

2022

Tudományos Diákköri Konferencia dolgozat

Új fizikai elven működő inverteralapú villamos hálózat stabilitásvizsgálata



Tóth Balázs

Témavezetők:

Sütő Bence

Dr. Raisz Dávid

BME Villamos Energetika Tanszék

MVM Smart Power Laboratórium

2022.11.01.

TARTALOM

1	Bevezetés.....	5
1.1	Grid-following és grid-forming inverterek alapjai	5
1.2	Grid-forming vezérlés fajtái.....	6
2	Matematikai alapok.....	8
2.1	Nemlineáris dinamika.....	8
2.2	Hopf-bifurkáció.....	8
3	Virtuális Oszcillátor alapú vezérlés.....	9
3.1	Liénard típusú modellek.....	9
3.2	Andronov-Hopf oszcillátor alapú vezérlés.....	10
3.2.1	Dinamikus egyenletek	12
3.3	Droop karakterisztika	13
3.4	Virtuális inercia szolgáltatás VOC inverterrel	14
4	Inverter alapú rendszer stabilitása	17
4.1	Inverteres rendszerek hatása a stabilitásra.....	17
4.2	Kisjelű analízis.....	18
4.2.1	Állapotterez leírás.....	18
4.2.2	Sajátérték vizsgálat.....	18
4.3	Egy inverter és mögöttes hálózat vizsgálata	19
4.3.1	A vezérlés differenciálegyenletei	19
4.3.2	A hálózat differenciálegyenletei.....	20
4.3.3	Stabilitásvizsgálat	20
4.4	Összetett hálózat stabilitásvizsgálata.....	23
4.4.1	Póluselrendezés vizsgálata	25
5	VOC-alapú rendszer szoftveres szimulációja és stabilitásvizsgálata	28
5.1	dVOC és VI-VOC inverter hálózati és szigetüzemének vizsgálata.....	28
5.1.1	Hálózati üzem vizsgálata instabil paraméterek mellett	28
5.1.2	Hatásosteljesítmény-frekvencia dinamika vizsgálata.....	29
5.1.3	Virtuális inercia hatásának vizsgálata.....	30
5.1.4	Meddőteljesítmény-feszültség dinamika vizsgálata.....	31
5.2	Többinverteres rendszer vizsgálata.....	31
6	Hardveres vizsgálat.....	34
7	Összefoglaló.....	37

8 Hivatkozások..... 37

ÖSSZEFOGLALÓ

A megújuló energiaforrások elterjedésével új kihívások jelentek meg az kisfeszültségű (KIF) és közép-feszültségű (KÖF) hálózatokon is. A termelés egyre nagyobb hányadért felelősek az elosztottan termelő, a hálózatra teljesítményelektronikán keresztül kapcsolódó erőművek. A hagyományos szinkrongenerátorok részarányának csökkenésével kiemelt kérdéssé vált, hogyan lehet azok viselkedésének egyes jellemzőit helyettesíteni az inverterek szabályozásával.

Jelenleg a hálózatra telepített inverterek túlnyomó többsége grid-following (GFL) inverter. Ezek vezérelt áramforrásként képezhetők le, így hálózattámogató képességük csekély. A grid-forming (GFM) inverterek ezzel szemben vezérelt feszültségforrásnak tekinthetők, ezáltal képesek közvetlenül hatást gyakorolni a hálózat feszültségére és frekvenciájára. Az elmúlt időszakban rohamos fejlődésnek indult a GFM inverterek szabályozástechnikája. Mivel tömeges hálózati telepítésük még nem kezdődött el, ezért fontos a legjobb vezérlési stratégia kutatása és a lehetséges szabályozási módok folyamatos fejlesztése.

A nemzetközi szakirodalomban megjelent egy új GFM inverter vezérlési módszer, ami a csatolt rezgőkörök szinkronizációs képességeire épít. A virtuális oszcillátor alapú inverter vezérlés (VOC) során az inverter szabályozását végző mikrokontrollert úgy programozzuk, hogy az nemlineáris oszcillátorok dinamikáját emulálja.

Jelen dolgozat célja bemutatni, miként képesek nemlineáris oszcillátorok biztosítani a szinkronizációt és teljesítménymegosztást párhuzamosan kapcsolt inverterek között, illetve segíteni a helyi hálózat stabil működését. Munkám során körüljártam a VOC szabályozással kapcsolatos nyitott kérdéseket, különös figyelmet fordítva KIF hálózatszinkron és szigetüzemű alkalmazásokra. Egy általam létrehozott kisjelű modell segítségével részletesen tanulmányoztam a stabilitás kérdését mind egy inverteres, mind többinverteres rendszer esetén.

Munkám újdonságtartalma az alábbiakban foglalható össze:

- Megalkottam egy kisjelű modellt, amit egy és többinverteres rendszer esetén is lehet alkalmazni
- Megvizsgáltam a VOC inverter kisjelű stabilitását egy inverter – erős hálózat esetén és megállapítottam a stabil hálózati üzem feltételét
- A szakirodalomban nem található említés az általam vizsgált VOC stabilitásának kérdéséről többinverteres rendszer esetén, így kisjelű analízis keretében megvizsgáltam azt
- A stabilitásvizsgálat során kapott eredményeket szoftveres és hardveres környezetben végzett szimulációkkal alátámasztottam

ABSTRACT

The increased penetration of renewable energy sources (RES) brought to light new challenges about low voltage (LV) and medium voltage (MV) electrical grids. Since power converters are used as interface between the distributed RES and the grid the share of traditional synchronous generators are decreasing among the electrical energy generation. To ensure the safe operation of inverter-based power system the possible grid supporting capabilities of inverter control are discussed.

Today most inverters in commercial use are grid-following (GFL) inverters. GFLs can be represented as controlled current sources and so they cannot provide ancillary support services for the local grid. Another control strategy is grid-forming (GFM) control, when inverters are programmed to act as controlled voltage sources thus can maintain voltage and frequency stability on the distribution system. Recently the development of GFM control strategies has increased rapidly. However, large-scale implementation has not started yet.

A new GFM control strategy emerged in the recent years, which is inspired by the phenomenon of synchronization in networks of coupled oscillators. In the proposed virtual oscillator control (VOC) scheme the inverter is controlled to emulate the dynamics of nonlinear oscillators.

The purpose of this study is to show the way nonlinear oscillators can ensure synchronization and power sharing among parallel connected inverters and provide ancillary support services for the local grid. In my work I investigated the open questions about this GFM control method in which I devoted particular attention to the possible implementation on LV microgrids which are designed to operate in islanded and grid-connected mode as well. I developed a new small-signal model that I used to investigate stability issues of VOC inverters.

The novelties of my work can be summarized as follows:

- I have created a small-signal model, which can be used to investigate stability issues of both single inverter and multiple inverter systems
- I have investigated the stability of a single inverter – infinite network model and derived the stability margin
- There is not yet publication covering the stability issues of multiple VOC inverter systems, so I have investigated the stability issues of these systems
- I have done simulations in both software and hardware environment to prove my results of the stability investigation

1 BEVEZETÉS

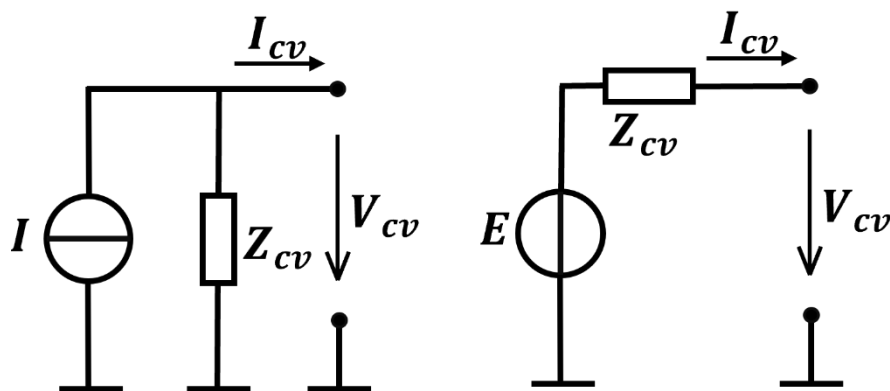
Az elmúlt időszakban újabb lendületet vett a megújuló energiaforrások terjedése és ennek következtében jelentős növekedésnek indult az elosztottan termelő, a hálózatra teljesítményelektronikával kapcsolódó kiserőművi termelők száma. A termelőegységek és a hálózat közötti kapcsolatot megteremtő inverterek a modern villamosenergia-rendszer fontos és meghatározó elemeivé váltak.

A megújuló energiaforrás alapú termelés elkezdte kiszorítani a hagyományos szinkrongépes termelőegységeket a rendszerből és ez a jövőben tovább fog folytatódni[1]. A szinkrongépek fontos jellemzője, hogy tömegükkel tehetetlenséget visznek a rendszerbe, ami a fogyasztói oldali vagy további termelőknél létrejövő villamos teljesítmény hirtelen változása esetén képes energiatároló hatást kifejteni. A tehetetlenség vagy más szóval inercia segítségével a villamosenergia-rendszerben bekövetkező hirtelen változások esetén a forgógépek forgási energiájuk csökkentésével vagy növelésével képesek mérsékelni a rendszerfrekvencia hirtelen megváltozását. Az inverteres termelőegységek részarányának növekedésével a teljes rendszer inerciája csökken, így csökken a hálózat ellenálló képessége frekvenciazavarokkal szemben. Ezért az alacsony természetes inerciával rendelkező rendszerek működésének alapos megértése kulcsfontosságú a minőségi villamosenergia-ellátás fenntartásának érdekében.

A dolgozat felépítése a következő: az első fejezet további részében bemutatjuk a GFL és GFM modellek közötti alapvető különbséget és a GFM modellek fejlődési irányait. A második fejezet bepillantást nyújt a nemlineáris oszcillátorok leírását segítő komplex matematikai módszertanba, amit a dolgozat során további részletezés nélkül felhasználok. A harmadik fejezetben tárgyalom az általam vizsgált GFM modell elvi felépítését és működését. A negyedik fejezetben kiselő stabilitás szempontjából vizsgálom az inverter vezérlést egy-, és többinverteres rendszer esetén, majd az ötödik fejezetben szoftveres, a hatodik fejezetben pedig hardveres környezetben végzett szimulációk keretében validálom a szabályozás működését.

1.1 Grid-following és grid-forming inverterek alapjai

Jelenleg a hálózaton már jelenlévő inverteres csatlakozású megújuló energiatermelés közel egésze a grid-following (GFL) inverter vezérlési stratégiát alkalmazza. A GFL inverterek vezérelhető áramforrásként értelmezhetőek a hálózaton. A csatlakozási pontjukon fáziszárt-hurok (Phase-locked Loop, PLL) segítségével mérik a frekvenciát és a fázisszöveget, és külső teljesítményjelekre reagálva injektálnak hatásos és meddő áramot a hálózatba. Hálózati zavarok esetén is arra törekszenek, hogy szinten tartsák (vagy bizonyos karakterisztikák mentén módosítsák) az általuk betáplált teljesítményt. Mivel külső frekvencia- és feszültségreferenciára van szükség a működésükhöz, így nem képesek üzemszerűen szigetben működni, és amennyiben egy részrendszer leválik a hálózatról, akkor az arra csatlakozó GFL invertereknek is le kell kapcsolódnia a hálózatról.



1. ábra: GFL (bal) és GFM (jobb) inverterek egyszerű helyettesítőképei

A GFM inverterek vezérlési stratégiája alapjaiban különbözik a GFL-től. A szinkrongenerátorokhoz hasonlóan egy vezérelt feszültségforrásként képezhetőek le, ami egy impedancián keresztül csatlakozik a hálózatra. A szabályozási rendszer *droop* karakterisztikát valósít meg, azaz a betáplált hatásos és meddő teljesítmény változtatásával képes befolyásolni a hálózat frekvenciáját, illetve feszültségét. A GFL invertekkel szemben a GFM inverteres termelőegységek sokkal gyorsabban tudnak reagálni és beavatkozni hálózati zavarok esetén, mint a hagyományos szinkrongenerátorok, így rendkívüli potenciállal rendelkeznek, folyamatos fejlesztésük elengedhetetlen a jövő villamosenergia-rendszerének megteremtéséhez. Egy hálózatrész szigetbe kerülésekor sem válnak le a hálózatról, hanem előállítják a levált hálózatrész üzeméhez szükséges feszültségreferenciát.

1.2 Grid-forming vezérlés fajtái

A legegyszerűbb GFM megoldás az állandó feszültségre és frekvenciára történő szabályozás, amelyet legtöbbször nem érdemes alkalmazni, mert együttműködő termelők esetén instabil működést eredményez.

A grid-forming vezérlésnek ezért számos további fajtája létezik. A szakirodalomban legelterjedtebben alkalmazott GFM vezérlési módszer a droop (statizmus alapú) szabályozás, amely a frekvencia- és teljesítmény alapjelen a hatásos és meddőteljesítmény leadástól függően változtatja. Léteznek továbbá olyan megoldások, amelyek a frekvencia- és feszültség alapjelnek dinamikát adnak[2], például a szinkrongenerátorok fizikai viselkedésének emulálásával: ilyen megoldások a virtuális szinkrongép (VSG) [3], a szinkronverter [4] vagy a Matching control [5] szabályozás, vagy a fentiekhez képest újfajta fizikai viselkedést alapul vevő virtuális oszcillátor szabályozás (VOC).

A droop szabályozást egyszerűsége miatt már több tesztprojektben implementáltak is [6]. A szabályozás alapját egy arányos (P) szabályozó tag adja. A csatlakozási ponton mért P hatásos és Q meddő teljesítményértékek függvényében igazítja a ω körfrekvenciáját és V feszültségének nagyságát, ezzel az (1)-(2) egyenletekben leírt úgynevezett droop-karakterisztika szerint szabályozza a hálózati feszültség és frekvencia értékét. Az ebben szereplő k_p és k_q konstansok a szabályozó paraméterei, beállíthatóak a kívánt értékre.

$$\omega = \omega_{ref} - k_p(P - P_{ref}) \quad (1)$$

$$V = V_{ref} - k_q(Q - Q_{ref}) \quad (2)$$

A virtuális szinkrongenerátor (VSG) szabályozási struktúráját úgy alakítják ki, hogy a hagyományos szinkrongenerátorok működését emulálja. Ez a droop-szabályozásnál jóval bonyolultabb szabályozási körrel rendelkezik, főleg arányos-integráló szabályozók alkotják a szabályozási kört. A szabályozás a szinkrongépeknél ismert lengési egyenlettel egyenértékű frekvenciadinamikát hivatott előállítani. Egy lehetséges megvalósítás frekvenciadinamikáját (3) mutatja. Az egyenletben szereplő paraméterek: H a virtuális szinkrongép tehetetlenségét, K_d a csillapítást, K_ω pedig a frekvencia droopot jellemzi.

$$s\omega = \frac{1}{H} [P_{ref} - P + K_d(\omega_{PLL} - \omega) + K_\omega(\omega_{ref} - \omega)] \quad (3)$$

A szinkronverter módszer nem sokban különbözik a VSG-től, viszont ebben az esetben nincs szükség PLL segítségével megállapítani a hálózati frekvenciát és szöghelyzetet. A szabályozás teljes mértékben a szinkron gép nyomtatékot és gerjesztését leíró egyenletein alapul.

A virtuális oszcillátor szabályozáson (VOC) alapuló GFM modellek jóval az előbb említett modellek után jelentek meg a szakirodalomban. Az eddig bemutatott struktúrák szabályozási körét tudatosan úgy építjük fel P, PI esetleg PD szabályozók segítségével, hogy az előírt egyenleteknek megfelelő dinamikus viselkedést produkáljon. Ezzel szemben a virtuális oszcillátor esetében a szabályozást nemlineáris oszcillátor dinamikáját emuláló tag alkotja. A dolgozat során bemutatásra kerül, miként képes nemlineáris oszcillátor GFM jellegű működést biztosítani, illetve, hogy milyen előnyökkel és hátrányokkal bír a többi modellhez képest.

2 MATEMATIKAI ALAPOK

A dolgozatban bemutatott inverter vezérlési stratégia alapja egyes nemlineáris rendszerek dinamikus (fizikai) viselkedése és ennek matematikai leírása. Annak érdekében, hogy megfelelő tudományos szemlélettel tudjuk bemutatni a dolgozat középpontjában álló szabályozási rendszereket, ebben a fejezetben bevezetünk néhány fogalmat a nemlineáris dinamika idevágó részéből.

2.1 Nemlineáris dinamika

A *fázistér* a rendszert jellemző független állapotváltozók által kifeszített, geometriailag szemléltethető tér. A fázistér minden egyes pontja a rendszer egy lehetséges állapotát jellemzi. Továbbá a fázistér tartalmazza a rendszer minden lehetséges állapotát. A rendszer állapota az időben előre-hátra egyértelműen követhető, az állapotok változása (mozgása az állapottérben) trajektóriák mentén történik.

2.2 Hopf-bifurkáció

Hopf-bifurkációról beszélünk, amikor differenciálegyenletek egy periodikus megoldása, ún. stabil határciklusa, körül veszi a fázistér egy forrását[7]. Ennek értelmezéséhez tekintsünk egy két állapotváltozóval leírható rendszert polárkoordinátás alakban (4)-(5).

$$\dot{r} = r(\mu - r^2) \quad (4)$$

$$\dot{\theta} = 1 \quad (5)$$

A következő eseteket érdemes kiemelni:

- Ha $\mu < 0$, az origó nyelő, azaz minden $r > 0$ esetén $r' = \mu r - r^3 < 0$ lesz, az ilyen rendszer egyetlen stabil pontja az origó.
- Ha $\mu > 0$, akkor:
 - $r < 1$ esetén az origó forrás, mert $r' = \mu r - r^3 > 0$
 - $r = \sqrt{\mu}$ esetén $r' = 0$, ami egy kör trajektória $\sqrt{\mu}$ sugárral, 2π periódussal
 - $r > 1$ esetén $r' < 0$

Az látható, hogy minden megoldás $r = \sqrt{\mu}$ sugarú körhöz tart, amit a rendszer stabil határciklusának nevezünk. A bifurkációs elméleten alapuló oszcillátorok két állapotváltozója által leírt stabil körmozgást használjuk ki az inverterek vezérléséhez.

3 VIRUTÁLIS OSZCILLÁTOR ALAPÚ VEZÉRLÉS

A nemlineáris oszcillátorok GFM szabályozásban történő alkalmazása először 2013-ban jelent meg. Az alkalmazott oszcillátorok képesek stabil, periodikus feszültségjel előállítására önállóan, külső referencijel nélkül. A többi GFM modellel ellentétben a VOC szabályozás időtartományban realizált, nincs szükség a hálózati szöghelyzet meghatározására, így számítási kapacitásigénye alacsony.

A témakör kilenc éves múltja ellenére – és talán összetettsége, bonyolult matematikai eszköztárat igénylő komplexitása miatt is – kevés kutatócsoport foglalkozik vele. A nemzetközi szakirodalom még jól áttekinthető, a legfontosabb cikkeket irodalomkutatás keretében feldolgoztam, ezekre a dolgozatban röviden hivatkozom. A szakirodalomban fellelhető modellek megjelenésük sorrendjében a Dead-Zone oszcillátor (DZ)[8], a Liénard típusú Van der Pol oszcillátor (VdP) [7][9], illetve a bifurkációs elméleten alapuló Andronov-Hopf oszcillátor (AHO)[10] és Unified virtuális oszcillátor (UVO)[11].

A szakirodalom ezen VOC megoldások számos részletkérdésére tartalmaz megoldási javaslatokat, ezeket itt nem tartom szükségesnek részletezni. Nem találtam viszont iránymutatást az alábbi kérdések tisztázására, és dolgozatom legfőbb eredményének azt tekintem, hogy ezekre saját javaslatokat dolgoztam ki:

- Megalkottam egy kisjelű modellt, amit egy és többinverteres rendszer esetén is lehet alkalmazni
- Megvizsgáltam a VOC inverter kisjelű stabilitását egy inverter – erős hálózat esetén és megállapítottam a stabil hálózati üzem feltételét
- A szakirodalomban nem található említés az általam vizsgált VOC stabilitásának kérdéséről többinverteres rendszer esetén, így kisjelű analízis keretében megvizsgáltam azt
- A stabilitásvizsgálat során kapott eredményeket szoftveres és hardveres környezetben végzett szimulációkkal alátámasztottam

Az alábbiakban a VOC vezérlés legfőbb jellemzőit mutatom be, a legkorszerűbb AHO megoldásra összpontosítva, amelyet további vizsgálataim során használok.

3.1 Liénard típusú modellek

A VdP és DZO modellek olyan oszcillátorokat emulálnak, melyek megfelelnek a Liénard-egyenletnek, így rendelkeznek stabil határciklussal. Felépítésüket tekintve két részre bonthatóak: egy harmonikus oszcillátorra (veszteségmentes LC kör) és egy nemlineáris alrendszerre. A nemlineáris rész egy feszültségfüggő áramforrás, melynek függvényében térnek el egymástól az egyes modellek.

Ezeknek a vezérlési stratégiáknak több gyengesége is van. Az így vezérelt inverterek feszültsége jelentős mértékű harmadik felharmonikust tartalmazott, aminek a csökkentése csak az inverter tranziens viselkedésének romlásával volt lehetséges. Továbbá elvárt, hogy az inverteres termelőegységek képesek legyen külső vezérlőjel hatására változtatni a hatásos és meddő teljesítmény betáplálásukat, amire a Liénard-oszcillátorral rendelkező vezérlőegységek nem képesek.

3.2 Andronov-Hopf oszcillátor alapú vezérlés

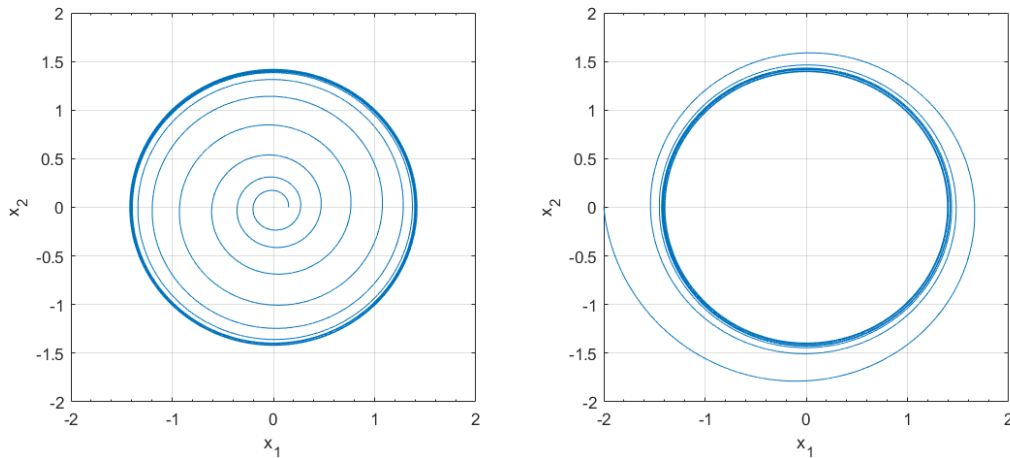
Ebben a fejezetben bemutatom a grid-forming szabályozó felépítését [10] alapján, a harmonikus oszcillátor egyenleteiből kiindulva. (6)-ben x_1 és x_2 állapotváltozókat, ω_{nom} a rezonancia frekvenciát jelöli.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{nom} \\ \omega_{nom} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (6)$$

Jelen esetben a harmonikus oszcillátor fizikailag egy veszteségmentes LC taggal képzelhető el, ami a kezdeti értékeknek megfelelő amplitúdóval oszcillál. Ezt a rendszert bővítjük egy olyan nemlineáris taggal, amivel lehetőségünk adódik beállítani az oszcilláció amplitúdóját.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \xi(2X_{nom}^2 - \|x\|^2) & -\omega_{nom} \\ \omega_{nom} & \xi(2X_{nom}^2 - \|x\|^2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (7)$$

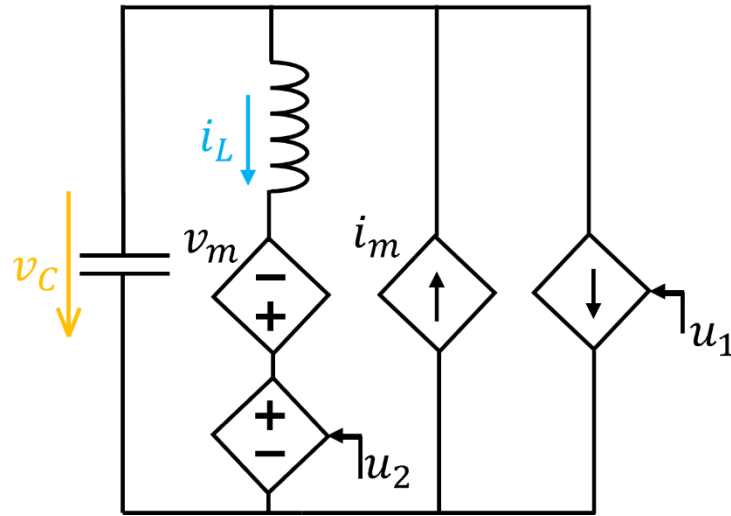
Ez a dinamikus modell X_{nom} effektív értékű oszcillációt mutat, ahol X_{nom} tetszőlegesen megválasztható. A vezérlés során ennek az értékét 1-nek választjuk, így a vezérlés viszonylagos egységben értelmezhető. A rendszer mindig stabil periodikus oszcillációhoz, úgynevezett határciklushoz tart, kezdeti állapottól függetlenül (2. ábra). A konvergencia sebessége ξ segítségével hangolható.



2. ábra: Stabil határciklus kialakulása különböző kezdeti értékek esetén

A vezérlés áramköri reprezentációját a 3. ábra szemlélteti. Az inverter vezérlést egy LC rezgőkör alkotja, ω_{nom} névleges körfrekvenciával:

$$\omega_{nom} = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 2\pi 50 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \quad (8)$$



3. ábra: Az Andronov-Hopf oszcillátor felépítése

A rendszer állapotváltozói, a kondenzátor feszültsége (v_C) és a tekercs árama (i_L), ortogonális jelek. Ahhoz, hogy az állapotváltozók azonos (jelen esetben feszültség) dimenziójúak legyenek, szükség van a tekercs áramának átskálázására (9)-ben kifejtett karakterisztikus impedanciával.

$$\varepsilon = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (9)$$

$$x_{12} = [x_1, x_2] = [v_C, \varepsilon i_L] \quad (10)$$

v_m és i_m állapotfüggő vezérelt források, melyeket az állapotváltozók (11) és (12) alapján vezérelnek. Ezek a források úgy nyelnek el vagy szabadítanak fel energiát, hogy az oszcilláció periodikus szinuszos jelének csúcserőértéke $\sqrt{2}X_{nom}$ értékhez tartson aszimptotikusan. X_{nom} értéke tetszőlegesen megválasztható.

$$v_m = \frac{\xi}{\omega_{nom}} (2X_{nom}^2 - \|x_{12}\|^2) x_2 \quad (11)$$

$$i_m = \frac{\xi}{\varepsilon \omega_{nom}} (2X_{nom}^2 - \|x_{12}\|^2) x_1 \quad (12)$$

Az x_{12} vektort egy pozitív skalár számmal (κ_v) szorozva generáljuk az inverter feszültségvezérlő jelét (13)-ben, ennek értéke a kívánt hálózati feszültségértékkel egyezik meg. Inverz Clarke transzformáció segítségével a két ortogonális jelből háromfázisú feszültségvezérlő jelet képezünk. Ezt a v_{abc} jelet a DC forrásfeszültség felével leosztva adódik az inverter hídágait vezérlő impulzusélesség-moduláció referencia jele.

$$\kappa_v x_{12}^T = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = v_{\alpha\beta} \quad (13)$$

$$\kappa_v X_{nom} = V_{nom} \quad (14)$$

A vezérlés bemeneti jele a szűrő hálózat oldali impedanciáján folyó háromfázisú i_{abc} áramjel. Az áram jelet Clarke transzformációval az $\alpha\beta$ -síkon képezzük le. Az $i_{\alpha\beta}$ jelet (15) szerint elforgatjuk. A forgató vektorban található φ szög meghatározza a feszültség amplitúdó és frekvencia viszonyát a hatásos és meddő teljesítményhez. A mért jeleket κ_i skalár számmal skálázzuk, ennek értékét az inverter névleges teljesítménye szabja meg, ez hozzájárul, hogy a párhuzamosan kapcsolt inverterek egymást között megosszák a terhelés áramát.

$$u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \kappa_i \begin{bmatrix} \cos\varphi & -\sin\varphi \\ \sin\varphi & \cos\varphi \end{bmatrix} i_{\alpha\beta} \quad (15)$$

Az így kapott u vektor első eleme egy vezérelt áramforrást, a második eleme egy vezérelt feszültségforrást szabályoz. Ezek a források szolgáltatnak információt a hálózat aktuális állapotáról a vezérlő áramkörben.

3.2.1 Dinamikus egyenletek

A rendszer két állapotváltozóját kifejezve tudjuk jellemezni a dinamikus viselkedést (16)-(17).

$$C \frac{dv_C}{dt} = -i_L + \frac{\xi}{\varepsilon\omega_{nom}} (2X_{nom}^2 - \|x_{12}\|^2)x_1 - u_1 \quad (16)$$

$$L \frac{di_L}{dt} = v_C + \frac{\xi}{\omega_{nom}} (2X_{nom}^2 - \|x_{12}\|^2)x_2 - \varepsilon u_2 \quad (17)$$

Az egyenletek bal oldala és jobb oldalának első tagja egy harmonikus oszcillátor dinamikáját írják le. A jobb oldal középső tagja tart egyensúlyt az oszcillátor beállított amplitúdója (X_{nom}) és az aktuális amplitúdó ($\|x_{12}\|^2$) között. (7) és (17) alapján felírható a dinamikus modell $v_{\alpha\beta}$ -ra:

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_\alpha \\ \dot{v}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\xi}{\kappa_v^2} (2V_{nom}^2 - \|v_{\alpha\beta}\|^2) & -\omega_{nom} \\ \omega_{nom} & \frac{\xi}{\kappa_v^2} (2V_{nom}^2 - \|v_{\alpha\beta}\|^2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} - \frac{\kappa_v \kappa_i}{C} \begin{bmatrix} \cos\varphi & -\sin\varphi \\ \sin\varphi & \cos\varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (18)$$

A szabályozás képes stabilan reagálni külsőleg állítható hatásos- és meddőteljesítmény-alapjelekre. Ekkor a mért áramból kell kivonni az alapjeleknek megfelelő áramértéket, ezeket a (19)-ban csillag jelöli.

$$u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \kappa_i \begin{bmatrix} \cos\varphi & -\sin\varphi \\ \sin\varphi & \cos\varphi \end{bmatrix} (i_{\alpha\beta} - i_{\alpha\beta}^*) \quad (19)$$

A teljesítmény-alapjelekből áram alapjeleket a szabályozás kimenetén adódó ortogonális jelek segítségével határozzuk meg, nincs szükség feszültségmérésre a PCC ponton. Egyben ez azt is jelenti, hogy a teljesítmény számításakor a konverter által a szűrő felé leadott teljesítménnyel számolunk. Ez hatásos teljesítmény esetén nem jelent lényeges különbséget a PCC ponton a hálózat felé áramló teljesítményhez képest, viszont meddő teljesítmény esetén figyelembe kell venni a kondenzátor felé áramló meddő teljesítményt, ami már számottevő. Ebből a tulajdonságából kifolyólag *Dispatchable* VOC-nak (dVOC) is nevezik ezt a modellt.

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^* \\ i_{\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{2}{3\|v_{\alpha\beta}\|^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ v_{\beta} & -v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P^* \\ Q^* \end{bmatrix} \quad (20)$$

Ezzel kiegészül a teljes dinamikus modell, (18) is:

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_{\alpha} \\ \dot{v}_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\xi}{\kappa_v^2} (2V_{nom}^2 - \|v_{\alpha\beta}\|^2) & -\omega_{nom} \\ \omega_{nom} & \frac{\xi}{\kappa_v^2} (2V_{nom}^2 - \|v_{\alpha\beta}\|^2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} - \frac{\kappa_v \kappa_i}{C} \begin{bmatrix} \cos\varphi & -\sin\varphi \\ \sin\varphi & \cos\varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} - i_{\alpha}^* \\ i_{\beta} - i_{\beta}^* \end{bmatrix} \quad (21)$$

(21)-ből leolvasható, hogy a rendszer dinamikáját miként befolyásolja az aktuálisan mért és a referencia hatásos és meddőteljesítmények különbsége.

3.3 Droop karakterisztika

A VOC elvben különbözik a többi GFM modelltől, mert a droop jellegű működést nem PID szabályozók valósítják meg a szabályozási körben, hanem az oszcillátor működéséből adódik. Ez azt is jelenti, hogy a droop karakterisztika meredekségének állításához az oszcillátor belső paramétereinek változtatása szükséges.

A hatásos teljesítmény és frekvencia, illetve a meddő teljesítmény és feszültség közti kapcsolat felírásához először tekintsük az oszcillátor dinamikus viselkedését leíró egyenletpárt (7). A vezérlés kimeneteként szolgáló $V_{\alpha\beta}$ felírható polárkoordináta rendszerben (22)-(23).

$$\widehat{V}_{cv} = \sqrt{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \quad (22)$$

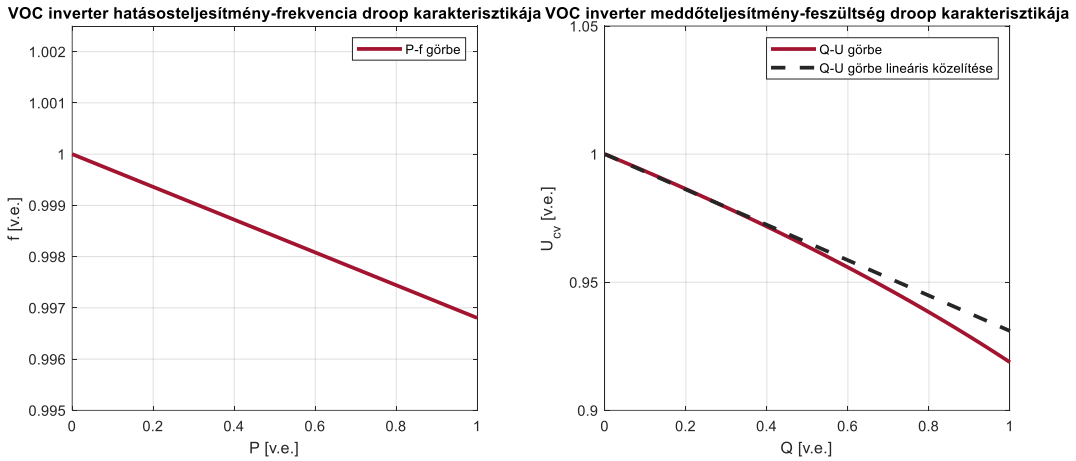
$$\theta_{cv} = \arctan\left(\frac{v_{\beta}}{v_{\alpha}}\right) \quad (23)$$

Így a konverter feszültség és fázisszög dinamikáját leíró egyenletek már (24)-(25) szerint felírhatóak.

$$\dot{V}_{cv} = \frac{v_{\alpha}\dot{v}_{\alpha} + v_{\beta}\dot{v}_{\beta}}{2V_{cv}} = \frac{\xi}{\kappa_v^2} V_{cv} (2V_{nom}^2 - 2V_{cv}^2) - \frac{\kappa_v \kappa_i}{3CV_{cv}} (Q - Q_{ref}) \quad (24)$$

$$\dot{\theta}_{cv} = \omega_{cv} = \frac{v_{\alpha} \dot{v}_{\alpha} - v_{\beta} \dot{v}_{\beta}}{2V_{cv}^2} = \omega_{nom} - \frac{\kappa_v \kappa_i}{3CV_{cv}^2} (P - P_{ref}) \quad (25)$$

A 4. ábra szemlélteti a droop karakterisztikákat: a P-f görbe lineáris, viszont a Q-U görbe nem. A meddőteljesítmény betáplálás függ a feszültség negyedik hatványától, azonban így is jó közelítést ad, ha lineárisnak feltételezzük.



4. ábra: Droop karakterisztikák: P-f görbe (bal) és Q-U görbe (jobb)

3.4 Virtuális inercia szolgáltatás VOC inverterrel

A rendszerben aktívan jelenlévő forgótömeg csökkenésével indokoltá vált az inverteres csatlakozású termelőegységekkel pótolni a rendszerből kieső inerciát. A GFM inverterek képesek ún. virtuális inerciát szolgáltatni a rendszer számára. Ehhez a szabályozóegységet úgy kell megalkotni, hogy frekvenciacsökkenés esetén a forgógépekhez hasonlóan növelje, illetve frekvencia növekedés esetén csökkentse a saját betáplálását. A virtuális inerciához szükséges energia előállítását a jelen dolgozat nem tárgyalja, mind a szoftveres, mind a laboratóriumi környezetben végzett mérések során egy végtelennek tekinthető DC forrás volt az inverter mögött. A gyakorlatban legegyszerűbben ez úgy képzelhető el, hogy a megújulótermelő egység mellé energiatároló telepítünk, amiből szükség esetén kinyerhető a többletenergia.

Az AHO alapú szabályozás is könnyen kiegészíthető olyan egy egységgel, ami az inverter frekvenciadinamikáját befolyásolja. [12]-ben oly módon egészítették ki (24)-(25) differenciálegyenleteket, hogy azok megfeleltethetőek legyenek a szinkrongép dinamikáját leíró egyenletekkel.

A forgó szinkrongenerátor dinamikáját leíró egyenletet (26) mutatja. Az egyenlet viszonylagos egységben van kifejezve. $\bar{\omega}_{sg}$ a villamos hálózati szinkron körfrekvencia, \bar{P}_m a mechanikai teljesítmény és D a csillapítási tényező.

$$2H_{sg} \frac{d(\bar{\omega}_{sg} - \bar{\omega}_0)}{dt} = \bar{P}_m - \bar{P}_{sg} - D(\bar{\omega}_{sg} - \bar{\omega}_0) \quad (26)$$

Továbbá H_{sg} az inercia konstans viszonylagos egységben, ennek kifejezése (27). J az adott gép tehetetlenségi nyomatéka.

$$H_{sg} = \frac{J\omega_{sg}}{2S_{base}} \quad (27)$$

Így a szinkrongép működését leíró egyenlet (28).

$$2H_{sg} \frac{d(\bar{\omega}_{sg} - \bar{\omega}_0)}{dt} = \bar{P}_m - \bar{P}_{sg} - D(\bar{\omega}_{sg} - \omega_0) \quad (28)$$

(25) viszonylagos egységben kifejezve (29) egyenletté módosul. Az egyenlet jobb és bal oldalát is ω_{base} -el és S_{base} -el kell elosztani. A körfrekvencia típusú mennyiségeknek így lesz egy $\frac{1}{S_{base}}$ szorzótényezője, ezért mindkét oldalt S_{base} -el kell szorozni. Továbbá $\kappa_i = 3\frac{\kappa_v}{S_n}$ behelyettesítésével a nevezőben κ_v^2 jelenik meg, ez felhasználható arra, hogy V_{id} is viszonylagos egységbe legyen leképezve. Végsősoron ω_0 -t ω_{base} -nek választottam, így helyére 1-et lehet írni.

$$\bar{\omega}_{inv} = 1 - \frac{S_{base}}{S_{inv}^* \omega_{base} C \bar{V}_{id}^2} (\bar{P}_{inv} - \bar{P}_{ref}) \quad (29)$$

A (29) a VOC vezérelt inverter frekvenciája és leadott hatásos teljesítménye közti összefüggést írja le. A leadott hatásos teljesítmény egyenesen arányos a frekvenciával, így a rendszer tranziens állapotában inerciájával nem járul hozzá a frekvenciaváltozás csillapításához. Ahhoz, hogy a vezérlés a szinkron gépek inerciájához hasonló tranziens viselkedést mutasson, a cikkben az inverter frekvenciája egy, a teljesítményreferencia körbe iktatott PD szabályozóval lett kompenzálva. Az új teljesítményreferencia összefüggését (30) mutatja, az ebben szereplő k_p (arányos erősítési tényező) és k_d (deriváló tag erősítési tényezője) a szabályozó paraméterei.

$$\bar{P}_{ref} = \bar{P}_0 - (k_d s + k_p)(\bar{\omega}_{inv} - \bar{\omega}_0) \quad (30)$$

A (29) és (30) egyenletek dimenzionálisan:

$$\omega_{inv} = \omega_0 + \frac{2\kappa_i \kappa_v}{3C(\sqrt{2}V_{fázis})^2} (P_0 - P_{inv} - (k_d s + k_p)(\omega_{inv} - \omega_0)) \quad (31)$$

Az új referenciával kiegészített frekvenciadinamika, illetve a már bemutatott szinkrongép dinamika egymás mellett:

$$k_d \frac{d(\bar{\omega}_{inv} - \bar{\omega}_0)}{dt} = \bar{P}_0 - \bar{P}_{inv} - (k_p + \frac{S_{inv}^* \omega_{base} C \bar{V}_{id}^2}{S_{base}})(\bar{\omega}_{inv} - \bar{\omega}_0) \quad (32)$$

$$2H_{sg} \frac{d(\bar{\omega}_{sg} - \bar{\omega}_0)}{dt} = \bar{P}_m - \bar{P}_{sg} - D_{sg}(\bar{\omega}_{sg} - \bar{\omega}_0) \quad (33)$$

Ezek alapján a szabályozó felparaméterezése a két egyenlet összehasonlításán alapszik. Láthatóan a két egyenlet hasonló, sőt egymásba átvihető, ha a $H_{sg} = \frac{1}{2}k_d$ és a $D_{sg} = k_p + \frac{S_{inv}^* \omega_{base} C \bar{V}_{id}^2}{S_{base}}$ választással élünk.

4 INVERTER ALAPÚ RENDSZER STABILITÁSA

Mielőtt a stabilitás szempontjából kezdenénk vizsgálni a VOC invertert, érdemes tisztázni mit értünk stabilitás alatt a villamosenergia-rendszerben. A villamosenergia-rendszer stabilitásával kapcsolatos fogalmak és definíciók letisztázására jött létre az *IEEE/CIGRÉ Joint Task Force on Stability Terms and Definitions* munkacsoport[13]. A stabilitást úgy definiálják, mint a villamosenergia-rendszer azon képessége egy adott kiindulási állapotban, hogy egy fizikai zavartatás után visszatérjen egy üzemképes egyensúlyi állapotba, mégpedig úgy, hogy a legtöbb, rendszert jellemző változó korlátos marad, vagyis gyakorlatilag a teljes rendszer ép marad.

4.1 Inverteres rendszerek hatása a stabilitásra

A stabilitás egyetlen problémakör, viszont rendkívüli bonyolultsága miatt célszerű osztályozni az egyes jelenségeket. Így jobban átláthatóak a stabilitást befolyásoló tényezők és ez segít megérteni a mögöttes fizikai folyamatokat.



5. ábra: A villamosenergia-rendszer stabilitásának osztályozása, kiemelve az inverterek szempontjából fontos osztályokat

Forgórész-szögstabilitás a rendszer azon képessége, hogy az összekapcsolt rendszerben jelenlévő szinkronjáró szinkrongenerátorok kis vagy nagy zavarhatás esetén is szinkronban maradjanak, köztük lengések ne alakuljanak ki. Az inverteres rendszerek megjelenése közvetlenül nem befolyásolja a forgórész-szögstabilitást, viszont a szinkrongépes termelők részarányának csökkenésével kiesenek olyan generátorok is, amelyek meghatározóak a rendszerstabilitás szempontjából. Továbbá a megújuló energiaforrások természetéből adódóan olyan csomópontokon is megváltozhat az energiaáramlás iránya, ahol korábban az elképzelhetetlen volt (KÖF/KIF, de akár NAF/KÖF transzformátorok esetén), ezáltal pedig változhatnak a tranziens stabilitás határértéke.

A *feszültségstabilitás* a rendszer azon képessége, hogy az összes csomópontján a feszültség értékét a névleges feszültség szint környezetében megengedhető tartományon belül tartsa. A rendszer képességét jelentősen befolyásolja, hogy a termelés tud-e egyensúlyt tartani a fogyasztók szükségletével, amit pedig az egyes gyűjtősíneken átvihető maximális teljesítmény és vonalon eső feszültség is befolyásol. Az így bekövetkező instabilitásnak a következménye a fogyasztók leválása vagy az egyes távvezetékek kiesése, ami láncreakciót indíthat be.

A *frekvenciastabilitás* definíciója még az inverteralapú termelés térhódítása előtt született és a rendszer villamos teljesítményének hirtelen változása során bekövetkező frekvenciaváltozás korlátozásának, majd helyreállításának képességét jelenti. A munkacsoport 2016-ban ezt további két fogalommal egészítette ki az többek között az inverteres termelőegységekre való tekintettel: bevezették a rezonanciastabilitás és konverterstabilitás fogalmakat.

A *rezonanciastabilitás* az alacsonyfrekvenciás rezonanciajelenségeket foglalja magában, ami leginkább a sorosan kompenzált távvezetékek és szinkrongenerátorok között léphet fel. A *konverterstabilitás* a teljesítményelektronikai eszközök vezérlőegységeinek egymással, illetve a villamosenergia-rendszer más berendezéseivel történő kölcsönhatásából adódó rezonanciajelenségek kérdéseit tárgyalja. Az inverteres rendszerek szabályozástechnikájának fejlesztésekor a konverterstabilitás témakörébe tartozó jelenségek felderítése és megszüntetése kiemelkedő jelentőségű.

4.2 Kisjelű analízis

A VOC inverter hálózati és szigetüzemi működésének stabilitásvizsgálatához kisjelű analízist végeztem. Ennek segítségével kis zavarítások esetén vizsgálható egy rendszer stabilitása. Ha a villamosenergia-rendszer egy adott részegységében a kis zavarójelek hatására kialakuló oszcillációk csillapodnak, azaz a rendszerjellemzők értéke bár változik, mégis egy elfogadható korláton belül marad hosszú időre, akkor az stabilnak mondható. Mivel a villamosenergia-rendszer folyamatosan kitett kis változásoknak, így azon rendszer, amelyre a kisjelű stabilitás nem igaz, nem üzemeltethető a gyakorlatban.

A kisjelű stabilitás vizsgálatokor abból indulunk ki, hogy a zavartatás mértéke kellően kicsi ahhoz, hogy a rendszer vizsgálható legyen egy adott munkapont linearizált környezetében. Gyorsan lezajló nagy változások esetén (például zárlatok) a nagyjelű stabilitás vizsgálandó, mert ekkor már figyelembe kell venni a rendszer nemlineáris viselkedését is.

4.2.1 Állapotteres leírás

Egy rendszert úgy jellemezünk, hogy felvesszük a működést leíró differenciálegyenleteket. Ezen egyenletek számával egyenlő számú állapotváltozót kell meghatároznunk, amelyekkel kifejezhető az adott rendszer fizikai működése. Az így kapott egyenletrendszer általános felírását (34) mutatja, ahol a x az állapotváltozók alkotta oszlopvektor, u pedig a beavatkozó jelek oszlopvektora. A beavatkozó jeleket a rendszer szempontjából kívülről érkező bementi jelek jelentik.

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (34)$$

A rendszer kimenetének definiálásához fel kell venni még egy állapotegyenletet. A (35)-ben szereplő C vektor kijelöli, hogy mely állapotváltozók milyen hatással vannak a kimeneti jelre, a D vektor pedig azt mutatja meg, hogy a bemeneti jelek milyen arányban hatnak közvetlenül a kimeneti jelre.

$$y(t) = Cx(t) + Du(t) \quad (35)$$

4.2.2 Sajátérték vizsgálat

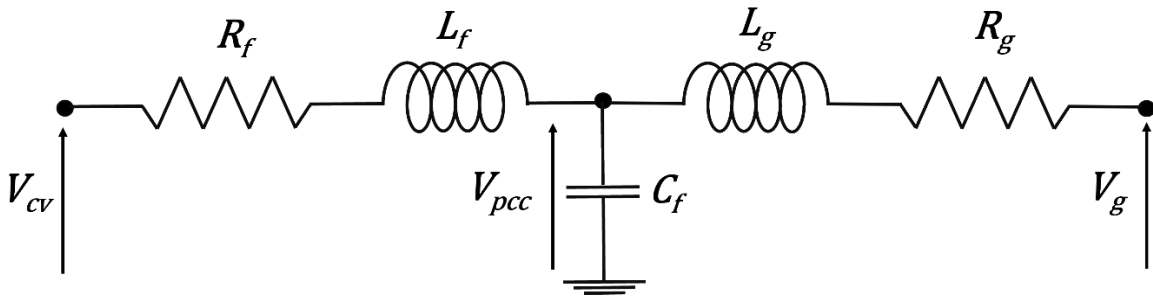
Egy rendszer sajátértékeinek meghatározásával lehet nyilatkozni a rendszer stabilitásáról, azonban csak a lineáris rendszereknek van sajátértéke. Bármely nemlineáris rendszer vizsgálható ezzel a módszerrel, ha egy adott $f(x_0, u_0)$ munkapont $f(x_0 + \Delta x, u_0 + \Delta u)$ környezetében lineárisnak tekintjük a rendszert. A munkapont állandósult állapotot jelöl, azaz (36) teljesül.

$$\dot{x}(t) = 0 = f(x_0 + \Delta x, u_0 + \Delta u) \quad (36)$$

A linearizált rendszer előállításához az összes állapotegyenletét deriválni kell az összes állapotváltozó szerint. Így a nemlineáris rendszer „A” rendszermátrixából Jacobi-mátrixot képzünk, amely tartalmazza az adott egyenletrendszer parciális deriváltjait. Az így előállított „A” mátrix sajátértékeinek meghatározásával már tudjuk a rendszer dinamikáját jellemezni.

4.3 Egy inverter és mögöttes hálózat vizsgálata

Egy gép – végtelen hálózat modell (SMIB) az egyik legegyszerűbb elrendezés a villamosenergia-rendszer vizsgálatokor, ugyanakkor segítségével megtudjuk határozni azt a paraméterkészletet, amivel biztosítható a stabil hálózati üzem. Az így megállapított paramétereket kiindulási pontnak tekintjük a további vizsgálatokhoz.



6. ábra: a vizsgált hálózat modellje

A kisjelű analízishez használt áramköri modellt mutatja a 6. ábra. R_f , L_f és C_f az inverter kimeneti szűrőjének komponensei, amíg L_g és R_g annak a hálózatnak a komponenseit jelképezik koncentráltan, amire a készülék kapcsolódik hálózati üzemben. A konverter kapcsain mérhető feszültséget V_{cv} , az szűrő kapacitásán mérhető feszültséget V_{pcc} , a hálózat feszültségét pedig V_g jelöli.

A feszültségeket és áramokat az inverter feszültséghez rögzített szinkron forgó koordináta-rendszerben vizsgáljuk. Az áramok és feszültségek $(u_d + ju_q)$ alakban írhatók fel, az inverter feszültségvektornak csak d irányú komponense van.

4.3.1 A vezérlés differenciálegyenletei

A kisjelű analízist kétfajta vezérlésnél (dVOC, VI-VOC) is megvizsgáltam. A két modell között kis eltérés található a vezérlés egyenleteinek felírásában, a hálózatot jellemző egyenletek azonosak.

A VOC invertert jellemző differenciálegyenletekhez felírásához a dinamikus viselkedést leíró polárkoordinátákban adott (24) és (25) egyenleteket vettem alapul. (37) és (38) adja a dVOC vezérlésének két állapotegyenleteit.

$$\dot{V}_{cv} = \frac{\xi}{\kappa_v^2} V_{cv} (2V_{nom}^2 - 2V_{cv}^2) - \frac{\kappa_v \kappa_i}{3CV_{cv}} (Q - Q_{ref}) \quad (37)$$

$$\dot{\theta}_{cv} = -\frac{\kappa_v \kappa_i}{3CV_{cv}^2} (P - P_{ref}) \quad (38)$$

A VI-VOC esetében (38)-at kiegészítettem a mesterséges inercia szolgáltatásért felelős PD szabályozóval. Így a vezérlésnek ebben az esetben három állapotváltozója adódott, amelyekhez három állapotegyenlet,(37), (39) és (40) tartozik.

$$\dot{\omega}_{cv} = \frac{1}{k_d} \left(P_{ref} - P - \left(k_p + \frac{3CV_{cv}^2}{2\kappa_v\kappa_i} \right) d\omega \right) \quad (39)$$

$$\dot{\theta}_{cv} = d\omega \quad (40)$$

A stabilitásvizsgálattal az inverter hálózati üzemének vizsgálata is célom, ezért az inverter feszültségének szöghelyzetét a hálózati feszültséghez viszonyítva $\theta_t = \theta_i - \theta_g$ szerint definiáltam, így az ún. terhelési szöget tekintem állapotváltozónak[14].

4.3.2 A hálózat differenciálegyenletei

Az 6. ábra bal oldalán az inverter és a PCC pont közötti hurokra felírható a (41) egyenlet. Az egyenletben minden változó d-q komponensekre bontható egy olyan koordináta-rendszerben, amely pillanatnyi szöge $j\rho$. Az egyenletben a tekercs áram kifejezéséből adódóan a szög deriváltja is szerepel, ami a forgó rendszer szögsebességével egyenlő. Az egyenlet átalakítását tovább nem részletezve adódik (42).

$$V_{pcc,dq} - R_f i_{cv,dq} - L_f \frac{di_{cv,dq}}{dt} - V_{cv,d} = 0 \quad (41)$$

Az állapotegyenlet kifejezéséhez az egyenletet i_{cv} állapotváltozóra kell rendezni.

$$\frac{d}{dt} i_{cv,dq} = \frac{1}{L_f} V_{cv,d} - \frac{1}{L_f} V_{pcc,dq} - \left(\frac{R_f}{L_f} + j\omega_d \right) i_{cv,dq} \quad (42)$$

A rendszernek még két másik állapotváltozója van: a kondenzátor feszültsége és a hálózati impedancia árama. A differenciálegyenletek felírásához a PCC pontra csomóponti egyenletet (43) és a 6. ábra jobb oldalára, a hálózati oldalon hurokegyenletet (44) kell felírni.

$$\frac{d}{dt} V_{pcc,dq} = \frac{1}{C_f} i_{cv,dq} - \frac{1}{C_f} i_{g,dq} - j\omega_d V_{pcc,dq} \quad (43)$$

$$\frac{d}{dt} i_{g,dq} = \frac{1}{L_g} V_{pcc,dq} - \frac{1}{L_g} V_{g,dq} - \left(\frac{R_g}{L_g} + j\omega_d \right) i_{g,dq} \quad (44)$$

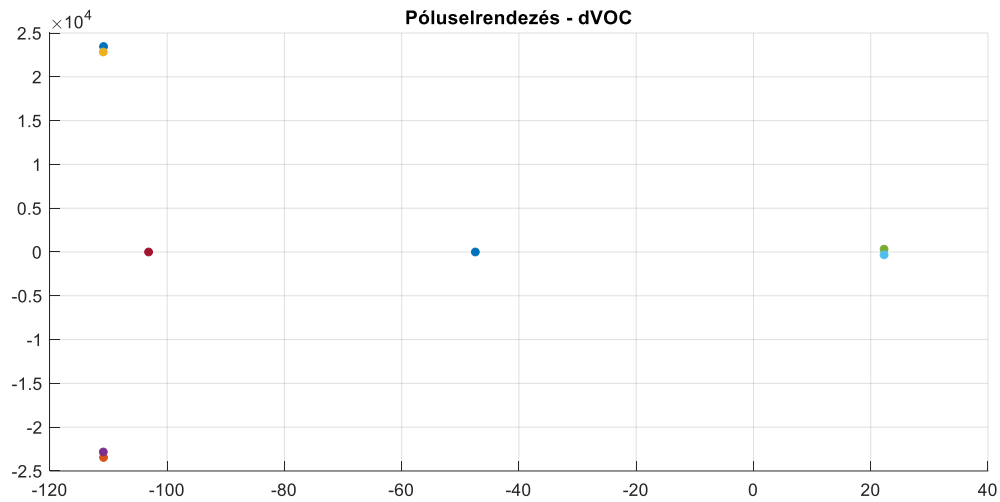
4.3.3 Stabilitásvizsgálat

A hálózati állapotegyenletek mindegyike szétbontható az állapotváltozó d és q irányú komponensének kifejezésére, így a rendszernek, a vezérlés változóival együtt dVOC esetén 8 darab (45), VI-VOC esetén 9 darab (46) állapotváltozója adódik.

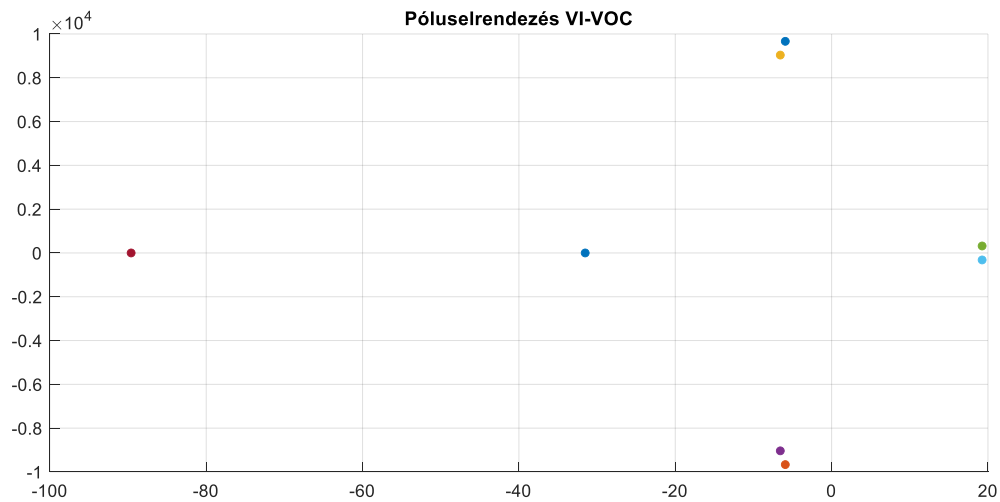
$$\Delta x_{dVOC} = [\Delta V_{cv} \quad \Delta \theta_d \quad \Delta i_{cv,d} \quad \Delta i_{cv,q} \quad \Delta V_{pcc,d} \quad \Delta V_{pcc,q} \quad \Delta i_{g,d} \quad \Delta i_{g,q}]^T \quad (45)$$

$$\Delta x_{VI-VOC} = [\Delta V_{cv} \quad \Delta \theta_d \quad \Delta i_{cv,d} \quad \Delta i_{cv,q} \quad \Delta V_{pcc,d} \quad \Delta V_{pcc,q} \quad \Delta i_{g,d} \quad \Delta i_{g,q} \quad \Delta d\omega]^T \quad (46)$$

A kiindulásképpen választott paraméterkészlet egyrészét [10]-ből vettem át és azokat 400 V vonali feszültséghez, illetve 50 Hz hálózati frekvenciához igazítottam. Ennek segítségével kiszámoltam a munkapontot, majd a munkapont körül linearizáltam a rendszert. Az így adódó rendszer póluseloszlását dVOC esetén a 7. ábra, VI-VOC esetén a 8. ábra mutatja.



7. ábra: dVOC rendszer póluseloszlása erős hálózatra ($S_z = 2,5$ MVA, $R/X = 0,75$) csatlakozás esetén



8. ábra: VI-VOC rendszer póluseloszlása erős hálózatra ($S_z = 2,5$ MVA, $R/X = 0,75$) csatlakozás esetén

A két inverter vezérlés közül a VI-VOC póluseloszlása a stabilitás szempontjából kedvezőbb, mert az instabil pólusok közelebb helyezkednek el a negatív félsíkhoz, így a továbbiakban csak ezt tárgyalom.

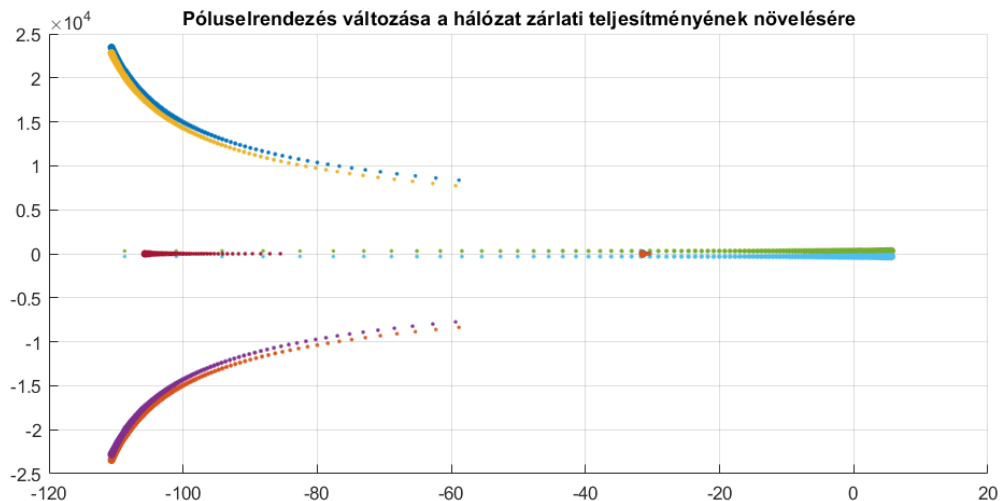
A negatív félsíkon található tisztán valós pólusok, illetve konjugált komplex póluspárok a rendszer válaszában exponenciálisan lecsengő összetevői. A $p_i = -\sigma + j\omega$ pólus a válaszban $Ae^{-\sigma t} \sin(\omega t +$

φ) komponensként jelenik meg, melynek időállandója $\tau_i = \frac{1}{\sigma}$, frekvenciája ω , A és φ pedig a kezdeti értékektől függő változók.

A rendszer fontosabb pólusai: $p_{1,2} = -31,47 \pm j32,18$ a P - f dinamikát befolyásoló póluspár, segítségével jellemezhető a beállítás hatásosteljesítmény alapjel váltáskor. $p_3 = -105,7$ pólus az U - Q dinamikát befolyásoló pólus. A hálózatnak még további négy pólusa van a negatív félsíkon, ezeket jelen dokumentumban nem tárgyalom.

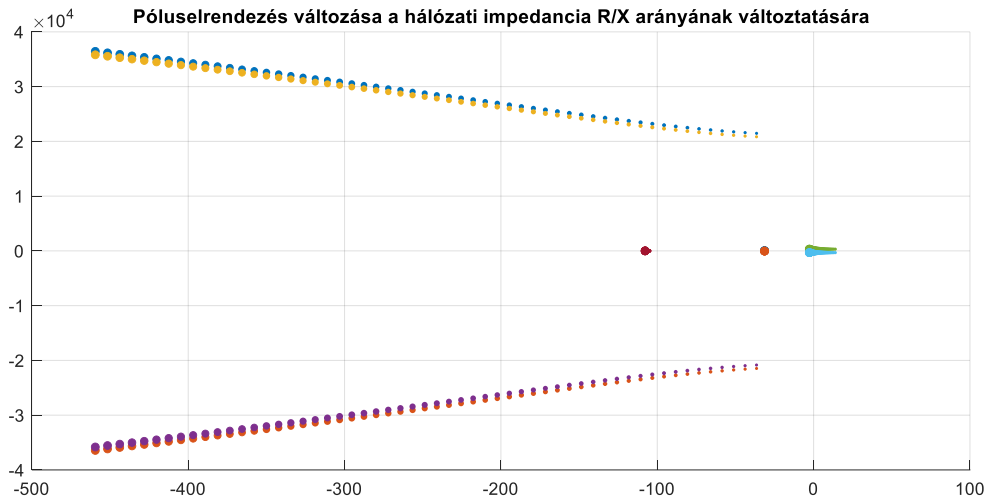
A pozitív félsíkon található $p_{4,5} = 5,63 \pm j316,5$ póluspárból egyértelműen következik, hogy a rendszer instabil. A pólus érzékenységét kiszámítva minden rendszer paraméterre az adódik, hogy a valós tengelyen negatív irányba a virtuális oszcillátor kapacitása, a rendszer frekvencia, a szűrő és a hálózati impedancia növelése mozdítja. Ezek közül a kapacitás csak kis intervallumon belül módosítható, ami érdemi változást nem eredményez a pólus valós részében, illetve a rendszer frekvencia sem módosítható. Az inverter szűrőjének paramétereire más pólusok érzékenyebbek, nagyobb mértékben tolnak el a pozitív félsík irányába, így ezek változtatásával sem lehet stabil állapotot létrehozni.

Egyedül a hálózati impedancia változtatásával lehet elérni, hogy minden pólus a negatív félsíkra kerüljön. A hálózati impedancia módosítására két lehetőség áll rendelkezésre: a hálózat zárlati teljesítményének változtatása (hálózati impedancia abszolút értékének módosítása) és a hálózati impedancia R/X arányának változtatása (rezisztív tag módosítása az induktívhoz képest). Az 9. ábra mutatja hogyan változik a póluselrendezés a hálózat zárlati teljesítményének növelése hatására (a kisebb pontok a kisebb impedanciákhoz tartoznak).



9. ábra: A rendszer pólusainak változása a hálózat zárlati teljesítményének növelése esetén (R/X arány 0,75)

A zárlati teljesítmény növelésével $p_{1,2}$ póluspár a pozitív félsík irányában toódik el. A beállított R/X arány mellett $S_z = 1,78$ MVA teljesítmény a stabilitás határértéke. Az összes többi pólus a negatív félsík irányába toódik.



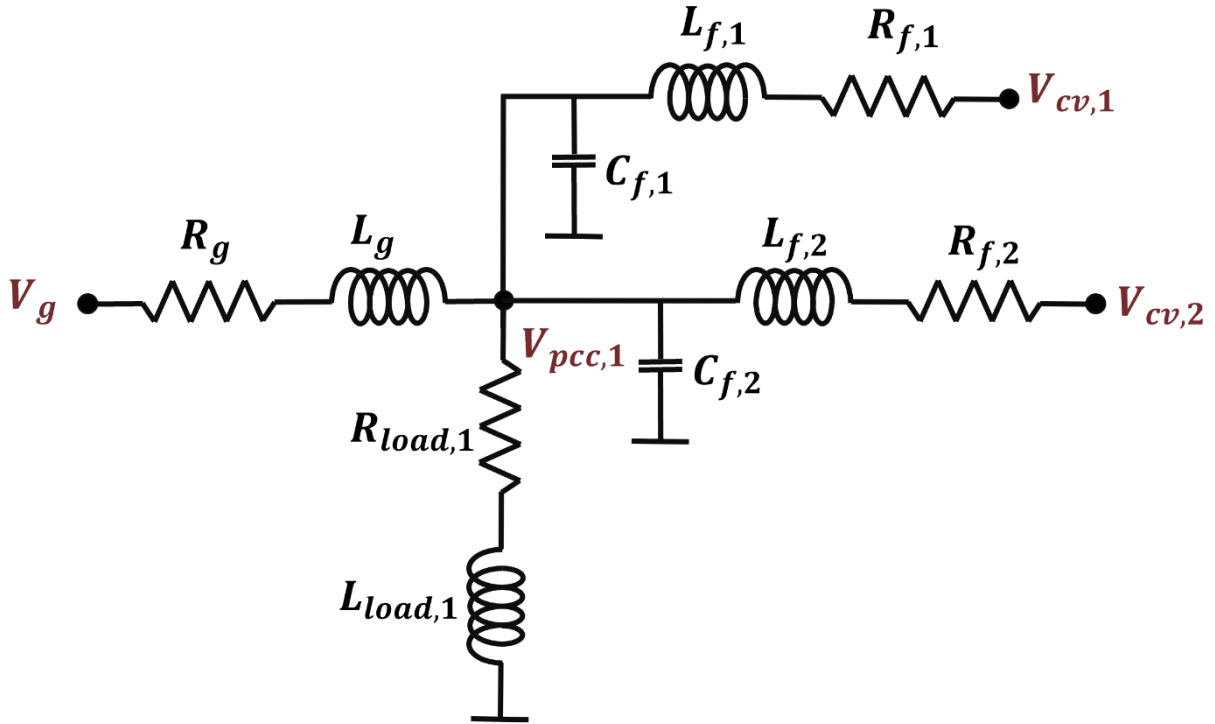
10. ábra: A rendszer pólusainak változása a hálózati impedancia R/X arányának növelése esetén ($S_z = 2,5$ MVA)

A hálózati impedancia rezisztív tagjának növelésével az összes pólus a negatív félsík irányába mozdul el. A stabilitás határa $R/X = 1,52$ -nél volt a beállított 2,5 MVA hálózati teljesítmény mellett.

Az R/X arány, amit az inverter a hálózat felől lát, feszültségszinttől és a hálózati elhelyezkedéstől függően változatos lehet, így a stabilitás határértékét ennek függvényében kell értelmezni, jelen esetben csak egy kiválasztott példa keretében adtam meg.

4.4 Összetett hálózat stabilitásvizsgálata

Az inverterek vezérlőegységei között kialakuló rezonanciajelenségek és az abból eredő instabilitás vizsgálatához használt többinverteres betáplálással ellátott hálózat egyvonalas sémáját 11. ábra mutatja.



11. ábra: A kisjelű vizsgálathoz használt hálózati modell egyvonalas rajza

A mögöttes hálózatot egy ideális feszültségforrással reprezentáljuk, amely R_g , L_g paraméterű soros RL tagon keresztül kapcsolódik a hálózathoz. A hálózati feszültség a rendszer számára külső zavarójelként adott, a feszültség csúcértéke ezen a ponton állandó.

A hálózat megalkotásakor arra törekedtem, hogy minél egyszerűbb legyen, mégis a stabilitás kérdésének szempontjából jól leképezze a két szabályozási kör között esetlegesen kialakuló rezonanciát. A hálózatra két VI-VOC inverter csatlakozik RLC szűrőn ($R_{f,1}$, $L_{f,1}$, $C_{f,1}$, $R_{f,2}$, $L_{f,2}$, $C_{f,2}$) keresztül. Az első számú inverter $V_{pcc,1}$ feszültséggel jellemezhető PCC pontjára kapcsolódik a hálózat, illetve a második inverter PCC pontja. Továbbá megtalálható egy passzív, RL fogyasztó ($R_{load,1}$, $L_{load,1}$) is a PCC pontról leágazva.

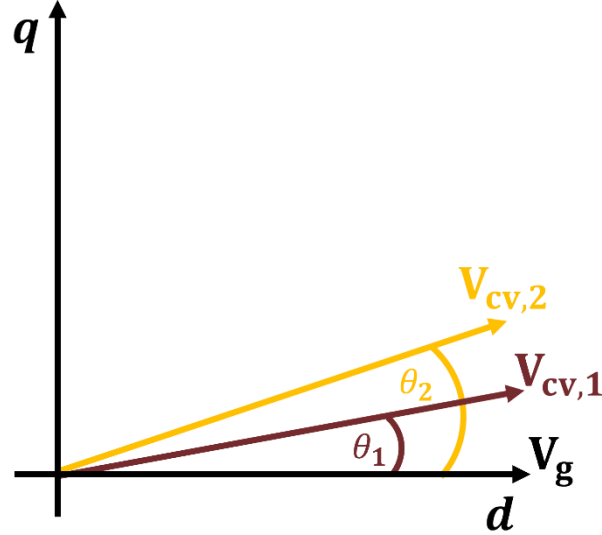
Az egy inverteres rendszerhez hasonlóan itt is, mindkét inverter esetén, az inverter kapocsfeszültségét az inverter saját koordináta-rendszerében értelmezzük, így annak csak d irányú komponense van. A teljes hálózatnak viszont csak egy referencia koordináta-rendszere lehet, amit ebben az esetben az első inverterhez rögzítünk. Így a hálózat, illetve a második inverter feszültségét (47), (48) és (49) egyenletek szerint szükséges forgatni. Az első inverter terhelési szögét ($d\theta_1$) úgy definiáltam, hogy az inverter és a hálózat közti szög legyen, azaz a hálózat feszültségét olyan koordináta-rendszerben értelmezzük, amely $d\theta_1$ -el követi az inverter rendszerét. A második inverter $d\theta_2$ terhelési szögét is ugyancsak a hálózathoz viszonyítva adtam meg, így ebben az esetben két forgatást kell végezni: $d\theta_2$ -vel a hálózat koordináta-rendszerébe és $d\theta_1$ -el az első inverter koordináta-rendszerébe

$$V_g = \hat{V}_{g,disc} \cdot e^{-jd\theta_1} \quad (47)$$

$$V_{cv,2,d} = \text{Re}\{V_{cv,2} \cdot e^{j(d\theta_2 - d\theta_1)}\} \quad (48)$$

$$V_{cv,2,q} = \text{Im}\{V_{cv,2} \cdot e^{j(d\theta_2 - d\theta_1)}\} \quad (49)$$

Az azonos körfrekvenciával szinkronforgó rendszereket 12. ábra szemlélteti.



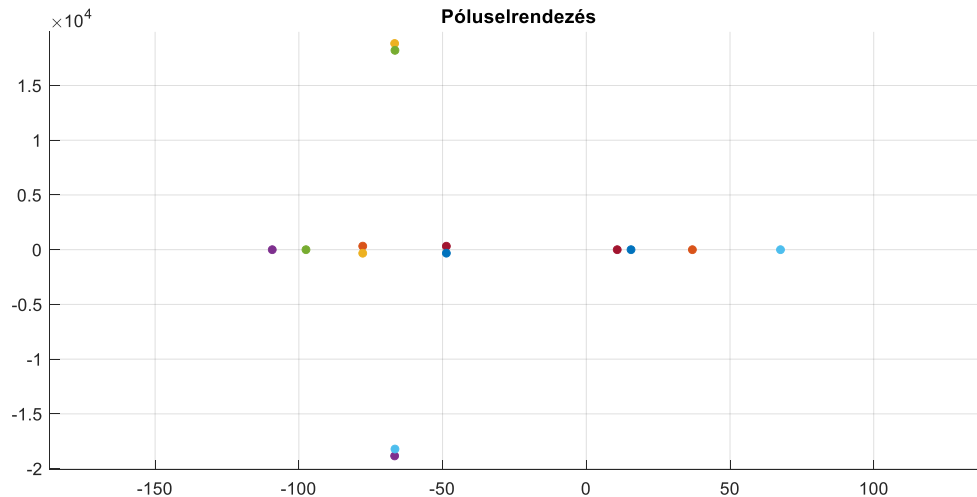
12. ábra: A hálózat és az inverterek feszültségeinek szinkronforgó vektorai egymáshoz viszonyítva

Ebben az esetben a hálózatot és az invertereket leíró differenciálegyenletek nem részletezem, azok felírása elvben megegyezik a 4.3.1 és 4.3.2 fejezetekben leírtakkal. A rendszer állapotváltozóinak mátrixát (50) mutatja, 15 állapotváltozót tartalmaz.

$$\Delta x = \begin{bmatrix} \Delta V_{cv,1} & \Delta \theta_{d,1} & \Delta i_{cv,1,d} & \Delta i_{cv,1,q} & \Delta \omega_1 & \Delta V_{pcc,d} & \Delta V_{pcc,q} & \Delta i_{g,d} & \Delta i_{g,q} \\ \Delta V_{cv,2} & \Delta \theta_{d,2} & \Delta i_{cv,2,d} & \Delta i_{cv,2,q} & \Delta \omega_2 & \Delta I_{load,d} & \Delta I_{load,q} & & \end{bmatrix}^T \quad (50)$$

4.4.1 Póluselrendezés vizsgálata

A póluseloszlás vizsgálatokor olyan paraméterekből indultam ki, amelyeknél az egy inverter alkotta rendszer stabilnak bizonyult. Az így kapott eloszlást a 13. ábra mutatja.



13. ábra: Kétinverteres rendszer origó közeli pólusainak eloszlása

A pozitív félsíkon található négy darab tisztán valós pólus: $p_1 = 10,75$, $p_2 = 15,65$, $p_3 = 36,9$ és $p_4 = 67,56$. Ennek következtében azokkal a paraméterekkel, amivel egy inverter stabil volt, a több invertert tartalmazó rendszer instabil. A pólusok érzékenységeinek kiszámításával kerestem egy olyan paraméterkészletet, amivel a rendszer stabil.

A pólusok érzékenységet meg lehet adni minden olyan paraméterre, amely szerepelt a linearizált A rendszermátrix felírásában. Az érzékenység azt adja meg, hogy a paraméter egy egységgel történő növelése az adott pólus valós és képzetes részét milyen irányba tolja el. A stabilitás szempontjából csak azon paraméterek lényegesek, amelyek a pozitív félsíkon található instabil pólusok valós részét csökkentik és emellett nem vagy kevésbé növelik a negatív félsíkon található stabil pólusok valós részét. Lényeges. A vizsgálat eredményét az 1. táblázat foglalja össze.

Paraméter	Tapasztalatok
C, ξ	Mindkét póluspár esetén mind a C , mind a ξ paraméter értékének növelése a pólust a negatív félsík irányába mozdította, viszont ennek a két paraméternek a szorzata határozza meg a minimálisan megengedett feszültségszintet. Mindkét paraméter növelésével a minimális megengedett feszültségszint 0,9 V alá csökkenne. Ennek következtében ezekkel elérhető változás nem elég a rendszer stabilizálásához.
$\kappa_{i,1}, \kappa_{i,1}$	Az inverter bemenetére érkező mért áramértéket skálázó paraméterek. Az inverterek teljesítménye határozza meg a nagyságát. Csökkentésével a negatív félsík irányába lehet elmozdítani az instabil pólusokat, viszont más pólusokat a pozitív félsík irányába tol el. Továbbá gyakorlati szempontból nincs értelme a stabilitást kis megengedett teljesítményhez kötni.
$L_{f,1}, L_{f,2}$	Az inverter LC szűrőjében található induktivitás növelése az instabil pólusokat a negatív félsík irányába mozdítja. Ez viszont csak egy szűk tartományban módosítható, lényegi változást nem lehet elérni vele.
$S_z, R/X$	Az instabil pólusok függetlenek a hálózat zárlati teljesítményétől és R/X arányától.

1. táblázat: Többinverteres rendszer pólusainak érzékenységvizsgálata

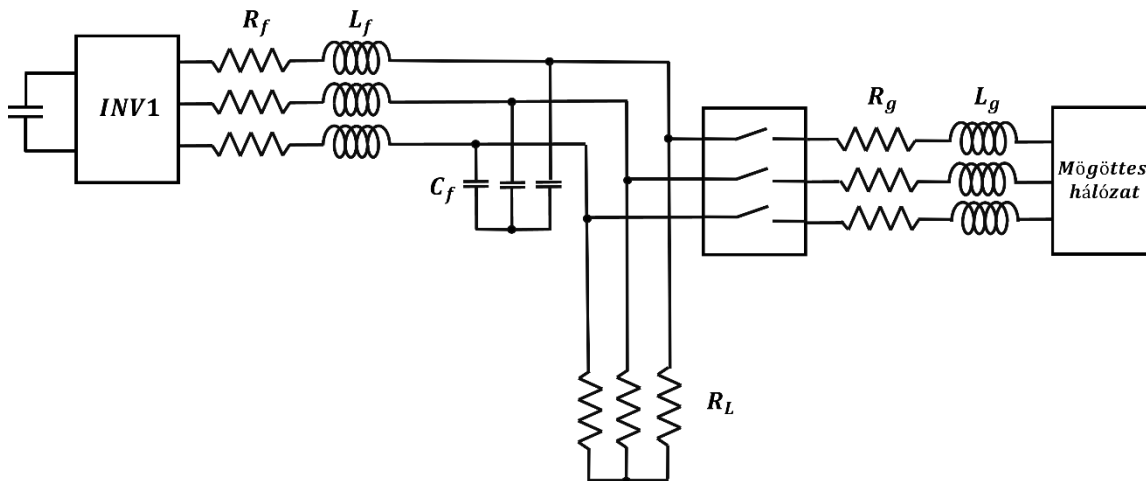
A vizsgálat eredményeképpen a következő állítást teszem: az AHO típusú VOC többinverteres rendszerben a paraméterek hangolásával nem stabilizálható. A kutatásom folytatásaként meg fogom vizsgálni, hogy milyen átalakítás vagy kiegészítés szükséges ahhoz, hogy biztosítani lehessen a stabilitást, úgy, hogy az a paraméterekkel szemben csak alacsony elvárásokat támasszon.

5 VOC-ALAPÚ RENDSZER SZOFTVERES SZIMULÁCIÓJA ÉS STABILITÁSVIZSGÁLATA

Ebben a fejezetben szoftveres környezetben végzett szimulációk keretében bemutatom a VOC inverterek működésének fontosabb tulajdonságait, illetve bizonyítom a stabilitásvizsgálat során levont határértékek helyességét. A szimulációkat MATLAB SIMULINK szoftverben végeztem a *Simscape Specialized Power Systems toolbox* segítségével.

5.1 dVOC és VI-VOC inverter hálózati és szigetüzemének vizsgálata

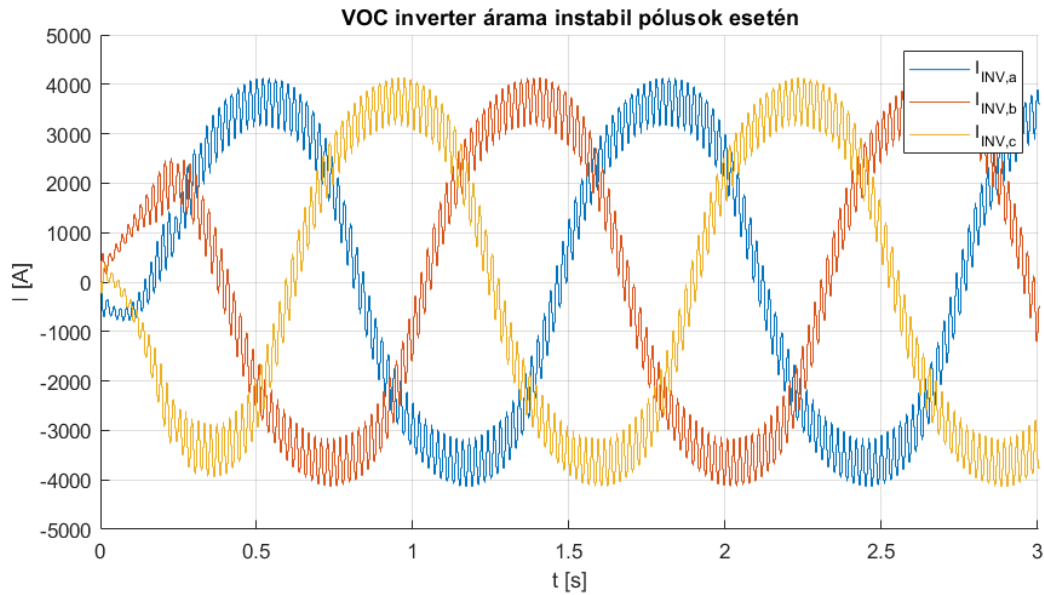
Ebben a fejezetben egy inverter működését vizsgáljuk meg, mind dVOC, mind VI-VOC vezérléssel ellátva. Az elrendezést (14. ábra) egy háromfázisú VOC inverter, inverter oldali RLC szűrő, hálózat oldali RL szűrő, háromfázisú rezisztív terhelés és a mögöttes hálózat alkotja. A szimuláció kezdetekor az inverter és a hálózat közötti megszakító zárva van. A hálózat felőli RL tag segítségével állítható a hálózat erőssége (zárlati teljesítménye) és az R/X arány.



14. ábra: Egy inverter szimulációs vizsgálatához használt modell

5.1.1 Hálózati üzem vizsgálata instabil paraméterek mellett

A 4.3.3 fejezetben vizsgált kisjelű modell első futtatáskor alkalmazott paraméterekkel a rendszer instabillnak bizonyult, mert a póluseloszlásában a pozitív félsíkra esett egy konjugált komplex póluspár. Ennek hatását mutatja a 15. ábra: teljesítményalapjel hatására túl nagy áramok indulnak meg, az inverter a névleges teljesítményének több százszorosát próbálja meg leadni. Ezt a szoftver képes megvalósítani, de laboratóriumi körülmények között egyből leoldott volna a védelmi automatika.

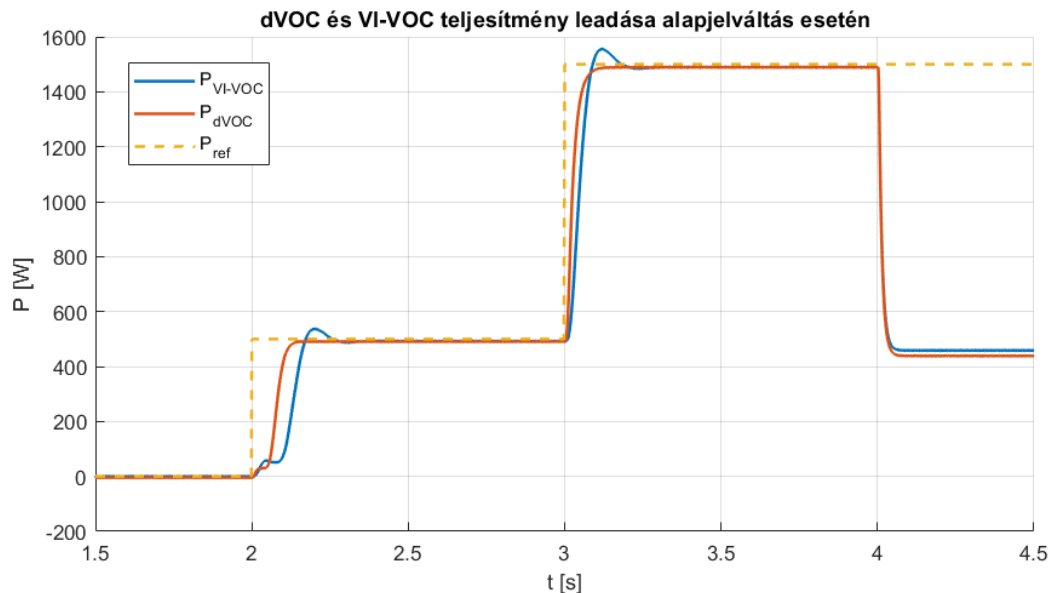


15. ábra: Inverter árama instabil paraméterekkel ($S_z = 2,5$ MVA, $R/X=0,75$)

5.1.2 Hatásosteljesítmény-frekvencia dinamika vizsgálata

A hatásosteljesítmény alapjelre hatására a szabályozó dinamikáját az alapjelváltásra történő beállítás gyorsasága és karakterisztikája függvényében vizsgáljuk.

Szimuláció ismertetése: Az inverter hatásosteljesítmény alapjele 2 másodpercnél 0 W-ról 500 W-ra, 3 másodpercnél 1500 W-ra változik ugrásszerűen. A megszakító 4 másodpercnél kinyit, így az inverter és terhelés szigetbe kerül.



16. ábra: Inverteres egység hatásosteljesítmény betáplálása alapjelváltozás és szigetüzembe kerülés hatására

A beállítás a dVOC esetén egytárolós viselkedést, a VI-VOC esetén pedig kéttárolós viselkedést mutat, ez várható volt, mivel a dVOC esetén a P - f dinamikához tartozó pólus tisztán valós volt, a VI-VOC

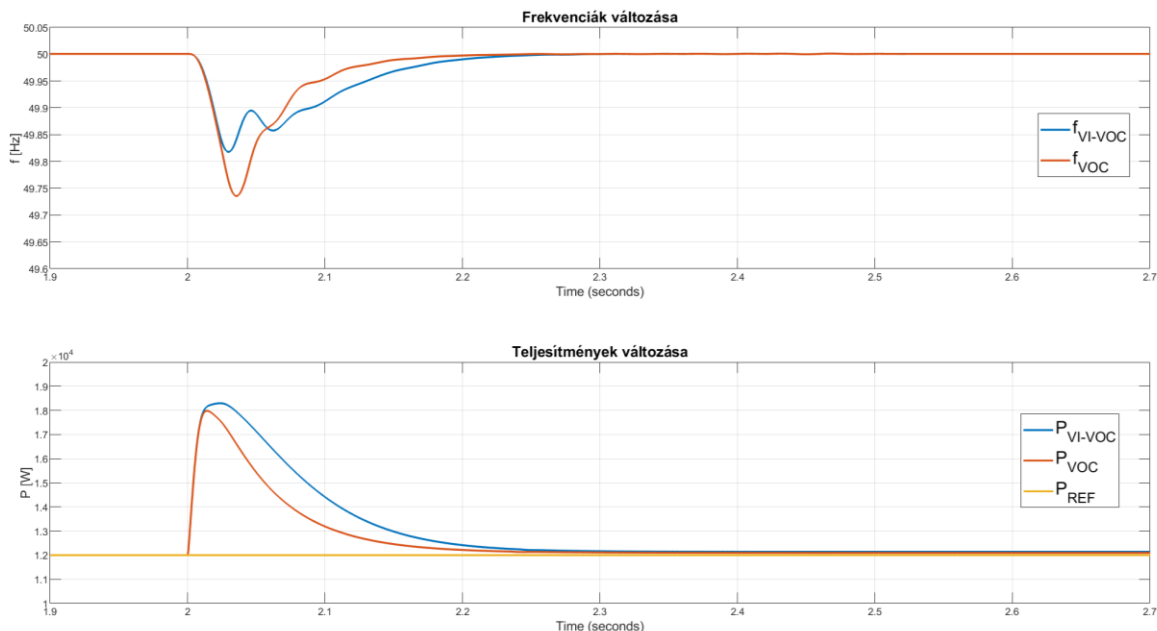
esetében viszont konjugált komplex pár, aminek az oka a PD szabályozó megjelenése a frekvencia dinamikában. Az alapjel követésről általánosan elmondható, hogy gyors (az alapjel 90%-os értékét 200ms-on belül eléri mindkét vezérlés esetén). A beállítás gyorsasága meghatározható a vezérlés ξ paraméterével. A póluselrendezések vizsgálata során az adódott, hogy a stabilitás elérhető, illetve tovább növelhető a virtuális oszcillátor C kapacitásértékének növelésével. (51) szerint $C\xi$ szorzat segítségével állítható az állandósult állapotban megengedett feszültségminimum[10]. Mivel a megengedhető feszültségminimum értéke nem változtatható, ezért C növelése csak ξ csökkentésével valósítható meg, ami pedig a beállást lassítani fogja.

$$C\xi = \frac{\sqrt{2}}{4V_{min,pu}^2} \frac{1}{1-V_{min,pu}^2} \quad (51)$$

5.1.3 Virtuális inercia hatásának vizsgálata

A mesterséges inerciával növelni tudjuk a rendszer frekvenciastabilitását a villamos teljesítmény hirtelen megváltozása esetén. A szimuláció során a hálózatra csatlakozó teljesítmény betáplálását és a helyben mért frekvencia vizsgálok.

Szimuláció ismertetése: Két azonos „egy inverter – végtelen hálózat” áramkört építettem. Mindkét áramkörben egy passzív fogyasztó, és egy $S_n = 15 \text{ kVA}$ névleges teljesítményű inverter volt. Az egyik invertert a hagyományos dVOC, a másikat pedig a VI-VOC vezérléssel láttam el. A terhelés teljesítménye 2 másodperckor megduplázódik. Az inverterek 12 kVA hatásosteljesítmény alapjel szerint tápláló a hálózatra.



17. ábra: VI-VOC és dVOC összehasonlítása: terhelésváltozás hatására keletkező frekvenciaváltozás vizsgálata

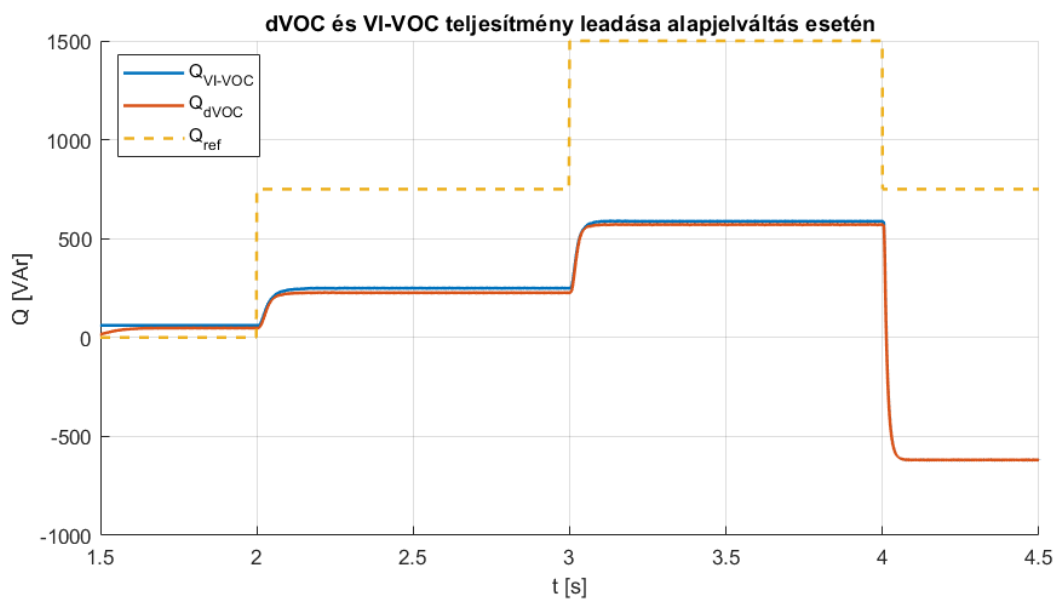
A szimuláció során a terhelés váltás esetén fellépő tranzienst követően a rendszer visszaáll a 50 Hz frekvenciára, mivel a végtelen hálózaton állandósult állapotban kialakuló frekvenciát nem befolyásolja. Az inverter teljesítményében is mindkét vezérlés esetén megjelenik egy tranzienst követően a betáplálás,

viszont a VI-VOC esetén ennek csúcsértéke és csillapodása különbözik. A frekvenciában a VI-VOC a várt karakterisztikát (szinkrongéphez hasonló lengés) mutatta. A paraméterek további hangolásával várhatóan lehetőség nyílik jobb dinamikai tulajdonságok elérésére (kisebb frekvenciagradiens a tranziens alatt vagy gyorsabb beállítás). Jelen dokumentumban nem célunk a paraméterek hangolása.

5.1.4 Meddőteljesítmény-feszültség dinamika vizsgálata

Az inverterek fontos tulajdonsága a meddőteljesítmény szabályozási képesség (meddőteljesítmény betáplálás, illetve nyelés), akár nulla hatásosteljesítmény betáplálás mellett is.

Szimuláció ismertetése: Az inverter hatásosteljesítmény és meddőteljesítmény alapjele kezdetben nulla, majd 2 másodpercnél a meddőteljesítmény alapjelet 750 VAR-ra és 3 másodpercnél 1500 VAR-ra növelem. 4 másodpercnél az inverter és a terhelés szigetbe kerül.

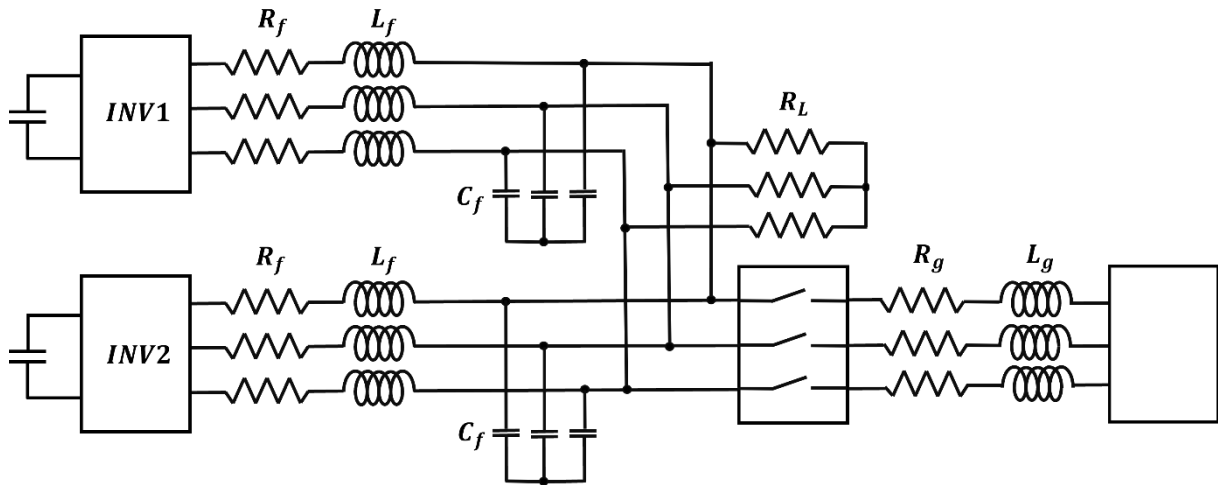


18. ábra: Inverteres egység meddőteljesítmény betáplálása alapjelváltás és szigetüzembe kerülés hatására

Mindkét inverter póluselozlásában az U - Q dinamikához tartozó pólus tisztán valós volt, így alapjelváltáskor a beállítás egytárolós viselkedést mutat. Az inverter meddőteljesítmény betáplálása nem követi pontosan az alapjelet. Ennek oka, hogy a droop karakterisztika nem a PCC ponton van értelmezve, hanem az inverter kapcsain leadott, számított feszültségértékre. Ez jelentős eltérés más GFM vezérléstípusokhoz képest, ahol a feszültség jelet is szenzorok segítségével mérik a PCC ponton. Az inverter kapcsai és a PCC pont között mind a feszültség, mind a hálózat felé áramló meddőteljesítmény jelentősen eltér.

5.2 Többinverteres rendszer vizsgálata

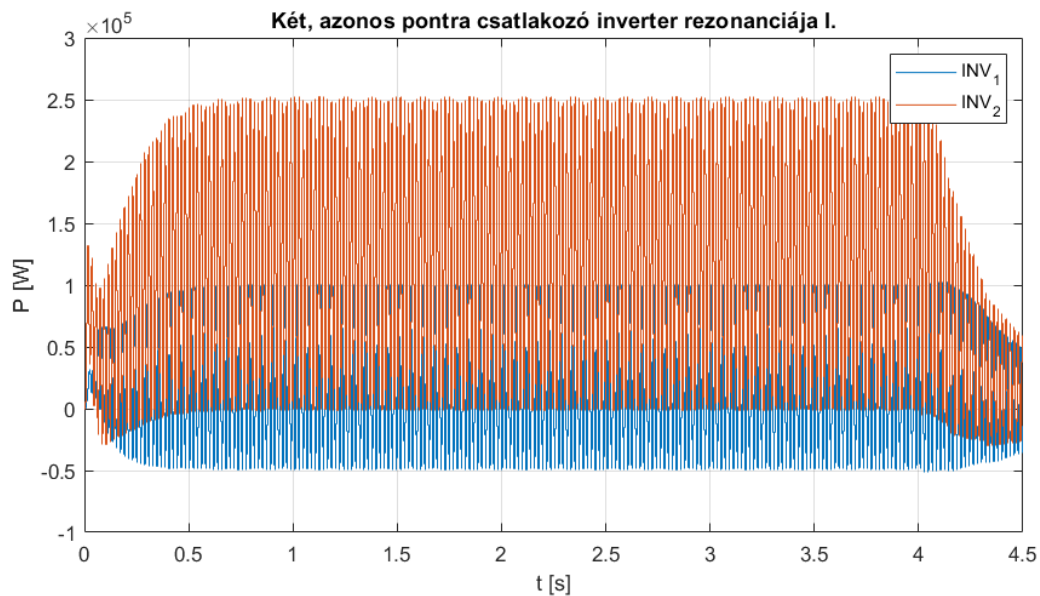
A stabilitásvizsgálat során azt az eredményt kaptam, hogy a több, közös pontra kapcsolódó inverter hálózati üzeme instabil. A kisjelű modell validálásaképpen reprodukáltam ugyan azt az elrendezést (19. ábra) szoftveres környezetben is.



19. ábra: Többinverteres szimulációs elrendezés

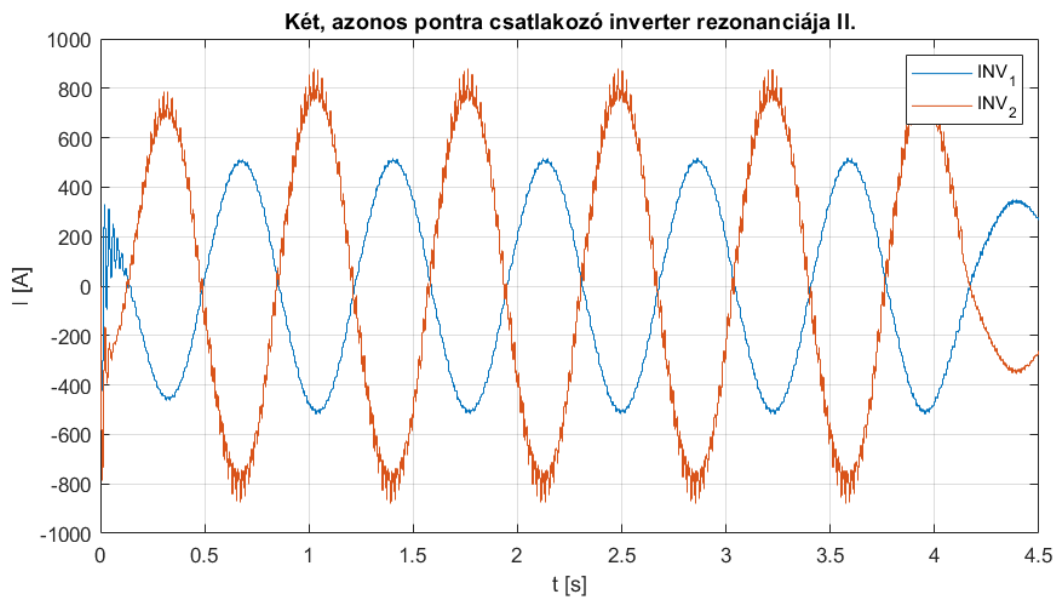
Szimuláció ismertetése: Két eltérő teljesítményű inverter PCC pontjukon keresztül kapcsolódik egymással, a hálózattal és egy passzív terheléssel. A hálózattal összeköttetést biztosító megszakító 3 másodpercél kinyit.

A 20. ábra az inverterek által leadott teljesítményeket mutatja. 5.1.1-ben bemutatott egy inverteres rendszerhez hasonlóan itt is a valóságban egy teljesítményelektronikához képest elképzelhetetlenül nagy teljesítmények jellenek meg.



20. ábra: Az inverterek által instabil állapotban leadott teljesítmények

Az inverterek egyik, azonos fázisának áramát a 21. ábra szemlélteti. Itt megfigyelhető, hogy a két inverter árama egymáshoz képest 180° -al el van tolódva, így lényegében az egyik inverter fogyasztja el a másik inverter által megtermelt teljesítményt. Ez az eredmény is csak bemutató jellegű, a valóságban ilyen állapot nem alakulhat ki.



21. ábra: Az inverterek A fázisának árama instabil rendszer esetén

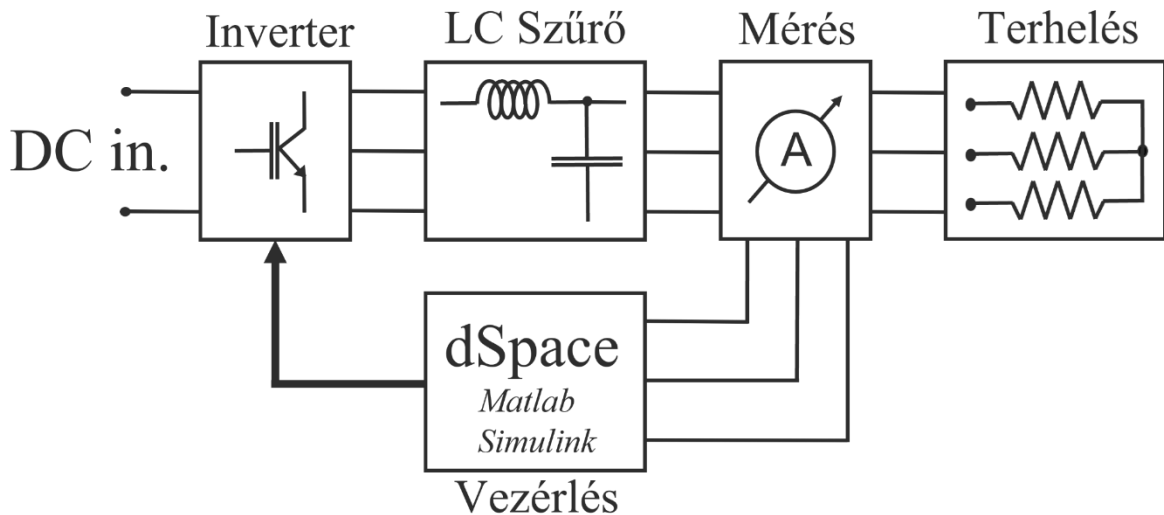
6 HARDVERES VIZSGÁLAT

A szoftveres eredmények validálása céljából laboratóriumi környezetben is megvizsgáltam a szabályozás működését. A szimulációs modell hardveres implementációja nagy kihívás jelent, a dokumentum megírásáig csak egy inverter szigetüzemi működését vizsgáltam ily módon laboratóriumi körülmények között.

Az MVM Smart Power laboratóriumban rendelkezésemre állt több, különböző teljesítményű *Danfoss* gyártmányú frekvenciaváltó. Ezek elsősorban villamos motorral rendelkező berendezések meghajtására alkalmasak, de az Aalborg egyetemen fejlesztett speciális interfész kártyákon keresztül lehetőség adódik a hídágak közvetlen vezérlésére. Az inverter táplálása két módon lehetséges: háromfázisú szimmetrikus feszültségforrás segítségével, egyenirányítón keresztül vagy a közbülső egyenáramú kör közvetlen DC táplálásával. Az mérések elvégzéséhez a DC táplálást választottam így képes voltam szabadon állítani a DC oldali feszültség nagyságát. Az inverter DC bemenetére egy *Cinergia GE* hálózati emulátor kapcsolódott, amelynek teljesítménye jóval nagyobb volt, mint az alkalmazott inverteré, így „végtelen” forrásként lehetett kezelni a mérések során.

A megépített rendszer központja a *dSpace* kompakt valós idejű számítógép, ami beágyazott rendszerek laboratóriumi tesztelésére lett kifejlesztve. A gép kompatibilis a Matlab Simulink szoftverrel, ez lehetővé teszi, hogy a szoftveres teszteléshez használt Simulink modellek valós fizikai környezetben fussanak. A *dSpace* rendelkezik saját Simulink könyvtárral, amelynek segítségével hozzáadhatjuk a számítógép analóg be- és kimeneteinek megfelelő blokkokat a modellekhez. A vezérléshez szükséges áramjelek méréséhez *Imperix DIN 50A* áramszenzorokat alkalmaztam. A valós idejű szimulátor a bemenetére érkező jeleket 20 kHz felbontással mintavételezte.

A jelek megjelenítéséhez és kimentéséhez Dewetron DEWE2-PA7 hálózati analizátort használtam. Ez lehetővé tette a nagy pontosságú, akár 2 MHz mintavételi frekvenciájú adatrögzítést. Az eszköz Windows operációs szoftvert használ és több program áll rendelkezésre az adatok kinyerésére. Én az *Oxygen Data Acquisition* szoftvert alkalmaztam, ahol egyedi mérési felületet lehet előállítani szkóp és numerikus mérők segítségével. A program lehetővé tette az adatok közvetlen exportálását több fájlformátumban, köztük a Matlab saját formátumában is. Az eredményeket ezután Matlab Script segítségével ábrázoltam. A *Dewetron* segítségével lehetőség nyílik a bemeneti jeleket tetszőleges matematikai egyenletekbe helyezni, illetve szűrővel ellátni.

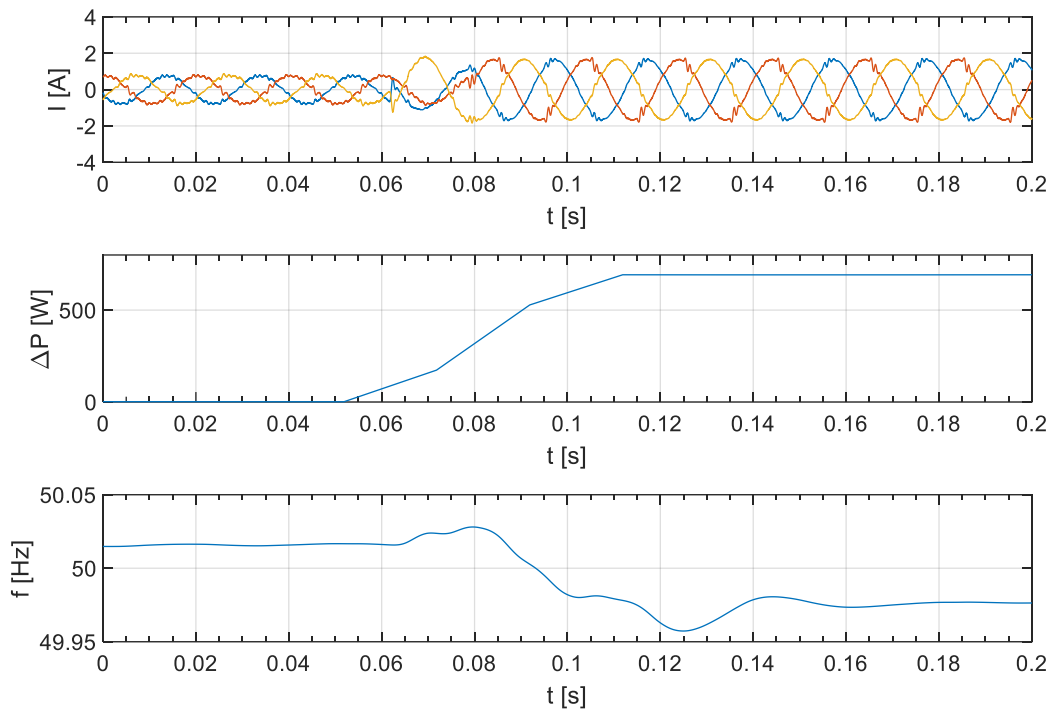


22. ábra: Laboratóriumi vizsgálathoz használt mérési elrendezés

A jelen dolgozatban tárgyalt laboratóriumi eredmény bemutató jellegű. A VOC inverter lehetséges jövőbeli fejlesztéséhez, illetve prototípus készítéséhez mindenképpen szükséges fizikai környezetben is helyes működést mutató modell, mert erősebb validációt ad az elméleti eredményeknek, mint a szoftveres szimulációk.

A hatásosteljesítmény-frekvencia kapcsolat vizsgálatához az üresen járó inverterre szimmetrikus, háromfázisú terhelést kapcsolva azt vizsgáltam, miként változik a rendszer frekvenciája. Kezdetben az inverter szűrőjének árama látható, majd 0,06 és 0,08 másodperc között megjelenik egy szimmetrikus háromfázisú terhelés az inverteren. A terheléseket egyesével kapcsoltuk rá az egyes fázisokra, ennek hatására a mért teljesítmény és frekvencia is több lépésben változott. A rendszer új frekvenciája a kiindulási állapothoz alacsonyabb lett a terhelés növekedésének következtében. Ezt igazolja (25) átrendezésével kapott egyenlet is (52).

$$\omega = \omega_n - \frac{\kappa_v \kappa_i}{3CU_{cv}^2} P \quad (52)$$



23. ábra: VOC inverter terhelésváltás szigetüzemben (felül az inverter szűrőjének tekercsén mért áram, középen a leadott hatásos teljesítmény változás, alul a mért frekvencia látható)

Továbblepési cél a hálózati üzem vizsgálata, amihez *Power Hardware-In-The-Loop* (PHIL) szimulációk keretében szeretném vizsgálni az inverter működését. A szimulációhoz szükséges kiterjedt hálózat modelljének készítése a dolgozat írásakor még folyamatban van.

7 ÖSSZEFOGLALÓ

A dolgozat során bemutattam egy új szemléletű GFM inverter szabályozási módot, az Andronov-Hopf oszcillátor alapú inverter szabályozást. A VOC inverter vezérlési stratégia a gyengén csatolt rezgőkörök szinkronizációs képességét kihasználva biztosítja az inverterek hálózati szinkron üzemét és párhuzamosan kapcsolódó konverterek közötti teljesítménymegosztást. Más GFM modellekhez hasonlóan rendelkezik a szinkrongépek statizmusához hasonló droop karakterisztikával és mesterséges inercia szolgáltatást is tud biztosítani a villamosenergia-rendszer számára.

Munkám keretében megalkottam a VOC inverterek kisjelű stabilitásvizsgálatához felhasználható modellt, ami egy és több invertert tartalmazó hálózatokon is alkalmazható. Ennek felhasználásával megvizsgáltam a kisjelű stabilitás szempontjából a legegyszerűbb elrendezést, az egy inverter-erős hálózat modellt. A vizsgálat eredményeképpen megállapítottam, hogy a VOC inverter csak olyan hálózatokon alkalmazható, ahol az inverter csatlakozási pontján a hálózat zárlati teljesítménye korlátozott. Továbbá megvizsgáltam a stabilitás kérdését többinverteres rendszerek esetén is. Itt a paraméterkészlet hangolásával nem adódott olyan rendszer, ami hálózati vagy szigetüzemben stabil működést biztosított volna.

Az AHO típusú inverter szabályozást Matlab Simulink szoftverben implementáltam. Szoftveres környezetben végzett szimulációk keretében bemutattam a működést és validáltam a stabilitásvizsgálat során kapott eredményeket. Továbbá az inverter működését laboratóriumi környezetben is megépítettem és valós fizikai eszközökön végzett szimuláción keresztül is megvizsgáltam.

8 HIVATKOZÁSOK

- [1] I. Energy Agency, “Renewables 2021 - Analysis and forecast to 2026,” 2021. [Online]. Available: www.iea.org/t&c/
- [2] S. Anttila, J. S. Döhler, J. G. Oliveira, and C. Boström, “Grid Forming Inverters: A Review of the State of the Art of Key Elements for Microgrid Operation,” *Energies*, vol. 15, no. 15. MDPI, Aug. 01, 2022. doi: 10.3390/en15155517.
- [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 Conference PowerTech, POWERTECH 2013*, pp. 1–7, 2013, doi: 10.1109/PTC.2013.6652456.
- [4] Q. C. Zhong and G. Weiss, “Synchronverters: Inverters that mimic synchronous generators,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 4, pp. 1259–1267, Apr. 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2048839.
- [5] C. Arghir and F. Dörfler, “The Electronic Realization of Synchronous Machines: Model Matching, Angle Tracking, and Energy Shaping Techniques,” *IEEE Trans Power Electron*, vol. 35, no. 4, pp. 4398–4410, Apr. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2939710.
- [6] N. W. A. Lidula and A. D. Rajapakse, “Microgrids research: A review of experimental microgrids and test systems,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 15, no. 1. pp. 186–202, Jan. 2011. doi: 10.1016/j.rser.2010.09.041.
- [7] R. Muñoz-Alicea, “Introduction to Bifurcations and The Hopf Bifurcation Theorem for Planar Systems.”
- [8] B. B. Johnson, S. v. Dhople, A. O. Hamadeh, and P. T. Krein, “Synchronization of parallel single-phase inverters with virtual oscillator control,” *IEEE Trans Power Electron*, vol. 29, no. 11, pp. 6124–6138, 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2296292.
- [9] B. B. Johnson, M. Sinha, N. G. Ainsworth, F. Dorfler, and S. v. Dhople, “Synthesizing Virtual Oscillators to Control Islanded Inverters,” *IEEE Trans Power Electron*, vol. 31, no. 8, pp. 6002–6015, Aug. 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2497217.
- [10] M. Lu, V. Purba, S. Dhople, and B. Johnson, “A Grid-compatible Virtual Oscillator Controller: Analysis and Design,” 2019.
- [11] M. A. Awal and I. Husain, “Unified Virtual Oscillator Control for Grid-Forming and Grid-Following Converters,” *IEEE J Emerg Sel Top Power Electron*, vol. 9, no. 4, pp. 4573–4586, Aug. 2021, doi: 10.1109/JESTPE.2020.3025748.
- [12] J. Li, J. E. Fletcher, D. G. Holmes, and B. P. McGrath, “Developing a machine equivalent inertial response for a Virtual Oscillator Controlled Inverter in a machine-inverter based microgrid,” in *ECCE 2020 - IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Oct. 2020, pp. 4314–4321. doi: 10.1109/ECCE44975.2020.9236073.

- [13] N. Hatziargyriou *et al.*, “Definition and Classification of Power System Stability - Revisited & Extended,” *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 36, no. 4, pp. 3271–3281, Jul. 2021, doi: 10.1109/TPWRS.2020.3041774.
- [14] M. Lu, V. Purba, S. Dhople, and B. Johnson, “Comparison of Droop Control and Virtual Oscillator Control Realized by Andronov-Hopf Dynamics,” in *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, Oct. 2020, vol. 2020-October, pp. 4051–4056. doi: 10.1109/IECON43393.2020.9254645.
- [15] M. Lu, V. Purba, S. Dhople, and B. Johnson, “Comparison of Droop Control and Virtual Oscillator Control Realized by Andronov-Hopf Dynamics,” in *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, Oct. 2020, vol. 2020-October, pp. 4051–4056. doi: 10.1109/IECON43393.2020.9254645.