

2021

Tudományos Diákköri Konferencia dolgozat

Konverter-alapú lineáris rendszerdinamika vizsgálata és PHIL szimulációja



Szirkik Bence

Dr. Raisz Dávid

Dr. Divényi Dániel

BME Villamos Energetika Tanszék

MVM Smart Power Laboratórium

2021.10.28.

TARTALOM

Kivonat.....	3
Abstract	4
1 Bevezetés.....	5
1.1 Motiváció: alacsony inercia	5
1.2 Teljesítményelektronikai eszközök képességei	5
1.3 Virtuális inercia.....	6
1.4 A dolgozat újdonságtartalma	7
2 Lineáris rendszerdinamika alapjai.....	9
2.1 Lengési egyenletek	9
2.2 LSD módszerek	12
2.2.1 Feszültség alapú LSD.....	12
2.2.2 Adaptív dinamika módszere	13
2.2.3 Delta-alapú módszer	14
3 Szabályozókör kialakítása	16
3.1 Alap VSM modell	16
3.2 Adaptív LSD.....	16
3.3 Delta-alapú LSD	17
4 Eredmények.....	18
4.1 Teszteset leírása	19
4.2 A kiértékelés menete.....	19
4.3 Munkapont körüli lengések.....	21
4.3.1 VSM	21
4.3.2 Delta alapú LSD.....	23
4.3.3 Összehasonlítás	24
4.4 Munkapontok közötti lengések.....	26
5 Harveres Tesztkörnyezet	28
5.1 Teljesítményelektronika	28
5.2 Vezérlőegység.....	28
5.3 A rendszer összeállítása.....	29
5.4 Mérések.....	29
6 Összefoglaló.....	32

7	Irodalomjegyzék	33
---	-----------------------	----

KIVONAT

A villamosenergia-rendszer mind termelői, mind fogyasztói oldalon átalakulóban van. A megújuló energiaforrások részaránya a klímacélok elérésének érdekében egyre növekszik. Ezzel a rendszernek stabilitást nyújtó forgó tömeg csökken. Inverterek szabályozástechnikájában aktívan kutatott terület a hagyományos szinkrongépes termelők viselkedésének emulációja (virtuális szinkrongép szemlélet), amivel szintetikus inercia biztosítható a hálózat felé a frekvenciastabilitás érdekében.

Ezen szabályozók alkalmazásával pl. a napelemes kiserőművek is részt vehetnek a gyors frekvenciaszabályozásban. A dolgozat a Lineáris Rendszerdinamika (linear swing dynamics, LSD) koncepcióját mutatja be elméletben és szimulációkban a jövőbeni, akár 100%-ban konverter-alapú termelőkkel álló energiarendszerek esetén.

A teljesítményelektronikai átalakítók szabályozási struktúráinak kialakításában a szinkrongépekhez képest több szabadsági fok adódik, ami kihasználható a hagyományos rendszerhez képest kedvezőbb tulajdonságok kialakítására. Az LSD szabályozás célja a szinkrongép előnyeinek megtartásán túl az, hogy a szinkrongépek munkapontfüggő dinamikájától eltérően lineáris dinamikai viselkedést valósítson meg. Az LSD alapját egy virtuális inerciát biztosító szabályozó kör adja, aminek a továbbfejlesztésével érhető el az egységes, munkapontfüggetlen frekvenciaválasz. Ennek megvalósításával a rendszer stabilitása könnyebben vizsgálható: a nagyjelű tranziens stabilitásvizsgálati módszerek helyett a kisjelű, sajátértékeken alapuló módszer alkalmazható.

A dolgozatban több módszert hasonlítok össze, megemlítve azok előnyeit és lehetséges hátrányait. Az LSD modellt alkalmazó invertereket egygépes rendszeren teszteltem Simulink környezetben. A szimulációs eredmények validálására alkalmas hardveres konfigurációt is ismertetem, virtuális inerciát megvalósító eredményekkel.

Kulcsszavak: inverter, LSD, rendszerdinamika, stabilitás, szabályozástechnika, villamosenergia-rendszer, virtuális inercia

ABSTRACT

The electrical power system is changing, both on the generation and the consumption side. The share of renewables in the energy mix is increasing to meet climate targets. This reduces the rotational mass that gives stability to the system. The emulation of the behaviour of conventional synchronous generators with new inverter control techniques is an actively researched topic (virtual synchronous machine concept), which can provide synthetic inertia to the grid for frequency stability.

By applying such controllers, solar power plants can also contribute to fast frequency control. This work introduces Linear Swing Dynamics (LSD) with its theoretical background and simulations for future power systems with up to 100% converter-based generation.

The control structure of power electronic inverters has a higher degree of freedom compared to synchronous machines, which can be used to create more favourable features. In addition to retaining the advantages of synchronous machines, the LSD control aims to achieve linear dynamic behaviour, unlike the working point-dependent dynamics of synchronous machines. The LSD is based on a virtual inertia control loop, which has been further developed to achieve a uniform, operating point-independent frequency response. This makes it easier to test the stability of the system: instead of the large-signal transient stability test methods, the small-signal method based on eigenvalues can be used.

In the paper, several methods of LSD are compared, mentioning their advantages and possible drawbacks. The LSD controlled inverters were tested in a single machine system. A hardware configuration to validate the simulation results is also presented, with results implementing virtual inertia.

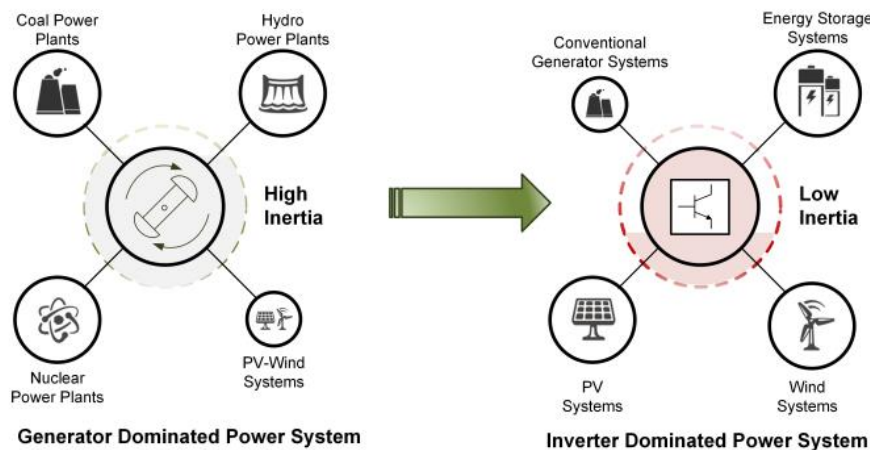
Keywords: inverter control, LSD, power system, stability, system dynamics, virtual inertia

1 BEVEZETÉS

A környezetvédelmi célok elérése érdekében a megújuló energiaforrások használata nélkülözhetetlen. A villamosenergia-rendszer tisztán szinkrongépeken alapú termelői szerkezetének átalakulása zajlik konverterek által dominált decentralizált felépítés felé. Ez több területen jelent felmerülő kihívásokat, és a folyamat alatt a rendszer stabilitásának megőrzése és megbízható működése kritikus szempont, kiemelt mérnöki feladat. A gördülékeny áttérést szolgálhatják újfajta inverter szabályozási stratégiák kidolgozása és bevezetésük.

1.1 Motiváció: alacsony inercia

Az inercia jelentése tehetetlenség. A hirtelen bekövetkező terhelésváltozásokra forgógépes termelők a bennük tárolt forgási energiával biztosítanak megoldást a gyors frekvenciaválaszhoz. Ezzel képesek támogatni a hálózat frekvencia- és feszültségszabályozását a termelés és a fogyasztás egyensúlytalanságához vezető zavarok során. Jelenleg a rendszerhez csatlakozó új termelők legnagyobb része napelemes kiserőmű. Ezek inverteres termelők, amelyek alapvető beállításokkal nem rendelkeznek a szinkrongépek forgótömegéhez hasonló tehetetlenséggel. A jelentős mennyiségű teljesítményelektronikai átalakítók keresztüli csatlakozás csökkenti a forgótömeget, ezáltal a rendszer (rövid idejű) stabilitását. A tendencia folytatásával olyan alacsony inerciájú hálózat alakulhat ki, amely munkapont-őrző jellegét elveszíti, azaz instabillá válik.



1. ábra Villamosenergia-rendszer átalakulása konverter-alapú termelés irányába [1]

1.2 Teljesítményelektronikai eszközök képességei

A modern teljesítményelektronika fejlődése elősegíti a váltakozó áram és egyenáram közötti átalakítást (akár) mindkét irányba. Mindezt megfizethető piaci áron és jó hatásfokkal. Alkalmazásukkal az egyenfeszültséget előállító napelemes termelők és az egyenáramot tároló akkumulátorok is jól beilleszthetővé váltak a váltakozó áramú villamosenergia-rendszerbe. A konverterek nagyszámú megjelenése azonban újfajta szabályozási eljárásokat igényel a hálózat üzembiztos fenntartásához.

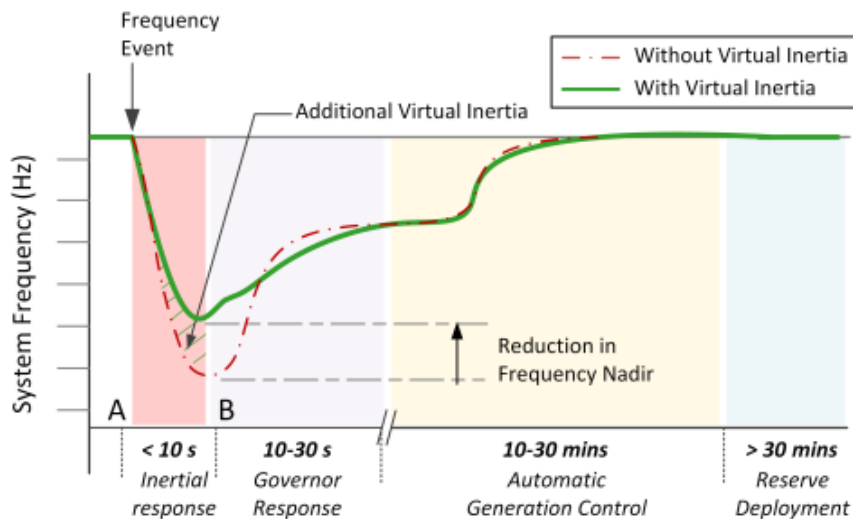
Az új kihívások mellett felismerhetjük a digitális eszközökben rejlő lehetőségeket, hiszen jól alkalmazható rugalmasságot adnak a villamosenergia irányításához minden területen. A teljesítményelektronikai átalakítók tetszőleges programozhatóságuk révén nagy szabadságot

biztosítanak a szabályozási struktúrák kialakításában. Az előállítás oldalon egyre több a kis egységteljesítményű inverteres termelő, amelyeket központilag szabályozni szinte lehetetlen feladat lenne, ehelyett lokálisan, önmagukban kell elég fejlettnek lenniük hálózattámogató funkciók eléréséhez.

Az európai átviteli rendszerüzemeltetőket tömörítő ENTSO-e megfogalmazta, hogy a jövő hálózatában szükség lesz az ún. *grid-forming* szabályozás képességeire. Ez azt jelenti, hogy az inverteres termelők az energia betáplálásán túl szerepet kell vállaljanak a rendszer fő paramétereinek befolyásolásában, mint például a referencia feszültség és frekvencia létrehozása [2].

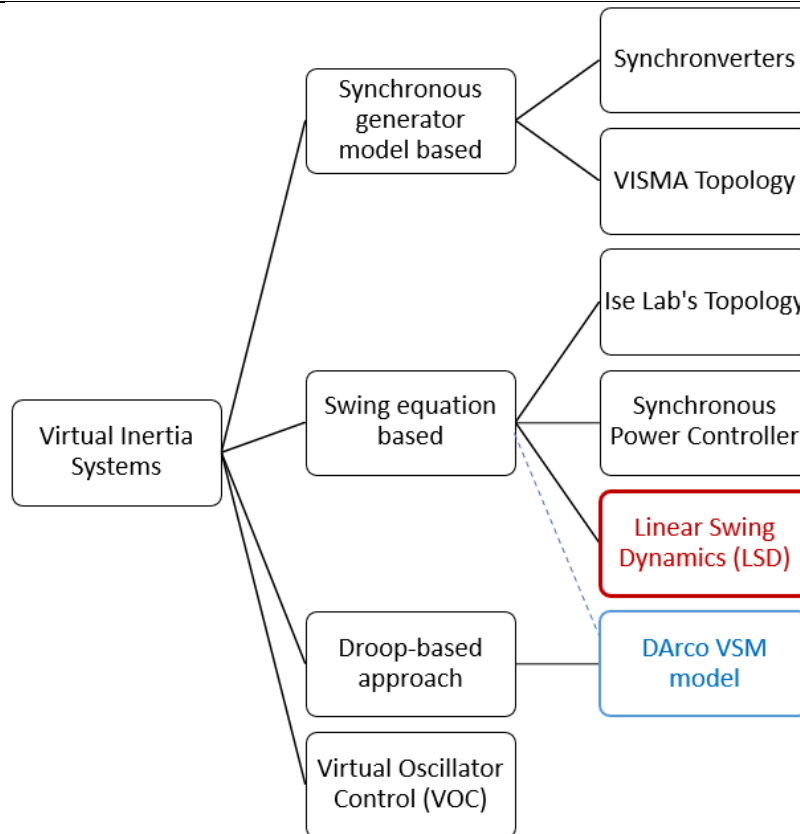
1.3 Virtuális inercia

A termelői struktúra átalakulása nagyon gyorsan változó és komplex rendszerdinamikai viselkedést eredményez, ami vizsgálandó terület. Várhatóan elvárás lesz, hogy az újonnan csatlakozó nagy teljesítményű, pl. napelemes erőműveknek is rendelkezniük kell a rendszer stabilitását támogató képességgel. A megoldás ilyen esetben többek között a virtuális inercia beépítése a szabályozókörokkbe. A virtuális inerciától elvárt egyik alapkövetelmény, hogy rövid időn belül és automatikusan működésbe kell lépnie, jellemzően a 10 s alatti tranzienstartományban. Megfelelő alkalmazásával csökkenthető a zavarás utáni frekvenciaesés mértéke (frekvencia nadir). A rendszerirányító által kezelt szabályozók csak ezt a kezdeti lépést követően reagálnak, lásd 2. ábra. A stabilitás megőrzése nélkülözhetetlen lépése a megújuló energiát termelő erőművek nagyobb arányú elterjedésének. A rendszer stabilitásvizsgálati módszerei a dolgozatnak nem képezik tárgyát.



2. ábra Frekvencia szabályozási tartományok [USA]

Aktív kutatási terület az inerciát emuláló (VSM, Virtual Synchronous Machine) technikák fejlesztése, amihez a hagyományos szinkrongenerátorok villamos és mechanikai egyenletei szolgálnak kiindulási alapként. Sok módszer került kidolgozásra a szintetikus inercia megvalósítására. [1][3] Egyelőre még nincsen széles körben elfogadott verziója, amely alapként szolgálna az ipari alkalmazáshoz. Csoportosításuk egy részletét mutatja az alábbi ábra. A dolgozatban a két, színnel kiemelt megoldás összehasonlításáról lesz szó.



3. ábra Virtuális inercia módszerek csoportosítása ([1], Fig.6. alapján)

1.4 A dolgozat újdonságtartalma

A dolgozat témája egy továbbfejlesztett inverterszabályozási struktúra, amit LSD-nek hívnak a Linear Swing Dynamics rövidítéseként. A 3. ábra alapján a lengési egyenlet alapú módszerek közé sorolható. Az LSD szabályozás célja a szinkrongép előnyeinek megtartásán túl az, hogy a szinkrongépek munkapontfüggő dinamikájától eltérően lineáris dinamikai viselkedést valósítson meg. A korszerű technika alkalmazásával a nagyszámú inverteres termelők új típusú és gyors (tranzien) viselkedése egységesebbé és kiszámíthatóbbá válhat, amivel fenntartható a hálózat üzembiztos működése a jövőben.

A dolgozat felépítése az alábbi pontokban foglalható össze:

- A szakirodalmi áttekintés során szerzett ismereteimet a lineáris rendszerdinamika elméleti háttéréről a 2. fejezetben írom le. Ezeket Matlab kódokkal, később offline Simulink szimulációkkal igyekszem alátámasztani.
- A 3. fejezetben bemutatom, hogyan lehet működő szabályozási struktúrákhoz illeszteni az LSD-t
- A 4. fejezetben közlöm az eddigi szimulációs eredményeimet.
- A munkámnak kiemelt célja az elméleti eredmények validálása *power hardware-in-the-loop* (PHIL) módon, vagyis erősáramú laboratóriumi környezetben. A valós rendszer megtervezése és létrehozása is komoly feladatnak bizonyult, aminek a részletei az 5. fejezetben találhatóak.

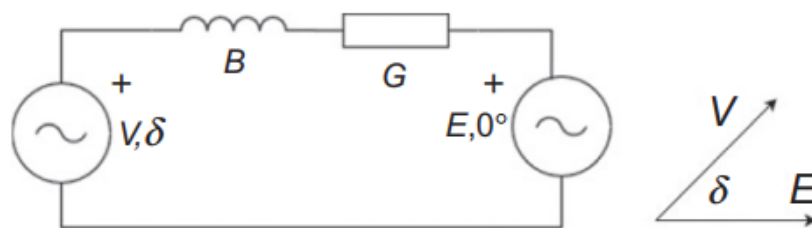
Az eddigi tudományos ismereteket kibővítve a munkámban részletes szabályozókörrrel felépített modellben vizsgálom a delta alapú lineáris rendszerdinamika működését, szimulációkkal és a lengések sajátértékeinek elemzésével. Másrészt megtettem a szabályozási elv HIL környezetben való validálásához szükséges kezdő lépéseket, és általam vezérelt inverteren laboratóriumi tesztek végeztem.

2 LINEÁRIS RENDSERDINAMIKA ALAPJAI

Az elméleti összefoglaló forrása Converter-Based Dynamics and Control of Modern Power Systems című könyv 9. fejezete [4]. A kutatási terület újdonságát mutatja, hogy a nemzetközi szakirodalom mai napig összesen mintegy 10 cikkből áll. Ahogyan a bevezetésben említettem, elterjedt szemlélet, hogy olyan szabályozási köröket alakítsunk ki az inverterekben, amelyek a hagyományos szinkrongépek viselkedését követik (virtuális szinkrongép koncepció). A virtuális inercia alkalmazásán túl az inverterek szabályozásában több lehetőség is rejlik ennél, mivel nincs mögöttük a forgógépek fizikai kialakításából fakadó korlátozó tényező.

A lineáris rendszerdinamika elmélete fordítva, a dinamikus viselkedésre megfogalmazott követelmények oldaláról közelíti meg a problémát. Az elvárható legjobb tulajdonságok között szerepel az, hogy a termelő egység az aktuális **munkapontjától független** dinamikával rendelkezzen. Ennek megvalósításával a rendszer stabilitása könnyebben vizsgálható anélkül, hogy egyesével elemeznénk az üzemállapotokat, ami több ezer invertert tartalmazó rendszerben hamar kezelhetetlenné válik. A nagyjelű tranziens stabilitás vizsgálati módszerek helyett a kisjelű, sajátértékeken alapuló módszer alkalmazható.

2.1 Lengési egyenletek



4. ábra Egygépes rendszer ábrája [4]

Az egyenleteket egy egygépes rendszerre mutatjuk be (SMIB- Single Machine Infinite Bus), ahol a végtelen erős mögöttes hálózat helyettesítő képében az E konstans feszültségforrást jelent. A rendszer dinamikája a következőképpen írható le [5]:

$$\dot{\omega} = \frac{1}{M}(P_{ref} - P - D \cdot \dot{\delta}) \quad (1)$$

$$\dot{\delta} = \omega - \omega_n \quad (2)$$

$$P = V^2 G - EV(B \cdot \sin\delta + G \cdot \cos\delta) \quad (3)$$

ahol

M	inercia konstans
D	csillapítási állandó
ω	szinkrongép körfrekvenciája
ω_n	névleges körfrekvencia
P_{ref}	referencia teljesítmény (mechanikai)
P	aktuális átvitt teljesítmény
V	szinkrongép kapocsfeszültsége
δ	terhelési szög E és V között (szögkülönbség)
$Y = G + jB$	helyettesítő kép admittanciája

A továbbiakban a rezisztív (G) tagot annak érdekében hanyagoljuk el, hogy a példák lengései szembetűnőbbek, könnyebben elemezhetőek legyenek, így módon az átviteli rendszerek esetében szokásos közelítést alkalmazunk. A B szuszceptancia helyett X reaktanciát használva és feltéve, hogy $G = 0$ a (3) egyenlet redukálódik és a (1) egyenletbe helyettesítve a (5)-t kapjuk:

$$P = \frac{EV}{X} \cdot \sin\delta \quad (4)$$

$$\dot{\omega} = \frac{1}{M} (P_{ref} - \frac{EV}{X} \cdot \sin\delta - D \cdot \delta) \quad (5)$$

A (5) és a (2) egyenletek felhasználásával az eddigiek az alábbi differenciálegyenlet-rendszerbe összefoglalhatók. A $\sin\delta$ szorzó miatt az látható, hogy a differenciálegyenletrendszer az állapotváltozóknak nemlineáris, a δ miatt munkapontfüggő.

$$\begin{bmatrix} \dot{\delta} \\ \dot{\omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\frac{EV}{MX} \sin\delta & -\frac{D}{M} \omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ \frac{1}{M} & -\frac{D}{M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{ref} \\ \omega_n \end{bmatrix} \quad (6)$$

A mátrixos alak a (6) esetén még kevésbé indokolt (az első szorzás csupán formai), de a linearizált esetben már értelmet nyer (8), és így könnyebben összehasonlítható a két egyenlet. Ha kiválasztunk egy tetszőleges δ_0 munkapontot a stabil $\delta < 90^\circ$ tartományból, akkor a lengési egyenlet a kisjelű változásokra linearizálható. A (8) felírás már egy igazi állapotterez leírás, ahol az állapotváltozók (x vektor) a Δ -val jelölt szög- és frekvenciaváltozások (a választott munkaponthoz képest). A bal oldalon az idő szerinti deriváltjuk szerepel, a (t) időfüggés jelölést a továbbiakban elhagyom.

$$x = \begin{bmatrix} \Delta\delta \\ \Delta\omega \end{bmatrix}, u = \begin{bmatrix} P_{ref} \\ \omega_n \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta\dot{\delta} \\ \Delta\dot{\omega} \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{EV}{MX} \cos\delta_0 & -\frac{D}{M} \omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\delta \\ \Delta\omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ \frac{1}{M} & -\frac{D}{M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta P_{ref} \\ \Delta\omega_n \end{bmatrix} \quad (8)$$

Az x vektor előtti 2×2 -es mátrixot szokás A -val jelölni, ez adja meg a kapcsolatot \dot{x} és x között. Az A mátrix a rendszer dinamikáját foglalja magában. Lineáris rendszer jellemzése a sajátértékek meghatározásával végezhető el (10), amelyek elárulják milyen viselkedést várhatunk tőle:

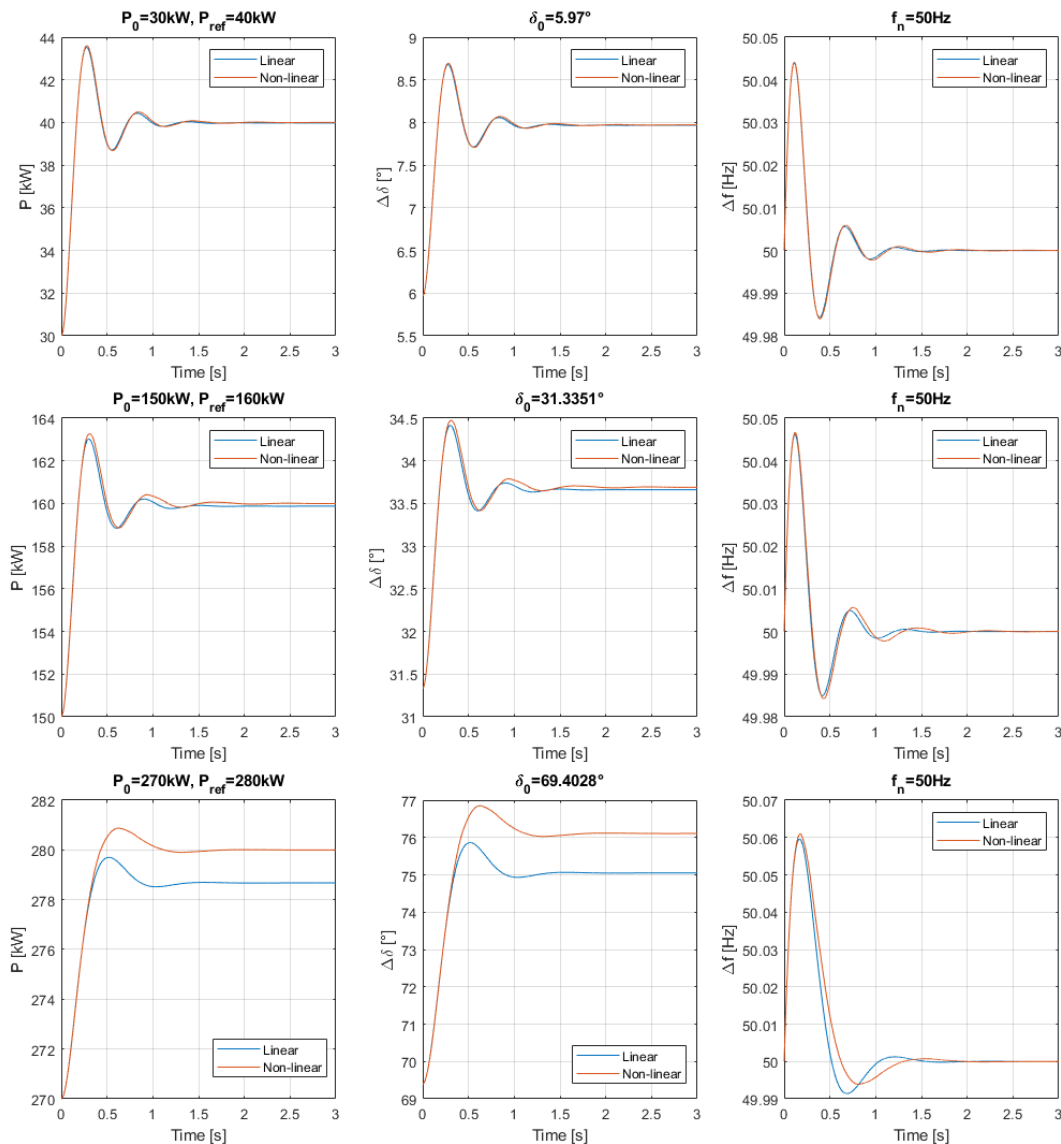
$$\lambda^2 + \lambda \cdot \frac{D}{M} - \frac{EV}{MX} \cdot \cos\delta_0 = 0 \quad (9)$$

$$\lambda_{1,2} = -\frac{D}{2M} \pm \sqrt{\left(\frac{D}{2M}\right)^2 - \frac{EV}{MX} \cdot \cos\delta_0} \quad (10)$$

Továbbra is látszik, hogy a δ_0 szög szerepel a kifejezésekben, amely a munkapontot jellemzi, amely körül a linearizálást végezzük. Előny, hogy ezzel már egy konstans A mátrixot kapunk, ami nem változik a megoldás alatt, ezért a rendszer **időinvariáns**, használhatunk állapotterez leírást. (Megjegyzés: Léteznek olyan szabályozási módszerek is, ahol az A mátrix idővariáns, működés alatt változik: pl. LQ szabályozás)

Felmerül a kérdés, hogy mekkora hibát vétünk a linearizálással. Az eredeti nemlineáris és a linearizált egyenleteket hivatottak összehasonlítani a következő szimulációk, amelyeket egy kifestültségű

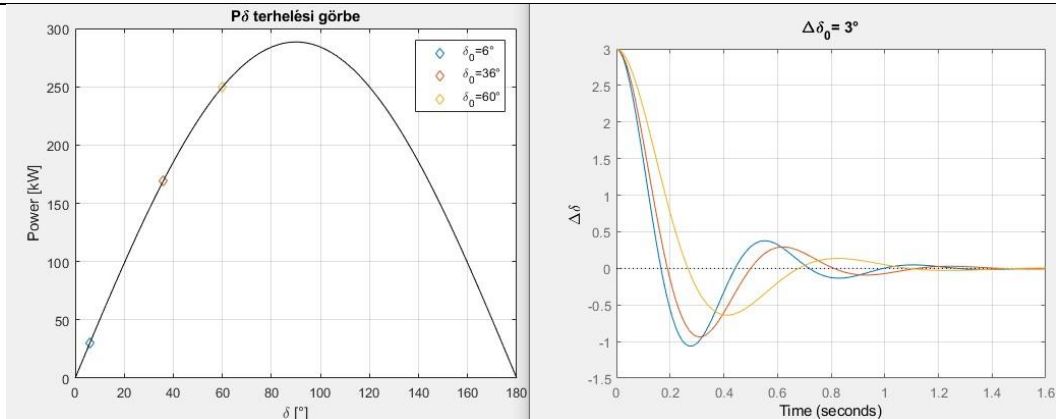
hálózatra jellemző értékekkel számoltam ki. A 5. ábra három különböző munkapontban mutatja az azonos $\Delta P_{ref} = 10 \text{ kW}$ -nyi teljesítményalapjel-ugrásra adott választ ($P_0 = 30, 160, 270 \text{ kW}$).



5. ábra Nemlineáris és lineáris egyenletek összehasonlítása azonos ΔP_{ref} esetén

A kétféle egyenlet jó közelítéssel ugyanazt az eredményt mutatja terhelési szögben és frekvenciában is. Egyedül a 3. esetben figyelhető meg köztük számottevő eltérés. A szögkitérés 1 fokkal kisebb a lineáris esetben, ami azzal magyarázható, hogy a $P_{ref} = 280 \text{ kW}$ teljesítménnyel már megközelítettük a maximálisan átvihető $P_{max} = \frac{EV}{X} = 288.44 \text{ kW}$ -ot.

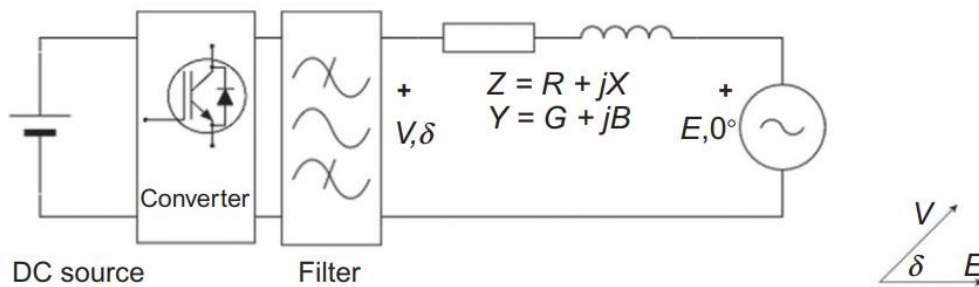
Az alábbi ábrán a három eset megoldása egyszerre van feltüntetve. Különböző munkapontokból, de azonos $\Delta\delta = 3^\circ$ kezdeti kitérítésből indítva a jobb oldali ábrán összehasonlítható a beállásuk. Látható, hogy a lengési frekvenciák eltérőek, a kék színnel jelölt $\delta_0 = 6^\circ$ esetében a legnagyobb.



6. ábra Linearizált egyenlet megoldása különböző munkapontokban azonos kezdeti értékkel

2.2 LSD módszerek

A lineáris rendszerdinamika (LSD—Linear Swing Dynamics) bevezetésének az a célja, hogy az invertereket olyan szabályozási logikával ruházza fel, amely egységes dinamikai tulajdonságokat mutat a teljes működési tartományban. Ahhoz, hogy ezt elérjük, valamelyik paramétert manipulálnunk kell oly módon, hogy működés közben a lengések sajátértékei állandóak maradjanak. Erre többféle lehetőség is adódik. Az előző fejezet egyenleteit véve azt mondhatjuk, hogy az A mátrix 2. sorának 1. helyére olyan kifejezést kell írunk, ami nem tartalmazza az pillanatnyi munkapontot jellemző δ -t (vagy P-t). Megvizsgálva a (10)-es kifejezést az látható, hogy a kezünkben lévő, inverter által szabályozható változók: a konverter oldali feszültség (V), az inercia és csillapítási paraméterek (M és D) és a terhelési szög. Ezek adják a háromféle LSD módszer elméleti alapját.



7. ábra Egy konverter - végtelen hálózat modell [6]

2.2.1 Feszültség alapú LSD

A mögöttes hálózat feszültségét (E) és a távvezeték jellemzőit (X , B) állandónak tekintjük. A képletből így csak a $V \cdot \sin\delta$ szorzat marad, mint befolyásolható mennyiség. Az elosztói előírásoknak megfelelően a hálózati névleges feszültséghez képest V -t egy adott, ε toleranciasávon belül kell tartani, ami általában 10% alatti érték, azaz alkalmazható a $V = (1 - \varepsilon) \cdot E$ helyettesítés. A linearizálás lépése itt a $\sin\delta = \delta'$ helyettesítéssel történik meg, amivel eljutunk a következő egyenlethez.

$$P = \frac{E \cdot (1 - \varepsilon)E}{X} \cdot \delta' \quad (11)$$

$$\delta'(P) = \frac{P \cdot X}{(1 - \varepsilon) \cdot E^2} \quad (12)$$

Ezt visszahelyettesítve az eredeti feltevésünkbe, kapjuk meg a feszültségszabályozó egyenletét:

$$V^*(\delta') = \frac{(1 - \varepsilon) \cdot E}{\sin \delta'} \delta' \quad (13)$$

A feszültség (13) szerinti befolyásolásával a (11)-es összefüggés alapján elméletileg elérhető, hogy a $P - \delta$ görbe konstans meredekséggel rendelkezzen, a szinuszos függvény helyett. Ezzel a módszerrel nem készítettem szimulációkat.

2.2.2 Adaptív dinamika módszere

Térjünk vissza a (10) egyenlethez. A sajátértékek kifejezésében a D és M konstansok, mint szabad paraméterek szerepelnek. Szinkrongép esetén ezek adott gépparaméterek, de az inverterek szabályozásában megválaszthatjuk őket a kívánt dinamika eléréséhez, sőt működés közben is változtathatók. Bevezetjük a γ és Ω nemnegatív paramétereket a sajátértékek leírásához úgy, hogy γ jelölje az első tagot, Ω a második, képzetes tag gyök alatti részét. Felhasználva őket és a (10)-es egyenletet a következő kifejezésekre jutunk:

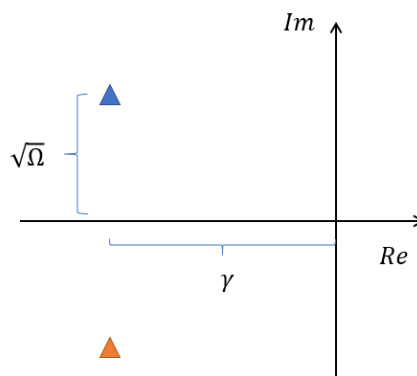
$$\lambda_{1,2} = -\frac{D}{2M} \pm \sqrt{\left(\frac{D}{2M}\right)^2 - \frac{EV}{MX} \cdot \cos \delta_0} = -\gamma \pm j \cdot \sqrt{\Omega} \quad (14)$$

A második tagból kifejezve M-re a következő képletet kapjuk

$$M = \frac{EV}{(\gamma^2 - \Omega)X} \cdot \cos \delta_0 \quad (15)$$

Az első tagból adódik D kifejezése

$$D = 2\gamma \cdot M \quad (16)$$



8. ábra Megválasztható sajátértékek

2.2.3 Delta-alapú módszer

Hasonlóan az előző módszerhez, itt is rögzített sajátértékek felírásából indulunk ki, de nem csak a paramétereket változtatjuk meg, hanem az egész lengési egyenletet újra definiáljuk. Felhasználva a (14)-es kifejezést átírhatjuk a (8)-as lengési egyenletben szereplő A mátrixot. Az előző fejezethez hasonlóan a következő helyettesítésekkel élhetünk:

$$\frac{D}{2M} = \gamma \rightarrow \frac{D}{M} = 2\gamma \quad \text{és} \quad \Omega = \left(\frac{D}{2M}\right)^2 + \frac{EV}{MX} \cos\delta_0 \rightarrow -\frac{EV}{MX} \cos\delta_0 = \gamma^2 - \Omega = -(\gamma^2 + \Omega) \quad (17)$$

$$\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{EV}{MX} \cos\delta_0 & -\frac{D}{M} \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -(\gamma^2 + \Omega) & -2\gamma \end{bmatrix} \quad (18)$$

Majd a (18) szerint immár a sajátértékek paramétereivel átírható a linearizált kisjelű modell. Itt M és D már nem szerepelnek direkt módon, így elvonatkoztathatunk tőlük.

$$\begin{bmatrix} \Delta\dot{\delta} \\ \Delta\dot{\omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -(\gamma^2 + \Omega) & -2\gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\delta \\ \Delta\omega \end{bmatrix} \quad (19)$$

A (19) kisjelű modellt visszavezetve kapjuk azt a differenciálegyenletet, amely pontosan meghatározza ezt a kívánt dinamikát.

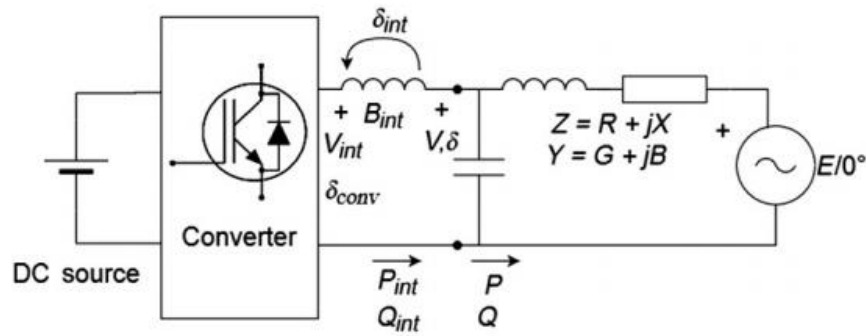
$$\dot{\omega} = (\gamma^2 + \Omega)(\delta_{ref} - \delta) - 2\gamma\dot{\delta} \quad (20)$$

$$\dot{\delta} = \omega - \omega_n \quad (21)$$

A (20)-est **delta alapú lengési egyenletnek** (dLSD) nevezzük, amely a P teljesítmény helyett a δ terhelési szöget tartalmazza. Alkalmazásával az inverter tetszőlegesen választott sajátértékek szerint működhet. A szabályozáshoz szükség van δ_{ref} meghatározására az adott P_{ref} függvényében, pl. (3) alapján. Ez a lépés kulcsfontosságú annak érdekében, hogy eliminálni lehessen a teljesítmény-átvitelből adódó nemlineáris kapcsolatot. Megmutatható, hogy állandósult állapotban $\delta = \delta_{ref}$, $\omega = \omega_n$ teljesülnek. Az összes módszer esetében az okozza a nehézséget, hogy szükség van az aktuális terhelési szög becslésére.

2.2.3.1 dLSD megvalósítása belső reaktancia módszerrel

A delta alapú lengési egyenlet bevezetésével közelebb jutottunk az állandó sajátértékek eléréséhez, azonban maradt még pár megoldandó feladat a teljeskörű szabályozáshoz. Konstans inverter feszültséget feltételezünk azon megfontolásból, hogy a konverterben lévő feszültségszabályozó kör általában sokkal gyorsabb, mint a (teljesítménybéli) lengések. A konverter kimenetén elhelyezkedő szűrő áramkör általában LCL vagy LC tagokból áll. Feltételezzük az alábbi ábrán szereplő LC szűrőt, aminek a szabályozott feszültsége a B_{int} -tel jelölt soros induktivitás hálózat felőli oldalán van.



9. ábra Belső reaktancia módszer bemutatása LC szűrő esetén [6]

Célunk P_{ref} teljesítmény betáplálása a hálózati csatlakozási pontra olyan szabályozókörrrel, ami terhelési szögek különbségén alapszik. Ehhez referenciaszöget kell számolnunk és aktuális szöget kellene tudni mérni a csatlakozási ponton, aminek fizikai megvalósítása nem célszerű. Referencia értékek érkezhetnének központi áramlásszámítás eredményeiből az elosztói engedélyesektől, de ehelyett a lokális megoldások sokkal előnyösebbek a gyakorlati felhasználás szempontjából.

Következésképpen a referencia szög meghatározását az inverter közelében kell megtennünk, kézenfekvő módszer, ha a szűrő impedanciáján végzünk róla mérést, így nem kell új elemet beépíteni.

$$\delta_{int,ref} = \text{asin} \left(\frac{P_{ref} \cdot X_{int}}{V_{int,ref} \cdot V_{cv}} \right) \quad (22)$$

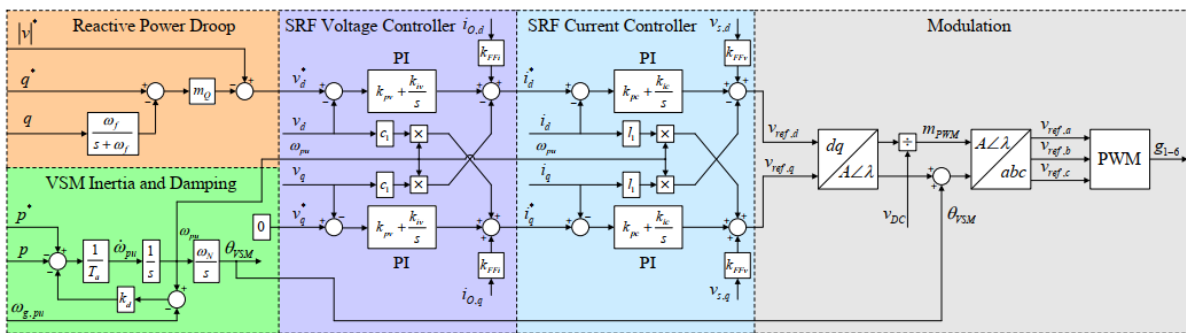
A (22) kifejezésben P_{ref} , X_{int} és V_{cv} , a konverter kimeneti feszültsége tekinthetők állandónak és ismertnek. Azonban $V_{int,ref}$ új ismeretlen a rendszerben, és megadását lokálisan kell megtalálnunk. Egy módszer lehet például, ha először egy becsült értéket választunk neki, majd egy a lengésektől elhangolt PI szabályozóval pontosítjuk az értékét. A módszer lokális megoldást nyújt, így alkalmazható többgépés rendszerben is, ami kiemelt távlati cél.

3 SZABÁLYÓZÓKÖR KIALAKÍTÁSA

A modern inverter szabályozó logikákban a virtuális inercia létrehozásának az alapját a szinkrongépekre jellemző fizikai egyenletek adják, azonban ezek formája és részletessége eltérő lehet.

3.1 Alap VSM modell

A villamos mennyiségek kézben tartásához hagyományos felépítésben két szabályozókör követi egymást kaskád csatolásban: a legbelső, egyben leggyorsabb kör az áramot állítja be, a másik a feszültséget. Ezek köré épülnek azon blokkok, amelyek a teljesítmény-alapjel követéséért felelnek és magukba foglalják a teljesítményáramláshoz kapcsolódó dinamikai tulajdonságokat, mint a beállási idő, a stabilitás és az inercia. A virtuális inercia D'Arco-féle megoldását a 10. ábra mutatja részletes szabályozókörökkel. Megjegyzem, hogy más szabályozási struktúrákkal is működőképes a lineáris rendszerdinamika, például a szinkronverter továbbfejlesztéséről ír [7] cikk.



10. ábra Kaskád áram- és feszültségszabályozóból álló VSM logika [8]

A korszerű inverter szabályozási módszerek már mind áramvektoros felbontáson alapulnak, amihez szükség van koordináta-transzformációra. A háromfázisú feszültség és áram mérések eredményei átszámításra kerülnek a forgó dq-koordinátarendszerbe (SRF - Synchronous Reference Frame). Kaskád áram- és feszültségszabályozók külön d és q irányokban tartalmaznak egy PI szabályzót keresztcsatolásban egymással. A (23) teljesítmény-egyensúly egyenleten alapuló inercia emulációval határozzuk meg a pillanatnyi (virtuális) szögsebességet (ω_{pu}) és annak integrálásával a rotorpozíciót (θ_{VSM}). Ez a mikrogrideknél alkalmazott P/f droop szabályzással egyenértékű megoldás ([4] V. fejezete). Másrészről ennek párja a Q/U szabályozás, ami szintén be lett építve a modellbe, de nem került tesztelésre. A végén egy inverz transzformációval kapjuk meg az $U_{ref,cv}$ beavatkozó jelet az a-b-c fázisokra, amit az inverter bemenetére kötünk. [9]

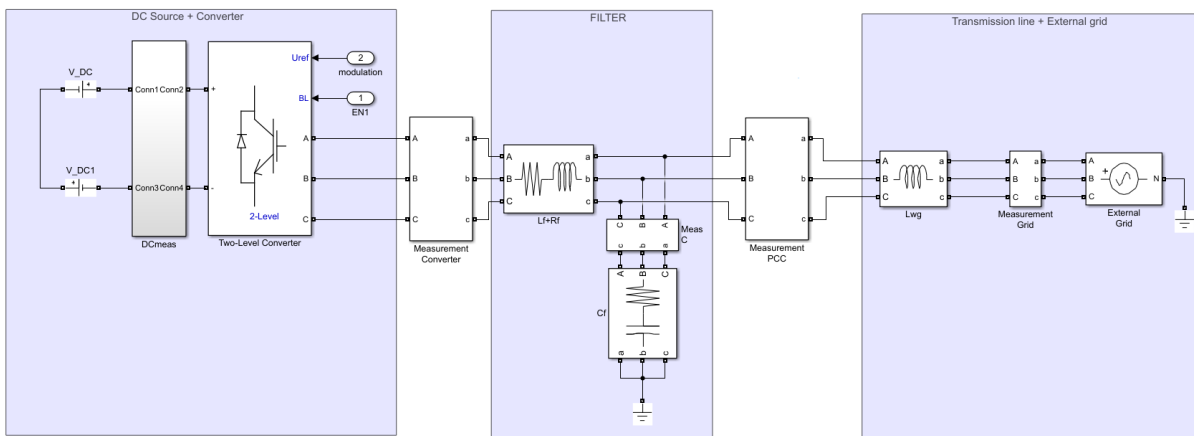
$$T_a \cdot \Delta \dot{\omega}_{VSM} = P_{ref} - P - k_d(\omega_{VSM} - \omega_{PLL}) - k_w(\omega_{VSM} - \omega_{ref}) \quad (23)$$

3.2 Adaptív LSD

Ennél a módszernél az alap VSM szabályozó kiegészítéséről van szó, ahogyan a 11. ábra mutatja. A (15)-(16)-os formulákkal működés közben állítjuk az M és D paramétereket az aktuális munkapont függvényében, és ez kerül be a hatásosteljesítmény szabályozóba. Nehézséget jelenthet a teljes mögöttes hálózat impedanciájának (X) vagy admittanciájának (Y) és a feszültségének (E) becslése.

4 EREDMÉNYEK

A munkám célja a szabályozási elmélet helyességének és megvalósíthatóságának vizsgálata volt. A szimulációkat MATLAB/Simulink környezetben végeztem diszkrét idejű megoldóval. A teljesítményugrásoknál jelentkező lengések elemezhetőek egyszerűbb, pl. vezérelt feszültségforrásból felépített modell használatával is. Azonban a valóságos működés minél pontosabb leképezése érdekében a modell tartalmazza a részletes szabályozóköroket is, az előző fejezetben bemutatott struktúrák szerint. Az invertermoellek közül a kétszintű ún. átlagolt moellelt használtam, tehát a tranzistorokat egyesével kapcsolgató PWM blokkra és kapcsolási frekvencia megadására nem volt szükség.



13. ábra Áramkör modell Simulinkben

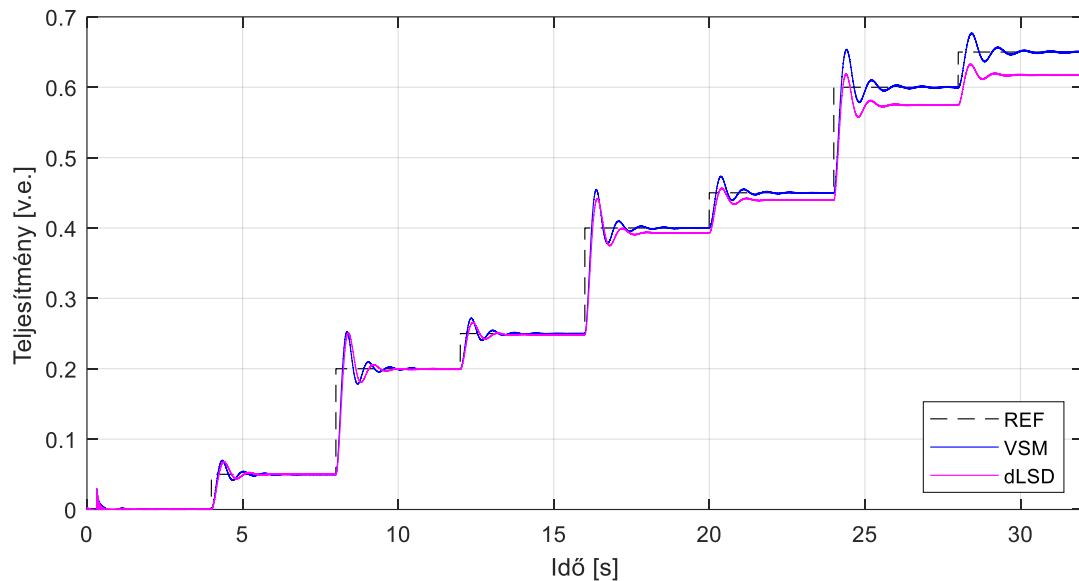
A vizsgálatoknál a hálózati impedancia ohmos tagját elhanyagoltam, hogy egyszerűbb teljesítményáramlási összefüggés legyen használható és a lengések jobban elemezhetőek legyenek. Későbbiekben a modell bővíthető azzal, hogy figyelembe vesszük a hálózat R_{wg} ellenállását is, mivel kisfeszültségű környezetben ez összemérhető az induktív taggal. A modell paramétereit az 1. táblázat sorolja fel.

1. táblázat: Modell paramétereit

Név	Jelölés	Érték
Névleges vonali feszültség	$V_{ll,rms}$	400 V
Teljesítményalap	S_{base}	10000 W
Névleges frekvencia	f_{base}	50 Hz
DC kör feszültsége	V_{dc}	700 V
Szűrő induktivitása	L_f	2.5mH
Szűrő kapacitása	C_f	10 μ F
Hálózat induktivitás	L_{wg}	50mH

4.1 Teszteset leírása

Annak érdekében, hogy a lengési folyamatok összehasonlíthatók legyenek, egy rögzített forgatókönyv szerint szimuláltam a különböző módszereket. A lengések előidézéséhez itt minden esetben csak teljesítmény referencia változtatást alkalmaztam lépcsőzetesen a 14. ábra fekete szaggatott vonala szerint egyenlő időközrel, itt 4 másodperccel. A kisebb, 5%-os ugrások munkapont körüli változásokat, míg a nagyobb, 15%-os ugrások munkapontok közötti változásokat reprezentálnak. A következő fejezetekben a VSM és a delta alapú LSD módszerekkel kapott eredményeket értékelem ki.



14. ábra Teljesítmény diagram teszteset bemutatásához

4.2 A kiértékelés menete

A szimulációk eredményeinek kiértékeléséhez a kapott időfüggvényekből paraméter-illesztés módszerével megbecsülöm a rendszer sajátértékeit. A teljesítmény-áramlást jellemző (8)-as lengési egyenlet két állapotváltozóból áll, ezért a vizsgált lengéseket kéttárolós (lengő) tagokkal közelíttem. Ennek átviteli függvénye τ időállandóval és ω_0 sajátfrekvenciával így írható fel:

$$W(s) = \frac{1}{1 + 2\xi\tau \cdot s + \tau^2 \cdot s^2} = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 \cdot s + \omega_0^2} = \frac{\omega_0^2}{(s - p_1)(s - p_2)} \quad (24)$$

Egy ilyen rendszer ugrásválasz időfüggvényét a $v(t)$ alakú függvénnyel írhatjuk le.

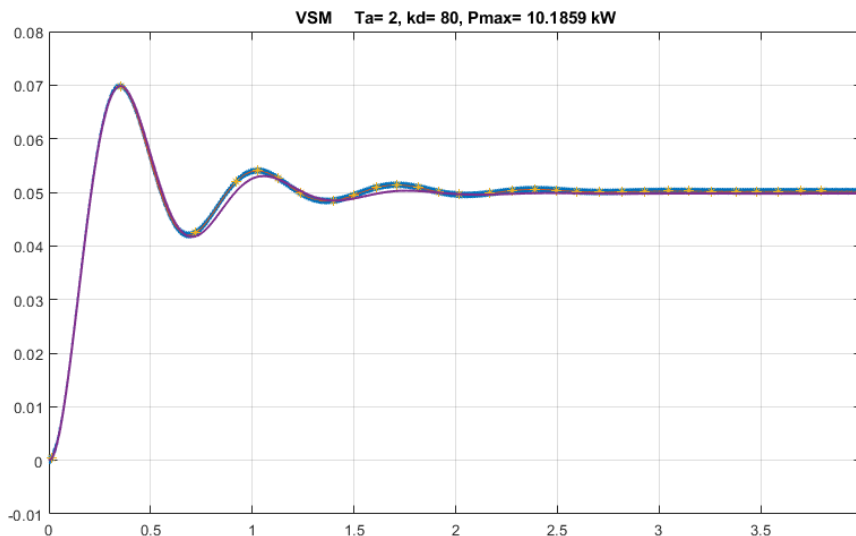
$$v(t) = 1(t) \cdot \left[1 - e^{-\gamma t} \left(\frac{\gamma}{\omega} \cdot \sin \omega t + \cos \omega t \right) \right] \quad (25)$$

Az első kiértékelési eljárásban a szimulációból kapott kék teljesítmény görbéken először a szélső értékeket kerestem meg, amiket sárga csillagok jelölnek az ábrán (15. ábra). Segítségükkel megbecsültem a beállítás túllövését és periódusidejét, majd kiszámoltam az γ csillapítás és a ω frekvencia paramétereit. Ezeket visszahelyettesítve a $v(t)$ függvénybe a lila színnel rajzolt közelítő lengést kaptam, ami jól illeszkedik az eredetire.

$$\omega = \frac{\pi}{T_m} \quad (26)$$

$$\xi = \frac{(\ln v)^2}{\sqrt{\pi^2 + (\ln v)^2}} \quad (27)$$

ω	lengés körfrekvenciája
T_m	túllövés (első maximumhely) időpontja (lengés kezdetéhez képest)
v	túllövés értéke (végértékhez képest)
ξ	csillapítási együttható



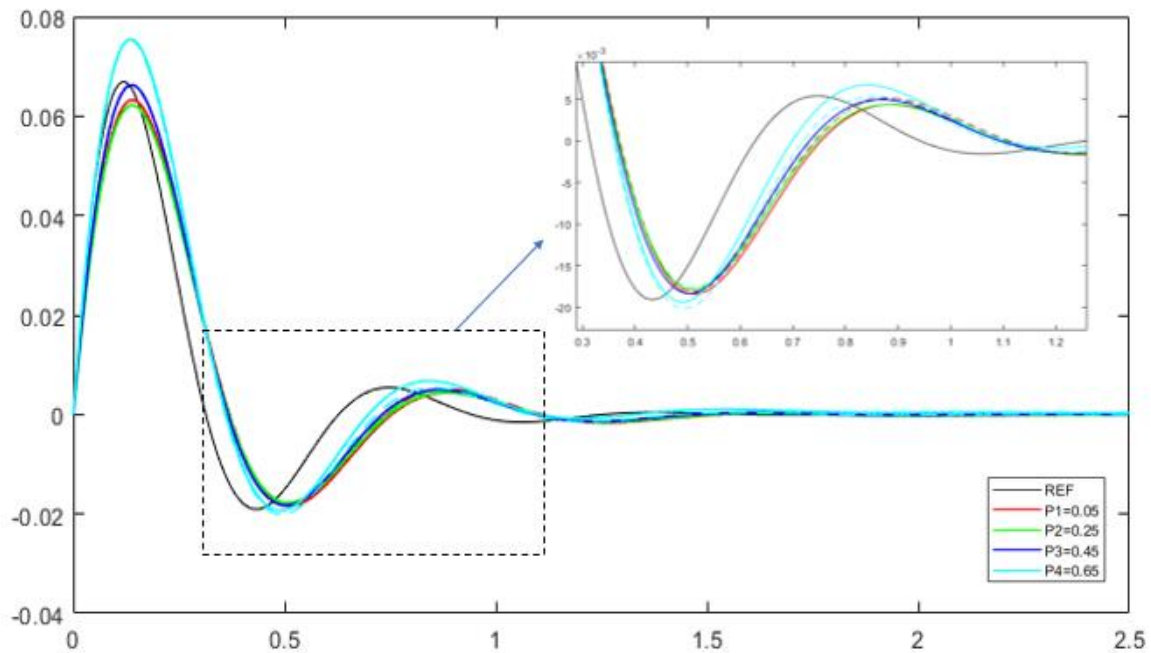
15. ábra Szimulációból kapott lengés (kék) és a közelítő függvénye (lila)

A teljesítmény alapjel változás a frekvenciában impulzusszerű zavarást okoz, lásd 16. ábra. Ennek lengését a kéttárolós tag $w(t)$ impulzusválasz függvényével jellemezhetjük.

$$w(t) = 1(t) \cdot \frac{\omega_0^2}{\omega} \cdot e^{-\gamma t} \cdot \sin \omega t \quad (28)$$

A második kiértékelési módszerrel a frekvenciaválasz időfüggvényéhez illesztettem görbét. A paraméterek meghatározásához a MATLAB beépített fsolve függvényét használtam, ami legkisebb négyzetek módszere során kapott hibát igyekszik minimalizálni $w(t)$ és a szimulációból kapott görbe között. A megoldó adott kezdőértékekről indul, amik jellemzően az LSD működéshez megadott alap γ és Ω értékek. A 16. ábra mutat erre példát több munkaponttal, ahol szaggatott vonallal láthatók közelítő görbék.

A két kiértékelési módszertan hasonló eredményeket mutatott. Mivel a testesetben az alapjel-változtatás a teljesítményben történt, ezért az első módszer szerint, az ugrásválaszból számított adatokat használtam a további kiértékeléshez.



16. ábra Frekvenciaválasz közelítő görbékkel

4.3 Munkapont körüli lengések

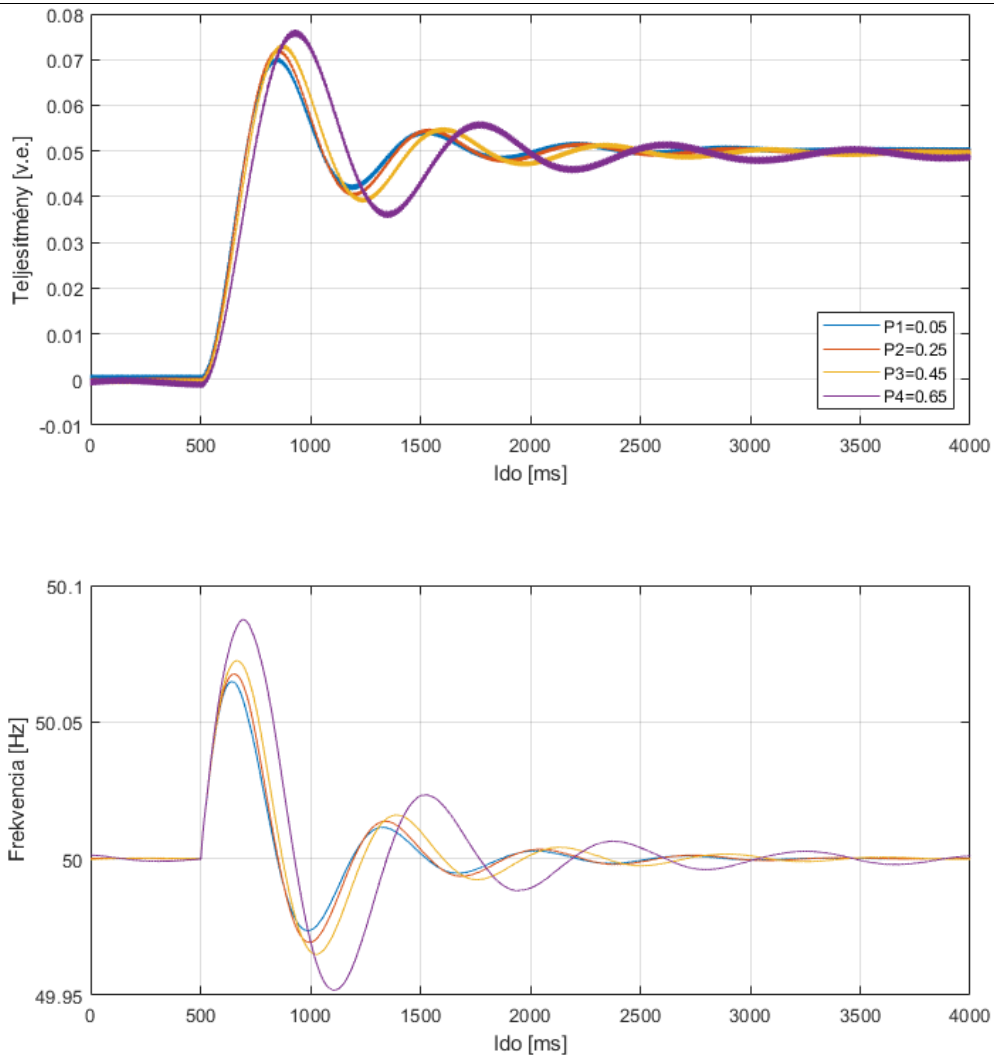
A linearizálással kapott (8)-as lengési egyenlet egy közelítés, és legjobban egy-egy munkapont körüli kis lengésekre igaz.

4.3.1 VSM

A VSM szimuláció bemenő paramétereit a 2. táblázat foglalja össze. Az ismertetett tesztet futtatása után a különböző munkapontokból kapott lengéseket kezdőpontjuknál fogva egy pontba másoltam, így jobban összehasonlíthatók. A jelmagyarozatban feltüntetett teljesítmények a végértékeket jelölik.

2. táblázat: VSM szimuláció adatai

Név	Jelölés	Érték
Inercia konstans (dim.)	M	$64 \text{ W} \cdot \text{s}^2$
Csillapítási tényező (dim.)	D	$2545 \text{ W} \cdot \text{s}$
Inercia konstans (v.e.)	Ta	2
Csillapítási tényező (v.e.)	k_d	80



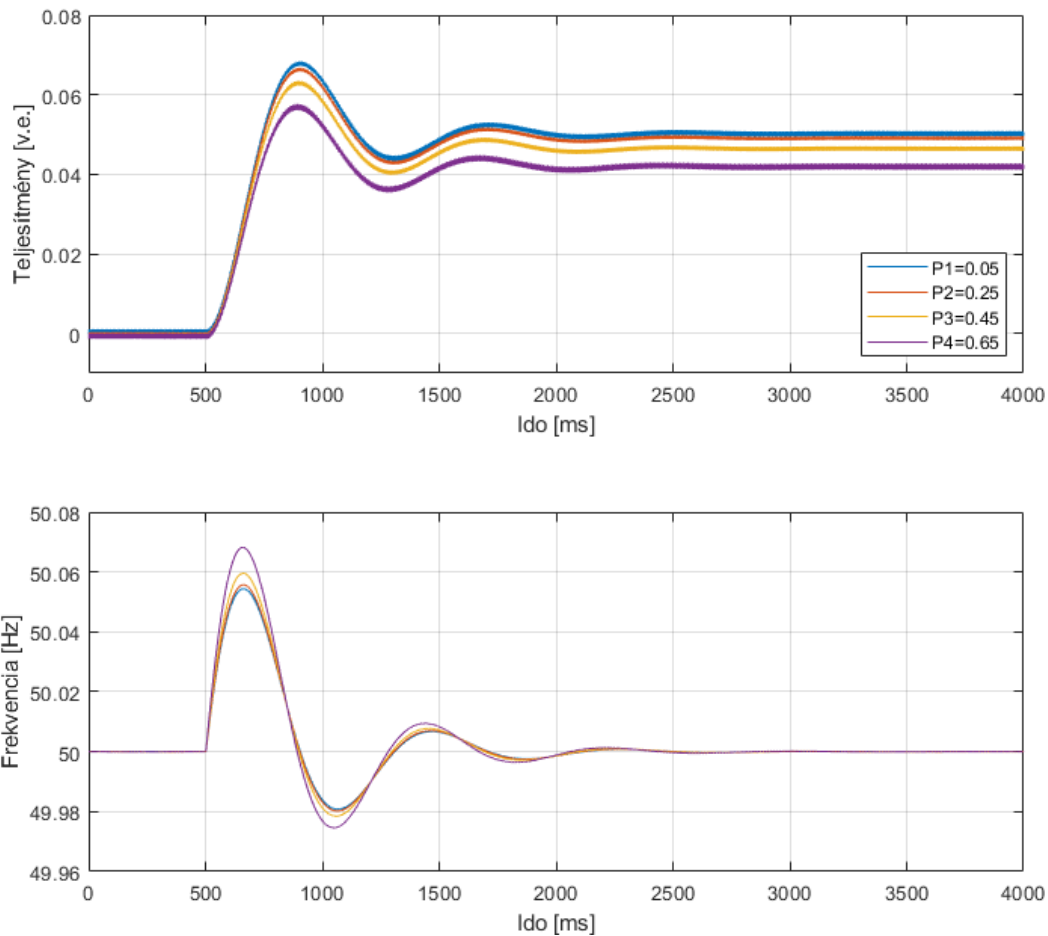
17. ábra VSM szimuláció lengései

Ilyen inercia paraméterek esetén a rendszer alulcsillapított, a beállítás kb. 2 periódusnyi lengés után történik meg, így szemmel látható az esetek közötti különbség. A rendszer pólusai komplex konjugált párt alkotnak a $\lambda_{1,2} = -\gamma \pm j\omega$ alaknak megfelelően. Az ugrásválasz szerinti kiértékelésből kapott számadatokat a 3. táblázat mutatja. Az 17. ábrán látható, hogy a görbék nem illeszkednek egymásra, és ezt igazolják az eltérő csillapítási értékek is a táblázatban. A teljesítményszint növelésével csökken a lengés frekvenciája és nő a beállási idő.

3. táblázat VSM lengések sajátértékei

δ_0	γ	ω	ξ	ω_0
0°	2.5822	8.925	0.2779	9.291
20°	2.3536	9.0536	0.2516	9.3545
40°	2.0803	8.4908	0.2380	8.7419
60°	1.4335	7.2554	0.1938	7.3957

4.3.2 Delta alapú LSD



18. ábra Delta alapú LSD lengései

A VSM szimulációból kapott eredmény ($\delta_0 = 0^\circ$ körüli) szolgált referencia bemenetnek a delta-alapú LSD szimulációjához. Látható, hogy az ugrások alapjelkövetése nem pontos nagyobb teljesítményszint mellett. Ennek oka, hogy a szabályozás alapjeléül referencia teljesítményből számított terhelési szög szolgál: $\delta_{int,ref}$, aminek kiszámítása a hálózati impedanciától függ (2.2.3.1. fejezet). Így ennél a megvalósításnál a dinamika és az alapjelkövetés szétválasztása történik meg.

Az alapjeladást pontosíthatjuk egy integrátor segítségével, aminek a bementére a teljesítmény eltérést kötjük. Végeztem szimulációt ilyen megoldással is, az alapjelkövetés hiba nélkül sikerült. Tapasztalatom alapján a plusz integrátor a transziens jelenségbe is beavatkozik, így elrontja a sajátértékeket, ami nem kedvező. Ez a funkció még fejlesztés alatt áll.

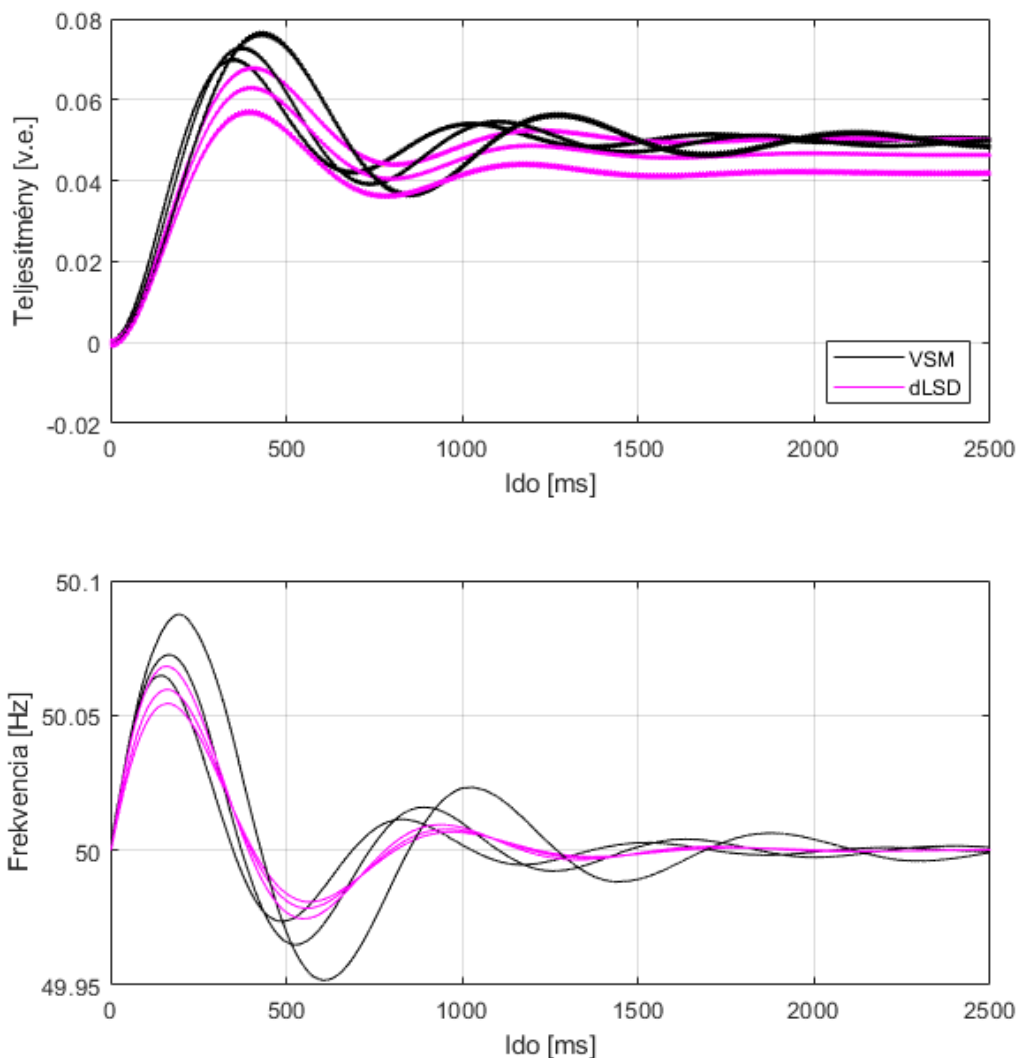
A 4. táblázat alapján észrevehető, hogy a referenciához képest a szimuláció eredményei eltérőek, hosszabb a lengések periódusideje. Ennek oka még vizsgálendő terület, a különbség egységes az összes esetben, így az alsóbb rendű feszültség- és áramszabályozók okozhatják.

4. táblázat Delta-alapú LSD sajátértékei

δ_0	γ	ω	ξ	ω_0
ref _{VSM}	2.5822	8.925	0.2779	9.291
0°	2.5060	7.7379	0.3081	8.1336
20°	2.5492	7.7189	0.3136	8.1289
40°	2.6319	7.8540	0.3177	8.2832
60°	2.7250	7.9939	0.3227	8.4456

4.3.3 Összehasonlítás

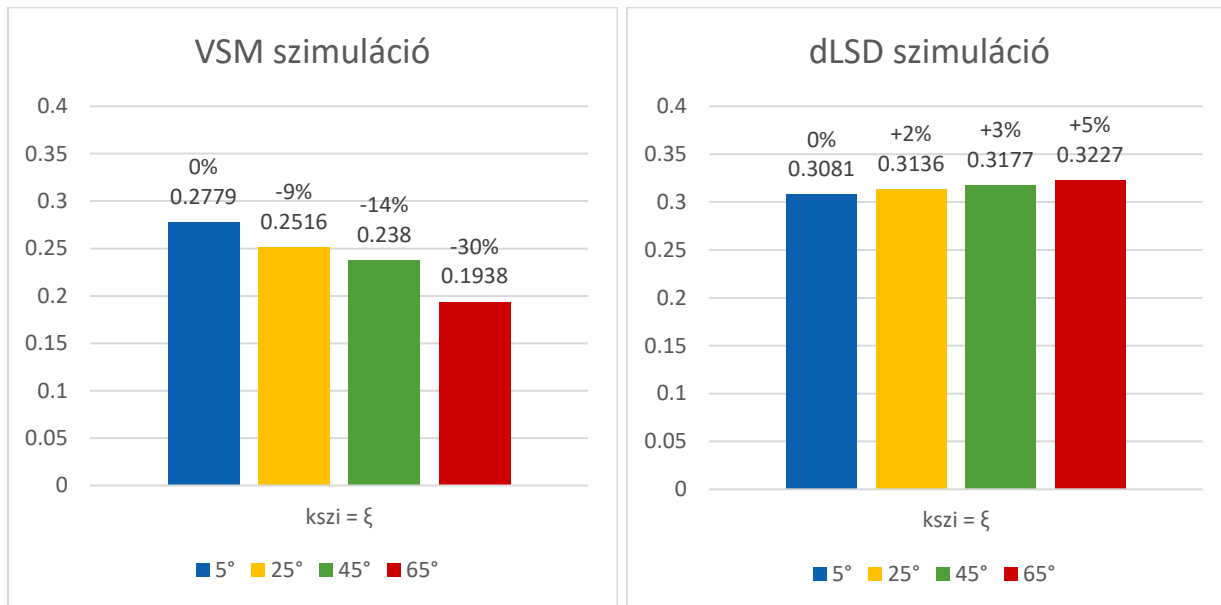
Az eredményeket egybevetve elmondható, hogy a delta alapú lineáris rendszerdinamikát alkalmazó szabályozóval a teljesítménylengések dinamikája egységesebb formát mutat. A 19. ábra alsó diagramján a frekvencialengésekben egyértelműen kirajzolódik, hogy ugyan az amplitúdójuk nem egyezik teljesen, de a lengések periódusideje közel egyenlő lett.



19. ábra Munkapont körüli VSM és dLSD lengések összehasonlítása

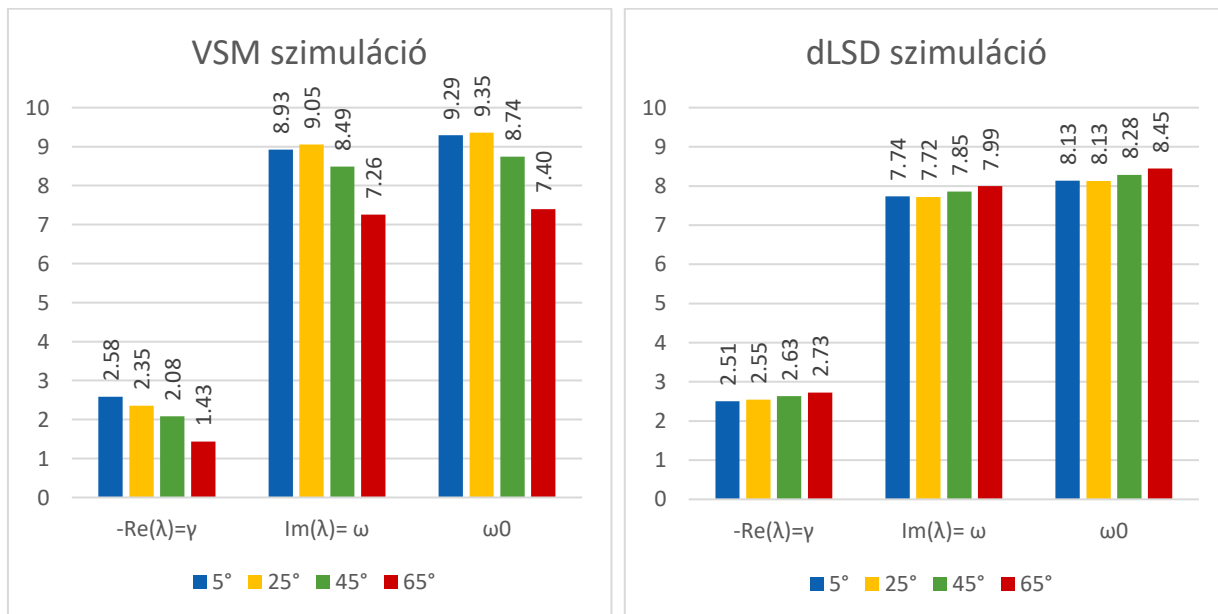
A lenti oszlopdiagramok az előző fejezetben feltüntetett számadatokat ábrázolják.

A ξ csillapítási érték esetében a 0° körüli lengéshez képest az utolsó (kiszámolt) munkapont eltérése 30% volt VSM szabályozóval, míg a delta alapú LSD-vel ezt sikerült lecsökkenteni 5%-ra. Érdekes különbség, hogy a delta alapú szabályozásnál az eltérés pozitív, azaz a teljesítmény növelésével a csillapítás értéke kis mértékben nő, mindaddig a VSM-nél erőteljesen csökken.



20. ábra Csillapítási értékek összehasonlítása

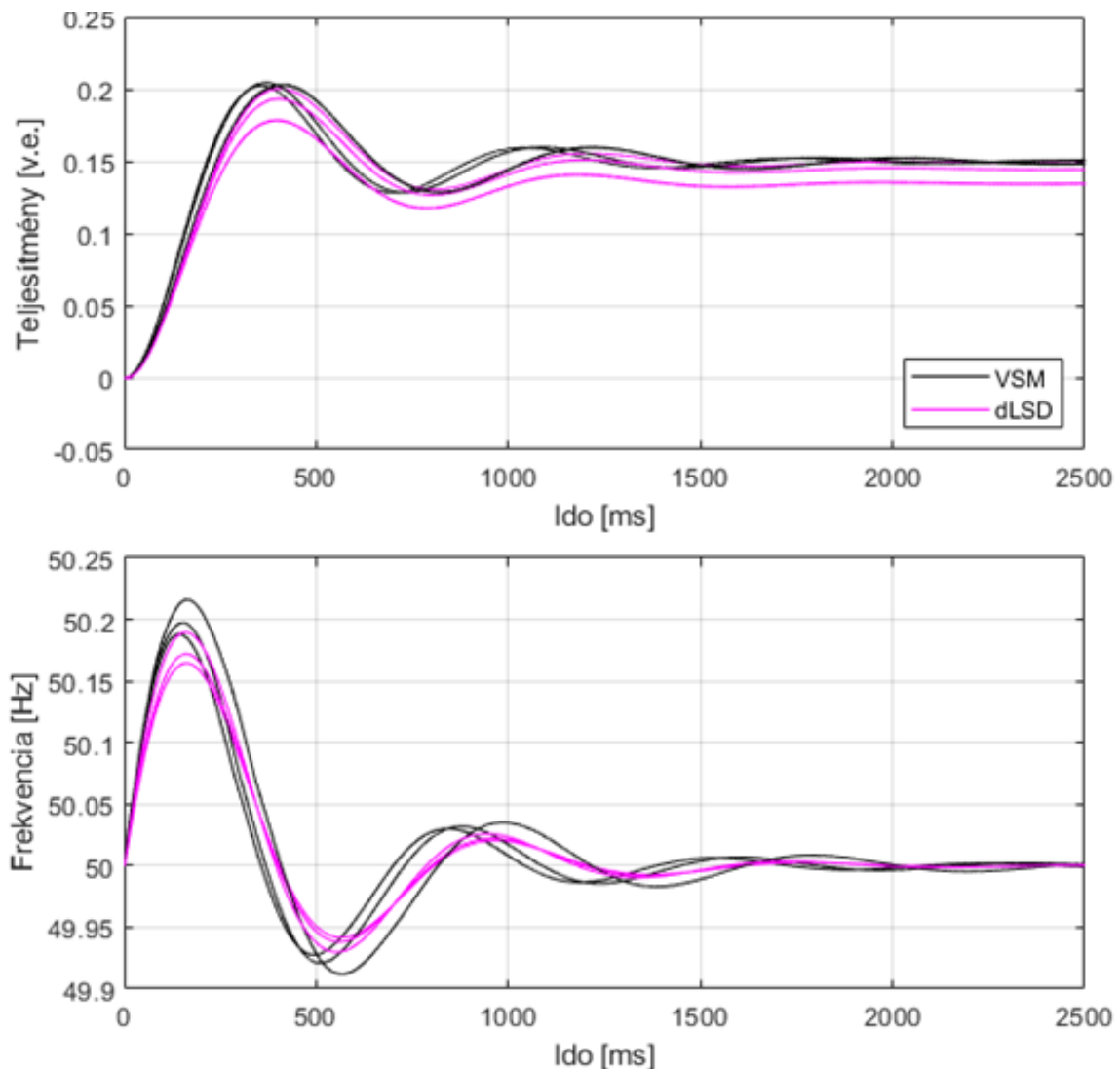
A többi paraméter esetén is elmondható, hogy a különböző munkapontból származó értékek lényegesen közelebb vannak egymáshoz a delta alapú LSD esetén. Például a sajátérték γ valós része a VSM esetén 1.43-ra csökken le a kezdeti 2.58-as értékről, míg a dLSD esetén 2.51 után 2.73-ra változik.



21. ábra Sajátértékek összehasonlítása

4.4 Munkapontok közötti lengések

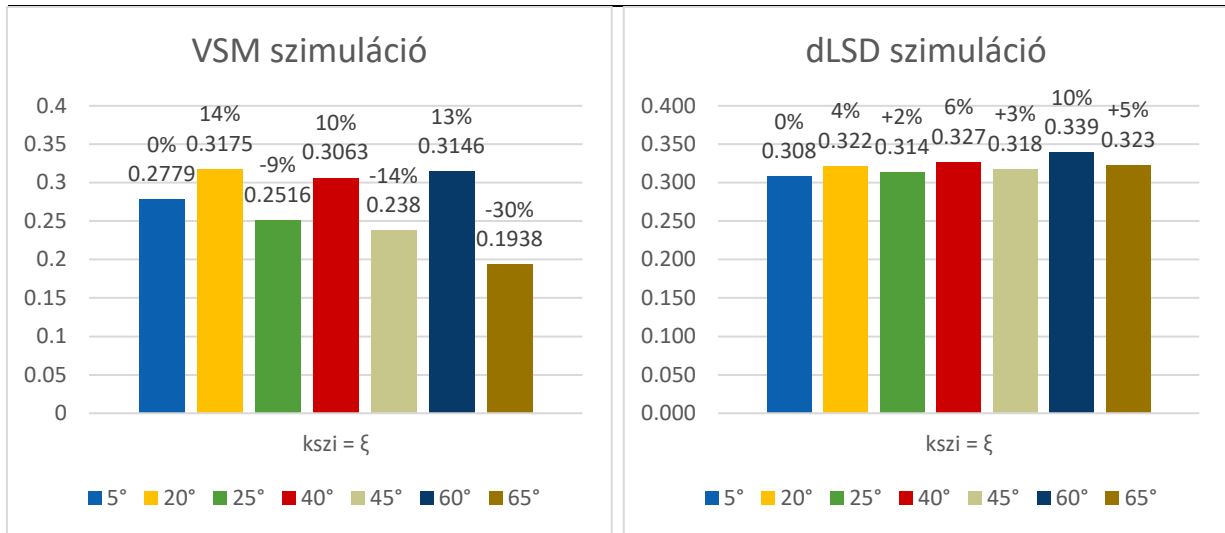
A szimulációban előfordultak munkapontok közötti 15%-os ugrások is, az itt jelentkező lengésekre is számoltam sajátértékeket.



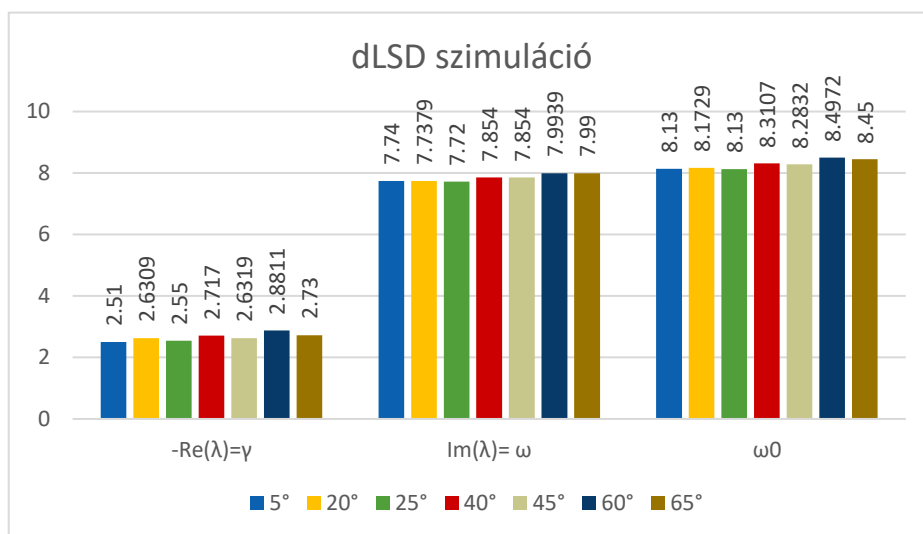
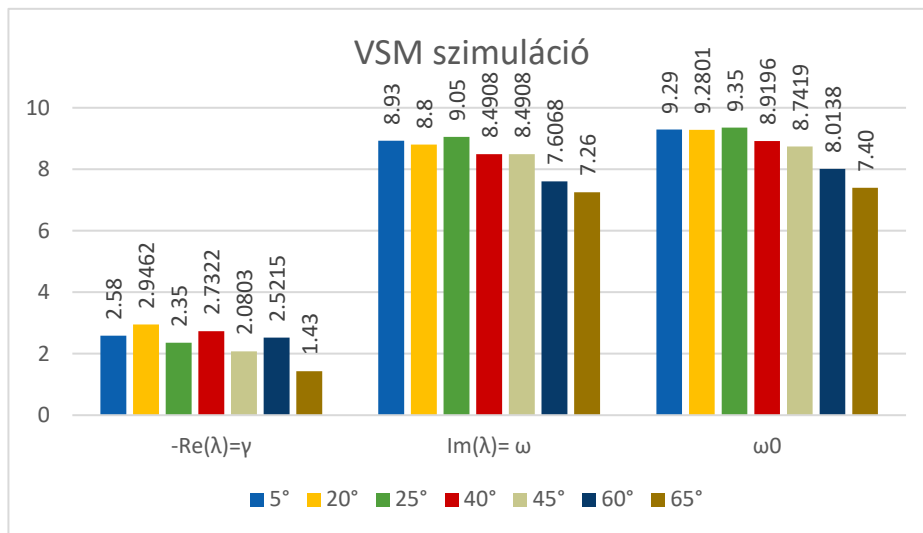
22. ábra Munkapontok közötti lengések összehasonlítása

A 23. ábra mutatja a teljes szimuláció alatt fellépő összesen 7 db lengés csillapítási tényezőit. A VSM szimulációban a nagyobb lengések (20,40,60) értékei egymáshoz közel állnak, viszont az első viszonyítási ponthoz képest 10-14%-kal eltérnek. Ugyanez az eltérés a delta alapú LSD estén maximum csak 10%.

A 24. ábra középső oszlopdiagramjain a lengési frekvenciák alakulása figyelhető meg ($Im(\lambda) = \omega$). Míg a VSM esetén jelentős csökkenés következik be a teljesítményszint növelésével, addig a dLSD esetén csupán pár tizedes különbség van.



23. ábra Csillapítási értékek összehasonlítása (összes)



24. ábra Sajátértékek összehasonlítása (összes)

5 HARVERES TESZTKÖRNYEZET

Ebben a fejezetben a hardveres eszközökről és a validációhoz használt mérési elrendezésről lesz szó. Az offline, számítógépen végzett MATLAB/Simulink alapú szimulációk mellett a szabályozási technikák tesztelése valós környezetben is zajlik, a BME FIEK (Felsőoktatási és Ipari Együttműködési Központ) projektben megvalósuló MVM Smart Power Laboratóriumban. Az itteni eszközökből felépített rendszer elemeit mutatja be ez a fejezet. A moduláris inverter összeállítás lehetőségét ad többféle áramkör megépítésére és a modellek gyors tesztelésére. (rapid-prototyping).

5.1 Teljesítményelektronika

A teszteléshez szükség volt egy olyan inverterre, amelynek a tranzistorai hozzáférhetők és így egy vezérlőegységgel irányítani lehet a kiadott feszültségét. A kereskedelemben kapható inverterek gyári felszereltséggel ezt nem tudják biztosítani. A Danfoss FC302-es családjából származó frekvenciaváltóhoz elérhetők olyan kiegészítők az eredeti kezelőpaneljük helyett, amelyek a kívánt lehetőségekkel szolgálnak. Felépítésük a közbenső egyenfeszültségű teljesítmény-átalakító eszközökhöz megszokottan alakul. Az egyenfeszültség előállítására két lehetőség is van: vagy háromfázisú táplálásról egyenirányító hídon keresztül, vagy közvetlenül az eszköz kivezetett DC sínjére csatlakoztatunk külső egyenfeszültségű forrást és csak a váltóirányító (inverter) oldalt használjuk. A tranzisztorok kapcsolási frekvenciája $f_{sw} = 10 \text{ kHz}$.



25. ábra Danfoss inverterek módosított vezérlőpanellel

5.2 Vezérlőegység

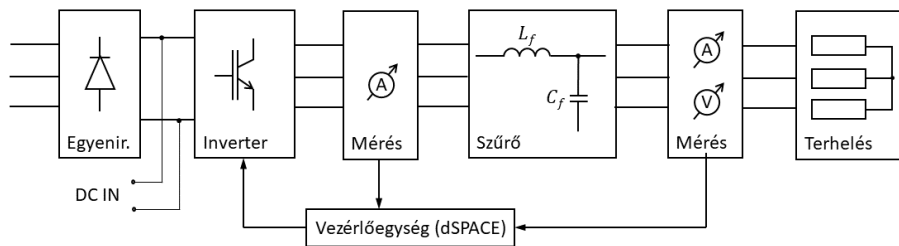
A dSPACE MicroLabBox (26. ábra) egy valós idejű számítógép, gyors FPGA számítógésszel felszerelve, ami 48 db analóg és 60 db digitális ki- és bemenetet tud egyszerre kezelni. A szoftvereinek telepítésével több új MATLAB/Simulink Toolbox válik elérhetővé, amelyek biztosítják a MicroLabBox be- és kimeneteihez való hozzáférést. A Simulinkben jól működő modellből kódot generálunk, amely feltölthető a MicroLabBox memóriájába és egyből futtatható.



26. ábra dSPACE MicroLabBox előlapja DB50-es és DB9-es csatlakozókkal

5.3 A rendszer összeállítása

Az inverter kimenetére soros induktivitásból és párhuzamosan kötött, sönt kapacitásból álló szűrőt kötünk. A szabályozás visszacsatoló ágához áram- és feszültség szenzorokat szereltük fel, összesen 9 darabot. Annak érdekében, hogy a három fázisban azonos pontossággal mérjenek, előzetesen oszcilloszkóppal kalibrációt végeztem rajtuk. A mért jeleket közvetlenül a vezérlőegység bemenetére kötöttem, ami 10 kHz-es mintavételi frekvenciával rögzíti és szoftveresen kezeli azokat, hogy megfelelő értékkel kerüljenek a szabályozó körökbe. A vezérlőjelek bekötése az inverterbe optikai kábelekkel történik.

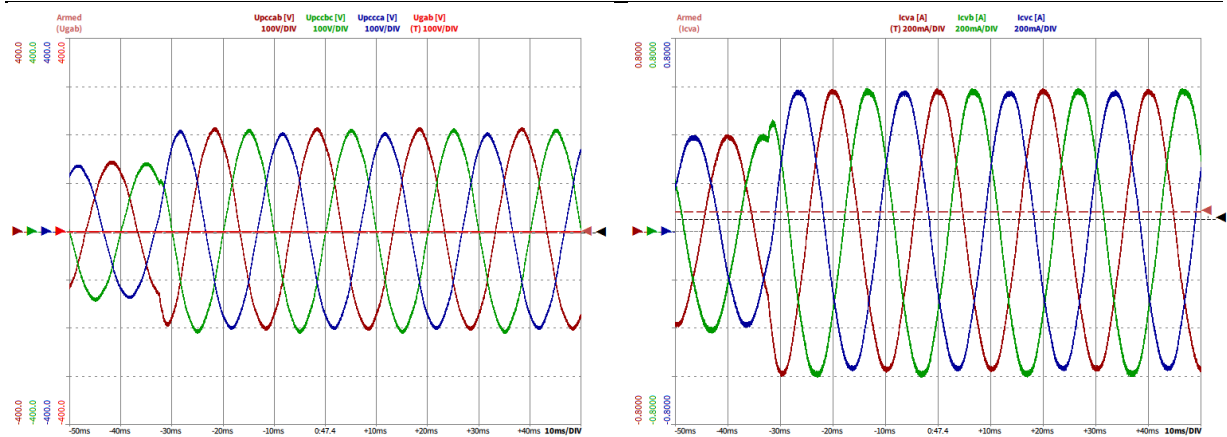


27. ábra Rendszer felépítése

A bemutatott újfajta szabályozások kipróbálásáig több lépcsőt kell bejárni, a leírt eredményeket egyszerűsített modellek futtatásával értem el. Eddigi tesztek során a terhelés oldalára csak ellenállásokat kötöttem. A hálózatra csatlakoztatáshoz szükség van még egy kapcsoló relére, amelynek szerelése folyamatban van, illetve meg kell oldani a relé összekötését a vezérlőegységgel. A szoftverben szinkronozó funkció fogja ellenőrizni feszültség-amplitúdó, szöghelyzet és frekvencia alapján, hogy teljesülnek-e az összekapcsolás feltételei.

5.4 Mérések

Szigetüzemű tesztek eredményét mutatják az alábbi képek, amelyek nagy felbontású oszcilloszkóppal lettek felvéve 2 MHz-en. A szabályozó ún. *grid-forming* üzemet valósított meg. Ilyenkor az inverter határozza meg a feszültség nagyságát és frekvenciáját a csatlakozási pontján, és nem csak betáplál a hálózatba adott teljesítmény-alapjelek szerint. Ebben az összeállításban a feszültség beállítása után a fix ellenállásokon azonnal kiadódik a teljesítmény. Első kísérletben a feszültség beállítását próbáltam ki, ami a 28. ábra bal oldalán látható. A vonali feszültség csúcsértékének alapjele $U_{pcc,1} = 140V$ -ról $U_{pcc,2} = 200V$ -ra lett átállítva. A mérés alapján elmondható, hogy a szabályozó működése stabil és a felvétel elején látható alapjel-változtatást is jól leköveti. Az $R_t = 200\Omega$ terhelő ellenállás közben nem változott, ennek megfelelően az áram értéke is megnőtt $I_{cv} = 0.58A$ -ra.



28. ábra Feszültség és áram diagram grid-forming üzemmódban

A bemutatott elrendezésben teszteltem a D'Arco-féle virtuális inerciát tartalmazó szabályozókör egyik funkcióját. Mivel a kimeneti oldalon csak ellenállások voltak, induktivitás vagy hálózati csatlakozás nélkül, így teljesítménylengések sajnos nem figyelhetők meg. Második kísérletben a frekvencia beállítást figyeltem meg, amit a szigetüzemű működés miatt az inverter határoz meg. Kiinduló állapotban az inverter $P_1 = 408W$ teljesítményt ad le, ami megegyezik a teljesítmény alapjellel, így a frekvencia az $f_1 = 50 Hz$ névleges értékre áll be. Majd a terhelés oldalra kapcsolt plusz ellenállásokkal megnöveltem a kimeneti teljesítményt $\Delta P = 416W$ -tal, míg a teljesítmény alapjel változatlan maradt. A (23) egyenlet átrendezéséből kapott kifejezés alapján erre az inverternek a frekvencia csökkenésével kell reagálnia.

$$\omega_{VSM} = \frac{1}{k_\omega} (P_{ref} - P) + \omega_{ref} \quad (29)$$

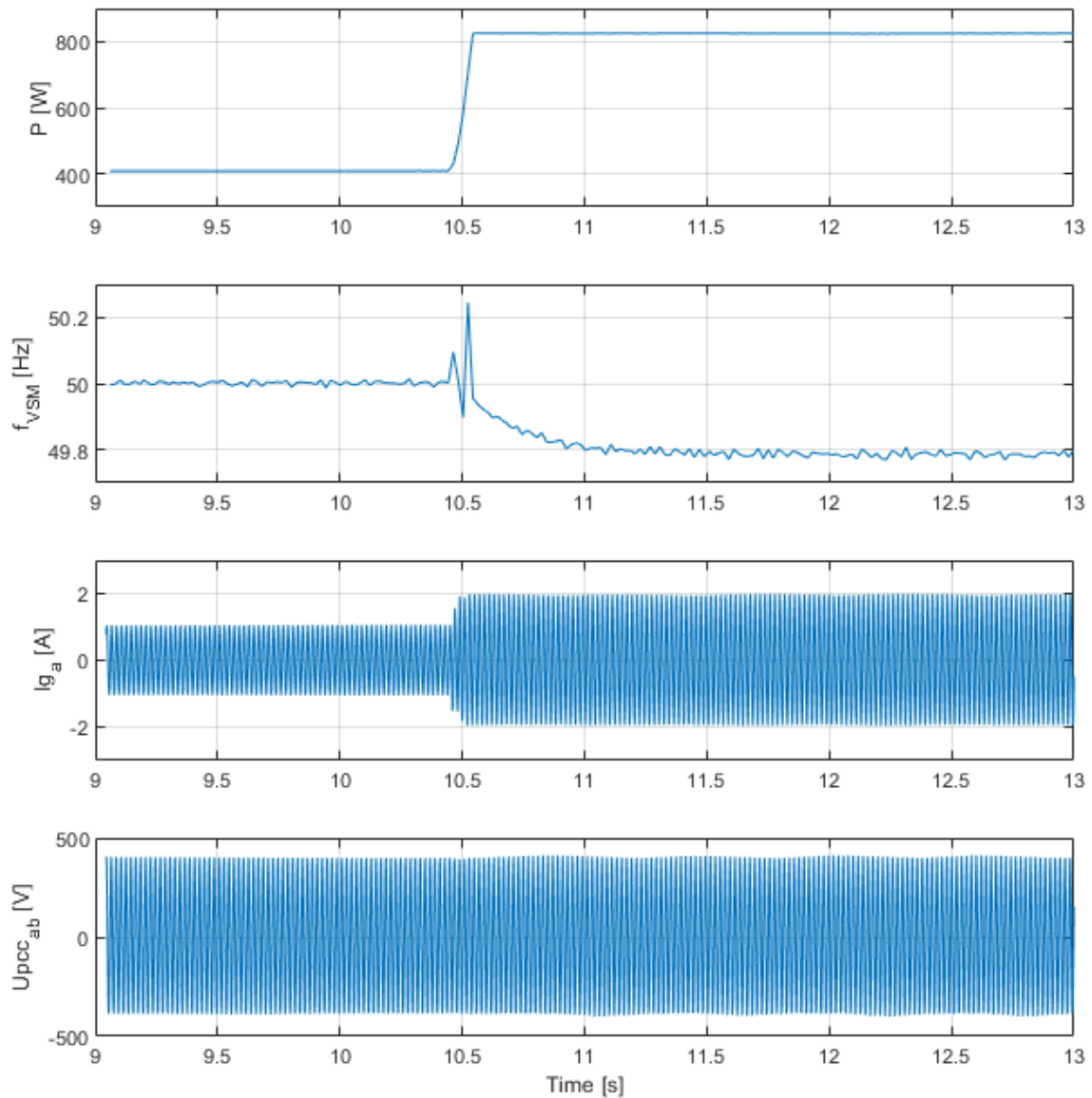
A modellben beállított frekvencia droop értéke $k_{\omega,pu} = 10$ viszonylagos egységben. A droop paramétert átszámolva a megfelelő dimenzióba megkapjuk, hogy mekkora frekvenciaeltérésre számíthatunk.

$$k_{\omega,dim} = \frac{k_{\omega,pu} \cdot S_{base}}{f_{base}} = \frac{10 \cdot 10000 W}{50 Hz} = 2000 \frac{W}{Hz} \quad (30)$$

A 29. ábra első két sorában a frekvencia és a teljesítmény adatsor (oszilloszkóp által) számított értékei jelennek meg. A frekvenciagörbén észrevehető kiugró csúcsérték 10.5 mp-nél valószínűleg azért alakul ki, mert az átkapcsolás nem volt tökéletesen szimmetrikus a három fázisban (manuálisan történt), eltekinthetünk tőle. A frekvencia végértékét tekintve $f_2 = 49.794 Hz$ -re áll be, vagyis az esés értéke: $\Delta f = 0.206 Hz = 206 mHz$. A mérési eredményekből számított frekvencia droop konstans értéke:

$$k_{\omega,mért} = \frac{\Delta P}{\Delta f} = \frac{416 W}{206 mHz} = 2019.4 \frac{W}{Hz} \quad (31)$$

Az eredmény jó közelítéssel megegyezik az elvárttal, vagyis az inverter megvalósította a droop szabályozást.



29. ábra Mérési eredmények VSM modellel

Következő lépés a hardveres környezetben az lehet, hogy az invertert hálózatra kapcsolt üzemmódban működtetem. Ekkor elvégezhető vele a szimulációknál ismertetett teszt forgatókönyv, és mérési eredményekből is elemezhetőek lesznek a teljesítménylengések.

6 ÖSSZEFOGLALÓ

Jelen dolgozat elméleti és gyakorlati oldalról is betekintést nyújt egy új szabályozási eljárás kezdetektől való kidolgozásához. A lineáris rendszerdinamika szerinti szabályozás alkalmazása a hálózatra csatlakozó invertereknél előnyös, főleg a jövőbeli közel 100% konverter-alapú termelés esetén.

A szoftveres és hardveres fejlesztés és tesztelés egymással párhuzamosan zajlott és folytatódik tovább. A felépített HIL környezet programozható invertere révén alkalmas arra, hogy tetszőleges szabályozási algoritmust valós környezetben tesztelni lehessen. Következő munkám során szeretnék eljutni oda, hogy a lineáris rendszerdinamika módszerei is működjenek rajta. A laboratóriumi, hardveres rész megvalósítása más típusú munkát igényel, mint az elméleti levezetések és számítógépes szimulációk. A valódi teszteléshez pontos szerelés és nagy mértékű odafigyelés szükséges. A gyors prototipizálásra alkalmas eszközök, mint pl. a dSpace MicroLabBox vezérlőegység közelebb hozzák egymáshoz a két területet, ezzel erősen támogatva a fejlesztői munkát.

Jövőbeli munkában a mélyebben ismertetett módszerek közül: az adaptív paraméterváltoztatással működő LSD-t szeretném megfelelően hangolni ahhoz, hogy a szimuláció lengései bekerülhessenek a módszerek összehasonlításába. A 4. fejezetben bemutatott szimulációs eredmények igazolták, hogy az újszerű delta alapú lineáris rendszerdinamika technikájával egységes tranziens viselkedés érhető el. A módszer kidolgozottsága még nem teljes, mivel a pontos alapjelkövetés nagyobb teljesítményszinten még megoldandó feladat. Ezentúl tovább haladási irányként lehet még megemlíteni a vizsgálatok kiterjesztését többgépes rendszerekre.

7 IRODALOMJEGYZÉK

- [1] U. Tamrakar, D. Shrestha, M. Maharjan, B. P. Bhattarai, T. M. Hansen, and R. Tonkoski, "Virtual inertia: Current trends and future directions," *Appl. Sci.*, vol. 7, no. 7, pp. 1–29, 2017, doi: 10.3390/app7070654.
- [2] ENTSO-e, "European Network of Transmission System Operators for Electricity Grid-Forming Capabilities: Towards System Level Integration About ENTSO-E," 2021. Accessed: Jul. 26, 2021. [Online]. Available: [https://eepublicdownloads.entsoe.eu/clean-documents/RDCdocuments/210331_Grid Forming Capabilities.pdf](https://eepublicdownloads.entsoe.eu/clean-documents/RDCdocuments/210331_Grid%20Forming%20Capabilities.pdf).
- [3] S. D'Arco and J. A. Suul, "Virtual synchronous machines - Classification of implementations and analysis of equivalence to droop controllers for microgrids," *2013 IEEE Grenoble Conf. PowerTech, POWERTECH 2013*, 2013, doi: 10.1109/PTC.2013.6652456.
- [4] Antonello Monti, Federico Milano, Ettore Bompard, and Xavier Guillaud, *Converter-Based Dynamics and Control of Modern Power Systems*. Elsevier, 2021.
- [5] J. Machowski, Z. Lubosny, J. W. Bialek, and J. R. Bumby, *Power System Dynamics: Stability and Control*, Third Edit. John Wiley & Sons, 2020.
- [6] D. Raisz, D. Deepak, F. Ponci, and A. Monti, "Linear and uniform swing dynamics in multimachine converter-based power systems," *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 125, Feb. 2021, doi: 10.1016/j.ijepes.2020.106475.
- [7] D. Deepak, D. Raisz, A. Musa, F. Ponci, and A. Monti, "Inertial control applied to synchronverters to achieve linear swing dynamics," *2019 Electr. Power Qual. Supply Reliab. Conf. 2019 Symp. Electr. Eng. Mechatronics, PQ SEEM 2019*, no. 727481, pp. 1–6, 2019, doi: 10.1109/PQ.2019.8818273.
- [8] S. D'Arco, J. A. Suul, and O. B. Fosso, "Control system tuning and stability analysis of Virtual Synchronous Machines," in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Sep. 2013, pp. 2664–2671, doi: 10.1109/ECCE.2013.6647045.
- [9] S. D'Arco, J. A. Suul, and O. B. Fosso, "Small-signal modelling and parametric sensitivity of a Virtual Synchronous Machine," *Proc. - 2014 Power Syst. Comput. Conf. PSCC 2014*, pp. 1–6, 2014, doi: 10.1109/PSCC.2014.7038410.