



M Ű E G Y E T E M 1 7 8 2

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem
Villamosmérnöki és Informatikai Kar
Méréstechnika és Információs Rendszerek Tanszék

Icsei Gergely Ferenc

**ÁTVITELI FÜGGVÉNY KOMPENZÁCIÓJA
RENDSZERIDENTIFIKÁCIÓ
SEGÍTSÉGÉVEL**

KONZULENS

Dr. Orosz György

BUDAPEST, 2022

Köszönetnyilvánítás

Ezúton is szeretném megköszönni mindazoknak, akik segítettek a TDK dolgozatom megvalósításában. Elsősorban szeretném megköszönni témavezetőmnek, *Dr. Orosz Györgynek*, aki mindvégig támogatott engem, szabadidejét rám áldozva konzultált velem, és nem félt szembesíteni a dolgozat hibáival. Az útmutatása és türelme mellett sokat segített a kritikus szemlélete, amikor nem konzulensként, hanem „külsős” szereplőként bírálta a munkámat.

Ezenkívül szeretném megköszönni a céges munkatársaimnak, *Modok Dánielnek*, *Pernecky Balázsnak* és *Szőke Kálmán Benjaminszónak*, hogy elolvasták a készülő dolgozatot és megjegyzéseikkel segítettek az elkészülését. Külön köszönet Pernecky Balázsnak, hogy céges mentoromként a szabadidejét nem sajnálva támogatott a dolgozat elkészítésében, és tehermentesített egyéb feladataim alól.

Kiemelt köszönet illeti szüleimet és páromat, akik végig támogattak a dolgozat elkészültében és fenntartották lelkesedésemet és kitartásomat a legvégsőkig.

Tartalomjegyzék

| | |
|--|-----------|
| Összefoglaló | 5 |
| Abstract | 6 |
| 1 Bevezetés | 7 |
| 1.1 Technikai felépítés | 8 |
| 1.2 A dolgozat felépítése..... | 9 |
| 2 Fizikai réteg validálása | 10 |
| 2.1 PSI5 | 10 |
| 2.1.1 Fizikai réteg jellemzői | 10 |
| 2.2 PSI5 Checker ismertetése | 12 |
| 2.2.1 Árammérés menete..... | 13 |
| 2.3 Árammérő erősítők | 15 |
| 2.3.1 Fejlesztési ötlet | 17 |
| 3 Átviteli karakterisztika kompenzálásának módszerei..... | 19 |
| 3.1 Sávszélesség-kiterjesztés | 19 |
| 3.2 Egyenletes átvitel biztosítása | 20 |
| 3.3 Kombinált eljárás | 21 |
| 4 Rendszeridentifikációs eljárások..... | 23 |
| 4.1 Időtartománybeli rendszeridentifikáció | 24 |
| 4.1.1 Átviteli függvény alapú modellek..... | 25 |
| 4.1.2 Folytonos idejű állapotter modellek..... | 26 |
| 4.1.3 Modellalkotás nemlineáris vagy idővariáns rendszerek esetén..... | 26 |
| 4.2 Frekvencia-tartománybeli identifikáció | 28 |
| 4.3 Hiba minimalizálása | 28 |
| 4.4 Választás a rendelkezésre álló adatok alapján | 29 |
| 5 Modellillesztés megtervezése | 32 |
| 5.1 LMS-algoritmus..... | 33 |
| 5.2 LMS-algoritmus típusai..... | 34 |
| 5.3 Inverz-rezidentifikáció a mérőrendszerben | 35 |
| 6 MATLAB-implementáció | 39 |
| 6.1 LMS-algoritmus implementálása | 39 |

| | |
|--|-----------|
| 6.2 Referenciamodell szűrőjének kiválasztása | 39 |
| 7 Adatgyűjtés, tesztelés | 43 |
| 7.1 Mérőkönyvet bemutatása..... | 43 |
| 7.2 Mérési megfontolások..... | 45 |
| 7.3 Identifikált szűrő értékelése | 46 |
| 8 Összegzés | 52 |
| 9 Irodalomjegyzék | 53 |

Összefoglaló

Dolgozatom középpontjában egy olyan erősítő áramkör áll, amelynek segítségével képesek vagyunk egy, a Robert Bosch által fejlesztett szenzor áramfelvételt mérni, miközben a szenzor a vezérlőegységgel kommunikál. A mérés célja a kommunikáció fizikai rétegének validálása előre megadott paraméterek alapján, emiatt nagy felbontásban szükséges rögzíteni az áramfelvételt, a lehető legkisebb jeltorzítással.

A piacon is kapható, árammérésre szolgáló erősítő áramkörök adott árszint és technológia mellett viszont nem képesek olyan sáv szélességen árammérést biztosítani, amelyek a mérési feltételeknek eleget tennének. Ezen áramkörök előnye viszont, hogy a közös módusú feszültség magasabb értéket vehet fel, mint a tápfeszültség, szemben a nagy sáv szélességű erősítő áramkörökkel. Mindkét áramkör esetén elmondható, hogy az átviteli függvényben megjelenhetnek eltérések az ideális karakterisztikához képest.

Mivel ezek az erősítő áramkörök nem felelnek meg az előírt specifikációnak, így egy meglévő áramerősítő áramkör átvitelét kell tovább javítani. Erre egy lehetséges módszer a sáv szélesség kiterjesztése.

A dolgozatom célja, hogy a mérőáramkörbe szánt erősítő áramkör sáv szélességét kiterjesszem rendszeridentifikációs eljárás és ebből származtatott inverz modell segítségével. A rendszeridentifikációnak köszönhetően lehetőség nyílik arra is, hogy a rendszer átviteli karakterisztikáját az áteresztő tartományán belül javítsam, biztosítva ott az egyenletes átvitelt.

A kiválasztott identifikációs eljárást először MATLAB szimuláció segítségével demonstrálom, az erősítőáramkört modellező, túllövést és korlátolt sáv szélességet tartalmazó IIR-szűrő segítségével. Az identifikációs eljárás működését végül valós adatokon tesztelem.

Abstract

In this document I am focusing on the current measurement of a Robert Bosch-developed sensor with an amplifier circuit, while the sensor communicates with the control unit. The purpose of the measurement is to validate the physical layer of the communication based on predefined parameters; therefore, it is necessary to record the current consumption in high resolution, with the smallest possible signal distortion.

The currently available current sense amplifiers on the market are not able to provide current measurement at a bandwidth that would meet the measurement conditions. The advantage of these circuits is that the common-mode voltage can take a higher value than the supply voltage, in contrast to high-bandwidth amplifier circuits. Also, for both type of amplifiers, the transfer function may contain deviations from the ideal characteristics.

Since these amplifiers do not meet the required specifications, the transfer function of an existing current amplifier circuit needs to be further improved. One possible way to do this is to extend the bandwidth.

The purpose of my thesis is to expand the bandwidth of the amplifier circuit intended for the measuring circuit using system identification and the inverse model derived from it. Because of the system identification, it is also possible to improve the transmission characteristics of the system within the bandwidth range, ensuring uniform transmission.

I first demonstrate the selected identification procedure in MATLAB simulation, with the help of an IIR-filter that models the amplifier circuit and includes overshoot and limited bandwidth. Finally, I test the system identification method on real measurement dataset.

1 Bevezetés

A Robert Boschnál egy olyan csapatban dolgozom, amely fejlesztés alatt álló gyorsulás és nyomás szenzorok validálásával foglalkozik. A tesztek között megtalálhatóak a PSI5 szabvány feltételeit ellenőrző tesztek, melyek között kiemelt figyelmet kap a fizikai réteg karakterizálása. A fizikai réteg sajátossága (melynek részleteit egy későbbi fejezetben kifejtem), hogy az elektronikus vezérlőegység (ECU – Electrical Control Unit) és a szenzor árammoduláció segítségével kommunikál egymással, a szinkronizáció pedig a feszültség szint változtatásával történik.

A kommunikáció fizikai rétegének validálásához olyan speciális igények kerültek megfogalmazásra, amelyek szükségessé teszik egy nagy sávzélességű árammérő áramkör megtervezését. A mérőelrendezés legkritikusabb feltétele, hogy a lehető legkisebb hibával mérjük a mérendő rendszer jeleit, ami különösen azért is nehéz, mivel [mA] tartományban történik a mérés.

A probléma elsősorban abból adódik, hogy a mérendő rendszer jeleit hibamentesen kellene mérni. A piacon is kapható, elektromágneses jelenségeken alapuló mérőeszközök (pl.: Hall-szenzor, lakatfogó, GMR-szenzor) sem sávzélességben, sem pedig felbontásban nem felelnek meg a mérési követelményeknek, emiatt elkerülhetetlen a kontaktuson alapuló mérés.

A piacon is kapható árammérő erősítő-áramkörök kifejezetten arra a célra lettek kifejlesztve, hogy minimális hibajel mellett képesek legyünk a mérendő rendszeren folyó áramok mérésére. Ezen áramkörök hatalmas hátránya azonban, hogy a sávzélességük korlátolt.

A fentiekből is következik, hogy egy ilyen árammérő rendszer megtervezése nem triviális feladat. Emiatt létrejött egy hardvertervezéssel foglalkozó csapat, akiknek kizárólagos feladata a fent említett áramkör megtervezése, felélesztése. Ez a csapat bízott meg engem azzal, hogy teszteljem, elméleti szinten lehetséges-e egy korlátolt sávzélességű árammérő erősítő-áramkör sávzélességének kiterjesztése, további áramköri elemek beépítése nélkül, digitális jelfeldolgozó eljárások alkalmazásával. A feladatom célja, hogy amennyiben lehetséges a sávzélesség-kiterjesztés, úgy valósítsam meg ezt a rendszert és mérésekkel támasszam alá a működését.

Ehhez időtartománybeli inverz-rendszeridentifikációt fogok alkalmazni, azon belül is LMS-alapú eljárással fogom az inverz-szűrő súlyait meghatározni. A bemeneti- és a kimeneti adatok alapján lehetőségem nyílik egy olyan rendszert identifikálni, amelynek a paramétereit tetszésem szerint módosíthatom.

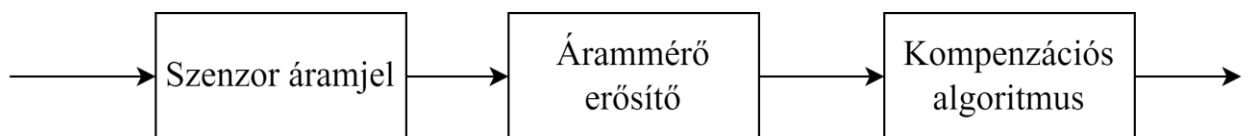
Az identifikált szűrőt később egy digitális jelfeldolgozó eljárásokat futtatni képes NI típusú oszcilloszkópba integrálva lehetőség nyílik arra, hogy a mérési elrendezésemen teszteljem a rendszer működését.

1.1 Technikai felépítés

A végső megvalósítás célja egy olyan beágyazott rendszer létrehozása, amely képes önállóan, segédprogramok nélkül működni. Egyúttal képesnek kell lennie önkalibráció végrehajtására. Ennek érdekében beépítésre kerül egy belső plusz áramkör, amelynek segítségével a rendszer képes lesz önmagát kalibrálni, külső eszközök és szoftverek nélkül.

A megvalósítandó árammérő rendszer leegyszerűsített felépítését mutatja be az 1.1. ábra. A végső megvalósításban kétféle üzemmódot különböztetünk meg:

- 1. Identifikációs fázis:** A rendszer önkalibrációt végez, amelynek során próbajelek segítségével beállítja a digitális szűrő modelljének a paramétereit belső referenciamodell segítségével.
- 2. Működési fázis:** A rendszer a kompenzációs algoritmust használva kiterjeszti a sáv szélességet és a sáváteresztő tartományon egyenletes átvitelt biztosít.



1.1. ábra: Árammérő elrendezés sematikus blokkvázlata

Az identifikációs fázis során a mérőrendszernek önmagának kell meghatároznia a mérési elrendezés inverz-modelljét, aminek segítségével kiterjeszthetjük a sáv szélességet és garantálhatjuk az egyenletes átvitelt. Ehhez LMS-algoritmuson alapuló inverz-rendszeridentifikációt alkalmazok, amely képes ezt megvalósítani, anélkül, hogy szükség lenne külső beavatkozásra. Emiatt implementálásra kerül egy belső referenciamodell, ami alapján a mérőrendszer képes önmagát kalibrálni.

Az identifikációs fázishoz szükséges elemek megvalósításáról az 5. fejezetben fogok kitérni részletesen.

1.2 A dolgozat felépítése

A dolgozatomban bemutatásra kerül a validálandó PSI5 kommunikációs protokoll fizikai rétege; a validáláshoz használandó mérőelrendezés, kitérve az áramméréshez használható eszközökre. Ismertetem a feladatomhoz kapott mérőáramkört, kiemelve azokat a paramétereit, amelyek a feladatom szempontjából fontosak.

Ezek után az átviteli karakterisztika kompenzációs módszereit ismertetem két részre bontva: Az első részben a sáv szélesség-kiterjesztést, a második részben pedig az áteresztő tartományon belüli javítási lehetőségeket mutatom be.

Mivel a megvalósítás során rendszeridentifikációs eljárást alkalmazok, ezért bemutatom a state-of-the-art rendszeridentifikációs eljárásokat, kitérve az idő- és frekvenciatartománybeli módszerekre, illetve a hiba optimalizálásra.

A digitális szűrő súlyait LMS-algoritmus segítségével identifikálom. Először MATLAB környezetben hajtok végre szimulált méréseket, hogy ideális környezetben ellenőrizhessem a választott módszer hatékonyságát, illetve ezáltal előre kitapasztalhassam a szükséges paraméter-beállításokat.

A szimulációs méréseket követően összeállítom a mérendő rendszert szimuláló mérési elrendezést, majd pedig a kialakított rendszeren méréseket végzek, ezáltal gyűjtve bemenő- és kimenő adatokat az identifikációhoz. Mivel a mérési elrendezés hibákat tartalmazhat, emiatt kalibrációs méréseket is végrehajtok, hogy a számításokhoz a felhasznált eszközök paramétereit minél pontosabbak legyenek.

A begyűjtött adatokat felhasználva újabb identifikációt hajtok végre, így lehetőség nyílik arra, hogy az identifikált inverz modellt tesztelhessem a mérési elrendezésen.

2 Fizikai réteg validálása

Adat kommunikáció esetén a kommunikáció rétegei jól definiálhatóak és körülhatárolhatóak. A legalacsonyabb réteg a fizikai réteg, ahol az információ fizikai közegen keresztül vihető át. Ennek a rétegnek a validálása függ az átvitel során változtatott fizikai tulajdonságoktól, mivel korántsem mindegy, hogy az információ milyen formában kerül átvitelre.

2.1 PSI5

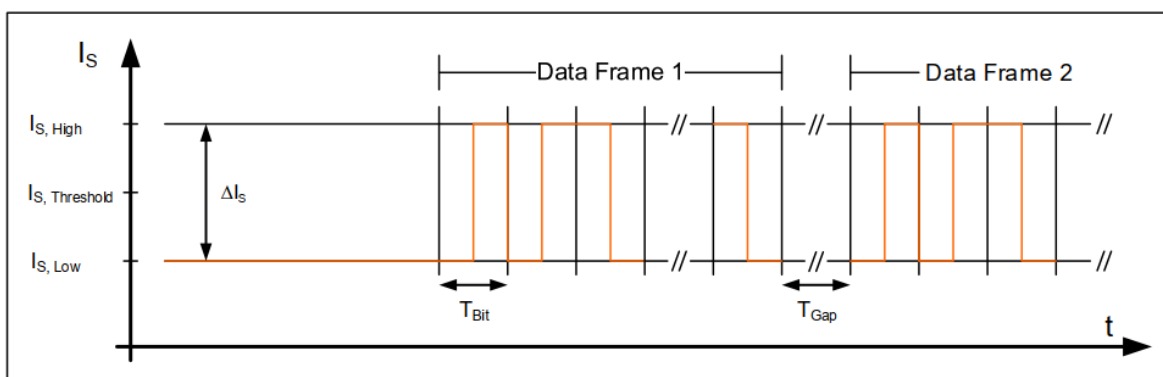
A PSI5 egy autóiipari szenzorok számára készült nyílt szabvány, ami egy rugalmas, megbízható kommunikációt biztosít (elsősorban) légzsák szenzorok (slave) és a központi vezérlőegység (ECU) között. Mindezt úgy, hogy az anyagköltségeket minimalizálja, mivel mindössze két vezeték szükséges a Manchester kódolt, árammodulált jel átviteléhez.

A szabvány egyik nagy előnye, hogy a csavart érpár és a modulált áramnak köszönhetően EMC-vel szemben robusztus. Ezen túl a szenzor és az ECU képes kétirányú, szinkronizált kommunikációra is.¹

2.1.1 Fizikai réteg jellemzői

A szenzorok csupán két kábel segítségével kapcsolódnak az ECU-hoz, így mind a tápellátás, mind pedig a kommunikáció ezen a vezetékpáron történik. Az ECU biztosítja a szabályozott feszültséget a szenzor(ok) számára, illetve olvassa a szenzor által küldött adatokat. A szenzor (szinkronizált adatkommunikációt feltételezve) a feszültség szint alapján tudja detektálni egy adatküldési ciklus kezdetét. Ezt az ECU egy rövid, magas szintű feszültségpulzussal jelzi a szenzor felé. A szenzor a pulzus detektálását követően a belső órajele alapján előállítja árammoduláció segítségével a küldendő adatot. Ez a gyakorlatban azt jelenti, hogy a szenzor alapfogyasztása jelöli a logikai 0-t ($I_{s, Low}$), míg a logikai 1-et ($I_{s, High}$) egy, a szenzorban lévő plusz nyelő bekapcsolásával tudja előállítani. Ezeket a jelszinteket mutatja be a 2.1. ábra.

¹ Mivel jelen dolgozathoz nem szükséges az adatkapcsolati réteg ismertetése, ezért az adatsomagok felépítésére nem térek ki külön.



2.1. ábra: Bit kódolás és adat keret időzítés az ECU felé PS15 protokoll esetén

A fizikai réteg fontosabb (szabvány szerinti) specifikációja a 2.1. táblázatban található:

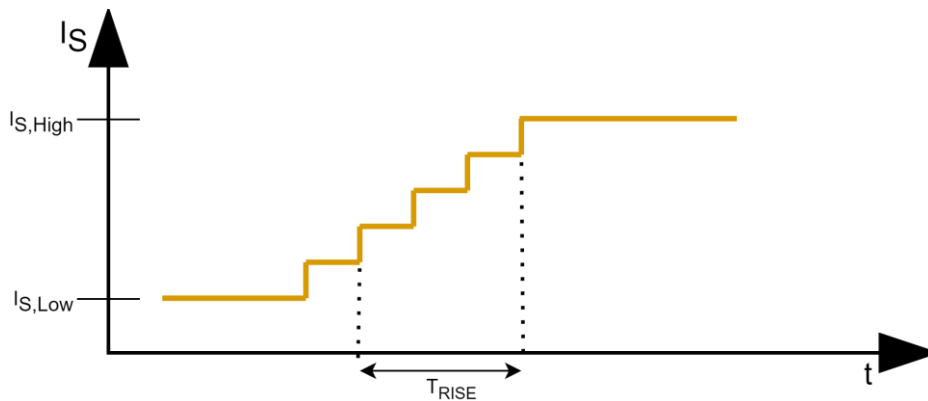
| Paraméter | Jelölés | Megjegyzés | Min | Nominális | Max |
|-----------------------------|---------------------|----------------------------|------|-----------|-----|
| Bitidő [μs] | T _{Bit} | @125 kbps | 7,6 | 8,0 | 8,4 |
| | | @189 kbps | 5,0 | 5,3 | 5,6 |
| Rész idő [%] | T _{Gap} | @125 kbps | 8,4 | - | - |
| | | @189 kbps | 5,6 | - | - |
| Felfutó él meredeksége [μs] | T _{RISE} | 20%...80% @ΔI _S | 0,33 | - | 1,0 |
| Lefutó él meredeksége [μs] | T _{FALL} | 20%...80% @ΔI _S | 0,33 | - | 1,0 |
| Nyugalmi áram [mA] | I _{S, LOW} | - | 4 | - | 35 |
| Áramnyelés [mA] | ΔI _S | - | 11 | 26 | 30 |

2.1. táblázat: PS15 protokoll fizikai rétegének néhány fontosabb specifikációja

A validálás célja, hogy mind a szenzor, mind pedig az ECU oldaláról ellenőrizzük a fizikai réteg specifikációjának teljesülését.² Első ránézésre talán nem látszik, de a nagy felbontás nem a logikai 0-k és 1-k mérése miatt szükséges, mivel a maximum 189 kbps maximális adatátviteli sebesség nem teszi indokolttá több MHz-es mérőáramkör tervezését. A legnagyobb problémát a felfutó- és lefutó élek mérése jelenti, mivel körülbelül 25 mA-nyi változást kell megmérni maximum 1 μs alatt úgy, hogy a

² A dolgozat szempontjából az ECU oldali validálás lényegtelen, így nem kerül ismertetésre.

jelszintváltozásokat is nyomon kell követni. A jelszint változást sematikus a 2.2. ábra mutatja be.

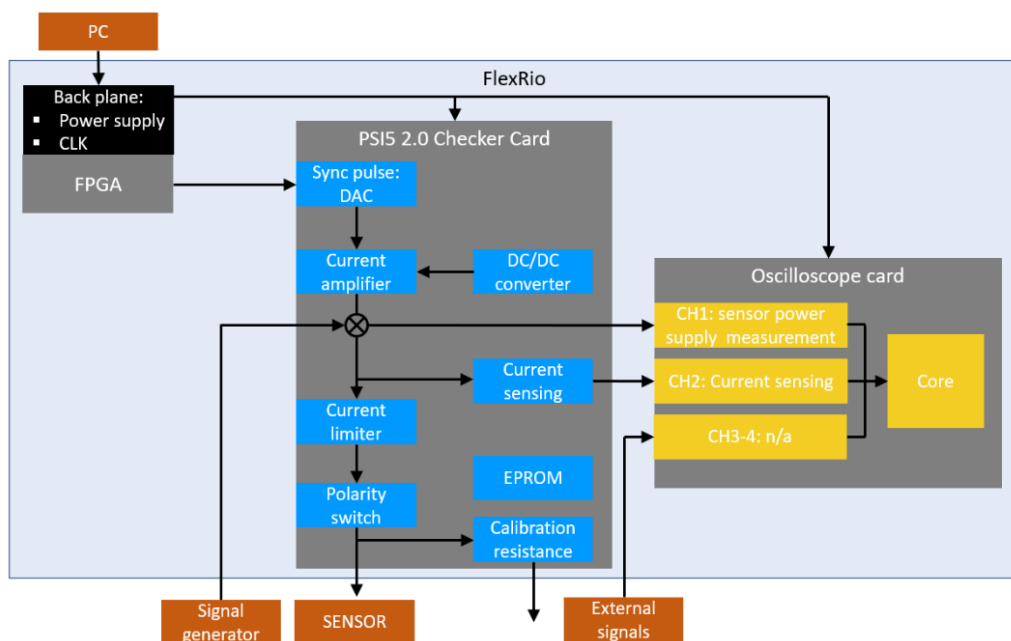


2.2. ábra: Áram jelszintváltozásának sematikus ábrázolása

Mivel egy lépcső ideje a fentiek alapján [ns] nagyságrendű, emiatt indokolt a legalább 100 MHz sávszélességű mérőáramkör, amelynek segítségével megjeleníthető a jel lépcsőszerű megváltozása.

2.2 PSI5 Checker ismertetése

Mivel több mérési funkció is definiálva lett (2.1. táblázat), ezért a mérésekre szolgáló rendszert egy egyedi tervezésű nyomtatott huzalozású lemezen valósítanak meg a kollégák. Ezt PSI5 Checker card v2.0 (továbbiakban: Checker) névre keresztelték, mivel egy már meglévő mérőrendszer újgenerációs változatáról van szó.



2.3. ábra: A mérőrendszer blokkvázlata

A kártyán jól észrevehetően helyezkedik el a dolgozatomban központi pontjában álló árammérő rendszer, ezt a Current sensing blokk jelöli. Az árammérő áramkör kimenetéről tudjuk, hogy feszültség dimenziójú lesz, így ezt a kimenetet egy digitális oszcilloszkóp csatornájára rá tudjuk majd csatlakoztatni. A feladatra egy PXIe-5172 típusú [1] National Instruments (NI) által forgalmazott oszcilloszkópot használunk.

Az oszcilloszkóp egyik nagy előnye, hogy található benne egy, a felhasználó által programozható Xilinx-típusú FPGA [2], amelynek segítségével lehetőség adódik plusz funkciók implementálására, így a host-számítógép oldaláról már az előre feldolgozott adatot tudjuk kiolvasni.

A tematikus blokkvázlaton megtalálható még egy fontos komponens, ugyancsak az NI által forgalmazott FlexRio elnevezésű FPGA-kártya. A kártya feladata, hogy emulálja az ECU működését, és a szabvány szerinti szinkron pulzusokat kiadja a szenzor felé. Ez a funkció azért FPGA-n kerül megvalósításra, mivel így lehetőség nyílik arra, hogy a szabvány szerinti szinkronpulzusokon felül a felhasználó is leírassa a szinkronpulzus karakterisztikáját, ezáltal még részletesebb tesztek lehet végrehajtani a szenzor működésével kapcsolatban.

Jelen dolgozatban a Checker kártyán megtalálható Current sensing blokkra koncentrálok, pontosabban annak elvi megvalósításának egyik lehetőségére. Az Árammérés menete című fejezetben külön kitérek arra, hogy milyen lehetőségek vannak egy áramkörben történő árammérésre, és milyen megfontolások alapján kerültek kiválasztásra az áramkörök.

2.2.1 Árammérés menete

Árammérése kétféle eljárás létezik [3] [4]:

1. Elektromágneses jelenségeken,
2. Klasszikus Ohm-törvényen alapuló árammérés

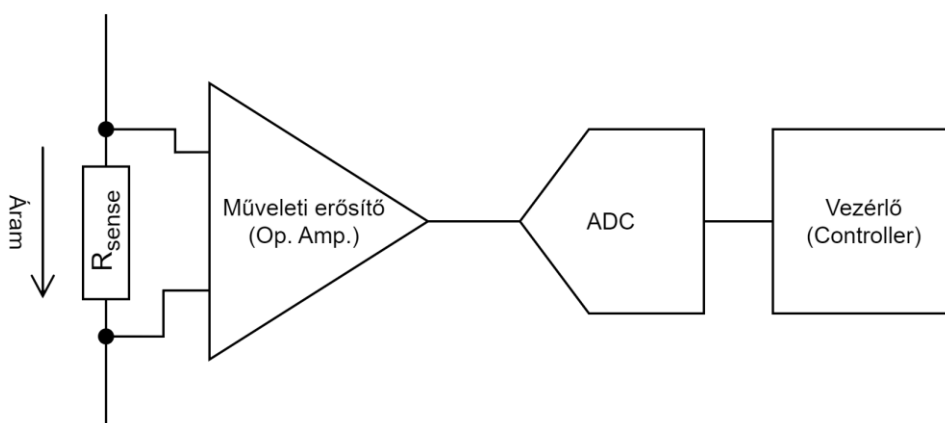
Ahogy a nevéből is következtethetünk rá, az elektromágneses jelenségeken alapuló szenzorok elektromágneses tér által mérik az áramot, ezáltal nincs szükség az áramkör megszakítására. A klasszikus Ohm-törvényen alapuló árammérők egy közbelső mérőellenállás beiktatásán keresztül mérik az átfolyó áram mértékét Ohm-törvénye alapján.

Elektromágneses szenzorok egyik csoportja közvetlenül az elektromágneses teret mérik. Ezek működési elve, hogy az áram által létrehozott elektromágneses teret egy erre a célra kialakított áramkörrel érzékeljük (például Hall-szenzorral [4]), majd a mért jelből visszaszámítjuk az áram mértékét.

A mérőáramkört azonban felületszerelt alkatrészek és nyomtatott huzalozások alkotják, emiatt nem lehetséges például lakatfogó használata az árammérésre. Erre jó megoldás lehet a felületszerelt (SMD – Surface Mounted Device) árammérő szenzorok. Az Allegro Micro-nál kapható legkisebb érzékenységgű GMR-alapú ACS70331 szenzor zaja 8 mA 1 MHz sáv szélesség mellett. [5] Könnyen megállapítható, hogy amikor 6 mA jelenti a logikai 0-t, akkor azzal egyenértékű zaj nem elfogadható.

Az elektromágneses jelenségeket felhasználó árammérők másik nagy csoportja az elektromágneses tér megváltozását mérik, ezáltal konstans jelek mérésére nem használhatóak. Ilyen eszköz például az áramváltó transzformátor. [4]

A leggyakoribb árammérésre használt módszer, hogy egy alacsony értékű, nagy precizitású, úgynevezett sönt ellenállást (R_{sense}) helyeznek az áram útjába (2.4. ábra). Az ellenállás lábai között Ohm-törvénye értelmében a feszültségesés arányos a rajta átfolyó árammal, így egy műveleti erősítővel felerősítve a feszültségesést képesek vagyunk mérni a sönt ellenálláson folyó áram nagyságát. Mivel az ellenállás alacsony értékű – annak érdekében, hogy a mérendő áram nagyságát kis mértékben befolyásolja – emiatt a feszültségesés mértékét fel kell erősíteni.

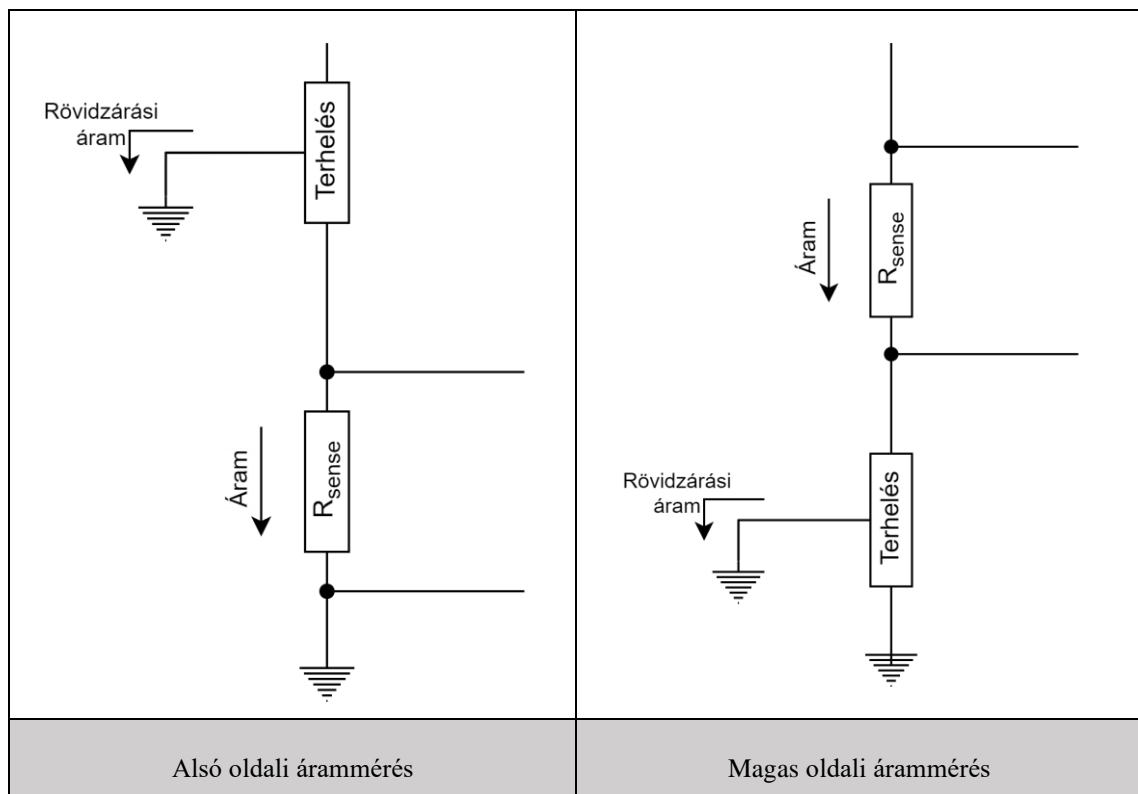


2.4. ábra: Árammérés elvi vázlata sönt ellenállással

Attól függően, hogy a sönt ellenállást hova helyezzük el, beszélhetünk alsó-, illetve felső oldali árammérésről (2.5. ábra). Alsó oldali árammérés esetén a sönt ellenállás az aktív terhelés és a föld között helyezkedik el, ezáltal a mérendő feszültség

csupán néhány [mV]-al magasabb a földpotenciáltól. Ennek köszönhetően nincs szükség a közös módus elnyomására az erősítőben [6], illetve a kivitelezés is egyszerűbb és olcsóbb. Hátránya az elrendezésnek, hogy a terhelés feszültsége viszont nem a földpotenciálhoz van viszonyítva, az eltolás értéke függ az R_{sense} ellenálláson átfolyó áram mértékétől. Amennyiben rövidzár található a mérőelrendezésben, úgy a terhelés és a föld között nem érzékelhető áram. Nagy áramok esetén a földpotenciál eltérő lehet az egyes eszközök föld pontjaitól, ami hibát vihet a mérésbe. [6]

Felső oldali árammérés esetén a sönt ellenállás az aktív terhelés és a tápegység között helyezkedik el, aminek köszönhetően kiküszöbölésre kerülnek az alsó oldali árammérés hibái. Tehát a terhelés és a föld közötti rövidzárási áramot képes detektálni, illetve mivel nem földhöz viszonyított a mérés, ezért a földön létrejövő feszültség különbségek nem befolyásolják az eredményt. Ezen elrendezés hátránya, hogy az ellenállás lábai között eső feszültség mértéke megnő a földpotenciálhoz képest, emiatt pedig a műveleti erősítő közös elnyomási tényezőjének nagyoknak kell lennie. [6]



2.5. ábra: Alsó- és magas oldali árammérés

2.3 Árammérő erősítők

Láthattuk, hogy árammérés esetén a legelterjedtebb alkalmazási technika az áramútba történő sönt ellenállás beiktatásával történik. A 2.4. ábra ennek mutatja be az

elvi elrendezését, ahol tehát egy műveleti erősítő segítségével tudunk kis feszültségváltozásokat is mérni.

Ezeknek a mérőelrendezéseknek egy korlátot jelent azonban, hogy a műveleti erősítő bemenetein mérhető közös módusú feszültség szigorúan a műveleti erősítő tápfeszültségének értéke alatt kell legyen. [7] Amennyiben ez a feltétel teljesül, úgy képesek vagyunk a bemenő jel felerősítésére.

A 2.2. táblázatban összegyűjtöttem néhány cég által forgalmazott műveleti erősítőt, feltüntetve a számunkra legfontosabb értékeket:

1. A műveleti erősítő működési tartományát (tehát a tápfeszültsége),
2. a műveleti erősítő erősítését adott frekvencián,
3. és a műveleti erősítő sávszélességét.

| TÍPUS | Gyártó | Tápfeszültség [V] | Erősítés [dB] (@1 MHz) | Sávszélesség [MHz] |
|----------------|---------------------|-------------------|------------------------|--------------------|
| AD8065 | Analog Devices | 5-24 | 20 | 145 |
| - | Maxim Integrated | - | - | - |
| - | ST Microelectronics | - | - | - |
| LMH6624 | Texas Instruments | 5-12 | 81 | 1500 |

2.2. táblázat: Különböző cégek műveleti erősítőinek összehasonlítása

A műveleti erősítők fontos paramétere az erősítés mértéke, amely azonban egy frekvenciafüggő mennyiség. Az összehasonlíthatóság kedvéért csak olyan műveleti erősítőket tüntettem fel, amelyek megfelelnek a sávszélességre vonatkozó követelményeknek (>100 MHz) és az erősítés mértékét 100 MHz-es frekvencián néztem. Ahol nem tüntettem fel értéket, ott nincs a követelményeknek megfelelő eszköz.

A piacon azonban lehetőség van kifejezetten árammérésre szolgáló erősítő áramkörök megvételére is. Ezeknek az áramköröknek jellegzetes tulajdonsága, hogy a közös módusú feszültség értéke kívül eshet a tápfeszültségen, ennek azonban az az ára, hogy ezek az erősítők legfeljebb [MHz]-es tartományban képesek mérni. A 2.3. táblázat az előbb felsorolt gyártóknál kapható, legnagyobb sávszélességű, egyirányú, analóg

árammérő erősítőket tartalmazza. Összehasonlítva a paramétereiket láthatjuk, hogy a legjobb típus sávszélessége sem haladja meg a 1,8 MHz-et!³

| TÍPUS | Gyártó | Maximális terhelés [mA] | Maximális Erősítés [V/V] | Sávszélesség [MHz] |
|------------------|---------------------|-------------------------|--------------------------|--------------------|
| ADM4073H | Analog Devices | 20 | 100 | 1,8 |
| MAX40016 | Maxim Integrated | 300 | 1,5 | 1 |
| TSC200 | ST Microelectronics | 5 | 20 | 1 |
| INA293-Q1 | Texas Instruments | 10 | 500 | 1,3 |

2.3. táblázat: Különböző cégek árammérő erősítőinek összehasonlítása

2.3.1 Fejlesztési ötlet

A hardveres csapat ötlete ennek a kétféle erősítőnek a fúziójából, és a hozzám rendelt feladat ötvözéséből adódik. Szeretnének olyan árammérő erősítőt létrehozni, amely nagyobb sávszélességen képes mérni, mint a most piacon kapható árammérő erősítő áramkörök. Mivel azonban nem tudják előre garantálni, hogy az eszköz sávszélessége megfelel majd az előírt >100 MHz követelménynek, ezért szükséges annak előzetes felmérése, hogy további sávszélesség-kiterjesztés lehetséges-e anélkül, hogy a hardveres terveken módosítani kelljen.

Mivel ez az áramkör egyelőre fejlesztési szakaszban van, és még nem létezik olyan példány, amin méréseket lehetne végezni, ezért az algoritmusok előzetes tesztjeit egy másik áramkörtön végeztem. Működését tekintve a tervezés alatt álló áramkör az árammérő erősítőkhöz áll a legközelebb, ezért úgy döntöttem, hogy a feladatom szempontjából az a legjobb, ha egy meglévő árammérő erősítőt kiválasztva próbálom meg a rendszer sávszélességét kiterjeszteni, úgy, hogy az adatlap szerinti sáváteresztési tartományban ne rontsam – ha lehet, akkor javítsam – az átviteli karakterisztikát. A kiválasztott árammérő erősítő főbb tulajdonságai a 2.4. táblázatban láthatóak.

³ Ennek okaira nem térek ki részletesen, elsősorban ez az ára annak, hogy a közös módus nagyobb lehet a tápfeszültségnél.

| | |
|--|-----------|
| Típus | INA281A4 |
| Sávszélesség [MHz] | 1,3 |
| Erősítés [V/V] | 200 |
| Maximális terhelés [mA] | 150 |
| Közös módusú feszültség tartománya [V] | (-4, 110) |
| Feszültség zaj sűrűség [nV/$\sqrt{\text{Hz}}$] | 50 |
| R_{sense} [Ω] | 0,5 |

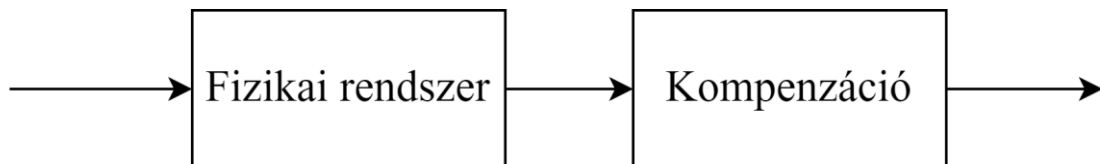
2.4. táblázat: Texas Instruments INA281A4 főbb tulajdonságai

Mivel az eljárásnak rendszerfüggetlennek kell lennie, ezért élek azzal a hipotézissel, hogy amennyiben a meglévő rendszeren sikeres lesz az eljárás, úgy működésében hasonló rendszereken is működni kell majd.

3 Átviteli karakterisztika kompenzálásának módszerei

Egy rendszer sávszélességének kiterjesztéséhez nem elegendő a meglévő rendszer sávszélességét kiterjesztő módszereket alkalmazni, mivel figyelni kell arra is, hogy az eredeti sáváteresztő tartományban az átvitel értéke ne változzon, sőt, amennyiben a sáváteresztő tartományban az átvitel nem egységes, úgy javítsunk is rajta. Ebből adódóan az átviteli karakterisztika kompenzálást két részre lehet szétbontani, amely feladatokra az ismert megoldásokat egy-egy alfejezetben ismertetem.

Mindegyik megoldás esetén elmondható, hogy a 3.1. ábra alapján történik a megvalósítás, ahol a kompenzáló tag feladata a kívánt alkalmazás megvalósítása. Látni fogjuk, hogy ez nem feltétlen jelent hardveres illesztést, akár szoftveresen is lehetséges.



3.1. ábra: Nyílt hurkú szabályozási rendszer elvi rajza

3.1 Sávszélesség-kiterjesztés

Sávszélesség-kiterjesztés esetén a célunk nem más, mint a sáváteresztő tartomány kiterjesztése úgy, hogy a törésponti frekvencia értékét növeljük. Erre egy jól ismert megoldás, ha a rendszer átviteli karakterisztikája alapján ismerjük a rendszer pólusait és zérusait és azokat a pólusokat, melyek a legközelebb vannak az origóhoz egy PID-rendszer segítségével „töröljük” [8]. A módszerből adódik azonban, hogy ahhoz, hogy tudjuk mely pólusokat, illetve zérusokat kell kompenzálni, elengedhetetlen a rendszer átviteli karakterisztikájának pontos ismerete.⁴

Egy másik lehetséges eljárást a videó- és hangtechnikában alkalmazzák, ahol nagyobb sávszélességre van szükség, mint amit az egyes alkatrészek biztosítani tudnak. Ez az eljárás az elosztott erősítők módszere, amelynek alapjait Percyval fektette le. [9] Forradalmi gondolata az volt, hogy az aktív eszközök bemeneteit és kimeneteit

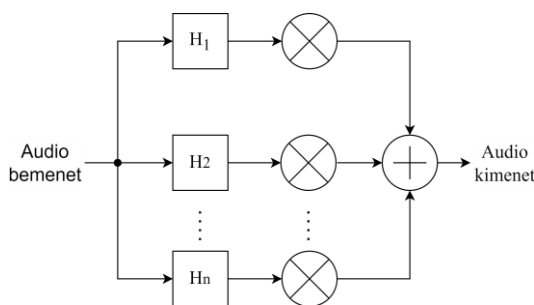
⁴ Amennyiben hatékony megoldást szeretnénk. Lehetőség van trial-and-error alapú megvalósításra is, azonban ez egy jelentősen időigényesebb folyamat.

induktivitásokkal elválasztva, felhasználva azok parazita kapacitásait, aluláteresztő létra struktúrát hozott létre mind az erősítő bemenetén, mind a kimenetén. [9]

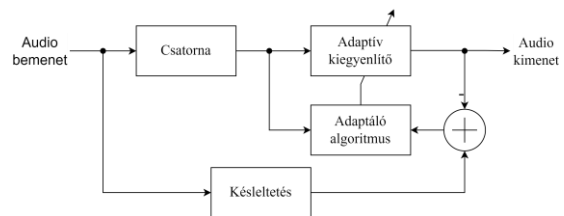
3.2 Egyenletes átvitel biztosítása

Az egyenletes átvitel biztosítása a sáváteresztő tartományban azt jelenti, hogy a rendszer erősítése a törésponti frekvenciáig konstans. [10] A valóságban az átvitel erősítése nem feltétlenül egyenletes, könnyen előfordulhatnak túl-, illetve alálövések. Ez a jelenség leginkább a törésponti frekvencia közelében fordulhat elő.

Mivel nincsen kihatásunk a rendszer viselkedésére, ezért a rendszer átviteli karakterisztikáját se tudjuk közvetlenül befolyásolni. Hasonló probléma például a hangtechnikában és a telekommunikációban is létezik, hiszen ott biztosítani kell a bemenet és a kimenet között egy olyan egyenletes átvitelt, amely a csatorna egyenetlen átvitelét kompenzálja. Előbbi esetén találták ki a hang-kiegyenlítést, amelynek célja, hogy a különböző frekvenciájú komponenseknek egyenlő erősítést biztosít. Utóbbira pedig az adaptív kiegyenlítőket, ami egy lineáris szűrőt használ a jelfeldolgozáshoz. A szűrő súlyait a bejövő adat függvényében változtatja, úgy, hogy a négyzetes hiba a lehető legkisebb legyen.



Hang-kiegyenlítő



Adaptív kiegyenlítő

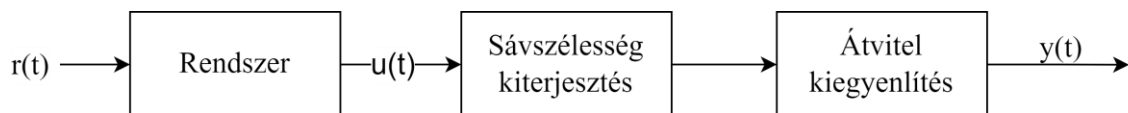
3.2. ábra: Hang-kiegyenlítő és adaptív kiegyenlítő blokkvázlata

A hang-kiegyenlítő technikailag többféle, különböző karakterisztikájú szűrőt alkalmaz párhuzamosan a jelre, majd ezek eredményeit összegzi. Ez elsősorban szoftveresen kerül megvalósításra. Az adaptív kiegyenlítő egyetlen digitális szűrőt használ, aminek súlyait képes változtatni az aktuális állapot függvényében. Az adaptálódó jellegből fakadóan ez kizárólag szoftveresen kerül megvalósításra.

3.3 Kombinált eljárás

A sávzélesség kiterjesztésekor használt PID-szűrő egyik nagy problémája, hogy nem garantálja az egyenletes átvitelt a sáváteresztő tartományban. A kiegyenlítő pedig a bemenő jel függvényében szűrnék, ezáltal egy általános megoldást adva a problémára, nem garantálják a sávzélesség kiterjesztését.

Mind a sávzélesség-kiterjesztésnél, mind pedig az egyenletes átvitel biztosításánál az átviteli függvényt utólag kompenzáljuk olyan módon, hogy az így kaszkádosított rendszer kimenete megfeleljen az előírtaknak. A megvalósítandó rendszerrel olyan eljárásra volna szükség, amely sikeresen kiegyenlíti a sáváteresztő tartományban a jelet, olyan módon, hogy a mérőrendszer sáváteresztő tartományán túl még az átviteli karakterisztika sávzélességét is kompenzálja. Ezt az elvárt működést a 3.3. ábra blokkdiagramja mutatja be.

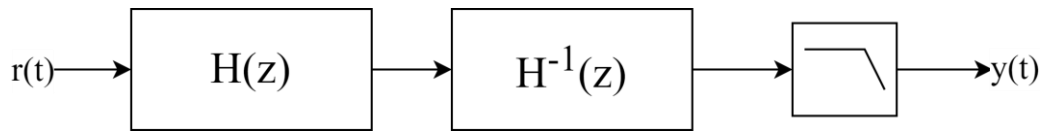


3.3. ábra: A létrehozni kívánt rendszer blokkdiagramja

Adott tehát a mérőrendszer kimenő adata ($u(t)$), amelyről tudjuk, hogy egy sávkorlátozott jel. Szeretnénk létrehozni egy olyan szűrőt, amely:

1. Képes $u(t)$ jelet a törésponti frekvencián túl is felerősíteni úgy, hogy a bemenő jel sávzélességét kiterjesztjük,
2. úgy, hogy a kiterjesztett sávzélességen az átvitel egyenletes legyen.
3. A rendszer saját magát kalibrálja, külső beavatkozás nélkül,
4. ezért biztosítani kell, hogy a szűrő képes legyen adaptálódni.

Ha ismernénk a rendszer átviteli karakterisztikáját, és a rendszer átvitelének létezik inverze, akkor a két átvitelt kaszkádosítva visszakaphatjuk a rendszer bemenő jelét. [11] [12] A kaszkádosított rendszer kimenetére egy aluláteresztő szűrőt kapcsolva, amely a kívánt frekvencia tartományban megszüri a jelet (ezzel biztosítva a sávzélesség-kiterjesztést), megkaphatjuk a 3.3. ábra $y(t)$ jelét, amely megegyezik a 3.4. ábra $y(t)$ kimenetével.



3.4. ábra: Kaszkádosított mérőrendszer elvi blokkvázlata

A fenti ábra jól ábrázolja tehát azt, hogy elméleti szinten milyen funkciókat kell megvalósítania a mérőrendszernek. Annak érdekében, hogy elérjük az egyenletes átvitelt, szükséges a rendszer inverze, hiszen ekkor a teljes rendszer átvitele konstans.

Ezután, mivel számunkra az a cél, hogy csak az új sáv szélességig erősítsünk, szükséges egy aluláteresztő szűrő, amely tehát biztosítja azt, hogy a megvalósított rendszer sávkorlátja megegyezzen a kívánt sávkorlattal.

Az előírt feltételekre kiváló alkalmazás lehet a rendszeridentifikációs eljárás, azon belül is az inverz-rendszeridentifikációs eljárás. A módszer lényege, hogy az identifikálandó rendszer (inverz-)modelljét meghatározzuk valamilyen előre kiválasztott algoritmus segítségével.

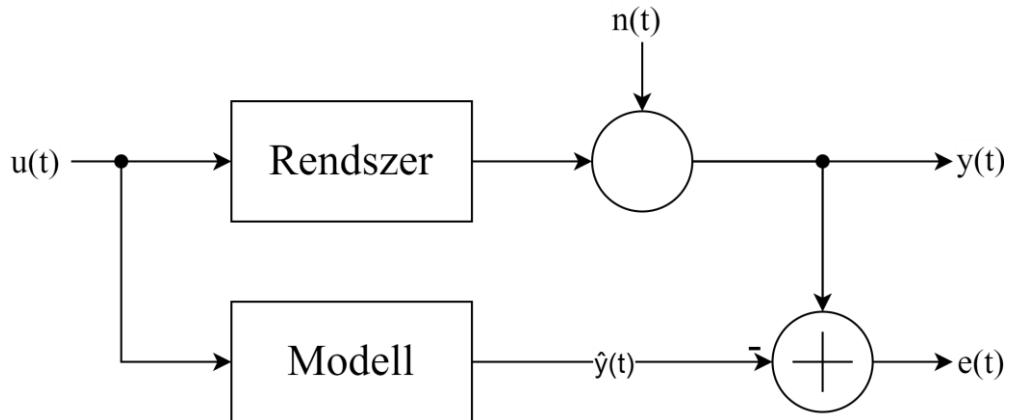
Az eljárás előnye, hogy mind az átviteli függvény inverze, mind pedig az aluláteresztő tulajdonság megvalósítható egyszerre, nem szükséges azokat külön identifikálni.

Számtalan identifikációs módszer létezik, ezek közül kell tehát kiválasztani a számunkra legideálisabbat.

4 Rendszeridentifikációs eljárások

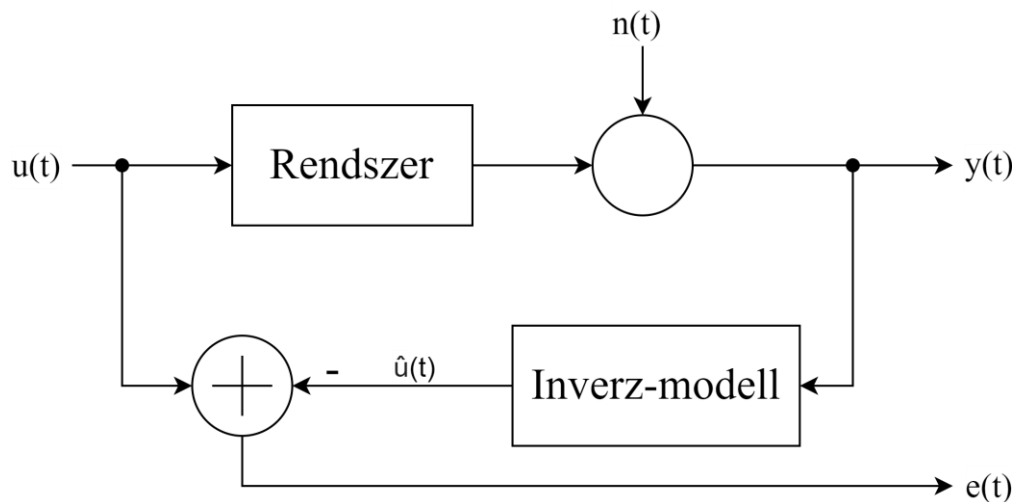
Az identifikációhoz Ljung az alábbi megfogalmazást adja [11]: Az identifikáció nem más, mint megtalálni a legjobb modellt (egy modell-halmazból) az összegyűjtött adatok segítségével, amely leírja a kapcsolatot a mért adatok között.

A rendszeridentifikáció lényege, hogy bemeneti- és kimeneti adatok alapján algoritmusok segítségével megpróbáljuk a legjobban közelíteni a mért rendszer átviteli karakterisztikáját. [13] Ezt mutatja be a 4.1. ábra, ahol a rendszer bemenőjele megegyezik a modell bemenő jelével is ($u(t)$). A modell kimenete egy becsült jel ($\hat{y}(t)$). A rendszer zajjal ($n(t)$) terhelt kimenete ($y(t)$) és a becsült kimenet különbsége fogja megadni a hibajelét ($e(t)$), aminek segítségével fejleszthetjük a modellünket.



4.1. ábra: Rendszeridentifikációs eljárás blokkvázlata

Inverz-rendszeridentifikáció esetén az inverz-modell meghatározására törekszünk. Ekkor a cél, hogy az inverz-modell kimenete ($\hat{u}(t)$) a legjobb mértékben megegyezzen $u(t)$ -vel. A 4.1. ábra blokkvázlata tehát az alábbiak szerint módosul:



4.2. ábra: Inverz-rendszeridentifikáció blokkvázlata

A modell és inverz-modell meghatározására (továbbiakban: identifikáció) bármilyen rendszerleírást használhatunk, amelyet képesek vagyunk matematikai modell segítségével kiszámítani. Attól függően, hogy a modell paramétereinek számítása milyen környezetben történik, beszélhetünk online vagy pedig offline identifikációról.

Online identifikáció esetén a paraméterszámítás azonnal megtörténik, amikor új adat áll rendelkezésre. Ez a gyakorlatban annyit jelent, hogy az identifikáció a rendszer használata közben zajlik, ezáltal pedig az identifikáláshoz felhasználható adat azonnal rendelkezésre áll a modell alkotáshoz. [14] [15] [12]

Offline identifikáció során a paraméterszámításhoz rendelkezésre állnak a bemenő és kimenő adatok, így a rendszertől függetlenül is képesek vagyunk az identifikálásra. Ennek köszönhetően nem kell új adatok beérkezésére várni, valamint lehetőség van számításigényes műveletek végrehajtására is. Cserébe az identifikáció egy korlátozott adathalmazon történik. [14] [15] [12]

4.1 Időtartománybeli rendszeridentifikáció

Az időtartománybeli modellezésre számos technikát találtak ki az elmúlt évtizedekben. Ahogy a korábbi ábrákon is láthattuk, feltételeztük, hogy a rendszernek van egy bemenő jele, egy kimenő jele és egyéb, köztes jelei. Ezeket intuitív módon mind időfüggő jelekként ábrázoltam, hiszen az adatok gyűjtése általában időtartományban történik.

Amennyiben tehát a bemenő és kimenő jel között fel tudunk írni egy matematikai kapcsolatot, úgy lehetőség adódik a rendszer identifikációjára. [11] Feltételezve, hogy a

rendszer lineáris, időinvariáns, a különböző időtartománybeli modellalkotás attól függ, hogy (4.1) szerint milyen módszerrel próbáljuk meg $G(q, \theta)$ -t és $H(q, \theta)$ -t meghatározni.

$$y(t) = G(q, \theta)u(t) + H(q, \theta)e(t) \quad (4.1)$$

4.1.1 Átviteli függvény alapú modellek

Lineáris, időinvariáns rendszert feltételezve, ahol nincs semmilyen ismeretünk a rendszerről, a modellalkotás az alábbi polinomiális egyenletek felhasználásával valósulhat meg [11]:

$$A(q)y(t) = \frac{B(q)}{F(q)}u(t) + \frac{C(q)}{D(q)}e(t) \quad (4.2)$$

Attól függően, hogy az öt polinom közül (A, B, C, D, F) melyiket kívánjuk használni⁵, különböző időtartománybeli identifikációt tudunk végrehajtani. A 4.1. táblázat tartalmazza a leggyakoribb SISO (egy bemenet, egy kimenet, Single Input-Single Output) modelleknél használatos modell struktúrákat.

| Használt polinomok (4.2) alapján | Modell-struktúra neve |
|-------------------------------------|--|
| B | FIR (Véges impulzusválaszú, Finite impulse response) |
| A, B | ARX |
| A, B, C | ARMAX |
| B, F | OE (Output error) |
| B, F, C, D | BJ (Box-Jenkins) |

4.1. táblázat: Nevezetesebb modell-struktúrák SISO rendszerek esetén

Ljung felhívja rá a figyelmet [11], hogy a FIR-modell két fontos előnnyel rendelkezik a többivel szemben:

⁵ Ez erősen függ a rendszer előismeretétől, illetve egyéb megfontolásoktól, aminek köszönhetően kevesebb polinomot is elég felhasználni. Ez csökkenti a számítási igényt.

1. Lineáris regressziós eljárás, hiszen $A(q)=1$ esetén egy speciális ARX-modell. Ez azt jelenti, hogy hatékonyan identifikálható a rendszer.
2. És robusztus a zajokra, mivel $F(q)=1$ esetén egy speciális OE-modell.

Ezen kívül külön kiemelném, a harmadik fontos előnyét a FIR-modellnek: A legegyszerűbb eljárás a fentiek közül, hiszen egyetlen polinomot kell csak meghatározni. Azonban Ljung ehhez hozzáfűzi [11], hogy mivel egyetlen paramétertől függ, ezért nagy méretű adathalmaz szükséges az identifikációhoz. Ezen kívül, ha a rendszer pólusai közel vannak az egységkörhöz, akkor a polinom fokszáma növekedni fog, hogy jól közelíthessük a rendszert.

4.1.2 Folytonos idejű állapotér modellek

A fenti eljárásokon kívül, ahol az adatok közötti kapcsolatot átviteli függvényekkel írtuk le, létezik másféle módszer is a modellalkotásra. Kálmán munkássága a vezérléstechnikában [11] azt eredményezte, hogy elterjedtek az állapotér-alapú modellek is. Ezek elsősorban azt használják ki, hogy a rendszer zajmentes viselkedéséről a priori ismerettel rendelkezünk, általában egy fizikai modell segítségével leírható a rendszer működése. [11]

$$y(t) = G(\theta)u(t) + H(\theta)e(t) \quad (4.3)$$

Ezeknél a modelleknél $F(\theta)$ és $G(\theta)$ $n \times n$ és $n \times m$ dimenziós mátrixok, ahol n az állapotok számát, m pedig a bemenetek számát jelöli. A θ -paraméter ebben az esetben a különböző fizikai változókat jelöli, pl.: hely, sebesség, nyomaték, stb...

A jelentősen bonyolultabb modell-alkotás indoka, hogy a rendszer belső fizikai paraméterei is egzakt módon megjelennek az egyenletekben (pl.: rugó megnyúlása, tömegek sebessége...), szemben az átviteli függvényvel, ahol ezeket a belső paraméterek nem ismerjük. Elmondható tehát, hogy ennek az eljárásnak a használata akkor előnyös, amennyiben egy fizikai rendszer belső paramétereit is szeretnénk modellezni. [11]

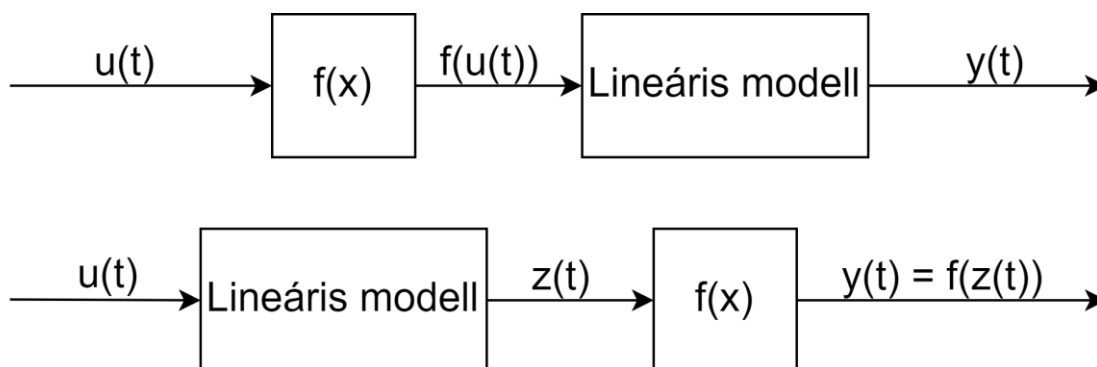
4.1.3 Modellalkotás nemlineáris vagy idővariáns rendszerek esetén

Idővariáns rendszerek esetén Ljung azt javasolja [11], hogy a rendszer jellemzését bővítsük egy súlyfüggvényvel, amely leírja a kapcsolatot a bemenet s időpillanatbeli értéke és a t időpillanatbeli értéke között. Állapotér modellek esetén a mátrixokat egyszerűen időfüggővé tesszük.

Idővariancia egy mérőrendszer esetén csak akkor léphet fel, hogyha például:

1. Nem egyenletes mintavételezést alkalmazunk (vagy kihagyunk adatot),
2. vagy pedig a különböző változókat más mintavétellel rögzítjük,
3. esetleg egy nemlineáris rendszert linearizálunk egy munkapont körül.

Amennyiben a rendszer nemlineáris, úgy néhány egyszerű lehetőség van a rendszer modellezésére. Elég gyakori probléma, hogy bár maga a rendszer dinamikája jól leírható egy lineáris modell segítségével, a rendszer ettől függetlenül tartalmaz statikus nemlinearitásokat is. Attól függően, hogy a rendszer a bemenetén vagy a kimenetén tartalmazza ezt a nemlinearitást, beszélhetünk Hammerstein- vagy pedig Wiener-modellről.⁶ [11] [12] [14] [15]



4.3. ábra: Felül: Hammerstein-, alul: Wiener-modell

A két modellezési eljárás a statikus nemlinearitásokat fizikai paraméterekkel (pl.: szaturációs pont/szint), vagy pedig fekete-doboz paraméterekkel (pl.: spline függvények együtthatói) jellemzi. Ebben az esetben (4.1) az alábbi szerint módosul:

$$\hat{y}(t|\theta, \eta) = G(q, \theta)f(u(t), \eta) \quad (4.4)$$

Amennyiben a nemlinearitás egyéb formában van jelen a rendszerünkben, úgy lineáris regressziós modelleket kell alkalmazni. Ekkor a cél, hogy az éppen aktuális adat és a korábbi adatok segítségével válasszunk egy függvényt, ami közelíti a nemlinearitást. Ezt úgy érjük el, hogy kiterjesztjük a fekete-doboz modellünket, és polinomiálisan megpróbáljuk közelíteni a nemlinearitást. [11]

⁶ Ezek alapstruktúrák, számos egyéb modell is felállítható, azonban jelen dolgozatnak nem célja a nemlineáris rendszerek részletes bemutatása.

$$A(q)y(t) = B_1(q)u(t) + B_2(q)u^2(t) + \dots + B_m(q)u^m(t) \quad (4.5)$$

Egy másik lehetséges módszer, hogy fizikai modellekre jellemző nemlinearitások ismeretében kitalálhatjuk, hogy milyen regressziót érdemes használni. Ezt fél-fizikai modellezésnek hívják. [11]

4.2 Frekvencia-tartománybeli identifikáció

Lehetőség van a modellt frekvencia-tartományban identifikálni, ehhez nincs másra szükség, mint a modell bemenő adatait frekvencia tartományba konvertálni. Ez vagy úgy történhet, hogy az adatot már eleve frekvencia tartományban rögzítettük (egy frekvencia analízátor segítségével), vagy pedig Fourier-transzformációval. [16] Ha az időtartománybeli adathalmaz periodikus, úgy a Fourier-transzformáltja impulzusokból fog állni. [13] [17]

A frekvencia-tartománybeli identifikáció során könnyebben következtethetünk a rendszer nemlinearitására. [13] [17] Periodikus gerjesztések esetén a jelek lineáris kombiációja fog megjelenni, amelyek alapján következtethetünk a torzításra. [13] [17]

Ha a rendszerünk lineáris, időinvariáns úgy az időtartomány és a frekvenciatartomány között jól leírható kapcsolat áll fenn, így gyors Fourier-transzformáció, illetve inverz-transzformáció segítségével könnyedén átválthatjuk az adatot a két tartomány között. [16] [17]

Mivel azonban az identifikáció végső alkalmazásban online fog történni, ezért a frekvencia-tartománybeli identifikációs módszerek ismertetésére nem fog sor kerülni. Folytonos adatgyűjtés esetén ugyanis sokkal egyszerűbb időtartományban végrehajtani az identifikációt, mint frekvenciatartományban. [13] [14]

4.3 Hiba minimalizálása

Az identifikációs eljárások célja, hogy a mért és a becsült jelek közötti kapcsolatot a költségfüggvény minimalizálásával írja le. [14] [15] [12] A költségfüggvény az eltérést jelöli a kívánt kimeneti érték és a modell kimeneti értéke között. A modell paramétereinek értékét a költségfüggvény felhasználásával változtatjuk, a változtatás mértéke pedig függ az alkalmazott eljárástól.

A költségfüggvény minimalizálására egy lehetséges módszer, hogyha kiszámítjuk modell gradiensét, amely megmutatja, hogy milyen mértékű és irányú az eltérés az

optimális pont (rendszer) és az aktuális pont (modell) között. A gradiens-alapú módszerek közül itt kettő kerül rövid ismertetésre, a Newton-módszer és a legmeredekebb csökkenés (Gradient Descent).

A legmeredekebb csökkenés a lokális minimumot úgy próbálja megtalálni, hogy a kiszámolt gradiens mértékét súlyozva változtatjuk a modell paramétereit, ezáltal fokozatosan megközelítve az optimális állapotot. [14] [15] [12] Az eljárás előnye, hogy csak az első derivált kiszámolására van szükség, azonban a súlyozás mértékétől függően sokáig eltarthat a számítás. Annak is fennáll a veszélye, hogy rosszul megválasztott súlyozás esetén csak egy lokális minimumot talál meg a módszer.

Ennek a két hátrálynak a kiküszöbölésére találták ki a másodrendű módszereket, amelyek nem csak a gradiens értékét, hanem a függvény alakját is figyelembe veszik, mindezt a második derivált kiszámításával. Ezzel a módszerrel jelentősen csökkenthető a szükséges iterációk száma az optimális pont megtalálásához, azonban a második derivált miatt jelentősen megnő a számítási igénye a módszernek. [14] [15] [12]

Láthatjuk, hogy a modelleket identifikáló algoritmusok más-más eljárást alkalmazhatnak az optimum megtalálásához. A fentebb ismertetett hibaminimalizálási eljárások gradiens-alapúak. Ettől függetlenül léteznek egyéb, hibaminimalizálást elősegítő módszerek, például a Levenberg-Marquardt algoritmus [18] vagy a Limitált memóriájú BFGS [19].

4.4 Választás a rendelkezésre álló adatok alapján

A fentebb ismertetett eljárások figyelembevételével már kiválaszthatom, hogy milyen modellezési eljárást szeretnék használni a megvalósítás során.

A mérési környezettel és a mérőrendszerrel kapcsolatos legfontosabb információk, amelyek befolyásolják a döntést:

1. A mérés valós időben történik.
2. A rendszer egyetlen bemenettel és kimenettel rendelkezik (SISO).
3. A priori ismeretek alapján a rendszer zajjal terhelt.
4. A rendszer időinvariáns és lineáris.

5. A rendszer szürke dobozként kerül modellezésre⁷.
6. A mérés valós időben történik, emiatt rengeteg adat áll rendelkezésre.
7. Az identifikáció nem egyszer történik meg, hanem a modell képes legyen tetszőleges időpontban újra adaptálódni (kalibráció).
8. Az identifikáció legyen egyszerű, mivel a célhardveren korlátozott megvalósítási lehetőségek állnak rendelkezésre.

Jól látszik, hogy a fenti követelmények segítségével a kiválasztás leegyszerűsödik. A folytonos működés miatt egy online rendszerre lesz szükség. Mivel az adatok mintavételezése egyenletes és időtartományban történik, ezért intuitíven időtartománybeli modellezés a legjobb módszer. Azon belül pedig az egyszerűségekre való törekvés és 4.1.1.-ben tett megfontolások miatt a FIR-alapú modellek illeszkednek leginkább a feladatomhoz.

Egy fontos elvárás, hogy a rendszer saját magát tudja kalibrálni, tehát képes legyen külső beavatkozás nélkül az identifikációra. A kalibrációt ugyan nem folyamatosan végezzük, de tetszőleges pillanatban le kell tudni futtatni. Erre kiváló módszer lehet az adaptív szűrő-alapú jelfeldolgozás. Ez valós-idejű alkalmazásokban egy rekurzív algoritmus segítségével határozza meg egy digitális szűrő paramétereit. [14] [15] [12] Látni fogjuk a következő fejezetben, hogy a modellünk tehát egy olyan digitális szűrő lesz, amelyhez találni kell egy olyan algoritmust, amelynek segítségével teljesíthetőek a fenti feltételek.

Az 4.4. ábra mutatja be a megvalósítandó modell blokkvázlatát, ahol tehát jól látszódik, hogy szükség lesz egy olyan FIR-alapú modellre, amely egyszerre tartalmazza a sávszélesség-kiterjesztést és az átvitelkiegyenlítést. Az adaptáló algoritmus segítségével a modell képes újra kalibrálni a paramétereit, ha szükséges. Mivel az eredeti jelet ($u(t)$) szeretnénk visszaállítani, ezért adódik, hogy inverz-rendszeridentifikációra lesz szükség.

Az $r(t)$ alapjel a mérendő rendszer sönt ellenállásán eső feszültséget, az $u(t)$ pedig az árammérő erősítő kimenetén mért feszültség szintet jelöli. Az $y(t)$ jelöli a végső mért jelet, amely már sávkiegészített és a sáváteresztő tartományon egyenletes átvitelű.

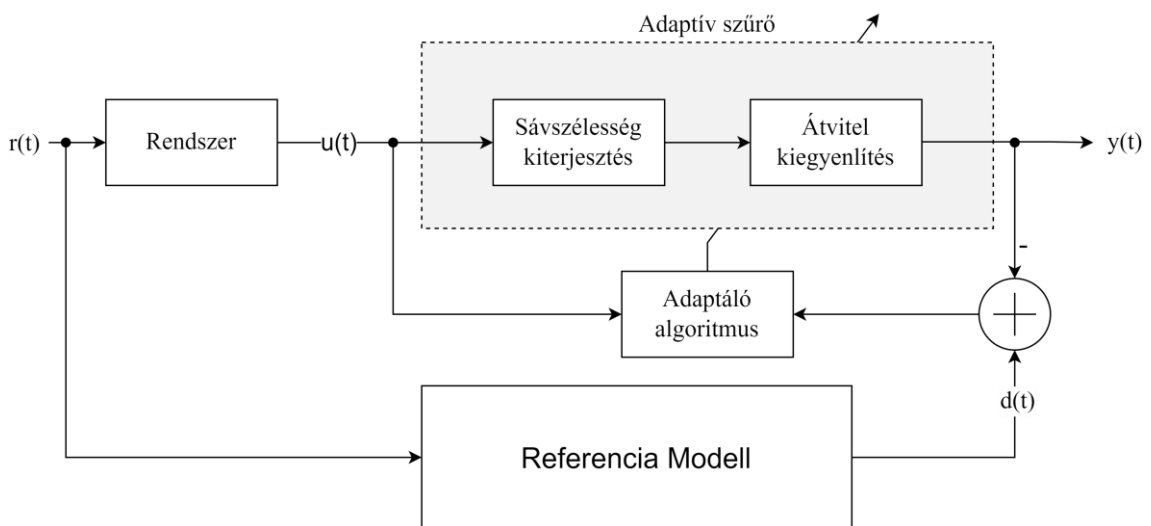
⁷ Nem lehet fekete doboz, mert bizonyos ismeretekkel rendelkezünk a rendszerről. Ettől függetlenül a bemenő és kimenő adatok közötti kapcsolat szempontjából fekete doboz.

A kívánt jel ($d(t)$) az eredeti jelből lesz előállítva. Alapvetően a referenciamodell mindenképpen tartalmaz egy késleltetést, különben az identifikált rendszer akauzális lenne. Ez könnyen belátható, hiszen a Rendszer egy valós, fizikai kiterjedéssel rendelkező eszköz, amelynek tehát késleltetése van. Amennyiben $d(t)$ nem lenne késleltetett, úgy az adaptív szűrőnek azelőtt kellene módosítani a jelet, hogy az megjelenne a bemenetén.

A referenciamodell tartalmaz továbbá egy konstans szorzót, amelynek célja, hogy a bemenő jelet átkonvertálja a kívánt dimenzióba. Mivel tudjuk, hogy $r(t)$ [V] dimenziójú, azonban számunkra [mA] dimenzióra volna szükség a kimeneten, így az Ohm-törvény értelmében alkalmazhatunk egy konstanssal való szorzást, amely átkonvertálja a bemenő jelet a kívánt kimenetre.

Mivel azt szeretnénk elérni, hogy az identifikált rendszer sávszélessége korlátozott legyen, ezért nem az általános inverz-modell meghatározása a cél, hanem annak egy sávkorlátozott variánsa. Emiatt a referenciamodell tartalmaz egy aluláteresztő szűrőt. A sávszélessége megegyezik a kívánt, új sávszélesség mértékével.

Elvárásaim szerint a referenciamodell arra fogja készíteni az algoritmust, hogy a sáváteresztő tartomány határán alakítsa ki az identifikált szűrő törésponti frekvenciáját, a lehető legnagyobb meredekséggel. Ezt az elképzelésemet MATLAB-implementációval támasztom alá egy későbbi fejezetben.

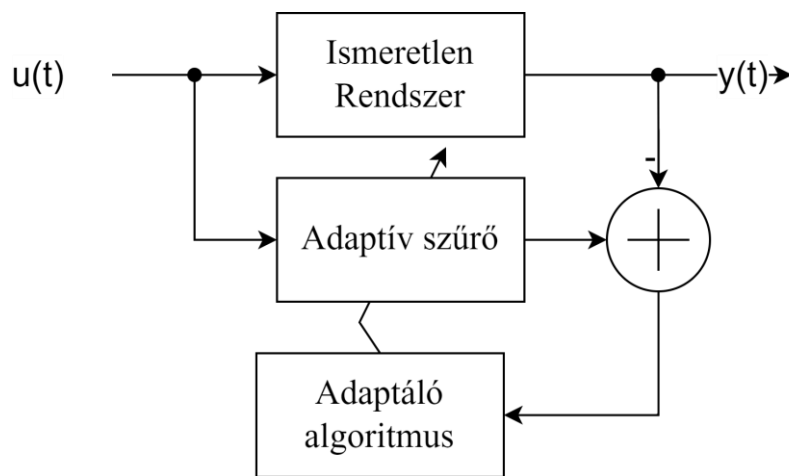


4.4. ábra: A megvalósítandó rendszer blokkvázlata

Az 5.3 alfejezetben külön kitérek arra, hogy pontosan hogyan is választom meg a Referenciamodell paramétereit. A szögletes doboz azt jelöli, hogy a bennük lévő egységek egy logika alatt lesznek megvalósítva.

5 Modellillesztés megtervezése

A modellillesztés célja, hogy a rendszerből kinyert adatok (bemenő, kimenő) segítségével megpróbálunk egy digitális-szűrő súlyait optimalizálni. Ez a szűrő a gyakorlatban véges impulzusválaszú (FIR – Finite Impulse Response) és végtelen impulzusválaszú (IIR – Infinite Impulse Response) szűrő lehet, azonban valós alkalmazásokban inkább szoktak FIR-szűrőt használni a robusztussága miatt. [14] [15] [12] Mivel az előző fejezetben a FIR-alapú modellalkotás mellett döntöttem, ezért itt csak a FIR-szűrőkre vonatkozó alkalmazások kerülnek bemutatásra.



5.1. ábra: Rendszeridentifikáció blokkvázlata adaptív szűrő használata esetén

Jól látható, hogy a célunk nem más, mint hogy a szűrőt reprezentáló súlyoknak az értékét változtassuk a rendelkezésre álló információk alapján, úgy, hogy minden iterációval javítsunk a szűrő teljesítményén.

A szűrőnk teljesítményét egyszerűen úgy tudjuk mérni, hogy az identifikálandó rendszer kimeneteinek értékét kivonjuk az identifikált rendszer kimenetéből. Amennyiben a szűrőnk teljesítménye javul, úgy ez a különbség csökkenni fog. Úgyis fogalmazhatunk, hogy a modell becsült kimenete a lehető legjobban közelíti a valóságos rendszer kimenetét. [14] [15] [12]

A célunk tehát az identifikáció során a hibajel teljesítményének minimalizálása. Azonban, ahogy például a neurális hálók tanításánál, itt is szükséges definiálni egy függvényt, aminek segítségével a súlyok mértékét változtatjuk. A modell bemenete, illetve kimenete között az alábbi kapcsolatot írja le a súlyvektor az n -ik időpillanatban:

$$\hat{y}(n) = \sum_{i=0}^{M-1} w_i(n) * u(n-i) = \underline{w} * \underline{u}_n, \text{ ahol } \underline{u}_n = \begin{bmatrix} u_n \\ u_{n-1} \\ \dots \\ u_{n-M+1} \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

Mivel se a bemenetre, se pedig a kimenetre nincs ráhatásunk, ezért csak a súlyvektor értékeit tudjuk változtatni. Algoritmikus szempontból pedig az egyetlen rendelkezésre álló adat nem más, mint a költségfüggvény, ami leírja a négyzetes hiba várható értékét a modell becsült $\hat{y}(n)$ és várt $d(n)$ adata között⁸:

$$J(\mathbf{w}) = E[(d(n) - \hat{y}(n))^2] \quad (5.2)$$

Matematikailag tehát a célunk a várható hiba minimalizálása.

5.1 LMS-algoritmus

Az előző fejezetben már szó volt a csökkenő gradiens módszerről, aminek lényege, hogy mindig a legmeredekebb változást vesszük figyelembe. Egy lehetséges és könnyen implementálható eljárás, hogyha a súlyokat a költségfüggvénnyel változtatjuk (ezt tekintjük a gradiensnek), azonban nem a gradiens teljes, hanem annak súlyozott értékével. Ezt a szakirodalom bátorsági tényezőnek hívja, azonban más területeken más nevekkel is találkozhatunk.

Képezzük az n -ik iteráció hibáját az alábbi képlettel, ahol $J(w)$ -t közelítjük a a négyzetes hibával, $d(n)$ a rendszer kívánt⁹ kimenete, $\hat{y}(n)$ pedig (5.1) alapján a modell becsült kimenete:

$$e(n) = d(n) - \hat{y}(n) \quad (5.3)$$

A következő $(n+1)$ -ik iteráció súlyait pedig módosítsuk a (5.2)(5.3)-ból kapott hibafüggvénnyel az alábbi módon:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu \frac{\partial J}{\partial \mathbf{w}} \quad (5.4)$$

⁸ Kicsit szerencsétlen az \hat{y} jelölés, mivel attól függően, hogy inverz- vagy normál rendszeridentifikációról beszélünk, változik a költségfüggvény leírása.

⁹ Fontos, hogy **kívánt**. Ez jelöli, hogy $d(n)$ nem feltétlen egyenlő $y(n)$ -el.

$$\frac{\partial J}{\partial \mathbf{w}} = \frac{\partial \hat{y}}{\partial \mathbf{w}} 2(d - \hat{y}) = -\mathbf{u}_n * 2(d - \hat{y}) = -2\mathbf{u}_n * e \quad (5.5)$$

$$\mathbf{w}(n + 1) = \mathbf{w}(n) + 2\mu \mathbf{u}(n) * e(n) \quad (5.6)$$

Az (5.3) és (5.6) együtt nem más, mint az iterációkon keresztül megoldható legkisebb négyzetek algoritmus, tehát az LMS-eljárás (Least Mean Squares). [14] [15] [12]

A bátorsági tényező (μ) azt adja meg, ahogy az (5.6) egyenletből is látszik, hogy a gradiens menti csökkenést milyen mértékben vegyük figyelembe a súlyok módosítása során. Azonban egy másik analógiával élve, ez az érték mondja meg, hogy milyen gyorsan konvergáljunk az optimális értékhez. [14] [15] [12]

Szűrő hossza alatt a súlyvektor (\mathbf{w}) elemszámát értjük. Mivel az LMS-algoritmus komplexitása a szűrő hosszával arányos, ezért fontos, hogy jól válasszuk meg a szűrőnk súlyainak számát. Azonban, a minél nagyobb fokszerű szűrő fogja a legjobban modellezni az identifikálandó rendszert. A felhasználó feladata, hogy a kettő között egyensúlyt találjon.

5.2 LMS-algoritmus típusai

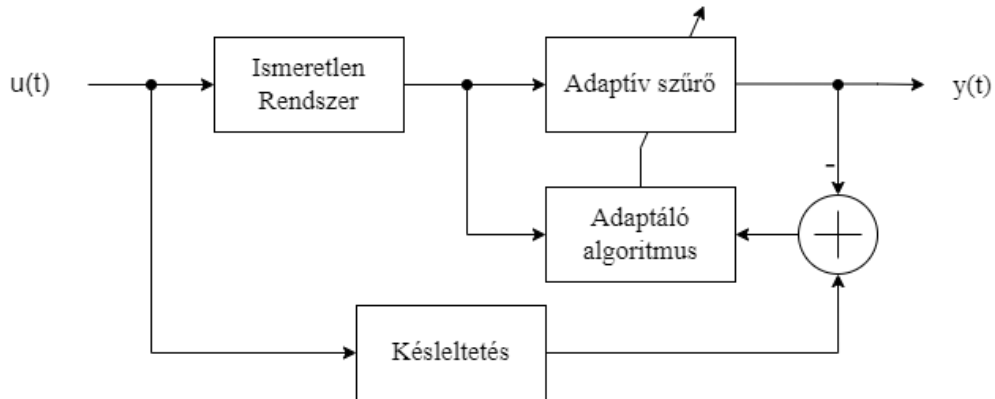
Amikor a referenciajel teljesítménye változik, akkor a konvergálást gyorsítja a normalizált-LMS, azáltal, hogy a bátorsági tényező értékét nem tekinti fixnek, hanem a bemeneti adatok függvényében módosítja azt. [14] [15] [12] Hasonlóan, a konvergencia-problémára ad egy lehetséges megoldást a Newton-LMS azáltal, hogy a súlyok változtatása során figyelembe veszi az auto-korrelációs mátrixot is. [12]

A blokkosított algoritmusok célja az eljárás gyorsítása azáltal, hogy blokkonként számítja ki az algoritmus a rendszer súlyait. Ennek előnye, hogy jelentősen csökkenti az iterációs lépések számát, hátránya viszont, hogy a valós megvalósítás során késleltetést visz a rendszerbe, mivel a blokkoknak időre van szükségük az adatok összegyűjtésére. [12] [14] Ilyen algoritmus a Block LMS és a Fast Block LMS. Ezek már frekvenciatartományában végzik az adaptációt, az eljárástól függően Fourier- vagy pedig gyors Fourier-transzformációt alkalmazva. [14] [12]

Előfordulhat, hogy az algoritmusokat keverve használjuk [20], ezáltal ötvözve azok különböző előnyeit. Mivel azonban a cél az egyszerűség és a gyors implementálhatóság, ezért az alkalmazásban az LMS-algoritmust fogom alkalmazni.

5.3 Inverz-rendszeridentifikáció a mérőrendszerben

Inverz rendszeridentifikáció esetén 5.1. ábra módosításra szorul. Alapul véve a 4.2. ábra blokkvázlatát, adaptív szűrő esetén az alábbi módon alakul a működés:



5.2. ábra: Inverz-rendszeridentifikáció blokkvázlata adaptív szűrő esetén

Jól látható, hogy itt a referenciamodell nem más, mint egy egyszerű késleltetés. Ennek oka, hogy amennyiben a bemenő adatot nem késleltetjük, úgy az identifikált modell akauzális lesz, hiszen az ismeretlen rendszer (fizikai megvalósításból fakadóan) késleltetéssel rendelkezik.

Amennyiben inverz-rendszeridentifikációt szeretnénk végrehajtani, úgy az (5.3) és (5.6) egyenletek is módosításra kerülnek. A becült jel meghatározása nem a rendszer kimenetétől, hanem bemenetétől fog függeni. Ebben az esetben $d(n)$ a rendszer kívánt¹⁰ bemenetét jelöli.

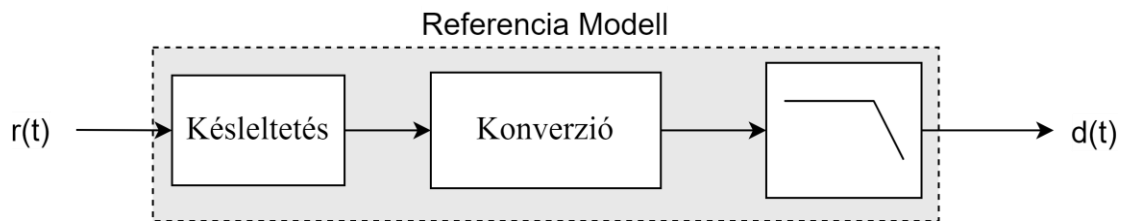
$$e(n) = d(n) - \hat{u}(n) \quad (5.7)$$

$$\mathbf{w}(n + 1) = \mathbf{w}(n) + 2\mu\mathbf{y}(n) * e(n) \quad (5.8)$$

Az inverz rendszeridentifikáció során arra törekszünk, hogy a modell átviteli karakterisztikájának és a rendszer átviteli karakterisztikájának szorzata konstans legyen. Ez a mi esetünkben nem elegendő, mivel szeretnénk, hogyha a modell a sáv szélességet korlátozna olyan módon, hogy a törésponti frekvencia megegyezzen a kiterjeszteni kívánt törésponti frekvenciával. Ezért $d(t)$ előállításánál nem csak késleltetést alkalmazunk.

¹⁰ Itt végképp igaz, hogy $d(n)$ nem feltétlen egyenlő $u(n)$ -nel, hiszen lehetnek egyéb, speciális megkötések, amik alapján más eredményt várunk a rendszertől, mint az eredeti bemenete.

Arra már a 4.4 fejezetben kitértem, hogy a referenciamodell egy konverziót megvalósító konstans szorzóból és egy aluláteresztő szűrőből fog állni (5.3. ábra).



5.3. ábra: Referenciamodell felépítése

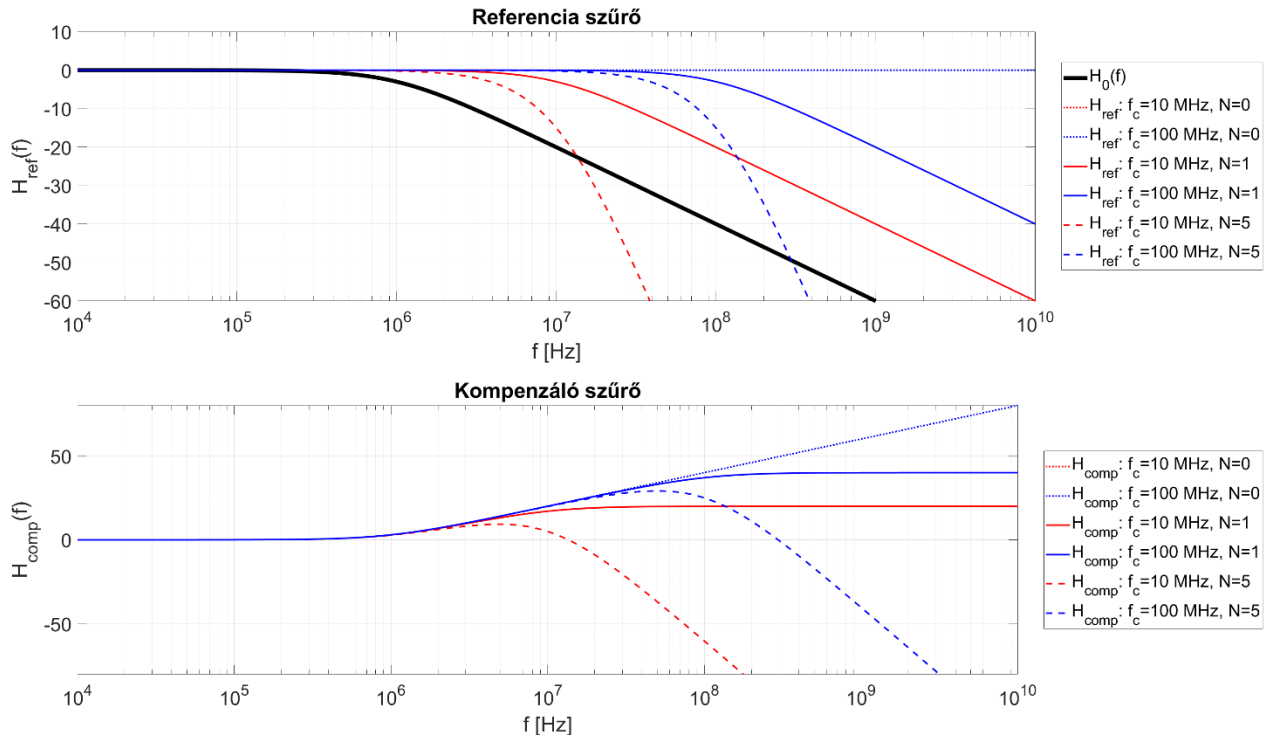
A konverzió célja, hogy a bemeneti adatot a kívánt dimenzióba alakítsa át. Nem szabad elfelejteni, hogy az áramerősítő bemenete [V] dimenziójú, azonban számunkra [mA] dimenziójú jelekre van szükség. A mérőrendszer esetén a konverzió a lineáris Ohm-törvény segítségével végrehajtható, így az adaptív szűrő egyúttal megtanulja azt is, hogy a kimenetén már a kívánt dimenziójú jelet adja ki. Mivel mérésekből meghatározható a terhelő ellenállás pontos értéke, így ez a konverzió tehát egy konstanssal való szorzást fog megvalósítani az identifikáció során.

A referencia szűrő meghatározásakor fontos tényező, hogy az áteresztő tartományban a lehető legegyszerűsebb átvitelt biztosítsa. Ez azt jelenti, hogy a teljes sáv szélességén egységnyi legyen az erősítése, mivel ellenkező esetben nem fogja tudni biztosítani az identifikált modell az egyenletes átvitelt.

Figyelembe kell venni azt is, hogy amennyiben növeljük a törésponti frekvencia értékét, úgy a kompenzáló tag erősítése is egyre nagyobb lesz a kiterjesztett frekvenciákon. Ezt illusztrálja az 5.4. ábra. Ennek oka, hogy ideális esetben, ahogy azt fentebb is írtam, a referenciamodell átvitele egységnyi. Jól látható az ábrán is, hogy ebben az esetben amennyiben a sáv szélesség-kiterjesztés a végtelenbe tart, úgy az identifikált modell erősítése is a végtelenbe fog tartani, amennyiben egységnyi erősítésre törekszünk. A gyakorlatban ez azért probléma, mivel a mérőrendszerek általában nem zajmentesek, így a kompenzáció során a zajt is felerősítjük. Ebből következik, hogy a zaj erősítése minél kisebb legyen, sávkorlátozott referenciamodellre van szükség.

A referencia szűrő esetén még fontos tényező a meredekség meghatározása. Amennyiben az identifikálandó rendszer meredeksége megegyezik a referencia rendszer meredekségével, úgy az identifikálandó rendszer törésponti frekvenciája felett a kompenzáló tag erősítése konstans lesz, melynek mértéke elsőrendű rendszerek esetén megegyezik a törésponti frekvenciák hányadosával, ahogy az ábrán látható.

Ebben az esetben is elmondható, hogy a kompenzáló szűrő erősítése az előírt törésponti frekvencia felett feleslegesen nagy, így a jel-zaj viszonyt rontja, emiatt indokolt, hogy a referencia szűrő fokszáma nagyobb legyen a kompenzálendő rendszer fokszámánál. Ekkor a kompenzáló szűrő is sáváteresztő jellegű, így csak ott erősít, ahol ténylegesen kompenzálni kell az átvitelt, az előírt törésponti frekvencia felett viszont levág, így a jel/zaj viszonyt nem rontja jobban a szükségesnél.

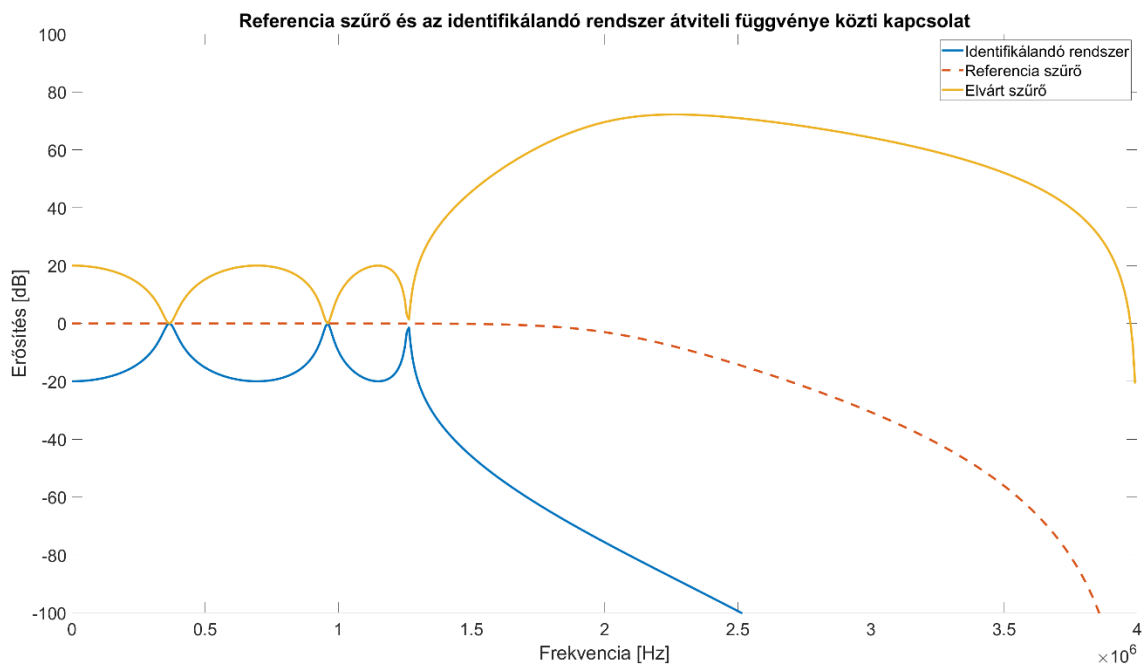


5.4. ábra: Felül: referencia szűrők összehasonlítása, alul: kompenzáló szűrők összehasonlítása

A fenti ábra illusztrálja a referenciamodell megválasztásának szempontjait. A felső ábrán fekete vonallal látható a valós $H_0(f)$ rendszer (amelynek sávzélességét szeretnénk kiterjeszteni), kék és piros vonallal pedig kétféle referenciarendszer, amiket a kompenzációt követően szeretnénk elérni (piros: $f_c=10$ MHz, kék $f_c=100$ MHz). A vonal típusa (folytonos, ritkán/sűrűn szaggatott) a szűrő meredekségét jelöli. Az alsó ábrán az ideális esetben kiadódó kompenzáló tag átvitele látható, amely:

$$H_{comp}(f) = \frac{H_{ref}(f)}{H_0(f)} \quad (5.9)$$

A fenti példában H_0 egy elsőfokú, aluláteresztő tag.



5.5. ábra: A referencia - és az identifikált modell erősítésének kapcsolata

Az 5.5. ábra egy konkrét példát mutat arra, hogy milyen viselkedést várunk el a kompenzáló szűrőtől a fenti megfontolásokat figyelembe véve. Összefoglalva tehát, a referenciamodell célja (4.4. ábra), hogy „segítse” az LMS-algoritmust a rendszeridentifikációban. Mivel az LMS nem ismeri a fizikai rendszer tulajdonságait, ezért megpróbál minden frekvenciára, a mintavételi frekvenciáig modellt illeszteni. Ez pedig a jel-zaj viszonyt is rontani fogja. Ennek oka, hogy minél messzebb toljuk a törésponti frekvenciát a rendszer eredeti törésponti frekvenciájától, annál nagyobb erősítésre lesz szükségünk.

Ez a megnövelt erősítés a rendszerben lévő zajt is hasonló mértékben megnöveli, ezért a modellt ösztönöznünk kell arra, hogy a meghatározott sáváteresztő tartományban növelje az erősítést, azon kívül pedig lehetőleg minél meredekebben csökkentse azt. Erre a legalkalmasabb egy digitális aluláteresztő szűrő, hiszen képesek vagyunk változtatni a törésponti frekvenciájának értékét, valamint befolyásolhatjuk a letörés meredekségét is.

Mivel a referencia szűrőt MATLAB-ban valósítom meg, ezért a fontosabb paraméterek értékének kiválasztását, illetve azt, hogy milyen szűrőt érdemes választani, a 6.2 fejezetben fogom leírni.

6 MATLAB-implementáció

Az identifikációs eljárást MATLAB környezetben valósítom meg, amelyhez készítek egy szimulált próbarendszert. Ennek lényege, hogy még a mérési adatok gyűjtése előtt ellenőrizhessem, hogy zajmentes környezetben működik-e az eljárásom, tehát lehetséges-e a sávzélesség-kiterjesztés és az egyenletes átvitel kialakítása adaptív szűrő segítségével.

6.1 LMS-algoritmus implementálása

Mivel a gyakorlatban is a MATLAB-ot fogom használni az identifikálandó rendszer kezdeti súlyainak meghatározásához, ezért az LMS-eljárásomat egy külön MATLAB-függvényben valósítom meg, amelynek paraméterei a kívánt és a vizsgált adatok, a súlyvektor, illetve a bátorsági tényező. Visszatérési értéke nem lesz más, mint a következő iteráció súlyvektora, illetve elemzési szempontok miatt a hibajel. A lentebbi kódon is tisztán kivehető, hogy milyen egyszerű implementálni magát az algoritmust:

```
function [weight_next,err] = LMS(desired,measured,weight_prev,learning_rate)
estimated = weight_prev*measured';
err = desired-estimated;
weight_next = weight_prev + 2*learning_rate*err*measured;
end
```

6.2 Referenciamodell szűrőjének kiválasztása

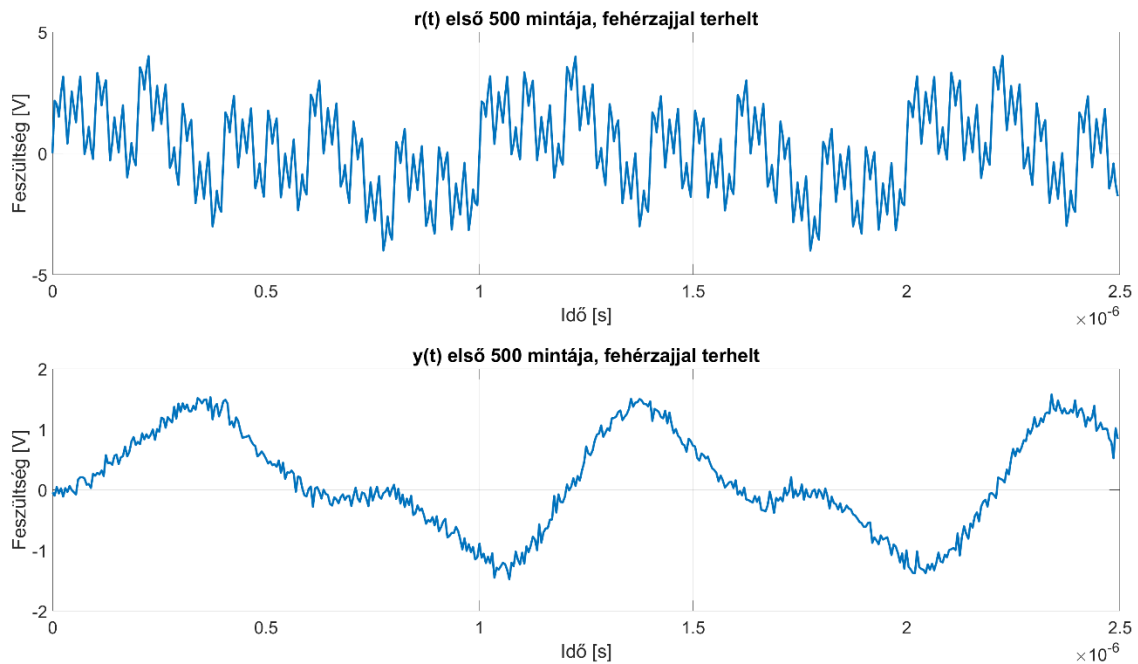
A tesztkörnyezet célja, hogy valós adatgyűjtést megelőzően, jól kontrollált körülmények között képes legyek meghatározni az eljárás működőképességét. Ehhez bemenő adatnak egy minimális zajjal terhelt, multiszínuszt¹¹ ($r(t)$) választottam, mivel így meg tudom határozni, hogy mely spektrális komponensek kerüljenek szűrésre. Ezt egy Butterworth-típusú [21] szűrő megszüri, 1,3 MHz-es törésponti frekvenciával. Ez eredményezi $y(t)$ -t, amit további fehér zajjal terhelek. A bemeneti zajhoz képest ez 10-szer nagyobb. Ezzel próbálom modellezni a rendszerzajt.

A Butterworth-szűrőre azért esett a választásom, mivel a sáváteresztő tartományban ez a legegyszerűsebb átvittel rendelkező szűrő. [21] Érdeemes

¹¹ A zaj oka a mérési elrendezésből fakadó külső zavarások szimulálása. A multiszínusz komponensei: 1, 2, 5, 10, 20 és 50 MHz. Látni fogjuk a futtatás során, hogy ezek nem véletlen értékek.

megjegyezni, hogy a priori ismeretek alapján tudom, hogy az árammérő rendszer a sáváteresztő tartományában közel egyenletes átvitelt biztosít. Így a kimenetén kapott $y(t)$ jel lesz az inverz rendszermodell bemenete.

A 6.1. ábra is jól mutatja, hogy az eredeti bemenő multiszínuszról a szűrés után egyetlen, 1 MHz frekvenciájú szinusz maradt domináns. A feladat, hogy ebből a jelből visszaállítsuk a kívánt frekvenciájú szinuszokat.

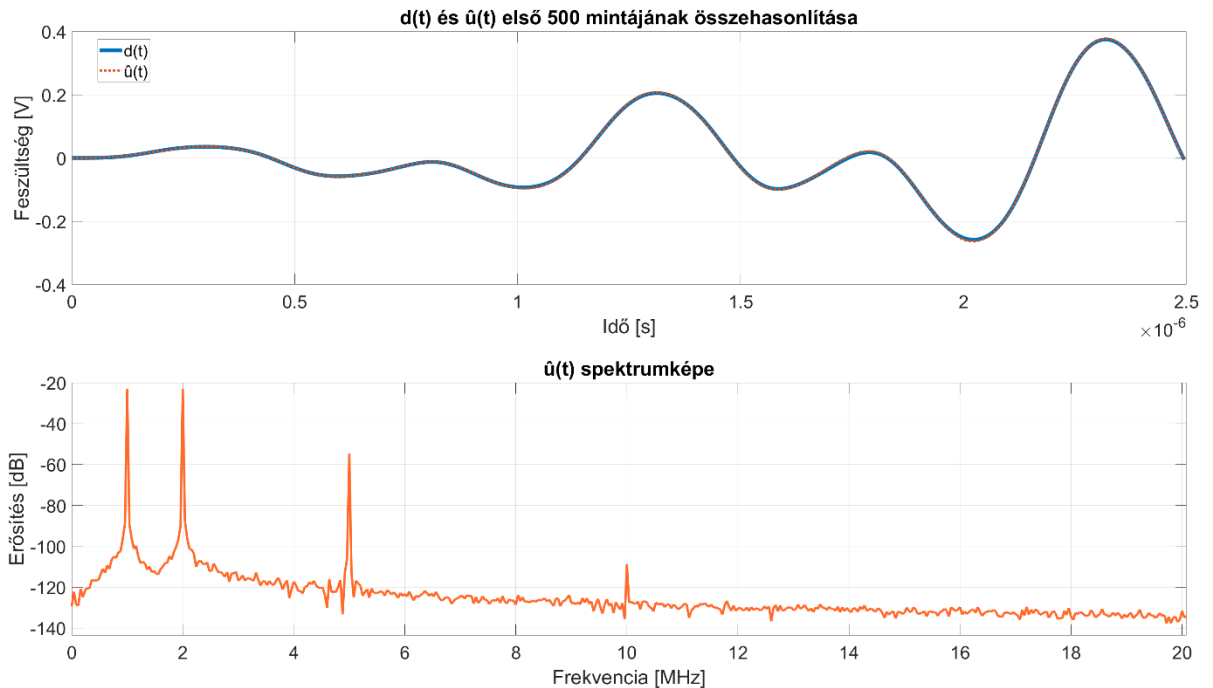


6.1. ábra: Bemenő ($r(t)$) és kimenő ($y(t)$), zajos adatok szimulált rendszerben

Tudjuk, hogy a referenciamodell az 5.3. ábra alapján egy konstans szorzás $r(t)$ -re, és egy újabb szűrés, amelynek eredménye $d(t)$. Ez a szűrő Butterworth típusú szűrő, a fokszáma és a törésponti frekvenciája változtatható. Mivel a szűrő célja, hogy „segítse” az LMS-algoritmust, így a tesztek során csak ezt a részt használtam a referenciamodellből.

A 6.2. ábra egy próba futtatás eredményét mutatja, amikor a referencia szűrő fokszámát 5-nek, míg a letörési frekvenciát 2,3 MHz-nek választottam. Jól látszik, hogy a két jel teljes mértékben megegyezik. Külön eredménynek tartom, hogy sikeresen sikerült felerősíteni a multiszínusz 2 MHz-es komponensét, ezáltal a sáv szélesség-kiterjesztést sikeresnek ítélem.

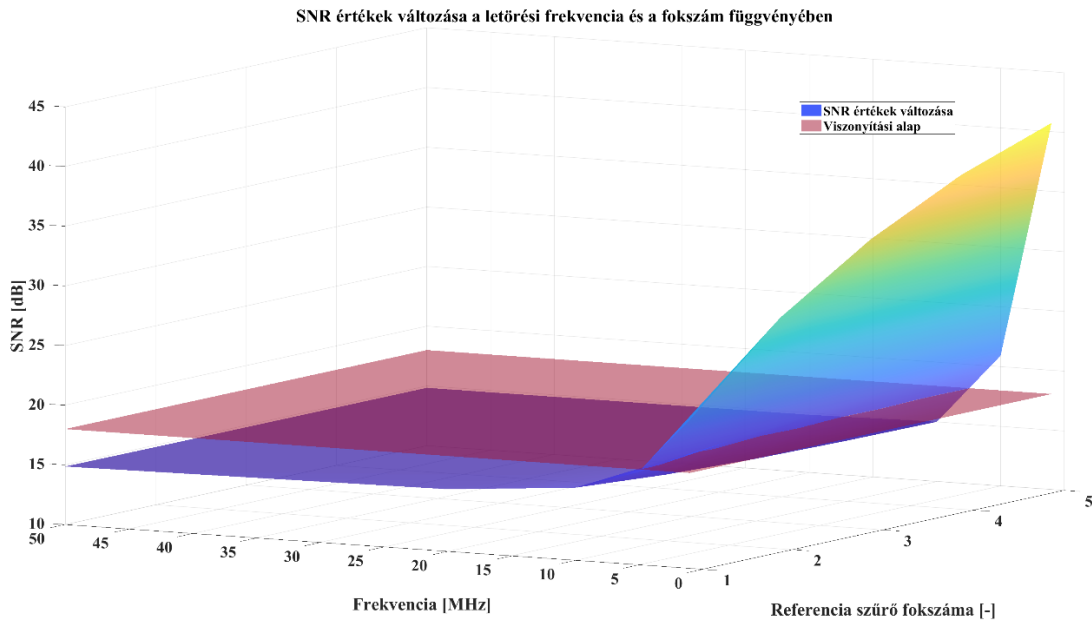
A spektrumábra esetén érdemes megjegyezni, hogy a multiszinusz komponensei ugyanúgy látszanak a szűrt jel esetén is a spektrumábrán, azonban ezek erősítése olyan kicsi, hogy az időtartománybeli jelben nem jelennek meg észrevehetően.



6.2. ábra: Felül: referenciajel ($d(t)$) és becsült jel ($\hat{u}(t)$) összehasonlítása, alul: becsült jel spektruma
Szűrő fokszáma: 5, kiterjesztett sáv szélesség: 2,3 MHz

Az LMS-eljáráson alapuló inverz rendszeridentifikációt többször is lefuttattam a tesztadatokon, különböző tulajdonságú referencia szűrőkkel. Ennek célja az volt, hogy megállapítsam, melyik a leghatékonyabb beállítás az identifikációhoz.

Az 5.5. ábra alapján a nagyobb sáv szélesség nagyobb zaj erősítéssel jár, ezért a jel-zaj viszonyt (SNR) vettem összehasonlítási alapnak. Az SNR-értéke könnyen számolható szimulált helyzetben, mivel lehetőségem van elkülöníteni a zajokat a számomra fontos jeltől. Az így elkülönített két jelet megsűrve számolható ki az SNR.



6.3. ábra: SNR alakulása a törésponti frekvencia és a foksám függvényében

Jól látható a 6.3. ábra alapján, hogy növelve a törésponti frekvenciát romlik az SNR értéke. Fordított megállapítás tehető a foksám növelése esetén, ott növelve a szűrő foksámát azt tapasztaljuk, hogy javul az SNR. Ez megfelel az elvártaknak, hiszen a törésponti frekvencia növelésével növekedik az erősített zaj mértéke, miközben a hasznos jel erősítése nem számottevő. Ez azonban erősen függ a rendszerben található zaj mennyiségétől és annak spektrumától, hiszen, ha az identifikált szűrő sáváteresztő tartományába koncentrálódik a zaj, akkor az erősítés miatt még jobban romlani fog az SNR.

Viszonyítási alapnak a $y(t)$ SNR-értékét választottam, hiszen az identifikált szűrő ezt a jelet fogja tovább erősíteni, így a cél az, hogy ez a kiindulási SNR érték ne romoljon. Láthatjuk az ábráról, hogy az elvártaknak megfelelően a nagyobb törésponti frekvenciájú beállítások mellett a jel-zaj viszony jelentősen romlik, még a viszonyítási alaphoz képest is. Ennek oka, hogy a nagy frekvenciákon jelenlévő zajokat is jobban felerősítjük, amik elnyomják a szinuszok erősítését.

Az itt kapott eredmények alapján elmondható, hogy a valós mérési adatokkal történő identifikáció során a referenciamodellben használt Butterworth szűrő fokszáma 5, míg törésponti frekvenciája 2 MHz lesz. A 2 MHz-es törésponti frekvencia egy ideális állapot, ami azt jelenti, hogy az eredeti 1,3 MHz-es törésponti frekvenciához képest nem egész kétszeres sávkiterjesztést tudunk alkalmazni. Természetesen lehetséges nagyobb kiterjesztés is, azonban ekkor figyelembe kell venni az SNR-érték romlásának esélyét.

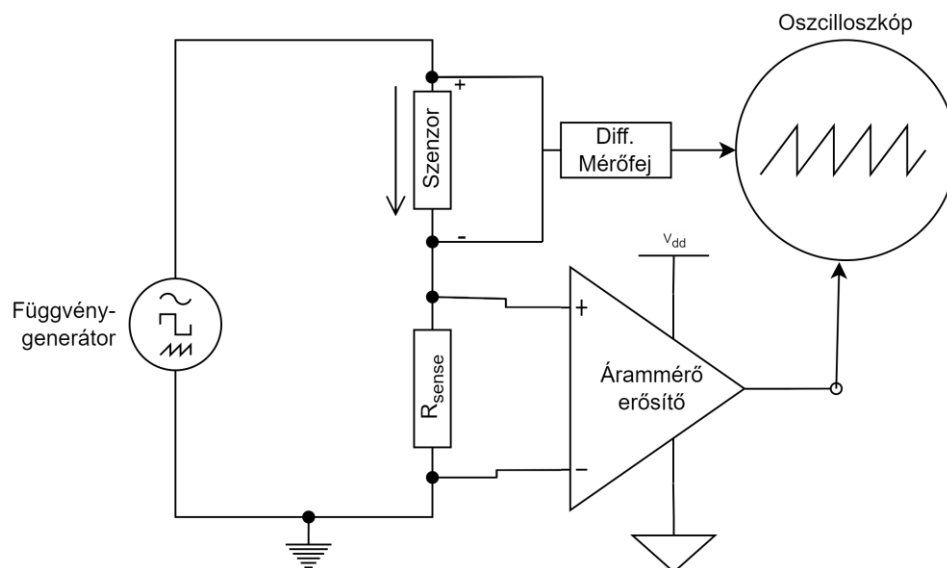
7 Adatgyűjtés, tesztelés

Az előző fejezetekben kiválasztásra került a sávszélesség-kiterjesztéshez és az egyenletes átvitel biztosításához használt eljárás. Ezen kívül bemutattam, hogy az inverz rendszeridentifikáció során milyen módszerrel kívánom előállítani a referenciajelet, valamint, hogy az ehhez használt digitális szűrőt milyen beállításokkal hozzam létre.

Azonban, hogy a valós mérőkörnyezetben is tesztelhessem a módszeremet, szükséges adatokat gyűjteni, amelyek alapján megtörténhet az identifikáció. Ehhez több tényezőt is figyelembe kellett vennem, mivel a [MHz]-es tartomány miatt már nagyfrekvenciás jelenségek is torzításként jelenhetnek meg az adatgyűjtés során

7.1 Mérőkörnyezet bemutatása

Az adatgyűjtéshez előkészített mérési elrendezést a 7.1. ábra mutatja be. Jól látható, hogy nem az éles körülmények között használt szenzort illesztettem be a mérőáramkörbe, hanem egy Agilent 33509B típusú függvénygenerátor és egy 330 Ohmos SMD ellenállás segítségével modelleztem a mérendő rendszert.

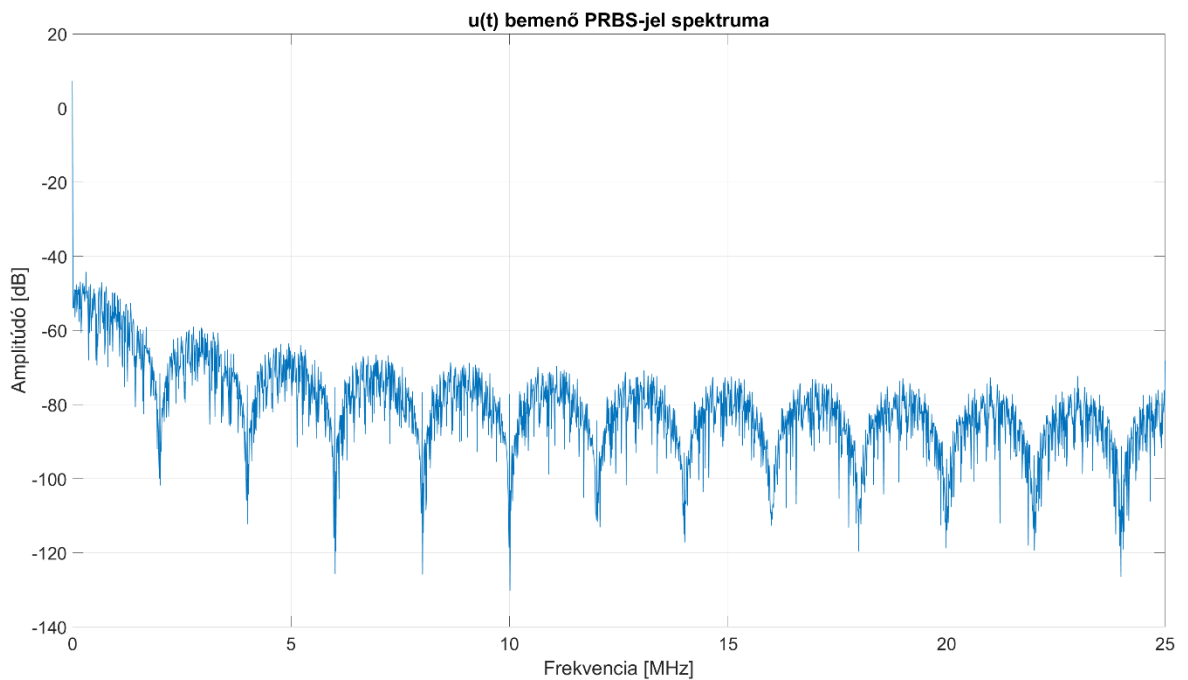


7.1. ábra: Mérési elrendezés blokkvázlata

A függvénygenerátor segítségével képes vagyok nagy sebességű PRBS-jel¹² előállítására, amely megkönnyíti a rendszeridentifikációt, köszönhetően annak, hogy a PRBS véletlenszerű jeleket generál [22], amelyek négyeszszerűek. Ez kiválóan modellezi a szenzor PSI5 kommunikációját, hiszen a Manchester-kódolt jelet jól közelíti a PRBS. A mérés során 1 Mbps gyorsaságú PRBS-t használtam.

Ahogy arra többször kitértem, az árammérő szenzor egy sönt-ellenálláson keresztül méri az áramot, azt feszültséggé alakítja és ezt a jelet tudjuk mi mérni egy LeCroy HDO4054A típusú oszcilloszkóp segítségével.

Emellett differenciális mérőfejjel a 330 Ohm-os ellenálláson eső feszültséget is mérem, mivel az identifikáció során ezt fogom $r(t)$ alapjelnek tekinteni. A lenti ábra ennek az alapjelnek a spektrumát mutatja be.



7.2. ábra: PRBS-jel spektruma

Figyelembe kell venni a kiértékelés során, hogy a PRBS-jel nem véletlenszerű periodikusságot követ, vannak nullhelyei. [22] Ezt támasztja alá a fenti spektrumkép is, ahol láthatóak ezeknek a nullhelyeknek a leszívási pontjai. A nullhelyeken sajnos az

¹² PRBS: Pseudo-Random Bit Sequence. Változó bit-szekvencia, fehérzaj-szerű jellemzőkkel.

átviteleket sem tudunk mérni, másrészt az adaptív szűrő sem tud identifikálni az adott frekvenciákon.

Látszódik még a jel spektrumán, hogy „zajos”. Ez a PRBS sajátja, mivel fehérzajszerűen generálja a négyszögjeleket. Ebből fakadóan minden, ebből a jelből származtatott további jel is örökölni fogja ezt a tulajdonságot.

7.2 Mérési megfontolások

Mivel az LMS-eljárás a zajokra robusztus [14] [15] [12], ezért a különböző komponensek hibáit nem szükséges figyelembe venni a mérés során. Az oszcilloszkóp és a függvénygenerátor kalibráltak, amely alapján az általuk kijelzett értékek a beállításuk függvényében pontosnak tekinthetőek, a hibájuktól eltekinthetünk.

A differenciális mérőfej LeCroy ZD500-as típusú, 500 MHz-ig kalibrált. Így az 1 Mbps jel mérése nem jelent problémát. A 0,5 Ohm-os sönt-ellenállás és a 330 Ohm-os referencia-ellenállás nagysága között elég nagy a különbség ahhoz, hogy a sönt-ellenálláson eső feszültséget 0-nak vegyük a referencia-ellenálláson eső feszültséghez képest.

A megfontolások többsége a mérés során jelentkező hibákra koncentrál. Két komponens azonban magát az identifikációt befolyásolhatja, így azokra is külön ki kell térjek.

A referenciamodell (5.3. ábra) konverziója a lineáris Ohm-törvényt használja fel, mivel áramot mérünk, de számunkra csak a feszültség és az ellenállás ismert. Azonban a nagyfrekvenciás jelenségek miatt az ellenállás változhat az induktív- és kapacitív-jelenségek hatására. Emiatt újonnan kalibrált, Agilent E4980A típusú LRC-mérővel megmértem, hogy 2 MHz-en hogyan változik a referencia-ellenállás nagysága. Az eredményt a 7.1. táblázat tartalmazza, ahonnét jól látható, hogy 2 MHz-en az ellenállás értéke nem tér el jelentősen a gyári értéktől. Ebből következően a lineáris Ohm-törvény alkalmazható.

| Nominális ellenállás [Ω] | Nagyfrekvenciás impedancia [Ω] @(2 MHz) | Valós impedancia [Ω] | Képzetes impedancia [Ω] | Szög [$^\circ$] |
|-----------------------------------|---|-------------------------------|----------------------------------|-------------------|
| 330 | 328,2147 | 328,2594 | -0,0447 | -0,0078 |

7.1. táblázat: Referencia-ellenállás nagyfrekvenciás viselkedése

A második megfontolás az oszcilloszkóp mintavételi számának meghatározása. Mivel tudjuk, hogy a referenciamodellben található szűrő törésponti frekvenciája nem lesz nagyobb 2 MHz-nél, ezért nem érdemes [GS/s] nagyságrendű mintavételt választani (amire az oszcilloszkóp képes), mivel jelentős túl mintavételezés történne, valamint az adatok mennyisége miatt az implementálandó algoritmusok futási ideje jelentősen megnőne. Ez különösen beágyazott rendszerbe integrált alkalmazás esetén lehet probléma, ahol az erőforrások korlátozottabbak egy asztali számítógéphez képest.

Viszont, fontos, hogy nagy számú adatot gyűjtsünk össze, ezért 50 MS/s nagyságrendű mintavételezést választottam, ami így biztosítja, hogy az adathalmaz nem lesz erősen túlmintavételezett, illetve kellő számú adat fog rendelkezésre állni.¹³

7.3 Identifikált szűrő értékelése

Az LMS-algoritmus akkor működik hatékonyan, hogyha nagy számú adat áll rendelkezésére. Az oszcilloszkóp azonban nem képes a folytonos mintavételre, digitálisan csak az éppen megjelenített adatokat tudja kimenteni. Emiatt két trigger esemény között előfordulhat adatvesztés.

Az identifikációhoz 5 db 200 ms hosszú adatfolyamot rögzítettem. Ezt az identifikáció során úgy használtam fel, hogy az adathalmazokra egyenként futtattam le az LMS-t, azonban két futtatás között nem nulláztam a súlyokat, hanem az előző futtatás végi állapotot folytattam.

Ez azért jobb eljárás, mintha összefűztem volna az adatokat, mivel így az adatátmenetek között lévő adatvesztés nem fogja befolyásolni az algoritmus hatékonyságát.

¹³ A mintavételezés számát az oszcilloszkóp automatikusan beállítja az időablak mérete alapján. Így gyakorlatilag az időablakot kell növelni, hogy csökkenjen a mintavétel száma.

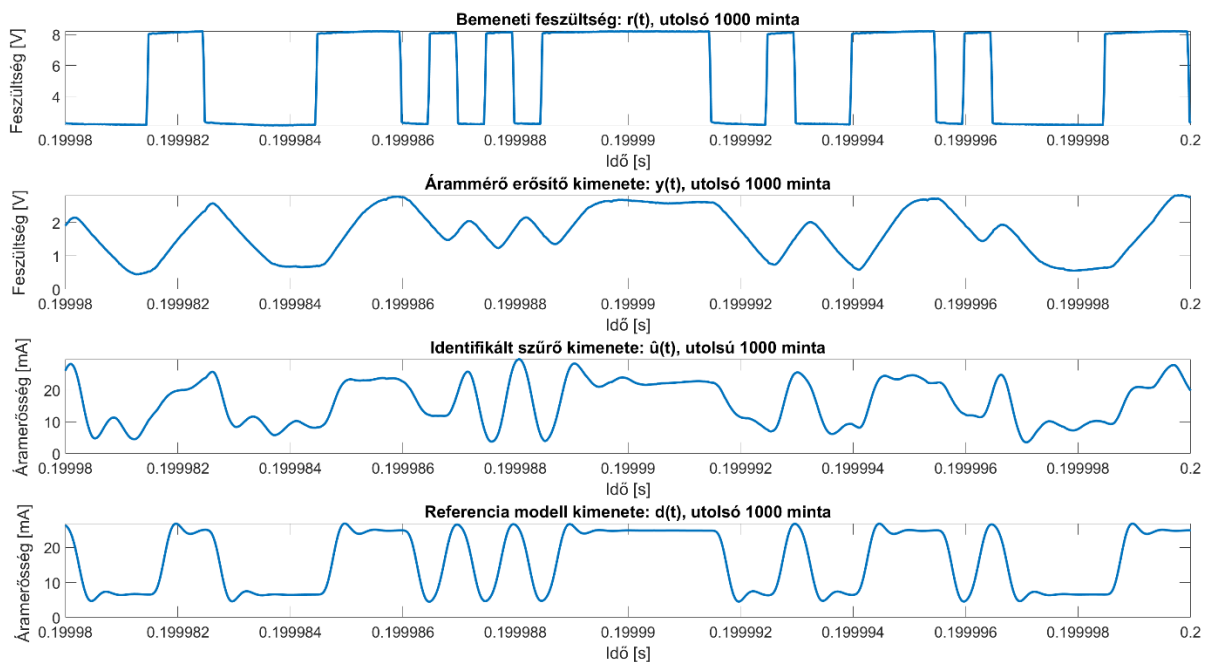
Az identifikáció algoritmus a nem sokban tér el a szimulációban használttól, a főbb paramétereket, amelyek a végső, felhasznált eredmény identifikálásához használva lettek, a 7.2. táblázat tartalmazza.

| Identifikált szűrő hossza [-] | Bátorsági tényező [-] | Referencia szűrő | |
|-------------------------------|-----------------------|------------------|-----------------------------|
| | | Fokszám [-] | Törésponti frekvencia [MHz] |
| 1024 | 0.0000001 | 5 | 2 |

7.2. táblázat: Identifikáláshoz használt paraméterek

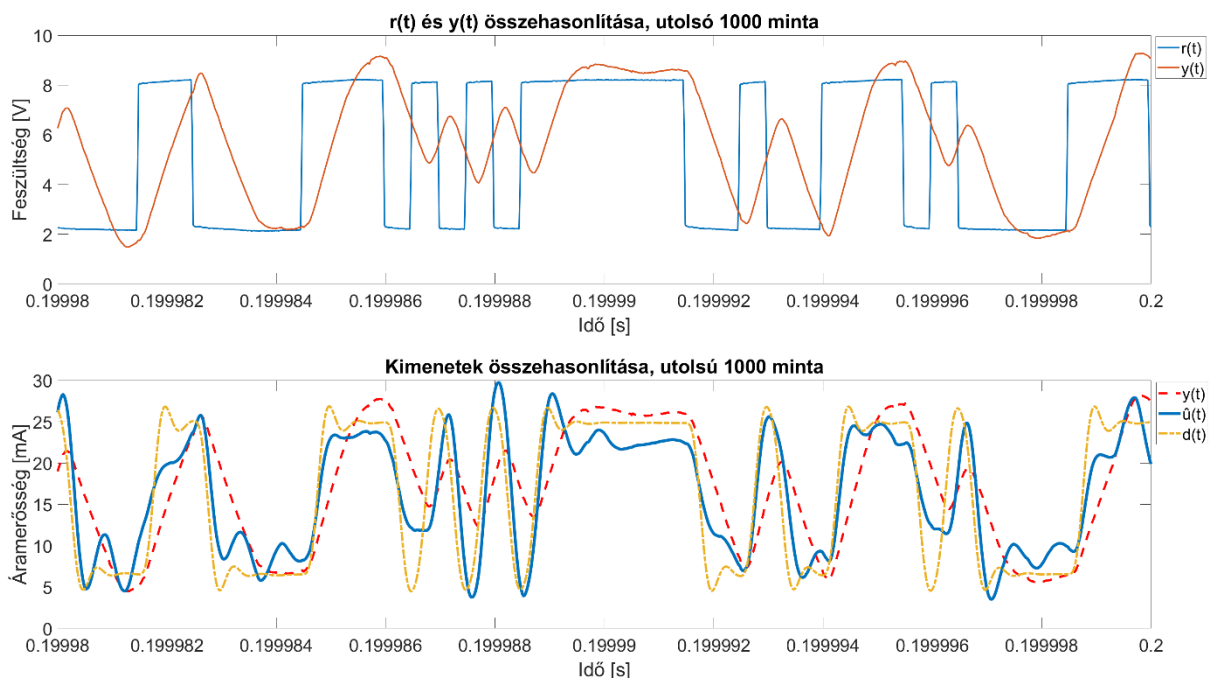
A bátorsági tényezőt kísérleti úton állítottam be a választott értékre. A 7.3. ábra alapján elmondható, hogy az identifikáció bár matematikailag jól körülhatárolt, szükséges a vizuális ábrázolás, amely alapján elmondható, hogy mikor tekinthetjük sikeresnek. Ideális esetben a hiba a becsült és az elvárt jel között a 0-hoz konvergál, ám egy valós mérőrendszer esetén ez sosem fog megtörténni. [14] [12]

A végeredménynek választott modell súlyaival képzett kimenet jelalakja megközelíti a várt eredményeket. Nem szabad elfelejteni, hogy a sáv szélesség-kiterjesztés nem fogja tudni visszaadni a négyszögjelet, mivel ahhoz nem használtunk kellően nagy kiterjesztést. Emiatt is szerepeltetem a referenciamodell jelét, hogy láthassuk, mihez viszonyítjuk az eredményt.



7.3. ábra: Identifikáció végeredményét összegző ábrák

Fontos kiemelni, hogy milyen eredményt várunk a kiértékelés során. Láthattuk a 6. fejezetben, hogy a tesztelt adatok szinuszos jelek voltak. Ennek a spektrumábrája diszkrét pontok halmazát jelöli. A begyűjtött adatok azonban négyyszögjelek, amelynek végtelen sok felharmonikusa van. Amennyiben erre szűrést alkalmazunk, úgy a négyyszögjel szinuszszerű alakot fog felvenni. Az identifikált szűrő feladata tehát az, hogy szinuszszerű jelekből állítsa vissza a négyyszögjelet.

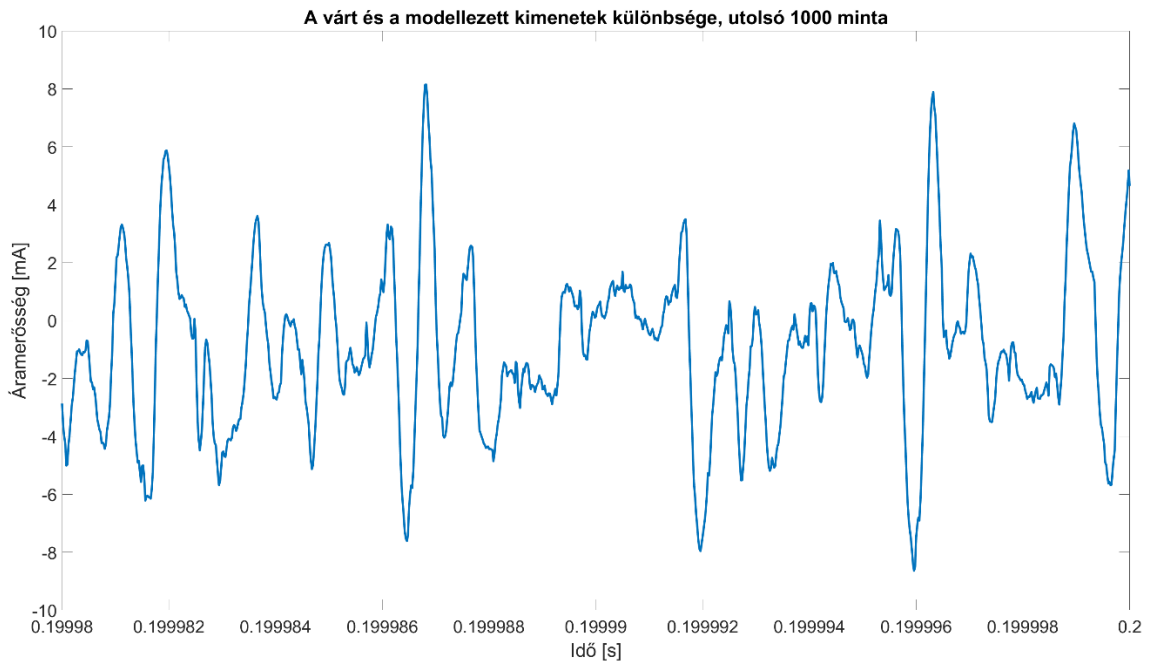


7.4. ábra: Jelalakok összehasonlítása

Az identifikált szűrő hatékonyságát többféleképpen alátámaszthatjuk. Egyrészt, a 7.3. ábra és a 7.4. ábra is jól mutatja, hogy jelalak szempontjából hasonló a kapott eredmény az elvárthoz. Szabad szemmel is jól látható, hogy $y(t)$ (szaggatott piros) jelet az adaptív szűrő meglehetősen jó mértékben feljavítja, így $\hat{u}(t)$ (folytonos kék) már jobban hasonlít a kívánt $d(t)$ (szaggatott sárga) jelalakhoz.

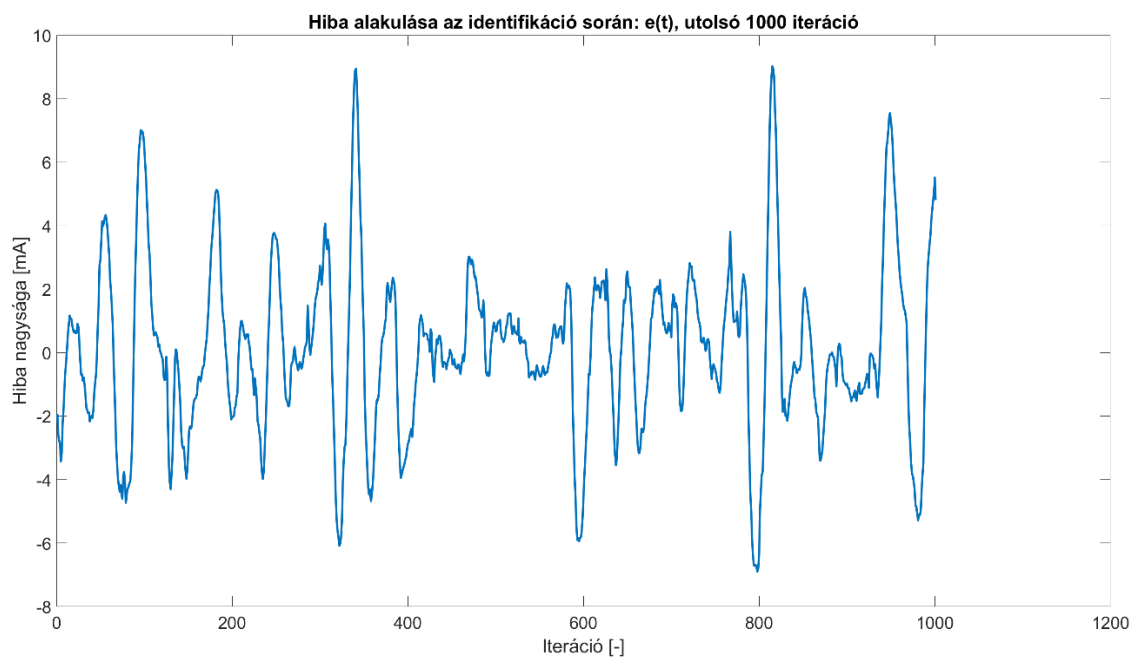
Ez még jobban alátámasztható, ha képezzük a két jel különbségét, amely minél kisebb adott t időpillanatban, annál jobban közelíti egymást a két eredmény. Mivel a referenciamodell és az identifikált szűrő kimenete is [mA] dimenziójú, így a 7.5. ábra szerint a modell kimenete abszolút értékben 10 mA-el tér el maximum a referencia értéktől. Ez első ránézésre problémás lehet, azonban ezek szélsőséges eltérések, elsősorban az éles jelváltások miatt alakulnak ki ezek a nagy különbségek.

Pusztán a 7.5. ábra alapján az a benyomás alakulhat ki bennünk, hogy a szűrő illesztése sikertelen, hiszen 30 mA-nyi áram mérése esetén ekkora eltérés nem elfogadható.



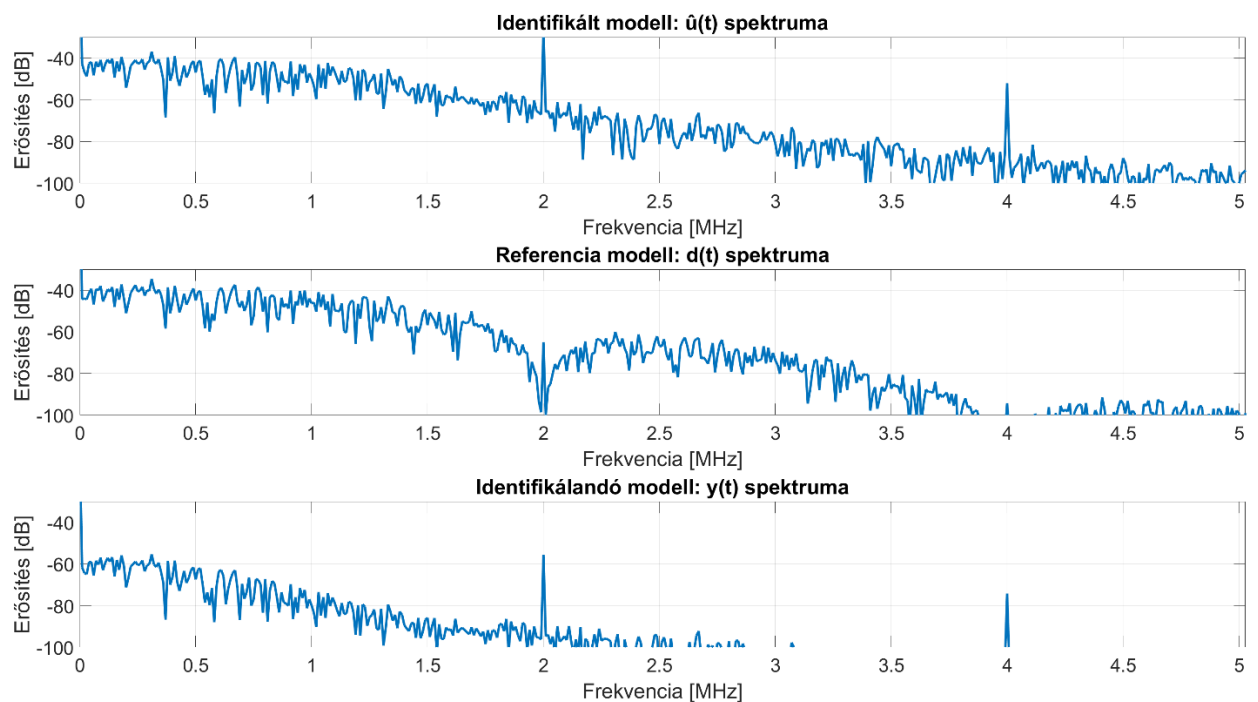
7.5. ábra: A becsült jel hatékonysága a különbségjel alapján

A 7.6. ábra segít megérteni azt, hogy az identifikáció vége felé hogyan alakultak az eltérések. Itt is láthatóak a hirtelen ugrások, amelyek újfent a négyzetjel éles váltásai miatt következtek be.



7.6. ábra: Hibajel ($e(t)$) alakulása az utolsó 1000 minta esetén

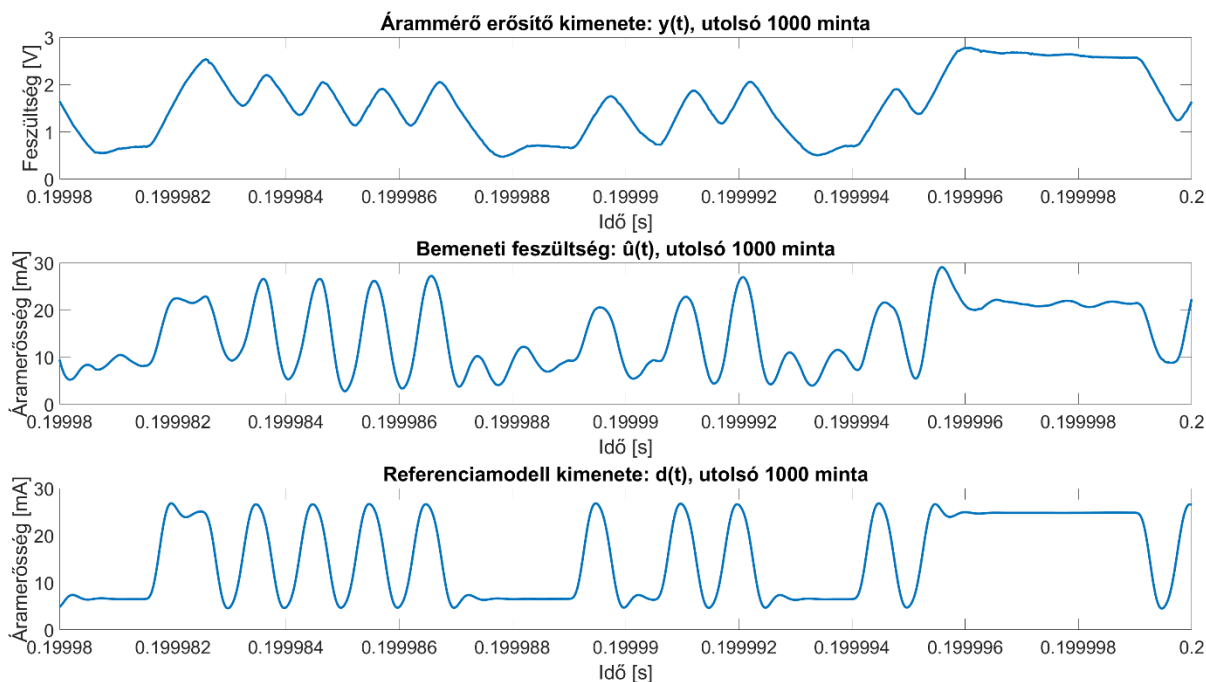
Egy másik lehetséges módszer, hogy a teljes rendszer (árammérő erősítő és adaptív szűrő) átviteli függvényét összehasonlítom a referencia szűrő átviteli függvényével. A rendszer ebben az esetben megint csak akkor tekinthető hatékonynak, hogyha a két átviteli függvény közel egyező tulajdonságú a sáváteresztő tartományban. A törésponti frekvencián túl pedig elvárt, hogy az erősítés meredeken csökkenjen. Ehhez azonban szükséges megállapítani (akár csak vizuálisan) az árammérő erősítő és az identifikált szűrő kaszkádosított átviteli függvényét. Mivel az átviteli függvény nem ismert, ezért közvetett módon a kimenetek spektrumát hasonlítom össze.



7.7. ábra: Spektrumok összehasonlítása az áteresztő tartományban

Jól látható, hogy az identifikált modell a 2 MHz-es tartományban közel hasonló átvitelt biztosít a referencia modell átviteléhez hasonlítva. A 2 MHz-nél tapasztalható kiugrásról már a PRBS-jel kapcsán megjegyeztem, hogy az ott egy nullhely, ebből fakadóan a modell nem tud mire rátanulni. Kiemelendő még, hogy míg $y(t)$ láthatóan a -50 dB-es erősítés alatt van, addig a becsült jel -50 dB felett található. Ez megegyezik a referenciamodell erősítésével.

Látható továbbá, hogy a 2 MHz-es törésponti frekvenciáig az identifikált modell spektrumának erősítése közel egyenletes. Ezek alapján az identifikáció teljesítette az elvártakat.



7.8. ábra: Identifikált szűrő alkalmazása új, mintavett adathalmazon

Az identifikált szűrőt egy újabb, már az NI szkóppal rögzített, ellenőrző adathalmazon felhasználva tisztább képet kaphatunk a működés hatékonyságáról, mivel itt már az identifikált szűrő paraméterei nem változnak. Azt láthattuk az előző módszerek esetén, hogy az árammérés pontossága – a kívánt négyszögjel, és a mérőrendszer kimenetén lévő $y(t)$ jel tulajdonságai miatt – összehasonlítható mértékű a becsült jellel. Azonban a jelalak hasonlóságát szabad szemmel észrevehetjük. Ilyen téren több helyen is érzékelhető a javulás¹⁴:

1. A becsült jel és a referenciajel ránézésre közel hasonló jelalakot vesznek fel.
2. A becsült jel sokkal jobban hasonlít a referenciajelre, mint az árammérő erősítő kimenetén mért jelre.

Összességében tehát elmondható a bemutatott ábrák alapján, hogy az identifikáció eredménye bár nem tökéletes a maradó hiba miatt, azonban a támasztott feltételeknek megfelel, hiszen a kapott adatok alapján felismerhetően képes visszaállítani az eredeti jelet, egyenletes átvitel mellett. A sávkiterjesztést így sikeresnek ítélem.

¹⁴ Ezek a megfigyelések szubjektívek, a 'hasonlóságot' itt nem lehet egzaktul definiálni.

8 Összegzés

Láthattuk a mérési eredmények alapján, hogy még végtelen felharmonikussal rendelkező négyszögjel esetén is lehetőség van arra, hogy egy valós környezetben használt rendszer adatain kompenzációt hajtsunk végre, visszanyerve az eredeti jelnek bizonyos tulajdonságait.

Azt is láthattuk, hogy az eljárás nem minden esetben működik kifogástalanul, általános alkalmazás esetén meglehetősen korlátozottak a lehetőségek, a hiba mértéke számottevő mértékű is lehet. Viszont azt is fontos kiemelni, hogy szubjektív értékelés alapján javulás érhető el, a sáv szélesség-kiterjesztés lehetséges az LMS-eljáráson alapuló rendszeridentifikáció segítségével.

A fejlesztés során számos új ötlet fogalmazódott meg bennem, amelyek segítségével akár jelentősen továbbfejleszhető lenne az eljárás hatékonysága.

Bár a MATLAB-ban végzett tesztek alapján nem javasolt a törésponti frekvencia növelése egy zajos mérési elrendezés esetén, azonban a négyszögjelek spektrális tulajdonsága miatt érdemes lehet további méréseket végezni az ebben a dolgozatban ismertetett eljárás segítségével, a referencia szűrő sáv szélességét növelve.

Egy másik továbbfejlesztési lehetőség, hogy az offline identifikációhoz teszteljünk egyéb, adaptív szűrőn alapuló inverz identifikációs eljárást. Elsősorban LMS-alapúakat, ilyen eljárások ismertetésre kerültek az 5.2-es fejezetben.

Végül a megvalósított eljárás implementálása a beágyazott rendszerbe is egy további feladat. A dolgozat rávilágított arra, hogy érdemes lehet előmérések alapján meghatározni a szűrő kiinduló paramétereit. A beágyazott környezet feladatai nem térnének el az 1.1-ben bemutatottaktól, azonban az identifikációs fázisnak lennének kiindulási paramétereik.

9 Irodalomjegyzék

[1] N. I. CORP., "PXIe-5172 Specifications," 08. 06. 2022.. [Online]. Available: <https://www.ni.com/docs/en-US/bundle/pxie-5172-specs/page/specs.html>. [Accessed 30. 10. 2022.].

[2] A. M. D. Inc., "7-series product selection guide," 2022. [Online]. Available: <https://www.xilinx.com/content/dam/xilinx/support/documents/selection-guides/7-series-product-selection-guide.pdf#K7>. [Accessed 30. 10. 2022.].

[3] S. Gupta, "How to measure current in a circuit with different current sensing techniques," *Circuit Digest*, 6. 05. 2019.. [Online]. Available: <https://circuitdigest.com/article/how-to-measure-current-in-a-circuit-with-different-current-sensing-techniques>. [Accessed 30. 10. 2022.].

[4] S. Ziegler, R. C. Woodward, H. H.-C. Iu and L. Borle, "Current Sensing Techniques: A Review," *IEEE Sensors Journal*, vol. 4., no. 9., pp. 354-376., 2009..

[5] A. microsystems, "High Sensitivity, 1 MHz, GMR-Based Current Sensor IC in Space-Saving, Low Resistance QFN and SOIC-8 Packages," 02. 09. 2021.. [Online]. Available: <https://www.allegromicro.com/-/media/files/datasheets/acs70331-datasheet.pdf>. [Accessed 30. 10. 2022.].

[6] M. Khader, "System trade-offs for high- and low-side current measurements," 01. 06. 2017.. [Online]. Available: https://e2e.ti.com/blogs_/b/analogwire/posts/system-trade-offs-for-high-and-low-side-current-measurements. [Accessed 30. 10. 2022.].

[7] I. Williams and C. Udegbue, "Current sensing with different types of amplifiers," *Texas Instruments*, 23. 08. 2019.. [Online]. Available: <https://training.ti.com/ti-precision-labs-current-sense-amplifiers-current-sensing-different-types-amplifiers>. [Accessed 30. 10. 2022.].

[8] M. M. Peet, *Systems Analysis and Control*, Arizona State University, 2022.

[9] E. L. Ginzton, W. R. Hewlett, J. H. Jasberg and J. D. Noe, "Distributed Amplification," *Proceedings of the IRE*, vol. 8., no. 36., pp. 956-969., 1948..

- [10] R. PQ, "What Are the Different Types of EQ and Filters?," Icon Collective, 19. 06. 2019.. [Online]. Available: <https://iconcollective.edu/types-of-eq/>. [Accessed 30. 10. 2022.].
- [11] L. Ljung, *System Identification: Theory for the User*, Second ed., New Jersey: Prentice Hall PTR, 1999.
- [12] B. Widrow and S. D. Stearns, *Adaptive Signal Processing*, First ed., New Jersey: Prentice-Hall PTR, 1985.
- [13] L. Ljung and K. Glover, "Frequency Domain Versus Time Domain Methods in System Identification," *Automatica*, vol. 17., no. 1., pp. 71-86., 1981..
- [14] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Third ed., New Jersey: Prentice-Hall PTR, 1996.
- [15] M. L. Honig and D. G. Messerschmitt, *Adaptive Filters: Structures, Algorithms, and Applications*, First ed., Boston: Kluwer Academic Publishers, 1986.
- [16] J. Gillberg, *Frequency Domain Identification of Continuous-Time Systems: Reconstruction and Robustness*, Linköping: LiU-Tryck, 2006.
- [17] T. McKelvey, *Frequency Domain Identification*, California: IFAC System Identification, 2000.
- [18] H. P. Gavin, "The Levenberg-Marquardt algorithm for nonlinear least squares curve-fitting problems," 18. 09. 2020.. [Online]. Available: <https://people.duke.edu/~hpgavin/ce281/lm.pdf>. [Accessed 30. 10. 2022.].
- [19] Haghghi, "Numerical Optimization: Understanding L-BFGS," *Aria*, 02. 12. 2014.. [Online]. Available: <https://aria42.com/blog/2014/12/understanding-lbfgs>. [Accessed 30. 10. 2022.].
- [20] S. K. Benjamin, *Adaptív FIR-szűrők hatékony megvalósítása*, Budapest, 2015.
- [21] H. Zumbahlen, "Analog Filters," in *Linear Circuit Design Handbook*, Burlington, Elsevier, 2008, pp. 581-679..
- [22] A. Flores, C. Robin, A. Lanari and I. Dajani, "Pseudo-random binary sequence phase modulation for narrow linewidth, kilowatt, monolithic fiber amplifiers," *OPTICS EXPRESS*, vol. 22., no. 15., p. 17735–17744., 2014..

[23] P. Jay and P. Vary, "On artificial bandwidth extension of telephone speech," Elsevier, Aachen, 2002.

[24] E. Larsen and R. M. Aarts, *Audio Bandwidth Extension: Application of Psychoacoustics, Signal Processing and Loudspeaker Design*, Chichester: John Wiley & Sons Ltd., 2004.

[25] A. P. Sage and J. L. Melsa, *System Identification*, First ed., New York: Academic Press, 1971.