

# 2021

Tudományos Diákköri Konferencia dolgozat

## Impedanciabecslő modul megvalósítása hálózati inverterben



**Horváth András János**

Dr. Divényi Dániel

Dr. Raisz Dávid

BME Villamos Energetika Tanszék

MVM Smart Power Laboratórium

2021.10.28.

## TARTALOM

1	Kivonat.....	3
2	Inverter modell.....	4
2.1	PI szabályozós inverter vezérlés.....	5
2.1.1	Áramszabályozó.....	6
2.1.2	Áram-keresztcsatolás.....	6
2.1.3	Feszültség-előreccsatolás.....	7
2.2	PWM megvalósítása.....	7
2.3	Védelem.....	8
3	Impulzus Injektáláson alapuló hálózatimpedancia mérés.....	10
3.1	Impulzus injektálás elméleti alapjai.....	10
3.1.1	Impulzus injektáló modul.....	10
3.1.2	Szuperpozíció elve.....	11
3.2	Mérésfeldolgozás.....	11
3.2.1	Jelek szuperponálása.....	12
3.2.2	Fourier-transzformáció.....	13
3.2.3	Sorrendi összetevőkre bontás.....	14
3.2.4	Impedancia becslése.....	14
3.3	Impedancia spektrumok.....	15
3.3.1	200 $\Omega$ -os terhelés.....	15
3.3.2	Hálózatimpedancia.....	19
3.3.3	Szűrőkondenzátor kompenzálása.....	21
4	Színuszos injektálás Elvű Hálózatimpedancia becslés.....	23
4.1	Színuszos injektálás elméleti alapjai.....	23
4.1.1	Színuszos injektáló modul.....	24
4.2	Mérési adatok feldolgozása.....	25
4.2.1	Mért adatok szétbontása.....	25
4.2.2	Fourier-transzformáció és sorrendi összetevőkre bontás.....	26
4.3	Impedancia becslése.....	26
4.4	Impedancia spektrumok.....	26
4.4.1	200 $\Omega$ -os terhelés.....	27
4.4.2	Hálózat vizsgálata.....	29
4.4.3	Szűrőkondenzátor kompenzálása.....	31

5	Impedanciabecslő módszerek összehasonlítása .....	33
6	Összefoglalás .....	35
7	Irodalomjegyzék .....	36
8	Függelék.....	37
8.1	Simulink modell ábrái .....	37
8.2	Berendezések .....	38

## 1 KIVONAT

Manapság egyre jobban elterjedtek a napelemek, melyek teljesítményátalakítón (inverteren) keresztül csatlakoznak a hálózatra. Ezek modellezése, szabályozóinak tervezése során a közcélú hálózatot legegyszerűbb esetben egy Thevenin modellel helyettesítjük, melynek impedanciakarakterisztikája fázisonként eltérhet. A villamos hálózaton folyamatosan bekövetkező változások, kapcsolások hatására ez az impedancia nem állandó. Az inverter szabályozók stabilitási tartományát, valamint az alkalmazható kiegészítő szolgáltatásokat (droop control) jelentősen befolyásolja az inverter saját, valamint a hálózat impedanciája. A hálózat impedanciáját becslve adaptív invertervezérlés alakítható ki, mely által mind a stabilitása, mind a kiegészítő szolgáltatások üzembiztos rendelkezésre állása biztosított.

Dolgozatomban létrehoztam egy impedanciabecslő modult, valamint két eltérő, szakirodalomban publikált módszert is megvizsgáltam az impedancia értékének meghatározásához. Az első módszer [1] impulzus gerjesztés hatására bekövetkező változásokból becsüli meg az impedanciát, ezzel szemben a másik módszer [3] szinuszjel injektálásával vizsgálja meg a hálózatot a vizsgáló jel frekvenciáján.

Az impulzusválaszt elemző módszer során az a feltételezés tehető, hogy két hálózati periódus alatt a hálózati impedancia nem változik meg. Ezt felhasználva az egyik periódust referenciának vesszük, s rákövetkező periódusban végezzük a mérést. A szuperpozíció elv alkalmazásával előáll tisztán az impulzusválasz a hálózaton, melyből a hálózati impedancia frekvenciamenete meghatározható.

Szinuszos jel injektálása során több perióduson át tartó vizsgálatok sorozatára van szükség, mely során a hálózaton megjelenő, félvezető eszközök által okozott zavaroktól és a harmonikus frekvenciáktól eltérő frekvenciájú komponensek injektálásával végzünk vizsgálatokat. Ezekon a frekvenciákon a hálózat passzívnak tekinthető, így egyetlen impedanciával közelíthető. A mért feszültség- és áramjelek frekvenciaspektrumát meghatározva a vizsgáló frekvencián becsülhető az impedancia. Több vizsgálófrekvencia segítségével az alap- és felharmonikus impedanciák is becsülhetők.

A mérési eredményeket diszkrét Fourier transzformáció segítségével dolgoztam fel. Az így kapott komplex spektrumokból a feszültség és az áram megfelelő frekvenciakomponenseinek hányadosából adódott az impedancia.

A mérésekhez a BME-MVM Smart Power Laboratórium eszközeit használtam fel. A vezérlést és számítást az OPAL RTS processzorai végzik. Az invertert és a szűrőt Imperix Power Rack konfigurálható hídágakból, illetve Imperix Passive Rack konfigurálható szűrőelemekből állítottam össze. Az összeállított eszközzel lehetővé vált a V1 épület közcélú hálózata mögöttes impedanciájának becslése.

Dolgozatom 2. fejezetében bemutatom a vizsgált inverter modell felépítését és az ahhoz felhasznált eszközöket. Röviden bemutatom az inverterhez felhasznált szabályozás sémáját és a megvalósítását.

A 3. fejezetben kifejtem a [1]-ben bemutatott impulzus injektáláson alapuló impedancia becslő módszert és bemutatom a módszerrel becsült eredményeket. 4. fejezetben röviden összefoglalom a szinuszos komponens injektálásával becsülő, [3]-ben leírt módszert, és bemutatom a mérések eredményeit. Az 5. fejezetben összehasonlítom a két vizsgált impedanciabecslő módszert.

## 2 INVERTER MODELL

A hálózati impedancia becsléséhez összeállított modellt az 1. ábra mutatja be.

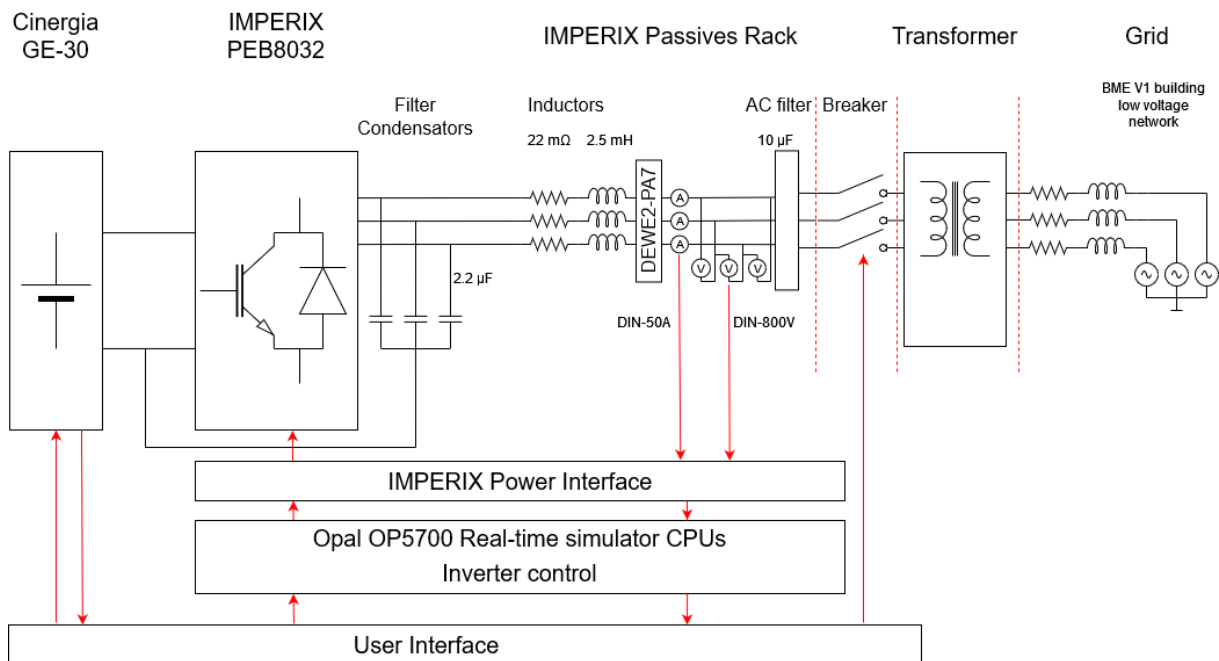
Az inverter vezérlését az OPAL RT-Lab szoftverén belül valósítottam meg, melyben MatLab Simulink környezetben tudtam felépíteni a modellt. Így nagy számítási kapacitású CPU-k végzik a vezérlést az OP5700 valós idejű szimulátorban, amely 50  $\mu$ s-os szimulációs időlépcsővel fut. A mért és vezérlő jelek OP5700 valós idejű szimulátor FPGA kártyáján haladnak keresztül. Az IMPERIX berendezéseit és a valós idejű szimulátort az IMPERIX Power Interface segítségével kötöttem össze.

Az inverter félvezető elemeit az IMPERIX Power Rack-ben található PEB8032 hídág kártyákat felhasználva alakítottam ki. Az inverter DC oldalának táplálását a Cinergia GE-30 hálózatemulátorral valósítottam meg.

Az IMPERIX Passives Rack elemeiből alakítottam ki az áram korlátozásában szerepet játszó 2,5 mH-s inverter induktivitást, melynek 22 m $\Omega$  ellenállása van, továbbá a hálózat irányában lévő 10  $\mu$ F-os AC szűrőt, valamint a 2,2  $\mu$ F-os EMC szűrőt.

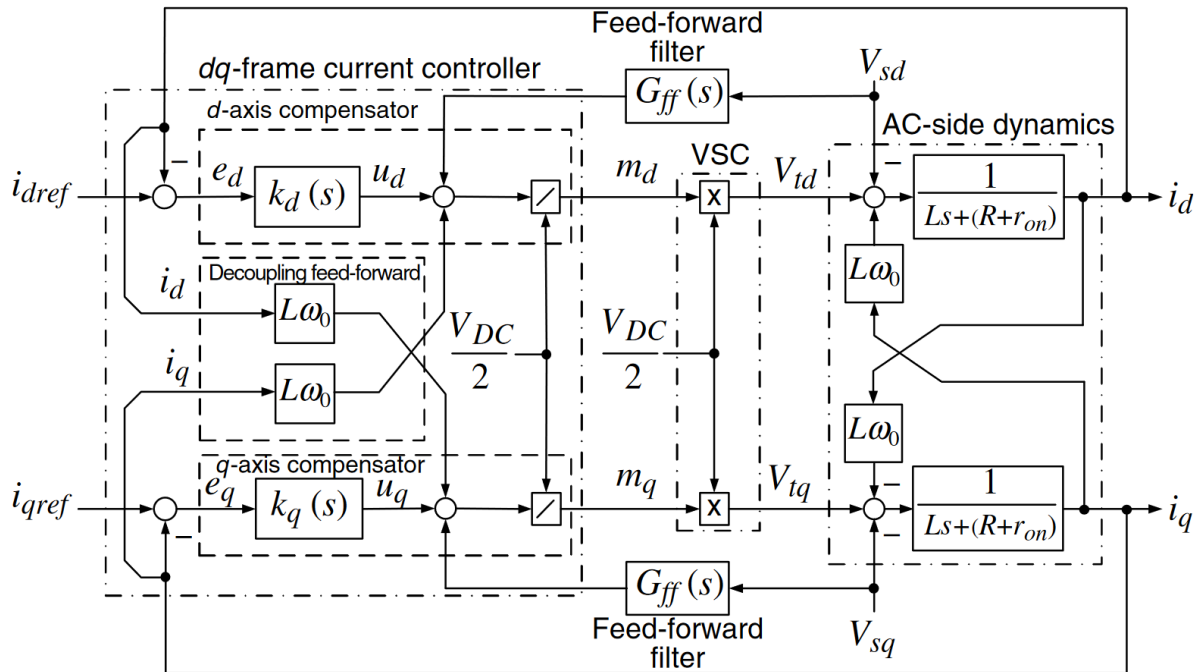
A méréseket a DIN-800V feszültségmérőkkel és DIN-50A árammérőkkel végeztem el. A mérésekhez referenciának a DEWE2-PA7 sokcsatornás hálózati analizátort használtam fel.

A hálózatra csatlakozást egy toroid transzformátoron keresztül végeztem el. A transzformátor biztosította a mérés során a galvanikus leválasztást, amely a berendezéseket védi a hálózaton megjelenő nagyfrekvenciás zavaroktól és a veszélyes túlfeszültségektől.



1. ábra: A vizsgált modell

## 2.1 PI szabályozós inverter vezérlés



2. ábra: A szabályozó felépítése [4]

Az inverter szabályozóját [4] alapján építettem fel az (5) és (6) egyenleteket felhasználva, melyek a szakasz dq koordináta rendszerű (1), (2) egyenleteiből származnak (2. ábra). Az inverter dq koordináta-rendszerben, két diszkrét idejű PI szabályozóval működik. A dq koordináta-rendszerű szabályozónál 3 fő funkció került beépítésre. Az első az áramszabályozó, a második az áramkeresztcsatolás és a harmadik a feszültség-előreecsatolás. Ez a felosztás látható az (5) és (6) egyenletben, ahol az inverter által szaggatott feszültséget kifejeztem a DC feszültséggel és a moduláló jellel (3), (4).

$$L_{inv} \frac{di_{pcc,d}}{dt} = -(R_{inv} + R_{on})i_{pcc,d} + L_{inv}\omega_0 i_{pcc,q} - U_{pcc,d} + U_{cv,d} \quad (1)$$

$$L_{inv} \frac{di_{pcc,q}}{dt} = -(R_{inv} + R_{on})i_{pcc,q} - L_{inv}\omega_0 i_{pcc,d} - U_{pcc,q} + U_{cv,q} \quad (2)$$

$$U_{cv,d} = \frac{V_{DC}}{2} m_d \quad (3)$$

$$U_{cv,q} = \frac{V_{DC}}{2} m_q \quad (4)$$

$$m_d = \frac{2}{V_{DC}} \left( L_{inv} \frac{di_{pcc,d}}{dt} + (R_{inv} + R_{on})i_{pcc,d} - L_{inv}\omega_0 i_{pcc,q} + U_{pcc,d} \right) \quad (5)$$

$$m_q = \frac{2}{V_{DC}} \left( L_{inv} \frac{di_{pcc,q}}{dt} + (R_{inv} + R_{on})i_{pcc,q} + L_{inv}\omega_0 i_{pcc,d} + U_{pcc,q} \right) \quad (6)$$

$m_d$  moduláló jel d komponense

$m_q$	moduláló jel q komponense
$L_{inv}$	inverter induktivitása (2,5 mH)
$R_{inv}$	inverter ellenállása (22 mΩ)
$R_{on}$	hídág ellenállása bekapcsolt állapotban
$i_{pcc}$	inverter által hálózatra táplált áram
$U_{pcc}$	inverter csatlakozási pontjának feszültsége
$U_{cv}$	inverter kimenetén megjelenő szaggatott DC feszültség
$\omega_0$	körfrekvencia
$V_{DC}$	DC feszültség

### 2.1.1 Áramszabályozó

Bevezetve két új beavatkozó jelet, (5) és (6) egyenletekből adódik (7) és (8), melyek csak az adott d vagy q irányú áramtól függenek, és leírják a szabályozandó szakasz viselkedését. Az áramszabályozó célja, hogy  $u_d$ -t és  $u_q$ -t vezérelje az áram alapján, melynek során PI szabályozó segítségével a tranziens viselkedést is módosítja.

$$u_d = L_{inv} \frac{di_{pcc,d}}{dt} + (R_{inv} + R_{on})i_{pcc,d} \quad (7)$$

$$u_q = L_{inv} \frac{di_{pcc,q}}{dt} + (R_{inv} + R_{on})i_{pcc,q} \quad (8)$$

$u_d$	d komponensű beavatkozó jel
$u_q$	q komponensű beavatkozó jel

Mivel (7) és (8) azonos, így a d és q komponensű PI áramszabályozó egyenlete azonos lesz (9). Laplace-tartományba átalakítva a szabályozandó szakaszt (10), pólus kiejtést alkalmazva (11) írható fel. Ebből adódik a szabályozó beállítása (12), (13).

$$k_{PI,dq}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (9)$$

$$i_{pcc,dq} = \frac{u_d}{sL_{inv} + (R_{inv} + R_{on})} \quad (10)$$

$$\frac{i_{pcc,dq}}{u_d} k_{PI,dq}(s) = \frac{1}{sT_i} = \frac{k_p + \frac{k_i}{s}}{sL_{inv} + (R_{inv} + R_{on})}, \forall s - re \quad (11)$$

$$k_p = \frac{L_{inv}}{T_i} \quad (12)$$

$$k_i = \frac{R_{inv} + R_{on}}{T_i} \quad (13)$$

$k_{PI,dq}(s)$  PI szabályozó átviteli függvénye

Diszkrét idejű szabályozáshoz a Simulink PID Controller blokkjait használtam fel, melynek megadva a  $k_p$  és  $k_i$  értékeket, beállítható a diszkrét idejű szabályozás.

### 2.1.2 Áram-keresztcsatolás

A keresztirányú csatolás a d és q komponens között az abc-dq0 transzformáció miatt jelenik meg. Feltételezhető, hogy a frekvencia nem változik jelentősen, ezért közelítésként  $\omega_0$ -t a szimuláció idejére rögzítettem a névleges körfrekvencia értékére.

### 2.1.3 Feszültség-előre csatolás

A felírt modellben az  $U_{pcc}$  hálózati feszültség zavarójelként jelenik meg. A feszültség mérésével és előre csatolásával a zavarérzékenység javítható. A mérést egy kis időállandójú szűrővel modellezzük, melyet diszkrét átviteli függvénnyel valósítottam meg.

$$G_{ff}(s) = \frac{1}{8 \cdot 10^{-6}s + 1} \quad (14)$$

$G_{ff}(s)$  feszültség előre csatolás átviteli függvénye

## 2.2 PWM megvalósítása

A hídágakat vezérlő jeleket impulzusszélesség-modulációval (PWM) állítottam elő. A szabályozó által a három fázisra kiadott kitöltési tényezőből a vezérlő jeleket az RT-Lab RTEvents toolbox Simulink blokkjaival állítottam elő (3. ábra).

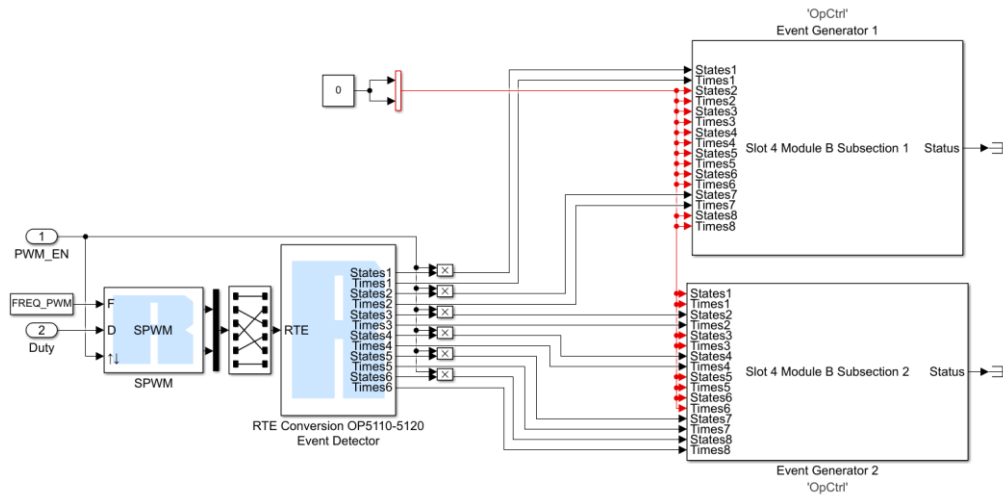
Az RTEvents toolbox segítségével a 20 kHz-es PWM megvalósítható 50  $\mu$ s-os időlépcső mellett. A PWM feladatokat az SPWM engedélyezhető blokk látja el, amely a három kitöltési tényezőből a teljes háromfázisú hidat képes vezérelni.

Sajnos az SPWM blokk engedélyező bemenetének használatával nem lehetett volna kikapcsolni a PWM-et. Blokkolt állapotban az utolsó vezérlési helyzetet tartotta meg, amely a fázisokat a pozitív vagy a negatív DC sínre kapcsolta volna. Ahhoz, hogy ki lehessen kapcsolni a szaggatást, vagy a védelem le tudja kapcsolni az invertert, jelentős módosításokat kellett tennem az SPWM blokk és a digitális kimenet között, hogy a hídágak vezérlőjeleit 0-ra lehessen állítani.

Az RTE jeleket átalakítottam RTE Conversion OP5110-5120 Event Detector blokkal, amelynek kimenetén megjelenik, hogy két szimulációs időlépcső között mikor és milyen jelszintek között történik jelváltozás. Ezt felhasználva működik a védelem és az inverter ki- és bekapcsolása, mert ha a jelszinteket 0-ra állítom, nem adhat ki 1-et a hídágra.

Ezeket a jeleket az Event Generator blokkal tudom kiadni a digitális kimenetre, melyekben megadhatom, hogy az OP5700 mely digitális kimeneti csatornáján jelenjen meg a vezérlőjel.





3. ábra: PWM megvalósítása RTEEvents toolbox-szal

## 2.3 Védelem

Az inverter hálózatra csatlakozásához két túláramvédelmet építettem be a modellbe (4. ábra), mely megszóalásokor kikapcsolja a megszakítót és blokkolja a PWM-et. A védelem a mért áramból meghatározza az áram effektív értékét (18), és ez alapján két eltérő okból szóalhat meg:

- Pillanatműködésű túláramvédelem
- Túláramvédelem egy periódus áramára

A pillanatműködésű túláramvédelem a valós időben futó szimuláció 5 időlépcsőjére átlagolja az áramot, ami 250  $\mu$ s. Amennyiben ez az érték meghaladja a 20 A-t, a védelem azonnal megszóal.

A túláramvédelem egy periódus adatai alapján akkor szóal meg, ha az áram effektív értéke meghaladja az 5 A-t.

$$i_a(t) = \hat{i} \sin(\omega t) \quad (15)$$

$$i_b(t) = \hat{i} \sin\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right) \quad (16)$$

$$i_c(t) = \hat{i} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (17)$$

$$I_{RMS}(t) = \sqrt{\frac{i_a^2(t) + i_b^2(t) + i_c^2(t)}{3}} = \hat{i} \sqrt{\frac{\sin^2(\omega t) + \sin^2\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right) + \sin^2\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)}{3}} \quad (18)$$

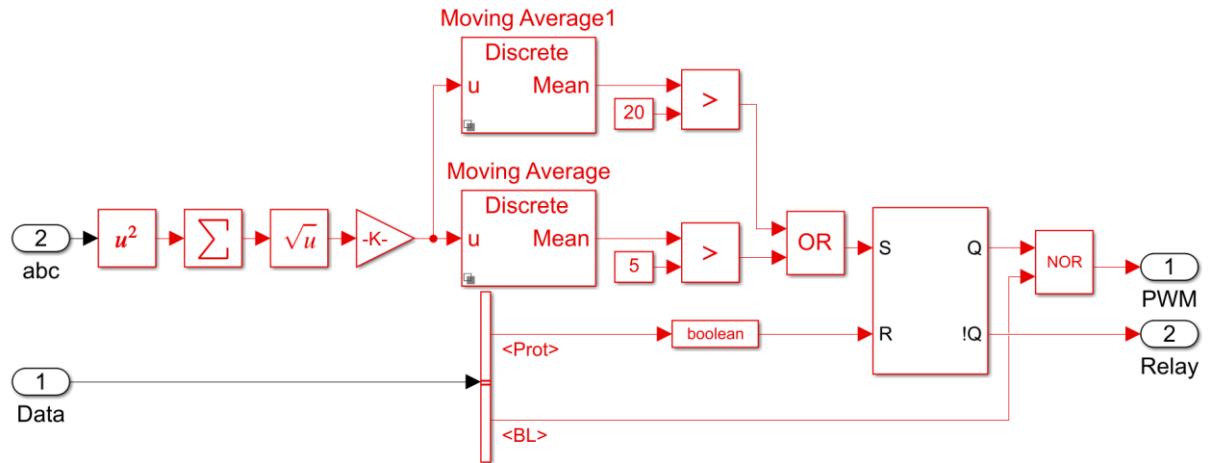
$$= \hat{i} \sqrt{\frac{3 - \cos(2\omega t) - \cos\left(2\omega t + \frac{8\pi}{3}\right) - \cos\left(2\omega t + \frac{4\pi}{3}\right)}{6}} = \frac{\hat{i}}{\sqrt{2}}$$

$i_m(t)$  m fázis áramának időfüggvénye

$\omega$  körfrekvencia

$\hat{i}$  áram csúcsértéke

$I_{RMS}(t)$  az áram effektív értéke



4. ábra: Túláramvédelem

(Megjegyzés: K-val jelölt érték  $1/\sqrt{3}$ .)

### 3 IMPULZUS INJEKTÁLÁSON ALAPULÓ HÁLÓZATIMPEDANCIA MÉRÉS

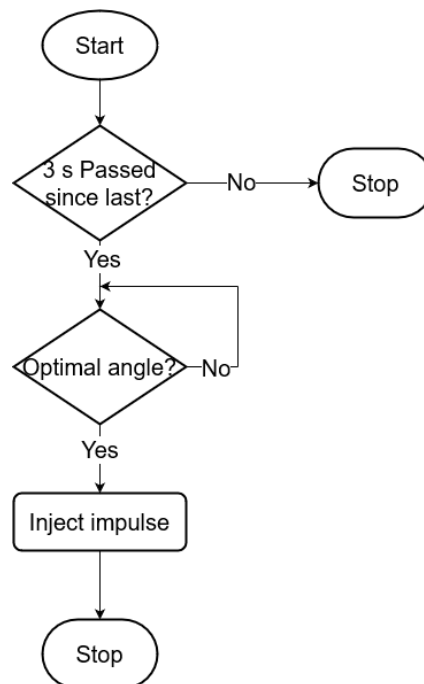
Az [1]-ben megfogalmazott, impulzus injektáláson alapuló hálózatimpedancia módszer az inverter vezérlését módosítva egy rövid négyszög- vagy háromszögimpulzust injektál a hálózat irányába. Így az inverter hálózati csatlakozási pontján (PCC) mért feszültség- és áramjelekben megfigyelhető impulzusválaszból előállítható a frekvenciafüggő hálózatimpedancia.

#### 3.1 Impulzus injektálás elméleti alapjai

A hálózaton alapesetben megjelenő feszültség és áram az alapharmonikusokon kívül a felharmonikus frekvenciákon, valamint félvezetőeszközök hatása miatt további frekvenciákon sem tekinthető passzívnak, interharmonikus források is jelen vannak. A hálózatimpedancia meghatározásában ezek a zavarok jelentős hibát tudnak okozni, azonban a zavarok hatása jelentősen csökkenthető a szuperpozíció elvével.

Az injektált impulzust háromfázisú inverter esetén illeszteni szükséges, melynek célja, hogy a megjelenő impulzusok minél nagyobbak legyenek. Az impulzusokat úgy időzíttem, hogy az egyik fázis feszültségének éppen a csúcsához illeszkedjenek, mert ekkor a másik két feszültség nagysága a csúcscsérték  $\sqrt{3}/2$ -ed része (8. ábra). Bármilyen más helyzethez illesztés azt eredményezi, hogy az egyik fázisban kisebb lesz amplitúdó, ami csökkenti a mérés pontosságát, ebből következően pedig a becslését is.

##### 3.1.1 Impulzus injektáló modul



5. ábra: Impulzus injektáló modul működése

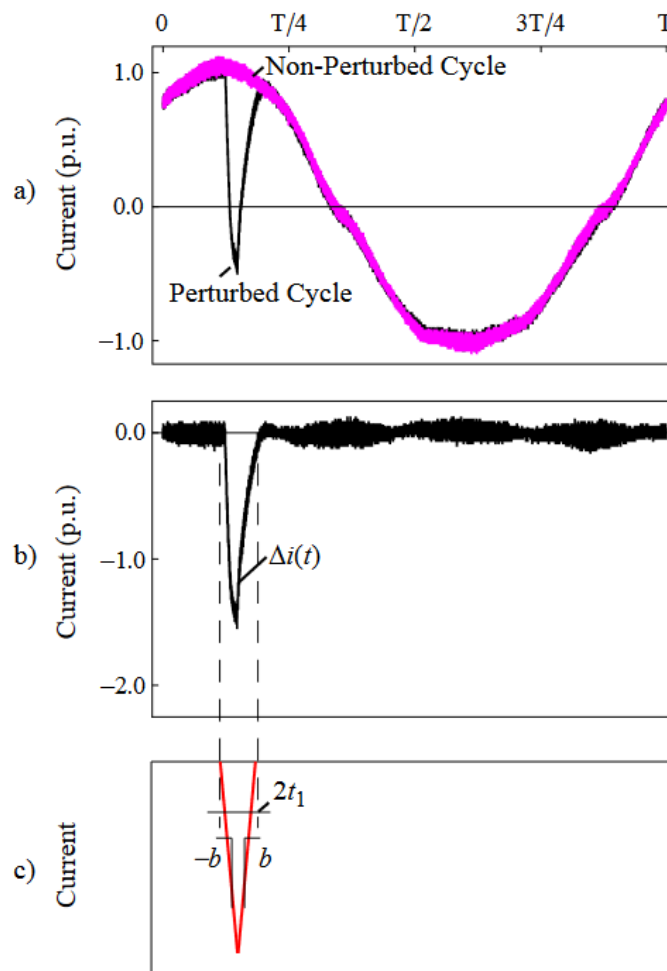
Az injektáló modul (5. ábra, 41. ábra) egy startjelre indul el. Első lépésben eldönti, hogy az utolsó 3 s során volt-e injektálás, ha igen, megáll. Ezzel garantálom azt, hogy rövid időn belül nem jut sok

impulzus a hálózatra, amely miatt a becslések egymásra tudnának hatni. Ha nem volt impulzus, akkor a modul megvárja a PCC pont feszültségének ideális szöghelyzetét az injektáláshoz.

Az injektálást a modul harmadik része végzi el, amely a d irányú moduláló jelet módosítja, ezzel impulzust juttatva a hálózatra.

### 3.1.2 Szuperpozíció elve

Az impedancia becslését a szuperpozíció elvét felhasználva végeztem el, mert feltételezhető, hogy a mögöttes hálózat néhány hálózati periódus alatt nem változik meg. Az injektált impulzus előtti néhány, továbbá ugyanannyi, utána következő hálózati periódust véve, a jelek különbsége tisztán az injektált impulzus hatását fogja tartalmazni (6. ábra).



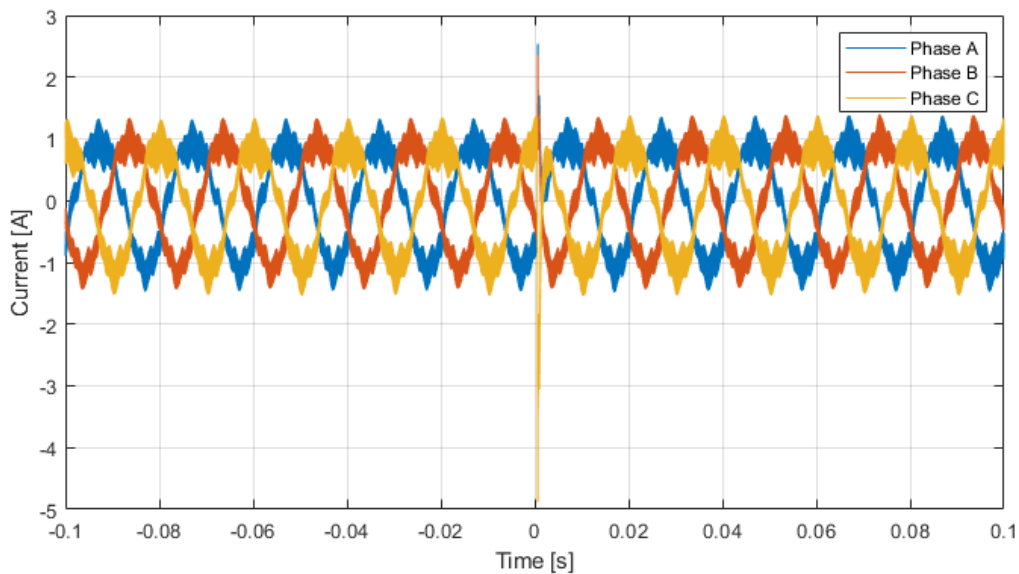
6. ábra: Impulzus injektálás elméleti alapja [1]

## 3.2 Mérésfeldolgozás

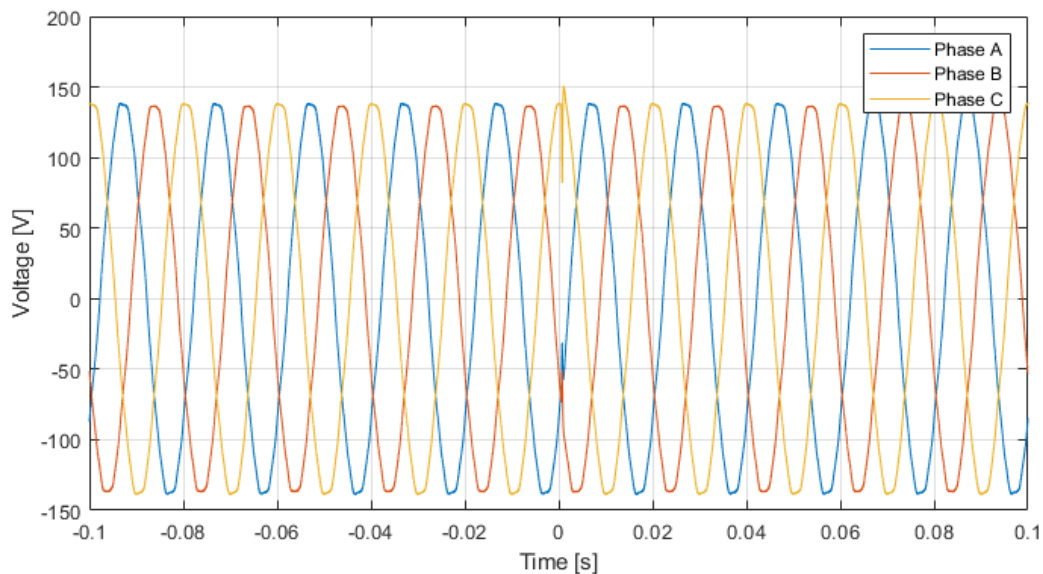
A mérési eredmények feldolgozása során első lépésben kiválasztottam az impulzus és referencia periódusokat. Ezek után szuperpozícióval előállítottam az impulzusokat, és diszkrét Fourier-transzformációval frekvenciatartományba alakítottam át. Az így kapott spektrumokból pedig előállítottam a becsült impedanciát.

### 3.2.1 Jelek szuperponálása

A 7. ábra és 8. ábra tartalmazza a mért áramokból a becslés számára kivágott referencia és injektálási periódus jeleit. Megfigyelhető, hogy a mérés közben az inverter 1 A csúcstértékű áramot táplál be a hálózat irányába. A 100 kHz-el mintavételezett áramban a 20 kHz-es PWM miatt nagyfrekvenciás lengés figyelhető meg, mert a mintavételezés során így nem egy PWM periódus átlagos áramát mértem, hanem azon belül 5 pontot. 2 mintavételi pont között jelentősen meg tud nőni/csökkenni az áram a hídág kapcsolásától függően. Így az áram csúcstértékei körül 0,2 A-es lengés figyelhető meg. Egy PWM periódusra átlagolva kaptam 1 A csúcstértéket, melyet az áramszabályozó érzékel. Az áramokhoz tartozó feszültségeken megfigyelhető az áramimpulzussal egy időben megjelenő feszültségimpulzus (8. ábra).

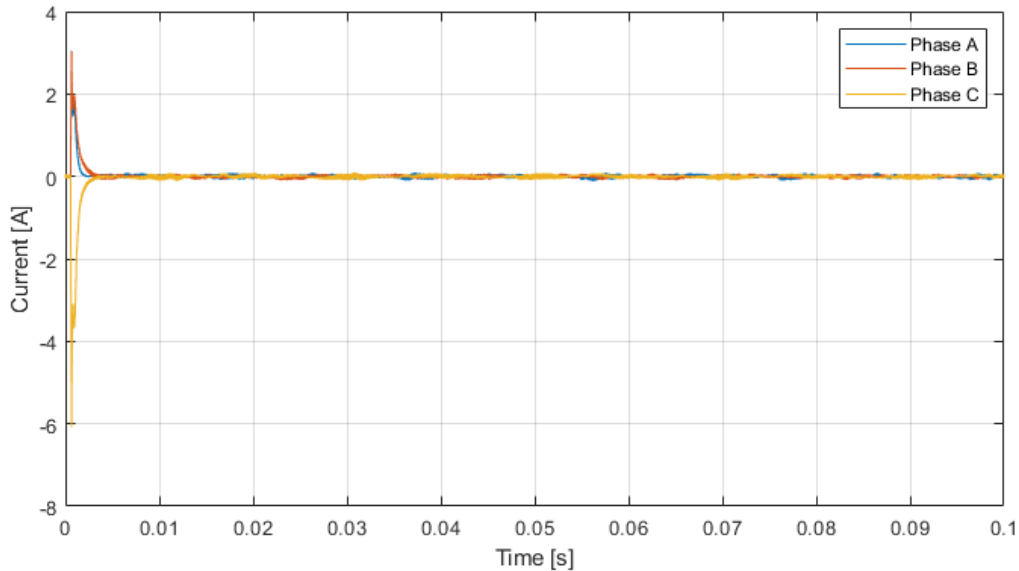


7. ábra: Mért fázisáramok

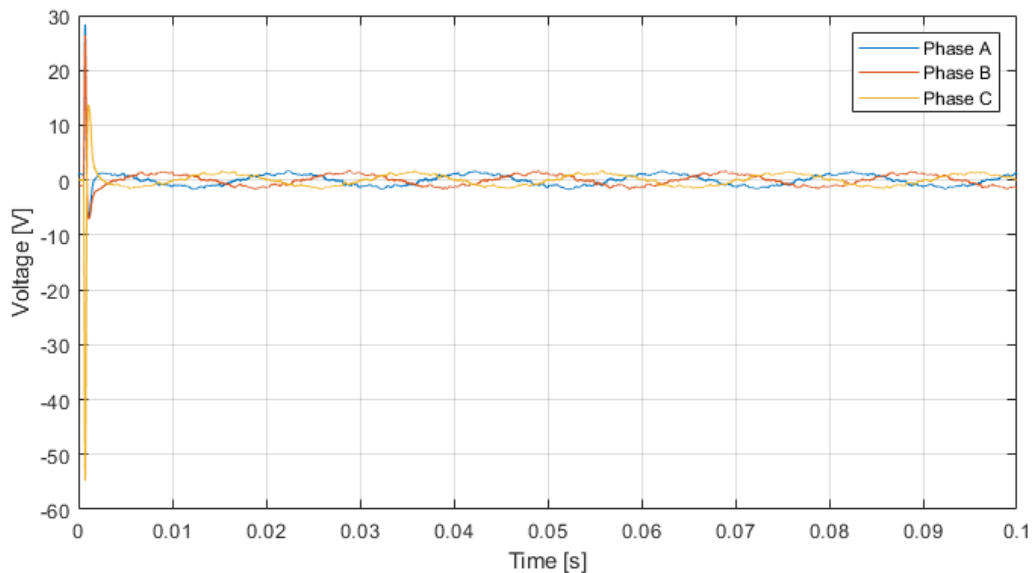


8. ábra: Mért fázisfeszültségek

A 7. ábra és 8. ábra jeleit két egyforma hosszúságú jelre bontottam szét, majd a különbségüket képeztem. Az így létrehozott, szuperponált jelekben szinte csak az impulzus hatása figyelhető meg (9. ábra, 10. ábra), minimális harmonikus tartalommal. A szinuszos jelek oka az, hogy a hálózati periódus nem pontosan 50 Hz, hanem folyamatosan változik. A jelfeldolgozás során  $k=0,02$  s hosszú jeleket vágtam ki  $k$  periódus vizsgálata esetén, emiatt a frekvenciahibánál láthatóan megjelent egy közel 50 Hz-es komponens a szuperponált jelekben (10. ábra).



9. ábra: Áramjelek szuperpozíció után



10. ábra: Feszültségjelek szuperpozíció után

### 3.2.2 Fourier-transzformáció

Az így kapott 3-3 feszültség- és áramimpulzusból diszkrét Fourier-transzformáció segítségével állítottam elő a jelek frekvencia spektrumát (19), (20).

$$\overline{i_{fft_a}}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \bar{i}_a(n) e^{-j2\pi \frac{nk}{N}}, k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (19)$$

$$\overline{v_{fft_a}}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \bar{v}_a(n) e^{-j2\pi \frac{nk}{N}}, k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (20)$$

$N$	impulzusok hossza
$f_s$	mintavételi frekvencia
$\bar{v}(n)$	feszültségimpulzusok $n$ -kor
$\bar{i}(n)$	áramimpulzusok $n$ -kor
$\overline{v_{fft}}(k)$	fázisfeszültségimpulzusok $\frac{k}{N} f_s$ frekvenciájú komponense
$\overline{i_{fft}}(k)$	fázisáramimpulzusok $\frac{k}{N} f_s$ frekvencián komponense

### 3.2.3 Sorrendi összetevőkre bontás

A három fázis impulzusadataiból képzett diszkrét Fourier transzformált jeleket átalakítottam sorrendi összetevőkre (23), (24). Mivel feltételezhető, hogy a hálózat a három fázisban szimmetrikus, a sorrendi összetevőkből számított pozitív sorrendű impedancia egyfajta átlag a fázisok becsült hálózatimpedanciájára.

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (21)$$

$$T = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$\overline{v_{fft_{012}}}(k) = \frac{1}{3} T^{-1} \overline{v_{fft_{abc}}}(k) \quad (23)$$

$$\overline{i_{fft_{012}}}(k) = \frac{1}{3} T^{-1} \overline{i_{fft_{abc}}}(k) \quad (24)$$

$T$	transzformációs mátrix
$f_s$	mintavételi frekvencia
$\overline{v_{fft_s}}(k)$	sorrendi feszültségimpulzusok $\frac{k}{N} f_s$ frekvenciájú komponense
$\overline{i_{fft_s}}(k)$	sorrendi áramimpulzusok $\frac{k}{N} f_s$ frekvencián komponense

### 3.2.4 Impedancia becslése

A meghatározott fázis, illetve sorrendi feszültség- és áramspektrumokból adott frekvencián egyetlen osztással állítom elő a becsült fázis (25) és pozitív (26) sorrendű impedancia spektrumokat.

$$Z_a \left( \frac{k}{N} f_s \right) = \frac{\overline{v_{fft_a}}(k)}{\overline{i_{fft_a}}(k)} \quad (25)$$

$$Z_1 \left( \frac{k}{N} f_s \right) = \frac{\overline{v_{fft_1}}(k)}{\overline{i_{fft_1}}(k)} \quad (26)$$

$m$	fázis (a, b, c)
$Z_m(f)$	becsült fázis impedancia $f$ frekvencián
$Z_+(f)$	becsült pozitív sorrendű impedancia $f$ frekvencián

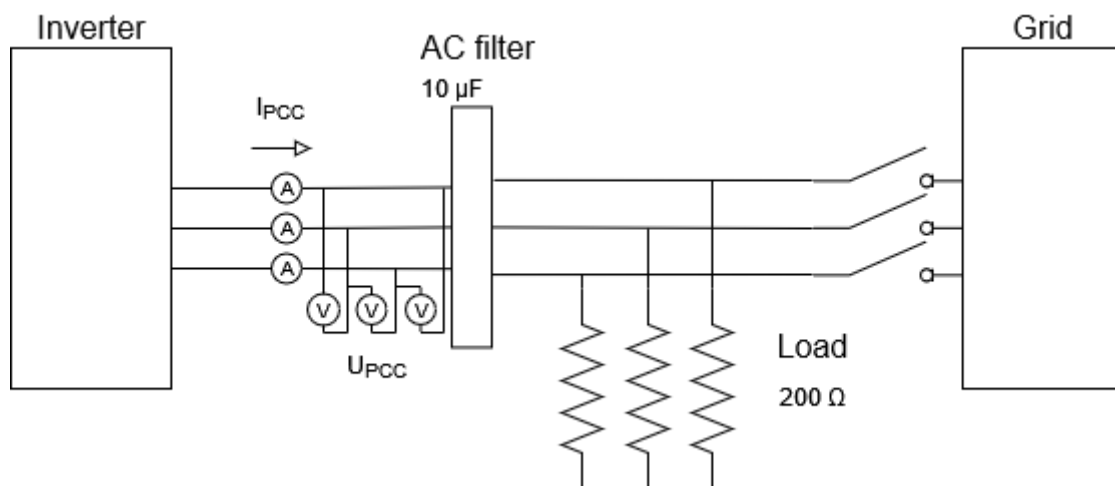
### 3.3 Impedancia spektrumok

Az így kapott impedancia spektrumokat valós és képzetes részre bontva ábrázoltam. A 100 kHz-es mintavételi frekvencia mellett csak 2 kHz-ig ábrázoltam a spektrumot. A nagyobb frekvencián kapott eredményeket két okból hagytam el. Egyrészt a másik becslőmódszerrel történő összehasonlítást nem tudom elvégezni ezeken a frekvenciákon, másrészt a nagyobb frekvenciákon jelentősen csökken a mérés és a diszkrét Fourier transzformáció pontossága a megjelenő zajok miatt. A mérés zajai nem tűnnek el a szuperpozícióval, és torzíthatják a spektrumot, amely nagy frekvenciákon jelentős. A spektrumok minél pontosabb meghatározásához 10 hálózati periódus hosszú referencia és injektált impulzusos adatsort használtam fel. Így a spektrum felbontása 5 Hz lett.

Két eltérő vizsgálatot végeztem el. Egyik esetben a hálózat helyére 200  $\Omega$ -os terhelést tettem, míg a másik vizsgálattal a hálózatimpedanciát becsültem (1. ábra).

#### 3.3.1 200 $\Omega$ -os terhelés

Ellenállás terhelés esetén az inverter grid forming üzemet valósított meg (11. ábra). Grid forming üzemben feszültség és frekvencia alapjelre az inverter egy saját szigetüzemet hozott létre a terhelésén. A működéshez a frekvencia alapjelet a hálózati frekvenciára állítottam (50 Hz). Ebben az esetben feszültséget közvetlenül nem, csak az áramot szabályoztam, melyre a szabályozó addig változtatta a feszültséget a PCC ponton, amíg az az ellenálláson a kívánt nagyságú áramot el nem érte.



11. ábra: Inverter kimenete forming üzemben

Ennél a vizsgálatnál nyilvánvaló, hogy hosszú ideig nem változik meg az ellenállás impedanciája, emiatt 10 hálózati periódus hosszú adatsort dolgoztam fel. Ez jelentősen javította a spektrum felbontását, amely 5 Hz lett.

A mérési elrendezéssel párhuzamos RC kapcsolásra tudtam becslést tenni. Ez a 2. fejezetben említett AC filter  $10 \mu F$ -os kondenzátora és egy  $200 \Omega$ -os terhelő ellenállás. Az elméleti impedancia spektrumot (27)-tel határoztam meg.

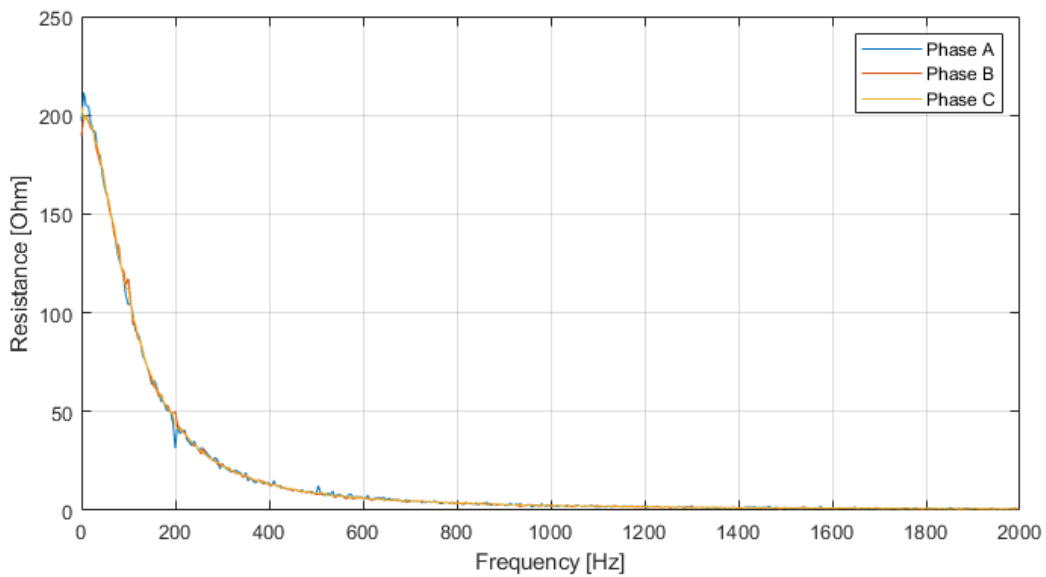
A specifikációban szereplő,  $10 \mu F$ -os kondenzátor értékére mindkét mérési módszer alapján közel  $7,4 \mu F$  adódott, így a spektrumok összehasonlítása során ezt a kondenzátor értéket használtam fel az ábrákhoz. A kondenzátor pontos értékének a megállapításához további vizsgálatok szükségesek.



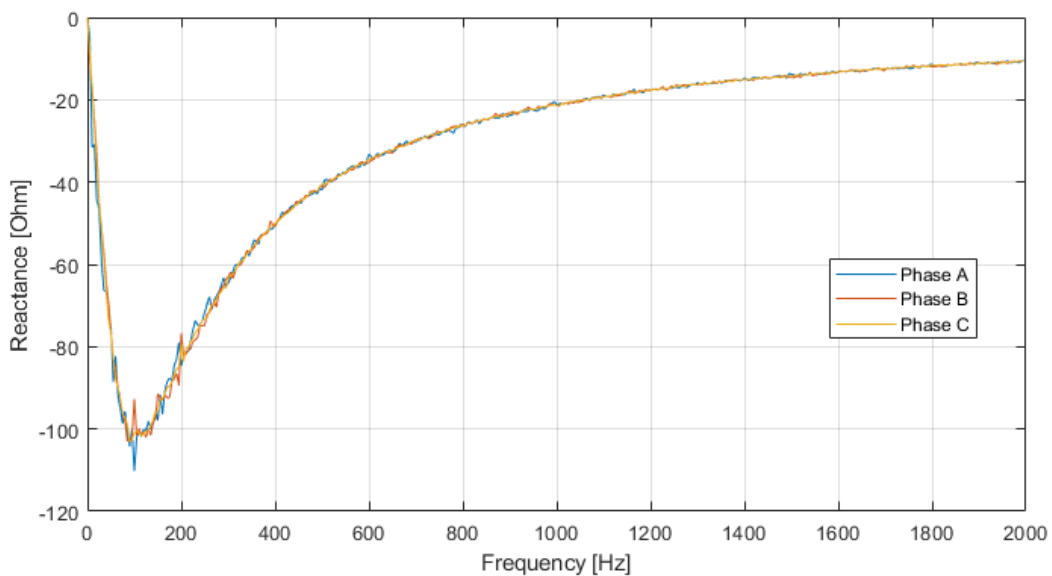
$$Z_t(f) = \frac{1}{\frac{1}{R} + j2\pi fC} \quad (27)$$

$R$  200  $\Omega$ -os terhelés  
 $C$  AC szűrő kapacitása

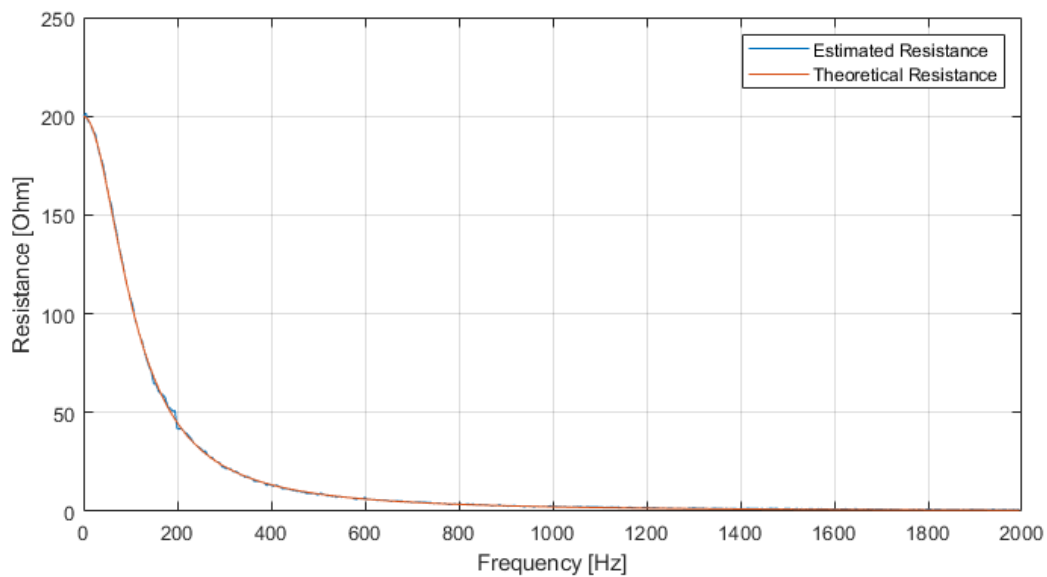
Az impedancia spektrumoknak külön ábrázoltam a valós és képzetes részét. Elsőként a fázisokra becsült impedancia spektrumokat ábrázoltam (12. ábra, 13. ábra), melyeknél a párhuzamos RC tag impedanciájának valós és képzetes részét külön ábrázoltam. A három fázisra kapott spektrumok szinte teljesen azonosak a három fázisban, azonban néhány frekvencián megfigyelhető minimális eltérés.



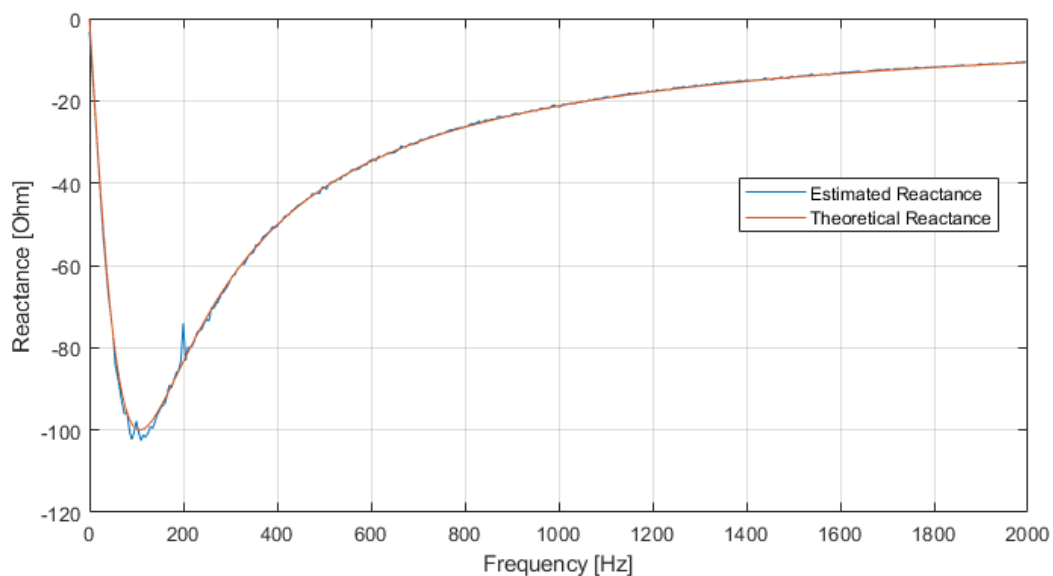
12. ábra: Fázis ellenállások (200  $\Omega$ , impulzus)



13. ábra: Fázis reaktanciák (200  $\Omega$ , impulzus)



14. ábra: Pozitív sorrendű ellenállás (200  $\Omega$ , impulzus)



15. ábra: Pozitív sorrendű reaktancia (200  $\Omega$ , impulzus)

A pozitív sorrendű impedanciákat ábrázolva megfigyelhető, hogy 200  $\Omega$ -os terhelés esetén az impedancia spektrumok jellegre megegyeznek az elméleti spektrummal (14. ábra, 15. ábra).

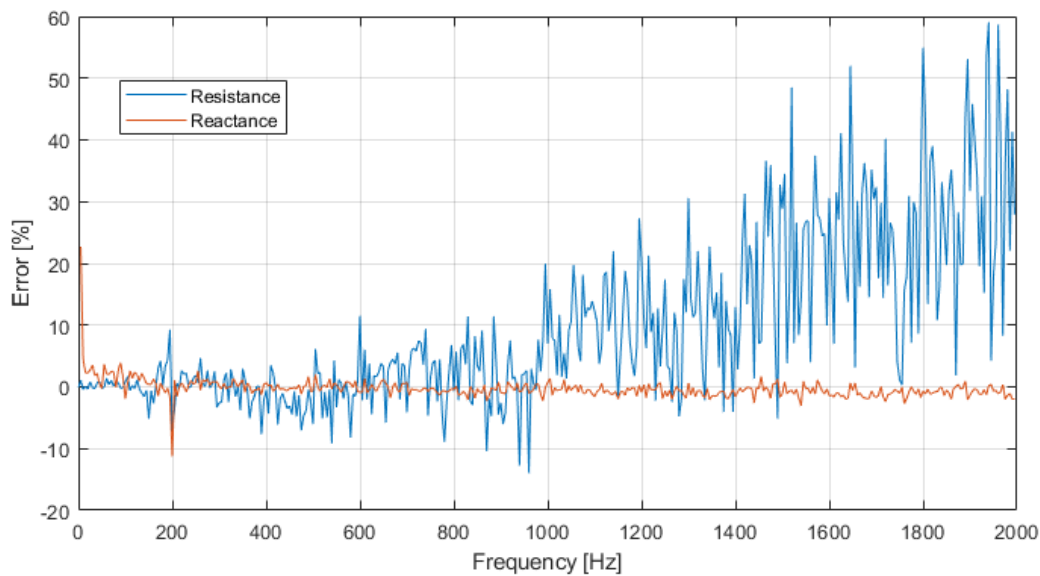
Az impedancia spektrumok jellege a vártak megfelelő. Kis frekvencián a szakadásként viselkedő kondenzátor miatt közel valós az impedancia. Nagy frekvencián rövidzárként viselkedő kondenzátor miatt az impedancia 0-hoz tart. Azonban a reaktanciában 100 Hz környékén megjelenő csúcs oka az, hogy a párhuzamos kapcsolásban előbb lesz domináns a kondenzátor, mint ahogy rendkívül lecsökken a reaktanciája. Meghatároztam a reaktancia elméleti maximumhelyét, amely 107,54 Hz-en van (30). Ez összhangban van a becsült reaktancia spektrummal (15. ábra).

$$g(f) = \min\{Im\{Z_t(f)\}\} = \min\left\{Im\left\{\frac{1}{\frac{1}{R} + j2\pi fC} \frac{\frac{1}{R} - j2\pi fC}{R}}\right\}\right\} = \min\left\{\frac{-2\pi fC}{\frac{1}{R^2} + (2\pi fC)^2}\right\} \quad (28)$$

$$= \max\left\{\frac{2\pi fC}{\frac{1}{R^2} + (2\pi fC)^2}\right\}$$

$$g(f_0)' = \frac{2\pi C \frac{1}{R^2} - (2\pi C)^3 f_0^2}{\left(\frac{1}{R^2} + (2\pi f_0 C)^2\right)^2} = 0 \quad (29)$$

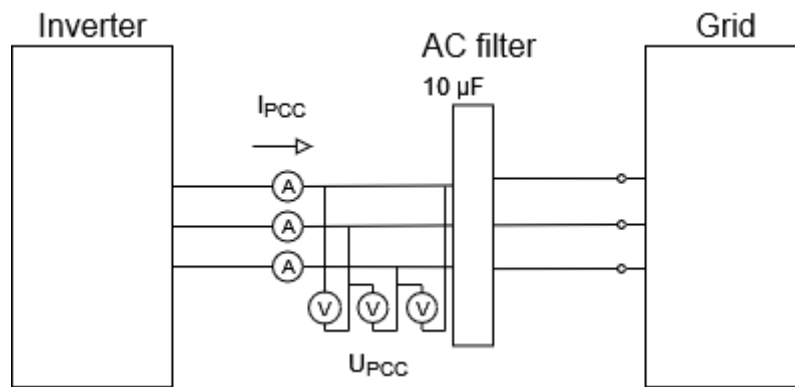
$$f_0 = \pm \frac{1}{2\pi CR} = 107,54 \text{ Hz} \quad (30)$$



16. ábra: Impulzus injektálás elvű impedanciabecslés hibája (200 Ω)

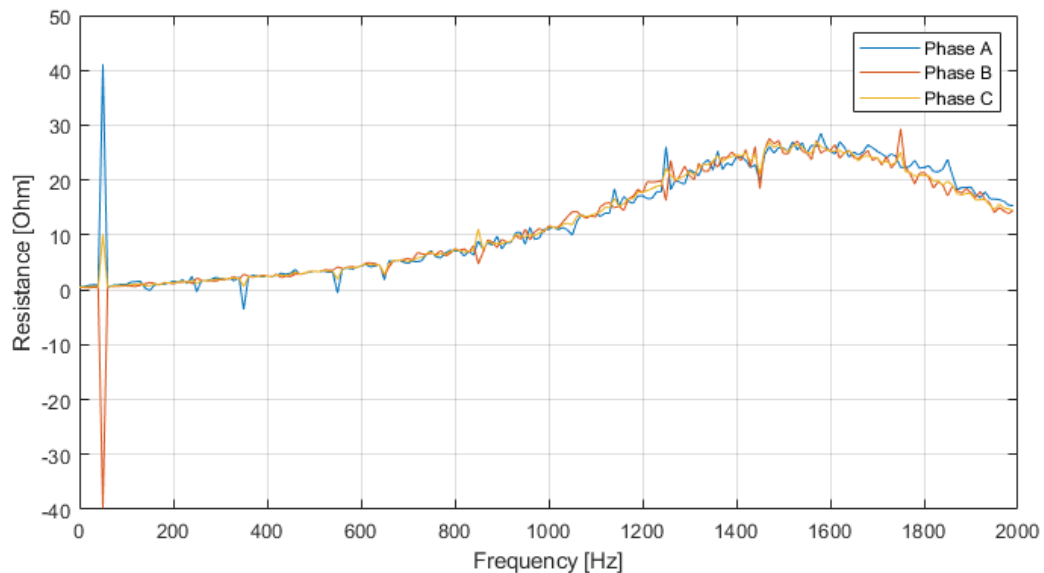
Az impedanciabecslés hibáit meghatároztam az ismert terhelés értékére vonatkoztatva (16. ábra). A hiba meghatározása során nem vettem figyelembe az ellenállás és kondenzátor szórt paramétereit, és az ellenállás frekvenciafüggését, melyek a frekvencia növekedésével egyre nagyobb hatást fejtenek ki. Kis frekvenciákon párhuzamos RC tag reaktanciájának értéke kicsi, ezért nagyobb a reaktancia becslés hibája. A frekvencia növekedésével az ellenállás és a reaktancia összemérhető, ekkor a becslés hibája kicsi (50 Hz - ~600 Hz) Azonban, kHz-es nagyságú frekvenciáknál a kondenzátor szinte rövidzárként viselkedik, melynek hatására ezeken a frekvenciákon az ellenállás árama közel 0.

### 3.3.2 Hálózati impedancia

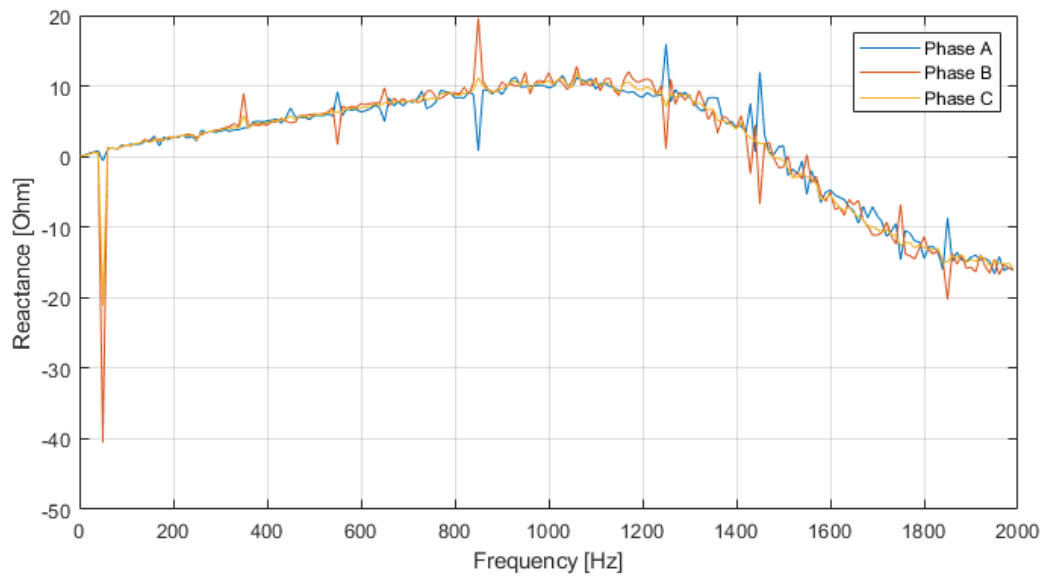


17. ábra: Inverter kimenete feeding üzemben

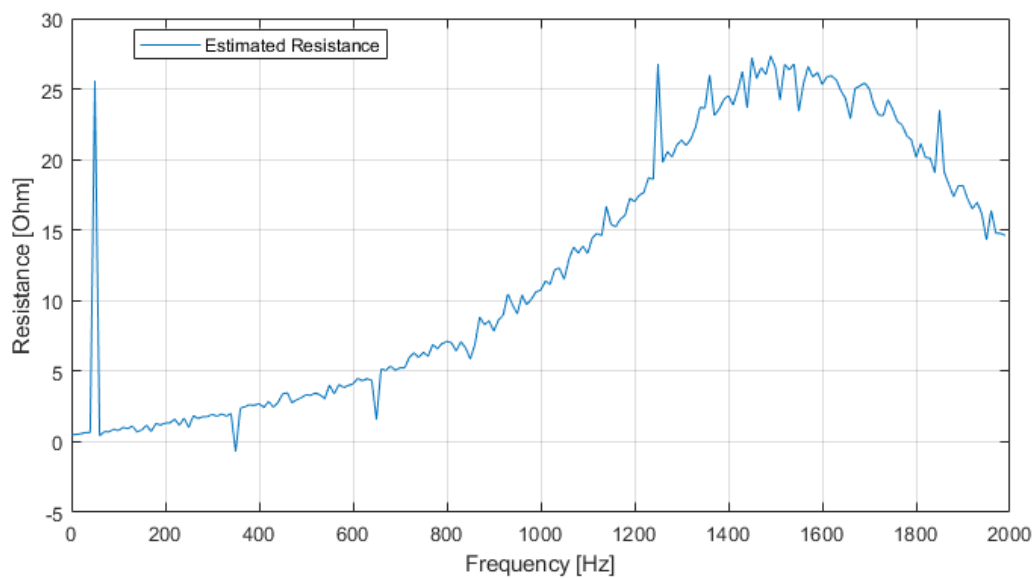
Hálózati impedancia becslése esetén normál grid feeding inverter üzem során becsültem meg a hálózati impedanciát (17. ábra). Grid feeding üzemben az inverter a hálózathoz szinkronizálva táplál a hálózatra. A méréseket 1 A áram hálózatra betáplálása mellett végeztem el.



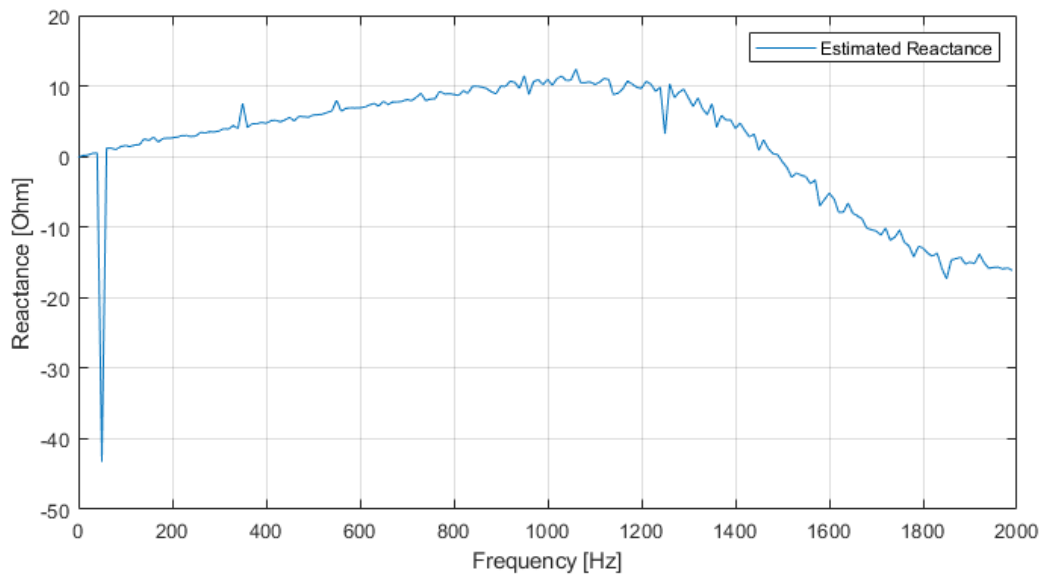
18. ábra: A fázis impedancia spektrumok valós része (Impulzus injektálás)



19. ábra: A fázis impedancia spektrumok képzetes része (Impulzus injektálás)



20. ábra: A pozitív sorrendű impedancia spektrumának valós része (Impulzus injektálás)

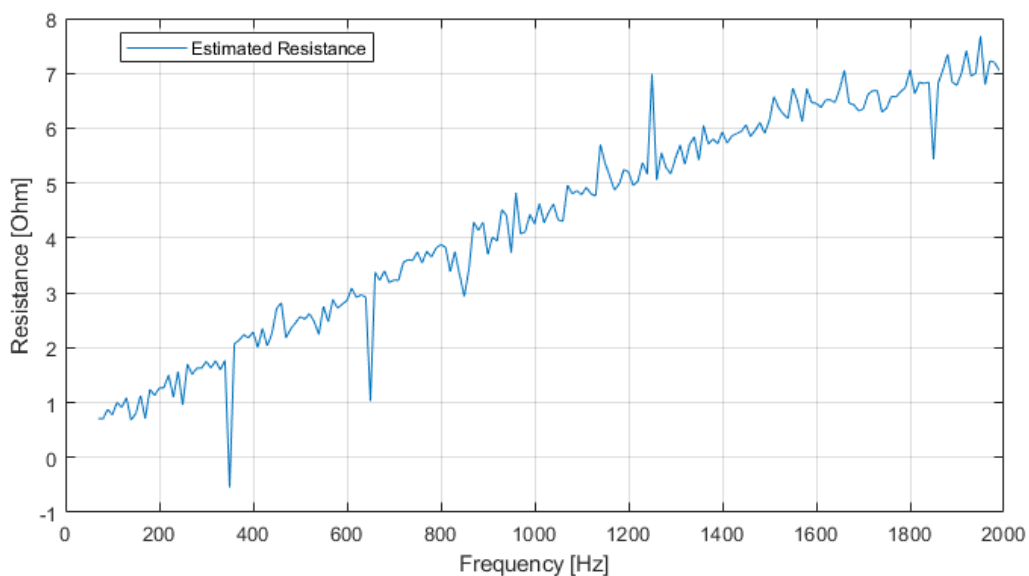


21. ábra: A pozitív sorrendű impedancia spektrumának képzetes része (Impulzus injektálás)

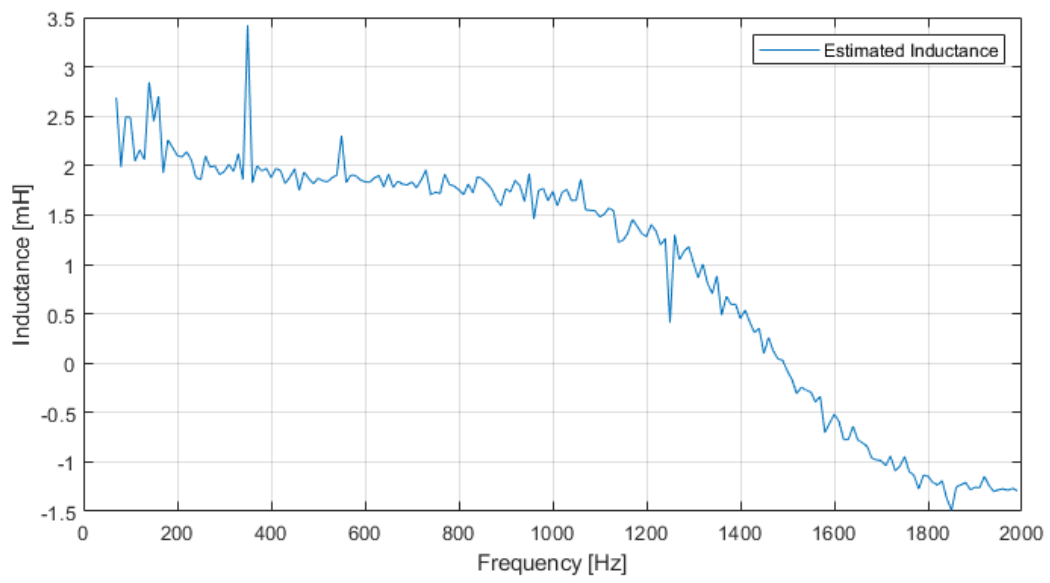
A kapott spektrumokban megfigyelhetők a hálózat rezonanciái (20. ábra, 21. ábra), melyek közül a legjelentősebbek 375 Hz, 1250 Hz és 1550 Hz környékén találhatóak. A spektrumokban nagy frekvencián domináns lesz a hálózatimpedanciával párhuzamosan lévő szűrő kondenzátora, így a frekvencia növekedésével 1500 Hz felett csökken a becsült reaktancia és ellenállás értéke is, mert rövidzárként kezd viselkedni.

### 3.3.3 Szűrőkondenzátor kompenzálása

Ahhoz, hogy a hálózat impedanciáját is ábrázolni tudjam, kompenzáltam a szűrőkondenzátor hatását. Ezzel egyidőben az 50 Hz-en látható tuskét és a kisebb frekvenciás komponenseket elhanyagoltam. Az így kapott impedancia spektrumból a hálózatot egy soros RL modellel próbálom közelíteni (22. ábra). Az modell értékeinek becsléséhez kifejeztem az induktivitást a reaktancia spektrumból (23. ábra).



22. ábra: Hálózatimpedancia becsült ellenállása (Impulzus injektálás)



**23. ábra: Hálózati impedancia becsült induktivitása (Impulzus injektálás)**

## 4 SZINUSZOS INJEKTÁLÁS ELVŰ HÁLÓZATIMPEDANCIA BECSLÉS

[3]-ban bemutatott aktív hálózatimpedancia becslő módszer szinuszos jelek hálózatra injektálásával ad becslést az adott frekvencián a hálózati impedanciára. A módszer lényege az, hogy a hálózaton lévő feszültség és áram különböző frekvenciájú komponensre bontható állandósult állapotban. Ezek a komponensek tipikusan az alapharmonikus és felharmonikus frekvenciákon nagyok, azonban a félvezető eszközöknél az impulzusszélesség-moduláció, továbbá a hozzá alkalmazott holtidő (dead-time, hídágak rövidre zárása ellen alkalmazzák) miatt további zavarok is megfigyelhetők.

### 4.1 Szinuszos injektálás elméleti alapjai

Ezt figyelembe véve a [3]-ben megfogalmazott módszer azt javasolja, hogy a (31)-ben szereplő frekvenciákon történő injektálással érdemes a hálózatot vizsgálni. Ez a módszer az impedanciaspektrumot csak nagy lépésközzel tudná meghatározni, ezért további vizsgált frekvenciákat alkalmaztam (32), melyek esetén a hálózat továbbra is passzívnak tekinthető. Az impulzusos módszerrel ellentétben itt kulcsfontosságú olyan injektáló frekvenciák választása, melyen alapértelmezésben nincs mérhető feszültség, mivel nem alkalmaztam referenciamérést.

$$f_{inj,0}(k) = 75 + 100k \text{ Hz}, k = 0,1, \dots \quad (31)$$

$$f_{inj}(k) = 55 + 10k \text{ Hz}, k = 0,1, \dots \quad (32)$$

$f_{inj,0}(k)$  k-ik injektálási frekvenciák [3]-ben

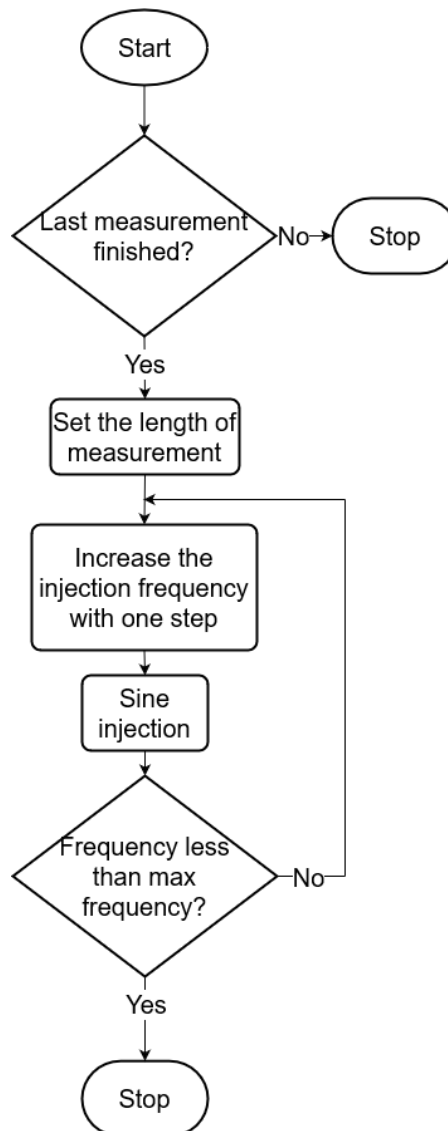
$f_{inj}(k)$  k-ik injektálási frekvencia

Az injektálási frekvenciáknak felső korlátot szab a 20 kHz-es PWM (2.2 fejezet). Ennek hatására a legnagyobb injektálási frekvenciának 1995 Hz-et választottam, amelyen injektált szinuszjel még közelítően előáll az inverter kimenetén.

A szinuszos injektálás módszere elméletben pontosabb, mint az impulzus injektáláson alapuló impedanciabecslés. Az impulzus adott frekvenciás jelkomponensének amplitúdója sokkal kisebb, mint amikor egyetlen szinuszt injektálok a hálózatra. Emiatt a mérési hibák hatása sokkal kisebb az eredményekre.

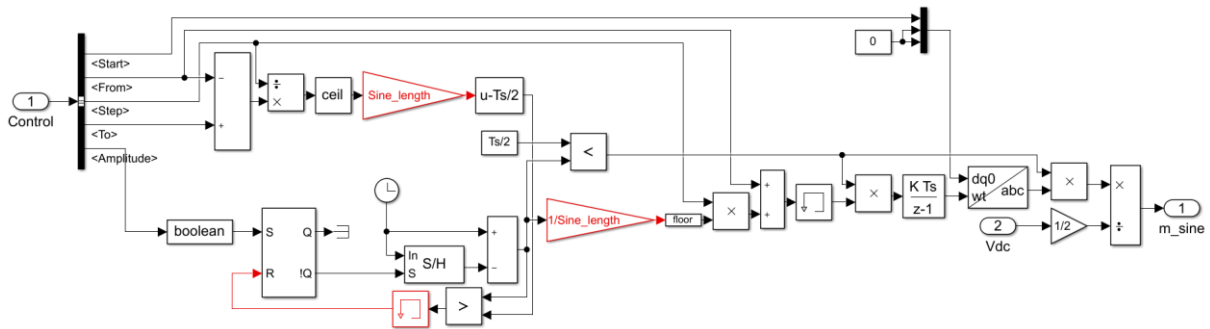


#### 4.1.1 Szinuszos injektáló modul



24. ábra: Szinuszos injektáló modul működése

A modul működését a 24. ábra mutatja be. A szinuszos injektáló modulnak (25. ábra), szemben a csak engedélyező bemenettel rendelkező impulzus injektáló moduldal, több beállítható paramétere van. Ezeket a változókat valós időben, az User Interface-en lehet állítani.



25. ábra: Szinuszos injektáló modul

A *From* jel megadja, hogy melyik a kezdeti injektálási frekvencia, míg a *To* megadja az utolsó injektálási frekvenciát. A *Step*-bel beállítható az injektálási frekvenciák közötti különbség. Az *Amplitude*-dal beállítható a konverter kimenetén megjelenő szinuszos vizsgálójel feszültségének nagysága.

A modul a *Start*-on megjelenő 1 impulzusra egyesével végighalad az injektálási frekvenciákon. A vizsgálatok hossza előre beállítandó. A méréseimhez ez 0,4 s volt, amely 20 hálózati periódust jelent. Hosszabb vizsgálatokkal pontosabb becslés tehető, viszont a mérés rendkívül hosszú lehet. A beállításaimmal 195 injektálási frekvencián összesen 78 s-ig történt injektálás. Az S-R flip-flop biztosítja azt, hogy újabb *Start* impulzus ne tudja megzavarni a mérést.

Az injektált, háromfázisú szinuszos jelet dq0-abc transzformációval állítom elő, melynek előnye, hogy a konverteren megjelenő feszültségben az egyes vizsgálófrekvenciák között nincs feszültségugrás, mert a szöghelyzet folytonos az integrátor miatt (25. ábra).

## 4.2 Mérési adatok feldolgozása

A mért adatokat először intervallumokra bontottam a szinuszos injektálásoknak megfelelően. Az egyes injektálásokhoz tartozó mért feszültségeket és áramokat diszkrét Fourier-transzformációval feldolgoztam, majd az injektálási frekvenciának megfelelő frekvencián meghatároztam a fázis és sorrendi impedanciákat.

### 4.2.1 Mért adatok szétbontása

A mért eredmények a különböző injektálási frekvenciákhoz egymás után, egyetlen idősorban találhatóak meg. A jelfeldolgozás során első lépésben a különböző injektálási frekvenciáknak megfelelően  $M=195$  külön idősorra bontottam az adatokat, melyeket külön-külön dolgoztam fel.

$$M = \frac{f_{To} - f_{From}}{f_{Step}} + 1 \quad (33)$$

$M$  a vizsgált frekvenciák száma  
 $f_{To}$  utolsó injektálási frekvencia  
 $f_{From}$  első injektálási frekvencia

$f_{step}$  injektálási frekvenciák közötti különbség

#### 4.2.2 Fourier-transzformáció és sorrendi összetevőkre bontás

A 3.2.2 fejezetben leírtakhoz hasonlóan diszkrét Fourier-transzformációval dolgoztam fel az adatokat (19), (20). Problémát okozhat, hogy az injektált szinuszelek hossza megadja Fourier-transzformáció felbontását. Nem megfelelő választás esetén a vizsgáló frekvencia nem jelenik meg a spektrumokban. Az általam választott 0,4 s mérési időtartam 2,5 Hz-es felbontást ad a spektrumnak, amelynek többszöröse a vizsgáló frekvenciák.

Az így kapott  $M$  darab injektált szinuszelhez tartozó Fourier transzformáltakat 3.2.3-hez hasonlóan, (23) és (24) alapján sorrendi összetevőkre bontottam.

#### 4.3 Impedancia becslése

Szemben az 3.2.4-ben leírt meghatározással, a becsült impedancia az egyes frekvenciákra a külön-külön injektált szinuszelekből áll össze.

$$Z_m(f_{inj}(k)) = \frac{\overline{v_{fft_{f_{inj}(k),m}}}(f_{inj}(k))}{\overline{i_{fft_{f_{inj}(k),m}}}(f_{inj}(k))}, k = 1, 2, \dots, M \quad (34)$$

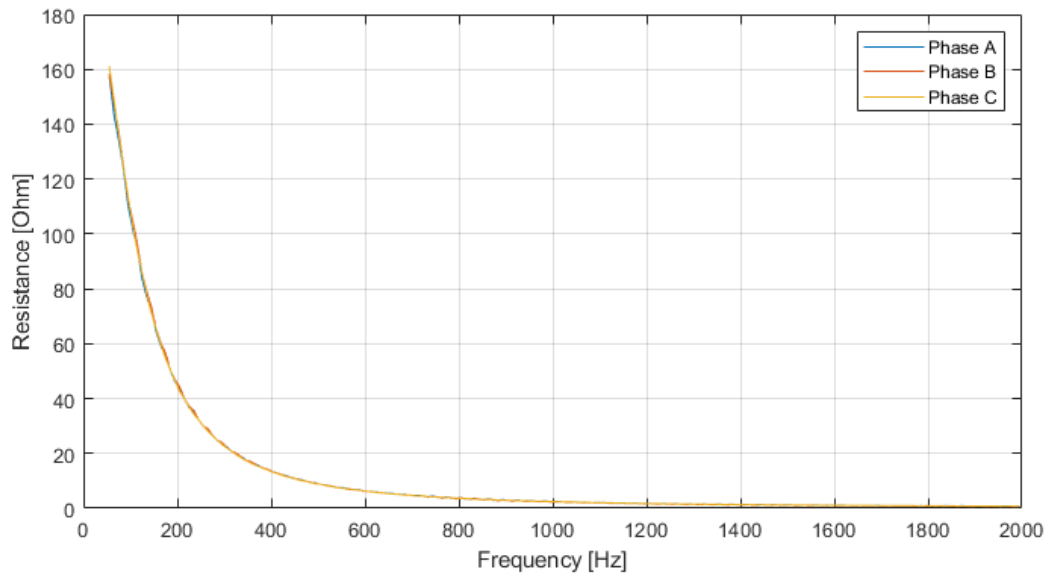
$$Z_+(f_{inj}(k)) = \frac{\overline{v_{fft_{f_{inj}(k),+}}}(f_{inj}(k))}{\overline{i_{fft_{f_{inj}(k),+}}}(f_{inj}(k))}, k = 1, 2, \dots, M \quad (35)$$

$m$	fázis (a, b, c)
$Z_m(f)$	becsült fázis impedancia $f$ frekvencián
$Z_+(f)$	becsült pozitív sorrendű impedancia $f$ frekvencián
$f_{inj}(k)$	$k$ -ik injektálási frekvencia
$\overline{v_{fft_{f_{inj}(k),m}}}$	$f_{inj}(k)$ frekvenciás injektáláshoz tartozó, $m$ fázis feszültség spektruma
$\overline{i_{fft_{f_{inj}(k),m}}}$	$f_{inj}(k)$ frekvenciás injektáláshoz tartozó, $m$ fázis áram spektruma
$\overline{v_{fft_{f_{inj}(k),+}}}$	$f_{inj}(k)$ frekvenciás injektáláshoz tartozó pozitív sorrendű feszültség spektruma
$\overline{i_{fft_{f_{inj}(k),+}}}$	$f_{inj}(k)$ frekvenciás injektáláshoz tartozó pozitív sorrendű áram spektruma

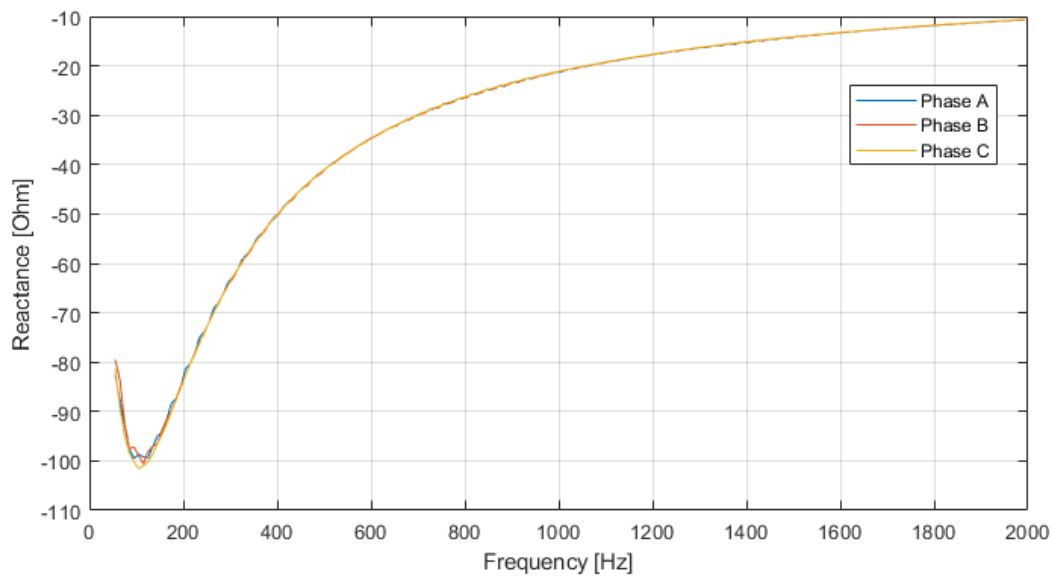
#### 4.4 Impedancia spektrumok

Az impulzus injektáláshoz hasonlóan két vizsgálatot végeztem el, az elsőt 200  $\Omega$ -os terhelésre, a másodikat pedig a hálózatra.

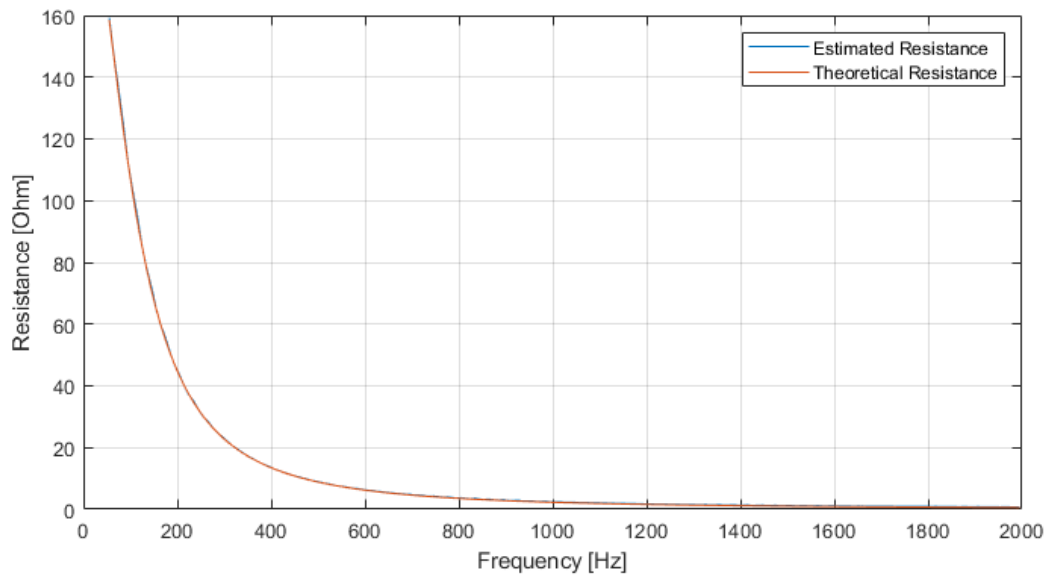
#### 4.4.1 200 $\Omega$ -os terhelés



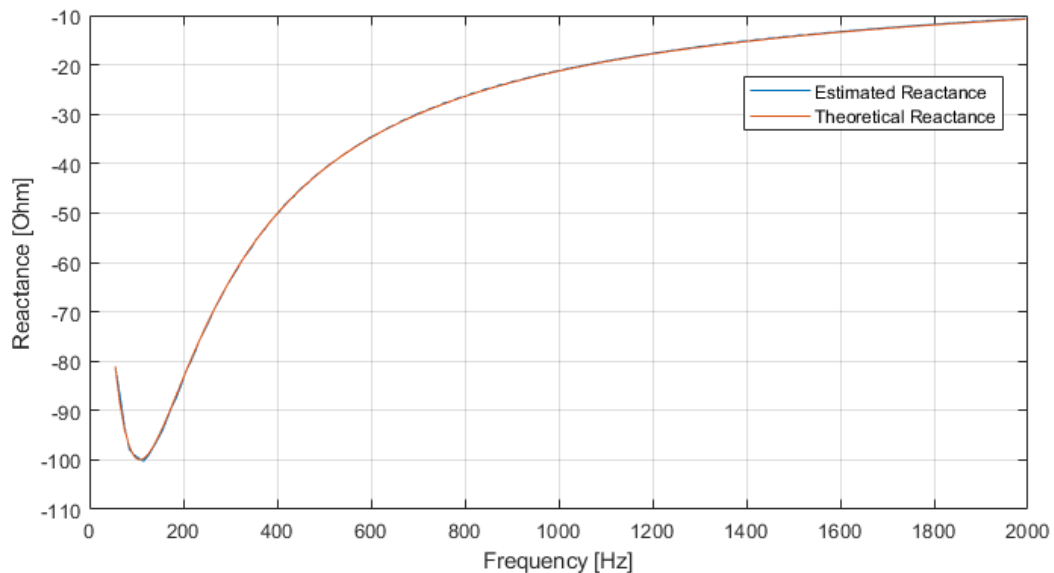
26. ábra: Fázis ellenállások (200  $\Omega$ , szinusz)



27. ábra: Fázis reaktanciák (200  $\Omega$ , szinusz)



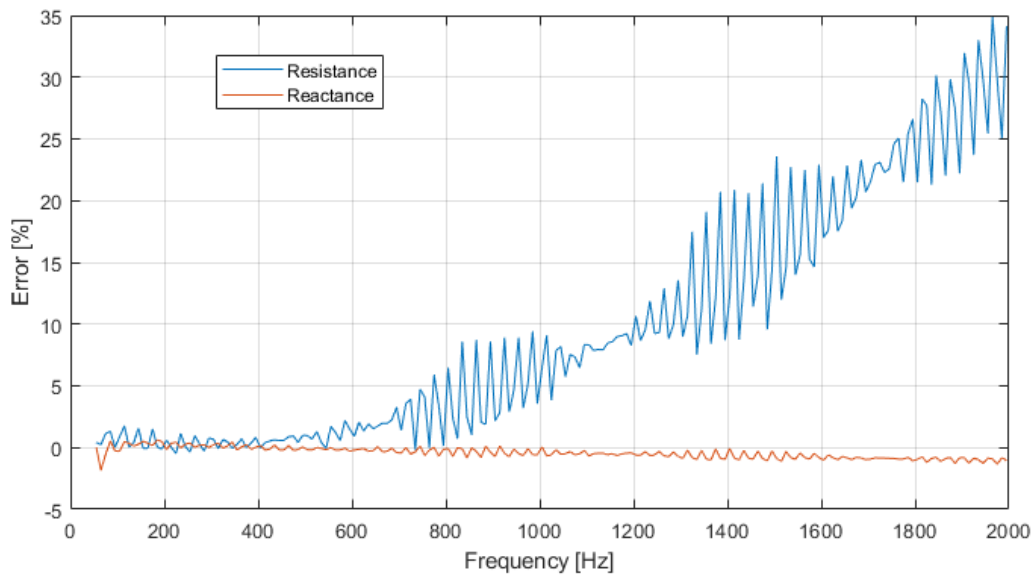
28. ábra: Pozitív sorrendű ellenállás (200  $\Omega$ , szinusz)



29. ábra: Pozitív sorrendű reaktancia (200  $\Omega$ , szinusz)

Megfigyelhető, hogy a módszer a vártnak megfelelően pontosabb, mint az impulzus injektálás módszere. A vizsgálat hossza miatt kompromisszumot kell kötni a spektrumfelbontás és az impedancia nagyságának pontossága között. Ennek oka az, hogy 0,4 s-os vizsgálatokkal a mérés 78 s-ig tart. A pontosság növeléséhez még hosszabb vizsgálatok kellenének, amely idő alatt a hálózatimpedancia megváltozhat.

A spektrumfelbontás növelésével a vizsgálatok száma tovább nőne, ez további korlátot szab a módszernek.



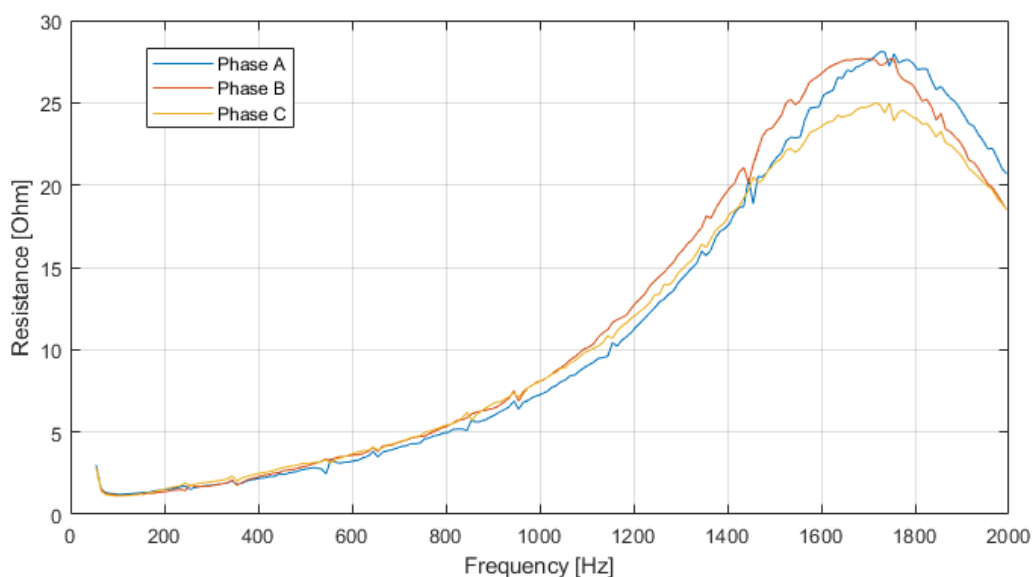
30. ábra: Szinusz injektáláson alapuló impedanciabecslés hibája (200  $\Omega$ )

Az impedanciabecslés hibája a vártnak megfelelően kisebb, mint az impulzus injektálás módszer esetén, mivel az adott frekvenciás komponensek a diszkrét Fourier sorba fejtés után sokkal nagyobbak. Azonban továbbra is pontatlan az ellenállás becslés nagy frekvenciákon, mert a szűrőkondenzátor miatt továbbra is kicsi az ellenállásra jutó áram.

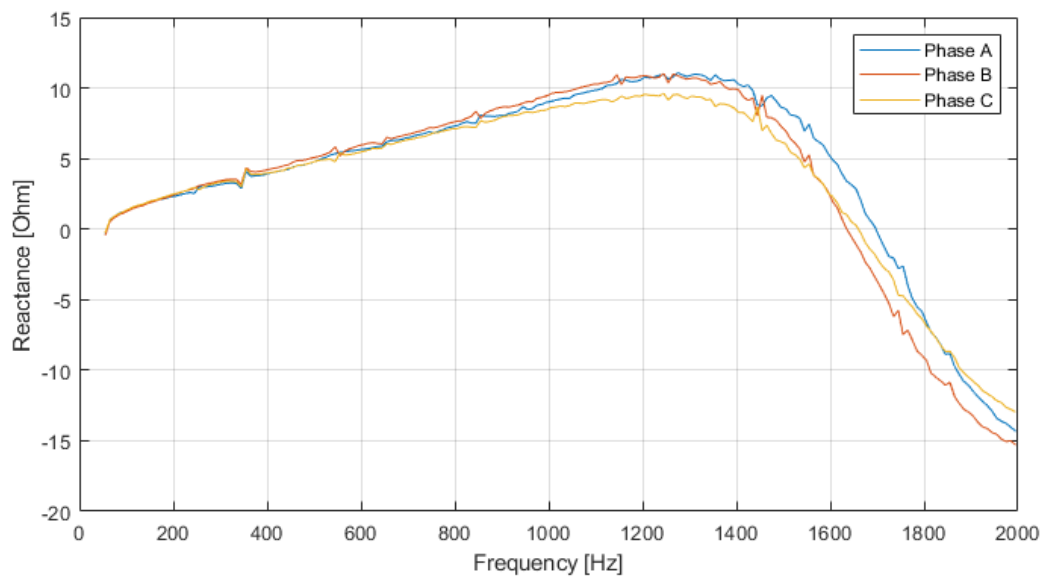
#### 4.4.2 Hálózat vizsgálata

A hálózatot az impulzus injektálás vizsgálathoz hasonlóan grid feeding üzemben vizsgáltam meg. A vizsgálatok alatt az inverter 1 A áramot táplált a hálózatba, ezzel ugyanolyan körülmények között végeztem a becslést, mint a másik (3) módszer esetén.

Első lépésben meghatároztam a fázis impedanciák spektrumát, melyeknek külön ábrázoltam az ellenállását (31. ábra) és reaktanciáját (32. ábra).

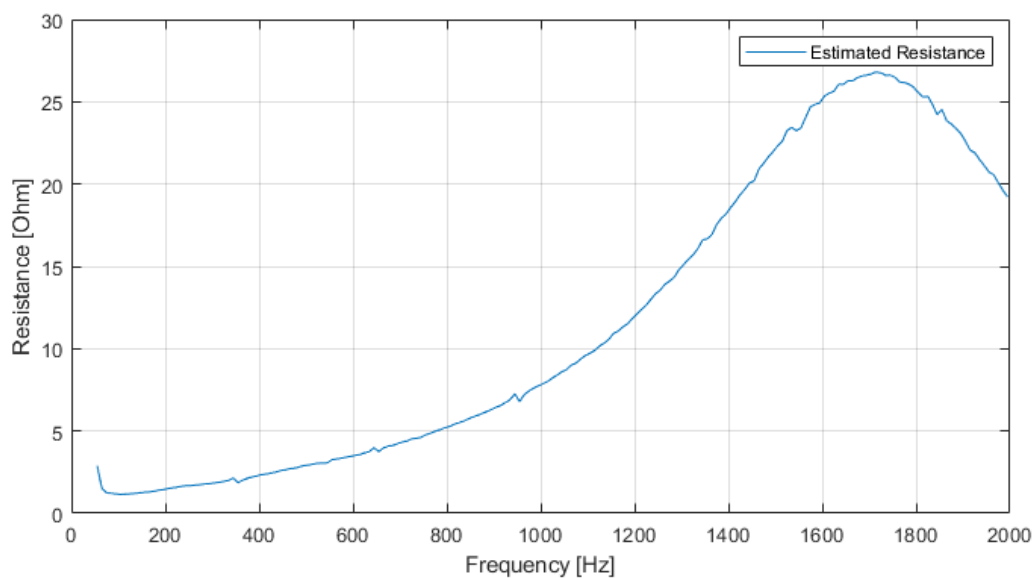


31. ábra: A fázis impedancia spektrumok valós része (Szinuszos injektálás)

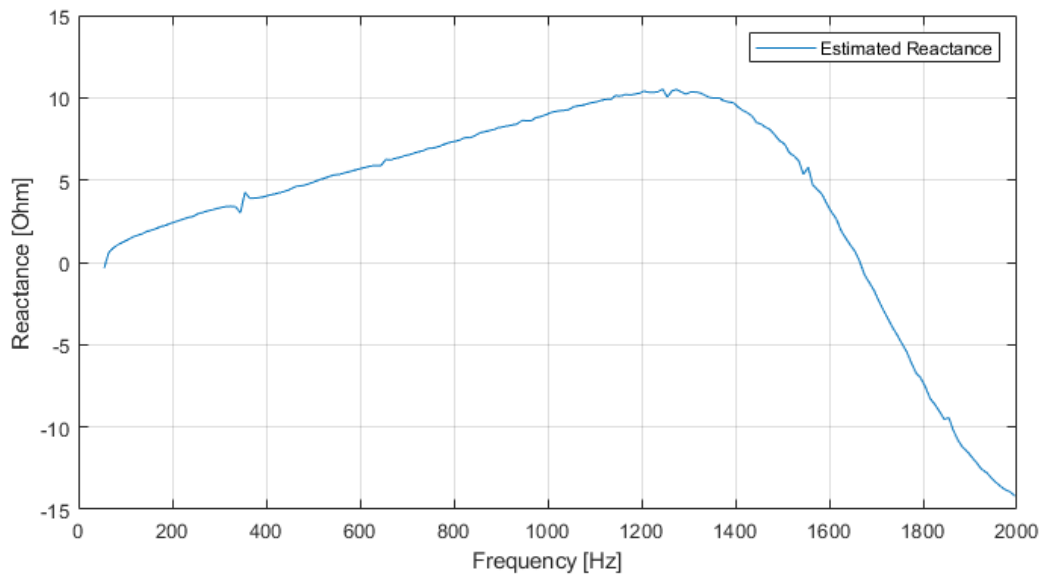


32. ábra: A fázis impedancia spektrumok képzetes része (Szinuszos injektálás)

A fázis impedancia spektrumok szinte teljesen azonos karakterisztikát követnek a becslés alapján. Azonban kHz-es frekvencia felett minimális eltérés figyelhető meg az impedanciában a fázisok között.



33. ábra: A pozitív sorrendű impedancia spektrumának valós része (Szinuszos injektálás)



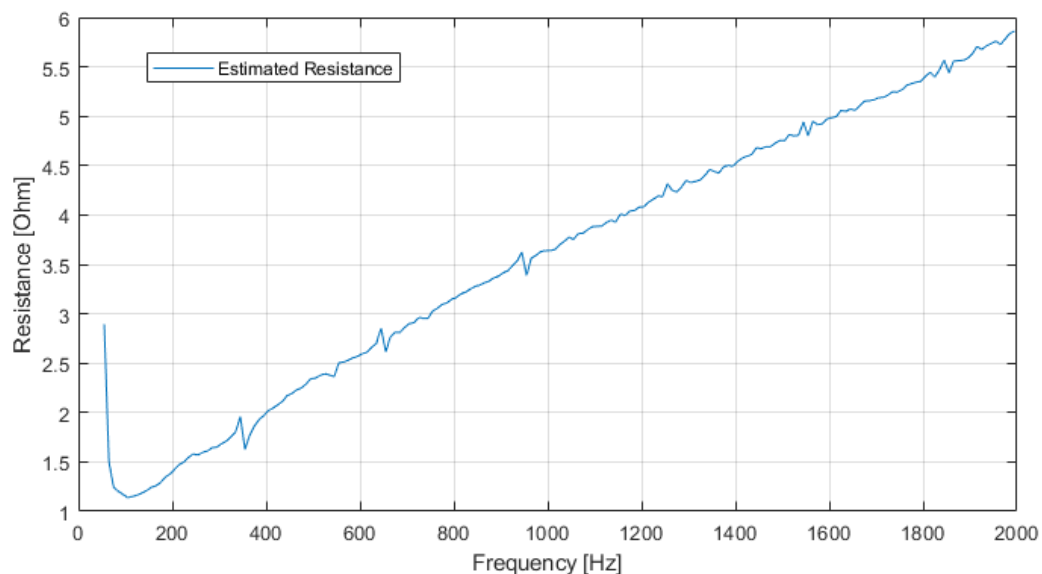
34. ábra: A pozitív sorrendű impedancia spektrumának képzetes része (Szinuszos injektálás)

Meghatároztam a pozitív sorrendű impedanciát (33. ábra, 34. ábra), amely egyfajta átlagolást jelent a közel azonos fázisimpedancia spektrumokra.

Az impulzus injektáláson alapuló impedanciabecsléshez hasonlóan most is megfigyelhető 350-370 Hz körül rezonancia, azonban a spektrum 10 Hz-es felbontása mellett nem jelenik meg jelentősen eredményekben. Nagy frekvenciákon domináns lesz a szűrőkondenzátor hatása, amely miatt az valós rész lecsökken és a reaktancia negatív lesz.

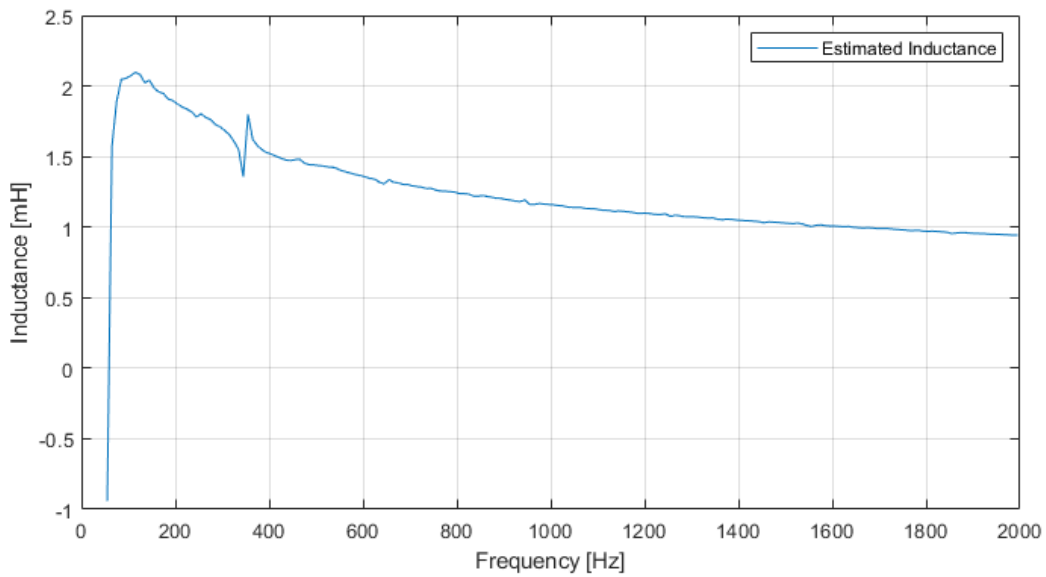
#### 4.4.3 Szűrőkondenzátor kompenzálása

A szűrőkondenzátor hatását 3.3.3-hoz hasonlóan kompenzáltam, hogy a hálózat tényleges impedanciájára kapjam meg a spektrumokat (35. ábra). A hálózatimpedanciát soros RL modellel próbálom meg közelíteni, melynek meghatároztam az induktivitás spektrumát is (36. ábra).



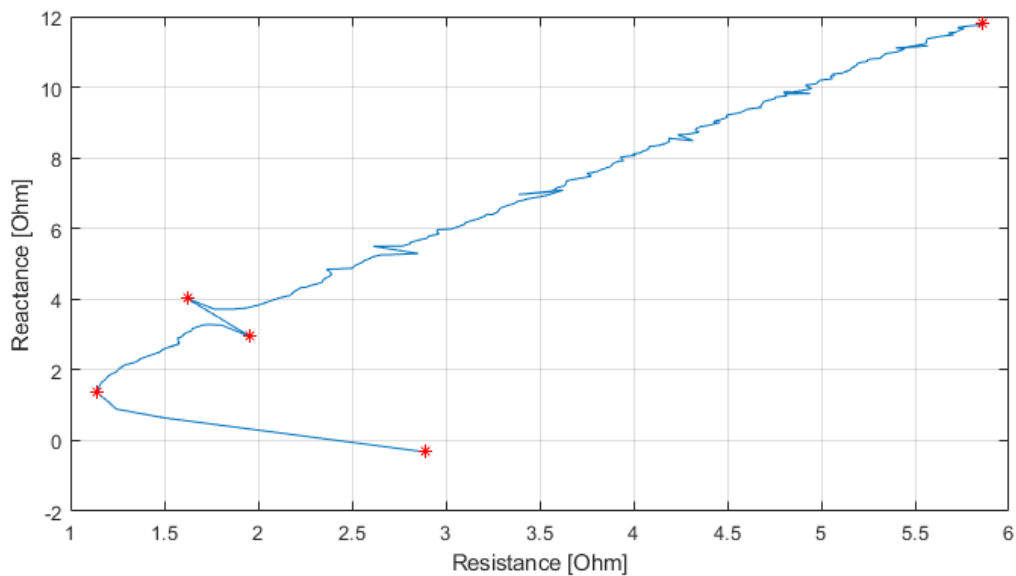
35. ábra: Hálózatimpedancia becsült ellenállása (Szinuszos injektálás)





36. ábra: Hálózatimpedancia becsült induktivitása (Szinuszos injektálás)

Mivel pontos soros RL tag elemekre nem lehetett becslést adni az eredményekből, ezért egy Nyquist diagrammot készítettem az impedanciáról, amely szemlélteti az impedancia görbét (37. ábra). Az ábrán kiemeltem a 370 Hz körül megfigyelhető rezonanciát, valamint a görbében megfigyelhető, egyetlen jelentős töréspontot.

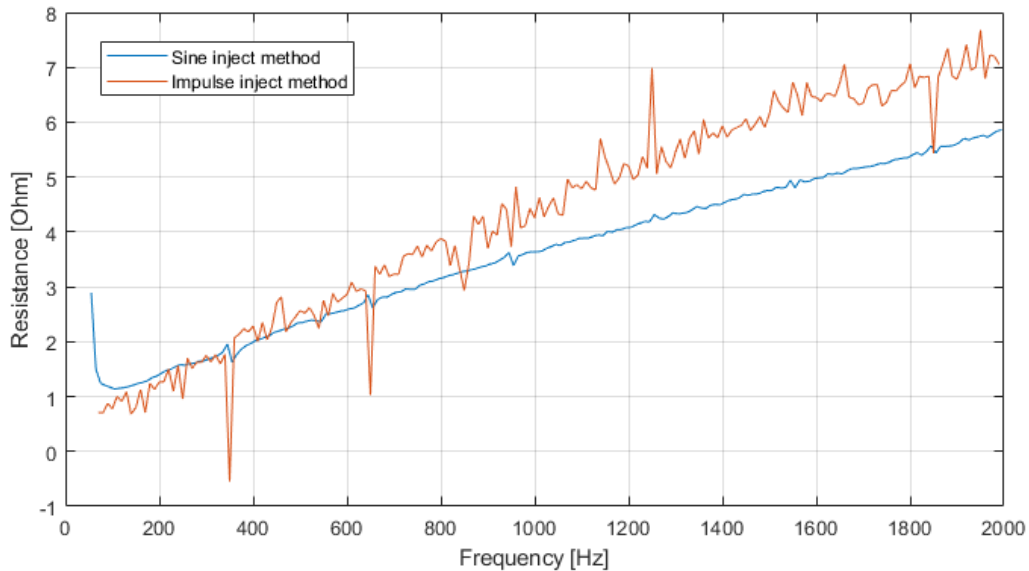


37. ábra: Nyquist-diagram az impedanciára (Szinuszos injektálás)

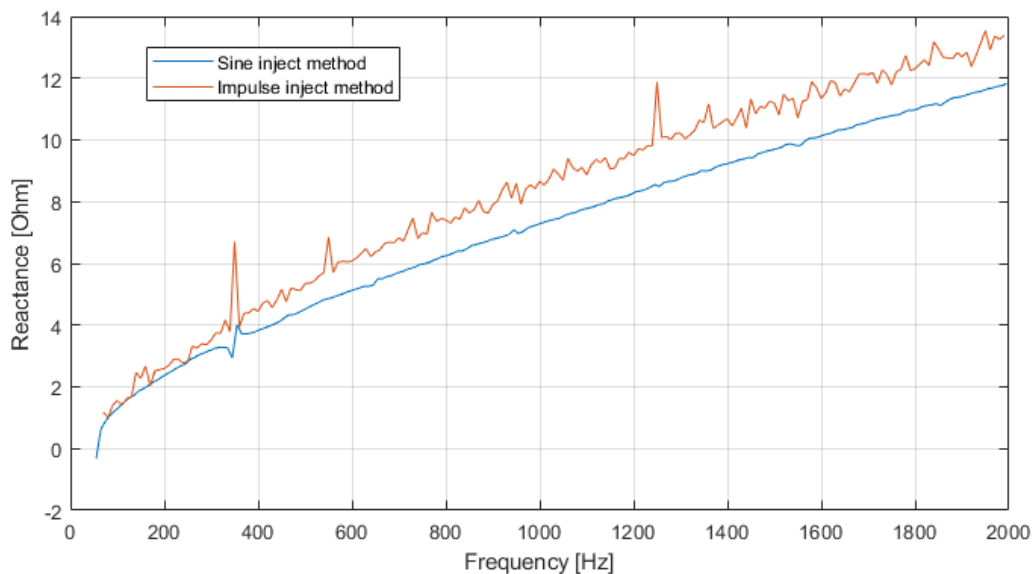
## 5 IMPEDANCIABECSLŐ MÓDSZEREK ÖSSZEHASONLÍTÁSA

A hálózatimpedancia becsléseket a BME V1 épületének 4. emeletén a 421/A laborban végeztem a kiefeszültségű hálózatra csatlakozva. A méréseket összehasonlítás céljából egymás után végeztem el, ezzel minimálisra csökkentettem a hálózatimpedancia megváltozásának esélyét a mérések között.

A hálózatimpedanciát mindkét módszer esetén soros RL modellel próbálom becsülni, melyhez meghatároztam az hálózat induktivitásának és ellenállásának spektrumát.



38. ábra: Becsült ellenállás spektrum



39. ábra: Becsült induktivitás spektrum

Megfigyelhető, hogy a két becslőmódszerrel kapott frekvenciafüggő ellenállás és induktivitás jellegre azonos görbét követ (38. ábra, 39. ábra).

A vizsgált módszereket az alábbi táblázatban hasonlítottam össze, ahol a módszereket a legfőbb felhasználhatósági szempontok szerint vizsgáltam meg.

**1. táblázat: Impedanciabecslő módszerek összehasonlítása**

Szempont	Impulzus injektálás	Szinuszos injektálás
<b>Vizsgálat hossza</b>	Rövid ~0,1 s	Hosszú ~60-80 s
<b>Módszerek pontossága (ismert, 200 <math>\Omega</math>-os terhelés alapján, abszolút hibára)</b>	Pontatlanabb, Ellenállásra: 11,16 % Reaktanciára 0,98 %	Pontosabb Ellenállásra: 9,62 % Reaktanciára: 0,51 %
<b>Pontosság növelésének lehetőségei</b>	Több impulzus injektálásának átlagolása.	Hosszabb vizsgálatok egy adott frekvencián, de ez jelentősen megnöveli a mérés hosszát.
<b>Spektrum felbontásának növelése</b>	Könnyen növelhető, azonban pontatlanabb lesz a mérés. Mivel a hálózat frekvenciája nem tökéletesen 50 Hz, ezért egyrészt a szuperpozíció miatt 50 Hz körül spektrumszivárgás lesz, másrészt a jobb felbontáshoz felhasznált hosszabb adatsorban nagyobb lesz a zaj hatása, mert a csillapodó impulzus komponenseinek nagysága arányaiban csökken a zajhoz képest.	Alap és felharmonikus frekvenciák közelében nem, de az interharmonikus frekvenciákon könnyen növelhető.
<b>Tömeges alkalmazása a hálózaton</b>	Inverterek közötti kommunikációval könnyen megoldható, hogy egyszerre egy injektáljon.	A hosszú vizsgálatok miatt túl sok egymáshoz közeli inverter esetén átfedés lehet a mérések között, amely hibát okozhat. Megfelelő időzítéssel egyszerre akár több inverter is injektálhat, eltérő frekvenciákon.

## 6 ÖSSZEFOGLALÁS

Dolgozatom első részében bemutatam az általam felépített és megvizsgált inverter modelljét és a hozzá felhasznált hardvereket. Bemutattam a [4] alapján tervezett diszkrét idejű szabályozót, valamint a megvalósított PWM-t és szoftveres védelmet.

A 3. fejezetben kifejtettem az impulzus injektálásos impedanciabecslő módszert [1], mely a hálózatimpedancia impulzusválaszából tesz becslést a hálózatimpedanciára. Az injektált impulzust a hálózaton szuperpozíció segítségével állítottam elő, referencia periódus segítségével. Bemutattam az implementált impulzus injektáló modult, valamint a mért impulzus és válaszána jelfeldolgozásának alkalmazott módszerét.

A 4. fejezet elején összefoglaltam a szinuszinjektálásos impedanciabecslő módszert [3], amely adott frekvenciás komponens injektálásával tud a mért feszültségből és áramból becslést tenni a hálózatimpedanciára.

A két megvizsgált impedanciabecslő módszert először ismert, 200  $\Omega$ -os terhelésre vizsgáltam meg, az elméleti impedanciaspektrumot a két módszer jellegre és nagyságra helyesen követte.

Az impulzus injektáláson alapuló mérés esetén kompromisszumot kellett kötnöm, melynek során a spektrumfelbontás romlott. Sajnos, a valós impedanciaspektrum nem ismert, így a hálózaton megjelenő zavarok hatásáról pontos következtetést nem lehet levonni. Azonban a két impedancia spektrumot ábrázolva jellegre azonos eredményeket kaptam, ezért feltételezhető, hogy a hálózat zavarai jelentős hibát nem visznek a mérésbe.

A módszerek pontosságát tekintve elméletben a szinuszos injektálással pontosabb eredmények érhetőek el, mivel nagyobbak a vizsgálófrekvenciás szinuszos komponensek, továbbá hosszabb a mérés, mint impulzus injektálása esetén, így csökken a mérési hiba.

Ezzel szemben az impulzusinjektálást alkalmazó módszer jelentős előnye a gyorsasága, valamint az, hogy nem szennyezi hosszú ideig a hálózatot az injektált jellel, mely jelentősen tudja rontani az áram THD-jét (Total harmonic distortion).

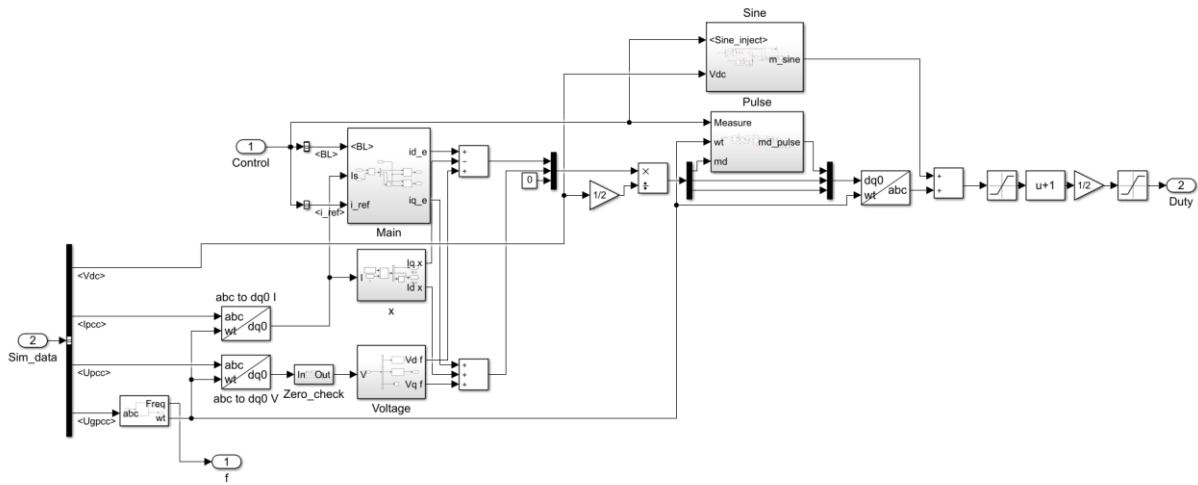
Az inverterekben mindkét impedanciabecslő módszer felhasználható. A becslőmódszerek hálózati inverterekben történő elterjedése jelentős problémát okozhat azzal, hogy hatással lehetnek egymás méréseire. A probléma részben elkerülhető azzal, ha kommunikáció segítségével egyszerre csak egyetlen inverter injektálhat egy frekvencián. Ennek ellenére a szinuszinjektálás módszernél fennáll annak a veszélye, hogy nem jut idő minden inverterre, mire újra mérést végeznének.

## 7 IRODALOMJEGYZÉK

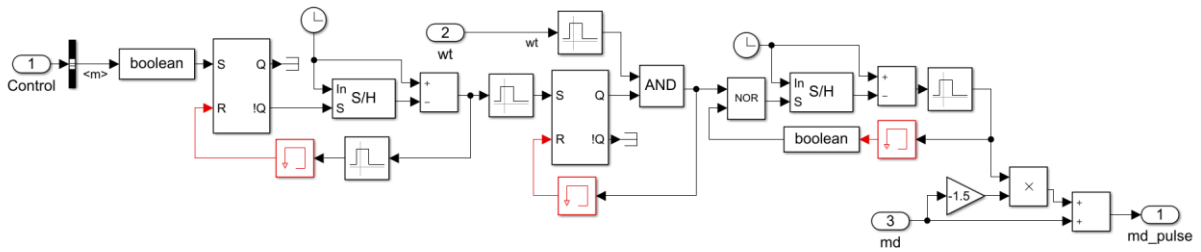
- [1] M. Cespedes and J. Sun, "Online grid impedance identification for adaptive control of grid-connected inverters," 2012. doi: 10.1109/ECCE.2012.6342721.
- [2] M. Cespedes and J. Sun, "Adaptive control of grid-connected inverters based on online grid impedance measurements," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 5, no. 2, 2014, doi: 10.1109/TSTE.2013.2295201.
- [3] P. Zhong, J. Sun, Q. Li, Y. Wang, and X. Zha, "Impedance Measurement of Grid-Tied Inverter with Deviate-Frequency Harmonic Current Injection," 2019. doi: 10.1109/IFEEC47410.2019.9015001.
- [4] A. Yazdani and R. Iravani, *Voltage-Sourced Converters in Power Systems: Modeling, Control, and Applications*. 2010. doi: 10.1002/9780470551578.

## 8 FÜGGELÉK

### 8.1 Simulink modell ábrái

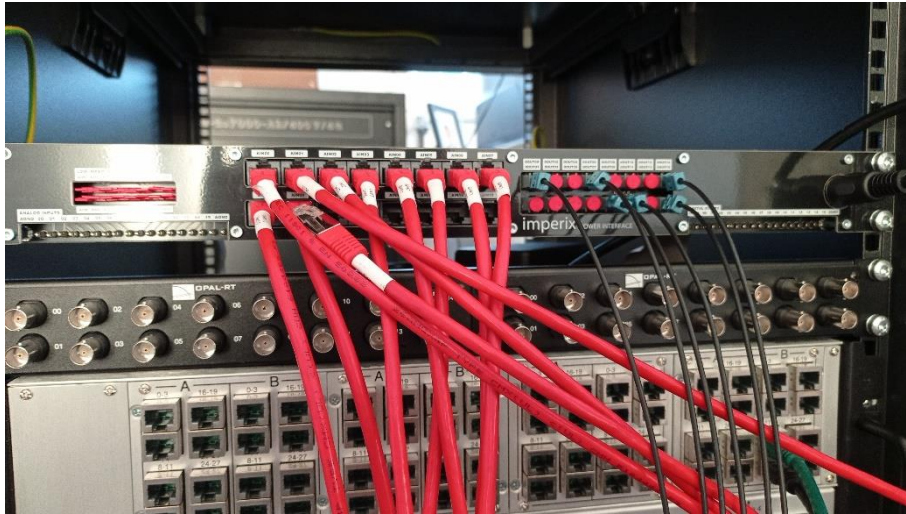


40. ábra: A szabályozó Simulink modellje

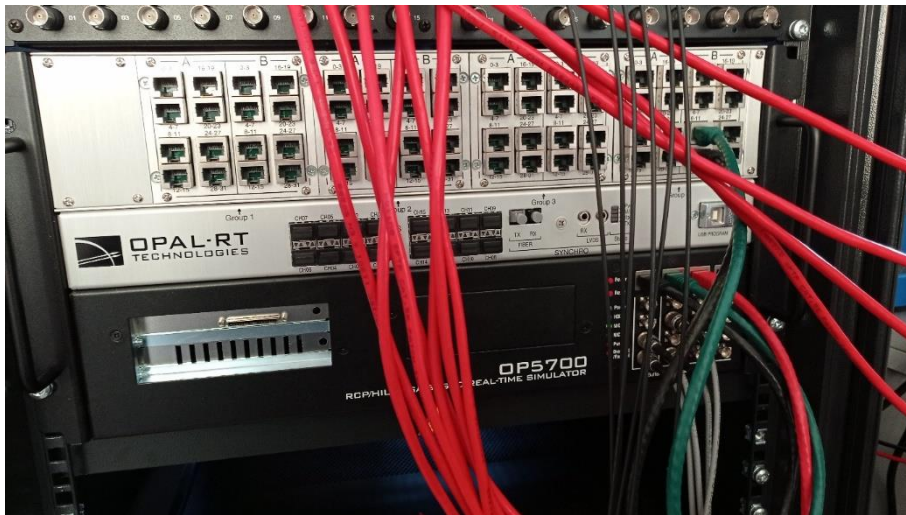


41. ábra: Impulzus injektáló modul

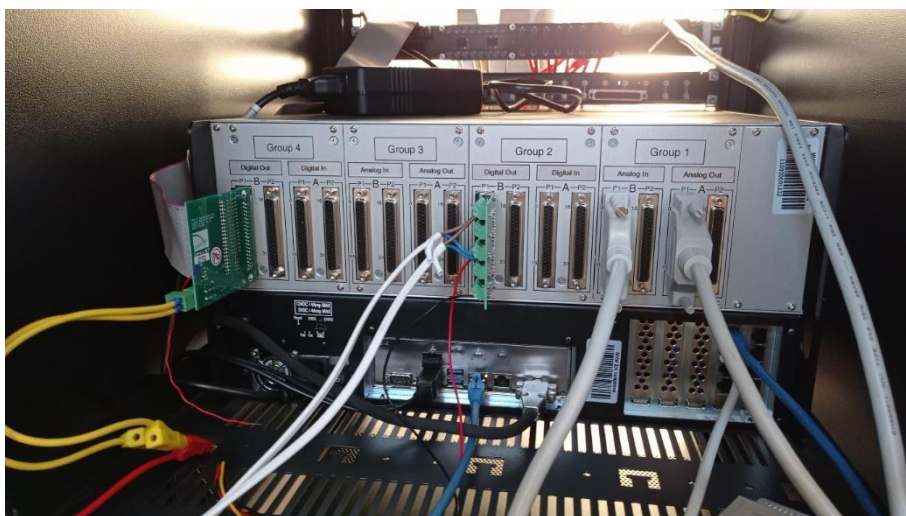
## 8.2 Berendezések



42. ábra: Imperix Power Interface



43. ábra: OP5700 Real-time simulator

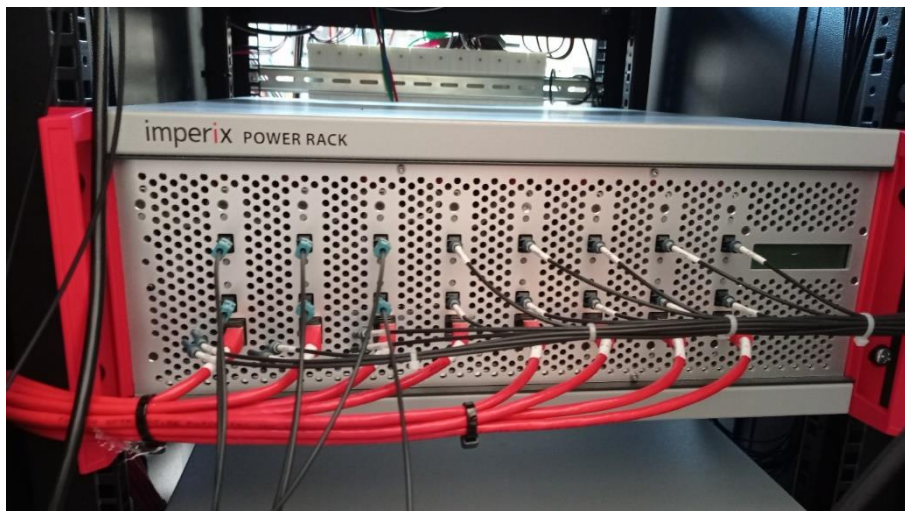


44. ábra: OP5700 Real-time simulator Inputs/Outputs





45. ábra: Cinergia GE-30 hálózatemulátor

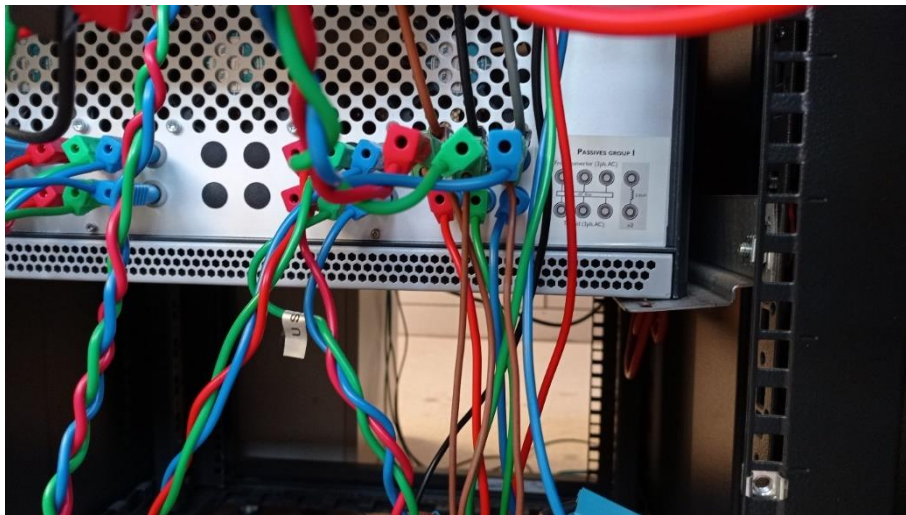


46. ábra: Imperix Power Rack (1)

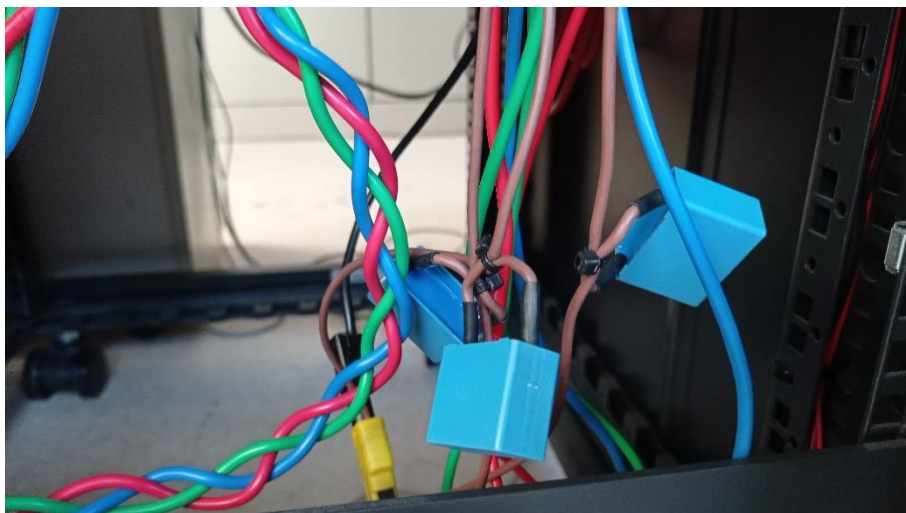




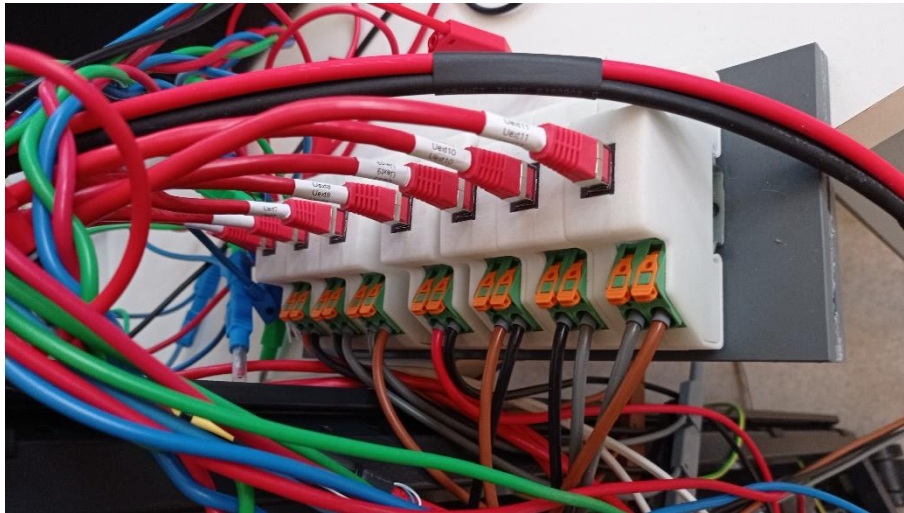
47. ábra: Imperix Power Rack (2)



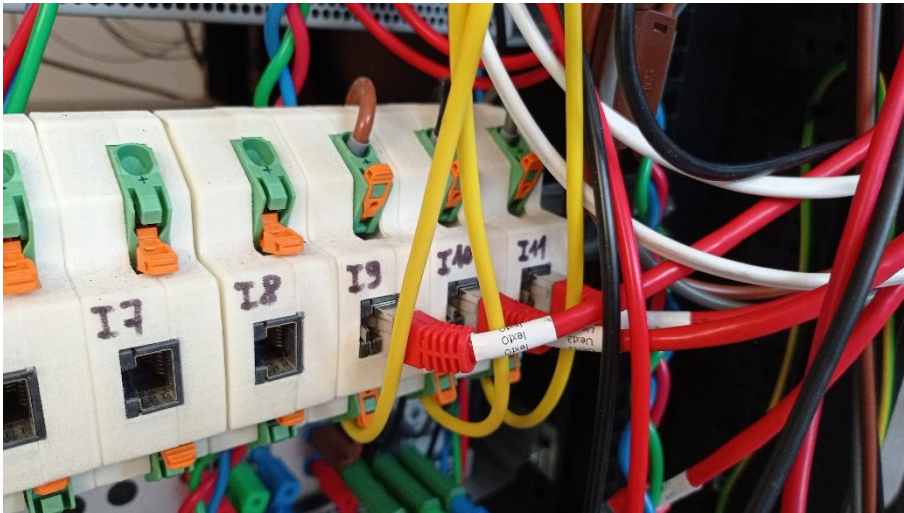
48. ábra: Imperix Passives Rack (AC filter, Inductances)



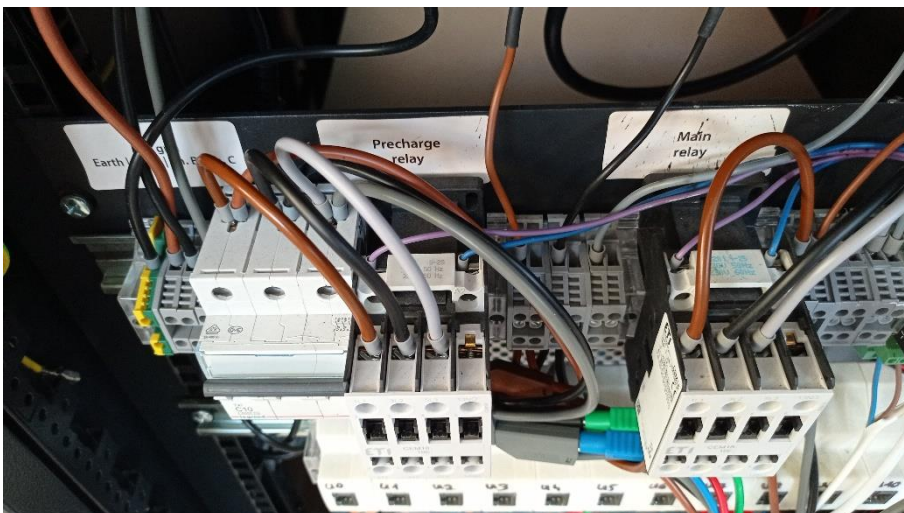
49. ábra: Filter condensators (2, 2  $\mu F$ )



50. ábra: DIN-800V voltage sensors



51. ábra: DIN-50A current sensors



52. ábra: Precharge and main relays





53. ábra: Transzformátor