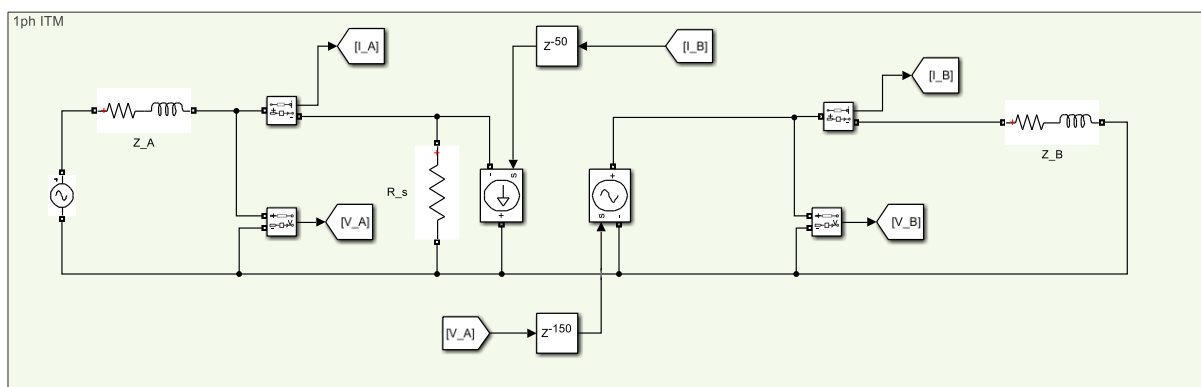


F1 ITM algoritmus vizsgálata egyszerű modellek segítségével

F1.1 Egyfázisú modell

Az ITM algoritmus elvi struktúrája szerint Matlab Simulink keretrendszerben került felépítésre a modell, amelyet a(z) 45. ábra szemléltet. Az egyfázisú modelleken keresztül könnyebben megérthető az interface algoritmus alapvető jelenségei, majd a F1.2 fejezetben a háromfázisú eset is vizsgálatra kerül.

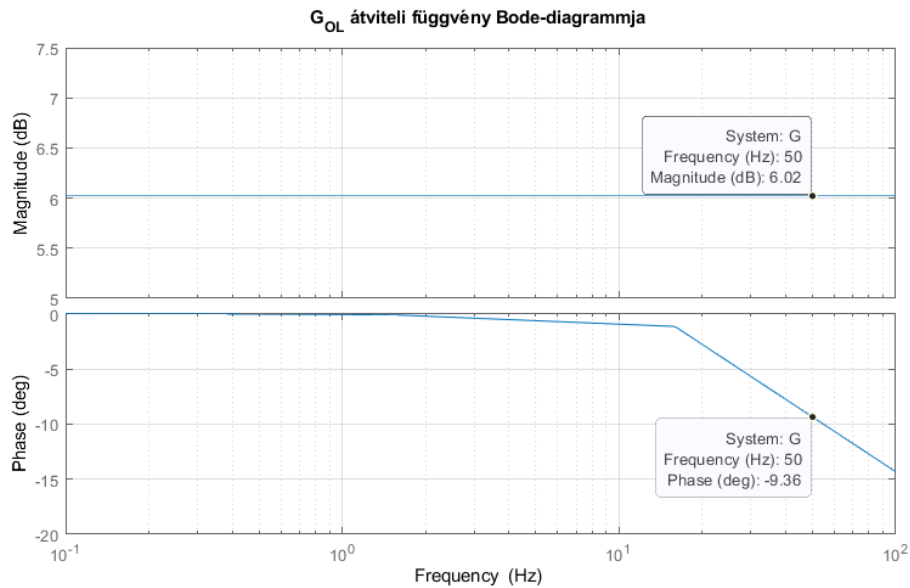


45. ábra: Egyfázisú ITM modell Simulinkben

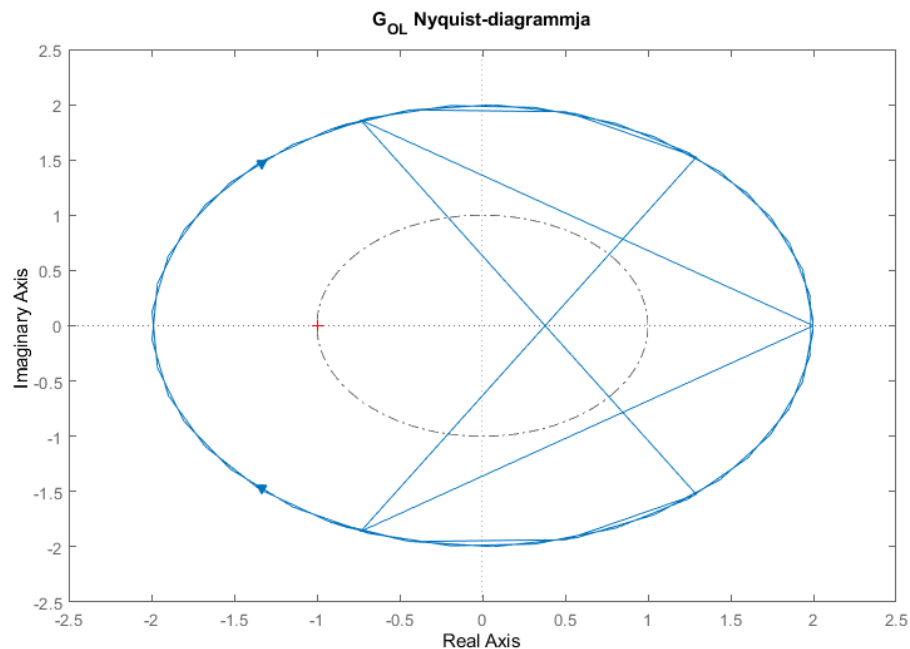
A szimulációs időlépcső $1 \mu s$ -ra lett választva, a késleltetések $T_s = 50 \mu s$ és $T_d = 100 \mu s$. A virtuális részről kicsatolt feszültségjelbe így $T_s + T_d = 150 \mu s$, a valós részről visszacsatolt áramjelbe $T_s = 50 \mu s$ késleltetés került. A nyílt hurkú átviteli függvény ezen paraméterekkel felírva (9) vizsgálható az impedanciák függvényében. A rendszer stabilitása a Nyquist-diagramm segítségével szemléletesen adódik.

$$G_{OL}(s) = \frac{Z_A}{Z_B} e^{-s \cdot 200} \quad (9)$$

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 ≤ 1 akkor jó eséllyel stabil lesz a rendszer. A stabilitást a késleltetés is rontja, a G_{OL} Bode-diagramján (46. ábra) látható, hogy az amplitúdómenetet nem befolyásolja, de a fázismenetet módosítja a késleltetés, ebből fakadóan fázishibát fog okozni a visszacsatolásban. A Nyquist-diagrammot ábrázolva (47. ábra) megállapítható, hogy ténylegesen nem lesz stabil a zárt kör (-1 pontot megkerüli a görbe).



46. ábra: G_{OL} Bode-diagrammja



47. 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 (10) (kapacitív esetben negatív induktitásunk 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 (11) két pólussal és egy zérussal fog rendelkezni.

$$Z = R + s \cdot L \quad (10)$$

$$G_{OL}(s) = \frac{R_S \times (R_A + s \cdot L_A)}{R_B + s \cdot L_B} e^{(-s \cdot 200)} \quad (11)$$

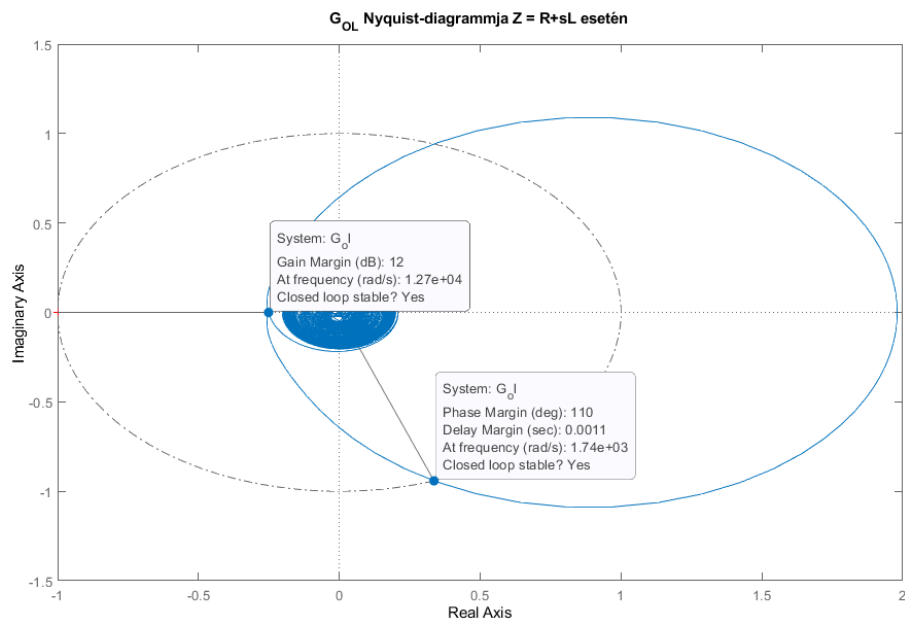
$$= \frac{s R_S L_A + R_A R_S}{s^2 L_A L_B + s(R_A L_B + R_B L_A + R_S L_B) + R_A R_B + R_S R_B} e^{(-s \cdot 200)}$$

A vizsgálat során a hálózat elemeinek értékeit 14. táblázat tartalmazza.

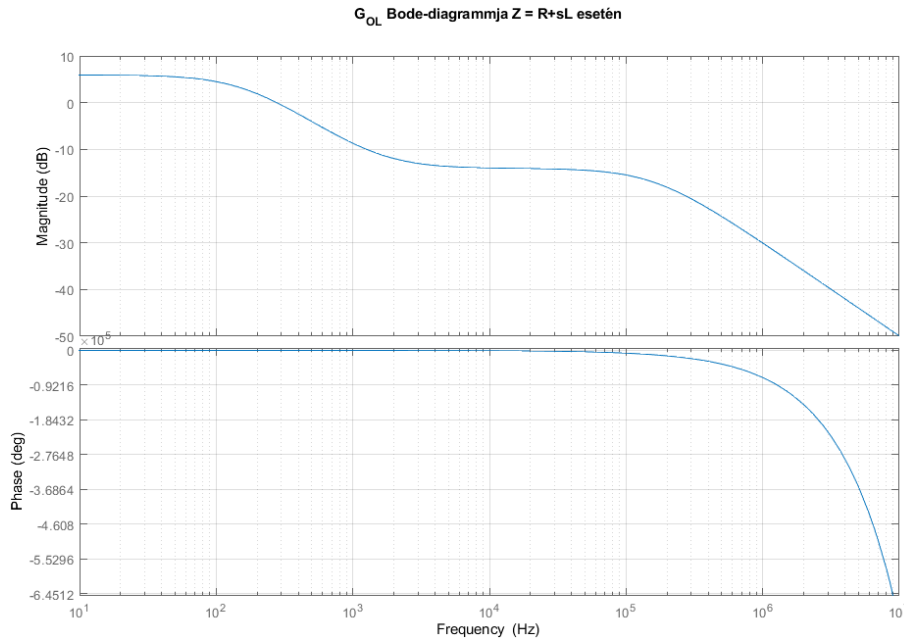
14. táblázat: Egyfázisú modell hálózati paraméterei

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 (48. 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-diagrammját megvizsgálva (49. ábra) egy aluláteresztő szűrő jelleget tapasztalhatunk, amely a nagyobb frekvenciákon csillapít, gátolva ezzel a pozitív visszacsatolás kialakulását.



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

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

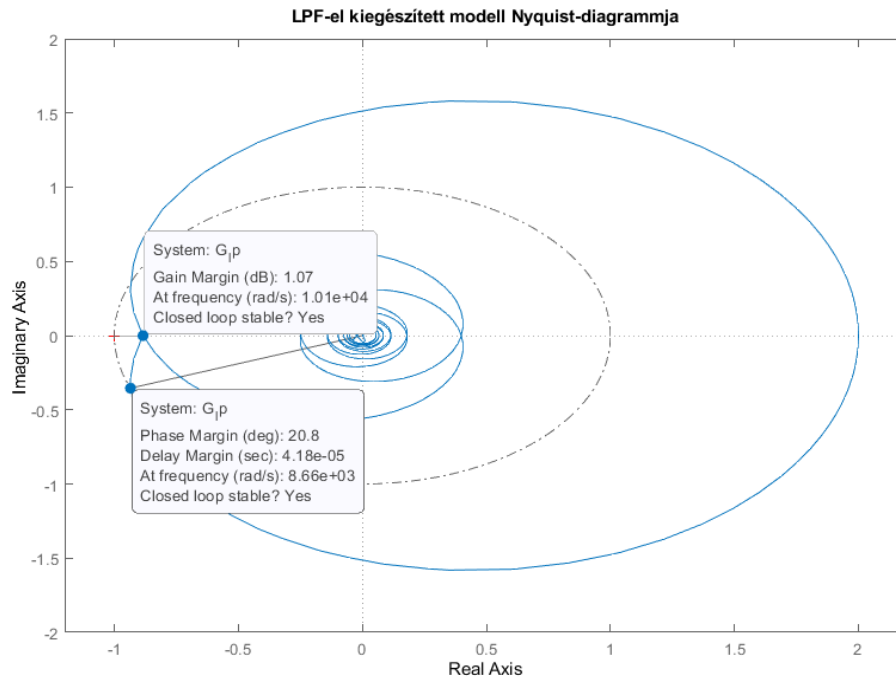
F1.1.1 Stabilitás növelése aluláteresztő szűrővel

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 stabillá lehet tenni egy megfelelően méretezett, visszacsatoló ágban elhelyezett aluláteresztő szűrővel. A nyílt hurok átviteli függvényét kiegészítjük az aluláteresztő szűrő átvitelével (12), 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).

$$G_{OL_LPF}(s) = \frac{Z_A}{Z_B} e^{-s \cdot 200} \frac{1}{1 + s \cdot T_{LPF}} \quad (12)$$

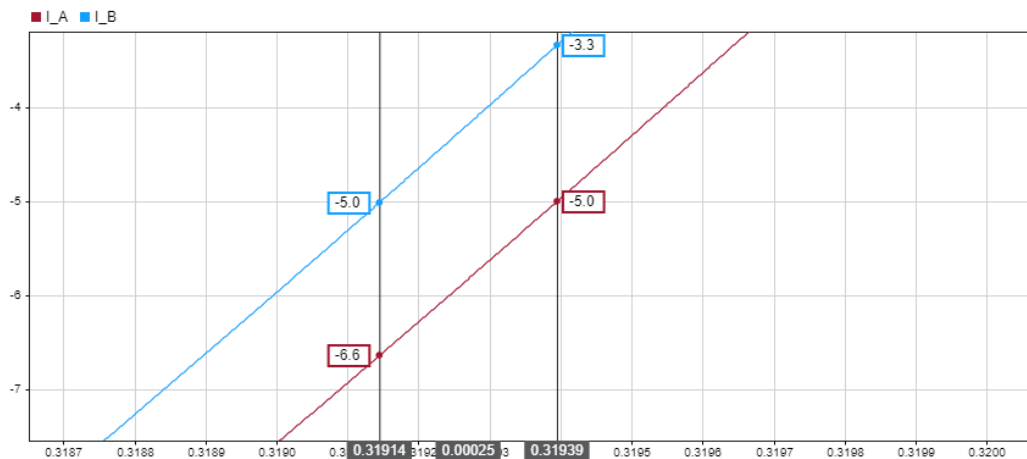
T_{LPF} értékének megválasztását elvégezhetjük kézzel, vagy történhet iterációs módon is Matlab beépített függvény segítségével. Néhány próbálkozás után $T_{LPF} = 200 \mu s$ választással élve stabillá válik a rendszer, a Nyquist-diagramját a(z) 50. ábra szemlélteti. Az „allmargin()” függvényt használva 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 értéket.

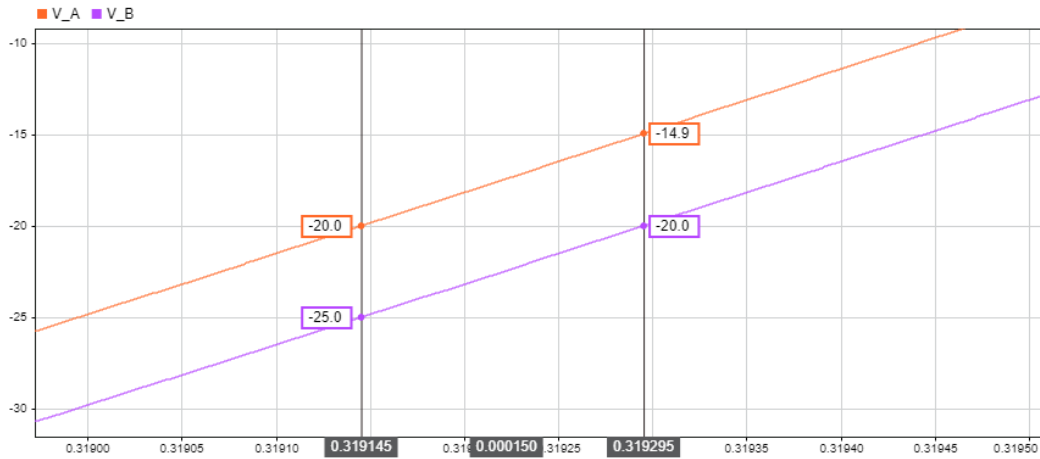


50. ábra: G_{OL_LPF} ($T_{LPF} = 200 \mu s$) Nyquist-diagrammja

A szimulációt futtatva és megvizsgálva a feszültség-áram jelalakokat láthatóak a késleltetések a két oldal közt. Megmérve az áramjelek közti késleltetést (51. 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 (52. ábra) a várt $T_s + T_d = 150 \mu s$ jelenik meg.



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



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

F1.1.2 Stabilitás növelése L és C elemek beiktatásával

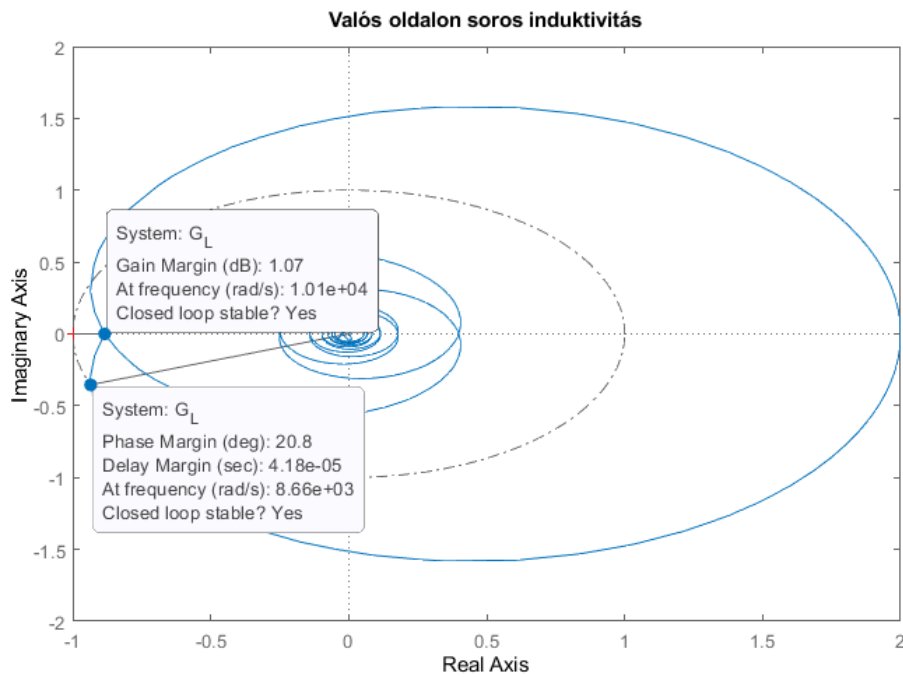
A visszacsatolt áramot nem csak a jelútban tudjuk simítani. A valós oldalon soros induktivitás beiktatásával az áram változásának gyorsasága $\left(\frac{\partial i}{\partial t}\right)$ korlátozható, illetve ezen analógia mentén a virtuális oldalon az áramforrással párhuzamosan helyezhető el egy kondenzátor. Felírva a nyílt hurkok átviteli függvényeit, majd a Nyquist-diagrammokat megvizsgálva látható (53. ábra), hogy jól megválasztott értékekkel tényleg stabilizálható a zárt kör átviteli függvénye.

A soros induktivitást beiktatva az átviteli függvény (13) szerinti, összehasonlítva a G_{OL_LPF} (12) átviteli függvénnyel látható, hogy a kettő nagyon hasonló jellegű, ha $L = T_{LPF} \cdot Z_B$ megfeleltetéssel élünk, akkor meg is egyeznek. A fentebbi $Z_A = 10 \, \Omega$ és $Z_B = 5 \, \Omega$ esetén egy $L = 1 \, mH$ értékű induktivitással stabillá válik (megfelel egy $T_{LPF} = 200 \, \mu s$ időállandójú szűrőnek), ahogyan azt a(z) 53. ábra is szemlélteti.

$$G_{OL_L}(s) = \frac{Z_A}{Z_B + L \cdot s} e^{-s \cdot 200} \quad (13)$$

A virtuális oldalon elhelyezett párhuzamos kondenzátor esetén a (14) átviteli függvény adódik. Szintén elmondható a hasonlóság és ha $C = \frac{T_{LPF}}{Z_A}$ egyenlőséggel élünk, akkor egy $C = 20 \, \mu F$ kapacitású kondenzátor beiktatásával ugyan azt a hatást érjük el, mint az aluláteresztő szűrővel. Ábrázolva a Nyquist-diagrammot teljes azonosság volt tapasztalható a(z) 50. ábra és 53. ábra diagrammjaival.

$$G_{OL_C}(s) = \frac{Z_A}{Z_B + Z_A \cdot Z_B \cdot C \cdot s} e^{-s \cdot 200} \quad (14)$$

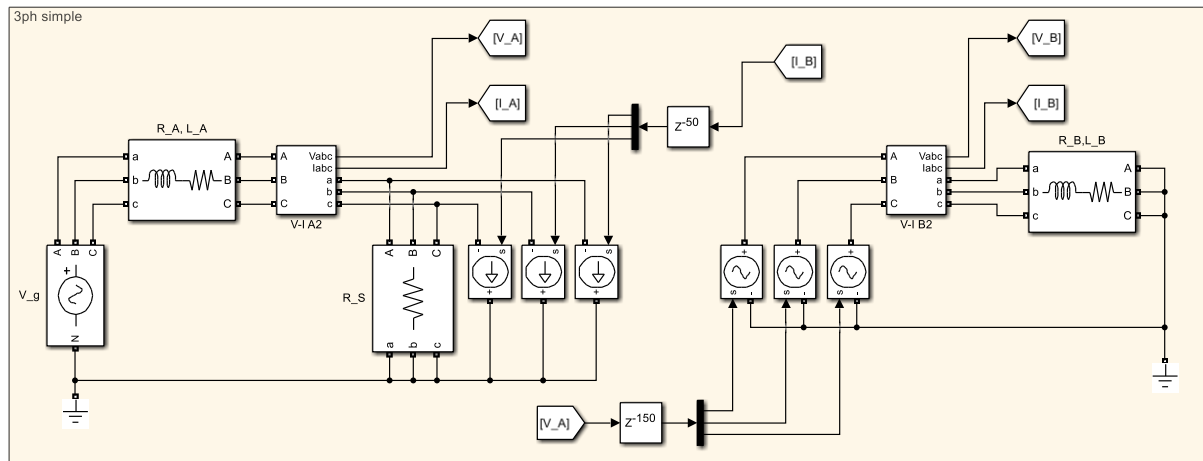
53. ábra: G_{OL_L} ($L = 1$ mH) Nyquist-diagrammja

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

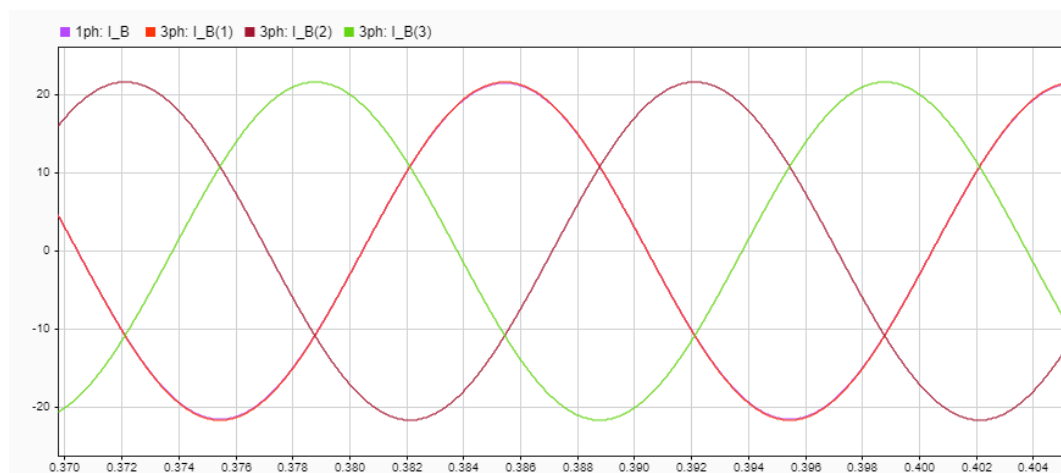
F1.2.1 Egyszerű eset induktív jellegű impedanciákkal

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 54. ábra szemlélteti. A nyílt hurok átviteli függvénye azonos az egyfázisú átvitelével (11), így a stabilitási határfeltételek is azonosak. A paraméterek értékét megegyezőnek választottam az egyfázisú esettel (14. táblázat), ekkor a stabilitást megvizsgálva a Nyquist-diagrammal szintén stabilnak adódott (49. ábra).



54. 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 55. ábra időfüggvényein is, a virtuális részről visszacsatolt áramjelek teljes fedésben vannak.



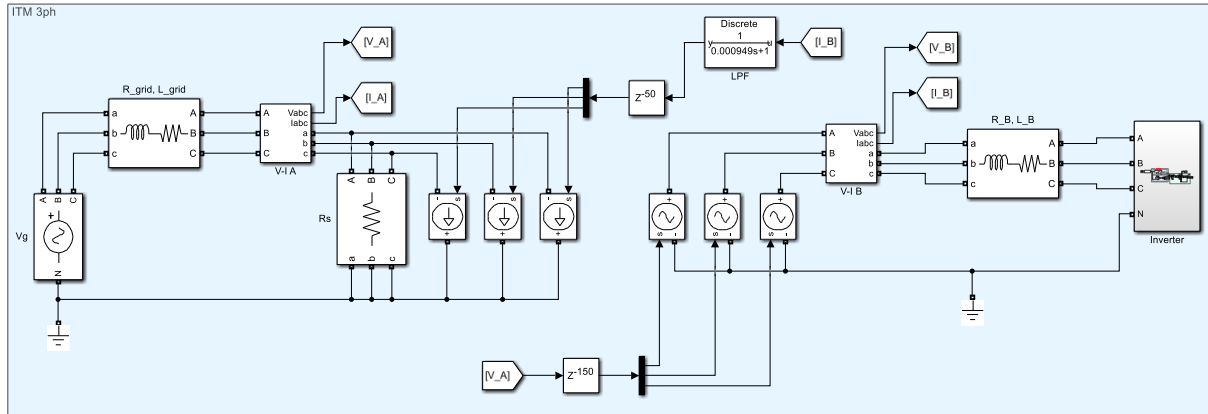
55. ábra: Visszacsatolt áramjelek összehasonlítása

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) 56. 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).



56. ábra: Háromfázisú ITM inverterrel

A nyílt hurkú átviteli függvény felírása most kicsit nehezebben valósítható meg, először csak az impedanciákat határozzuk meg (14)(15), majd a (17) szerint adódik az átviteli függvény.

$$Z_A = \frac{sR_s L_{grid} + R_{grid} R_s}{sL_{grid} + R_{grid} + R_s} \quad (15)$$

$$Z_B = \frac{s^3 L_B L_{inv} C_{inv} + s^2 (R_{inv} L_B C_{inv} + R_B L_{inv} C_{inv}) + s(R_B R_{inv} C_{inv} + L_B + L_{inv}) + R_B + R_{inv}}{s^2 L_{inv} C_{inv} + sR_{inv} C_{inv} + 1} \quad (16)$$

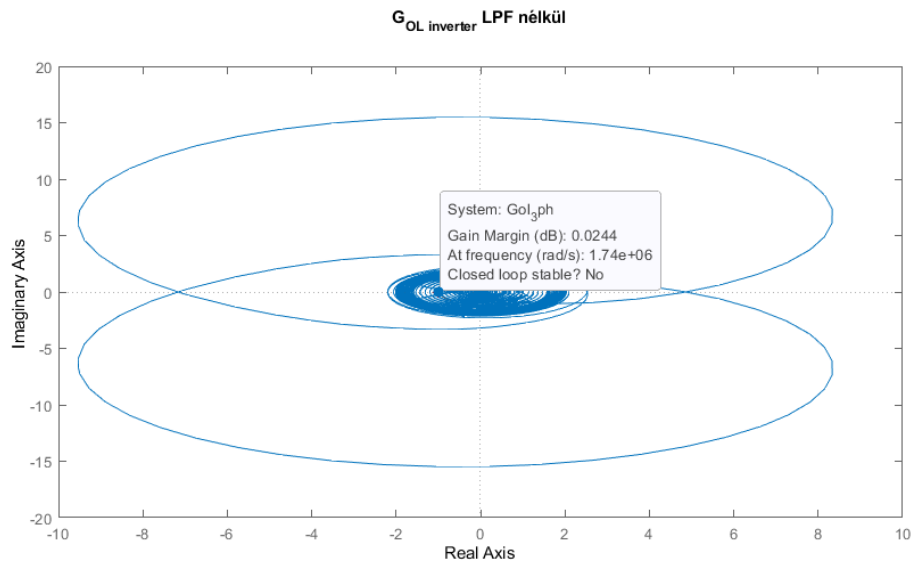
$$G_{OL_{inv}}(s) = \frac{Z_A}{Z_B} e^{-s \cdot 200} \quad (17)$$

A hálózat paramétereit a(z) 15. táblázat tartalmazza.

15. táblázat: Háromfázisú ITM paraméterei

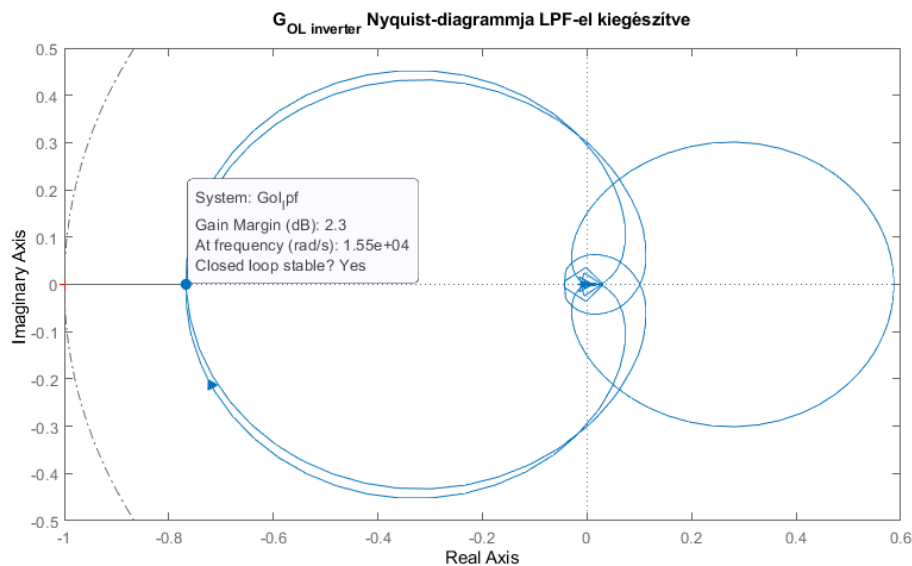
R_{grid}	0,6 Ω
L_{grid}	1 mH
R_B	1 Ω
L_B	1 mH
R_S	1 k Ω
R_{inv}	22 m Ω
L_{inv}	2,5 mH
C_{inv}	10 μF

Megvizsgálva a G_{OL_inv} átviteli függvényt a fentebbi paraméterek behelyettesítésével a Nyquist-kritérium szerint nem lesz stabil (57. ábra), így az egyfázisú esetben már ismertetett aluláteresztő szűrő megfelelő hangolásával szükséges stabil tartományba hozni.



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

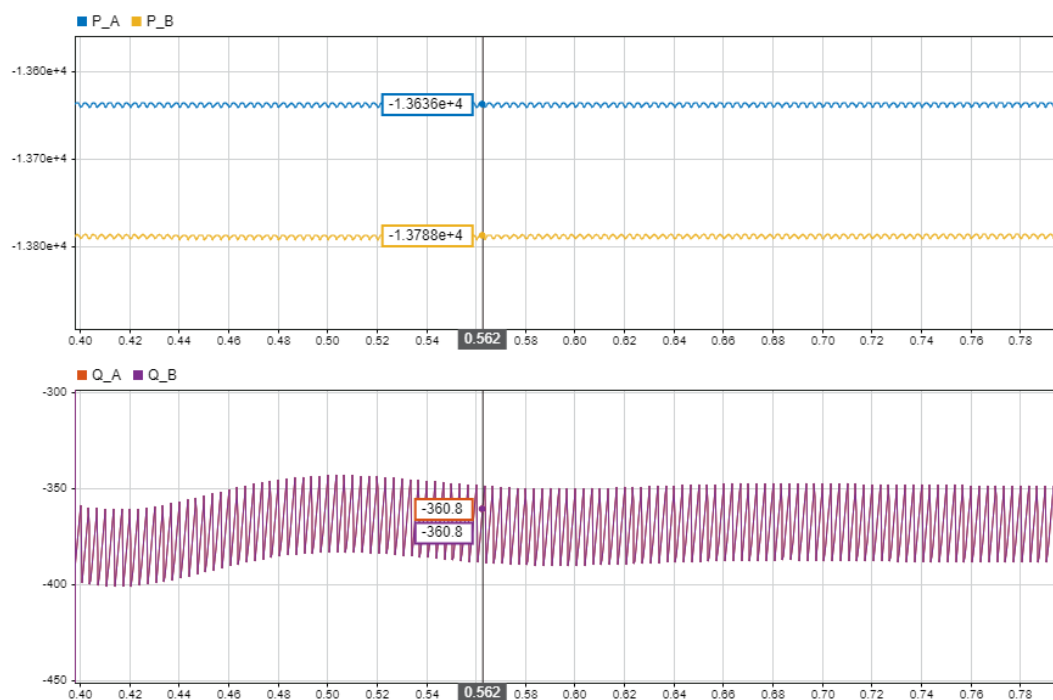
Iterációs módszerrel az időállandó kis lépcsőkben való növelésével megtalálható a stabilitás határhelyzete, jelen esetben ez $T_{LPF} = 1$ ms-ra adódott. Az időállandót +30%-os biztonsági tartalékkal egészítettem ki, majd az aluláteresztő szűrőt helyezve az áramjel visszacsatolásába a szimuláció megfelelően futtathatóvá vált. (58. ábra)



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

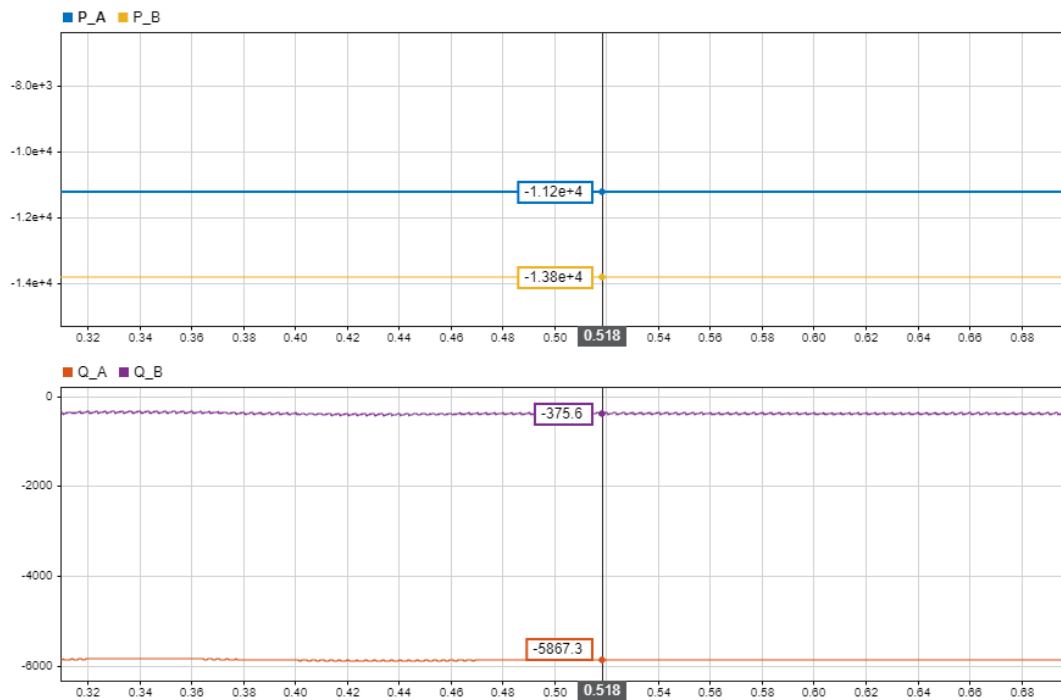
A szimuláció során a virtuális és a valós oldalon is mérésre kerültek a teljesítmények azon oknál fogva, hogy a késleltetések miatt várhatóan a hatásos és meddő teljesítmény értékében eltérések lesznek. A futtatás során kapott eredmények ezt a felvetést alátámasztották.

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) 59. 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.

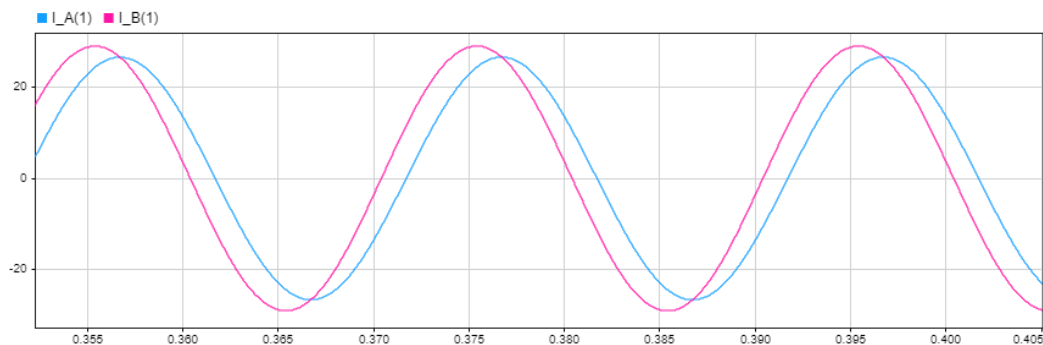


59. ábra: A valós és virtuális oldalon mért teljesítmények ideális ITM IA-t feltételezve

Második esetben a modell kiegészítésre került a késleltetésekkel és a paraméterezett aluláteresztő szűrővel. Ekkor a mért teljesítményeket a(z) 60. ábra szemlélteti. Látható, hogy a hatásos és meddő teljesítmény is eltérő a két oldalon, ennek oka a késleltetések miatt létrejövő fázishiba a visszacsatolt áramjelben (61. ábra). Az áramjelekben megfigyelhető a már említett sőtellenállás és az aluláteresztő szűrő nagy időállandója által okozott hiba, ezáltal az áram csúcsértéke a virtuális oldalon kisebb, mint a valós oldalon.

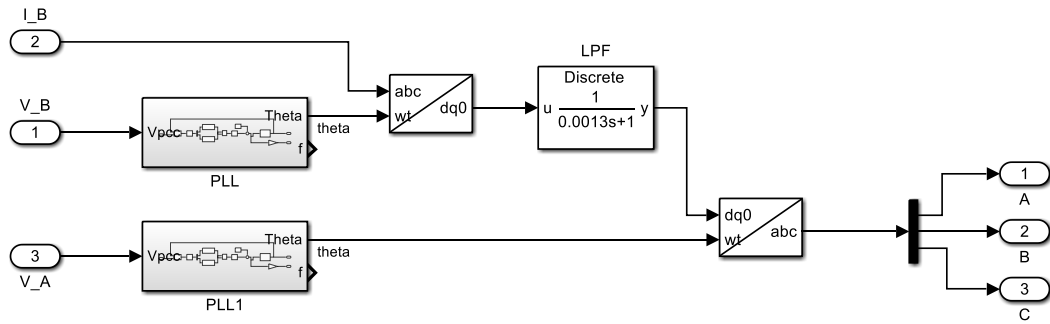


60. ábra: A valós és virtuális oldalon mért teljesítmények nemideális ITM IA-t feltételezve



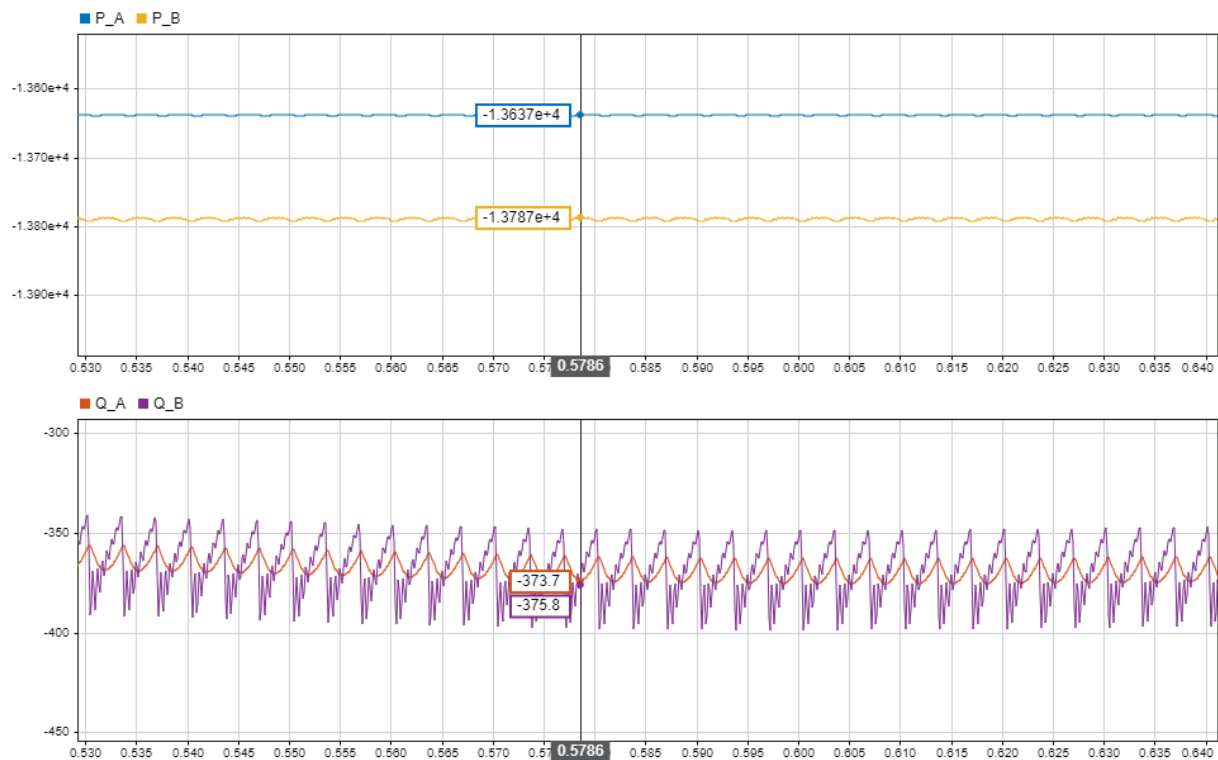
61. ábra: A valós és virtuális rész egyik fázisának áramai

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) 62. ábra szerinti. Az aluláteresztő szűrő a d-q transzformált jelútban került elhelyezésre azért, hogy ne okozzon a nagy időállandó miatt a fázisáramokban amplitúdóhibát.



62. ábra: A teljesítmények közti eltérést elimináló jelfeldolgozó megvalósítása

Ezen módon megvalósított visszacsatolás hatására a teljesítmények a valós és virtuális oldalon a(z) 63. ábra szerintinek adódtak. Látható, hogy 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.



63. ábra: A jelfeldolgozással történő visszacsatolás esetén a teljesítmények