



**Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem**  
Villamosmérnöki és Informatikai Kar  
Villamos Energetika Tanszék

Rózsa Máté

# **Interfész algoritmusok vizsgálata Power-Hardware-in-the-Loop szimulációs környezetben**

TDK Dolgozat

KONZULENS

**Dr. Csatár János**

BUDAPEST, 2022

## Összefoglaló

---

A villamosenergia-rendszer és az ahhoz kapcsolódó eszközök fejlesztése során kiemelt szereppel rendelkezik a modellezés. A fizikai, valós hálózaton történő tesztelés több tényező miatt sem valósulhat meg a termékfejlesztés bármely szakaszában, továbbá a nem rendeltetésszerű üzemállapotokat is vizsgálni kell. Ennek megfelelően szükség van egy rugalmas tesztkörnyezet kialakítására. A számítástechnika fejlődésével lehetőség nyílt arra, hogy a villamosenergia-rendszer kívánt részét lemodellezhessük és valós idejű számítások segítségével vizsgálhassuk üzemállapotait. A valós időben futó szimulációból D/A, A/D konverterekkel lehetőség van jeleket ki- és visszacsatolni. Az analóg kimenetekre csatlakoztatott eszköz a kapott jelekre adott válasza visszacsatolásra kerül az analóg bemeneteken keresztül, így a szimulációban valósághűen jelenik meg a berendezés működése. Ezen zárt hurkú visszacsatolással megvalósított szimulációt Hardware-in-the-Loop szimulációnak nevezzük.

A PHIL (Power-Hardware-in-the-Loop) szimuláció esetében a valós idejű szimulációból kicsatolt jeleket egy teljesítményerősítő segítségével csatlakoztatjuk a tesztelendő berendezéshez. Ezzel a módszerrel a tényleges teljesítményt felvevő (vagy előállító) berendezéseket tudjuk tetszőleges körülmények közt vizsgálni. A valós és virtuális rész fizikai kapcsolatát biztosító A/D, D/A konverterek, teljesítményerősítő és a méréseket megvalósító szenzorok késleltetést és hibákat okoznak, amelyek a szimuláció instabilitásához vezethetnek. A két rész (virtuális és valós oldal) közti összekapcsolást a szimulációban az interfész algoritmus biztosítja, amely jó megválasztása kulcsfontosságú a stabilitás biztosításához.

A dolgozat első felében az interfész algoritmusok részletes bemutatása található. Ismertetésre kerül az algoritmusok felépítésének alapvető gondolatai és alkalmazhatósági korlátjai, nagy hangsúlyt fektetve a stabilitási kritériumokra. Ezt követően a leggyakrabban használt interfész algoritmus, az ITM (Ideal Transformer Model) és a széles stabilitási határokkal rendelkező TLM (Transmission Line Model) módszerek alaposabb vizsgálata található. Az alapvető megvalósításon felül az ITM módszer stabilitási tartományának növelésére használt kiegészítő módszerek megvalósítása is bemutatásra kerül (aluláteresztő szűrővel, fizikai inuktivitással és dq-transzformációval kiegészített változatok). Az elvi modellek alapján implementált módszerek tesztelése laboratóriumi hardware-in-the-loop környezetben valósult meg. A laborszimulációk eredményei összehasonlításra kerülnek az elvi modellek eredményeivel. A két interfész algoritmus alkalmazhatósága több szempontból is összehasonlításra kerül, ezzel egy átfogó képet adva az interfész algoritmusok megválasztásának kritikus szerepéről.

## Abstract

---

Modelling plays an important role in the development of power systems and related devices. Due to several factors, testing on a physical, real network cannot be carried out at any stage of product development, and non-intended operating conditions must also be investigated. Thus, it is necessary to create a flexible test environment. With the development of computer technology, it became possible to model the desired part of the power system and examine its operating conditions with the help of real-time calculations. From the real-time simulation, D/A, A/D converters can be used to feed signals back and forth to interface with other devices. The response of the device connected to the analogue outputs is fed back through the analogue inputs, so the operation of the device is represented realistically in the simulation. This closed-loop feedback simulation is called a Hardware-in-the-Loop simulation.

With PHIL (Power-Hardware-in-the-Loop) simulation, the signals extracted from the real-time simulation are connected to the device under test (DUT) using a power amplifier. With this method, we can test our equipment that consumes (or produces) electrical power under test conditions. The physical link between the DUT and the simulated system (called Rest-of-the-System, ROS) is provided by A/D, D/A converters, power amplifier, and sensors. These coupling devices induce delay and measurement errors, that can lead to instability of the simulation. The connection between the two parts (virtual and real side) in the simulation is provided by the interface algorithm, which is a key to ensure stability.

In the first part of the paper, the interface algorithms are presented. The basic ideas of the construction of the algorithms and their applicability limits are explained, with a strong emphasis on the stability criteria. Afterwards, the most frequently used interface algorithm, the ITM (Ideal Transformer Model) and the TLM (Transmission Line Model) method, which have wide stability limits, will be examined more thoroughly. In addition to the basic implementation, the implementation of additional methods used to increase the stability range of the ITM method is presented (low-pass filter, physical inductance, and dq-transformation). The methods based on the theoretical models were also tested in a laboratory hardware-in-the-loop environment. The results of the laboratory simulations are compared with the results of the theoretical models. The applicability of the two interface algorithms is compared in several aspects, giving a comprehensive picture of the critical role of the choice of interface algorithms.

# Tartalomjegyzék

---

Összefoglaló.....	i
Abstract .....	ii
Tartalomjegyzék .....	iii
1 Bevezetés.....	1
2 Interfész algoritmusok.....	4
2.1 Interfész algoritmusok áttekintése.....	5
2.2 ITM (Ideal Transformer Model).....	9
2.3 TLM (Transmission Line Model) .....	12
3 ITM és TLM algoritmusok vizsgálata laborszimulációval.....	14
3.1 Szimulációs keretrendszer bemutatása.....	15
3.2 ITM algoritmus .....	16
3.2.1 Stabilitásvizsgálat .....	18
3.2.2 Interfész algoritmus pontossága .....	21
3.3 TLM algoritmus.....	29
3.3.1 Interfész algoritmus pontossága .....	31
3.4 Eredmények összegzése .....	37
4 Összefoglalás, továbbfejlesztési lehetőségek, konklúzió .....	38
Irodalomjegyzék .....	40
F1 ITM algoritmus vizsgálata egyszerű modellek segítségével .....	1
F1.1 Egyfázisú modell.....	1
F1.1.1 Stabilitás növelése aluláteresztő szűrővel.....	4
F1.1.2 Stabilitás növelése L és C elemek beiktatásával.....	6
F1.2 Háromfázisú modell .....	7
F1.2.1 Egyszerű eset induktív jellegű impedanciákkal .....	7
F1.2.2 Háromfázisú Grid-feeding inverter offline szimulációja.....	8

# 1 Bevezetés

---

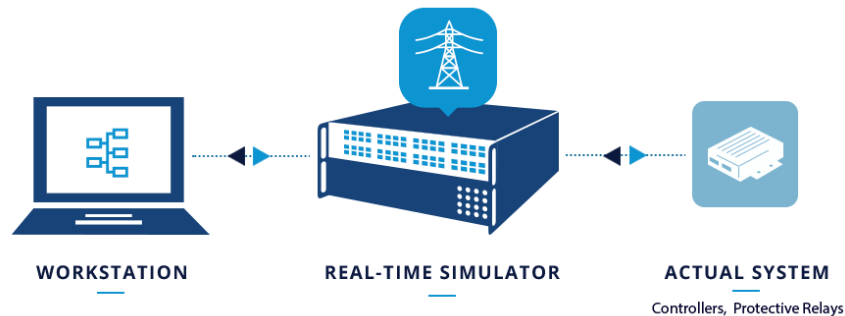
Napjainkban a szimulációk széles körben használtak a mérnöki feladatok megkönnyítésére, a számítástechnika gyors fejlődésével a számítási kapacitás nagy mértékben nőtt és fajlagos költsége egyre inkább csökkent. Ezen tendencia ahhoz vezetett, hogy a szimuláció, mint eszköz, elterjedt és elérhetővé vált a nagyobb vállalatokon, kutatói laboratóriumokon túl a kisebb cégek és a magánemberek számára is. A termékfejlesztési folyamat során a szimulációkkal olcsóbbá és gyorsabbá válik a fejlesztési szakasz, sok olyan körülmény is reprodukálható, amely a valóságban csak ritkán fordul elő. Mindazonáltal a szimulációk világa egy fejlődő közeg, amelyre folyamatos igény mutatkozik az ipar felől.

A számítógépes szimulációk során fontos szempont a futtatási idő, megválasztásakor általánosan preferált a leggyorsabb lehetséges feladatvégzés. Azonban létezik a szimulációk egy speciális típusa, a valós idejű szimuláció, amely futtatási órajele a valós időhöz szinkronizált. A valós idejű szimuláció jelentősége, hogy a vizsgált folyamatok a valóságnak megfelelő idő alatt játszódnak le, így lehetőség nyílik a virtuális modellhez fizikai eszközök csatlakoztatása is. Ha a fizikai eszköz nem csak jeleket kap a szimulációból, hanem vissza is csatoljuk erre adott választát, akkor Hardware-in-the-Loop (HIL) szimulációról beszélhetünk. A HIL szimuláció egy jól skálázható, rugalmas és gyors tesztkörnyezet kialakítására nyújt lehetőséget.

A Hardware-in-the-Loop szimulációk használata sokrétűnek mondható, a termékfejlesztés első prototípusának tesztelésétől teljesen a gyártásban valós sorozatesztek elvégzésére is alkalmas. A HIL szimulációk használatának motivációja, hogy a fejlesztési szakaszban kiderülő hiba javítása sokkal kevesebb erőforrást (akár emberi, akár anyagi) igényel, mint egy utólagosan jelentkező hiba kijavítása. A gyártás minőségének ellenőrzése szintén költségcsökkentő hatású és egyben a vásárlói elégedettség is növelhető, ha egy megfelelően működő eszköz kerül a végfelhasználóhoz. Az ipar HIL szimulátorokra való igényének lefedését több szimulációs célhardvert gyártó vállalat végzi, ezek közül három jelentős az OPAL-RT Technologies [1], Typhoon HIL [2] és az RTDS Technologies [3]. Ezen vállalatok termékei széles körben alkalmazottak az ipari szereplők körében, mivel teljesértékű, személyre szabott megoldásokat nyújtanak.

A HIL szimulációs környezet felépítését a(z) 1. ábra mutatja. Fő építőeleme a valós idejű szimulátor („Real-Time Simulator”), amely egy célszámítógép. Az ábra bal oldalán látható vezérlő számítógép („Workstation”) biztosítja a felhasználói felületet a szimulátor vezérléséhez. A valós idejű szimulátorhoz csatlakozik a tesztelni kívánt eszköz („Actual System”) a rendelkezésre álló analóg és/vagy digitális be- és kimeneteken keresztül. A HIL szimuláció esetén a szimulátor és az eszköz

kapcsolata gyengeáramú, kisfeszültségű jelekkel valósul meg (jellemzően  $\pm 10$  V nagyságrend). A HIL elterjedten alkalmazott tesztkörnyezet például az autóiiparban, védelmi relék, hajtási rendszerek fejlesztésekor.

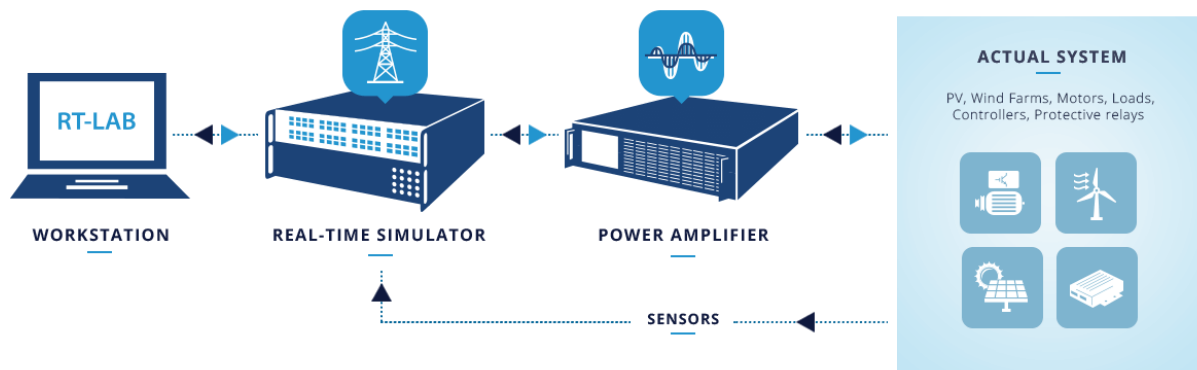


1. ábra: HIL felépítése [4]

A villamosenergia-rendszerben az elmúlt évek során ugrásszerű fejlődés tapasztalható. A többnyire passzív elemekből felépített rendszer kiegészült aktív teljesítményelektronikai berendezésekkel, mint például inverterek, frekvenciaváltós hajtási rendszerek, FACTS<sup>1</sup> eszközök, amelyek fejlesztésére és tesztelésére hatékony megoldásra van szükség. A HIL szimuláció kézenfekvő választás, de a megfelelő alkalmazhatósághoz nagyobb feszültségű és áramú, teljesítménnyel rendelkező jelekre van szükség. A HIL szimulációs struktúrát egy teljesítményerősítővel, megfelelő mérőváltókkal kiegészítve alkalmassá tehetjük a feladatra, ezt hívjuk Power-Hardware-In-Loop (PHIL) szimulációnak. A PHIL szimulációval átlagosan több kilowattos (10-100 kW) teljesítménytartományban végzünk vizsgálatokat. A teljesítménytartomány felső határát első sorban gazdasági elvek határozzák meg (elvétve létezik megawattos nagyságrend is).

A PHIL blokkvázlatát a(z) 2. ábra szemlélteti, a HIL felépítéséhez képest a PHIL struktúrát a teljesítményerősítő (az ábrán „Power Amplifier”) és a villamos paraméterek mérésére használt szenzorok („Sensors”) egészítik ki, előbbi az erősáramú jelek előállításához, utóbbi a méréshez szükséges.

<sup>1</sup> FACTS: Flexible AC Transmission Systems



2. ábra: PHIL felépítése [5]

Ahogy a felhasználó irányában definiálható egy interfész, amely az ember-gép kapcsolatot biztosítja, definiálhatunk egy interfészt a szimulátor és a tesztelendő berendezésünk közt is. Ezt PHIL esetben teljesítmény interfésznek nevezzük, célja a szimulált modellben kiadott jelek átalakítása erősáramú, fizikai jelekké, majd a tesztelt berendezés erre adott válaszáinak visszacsatolása a szimulációs modellbe. Annak érdekében, hogy a fizikai eszköz hatása pontosan jelenjen meg a szimulációban, az interfészt alkotó eszközöknek nagy pontosságúnak és kis késleltetéssel rendelkezőnek kell lenniük. Ez HIL esetben a kisebb feszültségű és az elenyésző teljesítményű végett jól megvalósítható, de PHIL esetén a teljesítményerősítő és a visszaméréshez használt mérőváltók pontatlanságot hoznak magukkal. Az interfész ezen túlmenően tartalmazza a szimulált modell azon részét is, amely a jelek ki- és visszacsatolásáért felelős, ez az interfész algoritmus. A fentebb említett problémák miatt a PHIL szimuláció során az interfész megfelelő kivitelezése kulcsfontosságú kérdés.

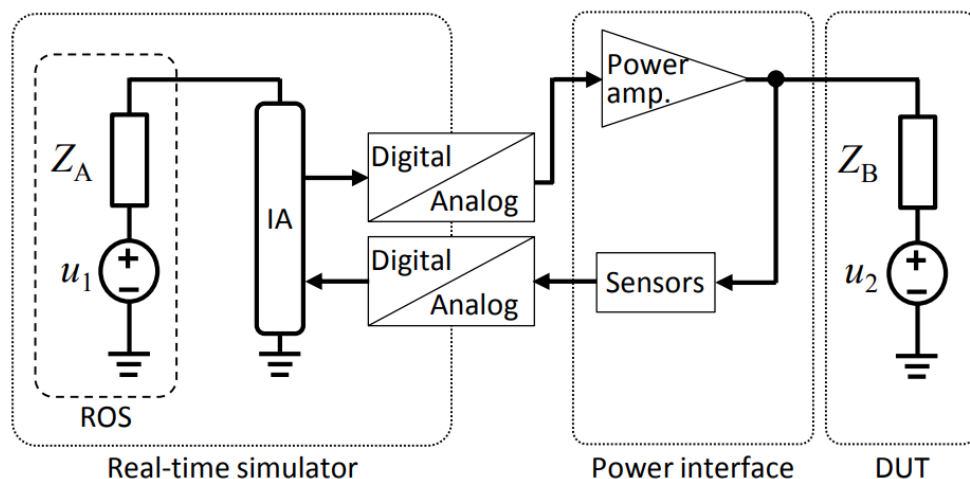
A valós idejű szimulációról és használati területeiről bővebben olvashatunk az OPAL-RT Technologies által írt cikkben [6].

A dolgozat első fele átfogóan ismerteti az interfész algoritmusokat. Az interfész algoritmus definiálását követően a Hardware-in-the-Loop szimulációs struktúrában való elhelyezkedését, szerepkörét, megválasztásának fontosságát taglalja a dolgozat. A bevezetést az interfész algoritmusok tervezési szempontjainak bemutatása és két fontos tulajdonság: a stabilitás és a pontosság tágabb kifejtése követi. Ezután a módszerek elvi felépítésének, előnyeinek és hátrányainak egyenlő mértékben történő bemutatása következik. Alaposabb tanulmányozás céljából két interfész algoritmus lett kiválasztva, a dolgozat első felének utolsó szakaszában ezen módszerek tágabb ismertetése található.

A dolgozat második felében a két kiválasztott interfész elv implementálása Matlab Simulink szoftvercsomag használatával valósult meg. A Smart Power Laboratórium eszközkészletét felhasználva, valós idejű szimulátorral felépített Power-Hardware-in-the-Loop szimulációs környezetben elvégzett vizsgálatok eredményeinek bemutatása következik. A dolgozat végén a mérési eredmények konklúziója és a továbbfejlesztési lehetőségek kifejtése olvasható.

## 2 Interfész algoritmusok

A(z) 3. ábra szerint épül fel a PHIL szimuláció részletes blokkvázlata. A blokkvázlatot két nagy logikai egységre bonthatjuk fel: virtuális és valós részre. A virtuális rész tartalma a valós idejű szimulátorban futó modell és az interfész algoritmus (IA). A valós részen helyezkednek el az A/D, D/A konverterek, a teljesítményerősítő, a villamos mennyiségeket mérő szenzorok és a tesztelt eszköz. A szimulált mögöttes hálózat (ROS: Rest-of-the-Sytem) és a tesztelt berendezés (DUT: Device-Under-Test) egy-egy Thevenin-ekvivalenssel kerül leképezésre. Látható, hogy a blokkvázlat elemei az interfész algoritmuson kívül definiált paraméterekkel fognak rendelkezni, így a virtuális és valós oldal közti kapcsolatnál csak az interfész algoritmust választhatjuk meg szabadon. Ennek megválasztása kritikus pontosság és stabilitás szempontból is, mivel nincs egy általánosan jól használható interfész algoritmus [7]. Előzetes vizsgálatokkal a felhasználásnak megfelelően szükséges egy elégségesen jól működő megoldást választani a szimuláció elvégzéséhez.



3. ábra: PHIL blokkvázlata [8]

Az interfész algoritmusok tervezése során fontos szempont, hogy a rendszer minél jobban közelítse az ideális esetet: a virtuális és a valós oldali mennyiségek minden időpillanatban azonosak. Ideális esetben úgy képezhetjük le a rendszert, mintha a virtuális oldal csatlakozási pontja galvanikus összeköttetésben lenne a tesztelt eszköz csatlakozási pontjával. Természetesen ez egy fiktív eset, de az összehasonlítás alapjául megfelelően tudjuk alkalmazni, mint áramköri referencia modell. Összességében két fontos szempont van a tervezés során, amelyek egyensúlya mellett jónak mondható egy interfész algoritmus: a stabilitás és a pontosság.



## Stabilitás és pontosság

Az interfész algoritmusok tervezésének két fő szempontja a stabilitás és a pontosság. A két tulajdonság szoros kapcsolatban van egymással. A szimuláció elvégzéséhez szükséges, hogy a stabilitási határokon belül maradjon a rendszer, instabilitás esetén értelmezhetetlen eredményeket kapunk és a berendezéseink épségét is kockáztatjuk. A szimuláció pontossága alapvető elvárás, de két aspektusban is megnyilvánul. Egyrészt fontos, hogy az interfész felépítéséhez használt eszközök minél pontosabbak legyenek, ez előfeltétele, hogy az eredményeink is pontosak legyenek és a szimuláció stabil tartományban maradjon. Másrészt a stabilitási határok kiterjesztéséhez gyakori módszer a visszacsatolt jelek további feldolgozása, ami befolyásolja az eredmények pontosságát. Ezen okok miatt a stabilitás és a pontosság vizsgálata nem választható szét teljes mértékben.

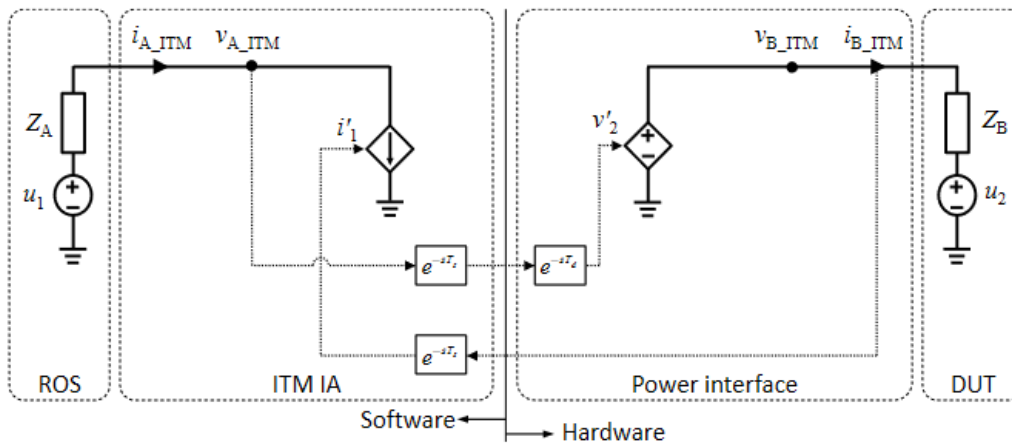
A PHIL szimuláció stabilitásvizsgálatának fő motivációja, hogy míg egy HIL szimuláció során a jelek elenyésző teljesítményűek, a PHIL szimulációnál nem ritkák a több 10 vagy akár 100 kW-os teljesítményigényű berendezések tesztelése is. Instabilitás esetén elszabaduló feszültségek és áramok romboló hatásúak lehetnek a nagy mögöttes teljesítmény miatt. Az instabilitás fő okozója, hogy a valós időben futó szimulációban a tesztelt berendezés válasza mindig  $\Delta t$  késleltetéssel jelenik meg. Ezáltal egy adott szimulációs időlépcső értékeire adott válasz csak egy későbbi időlépcsőben jut érvényre, amikor a szimuláció már más kimenetre várna a választ. Az így keletkezett hiba újból visszacsatolódik, növelve ezzel a helyes értéktől való eltérést [7]. A késleltetésből fakadó hibákra szuperponálódnak az A/D, D/A kvantálási hibák, a teljesítményerősítő erősítési hibája és a szenzorok mérési bizonytalansága. Ezt megfogalmazhatjuk úgy is, mint egy pozitív visszacsatolás, ami bizonyos szinten felül gerjedéshez fog vezetni, ezzel instabilitást okozva. Bizonyos alkalmazási esetekben erőteljesebben jelentkeznek a hibák hatásai, ilyen például a gyors jelváltozással járó esetek többsége (nagyfrekvenciás, kapcsolóüzemű eszközök). Mindazonáltal a PHIL szimulációk tervezésekor szükséges előzetes vizsgálatokat végezni az interfész algoritmus és a további paraméterek megválasztására.

## 2.1 Interfész algoritmusok áttekintése

### ITM (Ideal Transformer Model) [7][9][10][11][12]

Az ideális transzformátor modell a legegyszerűbb és ebből eredően a legtöbbször használt interfész algoritmus. Két változatát különböztethetjük meg attól függően, hogy feszültséget vagy áramot erősítünk. A fizikai szimulációk során használt teljesítményerősítő legtöbbször feszültséget erősít, ezért az ismertetés során a feszültséget erősítő változatot mutatom be.

Az ITM modell felépítését a(z) 4. ábra szemlélteti. A virtuális részen mért feszültséget erősítjük egy teljesítményerősítő segítségével, majd a valós rész áramát csatoljuk vissza a virtuális részre egy vezérelt áramforráson keresztül.

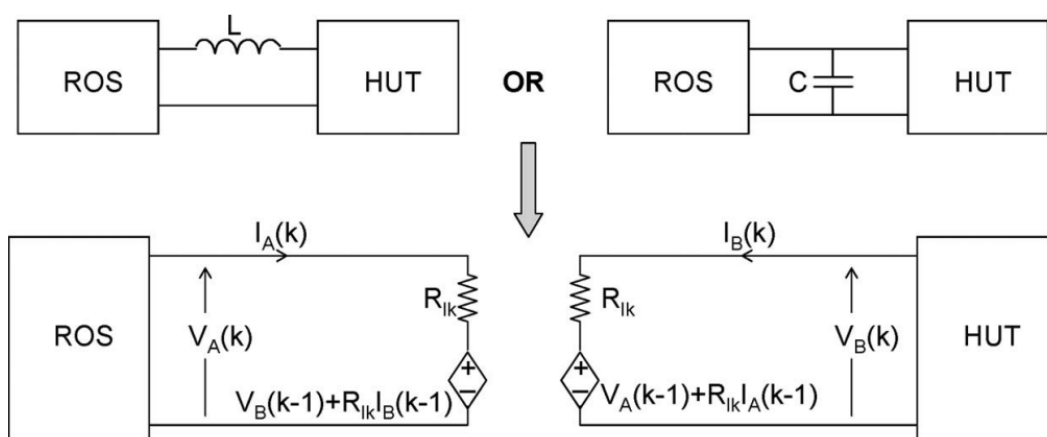


4. ábra: ITM modell [8]

A módszer előnye az egyszerűségéből fakad, könnyen értelmezhető az algoritmus elvi felépítése és implementálása könnyen megvalósítható. A stabilitási tartomány növelésére léteznek kiegészítő módszerek (aluláteresztő szűrő, fizikai induktivitás). A késleltetésből fakadó fázishiba kompenzálására koordináta transzformációval való visszacsatolást alkalmazhatunk. Hátránya a stabilitási tartomány impedanciafüggése és a tranzienis jelenségekre való érzékenység.

#### TLM (Transmission Line Model) [7][8][9][12]

A TLM algoritmust a(z) 5. ábra mutatja, az ábrán a távvezeték szakasz koncentrált paraméterű helyettesítése látható. A módszer a Bergeron távvezeték modellen alapul: a távvezeték helyettesíthetjük két csatolt Thevenin-ekvivalenssel, amelyben az impedancia értéke azonos a távvezeték karakterisztikus impedanciájával. A Bergeron távvezeték modell szerint a vezeték egyik végén mindig a másik vég  $\Delta t$  befutási idővel megelőző állapota jelenik meg. A távvezeték befutási idejét a szimulációs időlépcsővel azonosra kell választani.



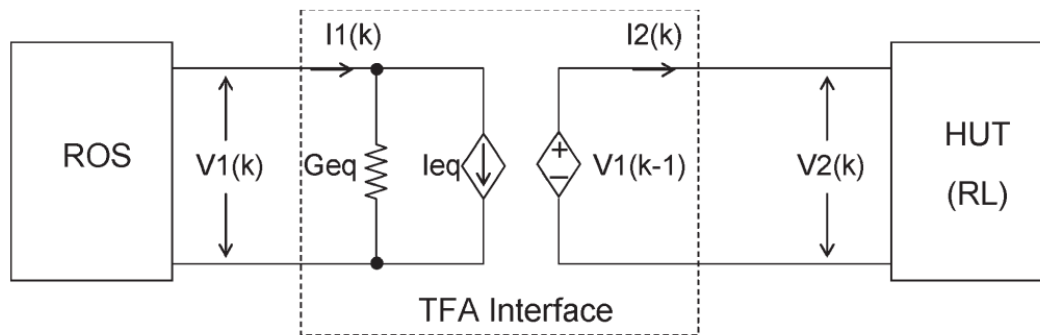
5. ábra: TLM algoritmus [7]

A módszer előnye, hogy nagy stabilitási határokkal rendelkeznek, nem szükséges számításigényes matematikai műveletek elvégzése (differenciálás, mátrix invertálás) és jól kezeli a nemlineáris

berendezések hatását is. Hátránya, hogy a karakterisztikus impedanciát a valós oldalon egy fizikai ellenállással kell megvalósítani, amelyen veszteség keletkezik főként nagyobb teljesítmények esetén. A karakterisztikus impedancia a távvezeték modellnek megfelelően változik, függ a szimulációs időlépcsőtől is, így bármely paraméter változásakor más értékű ellenállásra lesz szükség, amely drágítja a szimulációt és csökkenti a rugalmasságot.

### TFA (Time-variant First-order Approximation) [7][9][12]

A TFA algoritmus blokkvázlata a(z) 6. ábra szerinti. A tesztelendő berendezés viselkedését egy egytárolós RL vagy RC körrel becsüljük. A szimuláció közben mért adatokból kiszámított együtthatókkal online frissíthető a tesztelt eszköz modellje. A leképezés alapján végzett állapotbecsléssel az interfész okozta hibák kompenzálhatóak, javítva ezzel a stabilitást.



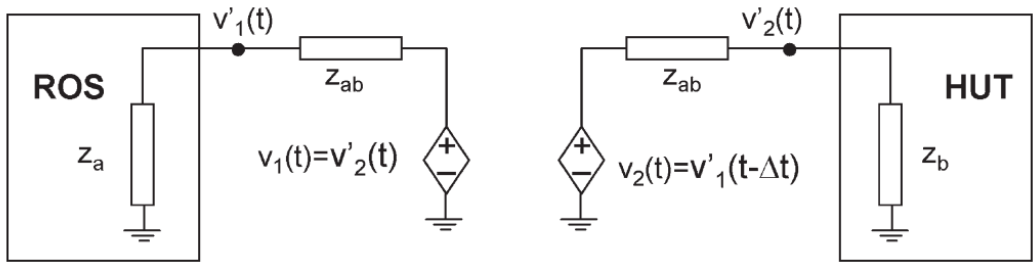
6. ábra: TFA algoritmus [7]

A virtuális oldal feszültségét csatoljuk a valós oldalra (hasonlóan az ITM algoritmusához), majd a valós oldal mért mennyiségeiből származtatjuk a virtuális oldalon elhelyezett áramgenerátor és vele párhuzamosan kapcsolt ellenállás értékét. Az egytárolós tag egyenletét felírva, majd trapéz módszerrel diszkrétizálva kapjuk a valós és virtuális oldalt összekapcsoló egyenleteket.

Az ITM modellhez képest jóval bonyolultabb összefüggéseket tartalmaz a TFA modell, ez komplexé és nehezen kezelhetővé teszi. Ahogyan az állapotbecslésen alapuló módszerekre jellemző, nehezen használható nagyfrekvenciás és erősen nemlineáris rendszerek esetén. A szükséges mátrixszámítások miatt lassú (mátrix invertálás) és érzékeny a mérési zajokra, pontatlanságokra.

### PCD (Partial Circuit Duplication) [7][9][12]

A módszer az áramkör részegységekre bontásán, majd az egyenletek iterációs módszerekkel való megoldásán alapul, hasonlóan a SPICE típusú szimulációs programokhoz. A(z) 7. ábra szemlélteti az algoritmus blokkvázlatát. Az összekötő  $Z_{ab}$  impedancia mind a valós, mind a virtuális részen elhelyezésre kerül.

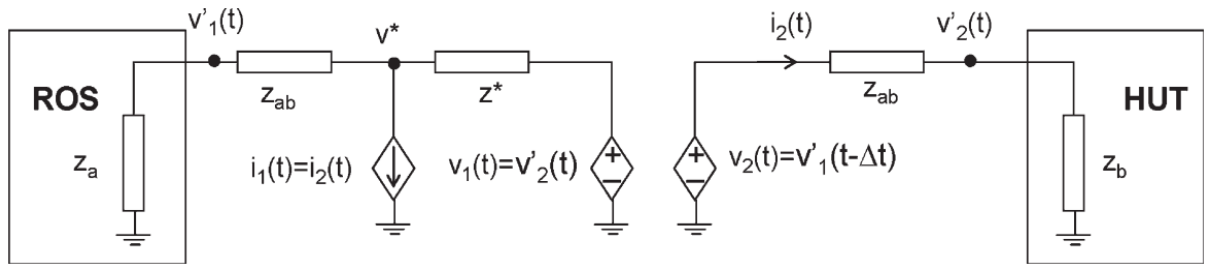


7. ábra: PCD algoritmus [7]

A PCD algoritmusnak rezisztív esetben nagyobb a stabilitása, mint az ITM módszernek. Az iterációval való megoldás miatt bármilyen esetben konvergens, de a valós idejű szimuláció során csak egy iteráció folytatható le egy adott időlépcsőben, ezért a hibák minimalizálása felértékelődik. A pontosság megőrzésének érdekében a  $Z_{ab}$  értéknek nagynak kell lenni a  $Z_a$  és  $Z_b$  értékekhez képest, amely valós esetekben nehezen kivitelezhető, ebből fakadóan a PCD algoritmus pontossága alacsony.

**DIM (Damping Impedance Method) [7][8][9][12]**

A DIM módszer (8. ábra) az ITM és a PCD algoritmusok kompozíciója azzal a módosítással, hogy egy extra  $Z^*$  impedancia kerül elhelyezésre. Figyeljük meg, hogy  $Z^*$  speciális értékei esetén az ITM és PCD algoritmust kapjuk:  $Z^* = 0 \Rightarrow$  PCD;  $Z^* = \infty \Rightarrow$  ITM.



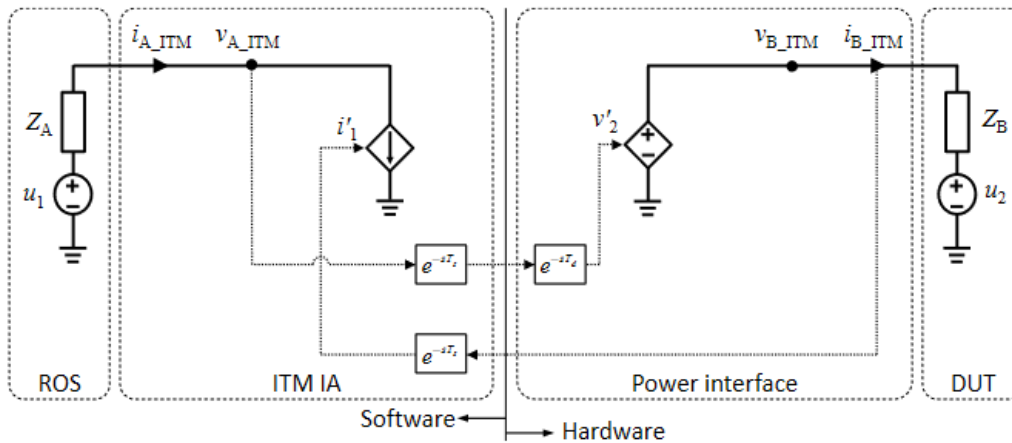
8. ábra: DIM algoritmus [7]

A módszer sajátossága, ha  $Z^* = Z_b$  értékével, akkor stabil lesz a rendszer, mert az átviteli függvényének értéke nulla, a fellépő hiba nem kerül át a következő szimulációs időlépcsőre, nem alakulhat ki pozitív visszacsatolás. A valóságban  $Z_b$  értékének pontos meghatározása nem lehetséges, legfeljebb csak elhanyagolhatóan kis hibával becsülhető a  $v'_2$  és  $i_2$  értékiből. Mindazonáltal ez a módszer jó stabilitási mutatókkal bír, viszont  $Z_b$  impedancia becslésében fellépő hibák befolyásolják a stabilitást (gondot okoz például erősen nemlineáris rendszerek esetén).

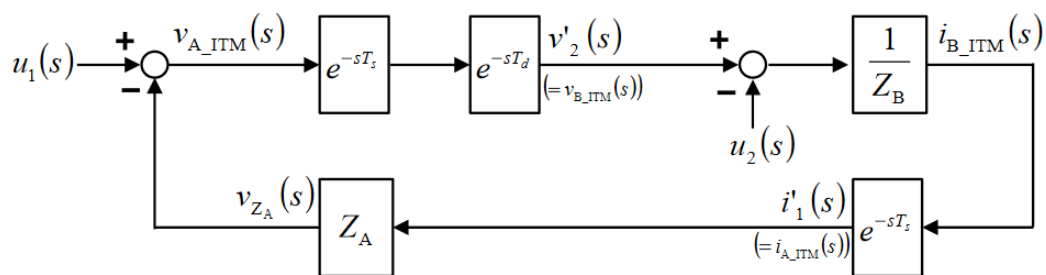
## 2.2 ITM (Ideal Transformer Model)

Az irodalomkutatás eredményeként további vizsgálatra egyrészt az ITM algoritmust választottam ki elterjedt alkalmazása és egyszerű felépítése végett [7]. A fejezetben bővebben ismertetem a modell elvi felépítése és az irodalmakban fellelhető kiegészítő módszerek jelentőségét is [8].

Az ITM modell felépítését a(z) 9. ábra szemlélteti. A virtuális részen mért feszültséget erősítjük egy teljesítményerősítő segítségével, majd a valós rész áramát csatoljuk vissza a virtuális részre egy vezérelt áramforráson keresztül. A  $v'_2$  feszültség késik a  $v_{A\_ITM}$  feszültséghez képest a valós idejű szimuláció időlépcsője ( $T_s$ ) és a teljesítményerősítő szabályozási holtideje ( $T_d$ ) miatt. Az  $i'_1$  szintén késik  $i_{B\_ITM}$ -hez képest a szimulációs időlépcső által  $T_s$  idővel. A(z) 9. ábra szerinti blokkvázlatot átalakítva a(z) 10. ábra szerinti szabályozástechnikai blokkvázlattá a nyílt hurkú átviteli függvény (1) adódik.



9. ábra: ITM modell [8]



10. ábra: Átviteli függvény blokkvázlata [8]

$$G_{OL\_ITM}(s) = \frac{Z_A}{Z_B} e^{-s(2T_s+T_d)} \quad (1)$$

Látható, hogy az ITM modell stabilitása a  $\frac{Z_A}{Z_B}$  arányától és a késleltetés nagyságától függ. A stabilitás a Nyquist-kritériummal vizsgálható, ha a Nyquist görbe nem kerüli meg a -1 pontot, akkor stabil lesz a rendszer [8][10]. Ha megvizsgáljuk az átviteli függvény Bode-diagrammját (lásd részletesebben a

függelék F1.1.1 fejezetében), akkor látható, hogy az amplitúdókarakterisztika állandó értékű, a fáziskarakterisztika viszont csökkenni kezd a frekvencia növekedésével. Ebből következtethetünk arra, hogy a késleltetés fázishibát fog okozni a visszacsatolásban, így a visszacsatolt áram késni, ezáltal fázisban eltolva fog visszaérkezni. A fázishiba a hatásos és a meddő teljesítmények arányában fog elsődlegesen jelentkezni. Az ITM módszer bővebb elvi stabilitásvizsgálata a F1.1 fejezetben található.

Az ITM algoritmus esetén a használhatóságot nagy mértékben befolyásolja a stabilitási határának szűkössége, egyrészt normál körülmények közt is felmerülhet olyan szimuláció, ahol nem teljesül a stabilitási kritérium. Másrészt egy tranziens folyamat során előfordulhat, hogy egy ideig a valós oldali impedancia kisebbé válik, mint a virtuális oldali. Ennek kiküszöbölésére az irodalmakban többféle stabilitásnövelő kiegészítő megoldás létezik, amelyek a következő alfejezetekben bemutatásra kerülnek.

### Stabilitást növelő módszerek

A stabilitás növelésére használt legismertebb módszer a visszacsatoló ágban az áramjel aluláteresztő szűrővel történő simítása. Ha kiegészítjük az elsőrendű aluláteresztő szűrő átvitelével a nyílt hurkú átviteli függvényt (2) egyenlet adódik. A  $T_{LPF}$  időállandó változtatásával az átviteli függvény stabillá tehető.

$$G_{OL\_ITM}(s) = \frac{Z_A}{Z_B} e^{-s(2T_s+T_d)} \frac{1}{1 + s * T_{LPF}} \quad (2)$$

Minél nagyobb időállandójú szűrőt alkalmazunk, annál jobban kiterjeszhetjük a stabilitási tartományt. Az időállandót úgy kell megválasztani, hogy a vizsgálni kívánt frekvenciájú jeleket még ne vágja az aluláteresztő szűrő. A módszer hátránya, hogy a szűrő időállandója hozzáadódik a késleltetéshez az átviteli függvényben, amely további fázishibát fog okozni. Az aluláteresztő szűrő a fázishibán túl csillapítja is a jeleket, így amplitúdóhibát is okoz. Ez abban az esetben elhanyagolható, ha a vizsgált frekvencia megfelelően távol van a vágási frekvenciától. Az elsőrendű szűrőn túl használható polinomiális szűrő is (Bessel szűrő, Butterworth szűrő), amelyek pontos paraméterezésével jobb eredmények érhetőek el. Az elsőrendű szűrővel kiegészített ITM modell stabilitásvizsgálata a F1.1.1 fejezetben látható. [8][13][14][15]

Egy másik lehetőség a stabilitás növelésére, ha a virtuális rész impedanciájának bizonyos részét áthelyezzük a valós oldalra, így az átviteli függvény befolyásolható (3). A  $Z_{SFT}$ -vel csökkentve a számláló és megnövelve a nevező értékét stabillá tehető az átviteli függvény. Hátránya, hogy a valós oldali impedanciához szükséges nagy teljesítményű alkatrészek drágítani fogják a szimulációt és csökkentik a tesztkörnyezet rugalmasságát. [8][15][16]

$$G_{OL\_ITM}(s) = \frac{Z_A - Z_{SFT}}{Z_B + Z_{SFT}} e^{-s(2T_s + T_d)} \quad (3)$$

Elterjedten használt módszer a stabilitás növelésére a valós oldalon a teljesítményerősítővel sorosan kapcsolt induktivitás, amely azonos hatású, mint az aluláteresztő szűrő. A valós oldalon egyrészt növeli az impedancia nagyságát, másrészt a tranziens jellegű gyors jelváltozásokat az induktivitás simítani fogja, javítva a stabilitási tartományt. Előnye, hogy egyszerűen megvalósítható, hátránya, hogy rontja a szimuláció pontosságát és fizikai elem lévén növeli a költségeket. A valós oldalon elhelyezett induktivitással kiegészített interfész stabilitásvizsgálatát az F1.1.2 fejezet tartalmazza. [13]

A virtuális impedancia módszer esetében az interfész virtuális oldalán egy párhuzamos impedancia kerül elhelyezésre. Ennek megfelelő paraméterezésével ugyan olyan hatás érhető el, mint az aluláteresztő szűrővel. A módszert szimulálva látható, hogy növelte a stabilitási tartományt, nem vált instabillá a szimuláció. A virtuális mivolta végett könnyen és költséghatékonyan alkalmazható. [17]

A stabilitás növelhető, ha a szimulációt felosztjuk két külön időlépcsővel futó részre. A lassabb részben található meg a modell interfész nélküli része, a gyorsabban futó részben a valós oldali interfész található. Az interfész algoritmust kisebb időlépcsővel futtatva csökkenthető a  $T_s$  késleltetés nagysága és a gyors jelváltozások okozta hiba, növelve a stabilitást. [13][18][19]

### **Kompenzációs módszerek**

Az ITM algoritmus késleltetése fázishibát okoz, amely csökkenti a stabilitási tartományt és a hatásos és meddő teljesítmény arányok eltérését okozza a valós és virtuális oldal közt. Ennek kompenzációjára az irodalmakban több különböző módszer is fellelhető.

[20] szerint a virtuális oldalon elhelyezett feszültségforrás megfelelő vezérlésének segítségével rendszerből adódó késleltetéseken felül az aluláteresztő szűrő okozta késleltetés is kompenzálásra került. [21] cikkben az aluláteresztő szűrő okozta késleltetést a szabályozástechnikában használt „Lag-Lead” szűrő segítségével eliminálta. [22] a teljesítményerősítő vezérlését Fourier-transzformációt (FFT) alkalmazva valósította meg, a frekvenciakomponensek alapján a jel úgy került visszaállításra, hogy a késleltetés okozta fázistolással siettetve van a kicsatolt feszültség. Az eredményeken jól látszódik a kompenzáció hatása, ígéretes megoldásnak mondható a fázishiba kompenzálására. Hátránya, hogy tranziensek esetén az FFT nem ad megfelelő eredményt.

Az  $\alpha$ - $\beta$  és dq koordinátatranszformációk használatával a fázishiba megszüntethető két féle megközelítés szerint is. Az első megközelítésben a fázishiba hatását kompenzáljuk egy vezérelhető forrással, amely teljesítmény alapjelét  $\alpha$ - $\beta$  transzformációval és a késleltetés numerikus értékének

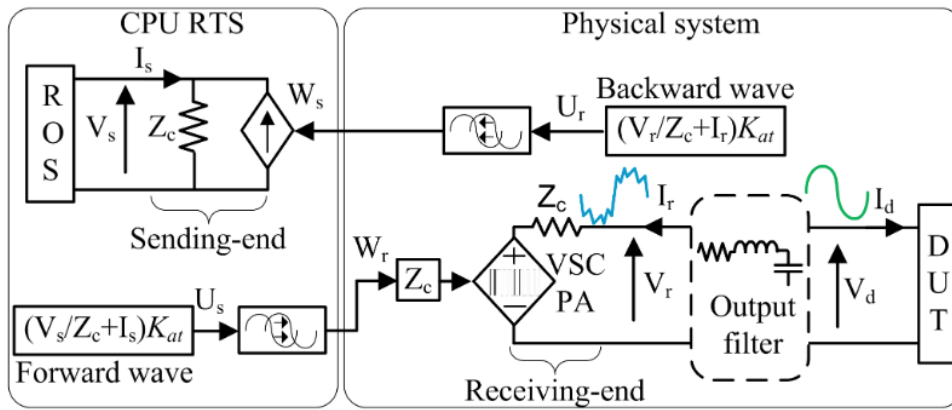
megadásával számítjuk. A módszer célja a valós és virtuális oldal közti teljesítményarány-eltérés megszüntetése. A második megközelítés szerint a valós oldalon mért áramjelet dq-transzformáció segítségével csatoljuk vissza a virtuális oldalra. Ezáltal a fázishiba eliminálásra kerül, azonban a valós oldali mennyiségek késleltetve jelennek meg a virtuális oldalon (lásd részletesebben a függelék F1.2.2 fejezetében).

### 2.3 TLM (Transmission Line Model)

A villamosenergia-rendszer modellezésekor megépített hálózatok gyakran nagy kiterjedésűek, így a szimuláció során szükséges több részegységre bontani a megépített hálózatot és a részegységeket külön-külön processzormagon futtatni. A részegységek közti összekapcsolások megvalósításakor kézenfekvő megoldás a hálózati modellben már szereplő összekötő távvezeték helyettesítése egy interfésszel, amely viselkedése azonos egy távvezetékével. Ennek megvalósítására használható a Bergeron távvezeték modell, amely a távíró egyenletekből származtatott hullámfizikával írja le a távvezeték működését. A Bergeron modell szerint a távvezeték leképezhető két csatolt Thevenin- vagy Norton-ekvivalensszel, amelyben az impedancia értéke azonos a távvezeték karakterisztikus impedanciájával. A távvezetékre jellemző paraméterekkel felépíthető a modell, amelyben a távvezeték két végpontja közt nincs erősáramú kapcsolat, csak jelszinten van összeköttetésben a két végpont. Megvalósítható így tetszés szerint veszteségmentes és veszteséges eset is. [23][24][25][26][27]

A TLM módszer alkalmas PHIL szimuláció interfész megvalósítására is. Az interfész algoritmus megvalósításakor egy veszteségmentes távvezeték modellt helyezünk a virtuális és a valós oldal közé. Az elvi modell blokkvázlatát a(z) 11. ábra szemlélteti. Az ábra szerint a virtuális oldalon kiszámított feszültség-hullámot indítjuk a valós oldal irányába, amely a befutási idő adta késleltetés után érkezik meg a valós oldalra. A valós oldalon mért mennyiségek alapján ugyan ilyen módon indítunk feszültség-hullámot a virtuális oldal irányába. A veszteségmentes távvezeték  $\Delta t$  befutási idejét a szimulációs időlépcsővel azonosnak választva a paraméterek meghatározásánál elegendő a távvezeték koncentrált paraméterű helyettesítő képében adott induktivitás vagy kapacitás értéke. A  $Z$  hullámimpedancia számítása így már elvégezhető.





11. ábra: TLM algoritmus [29]

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad \Delta t = \sqrt{LC} \quad (4)$$

$$G_{OL\_TLM}(s) = \frac{1 - \alpha e^{-2s\Delta t} Z_A}{1 + \alpha e^{-2s\Delta t} Z}, \quad \text{ahol } \alpha = \frac{Z_B - Z}{Z_B + Z} \quad (5)$$

A TLM algoritmus nyílt hurkú átviteli függvénye (5) egyenlet szerinti. Az átviteli függvényben  $Z_A$  a virtuális oldal impedanciája,  $Z_B$  a valós oldal impedanciája,  $Z$  a karakterisztikus impedancia. [7]

A stabilitási tartomány növelhető polinomiális szűrők alkalmazásával és pontosan vizsgálható frekvenciatartománybeli sorrendi impedancia analízissel. A stabilitás összefüggésben van a negatív sorrendű impedanciával, amennyiben kiszűrésre kerül a negatív sorrendű impedancia hatása, akkor stabil marad a szimuláció. [28]

A TLM algoritmus jól használható együtt más interfész algoritmussal (ITM), amellyel kialakítható egy többszintű interfész. A két lépcsőre bontott interfész külső részén kis időlépcsővel kerül megvalósításra az ITM módszer, amelyben a stabilitást rontó késleltetés minimalizálható. A külső, gyors interfész és szimulált modell kapcsolatát egy TLM interfész valósítja meg, amely kisebb érzékenységgel az impedanciák arányára. Az így implementált többszintű interfész jó stabilitási és pontossági mutatókkal rendelkezik. [29]

A módszerrel elkülöníthetők a nemlinearitások a két oldal közt, így könnyebben és pontosabban futtatható a szimuláció. A gyors jelváltozások lekövetését csak bizonyos szintig képes megvalósítani, ami a befutási időtől és ezzel egyenértékű szimulációs időlépcsőtől függ. A pontosságot tehát nagyobb frekvencián befolyásolja a TLM interfész. A távvezeték modell nehezen értelmezhető kifeszültségű hálózatok esetén, mivel a vezeték hosszok rövidek, így túlzottan kicsi a befutási idő, ebből fakadóan kis szimulációs időlépcsőre lenne szükség. [7]

### 3 ITM és TLM algoritmusok vizsgálata laborszimulációval

Az irodalomkutatást követően két interfész algoritmus került kiválasztásra és további vizsgálatra laborszimulációk segítségével: az ITM és a TLM algoritmus. Az interfész algoritmusok vizsgálata valós idejű szimulációval történik, cél a tulajdonságaik gyakorlatban történő összehasonlítása. A vizsgálatokat a valós oldalon tisztán rezisztív műterheléssel végeztem. Ezáltal egy általános összehasonlítás nyerhető, mely jó kiindulási alapul szolgál tetszőleges eszköz PHIL szimulációja során.

Az interfész algoritmusok vizsgálati szempontjainak megfelelően megválasztásra kerültek a vizsgáló jelalakok és azok amplitúdói, összefoglalásukat a(z) 1. táblázat tartalmazza. Az 50 Hz frekvenciájú szinuszzel való szimuláció a villamosenergia-rendszer központú vizsgálatok végett elengedhetetlen. Ebben az esetben a vizsgálat fókuszát a stabilitási tartomány meghatározása, az amplitúdók és a hatásos-meddő teljesítmény arány eltérése a valós és virtuális oldal közt képezi. A kapcsolási tranziensek vizsgálata szintén 50 Hz-es szinuszzel történt. A 311 Hz frekvenciájú szinuszzel esetén cél egy magasabb, de az 50 Hz-től teljesen független frekvencián történő átvitel vizsgálata. A nagyobb frekvenciájú szinuszzel motivációját a Transactive Energy<sup>2</sup> gondolata adja, ahol több frekvencián valósul meg a villamos energia továbbítása, ezáltal beazonosítva annak forrását. A két különböző frekvenciájú (50 és 311 Hz) szinuszzel azonos időben is végeztünk vizsgálatokat, így az amplitúdót csökkenteni kellett annak érdekében, hogy ne haladjuk meg a teljesítményerősítő maximális kimeneti feszültségét. A háromszögjel formájából adódóan könnyen kimérhető a virtuális és valós oldal közti késleltetés nagysága, állandó meredeksége végett nem okoz instabilitást és a jelátvitel alakhűsége is jól vizsgálható. A négyszögjel végtelen meredekségű jelváltozást tartalmaz, frekvenciaspektruma végtelen, jól vizsgálható ezzel a tranziens stabilitás és a frekvenciaátvitel. A négyszögjel változásainál minden esetben egy egységugrásra adott választ is kapunk, amely további fontos eredményekkel szolgál.

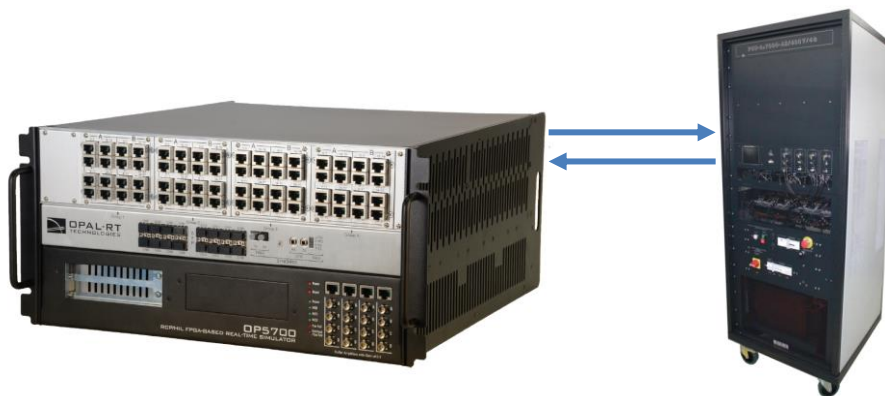
1. táblázat: Vizsgáló jelek használata

Amplitúdó [V]	Frekvencia [Hz]	Jelforma	Vizsgált jellemző
325	50	szinuszzel	fázishiba $\Rightarrow$ P-Q arányok, amplitúdó, jelalak, stabilitási határ
160	311	szinuszzel	amplitúdó és jelalak
160 + 160	50 + 311	szinuszzel	amplitúdó és jelalak
325	50	háromszögjel	késleltetés és jelalak
325	50	négyszögjel	ugrásválasz, jelalak

<sup>2</sup> <https://www.nist.gov/el/smart-grid-menu/hot-topics/transactive-energy-overview> (2022.10.31.)

### 3.1 Szimulációs keretrendszer bemutatása

A Power-Hardware-in-the-Loop szimuláció alapja a valós idejű szimulátor. A szimulációkat egy OPAL OP5707 XG valós idejű szimulátoron futtattuk RT-LAB szoftverkörnyezet segítségével. A modell megépítéséhez Matlab Simulink környezetet használtunk, amely kompatibilis az RT-LAB szoftverrel, így könnyedén futtatható a megépített modell a szimulátoron. A teljesítményinterfész megvalósítása egy négy-negyedes Puissance Plus 3X7000 VA lineáris teljesítményerősítővel történt. A teljesítményerősítőt és a szimulátort a belső FPGA és jelkondicionáló kártyára csatlakoztatott OP8211 típusú kiegészítő panel segítségével kötöttük össze BNC csatlakozókkal ellátott koaxiális kábeleket használva. A teljesítményerősítő rendelkezik beépített feszültség és árammérővel, amely jelek visszacsatolásra kerültek a valós idejű szimulátorba. A TLM módszer esetében a valós oldalon történő feszültségmérést Imperix feszültségmérő szenzorok és megfelelő csatoló panel segítségével valósítottuk meg. A valós idejű szimulátorhoz a felhasználói interfészt egy személyi számítógép biztosította, amelyen telepítésre kerültek a megfelelő RT-LAB és Matlab verziók, az összeköttetés Ethernet hálózaton keresztül valósult meg. A teljesítményerősítő erősáramú csatlakozási pontján kialakításra került a háromfázisú csillagpont a nullavezetők összekötésével, ezen csatlakozási pontra kötöttük be az aktuális mérésnek megfelelő eszközöket. A tesztelendő berendezést műterheléssel helyettesítettük (fűtőellenállás és változtatható értékű tolóellenállás). Az ITM módszer fizikai induktivitással kiegészített esetben szükséges induktivitásokat három 1 mH nagyságú, nagyáramú tekercs biztosította. Az erősáramú összeköttetéseket megfelelő kialakítású, banándugós mérővezetékekkel valósítottuk meg.



12. ábra: OPAL OP5707 XG valós idejű szimulátor és Puissance Plus teljesítményerősítő kapcsolata

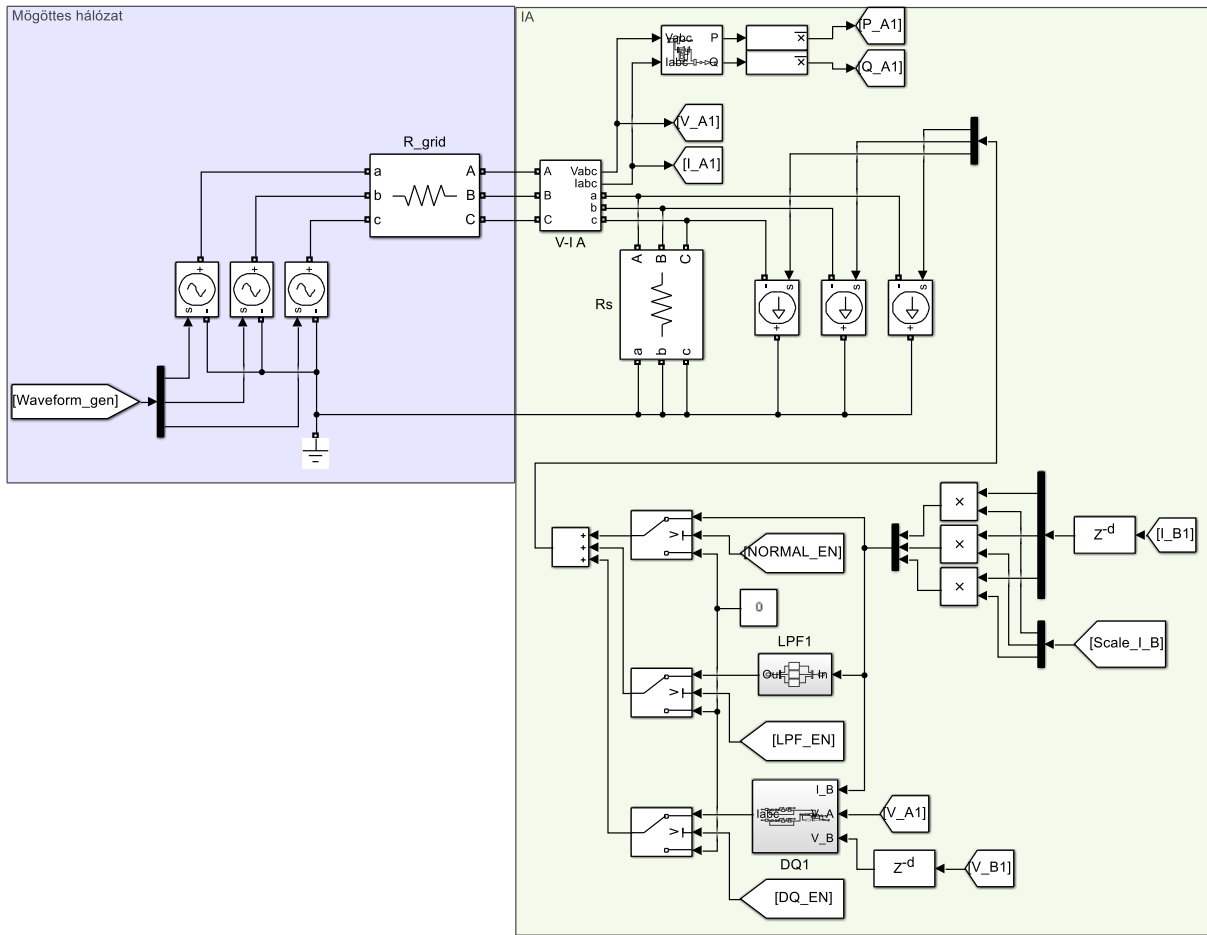
A szimulációs időlépcsőt  $T_{sim} = 100 \mu\text{s}$ -ra választottuk, ez megfelelően közelíti az átlagos szimulációs időlépcsőt, amely elegendően nagy egy kiterjedtebb hálózat modell futtatásához is. A megvalósított labormodellben a PHIL szimulációhoz használt modellrészen kívül két referencia modell is megépítésre került: egy kapcsolási referencia és egy interfésszel kiegészített referencia. A kapcsolási referencia az

interfész nélküli esetet reprezentálja, ekkor a tényleges áramköri kapcsolást alakítottam ki a modellben. Ez képezi az összehasonlítás alapját, az ideális működés ennek megfelelő. Az interfésszel kiegészített referenciában a valós oldal leképezése a modellben valósul meg. Egy veszteségmentes, ideális interfész algoritmus épül be ebbe a modellbe, amely az interfész módszer ideális esetben okozott hatását kívánja szemléltetni. Ezen referenciák jó összehasonlítási alapként szolgálnak az eredmények értékelése során. A három modell valós idejű szimulátoron való futtatása párhuzamosan történt.

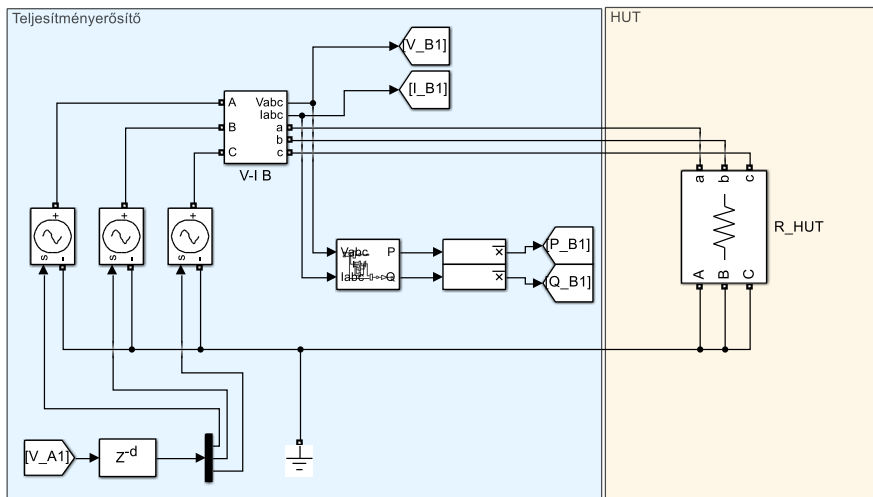
## 3.2 ITM algoritmus

Az ITM modell az elvi séma (lásd 2.2 fejezet) alapján került felépítésre, a valós időben futó modellből a virtuális oldalon mért feszültséget csatoljuk ki a valós oldalra és a valós oldalon mért áram értékét csatoljuk vissza a szimulációba.

A megvalósított referencia modellt a(z) 13. ábra és a(z) 14. ábra szemlélteti. Ebben a modellben a valós oldal leképezése virtuálisan történt. A valós és a virtuális rész közt az ITM algoritmus biztosítja a kapcsolatot. A mögöttes hálózatot egy Thevenin-ekvivalenssel helyettesítettük, a feszültségforrásokat egy jelgenerátor részegységgel vezéreljük, ahol beállítható a vizsgálni kívánt jelalak. A virtuális oldalon egy mérő blokkal állítjuk elő a feszültség és áram értékeket, amelyből számítjuk a virtuális oldal teljesítményeit és az itt mért feszültséget csatoljuk ki a teljesítményerősítő irányába. Az ITM módszer szerint a valós oldal hatását áramforrásokkal képezzük le, amelyeket a valós oldalon mért áram értékével vezérlünk. A numerikus stabilitás fenntartása érdekében szükséges egy párhuzamos ellenállást elhelyezni az áramgenerátorokkal, ennek értéke nagy, így elhanyagolható módon befolyásolja a szimulációs eredményeket. A referencia modellben a valós oldalon a teljesítményerősítő veszteségmentes feszültségforrásokkal képezhető le. A tesztelendő berendezés, esetünkben műterhelés, az ellenállásával szerepel a modellben. A valós oldali feszültség és áram értékeket egy mérést megvalósító blokkal származtatjuk. Az itt mért áramot csatoljuk vissza a virtuális részre. A kiegészítő módszerek használatához az áramvisszacsatolásban több lehetőség is van: szimplán, aluláteresztő szűrőn és dq-transzformáció segítségével is visszacsatolható az áramjel. A fizikai induktivitás módszerének vizsgálatánál a szimpla visszacsatolást kell válasszuk.



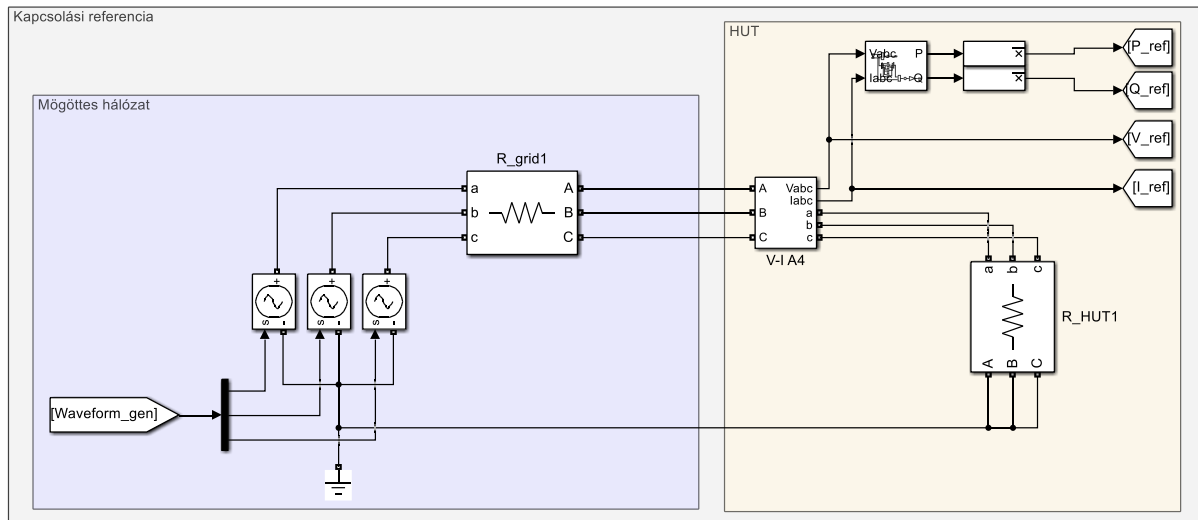
13. ábra: Mögöttes hálózat és az ITM interfész



14. ábra: Referencia modell valós oldalának leképezése

A fizikai valós idejű szimulációnál, ahol a tesztelt berendezés fizikailag van megvalósítva ugyan ezen modellt használjuk, annyi módosítást eszközölve, hogy a referencia modell valós oldali része helyén az I/O kommunikációs blokkok kaptak helyet, amelyek segítségével analóg jeleket tudunk fizikailag kiadni és visszamérni.

A kapcsolási referencia modell (15. ábra) nem tartalmazza az interfész algoritmust, a teljesen ideális áramköri esetet reprezentálja. A feszültséggenerátorok vezérlése azonos jelekkel történik mindhárom modell esetén és az áramköri paraméterek is azonosak.



15. ábra: ITM kapcsolási referencia

### 3.2.1 Stabilitásvizsgálat

Az ITM algoritmus stabilitása alapjaiban a valós és a virtuális oldalon található impedanciák arányától és a késleltetéstől függ. Ezen stabilitási határt kiterjeszthetjük a kiegészítő módszerek segítségével. A stabilitási határ keresését két módszerrel végeztem, első esetben a valós oldalon elhelyezett tolóellenállás értékének módosításával kerestem a stabilitási határt, majd az ellenállás értékét megmérve adódott a stabilitási határ. Ez a módszer azonban pontatlannak bizonyult, a tolóellenállást nem sikerült megfelelő pontossággal beállítani. Megoldásként a valós oldalon visszamért áram értékét egy skálatényező segítségével módosítottam, ezzel befolyásolva a valós oldali impedancia (feszültség-áram arány) értékét. Így már egy pontosabb és jobban összehasonlítható mérési eredményt kaptam. A mérést 50 Hz frekvenciájú szinuszzel végeztem, a virtuális oldali impedancia nagysága  $R_{grid} = 140 \Omega$ , a valós oldali tolóellenálláson beállított impedancia nagysága  $R_{HUT} = 150 \Omega$  volt. Ezen értékekkel a stabilitási határhoz eléggé közel van a rendszer, így a skálatényező minimális növelésével elérhető a stabilitási határ.

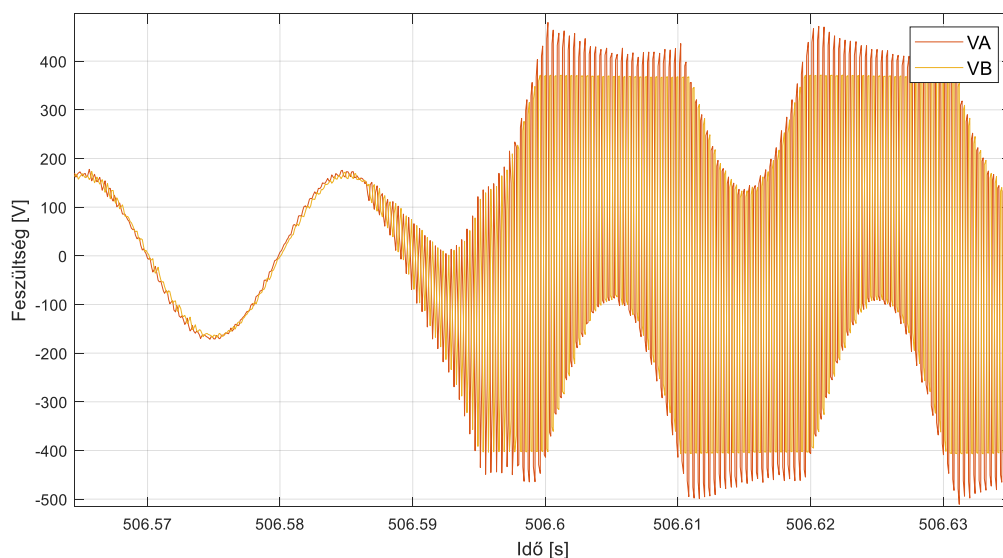
A stabilitási határok a(z) 2. táblázat szerint alakultak. A normál ITM algoritmusnál azt várjuk, hogy ideális esetben a stabilitási határ azonos valós és virtuális oldali impedanciáknál legyen. A mérés alapján ez közelítően teljesült, a késleltetés végett a stabilitási tartomány  $1,5 \Omega$ -mal szűkült. Az aluláteresztő szűrővel kiegészítve a várt stabilitási határ  $R_{HUT} = 26,1 \Omega$  volt (előzetesen megállapítottuk az átviteli függvény és a Nyquist-kritérium segítségével). A szimuláció eredménye az elvi határt megfelelően közelíti, az eltérés nagyjából  $1,17 \Omega$ . A stabilitási tartományt sikerült

megnövelni, látható, hogy 1/5,5-öd nagyságú valós oldali impedancia esetén is stabil maradt. A fizikai induktivitás hatása megfeleltethető egy 6  $\mu$ s nagyságú aluláteresztő szűrőnek, a stabilitási tartományt növelte, de kevésbé jelentős mértékben. A dq-transzformációs módszer esetében a pontos stabilitási tartomány meghatározása nehézségbe ütközött, mert a vizsgálat során hiába növeltük az áram skálatényezőt, nem vált instabillá a rendszer. Így az állapítható meg, hogy a stabilitási tartománya nagyobbak adódtak mindegyik módszerénél.

2. táblázat: Stabilitási határok az egyes ITM módszerek esetén

Interfész algoritmus	Virtuális oldali ellenállás [ $\Omega$ ]	Áram skálatényező	Származtatott valós oldali ellenállás [ $\Omega$ ]
ITM	140	1,06	141,5
ITM aluláteresztő szűrővel	140	5,5	27,27
ITM fizikai induktivitással	140	1,12	133,9
ITM dq-transzformációval	140	5,5<	27,27>

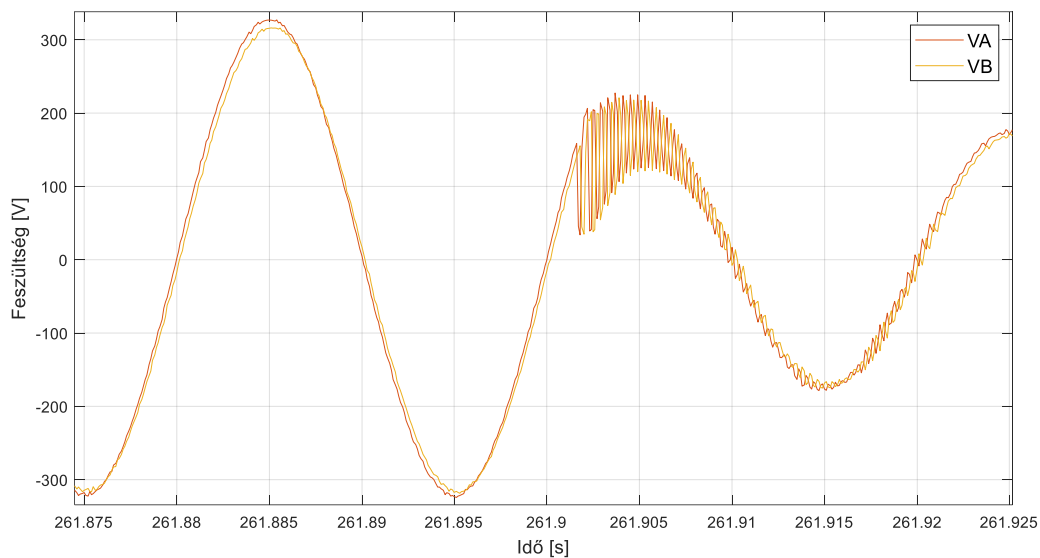
Amennyiben a szimuláció kilép a stabil tartományból, akkor a(z) 16. ábra szerint látható módon instabillá fog válni, gerjedés jelensége lép fel. Az ábrán az „A” - a valós oldal, „B” - a virtuális oldal jelalakjait takarja. Ebben az esetben megfigyelhető, hogy a valós oldalon a teljesítményerősítő feszültsége a teljes kivezérlési tartományban mozog a normál frekvenciánál egy sokkal nagyobb frekvenciával. Az ilyenkor elszabaduló feszültség és áram a névlegeshez képest nagyságrendekkel nagyobb teljesítményt fog eredményezni, mindez romboló hatású lehet a tesztelt berendezés számára.



16. ábra: Instabillá válás jelensége

A stabilitási határok állandósult állapotban való vizsgálatát követően a kapcsolási tranziensek hatásának analízise is megtörtént. A valós oldalon elhelyezett fűtőellenállás bekapcsolásával szimulálható egy fogyasztó bekapcsolási jelensége. A virtuális oldal mögöttes impedanciája  $R_{grid} = 90 \Omega$ , a bekapcsolandó valós oldali impedancia nagysága  $R_{HUT} = 107 \Omega$  volt, így állandósult állapotban a stabilitási határon belül marad a rendszer. A vizsgálatot 50 Hz-es szinuszzel végeztük.

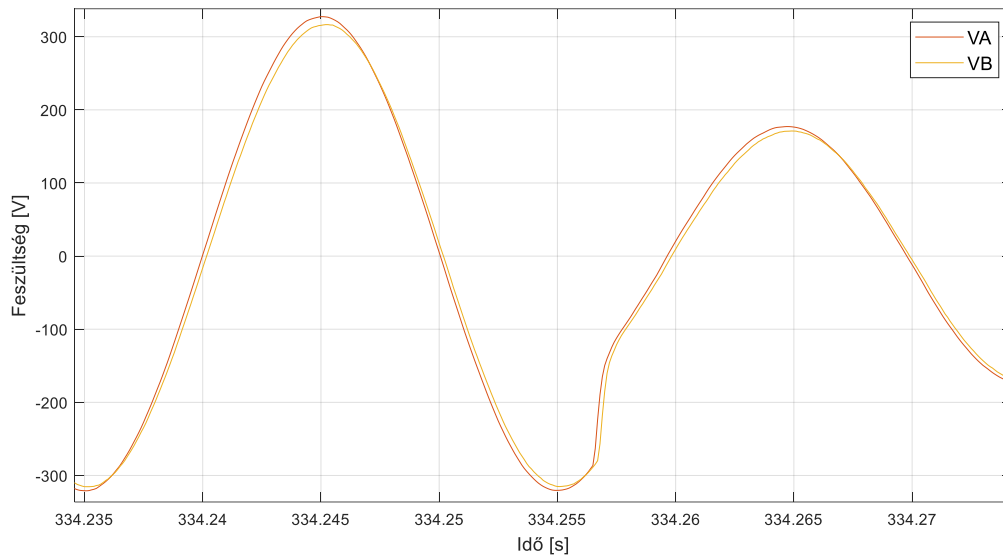
A normál ITM és a fizikai inuktivitással kiegészített ITM esetén a terhelés bekapcsolásakor tapasztalt jelenség közel azonos, a(z) 17. ábra szemlélteti a feszültség jelalakokat. A tranziens lecsengése nagyjából 1 periódus alatt valósul meg, periodikus (lengő) módon.



**17. ábra: Feszültség jelalak normál ITM és fizikai inuktivitással kiegészített ITM esetén**

Az aluláteresztő szűrővel és dq-transzformációval kiegészített ITM algoritmus esetén szinte azonos feszültség jelalakot produkált a bekapcsolási jelenség, ezt a(z) 18. ábra szemlélteti. A(z) 17. ábra jelalakjához képest szembetűnő a különbség: a bekapcsolás során nincs lengés, a kiegészítő módszerek jól simítják a tranziens jelenséget. Az instabilitás így nehezebben alakulhat ki egy tranziens esemény során, ezzel bizonyítva az aluláteresztő szűrővel és dq-transzformációval kiegészített módszer hasznos tulajdonságát.





**18. ábra: Feszültség jelalak aluláteresztő szűrővel és dq-transzformációval kiegészített ITM esetén**

Összességében elmondható, hogy stabilitás szempontjából a két legjobb módszer az aluláteresztő szűrővel és a dq-transzformációval kiegészített ITM módszerek, ezek jóval megnövelik a stabilitási tartományt, növelve a szimulációs rendszer rugalmasságát. A fizikai induktivitás hatása a stabilitásra jelen vizsgálata során csak kis mértékben jelentkezett, azonban a fizikai áramsimító hatás a nagyfrekvenciás kapcsolóüzemű berendezések tesztelése során hasznosítható, másrészt ez a módszer szabadon kombinálható a többi kiegészítő módszerrel, így tovább javítható a stabilitás.

### 3.2.2 Interfész algoritmus pontossága

A jelátvitel pontossága alapelvárás az interfésszel szemben, hiszen cél a kapcsolási referencia modell legjobb közelítése. A pontosság jelen definíciója szerint tartalmazza a jelforma torzításmentes átvitelét, az amplitúdó egyezőséget és a fázishiba mentességet. A pontosság vizsgálatát szinuszos-, háromszög- és négyszögjel használatával vizsgáltam. A normál, az aluláteresztő szűrővel, fizikai induktivitással és dq-transzformációval megvalósított ITM algoritmusok kerülnek összehasonlításra.

Az alábbi eredmények szimulációja során a mögöttes hálózat generátorának feszültsége  $U_{forrás} = 325 \text{ V}$ , a valós oldali impedancia tisztán rezisztív  $R_{grid} = 40 \Omega$ , a valós oldalon rákapcsolt fűtőellenállás értéke  $R_{HUT} = 53,36 \Omega$ , így a stabilitási tartományon belül lesz a szimuláció mindegyik esetben.

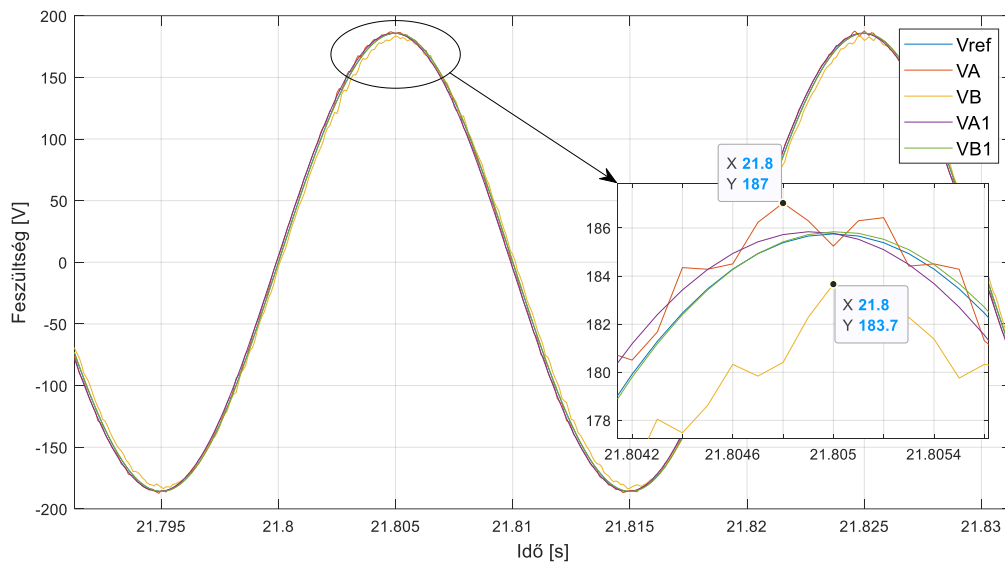
Az ábrán látható jelmagyarázatokban a „ref” indexelt jelalakok a kapcsolási referencia jelalakjait, az „A” (valós oldal) és „B” (virtuális oldal) indexel ellátott jelek a valós idejű szimuláció jeleit, az „A1” (valós oldal), „B1” (virtuális oldal) a referencia modell jeleit takarják.

## Jelátvitel alakhűsége

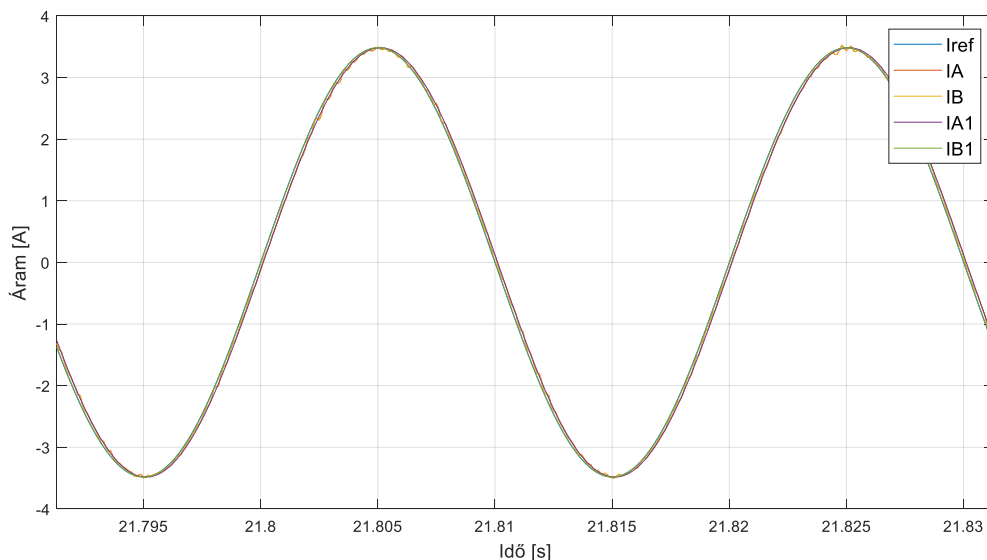
Először az interfész algoritmus alakhű jelátvitelét vizsgáltam, a kapcsolási referencia jeleivel és a referencia modell jeleivel hasonlítottam össze a fizikai szimuláció jeleit.

A(z) 19. ábra szemlélteti a szinuszzel vizsgált normál ITM módszer eredményeit. Látható, hogy az alakhű jelátvitel megvalósult, a referencia modellek jeleit jól közelíti a fizikai szimuláció eredménye.

A(z) 20. ábra az áramjeleket szemlélteti, itt is jól látható, hogy a jelalakok fedik egymást, nincs különösebb eltérés köztük.



19. ábra: Feszültség jelalakok normál ITM módszer esetén (szinuszjel)



20. ábra: Áram jelalakok normál ITM módszer esetén (szinuszjel)

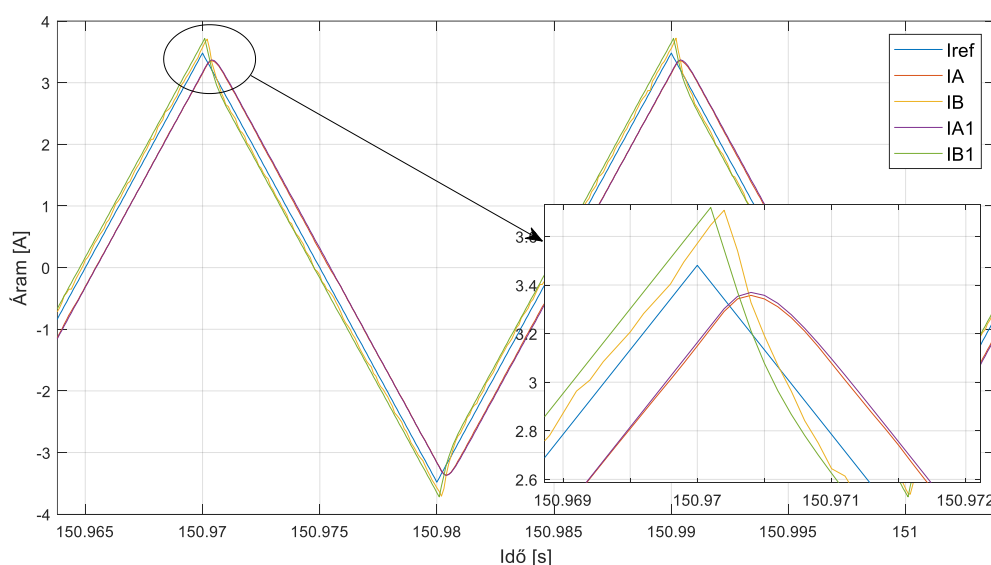
A különböző jelalakok esetén az alakhű jelátvitel eredményeinek összefoglalását a 3. táblázat mutatja. Többségében az alakhű jelátvitel megvalósult, de a háromszög- és a négyszögjellel végzett vizsgálatok többségében torzítás jelentkezett.

3. táblázat: Alakhú jelátvitel az egyes módszerek esetén

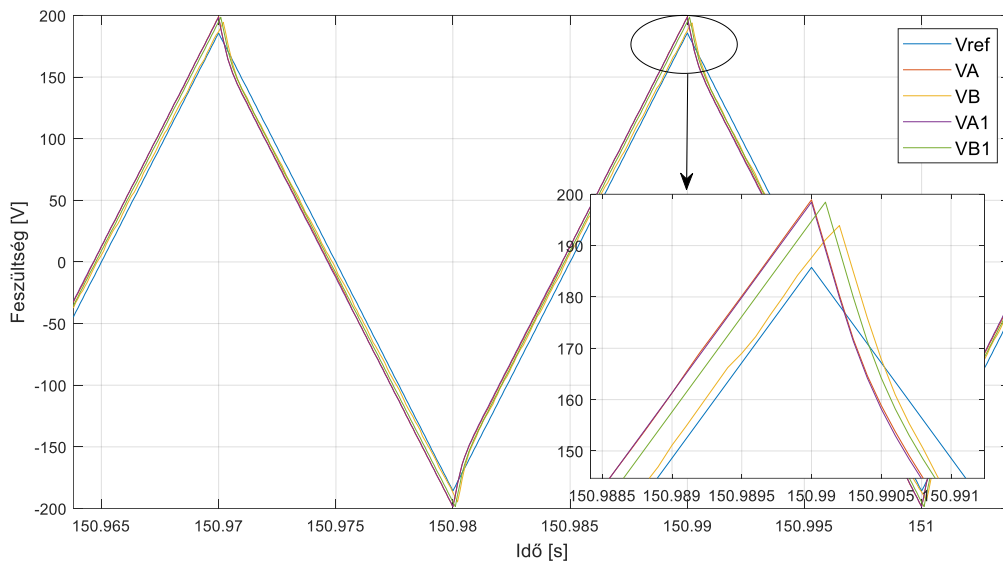
Interfész algoritmus	Színuszjel 50 Hz	Színuszjel 311 Hz	Színuszjel 50+311Hz	Háromszögjel 50 Hz	Négyszögjel 50 Hz
ITM	Igen	Igen	Igen	Igen	Nem
ITM aluláteresztő szűrővel	Igen	Igen	Igen	Nem	Nem
ITM fizikai induktivitással	Igen	Igen	Igen	Nem	Nem
ITM dq-transzformációval	Igen	-	-	-	-

Az alakhú jelátvitel teljes mértékben megvalósult a szinuszjelek esetén, Ez jó eredménynek számít, hiszen ezáltal szinuszjelek esetén mindegyik módszer jól használható, nem okoz a jelek formájában torzítást. A 311 Hz frekvenciátartalmú szinuszjelek, a háromszög- és a négyszögjel esetén a dq-transzformációval kiegészített ITM algoritmus nem tesztelhető, mert a módszer jelen implementálásában csak 50 Hz-es szinuszjelek esetén működik megfelelően.

A háromszögjel esetében a normál ITM módszer megfelelően átvitte a jelet, azonban az aluláteresztő szűrővel és a fizikai induktivitással kiegészített változat esetén a jelforma torzult. A torzítás oka, hogy mindkét esetben a valós oldalon mért áramot simítjuk, így a visszacsatolt áramjel csúcsai lekerekítetté válnak (21. ábra), ennek a hatása a feszültségekben (22. ábra) behorpadás jelleget okoz.

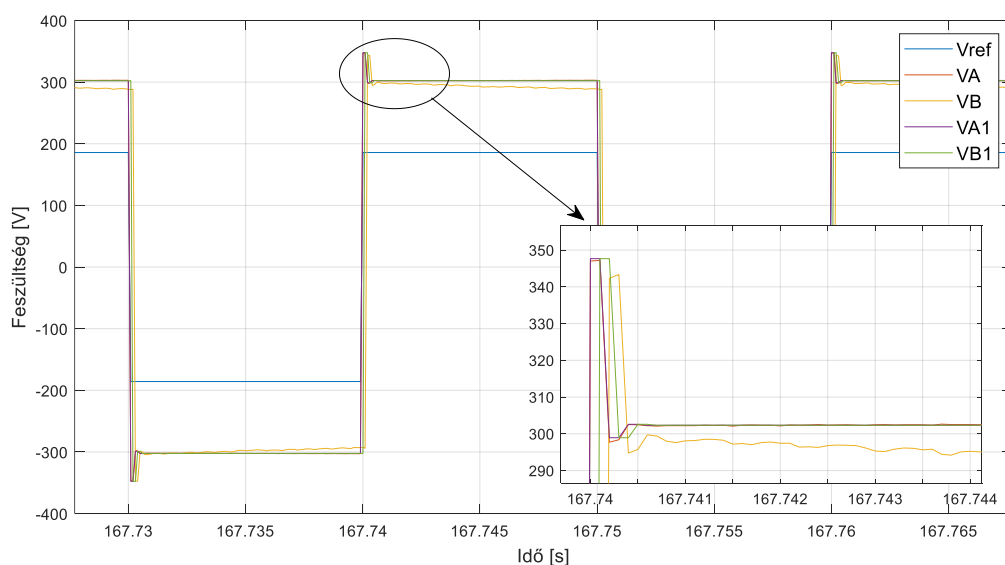


21. ábra: Áramjelek aluláteresztő szűrővel kiegészített ITM esetén (háromszögjel)



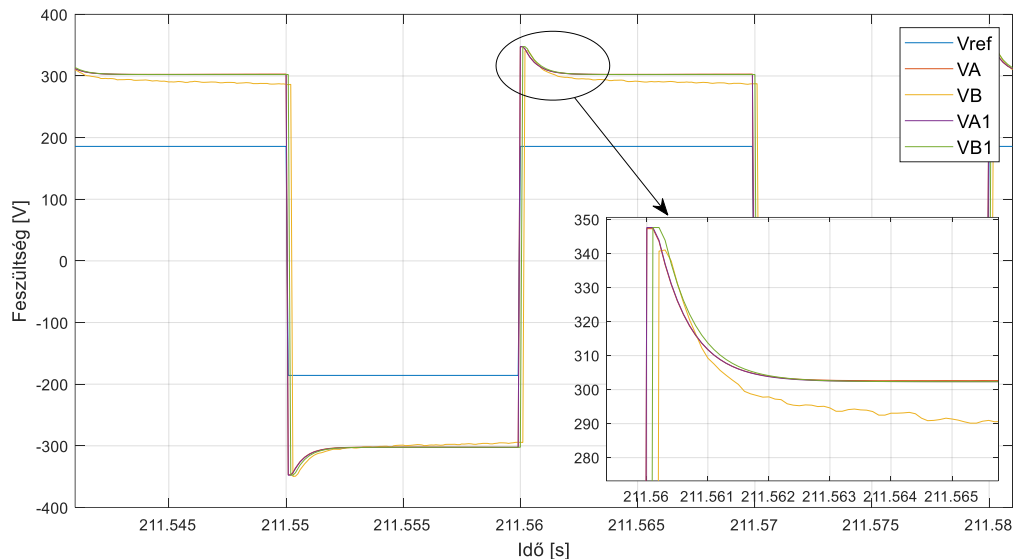
**22. ábra: Feszültségjelek aluláteresztő szűrővel kiegészített ITM esetén (háromszögjel)**

Négyszögjel esetében egyik algoritmus sem volt képes torzítás nélkül átvinni a jelet, ennek fő oka, hogy egy végtelen meredekségű ugrást tartalmaz, a négyszögjel frekvenciaspektruma végtelen. Megjegyzendő, hogy a négyszögjellel történő szimuláció elvégzéséhez az áram skálátényezőt 0,1-szeres értékre kellett csökkenteni a stabilitás végett. A normál ITM módszer esetén a feszültségeket a(z) 23. ábra szemlélteti. Látható, hogy a jelváltozásoknál túllövés tapasztalható, amely egyben eléri a teljesítményerősítő maximális kimeneti szintjét, így a szaturációs blokk levágja a csúcserőket. A négyszögjel vízszintes szakaszán a jel abszolútértékében egy minimális, de folytonos csökkenés tapasztalható, ennek oka, hogy a teljesítményerősítő bemenete váltóáramú csatolással rendelkezik. Mivel a vízszintes szakasz egy egyenáramú jelnek feleltethető meg, így a felüláteresztő szűrő csökkenti a 0 Hz-es komponens értékét.



**23. ábra: Feszültségjelek normál ITM algoritmus esetén (négyzetjel)**

Aluláteresztő szűrővel és fizikai induktivitással kiegészített esetben a négyzetjel feszültség jelalakja a 24. ábra szerinti. Megfigyelhető, hogy a túllövés csökkent, a tranziens lecsengése az aluláteresztő szűrő időállandójának megfelelően történik.



24. ábra: Feszültség jelalakok aluláteresztő szűrővel kiegészített ITM esetén (négyzetjel)

### Amplitúdóhiba

A(z) 19. ábra fizikai szimuláció jelalakjában jól látható, hogy a valós oldali feszültség kisebb, mint a virtuális oldali feszültség. A szinuszzel történő vizsgálat során a többi kiegészítéssel ellátott ITM módszernél is eltérés volt tapasztalható a virtuális és a valós oldal csúcserőértékei közt. Az 50 Hz és 311 Hz-es szinuszzel történő vizsgálatok amplitúdóhibái megegyezőnek adódtak mindegyik interfész algoritmusnál. Az egyes módszerek amplitúdóhibáit a 4. táblázat szemlélteti.

4. táblázat: Amplitúdóhiba az ITM módszerek esetében (szinuszzel, 50 Hz)

Interfész algoritmus	Virtuális oldali feszültség csúcserőértéke [V]	Valós oldali feszültség csúcserőértéke [V]	Eltérés [%]
ITM	187	183,7	1,77
ITM aluláteresztő szűrővel	188,7	184,9	2,01
ITM fizikai induktivitással	188,9	184,3	2,44
ITM dq-transzformációval	184,9	181,4	1,89

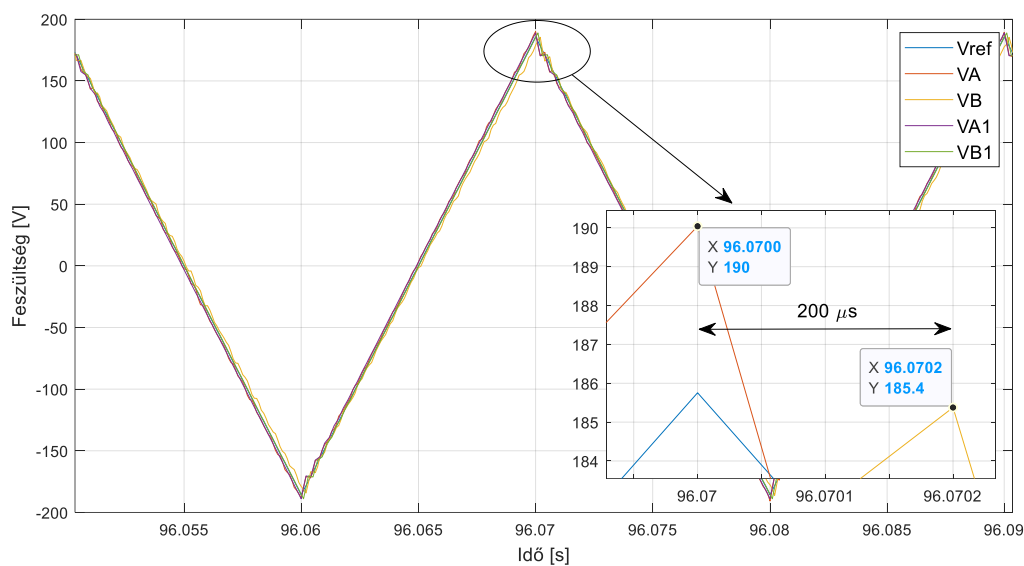
Az eltérés százalékos értéke a valós oldal feszültségéhez viszonyítva adott, így ténylegesen csak az interfész okozta hiba százalékos értékét kapjuk meg. Látható, hogy a legjobban a normál ITM

algoritmus teljesített, a dq-transzformációval megvalósított módszer jól közelíti a normál ITM esetet. Az aluláteresztő szűrővel kiegészített ITM algoritmus az aluláteresztő szűrő amplitúdókarakterisztikájának megfelelően csillapítással rendelkezik, ez növeli az amplitúdóhibát. A fizikai induktivitással kiegészített ITM esetén az induktivitás soros elemként jelenik meg a valós részen, mivel nemideális induktivitásról van szó, így rendelkezik soros ellenállással. A soros ellenállás miatt a valós oldalon kisebb áram folyik, a visszacsatolásban is kisebb áram lesz. A kisebb áram a virtuális oldalon nagyobb feszültséget fog okozni, így nagyobb eltérés jelentkezik a két oldal feszültségei közt.

### Késleltetés

Az interfész módszerek pontosságának utolsó összehasonlítási szempontja a késleltetés. A virtuális és a valós oldal közt több okból is késleltetés lép fel. A késleltetés eltérő az egyes módszerek esetén. A késleltetés méréséhez a legjobb jelforma a háromszögjel, amely csúcsai közt pontosan meghatározható a késleltetés nagysága.

A háromszögjellel történő vizsgálat esetén a háromszögjel csúcsai közt könnyen kimérhető az interfész által indukált késleltetés virtuális és valós oldal közt. A(z) 25. ábra szerint jól látható a késleltetés a normál ITM algoritmus esetén, amely két szimulációs időlépcsőre, azaz 200  $\mu$ s-ra adódott.



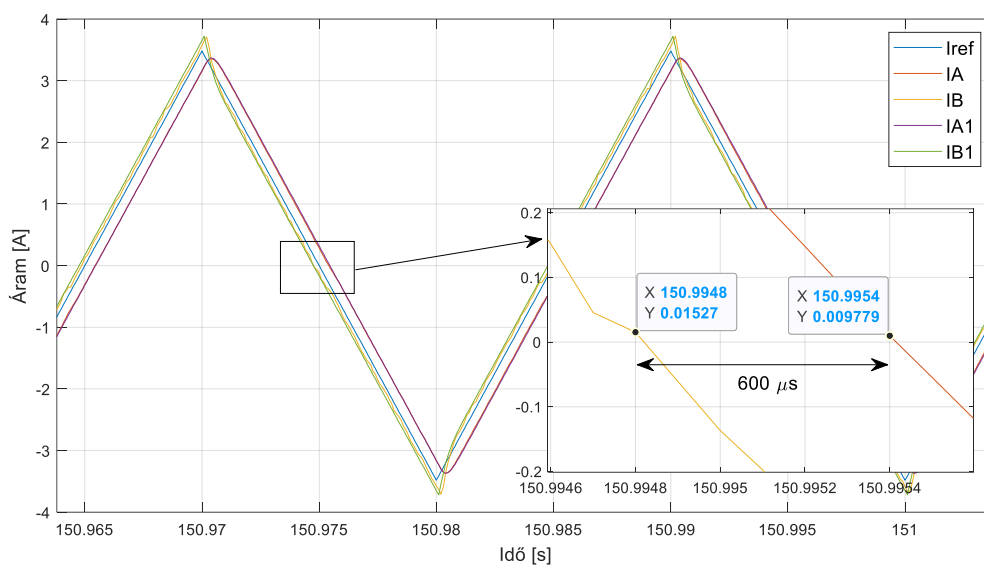
25. ábra: Késleltetés kimérése normál ITM esetén

Összehasonlítva a(z) 5. táblázat eredményeit a vártnak megfelelően a normál ITM és a fizikai ITM módszer esetén a késleltetés 200  $\mu$ s-nak adódott. Az aluláteresztő szűrővel kiegészített esetben a feszültségjelek közt szintén 200  $\mu$ s késleltetés volt tapasztalható, azonban a visszacsatoló ágban elhelyezett aluláteresztő szűrő időállandója további késleltetést jelent, így az áramjelben 600  $\mu$ s késleltetés van (26. ábra). Összesen tehát az aluláteresztő szűrővel kiegészített ITM módszer 800  $\mu$ s késleltetéssel rendelkezik. A dq-transzformációs módszer során nem volt tapasztalható késleltetés,

amely a módszer elvének megfelelő viselkedést jelent. Fontos megjegyezni, hogy a dq-transzformációs módszernél ugyan nem lesz a késleltetésből fakadó fázishiba, de a d és q komponensek nagyságának változása továbbra is késleltetett a valóhoz képest.

5. táblázat: Késleltetések a virtuális és valós oldal közt

Interfész algoritmus	Késleltetés [ $\mu\text{s}$ ]
ITM	200
ITM aluláteresztő szűrővel	800
ITM fizikai induktivitással	200
ITM dq-transzformációval	0



26. ábra: Aluláteresztő szűrő okozta késleltetés az áramjelben

### Teljesítményarányok vizsgálata

Az ITM módszer használatakor a szimulációs időlépcső és az aluláteresztő szűrő időállandója késleltetést okoz a valós és a virtuális oldal közt, ennek hatására fázishiba fog megjelenni. A fázishiba a hatásos és meddő teljesítmények arányának eltolódásában jelentkezik, így például egy hálózati inverteres termelőegység vizsgálatakor a beállított 1-es teljesítménytényező a szimulációban nem pontosan fog megjelenni. A vizsgálatot 50 Hz-es szinuszzel segítségével végeztem el.

A(z) 6. táblázat mutatja az egyes algoritmusok virtuális és valós oldalán mért teljesítményeket és a kapcsolási referenciában mért eredményeket. A vizsgálatot tisztán rezisztív valós oldali impedanciával végeztem, ennek megfelelően a kapcsolási referenciában csak hatásos teljesítmény komponens jelenik meg. A látszólagos teljesítmény kiszámításával láthatóvá válik nem csak a fázishiba, hanem az amplitúdóhiba hatása is a virtuális és valós oldal közt.

6. táblázat: Fázishiba okozta hatásos és meddő teljesítmény arány vizsgálata

Interfész algoritmus		P [W]	Q [VAr]	S [VA]
Kapcsolási referencia (ITM)		970	0	970
ITM	Virtuális oldal	973,46	47,87	974,64
	Valós oldal	962,81	0	962,81
ITM aluláteresztő szűrővel	Virtuális oldal	958,07	230,65	985,44
	Valós oldal	990,31	0	990,31
ITM fizikai induktivitással	Virtuális oldal	973,12	53,07	974,56
	Valós oldal	962,60	4,08	962,61
ITM dq-transzformációval	Virtuális oldal	974,71	0	974,71
	Valós oldal	962,73	0	962,73

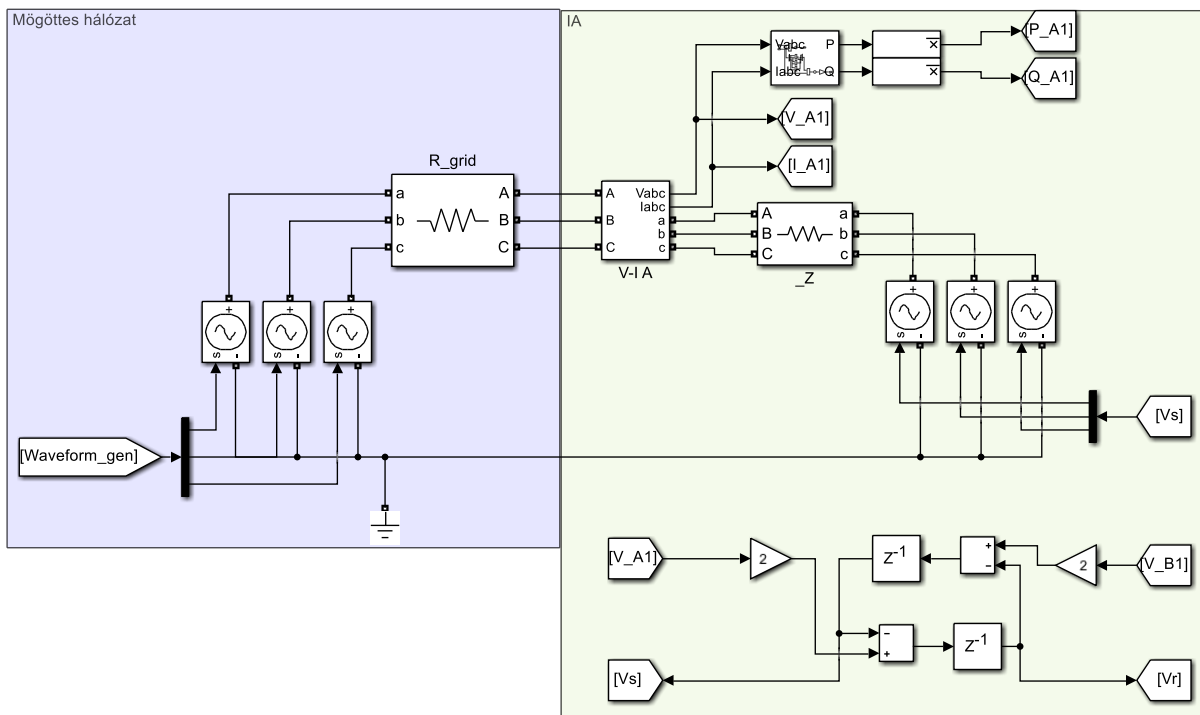
A normál ITM algoritmus esetén a késleltetés azt okozza, hogy a valós oldalon lévő tisztán hatásos teljesítményt felvevő tesztelt berendezés a virtuális oldalról szemlélve nem tisztán hatásos teljesítményt fogyaszt. A  $200 \mu\text{s}$  késleltetés megfeleltethető  $\varphi = \frac{200 \mu\text{s}}{20 \text{ ms}/360^\circ} = 3,6^\circ$  fázishibának. Amennyiben kiszámítjuk a látszólagos teljesítményből és a fázishibából a meddő teljesítmény nagyságát  $Q = S * \sin\varphi = 974,64 * \sin(3,6^\circ) = 61,2 \text{ VAr}$  adódna. A mért eredmény  $47,87 \text{ VAr}$ , amely nagyjából megegyezik az elvi számítás meddő teljesítményével, az eltérés eredeztethető az amplitúdóhibából és a mérési zajok okozta bizonytalanságból. Az aluláteresztő szűrővel kiegészített ITM algoritmus esetén a nagyobb késleltetés miatt a hatásos és meddő teljesítmény arány jobban eltolódott, itt már jelentős hiba keletkezett. A fizikai induktivitással kiegészített ITM módszer esetén a valós oldalon minimális meddő teljesítményt mérünk, amelyet az induktivitás okoz, a virtuális oldalon mért eltolódás nagysága közelíti a normál ITM esetét. A dq-transzformációs ITM megoldás esetén a virtuális oldalon csak hatásos teljesítmény jelentkezett.

Összefoglalva a dq-transzformációs ITM algoritmus szerepelt kiemelkedően a vizsgálat során. A legrosszabbul pedig az aluláteresztő szűrővel kiegészített ITM szerepelt, amely a többlet késleltetés miatt nagyobb fázishibát, ezáltal nagyobb hatásos-meddő teljesítmény eltolódást okozott.



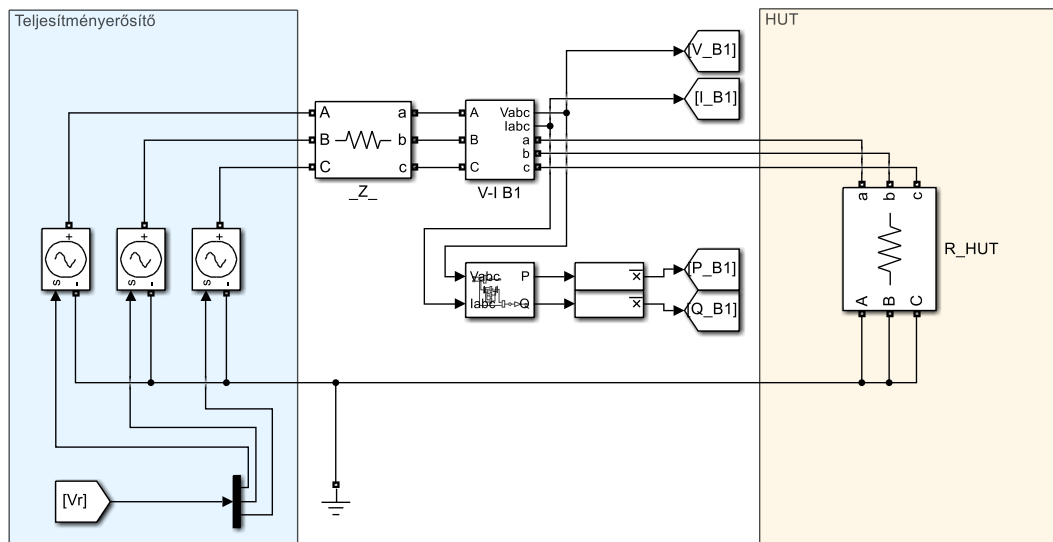
### 3.3 TLM algoritmus

A TLM algoritmust a 2.3 fejezetben részletezett elvek alapján valósítottam meg. A referencia modellt a(z) 27. ábra és a(z) 28. ábra szemlélteti. A mögöttes hálózat leképezése azonos az ITM algoritmusnál bemutatottal, a feszültségforrások vezérlésével szintén beállíthatók a kívánt vizsgáló jelek. A virtuális oldali mennyiségeket a mögöttes hálózat és az interfész algoritmus csatlakozásánál mérjük. A virtuális oldalon egy Thevenin ekvivalenssel alakítjuk ki a valós oldal csatlakozását. A helyettesítő kép a karakterisztikus impedanciának megfelelő ellenállás értékével szerepel. A számítást végző blokkok az „IA” részen helyezkednek el, ezzel számítja a modell a virtuális és valós oldalon mért feszültségből az aktuális feszültség hullámok nagyságát. A kiszámított hullámok a szimulációs időlépcsővel (távvezeték befutási idejével) késleltetve továbbítódnak a másik oldal irányába.



27. ábra: Mögöttes hálózat és a TLM interfész

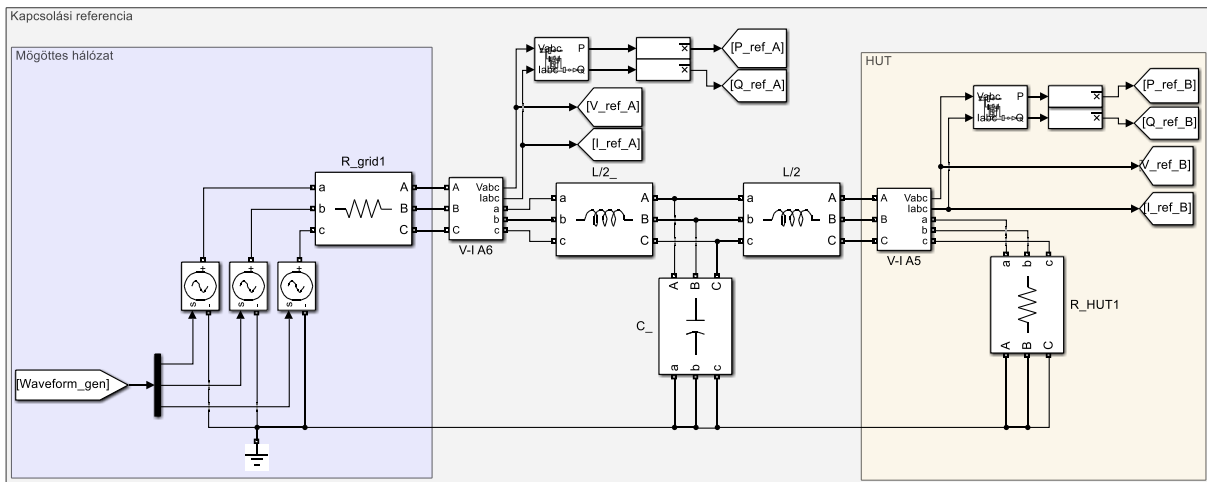
A(z) 28. ábra mutatja be a referencia modell esetén a valós rész leképezését. A teljesítményerősítőt ideális feszültségforrásokkal helyettesítjük, viszont az interfész módszer elve alapján egy soros ellenállást iktatunk a kimenet és a tesztelt berendezés (fűtőellenállás) közé. Az ellenállás nagysága megegyezik a karakterisztikus impedancia nagyságával. A valós oldalon a villamos mennyiségek mérését a sorosan beiktatott ellenállást követően végezzük el, az itt mért feszültség nagyságával számítjuk a virtuális oldal irányában küldendő feszültség hullám nagyságát és a valós oldalon megjelenő teljesítményeket. A fűtőellenállás a referencia modellben egy tisztán rezisztív impedanciával szerepel.



28. ábra: Valós oldal leképezése a referencia modellben

A fizikai valós idejű szimulációnál ugyan ezen modellt használtam, annyi módosítást eszközölve, hogy a referencia modell valós oldali része helyén az I/O kommunikációs blokkok találhatóak, amelyek segítségével analóg jeleket lehet fizikailag kiadni és visszamérni.

A TLM algoritmus működése szempontjából egy távvezeték helyettesít a valós és virtuális oldal közt. Ennek megfelelően a kapcsolási referencia az ITM modellnél ismertetethez képest kiegészül a reprezentált távvezeték koncentrált paraméterű helyettesítő képével. A helyettesítő T-modell paramétereit a befutási idő és a karakterisztikus impedancia segítségével számíthatjuk. Az L és C paraméterekre  $T = 100 \mu s$  és  $Z = 10 \Omega$  feltételezésével  $L/2 = \frac{Z \cdot T}{2} = \frac{10 \cdot 100 \cdot 10^{-6}}{2} = 0,5 mH$  és  $C = \frac{T}{Z} = \frac{100 \cdot 10^{-6}}{10} = 10 \mu F$  adódik. A távvezeték helyettesítés miatt a kapcsolási referencia esetén a valós oldali mennyiségek megfeleltethetőek a távvezeték modell ábra szerinti bal oldalán mért mennyiségekkel és a valós oldali mennyiségek azonosak a távvezeték modell jobb oldalán mérhető mennyiségekkel.



29. ábra: Kapcsolási referencia (TLM)

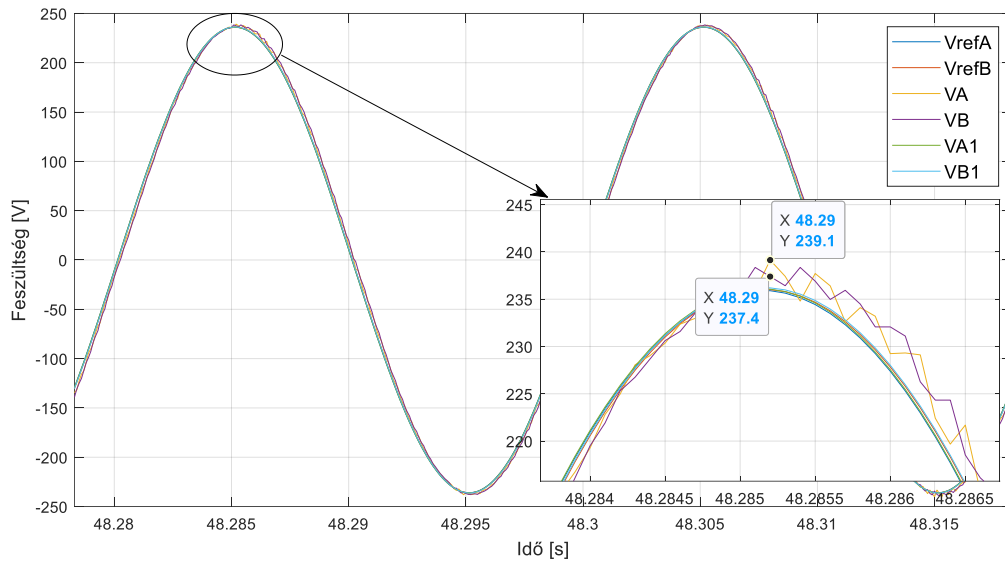
### 3.3.1 Interfész algoritmus pontossága

A TLM algoritmus pontosságának vizsgálatát, az ITM módszernél már ismertetett módon, szinusz-, háromszög-, és négyszögjel segítségével végeztem el. A szimuláció során a mögöttes hálózat generátorának feszültsége  $U_{forrás} = 325\text{ V}$ , a valós oldali impedancia tisztán rezisztív  $R_{grid} = 20\ \Omega$ , a valós oldalon rákapcsolt fűtőellenállás értéke  $R_{HUT} = 53,36\ \Omega$  volt mindegyik szimulációs esetben.

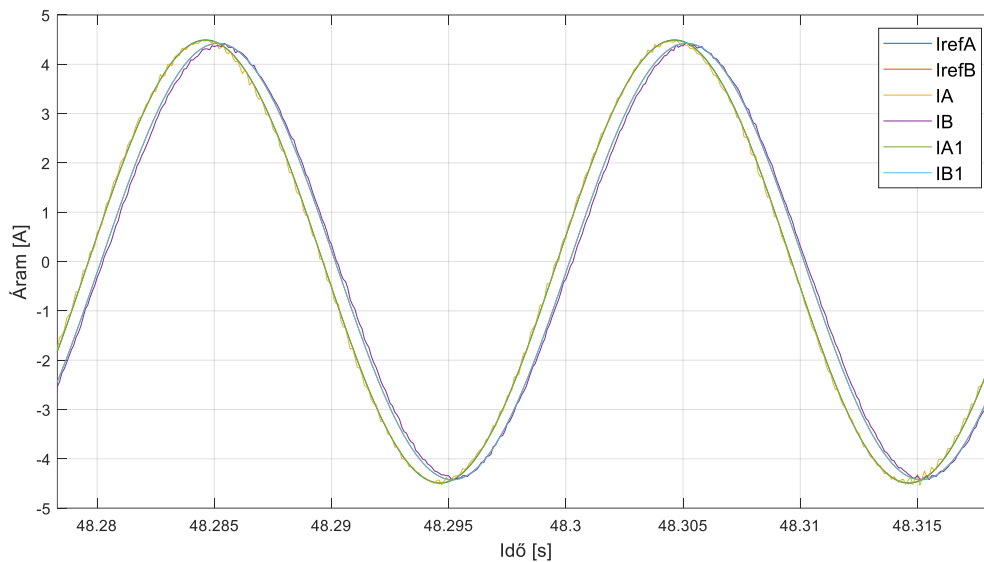
Az ábrákon látható jelmagyarázatokban a „refA” index a kapcsolási referenciában a távezeték mögöttes hálózat felőli oldalának jelalakjait, a „refB” index a tesztelt berendezés felőli oldal jelalakjait takarja. Az „A” (valós oldal) és „B” (virtuális oldal) indexel ellátott jelek a valós idejű szimuláció jeleit, az „A1” (valós oldal), „B1” (virtuális oldal) a referencia modell jeleit takarják.

#### Jelátvitel alakhűsége

A(z) 30. ábra szemlélteti a szinuszjellel végzett vizsgálat eredményét. Látható, hogy a referencia modell, a kapcsolási referencia és a valós szimuláció feszültség jelformái nagy mértékben fedik egymást. Ráközelítve a csúcserték közeli részre a valós szimuláció jelformái esetén látható egy minimális eltérés a mérés zajossága végett. A(z) 31. ábra szemlélteti az áram jelalakokat, ahol szintén megfigyelhető, hogy a valós szimuláció jelformái nagy mértékű fedésben vannak a referencia jelekkel, a feszültségjelhez hasonlóan itt sem látható torzítás.

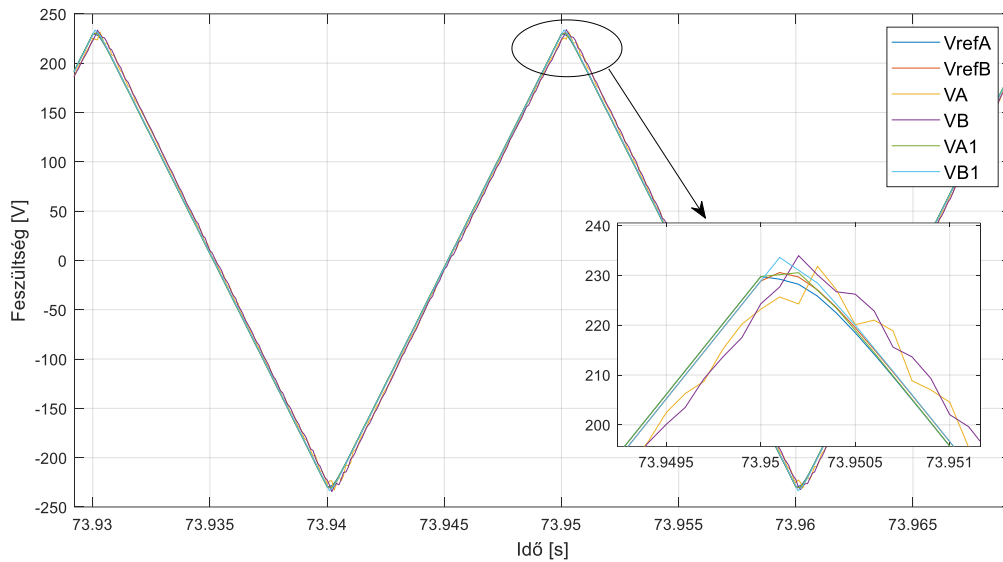


**30. ábra: Feszültség jelalakok TLM módszer esetén (szinuszjel)**

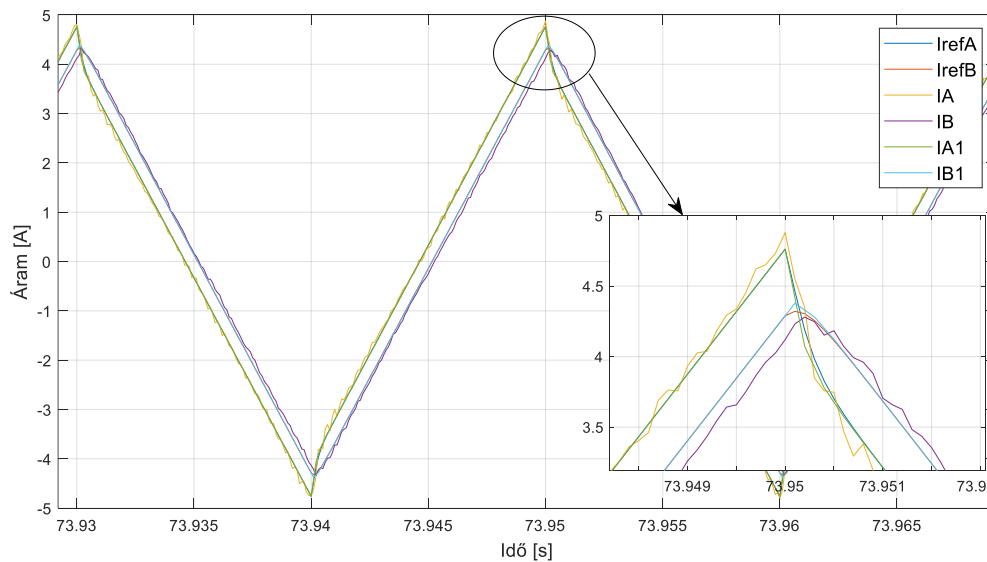


**31. ábra: Áram jelalakok TLM módszer esetén (szinuszjel)**

A(z) 32. ábra és a(z) 33. ábra mutatja a háromszögjellel végzett vizsgálat eredményeit. A háromszögjel csúcsai kis mértékben lekerekítettnek látszanak, az áramjel esetén ez erőteljesebben jelentkezik. A lekerekítést a távvezeték modell okozza, hiszen a távvezeték helyettesítő képe egy LCL-szűrőnek feleltethető meg, amely simítja a feszültség és áram jelalakokat. Az eredmény hasonló az ITM modell aluláteresztő szűrővel és fizikai induktivitással kiegészített esetéhez. A csúcstértékeknél tapasztalható elenyésző lekerekítettségen kívül háromszögjel esetén megfelelő az interfész átviteli képessége.

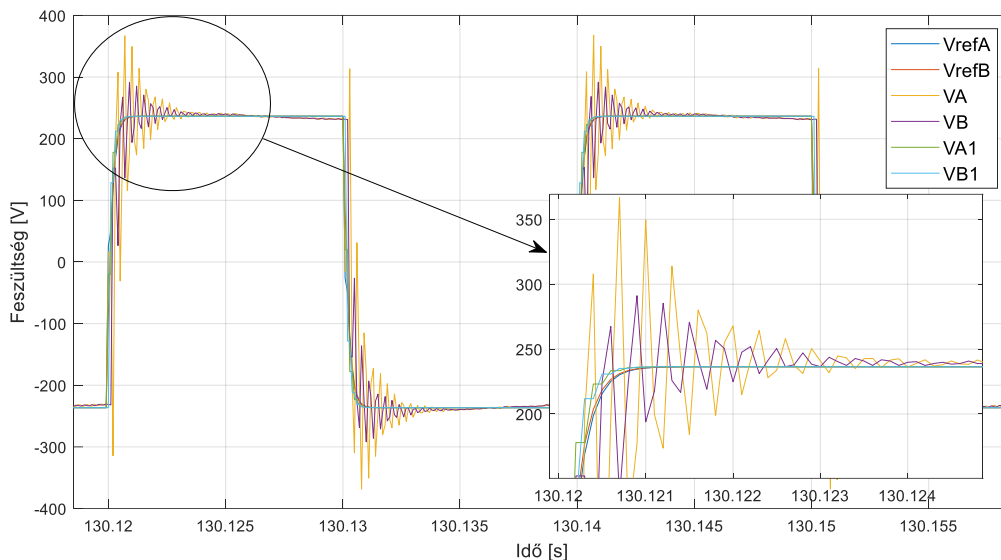


**32. ábra: Feszültség jelalakok TLM módszer esetén (háromszögjel)**



**33. ábra: Áram jelalakok TLM módszer esetén (háromszögjel)**

A négyszögjellel végzett vizsgálat feszültség jelalakját a(z) 34. ábra szemlélteti. A kapcsolási referencia esetén a négyszögjel jelváltozásait a távvezeték modell simítja. A referencia modell esetében az ideális interfész megvalósítása szintén simítja a négyszögjel jelváltozásait, viszont a befutási idő miatt ez lépcsős módon történik. A valós szimuláció esetén a jelváltozás túl- és alullövések sorozataként áll be, a jelforma hasonlít a távvezeték szimulációknál tapasztalható bekapcsolási tranziens jelenségére. A virtuális oldalon a feszültség értéke nagyobb túllövést produkált, mint a valós oldal feszültsége. A feszültség beáll a végértékre a tranziens lecsillapodását követően. A négyszögjel torzításmentes jelátvitel nem valósult meg, a végtelen frekvenciaspektrum nagyfrekvenciás komponenseire érzékeny a módszer.



**34. ábra: Feszültség jelalakok TLM módszer esetén (négyzetjel)**

Összefoglalva a TLM módszer a szinuszjel és a háromszögjel esetében közel alakhűen átvitte a vizsgáló jeleket, azonban négyzetjel esetén a jelváltozásoknál jelentős transziens jelenség volt tapasztalható. Azonban kiemelném, hogy a négyzetjellel elvégzett szimuláció során megmutatkozott az interfész algoritmus előnye, stabil tudott maradni a szimuláció a négyzetjelben található végtelen meredekségű felfutások ellenére is.

### **Amplitúdóhiba**

Az amplitúdóhibát 50 és 311 Hz-es szinuszjellel vizsgáltam. A(z) 30. ábra szerint látható, hogy a valós oldali feszültség értéke minimálisan eltér a virtuális oldali feszültség értékétől, azonban a magasabb 311 Hz-es szinuszjellel történő vizsgálat során jelentősebb eltérés tapasztalható. A két mérés eredményét a(z) 7. táblázat foglalja össze. Az eltérés százalékos értéke a virtuális oldal feszültségéhez viszonyítva adott. Az 50 Hz-es esetben elmondható, hogy a virtuális és a valós oldal között nincs számottevő eltérés (a minimális különbség a mérési pontatlanságokra vezethető vissza). A 311 Hz frekvenciájú szinuszjel esetén nagyobb eltérés látható, amely már az interfész algoritmus okozta hibára utal. A gyorsabb jelváltozást a TLM algoritmus csak nagyobb hibával képes követni, a virtuális oldal irányában csillapítani fog. A kis hibával való jelkövetéshez megfelelő számú hullámindításra van szükség mindkét oldal irányából, ezzel minimalizálva az eltérés nagyságát (lásd 34. ábra: négyzetjel esetén a végértékre való beállítás módja). A nagyobb frekvencia miatt nincs elegendő számú hullámindítés, így nagyobb lesz a hiba mértéke.

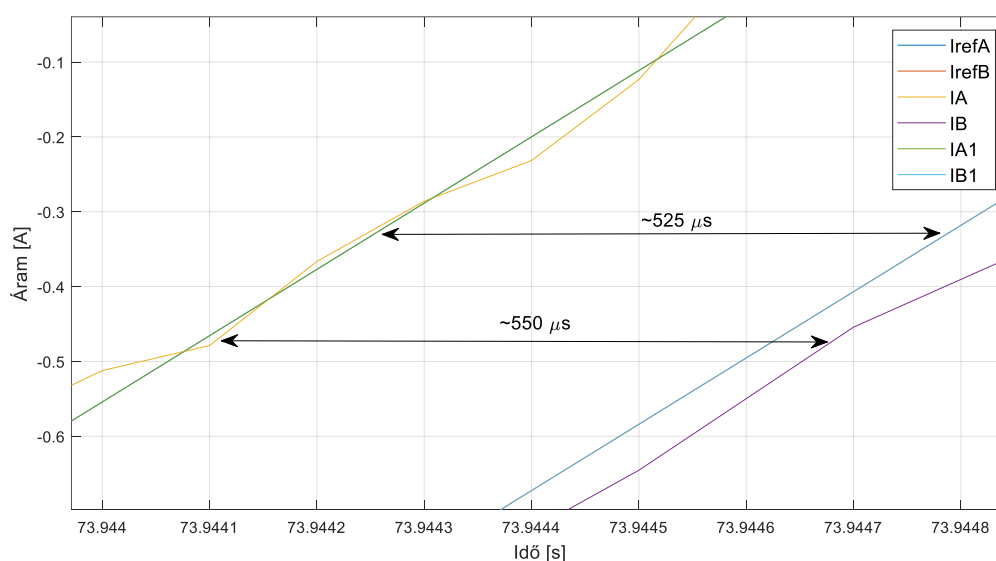
7. táblázat: TLM algoritmus amplitúdóhiba vizsgálata

Vizsgáló jel frekvenciája	Virtuális oldali feszültség csúcsértéke [V]	Valós oldali feszültség csúcsértéke [V]	Eltérés [%]
50 Hz	239,10	237,40	-0,72
311 Hz	98,85	106,90	7,53

A TLM módszer felépítéséből adódóan a virtuális és valós oldalon az áram nagysága eltérő lesz a karakterisztikus impedancia miatt. A karakterisztikus impedancia minél kisebb értékű, annál nagyobb áramhibát fog eredményezni a két oldal közt. Ez elhanyagolható mértékűre csökkenthető, ha a karakterisztikus impedanciát megfelelően nagyra választjuk, azonban ennek fizikai kivitelezhetőségi határai vannak, mert fizikailag is el kell helyeznünk egy ilyen értékű ellenállást a valós oldalon. A nagy ellenálláson a feszültségesés jelentős, így a teljesítményerősítővel túlzottan magas feszültséget kellene kiadjunk. Jelen vizsgálat során a hullámimpedancia  $10 \Omega$  nagyságú, amely az áram értékében 1,35% hibát okozott a virtuális oldal értékéhez viszonyítva. Ez megfelelően kicsi, így közel elhanyagolható mértékű.

### Késleltetés

Az interfész algoritmus késleltetésének kimérése háromszögjellel történt, a virtuális és valós oldal feszültségjelei közt a késleltetés várt módon 1 időlépcsőnek megfelelő ( $100 \mu\text{s}$ ). Az áramjelben viszont jelentősebb késleltetés látható (35. ábra). A referencia modell és a kapcsolási referencia jelalakjai fedik egymást, a késleltetés esetükben nagyjából  $525 \mu\text{s}$ . A valós szimulációnál a késleltetés kicsivel nagyobb,  $550 \mu\text{s}$ -nak adódott.



35. ábra: Késleltetés kimérése az áramjelben (TLM)

A TLM algoritmus visszavezethető a távvezetékelméleti alapokra. A késleltetés az átvitt teljesítmény függvényében változik, nem lesz állandó értékű. Ha a modellezett távvezeték természetes

teljesítményével megegyező az átvitt teljesítmény, akkor nem lesz késleltetés a valós és virtuális oldali áram közt. A természetes teljesítménynél kisebb átvitt teljesítmény esetén az interfész viselkedése kapacitív, a virtuális oldal árama siet a valós oldali áramhoz képest. Ha az átvitt teljesítmény nagyobb a természetes teljesítménynél, akkor induktív viselkedés tapasztalható, a virtuális oldal árama késik a valós oldali áramhoz képest. Az interfész által reprezentált távvezeték természetes teljesítménye kb. 2500 W (ismerve a feszültség és a karakterisztikus impedancia értékét). A vizsgálat során az átvitt teljesítmény nagyjából 1600 W. A kisebb átvitt mennyiségnek megfelelően a virtuális oldal árama siet a valós oldalhoz képest, ezzel egybevág a fentebbi 35. ábra jelalakja.

### Teljesítményarányok vizsgálata

Az előző fejezetben ismertetésre került a TLM modell által okozott késleltetés és annak visszavezetése a távvezetékelméleti alapokra. A teljesítményarányok vizsgálata során a virtuális oldalon mért mennyiségeknél megjelenik a távvezeték okozta hatás, ennek eredményeképp az átvitt teljesítmény függvényében meddő teljesítmény termelés vagy fogyasztás valósul meg. Az alábbi 8. táblázat szemlélteti a kapcsolási referencia, a referencia modell és a valós szimuláció teljesítményeit a valós és virtuális oldalon. Mindhárom modell esetén a virtuális oldalon kapacitív meddő teljesítmény jelenik meg. A kapcsolási referencia és a referencia modell eredményei közel egyformának mondhatóak, így az összehasonlításban nem kerülnek megkülönböztetésre. A referenciákkal összehasonlítva a valós szimuláció eredményeit, a mérési hibák következtében a valós oldali látszólagos teljesítmény kisebbnek adódott, mint a virtuális oldalon mért érték. Ennek oka valószínűleg, hogy a mérésben erősítéshiba lépett fel, ezáltal kisebb feszültséget mértünk a valós oldalon, így a virtuális oldalon nagyobb áram jött létre, nagyobb teljesítményt eredményezve. Összességében elmondható, hogy az interfész algoritmus az átvitt teljesítmény függvényében változó meddő teljesítmény komponens hoz létre a virtuális oldalon, befolyásolva a szimulációs eredményeket.

8. táblázat: Teljesítmények a virtuális és valós oldalon (TLM)

Modell		P [W]	Q [VAr]	S [VA]
Kapcsolási referencia	Virtuális oldal	1570,40	-253,15	1590,60
	Valós oldal	1566,10	0	1566,10
Referencia modell	Virtuális oldal	1568,60	-253,54	1588,90
	Valós oldal	1568,60	0	1568,60
Valós szimuláció	Virtuális oldal	1611,00	-286,02	1636,20
	Valós oldal	1510,80	0	1510,80



### 3.4 Eredmények összegzése

Összegezve az interfész algoritmusok eredményeit mindkét módszer rendelkezik számos előnnyel és hátránnyal is. Az ITM módszer egyszerűsége végett könnyen karbantartható, a kiegészítő módszerek segítségével jól illeszthető az adott szimulációhoz. A TLM módszer ezzel szemben bonyolultabb, a távvezetékelméletre visszavezethető hatások lépnek fel alkalmazása során és megvalósítása nehézségekbe ütközhet a valós oldalon elhelyezett fizikai ellenállás miatt.

Stabilitás szempontjából az ITM módszer érzékeny az impedanciaviszonyokra és a tranziensek hatására instabilitás léphet fel, ezzel szemben a TLM algoritmus nagy mértékű stabilitást mutat. Míg az ITM módszert csak az impedanciaviszonyok stabilitás irányába való eltolása után sikerült négyzögjellel szimulálni, addig a TLM stabilan képes volt a szimulációra. Az ITM módszer stabilitási tartományának növelésére több működő módszer is bemutatásra került, azonban hátrányuk, hogy csökkentik a szimuláció pontosságát. Amennyiben az ITM módszer stabilitási tartományán kívüli szimulációt kell elvégezni, abban az esetben a TLM módszer egy jó alternatívaként szolgál.

A TLM és ITM algoritmust pontosság szempontjából vizsgálva látható volt, hogy a normál ITM algoritmus a legpontosabb és a TLM módszer is jó mutatókkal bír, amennyiben a karakterisztikus impedanciából fakadó hibákat minimalizáljuk. A jelátvitel alakhűségét mindegyik vizsgálójel esetén egyik módszer sem tudta megfelelően teljesíteni. Az ITM algoritmus rossz mutatókkal bírt a nagyfrekvenciás komponenseket tartalmazó jelek esetében, a kiegészítő módszerek eltávolították a nagyfrekvenciás komponenseket, de így torzult a jelforma. TLM esetén az átvitel alakhűsége közelítően azonos az ITM aluláteresztő szűrővel kiegészített verziójával. Az ITM kiegészítő módszerek minden esetben rontották a pontosságot amplitúdó szempontjából, a dq-transzformációs módszert kivéve a fázishibát is növelték. A TLM algoritmus az interfészen áramló teljesítmény függvényében okoz változó mértékű fázishibát, az áram amplitúdóhibáját a karakterisztikus impedancia okozza.

Teljesítmények vizsgálata során az ITM algoritmus a késleltetésből adódó fázishibának megfelelően módosítja a virtuális és valós oldal hatásos-meddő teljesítmény arányát. Az ITM kiegészítő módszerek közül az aluláteresztő szűrő tovább növeli a teljesítmény eltérést. Megoldást jelent a dq-transzformációs módszer erre a problémára, teljesen kiküszöbölve a fázishibát. A TLM interfész a reprezentált távvezetéknek megfelelően az átvitt teljesítménytől függően befolyásolja a virtuális oldalon mérhető meddő teljesítmény nagyságát, ez jelentősen befolyásolja a mérési eredményeket.

## 4 Összefoglalás, továbbfejlesztési lehetőségek, konklúzió

---

A dolgozat első felében a PHIL szimulációknál alkalmazott interfész algoritmusok átfogó ismertetését végeztem, majd a két ígéretesnek mutatkozó ITM és TLM algoritmusokat részletesebben is bemutattam. Az elvi ismertetést követően a két módszer implementálását valós szimulációs környezetben vizsgáltam. A mérési szempontrendszer a módszerek előnyei, hátrányai és a fizikai szimulációk során körvonalazódó meglátások alapján alakítottam ki. Jelen mérések során rezisztív eseteket vizsgáltam, meglátásom szerint ebben a kialakításban megfelelő eredményeket és összehasonlítási alapokat nyertem. Mindkét módszer az elvártaknak megfelelően működött, sikerült nagyfokú pontosságot elérni a szimulációk során, azonban a továbbfejlesztés lehetőségek körvonalazódtak az eredmények kiértékelése közben.

### **Továbbfejlesztési lehetőségek**

Az ITM módszer esetében elsősorban a stabilitás növelését szükséges megoldani oly módon, hogy a pontosság ne romoljon. Egyik lehetőség az elsőrendű aluláteresztő szűrő helyett polinomiális szűrő alkalmazása. A kihívást a polinomiális szűrő paraméterei jelentik, amelyeket úgy kell megválasztani, hogy ne befolyásolja az eredményeket. Másik lehetőség a stabilitás növelésére a Fourier transzformációt használó módszer megvalósítása, ahol a mért jelek transzformált mennyiségét csatoljuk vissza, ezzel kiküszöbölhető a fázishiba hatása. ITM algoritmus esetén a fázishiba okozta teljesítményeltolódás kompenzációjára szükséges lenne egy egyszerű kompenzáló blokk megépítése, amely a virtuális oldalra visszacsatolt áramot nem módosítja, csak a tényleges fázishibát eliminálja. További lehetőség a több időlépcsővel futó interfész megvalósítása, ahol a késleltetésből adódó fázishiba minimalizálható.

TLM esetében továbbfejlesztési lehetőség a mérési pontatlanságra való érzékenység csökkentése szűrőkörök beépítésével. Második lehetőség az átvitt teljesítménytől függő fázishiba kompenzációjára szolgáló blokk építése, ez kivitelezhető a virtuális oldali teljesítmény mérésével és egy aktív beavatkozással.

Általános továbbfejlesztési lehetőség a valós idejű szimulátorba beépített FPGA nyújtotta lehetőségek alaposabb kiaknázása. Segítségével megvalósítható a jelek előzetes feldolgozása (szűrés, esetleges kompenzáció) és az interfész algoritmusok alacsonyabb szintű implementálására is lehetőséget nyújt.

### **Konklúzió**

A munkám során jobb rálátást nyertem a PHIL szimulációk kihívásaira és a téma aktualitására: a megújuló energiaforrások és az aktív teljesítményelektronikai eszközök térnyerésével igény mutatkozik a berendezések komplex tesztelési lehetőségeire. A megfelelő módon történő PHIL

szimuláció elvégzéséhez szükséges az interfész algoritmus jó megválasztása, amely előzetes tudásbázis nélkül csak nehezen kivitelezhető. További munkám során a továbbfejlesztési lehetőségekben ismertetteket szeretném megvalósítani: első sorban az ITM módszer további kiegészítő módszereinek vizsgálata és a TLM módszer kompenzációs blokkjának megvalósítása szerepel a rövidtávú tervek közt. Ezzel párhuzamosan szeretném a vizsgálati paramétereket kibővíteni nem csak rezisztív esetekre, mind a virtuális, mind a valós oldal tekintetében. További cél egy kifestültségű hálózatra tápláló inverteres termelőegység és különböző prototípus inverterek PHIL szimulációja.

## Irodalomjegyzék

---

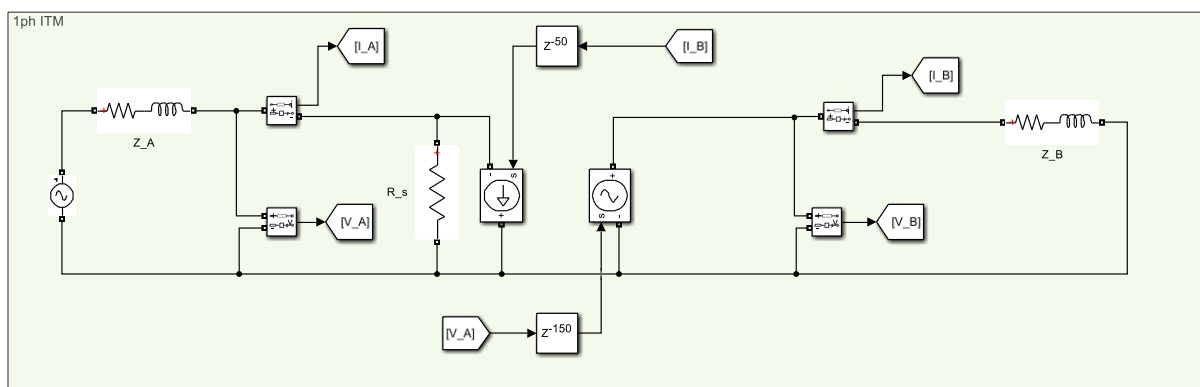
- [1] <https://www.opal-rt.com/> (utolsó megtekintés dátuma: 2022.10.31.)
- [2] <https://www.typhoon-hil.com/> (utolsó megtekintés dátuma: 2022.10.31.)
- [3] <https://www.rtds.com/> (utolsó megtekintés dátuma: 2022.10.31.)
- [4] <https://www.opal-rt.com/hardware-in-the-loop/> (utolsó megtekintés dátuma: 2022.10.31.)
- [5] <https://www.opal-rt.com/power-hardware-in-the-loop/> (utolsó megtekintés dátuma: 2022.10.31.)
- [6] J. Bélanger, P. Venne, & J.-N. Paquin. (2010). The What, Where and Why of Real-Time Simulation.
- [7] W. Ren, M. Steurer, and T. L. Baldwin, "Improve the stability and the accuracy of power hardware-in-the-loop simulation by selecting appropriate interface algorithms," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 44, no. 4, pp. 1286–1294, 2008, doi: 10.1109/TIA.2008.926240.
- [8] Hatakeyama, Tomoyuki & Riccobono, Antonino & Monti, A.. (2016). Stability and accuracy analysis of power hardware in the loop system with different interface algorithms. 1-8. 10.1109/COMPEL.2016.7556671.
- [9] Wu, X., & Monti, A. (2005). Methods for partitioning the system and performance evaluation in power-hardware-in-the-loop simulations - Part I. *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, 2005, 251–256. <https://doi.org/10.1109/IECON.2005.1568912>
- [10] Janja DOLENC, Ambrož BOŽIČEK, & Boštjan BLAŽIČ. (2019). Stability analysis of an Ideal-Transformer-Model interface algorithm. *IEEE*.
- [11] Yin, C., Liu, X., Xu, Z., Pi, Y., Liu, B., Sun, J., & Zha, X. (2015, December 18). Design and implementation of a kilowatt-scale power interface based on power hardware-in-the-loop simulation. *2015 IEEE 2nd International Future Energy Electronics Conference, IFEEC 2015*. <https://doi.org/10.1109/IFEEC.2015.7361438>
- [12] S. Paran, C. S. Edrington, and B. Vural, "Investigation of HIL interfaces in nonlinear load studies," 2012. doi: 10.1109/NAPS.2012.6336360.
- [13] Mahsa Ghapandar Kashani, Harish Pulakhandam, Subhashish Bhattacharya, Farid Katiraei, & David Kaiser. (2017). Design Considerations and Test Setup Assessment for Power Hardware in the Loop Testing.
- [14] Lauss, G., Lehfuß, F., Viehweider, A., & Strasser, T. (2011). Power hardware in the loop simulation with feedback current filtering for electric systems. *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, 3725–3730. <https://doi.org/10.1109/IECON.2011.6119915>
- [15] Markou, A., Kleftakis, V., Kotsampopoulos, P., & Hatziargyriou, N. (2017). Improving existing methods for stable and more accurate Power Hardware-in-the-Loop experiments. *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 496–502. <https://doi.org/10.1109/ISIE.2017.8001296>
- [16] Zeng, J., Leng, F., Peng, B., Li, J., An, R., Chen, X., Mao, C., & Wang, D. (2017). A Novel Impedance Compensation Algorithm for Improving the Stability of Digital-Physical Hybrid Simulation.

- [17] Zha, X., Yin, C., Sun, J., Huang, M., & Li, Q. (2016). Improving the stability and accuracy of power hardware-in-the-loop simulation using virtual impedance method. *Energies*, 9(11). <https://doi.org/10.3390/en9110974>
- [18] Lauss, G. F. (2017). Interfacing challenges in PHIL simulations for investigations on P-Q controls of grid connected generation units in electric power systems. *IFAC-PapersOnLine*, 50(1), 10964–10970. <https://doi.org/10.1016/j.ifacol.2017.08.2468>
- [19] Ashrafidehkordi, F., & de Carne, G. (2022). Improved Accuracy of the Power Hardware-in-the-Loop modeling using Multirate Discrete Domain.
- [20] Davari, M., & Katiraei, F. (2015). Investigation and Correction of Phase Shift Delays in Power Hardware in Loop Real-Time Digital Simulation Testing of Power Electronic Converters. <http://www.cigre.org>
- [21] Adam Summers, J. H.-A. D.-Z. J. R. J. and Nicholas S. G. (2019). Comparison of Ideal Transformer Method and Damping Impedance Method for PV Power-Hardware-In-The-Loop Experiments. IEEE.
- [22] Guillo-Sansano, E., Roscoe, A. J., Jones, C. E., & Burt, G. M. (2014, October 22). A new control method for the power interface in power hardware-in-the-loop simulation to compensate for the time delay. *Proceedings of the Universities Power Engineering Conference*. <https://doi.org/10.1109/UPEC.2014.6934618>
- [23] Dommel, H. W. (1969). Electromagnetic Transients in Single- and Multiphase Networks. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-88(4), 388–399. <https://doi.org/10.1109/TPAS.1969.292459>
- [24] Hui, S. Y. R., Fung, K. K., & Christopoulos, C. (1994). Decoupled Simulation of DC-Linked Power Electronic Systems Using Transmission-Line Links. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 9(1), 85–91. <https://doi.org/10.1109/63.285497>
- [25] Kuffel, R., Wierckx, R. P., Forsyth, P., Duchon, H., Lagerkvist, M., Holmberg, P., & Wang, X. (1995). Expanding an analogue HVDC simulator's modelling capability using a real-time digital simulator (RTDS). *International Conference on Digital Power System Simulators, Proceedings, ICDS*, 199–204. <https://doi.org/10.1109/icds.1995.492830>
- [26] Huang, Q., Wu, J., Bastos, J. L., & Schulz, N. N. (2007). Distributed Simulation Applied to Shipboard Power Systems.
- [27] Ahmed, B., Abdelgadir, A., Saied, N. A., & Karrar, A. A. (2021). A Compensated Distributed-Parameter Line Decoupling Approach for Real Time Applications. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 12(2), 1761–1771. <https://doi.org/10.1109/TSG.2020.3033145>
- [28] Loku, F., Klein, C., Kufner, M., Venugopal, R., Osterkamp, L., Maimer, M., Stevic, M., Düllmann, P., Bergwinkl, T., & Kumar, A. (2022). Utilization of the Impedance-based Stability Criterion for Stability Assessment of PHIL Interface Algorithms.
- [29] Tremblay, O., Rimorov, D., Gagnon, R., & Fortin-Blanchette, H. (2020). A Multi-Time-Step Transmission Line Interface for Power Hardware-in-the-Loop Simulators. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 35(1), 539–548. <https://doi.org/10.1109/TEC.2019.2941567>

## F1 ITM algoritmus vizsgálata egyszerű modellek segítségével

### F1.1 Egyfázisú modell

Az ITM algoritmus elvi struktúrája szerint Matlab Simulink keretrendszerben került felépítésre a modell, amelyet a(z) 36. ábra szemléltet. Az egyfázisú modelleken keresztül könnyebben megérthető az interface algoritmus alapvető jelenségei, majd a F1.2 fejezetben a háromfázisú eset is vizsgálatra kerül.

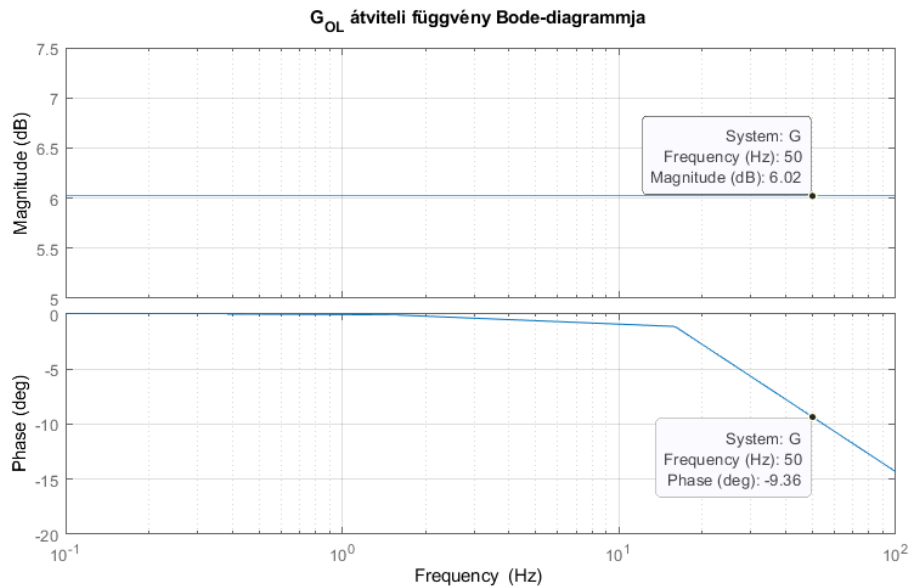


36. ábra: Egyfázisú ITM modell Simulinkben

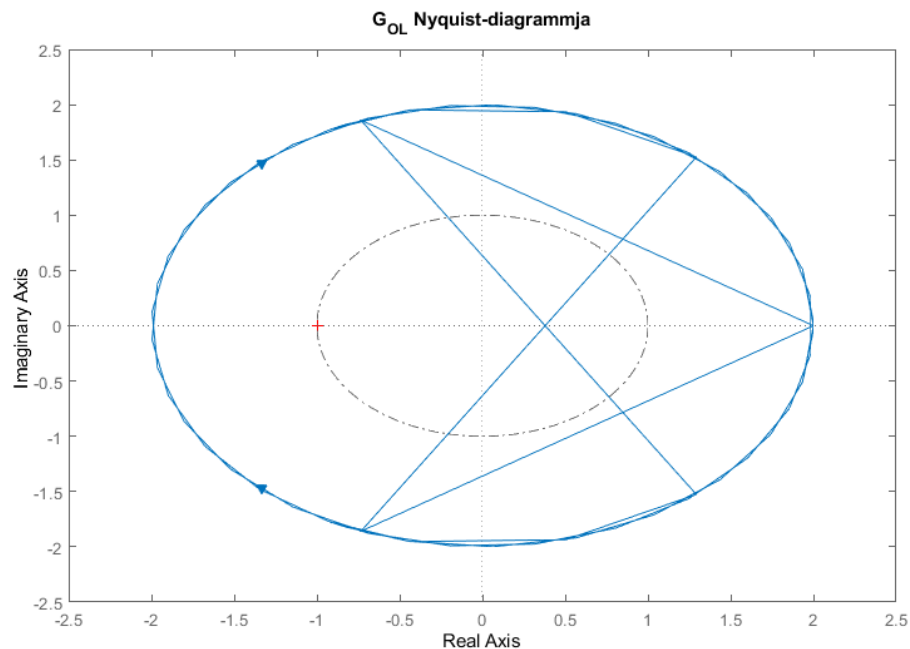
A szimulációs időlépcső  $1 \mu\text{s}$ -ra lett választva, a késleltetések  $T_s = 50 \mu\text{s}$  és  $T_d = 100 \mu\text{s}$ . A virtuális részről kicsatolt feszültségjelbe így  $T_s + T_d = 150 \mu\text{s}$ , a valós részről visszacsatolt áramjelbe  $T_s = 50 \mu\text{s}$  késleltetés került. A nyílt hurkú átviteli függvény ezen paraméterekkel felírva (6) vizsgálható az impedanciák függvényében. A rendszer stabilitása a Nyquist-diagramm segítségével szemléletesen adódik.

$$G_{OL}(s) = \frac{Z_A}{Z_B} e^{-s \cdot 200} \quad (6)$$

Első esetben válasszuk a két impedanciát tisztán rezisztív  $Z_A = 10 \Omega$  és  $Z_B = 5 \Omega$  értékűnek, (az  $R_s$  sőtellenállásra nincs szükségünk jelenleg). Előre becsülhetjük a stabilitást a  $\frac{Z_A}{Z_B}$  hányadosból, ami az átviteli függvény statikus erősítését adja meg, ha ez az érték  $\leq 1$  akkor jó eséllyel stabil lesz a rendszer. A stabilitást a késleltetés is rontja, a  $G_{OL}$  Bode-diagrammján (37. ábra) látható, hogy az amplitúdómenetet nem befolyásolja, de a fázismenetet módosítja a késleltetés, ebből fakadóan fázishibát fog okozni a visszacsatolásban. A Nyquist-diagrammot ábrázolva (38. ábra) megállapítható, hogy ténylegesen nem lesz stabil a zárt kör (-1 pontot megkerüli a görbe).



**37. ábra:  $G_{OL}$  Bode-diagrammja**



**38. ábra:  $G_{OL}$  Nyquist-diagrammja**

Második esetben az impedanciák nem csak rezisztív komponenst tartalmaznak, ezért az átviteli függvény a késleltetésen kívül további frekvenciafüggő komponensekkel egészül ki. Az impedanciát bontsuk fel egy rezisztív és egy induktív tagra (7) (kapacitív esetben negatív induktivitásunk lesz), ebből látszik, hogy legalább egy pólusa és egy zérusa lesz a nyílt hurkú átvitelnek. A modellezés során azonban az induktív jelleg miatt szükséges az áramgenerátorral párhuzamosan egy nagy értékű sönt ellenállást is beiktatni (nem változhat az induktivitás árama pillanatszerűen). Az  $R_S$ -el kiegészített átviteli függvény (8) két pólussal és egy zérussal fog rendelkezni.

$$Z = R + s * L \quad (7)$$

$$G_{OL}(s) = \frac{R_S \times (R_A + s * L_A)}{R_B + s * L_B} e^{(-s*200)} \quad (8)$$

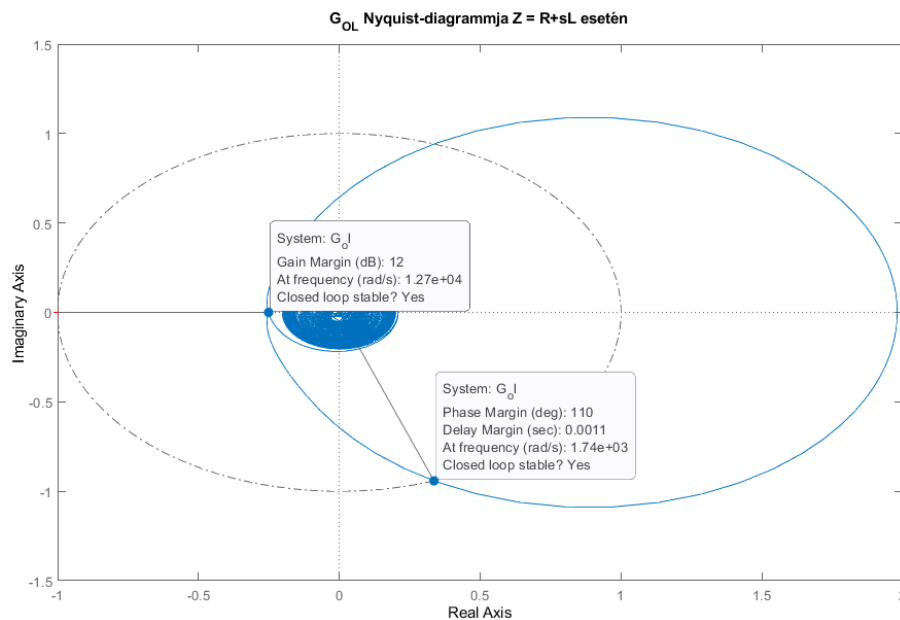
$$= \frac{sR_S L_A + R_A R_S}{s^2 L_A L_B + s(R_A L_B + R_B L_A + R_S L_B) + R_A R_B + R_S R_B} e^{(-s*200)}$$

A vizsgálat során a hálózat elemeinek értékeit 9. táblázat tartalmazza.

9. táblázat: Egyfázisú modell hálózati paraméterei

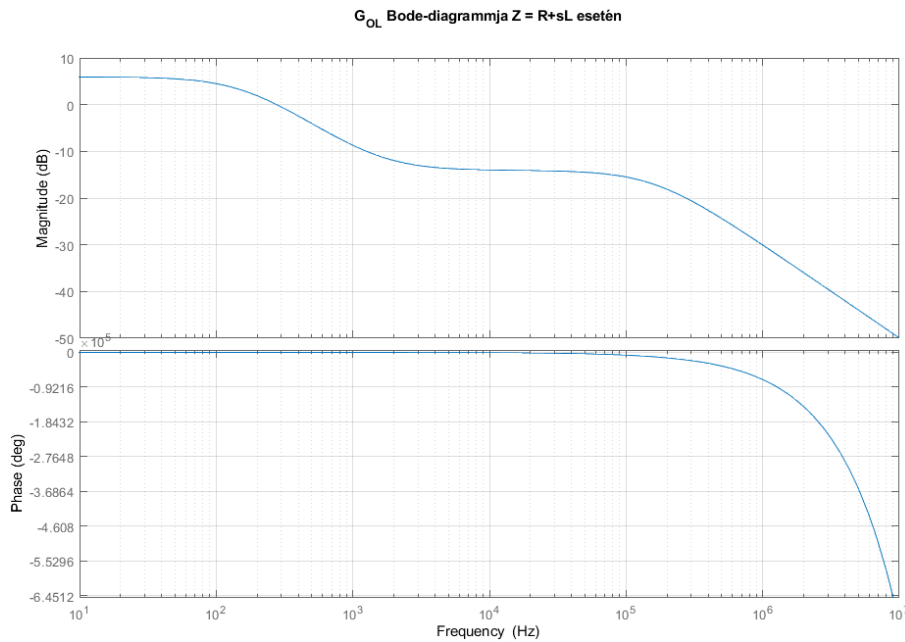
$R_A$	10 $\Omega$
$L_A$	1 mH
$R_B$	5 $\Omega$
$L_B$	5 mH
$R_S$	1 k $\Omega$

Az átviteli függvény vizsgálatát szintén a Nyquist-diagrammal tehetjük meg (39. ábra), amely szerint ilyen paraméterek mellett stabil lesz a rendszerünk (futtatva a modellt szintén stabil a rendszer). Ezt két tényező is indokolja, egyrészt a virtuális rész sönt ellenállása javítja a stabilitást (igaz hibát fog okozni a rajta záródó áramok miatt, de ezt most elhanyagoljuk). Másrészt a  $G_{OL}$  Bode-diagramját megvizsgálva (40. ábra) egy aluláteresztő szűrő jelleget tapasztalhatunk, amely a nagyobb frekvenciákon csillapít, gátolva ezzel a pozitív visszacsatolás kialakulását.



39. ábra:  $G_{OL}$  Nyquist-diagrammja nem tisztán rezisztív esetben





40. ábra:  $G_{OL}$  Bode-diagrammja nem tisztán rezisztív esetben

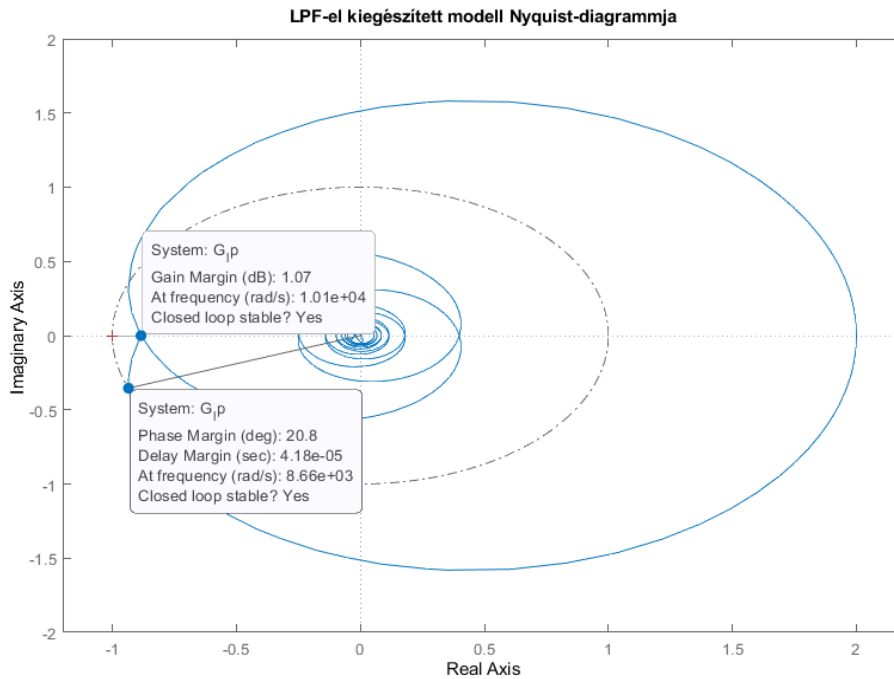
### F1.1.1 Stabilitás növelése aluláteresztő szűrővel

A fentebbi tisztán rezisztív (első) esetben megállapítottuk, hogy instabilitás fog jelentkezni a szimuláció futtatása során. Ahhoz, hogy ilyen esetben is képesek legyünk szimulálni, a rendszert stabilná lehet tenni egy megfelelően méretezett, visszacsatoló ágban elhelyezett aluláteresztő szűrővel. A nyílt hurok átviteli függvényét kiegészítjük az aluláteresztő szűrő átvitelével (9), majd ezt vizsgáljuk. Az aluláteresztő szűrő egy új pólust indukál, amely elhelyezkedését az időállandója fogja meghatározni. Ezt érdemes úgy megválasztani, hogy a jelenlegi pólusokat dominálja (közelebb legyen a képzetes tengelyhez) és értéke minél kisebb legyen egyrészt minimalizálva az extra késleltetést, másrészt növelve a vágási frekvenciát (jelentősége lehet például egy inverter kapcsolási frekvenciájának visszahatás vizsgálata során).

$$G_{OL\_LPF}(s) = \frac{Z_A}{Z_B} e^{-s*200} \frac{1}{1 + s * T_{LPF}} \quad (9)$$

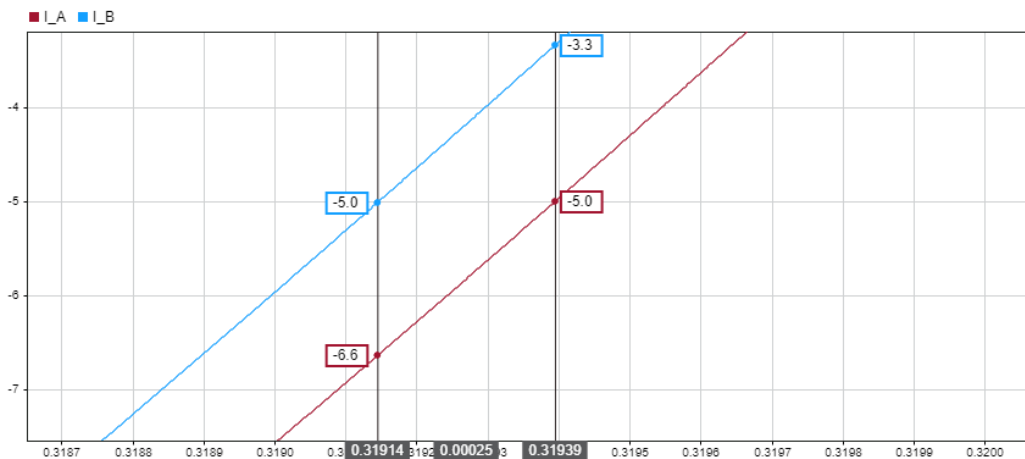
$T_{LPF}$  értékének megválasztását elvégezhetjük kézzel, vagy történhet iterációs módon is Matlab beépített függvény segítségével. Néhány próbálkozás után  $T_{LPF} = 200 \mu s$  választással élve stabilná válik a rendszer, a Nyquist-diagramját a(z) 41. ábra szemlélteti. Az „allmargin()” függvényt használva a stabilitási határhelyzet  $T_{LPF} = 170 \mu s$ -nál következett be, viszont érdemes egy bizonyos százalékkal (például +10-30%) nagyobbak választani, a stabilitás határhelyzetétől való eltolás végett.

Egy egzakt képlet  $T_{LPF}$  számítására egyszerű (például tisztán rezisztív) esetben megadható, viszont bonyolultabb esetben nehézkes és időigényes. Ezért kézenfekvőbb és gyorsabb iterálva megválasztani az értékét.

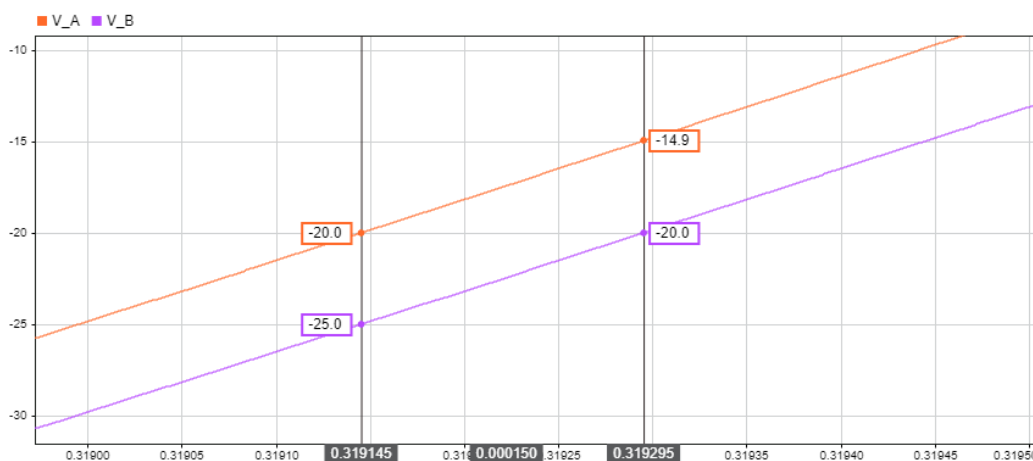


**41. ábra:  $G_{OL\_LPF}$  ( $T_{LPF} = 200 \mu s$ ) Nyquist-diagrammja**

A szimulációt futtatva és megvizsgálva a feszültség-áram jelalakokat láthatóak a késleltetések a két oldal közt. Megmérve az áramjelek közti késleltetést (42. ábra) azt tapasztalhatjuk, hogy nem csak a  $T_s = 50 \mu s$  miatt késik az áram, hanem az aluláteresztő szűrő extra késleltetesként jelenik meg  $T_{LPF} = 200 \mu s$ -os mértékben. A feszültségjelek közti késleltetést megmérve (43. ábra) a várt  $T_s + T_d = 150 \mu s$  jelenik meg.



**42. ábra: LPF-es modell valós és virtuális oldal áramai**



43. ábra: LPF-es modell valós és virtuális oldal feszültségei

### F1.1.2 Stabilitás növelése L és C elemek beiktatásával

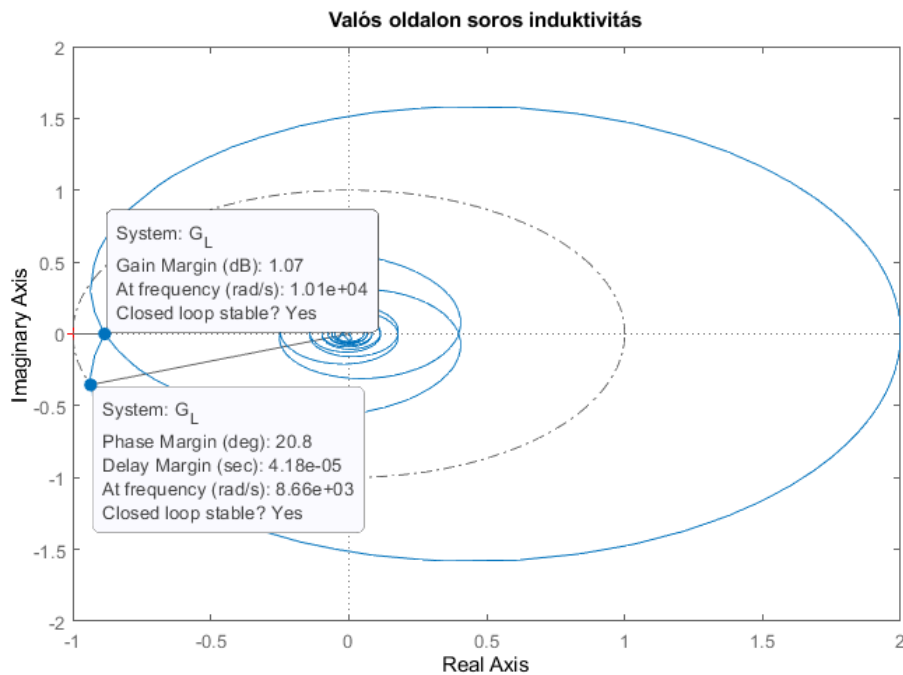
A visszacsatolt áramot nem csak a jelútban tudjuk simítani. A valós oldalon soros induktivitás beiktatásával az áram változásának gyorsasága  $\left(\frac{\partial i}{\partial t}\right)$  korlátozható, illetve ezen analógia mentén a virtuális oldalon az áramforrással párhuzamosan helyezhető el egy kondenzátor. Felírva a nyílt hurkok átviteli függvényeit, majd a Nyquist-diagramokat megvizsgálva látható (44. ábra), hogy jól megválasztott értékekkel tényleg stabilizálható a zárt kör átviteli függvénye.

A soros induktivitást beiktatva az átviteli függvény (10) szerinti, összehasonlítva a  $G_{OL\_LPF}$  (9) átviteli függvénnyel látható, hogy a kettő nagyon hasonló jellegű, ha  $L = T_{LPF} * Z_B$  megfeleltetéssel élünk, akkor meg is egyeznek. A fentebbi  $Z_A = 10 \Omega$  és  $Z_B = 5 \Omega$  esetén egy  $L = 1 \text{ mH}$  értékű induktivitással stabillá válik (megfelel egy  $T_{LPF} = 200 \mu\text{s}$  időállandójú szűrőnek), ahogyan azt a(z) 44. ábra is szemlélteti.

$$G_{OL\_L}(s) = \frac{Z_A}{Z_B + L * s} e^{-s*200} \quad (10)$$

A virtuális oldalon elhelyezett párhuzamos kondenzátor esetén a (11) átviteli függvény adódik. Szintén elmondható a hasonlóság és ha  $C = \frac{T_{LPF}}{Z_A}$  egyenlőséggel élünk, akkor egy  $C = 20 \mu\text{F}$  kapacitású kondenzátor beiktatásával ugyan azt a hatást érjük el, mint az aluláteresztő szűrővel. Ábrázolva a Nyquist-diagramot teljes azonosság volt tapasztalható a(z) 41. ábra és 44. ábra diagramjaival.

$$G_{OL\_C}(s) = \frac{Z_A}{Z_B + Z_A * Z_B * C * s} e^{-s*200} \quad (11)$$



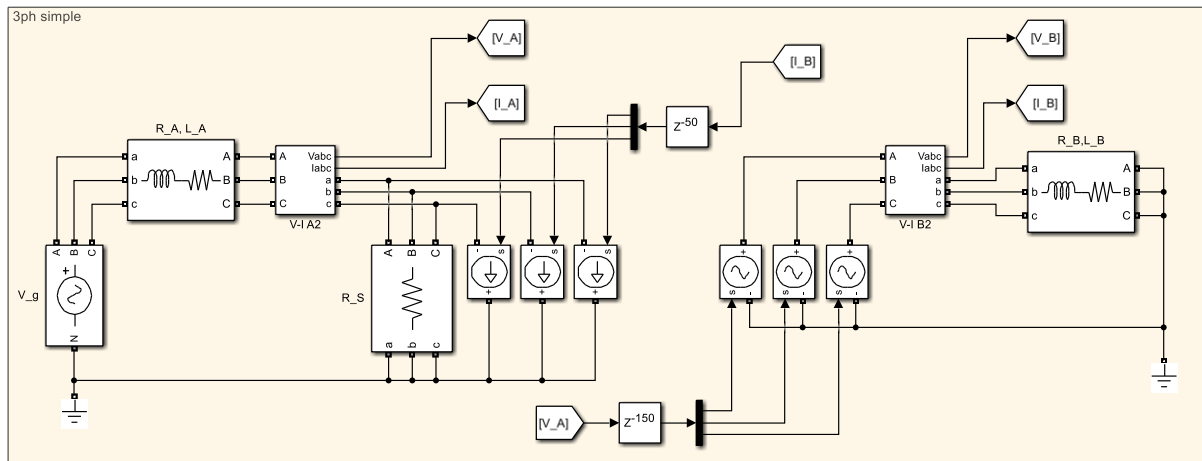
**44. ábra:  $G_{oL,L}$  ( $L = 1$  mH) Nyquist-diagrammja**

A szimulációk futtatása során az LPF-es esettel ellentétben a késleltetések nem módosultak. Ha egy valós szimuláció esetén soros induktivitással szeretnénk stabilitást növelni, akkor fizikai elem révén növelni fogja a szimuláció költségét egy megfelelő terhelhetőségű induktivitás vásárlása (3 fázis esetén 3 db induktivitás szükséges). Elméletileg a párhuzamos kondenzátor elhelyezése a virtuális oldalon nem növeli a költségeinket.

## F1.2 Háromfázisú modell

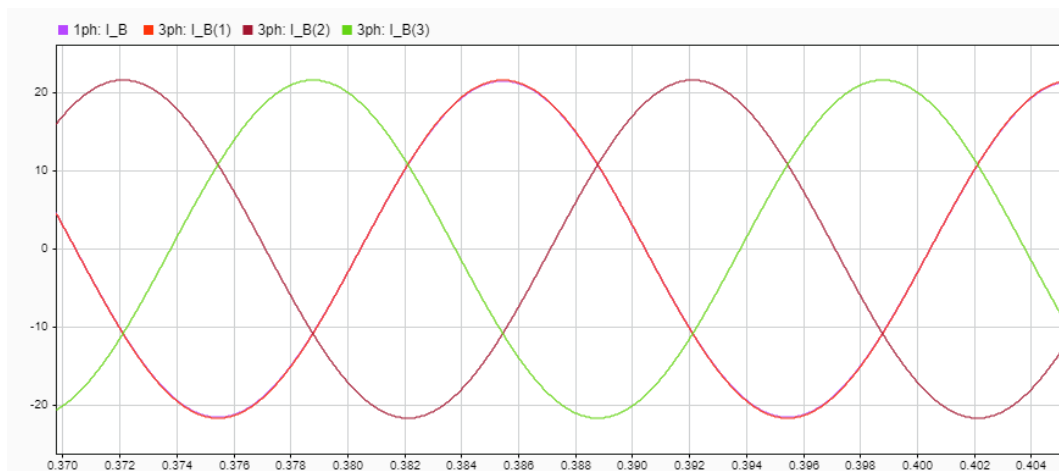
### F1.2.1 Egyszerű eset induktív jellegű impedanciákkal

A háromfázisú rendszer modellezése analógnak tekinthető az egyfázisú rendszerével, ha élünk néhány kikötéssel: a három fázist szimmetrikusnak tételezzük fel, így csak pozitív sorrendű mennyiségeket veszünk figyelembe. Az egyfázisú modellezés során már ismertetett induktív impedanciával rendelkező verziót háromfázisú esetben is vizsgáltam, a felépített modellt a 45. ábra szemlélteti. A nyílt hurok átviteli függvénye azonos az egyfázisú átvitelével (8), így a stabilitási határfeltételek is azonosak. A paraméterek értékét megegyezőnek választottam az egyfázisú esettel (9. táblázat), ekkor a stabilitást megvizsgálva a Nyquist-diagrammal szintén stabilnak adódott (40. ábra).



45. ábra: Háromfázisú modell induktív jellegű impedanciákkal

A futtatást követően összehasonlítva az egy- és háromfázisú ITM modell feszültség és áramjeleit az volt tapasztalható, hogy az egyfázisú ITM modell jelei teljesen egybevágóak a háromfázisú modell „A” fázisának jeleivel. Ha a „B” és „C” fázisokat  $\pm 120^\circ$ -al elforgatjuk, akkor szintén azonosak lesznek az egyfázisú ITM jeleivel. Ez látható a 46. ábra időfüggvényein is, a virtuális részről visszacsatolt áramjelek teljes fedésben vannak.



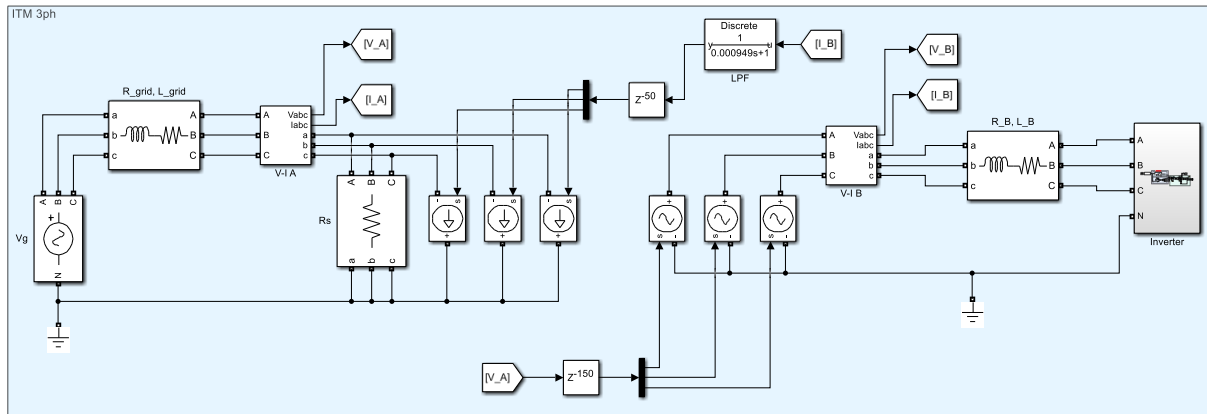
46. ábra: Visszacsatolt áramjelek összehasonlítása

### F1.2.2 Háromfázisú Grid-feeding inverter offline szimulációja

A villamosenergia-hálózaton az elosztott termelés nagy részét a napelemes kiserőművek adják, ezért a fizikai inverterekkel végzett valós idejű szimuláció egyre többször igényné válik. Az ITM algoritmus háromfázisú esetben történő behatóbb vizsgálatát ezért egy inverter modell segítségével fogom bemutatni. Az így képezett Simulink modellt a(z) 47. ábra szemlélteti.

Az inverter kimenetén egy LC-szűrő helyezkedik el, így a direkt összekötése a feszültséggenerátorokkal nem lehetséges. Ezért egy R-L jellegű impedancián keresztül kapcsoljuk az inverter modellt a feszültséggenerátorokhoz, az R és L paraméterek megválasztása a későbbiekben fontos szerephez fog

jutni (láthattuk, hogy a soros induktivitás növeli a stabilitást). A virtuális oldalon az áramgenerátorokkal párhuzamosan nagy értékű ellenállások kerültek elhelyezésre a hálózat impedanciája miatt (induktivitás árama nem változhat ugrásszerűen, a maradék áramok nem tudnának záródni, ezért a Simulink nem engedi futtatni a szimulációt).



47. ábra: Háromfázisú ITM inverterrel

A nyílt hurkú átviteli függvény felírása most kicsit nehezebben valósítható meg, először csak az impedanciákat határozzuk meg (11)(12), majd a (14) szerint adódik az átviteli függvény.

$$Z_A = \frac{sR_s L_{grid} + R_{grid} R_s}{sL_{grid} + R_{grid} + R_s} \quad (12)$$

$$Z_B = \frac{s^3 L_B L_{inv} C_{inv} + s^2 (R_{inv} L_B C_{inv} + R_B L_{inv} C_{inv}) + s (R_B R_{inv} C_{inv} + L_B + L_{inv}) + R_B + R_{inv}}{s^2 L_{inv} C_{inv} + s R_{inv} C_{inv} + 1} \quad (13)$$

$$G_{OL\_inv}(s) = \frac{Z_A}{Z_B} e^{-s*200} \quad (14)$$

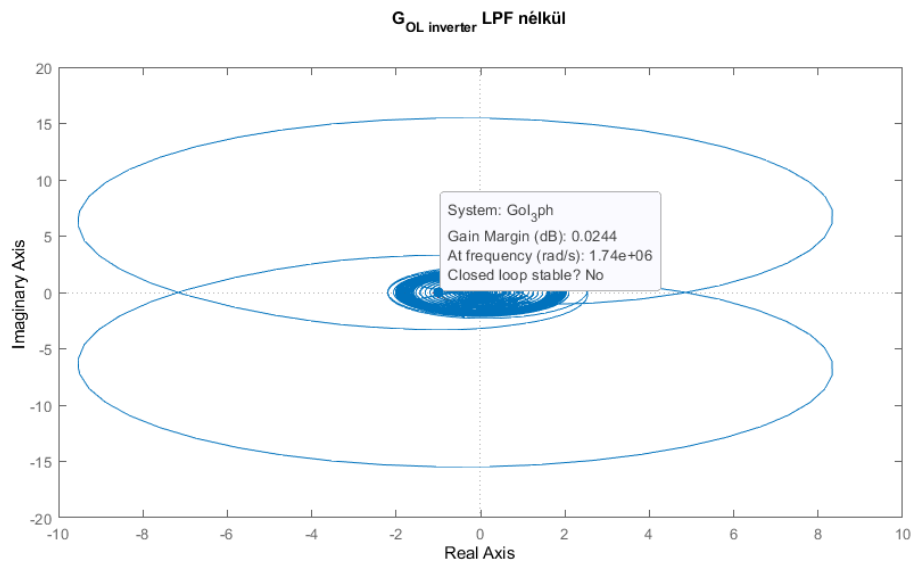
A hálózat paramétereit a(z) 10. táblázat tartalmazza.

10. táblázat: Háromfázisú ITM paramétereit

$R_{grid}$	0,6 $\Omega$
$L_{grid}$	1 mH
$R_B$	1 $\Omega$
$L_B$	1 mH
$R_s$	1 k $\Omega$
$R_{inv}$	22 m $\Omega$
$L_{inv}$	2,5 mH
$C_{inv}$	10 $\mu F$

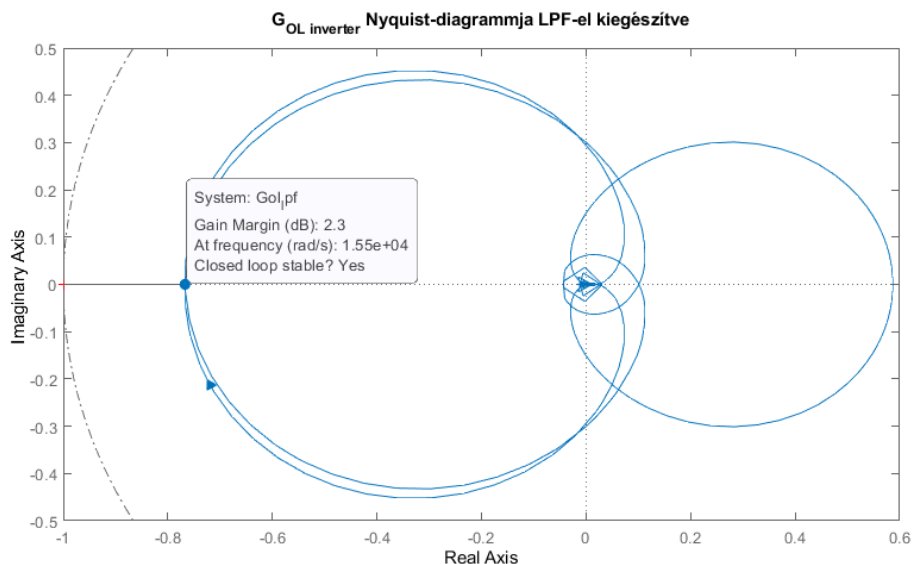
## ITM algoritmus vizsgálata egyszerű modellek segítségével

Megvizsgálva a  $G_{OL\_inv}$  átviteli függvényt a fentebbi paraméterek behelyettesítésével a Nyquist-kritérium szerint nem lesz stabil (48. ábra), így az egyfázisú esetben már ismertetett aluláteresztő szűrő megfelelő hangolásával szükséges stabil tartományba hozni.



**48. ábra: Inverter ITM modell Nyquist-diagrammja LPF nélküli esetben**

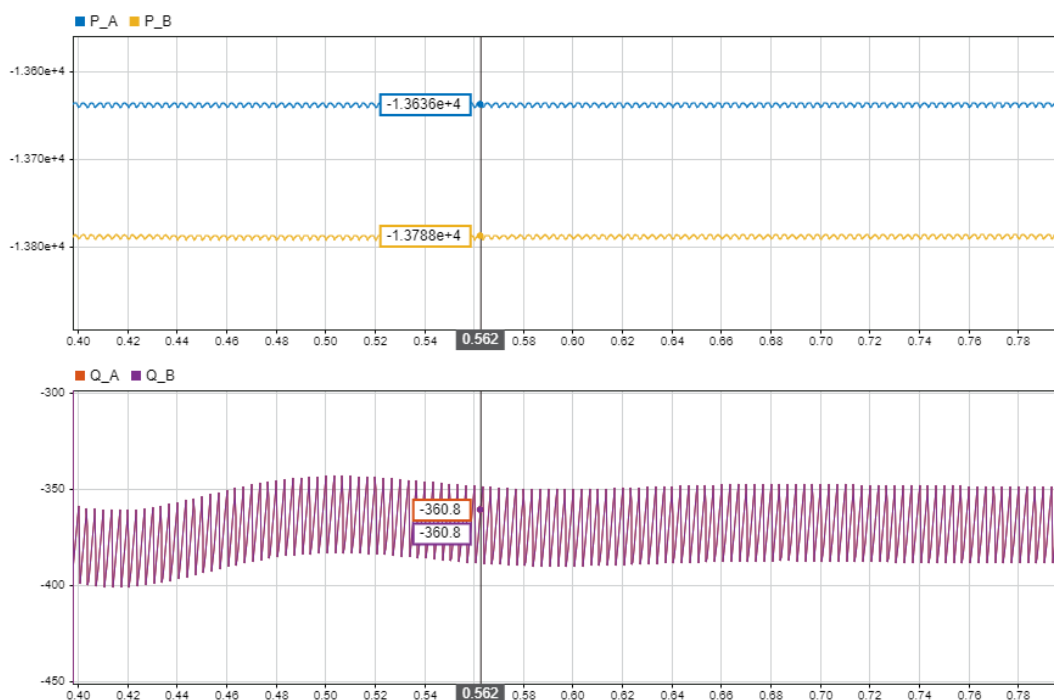
Iterációs módszerrel az időállandó kis lépcsőkben való növelésével megtalálható a stabilitás határhelyzete, jelen esetben ez  $T_{LPF} = 1 \text{ ms}$ -ra adódott. Az időállandót +30%-os biztonsági tartalékkal egészítettem ki, majd az aluláteresztő szűrőt helyezve az áramjel visszacsatolásába a szimuláció megfelelően futtathatóvá vált. (49. ábra)



**49. ábra: Inverter ITM modell Nyquist-diagrammja LPF-el kiegészített esetben**

A szimuláció során a virtuális és a valós oldalon is mérésre kerültek a teljesítmények azon oknál fogva, hogy a késleltetések miatt várhatóan a hatásos és meddő teljesítmény értékében eltérések lesznek. A futtatás során kapott eredmények ezt a felvetést alátámasztották.

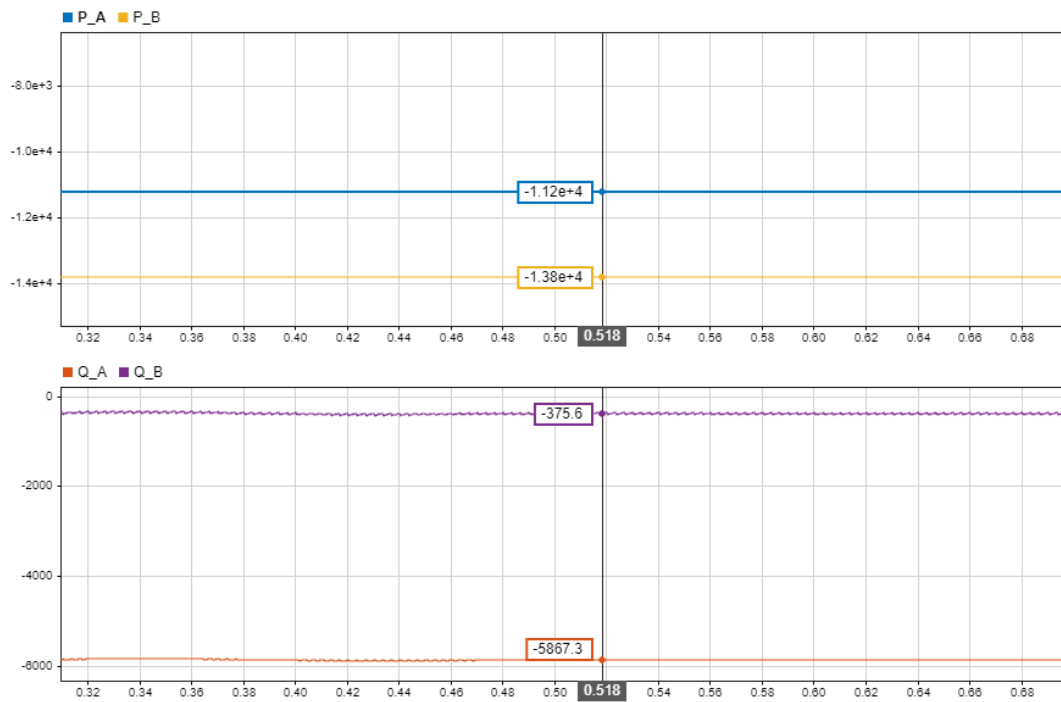
Először a szimuláció egy ideális ITM algoritmussal került futtatásra, ebben az esetben a késleltetések és az aluláteresztő szűrő nem szerepelt a modellben. Ekkor a mért teljesítmények az „A” valós oldalon és „B” virtuális oldalon a(z) 50. ábra szerint alakultak. Az inverter modell  $P = 15 \text{ kW}$ ,  $\cos\varphi = 1$  alapjelet kap, ezért elvileg a valós oldalon mért hatásos teljesítménynek ezzel azonosnak kellene lenni. Ez nem valósul meg, mert az inverter szabályozó a belső RL impedanciájának áramát vezérli, a kívül elhelyezett sönt kapacitás és soros induktív impedancia hatását nem veszi figyelembe. Ennek köszönhetően kis mértékű meddő termelés fog jelentkezni és a hatásos teljesítmény értéke elmarad az alapjel értékétől. A meddő teljesítmény értéke a két oldalon megegyezik, viszont a hatásos teljesítmény eltér ideális esetben a két oldalon. Ennek oka az  $R_S$  söntellenállás által indukált hiba, hiszen kismértékű fogyasztásként jelentkezik, ezért a valós oldalon kisebb hatásos teljesítmény termelést fogunk mérni. A hiba nagysága néhány százalék (1-2%) körüli, amely elhanyagolható mértékűnek tekinthető, de fontos tudni, hogy az áramgenerátorok miatt szükséges söntellenállás hibát fog okozni a visszacsatolt áram értékében, ezáltal pedig a hatásos teljesítményben is.



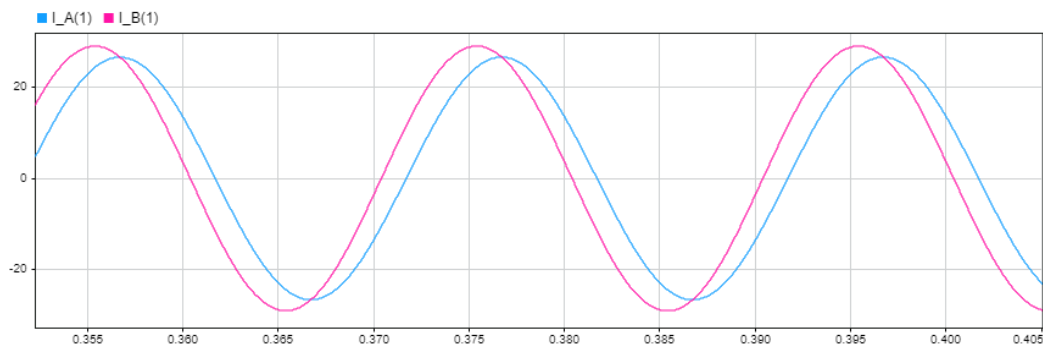
50. ábra: A valós és virtuális oldalon mért teljesítmények ideális ITM IA-t feltételezve

Második esetben a modell kiegészítésre került a késleltetésekkel és a paraméterezett aluláteresztő szűrővel. Ekkor a mért teljesítményeket a(z) 51. ábra szemlélteti. Látható, hogy a hatásos és meddő teljesítmény is eltérő a két oldalon, ennek oka a késleltetések miatt létrejövő fázishiba a visszacsatolt áramjelben (52. ábra). Az áramjelekben megfigyelhető a már említett söntellenállás és az aluláteresztő szűrő nagy időállandója által okozott hiba, ezáltal az áram csúcsértéke a virtuális oldalon kisebb, mint a valós oldalon.



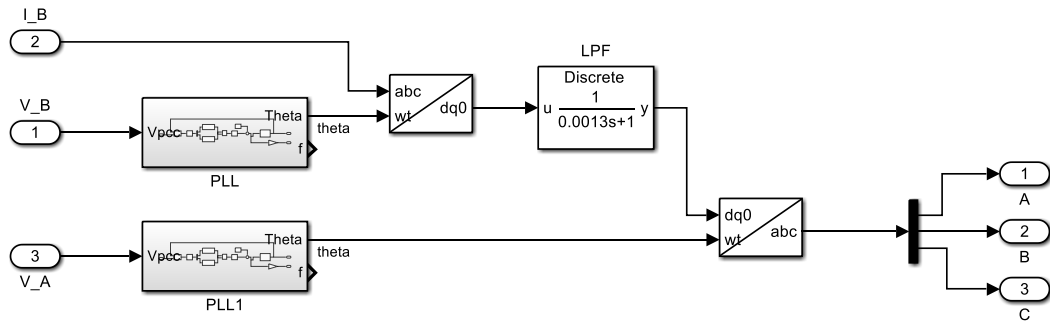


51. ábra: A valós és virtuális oldalon mért teljesítmények nemideális ITM IA-t feltételezve



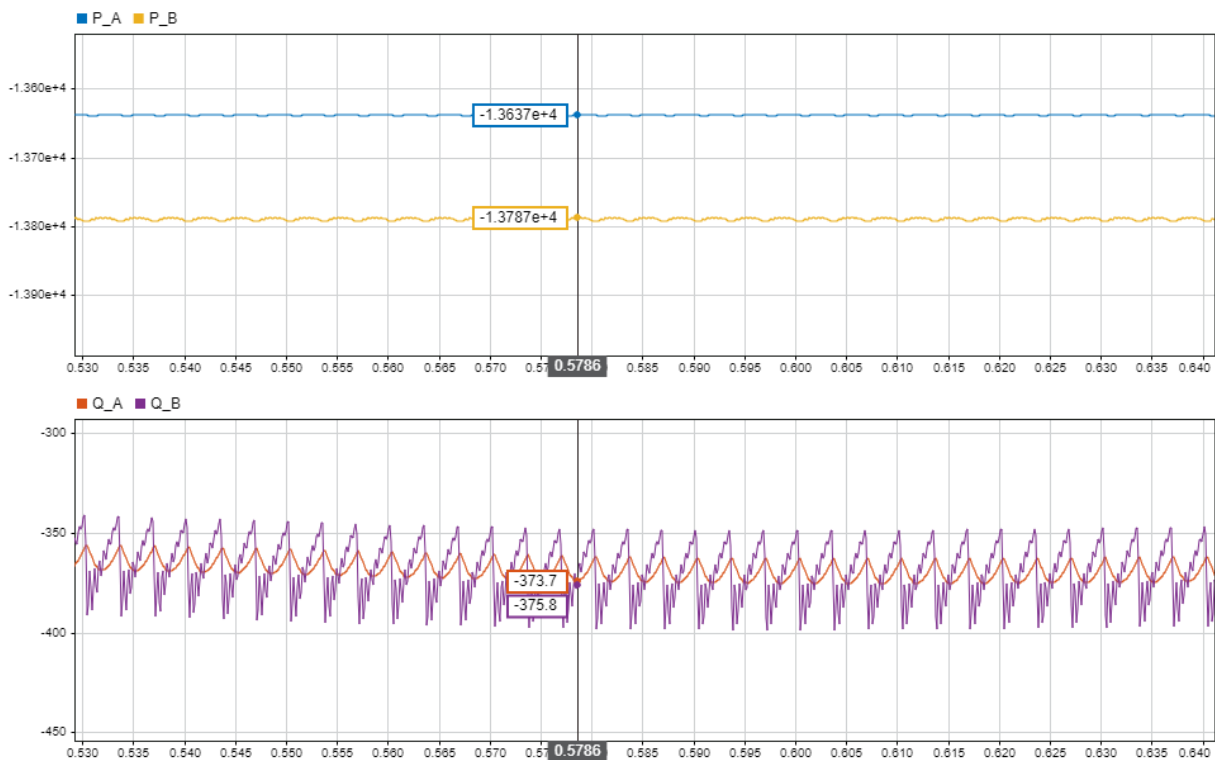
52. ábra: A valós és virtuális rész egyik fázisának áramai

Ennek kiküszöbölésére a virtuális és valós oldalon mért feszültségek segítségével egy jelfeldolgozást valósítottam meg. Képezzük a virtuális oldal áramjeleinek d-q transzformáltját, így szöghelyzettől függetlenül lesz az áramjel (ezáltal a késleltetés okozta fázishiba is eliminálódik). A valós rész feszültségeiből származtatott szöghelyzettel visszatranszformálásra kerül, így a d és q komponenseknek megfelelő fázismennyiségek kerülnek visszacsatolásra. Ennek blokkvázlata a(z) 53. ábra szerinti. Az aluláteresztő szűrő a d-q transzformált jelútban került elhelyezésre azért, hogy ne okozzon a nagy időállandó miatt a fázisáramokban amplitúdóhibát.



53. ábra: A teljesítmények közti eltérést elimináló jelfeldolgozó megvalósítása

Ezen módon megvalósított visszacsatolás hatására a teljesítmények a valós és virtuális oldalon a(z) 54. ábra szerintinek adódtak. Látható, hogy a sem a hatásos, sem a meddő teljesítmények tekintetében nincs számottevő eltérés a két oldalon mért értékek közt. A hatásos teljesítmény eltérése a söntellenállás miatt jön létre. Ezzel a megoldással sikerült kiiktatni a késleltetések miatt okozott teljesítménybeli különbségeket.



54. ábra: A jelfeldolgozással történő visszacsatolás esetén a teljesítmények