík kiválasztásán alapul: ez a $P \subset X$ Poincaré-sík az X állapottérben, amelynek dimenziója egyel kisebb, mint X dimenziója. Ez 3-dimenziós állapotteret feltételezve a 7.8. ábrán látható.



7.8. ábra – Egyoldalú Poincaré-leképezés a háromdimenziós állapottérben (autonóm eset)

A differenciálegyenlet-rendszer megoldása adja az $f_t(x_0)$ pályát, amely az állapotváltozók időbeli alakulását írja le $\mathbb{R}^3$-ban. A pálya az x_0 kezdeti feltételből indulva rajzolódik ki, és metszi a Poincaré-síkot x_m, x_{m+1} stb. pontokban.

A P síkot úgy választjuk meg, hogy a folytonos idejű trajektória transzverzálisan metssze [227]. A Poincaré-sík kiválasztása alapvetően tetszőleges, de előzetes ismeretet igényel a vizsgált rendszer trajektóriáinak helyzetéről. A metszéspontok halmaza a Poincaré-szelet.

Az állapotváltozó metszéspontjainak sorozata $\{x_m\}_{m=0}^{\infty}$ egy diszkrét idejű rendszer pályáját adja, amely megfelel a folytonos idejű trajektóriának. Itt a leképezési függvény (7.27):

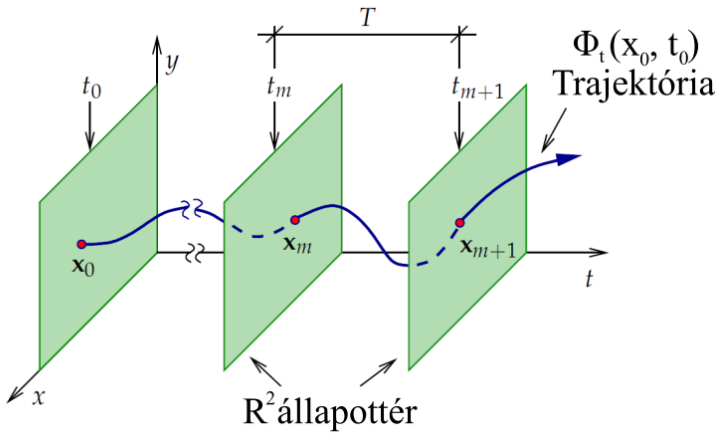
$$x_{m+1} = P(x_m) \tag{7.27}$$

adja a kapcsolatot az egymást követő metszéspontok között.

A Poincaré-sík P az állapotteret két részre osztja: X_L és X_R. A síkon való áthaladás irányától függően megkülönböztetünk kétoldalas vagy egyoldalas Poincaré-leképezést. Kétoldalas leképezésnél minden metszéspontot figyelembe veszünk, míg egyoldalas esetben csak azokat, amikor a trajektória az X_R (vagy X_L) irányából halad át a síkon. Gyakran az egyoldalas leképezést alkalmazzák.

Nem autonóm eset

Periodikus gerjesztésű rendszereknél a Poincaré-leképezés általában nem különbözik attól, mintha a rendszer trajektóriáját a gerjesztés frekvenciájával mintavételezték volna a 7.9. ábrának megfelelően. Ez a mintavételezés hatásában egy stroboszkóp villanásához hasonló [228].

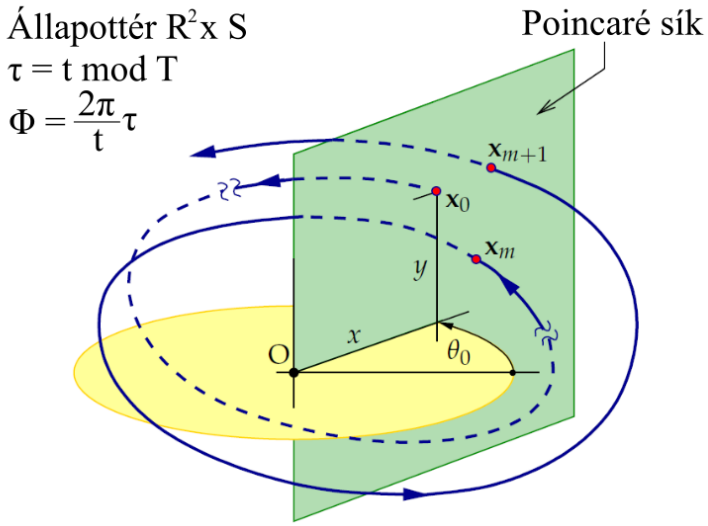


7.9. ábra – Stroboszkopikus Poincaré-leképezés nem autonóm rendszerek esetén

A folytonos trajektória az x_0 pontból indul a t_0 időpillanatban. A T a gerjesztő függvény periódusideje. A következő mintavételi pont a $t_m = mT$ időpontban kerül ábrázolásra, vagyis m periódussal később az x_m pontban. Egy újabb periódussal később a folytonos pálya az

x_{m+1} pontba érkezik. A leképezési függvény ismét (7.27).

Ha az időt új állapotváltozóként van kezelve, akkor a nem autonóm rendszer autonóm rendszerré alakítható. A 7.10. ábrán az eredeti kétdimenziós állapottér $\mathbb{R}^2$ állandó $\omega = \frac{2\pi}{T}$ szögsebességgel forog. A Poincaré-sík eközben nyugalomban marad, rögzítve van a $\theta = \theta_0$ szögnél. A trajektória minden egyes körülfordulás során pontosan egyszer metszi a Poincaré-síkot.



7.10. ábra – Nem autonóm rendszer autonómmá alakítása

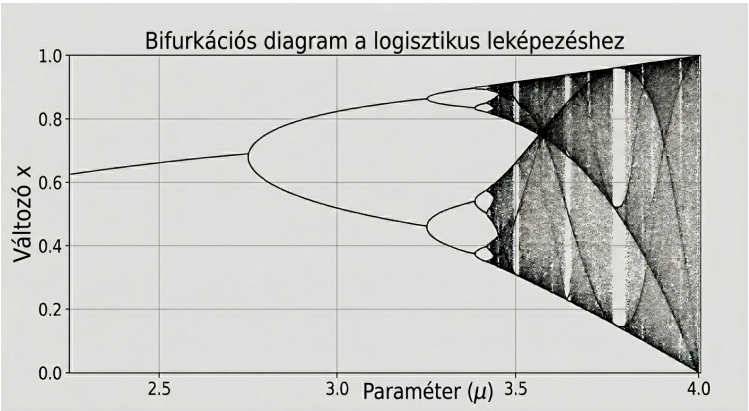
7.3.4. Bifurkáció [4]

A dinamikában bekövetkező kvalitatív változást, amely egy rendszerparaméter változtatásával jelenik meg, bifurkációnak nevezzük. A teljesítményelektronikában az átalakítókat általában egy adott üzemi pontra tervezik, amely meghatározza például a kimeneti feszültség hullámosságát, spektrális jellemzőit és hasonló tulajdonságait. Ugyanakkor az üzemi mód jelentősen és minőségileg is megváltozhat, ha egy paraméter – például a bemeneti feszültség vagy a terhelés – mó-

dosul. Ezért a bifurkációk vizsgálata kiemelt fontosságú az ilyen rendszerekben.

A bifurkációk tanulmányozásának kényelmes eszköze a bifurkációs diagram. Ebben a grafikus ábrázolásban egy paraméter az x-tengely mentén változik, míg az y-tengelyen egy mintavételezett állapotváltozó aszimptotikus viselkedése diszkrét pontokként kerül ábrázolásra. Ha a rendszer periodus-1 üzemmódban működik (azaz a periódus megegyezik a mintavételi idővel) egy adott paraméterértéknél, akkor az adott ponthoz csak egy érték tartozik. Periodus-2 esetén két pont jelenik meg. Ha a rendszer kaotikusan viselkedik egy másik paraméterértéknél, akkor elvileg végtelen sok pont tartozik ugyanahhoz a paraméterértékhez. Az így kapott bifurkációs diagram összefoglalja, hogyan változik a rendszer viselkedése a paraméterek függvényében. A 7.11. ábra egy reprezentatív bifurkációs diagramot mutat a következő dinamikai rendszerre (7.28):

$$x_{n+1} = \mu x_n(1 - x_n) \tag{7.28}$$



7.11. ábra – Bifurkációs diagram $\mathbf{x_{n+1}} = \mu \mathbf{x_n}(\mathbf{1} - \mathbf{x_n})$ logisztikus leképzésére

Ebben a szakaszban a nemlineáris dinamika alapvető kérdéseit viszonylag informális nyelvezettel ismertettük. Részletesebb tárgyalás

a [229] [230] [231] [232] hivatkozásokban található.

7.3.5. Lyapunov-exponens [4]

A kaotikus rendszerek egy másik jellemzési módjaként a fázistérben fellépő nyúlási és összenyomási ráták kvantifikálása végezhető el. Ez Lyapunov-exponensek segítségével történik. A nyúlási irányokban a közeli trajektóriák eltávolodása figyelhető meg, míg az összenyomási irányokban a közeli trajektóriák közeledése tapasztalható. Ha ez az eltávolodás és közeledés exponenciális függvényekkel kerül közelítésre, akkor a nyúlási és összenyomási ráták az exponensek által kerülnek meghatározásra. Ezek Lyapunov-exponensekként kerülnek definiálásra. Mivel az exponensek a fázistérben változnak, a közeli pályák exponenciális szét- vagy összetartási rátáinak hosszú idejű átlagolása szükséges.

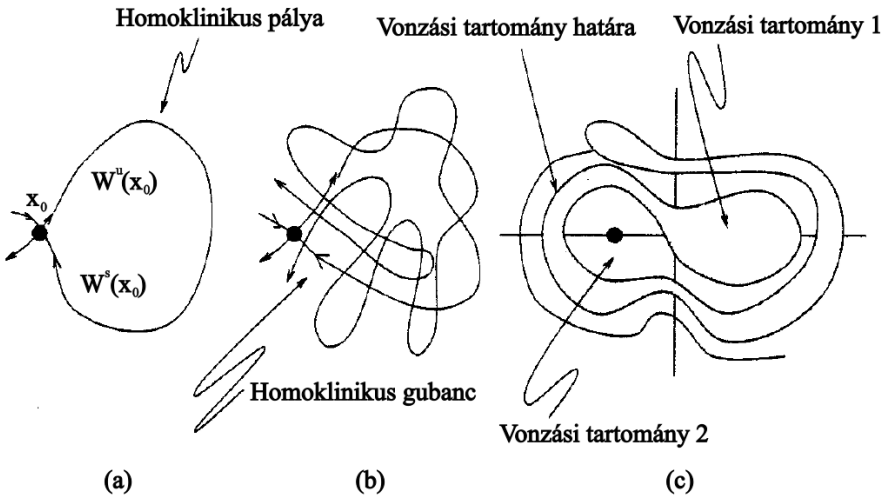
A Lyapunov-exponensek száma megegyezik a rendszer szabadsági fokainak számával. Amennyiben a rendszer trajektóriái közül legalább egy pozitív Lyapunov-exponenssel rendelkezik, a trajektóriák instabilnak vagy kaotikusnak tekintendők. Ha a trajektóriák korlátosak és pozitív Lyapunov-exponenssel rendelkeznek, akkor a rendszerben kaotikus viselkedés jelenléte biztosítottnak tekinthető. Minél nagyobb a pozitív exponens értéke, annál rövidebb előrejelezhetőségi időskála adódik. Emiatt a legnagyobb Lyapunov-exponens becslésének meghatározása kiemelt jelentőséggel bír.

7.3.6. Együttesen létező attraktorok [4]

Egy lineáris rendszerben a fázistérben csak egyetlen attraktor létezhet, de ez nem igaz nemlineáris rendszerekre. Valójában ez az egyik legfontosabb különbség a lineáris és a nemlineáris rendszerek között és ennek komoly következményei vannak az alkalmazásokban. Így például a teljesítményelektronikában gyakran előfordul, hogy a fázistérben több, egymás mellett létező attraktor jelenik meg.

Több attraktor jelenléte természetes módon a fázistér felosztásához vezet több régióra, úgynevezett vonzási tartományokra (basin of

attraction vagy attraction domain), amelyek mindegyike egy adott attraktorhoz tartozik (az attraktorok egyike akár a végtelenben is lehet). Azon kezdeti feltételek halmazának lezárását, amelyek ugyanahhoz a stacionárius állapothoz konvergálnak, az adott attraktor vonzási tartományának nevezzük. Ezeket a régiókat a határfelületek (basin boundaries vagy szeparátrixok) választják el egymástól, amelyeknek szintén fontos szerepük van a trajektóriák szerveződésében, ahogyan az a 7.12. ábrán látható.



7.12. ábra – (a) Homoklinikus pálya; (b) homoklinikus gubanc; (c) különböző vonzási tartományok

A vonzási tartományok (basin of attraction) létezése azt eredményezi, hogy a rendszer stacionárius viselkedése attól függően eltérő lehet, hogy a kezdeti feltételek melyik vonzási tartományba esnek. Alkalmazásokban ez különösen fontos, mivel ha a kezdeti feltételek egy vonzási tartomány határához közel helyezkednek el, akkor egy paraméterben bekövetkező kismértékű változás is módosíthatja a

határhelyzetet, és így a rendszer más stacionárius állapotba kerülhet.

Ebből adódóan nagy jelentősége van annak a vizsgálatnak, ahogyan a vonzási tartományok és határaik változnak egy paraméter függvényében (ún. basin metamorfózisok). Kritikus eset akkor áll fenn, amikor a határfelület nem sima, hanem fraktáldimenzióval rendelkezik. Ilyenkor a határ közelében nem lehet biztosan eldönteni, hogy a kezdeti feltétel melyik vonzási tartományba esik, így nem garantálható az előre meghatározott stacionárius viselkedés elérése, ami jelentős előrejelezhetetlenséget eredményez.

7.3.7. Furcsa attraktor [1]

Egy furcsa (strange) attraktor olyan attraktor, amely érzékeny függést mutat a kezdeti feltételekre.

A furcsa attraktorok eredetileg azért kapták a „furcsa" elnevezést, mert gyakran fraktál halmazokként jelennek meg. Napjainkban ezt a geometriai tulajdonságot kevésbé tekintik fontosnak, mint a dinamikai tulajdonságot, vagyis a kezdeti feltételekre való érzékeny függést.

A „kaotikus attraktor" és a „fraktál attraktor" kifejezéseket akkor használják, amikor a két aspektus közül az egyik kerül hangsúlyozásra: a dinamikai, illetve a geometriai tulajdonság.

7.4. A Bakteriális Memetikus Algoritmus rövid áttekintése

Számos sikeres optimalizációs módszer gradiens-alapú. Ezeket általában lokális módszerekként írják le. Ez a lokális jelleg adja előnyük és hátrányuk fő forrását. Konvergenciájuk gyors, azonban lokális optimumokban rekedhetnek. Az evolúciós algoritmusokat (EA-kat) komplex és nemlineáris problémák megoldására alkalmazzák. Az összes evolúciós algoritmus közös jellemzője, hogy több lehetséges megoldás verseng egy populációban a túlélésért. Globális keresést végeznek, azonban az optimum közelében a konvergencia lassú. Mindazonáltal az ezekkel kapcsolatos korlátok miatt [233] számos hibrid

számítási technika került kifejlesztésre, amelyek megőrzik a globális keresőképességet és a nagy keresési tér feltérképezését, míg a lokális keresés növeli a konvergencia sebességét. Az evolúciós algoritmusok fő lépései a szelekció, a keresztezés és a mutáció.

A memetikus algoritmusok az evolúciós algoritmusok és a lokális keresési módszerek előnyeit egyesítik. A lokális keresés az evolúciós algoritmus (EA) ciklusán belül működik. Ezt az eljárást „memetikus algoritmusoknak" nevezik, amelyet Moscato [234] vezetett be. A lokális keresés egyfajta élethosszig tartó tanulásként értelmezhető.

A Bakteriális Memetikus Algoritmus terminológiája némileg eltér a legtöbb evolúciós algoritmusban (EA) használttól. A mutáció bakteriális típusú. A keresztezést géntranszfer helyettesíti, amely többszörös infekció révén valósul meg. A BMA általános áttekintése az 1 algoritmusban kerül bemutatásra a szervorendszer paraméteridentifikációja során.

A BMA működése a kezdeti populáció generálásával indul, amely során N_{bact} darab véletlen egyed kerül előállításra, ahol N_{bact} az egyes generációkban található baktériumok számát jelöli.

Az algoritmus iterációs fázisában a bakteriális mutáció, a lokális keresés és a géntranszfer műveletek kerülnek végrehajtásra mindaddig, amíg az előírt generációszám ($N_{generation}$) el nem éri a megadott értéket.

Az értékelések mindegyike a hiba négyzetének integrálján alapul. Ebben az esetben a BMA a mért tanítóadatok kimenete és az egyes baktériumokban kódolt paraméterekkel rendelkező modell kimenete közötti kumulatív hibát minimalizálja.

A BMA módszer pszeudokódja az 1 algoritmusban látható, az alkalmazott meta-paraméterek pedig a következőek: *generációk száma: 50, baktériumok száma: 10, klónok száma: 4, mutációs szegmens hossza: 1, mutáció típusa: uniform, mutációs paraméter: 0.5, fertőzések száma: 4, fertőzött szegmens hossza: 1, lokális keresés valószínűsége: 20, fertőzések maximális száma: 8, bátorsági faktor: 1.0, tau: 0.0001.* Ezek a meta-paraméterek a probléma méretének megfelelően kerülnek kiválasztásra, hogy egyensúlyt biztosítsanak a szükséges számítási

idő és a becslés reziduális hibája között. A paraméterbeállítások előzetes kísérletek alapján kerültek meghatározásra, a BMA korábbi, más problémákon való alkalmazása során szerzett tapasztalatokra támaszkodva [235, 236, 237].

1. Algorithm A Bakteriális Memetikus Algoritmus általános áttekintése

Require: Méréssel meghatározott tanítási adatsor: $T_q[k]$, $\Delta\tau[k]$ and $\Delta\alpha_m[k]$ where $k = 1...N_{data}$
Require: Globális parameterek: N_{bact}, $N_{generation}$,
Az N_{bact} bactériumot tartalmazó kezdeti poluláció létrehozása
for $gen = 1$ to $N_{generation}$ **do**
for $bac = 1$ to N_{bact} **do**
3-as algoritmus: Baktérium mutáció
, amely tartalmazza a 2-es, kiértékelő algoritmust
4-es algoritmus, a Levenberg–Marquardt módszer
, amely tartalmazza a grádiens számítást
end for
5-ös algoritmus, Géntranszfer a populációban
, amely tartalmazza a 2-es, kiértékelő algoritmust
end for

7.4.1. Értékelés (a jósági függvény definíciója), a paraméteridentifikáció célja

Ez a mérnöki lépés. A paraméterazonosítás célja olyan modellparaméterek meghatározása, amelyek minimalizálják a négyzetes hibaösszeget, *Sum of Squared Error* (SSE) (7.29) értékét a szimulációs modell kimenete és a mérési adatbázisban tárolt kívánt kimenet között. Ez az értékelés a BMA minden kiértékelési lépésében felhasználásra kerül.

A tömörebb leírás érdekében az i-edik baktériumban tárolt paraméterek (gének), amelyeket a 7.13 ábra szemléltet, egy N_{gene} elemű vektorba kerülnek rendezésre, és ezt a vektort $\mathbf{b}_i$ jelöli.

Egy $\mathbf{b}i$ rendszerparaméter-vektor (baktérium) esetén a hiba négy-

zetének összege (Sum of Squared Error, SSE) a N_{data} szimulációs lépés végrehajtását követően kerül kiszámításra, amint az a 2. algoritmusban részben bemutatásra kerül.

$$E_{SSE}(\mathbf{b}_i) = \sum_{k=1}^{N_{data}} \Delta\alpha_e^2[k] \tag{7.29}$$

---

2. Algorithm Ellenőrzés (jósági függvény)

Require: mért tanítási adatsor: $T_q[k]$, $\Delta\tau[k]$ és $\Delta\alpha_m[k]$, ahol $k = 1...N_{data}$
Require: paraméterkészlet: $\mathbf{b}_i$
Require: Numerikus modell: ODE45, vagy ...
$E_{SSE}(\mathbf{b}_i) = 0$ érték beállítása
for $k = 1$ to N_{data} **do**
Egy integrál lépés kiszámítása numerikus modellt alkalmazva
A szimulációs lépés hibanégyzetének kiszámítása
A szimulációs lépés hibanégyzetének hozzáadása $E_{SSE}(\mathbf{b}_i)$ értékéhez
end for

7.4.2. Baktériummutáció

Minden gén a baktériumban egy azonosítandó paramétert reprezentál, és annak értéke megegyezik az adott paraméter értékével. Egy baktériumban a gének száma N_{gene}. A 3. algoritmus alapján az aktuális generáció első baktériumából N_{clone} klón kerül előállításra. Egy véletlenszerűen kiválasztott génhalmaz egymástól függetlenül kerül mutációra, amint az a 7.13 ábra bal oldalán látható, ahol két gén (3-as és 6-os gén) egyidejűleg mutálódik. A mutációs szegmens hossza, l_{seg}, a bakteriális mutáció további paramétere (a 7.13. ábrán ez 2). Összesen $N_{clone} + 1$ változat áll rendelkezésre: egy eredeti és N_{clone} klón. A (7.29) egyenletben definiált hiba négyzetösszege (square sum

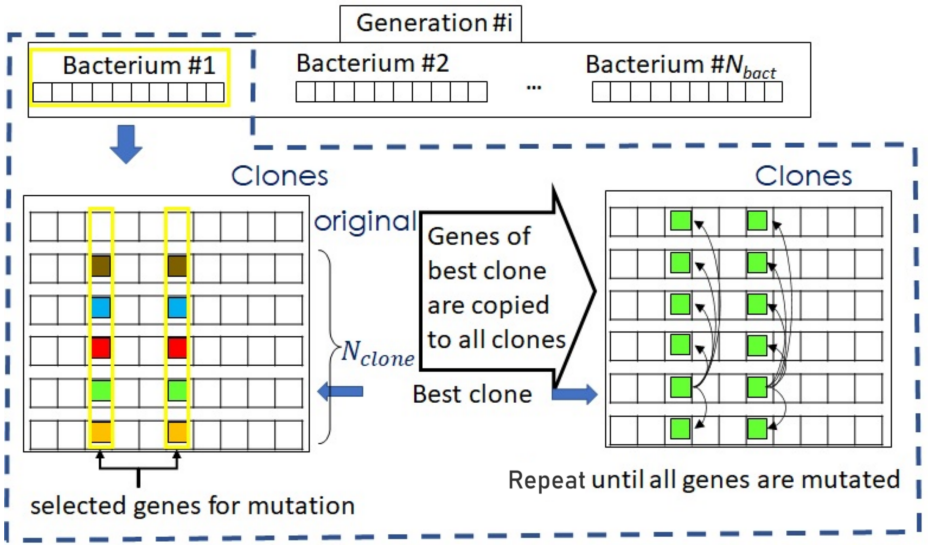
of the error) alapján a $N_{clone} + 1$ baktérium közül a legjobb kiválasztásra kerül, majd annak génjei (paraméterei) átírásra kerülnek az összes klónba és az eredeti baktériumba is, amint az a 7.13. ábra jobb oldalán látható. Ez a folyamat további génekre is végrehajtásra kerül mindaddig, amíg az összes gén mutációra nem kerül. A szegmensek száma $N_{seg} = N_{gene}/l_{seg}$, amelynek egész számnak kell lennie. A végén minden klón azonos géneket tartalmaz, és ezek közül csak egy kerül megtartásra új baktériumként. Ezt követően a következő baktériumra lépve a generációban, a folyamat azonos módon kerül végrehajtásra az összes baktériumra.

3. Algorithm Baktérium mutáció

Require: *Paraméterek:* N_{bact}, N_{gene}, N_{clone}, l_{seg}
  for $l = 1$ to N_{bact} **do**
    $N_{clone} + 1$ baktérium klón létrehozása $\#l$
    Értékadás: $N_{seg} = N_{gene}/l_{seg}$
    for $i = 1$ to N_{seg} **do**
      l_{seg} még nem mutált, véletlen gén kiválasztása
      for $j = 1$ to N_{clone} **do**
        A $Clone_j$ klónban a kiválasztott gén(ek) mutációja
      end for
      for $j = 1$ to $N_{clone} + 1$ **do**
        $Clone_j$ klón ellenőrzése a 2. algoritmussal
      end for
      $BestClone$ kiválasztása
      A legjobb klón l_{seg} génjeinek másolása az összes klónba
    end for
    Értékadás: $Bacterium\#l = BestClone$
  end for

7.4.3. A Levenberg–Marquardt (LM) algoritmus

A baktérium mutációs lépést követően minden egyed esetében a Levenberg–Marquardt algoritmus (4) kerül alkalmazásra a minimalizálási



7.13. ábra – Baktérium mutáció a következő paraméterekkel: $N_{gene} = 10$, $N_{clone} = 5$ and $l_{seg} = 2$

probléma megoldására. A Levenberg–Marquardt algoritmus, amely a legmeredekebb lejtés (steepest descent) és a Gauss–Newton módszerek ötvözeteként értelmezhető, numerikus megoldást biztosít a nemlineáris minimalizálási problémákra. A két módszer előnyeit egyesíti, gyors és stabil konvergenciát biztosítva. Az algoritmus alapelve szerint a legmeredekebb lejtés módszerére vált mindaddig, amíg a lokális görbület megfelelő nem lesz a kvadratikus közelítés alkalmazásához, ezt követően pedig közelítőleg a Gauss–Newton módszerként viselkedik. A Gauss–Newton módszer előnye a klasszikus Newton-módszerrel szemben, hogy nem igényli a teljes hibafüggvény másodrendű deriváltjainak kiszámítását. A lokális keresés minden egyed esetében LM_{prob} lokális keresési valószínűséggel kerül végrehajtásra, legfeljebb LM_{iter} iterációs lépésig, egészen addig, amíg a τ_{LM} terminálási feltétel teljesül.

Jelölje $\mathbf{J}(\mathbf{b}_i)$ az $\mathbf{b}_i$ baktérium Jacobi-mátrixát:

$$\mathbf{J}(\mathbf{b}_i) = \left[\frac{\partial \Delta\alpha_s[k](\mathbf{b}_i)}{\partial \mathbf{b}_i^T} \right] \tag{7.30}$$

A (7.30) egyenlet kifejezi, hogy a $\mathbf{J}(\mathbf{b}_i)$ mátrix minden sora az adott bemeneti mintához tartozó szimulált szöghelyzet parciális deriváltjait tartalmazza a $\mathbf{b}_i$ baktériumban kódolt paraméterek szerint. A $\mathbf{J}(\mathbf{b}_i)$ deriváltjainak részletes számítása a [235] munkában kerül ismertetésre.

A Levenberg–Marquardt $\mathbf{s}_i$ újabb vektora az alábbiak szerint kerül kiszámításra:

$$\mathbf{s}_i = -(\mathbf{J}^T(\mathbf{b}_i)\mathbf{J}(\mathbf{b}_i) + \gamma_i \mathbf{I})^{-1}\mathbf{J}^T(\mathbf{b}_i)\mathbf{e}_i, \tag{7.31}$$

ahol γ_i a „bravery factor” (bátorsági tényező), amely kezdetben pozitív értéket vesz fel, $\mathbf{I}$ az egységmátrix, $\mathbf{e}_i$ pedig a hibavektor, $\Delta\alpha_s k$. A γ_i értéke mind a keresési irányt, mind a frissítés nagyságát szabályozza. Amennyiben γ_i értéke nullához tart, az algoritmus a Gauss–Newton módszernek felel meg, míg ha γ_i végtelenhez tart, akkor a legmeredekebb lejtés (steepest descent) megközelítést adja.

A γ_i paraméter értéke dinamikusan kerül beállításra az r_i biztonsági tényező értékétől függően:

$$\gamma_{i+1} = \begin{cases} 4\gamma_i & \text{if } r_i < 0.25 \\ \gamma_i/2 & \text{if } r_i > 0.75 \\ \gamma_i & \text{egyébként} \end{cases} \tag{7.32}$$

Az r_i értéke az alábbiak szerint kerül kiszámításra:

$$r_i = \frac{E_{SSE}(\mathbf{b}_i) - E_{SSE}(\mathbf{b}_i + \mathbf{s}_i)}{E_{SSE}(\mathbf{b}_i) - ||\mathbf{J}(\mathbf{b}_i)\mathbf{s}_i + \mathbf{e}_i||_2^2}, \tag{7.33}$$

ahol E_{SSE} a (7.29) egyenletben került definiálásra.

A lokális keresés sikerességének értékelése az alábbiak szerint kerül ellenőrzésre:

$$\mathbf{b}_{i+1} = \begin{cases} \mathbf{b}_i + \mathbf{s}_i & \text{if } E_{SSE}(\mathbf{b}_i + \mathbf{s}_i) < E_{SSE}(\mathbf{b}_i) \\ \mathbf{b}_i & \text{egyébként} \end{cases} \tag{7.34}$$

A (7.34) egyenlet úgy értelmezendő, hogy amennyiben a frissítővektor a baktériumot a lokális minimum irányába módosítja, akkor az új érték elfogadásra kerül, ellenkező esetben a változatlan állapot kerül megőrzésre. Az iterációk akkor kerülnek leállításra, ha a maximális LM_{iter} iterációszám elérésre kerül, vagy a $\tau_i < \tau_{LM}$ komplex leállítási feltétel [235] teljesül.

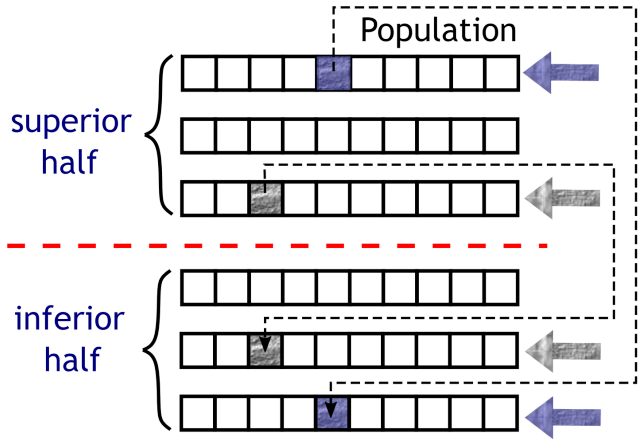
4. Algorithm Levenberg–Marquardt algoritmus

Require: $Patterns : N_{pattern}$ minta
Require: $Parameters : LM_{prob}$, LM_{iter}, γ_{init}, τ_{LM}
  if $Random(probability) < LM_{prob}$ **then** $i = 1$
    while $i < LM_{iter}$ **and** $\tau_i > \tau_{LM}$ **do**
      $\mathbf{s}_i$ frissítővektor számítása a (7.31) egyenlet alapján
      r_i biztonsági tényező kiszámítása a (7.33) egyenlet alapján
      γ_{i+1} bátorsági tényező kiszámítása a (7.32) egyenlet alapján
      A frissítővektor hatásának értékelése a (7.34) egyenlet alapján
      τ_i számítása a megállási kritérium miatt
      $i = i + 1$
    end while
  end if

7.4.4. Géntranszfer (többszörös infekció)

Az előző pontokban a mutáció mindig egyetlen baktériumon belül történt, és egy generáción belül a baktériumok nem keveredtek egymással. A baktériumok keveredése infekcióval kerül megvalósításra. Minden generációban a géntranszfer módszer (5 algoritmus) kerül végrehajtásra. Az adott generációba tartozó baktériumok a jósági függvény (7.29 egyenlet) alapján rendezésre kerülnek. A N_{bact} értékének páros számnak kell lennie. A populáció két félre kerül felosztásra, amint az a 7.14. ábrán látható. Egy baktérium véletlenszerűen kiválasztásra kerül a felső (jobb minőségű) félből (forrásbaktérium: $SrcBact$), egy másik pedig az alsó (rosszabb minőségű) félből (célbaktérium:

DestBact). A géntranszfer hossza l_{gt}, amely az átültetett (fertőzött) gének számát jelöli. A forrásbaktériumból l_{gt} gén kerül kiválasztásra, amelyek a célbaktérium megfelelő részét felülírva „fertőzést" okoznak, amint az a 7.14. ábrán látható. Ez a ciklus N_{infect} alkalommal kerül megismétlésre, ahol N_{infect} a „fertőzések" száma.



7.14. ábra – Géntranszfer $N_{bact} = 6$, $l_{gt} = 1$ és $N_{infect} = 2$

7.4.5. A műveletek magyarázata

Az algoritmus működését a 7.15. ábra szemlélteti. Az egyszerűség kedvéért legyen most csak két paraméter, így a $\mathbf{b}i$ vektor két elemből áll, amelyek egy síkon kerülnek ábrázolásra. Ebben az értelmezésben a sík minden pontja egy lehetséges baktériumnak felel meg. A baktérium hibáját az $ESSE(\mathbf{b}_i)$ érték jellemzi, amely magasságként kerül értelmezésre.

Az így kapott felszín több lokális, valamint egy globális minimumot tartalmaz. Matematikailag lehetséges, hogy több különböző baktérium is a globális minimum értékét vegye fel. Ilyen esetben a választás mérnöki megfontolások alapján történhet. Vizsgáljuk meg az egyedek felszínen történő lehetséges mozgását. Az algoritmus első

5. Algorithm Géntranszfer

Require: Populáció: N_{bact} baktérium
Require: Parameterek: N_{gene}, N_{infect}, l_{gt}
for $i = 1$ to N_{infect} **do**
A populáció rendezése növekvő sorrendbe a (7.29) egyenlet alapján.
$SrcBact = Random(1, ..., N_{bact}/2)$
$DestBact = Random(N_{bact}/2 + 1, ..., N_{bact})$
l_{gt} gén véletlenszerű kiválasztása
A kiválasztott gének átvitele a $SrcBact$ baktériumról $DestBact$ baktériumra
end for

lépése a baktérium mutáció. A klónok a felszínen tetszőleges irányban „ugorhatnak", akár alacsonyabb, akár magasabb pontokra is. A 7.15. ábrán $N_{clone} = 3$. A mutánsok közül az kerül kiválasztásra, amely a legalacsonyabb magasságú ponton helyezkedik el.

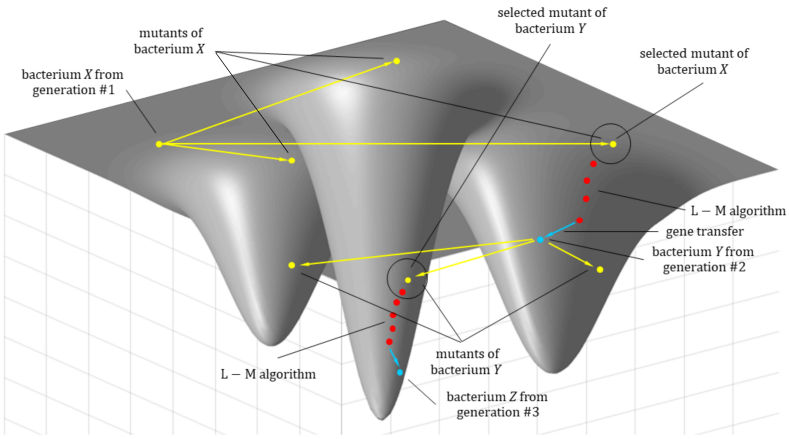
Fontos kérdés, hogy mekkora „ugrások" legyenek megengedve a mutáció során. Amennyiben az ugrások túl nagyok, a globális minimum megtalálása nem valószínű. Ha túl kicsik, a globális minimum ugyan lassan elérhető, azonban fennáll annak veszélye, hogy nem sikerül kilépni egy kellően mély lokális minimumból. E probléma megoldására kétféle felbontás alkalmazása szükséges. A mutáció során viszonylag nagy lépésekkel lesz bejárva a felszín, amelyet az algoritmus második lépése követ, ahol a mutációval kiválasztott baktérium környezetében lokális keresés kerül végrehajtásra annak vizsgálatára, hogy található-e ott lokális minimum. A lokális keresés a Levenberg–Marquardt algoritmus segítségével valósul meg.

A géntranszfer (többszörös infekció) a magasabb magasságú tartományokban lévő egyedeket közelebb hozza az alacsonyabb magasságú egyedekhez, amely akár egy lokális minimumból való kilépést is eredményezhet. Ennek következtében minden baktérium egyre alacsonyabb szintű tartományok felé mozog. Ha elegendő generációs

lépés áll rendelkezésre, a globális minimum pont elérhető.

Összefoglalva, az algoritmus három lépésének célja

- **Baktérium mutáció:** durva keresés
- **Levenberg-Marquardt algoritmus:** lokális keresés, a cél megtalálni a lokális minimumot
- **Géntranszfer (többszörös infekció):** a baktériumok alacsonyabb magasságú tartományba törénő koncentrációja.



7.15. ábra – A baktériumok mozgása a $\mathbf{b}_i$, $N_{gene} = 2$, $N_{clone} = 3$ felszínen

7.4.6. Konvergencia és egyértelmű megoldás

A mérnöki gyakorlatban gyakran előfordul, hogy a matematikailag összetett és nehezen kezelhető problémák mérnöki megfontolások alapján kerülnek egyszerűsítésre. A keresés felgyorsítható, amennyiben

a keresési tartomány mérnöki ismeretekre támaszkodva leszűkítésre kerül, például az eszközök nominális paramétereinek ismeretében.

Továbbá könnyen belátható, hogy amennyiben a motor merev tengellyel van a terheléshez kapcsolva, a motor és a terhelés tehetetlensége a mérések alapján nem választható szét. Ha a két tehetetlenség külön paraméterként kerül keresésre, akkor egyértelmű megoldás nem határozható meg. Valós rendszer esetén a tengely bizonyosan rendelkezik minimális rugalmassággal, így elvileg a két tehetetlenség szétválasztható. Ugyanakkor, ha a tengely rugalmasnak kerül feltételezésre, akkor egy lapos célfüggvény-felület adódik, amely esetén a keresés nehézkessé válik.

8. Bibliográfia

Hivatkozások

[1] S. H. Strogatz, *NONLINEAR DYNAMICS AND CHAOS*. CRC Press, Taylor & Francis Group, 2018.

[2] I. Nagy, „Nonlinear dynamics in power electronics," *International Conference on ELECTRICAL DRIVES and POWER ELECTRONICS*, 10 2000.

[3] Z. Sütő, *Nonlinear phenomena of controlled three phase converters*. PhD thesis, Budapest University of Thecnology and Economics, 2007.

[4] S. Banerjee and G. C. Verghese, *Nonlinear Phenomena in Power Electronics: Bifurcations, Chaos, Control, and Applications*. Wiley-IEEE Press, 2001.

[5] V. Falk, T. Walther, and F. W. Mohr, *Robotics and Telemanipulation*, pp. 445–459. Totowa, NJ: Humana Press, 2004.

[6] P. F. Hokayem and M. W. Spong, „Bilateral teleoperation: An historical survey," *Automatica*, vol. 42, no. 12, pp. 2035–2057, 2006.

[7] Y. Ahmed, O. Yaakob, and B. Sun, „Design of a new low cost rov vehicle," *Jurnal Teknologi*, vol. 69, 07 2014.

[8] E. Ataner, B. Özdeş, G. Öztürk, T. Yasin, C. Çelik, A. Durdu, and H. Terzioğlu, „Design of communication and power systems in unmanned underwater vehicles," *European Journal of Science and Technology*, pp. 262–267, 09 2020.

[9] D. Maddalena, L. Bossi, and R. Visentin, „The tv-trackmeter and the supervisory-controlled underwater telemanipulation system,"

in *Fifth International Conference on Advanced Robotics 'Robots in Unstructured Environments*, vol. All Days of *OTC Offshore Technology Conference*, pp. OTC–6356–MS, 05 1990.

[10] G. Bozzo, D. Maddalena, and A. Terribile, „Laboratory and sea tests of the supervisory controlled underwater telemanipulation system," in *Fifth International Conference on Advanced Robotics 'Robots in Unstructured Environments*, pp. 1336–1341 vol.2, 1991.

[11] H. Schempf and D. R. Yoerger, „Coordinated vehicle/manipulation design and control issues for underwater telemanipulation," *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 25, no. 3, pp. 259–267, 1992. IFAC Workshop on Artificial Intelligence Control and Advanced Technology in Marine Automation (CAMS '92), Genova, Italy, April 8-10.

[12] A. J. Taylor, „Design issues for underwater manipulator systems," *Mechatronics*, vol. 3, no. 4, pp. 419–432, 1993.

[13] A. Terribile, W. Prendin, and R. Lanza, „An innovative electromechanical underwater telemanipulator-present status and future development," in *Proceedings of OCEANS'94*, vol. 2, pp. II/188–II/191 vol.2, 1994.

[14] Larkum and Broome, „Advanced controller for an underwater manipulator," in *1994 Proceedings of IEEE International Conference on Control and Applications*, pp. 1081–1086 vol.2, 1994.

[15] J. G. Balchen, „Model based teleoperation of untethered underwater vehicles with manipulators - mobatel," *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 28, no. 2, pp. 299–303, 1995. 3rd IFAC Workshop on Control Applications in Marine Systems, Trondheim, Norway, 10-12 May.

[16] M. Brambilla, L. Gallazzi, G. McCavanagh, and D. Maddalena, „Non-destructive inspection through advanced telemanipulation

systems: From the laboratory to offshore," *INSIGHT*, vol. 39, pp. 393–397, 1997.

[17] A. Terribile, R. Schiavon, and R. Lanza, „An Advanced Electromechanical elemanipulation System to Increase the Effectiveness of Undersea Intervention," vol. All Days of *OTC Offshore Technology Conference*, pp. OTC–8282–MS, 05 1997.

[18] N. Diolaiti and C. Melchiorri, „Haptic tele-operation of a mobile robot," *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 36, no. 17, pp. 521–526, 2003. 7th IFAC Symposium on Robot Control (SYROCO 2003), Wroclaw, Poland, 1-3 September, 2003.

[19] J. Gancet, P. Weiss, G. Antonelli, M. F. Pfingsthorn, S. Calinon, A. Turetta, C. Walen, D. Urbina, S. Govindaraj, P. Letier, X. Martinez, J. Salini, B. Chemisky, G. Indiveri, G. Casalino, P. Di Lillo, E. Simetti, D. De Palma, A. Birk, T. Fromm, C. Mueller, A. Tanwani, I. Havoutis, A. Caffaz, and L. Guilpain, „Dexterous undersea interventions with far distance onshore supervision: the dexrov project," *IFAC-PapersOnLine*, vol. 49, no. 23, pp. 414–419, 2016. 10th IFAC Conference on Control Applications in Marine SystemsCAMS 2016.

[20] E. Simetti, G. Casalino, S. Torelli, A. Sperindé, and A. Turetta, „Underwater floating manipulation for robotic interventions," *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 47, no. 3, pp. 3358–3363, 2014. 19th IFAC World Congress.

[21] G. Palli, L. Moriello, U. Scarcia, and C. Melchiorri, „An underwater robotic gripper with embedded force/torque wrist sensor††patent pending.," *IFAC-PapersOnLine*, vol. 50, no. 1, pp. 11209–11214, 2017. 20th IFAC World Congress.

[22] S. Sivčev, M. Rossi, J. Coleman, G. Dooly, E. Omerdić, and D. Toal, „Fully automatic visual servoing control for work-class marine intervention rovs," *Control Engineering Practice*, vol. 74, pp. 153–167, 2018.

[23] G. R. Cho, G. Ki, M.-J. Lee, H. Kang, M.-G. Kim, and J.-H. Li, „Experimental study on tele-manipulation assistance technique using a touch screen for underwater cable maintenance tasks," *Journal of Marine Science and Engineering*, vol. 9, no. 5, 2021.

[24] A. Phung, G. Billings, A. F. Daniele, M. R. Walter, and R. Camilli, „Enhancing scientific exploration of the deep sea through shared autonomy in remote manipulation," *SCIENCE ROBOTICS*, vol. 8, pp. 1–3, 2023.

[25] L. M. Aristizábal, C. A. Zuluaga, S. Rúa, and R. E. Vásquez, „Modular hardware architecture for the development of underwater vehicles based on systems engineering," *Journal of Marine Science and Engineering*, vol. 9, no. 5, 2021.

[26] F. U. Rehman, L. Huang, E. Anderlini, and G. Thomas, „Hydrodynamic modelling for a transportation system of two unmanned underwater vehicles: Semi-empirical, numerical and experimental analyses," *Journal of Marine Science and Engineering*, vol. 9, no. 5, 2021.

[27] L. Han, G. Tang, M. Cheng, H. Huang, and D. Xie, „Adaptive nonsingular fast terminal sliding mode tracking control for an underwater vehicle-manipulator system with extended state observer," *Journal of Marine Science and Engineering*, vol. 9, no. 5, 2021.

[28] W. Issel and P. Leister, „Applications of large cell remote handling techniques in nuclear plants," *Kerntechnik*, vol. 54, no. 4, 1989.

[29] R. Sharp and M. Decréton, „Radiation tolerance of components and materials in nuclear robot applications," *Reliability Engineering and System Safety*, vol. 53, no. 291-299, 1996.

[30] J. D. Geeter, M. Decréton, and E. Colon, „The challenges of telerobotics in a nuclear environment," *Robotics and Autonomous Systems*, vol. 28, no. 1, 1999.

[31] S. Kim, S. H. Jung, and C. H. Kim, „Preventive maintenance and remote inspection of nuclear power plants using tele-robotics," *Proceedings 1999 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, no. pp. 603–608, 1999.

[32] S. Kim, C. H. Kim, Y. C. Seo, S. H. Jung, G. S. Lee, and B. S. Han, „Development of tele-operated mobile robot in nuclear power plants," *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 34, no. 4, 2001.

[33] S. Sanders, „Remote operations for fusion using teleoperation," *Industrial Robot: An International Journal*, vol. 33, no. 3, 2006.

[34] H. Boessenkool, J. G. Wildenbeest, C. J. Heemskerk, and D. A. A. Marco R. de Baar, Maarten Steinbuch, „A task analysis approach to quantify bottlenecks in task completion time of telemanipulated maintenance," *Fusion Engineering and Design*, vol. 129, 2018.

[35] H. B. et al., „Where to improve in human-in-the-loop teleoperated maintenance? a phased task analysis based on video data of maintenance at jet," *Fusion Engineering and Design*, vol. 129, 2018.

[36] G. Dubus, O. David, F. Nozais, Y. Measson, J.-P. Friconneau, and J. Palmer, „Assessment of a water hydraulic joint for remote handling operations in the divertor region," *Fusion Engineering and Design*, vol. 83, no. 10-12, 2008.

[37] E. V. et al., „An articulated inspection arm for fusion purposes," *Fusion Engineering and Design*, vol. 109–111, 2016.

[38] S. Yu, J. Lee, B. Park, I. Cho, and H. Lee, „Design considerations for teleoperation systems operating in gas-tight argon cells," *Nuclear Engineering and Technology*, vol. 49, no. 8, 2017.

[39] L. Niu, L. Aha, J. Mattila, A. Gotchev, and E. Ruiz, „A stereoscopic eye-in-hand vision system for remote handling in iter," *Fusion Engineering and Design*, vol. 146, 2019.

[40] E. Valenzuela, A. Cano-Delgado, J. Cruz-Miranda, M. Rouret, G. Miccichè, E. Ros, F. Arranz, and J. Diaz, „The ifmif-dones remote handling control system: Experimental setup for opc ua integration," *Fusion Engineering and Design*, vol. 192, p. 113776, 2023.

[41] G. A. Fontanelli, A. Sofia, S. Fusco, S. Grazioso, and G. Di Gironimo, „Preliminary architecture design for human-in-the-loop control of robotic equipment in remote handling tasks: Case study on the nefertari project," *Fusion Engineering and Design*, vol. 206, p. 114586, 2024.

[42] C. Y. Tu, K. T. Chen, K. Ting, and C. Yang Sheng, „The planning strategy of robotics technology for nuclear decommissioning in taiwan," *Nuclear Engineering and Technology*, vol. 56, no. 1, pp. 64–69, 2024.

[43] K. Hatamleh, O. Ma, and R. Paz, „A uav model parameter identification method," *AIAA Atmospheric Flight Mechanics Conference*, vol. American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2010.

[44] J. Velagic, N. Osmic, B. Puscul, and S. Krilasevic, „Identification, model validation and control of an octorotor unmanned aerial vehicle," *2018 IEEE 16th International Conference on Industrial Informatics (INDIN)*, p. 381–387, 2018.

[45] K. Konishi and H. Ukida, „Active vibration control of aerial vehicles," *Proceedings of the 35th SICE Annual Conference. International Session Papers*, p. 1135–1138, 1996.

[46] G. N. M. Plasencia, M. T. Rodriguez, S. C. Rivera, and A. H. Lopez, „Modelling and analysis of vibrations in a uav helicopter with a vision system," *International Journal of Advanced Robotic Systems*, vol. 9, no. 5, 2012.

[47] O. A. Sushchenko and Y. V. Beliavtsev, „Modelling of inertial sensors in uav systems," *2017 IEEE 4th International Conference Actual Problems of Unmanned Aerial Vehicles Developments (APUAVD)*, 2017.

[48] A. S and S. Chakraborty, „The effect of an adaptive feedback-control system in the structural vibration control," *Journal of Sound and Vibration*, vol. 548, p. 117501, 2023.

[49] Y. Choi, S.-C. Hong, and J.-R. Lee, „An arm wearable haptic interface for impact sensing on unmanned aerial vehicles," *SPIE Proceedings*, 2017.

[50] J. T. Bartelds, H. W. Wopereis, S. Stramigioli, and M. Fumagalli, „A comparison of control approaches for aerial manipulators handling physical impacts," *2016 24th Mediterranean Conference on Control and Automation (MED)*, 2016.

[51] J. J. Troy, C. A. Erignac, and P. Murray, „Haptics-enabled uav teleoperation using motion capture systems," *Journal of Computing and Information Science in Engineering*, vol. 9, no. 1, 2009.

[52] Y. Stergiopoulos, E. Kontouras, K. Gkountas, K. Giannousakis, and A. Tzes, „Modeling and control aspects of a uav with an attached manipulator," *2016 24th Mediterranean Conference on Control and Automation (MED)*, p. 653–658, 2016.

[53] D. Chaikalis, F. Khorrami, and A. Tzes, „Adaptive control approaches for an unmanned aerial manipulation system," *2020 International Conference on Unmanned Aircraft Systems (ICUAS)*, p. 498–503, 2020.

[54] S. Kannan, S. Bezzaoucha, S. Q. Guzman, J. Dentler, M. A. Olivares-Mendez, and H. Voos, „Hierarchical control of aerial manipulation vehicle," *AIP Conference Proceedings*, p. 020069, 2017.

[55] Y. Yu, X. Ding, and J. J. Zhu, „Dynamic modeling and control for aerial arm-operating of a multi-propeller multifunction aerial robot," *Advanced Robotics*, vol. 31, no. 13, p. 665–679, 2017.

[56] R. Mebarki and V. Lippiello, „Image-based control for aerial manipulation," *Asian Journal of Control*, vol. 16, no. 3, pp. 646–656, 2014.

[57] T. Wang, K. Umemoto, T. Endo, and F. Matsuno, „Modeling and control of a quadrotor uav equipped with a flexible arm in vertical plane," *IEEE Access*, vol. 9, p. 98476–98489, 2021.

[58] J. Cai and B. Xian, „Robust hierarchical geometry control for the multiple uavs aerial transportation system with a suspended payload," *Nonlinear Dyn*, vol. 112, p. 4551–4571, 2024.

[59] R. S. Geronel, R. M. Botez, and D. D. Bueno, „Dynamic responses due to the dryden gust of an autonomous quadrotor uav carrying a payload," *The Aeronautical Journal*, vol. 127, pp. 116–138, 2023.

[60] P. Ferri, „Telematics applications for the remote control of space missions," *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 34, no. 9, p. 129–134, 2001.

[61] Z. Guo, S. Zhang, Y. Wang, and D. Nian, „Design of data communication system for space manipulator teleoperation," *2016 IEEE 11th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, p. 1169–1174, 2016.

[62] A. K. Bejczy, „Distribution of man-machine controls in space teleoperation," *SAE Technical Paper Series*, 1982.

[63] Y. Sato, M. Hirata, F. Nagashima, T. Maruyama, and T. Uchiyama, „Reducing attitude disturbances while teleoperating a space manipulator," *Proceedings IEEE International Conference on Robotics and Automation*, p. 516–523, 1993.

[64] M. Nohmi, „Space teleoperation using force reflection of communication time delay," *Proceedings 2003 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, p. 2809–2814, 2003.

[65] T. Haidegger, L. Kovács, R.-E. Precup, B. Benyó, Z. Benyó, and S. Preitl, „Simulation and control for telerobots in space medicine," *Acta Astronautica*, vol. 81, no. 1, 2012.

[66] J. J. Gibson, „Observations on active touch," *Psychological Review*, vol. 69, no. 6, pp. 477–491, 1962.

[67] K.-E. Hagbarth, A. Hongell, R. Hallin, and H. Torebjo, „Afferent impulses in median nerve fascicles evoked by tactile stimuli of the human hand," *Brain Research*, vol. 24, no. 3, pp. 423–442, 1970.

[68] K.-E. Hagbarth, A. Hongell, and H. T. R.G. Hallin, „Afferent impulses in median nerve fascicles evoked by tactile stimuli of the human hand," *Brain Research*, vol. 24, no. 3, pp. 423–442, 1970.

[69] H. Hämäläinen and T. Järvilehto, „Peripheral neural basis of tactile sensations in man: I. effect of frequency and probe area on sensations elicited by single mechanical pulses on hairy and glabrous skin of the hand," *Brain Research*, vol. 219, no. 1, pp. 1–12, 1981.

[70] R. L. Klatzky, S. J. Lederman, and C. Reed, „There's more to touch than meets the eye: The salience of object attributes for haptics with and without vision," *Journal of Experimental Psychology: General*, vol. 116, no. 4, pp. 356–369, 1987.

[71] M. R. Mahmud, M. Stewart, A. Cordova, and J. Quarles, „Vibrotactile feedback to make real walking in virtual reality more accessible," *TechRxiv (preprint)*, 2022. Preprint.

[72] U. Radhakrishnan, L. Kuang, K. Koumaditis, F. Chinello, and C. Pacchierotti, „Haptic feedback, performance and arousal: A

comparison study in an immersive vr motor skill training task," *IEEE Transactions on Haptics*, vol. 17, no. 2, pp. 249–262, 2024.

[73] H. Afzaal and U. Alim, „Evaluating force-based haptics for immersive tangible interactions with surface visualizations," *IEEE Transactions on Visualization and Computer Graphics*, vol. 31, pp. 886–896, 2024.

[74] R. Nomberg and I. Nisky, „Human stabilization of delay-induced instability of haptic rendering in a stiffness discrimination task," *IEEE Transactions on Haptics*, vol. 16, no. 1, pp. 33–45, 2023.

[75] N. Thomas, F. Fazlollahi, J. D. Brown, and K. J. Kuchenbecker, „Sensorimotor-inspired tactile feedback and control improve consistency of prosthesis manipulation in the absence of direct vision," in *2021 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS)*, pp. 6174–6181, IEEE, 2021.

[76] F. Barontini, A. Obermeier, G. Catalano, Manuel, S. Fani, G. Grioli, M. Bianchi, A. Bicchi, and E. Jakubowitz, „Tactile feedback in upper limb prosthetics: A pilot study on trans-radial amputees comparing different haptic modalities," *IEEE Transactions on Haptics*, 2023.

[77] M. Laghi, M. G. Catalano, G. Grioli, and A. Bicchi, „A wearable wrist haptic display for motion tracking and force feedback in the operational space," *Wearable Technologies*, vol. 2, p. e5, 2021.

[78] S. A. Sirwal, B. Ahmad, and M. H. Koul, „Multimodal haptic feedback guidance and discrimination in vision-assisted teleoperation," *IFAC Journal of Systems and Control*, vol. 35, p. 100353, 2026.

[79] R. C. Goertz and F. Bevilacqua, „A force-reflecting positional servomechanism," *Nucleonics*, vol. 10, no. 11, pp. 43–45, 1952.

[80] H. R. Johnston, C. A. Hermanson, and H. L. Hull, „Stereotelevision in remote control," vol. 6, pp. 170–177, 1950.

[81] W. R. Ferrell and T. B. Sheridan, „Measurement and display of control information, remote manipulation and manual control," Mar. 1969.

[82] H. Inoue, „Computer controlled bilateral manipulator," *Bulletin of the Japan Society of Mechanical Engineers*, vol. 14, no. 69, pp. 199–207, 1971.

[83] A. R. Johnston, „Proximity sensor technology for manipulator end effectors," *Mechanism and Machine Theory*, vol. 12, no. 1, pp. 95–109, 1977.

[84] A. K. Bejczy, „Sensors, controls, and man-machine interface for advanced teleoperation," *Science*, vol. 208, no. 4450, pp. 1327–1335, 1980.

[85] G. D. Hager, „Task-directed sensor fusion and planning: A computational approach," vol. 99, 1990.

[86] S. F. Wiker, N. A. Duffie, T. Y. Yen, and K. L. Gale, „Comparison of force and tactile feedback for grasp force control in telemanipulation," vol. 1, 1991.

[87] D. A. Kontarinis and R. D. Howe, „A multiparameter tactile display system for teleoperation," in *Proceedings of the 6th IFAC/IFIP/IFORS/IEA Symposium on Analysis, Design and Evaluation of Man-Machine Systems*, vol. 28, pp. 83–88, 1995.

[88] H. G. Stassen and G. J. F. Smets, „Telemanipulation and telepresence," *Control Engineering Practice*, vol. 5, pp. 363–374, Mar. 1997.

[89] M. H. Lee and H. R. Nicholls, „Tactile sensing for mechatronics—a state of the art survey," *Mechatronics*, vol. 9, no. 1, pp. 1–31, 1999.

[90] Y. Shen, Y. Liu, and K. Li, „Haptic tactile feedback in teleoperation of a multifingered robot hand," vol. 1, pp. 85–90, 2000.

[91] D. Tsetserukou and S. Tachi, „Teleta: Teleoperation system with tactile feedback aimed at presentation of the physical contact on entire robot arm surface to the human operator," in *Proceedings of the 18th International Conference on Artificial Reality and Telexistence*, (Yokohama, Japan), pp. 64–71, Dec. 2008.

[92] D. Tsetserukou and S. Tachi, „Efficient object exploration and object presentation in teleta, teleoperation system with tactile feedback," in *2009 World Haptics Conference*, pp. 97–102, IEEE, 2009.

[93] K. Sato, K. Kamiyama, H. Nii, N. Kawakami, and S. Tachi, „Measurement of force vector field of robotic finger using vision-based haptic sensor," pp. 488–493, Sept. 2008.

[94] A. L. Trejos, R. V. Patel, and M. D. Naish, „Force sensing and its application in minimally invasive surgery and therapy: A survey," *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part C: Journal of Mechanical Engineering Science*, vol. 224, no. 7, 2010.

[95] W. McMahan, J. Gewirtz, D. Standish, P. Martin, J. A. Kunkel, M. Lilavois, A. Wedmid, D. I. Lee, and K. J. Kuchenbecker, „Tool contact acceleration feedback for telerobotic surgery," *EEE Trans. Haptics*, vol. 4, p. 210–220, July 2011.

[96] H. Yousef, M. Boukallel, and K. Althoefer, „Tactile sensing for dexterous in-hand manipulation in robotics—a review," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 167, pp. 171–187, June 2011.

[97] L. Meli, C. Pacchierotti, and D. Prattichizzo, „Sensory subtraction in robot-assisted surgery: Fingertip skin deformation feedback to ensure safety and improve transparency in bimanual haptic interaction," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 61, no. 4, pp. 1318–1327, 2014.

[98] A. Tzemanaki, G. A. Al, C. Melhuish, and S. Dogramadzi, „Design of a wearable fingertip haptic device for remote palpation: Characterisation and interface with a virtual environment," *Frontiers in Robotics and AI*, vol. 5, p. 62, 2018.

[99] W. Yuan, S. Dong, and E. H. Adelson, „Gelsight: High-resolution robot tactile sensors for estimating geometry and force," *Sensors*, vol. 17, no. 12, p. 2762, 2017.

[100] M. Lambeta, P.-W. Chou, S. Tian, B. H. Yang, B. Maloon, V. R. Most, D. Stroud, R. Santos, A. Byagowi, G. Kammerer, D. Jayaraman, and R. Calandra, „Digit: A novel design for a low-cost compact high-resolution tactile sensor with application to in-hand manipulation," *IEEE Robotics and Automation Letters*, vol. 5, no. 3, pp. 3838–3845, 2020.

[101] Y. Zhang, G. Zhang, Y. Du, and M. Y. Wang, „Vtacarm: A vision-based tactile sensing augmented robotic arm with application to human-robot interaction," in *2020 IEEE 16th International Conference on Automation Science and Engineering (CASE)*, pp. 35–42, IEEE, 2020.

[102] Y. Zhang, W. Yuan, Z. Kan, and M. Y. Wang, „Towards learning to detect and predict contact events on vision-based tactile sensors," in *Proceedings of the Conference on Robot Learning*, vol. 100 of *Proceedings of Machine Learning Research*, pp. 1395–1404, PMLR, 2020.

[103] T. Hulin, M. Panzirsch, H. Singh, A. Coelho, R. Balachandran, A. Pereira, B. M. Weber, N. Bechtel, C. Riecke, B. Brunner, N. Y. Lii, J. Klodmann, A. Hellings, K. Hagmann, G. Quere, A. S. Bauer, M. Sierotowicz, R. Lampariello, J. Vogel, A. Dietrich, D. Leidner, C. Ott, G. Hirzinger, and A. Albu-Schäffer, „Model-augmented haptic telemanipulation: Concept, retrospective overview, and current use cases," *Frontiers in Robotics and AI*, vol. 8, p. 611251, 2021.

[104] M. Lippi, M. C. Welle, M. K. Wozniak, A. Gasparri, and D. Kragic, „Low-cost teleoperation with haptic feedback through vision-based tactile sensors for rigid and soft object manipulation," in *2024 IEEE International Workshop on Robot and Human Communication (RO-MAN)*, pp. 1963–1969, 2024.

[105] J. Huang, K. Chen, J. Zhou, X. Lin, P. Abbeel, Q. Dou, and Y. Liu, „Dih-tele: Dexterous in-hand teleoperation framework for learning multiobjects manipulation with tactile sensing," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 30, no. 5, pp. 3840–3851, 2025.

[106] X. Chen, T. Ni, K. Karacan, H. Sadeghian, and S. Haddadin, „Online transfer and adaptation of tactile skill: A teleoperation framework," in *Proceedings of the 8th Conference on Robot Learning*, vol. 270, pp. 4981–4995, PMLR, 2025.

[107] M. Zhu, H. Ling, R. Wang, Z. Du, Q. Sun, K. Chen, K. Chen, L. Sun, C. Fan, C. Lee, X. Li, and T. Chen, „Soft tactile chip with in-situ sensing for haptic rendering and reverse feedback enhanced gross to fine teleoperation," *Nature Communications*, vol. 17, p. 6295, 2026.

[108] W. R. Ferrell and T. B. Sheridan, „Supervisory control of remote manipulation," *IEEE Spectrum*, vol. 4, no. 10, pp. 81–88, 1967.

[109] D. E. Whitney, „State space models of remote manipulation tasks," pp. 495–508, 1969.

[110] T. B. Sheridan, „The several roles of man as a supervisor of robots," in *Proceedings of the International Conference on Systems, Man and Cybernetics*, pp. 453–457, 1974.

[111] M. V. Noyes and T. B. Sheridan, „A novel predictor for telemanipulation through a time delay," in *Proceedings of the 20th Annual Conference on Manual Control*, (Moffett Field, California), NASA Ames Research Center, 1984.

[112] T. Hashimoto, T. B. Sheridan, and M. V. Noyes, „Effects of predictive information in teleoperation with time delay," *Japanese Journal of Ergonomics*, vol. 22, no. 2, 1986.

[113] T. B. Sheridan, „Space teleoperation through time delay: Review and prognosis," *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, vol. 9, no. 5, pp. 592–606, 1993.

[114] G. Hirzinger, J. Heindl, K. Landzettel, and B. Brunner, „Multisensory shared autonomy - a key issue in the space robot technology experiment rotex," in *Proceedings of the IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS)*, (Raleigh, North Carolina), July 1992.

[115] P. Michelman and P. K. Allen, „Shared autonomy in a robot hand teleoperation system," in *Proceedings of the IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS)*, 1994.

[116] A. Aziminejad, M. Tavakoli, R. Patel, and M. Moallem, „Stability and performance in delayed bilateral teleoperation: Theory and experiments," *Control Engineering Practice*, vol. 16, no. 11, pp. 1329–1343, 2008.

[117] H. Li and K. Kawashima, „Bilateral teleoperation with delayed force feedback using time domain passivity controller," *Robot. Comput.-Integr. Manuf.*, vol. 37, p. 188–196, Feb. 2016.

[118] R. Uddin, S. Park, and J. Ryu, „A predictive energy-bounding approach for haptic teleoperation," *Mechatronics*, vol. 35, pp. 148–161, 2016.

[119] F. Naseer, M. N. Khan, and A. Altalbe, „Intelligent time delay control of telepresence robots using novel deep reinforcement learning algorithm to interact with patients," *Applied Sciences*, vol. 13, no. 4, 2023.

[120] M. Zubair Islam, Shahzad, R. Ali, A. Haider, and H. S. Kim, „Reinforcement learning-aided edge intelligence framework for delay-sensitive industrial applications," *Sensors*, vol. 22, no. 20, 2022.

[121] S. Zhang, S. Yuan, X. Yu, L. Kong, Q. Li, and G. Li, „Adaptive neural network fixed-time control design for bilateral teleoperation with time delay," *IEEE Transactions on Cybernetics*, vol. 52, no. 9, pp. 9756–9769, 2022.

[122] Ferrell and W. R., „Remote manipulation with transmission delay," *IEEE Transactions on Human Factors in Electronics*, vol. HFE-6, no. 1, pp. 24–32, 1965.

[123] Ferrell, W. R., Sheridan, and T. B., „Supervisory control of remote manipulation," *IEEE Spectrum*, vol. 4, no. 10, pp. 81–88, 1967.

[124] J. Caldbick, „The boeing company wins nasa contract for lunar rover on october 28, 1969.," *HistoryLink.org*, no. 10045, 2012.

[125] W. R. Ferrell, „Human factors applications in teleoperator design and operation," *Nuclear Technology*, vol. 12, no. 3, pp. 335–335, 1971.

[126] B. Hannaford, „A design framework for teleoperators with kinesthetic feedback," *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, vol. 5, no. 4, pp. 426–434, 1989.

[127] T. Sheridan, „A historical teleoperation," *Presence: Teleoper. Virtual Environ.*, vol. 2, p. 259, jan 1993.

[128] T. Fukuda, M. Fujiyoshi, F. Arai, and H. Matsuura, „Design and dextrous control of micromanipulator with 6 dof," in *Proceedings. 1991 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, pp. 1628–1633 vol.2, 1991.

[129] Y. Zhou, B. Nelson, and B. Vikramaditya, „Fusing force and vision feedback for micromanipulation," in *Proceedings. 1998 IEEE International Conference on Robotics and Automation (Cat. No.98CH36146)*, vol. 2, pp. 1220–1225 vol.2, 1998.

[130] S. Fatikow, J. Seyfried, and S. e. a. Fahlbusch, „A flexible microrobot-based microassembly station.," *Journal of Intelligent and Robotic Systems*, vol. 27, pp. 135–169, 2000.

[131] S. Bhattacharya, A. Datta, J. Berg, and S. Gangopadhyay, „Studies on surface wettability of poly(dimethyl) siloxane (pdms) and glass under oxygen-plasma treatment and correlation with bond strength," *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 14, no. 3, pp. 590–597, 2005.

[132] J. Kim, F. Janabi-Sharifi, and J. Kim, „A physically-based haptic rendering for telemanipulation with visual information: Macro and micro applications," *2008 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, pp. 3489–3494, 2008.

[133] N. Simaan, K. Xu, W. Wei, A. Kapoor, P. Kazanzides, R. Taylor, and P. Flint, „Design and integration of a telerobotic system for minimally invasive surgery of the throat," *The International Journal of Robotics Research*, vol. 28, no. 9, pp. 1134–1153, 2009. PMID: 20160881.

[134] M. Zareinejad, S. Ghidary, and S. e. a. Rezaei, „Precision control of a piezo-actuated micro telemanipulation system," *Int. J. Precis. Eng. Manuf.*, vol. 11, pp. 55–65, 2010.

[135] H. Amini, B. Farzaneh, F. Azimifar, and A. Sarhan, „Sensorless force-reflecting macro–micro telemanipulation systems by piezoelectric actuators," *ISA Transactions*, vol. 64, pp. 293–302, 2016.

[136] T. Maier, G. Strauss, M. Scholz, T. Berger, A. Kielhorn, E. K, W. C, B. W, D. A, and L. TC., „A new evaluation and training system for micro-telemanipulation at the middle ear.," *Annu Int Conf IEEE Eng Med Biol Soc.*, vol. 2012:932-5, 2012.

[137] H. Suzuki and R. Wood, „Origami-inspired miniature manipulator for teleoperated microsurgery.," *Nat Mach Intell*, vol. 2, pp. 437–446, 2020.

[138] G. Adam, S. Chidambaram, S. S. Reddy, K. Ramani, and D. J. Cappelleri, „Towards a comprehensive and robust micromanipulation system with force-sensing and vr capabilities," *Micromachines*, vol. 12, no. 7, 2021.

[139] E. Artetxe, O. Barambones, I. Calvo, A. del Rio, and J. Uralde, „Combined control for a piezoelectric actuator using a feed-forward neural network and feedback integral fast terminal sliding mode control," *Micromachines*, vol. 15, no. 6, 2024.

[140] R. Xu and Q. Xu, „A survey of recent developments in magnetic microrobots for micro-/nano-manipulation," *Micromachines*, vol. 15, no. 4, 2024.

[141] H. X. Cao, V. D. Nguyen, J.-O. Park, E. Choi, and B. Kang, „Acoustic actuators for the manipulation of micro/nanorobots: State-of-the-art and future outlooks," *Micromachines*, vol. 15, no. 2, 2024.

[142] J. He, Y. Liu, C. Yang, Z. Tong, and G. Wang, „Design and evaluation of an adjustable compliant constant-force microgripper," *Micromachines*, vol. 15, no. 1, 2024.

[143] Y. Zhao, D. Tong, Y. Chen, Q. Chen, Z. Wu, X. Xu, X. Fan, H. Xie, and Z. Yang, „Microgripper robot with end electropermanent magnet collaborative actuation," *Micromachines*, vol. 15, no. 6, 2024.

[144] J. van Zundert and T. Oomen, „On inversion-based approaches for feedforward and ilc," *Mechatronics*, vol. 50, pp. 282–291, 2018.

[145] K. Ohnishi, „New development of servo technology in mechatronics," vol. 107, no. 1, pp. 83–86.

[146] J. Tang, F. Huang, Z. Chen, T. Wang, J. Gu, and S. Zhu, „Disturbance-observer-based sliding mode control design for nonlinear bilateral teleoperation system with four-channel architecture," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 72672–72683, 2019.

[147] W.-H. Chen, J. Yang, L. Guo, and S. Li, „Disturbance-observer-based control and related methods—an overview," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 2, pp. 1083–1095, 2016.

[148] E. Sariyildiz and K. Ohnishi, „Analysis the robustness of control systems based on disturbance observer," *International Journal of Control*, vol. 86, no. 10, pp. 1733–1743, 2013.

[149] V. Kulebakin, „To the theory of automatic vibrational regulators for electric motors.," *Teoreticheskaya i Eksperimental'naya Elektronika*, no. 4, 1932.

[150] G. Nikolski, „On automatic stability of a ship on a given course.," *Proc. of Central Communications Lab.*, no. 1, p. pp. 34–75, 1934.

[151] V. I. Utkin, „Sliding modes in control and optimization.," *Springer*, 1992.

[152] I. Flügge-Lotz, *Discontinuous Automatic Control*. Princeton University Press, 1953.

[153] Ya.Z.Tsypkin, *Relay control systems*. Moscow, Gostekhizdat, English translation: Cambridge Univ. Press1984, 1955.

[154] Y. I. Neymark, „On sliding modes in relay control systems," *Automatiks i telemekhanika*, vol. 18, no. 1, pp. 27–33, 1957.

[155] S. Emelyanov, *Variable Structure Control Systems.* Nauka: Moscow, 1967.

[156] B. Draženović, „The invariance conditions in variable structure systems," *Automatica*, vol. 5, no. 3, pp. 287–295, 1969.

[157] A. I. Emel'yanov, S. V.and Fedotova, „Producing astaticism in servosystems with a variable structure.," *Automation and Remote Control*, vol. 23, no. 10, p. 1298–1312, 1962.

[158] V. Utkin, „Variable structure systems with sliding modes," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 22, no. 2, pp. 212–222, 1977.

[159] U. Itkis, *Control Systems of Variable Structure.* New York, NY, USA: John Wiley & Sons, 1976.

[160] J.-J. E. Slotine and S. S. Sastry, „Tracking control of non-linear systems using sliding surfaces, with application to robot manipulators," *International Journal of Control*, vol. 38, no. 2, pp. 465–492, 1983.

[161] J.-J. E. Slotine, „Sliding controller design for non-linear systems," *International Journal of Control*, vol. 40, no. 2, pp. 421–434, 1984.

[162] R. A. DeCarlo, S. H. Zak, and G. P. Matthews, „Variable structure control of nonlinear multivariable systems: A tutorial," *Proceedings of the IEEE*, vol. 76, pp. 212–232, March 1988.

[163] V. I. Utkin, „Sliding mode control design principles and applications to electric drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 40, pp. 23–36, February 1993.

[164] J. Y. Hung, W. Gao, and J. C. Hung, „Variable structure control: A survey," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 40, pp. 2–22, February 1993.

[165] W. Gao, Y. Wang, and A. Homaifa, „Discrete-time variable structure control systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 42, pp. 117–122, April 1995.

[166] V. I. Utkin, J. Guldner, and J. Shi, *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*. London, UK: Taylor & Francis, 1999.

[167] A. Levant, „Higher-order sliding modes, differentiation and output-feedback control," *International Journal of Control*, vol. 76, no. 9-10, pp. 924–941, 2003.

[168] J. A. Moreno and M. Osorio, „A lyapunov approach to second-order sliding mode controllers and observers," in *Proceedings of the 47th IEEE Conference on Decision and Control*, pp. 2856–2861, 2008.

[169] A. Polyakov and A. Poznyak, „Reaching time estimation for super-twisting second-order sliding mode controller via lyapunov function designing," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 54, no. 8, pp. 1951–1955, 2009.

[170] T. Floquet and J.-P. Barbot, „Super twisting algorithm-based step-by-step sliding mode observers for nonlinear systems with unknown inputs," *International Journal of Systems Science*, vol. 38, no. 10, pp. 803–815, 2007.

[171] C. Kunusch, P. F. Puleston, M. A. Mayosky, and J. Riera, „Sliding mode strategy for pem fuel cells stacks breathing control using a super-twisting algorithm," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 17, no. 1, pp. 167–174, 2009.

[172] S. Zhang, S. Cheng, and Z. Jin, „Variable trajectory impedance: A super-twisting sliding mode control method for mobile manipulator based on identification model," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 72, pp. 610–619, Jan. 2025.

[173] G. Bartolini, A. Ferrara, L. Giacomini, and E. Usai, „Properties of a combined adaptive/second-order sliding mode control algorithm for some classes of uncertain nonlinear systems," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 45, no. 7, pp. 1334–1341, 2000.

[174] R.-J. Wai, C.-H. Lin, and F. J. Lin, „Adaptive sliding-mode control for motor-toggle servomechanism," in *Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1093–1099, 2000.

[175] J. Fei and C. Batur, „A novel adaptive sliding mode control with application to mems gyroscope," *ISA Transactions*, vol. 48, no. 1, pp. 73–78, 2009.

[176] Y.-H. Chang, C.-Y. Yang, and H.-W. Lin, „Robust adaptive-sliding-mode control for teleoperation systems with time-varying delays and uncertainties," *Robotics*, vol. 13, no. 6, p. 89, 2024.

[177] G. C. Hwang and S. C. Lin, „A stability approach to fuzzy control design for nonlinear systems," *Fuzzy Sets and Systems*, vol. 48, no. 3, pp. 279–287, 1992.

[178] K. Jezernik, M. Rodič, R. Šafarič, and B. Curk, „Neural network sliding mode robot control," *Robotica*, vol. 15, no. 1, pp. 23–30, 1997.

[179] B. S. Park, S. J. Yoo, J. B. Park, and Y. H. Choi, „Adaptive neural sliding mode control of nonholonomic wheeled mobile robots with model uncertainty," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 17, no. 1, pp. 207–214, 2009.

[180] H. Li, Y. Yang, and H. Yu, „Adaptive neural network sliding mode control for a class of nonlinear systems with unknown dynamics," *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, vol. 24, no. 6, pp. 964–975, 2013.

[181] J. Zhang, P. Shi, Y. Xia, and M. Fu, „Adaptive sliding mode control for takagi–sugeno fuzzy systems," in *Proceedings of the IEEE Conference on Decision and Control*, pp. 6703–6708, 2009.

[182] S. Tong, Y. Li, and Y. Zhang, „Adaptive fuzzy sliding mode control for MIMO nonlinear systems," *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, vol. 23, pp. 1547–1558, October 2015.

[183] L. Besnard, Y. B. Shtessel, and B. Landrum, „Quadrotor vehicle control via sliding mode controller design," *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, vol. 35, no. 4, pp. 1328–1340, 2012.

[184] A. Bartoszewicz and K. Adamiak, „Discrete-time sliding mode control strategies—state of the art," *Energies*, vol. 17, no. 18, p. 4564, 2024.

[185] S. Yu, X. Yu, and Z. Li, „Terminal sliding mode control—an overview," *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, vol. 2, pp. 36–52, 2020.

[186] Y. Alipouri, H. Alipour, and B. Huang, „Multiple step ahead prediction based high order discrete-time sliding mode control design with actuator and communication delays," *Journal of the Franklin Institute*, vol. 357, no. 12, pp. 7845–7863, 2020.

[187] A. Huseinbegović *et al.*, „Predictive discrete-time sliding mode based direct power control for grid-connected energy conversion systems," *IET Control Theory & Applications*, 2023.

[188] H. Meng, J. Zhang, and S. Li, „Design and analysis of event-triggered predictive sliding mode control for discrete-time constrained system," *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol. 34, no. 2, pp. 1358–1369, 2024.

[189] W. Si, W. Liu, S. Guo, X. Meng, W. Tong, Z. Liu, Y. Zhao, and J. Liu, „Adaptive neural network-based fast sliding mode

trajectory tracking control for uncertain robotic systems," in *IEEE International Conference on Unmanned Systems*, 2025.

[190] Y. Zhao, M. Li, Z. Liu, L. Liu, S. Wen, and L. Ding, „Neural adaptive sliding-mode control of vehicular cyber-physical systems with uniformly quantized communication data and disturbances," *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, vol. 13, no. 1, pp. 149–160, 2026.

[191] F.-J. Lin, S.-Y. Chen, C.-X. Xu, and H.-H. Hsu, „Model predictive current control with adaptive neural network-based sliding mode observer for ipmsm," *IEEE Access*, vol. 13, pp. 178556–178570, 2025.

[192] J. Kim, S. Park, and J. Lee, „Chattering attenuation disturbance observer for sliding mode control: Application to permanent magnet synchronous motors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 70, no. 5, pp. 5161–5170, 2023.

[193] A. Hanan, A. Jbara, and A. Levant, „Homogeneous low-chattering sliding mode discretization," in *Proceedings of the 61st IEEE Conference on Decision and Control*, 2022.

[194] X. Wang, D. Wu, J. He, J. Zhang, and S. Li, „Chattering-free discrete-time sliding mode control for integrated missile guidance and control system," *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part G: Journal of Aerospace Engineering*, vol. 237, no. 7, pp. 1546–1556, 2023.

[195] R. M. Noel Crespi, Adam T. Drobot, *The Digital Twin*. Springer Cham, 2023.

[196] D. Jones, C. Snider, A. Nassehi, J. Yon, and B. Hicks, „Characterising the digital twin: A systematic literature review," *CIRP Journal of Manufacturing Science and Technology*, vol. 29, pp. 36–52, 2020.

[197] A. Sharma, E. Kosasih, J. Zhang, A. Brintrup, and A. Calinescu, „Digital twins: State of the art theory and practice, challenges, and open research questions," *Journal of Industrial Information Integration*, vol. 30, p. 100383, 2022.

[198] G. Shao and M. Helu, „Framework for a digital twin in manufacturing: Scope and requirements," *Manufacturing Letters*, vol. 24, pp. 105–107, 2020.

[199] W. Xu, J. Cui, L. Li, B. Yao, S. Tian, and Z. Zhou, „Digital twin-based industrial cloud robotics: Framework, control approach and implementation," *Journal of Manufacturing Systems*, vol. 58, pp. 196–209, 2021. Digital Twin towards Smart Manufacturing and Industry 4.0.

[200] D. Pacheco Quiñones, D. Maffiodo, and M. A. Laribi, „Assistive control through a hapto-visual digital twin for a master device used for didactic telesurgery," *Robotics*, vol. 13, no. 9, 2024.

[201] H. Yuan, J. Li, B. Guan, G. Chu, W. Jiao, H. Zheng, X. Liu, J. Zhao, J. Li, J. Li, X. Yang, and H. Niu, „Enhancing telesurgical safety with predictive digital twin synchronization: a framework for latency compensation in robotic surgery," *npj Digital Medicine*, vol. 9, no. 108, 2026.

[202] A. Filippov, „Application of the Theory of Differential Equations with Discontinuous Right-Hand Sides to Non-Linear Problems in Automatic Control," in *1st IFAC Congr.*, (Moscow, Russia), pp. 923–925, 1960.

[203] A. Filippov, „Differential Equations with Discontinuous Right-Hand Side," *Ann. Math Soc.Transl*, vol. 42, pp. 199–231, 1964.

[204] P. Korondi and H. Hashimoto, *Park vector based sliding mode control of UPS with unbalanced and nonlinear load*, pp. 193–209. London: Springer London, 1999.

[205] P. Korondi, *Csúszómódszabályozás a teljesítményelektronikában és mechatronikában*. MTA Doktori disszeráció, 2008.

[206] P. Korondi, „Tensor product model transformation-based sliding surface design," *ACTA POLYTECHNICA HUNGARICA*, vol. 3, no. 4, pp. 23–36, 2006.

[207] L. P., „1 degree of freedom haptic device for telemanipulation," Master's thesis, Budapest University of Technology and Economics, 2015.

[208] A. N., O. M., and H. H., „Micro teleoperation with parallel manipulator," *2000 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, vol. 1, pp. 677–682, 2000.

[209] K. P., S. P. T., and H. H., „Sliding mode friction compensation for a 20 DOF sensor glove," *J. Dyn. Sys., Meas., Control*, vol. 122, no. 4, pp. 611–615, 2000.

[210] Young and K-KD, „Discrete-time sliding mode based feedback compensation for motion control," in *Proceedings. 1996 IEEE International Workshop on Variable Structure Systems.-VSS'96-*, pp. 127–131, IEEE, 1996.

[211] N. Ando, P. Korondi, and H. Hashimoto, „Networked telemicromanipulation systems" haptic loupe"," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 6, pp. 1259–1271, 2004.

[212] N. Ando, P. Korondi, and H. Hashimoto, „Development of micromanipulator and haptic interface for networked micromanipulation," *IEEE/ASME TRANSACTIONS ON MECHATRONICS*, vol. 6, no. 4, p. 417, 2001.

[213] P. Korondi, V. Utkin, and H. Hashimoto, „Direct torsion control of flexible shaft in an observer-based discrete-time sliding mode," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 2, pp. 291–296, 1998.

[214] V. Utkin, *Variable Structure Control Optimization*. Springer-Verlag, 1992.

[215] En-Chih Chang, „Study and Application of Intelligent Sliding Mode Control for Voltage Source Inverters," *Energies*, vol. 11, Sept. 2018.

[216] K. Széll and P. Korondi, „Mathematical Basis of Sliding Mode Control of an Uninterruptible Power Supply," *ACTA POLYTECHNICA HUNGARICA*, vol. 11, no. 3, pp. 87–106, 2014.

[217] Guilherme Keiel, Jeferson V. Flores, Luís F.A. Pereira, and Aurelio T.Salton, „Discrete-time multiple resonant controller design for uninterruptible power supplies," *IFAC-PapersOnLine*, vol. 50, pp. 6717–6722, July 2017.

[218] P. Stumpf, Z. Sütő, and I. Nagy, „Research in nonlinear dynamics triggered by r&d experiences," *Conference: AACS'11*, 06 2011.

[219] O. Dranga, B. Buti, and I. Nagy, „Stability analysis of a feedback-controlled resonant dc-dc converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 50, no. 1, pp. 141–152, 2003.

[220] H. Velasco, C. I., H. Velasco, F. Edimer, Candelo-Becerra, and J. E., „Nonlinear dynamics and performance analysis of a buck converter with hysteresis control," *Computation*, vol. 9, no. 10, 2021.

[221] C. Tse, Y. Lai, and H. Iu, „Hopf bifurcation and chaos in a hysteretic current-controlled cuk regulator," *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, vol. 2, pp. 1091–1097, Jan. 1998. Proceedings of the 1998 IEEE 29th Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC. Part 2 (of 2) ; Conference date: 18-05-1998 Through 21-05-1998.

[222] I. Nagy and Z. Suto, „Repetitive and chaotic processes in current controlled induction motor," in *Proceedings of IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, vol. 2, pp. 946–951 vol.2, 1996.

[223] V. Utkin and Hoon Lee, „Chattering problem in sliding mode control systems," in *International Workshop on Variable Structure Systems, 2006. VSS'06.*, pp. 346–350, 2006.

[224] J. H. Poincaré, *Les Methodes Nouvelle de la Mechanique Celeste*. Gauthier–Villars, 1892.

[225] J. H. Poincaré, *Les Methodes Nouvelle de la Mechanique Celeste*. Gauthier–Villars, 1892.

[226] J. H. Poincaré, *Les Methodes Nouvelle de la Mechanique Celeste*. Gauthier–Villars, 1892.

[227] R. C. Hilborn, „Chaos and nonlinear dynamics: An introduction for scientists and engineers," *OxfordUniversity Press*, 1994.

[228] T. S. Parker and L. O. Chua, „Chaos: A tutorial for engineers," *Proceedings of IEEE, Special Issue on Chaotic Systems*, vol. 75, no. 8, pp. 982–1008, 1987.

[229] T. S. Parker and L. . Chua, „Chaos: A tutorial for engineers," *Proc. IEEE*, vol. vol. 75, no. no. 8, pp. 982–1008, 1987.

[230] K. T. Alligood, T. D. Sauer, and J. A. Yorke, „Chaos: An introduction to dynamical systems.," *New York: Springer-Verlag*, 1996.

[231] S. H. Strogatz, „Nonlinear dynamics and chaos.," *MA: Addison-Wesley*, 1994.

[232] E. Ott, „Chaos in dynamical systems," *Cambridge University Press*, 1993.

[233] K. N. Gowtham, M. Vasudevan, V. Maduraimuthu, and T. Jayakumar, „Intelligent Modeling Combining Adaptive Neuro Fuzzy Inference System and Genetic Algorithm for Optimizing Welding Process Parameters," *Metallurgical and Materials Transactions B*, vol. 42, no. 2, pp. 385–392, 2011.

[234] P. Moscato, „On Evolution, Search, Optimization, Genetic Algorithms and Martial Arts - Towards Memetic Algorithms," Tech. Rep. C3P Report 826, California Institute of Technology, Pasadena, California, 1989. doi: 10.1.1.27.9474.

[235] J. Botzheim, C. Cabrita, L. T. Kóczy, and A. E. Ruano, „Fuzzy rule extraction by bacterial memetic algorithms," *International Journal of Intelligent Systems*, vol. 24, no. 3, pp. 312–339, 2009.

[236] A. Csik, J. Botzheim, J. Balazs, T. Csoknyai, and J. L. Hontvari, „Energy and cost optimal design for the reconstruction of residential building envelopes by bacterial memetic algorithms," in *The 6th International Conference on Soft Computing and Intelligent Systems, and The 13th International Symposium on Advanced Intelligence Systems*, (Kobe, Japan), pp. 1226–1231, IEEE, Nov. 2012.

[237] J. Botzheim and P. Földesi, „Novel calculation of fuzzy exponent in the sigmoid functions for fuzzy neural networks," *Neurocomputing*, vol. 129, pp. 458–466, Apr. 2014.